

Über die Wirbelstromprüfung und magnetische Streuflussprüfung mittels GMR-Sensoren

Dissertation zur Erlangung des Grades
des Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)
der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät III
Chemie, Pharmazie, Bio- und Werkstoffwissenschaften
der Universität des Saarlandes

von

Dipl.-Ing. André Yashan

Saarbrücken

2008

Tag des Kolloquiums: 17. November 2008
Dekan: Prof. Dr. U. Müller
Berichterstatter: Prof. Dr. M. Kröning
Prof. Dr. G. Mook

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer-Institut Zerstorungsfreie Prüfverfahren IZFP in Saarbrücken.

Dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr. M. Kröning danke ich für die Möglichkeit der Durchführung dieser Dissertation, die Aufgabenstellung, die Leitgedanken zur Promotion sowie die Betreuung der Arbeit.

Großer Dank gilt Herrn Dr. G. Dobmann, dessen wertvolle Unterstützung mit Rat und Tat meinen fachlichen sowie wissenschaftlichen Werdegang im Institut stets begleitet haben.

Herzlich bedanke ich mich auch bei meinem wissenschaftlichen Betreuer Herrn Dr. R. Becker für die Aufnahme und Einführung in das Fachgebiet Wirbelstromtechnik sowie die umfassende Unterstützung meiner Arbeit.

Meinen engsten Kollegen - Frau C. Carabeti und den Herren N. Both, Dr. M. Disqué, I. Kiselmann, Ch. Rodner - sowie vielen weiteren IZFP-Mitarbeitern danke ich für das freundliche Arbeitsklima, ihre Hilfsbereitschaft und Zusammenarbeit.

Die wesentlichen Bestandteile der Arbeit, insbesondere die primäre Aufgabenstellung sowie die grundlegenden Aspekte der Wirbelstromprüfung mit großer Eindringtiefe, wurden im Rahmen des Vorhabens Nr. 1501024 der Reaktorsicherheitsforschung des BMWi "Modellbasierte Bewertung realer Ultraschall-Prüfsignale zur Optimierung von Prüfparametern für die Ultraschallprüfung fehlerbehafteter Schweißnähte in austenitischen Bauteilen des Primärkreislaufes von Kernkraftwerken" unter Projektträgerschaft der GRS und unter dem Förderprogramm "Kompetenzerhaltung in der Kerntechnik" erstellt.

Die Entwicklung des vorgestellten Wirbelstromarray-Prüfverfahrens wurde in Zusammenarbeit mit Airbus Deutschland GmbH (Bremen) im Rahmen eines europäischen Forschungsvorhabens unterstützt (Projekt "Improved NDE concepts for innovative aircraft structures and efficient operational maintenance (INCA)", Förderkennzeichen der Europäischen Kommission G4RD-CT-2001-00507). Den Herren W. Bisle und Th. Meier von Airbus Deutschland GmbH danke ich für die erfolgreiche Zusammenarbeit mit hilfreichen Diskussionen und für ihre Vorschläge bei der Entstehung und Weiterentwicklung des Wirbelstrom-GMR-Arrays.

Die Entwicklung der Streufluss-Prüftechnik am Feinblech wurde in Zusammenarbeit mit dem Werkstoffkompetenzzentrum von ThyssenKrupp Steel AG (Duisburg) durchgeführt und von der Europäischen Gemeinschaft gefördert (RTD Programm Stahl der EGKS, Projekt "Assessment of steel inclusions cleanliness by mixed NDT methods", EGKS Projekt Nr. 7210-PR/229). Bei Herrn A. Klein (ThyssenKrupp Steel AG, Duisburg) bedanke ich mich für die erfolgreiche Zusammenarbeit, insbesondere für seine tatkräftige Mitwirkung und Unterstützung bei der Erprobung des entwickelten Verfahrens unter Betriebsbedingungen.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	I
Abkürzungsverzeichnis	III
Kurzfassung	V
Abstract	V
1. Einleitung und Aufgabenstellung.....	1
2. Einführung in die Wirbelstrom- und Streuflussprüfung	4
2.1. Wirbelstromverfahren	5
2.2. Eindringtiefe der Wirbelströme	10
2.3. Streuflussverfahren	12
3. Magnetfeldsensoren.....	15
3.1. Induktive Sensoren (Spulen).....	16
3.2. Fluxgate-Sensoren.....	17
3.3. SQUID	18
3.4. Hall-Sensoren.....	18
3.5. Magnetoresistive Sensoren	18
3.6. GMR-Sensoren.....	20
3.6.1. Der GMR-Effekt	20
3.6.2. Industrielle Anwendungen von GMR-Sensoren	21
3.6.3. zFP-Anwendungen von GMR-Sensoren (Stand der Technik).....	22
4. Integration des GMR-Sensors in ein Wirbelstrom- bzw. Streuflussprüfsystem	24
4.1. Aufbau von GMR-Sensoren der Serien AA und AB (NVE).....	24
4.2. Anwendungsspezifische Eigenschaften der GMR-Sensoren.....	28
4.2.1. Magnetfeld-Empfindlichkeit	28
4.2.2. Verzerrungsfreiheit	29
4.2.3. Eigenrauschen	31
4.3. Vorverstärkerschaltungen für den Einsatz des GMR-Sensors zur Streufluss- und Wirbelstrommessung	33
5. Modellhafter Vergleich von GMR-Sensor und Spule bei der WS-Prüfung mit großer Eindringtiefe	35
5.1. Auswahl des Modellansatzes, Definition der Modellgeometrie	35
5.2. Mathematische Beschreibung der Modelle.....	37

5.2.1. Berechnung der Feldkomponenten	37
5.2.2. Signalantwort der Empfangs-Spule.....	39
5.2.3. Signalantwort des GMR-Sensors	40
5.3. Numerische Simulation von Sensoranordnungen.....	41
5.3.1. Berechnung der Impedanz-Ortskurven	41
5.3.2. Überprüfung der erstellten Modelle im Experiment	46
5.3.3. Analyse der Tiefenreichweite und des Abhebeeffekts.....	49
5.4. Experimenteller Vergleich der Ortsauflösung sowie der Empfindlichkeit des GMR-Sensors und der Spule	52
5.4.1. Ortsauflösung des GMR-WS-Sensors und des Spulen-WS-Sensors bei der Fehlerprüfung mit hoher Eindringtiefe	53
5.4.2. Empfindlichkeit des GMR-Sensors und einer Miniaturspule	56
6. Wirbelstrom- und Streufluss-Techniken mit GMR-Sensoren	59
6.1. Charakterisierung (Online-Monitoring) magnetischer Werkstoffeigenschaften im Ermüdungsversuch.....	59
6.2. Wirbelstromprüfung mit großer Eindringtiefe.....	62
6.2.1. Niederfrequenz-Wirbelstromprüfung austenitischer Rohrleitungen.....	62
6.2.2. Nachweis und Charakterisierung von Fehlern in dickwandigen Flugzeugstrukturen aus Aluminium mit einem GMR-Sensorarray	66
6.3. Detektion ferromagnetischer Kleinpartikel.....	73
6.4. Positionserkennung eines ferromagnetischen Gegenstands hinter einer Stahlabdeckung.....	74
6.5. Detektion nichtmetallischer Einschlüsse im Feiblech	76
7. Zusammenfassung und Ausblick	81
Literatur	84

Abkürzungsverzeichnis

A	Vektorpotential
A/cm	Ampere pro Zentimeter (1 A/cm = 100 A/m)
A/D	Analog-Digital (Wandlung)
AC	alternating current, Wechselstrom
AMR	Anisotropic Magneto-Resistance
b	Breite
B, B	magnetische Induktion
BMWi	Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie
C	Kapazität
CMR	Colossal Magneto-Resistance
Cr	Chrom
D, D	elektrische Verschiebungsdichte
D/A	Digital-Analog (Wandlung)
Da	Außendurchmesser
DC	direct current, Gleichstrom
dh	Spulenhöhe
DIN	Deutsches Institut für Normung, DIN-Norm
E, E	elektrische Feldstärke
EGKS	Europäische Gemeinschaft für Kohle und Stahl
EMUS	elektromagnetische Ultraschallwandlung
EN	europäische Norm
F	Fläche
f	Frequenz
Fe	Eisen
GMI	Giant Magneto-Impedance
GMR	Giant MagnetoResistance
GRS	Gesellschaft für Anlagen- und Reaktorsicherheit (GRS) mbH
H, H	magnetische Feldstärke
I, i(t)	elektrischer Strom
IC	integrated circuit (integrierte Schaltung)
Im	Imaginärteil
IZFP	Fraunhofer-Institut Zerstorungsfreie Prüfverfahren
j	imaginäre Einheit
J, J	Leitungsstromdichte
J_e	eingeprägte Stromdichte
k_B	Boltzmann-Konstante
KKW	Kernkraftwerk
L	Induktivität
l	Länge
L _{COV}	Sensor-Wirksamkeit

MR	Magnetowiderstandseffekt (allgemeine Bezeichnung)
N	Windungszahl
Ni	Nickel
nm	Nanometer ($1 \text{ nm} = 10^{-9} \text{ m}$)
NMR	kernmagnetische Resonanz
OP	Operationsverstärker
QNDE	Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation
R	elektrischer Widerstand
r	Radius, Radialkoordinate
r	Raumkoordinate
Ra	Außenradius
RAM	Random Access Memory
Re	Realteil
Ri	Innenradius
RTD	Research Technology & Development (bei europäischen Forschungsprojekten)
S	Empfindlichkeitsquotient
S/E	Sender-Empfänger-Anordnung
SQUID	Superconducting QUantum Interference Device
T	Temperatur
t	Zeit, Zeitkoordinate
Ti	Titan
TMR	Tunneling Magneto-Resistance
U	elektrische Spannung
UXO	Unexploded Ordnance (Fundmunition, Blindgänger)
V+, V-	Versorgungsspannung (positiv, negativ)
V_N	spektrale Rauschamplitude
WS	Wirbelstrom
Z	elektrische Impedanz (komplexwertig)
zfP	zerstörungsfreie Prüfung, zerstörungsfreie Prüfverfahren
Δ	Differenz
ΔX	Abstand Sender-Empfänger
δ	Eindringtiefe
ϵ	Dielektrizitätskonstante
φ	Phase, Phasenwinkel
μ	magnetische Permeabilität
$\mu_{r,e}$	effektive relative Permeabilität
μ_0	magnetische Permeabilität des Freiraums
ρ	elektrische Raumladungsdichte
σ	elektrische Leitfähigkeit
ω	Kreisfrequenz

Kurzfassung

Die GMR-Sensoren (GMR = **G**iant **M**agneto**R**esistance) sind für die niederfrequente Wirbelstrom(WS)-Prüfung (insbesondere die WS-Prüfung mit großer Eindringtiefe) und die magnetische Streuflussprüfung dank ihrer Hauptmerkmale - hohe, frequenzunabhängige Magnetfeldempfindlichkeit bei kleinen Abmessungen - von Interesse. Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Ermittlung des Potenzials der GMR-Sensoren zur Verbesserung des Nachweisvermögens der in verschiedenen Anwendungen relevanten Zielgrößen. Daraus ergeben sich technische Regeln zur Auswahl der Verfahrensparameter sowie zur Auslegung der entsprechenden zerstörungsfreien Prüfsysteme.

Anhand von halbanalytischen Modellen zur Beschreibung der Sensoranordnungen und der resultierenden WS-Messsignale sowie der Ergebnisse von entsprechenden Experimenten werden die Eigenschaften der konventionellen (induktiven) WS-Empfänger sowie der GMR-Sensoren untersucht und miteinander verglichen. Es wird gezeigt, dass die induktiven Spulen-Empfänger und der GMR-Empfänger in ihren Signalcharakteristiken bei der niederfrequenten WS-Prüfung ähnlich sind und dass der GMR-Sensor im Wesentlichen die Eigenschaften eines Spulen-Empfängers mit besonders kleinem Durchmesser besitzt.

Die Leistungsfähigkeit der GMR-Sensoren bei der zerstörungsfreien WS- und Streuflussprüfung zur Werkstoffcharakterisierung, Fehlerdetektion und -charakterisierung sowie zur Geometrievermessung wird anhand von Anwendungsbeispielen demonstriert.

Abstract

GMR (Giant Magneto Resistance) sensors warrant interest in low-frequency eddy current (EC) inspection techniques, particularly when a large inspection depth is required, and also in the magnetic flux leakage (MFL) technique. This is a result of the GMR sensor's high frequency-independent sensitivity to the magnetic field along with the small dimensions. The target of the presented work is to evaluate the potential of GMR sensors to improve reliability and sensitivity of EC and MFL techniques of non-destructive testing and to provide their efficient application.

Based on the characteristics of the GMR sensors, technical rules for optimal use, including design and setup parameters for EC and MFL techniques have to be established.

By applying a semi-analytical approach to describe the response of the EC sensor arrangements and by understanding and applying the results of corresponding experiments, the properties of conventional (inductive) EC receivers and GMR sensors are investigated and compared. It is demonstrated that for the low-frequency EC technique, the inductive coil sensor and the GMR sensor used as an EC receiving element are similar in their signal characteristics. Furthermore, the GMR sensor primarily provides the performance of a coil receiver with a significantly small diameter.

The applicability of GMR sensors for non-destructive EC and MFL inspection tasks (material characterization, flaw detection, and dimensioning) is demonstrated with application examples.

1. Einleitung und Aufgabenstellung

Die Aufgabe der zerstörungsfreien Prüfung (zFP) in der modernen Technik besteht in der Absicherung des störungsfreien Betriebs technischer Anlagen und Systeme sowie der geforderten Qualität gefertigter Produkte. Die Personen- und Umweltsicherheit sowie die Wirtschaftlichkeit sind dabei die wesentlichen Vorgaben, die an die zFP gestellt werden. Folglich sind die Einhaltung der Sicherheits- und Produktqualitätsstandards einerseits und der zunehmende Kostendruck von Qualitätskosten andererseits die Hauptmotivationsgründe für Innovationen auf dem Gebiet der zFP.

Die Wirbelstromverfahren gehören seit Jahrzehnten zu den etablierten, aussagesicheren und wirtschaftlichen zerstörungsfreien Verfahren zur Prüfung von elektrisch leitenden und/oder magnetisch permeablen Werkstoffen.

Die primäre Motivation für die vorliegende Arbeit ergab sich aus der Aufgabe, im Rahmen des Vorhabens Nr. 1501024 der Reaktorsicherheitsforschung des BMWi "Modellbasierte Bewertung realer Ultraschall-Prüfsignale zur Optimierung von Prüfparametern für die Ultraschallprüfung fehlerbehafteter Schweißnähte in austenitischen Bauteilen des Primärkreislaufes von Kernkraftwerken" als Alternativlösung zur Ultraschallprüfung ein Wirbelstrom(WS)prüfverfahren mit einer hohen Tiefenreichweite von mehr als 10 mm zu realisieren, das speziell an dickwandigen austenitischen Komponenten und Bauteilen eingesetzt werden kann. Diese Prüfaufgabe kann mit der Ultraschallprüfung und Röntgen-Durchstrahlungsprüfung nur mit erheblich höherem Prüfaufwand bzw. mit unzureichender Sicherheit des Prüfergebnisses gelöst werden:

- Die Röntgenprüfung erfordert z.B. Absperrungen mit zeitweiligen Arbeitsunterbrechungen, zusätzliche Baumassnahmen unter Strahlenbelastung für das Anbringen von Rüstungen und Halterungen für die Röntgenröhre und die mehrfache richtungsabhängige Einstrahlung zur Detektion von kleinen, 0,3 bis 3 mm tiefen rissartigen Fehlern. Solche Fehler können nur in Durchstrahlungsrichtung nachgewiesen werden. Andernfalls werden sie auf dem Röntgenfilm nicht größengetreu abgebildet oder nicht detektiert. Deshalb wird die Durchstrahlungsprüfung i.a. nicht bei der wiederkehrenden Prüfung auf betriebsbedingt entstandene Risse eingesetzt. Der Einsatz des Verfahrens beschränkt sich meist auf den Nachweis von produktionsbedingten voluminösen Fehlern (Schlackeeinschlüsse, Poren, Porenzeilen, Wurzeldurchhang bzw. Konkavität der Wurzel) und ist somit ein Herstellungsprüfverfahren in Werkstätten und bei der Vormontage von Bauteilen und Komponenten.
- Mit der Ultraschallprüfung sind die Schweißnähte in austenitischen Bauteilen wegen ihrer akustischen Anisotropie nur mit Einschränkungen prüfbar. So werden die Ergebnisse der Ultraschallprüfung stark vom Gefügestand des Grundwerkstoffes (Korngrößen), dem Schweißnahtvolumen, der Schweißnahtvorbereitung und dem Schweißverfahren beeinflusst. Einen erheblichen Einfluss hat auch die Ausbildung der Schweißnahtwurzel (Nahtdurchhang, Schrumpfung nach dem Erkalten und die mögliche Bildung von Quetschfalten). Die angeführten Einflussfaktoren erschweren die sichere Bewertung von betriebsbedingten rissartigen Fehlern.

Die Tiefenreichweite der Wirbelstromverfahren ist wegen des elektromagnetischen Skineffekts auf den oberflächennahen Bereich des Prüfobjekts beschränkt und hängt von der Wahl der eingesetzten Wirbelstrom-Prüffrequenz ab [Becker 1980, S. 36 ff.]. Die Erhöhung

der Tiefenreichweite macht den Einsatz von niedrigen Prüffrequenzen erforderlich. Dadurch wird allerdings die Prüfung erschwert, da der Messeffekt des konventionellen WS-Sensors (Spule) auf Induktionsbasis proportional mit abnehmender Prüffrequenz zurückgeht. Deshalb stellt sich zur Realisierung extrem niedriger Prüffrequenzen bis hin zum magnetischen Gleichfeld (stufenloser Übergang vom Wirbelstromverfahren zum Streuflussverfahren bzw. eine Mischform) die Frage nach alternativen WS-Sensoren, welche diesen nachteiligen Frequenzgang nicht aufweisen.

Für den Einsatz bei extrem niedrigen Prüffrequenzen bieten sich u.a. die GMR-Sensoren, deren Funktionsweise auf dem Ende der 1980er Jahre entdeckten Riesen-Magnetowiderstandseffekt (GMR-Effekt, GMR = Giant MagnetoResistance) basiert. GMR-Sensoren sind seit ca. 1996 kommerziell verfügbar. Dank der Kombination ihrer Hauptmerkmale - hohe Magnetfeldempfindlichkeit und kleine Abmessungen - sind die GMR-Sensoren sowohl für die niederfrequente Wirbelstromprüfung als auch für die Streuflussprüfung interessant. Beide für den Einsatz von GMR-Sensoren in Frage kommenden Prüfverfahren werden verallgemeinert auch als magnetische und magnetinduktive Prüfverfahren (nach [Heptner/Stroppe 1972]) bezeichnet.

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, das Potenzial der GMR-Sensoren insbesondere für niederfrequente Wirbelstromverfahren zu ermitteln. Dies soll auf theoretischer Basis erfolgen und anhand von konkreten Prüfverfahrensentwicklungen nachvollzogen werden.

Im nachfolgenden Kapitel 2 werden die Grundlagen und Eigenschaften der Wirbelstrom- und Streuflussverfahren beschrieben. Es werden anwendungsspezifische Sensoranordnungen sowie deren Eigenschaften und Grenzen aufgezeigt.

Im Kapitel 3 wird eine Übersicht über verschiedene Magnetfeldsensortypen gegeben, die zur Anwendung beim Wirbelstrom- und Streuflussverfahren in Betracht kommen. Solche sind Induktivspulen, SQUID, Hall-Elemente, Fluxgates sowie eine Reihe von sog. magnetoresistiven Sensortypen, zu denen auch die GMR-Sensoren gehören. Darüber hinaus werden für diese Sensortypen Anwendungsmöglichkeiten in der zFP genannt.

Im Kapitel 4 wird auf den Aufbau, die Funktionsweise sowie die Parameter der speziellen in der vorliegenden Arbeit verwendeten GMR-Sensoren eingegangen. Basierend auf den Eigenschaften der GMR-Sensoren werden ingenieurtechnische Regeln zu ihrer optimalen Nutzung für Wirbelstrom- und Streuflussverfahren erläutert.

Im Kapitel 5 werden die Untersuchungen zum modellhaften Vergleich des GMR-Sensors und der Spule als Signalempfänger bei der Wirbelstromprüfung mit großer Eindringtiefe detailliert beschrieben. Für die Anordnungen mit GMR-Sensoren wird ein Modell basierend auf halbanalytischen Ansätzen von *C.V. Dodd* und *W.E. Deeds* ([Cheng/Dodd/Deeds 1971], [Jaschan 1995]) unter Berücksichtigung der Sensoreigenschaften aus dem Kapitel 4 erstellt und als Softwarecode für die numerische Modellierung realisiert. Für die Modellierung von Spulenanordnungen wird die im IZFP verfügbare kommerzielle Software VIC3D herangezogen. Die Verifizierung der numerischen Modellierung wird durch repräsentative Messergebnisse dokumentiert. Anschließend werden die Eigenschaften der Anordnungen mit GMR-Sensor und Spule diskutiert.

Im Kapitel 6 werden schließlich die Wirbelstrom- und Streuflussanwendungen mit GMR-Sensoren beschrieben, die im Rahmen dieser Arbeit realisiert wurden:

-
- Charakterisierung (Online-Monitoring) magnetischer Werkstoffeigenschaften während des Ermüdungsversuchs;
 - Fehlerprüfung mit großer Eindringtiefe mittels des Wirbelstromverfahrens;
 - Detektion ferromagnetischer Kleinpartikel in einer Lösung;
 - Positionserkennung eines ferromagnetischen Gegenstands hinter einer Stahlabdeckung;
 - Detektion nicht ferritischer Einschlüsse im Kaltband.

2. Einführung in die Wirbelstrom- und Streuflussprüfung

Die Wirbelstromprüfung ebenso wie die magnetische Streuflussprüfung gehören zu den Messverfahren, die auf den physikalischen Erscheinungen und Gesetzmäßigkeiten elektromagnetischer Felder basieren.

Basis der Theorie der elektromagnetischen Felder sind die *Maxwell-Gleichungen*:

$$\mathbf{rot} \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) + \mathbf{J}_e(\mathbf{r}, t) + \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{r}, t)}{\partial t}, \quad (2.1)$$

$$\mathbf{rot} \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)}{\partial t}, \quad (2.2)$$

$$\mathbf{div} \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = 0, \quad (2.3)$$

$$\mathbf{div} \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \rho(\mathbf{r}, t) \quad (2.4)$$

Hierbei bedeuten \mathbf{D} die elektrische Verschiebungsdichte, \mathbf{B} die magnetische Induktion, \mathbf{E} die elektrische Feldstärke, \mathbf{H} die magnetische Feldstärke, ρ die elektrische Raumladungsdichte, \mathbf{J} die Leitungsstromdichte und \mathbf{J}_e die eingeprägte Stromdichte, die im Allgemeinen von Raum- und Zeitkoordinaten (entsprechend \mathbf{r} und t) abhängig sind.

Für lineare isotrope (und zeitinvariante) Medien gelten folgende Materialgleichungen:

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \mu(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{H}(\mathbf{r}, t), \quad (2.5)$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t), \quad (2.6)$$

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}, t) = \sigma(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (2.7)$$

mit μ der magnetischen Permeabilität, ε der Dielektrizitätskonstanten und σ der elektrischen Leitfähigkeit.

Durch das Gleichungssystem (2.1 - 2.7) ist eine quantitative Beschreibung des Zusammenhangs zwischen den elektrischen und magnetischen Feldgrößen \mathbf{E} , \mathbf{D} , \mathbf{H} , \mathbf{B} , den Feldquellen \mathbf{J}_e , ρ sowie den elektrischen und magnetischen Eigenschaften des Kontinuums μ , ε , σ gegeben.

Falls man also die räumliche Verteilung und die zeitliche Abhängigkeit der Feldquellen \mathbf{J}_e , ρ vorgibt und die Materialkenngrößen μ , ε , σ eines Prüfobjekts kennt, kann man mit Hilfe des oben genannten Gleichungssystems unter Anwendung geeigneter Rand- und Übergangsbedingungen die Feldgrößen \mathbf{E} , \mathbf{D} , \mathbf{H} , \mathbf{B} in der Nähe des Prüfobjekts bestimmen. Durch die Messung der Feldgrößen mit geeigneten Messaufnehmern (Sensoren) kann man Materialkenngrößen sowie geometrische Parameter (d.h. die räumliche Verteilung der Materialkenngrößen) verschiedener Prüfobjekte vergleichen.

Auf diesem Messprinzip - definierte Felderregung und direkte bzw. indirekte Messung der elektrischen bzw. magnetischen Feldgrößen in der Nähe des Prüfobjekts - basieren die meisten elektromagnetischen Verfahren der zerstörungsfreien Prüfung, insbesondere die Wirbelstrom- und magnetische Streuflussprüfung. Die für diese Arbeit wichtigsten Grundlagen dieser beiden Verfahren werden in den folgenden Abschnitten 2.1 - 2.3

vorgestellt. Umfassende Beschreibungen der Prinzipien, Realisierungsmöglichkeiten sowie typischer Anwendungen finden sich in der Literatur [Förster 1952-54], [Heptner/Stroppe 1972], [McMaster 1986], [Kluev 1995], [Udpa 2004], [Blitz 1997].

2.1. Wirbelstromverfahren

Gemäß Definition der Wirbelstromverfahren nach [DIN 54140] werden diese induktiven Verfahren zur zerstörungsfreien Prüfung von elektrisch leitenden und/oder ferromagnetischen Werkstoffen eingesetzt. Dabei wird "...elektromagnetische Energie mit Frequenzen unterhalb von 200 MHz benutzt, um Inhomogenitäten und Werkstofftrennungen nachzuweisen oder Werkstoffeigenschaften zu ermitteln und/oder zu vergleichen, die von der elektrischen Leitfähigkeit und/oder der Permeabilität abhängen; weiterhin können Formabweichungen und Maße festgestellt werden".

Das Anwendungsspektrum von Wirbelstromverfahren lässt sich je nach Prüfaufgaben wie folgt gliedern:

- Fehlerprüfung: Nachweis von Rissen, Poren, Einschlüssen usw.;
- Werkstoff-Charakterisierung bzw. Verwechslungsprüfung:
Bestimmung der Werkstoffparameter: Elektrische Leitfähigkeit σ und magnetische Permeabilität μ ,
Bestimmung weiterer Werkstoffeigenschaften, die mit der elektrischen Leitfähigkeit, der magnetischen Permeabilität bzw. ihrer örtlichen Verteilung korreliert sind (Qualitätsmerkmale): Mechanische Härte, Einhärtetiefe, Gefügecharakterisierung usw.;
- Geometrieprüfung, z.B. die Bestimmung der Dicke von Metall- bzw. Isolationsschichten;
- Detektion und Ortung von Metallgegenständen.

Abbildung 2.1a zeigt eine vereinfachte Messanordnung bei der Wirbelstromprüfung. Ein elektrischer Wechselstrom der Stärke I und der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ fließt in der *Senderspule* und erzeugt in der nahen Umgebung dieser Spule und ebenso am Ort des *Empfängers* (Empfangsspule) und im Prüfobjekt ein elektromagnetisches Wechselfeld. Dieses Feld wird von der elektrischen Leitfähigkeit σ , der magnetischen Permeabilität μ und von der Geometrie des Prüfobjekts beeinflusst. Der Einfluss der Dielektrizitätskonstanten auf die Feldverteilung sowie auf die Empfangssignale wird beim Wirbelstromverfahren üblicherweise vernachlässigt, wenn der Beitrag der Leitungsstromdichte J groß ist gegenüber den Beitrag der sog. "Verschiebungsstromdichte" $\partial \mathbf{D} / \partial t$ in der Gleichung (2.1). Eine solche Vernachlässigung ist bei Frequenzen $f < 200$ MHz, einer Dielektrizitätskonstanten $\epsilon < 10^{-10}$ F/m und einer elektrischen Leitfähigkeit $\sigma > 0,01$ MS/m zulässig. Somit folgt

$$\omega\epsilon \ll \sigma$$

mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$.

Wird als Empfänger ebenfalls eine Induktionsspule eingesetzt, so induziert das elektromagnetische Feld die elektrische Spannung $U_{ws}(t)$ in der Spule (Abbildung 2.1a). Als Messgröße kann bei der Wirbelstromprüfung auch die Spannung an der Spule mit dem Erregerstrom $i(t)$ benutzt werden (Abbildung 2.1b). Darüber hinaus kann als Empfänger ein nichtinduktiver Magnetfeldsensor verwendet werden, der die Magnetfeldstärke $H(t)$ in die elektrische Spannung $U_{ws}(t)$ umsetzt (Abbildung 2.1c).

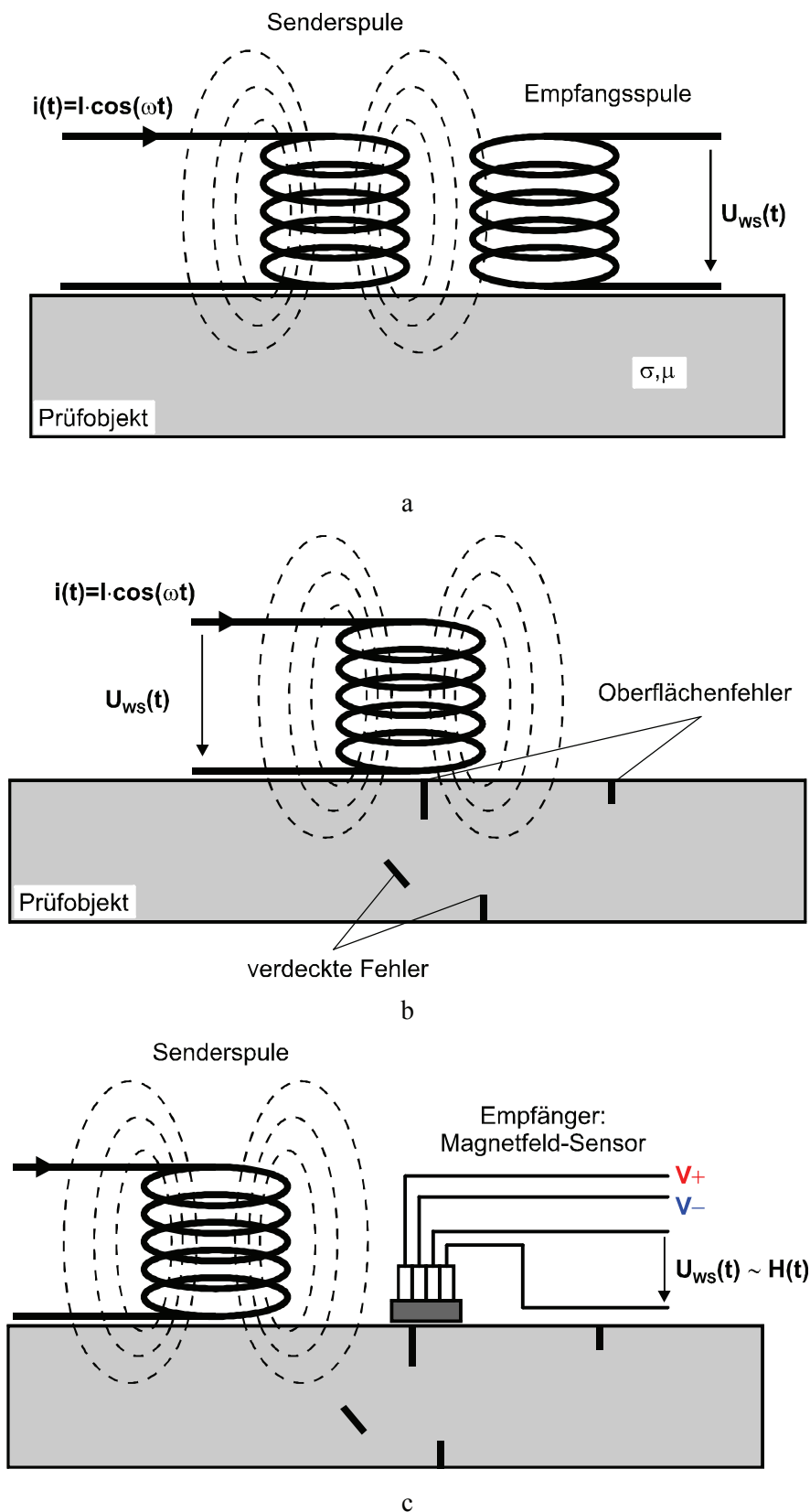


Abbildung 2.1: Vereinfachte Messanordnungen bei der Wirbelstromprüfung.

Bei harmonischer Anregung der Senderspule mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ führt man, wie in Abbildung 2.2 dargestellt, komplexe Amplituden

$$\underline{I} = I \cdot e^{j\varphi_0} \quad \text{und} \quad \underline{U} = U \cdot e^{j\varphi_U}$$

(mit der imaginären Einheit j und der Exponentialfunktion e^x) für die zeitlich veränderlichen Größen $i(t)$ und $U_{WS}(t)$ ein:

$$i(t) = I \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) \quad \text{und} \quad U_{WS}(t) = U \cdot \cos(\omega t + \varphi_U) .$$

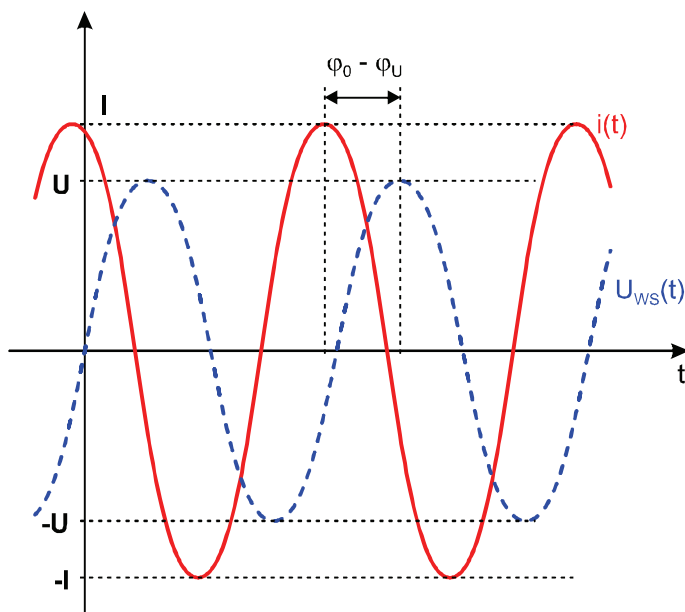


Abbildung 2.2: Zeitlicher Verlauf des Spulenstroms und der Spulenspannung beim Einfrequenz-Wirbelstrom-Verfahren.

Dabei gelten folgende Zusammenhänge:

$$i(t) = I \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) = \operatorname{Re} \{ I \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)} \} = \operatorname{Re} \{ \underline{I} \cdot e^{j\omega t} \}$$

$$U_{WS}(t) = \operatorname{Re} \{ \underline{U} \cdot e^{j\omega t} \}$$

Analog zum ohmschen Widerstand $R = U/I$ als Verhältnis der Spannung U und des Stroms I an einem Widerstand wird *der komplexe Widerstand*, oder *die Impedanz Z* des Wirbelstromsensors wie folgt eingeführt:

$$Z = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U}{I} e^{j(\varphi_U - \varphi_0)} = \operatorname{Re}\{Z\} + j \cdot \operatorname{Im}\{Z\} .$$

Sowohl Real- als auch Imaginärteil (bzw. Amplitude und Phase) der komplexen Impedanz des WS-Sensors sind für die Auswertung der Wirbelstrommessung relevant und werden deshalb in Wirbelstromgeräten durch phasensynchrone Demodulation (Lock-In-Demodulation) aus dem Empfangssignal $U_{WS}(t)$ gewonnen und in der sog. *komplexen Impedanzebene* graphisch dargestellt.

Abbildung 2.3 zeigt die auf die Impedanz des WS-Sensors im freien Raum $|Z_0|$ normierte Impedanzebene mit den typischen Impedanz-Ortskurven für den Abhebeeffect (Messeffect der Sensorabhebung), den Effekt der Frequenz- bzw. der Leitfähigkeitsvergrößerung ($\Delta\omega$, $\Delta\sigma$) sowie den Effekt der Permeabilitätsvergrößerung ($\Delta\mu$). Abhängig von der Prüfaufgaben-

stellung werden die verschiedenen WS-Signal-Einflussgrößen in Prüf- und Störgrößen unterteilt (bzw. Mess- und Störeffekte).

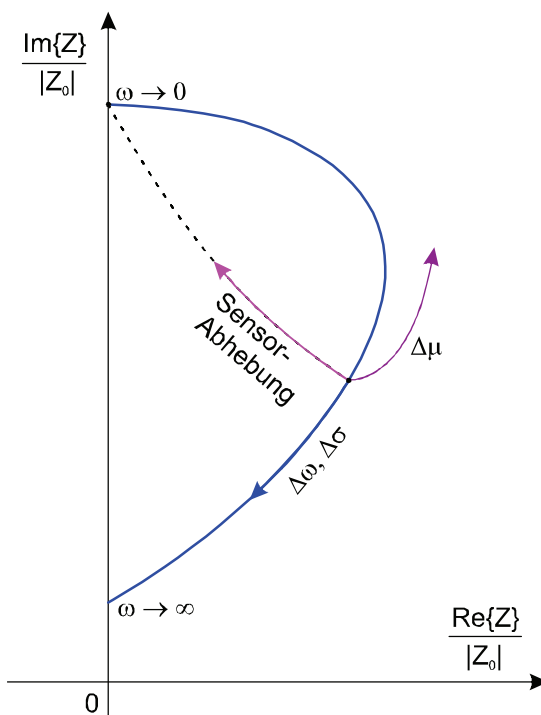


Abbildung 2.3: Beispiele der Impedanz-Ortskurven in der normierten Spulenimpedanz-Ebene für den Abhebeeffect (Messeffekt der Sensorabhebung), Frequenz- bzw. Leitfähigkeits- ($\Delta\omega$, $\Delta\sigma$) sowie Permeabilitätsvergrößerung ($\Delta\mu$).

Als *Wirbelstromsensor* (WS-Sensor) wird die Anordnung eines Senderelements (Senderspule) zusammen mit einem Empfängerelement (Empfängerspule bzw. nichtinduktiver Magnetfeldsensor) bezeichnet. In der Praxis werden darüber hinaus WS-Sensoren eingesetzt, die aus mehreren Senderelementen und/oder Empfängerelementen bestehen (Differenz- und Multidifferenz-Sensoren, Sensorarrays etc.) sowie Ferritkerne und Abschirmungen enthalten können. Von der Vielfalt der in der Prüfpraxis eingesetzten Wirbelstrom-Sensoranordnungen sind die einfachsten in Abbildung 2.4 zu sehen.

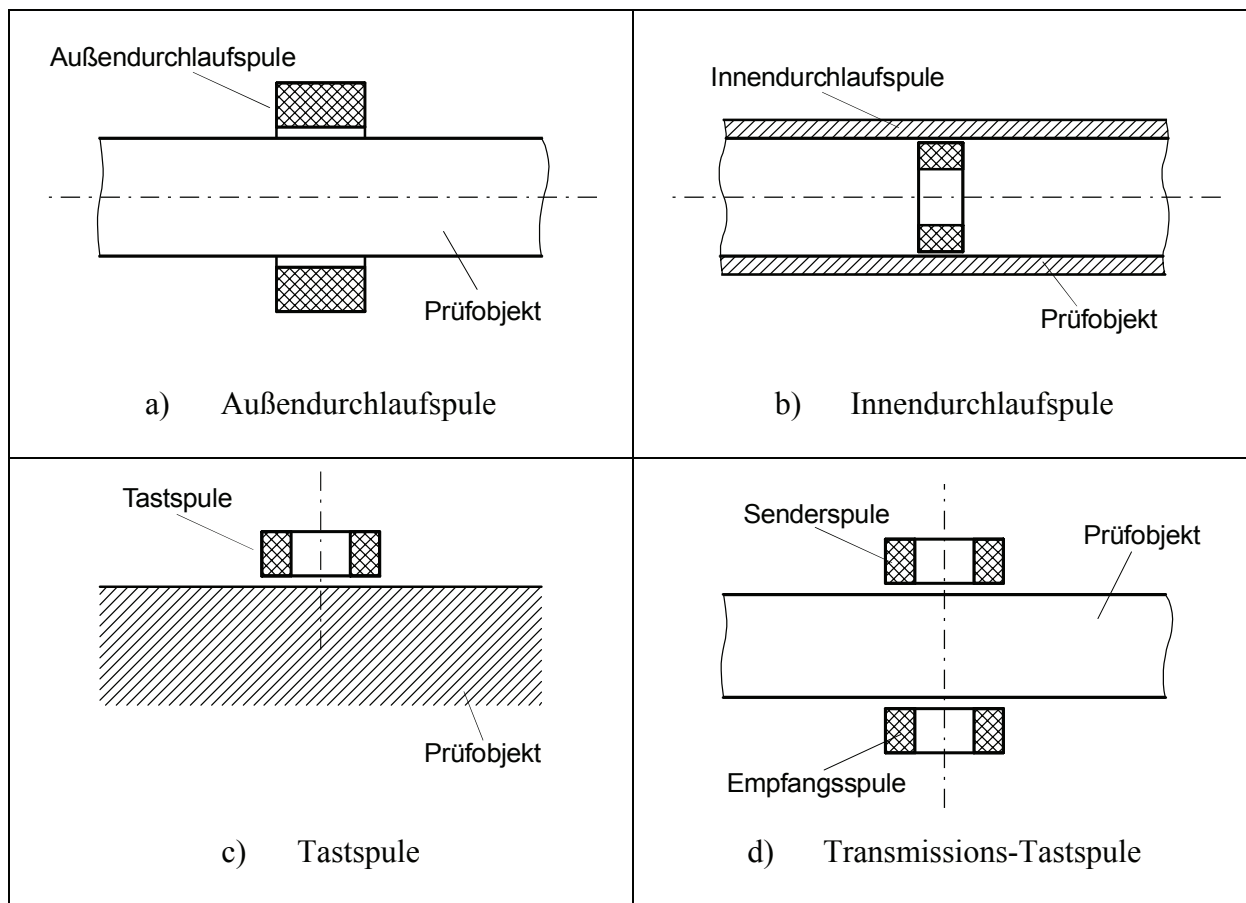


Abbildung 2.4: Einfache Prüfspulenanordnungen für die Wirbelstromprüfung nach DIN 54140 (kreuzweise schraffierte Flächen – Querschnitte der Spulenwicklungen).

Bei der zeitharmonischen Anregung mit einer einzelnen Prüffrequenz stehen mit dem Real- und Imaginärteil der Messspannung (bzw. Amplitude und Phase - wie in Abbildung 2.2) zwei unabhängige Messgrößen zur Verfügung, die zur Unterscheidung von zwei Einflussgrößen (z.B. eine Zielgröße überlagert mit einem Störeffekt) herangezogen werden können. Bei komplexen Prüfsituationen mit vielen Einflussgrößen, die sich gleichzeitig ändern können, bietet sich die Anwendung des Mehrfrequenz-Wirbelstromverfahrens mit entsprechenden Multiparameter-Auswerteargorithmen an ([Libby 1971], [Becker 1980]).

Neben den Einfrequenz- und Mehrfrequenz-Wirbelstromverfahren (Sinus-Wirbelstromverfahren) wurden Impuls-Wirbelstromverfahren entwickelt, bei denen die Senderspule von Strömen mit rechteck-, dreieck- oder auch andersförmigen Zeitverläufen gespeist wird ([Waidelich 1970], [Wittig 1977], [Crostack 1983], [Moulder 1995], [Crostack 1998]). Wegen der Impulsanregung enthält die Signalantwort mehr Informationen als bei dem Einfrequenzverfahren, wodurch - ähnlich wie bei Mehrfrequenzverfahren über ein Frequenzspektrum - die Möglichkeit für eine Multiparameteranalyse gegeben ist [Libby 1971]. In Analogie zur Amplituden- und Phasenmessung beim Mehrfrequenzverfahren sind bei dem Impulsverfahren Amplitude und Zeit die relevanten Messgrößen. Durch die Fourier-Transformation lässt sich die Signalverarbeitung für beliebige Impulsformen in die Auswertung im Frequenzbereich übertragen, so dass alle Ausführungen und Aussagen dieser Arbeit (formuliert für den Frequenzbereich) unabhängig von der Anregungsart bzw. Impulsform anwendbar sind.

2.2. Eindringtiefe der Wirbelströme

Die wichtigste Einschränkung der praktischen Einsetzbarkeit der Wirbelstromprüfung wird durch den elektromagnetischen Skin-Effekt verursacht: Im elektrisch leitenden Prüfobjekt nimmt die Amplitude des Wechselfeldes (und damit die Wirbelstromdichte) mit zunehmender Tiefe (Abstand von der Oberfläche) ab. Dadurch werden vom WS-Sensor Änderungen von oberflächennahen elektrischen / magnetischen / geometrischen Parametern mit deutlich größeren Signalamplituden nachgewiesen als von Parametern im Inneren des Prüfobjekts.

Für die vorgegebene Leitfähigkeit σ , die Permeabilität μ des Prüfobjekts sowie die Prüffrequenz ω kann die Tiefenreichweite der Wirbelstromprüfung mit Hilfe der folgenden Formel für die *Standardeindringtiefe* (*Skin-Tiefe*) einer elektromagnetischen Welle abgeschätzt werden:

$$\text{Standardeindringtiefe } \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (2.2)$$

Die Eindringtiefe δ bezeichnet die Tiefe im Prüfobjekt, bei der die Amplitude des Wechselfeldes (und der Wirbelstromdichte) auf $1/e$ (ca. 36,8%) des Wertes an der Prüfobjektoberfläche abgefallen ist.

Die Standardeindringtiefe nach (2.2) kann für eine repräsentative Werkstoffauswahl (Stahl ferritisch / austenitisch, Aluminium, Kupfer) aus dem Diagramm der Abbildung 2.5 für Frequenzen im Bereich zwischen 100 Hz und 10 MHz entnommen werden.

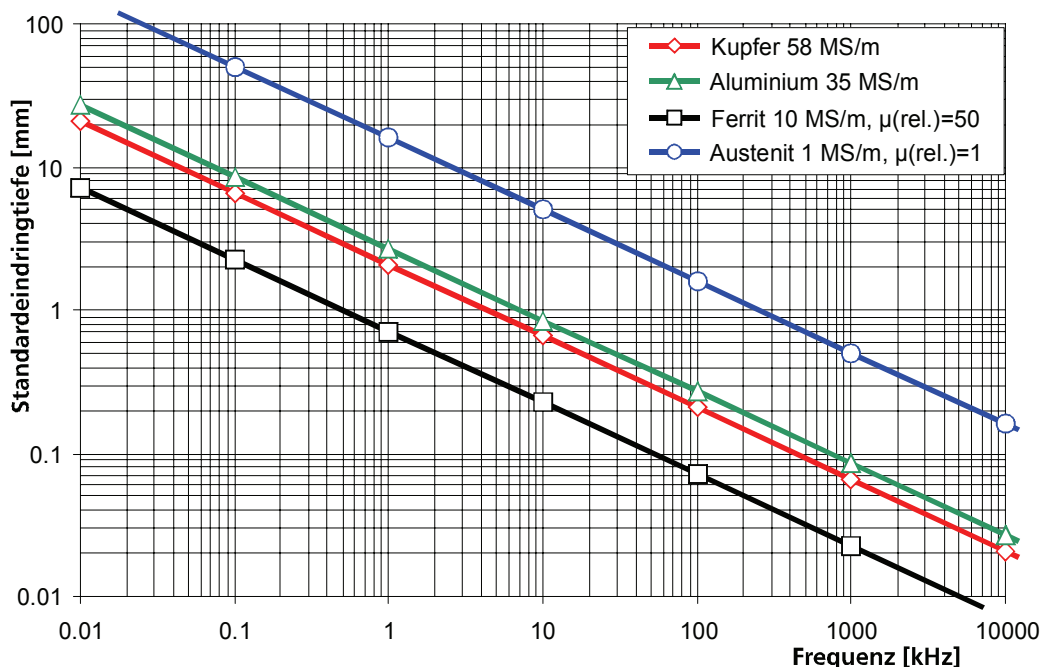


Abbildung 2.5: Standardeindringtiefe der Wirbelströme in unterschiedlichen Werkstoffen (siehe z.B. [Heptner/Stroppe 1972]).

Abhängig von der Anwendung kann die "effektive" Eindringtiefe der Wirbelstromprüfung als das Vielfache der Standard-Eindringtiefe δ nach der Formel (2.2) bestimmt werden. Z.B. kann

bei der Leitfähigkeitsmessung die Dicke des Prüfobjekts erst vernachlässigt werden, wenn die Dicke mehr als 3δ beträgt [Hagemaiier 1985].

Die nach der Formel (2.2) berechnete Standard-Eindringtiefe gilt exakt für die ebene Welle, d.h. eine unendlich ausgedehnte Feldquelle. Für reale Sensoren hängt die Eindringtiefe darüber hinaus von den Sensorabmessungen ab, da das Feld einer realen Spule selbst im Freiraum mit dem Abstand abnimmt. Das Diagramm in Abbildung 2.6 zeigt Eindringtiefen der Wirbelströme in Aluminium, die anhand des analytischen Modells nach [Cheng/Dodd/Deeds 1971] für unterschiedliche Tastspulen-Außendurchmesser berechnet wurden.

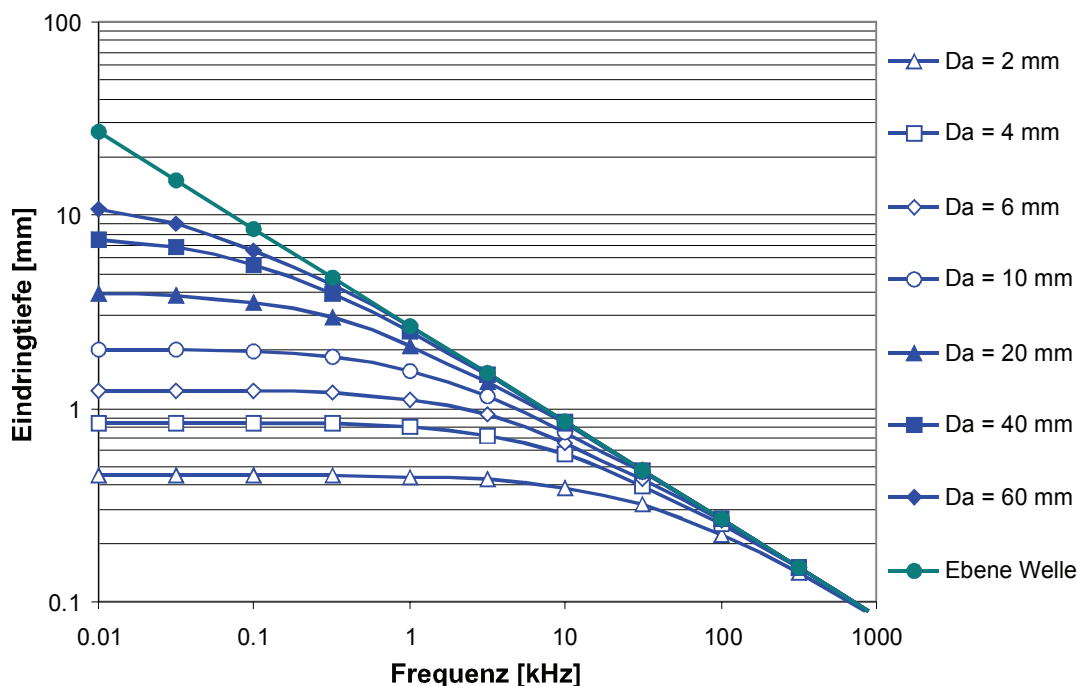


Abbildung 2.6: Eindringtiefe der Wirbelströme im Aluminium für unterschiedliche Tastspulen-Außendurchmesser D_a sowie für die ebene Welle (berechnet nach dem Modell von [Cheng/Dodd/Deeds 1971]).

Wenn das Prüfobjekt von beiden Seiten zugänglich ist, ermöglicht die Transmissions-Tastspulenordnung gemäß Abbildung 2.4d eine gleichmäßige Nachweisempfindlichkeit (gegenüber Rissen, Einschlüssen o.ä.) über die ganze Prüfobjektdicke.

Auch wenn das Prüfobjekt nur von einer Seite zugänglich ist, kann die Tiefenreichweite der WS-Sensoranordnung durch räumliche Trennung des Sende- und Empfangselements erhöht werden. Eine solche Sensoranordnung wurde zunächst für die Rohrprüfung vorgeschlagen und wird Fernfeld-Wirbelstromverfahren genannt (remote field eddy current technique, siehe [Atherton 1993], [Schmidt 1984] sowie [MacLean 1951]). Für die Wirbelstromprüfung mit großer Tiefenreichweite auf planen Prüfoberflächen werden getrennte Sende- und Empfangsspulen mit Abschirmungen und Ferritkernen verwendet ([Hagemaiier 1988], [Sun 1996], [Sun 1997], [Weber 2002]). Abbildung 2.7 zeigt die Fernfeld-Anordnungen für eine Rohrprüfung (Abbildung 2.7a) und für plane Prüfoberflächen (Abbildung 2.7b).

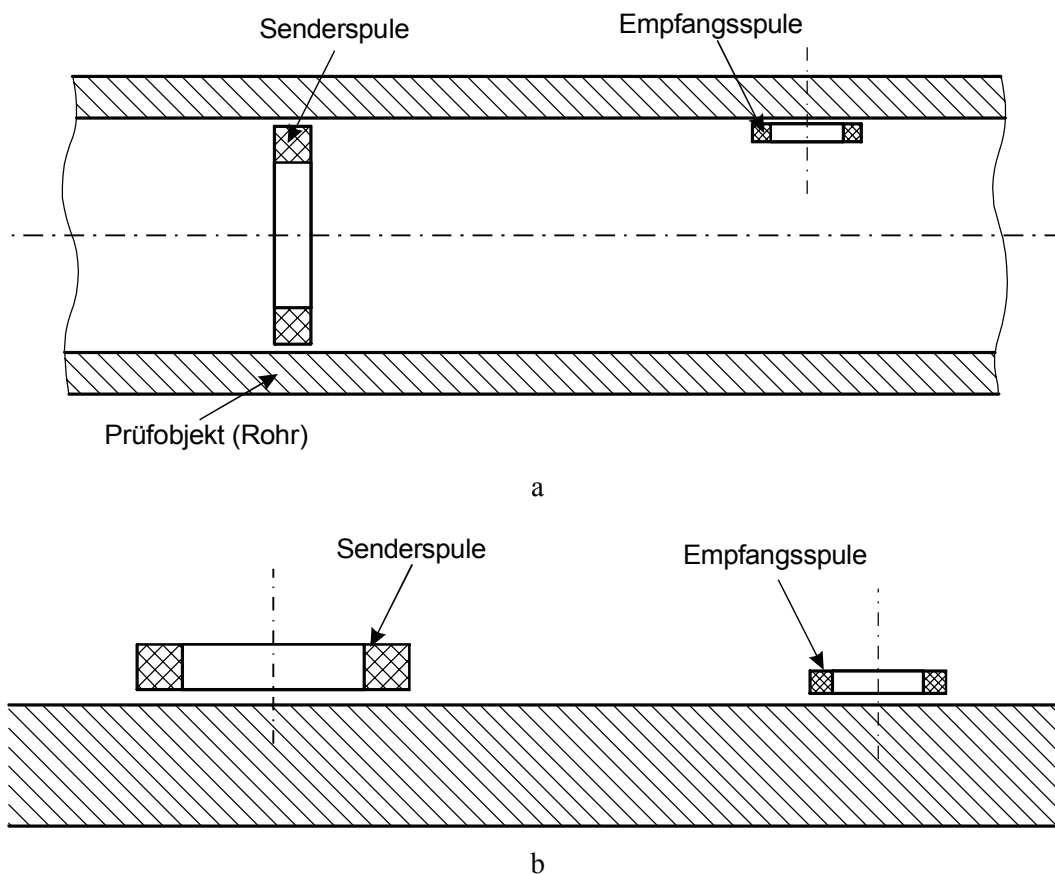


Abbildung 2.7: Fernfeld-Sensoranordnungen für die Rohrprüfung (a) und plane Prüfoberflächen (b).

Die Sensoranordnung in Abbildung 2.7b mit räumlich getrennten Sende- und Empfangselementen wird in der zFP-Fachwelt häufig als Sender-Empfänger-Anordnung (S/E-Sensor) bezeichnet - in Analogie zu einer ähnlichen Ultraschall-Prüfkopf-anordnung (in Englisch: transmit/receive probe, siehe z.B. [OlympusNDT.com]).

2.3. Streuflussverfahren

Der grundlegende Unterschied des *magnetischen Streuflussverfahrens* zum Wirbelstromverfahren besteht darin, dass das ferromagnetische Prüfbild von einem *zeitlich unveränderlichen* Magnetfeld durchströmt wird. Falls das Prüfbild örtliche Inhomogenitäten (Risse, Einschlüsse etc.) enthält, wird der Magnetfeldverlauf an diesen Stellen verzerrt, so dass in der Umgebung der Prüfbilds das Streufeld der Inhomogenität mit einem Magnetfeldsensor detektiert werden kann.

Eine einfachste Messordnung zum magnetischen Streuflussverfahren ist in Abbildung 2.8 gezeigt.

Diese Messordnung kann von der Sensoranordnung in Abbildung 2.1 für Wirbelstromverfahren abgeleitet werden, wenn die Senderspule mit Gleichstrom durchflossen wird.

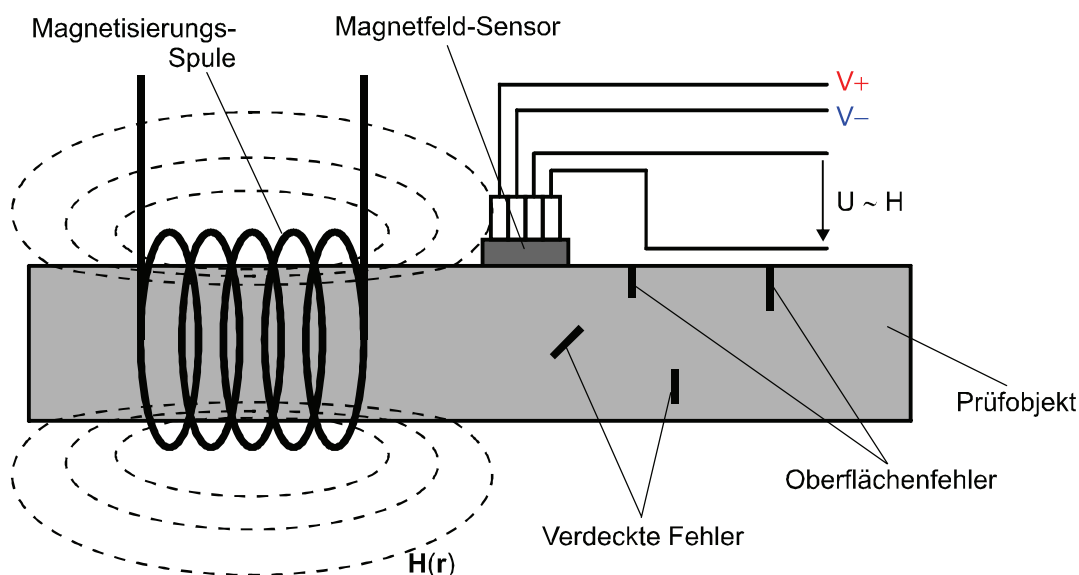


Abbildung 2.8: Vereinfachte Messanordnung bei der magnetischen Streuflussprüfung.

Neben einem Strom durchflossenen Spulensystem, das ggf. zusammen mit einem geeigneten Magnetjoch versehen ist und als Elektromagnet bezeichnet wird, sind zur Felderzeugung bei der magnetischen Streuflussprüfung auch Permanentmagnet-Anordnungen verbreitet.

Neben der Detektion des magnetischen Streufeldes magnetisierten Prüfobjekts, kann man mit Magnetfeldsensoren auch die Restmagnetisierung (Remanenz) des Prüfobjekts detektieren. Das entsprechende Messverfahren wird Restfeldverfahren genannt ([Heptner/Stroppe 1972 S. 52]).

Ähnlich wie das Wirbelstromverfahren eignet sich das magnetische Streuflussverfahren für die Aufgabengebiete Fehlerprüfung, Werkstoffcharakterisierung und Geometrieprüfung mit dem Unterschied, dass elektrisch leitende jedoch nichtmagnetische Werkstoffe mit dem Streuflussverfahren nicht geprüft werden können.

Die Auslegung der Magnetisierungs- und Sensoranordnung ist bei den Streuflussverfahren (ähnlich wie bei den Wirbelstromverfahren) stark von der Anwendung abhängig. In Abbildung 2.9 sind einfachste Streufluss-Prüfanordnungen für die Fehlerprüfung von Stahlblech bzw. Stahlband (Abb. 2.9a) und von Stahlrohren (Abb. 2.9b) gezeigt.

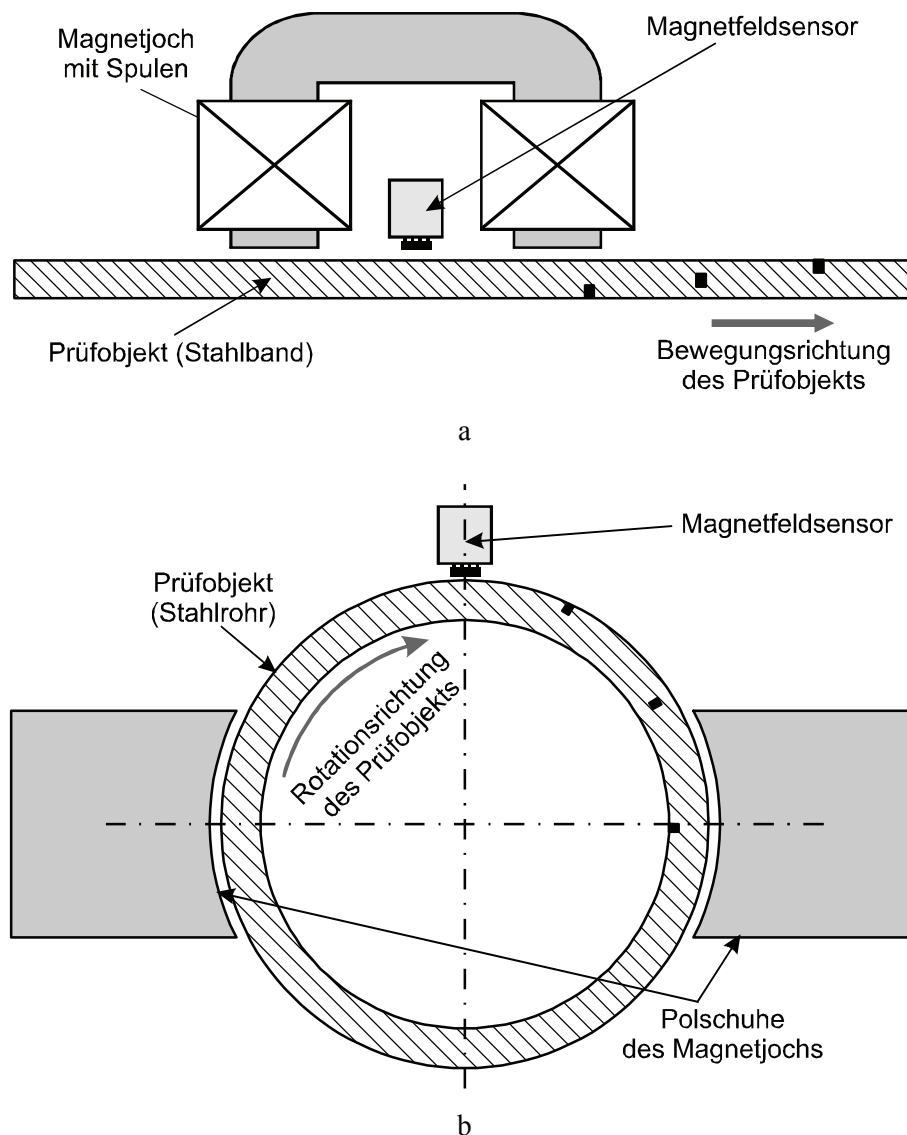


Abbildung 2.9: Streufluss-Prüfanordnungen für die Fehlerprüfung von Stahlband (a) und Stahlrohre (b).

3. Magnetfeldsensoren

Der wohl älteste und einfachste Magnetfeldsensor ist der Kompass, dessen Geschichte sich mindestens zwei Jahrtausende zurückverfolgen lässt. Zwar ist der Kompass primär zur Bestimmung der Richtung des Erdmagnetfelds bestimmt, man kann mit ihm jedoch einige sehr einfache Aufgaben der zerstörungsfreien Prüfung lösen, etwa die Trennung magnetischer und unmagnetischer Werkstoffe. Auch die historisch erste bekannte zFP-Anwendung magnetischer Messverfahren wurde mit einem Kompass realisiert: 1868 benutzte S.M. Saxby einen Kompass, um Fehler und Inhomogenitäten in Kanonenrohren zu finden [Müller 1975].

Die Beschreibung der in Physik und Technik etablierten Arten der Magnetfeldmessung sind z.B. in [Boll/Overshott 1989] und [Ripka 2001] zu finden. Im Folgenden werden die Magnetfeldsensoren beschrieben, deren Anwendung bei der Wirbelstrom- und magnetischen Streuflussprüfung von Interesse sein kann: Induktive Sensoren, Fluxgates, SQUID, Hall-Sensoren, magnetoresistive Sensoren.

Abbildung 3.1 liefert die beispielhafte Übersicht der spektralen Magnetfeldempfindlichkeiten bekannter Magnetfeldsensoren ([Lang 2000]). Weitere Gegenüberstellungen unterschiedlicher Sensortechnologien sind z.B. in [Hesse 2005], [Stutzke 2005], [Verweerd 2007] zu finden.

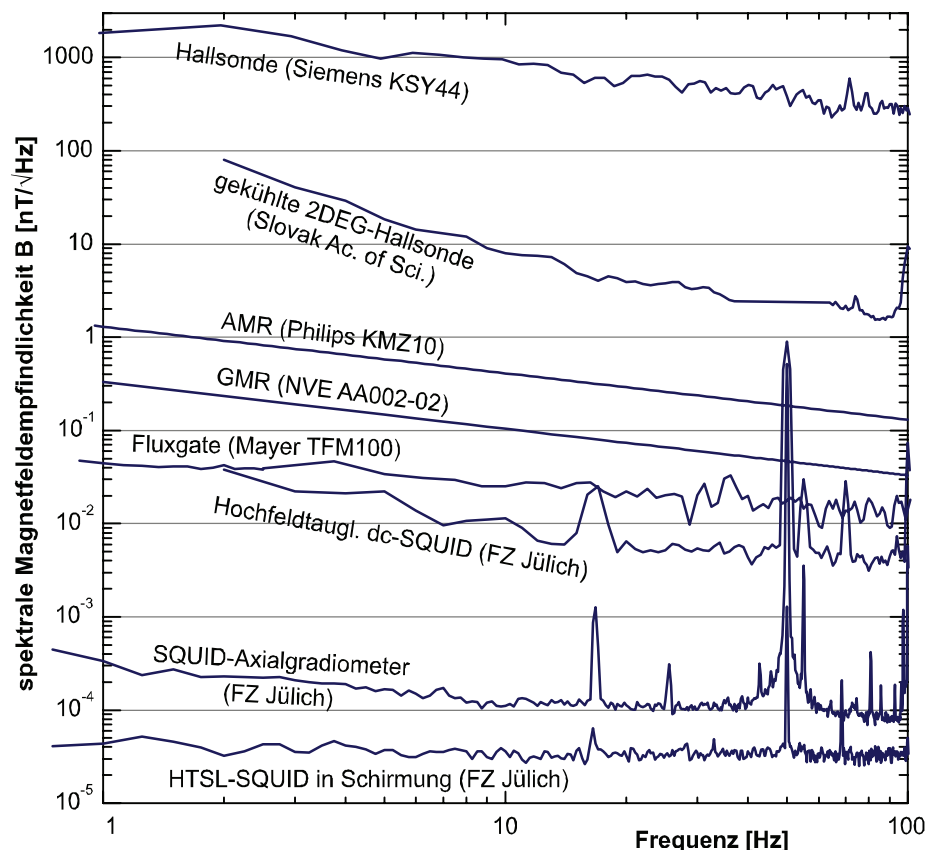


Abbildung 3.1: Spektrale Magnetfeldempfindlichkeit für verschiedene Magnetfeldsensoren (für AMR und GMR Herstellerangaben, sonst im Forschungszentrum Jülich gemessene Werte - nach [Lang 2000]).

Einige Sensorarten wie z.B. magnetoresistive Sensoren werden seit ca. 10-20 Jahren für gezielte Industrieanwendungen intensiv weiterentwickelt, so dass sowohl die folgende Übersicht als auch die zitierten Literaturquellen (insbesondere zu industriellen Anwendungen) nur eine "Momentaufnahme" des Stands der Technik darstellen.

3.1. Induktive Sensoren (Spulen)

Der seit dem 19. Jahrhundert bekannte induktive Sensor (Spule) ist ein rein passiver Sensor, dessen Anpassung auf die jeweiligen Anforderungen des Prüfverfahrens bzw. der Prüfaufgabe sehr einfach ist.

Zur Berechnung der Magnetfeldempfindlichkeit von Spulen werden Maxwellsche Gleichungen herangezogen. Gemäß dem *Induktionsgesetz von Faraday* (Maxwellgleichung (2.1.2) in Integralform)

$$\oint_C \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \cdot d\mathbf{r} = - \iint_F \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) \cdot d\mathbf{f} , \quad (3.1)$$

kann die in einer Spulenwicklung induzierte Spannung (linker Term) als zeitliche Ableitung des magnetischen Flusses durch das Integral der umschlossenen Fläche bzw. des Wicklungsquerschnitt F der Spule (rechter Term) berechnet werden. Unter Annahme der gleichmäßigen Feldstärkenamplitude H über den ganzen Spulen-Wicklungsquerschnitt F kann die Amplitude der induzierten Spannung U_{ind} für eine zylindrische Induktionsspule wie folgt berechnet werden [Boll/Overshott 1989]:

$$U_{\text{ind}} = - j \cdot N \cdot F \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,e} \cdot H . \quad (3.2)$$

Dabei ist N die Windungszahl der Spule, f die Frequenz, μ_0 die magnetische Permeabilität des Vakuums, $\mu_{r,e}$ die effektive relative Permeabilität im Spuleninneren (1 im freien Raum, >1 für Spule auf einem Ferritkern, die effektive Permeabilität des Ferritkerns unter Berücksichtigung des Formfaktors des Spulenkerns).

Aus dieser Darstellung ist ersichtlich, dass die Magnetfeldempfindlichkeit der Induktionsspule proportional zur anregenden Frequenz f ist. Dies ist der grundsätzliche Nachteil von Induktionsspulen, wenn sie zur Wirbelstromprüfung mit großer Eindringtiefe (d.h. mit tiefen Prüffrequenzen, vgl. Standardeindringtiefe im Abschnitt 2.2) und zur Detektion von langsam veränderlichen Feldern bei der magnetischen Streuflussprüfung eingesetzt werden. Dieser kann z.B. durch höhere Windungszahlen (und somit größere Sensorabmessungen) oder eine größere Sende- bzw. Magnetisierungsleistung überwunden werden.

Das Eigenrauschen der Spule wird im Wesentlichen durch das thermische Rauschen bestimmt [Ripka 2001], so dass ihre spektrale Rauschamplitude V_N anhand des DC-Widerstands der Spule R_{DC} abgeschätzt werden kann:

$$V_N = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_{\text{DC}}} \quad [\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}] . \quad (3.3)$$

Dabei ist T die Absoluttemperatur der Spule in Kelvin und $k_B = 1,3806504(24) \cdot 10^{-23}$ [J/K] die Boltzmann-Konstante.

Seit der Einführung der ersten industrietauglichen Prüfanordnungen der Wirbelstromprüfung und der magnetischen Streuflussprüfung in den 30er Jahren des letzten Jahrhunderts [Förster

1983] sind Spulen bis heute die am meisten eingesetzten Sensoren bei der Wirbelstromprüfung.

Auch bei niedrigen Frequenzen gehört die Anwendung von Spulen seit Jahrzehnten zum Stand der Wirbelstrom-Technik. So bietet die Gerätefamilie Magnatest von Förster die Möglichkeit, zur Werkstoffcharakterisierung von Komponenten und Halbzeugen Prüffrequenzen ab wenigen Hz einzusetzen [foerstergroup.de], [Chojecki 2007].

In der Arbeit [Weber 2000], [Weber 2002] wurde die Eindringtiefe von mehr als 15 mm in austenitischen Werkstoffen mit einem induktiven WS-Sensor (S/E-Anordnung nach Abbildung 2.9b) erreicht: In einem austenitischen Rohrbogen (Wandstärke 20,3 mm) wurden von der Rohrinneinnenseite ausgehende Risse mit Tiefen ab ca. 20% der Wandstärke bei der WS-Prüfung von außen sicher nachgewiesen.

In [Mook 2006] wird von einer Tiefenreichweite über 20 mm in Werkstoffen aus Aluminium berichtet, die unter Einsatz von sog. Multidifferenz-Sensoren realisiert wurde ([Stepinski 2002], [Uchanin 1990], siehe auch [Teterko 1980], [Förster 1970]).

In der magnetischen Streuflussprüfung werden induktive Sensoren dank ihrer Einfachheit in Anwendungen bevorzugt, bei denen das prüfaufgabenspezifische Signal-Rausch-Verhältnis primär durch die starken Störsignale bestimmt ist und die absolute Magnetfeldempfindlichkeit nur eine untergeordnete Rolle spielt. Anders als bei nichtinduktiven Sensoren muss bei Spulen in Streufluss-Anwendungen die Abhängigkeit der Signalamplitude von der Prüfgeschwindigkeit berücksichtigt werden [Kluev 1995 S. 257].

Neben der Wirbelstromprüfung und der magnetischen Streuflussprüfung werden induktive Sensoren in weiteren elektromagnetischen bzw. mikromagnetischen Prüfverfahren (Oberwellenanalyse, magnetisches Barkhausenrauschen, Überlagerungspermeabilität usw. - siehe z.B. [Theiner 1989], [Altpeter 2002]), bei der elektromagnetischen Ultraschallwandlung (EMUS - siehe z.B. [Niese 2006]) sowie der kernmagnetischen Resonanz (NMR, [Wolter 2001]) eingesetzt. Eine hohe Ortsauflösung (ab ca. 5-10 μm) lässt sich mit induktiven Sensoren sowohl bei der Wirbelstromprüfung als auch bei der Barkhausenrauschenanalyse erreichen [Bender 1998].

3.2. Fluxgate-Sensoren

Die seit den 1930er Jahren bekannten Fluxgate-Sensoren (Förster-Sonden, Ferro-Sonden) sind zur Messung sowohl von Wechselfeldern als auch von statischen Magnetfeldern geeignet. Im Gegensatz zu den konventionellen induktiven Sensoren, die rein passiv sind, gehören Fluxgates zu der Gruppe aktiver Sensoren: Ihre Funktionsweise basiert auf der Wechselwirkung des externen Magnetfeldes mit dem durch eine Hilfsschaltung erregten Wechselfeld im ferromagnetischen Kernmaterial.

Beim einfachsten Fluxgate-Element wird der weichmagnetische Spulenkern durch einen in der Primär-Spule eingepprägten hochfrequenten Wechselstrom magnetisch bis in die Sättigung angesteuert. Der Zeitverlauf der in der Sekundär-Spule (Mess-Spule) induzierten Spannung enthält in Abwesenheit des externen Magnetfeldes nur ungerade Oberwellen der Primärfeld-Frequenz, da der Kern über gleiche Zeitabschnitte jeder Wechselstromperiode symmetrisch positiv und negativ in einer Hysteresekurve magnetisiert wird. Wird dieses Spulensystem mit Kern einem externen Magnetfeld ausgesetzt, so wird die Symmetrie der Kernmagnetisierung gebrochen, so dass die nun entstehende zweite Oberwelle der Messspannung zur Bestimmung der externen Magnetfeldstärke herangezogen werden kann ([McMaster 1959], [Kluev 1995]).

In der zFP-Praxis kommen die Förster-Sonden vor allem bei der magnetischen Streuflussprüfung zum Einsatz [Heptner/Stroppe 1972], [PPSA-online.com]. Auch niederfrequente Wirbelstrom-Anwendungen von Fluxgate-Sensoren sind bekannt [Pávó 1996], [Kreutzbruck 2000].

3.3. SQUID

Der empfindlichste Magnetfeldsensor ist das SQUID (SQUID = Superconducting QUantum Interference Device). Sein Funktionsprinzip basiert auf dem Josephson-Effekt in Supraleitern [Kittel 1971]. SQUID-Sensoren werden dann eingesetzt, wenn eine besonders hohe Magnetfeldempfindlichkeit erforderlich ist, z.B. zur Detektion von Biomagnetismus [Ripka 2001], [Wikswow 1995]. Auch Vorschläge zur Anwendung von SQUID in der zFP sind bekannt, insbesondere bei der Wirbelstromprüfung mit hoher Eindringtiefe sowie bei der Charakterisierung magnetischer Werkstoffeigenschaften ([Wikswow 1995], [Krause 1996], [Kreutzbruck 1998], [Lang 2000]). Zur Erreichung der Supraleitfähigkeit des sensitiven Elements sind tiefe Temperaturen (< 77 K) erforderlich. Deshalb sind bei der praktischen Nutzung von SQUID in der zFP die Kühlung sowie der dazu erforderliche Platzbedarf zu berücksichtigen.

3.4. Hall-Sensoren

Die Empfindlichkeit von Hall-Sensoren ist zwar deutlich geringer als die von SQUID und Förster-Sonden, jedoch sind sie relativ kostengünstig. Der den Hallsensoren zugrunde liegende physikalische Effekt - Entstehung der elektrischen Spannung in einem vom Strom durchflossenen Leiter unter Einwirkung eines externen Magnetfelds - wurde bereits 1879 von Edwin Hall entdeckt. Hallsensoren sind dank der Massenproduktion mittels Halbleitertechnologie sehr weit verbreitet [Boll/Overshott 1989, S. 43-96] und werden auch in der zFP eingesetzt, vor allem bei der magnetischen Streuflussprüfung [McMaster 1959, S. 33-11 - 33-14]. Auch Wirbelstromanwendungen von Hall-Sensoren sind bekannt [McMaster 1967], [Heptner/Stroppe 1972 S. 168, 373].

3.5. Magneto-resistive Sensoren

Unter dem Oberbegriff „magneto-resistive Effekte“ (MR-Effekt, Magnetowiderstandseffekt, XMR-Effekte nach [Mengel 1997]) verbirgt sich eine Reihe physikalischer Effekte mit unterschiedlichen Wechselwirkungsmechanismen und unterschiedlicher Relevanz für die zFP. Als *Magnetowiderstandseffekt* (MR-Effekt) bezeichnet man im allgemeinen die relative Änderung $\Delta R/R$ des elektrischen Widerstands R unter Einfluss eines externen Magnetfeldes H :

$$\text{Magnetowiderstandseffekt } \frac{\Delta R}{R} [\%] = \frac{R(H) - R_0}{R_0} \cdot 100 \quad (3.4)$$

mit R_0 dem elektrischen Widerstand des unmagnetisierten Werkstoffs ($H = 0$).

Am längsten bekannt ist der **AMR**-Effekt (AMR = Anisotropic Magneto-Resistance), der 1857 von Lord Kelvin entdeckt wurde. Er basiert auf anisotroper (richtungsabhängiger)

Streuung der Elektronen in ferromagnetischen Metallen. Die Entwicklung effizienter Magnetfeldsensoren auf der Basis des AMR-Effekts wurde mit dem Fortschritt der Mikroelektronik- und Dünnschicht-Technologien (seit ca. 1970er Jahren) ermöglicht. In den modernen AMR-Sensoren beträgt der MR-Effekt bis zu 4%.

Seit Beginn der 1990er Jahre haben AMR-Sensoren als Festplatten-Leseköpfe große Verbreitung gefunden. Darüber hinaus sind AMR-Magnetfeld-Sensoren von führenden Halbleiterherstellern wie etwa Honeywell [Honeywell.com] oder Philips [nxp.com] als Chips auf dem Markt verfügbar. Anwendungen der AMR-Sensoren in der zFP sind zur Wirbelstromprüfung (z.B. [Lebrun 1995], [Avrin 1998], [Rempt 2002]) sowie zur Streuflussprüfung ([So 1995], [Halloran 2007]) bekannt.

Der **GMR**-Effekt (GMR = Giant Magneto-Resistance) wurde 1988 entdeckt und innerhalb kurzer Zeit (ca. 1996-1997) zur praktischen Anwendung als empfindliche Magnetfeld-Sensoren und Festplatten-Leseköpfe gebracht. Dieser Effekt trägt den Namenszusatz "giant" ("riesig"), weil er im Vergleich zu den vorher bekannten MR-Effekten deutlich größer ist (ca. 6% bis 50%, in Sonderfällen bis zu 100%). Der GMR-Effekt tritt in Sandwich-Anordnungen abwechselnd ferromagnetischer und nichtferromagnetischer Metallschichten auf, die einige Nanometer dick sind. Da die Anwendung der GMR-Sensoren Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist, werden der zugrunde liegende Effekt sowie seine Anwendungen im Abschnitt 3.6 näher erläutert.

Der im Jahr 1994 entdeckte **TMR**-Effekt (TMR = Tunneling Magneto-Resistance) tritt wie auch der GMR-Effekt in einige Nanometer dicken Metallschicht-Anordnungen auf, jedoch sind die ferromagnetischen Metallschichten durch elektrisch *nicht* leitende nichtferromagnetische Schichten (z.B. Al_2O_3) getrennt. Der TMR-Effekt basiert auf dem spinabhängigen Tunneln (SDT = spin-dependent tunneling) der Elektronen zwischen ferromagnetischen Schichten des Sandwiches durch die dünne Isolatorschicht. Basierend auf dem TMR-Effekt (aktuell bis über 100%) werden Sensoren hergestellt, die bei kleineren Abmessungen eine noch höhere Magnetfeldempfindlichkeit als die GMR-Sensoren aufweisen [Schrag 2006] und potenziell auch für zFP-Anwendungen von Interesse sind [Kreutzbruck 2007]. Bei der digitalen Datenspeicherung sind die TMR-Sensoren bereits seit 2005 im Einsatz [Mao 2006]. Zur empfindlichen Magnetfeldmessung mit hoher Ortsauflösung sind TMR-Sensoren mit sehr kleinen Abmessungen (aktive Sensorfläche ca. $2\text{-}15\ \mu\text{m}^2$) verfügbar [micromagnetics.com].

Der **CMR**-Effekt (CMR = Colossal Magneto-Resistance) war bei niedrigen Temperaturen seit den 1960er Jahren bekannt, jedoch erst 1993 bei Raumtemperatur gemessen. Die starke Widerstandsänderung bei CMR-Materialien wird dadurch erklärt, dass ein äußeres Magnetfeld einen Metall-Isolator-Phasenübergang verursacht: Bei Metallen mit einem schmalen Leitungsband kann ein äußeres Magnetfeld die Energiebänder so beeinflussen, dass die Streuung der Leitungselektronen (und somit der elektrische Widerstand) stark zunimmt. Zwar beträgt der CMR-Effekt bis zu mehreren hundert Prozent, jedoch ist die praktische Nutzung der CMR-Sensoren nur bei sehr starken Magnetfeldern (einige Tesla) möglich [Schneider 2007].

Der im Jahr 1992 entdeckte **GMI**-Effekt (GMI = Giant Magneto-Impedance) ist ein Magnetowiderstandseffekt, der die Impedanz eines magnetischen Werkstoffes verändert. Der GMI-Effekt beruht auf der Magnetfeldempfindlichkeit des elektromagnetischen Skineffekts in dünnen ferromagnetischen Drähten bzw. Schichten. Deutlichere Skineffekt- und somit Impedanz-Änderungen werden erst bei relativ hohen Frequenzen (ab ca. 0,1 MHz) beobachtet, so dass zur Messung des Effekts an einem GMI-Sensor entsprechende

Hilfsschaltungen erforderlich sind. Anwendungen von GMI-Sensoren sind sowohl zur Streuflussprüfung [Goktepe 2004] als auch zur Wirbelstromprüfung [Vacher 2007] bekannt.

3.6. GMR-Sensoren

3.6.1. Der GMR-Effekt

Der GMR-Effekt wurde 1988 in voneinander unabhängigen Forschungsgruppen an der Universität Paris Sud ([Baibich 1988]) und am Forschungszentrum Jülich in Deutschland ([Binasch 1989]) entdeckt. Eine entsprechende Patentanmeldung von Prof. P. Grünberg ist mit dem 16.06.1988 datiert [Grünberg 1988]. A. Fert und P. Grünberg wurden für die Entdeckung des GMR-Effekts mit dem Physik-Nobelpreis 2007 ausgezeichnet [nobelprize.org].

Als erstes wurde der GMR-Effekt an der Schichtstruktur Fe/Cr/Fe (siehe Abb. 3.2) beobachtet. Die nichtferromagnetische Chrom-Schicht ist so dünn (ca. 1 nm), dass die (ferro)magnetischen Eisen-Schichten magnetisch gekoppelt sind. Bei einer spezifischen Dicke der nichtferromagnetischen Schicht (hier: 1,2 Nanometer) stellen sich durch Energieminimierung anti-parallele Magnetisierungsrichtungen in beiden magnetischen Schichten ein (antiferromagnetische Kopplung, [Baibich 1988]). Durch ein externes Magnetfeld kann die parallele Magnetisierung der beiden magnetischen Schichten in dieser Schichtstruktur erzwungen werden.

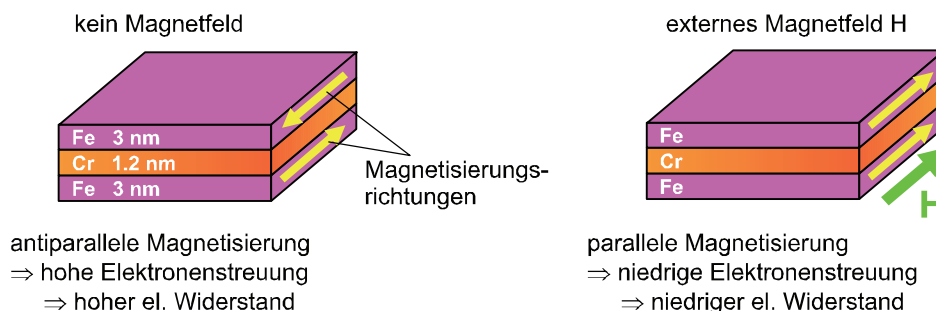


Abbildung 3.2: Aufbau und Prinzip einer einfachsten GMR-Struktur (nach [Binasch 1989], vgl. mit [Baibich 1988]).

Die Streuung der Elektronen an den Grenzschichten der Multilayer-Struktur, die den elektrischen Widerstand verursacht, hängt vom Winkel zwischen den Magnetisierungsrichtungen in der oberen und unteren Schicht ab. Die Elektronenstreuung (und somit der elektrische Widerstand) ist bei anti-paralleler Magnetisierung am größten und bei paralleler Magnetisierung am kleinsten. Deshalb sinkt der elektrische Widerstand der in Abbildung 3.2 dargestellten Schichtstruktur, wenn das externe Magnetfeld vergrößert wird. Ab einer spezifischen Feldstärke (*Sättigungsfeldstärke*) bewirken Änderungen des externen Magnetfeldes keine Widerstandsänderungen mehr, da in den ferromagnetischen Schichten die vollständige parallele Magnetisierung erreicht ist.

Der beobachtete GMR-Effekt konnte durch eine Sandwich-Anordnung mehrerer Fe-Schichten (abwechselnd mit Cr-Schichten) noch deutlich gesteigert werden [Baibich 1988], [Daughton 1994a].

3.6.2. Industrielle Anwendungen von GMR-Sensoren

Das Potenzial des GMR-Effekts zur Realisierung miniaturisierter hochempfindlicher Magnetfeldsensoren wurde sehr schnell erkannt. Die Entwicklung von GMR-Sensoren hat den stärksten Schub aus dem Markt der magnetischen Datenspeicherung erhalten: Zur Erhöhung der Speicherinformationsdichte müssen die elementaren magnetischen Bereiche ("Bits") auf der hartmagnetischen Schicht der Festplatte verkleinert werden, und zum Auslesen von immer kleineren Bits werden Leseköpfe (Magnetfeldsensoren) mit höherer Ortsauflösung sowie höherer Magnetfeldempfindlichkeit benötigt.

Intensive Forschungsaktivitäten von IBM seit ca. 1989 haben zur Realisierung der ersten kommerziell verfügbaren Festplatte mit GMR-Leseköpfen im Jahre 1997 geführt [Belleson 1998]. In der fortschreitenden Weiterentwicklung der magnetischen Datenspeicherung wurden die zuvor eingesetzten AMR-Leseköpfe zunehmend durch GMR-Leseköpfe ersetzt, da die GMR-Technologie bei gleicher Magnetfeld-Empfindlichkeit kleinere Abmessungen der Sensorelemente und somit eine höhere Informationsspeicherdichte auf dem Datenträger ermöglicht.

Ein weiteres Einsatzgebiet des GMR-Effekts bei der digitalen Datenspeicherung ist die Entwicklung von MRAM (Magnetic RAM, Magnetic Random Access Memory). MRAM ist eine Rechnerspeicher-Technologie, die im Gegensatz zu den konventionellen, heute eingesetzten RAM-Technologien „nichtflüchtig“ (engl.: non-volatile) ist, d.h. die gespeicherte Information bleibt nach der Abschaltung der Stromversorgung erhalten [Pohm 1995].

Neben der digitalen Datenspeicherung ist der Maschinenbau (insbesondere die Automobilindustrie) ebenso seit Jahren ein wichtiges Einsatzgebiet für große Stückzahlen von Magnetfeldsensoren. So sind z.B. in einem modernen Auto berührunglose Drehzahlmesser, Näherungsschalter, Weg- bzw. Positionsgeber etc. an vielen Stellen von Bedeutung. Durch ihre Vorteile wie hohe Magnetfeldempfindlichkeit, kleine Abmessungen und Robustheit können GMR-Sensoren eine zunehmend wichtigere Alternative zu den bisher eingesetzten Hallsensoren oder Induktionsspulen werden. Von der Firma NVE (USA) seit 1996, von Siemens/Infineon seit 1997 werden GMR-Sensoren als diskrete Komponenten (Elektronik-Chips) angeboten, die für die genannten Anwendungen geeignet sind [NVE.com], [Infineon.com], [Granig 2006]. Ein weiterer Lieferant von GMR-Sensorchips für industrielle Anwendungen ist Hitachi [hitachimetals.com].

Die Kennlinie der GMR-Sensoren für die oben genannten Anwendungen (Schalter-Kennlinie) ist grundsätzlich nichtlinear und kann darüber hinaus ein Hystereseverhalten aufweisen (Abb. 3.3). Beim Einsatz als Schalterelement (z.B. in der Digitaltechnik) ist eine solche Kennlinie sogar erwünscht.

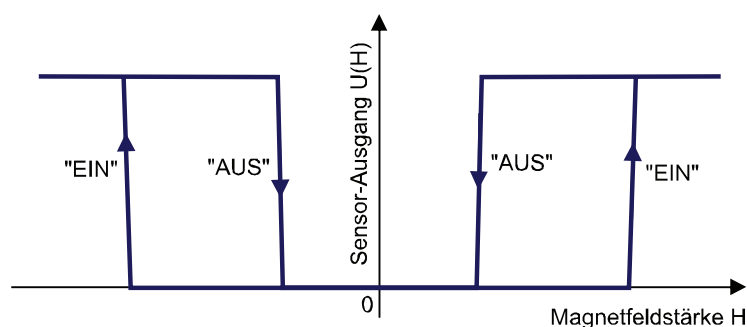


Abbildung 3.3: Typische hysteresenbehaftete Schalter-Kennlinie eines digitalen GMR-Sensors.

Zur präzisen Messung eines Magnetfeldes sind hingegen Sensoren erforderlich, die eine möglichst lineare und hysteresefreie Kennlinie aufweisen. Auch beim Einsatz in zerstörungsfreien Anwendungen gehören sowohl die Linearität als auch die Hysteresefreiheit der Kennlinie zu den wichtigen Qualitätsmerkmalen der Magnetfeldsensoren. Solche GMR-Sensoren (auch Magnetometer genannt) wurden bei der Firma NVE (USA) entwickelt [Daughton 1994b] und sind seit 1996 als diskrete Bauelemente (Chips) kommerziell verfügbar [NVE.com]. Ein weiterer Hersteller von GMR-Magnetometern ist die Firma Sensitec (Deutschland), die GMR-Sensoren mit ähnlichen Eigenschaften seit etwa 2005 anbietet [Sensitec.de].

Hochempfindliche GMR-Sensoren finden sich u.a. in folgenden Anwendungsgebieten:

- Bei geophysikalischen Messungen [McGlone 1997];
- Zur Detektion von Metallgegenständen sowie Fundmunition (UXO) [Chaiken 1997];
- Zur berührungslosen Messung der elektrischen Ströme [NVE.com], [Olson 2003];
- Zur Detektion von mikroskopischen, magnetisierten Partikelchen in der Bioelektronik [Baselt 1998], [Porter 2001], [Krichevsky 2007].

3.6.3. zFP-Anwendungen von GMR-Sensoren (Stand der Technik)

Die große Vielfalt der zFP-Anwendungen von GMR-Sensoren, die parallel zu der vorliegenden Arbeit weltweit vorgeschlagen bzw. realisiert wurden, wird im Folgenden anhand von repräsentativ ausgewählten Veröffentlichungen vorgestellt.

Nach der Markteinführung der ersten GMR-Magnetometer 1996 wurden bereits auf der QNDE-Tagung im Juli/August 1997 die Ergebnisse ihrer Anwendung bei der Dickenmessung (Korrosionsprüfung) von Aluminium-Platten der Dicke bis 12,7 mm mittels Impuls-Wirbelstromverfahren vorgetragen [Ward 1998]. Im September 1997 folgte die Patentanmeldung zur Nutzung von GMR-Sensoren für Sinus-Wirbelstromverfahren mit der Vorstellung der ersten Ergebnisse - bei der Detektion von verdeckten Rissen und Korrosion in Aluminium [Tiernan 1997].

Von *Winchesky et al.* [Winchesky 1999, 2000, 2002] wurde die Anwendung von GMR-Sensoren zur Detektion von verdeckten Fehlern in einer Aluminiumplatte sowie in einer genieteten Flugzeugstruktur demonstriert. Ähnliche Anwendungen zur Fehlerprüfung mittels Wirbelstromverfahren finden sich auch in [Dogaru 2001], [Mook 2006], [Vacher 2006], [Sheiretov 2001]. Darüber hinaus wurden GMR-Sensoren zur Werkstoffcharakterisierung mittels niederfrequenter Wirbelstromprüfung eingesetzt: Bestimmung mechanischer Spannungen im ferritischen Stahl [Ricken 2001], Leitfähigkeitsmessung von Gegenständen hinter metallischer Abschirmung sowie Bestimmung der magnetischen Permeabilität ferromagnetischer Flüssigkeiten [Sheiretov 2001].

Der GMR-Effekt gibt die Möglichkeit, hohe Magnetfeldempfindlichkeit selbst bei ganz kleinen Abmessungen von GMR-Elementen zu realisieren [Mengel 1997]. Dadurch lassen sich Wirbelstrom-Anwendungen mit hoher Ortsauflösung realisieren [Kreutzbruck 2007], [Chomsuwan 2007]. Insbesondere bei der Realisierung von Sensorarrays lassen sich kleine Abmessungen der GMR-Sensoren vorteilhaft ausnutzen [Plotnikov 2007] (vgl. mit Patentanmeldung [Plotnikov 2003]), [Smith 2003], [Vacher 2006], [Kataoka 2003].

Neben der niederfrequenten Wirbelstromprüfung wurden GMR-Sensoren (sowohl Einzelsensoren als auch Sensorarrays) zur Fehlerprüfung von ferritischen Prüfobjekten mittels Streuflussverfahren eingesetzt [Orth 2005] (vgl. mit Patentanmeldung [Kaack 2004]), [Lo 2003], [Kataoka 2002], [Chady 2006], [Kloster 2006].

Üblicherweise wird zur Anwendung von GMR-Sensoren wie folgt argumentiert: Angesichts der frequenzabhängigen Magnetfeldempfindlichkeit konventioneller Sensoren (Spulen) besitzen hochempfindliche GMR-Sensoren wegen ihrer hohen, frequenzunabhängigen Magnetfeldempfindlichkeit Vorteile gegenüber Spulen, die bei niedrigen Prüffrequenzen besonders stark ausgeprägt sind. Allerdings wird dabei die Empfindlichkeit der Spulen in der Regel nur tendenziell abgeschätzt (wie z.B. in [Jander 2005]) und nicht vergleichend den mit GMR-Sensoren erhaltenen Ergebnissen gegenübergestellt.

Andererseits ist es naheliegend, dass die Empfindlichkeit der Spule durch eine höhere Windungszahl vergrößert werden kann. Wenn also die zulässigen Abmessungen des Sensors nicht durch Randbedingungen der Prüfaufgabe eingeschränkt sind, lässt sich eine erhöhte Tiefenreichweite der Wirbelstromprüfung sowohl mit Spulen als auch mit GMR-Sensoren realisieren. So werden in [Mook 2006] an dem selbem Testkörper mit künstlichen verdeckten Fehlern ähnliche Ergebnisse mit einem spulenbasierten und einem GMR-basierten WS-Sensor (entsprechend Spulen-WS-Sensor und GMR-WS-Sensor) erzielt.

Die praktisch relevante Frage "Ab welcher Prüffrequenz ist die Spule besser als der GMR-Sensor?" ist deshalb immer abhängig von der vorliegenden Prüfrandbedingung zu beantworten. Neben der eigentlichen Magnetfeldempfindlichkeit sowie den Beschaffungs- bzw. Herstellungskosten muss die optimale Sensorauswahl von folgenden Aspekten abhängen:

- Prüffrequenz und Sensor-Größe: Sind niedrige Prüffrequenzen und beschränkte Abmessungen der Empfangselemente gefragt, kommt der GMR-Sensor in Betracht. Insbesondere bei Sensorarrays kommt der wesentliche Vorteil von GMR-Sensoren - hohe Empfindlichkeit bei kleinen Abmessungen - zum Tragen. Dieser Gesichtspunkt wird z.B. auch von *G. Mook* [Mook 2006] vertreten.
- Hardware-Aufwand: Im Vergleich zur Spule (passiver Magnetfeldsensor) benötigt der GMR-Sensor eine Spannungsversorgung, eine geeignete Signalaufbereitung (Verstärkung) usw. Im nächsten Kapitel 4 sind neben den wichtigsten Eigenschaften der GMR-Sensoren auch einfachste Schaltungen zur GMR-Signalaufbereitung beschrieben.

Daneben ist zu klären, in wieweit z.B. bei Prüfung mit hoher Eindringtiefe und Spulenabhebung sich die Eigenschaften der GMR-WS-Sensoren von denen der Spulen-WS-Sensoren unterscheiden. Diese Fragestellung wird im Kapitel 5 anhand von mathematischen Modellen der Spule und des GMR-Sensors sowie entsprechenden Vergleichsexperimenten behandelt.

4. Integration des GMR-Sensors in ein Wirbelstrom- bzw. Streuflussprüfsystem

Alle in der vorliegenden Arbeit beschriebenen Messungen und Anwendungen (Kapitel 5 und 6) wurden mit GMR-Sensoren der Serien AA und AB von NVE realisiert. Der Aufbau dieser GMR-Sensoren, ihre wesentlichen Eigenschaften sowie Schaltungen bzw. Maßnahmen zur Signalaufbereitung werden im Folgenden erläutert.

4.1. Aufbau von GMR-Sensoren der Serien AA und AB (NVE)

Abbildung 4.1 zeigt eine typische Kennlinie eines GMR-Widerstands, der als Basis für die GMR-Magnetometer von NVE mit linearer Kennlinie genutzt wird [NVE.com]. Der GMR-Effekt dieser Widerstände beträgt zwischen 12% und 16%.

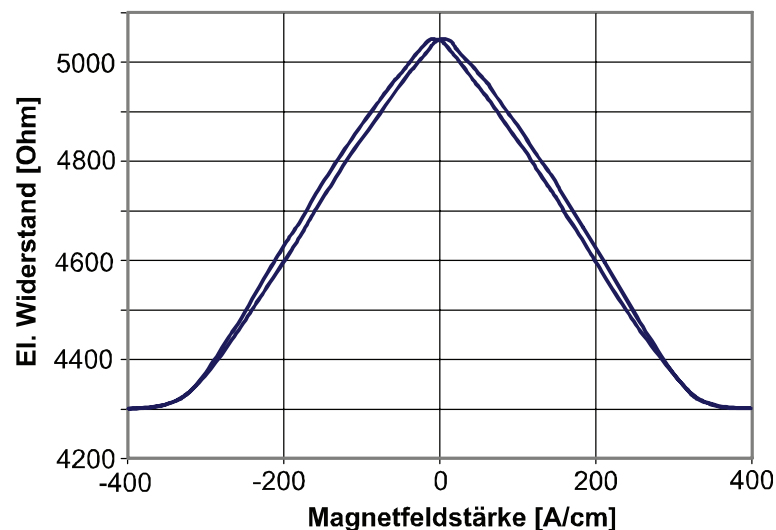


Abbildung 4.1: Widerstandsänderung eines GMR-Widerstands bei Veränderung des äußeren Magnetfeldes (nach [NVE.com]).

Um messtechnisch unerwünschte Effekte wie Temperaturabhängigkeit, Nichtlinearität etc. zu minimieren, werden vier GMR-Widerstände zu einer Brückenschaltung (Wheatstone-Brücke) zusammengeschaltet. Die Brückenschaltung der GMR-Widerstände ist als ein IC zusammen mit sog. Magnetfeld-Fluss-Konzentratoren aufgebaut (Abbildung 4.2, [NVE.com]). Die Fluss-Konzentratoren bestehen aus hochpermeablem Werkstoff (Permalloy 80% Ni + 20% Fe laut [Daughton 1994b]) und erfüllen folgende Funktionen:

- 1) In der Brückenschaltung werden zwei der vier GMR-Widerstände mit Fluss-Konzentratoren vom externen Magnetfeld abgeschirmt und wirken als Referenz-Widerstände (Abbildung 4.3).
- 2) Die aktiven (nicht abgeschirmten) GMR-Widerstände befinden sich im schmalen Spaltbereich zwischen den Fluss-Konzentratoren. Da die Gesamtlänge der Fluss-Konzentratoren l deutlich größer als die Spaltbreite b ist, ist das Feld am Ort der GMR-Widerstände näherungsweise proportional dem Verhältnis l/b :

$$(Feld \text{ am GMR-Widerstand}) \approx (Externes Feld) \cdot 0,6 \cdot l / b. \quad (4.1)$$

- 3) Die Fluss-Konzentratoren bestimmen die Feldrichtung der maximalen Empfindlichkeit des Magnetometers (Abbildung 4.4). Die Empfindlichkeit gegenüber Feldkomponenten senkrecht zu den Fluss-Konzentratoren ist dabei vernachlässigbar gering.

Die Gesamtlänge der Fluss-Konzentratoren für den GMR-Magnetometer AA002-02 beträgt ca. 1,9 mm. Abbildung 4.5 zeigt hierzu den inneren Aufbau des Chips nach Entfernung des Gehäuses.

Eine typische Ausgangs-Kennlinie für einen GMR-Magnetometer von NVE (Serie AA002 - AA006) ist in Abbildung 4.6 dargestellt.

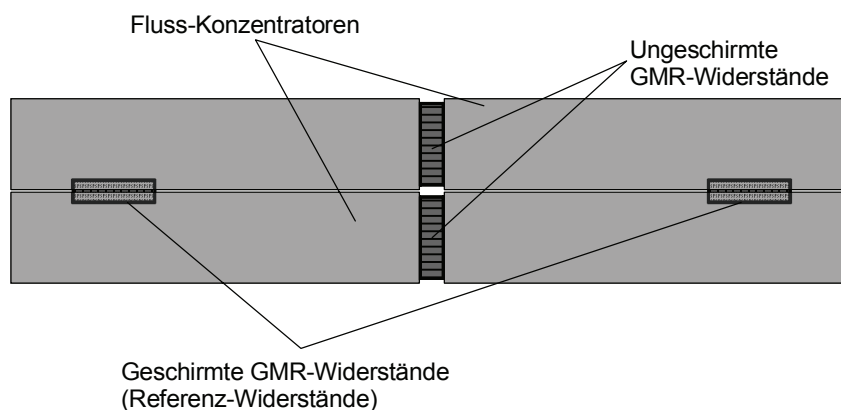


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung des inneren Aufbaus eines GMR-Magnetometers mit zwei ungeschirmten und zwei durch Fluss-Konzentratoren geschirmten GMR-Widerständen.

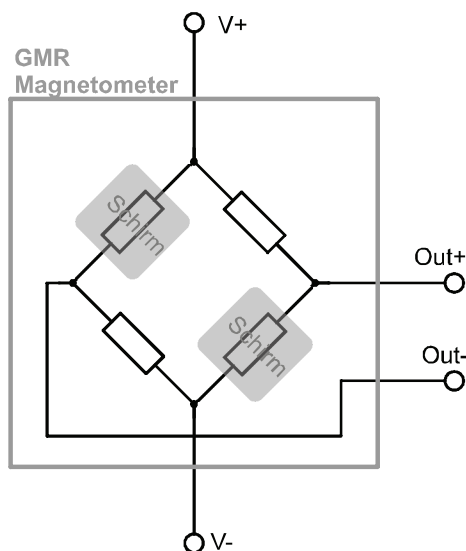


Abbildung 4.3: Beschaltung von 4 GMR-Widerständen zu einer Wheatstone-Brücke.

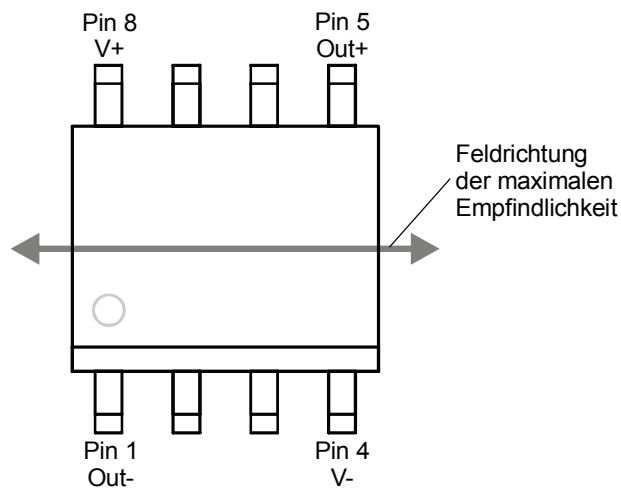


Abbildung 4.4: Orientierung der Fluss-Konzentratoren im IC des GMR-Magnetometers.

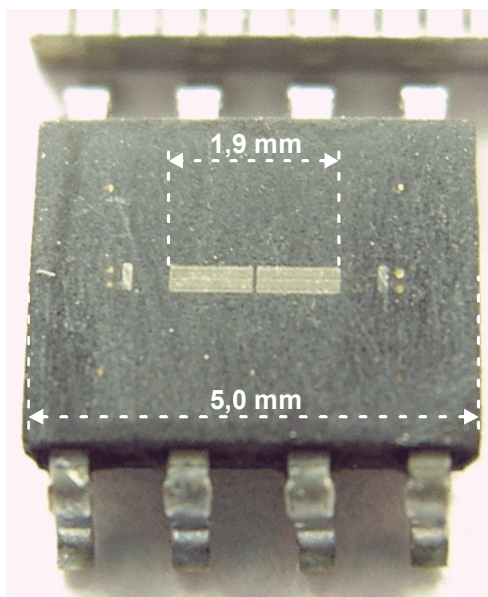


Abbildung 4.5: Innerer Aufbau des GMR-Magnetometers NVE AA002-02 (nach dem Entfernen des Gehäuses).

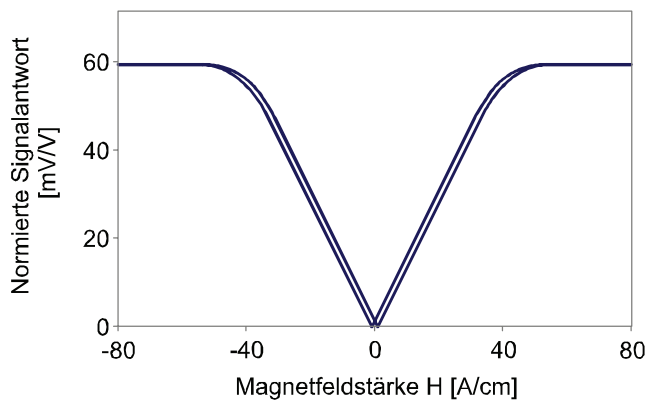
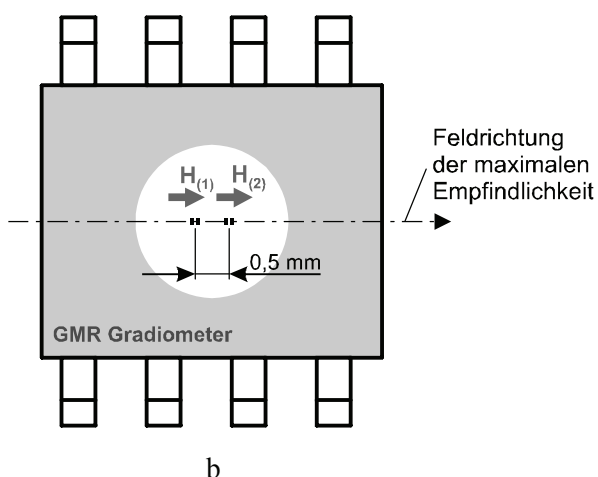
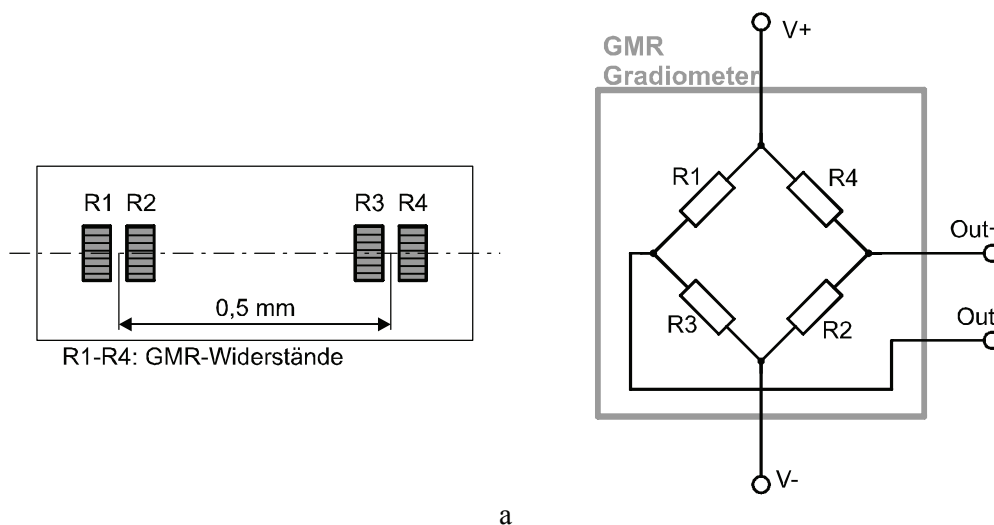


Abbildung 4.6: Typische Spannungs-Feldstärke-Kennlinie des GMR-Magnetometers NVE Serie AA (nach [NVE.com]).

Neben der GMR-Magnetometer-Serie AA002-AA006, deren Ausgangsspannung der magnetischen Feldstärke am Ort des Sensors proportional ist, ist für viele zFP-Anwendungen auch der sog. GMR-Gradiometer AB001 aus der Produktpalette von NVE von Interesse. Bei diesem Sensortyp ist die Ausgangsspannung dem Gradienten der magnetischen Feldstärke proportional. GMR-Gradiometer bestehen aus ähnlichen GMR-Widerständen wie die GMR-Magnetometer und sind ebenfalls als Wheatstone-Brücke zusammengesetzt. Zur Gewährleistung der Gradiometer-Eigenschaft werden einzelne GMR-Widerstände wie folgt auf dem Chip angeordnet:

GMR-Widerstände, die in der Brückenschaltung gegenüberliegen, sind jeweils paarweise zu einem "Messpunkt" (sehr nah zusammen) angeordnet. Der Abstand zwischen den beiden Widerstandspaaren ("Messpunkten") beträgt 0,5 mm. Das Ausgangssignal einer solchen Widerstandsbrücke ist der Differenz zwischen den magnetischen Feldstärken an beiden "Messpunkten" proportional. Dies ist in Abbildung 4.7 (a-c) veranschaulicht.



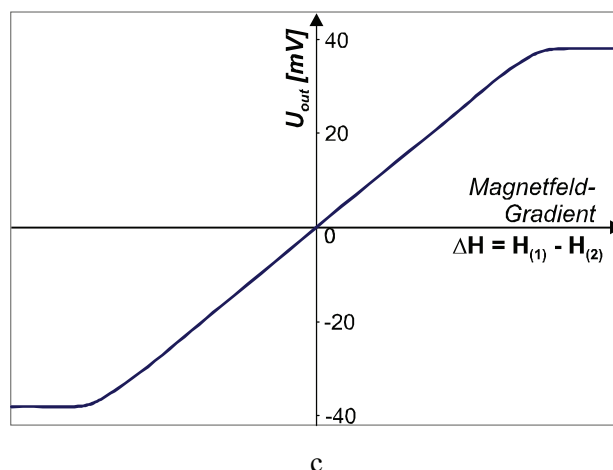


Abbildung 4.7: Schematische Darstellung des inneren Aufbaus eines GMR-Gradiometers (a), geometrische Anordnung der GMR-Widerstände auf dem Chip (b), Kennlinie des GMR-Gradiometers NVE AB001 (Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Feldstärken-Differenz, c).

GMR-Magnetometer und GMR-Gradiometer von NVE sind als diskrete Komponenten (Chips) in Standard-Bauform SO8 (5x6 mm) sowie für einige Typen auch in Bauform MSOP8 (3x5 mm) erhältlich. Darüber hinaus werden gehäuselose Sensor-IC's als Wafer-Matrizen ebenso wie die Entwicklung anwendungsspezifischer Sensoranordnungen angeboten.

4.2. Anwendungsspezifische Eigenschaften der GMR-Sensoren

Im Folgenden werden die wesentlichen Eigenschaften der GMR-Sensoren beschrieben, die bei der Auswahl und der Auslegung eines Magnetfeldsensors von Bedeutung sind:

- hohe Magnetfeld-Empfindlichkeit,
- geringe Verzerrungen bzw. Nichtlinearitäten,
- geringes Rauschen.

4.2.1. Magnetfeld-Empfindlichkeit

Für die GMR-Magnetometer von NVE, die als Widerstandsbrücken aufgebaut sind (siehe Abbildungen 4.2 - 4.6), wird mit der Magnetfeld-Empfindlichkeit S_H der Proportionalitätsfaktor zwischen der Ausgangsspannung des Sensors U_{GMR} (Spannungsdifferenz zwischen den Messpunkten Out+ und Out- in Abbildung 4.3) und dem Produkt der Versorgungsspannung V_{in} (Spannungsdifferenz zwischen V+ und V- in Abbildung 4.3) mit der magnetischen Feldstärke H am Ort des Sensors bezeichnet:

$$S_H, [\text{mV} / \text{V} / \text{A/cm}] = U_{GMR, [\text{mV}]} / (U_{in, [\text{V}]} \cdot H_{[\text{A/cm}]}) \quad (4.2).$$

Für den GMR-Magnetometer AA002 beträgt die Magnetfeld-Empfindlichkeit 3,8 - 5,2 mV / V / A/cm. Schließt man etwa eine Spannungsversorgung von 10 V an diesen GMR-Sensor an, so würde das Erdmagnetfeld der Feldstärke von ca. 0,4 A/cm eine Änderung der Sensor-Ausgangsspannung von mehr als 15 mV bewirken und ohne zusätzliche Verstärkung mit laborüblichem Voltmeter bzw. Oszilloskop messbar sein. Diese Magnetfeld-

Empfindlichkeit resultiert aus der Kennlinie einzelner Widerstände mit dem GMR-Effekt von 12% - 16% (siehe Abbildung 4.1) und dem Verstärkungsfaktor $0,6 \cdot L/B$ eines Fluss-Konzentrators der Länge L und dem Luftspalt B (siehe Abbildung 4.2 und Formel (4.1)).

Einerseits wird durch die Fluss-Konzentratoren die Magnetfeld-Empfindlichkeit des GMR-Sensors erhöht, andererseits jedoch die **Sättigungs-Feldstärke** des GMR-Sensors und somit der Bereich der messbaren Magnetfeldstärke reduziert. Auf der Basis von gleichen GMR-Widerständen (elektrischer Widerstand 5 kOhm +/- 20%, GMR-Effekt 12% - 16%, Sättigungs-Feldstärke ca. 200-240 A/cm) werden von NVE vier Standard-Versionen von Magnetometer-Sensoren angeboten, die sich nur in der Geometrie der Fluss-Konzentratoren unterscheiden und dadurch unterschiedliche Empfindlichkeiten aber somit auch unterschiedliche Sättigungs-Feldstärken aufweisen. Typische Ausgangs-Kennlinien für GMR-Sensoren AA002, AA004 und AA005 mit Sättigungsfeldstärken von entsprechend 12, 40 und 80 A/cm sind in Abbildung 4.8 dargestellt.

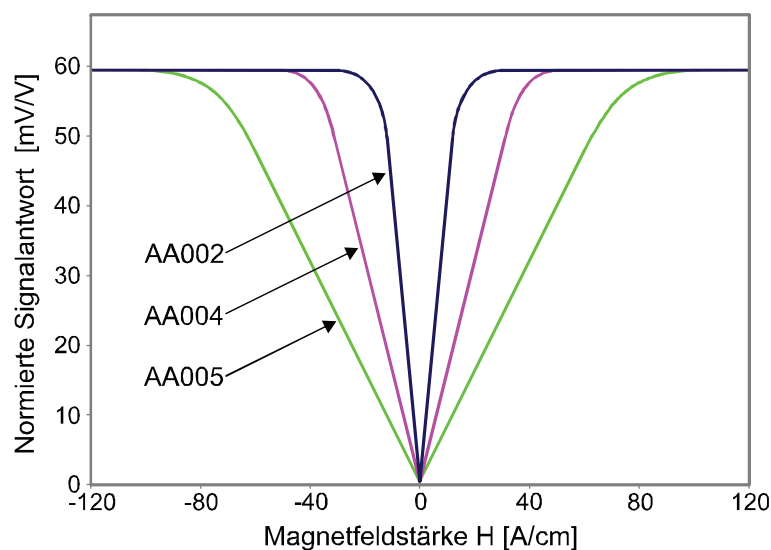


Abbildung 4.8: Ausgangs-Kennlinien der GMR-Magnetometer AA002, AA004 und AA005 (nach [NVE.com]).

4.2.2. Verzerrungsfreiheit

Verzerrungsfreiheit ist die in der Praxis wichtige Eigenschaft der Magnetfeld-Sensoren, die sich durch die mathematischen bzw. systemtheoretischen Begriffe Linearität und Zeitinvarianz beschreiben lässt. Einen Magnetfeldsensor, der für das zeitlich abhängige Magnetfeld $H(t)$ die Signalantwort $U(t)$ liefert (d.h. $H(t) \rightarrow U(t)$), kann als *linear* und *zeitinvariant* bezeichnet werden, wenn folgende Beziehungen gültig sind:

$$\text{Linearität:} \quad a \cdot H(t) \rightarrow a \cdot U(t), \quad (4.3)$$

$$\text{Zeitinvarianz:} \quad H(t - \tau) \rightarrow U(t - \tau). \quad (4.4)$$

Im linearen zeitinvarianten Idealfall ist also die Sensor-Signalantwort der Magnetfeldstärke proportional und nur vom aktuellen Wert der Magnetfeldstärke (jedoch nicht von ihrer Vorgeschichte) abhängig.

Wie aus der Kennlinie $U(H)$ in Abbildung 4.6 erkennbar, sind die GMR-Sensoren nur in einem beschränkten Magnetfeldstärken-Bereich näherungsweise linear. Da die GMR-Sensoren wesentliche Komponenten aus ferromagnetischen Werkstoffen beinhalten (GMR-Schichten und Fluss-Konzentratoren), ist darüber hinaus ihre Signalantwort wegen der magnetischen Hysterese auch von vorherigen Magnetisierungszuständen ("Vorgeschichte" der Magnetfeldstärke) abhängig.

Die Abweichung der realen Kennlinie des GMR-Sensors von der idealen linearen Signalantwort wird als **Nichtlinearität** bezeichnet und wird in Prozent angegeben [NVE.com]. Die Abweichung der realen Kennlinie des GMR-Sensors von der idealen zeitinvarianten Signalantwort wird als **Hysterese- Ungenauigkeit** bezeichnet und wird ebenfalls in Prozent angegeben.

Minimale Nichtlinearität ($\leq 2\%$) und Hysterese ($\leq 4\%$) besitzen die beschriebenen GMR-Sensoren bei unipolarer Magnetfeldaussteuerung im Bereich zwischen ca. 10% und 70% der jeweils gültigen Sättigungsfeldstärke H_S , d.h.

zwischen $0,1 \cdot H_S$ und $0,7 \cdot H_S$
und zwischen $-0,7 \cdot H_S$ und $-0,1 \cdot H_S$.

Grundsätzlich lassen sich auch nichtlineare Magnetfeld-Sensoren zur genauen Magnetfeld-Messung verwenden, z.B. mit Hilfe einer geeigneter Kalibrierung oder spezieller Kompensationstechniken. Beim praktischen Einsatz von GMR-Sensoren muss jedoch Folgendes beachtet werden:

Bedingt durch die Nichtlinearität und die Hysterese der Sensor-Kennlinie sind Schwankungen der Magnetfeld-Empfindlichkeit bei Änderung eines externen störenden Magnetfeldes selbst im optimalen Feldstärken-Bereich (zwischen 10% und 70% der Sättigungsfeldstärke) möglich. Solche Empfindlichkeits-Schwankungen sind besonders bei Wirbelstrom-Messungen unerwünscht, da relativ kleine Magnetfeld-Änderungen quantitativ bewertet werden müssen. So können z.B. lokale Schwankungen der Remanenzfelder in Gegenständen in der Nähe des GMR-Sensors eine Verzerrung der Wirbelstrom-Messergebnisse verursachen.

Bei bipolarer Magnetfeldaussteuerung, d.h. wenn das Magnetfeld sowohl positiv als auch negativ um den Punkt $H = 0$ der Sensor-Kennlinie angesteuert wird (siehe Abbildung 4.6), zeigt der GMR-Sensor starke Nichtlinearität ("Gleichrichter-Kennlinie") und Hysterese.

Um Messungen im linearen Bereich der Kennlinie zu ermöglichen, ist die Erzeugung eines Hilfsfeldes (Magnetfeld-Arbeitspunkt, Bias-Feld) am Ort der GMR-Sensors erforderlich. Wenn dieser Magnetfeld-Arbeitspunkt zu 40% der Sättigungsfeldstärke gewählt wird (in der Mitte des linearen Bereichs), sind Nichtlinearität und Hysterese bei Aussteuerungen des externen Magnetfeldes bis $\pm 30\%$ minimal (Abbildung 4.9). Der Magnetfeld-Arbeitspunkt des GMR-Sensors kann mit Hilfe eines Permanentmagneten oder einer mit Gleichstrom gespeisten Spulenwicklung erzeugt werden. Abbildung 4.10 zeigt das Foto eines GMR-Sensor-Chips, der mit einer solchen Spule zur Erzeugung des Magnetfeld-Arbeitspunkts umwickelt ist.

Speziell bei der Wirbelstromprüfung ist es empfehlenswert, eine maximale mögliche Sendestrom-Amplitude einzustellen und ggf. einen weniger empfindlichen GMR-Sensor einzusetzen, um den Einfluss störender Remanenzfelder zu minimieren. Ein weniger empfindlicher GMR-Sensor ist darüber hinaus zu empfehlen, wenn der empfindlichste GMR-Sensor AA002 wegen zu starker Feldamplitude in den Sättigungsbereich angesteuert werden könnte (vgl. Abb. 4.8 mit Kennlinien von GMR-Sensoren mit unterschiedlichen Empfindlichkeiten und damit korrelierten Sättigungsfeldstärken).

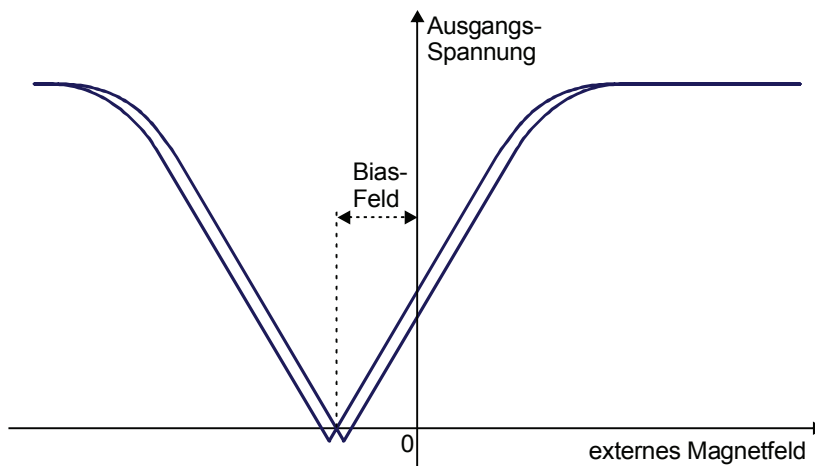


Abbildung 4.9: Linearisierung der Signalantwort des GMR-Magnetometers durch das Aufbringen eines zusätzlichen Bias-Feldes.

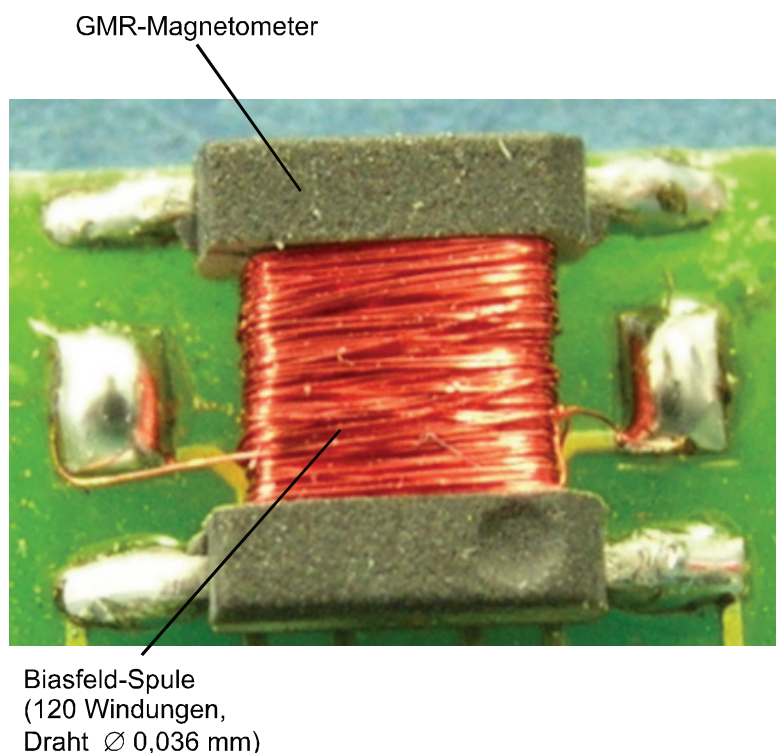


Abbildung 4.10: GMR-Sensor-Chip, unwickelt mit der Spule zur Erzeugung des Bias-Feldes.

4.2.3. Eigenrauschen

Das Eigenrauschen der GMR-Sensoren ist der begrenzende Faktor bei der Auflösung kleinster Magnetfeld-Amplituden. Bei niedrigen Frequenzen unterhalb von ca. 10 kHz dominiert das $1/f$ -Rauschen [Buckingham 1983] des GMR-Sensors. Abbildung 4.11 zeigt den Verlauf der spektralen Rauschamplitude des GMR-Magnetometers AA002.

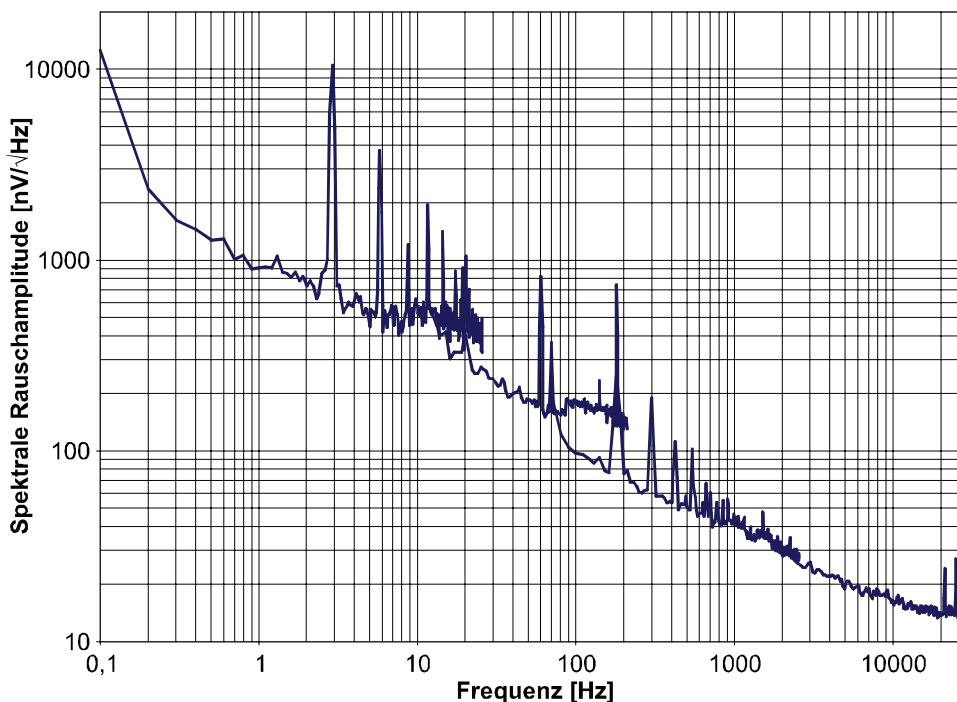


Abbildung 4.11: Spektrale Rauschamplitude des GMR-Magnetometers AA002 bei der DC-Spannungsversorgung 9V (nach [NVE.com]).

Aufgrund der hohen Magnetfeld-Empfindlichkeit und dem relativ niedrigen Eigenrauschpegel des GMR-Sensors lassen sich Magnetfelder im Bereich zwischen ca. 10-100 nT und 300 μ T (für AA002) mit ausreichendem Signal/Rausch-Abstand auflösen. Dies entspricht einem Dynamikbereich von mehr als 70 dB, was für den Einsatz bei praktischen Wirbelstrom- bzw. Streufluss-Messanordnungen durchaus akzeptabel ist. Die dazu geeigneten Vorverstärker-Schaltungen werden im folgenden Abschnitt beschrieben.

Die Zusammenfassung der wichtigsten Parameter der GMR-Magnetometer AA002/AA003/AA004/AA005 von NVE liefert Tabelle 4.1.

Tabelle 4.1: Parameter der der GMR-Magnetometer AA002/AA003/AA004/AA005 von NVE (nach [NVE.com])

	Sättigungs-Feldstärke [A/cm]	Linearitätsbereich [A/cm]	Empfindlichkeit [mV / V / A/cm]	Rohchip-Größe [μ m x μ m]
AA002	12	1,2 - 8,4	3,8 - 5,2	436 x 3370
AA003	16	1,6 - 11,2	2,5 - 4	436 x 3370
AA004	40	4 - 28	1,13 - 1,63	411 x 1458
AA005	80	8 - 56	0,56 - 0,81	411 x 1458

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Einheiten
Spannungsversorgung	< 1		24	V
Frequenzbereich	0 (DC)		> 1	MHz
Betriebs-Temperaturbereich	-50		+125	$^{\circ}$ C
Brücken-Offsetspannung	-4		+4	mV/V
Nichtlinearität (unipolar)			2	%
Hysteresse-Verzerrungen (unipolar)			4	%
Temperatur-Koeffizient der Ausgangsspannung		-0,1		% / $^{\circ}$ C

4.3. Vorverstärkerschaltungen für den Einsatz des GMR-Sensors zur Streufluss- und Wirbelstrommessung

Abbildung 4.12 zeigt den Vorverstärker-Schaltplan mit einem Operationsverstärker (vgl. mit Empfehlungen in [NVE.com]), der zur Realisierung einer Magnetstreufstrommessung mit dem GMR-Sensor geeignet ist.

RC-Glieder R4, C2 und R5, C3 am Eingang des Operationsverstärkers (OP) sind als Tiefpass geschaltet und dienen zur Rauschpegelreduktion durch Begrenzung der Frequenzbandbreite. Mit Hilfe des Potentiometers R1 wird am Eingang des OP eine Offset-Spannung eingestellt, um die DC-Spannung des GMR-Sensors (verursacht im Wesentlichen durch den Magnetfeld-Arbeitspunkt) zu kompensieren. Der Verstärkungsgrad dieser Schaltung wird durch den Widerstand R2 bestimmt und ergibt sich zu 100 (bei $R2 = 499 \text{ Ohm}$).

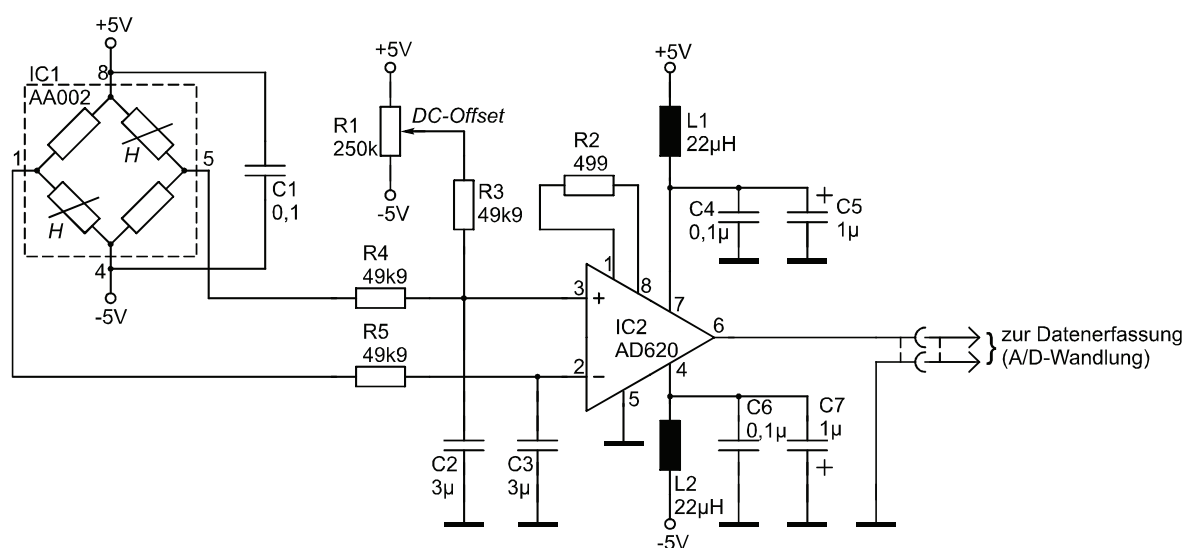


Abbildung 4.12: Vorverstärker-Schaltplan zur Messung von langsam veränderlichen Feldern (Frequenzbandbreite $< 1 \text{ Hz}$) mit einem GMR-Sensor.

Die Schaltung nach Abbildung 4.12 ist zur Messung von langsam veränderlichen Magnetfeldern (Frequenzbandbreite $< 1 \text{ Hz}$) mit GMR-Magnetometern AA002-AA006 oder GMR-Gradiometer AB001 geeignet.

Falls nur zeitlich veränderliche Magnetfelder erfasst werden müssen, ist die Schaltung nach Abbildung 4.13 mit Hochpass C2, R1 bzw. C3, R2 empfehlenswert:

- Mit dem Hochpass wird der DC-Anteil des GMR-Sensorsignals vollständig unterdrückt.
- Da die Eigenrauschamplitude des GMR-Sensors mit abnehmender Frequenz zunimmt ($1/f$ -Rauschen), trägt der Hochpass mit angepasster Eckfrequenz zur Reduktion des Rauschpegels bei.

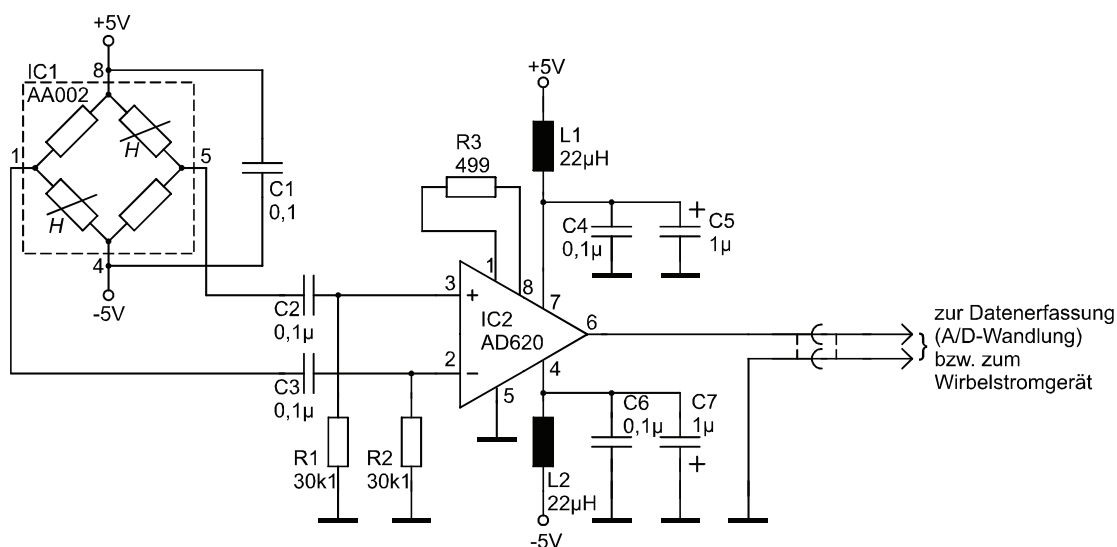


Abbildung 4.13: Vorverstärker-Schaltplan zur Messung von Wechselfeldern mit einem GMR-Sensor.

Die Schaltung nach Abbildung 4.13 wird bei dynamischer Magnetstreufluss-Messung sowie bei der Realisierung von Wirbelstrom-Sensoren mit GMR-Empfängern eingesetzt.

Bei der Dimensionierung der RC-Gliedern (als Hochpass bzw. Tiefpass) ist neben dem zu erwartenden Nutzsignal-Frequenzspektrum auch der innere Widerstand des GMR-Sensors (ca. 5 kOhm für GMR-Magnetometer AA002, ca. 2,5 kOhm für GMR-Gradiometer AB001) zu beachten.

Die beschriebenen Schaltungen nach Abbildungen 4.12 und 4.13 sind geeignet, die GMR-Sensoren mit Erfolg in Messsystemen zur Magnetstreuflussprüfung bzw. Wirbelstromprüfung einzusetzen. Das Ausgangssignal der Schaltung nach Abbildung 4.12 kann z.B. an einen A/D-Wandler geleitet werden, um digitale Signalauswertungsalgorithmen bzw. die Signalvisualisierung zu realisieren. Das Ausgangssignal der Schaltung nach Abbildung 4.13 kann auf einen A/D-Wandler gegeben werden oder an ein konventionelles Wirbelstromgerät angeschlossen werden.

Durch den Einsatz weiterer zusätzlicher Elektronik-Schaltkreise und zusätzlicher Spulen bzw. Spulenkombinationen (Kompensationsspule - "bucking coil", Magnetfeld-Rückkopplung - "feedback coil") lassen sich bestimmte messtechnische Parameter wie z.B. Linearität und Dynamik-Bereich gezielt weiter verbessern [Wincheski 2000], [Dalichaouch 2000], [Sheiretov 2001] (vgl. mit Patentanmeldung [Shay 2001]).

Im einfachsten Fall benötigt der GMR-WS-Sensor im Vergleich zu einem Spulen-WS-Sensor zusätzlich nur die Spannungsversorgung für die Widerstandsbrücke sowie eine Schaltung nach Abbildung 4.13 zur Vorverstärkung und Impedanzanpassung. Um Nichtlinearitäten sowie die Störfeld-Empfindlichkeit zu minimieren, ist darüber hinaus die beschriebene Arbeitspunktverschiebung mittels eines Permanentmagnets oder einer Gleichstrom-Spule erforderlich.

5. Modellhafter Vergleich von GMR-Sensor und Spule bei der WS-Prüfung mit großer Eindringtiefe

5.1. Auswahl des Modellansatzes, Definition der Modellgeometrie

Der Vergleich von GMR-Sensor und Spule als Wirbelstrom-Signalempfänger bei der Prüfung mit großer Eindringtiefe wird anhand der folgenden beispielhaften Prüfaufgabe behandelt: Bestimmung der Dicke einer Aluminiumplatte.

Als Basisgeometrie des Wirbelstromsensors wird dazu die S/E-Anordnung (Fernfeld-Sensoranordnung) nach Abbildung 2.7b herangezogen. Um die Signalantwort des Sensors sowohl für den Spulen-WS-Sensor als auch für den GMR-WS-Sensor nach halbanalytischen Ansätzen von [Cheng/Dodd/Deeds 1971] berechnen zu können, werden folgende vereinfachende Annahmen gemacht:

- Die Geometrie des Modells und damit auch die Verteilung des elektromagnetischen Feldes ist symmetrisch bezüglich der Senderspulen-Achse. Das Prüfobjekt wird als eine lateral unendlich ausgedehnte Platte angenommen.
- Die betrachteten Spulen sind reine Luftspulen (ohne Ferritkerne) und besitzen einen rechteckigen Wicklungsquerschnitt. In jeder der N Windungen der Senderspule fließt der elektrische Wechselstrom I der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$, so dass innerhalb des Wicklungsquerschnittes der Fläche F die elektrische Stromdichte $\underline{\mathbf{J}}$ konstant ist, und es gilt

$$\underline{\mathbf{J}} = \frac{N \cdot \underline{\mathbf{I}}}{F} \cdot \mathbf{e}_\varphi, \quad (5.1)$$

wobei \mathbf{e}_φ der azimutale Einheitsvektor und $\underline{\mathbf{I}}$ die komplexe Stromamplitude sind.

Abbildung 5.1 und 5.2 zeigen den schematischen Aufbau der S/E-Anordnung mit einer Spule (Abbildung 5.1) und einem GMR-Sensor (Abbildung 5.2) als Empfangselement.

Die in Abbildungen 5.1 und 5.2 verwendeten Bezeichnungen sind:

r_1, r_2, dh	Innenradius, Außenradius und Höhe der Senderspule
r_1', r_2', dh'	Innenradius, Außenradius und Höhe der Empfangsspule
d_0	Abhebung der Senderspule
d_0'	Abhebung der Empfangsspule oder des GMR-Sensors (ggf. abweichend von der Abhebung der Senderspule)
L_{GMR}	effektive Messlänge des GMR-Sensors (entspricht der Gesamtlänge der integrierten Fluss-Konzentratoren 1,9 mm für NVE AA002, siehe Abbildung 4.5)
z	z -Achse des (zylindrischen) Koordinatensystems bzgl. der Senderspulenachse
z'	z -Achse des (zylindrischen) Koordinatensystems bzgl. der Empfangsspulenachse
ΔX	Abstand Sender-Empfänger, Abstand zwischen den Koordinatensystemen $\{z\}$ und $\{z'\}$
d_1	Dicke des Prüfobjekts
σ_0, μ_0	die elektrische Leitfähigkeit und die magnetische Permeabilität des Freiraums oberhalb und unterhalb des Prüfobjekts
σ_1, μ_1	die elektrische Leitfähigkeit und die magnetische Permeabilität im Prüfobjekt

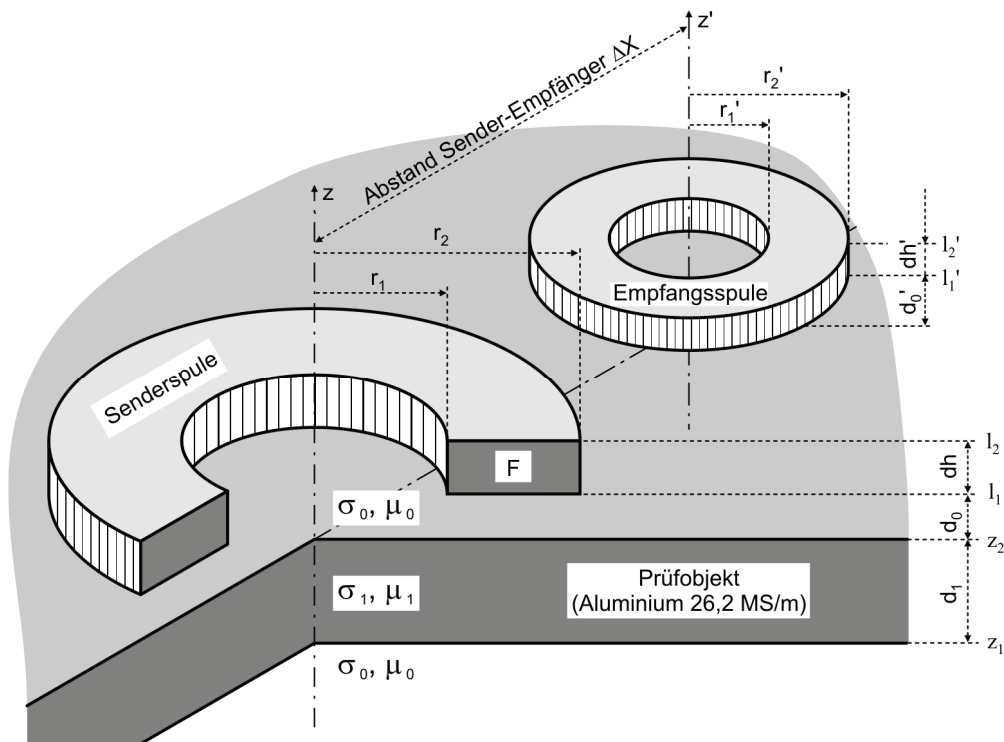


Abbildung 5.1: Schematischer Aufbau der modellierten S/E-Anordnung des Spulen-WS-Sensors.

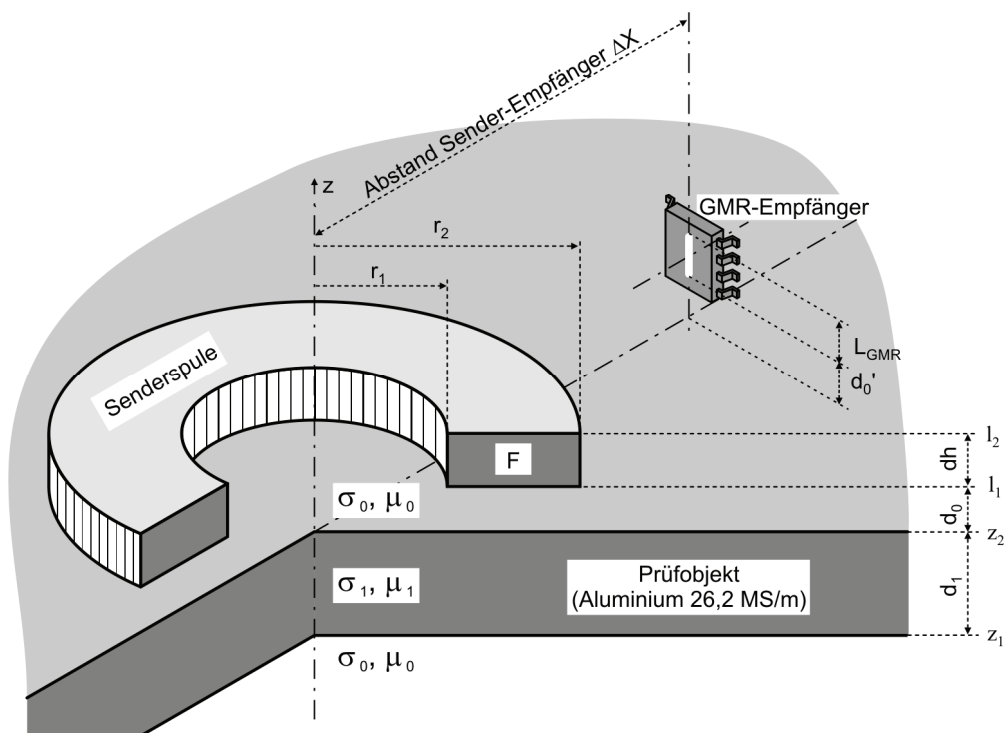


Abbildung 5.2: Schematischer Aufbau der modellierten S/E-Anordnung des GMR-WS-Sensors.

5.2. Mathematische Beschreibung der Modelle

5.2.1. Berechnung der Feldkomponenten

Es werden die axialsymmetrische Geometrie, das Koordinatensystem des mehrschichtigen Modells und die Bezeichnungen wie in Abbildung 5.3 verwendet. Diese Abbildung beschreibt die Felderregung durch die Senderspule, die dem Spulen-WS-(Abbildung 5.1) und dem GMR-WS-Sensor (Abbildung 5.2) gemeinsam ist.

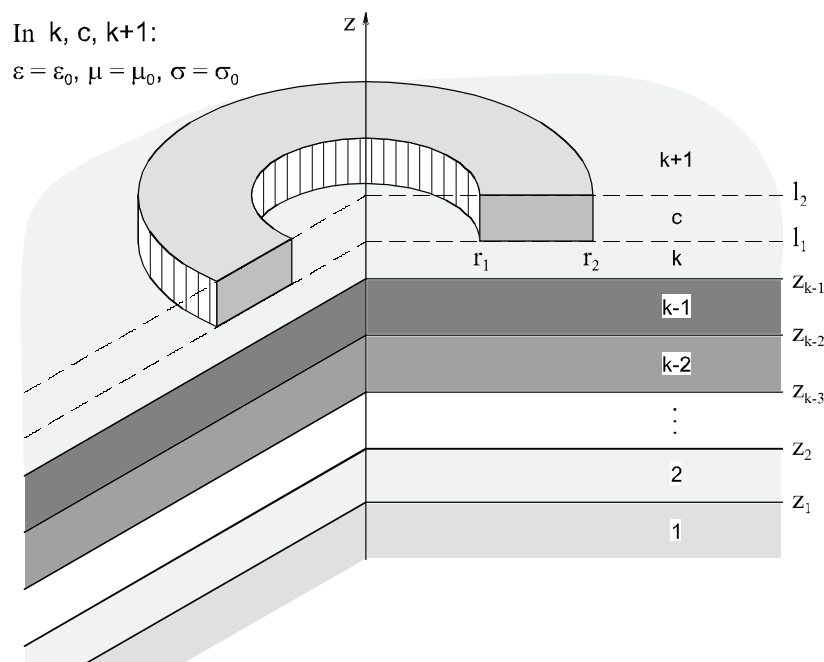


Abbildung 5.3: Spule über dem geschichteten Prüfbjektiv im Zylinderkoordinatensystem.

In [Cheng/Dodd/Deeds 1971], [Jaschan 1995] wurde der Lösungsweg der Differentialgleichung für das Vektorpotential \mathbf{A} (gemäß der Definition $\mathbf{B} = \mathbf{rot} \mathbf{A}$) ausgehend aus den Maxwell'schen Gleichungen (2.1)-(2.4) zusammen mit den Materialgleichungen (2.5)-(2.7) beschrieben. Aus den Lösungsausdrücken für das Vektorpotential \mathbf{A} lassen sich die elektrische (\mathbf{E}) und die magnetische (\mathbf{H}) Komponenten des elektromagnetischen Feldes wie folgt berechnen:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \cdot \mathbf{rot} \mathbf{A} \quad , \quad \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (5.2)$$

bzw. in Notation der komplexen Phasoren:

$$\mathbf{E} = -j\omega \mathbf{A} \quad (5.3)$$

Da das Vektorpotential $\mathbf{A}(\mathbf{r})$ als Lösung der Differentialgleichung in [Jaschan 1995] nur die φ -Komponente enthält:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \{0, A_\varphi(r, z), 0\} = \{0, A(r, z), 0\} \quad ,$$

sind für die gegebene Anordnung nur folgende Komponenten der elektrischen und magnetischen Feldstärken $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ und $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ ungleich Null:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \{E_r, E_\varphi, E_z\} = -j\omega\mathbf{A} = \{0, -j\omega A(r, z), 0\} = \{0, E_\varphi(r, z), 0\};$$

$$\begin{aligned}\mathbf{H} &= \{H_r, H_\varphi, H_z\} = \frac{1}{\mu} \mathbf{rot} \mathbf{A} = \frac{1}{\mu} \mathbf{rot} \{0, A(r, z), 0\} = \\ &= \frac{1}{\mu} \left\{ -\frac{\partial A(r, z)}{\partial z}, 0, \frac{\partial A(r, z)}{\partial r} + \frac{A(r, z)}{r} \right\} = \{H_r(r, z), 0, H_z(r, z)\}\end{aligned}$$

mit

$$\begin{aligned}H_r(r, z) &= -\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A(r, z)}{\partial z}, \\ H_z(r, z) &= \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial A(r, z)}{\partial r} + \frac{A(r, z)}{r} \right).\end{aligned}$$

Im Folgenden werden die Formeln für die Berechnung der Feldkomponenten $E_\varphi(r, z)$, $H_r(r, z)$, $H_z(r, z)$ angegeben. Neben der Abbildung 5.3, werden dafür folgende Definitionen, Bezeichnungen bzw. Abkürzungen verwendet:

$$\alpha_0^2 = \alpha^2 + j\omega\mu_0\sigma_0 - \omega^2\mu_0\varepsilon_0 = \alpha^2 - k_0^2,$$

$$\alpha_n^2 = \alpha^2 + j\omega\mu_n\sigma_n - \omega^2\mu_n\varepsilon_n = \alpha^2 - k_n^2$$

mit der Forderung $\operatorname{Re}\{\alpha_i\} = \operatorname{Re}\{\sqrt{\alpha^2 - k_i^2}\} > 0$;

$$\mathbf{V}(n, 1) = \begin{pmatrix} V_{11}(n, 1) & V_{12}(n, 1) \\ V_{21}(n, 1) & V_{22}(n, 1) \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{n, n-1} \cdot \mathbf{T}_{n-1, n-2} \cdot \dots \cdot \mathbf{T}_{3, 2} \cdot \mathbf{T}_{2, 1},$$

$$\mathbf{V}(1, 1) = \mathbf{1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{T}_{n+1, n} = \begin{pmatrix} (T_{n+1, n})_{11} & (T_{n+1, n})_{12} \\ (T_{n+1, n})_{21} & (T_{n+1, n})_{22} \end{pmatrix},$$

$$(T_{n+1, n})_{ij} = \frac{1}{2} (1 + (-1)^{i+j} \beta_{n+1, n}) e^{(-(-1)^i \alpha_{n+1} + (-1)^j \alpha_n) z_n};$$

$$\beta_{n+1, n} = \frac{\beta_n}{\beta_{n+1}} \quad \text{und} \quad \beta_n = \frac{\alpha_n}{\mu_n};$$

$$V_{12} = V_{12}(k, 1), \quad V_{22} = V_{22}(k, 1);$$

$n_c = \frac{N}{(r_2 - r_1) \cdot (l_2 - l_1)}$ - Windungszahl pro Flächeneinheit ('Windungszahldichte') der Senderspule;

I - Stromstärke in jeder Windung der Senderspule;

$J_1(x)$ - die Besselschen Funktion 1. Ordnung 1. Gattung;

$$J(r_2, r_1) = \int_{\alpha r_1}^{\alpha r_2} x \cdot J_1(x) dx;$$

$$\gamma = \frac{V_{12}}{V_{22}} .$$

Die Feldkomponenten im Bereich **k+1** oberhalb der Senderspule:

$$E_{\varphi}^{(k+1)}(r, z) = -j \frac{\omega n_c \mu_0 I}{2} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_1(\alpha r) e^{-\alpha_0 z}}{\alpha_0^2 \alpha} (1 - e^{-\alpha_0(l_2 - l_1)}) (\gamma e^{-\alpha_0 l_1} + e^{\alpha_0 l_2}) d\alpha ; \quad (5.4)$$

$$H_r^{(k+1)}(r, z) = \frac{n_c I}{2} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_1(\alpha r) e^{-\alpha_0 z}}{\alpha_0 \alpha} (1 - e^{-\alpha_0(l_2 - l_1)}) (\gamma e^{-\alpha_0 l_1} + e^{\alpha_0 l_2}) d\alpha ; \quad (5.5)$$

$$H_z^{(k+1)}(r, z) = \frac{n_c I}{2} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_0(\alpha r) e^{-\alpha_0 z}}{\alpha_0^2} (1 - e^{-\alpha_0(l_2 - l_1)}) (\gamma e^{-\alpha_0 l_1} + e^{\alpha_0 l_2}) d\alpha . \quad (5.6)$$

Die Feldkomponenten im Bereich **c** neben der Senderspule:

$$E_{\varphi}^{(c)}(r, z) = -j \frac{\omega n_c \mu_0 I}{2} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_1(\alpha r)}{\alpha_0^2 \alpha} \cdot (2 + \gamma e^{-\alpha_0 z} (e^{-\alpha_0 l_1} - e^{-\alpha_0 l_2}) - e^{-\alpha_0(z - l_1)} - e^{-\alpha_0(l_2 - z)}) d\alpha ; \quad (5.7)$$

$$H_r^{(c)}(r, z) = \frac{n_c I}{2} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_1(\alpha r)}{\alpha_0 \alpha} \cdot (\gamma e^{-\alpha_0 z} (e^{-\alpha_0 l_1} - e^{-\alpha_0 l_2}) - e^{-\alpha_0(z - l_1)} + e^{-\alpha_0(l_2 - z)}) d\alpha ; \quad (5.8)$$

$$H_z^{(c)}(r, z) = \frac{n_c I}{2} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_0(\alpha r)}{\alpha_0^2} \cdot (2 + \gamma e^{-\alpha_0 z} (e^{-\alpha_0 l_1} - e^{-\alpha_0 l_2}) - e^{-\alpha_0(z - l_1)} - e^{-\alpha_0(l_2 - z)}) d\alpha . \quad (5.9)$$

Die Feldkomponenten in jedem Bereich **n** ($n = 1, 2, \dots, k$) unterhalb der Senderspule:

$$E_{\varphi}^{(n)}(r, z) = -j \frac{\omega n_c \mu_0 I}{2} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_1(\alpha r) e^{-\alpha_0 l_1}}{\alpha_0^2 \alpha V_{22}} (1 - e^{-\alpha_0(l_2 - l_1)}) (V_{12}(n, 1) e^{-\alpha_n z} + V_{22}(n, 1) e^{\alpha_n z}) d\alpha ; \quad (5.10)$$

$$H_r^{(n)}(r, z) = \frac{\mu_0 n_c I}{2 \mu_n} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_1(\alpha r) \alpha_n e^{-\alpha_0 l_1}}{\alpha_0^2 \alpha V_{22}} (1 - e^{-\alpha_0(l_2 - l_1)}) (-V_{12}(n, 1) e^{-\alpha_n z} + V_{22}(n, 1) e^{\alpha_n z}) d\alpha ; \quad (5.11)$$

$$H_z^{(n)}(r, z) = \frac{\mu_0 n_c I}{2 \mu_n} \int_0^{\infty} \frac{J(r_2, r_1) J_0(\alpha r) e^{-\alpha_0 l_1}}{\alpha_0^2 V_{22}} (1 - e^{-\alpha_0(l_2 - l_1)}) (V_{12}(n, 1) e^{-\alpha_n z} + V_{22}(n, 1) e^{\alpha_n z}) d\alpha . \quad (5.12)$$

5.2.2. Signalantwort der Empfangsspule

Die Transimpedanz zwischen Senderspule und Empfangsspule ist

$$Z_{SE} = j\omega M = \frac{V_E}{I_S} \quad (5.13)$$

mit M - Gegeninduktivität zwischen diesen Spulen (i.a. komplexwertig),

V_E - in der Empfangsspule induzierte Spannung,

I_S - Stromstärke in der Senderspule.

Für eine einzelne Windung der Empfangsspule mit den Koordinaten $\{r', z'\}$ (im Koordinatensystem $\{z'\}$ lt. Abbildung 5.1) ist die induzierte Spannung wie folgt gegeben:

$$V_1(r', z') = -\oint E dl, \quad (5.14)$$

wobei die elektrische Feldstärke E nach der Formel (5.4), (5.7) oder (5.10) - abhängig von der Lage der Spulenwindung - berechnet werden kann.

Für die homogen gewickelte Empfangsspule mit rechteckigem Querschnitt $(r'_2 - r'_1) \times (l'_2 - l'_1)$ ergibt sich

$$V_E = \int_{l'_1}^{l'_2} \int_{r'_1}^{r'_2} V_1(r', z') \cdot n_E dr' dz' \quad (5.15)$$

mit

l'_2, l'_1 und r'_2, r'_1 - entsprechend die z -Koordinate der oberen/unteren Kante und der Außen-/Innenradius der Empfangsspule (im Koordinatensystem $\{z'\}$ lt. Abbildung 5.1),

$n_E = \frac{N'}{(r'_2 - r'_1) \cdot (l'_2 - l'_1)}$ - 'Windungszahldichte' dieser Spule.

Zur Berechnung der Empfangsspulen-Signalantwort - Spulenspannung nach der Formel (5.15) bzw. der Sender-Empfänger-Transimpedanz nach der Formel (5.13) - wurde im Rahmen dieser Arbeit die kommerzielle Software VIC3D herangezogen [Sabbagh 1994].

5.2.3. Signalantwort des GMR-Sensors

Wie im Abschnitt 4.1 bereits beschrieben, wird die Feldrichtung der maximalen Empfindlichkeit des GMR-Magnetometers durch die Fluss-Konzentratoren der Länge 1,9 mm bestimmt. Aus diesem Grund wird für das Modell lt. Abbildung 5.2 angenommen, dass der GMR-Sensor nur zur z -Komponente des H -Feldes empfindlich ist.

Die z -Komponente der Magnetfeldstärke kann nach der Formel (5.6), (5.9) oder (5.12) berechnet werden. Die vom GMR-Sensor erfasste Magnetfeldstärke H_{GMR} wird als Mittelwert über die Länge der Fluss-Konzentratoren L_{GMR} angenommen:

$$H_{GMR} = \frac{\int H_z dl}{L_{GMR}} \quad (5.16)$$

Die Ausgangsspannung des GMR-Sensors U_{GMR} ist der so berechneten mittleren Magnetfeldstärke H_{GMR} proportional. Der entsprechende Proportionalitätsfaktor ist lt. Formel (4.2) als Multiplikation der Magnetfeldempfindlichkeit S_H des GMR-Sensors mit seiner Versorgungsspannung U_{IN} :

$$U_{GMR, [mV]} = S_{H, [mV / V / A/cm]} \cdot U_{IN, [V]} \cdot H_{GMR, [A/cm]} \quad (5.17)$$

In Analogie zu der Definition der Transimpedanz des Spulen-WS-Sensors (Formel (5.13)) lässt sich die Transimpedanz des GMR-WS-Sensors als Verhältnis der GMR-Spannung zu dem Strom der Senderspule definieren:

$$Z_{SE,GMR} = \frac{U_{GMR}}{I_S} \quad (5.18)$$

Zur Berechnung der Signalantwort des GMR-Sensors nach den Formeln (5.6), (5.9), (5.12) und (5.16) wurde im Rahmen dieser Arbeit der Software-Code in Programmiersprache C/C++ aus der Arbeit [Jaschan 1995] entsprechend erweitert.

Aus den Formeln (5.14) und (5.16) ist nun der grundsätzliche Unterschied zwischen der Funktionsweise der Spule und des GMR-Sensors ersichtlich: Die Spulenspannung wird primär durch die elektrische Feldstärke E , die Ausgangsspannung des GMR-Sensors dagegen durch die magnetische Feldstärke H am Ort des Sensors bestimmt. Ob zwischen den Sensoranordnungen lt. Abbildung 5.1 und 5.2 prüftechnisch relevante Unterschiede festzustellen sind, wird im nächsten Abschnitt durch numerische Simulation untersucht.

5.3. Numerische Simulation von Sensoranordnungen

5.3.1. Berechnung der Impedanz-Ortskurven

Die Transimpedanzen der Spulen-WS-Sensoren sowie des GMR-WS-Sensors werden zur Darstellung, soweit nicht explizit anders angegeben, auf die Transimpedanz der entsprechenden Anordnung im freien Raum (d.h. ohne Prüfobjekt) normiert:

$$Z_{norm,Spule} = \frac{Z_{SE}}{Z_{SE,0}},$$

$$Z_{norm,GMR} = \frac{Z_{SE,GMR}}{Z_{SE,GMR,0}}$$

Die komplexen Werte der normierten Impedanzen werden als Real- und Imaginärteil ausgegeben und in der normierten Impedanzebene als Impedanz-Ortskurven graphisch dargestellt: Impedanz-Frequenz-Ortskurven für die Frequenz-Variation, Impedanz-Abhebe-Ortskurven für die Variation der Sensor-Abhebung usw.

Eine solche normierte Darstellung gibt die Möglichkeit, die Zusammenhänge für unterschiedliche Anordnungen von Spulen bzw. GMR-Sensoren ohne Rücksicht auf die jeweilige Empfindlichkeit zu analysieren, d.h. GMR-Sensoren und Spulen sind bei dieser Normierung "gleich empfindlich" - unabhängig von der Frequenz, der Spulen-Windungszahl usw.

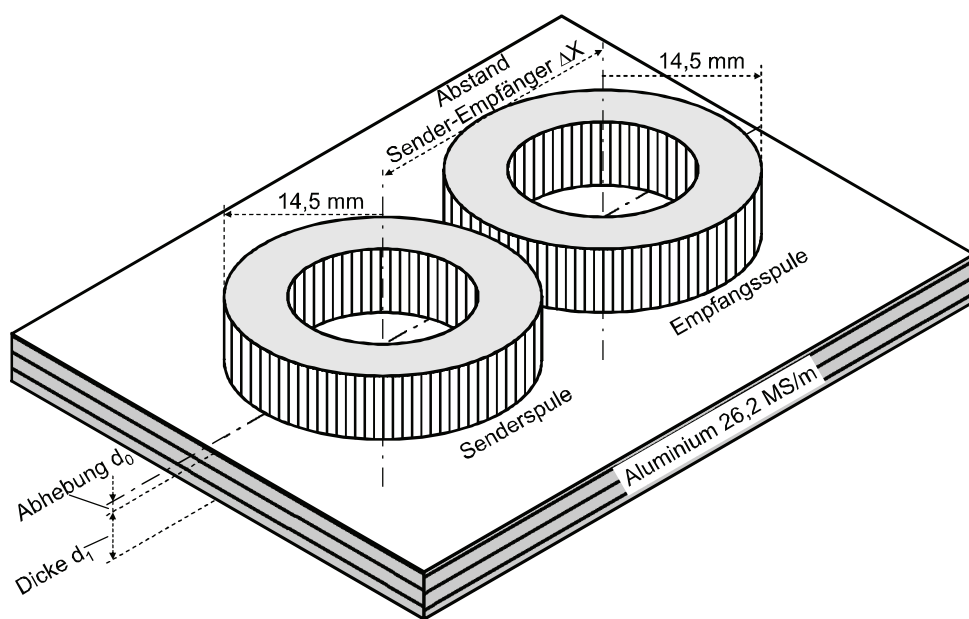
In den Abbildungen 5.4a-c sind drei Sensoranordnungen dargestellt, die im Weiteren durch die Modellierung verglichen werden. Alle drei Sensoranordnungen haben die gleiche Senderspule mit folgenden Abmessungen:

Innenradius R_i [mm]:	9
Außenradius R_a [mm]:	14,5
Spulenhöhe d_h [mm]:	6,1

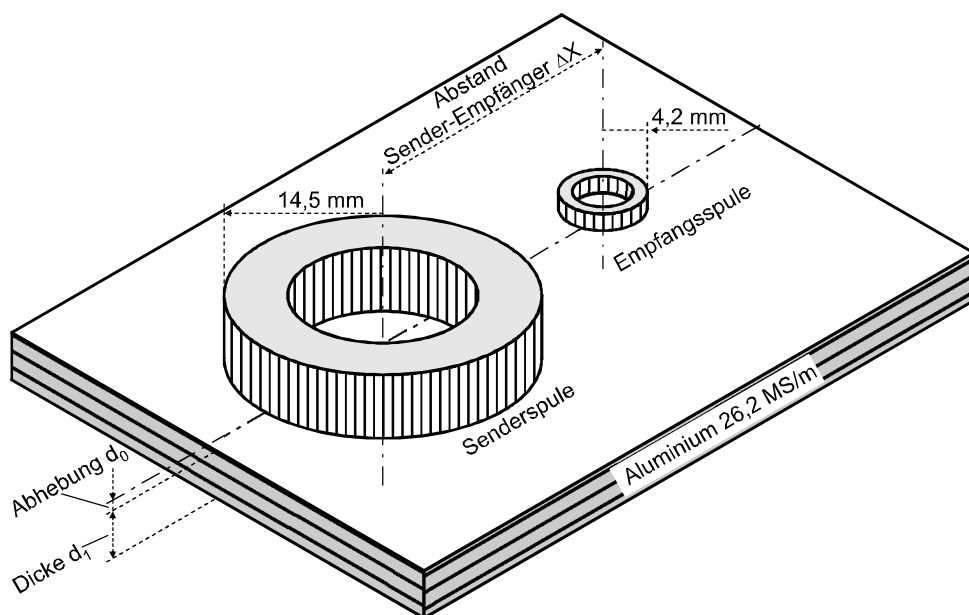
Bei der Sensoranordnung in Abbildung 5.4a ist die Empfangsspule gleich groß wie die Senderspule. Bei der Sensoranordnung in Abbildung 5.4b ist die Empfangsspule kleiner als die Senderspule und hat folgende Abmessungen:

Innenradius R_i [mm]:	2,92
Außenradius R_a [mm]:	4,2
Spulenhöhe d_h [mm]:	1,6

Bei der Sensoranordnung in Abbildung 5.4c ist als Empfänger der GMR-Sensor NVE AA002-02 verwendet (mit der effektiven Messlänge $L_{GMR} = 1,9$ mm, siehe Abbildungen 4.4 und 5.2).



a



b

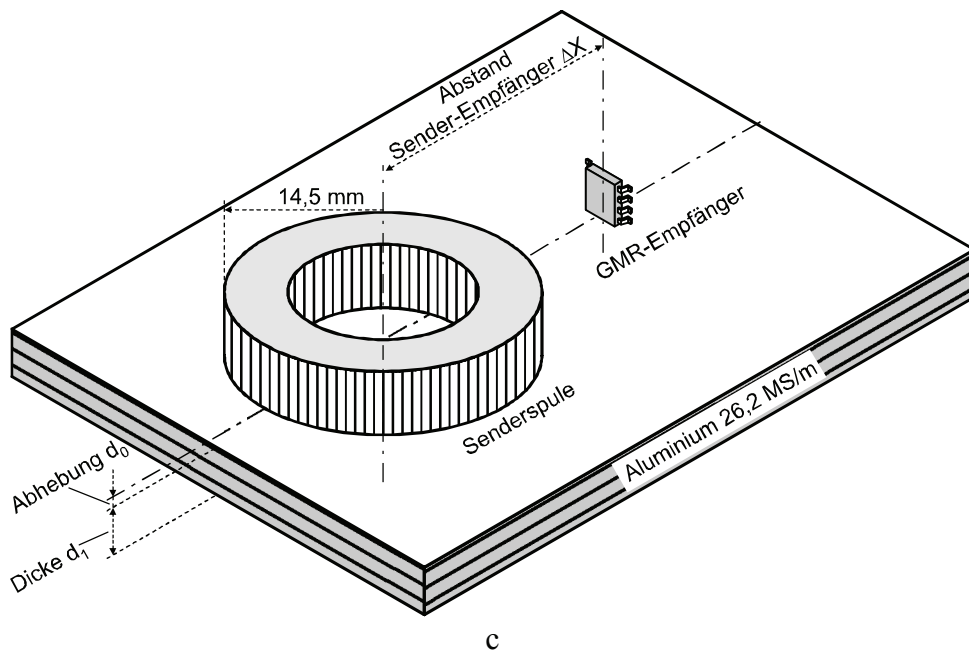


Abbildung 5.4: Sensoranordnungen mit großer Tiefenreichweite für den modellbasierten Vergleich:
a: Spulen-WS-Sensor mit großer Empfangsspule (Außenradius $R_a = 14,5$ mm);
b: Spulen-WS-Sensor mit kleiner Empfangsspule (Außenradius $R_a = 4,2$ mm);
c: GMR-WS-Sensor.

In den Abbildungen 5.5a-c sind beispielhafte Impedanz-Frequenz-Ortskurven, Impedanz-Abhebe-Ortskurven sowie Impedanz-Dicken-Ortskurven für die Sensoranordnungen lt. Abbildungen 5.4a-c dargestellt. Es zeigt sich, dass die Ortskurven für alle drei Sensoranordnungen qualitativ sehr ähnlich sind.

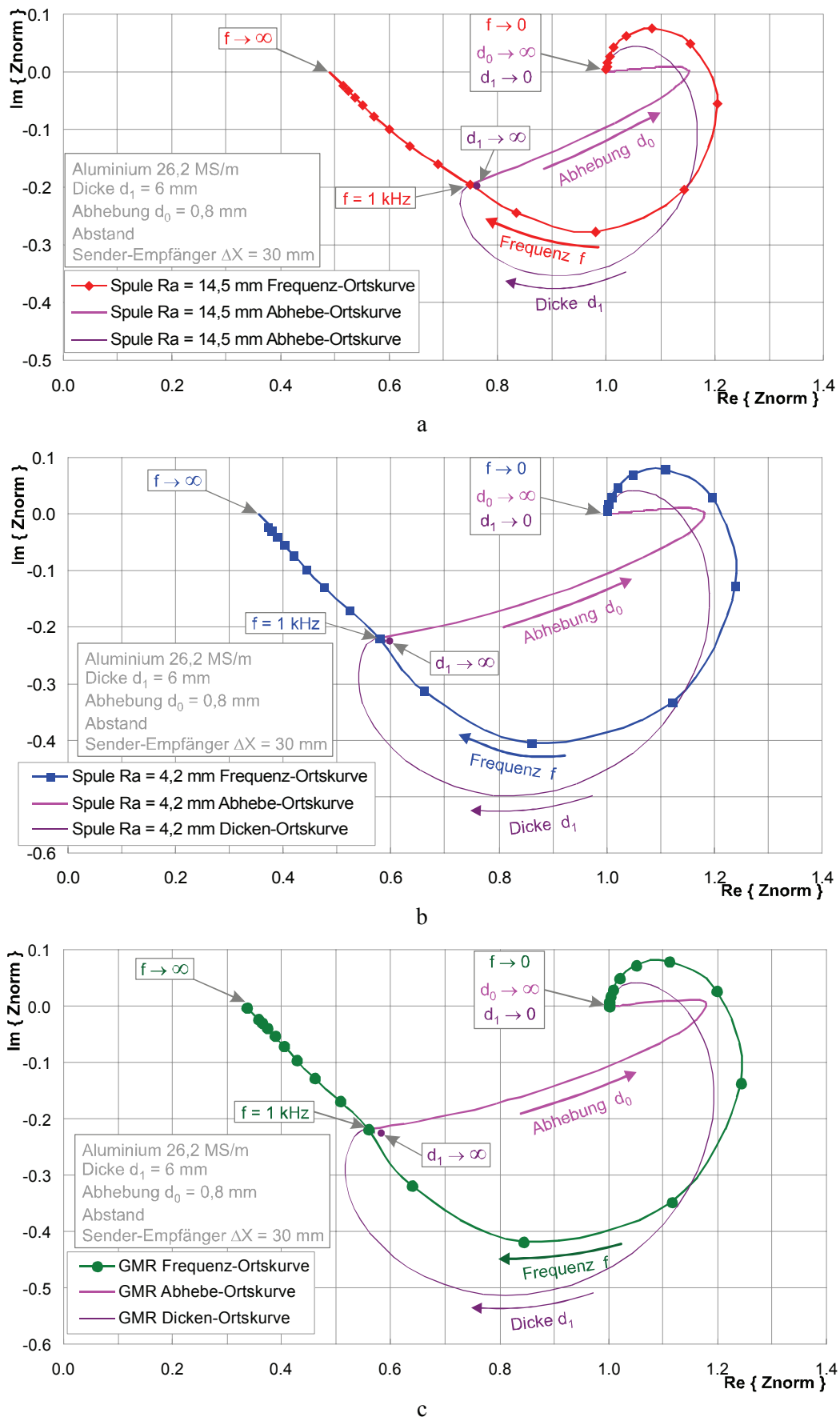
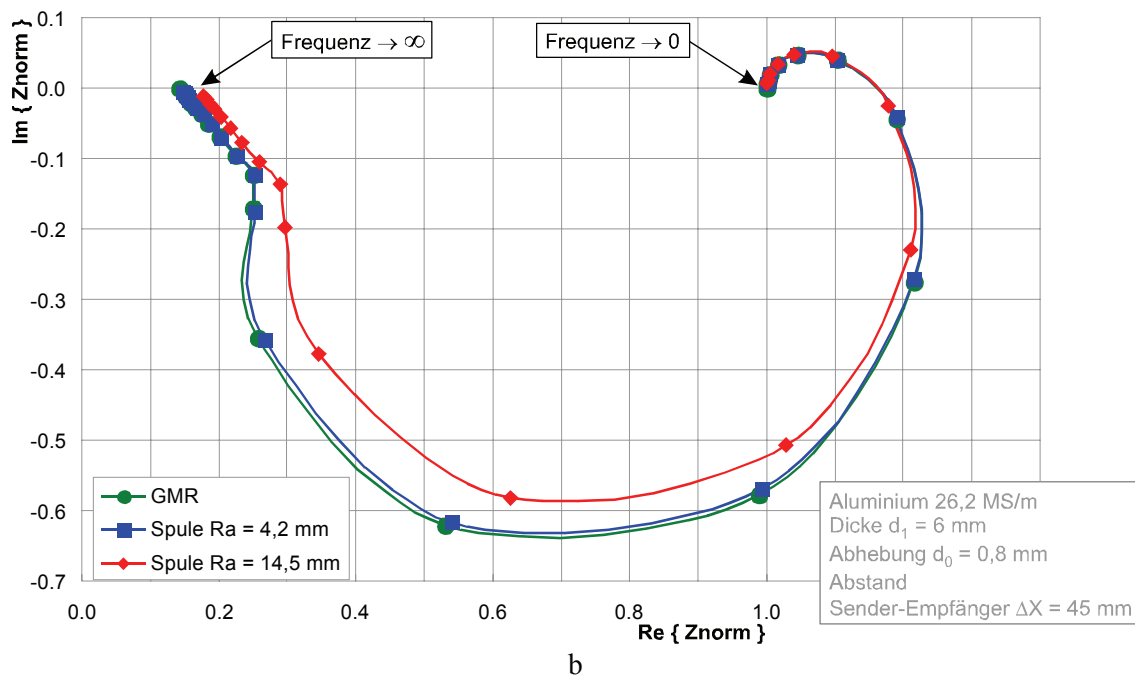
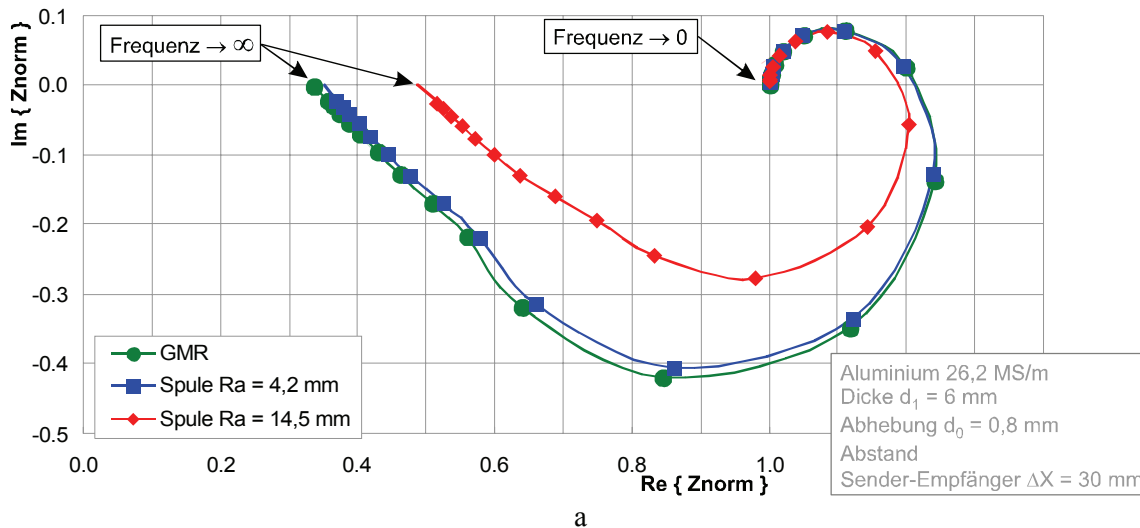


Abbildung 5.5: Impedanz-Frequenz-Ortskurven, Impedanz-Abhebe-Ortskurven und Impedanz-Dicken-Ortskurven für die Sensoranordnungen lt. Abbildung 5.4a-c.

Für den quantitativen Vergleich sind die Impedanz-Frequenz Ortskurven der Abbildungen 5.6a-c in jeweils einer Impedanzebene für drei unterschiedliche S/E-Abstände ΔX dargestellt: $\Delta X = 30$ mm für Abbildung 5.6a (wie in Abbildungen 5.5a-c), $\Delta X = 45$ mm für Abbildung 5.6b und $\Delta X = 60$ mm für Abbildung 5.6c.



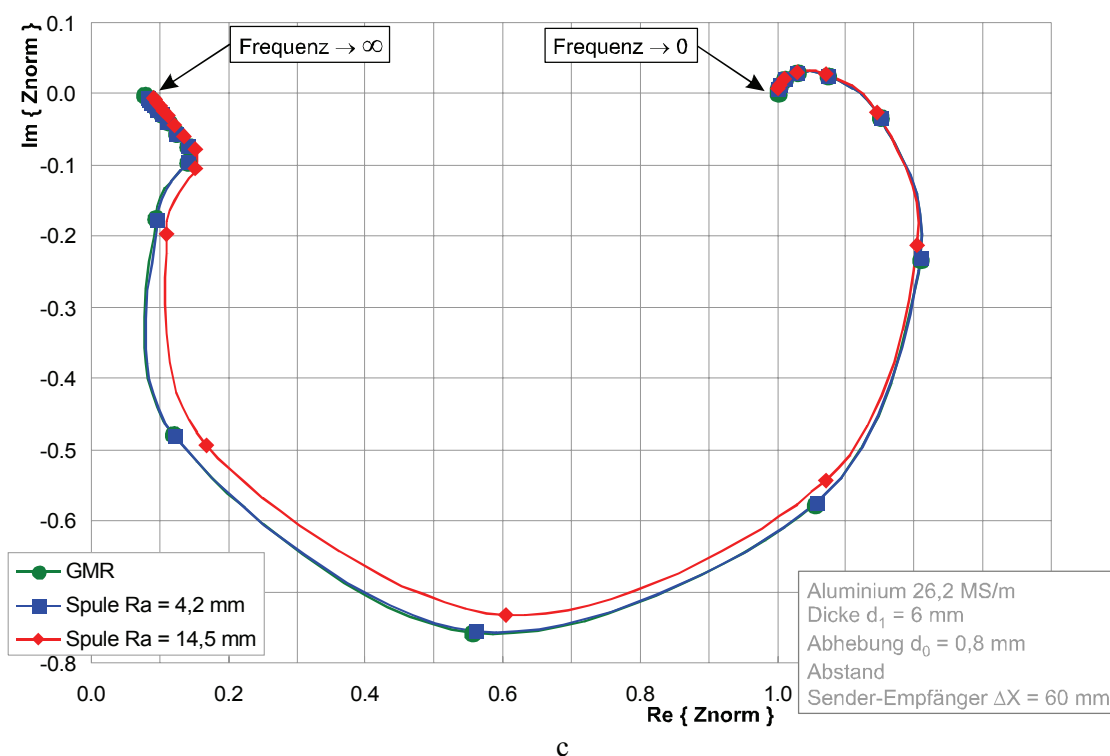


Abbildung 5.6: Impedanz-Frequenz-Ortskurven der Sensoranordnungen lt. Abbildungen 5.4a-c für unterschiedliche S/E-Abstände $\Delta X = 30 \text{ mm}$ (a), $\Delta X = 45 \text{ mm}$ (b), $\Delta X = 60 \text{ mm}$ (c).

Aus der Gegenüberstellung der Impedanz-Ortskurven in den Abbildungen 5.6a-c wird u.a. ersichtlich, dass mit steigendem S/E-Abstand ΔX die Unterschiede zwischen dem GMR-Sensor, der großen und der kleinen Empfangsspule geringer werden. Nach den aus der Theorie der elektromagnetischen Felder bekannten Gesetzmäßigkeiten [Simonyi 1993] lässt sich für genügend große S/E-Abstände ΔX (*Fernfeld*-Betrachtung) verallgemeinern, dass geometrische Abmessungen der Senderspule sowie (nach dem Reziprozitätsgesetz) des Empfangselements bei der Betrachtung der S/E-Transimpedanz vernachlässigt werden können.

5.3.2. Überprüfung der erstellten Modelle im Experiment

Zur Überprüfung der erstellten Modelle für die betrachteten Sensoranordnungen wurde ein einfaches PC-basiertes Wirbelstrom-Messsystem aufgebaut, dessen Blockschaltbild in Abbildung 5.7 dargestellt ist. Die Senderspule wird von dem verstärkten sinusförmigen Signal gespeist, das am D/A-Wandlerausgang der Multifunktions-Datenerfassungskarte (A/D-Wandlerkarte) erzeugt wird. Das verstärkte und gefilterte Empfangssignal der Empfangsspule oder des GMR-Sensors wird in der Datenerfassungskarte digitalisiert und an die Datenerfassungssoftware geleitet. Alle üblichen Funktionen eines Wirbelstromgerätes (Parametrierung und Generierung des Sendesignals, Demodulation des Empfangssignals in Real- und Imaginärteil-Komponenten, Filterung) sowie die Visualisierung und Speicherung der Messergebnisse werden von der dafür entwickelten Datenerfassungssoftware übernommen.

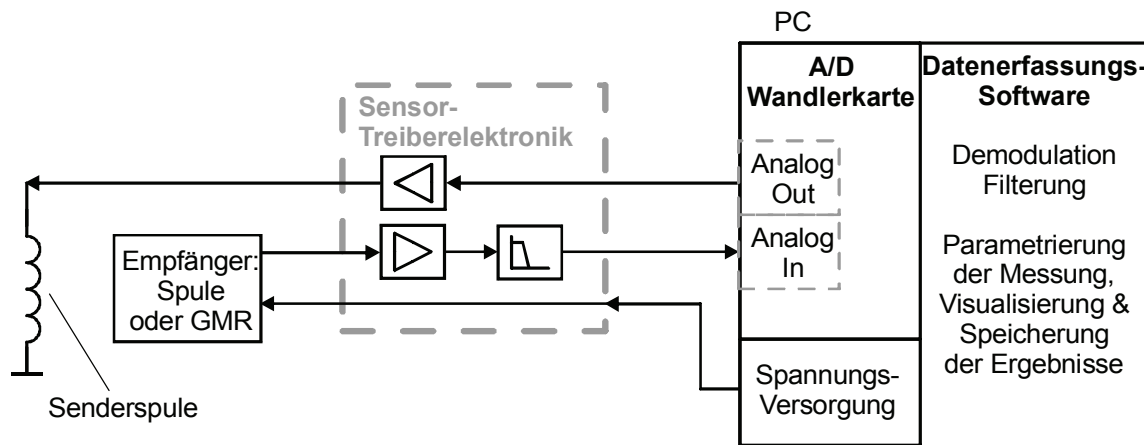


Abbildung 5.7: Blockschaubild des PC-basierten Wirbelstrom-Messsystems: Sensoreinheit mit austauschbarem Empfängermodul, Sensor-Treiberelektronik und PC mit eingebauter A/D-Wandlerkarte und Datenerfassungssoftware.

Für die Experimente wurden die Sensoranordnungen lt. den Abbildungen 5.4a-c mit folgenden Parametern herangezogen:

Empfänger 1:

GMR-Magnetometer NVE AA002-02

Empfänger 2:

Spule mit Außenradius 4,2 mm

Innenradius R_i [mm]: 2,92

Außenradius R_a [mm]: 4,2

Spulenhöhe d_h [mm]: 1,6

Induktivität [mH]: 3,88

Windungen: 350

Senderspule:

Innenradius R_i [mm]: 9

Außenradius R_a [mm]: 14,5

Spulenhöhe d_h [mm]: 6,1

Induktivität [mH]: 7,5

Windungen: 560

Empfänger 3:

Spule mit Außenradius 14,5 mm

Innenradius R_i [mm]: 9

Außenradius R_a [mm]: 14,5

Spulenhöhe d_h [mm]: 6,1

Induktivität [mH]: 3,88

Windungen: 400

Sensor-Abhebung [mm]: 0,8

Abstand Sender-Empfänger[mm]: 60

Prüffrequenz [Hz]: 100

Prüfobjekt:

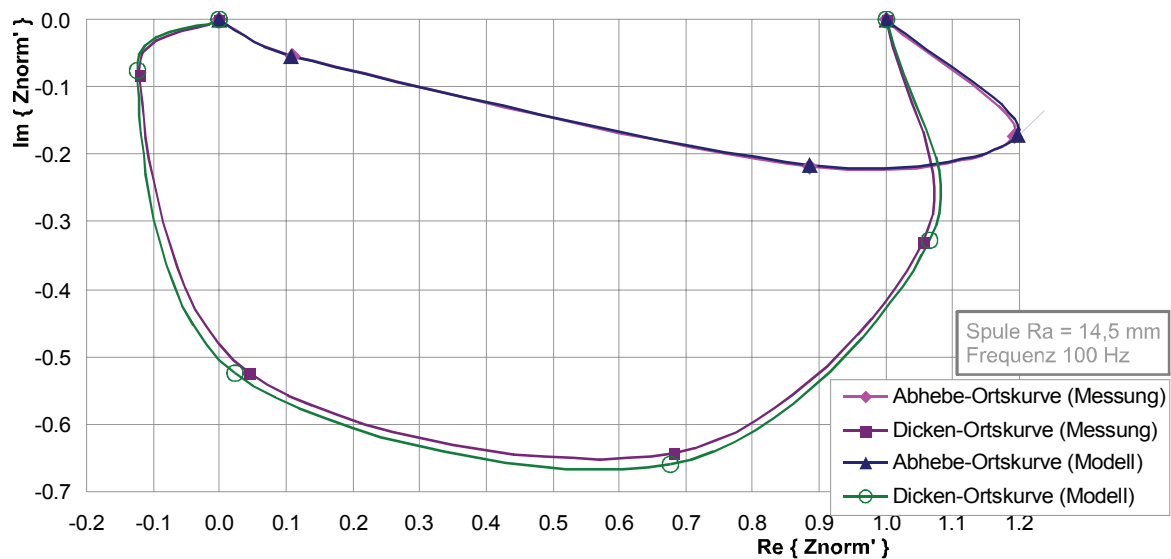
Aluminiumplatte, el. Leitfähigkeit 26,2 MS/m

Die Dicke des Prüfobjekts wurde bei den Messungen zwischen 1,53 mm und 24,48 mm variiert. Unterschiedliche Dicken des Prüfobjekts wurden durch mehrere aufeinander gelegte Aluminiumplatten der Dicke 1,53 mm nachgebildet. Außerdem wurde bei der Gesamtplattendicke von 24,48 mm die Sensorabhebung um 1 mm, 10 mm und 20 mm ausgehend von dem Minimalwert 0,8 mm vergrößert. Als Endpunkt der Impedanz-Ortskurven wurde die Messung

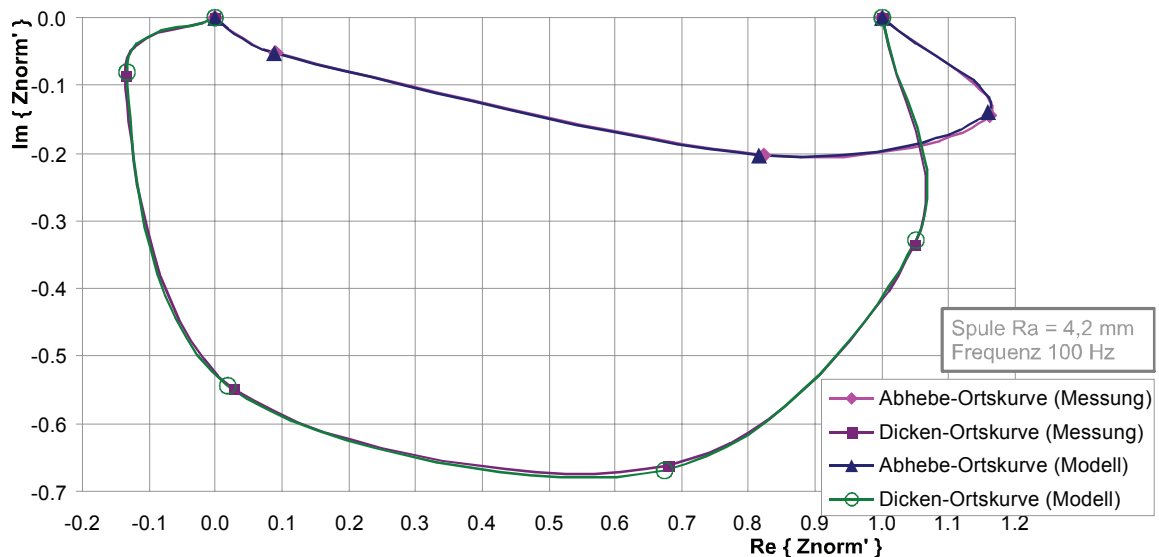
des Sensors ohne Prüfobjekt durchgeführt - entsprechend der Prüfobjektdicke gegen Null und der Sensorabhebung gegen unendlich.

Die Ergebnisse der Modellierung und der entsprechenden Messexperimenten sind in den Abbildungen 5.10a-c dargestellt. Die modellierten Impedanzwerte sowie die entsprechenden Messwerte (jeweils Real- und Imaginärteil) wurden zum besseren Verständnis so normiert und transformiert (Skalierung, Verschiebung und Drehung des Koordinatensystems in der komplexen Impedanzebene), dass sich die Endpunkte der Impedanz-Ortskurven wie folgt abbilden:

Messposition "Sensor mit Minimalabhebung 0,8 mm auf Plattendicke 24,48 mm" $\rightarrow \{0, 0\}$,
 Messposition "Sensor in Luft" $\rightarrow \{1, 0\}$.



a



b

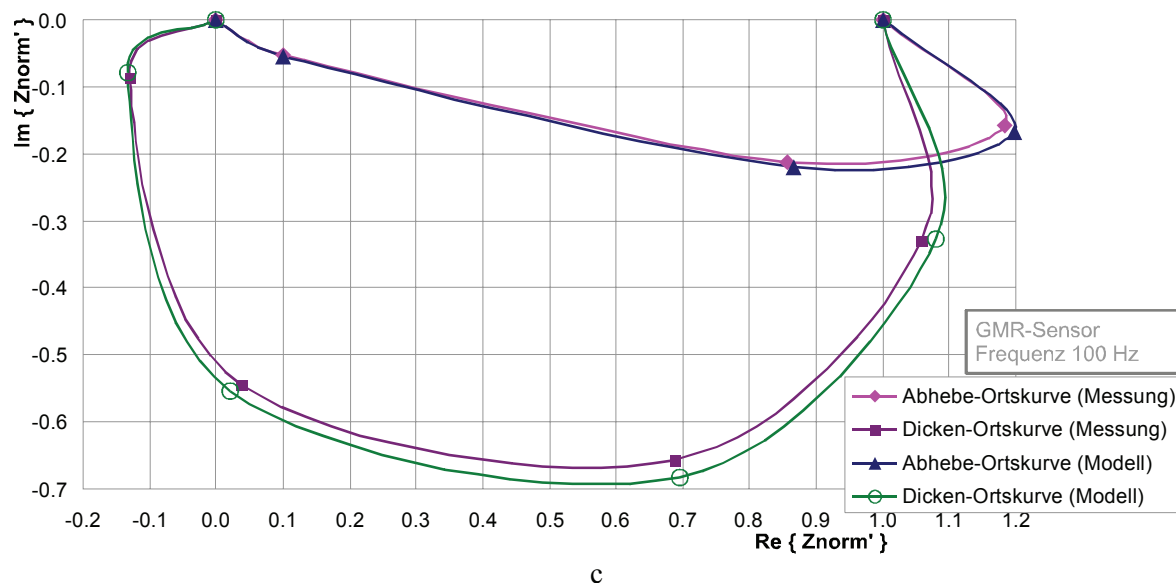


Abbildung 5.8: Gegenüberstellung der Modellierung und der Messung an repräsentativen Punkten der Impedanz-Abhebe-Ortskurven und der Impedanz-Dicken-Ortskurven für zwei Spulen-WS-Sensoren mit unterschiedlichen Empfangsspulen (a, b) und GMR-WS-Sensor (c).

Der Vergleich zwischen den berechneten und gemessenen Impedanzwerten in Abbildungen 5.8a-c weist eine gute quantitative Übereinstimmung auf: Der maximale Fehler zwischen Mess- und Rechenwert beträgt 3% (Betrag der normierten Impedanz-Differenz).

5.3.3. Analyse der Tiefenreichweite und des Abhebeeffekts

Bei der Optimierung eines Wirbelstrom-Sensors sind im Allgemeinen die folgenden Kriterien zu berücksichtigen:

- Der Messeffekt entsprechend der geforderten Zielgröße (hier: Dicke der Aluminiumplatte) ist zu maximieren.
- Die Störeffekte (z.B. bedingt durch Abhebeschwankungen, Verkippung des Sensors usw.) sind zu minimieren.
- Oder anders ausgedrückt: das Verhältnis des Messeffekts zum größten Störeffekt (Nutz-Störsignal-Verhältnis) ist zu maximieren.

Bei den ausgewählten Sensoranordnungen lt. Abbildungen 5.4a-c werden die Abmessungen der Sender- und Empfangselemente für den modellhaften Vergleich konstant gehalten, lediglich die Prüffrequenz und der S/E-Abstand ΔX können variiert werden.

Als Dicken-Messeffekt wird die betragsmäßige Änderung der Transimpedanz für eine 10%-ige Änderung der Plattendicke betrachtet. In Abbildungen 5.9a-c sind die berechneten Dicken-Messeffekte in Abhängigkeit von der Prüffrequenz zwischen 10 Hz und 1000 Hz bei einem festen S/E-Abstand $\Delta X = 30$ mm dargestellt. Wie erwartet, werden für größere Plattendicken bzw. größere Tiefenreichweiten maximale Dicken-Messeffekte bei niedrigeren Prüffrequenzen (ca. 20 bis 200 Hz für Nenndicken 20 bis 5 mm) erreicht. Darüber hinaus zeigt sich, dass bei größeren Tiefenreichweiten die Unterschiede zwischen den drei betrachteten Sensoranordnungen (mit dem GMR-Sensor, der großen und der kleinen Empfangsspule) geringer werden.

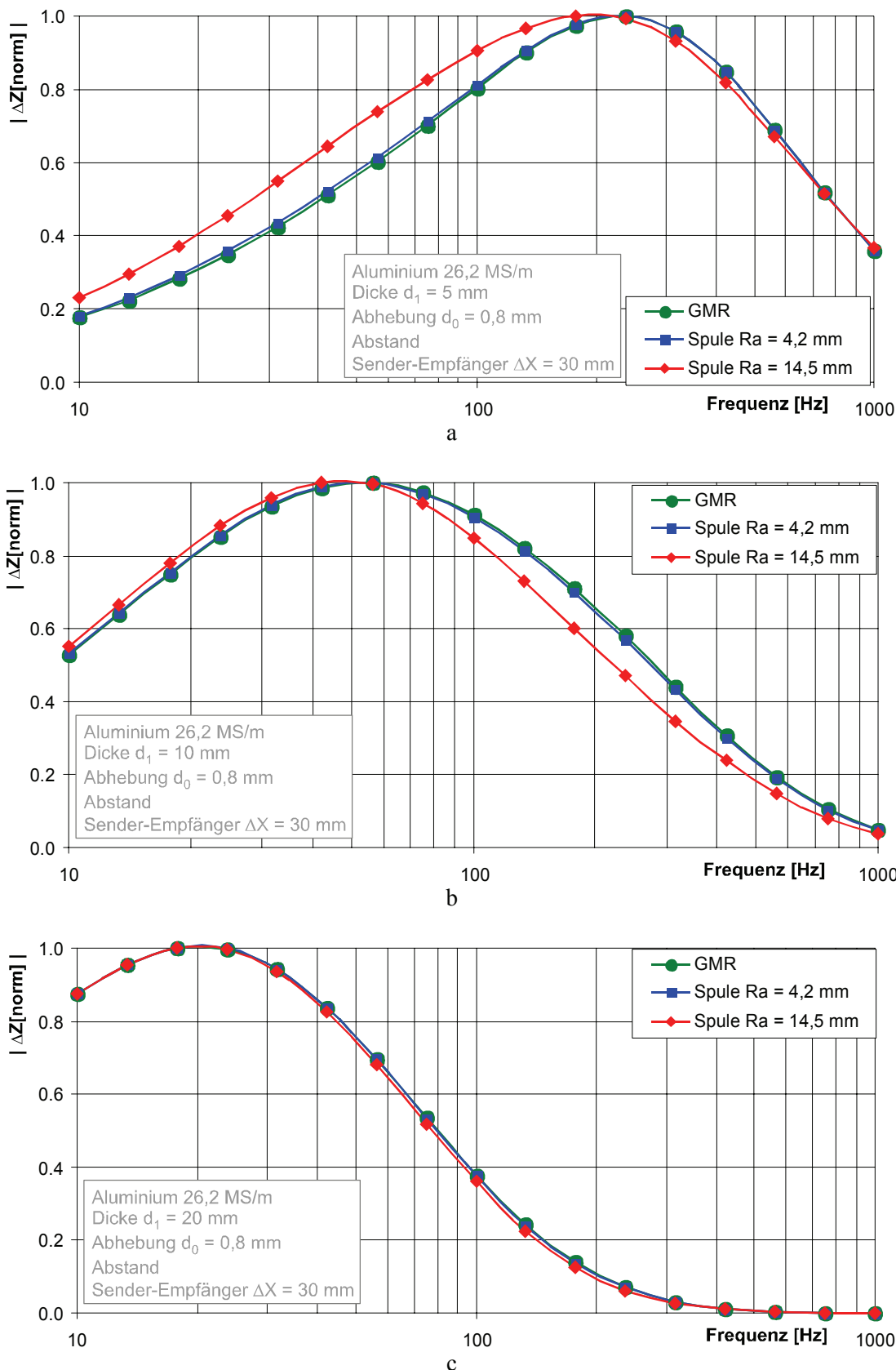
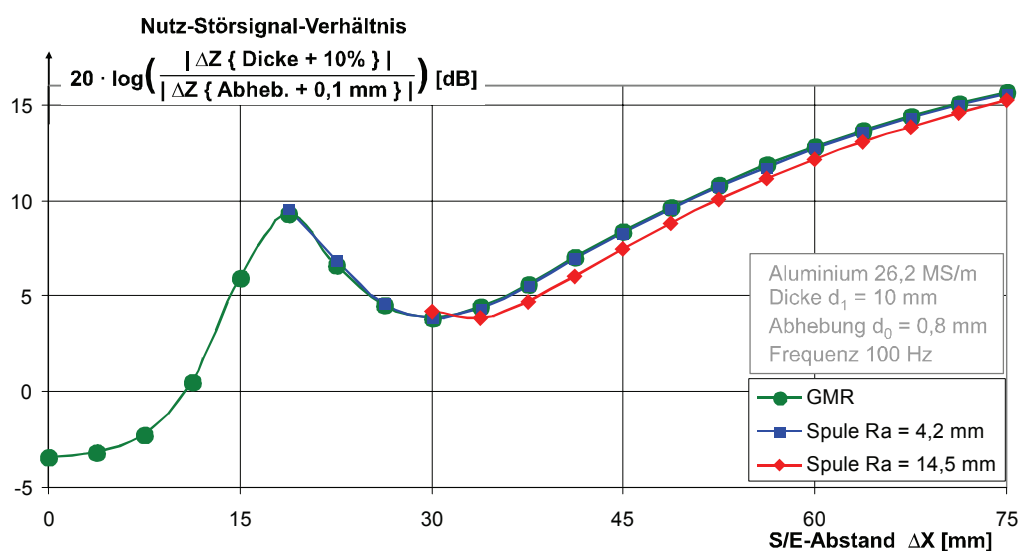
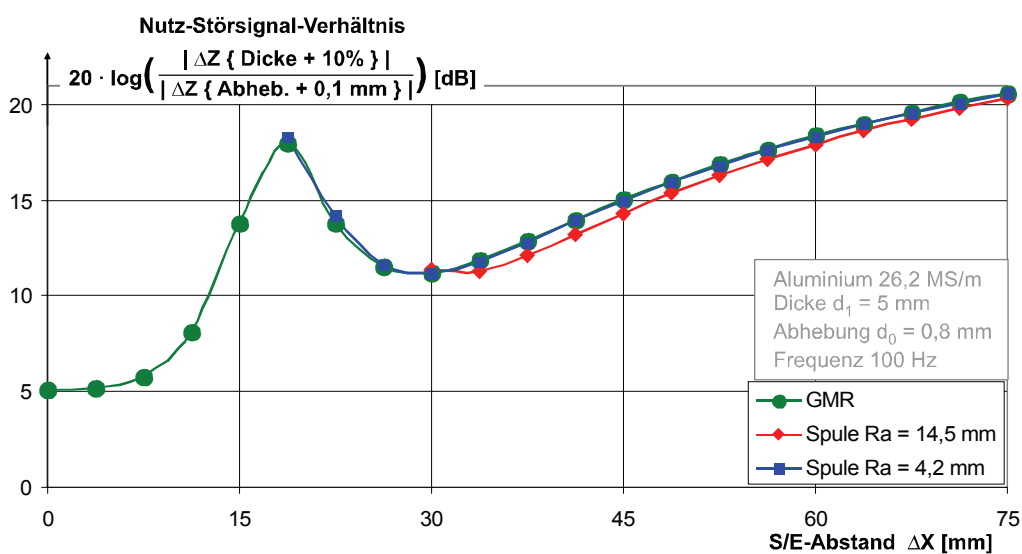


Abbildung 5.9: Dicken-Messeffekt in Abhängigkeit von der Prüffrequenz für drei Sensoranordnungen lt. Abbildungen 5.4a-c, Nenndicken der Aluminiumplatte 5 mm (a), 10 mm (b) und 20 mm(c). Die Messeffekte sind auf den jeweiligen Maximalwert normiert.

Als Störeffekt zur Untersuchung des Nutz-Störsignal-Verhältnisses wird die betragsmäßige Änderung der Transimpedanz definiert, die einer Änderung der Sensorabhebung um 0,1 mm entspricht. Ein solcher Störeffekt ist in der Praxis der Wirbelstromprüfung erfahrungsgemäß unumgänglich. Als Nutz-Störsignal-Verhältnis wird nun der Dicken-Effekt (für 10%-ige Dickenänderung) dividiert durch den Abhebeeffect (Änderung um 0,1 mm) betrachtet.

In den Abbildungen 5.10a-c sind die berechneten Nutz-Störsignal-Verhältnisse in Abhängigkeit vom S/E-Abstand zwischen 0 (Empfänger koaxial mit der Senderspule) und 75 mm bei der Prüffrequenz 100 Hz dargestellt. Die Modellierung der Spulen-WS-Sensoren konnte nur für S/E-Abstände ab ca. 20 mm (für Empfangsspule mit Außenradius 4,2 mm) und ca. 30 mm (für Empfangsspule mit Außenradius 14,5 mm) durchgeführt werden, da die Software-Benutzeroberfläche VIC3D die Sensoranordnungen mit überlappenden Spulenbereichen nicht zulässt.



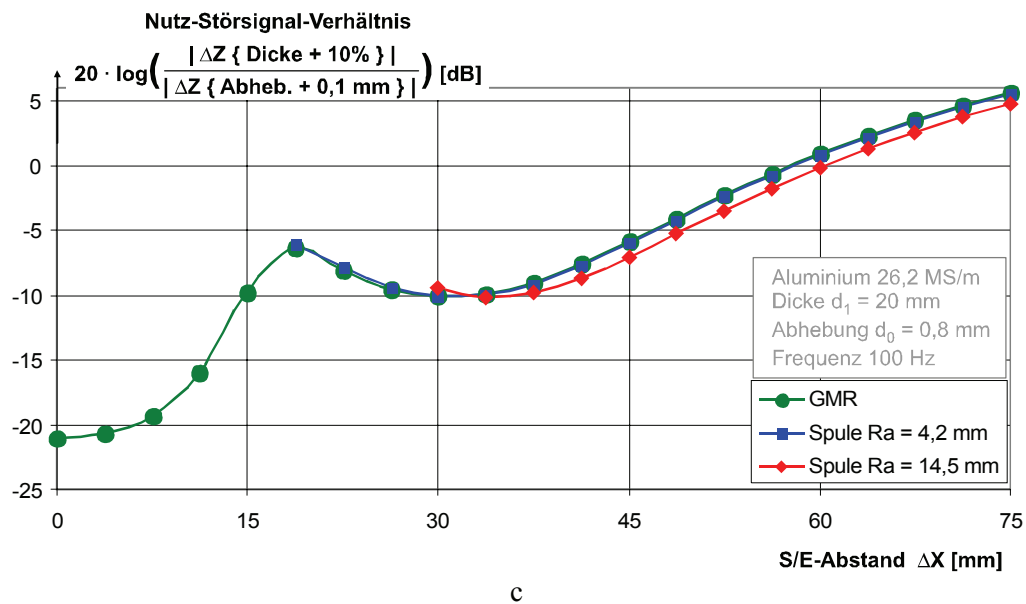


Abbildung 5.10: Nutz-Störsignal-Verhältnis (Dicken-Effekt zu Abhebe-Effekt) in Abhängigkeit vom S/E-Abstand für drei Sensoranordnungen lt. Abbildungen 5.4a-c, Nenn-dicken der Aluminiumplatte 5 mm (a), 10 mm (b) und 20 mm (c).

Aus den Ergebnissen der Modellierung in den Abbildungen 5.10a-c lassen sich folgende Schlüsse ableiten:

- Mit steigendem S/E-Abstand vergrößert sich das Nutz-Störsignal-Verhältnis (Dicken-effekt zu Abhebeeffect).
- In Bezug auf das Nutz-Störsignal-Verhältnis sind keine signifikanten Unterschiede zwischen den betrachteten Spulen-WS-Sensoren und dem GMR-WS-Sensor festzustellen.

Darüber hinaus lässt sich anhand der Modellierung für den GMR-WS-Sensor feststellen, dass die Platzierung des Empfängers außerhalb der Senderspule (d.h. S/E-Abstand größer als der Radius der Senderspule 14,5 mm) stets ein besseres Nutz-Störsignal-Verhältnis und folglich eine höhere effektive Tiefenreichweite besitzt, als wenn der Empfänger im Inneren der Senderspule angeordnet ist. Dies gilt insbesondere für die koaxiale Anordnung des Senders und des Empfängers mit S/E-Abstand $\Delta X = 0$: Lt. den Abbildungen 5.10a-c ist das Nutz-Störsignal-Verhältnis bei $\Delta X = 0$ mindestens um 6 dB kleiner als bei $\Delta X > 14,5$ mm.

5.4. Experimenteller Vergleich der Ortsauflösung sowie der Empfindlichkeit des GMR-Sensors und der Spule

Im vorhergehenden Abschnitt 5.3 wurde am Beispiel eines repräsentativen Messeffekts (Änderung der Plattendicke) und eines repräsentativen Störeffekts (Änderung der Sensorabhebung) bei der Wirbelstromprüfung mit großer Eindringtiefe gezeigt, dass zwischen den Spulen-Empfängern und dem GMR-Empfänger keine signifikanten Unterschiede festzustellen sind. Durch die Gegenüberstellung der numerischen Ergebnisse für die Spulen mit großem und kleinem Durchmesser sowie den GMR-Sensor kann festgestellt werden, dass der GMR-Sensor die Eigenschaften eines Spulen-Empfängers mit besonders kleinem Durchmesser besitzt.

Bei dieser vereinfachten Betrachtung wurden folgende Aspekte nicht berücksichtigt, die für die zFP-Praxis sowie für die Realisierung der Sensorelektronik von Bedeutung sind:

- 1) Die Ortsauflösung des Sensors:
Bei dem verwendeten Modell wurde angenommen, dass jeweilige Dickenänderungen lateral unendlich ausgedehnt sind. Folglich sind die betrachteten Dicken-Messeffekte von der Ortsauflösung des Sensors unabhängig.
- 2) Die Frequenzabhängigkeit der Empfindlichkeit:
Die Ergebnisse der numerischen Modellierung wurden zur Vereinfachung der Darstellung auf die Signalantwort des jeweiligen Sensors in Luft normiert. Dadurch wurde u.a. nicht berücksichtigt, dass die absolute Messempfindlichkeit der Spulen proportional zu der Frequenz ist.

5.4.1. Ortsauflösung des GMR-WS-Sensors und des Spulen-WS-Sensors bei der Fehlerprüfung mit hoher Eindringtiefe

Die Ortsauflösung (das laterale Auflösungsvermögen) eines WS-Sensors wird durch seine Wirkbreite bzw. Spurbreite quantitativ charakterisiert [DIN54142-3], [EN13860-2]. Die Bestimmung der Sensor-Ortsauflösung basiert üblicherweise auf der graphischen Darstellung seiner ortsabhängigen Signalantwort auf eine lokale Inhomogenität im Prüfobjekt, z.B. eine Nut oder eine Bohrung. Abbildung 5.11 erläutert die messtechnische Bestimmung der Sensorwirkbreite (nach [EN13860-2], vgl. mit [DIN54142-3]).

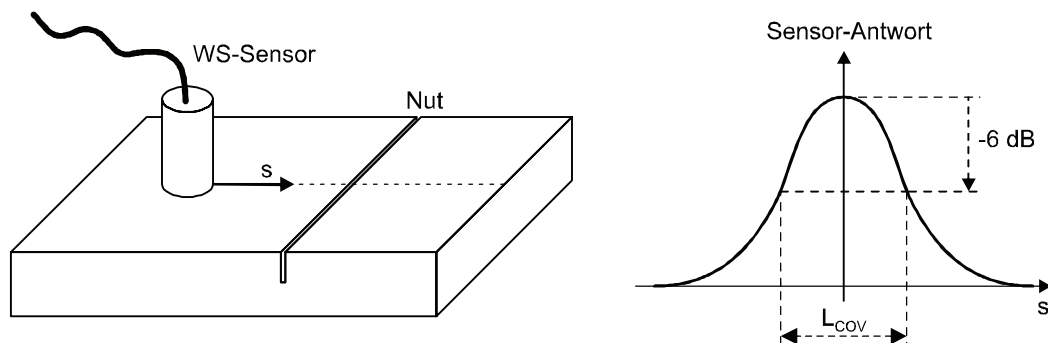


Abbildung 5.11: Bestimmung der Sensor-Wirkbreite L_{COV} nach [EN13860-2].

Eine ähnliche Vorgehensweise wird nun zur Betrachtung der Ortsauflösung für die Sensoranordnungen lt. Abbildungen 5.4a-c herangezogen. Als relevante Sensor-Signalantwort wird die betragsmäßige Impedanzänderung an der Nut der Tiefe 4 mm in der Aluminiumplatte der Dicke 12 mm betrachtet, wobei die Ortsauflösung bei der Prüfung auf Oberflächenfehler (Abbildung 5.12a) und der Prüfung auf verdeckte Fehler (Abbildung 5.12b) zu unterscheiden ist.

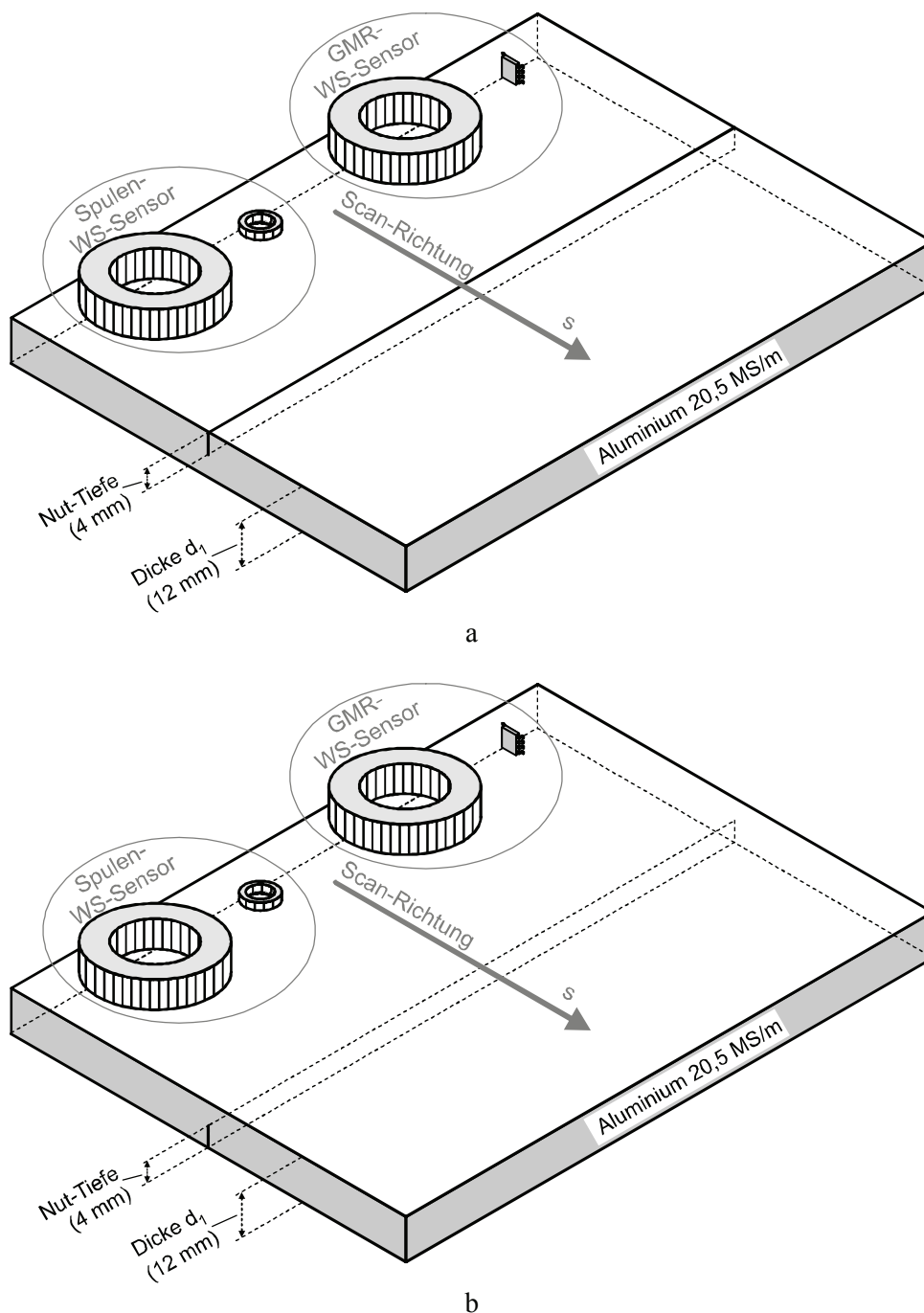


Abbildung 5.12: Anordnungen zur Bestimmung der Sensor-Wirkbreite bei der Oberflächenfehlerprüfung (a) und der Prüfung auf verdeckte Fehler (b).

In den Abbildungen 5.13a-c sind die ortsabhängigen Signalantworten der Spulen-WS-Sensoren und des GMR-WS-Sensors lt. Abbildungen 5.4a-c für folgende Prüfsituationen gegenübergestellt:

- Abbildung 5.13a: Bestimmung der Wirkbreite bei der Prüfung auf Oberflächenfehler (Anordnung lt. Abbildung 5.12a), Frequenz 10 kHz;
- Abbildung 5.13b: Bestimmung der Wirkbreite bei der Prüfung auf Oberflächenfehler (Anordnung lt. Abbildung 5.12a), Frequenz 100 Hz;
- Abbildung 5.13c: Bestimmung der Wirkbreite bei der Prüfung auf verdeckte Fehler (Anordnung lt. Abbildung 5.12b), Frequenz 100 Hz.

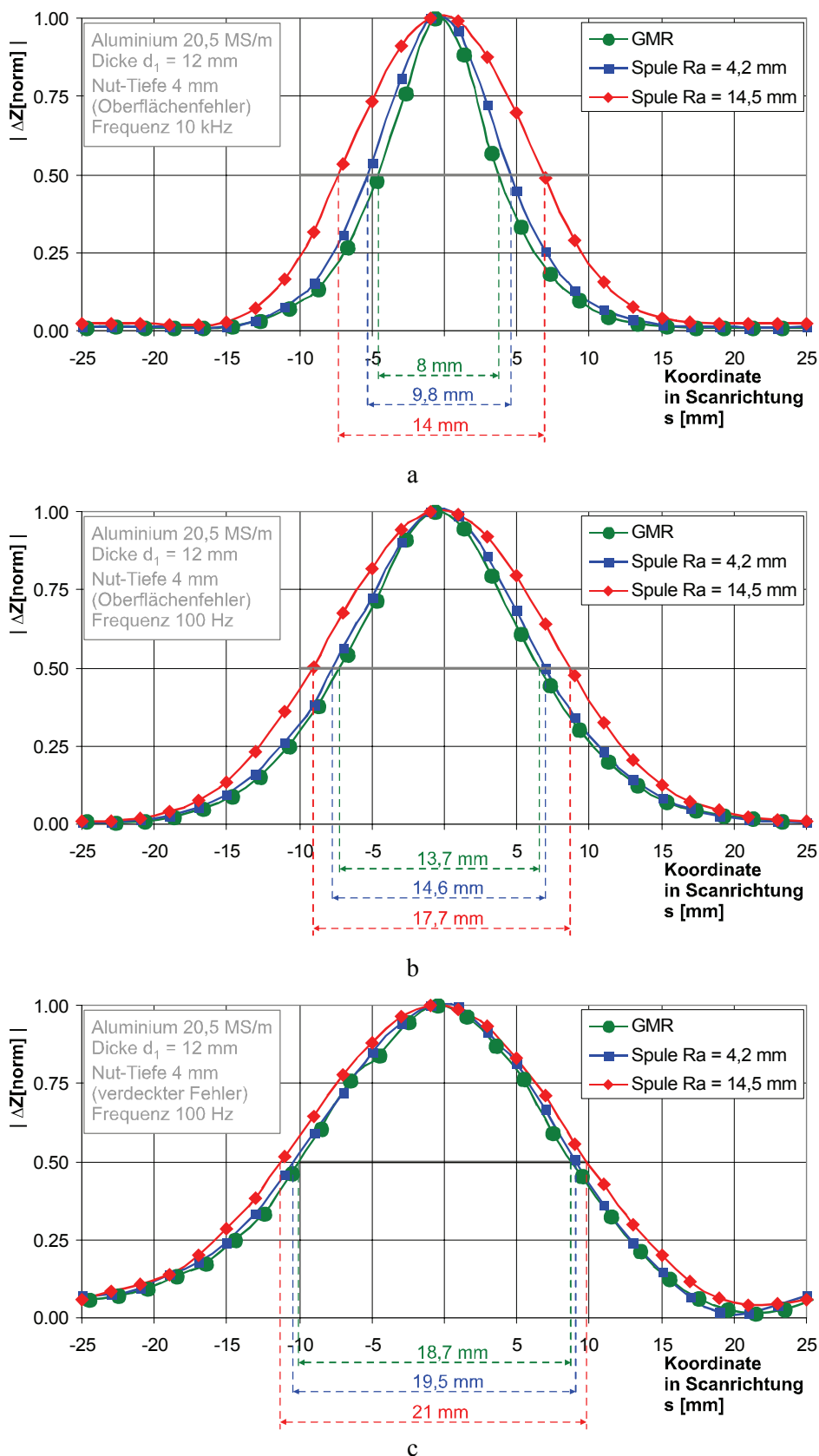


Abbildung 5.13: Ortsabhängige Signalantworten für drei Sensoranordnungen lt. Abbildungen 5.4a-c mit dem gleichen S/E-Abstand $\Delta X = 33$ mm. Prüfsituationen:
 a: Oberflächenfehler (Abbildung 5.12a), Frequenz 10 kHz;
 b: Oberflächenfehler (Abbildung 5.12a), Frequenz 100 Hz;
 c: Verdeckter Fehler (Abbildung 5.12b), Frequenz 100 Hz.

Die in den Abbildungen 5.13a-c ermittelten Sensor-Wirkbreiten zeigen folgende Tendenzen auf:

- Mit zunehmender Frequenz werden die Wirkbreiten aller Sensoren kleiner (vgl. Abbildungen 5.13b und 5.13a), da das Wirbelstrom-Wechselwirkungsvolumen an der Oberflächen-Nut gemäß dem Skineffekt verringert wird.
- Die Wirkbreite der Sensoren korreliert mit der Größe ihrer Empfangselemente: Die kleinste Wirkbreite in allen Experimenten weist der GMR-WS-Sensor auf, die größte Wirkbreite der Spulen-WS-Sensor mit großer Empfangsspule (Außenradius 14,5 mm).
- Bei sonst gleichen Messbedingungen sind die Sensor-Wirkbreiten bezüglich der Oberflächenfehler (minimaler Abstand zum Sensor) kleiner als bezüglich der verdeckten Fehler (größerer Abstand zum Sensor).

Darüber hinaus zeigt sich, dass die Unterschiede zwischen den drei betrachteten Sensoranordnungen (mit dem GMR-Sensor, der großen und der kleinen Empfangsspule) in den Wirkbreiten am verdeckten Fehler geringer als am Oberflächenfehler sind. Ähnlich wie für große S/E-Abstände ΔX (siehe Abschnitt 5.3.1) lässt sich für genügend große Abstände zwischen dem Sensor und dem Fehler (Fernfeld-Betrachtung) verallgemeinern, dass geometrische Abmessungen des Sensors vernachlässigbar sind.

Im Allgemeinen stehen die Forderungen minimaler Wirkbreite (d.h. höherer Ortsauflösung) und maximaler Tiefenreichweite eines WS-Sensors im Widerspruch zueinander, weil

- für minimale Wirkbreite die Verkleinerung der lateralen Sensor-Abmessungen anzustreben ist,
- hingegen für eine maximale Tiefenreichweite die Vergrößerung der Senderspule (siehe Abbildung 2.6) sowie des S/E-Abstands erforderlich sind.

5.4.2. Empfindlichkeit des GMR-Sensors und einer Miniaturspule

Wie bereits erwähnt, lässt sich eine höhere Magnetfeldempfindlichkeit der Spule durch die Vergrößerung der Windungszahl und des Spulen-Querschnitts erreichen (siehe Formel (3.2) im Abschnitt 3.1), jedoch zu Lasten der Ortsauflösung. Als wesentlicher Vorteil von GMR-Sensoren wird hingegen gerade die Kombination der frequenzunabhängigen Magnetfeldempfindlichkeit bei kleinen Abmessungen angesehen.

Um einen objektiven Vergleich der Empfindlichkeiten zwischen der Spule und dem GMR-Sensor als Empfangselementen zu erhalten, wurden ein GMR-WS-Sensor (nach der S/E-Anordnung lt. Abbildung 5.2) und ein Spulen-WS-Sensor mit einer Miniatur-Spule (nach der S/E-Anordnung lt. Abbildungen 5.1) aufgebaut. Beide Anordnungen besitzen gleiche geometrische Abmessungen und sind mit identischen Vorverstärkerschaltungen nach Abbildung 4.13 ausgerüstet, so dass die Ursache für eventuell auftretende Differenzen der Empfindlichkeiten ausschließlich in den unterschiedlichen Empfangselementen (GMR-Chip gegenüber Spule) begründet sind.

Abbildung 5.14 zeigt die verwendeten Empfangselemente: GMR-Sensor NVE AA003-02, umwickelt mit einer Offsetfeld-Spule (Foto auf Abbildung 5.14a) und die Miniaturspule auf Ferritkern (Foto auf Abbildung 5.14b).

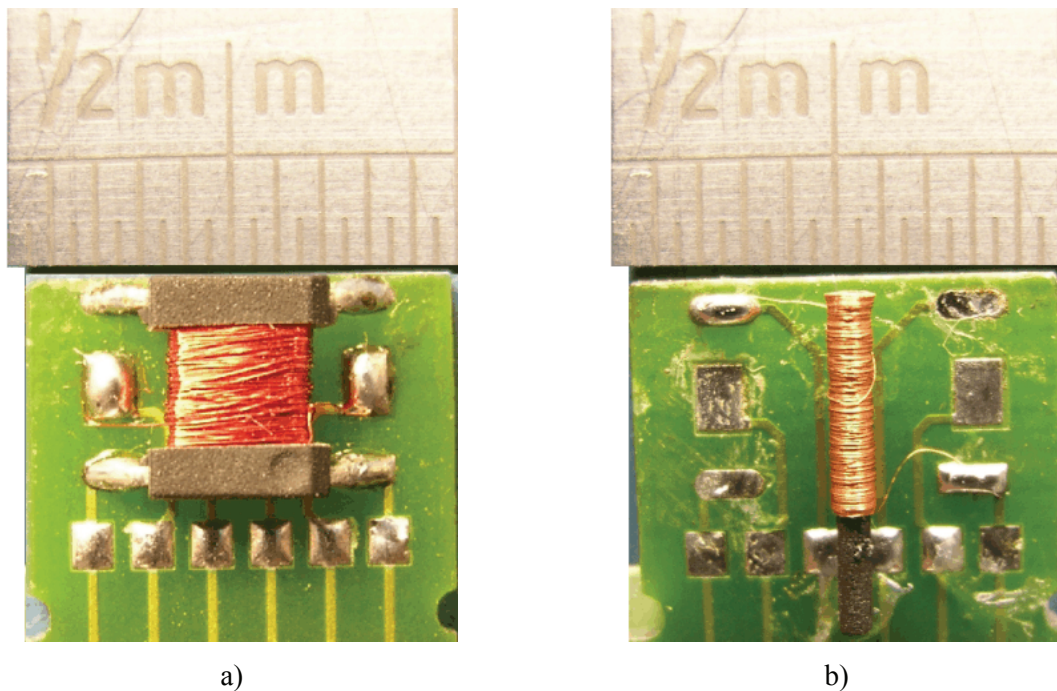


Abbildung 5.14: GMR-Sensor NVE AA003-02 (a) und Miniaturspule auf Ferritkern (b), vorbereitet für den Empfindlichkeitsvergleich.

Die Spulendaten für die angefertigte Spule in Abbildung 5.11b sind:

Ferritkern-Durchmesser:	$D_c = 0,75 \text{ mm}$
Ferritkern-Länge:	$L_c = 7,5 \text{ mm}$
Gesamt-Durchmesser der Spule:	$D \approx 1,0 \text{ mm}$
Effektive Ferritkern-Permeabilität:	$\mu_{r,\text{eff}} = 48$ (lt. Hersteller-Angaben)
Draht-Dicke:	$d = 0,018 \text{ mm}$
Anzahl der Windungen:	$N = 1100$
Induktivität:	$L = 5,56 \text{ mH}$
Ohmscher Widerstand:	$R_{DC} = 230 \text{ Ohm}$

Die nach der Formel (3.3) berechnete spektrale Rauschamplitude beträgt für diese Spule ca. $2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (bei Raumtemperatur 300 K).

Für den Empfindlichkeitsvergleich wurden mit der Senderspule in beiden Anordnungen Wechselfelder der Frequenzen zwischen 100 und 10kHz erzeugt und an dem jeweiligen Empfangselement die Signalamplitude gemessen. Abbildung 5.15 zeigt die Gegenüberstellung der gemessenen Empfindlichkeiten des GMR-Sensors AA003 und der Miniaturspule. Da die Magnetfeldempfindlichkeit des GMR-Sensors frequenzunabhängig ist, werden in dieser Abbildung alle ermittelten Empfindlichkeiten auf die GMR-Sensor-Empfindlichkeit normiert (0 dB). Ergänzend werden in Abbildung 5.12 auch die Empfindlichkeiten der GMR-Sensoren AA002, AA004, AA005 dargestellt, die gemäß ihren mittleren Datenblatt-Angaben umgerechnet wurden. So erweist sich z.B. der Sensor AA002 als ca. 2,8 dB empfindlicher als der Sensor AA003 (siehe Tabelle 4.1 im Abschnitt 4.2, [NVE.com]).

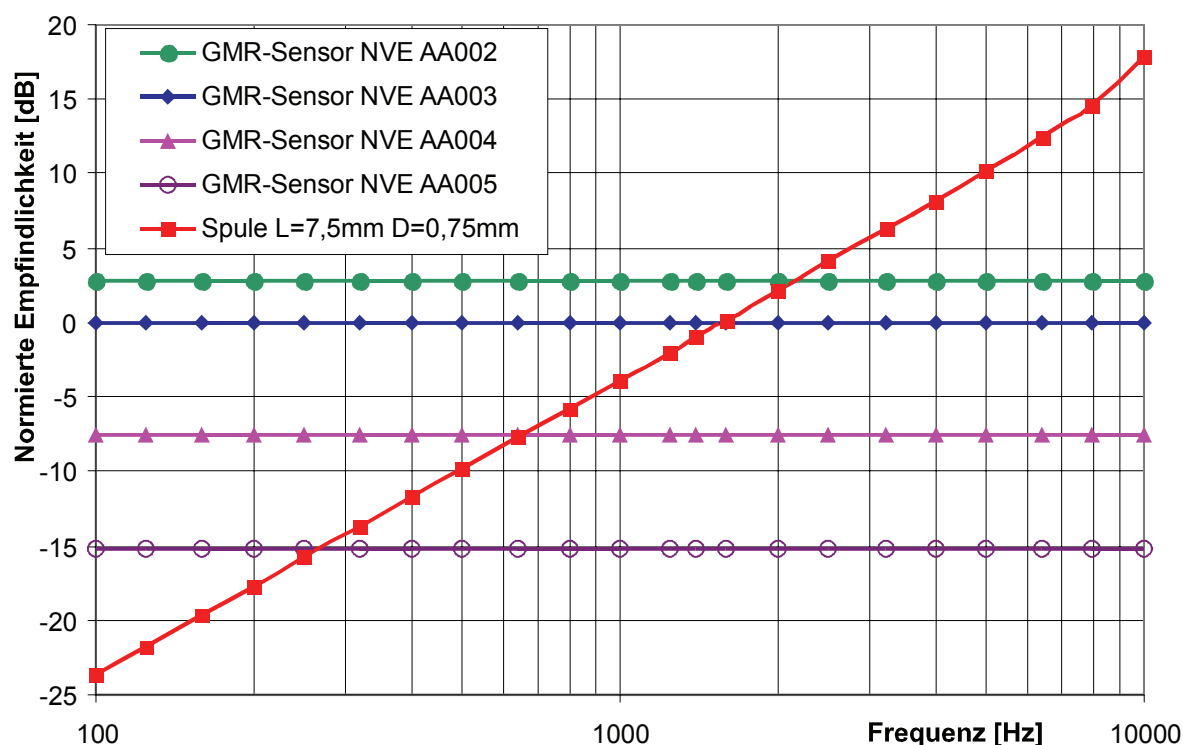


Abbildung 5.15: Gegenüberstellung der normierten Empfindlichkeiten von GMR-Sensoren und der Miniaturspule aus Abbildung 5.11b (für AA003 und die Spule gemessen, sonst umgerechnet nach Herstellerangaben von NVE).

Das Diagramm in Abbildung 5.15 veranschaulicht das folgende Ergebnis: Bei Frequenzen oberhalb von ca. 2 kHz und ansonsten identischen Messbedingungen (Feldamplitude, Verstärkung etc.) besitzt die eingesetzte Miniaturspule (Windungszahl $N = 1100$) eine höhere Magnetfeld-Empfindlichkeit als die betrachteten GMR-Sensoren.

Eine Spule mit größerer Windungszahl oder größerem Außendurchmesser würde eine gesteigerte Empfindlichkeit (auch bei niedrigen Frequenzen) besitzen, jedoch mehr Platz für die Windungen beanspruchen.

Da der GMR-Sensor einen höheren Hardware-Aufwand als die induktive Spule erfordert (im Minimalfall: Spannungsversorgung sowie Erzeugung des Magnetfeld-Arbeitspunkts), weist der GMR-Sensor in der Chip-Bauweise für Wirbelstrom-Prüffrequenzen oberhalb von 2-3 kHz keine Vorteile gegenüber der induktiven Spule auf.

Bei niedrigen Frequenzen ($< 1-2$ kHz) ist der Einsatz vom GMR-Sensor von Vorteil, wenn z.B. aus Platzgründen keine Spule mit hoher Windungszahl und/oder mit großem Durchmesser verwendet werden kann. Insbesondere bei der Realisierung von Sensorarrays ist die Kombination hoher Empfindlichkeit und kleiner geometrischer Abmessung des GMR-Sensors von großer praktischer Bedeutung.

Auch für Wirbelstromprüfung mit großer Eindringtiefe können kleine Abmessungen von GMR-Sensoren vorteilhaft genutzt werden. Zwar verliert die hohe Ortsauflösung der GMR-Sensoren mit steigender Tiefenreichweite an Bedeutung, jedoch bietet ein Sensorarray mit höherer Packungsdichte der Empfangselemente die Möglichkeit einer schnellen bildhaften Ergebnisdarstellung, was in der Prüfpraxis die Ergebnisbewertung erleichtert und somit zur Erhöhung der Prüfaussagensicherheit sowie zur Reduzierung der Prüf- bzw. Inspektionszeiten beiträgt.

6. Wirbelstrom- und Streufluss-Techniken mit GMR-Sensoren

6.1. Charakterisierung (Online-Monitoring) magnetischer Werkstoffeigenschaften im Ermüdungsversuch

Durch definierte (meist zyklische) Last-Beanspruchungen bzw. Verformungen von Komponenten bzw. Probekörpern werden in Materialermüdungs-Laboratorien Veränderungen der Werkstoffeigenschaften hervorgerufen, deren Analyse die Abschätzung der Lebensdauer von Bauteilen bzw. Komponenten ermöglicht. So spiegelt sich z.B. die Ermüdung von Komponenten aus Stahllegierungen u.a. in der Veränderung ihrer magnetischen und elektrischen Eigenschaften wieder.

Für die zerstörungsfreie Charakterisierung des Wechselverformungsverhaltens des austenitischen Stahls X6 CrNiTi 18 10 (Werkstoff-Nr. 1.4541) wurde ein GMR-Sensor für die gleichzeitige Messung der Wirbelströme (AC-Feld) und des Streufeldes (DC-Feld) realisiert, der im Folgenden beschrieben wird. Dank seiner kleinen Abmessungen und der hohen Empfindlichkeit gegenüber der Veränderung magnetischer Eigenschaften des Probekörpers konnte dieser Sensor für die Messungen während des Ermüdungsversuchs eingesetzt werden, was weltweit erstmals 2000 publiziert wurde [Lang 2000].

Der zu charakterisierende austenitische Stahl X6CrNiTi1810 weist die Besonderheit auf, dass der Werkstoff durch die Ermüdungsbelastung eine Phasentransformation erfährt, bei welcher die kubisch-flächen-zentrierte Austenitphase lokal in die kubisch-raum-zentrierte α' -Martensitphase (Kaltverformungsmartensit) umgewandelt wird. Da diese Martensitphase ferromagnetisch ist, lässt sich zunehmende Werkstoffschädigung infolge zyklischer Beanspruchung durch die Veränderung der magnetischen Eigenschaften charakterisieren. Neben der Veränderung der magnetischen Permeabilität (die die Wirbelstrommessung beeinflusst), entsteht dabei eine nachweisbare Eigenmagnetisierung des Werkstoffs, da diese Phasenumwandlung unter Einwirkung des Erdmagnetfeldes erfolgt.

Abbildung 6.1 zeigt die Geometrie der Proben aus dem Stahl X6CrNiTi1810, die in den Zugversuchen eingesetzt wurden. Bei der Auslegung des Sensors musste eine Messstrecke von nur 10 mm bei einem Probendurchmesser von ca. 7 mm berücksichtigt werden, d.h. zum Heranbringen des Sensors stand nur ein sehr kleiner Bereich der Probenoberfläche zur Verfügung. Wegen der schwierigen Zugänglichkeit konnten für diese Aufgabe keine SQUID-Magnetometer (die ja eine höhere Empfindlichkeit als GMR-Sensoren aufweisen) eingesetzt werden.

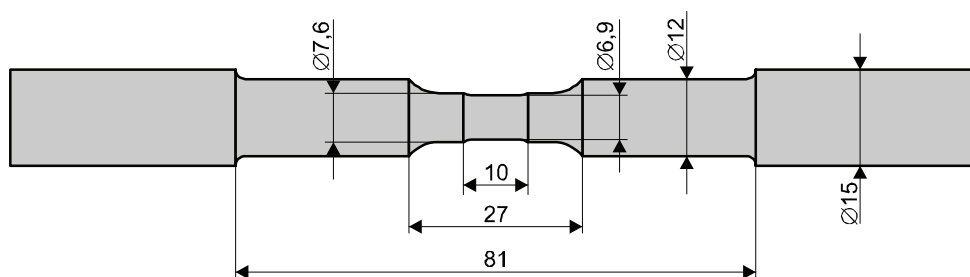


Abbildung 6.1: Geometrie und Abmessungen der Ermüdungsproben (nach [Bassler 1999], [Lang 2000]).

Abbildung 6.2 zeigt den schematischen Aufbau des realisierten GMR-Sensors. Die Wirbelstromanregung erfolgt über das Spulensystem auf dem U-förmigen Ferritkern mit einem Polschuhabstand von ca. 5 mm. Zwischen den Polschuhen wurde der GMR-Sensor NVE AA002-02 platziert und so orientiert, dass die Änderungen der Magnetfeld-Tangentialkomponenten gemessen werden konnten.

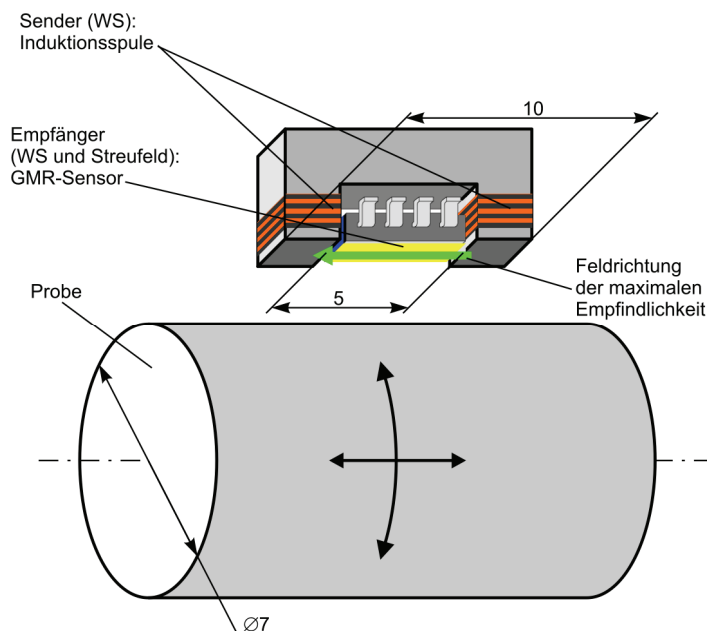


Abbildung 6.2: Schematischer Aufbau des GMR-basierten Kombisensors zur gleichzeitigen Wirbelstrom- und Streufluss-Messung.

Der realisierte GMR-Kombisensor wurde mit einem im IZFP entwickelten Wirbelstromgerät betrieben [Disque 1996], das zur gleichzeitigen Erfassung der Wirbelstromsignale sowie der Streuflusssignale angepasst wurde.

Im Fall der Wirbelstrom-Anregung liefert der Sensor den Real- und Imaginärteil der komplexen Empfangsspannung als Reaktion auf das sinusförmige Wechselfeld der Frequenz 1 kHz, wodurch Änderungen der elektrischen Leitfähigkeit sowie der magnetischen Permeabilität in der Probe ausgewertet werden können. Im Fall der Streufeld-Messung liefert der Sensor ein DC-Signal, das der Veränderung der Proben-Eigenmagnetisierung (statisches Feld) während der Ermüdung entspricht. Abbildung 6.3 zeigt den Schaltplan des GMR-Vorverstärkers, der zur gleichzeitigen Erfassung des DC-Signals und des AC-Signals des GMR-Sensors aufgebaut wurde.

Die Ergebnisse der zerstörungsfreien Untersuchungen, die mit dem beschriebenen Sensor erzielt wurden, finden sich in [Lang 2000], [Dobmann 2006].

Das Gerät wurde in dieser Bauausführung zweimal realisiert und wird in Ermüdungslabors eingesetzt. Dabei zeigt sich, dass an einer großen Klasse auch von ferromagnetischen Stählen deutliche Messeffekte der Lebensdauer registriert werden, die jedoch nicht auf eine Phasentransformation des Gefüges zurückzuführen sind, sondern auf die Ausbildung bzw. Veränderung der Versetzungsstrukturen [Dobmann 2002].

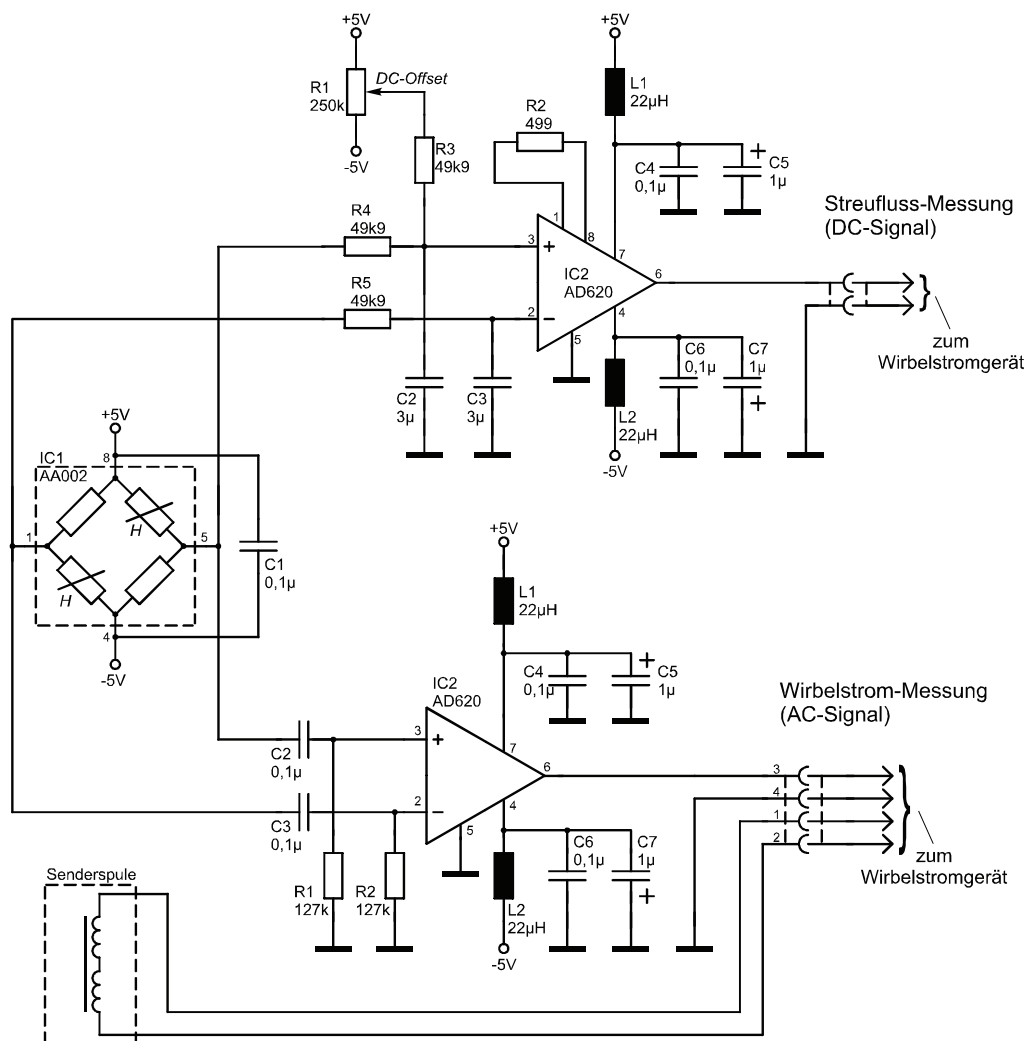


Abbildung 6.3: Vorverstärker-Schaltplan zur gleichzeitigen Erfassung des DC- und des AC-Signals des GMR-Sensors (Kombination der Schaltungen nach Abbildungen 4.12 und 4.13).

Im Vergleich zu einer "einfachen" Wirbelstrommessung (AC-Signalerfassung) bietet die gleichzeitige Erfassung des DC- und des AC-Signals des GMR-Sensors mehr Informationen über die magnetischen Eigenschaften des Prüfobjekts. Deshalb kann das hier beschriebene Messprinzip auch bei anderen Aufgabenstellungen der zFP vorteilhaft genutzt werden. Für die korrekte Interpretation des DC-Signals des GMR-Sensors müssen insbesondere Maßnahmen zur Reduktion der Temperaturempfindlichkeit sowie der magnetischen Hysterese des GMR-Sensors (siehe Tabelle 4.1) ergriffen werden.

6.2. Wirbelstromprüfung mit großer Eindringtiefe

6.2.1. Niederfrequenz-Wirbelstromprüfung austenitischer Rohrleitungen

Im Rahmen des Vorhabens Nr. 1501024 der Reaktorsicherheitsforschung des BMWi "Modellbasierte Bewertung realer Ultraschall-Prüfsignale zur Optimierung von Prüfparametern für die Ultraschallprüfung fehlerbehafteter Schweißnähte in austenitischen Bauteilen des Primärkreislaufes von KKW's" wurde u.a. zum Ziel gesetzt, "das Wirbelstromverfahren für die volumetrische Fehlerprüfung von austenitischen Rohrleitungen mit Rohrwandstärken bis 12,5 mm und deren Schweißnähten zu entwickeln".

Als geeigneter WS-Sensortyp wurde die S/E-Anordnung gemäß Abbildung 2.7b mit dem GMR-Sensor als Empfänger ausgewählt, um eine Erweiterung der Wirbelstrom-Eindringtiefe durch die Reduzierung der Wirbelstrom-Prüffrequenzen zu erzielen.

Untersuchungen der Prüfempfindlichkeit auf verdeckte Risse wurden an Testkörpern (Platten der Dicke 3, 6 und 12 mm) aus austenitischem Stahl mit künstlich eingebrachten Ersatzfehlern (Sägeschnitten) durchgeführt. Der GMR-WS-Sensor wird dabei an der zu den Sägeschnitten gegenüberliegenden Plattenseite angeordnet, wobei sich die Sägeschnitte als Ersatzfehler für verdeckte Risse darstellen (Abbildung 6.4).

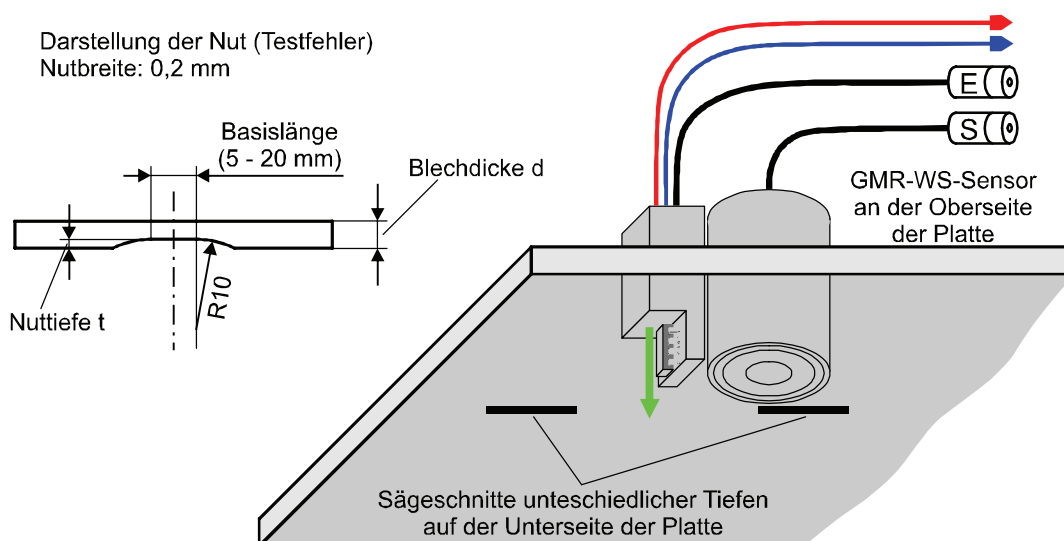


Abbildung 6.4: Geometrie der Testkörper mit künstlich eingebrachten Ersatzfehlern zur Untersuchung der Detektion von verdeckten Fehlern.

Abbildung 6.5 zeigt die WS-Signale in der Amplituden-Ortsdarstellung, die mit einem WS-GMR-Sensor bei den verschiedenen, oben angegebenen Plattendicken und Fehlertiefen aufgenommen wurden. Die Basislängen der Sägeschnitte sind 20 mm. Die erreichte Nachweisempfindlichkeit wird hierbei weniger durch das Rauschen des GMR-Sensors bzw. der Wirbelstromelektronik als vielmehr durch Störsignale bestimmt, die von Werkstoffgradienten des Prüflings herrühren [Becker 1998], [Yashan 2000].

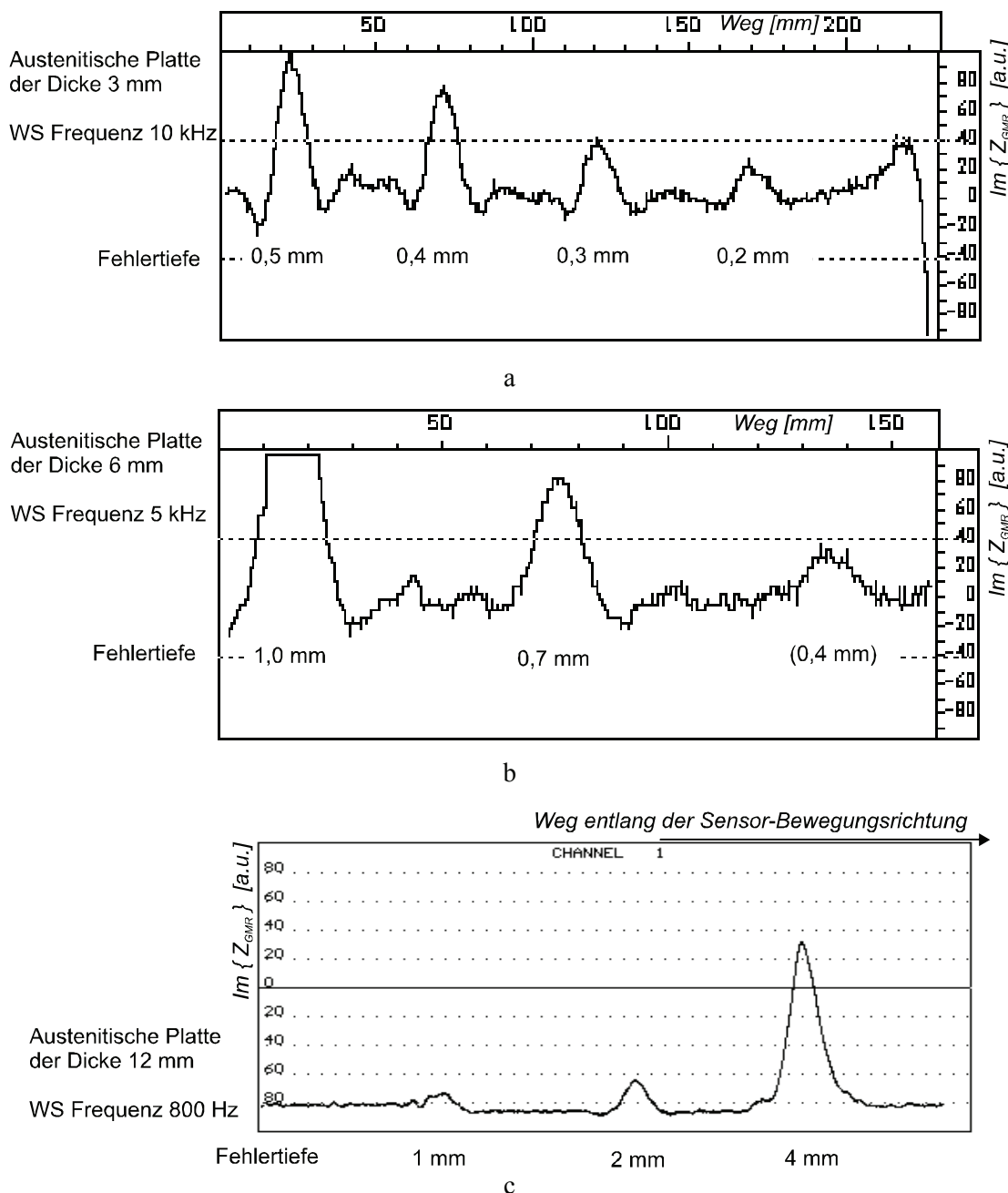


Abbildung 6.5: Ergebnisse der WS-Messungen mit dem GMR-WS-Sensor an Testkörpern aus dem austenitischen Stahl der Dicke 3 mm (a), 6 mm (b) und 12 mm (c) - Signalanzeigen an künstlichen verdeckten Fehlern unterschiedlicher Tiefe.

Da das Messsignal eines WS-Sensors grundsätzlich von lokalen Schwankungen der elektrischen Leitfähigkeit σ und der magnetischen Permeabilität μ im Prüfling beeinflusst wird, erzeugen σ, μ -Inhomogenitäten im Prüfling Störsignale, welche die Messsignale der Fehler überlagern und durch geeignete Maßnahmen unterdrückt werden müssen. Insbesondere in austenitischen Schweißnähten stören bei der WS-Prüfung σ, μ -Inhomogenitäten, die durch Variation des δ -Ferritgehalts sowie durch eine unterschiedliche Ausbildung der Wärmeeinflusszonen im Schweißgut verursacht werden.

Ein erprobter Ansatz zur Unterdrückung der Störsignale ist das Mehrfrequenzverfahren, bei dem gleichzeitig mehrere, geeignet ausgewählte WS-Prüffrequenzen eingesetzt werden [Libby 1971], [Becker 1980]. Diese werden so gewählt, dass sich die Amplituden- und

Phasenkonstellationen für die verschiedenen Einflussparameter (z.B. σ, μ -Schwankungen und Fehler) möglichst stark unterscheiden und somit ein maximales Potenzial zur Unterscheidung der Einflussgrößen bieten.

Der im IZFP entwickelte Auswerte-Algorithmus für das Mehrfrequenz-Wirbelstromverfahren basiert auf der linearen mehrdimensionalen Regressionsanalyse mit nichtlinearen Entwicklungsfunktionen, dessen Prinzip sich wie folgt formulieren lässt:

Die Wirbelstrom-Messdaten (Urdaten) werden durch Real- und Imaginärteil der demodulierten Wirbelstromsignale repräsentiert. Im Folgenden werden mit X_i der Realteil und mit Y_i der Imaginärteil bei der i -ten Wirbelstromfrequenz bezeichnet ($i = 1, \dots, n$; n - Gesamtanzahl der verwendeten Frequenzen). Als Zielgröße wird hier die physikalische Größe bezeichnet, welche die zu prüfenden Merkmale quantitativ beschreibt (z.B. Risstiefe, Schichtdicke etc.). Im Allgemeinen werden die Wirbelstrom-Messdaten (Urdaten) nicht nur von der Zielgröße, sondern auch von weiteren Parametern des Prüfobjekts bzw. der Prüfsituation beeinflusst, z.B. von Temperatur- und Leitfähigkeitsunterschieden, Abhebungsschwankungen etc. Solche Einflussparameter werden als Störgrößen bezeichnet.

Die gesuchte Zielgröße Z (Risstiefe, Schichtdicke etc.) wird aus dem Wirbelstrom-Variablenvektor $(X_1, \dots, X_n, Y_1, \dots, Y_n)$ mit Hilfe der Zielfunktion wie folgt berechnet:

$$Z(X_1, \dots, X_n, Y_1, \dots, Y_n) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^k \alpha_{i,j} \cdot f_k(X_i, Y_i) \quad (6.1)$$

Somit besteht die Zielfunktion zur Bestimmung der gesuchten Zielgröße aus der gewichteten Summe der sog. Entwicklungsfunktionen $f_k(X_i, Y_i)$. Beispiele der Entwicklungsfunktionen sind

$$\begin{aligned} f_0 &= X_i \\ f_1 &= Y_i \\ f_2 &= X_i \cdot Y_i \\ &\dots \end{aligned}$$

d.h. Polynomterme in den Variablen X_i, Y_i . In der Regel werden dabei Polynome bis zur 2. Ordnung verwendet.

Zur Bestimmung der Gewichtungskoeffizienten $\alpha_{i,j}$ werden Kalibrierdaten aufgenommen. Im Kalibrierschritt werden den aufgenommenen Messdaten die entsprechenden bekannten Werte der Zielgröße zugeordnet, z.B. durch Datenaufnahme an Kalibrierkörpern. Wenn man jeden Messdatenvektor aus dem Kalibrierdatensatz sowie die entsprechende Zielgröße in die Gleichung (6.1) als bekannt einsetzt, erhält man aus dem Kalibrierdatensatz ein lineares Gleichungssystem mit den Unbekannten $\alpha_{i,j}$. Die Lösung dieses Gleichungssystems liefert diese Koeffizienten ([Becker 1997], [Altpeter 2002]).

Nach diesem Kalibrierschritt sind die Gewichtungskoeffizienten $\alpha_{i,j}$ bekannt, und die Zielgröße Z kann mit Hilfe von Gleichung (6.1) aus aktuellen Messdaten $(X_1, \dots, X_n, Y_1, \dots, Y_n)$ berechnet werden.

Wie bereits erwähnt, hängt die Effizienz des Mehrfrequenz-Algorithmus von der geeigneten Wahl der eingesetzten Prüffrequenzen ab. Darüber hinaus sind Kalibrierkörper erforderlich, die die während der Prüfung auftretenden Variationen der Ziel- und Störgrößen sowie deren Kombinationen möglichst vollständig repräsentieren, da aus dem Interpolationsraum hinaus nach Möglichkeit nicht extrapoliert werden soll [Stoer 1980].

Der beschriebene Mehrfrequenzalgorithmus wurde mit Erfolg zur Lösung verschiedener Prüfaufgaben eingesetzt, z.B. Plattierungsprüfung am Reaktordruckbehälter [Becker 1997], Detektion und quantitative Bewertung der verdeckten Korrosion in geschichteten Aluminiumstrukturen [Disqué 1998], Härteprüfung von Bauteilen aus Stahl [Yashan 1998].

Das für die Untersuchungen verwendete Wirbelstromgerät des Fraunhofer IZFP unterstützt den Mehrfrequenz-Betrieb und ist mit einem Mehrfrequenzalgorithmus zur Störerunterdrückung ausgestattet. Die Leistungsfähigkeit dieses Algorithmus wird anhand des folgenden Messergebnisses aufgezeigt [Yashan 2000].

Abbildung 6.6 zeigt die mit dem WS-GMR-Sensor aufgenommenen WS-Messsignale (Amplituden-Ortskurven), die von Testfehlern der Tiefe 1,5 mm in einer 12 mm dicken austenitischen Platte mit starken σ, μ -Schwankungen (Restferrit-Gehalt ca. 5%) erhalten wurden. Die Länge der Testfehler beträgt 30 mm, 60 mm und 150 mm. Im oberen Teil der Abbildung sind die Urdaten bei der Prüffrequenz von 800 Hz dargestellt. Die Fehlersignale sind stark von Störsignalen überlagert. Im unteren Teil der Abbildung sind die mit dem Algorithmus gefilterten bzw. entstörten Daten (Signalverknüpfung der 3 angegebenen Prüffrequenzen) dargestellt. Während in den Urdaten nicht vom Nachweis gesprochen werden kann, wird nach der Anwendung des Mehrfrequenz-Algorithmus ein Signal-Rausch-Abstand von über 9 dB erreicht.

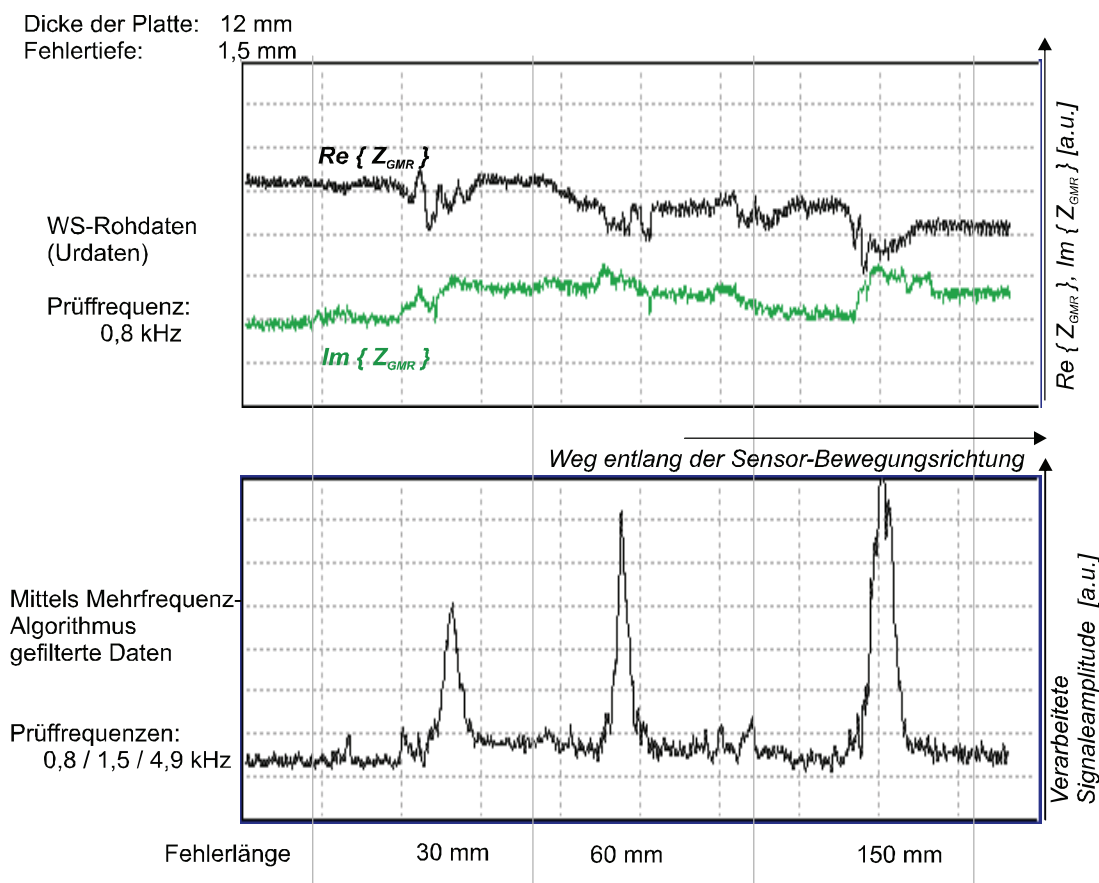


Abbildung 6.6: Ergebnis der WS-Messung mit dem GMR-WS-Sensor an einem Testkörper der Dicke 12 mm - Signalanzeigen an künstlichen verdeckten Fehlern der Tiefe 1,5 mm unterschiedlicher Länge (30, 60 und 150 mm). Oben: WS-Rohdaten bei der Prüffrequenz 800 Hz, unten: Anzeigen nach der Auswertung mit dem Mehrfrequenz-Wirbelstromverfahren.

Es wurde also gezeigt, dass mittels Mehrfrequenz-Wirbelstromverfahren die Nachweisempfindlichkeit bei der Detektion von verdeckten Fehlern im austenitischen Grundwerkstoff deutlich verbessert werden kann. Für einen sicheren Nachweis von Fehlern im Schweißnahtgefüge reicht dies jedoch nicht in dem geforderten Maße aus und wirkt sich in einer Vergrößerung des kleinsten nachweisbaren Fehlers aus:

In realen Schweißnähten sind gegenüber dem Grundwerkstoff lokal stärkere Permeabilitätschwankungen und stärkere Remanenzfelder vorhanden. Entsprechende Störanzeigen können nicht hinreichend unterdrückt werden und werden fälschlicherweise als Fehler (Pseudo-Anzeigen) bewertet. Vergleichende Untersuchungen zeigen, dass der WS-GMR-Sensor keinen zusätzlichen Vorteil gegenüber dem konventionellen (induktiven) WS-Sensor bei der Unterdrückung dieser Störanzeigen hat. Darüber hinaus zeigt der GMR-Sensor im Vergleich mit dem induktiven WS-Sensor eine höhere Remanenzfeld-Empfindlichkeit.

Pseudo-Anzeigen treten bei der WS-Prüfung sowohl mit Spulen-WS-Sensoren als auch mit GMR-WS-Sensoren auf. Zwar gelingt es dank des GMR-Empfängers, den kompletten Sensor geometrisch kleiner auszulegen, jedoch kann in dieser Anwendung aus der potenziell höheren Empfindlichkeit des GMR-Sensors gegenüber der Induktionsspule kein Nutzen gezogen werden.

6.2.2. Nachweis und Charakterisierung von Fehlern in dickwandigen Flugzeugstrukturen aus Aluminium mit einem GMR-Sensorarray

Die am häufigsten eingesetzten Verfahren zur zerstörungsfreien Prüfung von Flugzeugkomponenten aus metallischen Werkstoffen sind das Ultraschall- (US) und das WS-Verfahren. Das WS-Verfahren wird eingesetzt zur Detektion von zur Oberfläche offenen Rissen sowie von verdeckten Fehlern in Bereichen mit strukturierter Geometrie, an genieteten Strukturen und darüber hinaus an Prüfpositionen, die für andere Prüfverfahren nicht zugänglich sind. Insbesondere für Prüfungen an dickwandigen Strukturen mit komplexer Geometrie besteht Bedarf an effizienten WS-Prüftechniken mit hoher Tiefenreichweite. Dabei gewinnen Sensorarray-Prüftechniken zunehmend an Bedeutung, da mit ihrer Hilfe der Prüfaufwand durch das schnelle Abtasten großer Flächen erheblich reduziert werden kann.

Die Aufgabe, eine Sensorgruppe zur WS-Prüfung mit großer Tiefenreichweite zu entwickeln, wurde durch den Einsatz von GMR-Sensoren erfolgreich realisiert. Dabei wurde die Kombination der folgenden GMR-typischen Sensoreigenschaften genutzt:

- hohe frequenzunabhängige Magnetfeldempfindlichkeit,
- kleine geometrische Abmessungen (im Vergleich zu Spulen gleicher Empfindlichkeit),
- einfache Handhabung, relativ niedriger Leistungsverbrauch.

Im Folgenden werden das Designkonzept des realisierten WS-GMR-Arrays erläutert und beispielhaft einige Messergebnisse dargestellt.

Als Schwerpunkt der Untersuchungen zur Optimierung der Sensorauslegung wurde die Detektion von verdeckten Fehlern im folgenden Testkörpermodell festgelegt:

In einem planen Aluminiumblech (350 mm x 150 mm x 6 mm) wurden in Längsrichtung des Bleches vier Nuten (mittels Sägeschnitt) mit festgelegter Tiefe und Basislänge eingebracht. Die Länge der Nuten an der Oberfläche (sichtbare Länge) beträgt einheitlich ca. 20 mm, die Tiefe der Nuten beträgt 4, 3, 2, und 1 mm (Abbildung 6.7).

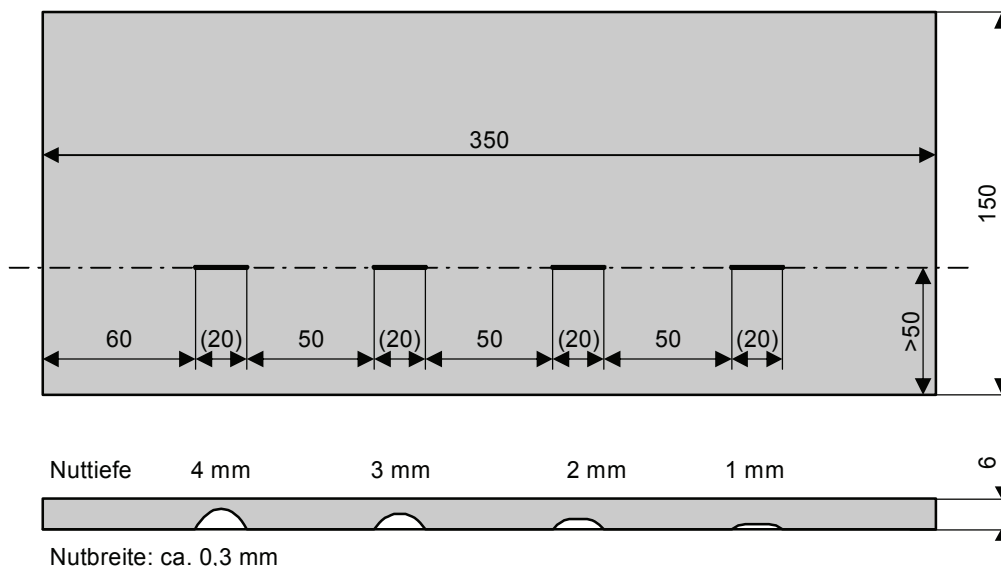


Abbildung 6.7: Geometrie des Testkörpers mit künstlich eingebrachten Ersatzfehlern zur Untersuchung der Detektion von verdeckten Fehlern im Aluminiumblech.

Die Voruntersuchungen wurden mit einem Spulen-WS-Sensor und einem WS-GMR-Sensor durchgeführt. In Abbildung 6.8 sind die mit beiden Sensorarten erreichten Amplituden-Ortskurven gegenübergestellt, die bei 1 kHz Prüffrequenz erzielt wurden.

Die Ergebnisse zeigen, dass sowohl mit dem eingesetzten induktiven WS-Sensor als auch mit dem GMR-Sensor der Nachweis und die Charakterisierung verdeckter Nuten in Aluminium mit einem Ligament zwischen 2 und 5 mm möglich ist. Die Wirkbreite beider Sensoren beträgt ca. 6 mm.

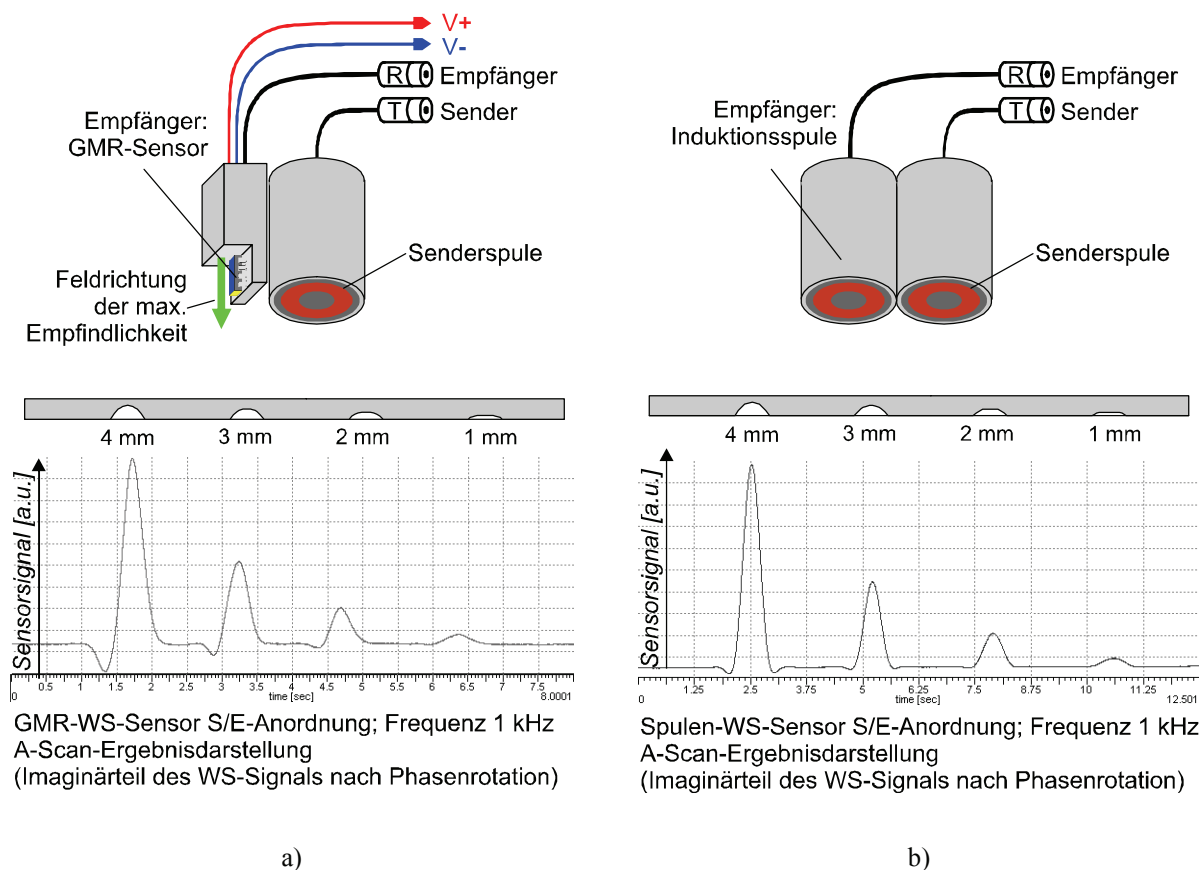


Abbildung 6.8: Gegenüberstellung der S/E-Anordnungen mit GMR-Sensor (a) und der Spule (b). Oben: Verwendete Sensoranordnungen. Unten: Messergebnisse am Aluminium-Testkörper lt. Abbildung 6.7 - Signalanzeigen an künstlichen verdeckten Fehlern der Tiefen 1 mm bis 4 mm.

Bei der Realisierung des Sensorarrays wurden folgende Parameter umgesetzt:

- Tiefenreichweite bei der Fehlerprüfung: mindestens 5-6 mm, bis über 20 mm im Aluminium
- Anzahl der Empfängerelemente: 16
- Anordnung der Empfängerelemente: eindimensionale Sensorzeile
- Gesamt-Spurbreite des Sensorarrays: 64 mm (16x4 mm)
- Prüffrequenz-Bereich: 100 - 5000 Hz

Es wurde das Konzept mit einer gemeinsamen Senderspule sowie mehreren Empfangskanälen verfolgt. Abbildung 6.9 zeigt die optimierte Anordnung der Elemente, die von der bereits erwähnten S/E-Anordnung in Abbildung 6.8a abgeleitet wurde.

Die Mindestabmessungen der Senderspule wurden experimentell ermittelt. Die Breite der Senderspule (hier: 77 mm) soll möglichst groß sein, so dass die GMR-Sensorzeile vom erregten Feld möglichst homogen durchflutet wird. Bei der Wahl der Spulenlänge (hier: 20 mm) wurde berücksichtigt, dass eine Reduzierung der Spulenlänge auch eine reduzierte Tiefenreichweite des erregten Feldes zur Folge hat (siehe auch Abbildung 2.6 im Abschnitt 2.2).

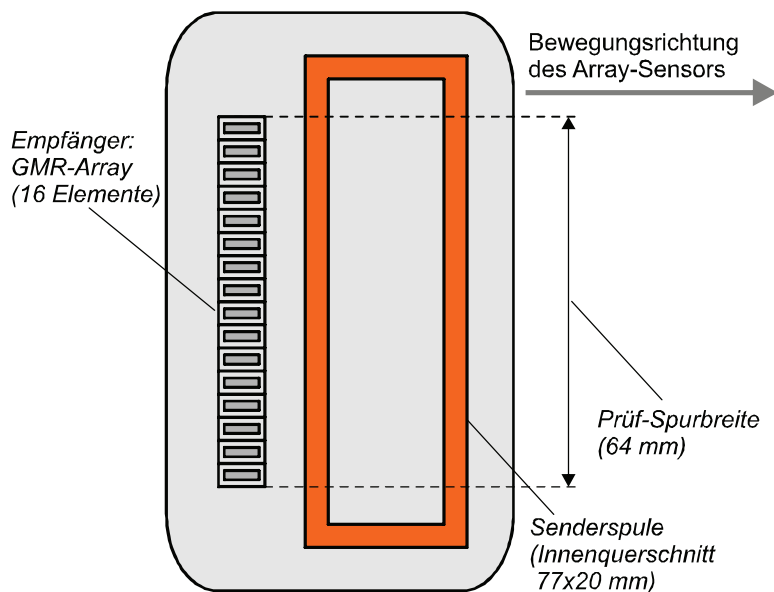


Abbildung 6.9: Anordnung der Elemente und die Abmessungen des GMR-WS-Sensorarrays.

Abbildung 6.10 zeigt das Blockschaltbild des Wirbelstrom-Prüfgeräts, das in Zusammenhang mit dem WS-GMR-Array entwickelt wurde. Die wesentlichen Funktionen des Geräts werden durch Standard-Komponenten (PC mit einer marktüblichen Multifunktions-A/D-Wandlerkarte) sowie durch PC-Software realisiert. Bei diesem Konzept ist der Realisierungsaufwand für die Array-Elektronik des WS-GMR-Arrays deutlich reduziert. In Abbildung 6.11 ist das WS-GMR-Array einschließlich der Elektronik dargestellt. Alle Komponenten der Array-Elektronik sind in einem Gehäuse untergebracht.

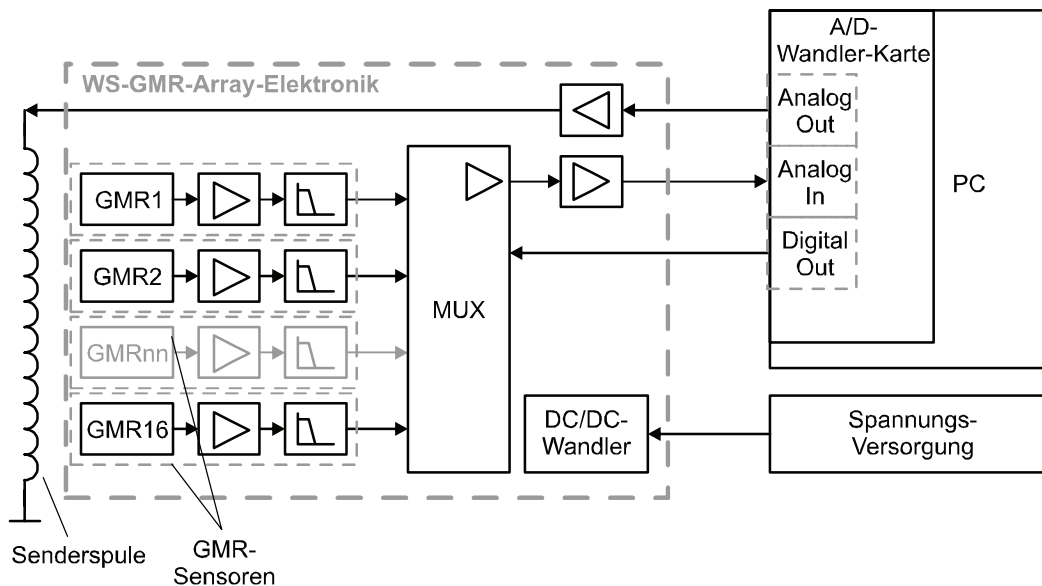


Abbildung 6.10: Blockschaltbild des entwickelten Wirbelstrom-Geräts mit dem WS-GMR-Array.

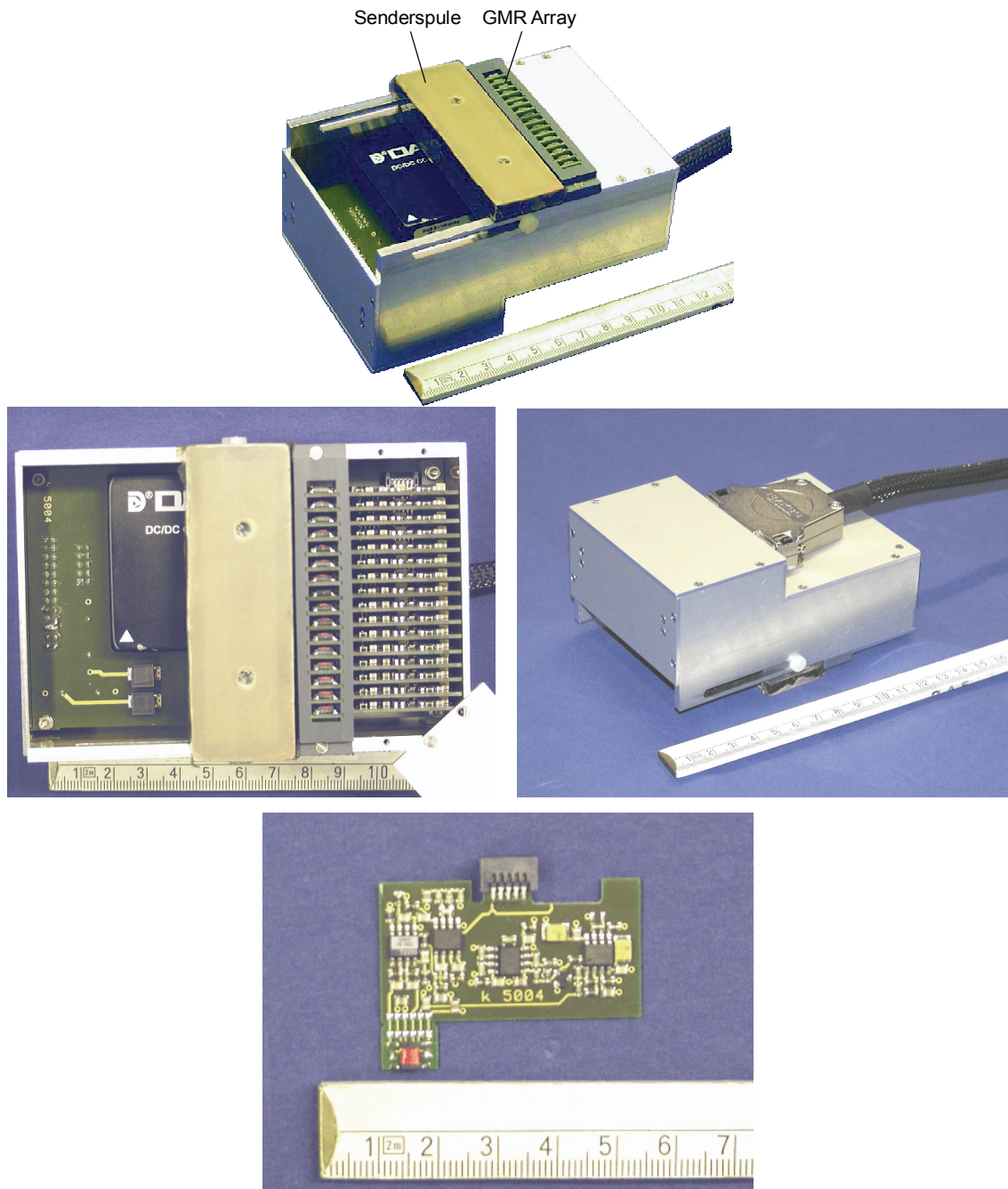


Abbildung 6.11: WS-GMR-Array - Gesamtansicht und Elektronik-Komponenten.

Die PC-Software erfüllt folgende Funktionen:

- Basis-Bedienungsfunktionen und Parametrierung des WS-GMR-Arrays (Bedienoberfläche)
- Ansteuerung der Array-Elektronik und der A/D-Wandlerkarte (Digitalisierungsrate 400000 Samples/s gesamt bzw. 25000 Samples/s für jeden Sensorkanal)
- Signalverarbeitung der digitalisierten Messdaten von 16 Array-Elementen: Demodulation des Empfangssignals in Real- und Imaginärteil-Komponenten, Filterung
- Visualisierung und Speicherung der Messdaten

Abbildung 6.12 zeigt das farbkodierte Ergebnisbild (C-Scan), das mit dem aufgebauten WS-GMR-Array am Aluminium-Testkörper mit verdeckten Fehlern (siehe Abbildung 6.7) gemessen wurde. Die gelb-orange-roten Bereiche entsprechen den Signaländerungen in positiver Richtung (vgl. mit der A-Scan-Darstellung in Abbildung 6.7 unten) und sind als detektierte Risse zu interpretieren. Bei dieser Darstellung wird auch eine sichere Risstiefen-Bewertung ermöglicht. Darüber hinaus bietet eine solche Darstellung bei geeigneter Einstellung von Verstärkung, Phasendrehung und Anzeigeschwellen die Möglichkeit, zwischen Anzeigen von detektierten Fehlern und Störanzeigen von Geometrie-Besonderheiten (Niet-Bohrungen, Kanten, Stringer, Dopplerbleche etc.) zu unterscheiden.

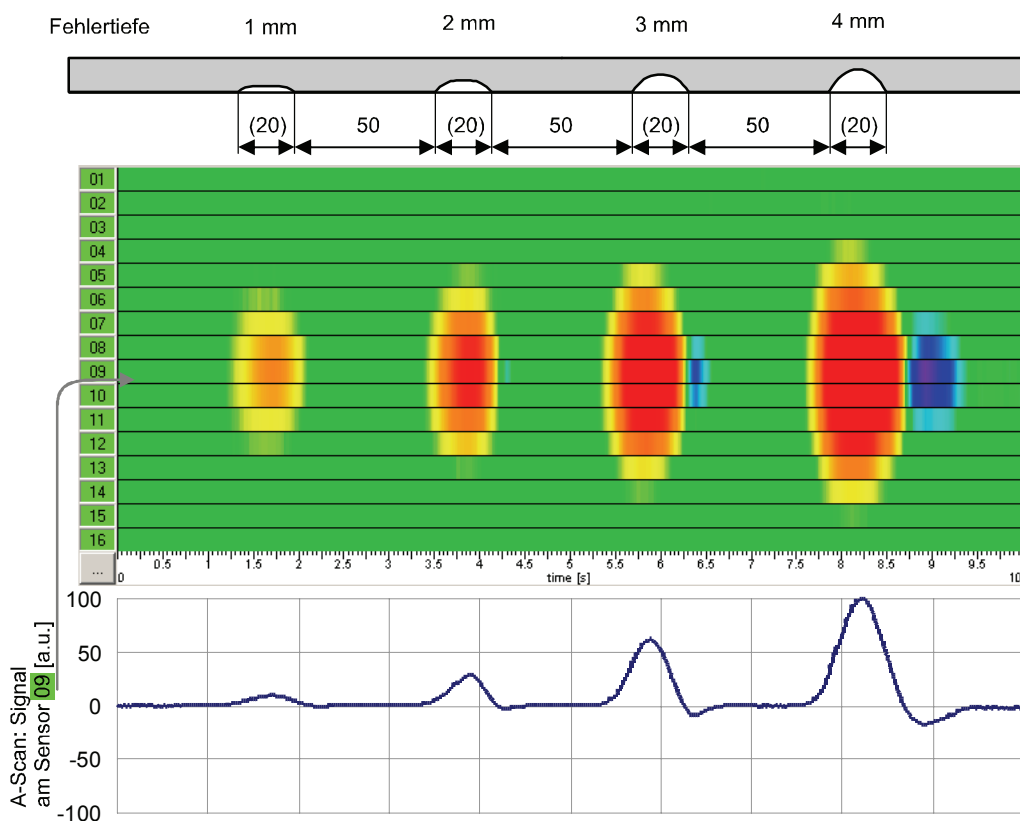


Abbildung 6.12: Farbkodiertes Ergebnisbild (C-Scan) der Messung mit dem WS-GMR-Array am Testkörper mit künstlich eingebrachten Ersatzfehlern (siehe Abb. 6.7).

Auf dem Foto in Abbildung 6.13 ist das Gesamtprüfgerät mit dem WS-GMR-Array und allen erforderlichen Komponenten gezeigt: WS-GMR-Array (rechts vorne), Kabel-Verteilerbox (rechts hinten) und Notebook-PC mit Software und Digitalisierungs-Hardware (links).



Abbildung 6.13: Gesamtprüfgerät mit WS-GMR-Array (Foto).

Die maximale Tiefenreichweite des entwickelten GMR-WS-Arrays wurde am 25 mm dicken Aluminium-Testkörper mit Testnuten verschiedener Tiefen demonstriert. In Abbildung 6.14 ist oben die Geometrie der Testfehler mit der Tiefe 6 mm und 4 mm (entsprechend 21 mm und 19 mm Aluminium-Überdeckung) und unten das entsprechende farbkodierte Ergebnisbild (C-Scan) dargestellt. Diese Messung wurde bei der Prüffrequenz 100 Hz durchgeführt.

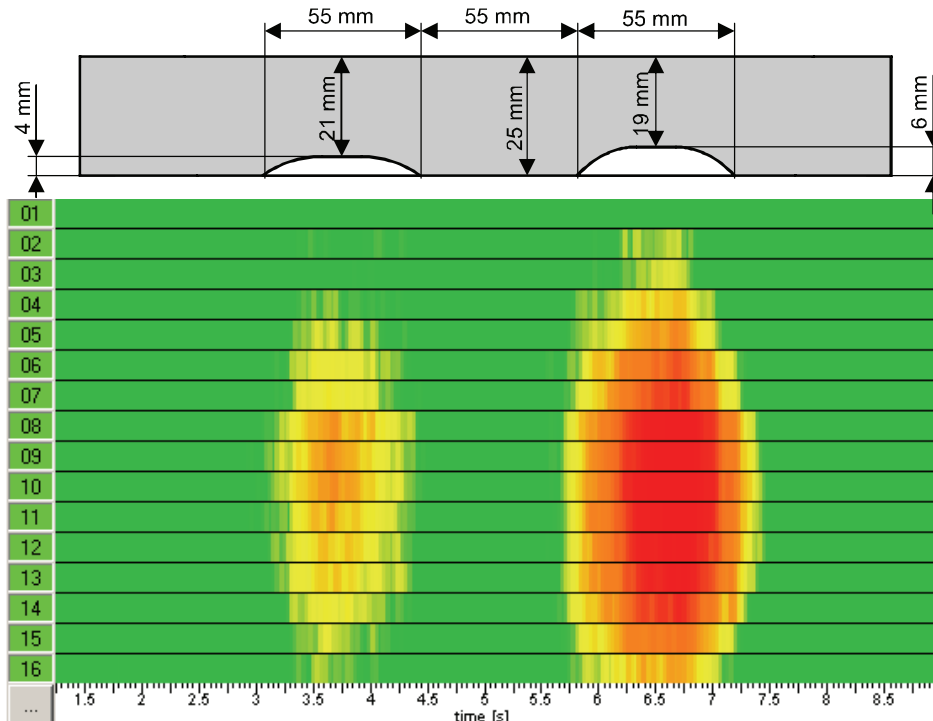


Abbildung 6.14: Untersuchung der maximalen Tiefenreichweite in Aluminium: Geometrie der Testfehler im Aluminium-Testkörper mit künstlich eingebrachten Ersatzfehlern (oben) und das entsprechende farbkodierte Ergebnisbild (C-Scan) bei der Prüffrequenz 100 Hz (unten).

Die Arbeiten zur Entwicklung des vorgestellten Wirbelstromarray-Prüfverfahrens wurden in Zusammenarbeit mit Airbus Deutschland GmbH (Bremen) im Rahmen eines europäischen Forschungsvorhabens unterstützt (Projekt "Improved NDE concepts for innovative aircraft structures and efficient operational maintenance (INCA)", Förderkennzeichen der Europäischen Kommission G4RD-CT-2001-00507). Während der ersten Tests bei Airbus in Bremen wurden mit dem entwickelten WS-GMR-Array viel versprechende Ergebnisse an dicken genieteten Flugzeugstrukturen aus Aluminium erreicht [Yashan 2006].

6.3. Detektion ferromagnetischer Kleinpartikel

Kleine ferromagnetische Teilchen können z.B. während der spanenden Bearbeitung oder beim Schweißen von Metallhalbzeugen entstehen. Es gelingt jedoch nicht immer, solche Teilchen vollständig zu beseitigen: Kleinpartikel und Staub verteilen sich in der Umgebung oder haften an der Oberfläche der zu bearbeitenden Werkstücke. Falls die Teilchen ferromagnetisch sind, kommen solche Oberflächenverunreinigungen besonders häufig an Stellen mit lokal erhöhten Restmagnetfeldern vor, z.B. in der Nähe von Schweißpunkten oder in Bereichen starker Verformung. Wenn solche Teilchen während des anschließenden Lackierprozesses an der Oberfläche haften oder in der Lackflüssigkeit vorhanden sind, können sie Lackfehler verursachen. Deshalb werden z.B. in der Automobilindustrie die zu lackierenden Metallblech-Oberflächen gereinigt und im Lackkreislauf spezielle Filter (auch Magnetfilter) installiert.

Mit Hilfe des GMR-Magnetometers NVE AA002-02 konnten die in der strömenden Lackflüssigkeit noch verbleibenden ferromagnetischen Teilchen detektiert werden [Yashan 2001]. Dank der hohen Empfindlichkeit des verwendeten GMR-Sensors ist der Nachweis von kleinen statischen Magnetfeldern (ab ca. 10-100 nT) mit einfacher Auswerteelektronik möglich.

Abbildung 6.15 zeigt im oberen Teilbild Teilchen, die aus dem Lackfilter entnommen wurden, im unteren Teilbild den GMR-Sensor AA002 mit dem Vorverstärker nach Abbildung 4.12 (Magnetstreufluss-Messung). Bei diesen Untersuchungen wurden die Teilchen auf einen Plastikträger aufgebracht und dieser Träger mit einem XY-Manipulator am GMR-Sensor vorbei bewegt, um die strömende Lackflüssigkeit zu simulieren. Der GMR-Sensor detektiert das Restmagnetfeld der Teilchen.

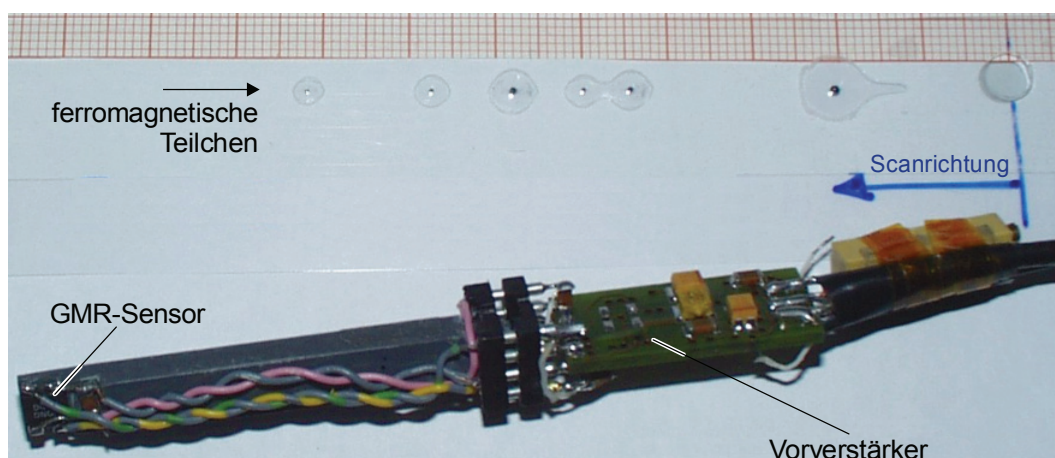


Abbildung 6.15: Ferromagnetische Teilchen der Größe 0,24 mm bis 1,2 mm (oben) und der GMR-Sensor mit dem Vorverstärker (unten).

Abbildung 6.16 zeigt das Messsignal am Ausgang des Vorverstärkers, wenn der Plastikträger mit unterschiedlich großen Teilchen am GMR-Sensor vorbei bewegt wird. Die Durchmesser der detektierten Teilchen liegen zwischen 1,2 und 0,24 mm. Einzelne Teilchen konnten bei einem Sensorabstand bis 3 mm noch über dem Rauschpegel nachgewiesen werden.

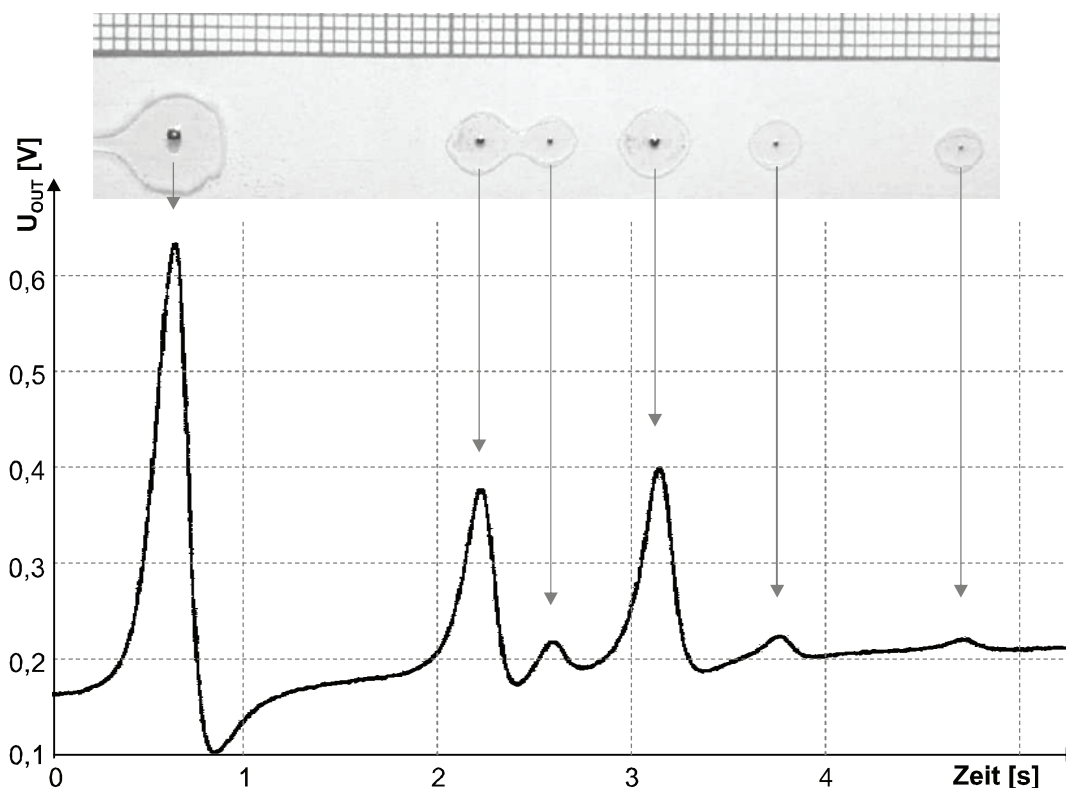


Abbildung 6.16: Mess-Signal des GMR-Sensors bei der Detektion statischer Felder von ferromagnetischen Teilchen.

Beim praktischen Einsatz einer derartigen Messeinrichtung in rauer Industrieumgebung ist wie bei jeder hochempfindlichen Magnetfeldmessung zu berücksichtigen, dass die Nachweisempfindlichkeit durch elektromagnetische Störungen (z.B. Störfelder von Netzleitungen mit der Frequenz 50/60 Hz) erheblich eingeschränkt wird. Deshalb ist bei einer industriellen Umsetzung eine effektive Störfeld-Abschirmung der Messstelle erforderlich.

6.4. Positionserkennung eines ferromagnetischen Gegenstands hinter einer Stahlabdeckung

Bei der Fertigung von Industrieteilen wie Kugellager, Gelenke, Stoßdämpfer o.ä. wird in der Regel abschließend vor der Auslieferung der innere Zusammenbau des Produkts auf Vollständigkeit und korrekte Positionierung aller Innenteile (wie z.B. Kugellager-Kugeln) kontrolliert. Bei verschlossenen Teilen wie Gelenke oder Stoßdämpfer ist eine visuelle Kontrolle nicht mehr möglich. Die Röntgen-Prüfung ist in solchen Fällen das Standardverfahren.

Zur Bestimmung der bauartbedingten Scheiben-Position in einem zusammengebauten Stoßdämpfer sollte eine einfache, automatisierbare Messtechnik entwickelt werden, um die zeit- und kostenaufwendige Röntgenprüfung zu ersetzen. Diese Aufgabe konnte mit Hilfe des

empfindlichen GMR-Gradiometers NVE AB001 mit hoher Ortsauflösung erfolgreich gelöst werden.

Wie im Abschnitt 4.1 (Abbildung 4.7) bereits verdeutlicht, ist bei diesem Sensortyp die Ausgangsspannung dem Gradienten der magnetischen Feldstärke proportional. Dadurch reagiert der Sensor bei Aufbringung eines externen Magnetfeldes besonders empfindlich auf Kanten ferromagnetischer Gegenstände, die starke Streufeld-Gradienten erzeugen.

Abbildung 6.17 zeigt den schematischen Aufbau der Messanordnung. Durch das starke externe Magnetfeld wird die zylindrische Stahlhülle des Stoßdämpfers mit einer Wanddicke von ca. 1 mm magnetisch gesättigt, so dass die Streufelder der Stoßdämpfer-Innenteile die Stahlhülle durchdringen und außerhalb detektiert werden können.

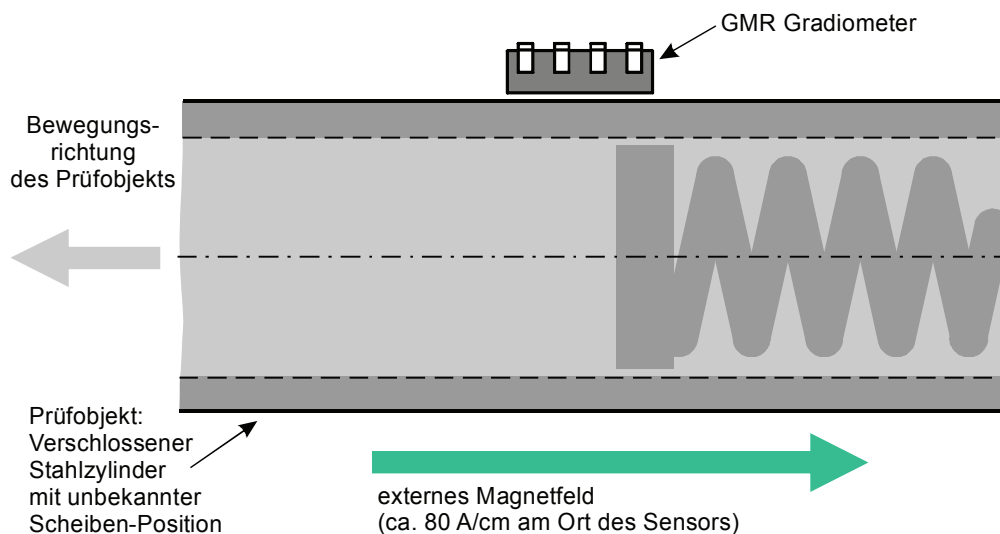


Abbildung 6.17: Schematischer Aufbau der Streufeld-Messanordnung zur Positionsbestimmung von Stoßdämpfer-Innenteilen mit GMR-Gradiometer.

Abbildung 6.18 zeigt das verstärkte Messsignal der Anordnung, wenn der Stoßdämpfer am GMR-Sensor vorbei bewegt wird. Zum besseren Verständnis der Signale ist die Röntgen-Aufnahme des Innenaufbaus des Stoßdämpfers im unteren Teil der Abbildung eingeblendet. Alle signifikanten Innenteile (Scheiben, Federwindungen) sind im Signal des GMR-Sensors deutlich erkennbar.

Mit dieser Messanordnung konnte die Position der Innenscheibe hinter der ca. 1 mm dicken Stahlhülle mit einer Genauigkeit von besser als $\pm 0,2$ mm bestimmt werden.

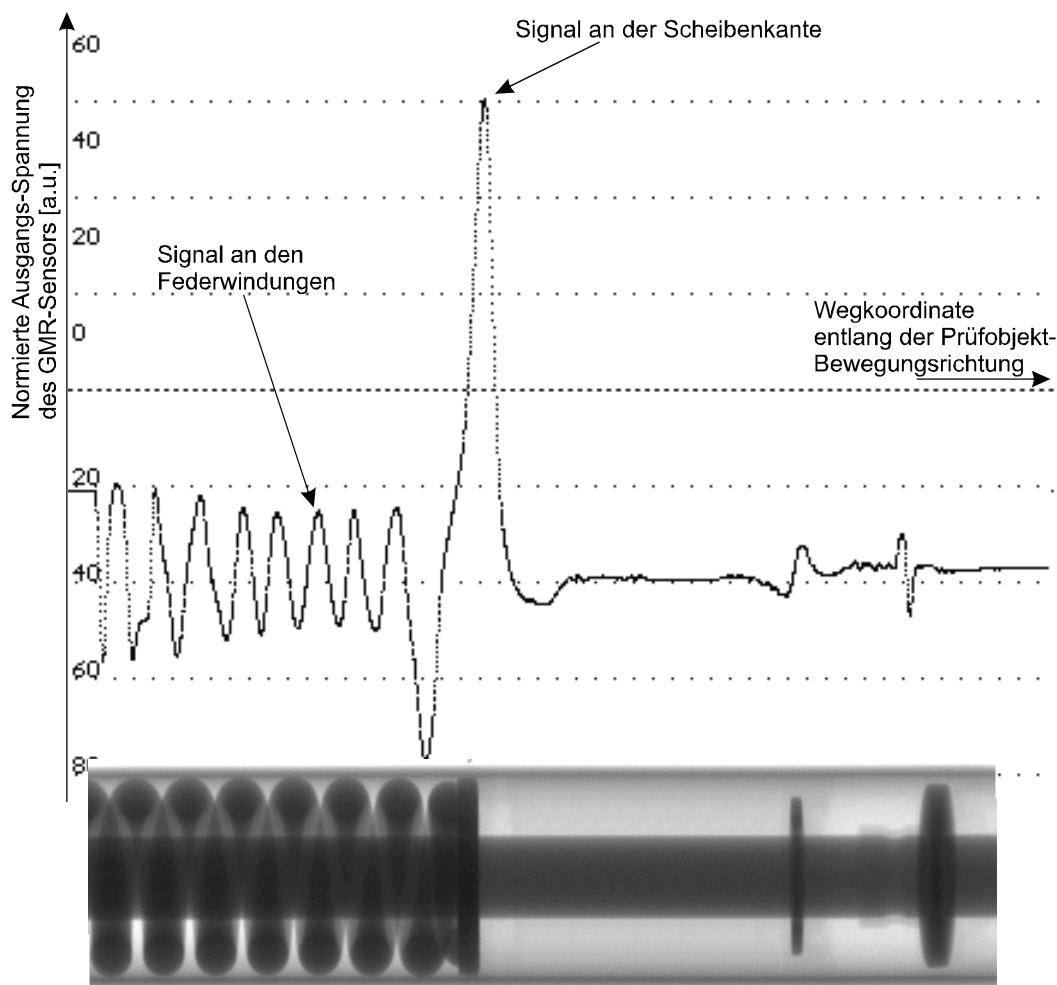


Abbildung 6.18: Streufeld-Messung an einem Stoßdämpfer (oben) mit entsprechender Röntgenaufnahme (unten).

6.5. Detektion nichtmetallischer Einschlüsse im Feinblech

Bei der Verarbeitung und Fertigung von Produkten aus Stahlfeinblech können Fehler wie Undichtigkeiten, Risse etc. entstehen, falls im Feinblech nichtmetallische Einschlüsse auftreten. Deshalb ist die Einschlussfreiheit (Reinheitsgrad an nichtmetallischen Einschlüssen) ein wichtiges Qualitätsmerkmal des Stahlfeinblechs.

Eine Möglichkeit, die Einschlussfreiheit vom kaltgewalztem Feinblech zu prüfen, bietet die magnetische Streuflussprüfung. Für Weißblech (Verpackungsmaterial) mit Dicken von 0,1 bis 0,5 mm existieren bereits kommerzielle Magnetstreufluss-Prüfsysteme, die in Walzstraßen integriert sind und eine vollflächige Fehlerprüfung bei hohen Prüfgeschwindigkeiten (bis mehr als 10 m/s) ermöglichen. Diese Prüfsysteme bestehen aus einer Magnetisierungseinrichtung (Permanentmagnet oder Spulench) und einem Array aus einigen hundert Magnetfeldsensoren (Hall-Sensoren bzw. Fluxgates) zum Nachweis von Streufeldern. Eine der möglichen Messanordnungen ist in [Ando 1991] beschrieben. Die Prüfeempfindlichkeit ist typischerweise durch den Ersatzfehler in Form einer durchgehenden Bohrung mit 0,2 mm Durchmesser definiert, der als kleinster nachzuweisender Fehler (Grenzfehler) gilt.

Der Nachteil der bisher eingesetzten Prüfsysteme besteht darin, dass die Dicke des zu prüfenden Blechs auf maximal 0,5 mm begrenzt ist. Darüber hinaus darf bisher die Abhebung der Sensoren vom Prüfblech maximal 0,3 mm betragen. Wegen der hohen Prüfgeschwindigkeiten und der dadurch bedingten Blechvibrationen bei gegebener Welligkeit verringert sich die Standzeit der Sensoren, so dass der damit verbundene Wartungsaufwand sich erheblich erhöht.

Um den Nachweis von Einschlüssen auch für Feinbleche größerer Dicken (ca. 0,8-1,2 mm, wie etwa Automobilbleche) zu ermöglichen, wurde im Rahmen einer Forschungsstudie das Potential der magnetischer Streuflussprüfung mit GMR-Sensoren untersucht [Yashan 2002], [Gaujé 2005]. Die wesentlichen Optimierungskriterien waren eine hohe Prüfempfindlichkeit (sicherer Nachweis von möglichst kleinen Einschlüssen) und ein möglichst großer Abstand zwischen dem zu prüfenden Blech und dem Sensor.

Die in Abbildung 6.19 gezeigte Messanordnung zur Detektion von verdeckten Fehlern (Einschlüssen) wurde mit dem GMR-Gradiometer AB001 von NVE realisiert. Das Blech wird von einem Magnetjoch so vormagnetisiert, dass das resultierende Magnetfeld im Fall der homogenen (fehlerfreien) Blechgeometrie tangential zur Blechoberfläche verläuft und somit der (vom GMR-Sensor detektierte) Feldgradient in tangentialer Richtung verschwindet. Falls eine typische Ungänge (z.B. Einschluss oder Riss) in den Einflussbereich des GMR-Sensors einläuft, ist der zeitliche Magnetfeldverlauf am Ort des Sensors nicht konstant, und der entstandene Feldgradient wird vom GMR-Sensor registriert.

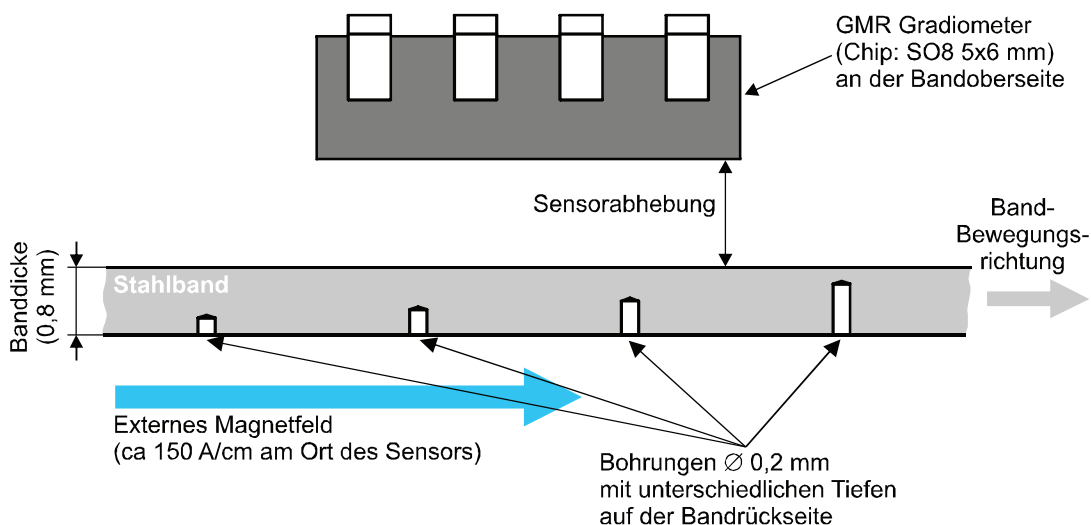


Abbildung 6.19: Messanordnung zur Detektion von verdeckten Fehlern im Feinblech.

Für die Untersuchungen zur Prüfempfindlichkeit wurden Einschlüsse im Blech der Dicke 0,8 mm mit künstlichen Ersatzfehlern - Bohrungen mit Bohrllochdurchmesser 0,2 mm und Bohrtiefen von 0,2, 0,3, 0,3, 0,4, 0,6 und 0,8 mm (durchgehende Bohrung) - simuliert. Der GMR-Sensor wurde stets an der gegenüberliegenden Blechseite angeordnet, so dass die Testbohrungen verdeckte Fehler nachbildeten (Abbildung 6.19).

Abbildung 6.20 zeigt das Blockschaltbild des verwendeten Messsystems mit der Magnetisierungseinrichtung (Elektromagnet), den GMR-Sensor mit dem Vorverstärker, das Prüfblech zwischen dem Elektromagnet und dem GMR-Sensor sowie den Messrechner mit der A/D-Wandlerkarte und der Software.

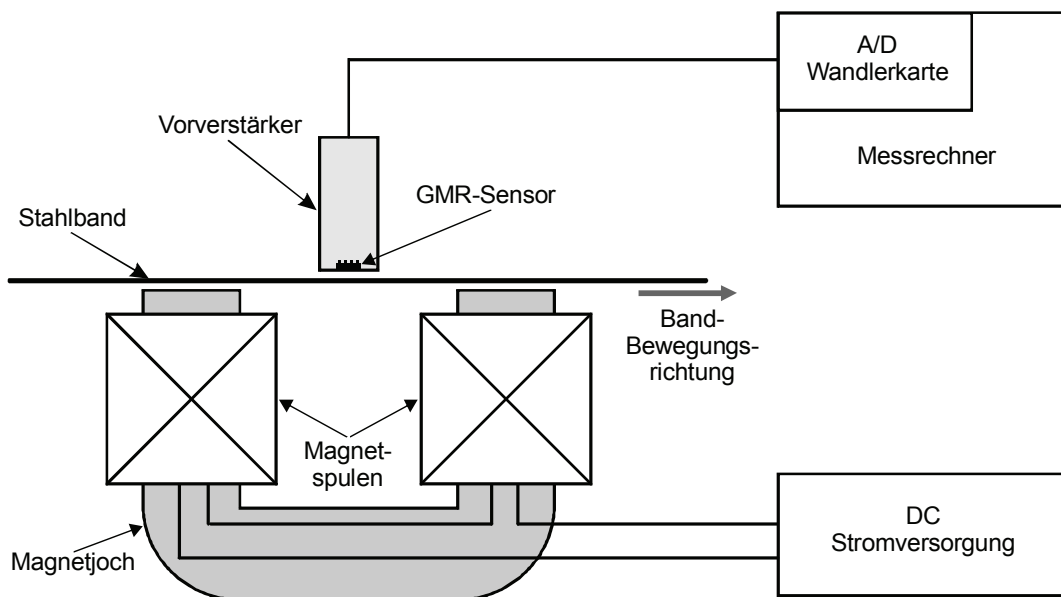
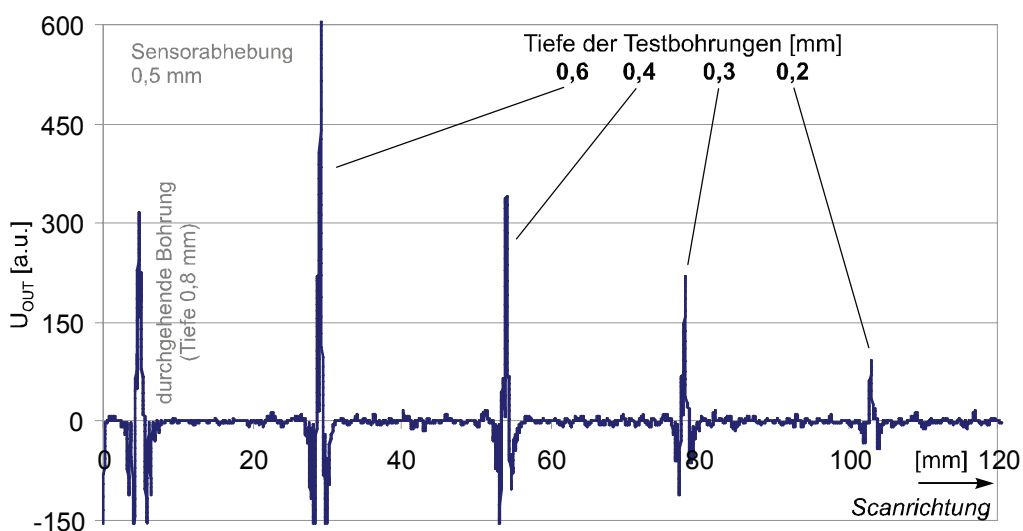
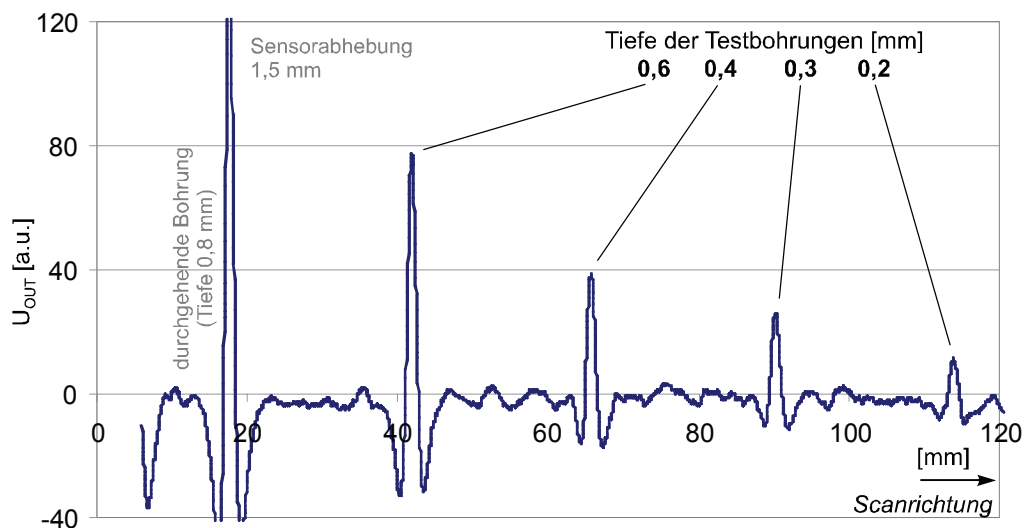


Abbildung 6.20: Blockschaltbild des Messsystems zur Streuflussprüfung am Feinblech.

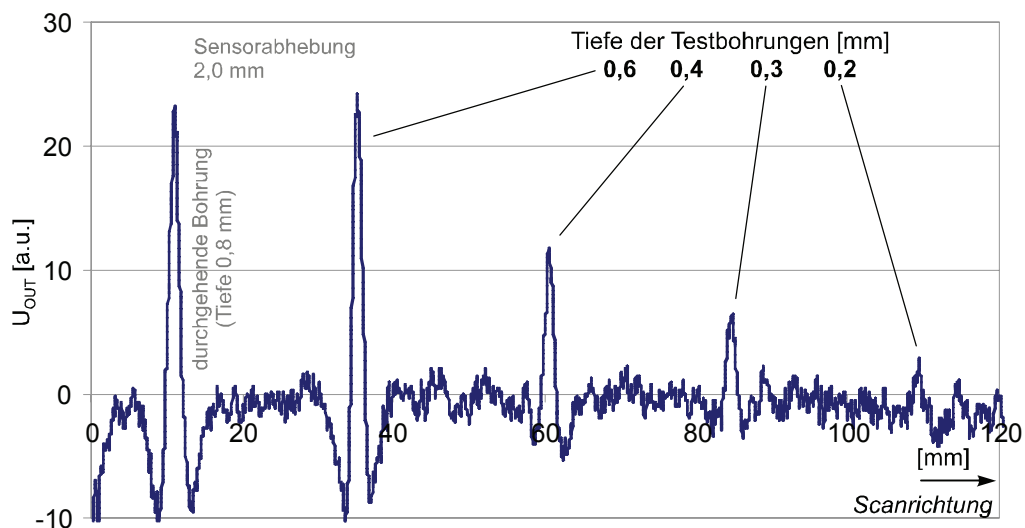
Abbildung 6.21 zeigt die Messergebnisse, die bei gleichmäßiger Bewegung des Testblechs mit den Bohrungen durch die Messanordnung bei verschiedenen Sensorabständen (0,5 mm in Abbildung 6.21a, 1,5 mm in Abbildung 6.21b, 2,0 mm in Abbildung 6.21c) erhalten wurden. Aus den dargestellten Signalverläufen ist zu erkennen, dass alle eingebrachten Testbohrungen bei Sensorabhebungen bis 1,5 mm noch sicher nachgewiesen werden. Bei der größeren Sensorabhebung von 2,0 mm kann die kleinste Testbohrung (Bohrlochdurchmesser 0,2 mm, Bohrlochtiefe 0,2 mm) im Signalverlauf noch erkannt werden, der für einen sicheren Nachweis geforderte Signal-Rauschabstand (6 dB) ist jedoch nicht gegeben: Mit zunehmender Sensorabhebung werden die Fehleranzeigen (Nutzsignal) kleiner. Die Störsignale werden im Wesentlichen durch die magnetische Inhomogenität ("Strukturrauschen") bestimmt und lassen sich nur bedingt mit Filterung bzw. geeigneten Signalverarbeitungsmaßnahmen reduzieren.



a



b



c

Abbildung 6.21: Mess-Signale des GMR-Sensors bei der Streufeld-Messung entlang des Feinblechs mit Testbohrungen bei der Sensor-Abhebung 0,5 mm (a), 1,5 mm (b) und 2,0 mm (c).

Abbildung 6.22 zeigt die 2D-Darstellung der ausgewerteten Messsignale (C-Scan) für die Blechprüfung aus 1,5 mm Abstand. In der Darstellung entspricht eine höhere Schwarz-Intensität einem höheren Pegel des gemessenen Fehlersignals.

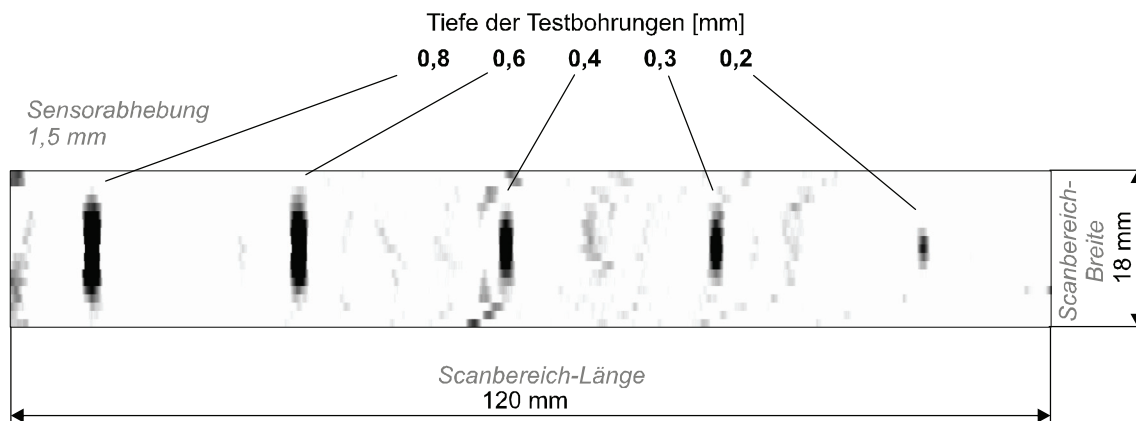


Abbildung 6.22: Graustufenkodiertes Ergebnisbild (C-Scan) der Streufluss-Messung mit dem GMR-Sensor am Feinblech mit Testbohrungen bei der Sensor-Abhebung 1,5 mm.

Die in Abbildungen 6.21 und 6.22 dargestellten Ergebnisse zeigen, dass die verwendete Streufluss-Messanordnung mit dem GMR-Gradiometer eine ausreichende Prüfempfindlichkeit besitzt, um verdeckte Fehler mit dem Volumen ab ca. $0,0063 \text{ mm}^3$ (entsprechend der Testbohrung mit Bohrlochdurchmesser 0,2 mm und Bohrlochtiefe 0,2 mm) im Stahlband der Dicke 0,8 mm sicher nachzuweisen.

Die Arbeiten zur Entwicklung der vorgestellten Streufluss-Prüftechnik wurden in Zusammenarbeit mit dem Werkstoffkompetenzzentrum von ThyssenKrupp Steel AG (Duisburg) durchgeführt und im Rahmen des Forschungsvorhabens von der Europäischen Gemeinschaft für Kohle und Stahl unterstützt (RTD Programm Stahl der EGKS, Projekt "Assessment of steel inclusions cleanliness by mixed NDT methods", EGKS Projekt Nr. 7210-PR/229).

Bei dynamischen Versuchen, die an einem (speziell präparierten) Endlos-Stahlband durchgeführt wurden, konnten mit dem beschriebenen Messsystem Anzeigen mit vergleichbarem Signalpegel detektiert werden, die durch metallographische Untersuchungen als natürliche verdeckte Fehler (Al_2O_3 -Einschlüsse) identifiziert wurden [Gaujé 2005].

7. Zusammenfassung und Ausblick

Ziel der vorliegenden Arbeit war die Ermittlung des Potenzials der GMR-Sensoren zur Verbesserung und Entwicklung der niederfrequenten Wirbelstrom- und Streuflussprüftechniken.

Nach einer zusammenfassenden Darstellung der nach dem heutigen Kenntnisstand bei der zerstörungsfreien Prüfung in Betracht kommenden vielfältigen Typen und Varianten von Magnetfeldsensoren wird der damit erreichbare Stand der Technik dargestellt.

Im Weiteren werden zunächst die Eigenschaften der GMR-Sensoren beschrieben und messtechnische Maßnahmen erläutert, die zum optimierten Einsatz von GMR-Sensoren bei der Wirbelstrom- bzw. Streuflussprüfung erforderlich sind. Im einfachsten Fall benötigt der GMR-Sensor im Vergleich zur Spule zusätzlich eine Spannungsversorgung sowie die Einstellung eines vorgespannten Magnetfeld-Arbeitspunkts mittels eines Permanentmagnets oder einer Gleichstrom-Spule, um Nichtlinearitäten der GMR-Kennlinie sowie die Störfeld-Empfindlichkeit zu minimieren.

Als Vorteil für die Anwendung von GMR-Sensoren an Stelle von konventionellen induktiven Sensoren (Spulen) wird durchweg ihre hohe, frequenzunabhängige Magnetfeldempfindlichkeit bei kleinem Raumbedarf angeführt. Allerdings wird dabei die Empfindlichkeit der Spulen in der Regel nur tendenziell bzw. empirisch abgeschätzt und nicht vergleichend den mit GMR-Sensoren erhaltenen Ergebnissen gegenübergestellt, die auf definierten und nachvollziehbaren Prüfrandbedingungen basieren. Deshalb wurden in dieser Arbeit die mit beiden Sensortypen erzielbaren Prüfergebnisse anhand einer numerischen Modellierung und der Vergleichsexperimente quantitativ gegenübergestellt.

Die numerische Simulation sowohl des induktiven als auch des GMR-Sensors liefert quantitative Angaben über deren Tiefenreichweite und Abhebeempfindlichkeit in einer extrem niederfrequenten (bis unter 100 Hz) Prüfanwendung an dickwandigen Bauteilen. Zum Vergleich wurden zwei unterschiedlich große induktive Sensoren sowie ein GMR-Sensor berechnet. Alle drei Sensoren werden in der Version der Fernfeldanordnung zwischen Sender und Empfänger verwendet. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger ist ein Variationsparameter. Ausgangspunkt der mathematischen Formulierung der Prüfsituation mit dem GMR-Sensor ist das analytische Modell der koaxialen Spulenanordnung von [Cheng/Dodd/Deeds 1971] und der in der Studienarbeit von Yashan [Jaschan 1995] realisierte Programm-Code. Der ursprüngliche Formalismus wurde dahingehend erweitert, dass sich das GMR-Signal aus dem Mittelwert der magnetischen Feldstärke, genommen über die Länge der integrierten Fluss-Konzentratoren, ergibt. Zur Modellierung der induktiven Spulen in Fernfeldanordnung wurde die kommerzielle Software VIC3D eingesetzt.

Die Modellierungsergebnisse wurden in der bekannten Form von Impedanz-Ortskurven mit repräsentativen Messeffekten einer Zielgröße (Änderungen der Plattendicke) und eines Störeffekts (Änderung der Sensorabhebung) dargestellt. Dabei zeigt sich, dass bei der niederfrequenten Wirbelstromprüfung zwischen den Spulen-Empfängern und dem GMR-Empfänger keine signifikanten Unterschiede in den Signalcharakteristiken festzustellen sind.

Die Gegenüberstellung der numerischen Ergebnisse für die Spulen mit großem und kleinem Durchmesser sowie den GMR-Sensor zeigt, dass der GMR-Sensor die Eigenschaften eines

Spulen-Empfängers mit besonders kleinem Durchmesser besitzt. Diese Tatsache begünstigt eine schnelle Einführung neuartiger Wirbelstromprüftechniken mit GMR-Sensoren in industriellen Anwendungen, da umfangreiche Normen und andere Regelwerke, die bereits für konventionelle WS-Sensoren (Induktionsspulen) existieren, angewendet werden können.

Der Empfindlichkeitsvergleich zwischen GMR-Sensoren und induktiven Sensoren wurde im Experiment mit einem GMR-Sensor im Standard-Chip-Gehäuse (6mm x 5mm x 1 mm) und einer Miniaturspule auf Ferritkern mit vergleichbaren Abmessungen (Gesamt-Spulendurchmesser ca. 1 mm, Kernlänge 7,5 mm) durchgeführt. Resultat ist, dass bei Frequenzen oberhalb von ca. 2 kHz und ansonsten identischen Messbedingungen (Feldamplitude, Verstärkung etc.) die Miniaturspule mit 1100 Windungen eine höhere Magnetfeld-Empfindlichkeit als die GMR-Sensoren vom Typ NVE AA002 besitzt.

Eine Spule mit noch größerer Windungszahl oder noch größerem Gesamtdurchmesser bzw. Kerndurchmesser würde eine gesteigerte Empfindlichkeit auch bei niedrigen Frequenzen besitzen, jedoch ein höheres Baumaß für die Unterbringung der Windungen beanspruchen.

Da der GMR-Sensor einen höheren Hardware-Aufwand als die induktive Spule erfordert (im Minimalfall: Spannungsversorgung für den GMR sowie Elektronik zur Erzeugung des Magnetfeld-Arbeitspunkts), weist der GMR-Sensor in der Chip-Bauweise für Wirbelstrom-Prüffrequenzen oberhalb von 2-3 kHz keine Vorteile gegenüber der induktiven Spule auf.

Bei niedrigen Frequenzen (< 1-2 kHz) bietet der Einsatz von GMR-Sensor bautechnische Vorteile, wenn z.B. aus Platzgründen keine Spule mit hoher Windungszahl und/oder mit großem Durchmesser verwendet werden kann. Insbesondere für GMR-Sensorarrays kann eine hohe Empfindlichkeit bei kleinen geometrischen Abmessungen erreicht werden.

In einigen Anwendungen erweisen sich selbst GMR-Sensoren im Chip-Gehäuse mit Standard-Abmessungen 5x6 mm bzw. 3x5 mm als zu groß, z.B. für Sensorarrays mit besonders hoher Packungsdichte der Elemente oder bei miniaturisierten Geräten. In solchen Fällen ist der Einsatz von gehäuselosen GMR-Sensoren zur Integration auf einer gemeinsamen Matrix möglich. Solche GMR-Sensoren mit hohem Miniaturisierungsgrad (Abmessungen des sensitiven Elements kleiner als 0,1-1 mm) können auch bei Frequenzen weit oberhalb von 10 kHz den induktiven Sensoren mit vergleichbaren Abmessungen überlegen sein.

Zum Abschluss dieser Arbeit wurde die Eignung von GMR-Sensoren bei der zerstörungsfreien Wirbelstrom- und Streuflussprüfung zur Werkstoffcharakterisierung, Fehlerdetektion und -charakterisierung sowie zur Geometrievermessung demonstriert.

Zur Online-Charakterisierung von Werkstoffeigenschaften im Ermüdungsversuch wurde eine kompakte GMR-Messeinrichtung realisiert, die eine gleichzeitige Wirbelstrom- und Streuflussmessung ermöglicht. Dadurch können während der Ermüdungsversuche mit *einem* Sensor die Änderungen der elektrischen Leitfähigkeit, der magnetischen Permeabilität und der statischen Eigenmagnetisierung der zu untersuchenden Werkstoffe gleichzeitig verfolgt werden.

Bei der Wirbelstromprüfung dickwandiger austenitischer Rohrleitungen konnten unter Einsatz von GMR-Empfängern kleinere geometrische Gesamtabmessungen der Sensorik als mit induktiven Spulen realisiert werden.

Zur niederfrequenten Wirbelstromprüfung von dickwandigen Flugzeugkomponenten wurde die dazu benötigte Prüftechnik sowie das entsprechende Wirbelstromgerät mit einem GMR-Sensorarray entwickelt. Es konnte demonstriert werden, dass die Wirbelstromprüfung an einer 20 mm dicken Komponente aus Aluminium erfolgreich eingesetzt werden kann. Dabei wurden die kleinen Abmessungen der GMR-Sensoren genutzt, um ein Sensorarray mit hoher

Packungsdichte der Empfangselemente zu erstellen. Das Array leistet die schnelle, bildhafte und detailreiche Fehlererfassung.

Zur Detektion ferromagnetischer Kleinpartikel wurde mit dem empfindlichen GMR-Magnetometer NVE AA002-02 eine Streufluss-Messanordnung realisiert. Dank der hohen Messempfindlichkeit des verwendeten GMR-Sensors bei statischen Magnetfeldern konnten einzelne isolierte Teilchen in einem Sensorabstand bis 3 mm noch sicher oberhalb des Rauschpegels nachgewiesen werden.

Eine Messanordnung zur einfachen (zerstörungsfreien) Positionsbestimmung ferritischer Teile hinter einer Stahlabdeckung wurde unter Einsatz des GMR-Gradiometers NVE AB001 realisiert. Dank der hohen Ortsauflösung bei der Feldgradient-Messung konnte die Positionsbestimmung einer Innenscheibe im Innern eines vollständig gekapselten, ca. 1 mm dicken Stahlrohrs mit einer Genauigkeit von besser als $\pm 0,2$ mm erreicht werden.

Bei der Detektion nichtmetallischer Einschlüsse im Feinblech mit dem Streufluss-Verfahren konnten unter Einsatz von GMR-Sensoren verdeckte Fehler mit dem Volumen ab ca. $0,0063 \text{ mm}^3$ (entsprechend der Testbohrung mit dem Bohrlochdurchmesser von 0,2 mm und der Bohrlochtiefe von 0,2 mm) im ferritischen Stahlband der Dicke 0,8 mm sicher nachgewiesen werden. Sowohl in Bezug auf die gezeigte Fehlernachweisempfindlichkeit als auch auf die dabei verwendete erhöhte Sensorabhebung (mehr als 1 mm) weisen die Ergebnisse der realisierten GMR-Streuflussprüftechnik einen deutlichen Fortschritt gegenüber dem Stand der Technik auf.

Die in dieser Arbeit beschriebenen Mess-Experimente und Anwendungen wurden mit GMR-Sensoren von NVE realisiert, die seit 1996 auf dem Markt verfügbar sind. Wegen der Kombination ihrer Hauptmerkmale (Größe, Empfindlichkeit, Linearität und Linearitätsbereich) sind diese Sensoren bis heute eine optimale Wahl für eine Reihe industrieller sowie zFP-Anwendungen. Dank den kleinen Abmessungen der GMR-Sensoren ist es möglich, Sensoranordnungen mit einer hohen Ortsauflösung zu realisieren. Dadurch können neue Anwendungsgebiete für die niederfrequente Wirbelstrom- und Streuflussprüfung (z.B. Prüfung von Mikroelektronik- bzw. Mikromechanikkomponenten) erschlossen werden. Darüber hinaus lassen sich Sensoranordnungen mit kleinerer Baugröße im Vergleich zu Spulen-Sensoren realisieren, die eine bessere Zugänglichkeit bei der Prüfung von Komponenten mit komplexer Geometrie ermöglichen. Bedingt durch Fortschritt bei der Entwicklung moderner Sensor-Technologien (insbesondere AMR, GMR und TMR-Sensoren) ist jedoch zu erwarten, dass in absehbarer Zukunft Sensoren mit weiterhin verbesserten Eigenschaften verfügbar sein werden.

Literatur

- [Altpeter 2002] Altpeter, I.; Becker, R.; Dobmann, G.; Kern, R.; Theiner, W.; Yashan, A.: Robust Solutions of Inverse Problems in Eletromagnetic Non-Destructive Evaluation. - In: Inverse Problems 18 (2002), S. 1907-1921
- [Ando 1991] Ando, S.; Takenaka, M.; Iwanaga, K.; Furukawa, T.; Takekoshi, A.: Magnetic Inspection Apparatus for Thin Steel Strip Having Magnetizer and Detection Coil Within a Hollow Roller Rotated by the Steel Strip. - United States Patent Office, No. US5,235,275, 22.02.1991
- [Atherton 1993] Atherton, D.L.; Mackintosh, D. D.; Sullivan, S. P.; Dubois, J.M.S.; Schmidt, T. R.: Remote-Field Eddy Current Signal Representation. - Materials Evaluation, July 1993, S. 782-789
- [Avrin 1998] Avrin, W. F.; Rempt, R.B.: Detection of Deep Flaws in Aluminium Structure with Magnetoresistive Sensors. - Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 17, 1998
- [Baibich 1988] Baibich, M. N.; Broto, J. M.; Fert, A.; Nguyen Van Dau, F.; Petroff, F.: Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices. - Physical Rewiew Letters, Vol. 61, No. 21, November 1988, S. 2472-2475
- [Baselt 1998] Baselt, D.R.; Lee, G.U.; Natesan, M.; Metzger, S. W.; Sheehan, P.E.; Colton, R.J.: A biosensor based on magnetoresistance technology. - Biosensors & Bioelectronics 13 (1998) 731–739
- [Bassler 1999] Bassler, H.-J.: Wechselverformungsverfahren und verformungsinduzierte Martensitbildung bei den metastabilen austenitischen Stahl X6CrNiTi1810. - Dissertation im Fachbereich Maschinenbau und Verfahrenstechnik der technischen Universität Kaiserslautern, 1999; in: Eifler, D. (Hrsg.): Werkstoffkundliche Berichte, Bd. 6
- [Becker 1980] Becker, R.: Über die Prüfung auf Fehler in metallischen Werkstoffen und Bauteilen mittels eines zerstörungsfreien Mehrfrequenz-Wirbelstrom-Prüfverfahrens. - Dissertation zur Erlangung des Grades des Doktors der Naturwissenschaften der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät der Universität des Saarlandes, Saarbrücken, 1980
- [Becker 1997] Becker, R.; Kröning, M.: Low Frequency Eddy Current Inspection for Surface and Subsurface Defects of the RPV-Cladding by a New DSP Controlled Eddy Current System. - International Conference on NDE in the nuclear and pressure vessels industries; 14, Stockholm 24-26 September 1996, S. 335-340
- [Becker 1998] Becker, R.; Kröning, M.: WS-Prüfungen mit großer Eindringtiefe. - 24. MPA-Seminar, Stuttgart, 7. bis 9. Oktober 1998, S. 25.1-25.18
- [Belleson 1998] Belleson, J.; Grochowski, E.: The era of giant magnetoresistive heads. - <http://www.hitachigst.com/hdd/technolo/gmr/gmr.htm>, Abrufdatum: 03/2008

- [Bender 1998] Bender, J.: Aufbau und modellbasierte Untersuchung der Übertragungs- und Abbildungseigenschaften eines Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskops für die hochauflösende Materialcharakterisierung. - Doktorarbeit an der Universität des Saarlandes, Saarbrücken 1998
- [Binasch 1989] Binasch, G.; Grünberg, P.; Saurenbach, F.; Zinn, W.: Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic interlayer exchange. - *Physical Review*, Vol. 39, No. 7, March 1989, S. 4828-4830
- [Blitz 1997] Blitz, J.: *Electrical and Magnetic Methods of Non-destructive Testing*. - Chapman & Hall, 2nd ed.; London etc. 1997
- [Boll/Overshott 1989] Boll, R.; Overshott, K.J.: Magnetic sensors (Sensors: A comprehensive survey, Vol. 5). - Göpel, W.; Hesse, J.; Zemel, J.N. (Hrsg.), VCH, Weinheim 1989
- [Buckingham 1983] Buckingham, M.: *Noise in Electronic Devices and Systems*. - Wiley & Sons, New York 1983
- [Chaiken 1997] Chaiken, A.: Apparatus and Method for Imaging Metallic Objects Using an Array of Giant Magnetoresistive Sensors. - United States Patent Office, No. US6,124,712, 16.05.1997
- [Cheng/Dodd/Deeds 1971] Cheng, C.C.; Dodd, C.V.; Deeds, W.E.: General Analysis of Probe Coils Near Stratified Conductors. - *International Journal of Nondestructive Testing*, 1971. Vol. 3; pp. 109 - 130
- [Chojecki 2007] Chojecki H.; Nehring J.; Engels H.; Müller-Bollenhagen C.: Ermittlung mechanisch-technologischer Eigenschaften warmumgeformter Automobilstrukturen durch die magnetinduktive Oberwellenanalyse. - In: DGZfP-Jahrestagung 2007 in Fürth, Vortrag 18, Fürth 2007
- [Chomsuwan 2007] Chomsuwan, K.; Yamada, S.; Iwahara, M.: Bare PCB Inspection System With SV-GMR Sensor Eddy-Current Testing Probe. - *IEEE Sensors Journal*, Vol. 7, No. 5, May 2007, S. 890-896
- [Crostack 1983] Crostack, H.-A.; Nehring, J.: Untersuchungen zur Anwendung eines CS-Impulswirbelstromverfahrens zur zerstörungsfreien Prüfung. - *Materialprüfung*, Vol.25 (1983), No. 9, September, S. 306-310
- [Crostack 1998] Crostack, H.-A.; Maaß, M.: Non-destructive Evaluation of Seams of Laser welded Tools using the CS-eddy current technique. - In: *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Juli 1998, S. 2279-2283
- [Dalichaouch 2000] Dalichaouch, Y.; Singsass, A.L.; Putris, F.; Perry, A.R.; Czipott, P.V.: Low frequency electromagnetic technique for nondestructive Evaluation. - *Proceedings of SPIE*, Vol. 3994 (2000), S. 2-9
- [Daughton 1994a] Daughton, J.M.: Weakly Coupled GMR Sandwiches. - *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 30, No. 2, March 1994, S. 364-368
- [Daughton 1994b] Daughton, J.M.; Brown, J.; Chen, E.; Beech, R.; Pohm, A.; Kude, W.: Magnetic Field Sensors Using GMR Multilayer. - *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 30, No. 6, November 1994, S. 4608-4610

- [DIN54140] DIN 54140 Zerstörungsfreie Prüfung; Induktive Verfahren (Wirbelstromverfahren); Teil 1 04.76: Allgemeines; Teil 2 03.84: Begriffe; Teil 3 09.87: Darstellung und allgemeine Eigenschaften von Spulensystemen
- [DIN54142-3] DIN 54142, Teil 3 Wirbelstromprüfung mit Tastspulen: Kontrollverfahren zur Bestimmung der Eigenschaften von Tastspulen für die Fehlerprüfung. - Beuth, Berlin 1/1991
- [Disqué 1996] Disqué, M.; Becker, R.: Neue Anwendungsfelder der Wirbelstromprüfung durch Einsatz einer Prüfelektronik mit großer Signaldynamik und eines Digitalen Signalprozessors (DSP) mit hoher Rechenleistung. - DGZfP-DACH-Jahrestagung 1996 Zerstörungsfreie Materialprüfung; 13.-15. Mai 1996, Lindau, S. 365-372
- [Disqué 1998] Disqué, M.; Becker, R.: Mehrfrequenz-Wirbelstromprüfung geschichteter Strukturen aus Aluminium zum Nachweis und zur Quantifizierung verdeckter Korrosion. - Materials and corrosion 49, 1998, S. 1-8
- [Dobmann 2002] Dobmann, G.; Lang, M.A.: On-Line Monitoring of Fatigue in the LCF and HCF Range by Using Micro-Magnetic NDT at Plain Carbon and Austenitic Stainless Steel. - In: 8th European Conference on Nondestructive Testing (ECNDT) Barcelona, June 17-21, 2002, paper 90
- [Dobmann 2006] Dobmann, G.; Lang, M.; Eifler, D.; Bassler, H.-J.: On-line Fatigue Monitoring of Austenitic Stainless Steel Using a GMR-Sensor. - In: Pavo, J.: Electromagnetic Nondestructive Evaluation V Amsterdam: IOS Press, 2001 (Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics 21)
- [Dogaru 2001] Dogaru, T.; Smith, S.T.: Giant Magnetoresistance-Based Eddy-Current Sensor. - IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 5, September 2001, S. 3831-3838
- [EN13860-2] DIN EN 13860-2 Zerstörungsfreie Prüfung - Wirbelstromprüfung; Kenngrößen von Prüfeinrichtungen und deren Verifizierung - Teil 2: Kenngrößen von Sensoren und deren Verifizierung. - Beuth, Berlin 2003-05
- [foerstergroup.de] Division CT (Produktinformation Magnatest®), <http://www.foerstergroup.de/ct/ct.html>, Abrufdatum: 03.2008
- [Förster 1952-1954] Förster, F.; et al.: Theoretische und experimentelle Grundlagen der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung mit Wirbelstromverfahren. I, II: Zeitschrift für Metallkunde, 43 (1952), S. 163-180; III, IV, V, VI/1, VII: Z. für Metallkde.; 45 (1954), S. 166-193, 197-199, 221-226
- [Förster 1970] Förster, F.M.O.: Eddy Current Testing Systems with Means to Compensate for Probe to Workpiece Spacing. - United States Patent Office, No. US3,611,120, 24.02.1970
- [Förster 1983] Förster, F.: "The First Picture": A Review on the Initial Steps in the Development of Eight Branches of Nondestructive Material Testing. - Materials Evaluation, Vol. 41, Dezember 1983, S. 1477-1488

- [Gaujé 2005] Gaujé P.; Rocher, S.; Yashan, A.; Klein, A.: Assessment of steel inclusions cleanliness by mixed NDT methods. - Report EUR 21729 EN, European Commission, Luxembourg 2005
- [Goktepe 2004] Goktepe, M.; Ege, Y.; Bayri, N.; Atalay, S.: Non-destructive Crack detection using GMI sensor. - phys. stat. sol. (c) 1, No. 12, 2004; S. 3436–3439
- [Granig 2006] Granig, W.; Kolle, Ch.; Hammerschmidt, D.; Schaffer, B.; Reidl, Ch.: Integrated Gigant Magnetic Resistance based Angle Sensor. - IEEE SENSORS 2006, EXCO, Daegu, Korea / October 22-25, 2006, S. 542 - 545
- [Grünberg 1988] Grünberg, P.: Magnetfeldsensor mit ferromagnetischer, dünner Schicht. - Patent- und Markenamt des Bundesrepublik Deutschland, Patentschrift DE 3820475C1, 16.06.1988
- [Hagemaier 1985] Hagemaier, D.J.: Eddy Current Standard Depth of Penetration. - Materials Evaluation, Vol. 43, Oktober 1985, S. 1438-1441
- [Hagemaier 1988] Hagemaier, D.; Bates, B.; Steinberg, A.: On-Aircraft Eddy Current Subsurface Crack Inspection. - Materials Evaluation, Vol. 46, März 1988, S. 518-522
- [Halloran 2007] Halloran, S.; da Silva, F.; Kos, A.; Pappas, D.: Multichannel real-time magnetic imaging system. - SPIE 2007-10-08, S. 10.1117/2.1200710.0879
- [Heptner/Stroppe 1972] Heptner, H.; Stroppe, H.: Magnetische und magnetinduktive Werkstoffprüfung. - 3. Aufl.; VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, Leipzig 1972
- [Hesse 2005] Hesse O.; Pankratyev S.: Usage of Magnetic Field Sensors for Low Frequency Eddy Current Testing. - MEASUREMENT SCIENCE REVIEW, Volume 5, Section 3, 2005.
- [hitachimetals.com] GMR Sensors (Magnetic Encoders): Product Page. - <http://www.hitachimetals.com/product/sensors/gmr/gmr.cfm>, Abrufdatum: 03/2008
- [Honeywell.com] Honeywell Magnetic Sensors (product information). - http://www.ssec.honeywell.com/magnetic/datasheets/hmc1001-2_1021-2.pdf, Abrufdatum: 03/2008
- [Infineon.com] Position & Current Sensing (product information). - <http://www.infineon.com/cms/en/product/channel.html?channel=ff80808112ab681d0112ab69004000c8>, Abrufdatum: 03/2008
- [Jander 2005] Jander, A.; Smith, C.; Schneider, R.: Magneto-resistive Sensors for Nondestructive Evaluation. - Presented at the 10th SPIE International Symposium, Nondestructive Evaluation for Health Monitoring and Diagnostics, Conference 5770, www.nve.com/Downloads/SPIE10_Magneto-resistive_Sensors_for_Nondestructive_Evaluation.pdf, Abrufdatum: 03/2008
- [Jaschan 1995] Jaschan, A.: Numerische Simulation der Wirbelstrommessung mit einer Abtastspule und Lösung des inversen Problems. - Studienarbeit an der Universität des Saarlandes (Fraunhofer-Institut für zerstörungsfreie Prüfverfahren, 950152-TW), Saarbrücken 1995

- [Kaack 2004] Kaack, M.; Nitsche, S.; Orth, T.: Verfahren und Vorrichtung zur zerstörungsfreien Prüfung von Rohren. - Patent- und Markenamt des Bundesrepublik Deutschland, Patentschrift DE 102004035 174A1, 16.07.2004
- [Kataoka 2002] Kataoka, Y.; Wakiwaka, H.; Shinoura, O.: Leakage Flux Testing using a GMR Line Sensor and a Rotating Magnetic Field. - IEEE Transactions on Magnetics, January 2002, S. 800-803
- [Kataoka 2003] Kataoka, Y.; Wakiwaka, H.; Shinoura, O.; Yamagishi, H.: Application of GMR Line Sensor to Eddy Current Testing. - IEEE Transactions on Magnetics, January 2003, S. CQ07
- [Kittel 1971] Kittel, Ch.: An Introduction to Solid State Physics. - J. Wiley & Sons, New York London Sydney Toronto 1971
- [Kloster 2006] Kloster, A.; Kröning, M.; Smorodinsky, J.; Ustinov, V.: A linear magnetic stray flux array based on GMR gradiometers. - Dobmann, G.: Electromagnetic Nondestructive Evaluation (VII), IOS Press, 2006, S. 173-179
- [Kluev 1995] Kluev, V.V.; Sosnin, F.R.; Filinov, V.N. et. al.: Handbuch der Zerstörungsfreien Prüfung und Diagnostik. - Kluev, V.V. (Hrsg.), Maschinostroenie, Moskau 1995;
In Russisch: Ключев В.В.; Соснин Ф.Р.; Филинов В.Н. и др.: Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник. - Под ред. Ключева В.В.; Машиностроение, Москва 1995
- [Krause 1996] Krause, H.-J.; Bousack, H.; Zhang, Y.; Grünekle, M.: Maßnahmen zur Überwindung von Innovationsbarrieren im Bereich der Htst-Sensorik in der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung mittels SQUID. - BMBF Berichts-Nr. BMBF-FB-W-75-03, FZ-Jülich GmbH - Institut für Schicht- und Ionentechnik (ISI), Jülich 1996
- [Kreutzbruck 1998] v. Kreutzbruck, M.; Mück, M.; Baby, U.; Heiden, C.: Detection of deep lying cracks by eddy current SQUID NDE. - Proceedings of 7th ECNDT 98, Vol1, S. 46-52 (1998)
- [Kreutzbruck 2000] v. Kreutzbruck, M.; Allweins, K.; Heiden, C.: Fluxgate-magnetometer for the detection of deep lying defects. - In: Proceedings of 15th WCNDT (2000)
- [Kreutzbruck 2007] v. Kreutzbruck, M.; Bernau, H.; Allweins, K.; Strackbein, C.: Untersuchung zur 3D-Magnetotomographie in der Drahtprüfung mittels hochauflösendem GMR-Wirbelstromprüfsystem. - DGZfP-Jahrestagung 2007 - Poster 62
- [Krichevsky 2007] Krichevsky, A.; Smith, M.J.; Whitman, L.J.; Johnson, M.B.; Clinton, T.W.; Perry, L.L.; Applegate, B.M.; O'Connor, K.; Csonka, L.N.: Trapping motile magnetotactic bacteria with a magnetic recording head. - Journal of Applied Physics, Vol. 101, 2007, S. 014701: 1 - 6
- [Lang 2000] Lang, M.A.: Zerstörungsfreie Charakterisierung des Wechselverformungsverhaltens und der verformungsinduzierten Martensitbildung bei dem austenitischen Stahl X6 CrNiTi 18 10 mittels empfindlicher Magnetfeldsensoren. - Doktorarbeit an der Universität des Saarlandes, Saarbrücken 2000

- [Lebrun 1995] Lebrun, B.; Jayet, Y.; Baboux, J.C.: Pulsed Eddy Current Application to the Detection of Deep Cracks. - *Materials Evaluation*, November 1995, S. 1296-1300
- [Libby 1971] Libby, H.L.: Introduction to electromagnetic nondestructive test methods. - Batelle Memorial Institute / Pacific Northwest Laboratories, Richland, Wiley-Interscience, New York 1971
- [Lo 2003] Lo, C.C.H.; Paulsen, J.A.; Jiles, D.C.: Development of a Magnetic NDE Imaging System Using Magnetoresistive Devices. - *Review of Quantitative Nondestructive Evaluation*, Vol. 22, 09/2003, S. 931-938
- [Mao 2006] Mao, S.; Chen, Y.; Liu, F.; Chen, X.; Xu, B.; Lu P.; Patwari, M.; Xi, H.; Chang, C.; Miller, B.; Menard, D.; Pant, B.; Loven, J.; Duxstad, K.; Li, S.; Zhang, Z.; Johnston, A.; Lamberton, R.; Gubbins, M.; McLaughlin, T.; Gadbois, J.; Ding, D.; Cross, B.; Xue, S.; Ryan, P.: Commercial TMR Heads for Hard Disk Drives: Characterization and Extendibility At 300 Gbit/in². - *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, No. 2, February 2006, S. 97-102
- [McGlone 1997] McGlone, T.D.: Method and Apparatus for Geophysical Exploration Using GMR Sensors. - United States Patent Office, No. US6,037,776, 10.09.1997
- [McLean 1964] MacLean, W.R.: Apparatus for Magnetically Measuring Thickness of Ferrous Pipes. - United States Patent Office, No. US2,573,799, 23.04.1947
- [McMaster 1959] McMaster R.C.: *Nondestructive Testing Handbook*, Vol 2. - Society for Nondestructive Testing, Ronald Press, New York 1959
- [McMaster 1967] McMaster, R.C.; Sisson, D.: Magnetic Reaction Testing Apparatus and Method of Testing Utilizing Semiconductor Means for Magnetic Field Sensing of an Eddy-Current-Reaction Magnetic Field. - United States Patent Office, No. US3,359,495, 13.08.1964
- [McMaster 1986] McMaster, R.; McIntire, P.; Mester, M.L.: *Electromagnetic testing (Nondestructive Testing Handbook, Vol 4)*. - 2nd ed.; American Society for Nondestructive Testing Inc. (ASNT), 1986
- [Mengel 1997] Mengel, S.: *Technologiefrüherkennung, Technologieanalyse, Band 2: XMR-Technologien*. - VDI Technologiezentrum, Düsseldorf 1997.
- [micromagnetics.com] SpinTJ Magnetic Field Sensors (production information). - http://micromagnetics.com/products_mtj_f_s.html, Abrufdatum: 03/2008
- [Mook 2006] Mook, G.; Hesse, H.; Uchanin, V.: Deep Penetrating Eddy Currents and Probes. - In: 9th European Conference on NDT: ECNDT Berlin 2006 ; September 25 - 29, 2006 Berlin (2006), paper 276
- [Moulder 1995] Moulder, J.C.; Kubovich, M.W.; Uzal, E.; Rose, J.H.: Pulsed Eddy-Current Measurements of Corrosion-Induced Metal loss: Theory and Experiment. - *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, Vol. 14, 1995, S. 2065-2072
- [Müller 1975] Müller, E.A.W.: *Handbuch der zerstörungsfreien Materialprüfung*. - Oldenbourg, München 1975, A.51

- [Niese 2006] Niese, F.; Yashan, A.; Willems, H.: Wall-Thickness Measurement Sensor for Pipeline Inspection using EMAT Technology in Combination with Pulsed Eddy Current and MFL. - In: 9th European Conference on NDT: ECNDT Berlin 2006 ; September 25 - 29, 2006 Berlin (2006), paper Tu.3.1.5
- [nobelprize.org] http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2007/, Abrufdatum: 03/2008
- [NVE.com] NVE Corporation GMR Sensor Catalog. - NVE Corporation (Hrsg.) <http://www.nve.com/Downloads/catalog.pdf>, Abrufdatum: 03/2008
- [nxp.com] Magnetoresistive sensors for magnetic field measurement. - http://www.nxp.com/acrobat_download/various/SC17_GENERAL_MAG_2.pdf, Abrufdatum: 03/2008
- [Olson 2003] Olson, E.R.; Lorenz, R.D.: Integrating Giant Magnetoresistive Current and Thermal Sensors in Power Electronic Modules. - IEEE Proc., Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '03, Feb. 2003, Vol.2, S. 773-777
- [OlympusNDT.com] OmniScan MX ECA (product information), <http://www.olympusndt.com/en/omniscan-eca/>, Abrufdatum: 03.2008
- [Orth 2005] Orth, Th.; Kaack, M.; Nitsche, S.; Delhaes, Ch.: Einsatz von neuen Magnetfeldsensoren zur Streuflussprüfung an nahtlosen Stahlrohren. - DGZfP-Berichtsband 94-CD DGZfP-Jahrestagung 2005, Plakat 40 2.-4. Mai, Rostock
- [Pávó 1996] Pávó, J.; Miya, K.: Optimal Design of Eddy Current Testing Probe Using Fluxset Magnetic Field Sensors. - IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 12, No. 3, May 1996, S. 1597-1600
- [Plotnikov 2003] Plotnikov, Y.A.; Batzinger, T.J.; Nath, S.C.; Dewangan, S.K.; Lester, C.S.; Herd, K.G.; Rose, C.W.: Pulsed Eddy Current Sensor Probes and Inspection Methods. - United States Patent Office, No. US2004/0245997 A1, 03.12.2003
- [Plotnikov 2007] Plotnikov, Y.A.; Bantz, W.J.; Hansen, J.P.: Enhanced Corrosion Detection in Airframe Structures Using Pulsed Eddy Current and Advanced Processing. - Materials Evaluation, Apr. 2007, S. 403-410
- [Pohm 1995] Pohm, A.V.; Daughton, J.M.; Brown, J.; Beech, R.: The Architecture of a Highperformance Mass Store with GMR Memory Cells. - IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 6, November 1995, S. 3200-3202
- [Porter 2001] Porter, M.D.; Ni, J.; Dawson, G.B.; Shinar, R.; Lipert, R.J.; Granger, M.C.; Tondra, M.: Method and Apparatus for Magnetoresistive Monitoring of Analytes in Flow Streams. - United States Patent Office, No. US6,736,978, 13.12.2001
- [PPSA-online.com] Buyers' Guide and Directory of Members. - <http://www.ppsa-online.com/PPSADirectory08.pdf>, Abrufdatum: 04/2008
- [Rempt 2002] Rempt, R.: Scanning with Magnetoresistive Sensors for Subsurface Corrosion. - Review of Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 21, 2002, S. 1771-1778

- [Ricken 2001] Ricken, W.; Liu, J.; Becker, W.-J.: GMR and eddy current sensor in use of stress measurement. - *Sensor and Actuators A91* (2001), S. 42-45
- [Ripka 2001] Ripka, P.: *Magnetic Sensors and Magnetometers*. - Artech House, Boston London 2001
- [Sabbagh 1994] Sabbagh, H.A.: *Nondestructive Evaluation: Computer modeling of eddy-current*. - *IEEE Potentials*, 1994, Vol.13 Issue 5, S. 35-38
- [Schmidt 1984] Schmidt, T.R.: *The Remote Field Eddy Current Inspection Technique*. - *Materials Evaluation*, Vol. 42, Feb. 1984, S. 225-230
- [Schneider 2007] Schneider, M.; Schneider, R.; Stankevic, V.; Balevicius, S.; Zurauskiene, N.: *Highly Local Measurements of Strong Transient Magnetic Fields During Railgun Experiments Using CMR-Based Sensors*. - *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, No. 1, January 2007, S. 370-375
- [Schrag 2006] Schrag, B.D.; Liu, X.Y.; Hoftun, J.S.; Klinger, P.L.; Levin, T.M.; Vallett, D.P.: *Magnetic current imaging with magnetic tunnel junction sensors: case study and analysis*. - *Proceedings of the 2006 International Symposium for Testing and Failure Analysis*, 2006
- [Sensitec.de] Sensitec GmbH GF705 Magneto Resistive Magnetic Field Sensor: Preliminary data sheet. - http://www.sensitec.com/en/deposit/0705%20001%2000%2000%2000%20DPS%2003.pdf?msie_bug_me_not=1206721407, Abrufdatum: 03/2008
- [Shay 2001] Shay, I.; Goldfine, N. J.; Washabaugh, A. P.; Schlicker, D. E.: *Magnetic Field Sensor Having a Switchable Drive Current Spatial Distribution*. - United States Patent Office, No. US6,992,489, 08.11.2001
- [Simonyi 1993] Simonyi, K.: *Theoretische Elektrotechnik*. - 10. Aufl.; Barth, Ed. Dt. Verl. der Wiss.; Leipzig Berlin Heidelberg 1993
- [Smith 2003] Smith, C.H.; Schneider, R.W.; Dogaru, T.; Smith, S.T.: *Eddy-Current Testing with GMR Magnetic Sensor Arrays*. - *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, Vol. 2323, 2003, S. 406-413
- [So 1995] So, M.H.; Nicholson, P.I.; Meydan, T.; Moses, A.J.: *Magnetic Domain Imaging in Coated Silicon-Iron Using Magnetoresistive Sensors*. - *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 31, No. 6, November 1995, S. 3370-3372
- [Stepinski 2002] Stepinski, T.: *Deep penetrating eddy current for detection voids in copper*. - In: *8th European Conference on Nondestructive Testing (ECNDT) Barcelona, June 17-21, 2002*, paper 74
- [Stoer 1980] Stoer, J.; Bulirsch, R.: *Introduction to numerical analysis*. - Springer, New York Heidelberg Berlin 1980
- [Sun 1996] Sun, Y.S.; Udpa, S.; Lord, W.; Cooley, D.: *A Remote Field Eddy Current NDT Probe for the Inspection of Metallic Plates*. - *Materials Evaluation*, Apr. 1996, S. 510-512

- [Sun 1997] Sun, Y.S.; Lord, W.; Udpa, S.; Lua, S.K.; Ng, K.H.; Nath, S.: Thick-Walled Aluminum Plate Inspection Using Remote Field Eddy Current Techniques. - Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 16, 1997, S. 1005-1013
- [Teterko 1980] Teterko, A.Ya.; Uchanin, V.N.; Krichevets, Yu.M.; Grabskij, Yu.S.: Wirbelstrom-Wandler. - Staatliches Patentamt der UdSSR, Patent Nr. SU868555, 28.01.1980.
In Russisch: Тетерко, А. Я.; Учанин, В.Н.; Кричевец, Ю. М.; Грабский, Ю. С.: Вихретоковый преобразователь. - Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий, Патент-№ SU-868555, 28.01.1980 Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий, Патент-№ SU-868555, 28.01.1980
- [Theiner 1989] Theiner, W.A.; Reimringer, B.; Kopp, H.; Gessner, M.: The 3MA-testing Equipment, Application Possibilities and Experiences. - In: Nondestructive Characterization of Materials III, Springer, Berlin Heidelberg New York 1989, S. 699 - 706
- [Tiernan 1997] Tiernan, T.C.; Jarratt, R.L. Jr.: Giant Magnetostrictive Sensors and Sensors Arrays for Detection and Imaging of Anomalies in Conductive Materials. - United States Patent Office, No. US6,150,908, 18.09.1997
- [Uchanin 1990] Uchanin, V.N.; Grabskij, Yu.S.: Wirbelstrom-Wandler. - Staatliches Patentamt der UdSSR, Patent Nr. SU-1767409, 19.07.1990.
In Russisch: Учанин, В.Н.; Грабский, Ю. С.: Вихретоковый преобразователь. - Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий, Патент-№ SU-1767409, 19.07.1990 Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий, Патент-№ SU-1767409 A1, 19.07.1990
- [Udpa 2004] Udpa S.S.; Moore P.O.: Electromagnetic testing (Nondestructive Testing Handbook, Vol 5). - 3rd ed.; American Society for Nondestructive Testing Inc. (ASNT), 2004
- [Vacher 2006] Vacher, F.; Gilles-Pascaud, C.; Decitre, J.M.; Fermon, C.; Pannetier, M.: Non Destructive Testing with GMR Magnetic Sensor Arrays. - ECNDT 2006 - Tu.4.4.2
- [Vacher 2007] Vacher, F.; Alves, F.; Gilles-Pascaud, C.: Eddy current nondestructive testing with giant magneto-impedance sensor. - NDT&E International 40 (2007), S. 439–442
- [Verweerd 2007] Verweerd A.J.: Performance Analysis and Characterisation of a new Magneto-Electrical Measurement System for Electrical Conductivity Imaging. - Doktorarbeit an der Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität Bonn, 2007
- [Waidelich 1970] Waidelich, D.C.: Pulsed Eddy Currents. - In: Research techniques in nondestructive testing. Vol. 1. - Sharpe, R. (Hrsg.), Academic Press, London, New York 1970; S. 383-416
- [Ward 1998] Ward III, W.W. ; Moulder, J.C.: Low Frequency, Pulsed Eddy Currents for Deep Penetration. - Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 17, 1998, S. 291-298

- [Weber 2000] Weber, W.; Feiste, K.L.; Siebert, G.; Reimche, W.; Stegemann, D.; Lucht, B.: Remote field eddy current technique for the inspection of thickwalled austenitic pipes. - EPRI, Proceedings of the second international conference on NDE in relation to structural integrity for nuclear and pressurized components, 24.-26. Mai 2000, New Orleans, Louisiana, USA, Band 2, S. B203-B218
- [Weber 2002] Weber, W.: Zerstörungsfreie Prüfung dickwandiger austenitischer Rohre und Rohrbögen mit fortschrittlicher Wirbelstromtechnik. - Doktorarbeit an der Universität Hannover, Hannover, 2002
- [Wikswow 1995] Wikswow, J.P. Jr.: SQUID Magnetometers for Biomagnetism and Nondestructive Testing: Important Questions and Initial Answers. - IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 5, No. 2, June 1995, S. 74-120
- [Winchesky 1999] Wincheski, B.; Namkung, M.: Development of Very Low Frequency Self-Nulling Probe for Inspection of Thick Layered Aluminum Structures. - Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 18, 1999, S. 1177-1184
- [Winchesky 2000] Wincheski, B.; Namkung, M.: Deep Flaw Detection With Giant Magnetoresistive (GMR) Based Self-Nulling Probe. - Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, CP509, 2000
- [Winchesky 2002] Wincheski, B.; Namkung, M.; Perey, D.; Scales, E.; Louie, R.: Development of Giant magnetoresistive Inspection System for Detection of Deep Fatigue Cracks under Airframe Fasteners. - Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 21, 2002, S. 1007-1014
- [Wittig 1977] Wittig, G.: Zur Anwendung des Impuls-Wirbelstromverfahrens in der zerstörungsfreien Prüfung. - Materialprüfung, Vol. 19 (1977), No. 9 1997, S. 365-370
- [Wolter 2001] Wolter, B.: ¹H-NMR-Verfahren in Aufsatztechnik zur zerstörungsfreien Charakterisierung zementgebundener und organischer poröser Werkstoffe. - Doktorarbeit an der Universität des Saarlandes, Saarbrücken 2001
- [Yashan 1998] Yashan, A.; Becker, R.; Disqué, M.: Ein modernes Mehrfrequenz-Wirbelstromgerät: Anwendung zur Fehlerbestimmung an austenitischen Schweißverbindungen und Härtebestimmung in Stählen. - Internationale Konferenz-Ausstellung "Moderne Geräte, Werkstoffe und Technologien für technische Diagnostik und zerstörungsfreie Prüfung in der Industrie. Bauelemente und Zubehör für ZfP-Geräte", März, 1998, Charkov, S. 370-383
- [Yashan 2000] Yashan, A.; Becker, R.; Dobmann, G.: Use of GMR-Sensors for Eddy Current Testing. - International Workshop on Electromagnetic Nondestructive Evaluation; 6.; June 2000, Budapest, In: Electromagnetic Nondestructive Evaluation (V), S. 187-193

- [Yashan 2001] Yashan, A.; Becker, R.; Dobman, G.; Theiner, W.: Anwendungsbeispiele magnetoresistiver (GMR) Sensoren in elektromagnetischen Verfahren der zerstörungsfreien Prüfung
In Russisch: Примеры применения магниторезистивных (GMR) датчиков для электромагнитных методов неразрушающего контроля. - In: Physikalische Verfahren der zerstörungsfreien Prüfung (Konferenzband), 12.-16.02.2001, Slavske, Ukraine.
- [Yashan 2002] Yashan, A.; Becker, R.; Klein, A.: Detection of Small Inclusions in Thin Steel Sheets by Magnetic Flux Leakage Technique. - In: 8th European Conference on Nondestructive Testing (ECNDT) Barcelona, June 17-21, 2002, paper 95
- [Yashan 2006] Yashan, A.; Bisle, W.; Meier, T.: Inspection of Hidden Defects in Metal-Metal Joints of Aircraft Structures using Eddy Current Technique with GMR Sensor Array. - In: 9th European Conference on NDT: ECNDT Berlin 2006 ; September 25 - 29, 2006 Berlin (2006), Paper Tu.4.4.4

Eidesstattliche Versicherung

Hiermit versichere ich an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form in einem Verfahren zur Erlangung eines akademischen Grades vorgelegt.

André Yashan

Saarbrücken, den 19. November 2008