

Inaugural-Dissertation zur Erlangung des
Doktorgrades der Naturwissenschaften im Fach Physik

**Echtzeitfähiges Prüfverfahren
zur Schweißnahtkontrolle an
Aluminium-Bauteilen mittels
magnetoresistiver Sensoren**

vorgelegt von

Kai Allweins

aus Bad Hersfeld

Institut für Angewandte Physik der Justus-Liebig-Universität Gießen

— November 2005 —

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Schweißnahtverbindungen in der Industrie	9
2.1	Aluminium-Schweißapplikationen	9
2.2	Schweißverfahren	11
2.2.1	MIG/MAG-Schweißen	12
2.2.2	WIG-Schweißen	13
2.2.3	WP-Schweißen	13
2.2.4	Elektronenstrahlschweißen	13
2.2.5	Laserstrahlschweißen	15
2.3	Schweißfehler	18
2.3.1	Anreicherung von Fremdstoffen in der Schweißnaht	18
2.3.2	Mangelhaftes Durchschweißen, ungleichmäßige Schweißraupe	19
2.3.3	Kerben und Löcher	19
2.3.4	Einschlüsse	19
2.3.5	DIN EN 13919–2	20
3	Detektion von Defekten in Schweißnahtverbindungen	21
3.1	Röntgenverfahren	22
3.2	Ultraschallprüfung	23
3.3	Wirbelstromprüfung	24
3.3.1	Wirbelstrom-Erzeugung	25
3.3.2	Wirbelstrom-Messung	28
3.3.3	Kompensation des Anregungsfeldes am Ort des Sensors	34
3.3.4	Störeinflüsse bei der Wirbelstromprüfung	35
4	AMR-Sensoren	39
4.1	Ferromagnetische Materialien im Magnetfeld	40
4.2	AMR-Effekt	41
4.3	Energieverhältnisse dünner ferromagnetischer Schichten	41

4	<i>Inhaltsverzeichnis</i>	
4.4	Materialeigenschaften dünner MR-Schichten	43
4.5	Zweistrommodell von Mott	45
4.6	Temperaturabhängigkeit	45
4.7	Linearisierung	46
4.8	Rauschverhalten	46
5	Finite-Elemente-Simulationen	47
5.1	Mathematische Grundlagen zur Finite-Elemente-Methode	48
5.1.1	Methode der gewichteten Residuen	49
5.1.2	Methode der kleinsten Quadrate	50
5.1.3	Galerkin-Verfahren	51
5.1.4	Finite Elemente	51
5.1.5	Statisches Randwertproblem	53
5.1.6	Formulierungen für elektromagnetische Randwertprobleme	55
5.1.7	Wirbelstromproblem	58
5.1.8	Vergleich mit anderen Diskretisierungsverfahren	58
5.2	Simulation von Defekten in Aluminium-Schweißnähten	61
5.2.1	Poren	62
5.2.2	Risse	70
5.2.3	Fremdanreicherungen	71
5.3	Semi-analytische Magnetfeldberechnung	72
5.3.1	Simulation von kugelförmigen Einschlüssen	72
5.3.2	Einschlußmaterial	73
5.3.3	Abstand zwischen Sensor und Einschluß	75
5.3.4	Einschlußvolumen	76
5.3.5	Formel für die Feldstärke eines kugelförmigen Einschlußes	77
5.3.6	Wechselstromfall	78
6	Aufbau eines Meßsystems zur Schweißnahtprüfung	79
6.1	Aufbau des Wirbelstromprüfstandes	79
6.1.1	Wirbelstromerzeugung	81
6.1.2	Lock-In-Verstärker	82
6.1.3	Verfahreinheit	82
6.2	Verwendete AMR-Sensorik	83
6.2.1	Lokale Sensor-Positioniereinheit	87
6.3	Meßsoftware	88
6.4	Prüfteile	90
6.4.1	Spannvorrichtung	90

<i>Inhaltsverzeichnis</i>	5
7 Messungen und Ergebnisse	91
7.1 Schweißnahtfindung und Nahtverfolgung	91
7.1.1 Konventionelle Technik (optisch)	92
7.1.2 Elektromagnetische Nahtfindung und Nahtverfolgung	92
7.2 Wirbelstrom-Messungen an Schweißnähten	98
7.2.1 Optimale Anregungsfrequenzen	98
7.2.2 Mehrkanal-Auslese	99
7.2.3 Intakte Schweißnaht	103
7.2.4 Einfluß der Oberflächentopologie	105
7.2.5 Fehlerbehaftete Schweißnähte	110
7.2.6 Referenzdefekte	113
7.2.7 Mustererkennung	118
7.2.8 Vergleich mit alternativer Magnetosensorik	121
7.2.9 Weitere Schweißnahtproben	122
8 Zusammenfassung und Ausblick	125
9 Anhang	127
Abbildungsverzeichnis	133
Tabellenverzeichnis	135
Literaturverzeichnis	136
Danksagung	143

Kapitel 1

Einleitung

Im Bauwesen, in der Automobilindustrie sowie in der Luftfahrtindustrie nimmt das Schweißen als Füge­technik von Bauteilen einen hohen Stellenwert ein. Aufgrund der Vorteile des Laserschweißens, wie lokale Wärmeerbringung, weniger Nacharbeit und die Fähigkeit des Tief­schweißens, wird diese Technologie in Zukunft Fertigungsprozesse maßgeblich mitbestimmen. Als Werkstoffe werden unter anderem Stahl und Aluminium verwendet, wobei Aluminium als Leichtmetall eine immer größer werdende Rolle im Transportwesen zukommt.

Für produzierende Unternehmen ist die Automatisierung in der Fertigungstechnik für eine erhöhte Produktivität und eine verbesserte Qualitätssicherung zwingend notwendig und stellt eine wichtige Grundlage ihrer Wettbewerbsfähigkeit dar. Aufgrund einer zunehmenden Zertifizierung der Unternehmen (ISO 9000 ff.) hat sich eine kostengünstige Prüfung aller hergestellter Bauteile in vielen Produktionsketten als erforderlich erwiesen. In der Vergangenheit wurden Bauteile meist nur stichprobenartig – oft nur mittels einfacher Sichtprüfung – auf ihre Funktionalität hin geprüft. Ein besonders großes Automatisierungspotential ist daher in der Qualitätssicherung vorhanden.

Die Sichtprüfung ermöglicht ein grobes Aussortieren von Bauteilen, welche fehlerhafte Schweißverbindungen aufweisen. Für die automatisierte, zerstörungsfreie Inspektion von Schweißnähten können die Wirbelstromprüfung, die Ultraschallprüfung sowie die Durchstrahlungsprüfung mittels Röntgenstrahlen eingesetzt werden. Von diesen dreien hat sich das Röntgenverfahren als die bislang zuverlässigste Methode etabliert. Die Röntgenprüfung eignet sich aufgrund ihrer Funktionsweise hauptsächlich für eine nachträgliche Inspektion von Bauteilen. Es besteht jedoch der Nachteil, daß eine Integration in den Fertigungsprozeß („Online-Prüfung“) nur in seltenen Ausnahmefällen möglich ist. Dies ist bedingt durch sicherheitstechnische (Strahlung) und handhabungstechnische Schwierigkeiten (Zugänglichkeit des Werkstückes). Röntgenprüfstände sind zudem mit hohen Investitionskosten verbunden. Aktuell ist in der Fertigung noch keine ausgereifte Technik entwickelt worden, die ein breites Spektrum von möglichen Schweißfehlern bereits während des Fertigungsprozesses vollständig detektieren kann, und dabei gleichzeitig den Prüfaufwand kosteneffizient hält.

In dieser Arbeit wird ein Meßsystem vorgestellt, welches das elektromagnetische Wirbelstromverfahren zur Fehlerdetektion in Schweißnähten ausnutzt und auch in-situ in der Fertigung eingesetzt werden kann. Die Detektion von Mikro-Defekten in Schweißnähten erfordert ein Sensorsystem mit im Vergleich zum Materialfehler ähnlichen Abmessungen, um Defektsignaturen mit hinreichender Genauigkeit örtlich aufzulösen. Bislang werden in der elektromagnetischen

Werkstoffprüfung praktisch ausschließlich Spulensysteme verwendet. Diese verlieren aber bei geringen Abmessungen zur verbesserten Ortsauflösung sowie bei niedrigen Anregungsfrequenzen, wie sie für die Detektion von tiefliegenden Defekten benötigt werden, deutlich an Feldempfindlichkeit.

Trotz der Einschränkungen, die ein auf Meßspulen basiertes Wirbelstromprüfsystem mit sich bringt, hat alternative Magnetosensorik erst spät den Einzug in die Wirbelstromprüfung gefunden. In den 80er Jahren wurde aufgrund der hohen Feldempfindlichkeit von SQUIDs ein möglicher Einsatz dieser Sensoren in der zerstörungsfreien Prüfung untersucht [G.B. Donaldson]. Erste Prototypen eines Wirbelstromprüfstandes auf SQUID-Basis wurden zu Beginn der 90er Jahre realisiert [W.N. Podney, J.P. Wikswow Jr.] und stetig für verschiedene Prüfaufgaben weiterentwickelt [M. von Kreutzbruck, M. Mück]. Ansätze, magnetoresistive (MR) Sensoren in der Materialprüfung einzusetzen, wurden erst in den letzten Jahren verfolgt [W.F. Avrin]. Prinzipiell eignen sich viele MR-Effekte, TMR (Tunnel-), GMR (Giant-) und AMR (Anisotropic-Magneto-Resistance), zum Aufbau eines MR-Sensors für die Wirbelstromprüfung. Obgleich den MR-Effekten unterschiedliche physikalische Mechanismen zugrunde liegen, existieren kaum qualitative Unterschiede bei der Implementierung dieser Sensoren in einen Wirbelstromprüfstand.

AMR-Sensoren eignen sich für viele Applikationen der zerstörungsfreien Materialprüfung aufgrund eines hohen Produktes aus erzielbarer Ortsauflösung und Feldempfindlichkeit. Fordert man aus Gründen der Ortsauflösung für die Schweißnahtprüfung eine aktive Sensorfläche von $100 \mu\text{m}^2$, so können mit AMR-Sensoren Feldempfindlichkeiten von besser als $1 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$ erzielt werden. Aus dem Pool der restlichen Magnetosensoren (Hall-Sensor, Fluxgate etc.) bieten nur noch SQUIDs bei gleicher Ortsauflösung eine höhere Feldempfindlichkeit. Eine Ortsauflösung von $100 \mu\text{m}$ ist bei SQUIDs aufgrund der notwendigen Kühlung aber nur mit hohem Aufwand realisierbar.

In dem hier vorgestellten Meßsystem ist ein Linien-Array aus AMR-Sensoren integriert. Ein Linien-Array erfaßt – im Gegensatz zu einem Einzelsensor – während einer Wirbelstromprüfung die komplette Breite der Schweißnaht. Über eine Verknüpfung vieler einzelner Sensordaten des Linien-Arrays kann so, selbst bei sehr schnellem Messen, in-situ ein Bild der Unregelmäßigkeiten in einer Schweißnaht ermittelt werden.

Neben den Eigenschaften des Magnetfeldsensors können weitere Einflüsse die Nachweisempfindlichkeit des Systems beeinflussen. Bei der Wirbelstromprüfung von Schweißnähten können Schwankungen in der Oberflächentopologie der Naht („Schweißbraupe“) eine signifikante Störquelle darstellen. Es ist ein Anliegen dieser Arbeit, auch den Einfluß solcher und anderer Störquellen im Meßsignal zu bestimmen und gegebenenfalls vom Meßsignal zu subtrahieren, um Fehlinterpretationen bei der Detektion kleinster Defekte zu verhindern. In dieser Arbeit werden Vorgehensweisen vorgestellt, die es ermöglichen, dieser Problematik erfolgreich zu begegnen.

Abschließend ist bei der Schweißnahtprüfung eine automatische Nahtfindung wünschenswert, die ein aufwendiges Programmieren der Steuerung komplett ersetzt. Das Meßsystem ist mit einem Nahtverfolgungssystem ausgestattet, das wie die Fehlerdetektion auf der Wirbelstrommethode basiert. Dieses wird aufgrund seiner Funktionsweise nicht wie die bislang industriell eingesetzten optischen Systeme durch Oberflächenverschmutzungen oder Dämpfe beeinträchtigt, die beim Schweißen entstehen können. Im vorgestellten Meßstand können Nahtfindung, Nahtverfolgung und Nahtprüfung mit nur einem Magnetfeldsensor durchgeführt werden.

Kapitel 2

Schweißnahtverbindungen in der Industrie

Inhaltsverzeichnis

2.1	Aluminium-Schweißapplikationen	9
2.2	Schweißverfahren	11
2.2.1	MIG/MAG-Schweißen	12
2.2.2	WIG-Schweißen	13
2.2.3	WP-Schweißen	13
2.2.4	Elektronenstrahlschweißen	13
2.2.5	Laserstrahlschweißen	15
2.3	Schweißfehler	18
2.3.1	Anreicherung von Fremdstoffen in der Schweißnaht	18
2.3.2	Mangelhaftes Durchschweißen, ungleichmäßige Schweißraupe	19
2.3.3	Kerben und Löcher	19
2.3.4	Einschlüsse	19
2.3.5	DIN EN 13919-2	20

2.1 Aluminium-Schweißapplikationen

Aluminium erlangte in den letzten Jahren aufgrund seiner physikalischen Vorzüge wie geringes Gewicht, Festigkeit und Korrosionsbeständigkeit in verschiedensten Industriezweigen als Werkstoff immer mehr an Bedeutung. Insbesondere im Verkehrswesen (Automobilindustrie, Luftfahrt, Schienenverkehr und Schiffbau) ist eine große Nachfrage nach dem Werkstoff Aluminium zu verzeichnen (siehe Abb. 2.1). Ebenso steigt der Stellenwert von Aluminium im Druckbehälter- und Rohrleitungsbau, da der Werkstoff neben der hohen Korrosions- und Witterungsbeständigkeit auch eine Undurchlässigkeit für Gase und Flüssigkeiten aufweist.

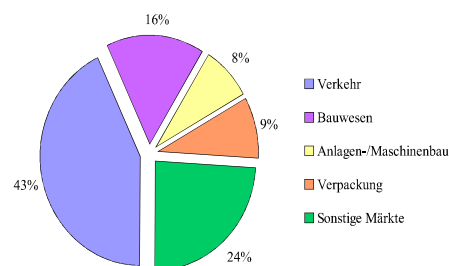


Abbildung 2.1: Absatzmärkte 2003 für Aluminiumprodukte in DE [1].

Als Aluminium-Schweißapplikation aus dem Verkehrswesen sei das Schweißen von Versteifungsprofilen für den Flugzeugbau dargestellt. Der deutsche EADS-Airbus-Ableger hat ein angepasstes Verfahren basierend auf Laserstrahlschweißung entwickelt. Dabei wird bei der Herstellung der Rumpfschalen von Flugzeugflügeln die Aluminium-Außenhaut des Flugzeugs direkt mit den Längsversteifungen, „Stringer“ genannt, verschweißt und nicht mehr durch Nietverbindungen in die Außenwand eingebracht.

Dieses Verfahren, für das EADS-Airbus der Deutsche Innovationspreis 1999 verliehen wurde, reduziert das Gewicht der Komponenten um 10% und stellt damit einen Beitrag zur Treibstoffeinsparung im Luftverkehr dar. Zudem werden die Herstellungskosten der Rumpfschalen um bis zu 20% durch diese Applikation gesenkt sowie eine höhere Bearbeitungsgeschwindigkeit erzielt. Ein Airbus A340 besteht zu rund 65% aus Aluminiumlegierungen.

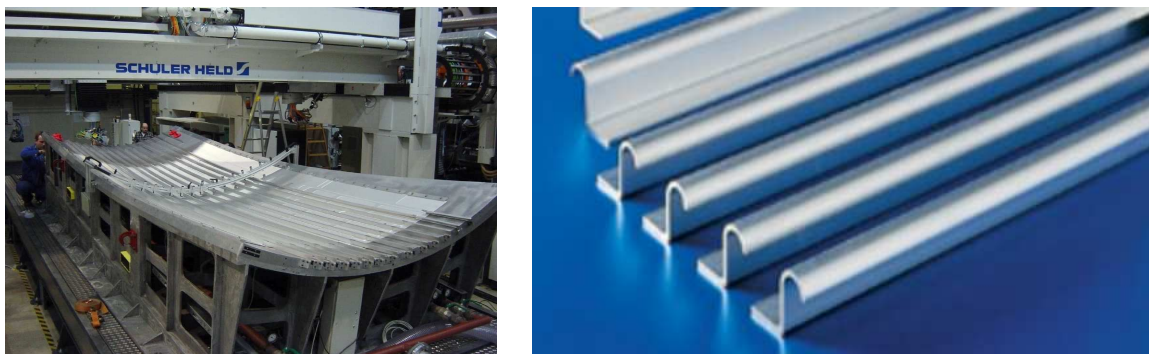


Abbildung 2.2: Links: Laserstrahl-Schweißanlage mit sphärischem Rumpfteil und aufgeschweißten Stringern auf einer Schweißstützschale [2]. Rechts: Stringer-Profile aus Aluminium.

Aluminium-Schweißapplikationen besitzen darüber hinaus Bedeutung bei der Entwicklung von Fahrzeugen der Leichtbauweise. Unter anderem die Automobilindustrie setzt Aluminium als gewichtseinsparenden Werkstoff ein. Um 2/3 leichter als Stahl, eignet sich Aluminium für den Bau von Fahrzeugen wie PKW, LKW-Aufbauten, Container, aber auch beispielsweise für den Bau von Motorblöcken. Schweißen stellt gerade im Automobilbau das gängige Fügeverfahren dar.

Bei Straßenfahrzeugen führt das geringe Gewicht zu bedeutenden Kraftstoffeinsparungen: Durch den Einsatz von Aluminium können bei Karosserien und Komponenten bis zu 50% Gewicht gegenüber Stahl eingespart werden (zum Vergleich: Ein Audi A2 wiegt 895 kg und damit etwa 150 kg weniger als vergleichbare Fahrzeuge der Kompaktklasse mit Stahl-Karosserie). Eine Reduktion des Gewichts um 100 kg spart ca. 6 Liter Treibstoff auf 1000 km, wodurch auch die Schadstoffemissionen entsprechend verringert werden.

Neue PKW enthalten zur Zeit durchschnittlich 65 kg Aluminium, was rund fünf Prozent des Fahrzeuggewichts (~ 1300 kg) entspricht. Die European Aluminium Association (EAA) prognostiziert für 2015 die vierfache Menge Aluminium in jedem PKW, die Autohersteller rechnen mit einer Steigerung des Aluminiumanteils um das dreifache auf 15%.

2.2 Schweißverfahren

Es ist nicht die Absicht und Aufgabe dieser Arbeit, eine umfassende Einführung in das Verbindungsschweißen zu geben. Es werden aber auf den folgenden Seiten grundlegende Hinweise über die wichtigsten Schweißverfahren gegeben, soweit sie für die während der Promotionszeit untersuchten Prüfteile von Bedeutung sind. Eine allgemeine Übersicht (Schweißen, Begriffe, Einteilung der Schweißverfahren) enthält die DIN 1910. Detailliertere Informationen finden sich in [3]-[5].

• Verbindungsschweißen

Beim Verbindungsschweißen werden Werkstücke durch Schweißnähte unlösbar zu einem instandhaltungsfreundlichen Schweißteil zusammengefügt. Schweißverbindungen sind vorzugsweise geeignet

- für ein kostengünstiges Verbinden von Einzelstücken bis hin zu großen Abmessungen
- zum Einsatz bei hohen Umgebungstemperaturen
- für dichte Fugstellen
- zum Übertragen von Kräften und Momenten (Torsions- oder Biegemomente).

Man unterscheidet im wesentlichen zwei Schweißverfahren:

1. Das **Preßschweißen**, welches die zu verbindenden Werkstücke unter Einsatz von Kraft ohne bzw. mit Zusatzwerkstoff verbindet. Ein örtlich begrenztes Erwärmen kann bei einigen Verfahren das Schweißen erleichtern.
2. Das **Schmelzschweißen**, bei dem Werkstücke durch lokales Schmelzen und anschließendes Erstarren ohne äußere Krafteinwirkung miteinander verbunden werden. Das Schmelzschweißen kann sowohl mit als auch ohne Zusatzwerkstoff erfolgen.

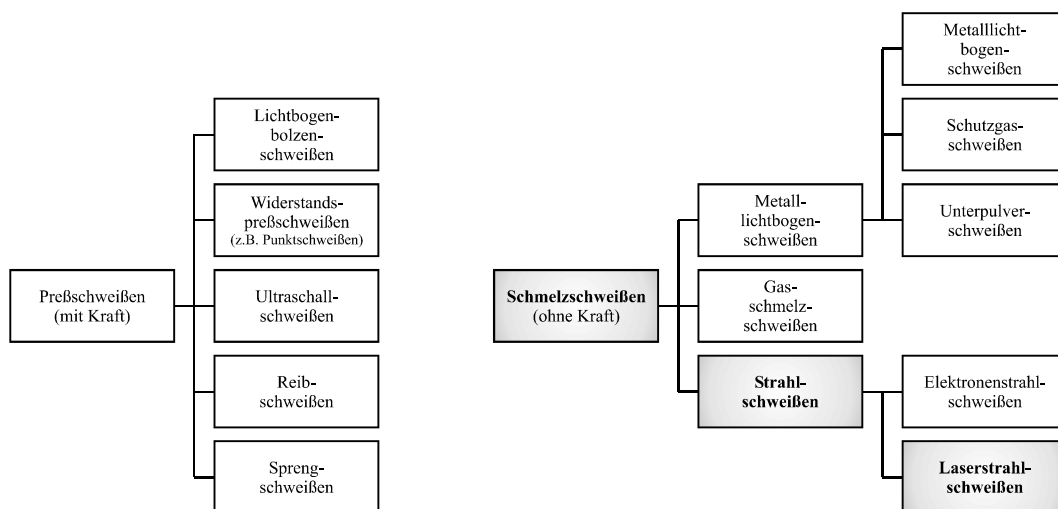


Abbildung 2.3: Übersicht industrieller eingesetzter Schweißverfahren.

Preßschweißverfahren zeichnen sich durch Wirtschaftlichkeit aus; bei den Schmelzschweißverfahren hängen die Anlagenkosten vom eingesetzten Verfahren ab. Abbildung 2.3 gibt eine Übersicht über die industriell am häufigsten eingesetzten Preßschweiß-/Schmelzschweißverfahren.

Bei den in dieser Arbeit untersuchten Prüfteilen handelt es sich ausnahmslos um laserstrahlgeschweißte Prüfteile. Aus diesem Grund wird im folgenden nicht weiter auf das Preßschweißen eingegangen, sondern nur die gängigsten Schmelzschweißtechniken mit Schwerpunkt auf dem Laserstrahlschweißen erläutert.

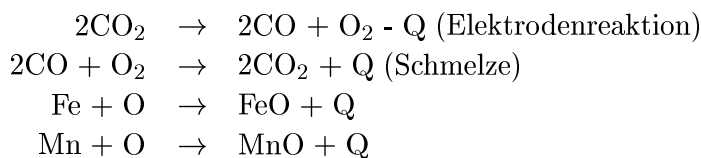
• Schmelzschweißverfahren

2.2.1 MIG/MAG-Schweißen

MIG: Metall-Inert-Gas-Schweißen / MAG: Metall-Aktiv-Gas-Schweißen

Das MIG/MAG-Schweißen ist ein industriell weit verbreitetes Schweißverfahren. Es handelt sich um ein Schmelzschweißverfahren unter einer Gasatmosphäre. Beim MIG/MAG-Schweißen brennt ein Lichtbogen[†] zwischen einer Drahtelektrode und dem zu verschweißenden Werkstück. Die Drahtelektrode wird dabei als zusätzlicher Stoff dem Werkstück zugeführt und im Lichtbogen geschmolzen. Ein Schutz- bzw. Aktivgas[‡] umströmt permanent die Drahtelektrode und dient dem Schutz der Schmelze vor der Atmosphäre und der Beeinflussung vieler Schweißparameter, wie zum Beispiel der Art des Werkstoffübergangs, der Stabilität des Lichtbogens[§], dem Flüssigkeitsgrad der Schmelze sowie der Rauch- und Schadstoffentwicklung.

Beispiel: MAG-Schweißen mit Kohlendioxid als Aktivgas. Das Kohlendioxid ist an Reaktionen zur Wärmebildung (Rekombinationswärme) direkt, das heißt „aktiv“ beteiligt:



Das MIG/MAG-Schweißen wird beim Verbindungsschweißen von Stählen, Aluminium, Kupfer und deren Legierungen angewendet. Potentielle Anwendungen sind unter anderem das Schweißen von Dünnschichten, wie sie beispielsweise im Karosseriebau eingesetzt werden.

Wesentliche Vorteile des MIG/MAG-Schweißens sind:

- hohe Verfahrenssicherheit
- keine bzw. sehr geringe Schlackenbildung
- große Abschmelzleistung.

[†]Ein Lichtbogen ist eine sich selbst erhaltende Gasentladung zwischen zwei Elektroden (hier die Drahtelektrode und das zu verschweißende Blech), welche eine Spannungsdifferenz aufweisen, um die benötigte hohe Stromdichte aufrechtzuerhalten. Typisch für das Schmelzschweißen ist eine Spannungsdifferenz von einigen 10 Volt bei einem Strom von > 100 Ampere.

[‡]Während beim MIG-Schweißen ausschließlich inerte Gase (Argon oder Helium) eingesetzt werden, kommen beim MAG-Schweißen *aktive* Gasgemische auf der Basis von Argon und/oder Helium mit Zusätzen von Kohlendioxid, Sauerstoff oder Stickstoff zum Einsatz. Inerte Gase gehen keine Verbindung mit der Schmelze ein.

[§]Bereits ein Zusatz von nur 0.015% Stickstoff im Gasgemisch hilft deutlich, den Lichtbogen zu stabilisieren und einen höheren Energieeintrag zu erreichen.

2.2.2 WIG-Schweißen

WIG: Wolfram-Inert-Gas-Schweißen

Beim WIG-Schweißen handelt es sich ebenfalls um ein Schmelzschweißverfahren, bei dem ausschließlich mit inerten Schutzgasen wie Argon oder Helium gearbeitet wird. Dabei brennt der Lichtbogen zwischen der *nicht abschmelzenden* Wolfram-Elektrode und dem Werkstück. Aufgrund der hohen Temperaturen im Lichtbogen schmelzen die Werkstückkanten und fließen ineinander. Ein inertes Gas umgibt zusätzlich die Elektrode sowie das Schmelzbad des Werkstoffes und schützt die Schweißstelle vor einer Wechselwirkung mit der Atmosphäre.

Wesentliche Vorteile des WIG-Schweißens sind:

- saubere Nahtoberfläche
- keine Spritzer und Schlacken
- gute Spaltüberbrückbarkeit in allen Schweißpositionen.

2.2.3 WP-Schweißen

WP: Wolfram-Plasma-Schweißen

Besonders beim vollmechanisierten Schweißen von Nichteisen-Metallen wird das Wolfram-Plasma-Schweißen in der industriellen Fertigung eingesetzt. Beim WP-Schweißen brennt ein Lichtbogen zwischen einer Wolfram-Elektrode und dem Werkstück, wobei eine wassergekühlte Düse den Lichtbogen einengt und damit die Leistungsdichte erhöht. Ein Schutzgasmantel umgibt den Plasmastrahl und schützt die Schmelze vor der Atmosphäre. Das Verfahren zeichnet sich durch seine hohe Verfahrenssicherheit aus und wird für das vollautomatische Schweißen angewendet.

2.2.4 Elektronenstrahlschweißen

Beim Elektronenstrahlschweißen werden Elektronen aus einer Glühkathode emittiert und mittels eines Hochspannungsfeldes[†] auf 30-60% der Lichtgeschwindigkeit beschleunigt. Beim Eindringen der Elektronen in das zu schweißende Werkstück wird ihre kinetische Energie in thermische Energie umgewandelt und damit der Schmelzschweißprozeß realisiert. Bei ausreichend hoher Energie verdampft am Auftreffort des Elektronenstrahls tiefer liegendes Material. Es bildet sich eine sogenannte Dampfkapillare (siehe auch Laserstrahlschweißen, Abb. 2.4) was einen Tiefschweißeffekt zur Folge hat.

Beim Elektronenstrahlschweißen wird nicht die gesamte kinetische Energie absorbiert, sondern zusätzlich auch Sekundärelektronen und Röntgenstrahlung emittiert. Letztere erfordert aus sicherheitstechnischen Aspekten eine Abschirmung des Arbeitsplatzes – ein Gesichtspunkt, der den Einsatz des Elektronenstrahlschweißens erschwert.

[†]Typische Beschleunigungsspannungen liegen im Bereich zwischen 30 kV und 200 kV. Für sehr dünne Werkstücke arbeitet man mit kleinen Beschleunigungsspannungen, weil die Elektronen sonst das Werkstück passieren können, ohne Energie zu übertragen (Lenard-Fenster).

Zur Verhinderung einer Divergenz des Elektronenstrahls, hervorgerufen von Kollisionen der Elektronen mit Molekülen aus der Luft, muß im Strahlerzeugerraum ein Vakuum erzeugt werden. Zudem muß das zu verschweißende Werkstück in einer Arbeitskammer verschweißt werden, in der ebenfalls ein Vakuum erzeugt und aufrecht erhalten werden muß.

Die wesentlichsten Vorzüge des Elektronenstrahlschweißens sind:

- sehr gute Qualität der Schweißnaht
- hohe Schweißgeschwindigkeit
- geringe, lokal begrenzte thermische Werkstoffbeeinflussung
- werkstoffgerechte Steuerbarkeit der Energieeinkopplung
- hohe Automatisierbarkeit.

Das Elektronenstrahlschweißen ist ein Schmelzschweißverfahren mit einer sehr geringen thermischen Beeinflussung des Werkstoffes. Extrem schlanke und saubere Nähte mit minimalem Verzug sowie große Freiheiten hinsichtlich der Werkstoffe zeichnen das Schweißverfahren aus.

Demgegenüber steht allerdings die geringe Flexibilität, welche von der evakuierten Arbeitskammer herrührt. Vorteil der Arbeitskammer kann zwar eine Bearbeitung von reaktiven Metallen darstellen, die ansonsten mit Gasen aus der Umluft Verbindungen eingehen würden; für die überwiegende Zahl an Applikationen stellt die zu evakuierende Arbeitskammer aber nur eine Beschränkung hinsichtlich Bauteilgröße und Taktzeiten dar (große Kammern erfordern lange Evakuierungszeiten). Zur Vermeidung allzu langer Pausen wurden unterschiedliche Anlagenkonzepte entwickelt, zum Beispiel Doppelkammeranlagen, bei denen in einer Kammer geschweißt wird, während die andere Kammer beladen und evakuiert werden kann. Dadurch konnte das Problem der Taktzeiten vermindert, aber nicht vollständig behoben werden.

Neuere Forschungsaktivitäten konzentrieren sich daher auf das Elektronenstrahlschweißen bei Atmosphärendruck (NonVac). Durch den Wegfall der Vakuumkammer konnten Beschränkungen hinsichtlich Bauteilgröße und Taktraten ausgeräumt werden, was das Verfahren insgesamt wirtschaftlicher macht. Nur noch die zuvor erwähnte Abschirmung gegen austretende Röntgenstrahlung ist notwendig.

Das Elektronenstrahlschweißen wurde bereits in den sechziger Jahren entwickelt, wird aber mehr und mehr von dem im nächsten Abschnitt beschriebenen Laserstrahlschweißen verdrängt, welches bei gleichen Vorzügen, wie sehr guter Nahtqualität, hoher Geschwindigkeit und geringer Werkstoffbeeinflussung, das Problem der Evakuierung nicht kennt. Der Leichtbautrend mit Materialien wie Aluminium etc., belebt die Nachfrage nach Elektronenstrahlschweißen – insbesondere den neuen NonVac-Anlagen – allerdings wieder.

2.2.5 Laserstrahlschweißen

Innovative Konzepte setzen beim Schweißen auf Lasertechnik [6]-[10]: Ein Laserstrahl eines CO₂- oder Nd:YAG-Lasers[†] wird mittels einer Linse oder eines Spiegels auf das Werkstück fokussiert. Bei ausreichend hoher Intensität der Laserstrahlung beginnt das Werkstück lokal zu schmelzen und der Schweißprozeß setzt ein. Eine Erhöhung der Strahlenergie führt zu einer stärkeren lokalen Aufheizung und zur Ausbildung eines Tiefschweißeffektes (siehe Abbildung 2.4).

Ab einer materialabhängigen Intensitätsschwelle des auftreffenden Laserstrahls bildet sich ein Schweißloch (Dampfkapillare) in Verbindung mit einem laser-induzierten Plasma. Der Prozeß des Tiefschweißens wird mit dem Modell einer solchen Kapillare beschrieben: Während des Schweißprozesses entsteht durch lokales Verdampfen des Materials in der Umgebung des Laserstrahls eine Dampfkapillare (Abb. 2.4 (3)), deren Durchmesser in etwa dem Durchmesser des Laserstrahls (≤ 1 mm) entspricht. Durch diese Kapillare gelingt es dem Laser, tiefer in das Material einzudringen. Während des Schweißens ist die Dampfkapillare von einer flüssigen Phase umgeben, wobei durch den Druck des verdampften Materials ein Schließen des Schweißlochs verhindert wird. Die Kapillare wird während des Schweißens wie eine feine Röhre durch das Werkstück gezogen, wobei die Schmelze teilweise um die Kapillare strömt. Ein weiterer Teil der Schmelze verdampft und strömt als ionisierter Metalldampf aus der Kapillare heraus, während der restliche Dampf an der kälteren Rückwand der Kapillare kondensiert.



Laserschweißen

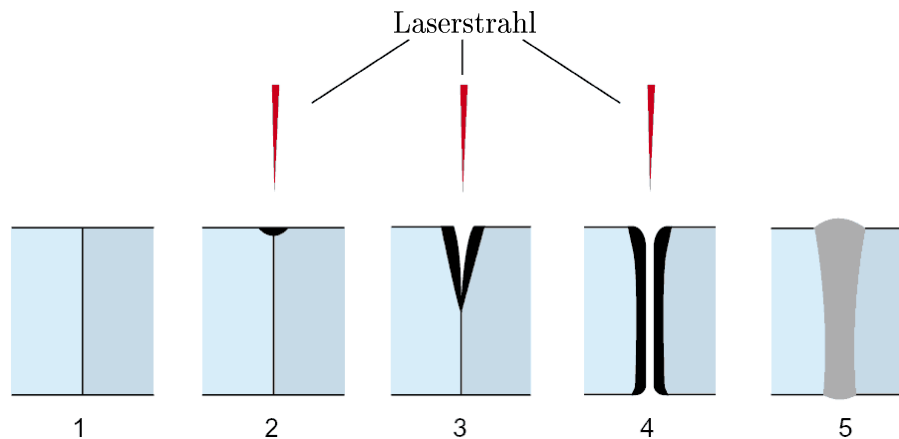


Abbildung 2.4: Tiefschweißeffekt beim Strahlschweißen. 1: Werkstück vor dem Schweißen, 2: Schmelzvorgang setzt an der Auftreffstelle des Strahls ein, 3: Entstehung einer Dampfkapillare, 4: Dampfkapillare hat das Werkstück durchzogen, 5: Schweißnaht nach dem Erstarrungsvorgang.

Auch beim Laserstrahlschweißen wird üblicherweise mit Schutzgas gearbeitet. Eine Zufuhr von Zusatzwerkstoffen geschieht, ähnlich wie bei den vorherigen Schweißverfahren, meist als Draht. Allerdings kann es bei Drahtzuführung hinsichtlich der Zugänglichkeit an das Werkstück zu

[†]Als der wichtigste Laser in der industriellen Fertigung ist der CO₂-Laser anzuführen, welcher sich durch einen Wirkungsgrad von 10-20% und hohe Ausgangsleistungen bis 100 kW auszeichnet. Der Nd:YAG-Laser ist der heute populärste Vierniveau-Festkörperlaser. Das laseraktive Material, das durch optisches Pumpen angeregt wird, besteht aus Neodym³⁺-Ionen, die in einen transparenten Wirtskristall (YAG, Y₃Al₅O₁₂) eingebettet sind.

Problemen kommen, wenn verwinkelte Bereiche oder Ecken zu verschweißen sind. Hier besitzen Verfahren wie MIG/MAG aufgrund kleinerer Schweißköpfe Vorteile. Eine Alternative stellt das Laserstrahl-Pulverschweißen dar, bei welchem der Zusatzwerkstoff als Pulver über eine kleine Düse zur Schweißstelle transportiert und mittels eines umströmenden Schutzgases fokussiert wird. Im Leichtbau hat dieses Verfahren bereits Anwendung gefunden, zum Beispiel beim Audi TT.

Daß das Schweißen unter Verwendung eines Zusatzwerkstoffes auch beim Laserschweißen einen deutlichen Vorteil darstellen kann, zeigt Abbildung 2.5. Die rechte, mit Zusatzwerkstoff verschweißte Naht, weist eine deutlich bessere Schweißqualität auf.

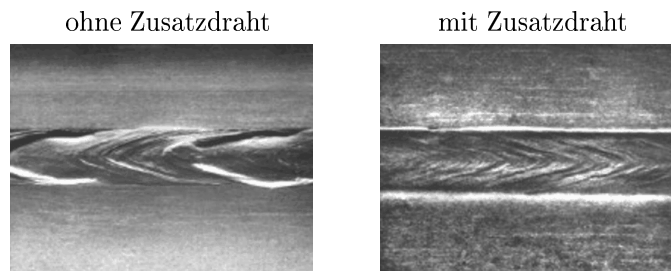


Abbildung 2.5: Laserschweißung ohne Zusatzdraht (links) und mit Zusatzdraht (rechts) [11].

Beim Schweißen mittels Laser sind mitunter einige Besonderheiten zu beachten: So erfordert beispielsweise Aluminium gegenüber anderen Werkstoffen wie Stahl aufgrund eines höheren Reflektionsvermögens der Laserstrahlung an der Werkstückoberfläche größere Strahl-Intensitäten. Hier besitzen Nd:YAG-Laser deutliche Vorteile gegenüber CO₂-Lasern aufgrund ihrer kürzeren Wellenlänge. Vorwiegend werden aber noch CO₂-Laser im industriellen Einsatz für Aluminumschweißungen eingesetzt. Durch die produktionsrelevanten Vorteile des Nd:YAG-Lasers, wie die Strahlübertragung mittels Glasfaser oder die höhere Absorption im Werkstoff, ist der Festkörperlaser aber mittlerweile für Schweißapplikationen von vielen Materialien das bevorzugte Werkzeug.

Die Schweißgeschwindigkeit wird von Material und Geometrie, von der abgegebenen Leistung des Lasers und dem Lasertyp beeinflusst. So ergibt sich ein unterschiedliches Absorptionsverhalten je nach Wellenlänge des verwendeten Lasers. Zum Tiefschweißen eignen sich gleichermaßen CO₂- und Nd:YAG-Laser. Typische Schweißgeschwindigkeiten[†] bei Einschweißtiefen von 1, 3 bzw. 6 mm liegen bei 14, 6 bzw. 2 Meter/min.

Die wesentlichsten Vorteile des Laserschweißens sind:

- sehr gute Schweißnahtqualität
- hohe Schweißgeschwindigkeit
- geringe, lokal begrenzte thermische Werkstoffbeeinflussung
- werkstoffgerechte Steuerbarkeit der Energieeinkopplung
- hohe Flexibilität hinsichtlich verschiedener Schweißanwendungen
- hohe Automatisierbarkeit.

[†]Edelstahl, CO₂-Laser, 3.5 kW

Ungeachtet der aufgelisteten Vorzüge steht das Laserstrahlschweißen noch am Anfang seiner Entwicklung. Das Laserstrahlschweißen ist im Begriff, als substituierende Technologie bei automatisiertem Schweißen konventionelle Schweißtechniken wie MIG/MAG oder WIG nach und nach zu verdrängen. Die Schweißnahtqualität ist diesen „konventionellen Verfahren“ weit überlegen.

Die Schweißaufgaben sind in der Massenfertigung zum größten Teil automatisiert. Es besteht darüber hinaus eine Tendenz von Großserien zu Kleinserien hin, wodurch zukünftig flexiblere Fertigungsverfahren eingeführt werden müssen. Gerade in Kombination mit der hohen Flexibilität hinsichtlich unterschiedlicher Schweißapplikationen und einem großen Grad an Automatisierbarkeit existiert praktisch keine Schweißaufgabe, bei der das Laserstrahlschweißen nicht seine Vorteile ausspielen kann.

Trotz aller Vorzüge muß aber beachtet werden, daß ein Ersetzen bzw. Umrüsten bestehender Schweißautomaten auf Lasertechnik mit größeren finanziellen Ausgaben einhergeht – ein schnelles Verdrängen konventioneller Schweißtechniken innerhalb weniger Jahre ist daher nicht zu erwarten. Darüber hinaus werden MIG/MAG und WIG aufgrund der niedrigeren Anschaffungskosten für Applikationen attraktiv bleiben, welche geringere Anforderungen an die Qualität einer Schweißverbindung stellen.

Mit dem Laserstrahlschweißen steht eine Schweißtechnik zur Verfügung, die einen vernachlässigbaren elektromagnetischen Einfluß auf die nähere Umgebung ausübt. Dies ist bei der Online-Prüfung der Schweißnahtqualität eine wichtige Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Wirbelstromverfahrens, auf das in Abschnitt 3.3 detailliert eingegangen wird. Wie später noch ausgeführt wird, reagiert aufgrund seiner Wirkungsweise das Wirbelstromverfahren auf Störungen aus der Umgebung. Daher ist es nur bedingt geeignet für die herkömmlichen Schweißverfahren wie WIG- oder MIG/MAG-Schweißen.

2.3 Schweißfehler

Die Qualität einer Schweißung ist vom Werkstoff, dem Zusatzwerkstoff, einem der Schweißaufgabe angepaßten Schweißverfahren sowie wesentlich von der Handfertigkeit und der Zuverlässigkeit des Schweißers abhängig. Zur Erzielung qualitativ guter Schweißverbindungen ist meist eine sorgfältige Schweißnahtvorbereitung unerlässlich. Diese kann direkt vor dem Schweißen durch Schmirgeln, Bürsten oder durch Entfetten und anschließendes Beizen geschehen. Dabei wird der Schweißbereich von Oberflächenverunreinigungen befreit, um Schweißnahtfehler zu vermeiden. Aufgrund von physikalisch-chemischen Eigenschaften im Prozeßverlauf des Schweißens sind Defekte in Schweißnähten wie Poren und Risse – erheblich bedingt durch Legierungszusätze von Werkstoffen – unvermeidlich. Defekte lassen sich durch Einsatz von Zusatzdrahtgasen und einer korrekten Wahl der Schweißparameter minimieren, aber nicht vollständig vermeiden.

Zur Beurteilung von Schweißverbindungen gelten die Kriterien der DIN EN 13919–2, welche eine Einteilung von Grenzwerten für innere und äußere Unregelmäßigkeiten in Bewertungsgruppen beinhaltet. Der Nachweis und die Bewertung der Nahtfehler ist mittels zerstörungsfreier Materialprüfung durchzuführen.

In den folgenden Unterabschnitten wird auf vorkommende Defekte in Schweißverbindungen sowie auf mögliche Ursachen der jeweiligen Defekte eingegangen. In Kapitel 3 folgt eine Übersicht der gängigen zerstörungsfreien Materialprüfungsverfahren sowie eine Bewertung dieser hinsichtlich einer Eignung für die Schweißnahtinspektion.

2.3.1 Anreicherung von Fremdstoffen in der Schweißnaht

Eine Anreicherung der Schweißnaht mit Fremdstoffen (Oxide, Kohlenstoff, Nitride) ist ein häufig auftretendes Problem beim Gasschmelzschweißen und rührt vorwiegend von einer falsch eingestellten Flamme her. Die Fremdanreicherung bewirkt eine Legierungsveränderung und kann je nach Fremdstoff zu einer partiellen Versprödung oder Verhärtung der Naht und damit zu einer Qualitätsminderung der Schweißung führen.

Folgende Ursachen liegen einer Fremdanreicherung zugrunde:

- Oxide (Sauerstoff):
 - falsch eingestellte Flamme mit Sauerstoffüberschuß („harte Flamme“)
 - falsche Drahtbewegung (Drahtende aus Schlacke)
- Kohlenstoff:
 - falsch eingestellte Flamme mit Acetylenüberschuß („weiche Flamme“)
 - falscher Zusatzwerkstoff
- Nitride (Stickstoff):
 - falsche Drahtbewegung (zu intensives Mischen der Schmelze)

Beim Elektronen- und Laserstrahlschweißen treten derartige Anreicherungen praktisch nicht auf.

2.3.2 Mangelhaftes Durchschweißen, ungleichmäßige Schweißbraupe

Ein mangelhaftes Durchschweißen (siehe Abbildung 2.6) ist meist auf ein zu schnelles Schweißen zurückzuführen. Eine falsche Fugenform oder ein für das Schweißproblem falsches Schweißverfahren kann aber auch Ursache für eine nicht durchgeschweißte Naht sein. Eine ungleichmäßige Schweißbraupe ist ausschließlich auf ein zu schnelles Schweißen zurückzuführen. Dabei entstehen „Krater“, die den Querschnitt verringern und damit die Festigkeit der Verbindung sinken lassen.

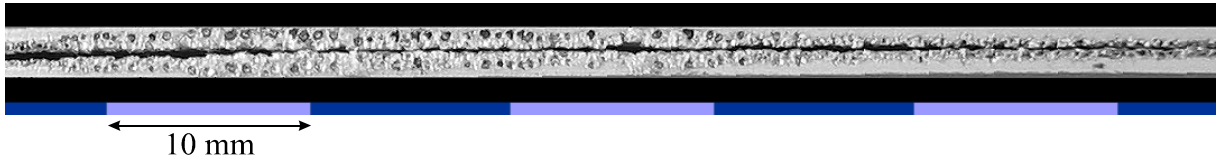


Abbildung 2.6: Querschnitt (aufgeklappt, Draufsicht) einer Aluminium-Schweißnaht. Man erkennt eine starke Porenbildung sowie ein mangelhaftes Durchschweißen im rechten Bereich der Naht.

2.3.3 Kerben und Löcher

In Abhängigkeit von der verwendeten Legierung und den Prozeßparametern können Prozeßinstabilitäten auftreten, die je nach Ausprägung zu Kerben bis hin zu Löchern in der Naht führen (siehe Abbildung 2.7). Grund für diese Nahtimperfectionen sind Instabilitäten des dynamischen Tiefschweißprozesses.

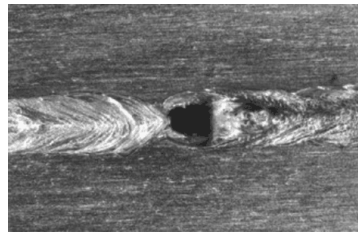


Abbildung 2.7: Typischer Auswurf einer Schweißnaht in Aluminium [11].

2.3.4 Einschlüsse

a) **Risse:** *Heißrisse* entstehen bei der Erstarrung der Schmelze durch verschiedene Erstarrungstemperaturen und Schrumpfung: An der Grenze zwischen dem erstarrten Werkstück und der Schmelze kann die Schmelze teilweise nicht mehr nachfließen und bildet einen Leerraum (siehe Abbildung 2.8).

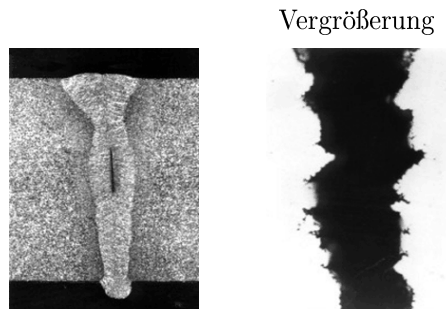


Abbildung 2.8: Typischer Heißriß einer Schweißnaht in Aluminium [11].

Während Heißrisse im Verlauf des Schweißprozesses entstehen, treten *Kaltrisse* erst nach einer gewissen Zeit auf (ab einigen Stunden). Je höher die Eigenspannungen im verschweißten Werkstück sind, desto größer ist die Rißgefahr. Sie wird zudem gefördert durch Versprödung bei Gasaufnahme sowie durch tiefe Betriebstemperaturen. Wegen der höheren Abkühlgeschwindigkeit ist besonders bei dicken Proben mit Kaltrissen zu rechnen.

b) Poren: Poren (siehe Abbildung 2.6) entstehen durch Gase, die beim Erstarren der Schmelze nicht mehr entweichen können. Als Einschlußgase kommen beim Schweißen der meisten Legierungen hauptsächlich H₂, N₂ und CO in Betracht; beim Schweißen von Aluminium-Legierungen treten fast ausschließlich H₂-Einschlüsse auf (O₂ und N₂ reagieren mit Aluminium zu Al₂O₃ bzw. AlN). Durch Gaseinschlüsse entsteht eine Querschnittsschwächung, welche die Festigkeit deutlich herabsetzt.

2.3.5 DIN EN 13919–2

Nicht jeder Defekt muß Auswirkungen auf die Festigkeit der Naht haben. Maßgeblich für eine Einschätzung sind Größe, Tiefenlage sowie Häufigkeit von Defekten in der Naht. Die DIN EN 13919–2, welche für das Elektronen- und Laserstrahlschweißen von Aluminium und seinen Legierungen gilt, enthält Bewertungsgruppen für Defekte, welche – ohne Bezug auf spezifische Applikationen – als verweisungsfähige Grunddaten gedacht sind. Die DIN EN 13919–2 bezieht sich ausschließlich auf Schweißverbindungen und nicht auf das gesamte Produkt; daher können auch unterschiedliche Bewertungsgruppen für einzelne Schweißnähte eines einzigen Produkts verwendet werden. In der DIN werden Schweißfehler in drei Bewertungsgruppen unterteilt (siehe Tabelle 2.1). Eine „niedrige“ Bewertungsgruppe meint hierbei, daß an die Naht insgesamt niedrigere Qualitätsansprüche gestellt werden.

Kürzel	Bewertungsgruppe	Kürzel	Bewertungsgruppe	Kürzel	Bewertungsgruppe
D	Niedrig	C	Mittel	B	Hoch

Tabelle 2.1: Bewertungsgruppen der DIN EN 13919–2.

Die DIN EN 13919–2 geht ausführlich auf auftretende Imperfektionen in Schweißverbindungen ein, so zum Beispiel Poren(nester) und Lunker, Risse, feste Einschlüsse, ungenügende Durchschweißung, Naht- und Wurzelüberhöhungen sowie Kantenversatz. Für Risse und Poren sind für das Laserstrahlschweißen in Tabelle 2.2 die verbindlichen Bewertungsgruppen aufgeführt.

Defekttyp	Anmerkungen	Niedrig (D)	Mittel (C)	Hoch (B)
Risse	Alle Arten von Rissen, bis auf Mikrorisse mit Fläche < 1 mm ² .	Nicht zugelassen	Nicht zugelassen	Nicht zugelassen
Poren	a) Maximale Abmessung <i>l</i> , <i>h</i> für eine Einzelpore [(<i>l</i>)änge, (<i>h</i>)öhe, <i>d</i> : Naht(<i>d</i>)icke].	<i>l</i> oder <i>h</i> < 0.5 <i>d</i>	<i>l</i> oder <i>h</i> < 0.4 <i>d</i>	<i>l</i> oder <i>h</i> < 0.3 <i>d</i>
	b) Summe der Projektionsfläche <i>f</i> parallel zur Oberfläche bezogen auf 100 mm Naht (oder Nahtlänge, falls Naht kürzer).	<i>f</i> ≤ 10%	<i>f</i> ≤ 6%	<i>f</i> ≤ 3%

Tabelle 2.2: Grenzwerte der Bewertungsgruppen der DIN EN 13919–2 für Risse und Poren.

Kapitel 3

Detektion von Defekten in Schweißnahtverbindungen

Inhaltsverzeichnis

3.1	Röntgenverfahren	22
3.2	Ultraschallprüfung	23
3.3	Wirbelstromprüfung	24
3.3.1	Wirbelstrom-Erzeugung	25
3.3.2	Wirbelstrom-Messung	28
3.3.3	Kompensation des Anregungsfeldes am Ort des Sensors	34
3.3.4	Störeinflüsse bei der Wirbelstromprüfung	35

Schweißnahtverbindungen stellen je nach Konstruktion und Auslegung des Bauteils hohe Anforderungen an die Festigkeit. Zur Kontrolle der Qualität einer Schweißnaht sollte daher eine **Zerstörungsfreie Materialprüfung (ZfP)** durchgeführt werden. Eine 100%-Prüfung ist insbesondere bei Nähten mit hoher Sicherheitsrelevanz (zum Beispiel im Automobil- oder Druckbehälterbereich) erforderlich, um eine vom Zufall abhängige Qualitätssicherung zu vermeiden und den Produkthaftungsgesetzen gerecht zu werden. Da die ZfP auch Aussagen über Art, Lage und Ausdehnung von Defekten zulässt, ist eine Beurteilung hinsichtlich der Weiterverwertbarkeit eines Bauteils möglich.

Es gibt mehrere Verfahren der ZfP, wobei jedes Verfahren seine spezifischen Anwendungsbereiche besitzt. Das Prüfverfahren sollte hierbei an den Werkstoff des Prüfstückes sowie an die zu erwartenden Defekte angepasst werden. Neben einer Reihe von Prüfverfahren, wie das Farbeindringverfahren, welche nur Defekte zeigen, die einen Zugang zur Oberfläche besitzen, sind die etabliertesten Prüfverfahren zur Detektion tiefer im Material liegender Fehler

- das Röntgenverfahren
- die Ultraschallprüfung
- die Wirbelstromprüfung (für elektrisch leitfähige Materialien).

Hauptaugenmerk wird in diesem Kapitel auf die Wirbelstromprüfung gelegt. Neben der prinzipiellen Vorgehensweise bei der Wirbelstromprüfung wird auf die verwendete Magnetosensorik sowie potentielle externe Störeinflüsse, welche eine Messung beeinträchtigen können, eingegangen.

3.1 Röntgenverfahren

Das Röntgenverfahren [12]-[14], DIN EN 444, basiert auf einer Durchstrahlung des Prüfteils mit Röntgenstrahlen. Die Röntgenstrahlung wird je nach Material(dicke) sowie von Einschlüssen und anderen Defekten unterschiedlich absorbiert. Die Absorption läßt sich mit Hilfe des Lambert-Beerschen Gesetzes berechnen:

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu \cdot d} \quad \begin{array}{l} I_0, I : \text{Eintrittsstrahlung, Austrittsstrahlung} \\ \mu : \text{Werkstoffabsorption} \\ d : \text{Prüfteildicke} \end{array} \quad (3.1)$$

Das Verfahren bietet eine hohe Ortsauflösung, ist in der Handhabung aber umständlich, da zum Nachweis der Austrittsstrahlung I ein Detektor oder spezielles Filmmaterial benötigt wird und das Prüfteil von beiden Seiten zugänglich sein muß.

Mit Hilfe der Durchstrahlungsprüfung können aufgrund einer sehr hohen Ortsauflösung auch Risse kleiner als $100 \mu\text{m}$ in Schweißnähten detektiert werden. Um allerdings überhaupt eine Fehlstelle, wie Lunker oder Risse zu sehen, müssen diese eine passende räumliche Form besitzen. Sehr kleine Defekte werden nur sehr schwach dargestellt; Risse mit Querschnittsfläche senkrecht zur Einstrahlrichtung werden meist übersehen. Weitere Einschränkungen bestehen bei Einschlüssen, deren Absorptionseigenschaften sich nur wenig von denen des restlichen Materials unterscheiden.

Große Vorteile beim Verwenden des Röntgenverfahrens bieten sich hingegen durch sehr gute Rückrechenmöglichkeiten bei Verwendung mehrerer Projektionsrichtungen (Stichwort hochaufgelöste Röntgentomographie).

Zur Schweißnahtprüfung werden für gewöhnlich Röntgenröhren und Radioisotope als Strahlenquelle verwendet. Röhren arbeiten mit einer Energie zwischen 50 keV und 450 keV. Bei Radioisotopen für die Röntgenprüfungen sind die Anforderungen im wesentlichen eine hohe Strahlungsenergie sowie lange Halbwertzeiten. Natürliche Radioisotope finden keine nennenswerte Anwendung; gängige Radioisotope sind vor allem Kobalt (^{60}Co), Selen (^{75}Se), Iridium (^{192}Ir), und Ytterbium (^{169}Yb), die zum Beispiel Produkte von Neutronenbestrahlung an Forschungsreaktoren sind.

Das Röntgenverfahren ist aufgrund der auftretenden Strahlung nur sehr bedingt für eine Integration in den laufenden Fertigungsprozeß geeignet und eignet sich aufgrund einer unzureichenden Automatisierbarkeit vorwiegend für eine nachträgliche Inspektion. Weiterhin ist diese Prüfmethode im Hinblick auf die Schweißnahtprüfung schwierig zu handhaben, da wie zuvor erwähnt, das Werkstück für die Prüfung von zwei gegenüberliegenden Seiten zugänglich sein muß. Für die Detektion von evtl. übereinander liegender Fehlstellen (dreidimensionale Prüfung) muß das Werkstück zusätzlich gewendet werden.

Diese sicherheitstechnischen (Strahlung) und handhabungstechnischen Schwierigkeiten (Zugänglichkeit des Werkstückes) lassen keinen Online-Einsatz des Röntgenverfahrens in der industriellen Fertigung zu.

3.2 Ultraschallprüfung

Bei der Ultraschallprüfung [15]-[17], DIN EN 583, werden Schallwellen oberhalb des menschlichen Hörbereiches eingesetzt. Je nach Anwendungs- und Prüfzweck durchschallt man das gesamte Bauteil oder nur Teile davon. Im Prüfteil vorhandene Materialfehler wirken als Barriere für die Ultraschallwelle und reflektieren einen Teil des Signals als Echo zurück. Man unterscheidet zwischen einer gepulsten Durchschallung (einzelne Impulse und Echos) und einer konstanten Durchschallung. Die aufgenommenen Ultraschalldaten werden dann beispielsweise als „C-Bild“ – ein Bild der ortsabhängigen Echoverteilung im Prüfkörper – ausgegeben.

Die Ultraschallprüfung kann in zwei Teilbereiche gegliedert werden:

1. Die konventionelle Prüfung, die nur mittels eines Koppelmediums, wie einer Wasservorlaufstrecke, durchzuführen ist. Durch das notwendige Koppelmedium ist das Verfahren in der Praxis der industriellen Fertigung aber schwerer anwendbar.
2. Elektromagnetische Prüfköpfe (EMUS) erzeugen die Ultraschallwellen in elektrisch leitendem Material über die Lorentz-Kraft (nicht oder nur schwach magnetisches Material) oder den magnetostriktiven Effekt (ferromagnetisches Material). Die Ultraschallwelle wird direkt im Bauteil und nicht im Wandler erzeugt, wie es bei konventionellen piezoelektrischen Prüfköpfen der Fall ist. Elektromagnetische Prüfköpfe können daher trocken und berührungslos eingesetzt werden.

Die Schweißnahtprüfung mittels Ultraschall kommt in vielen Industriezweigen zum Einsatz, beispielsweise dem Rohrleitungs- und Behälterbau. Bei der Schweißnahtprüfung findet die Ultraschallprüfung überall da Verwendung, wo aufgrund der Materialdicke und/oder des Werkstoffes die Röntgenprüfung keine verlässlichen Aussagen liefern kann.

Mit dem Ultraschallverfahren können folgende Fehlertypen aufgefunden werden:

- Keine Schweißnaht
- Außen nicht durchgeschweißt
- Mitte der Schweißnaht nicht durchgeschweißt
- Risse senkrecht zur Einschallrichtung
- Große Poren und Porennester.

Die Ortsauflösung beider Ultraschallverfahren (konventionell, berührungsfrei) entspricht aber nicht den gewünschten Anforderungen hinsichtlich Defekten in der Größenordnung von 100 μm . Bedingt durch das Wirkprinzip ist zudem eine Übertragbarkeit der Meßsignale auf neue Bauteilgeometrien nicht ohne weiteres möglich, da in jedem Antwortsignal die geometrischen Eigenschaften des Werkstückes maßgeblich enthalten sind. Eine schnelle und unproblematische Umstellung auf ein anderes Werkstück kann somit nicht gewährleistet werden.

Die Ultraschallprüfung ist als Prüfverfahren im Vergleich zur Röntgenstrahlprüfung automatisierbar, jedoch ist diese aufgrund der geringen Prüfgeschwindigkeiten in die Taktzeiten der Produktion nur bedingt wirtschaftlich integrierbar.

3.3 Wirbelstromprüfung

Das Wirbelstromverfahren [18]-[21], DIN EN 12084, nutzt die Wechselwirkung von Werkstoffen mit elektromagnetischen Feldern aus. Beim Wirbelstromverfahren werden durch ein äußeres anliegendes Magnetfeld Wirbelströme im Prüfteil induziert. Materialdefekte führen zu einer lokalen Änderung der elektrischen Leitfähigkeit, wobei ein Riß mit einer vollständigen Leitungsunterbrechung gleichzusetzen ist. Die induzierten Ströme müssen somit Risse umfließen und erzeugen so starke Inhomogenitäten in der Stromverteilung (Abbildung 3.1). Dadurch wird ein sekundäres Magnetfeld erzeugt, welches das Anregungsfeld überlagert und mit einem geeigneten Magnetfeldsensor über dem Prüfteil gemessen werden kann.

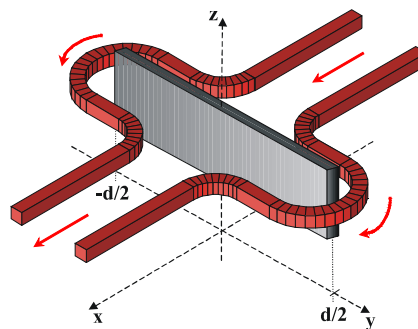


Abbildung 3.1: Ablenkung eines homogenen Stromflusses durch einen Riß der Länge d .

Die Feldstärke nimmt beim Eindringen in elektrisch leitendes Material exponentiell ab (Skin-Effekt). Die Skin-Tiefe δ gibt an, wann die Feldstärke auf den Bruchteil $1/e$ abfällt. Aus Gl. (3.2) wird ersichtlich, daß niedrige Anregungsfrequenzen zu einer hohen Eindringtiefe δ führen.

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \sigma \mu_0 \mu_r \cdot f}} \quad \begin{array}{l} f : \text{Anregungsfrequenz} \\ \sigma : \text{Elektrische Leitfähigkeit} \\ \mu_0 : \text{Permeabilität des Vakuums, } \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \\ \mu_r : \text{Relative Permeabilität} \end{array} \quad (3.2)$$

Die Lösung für die zeitunabhängige Beschreibung der Amplituden der Wirbelstromdichte kann dann in folgender Form geschrieben werden:

$$j = j_0 \cdot e^{-\alpha z} \quad \begin{array}{l} \alpha : \text{Kehrwert der Skin-Tiefe } \delta \\ j_0 : \text{Stromdichte an der Oberfläche des Prüfteils} \end{array} \quad (3.3)$$

Aufgrund des Skin-Effektes ist bei der Detektion tiefliegender Fehler, im Gegensatz zu Defekten in Nähe der Oberfläche, aufgrund der exponentiellen Abnahme der Stromdichte j im Material mit einem geringeren Meßsignal zu rechnen. Eine erfolgreiche Detektion kann bei tiefliegenden Defekten nur mit einem entsprechend empfindlichen Magnetfeldsensor und einer entsprechend niedrigen Anregungsfrequenz gelingen.

Formeln (3.2) und (3.3) gelten für nicht ferromagnetische Stoffe, ebene Wellen sowie ein unendlich ausgedehntes homogenes Material. Erfolgt die Wirbelstromanregung anstatt durch ebene Wellen zum Beispiel mittels einer kleinen Spule, unterscheiden sich die Werte j_0 und α deutlich von denen in der vereinfachten Gleichung (3.3) angegebenen Werten. Die reale Stromdichte j_{c0} und das reale Eindringverhalten α_c kann für verschiedene Anregungsgeometrien berechnet werden [22]. Das Verhältnis der normierten Stromdichten definiert so eine Korrekturfunktion ϵ :

$$\alpha_c(f, z) = \alpha \cdot \frac{\text{Ln}(j_c/j_{c0})}{\text{Ln}(j/j_0)} \equiv \alpha \cdot \epsilon(f, z) \quad (3.4)$$

3.3.1 Wirbelstrom-Erzeugung

Ziel einer erfolgreichen Wirbelstrommessung ist es, am Ort des Materialfehlers eine hohe Stromdichte j zu erzeugen. Die geeignete Wahl eines Anregungsinduktors (Spule, Draht, etc.) hängt somit von der Lage, Geometrie und Größe des Fehlers ab. Darüber hinaus müssen auch Form und Material des Prüfteils in Betracht gezogen werden, da zum Beispiel in der Nähe von Kanten oder Nuten deutliche Änderungen der Wirbelstromverteilung auftreten können, wenn die Wirkbreite des Anregungsinduktors nicht lokal genug gewählt wird.

Im Gegensatz zur direkten Stromeinspeisung von Gleich- oder Wechselströmen mittels an das Prüfteil angebrachten Elektroden, erzeugt ein äußerer Anregungsinduktor durch die Induktion von Wirbelströmen eine lokal limitierte Stromverteilung. Da keine elektrischen Verbindungen zu dem Prüfteil bestehen müssen, ist ein induktives Prüfverfahren wesentlich einfacher zu handhaben. Die Wahl der optimalen Meßparameter, wie Anregungsfrequenz und -geometrie, ist allerdings bei dem induktiven Verfahren komplizierter.

Homogene Feldverteilungen, wie sie bei der direkten Stromeinspeisung erzeugt werden, lassen einfacher auf die Defektstruktur rückschließen. Allerdings ist diese Methode in der Praxis oftmals nicht empfindlich genug: Bei großen Prüfteilen ist aufgrund eines breiten Querschnitts A der Prüfteile trotz hohem eingepprägten Strom I die Stromdichte j am Ort der Schweißnaht klein ($j = I/A$). Dies führt zu geringen Meßsignalen.

Anregung mittels Ringspule

Herkömmliche Wirbelstromprüfgeräte benutzen eine Ringspule zur Wirbelstrom-Erzeugung. Der Vorteil hierbei liegt neben hohen erzielbaren Feldstärken (Größenordnung mT) in einem einfachen Antwortsignal: In z -Richtung (= senkrecht zur Spulenfläche) resultiert das sekundäre B -Feld, welches von einem Magnetfeldsensor erfaßt wird, in einem einfachen Peak. Diese Signalform erleichtert die weitere Interpretation des Meßsignals.

Das Anregungsfeld selbst ist in z -Richtung maximal. Für eine Vergrößerung des Dynamikbereich des Meßsystems kann daher eine Kompensation des Erregerfeldes am Ort des Magnetfeldsensors nötig werden (siehe Abschnitt 3.3.3).

Tiefliegende Materialfehler bedürfen einer Anregungsspule, die mindestens einen Durchmesser besitzt, welcher der erwarteten Fehlertiefe entspricht, da bei zu kleinen Spulen die induzierte Stromdichte mit zunehmender Materialtiefe zu schnell abnimmt.

Gradiometrische Anregung

Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung von Wirbelströmen besteht darin, eine gradiometrische (Doppel-D) Spule zu verwenden (siehe Abbildung 3.2). Sie besteht aus zwei planaren Spulenhälften mit gegenläufiger Stromrichtung. Der umgekehrte Stromfluß führt in z -Richtung zu einem „Up-Down“-Meßsignal. Die erzielbaren Feldstärken sind – bei gleichen Spulenabmessungen – mit denen einer Ringspule vergleichbar.

Wesentlicher Vorteil bei einer Wirbelstromanregung mit einer gradiometrischen Spule ist, daß die magnetische z -Komponente des Erregerfeldes (in Abbildung 3.2 aus der Zeichenebene heraus) zwischen den beiden Spulenhälften aufgrund des gegenläufigen Stromflusses verschwindet.

Ein Magnetfeldsensor, der ideal im Zentrum über einer gradiometrischen Spule positioniert ist, detektiert deshalb deren Anregungsfeld nicht, was den Dynamikbereich des Gesamtsystems erhöht. Allerdings verliert man bei einer gradiometrischen Anregung die Rotationssymmetrie in der x/y -Ebene.

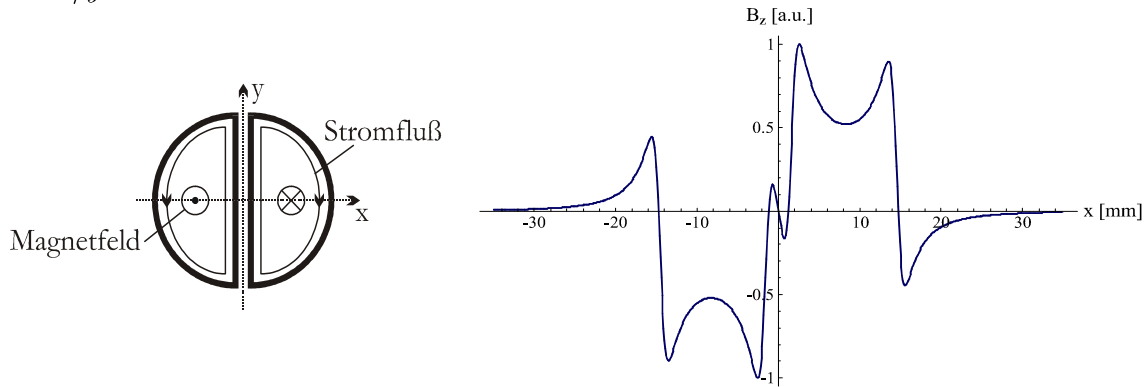


Abbildung 3.2: Links: Gradiometrische Spule (Doppel-D Spule). Rechts: Magnetische z -Komponente B_z (senkrecht zur Spulenebene) des Feldes einer gradiometrischen Spule mit 30 mm Durchmesser direkt über der Spulenoberfläche.

Dual-gradiometrische Anregung

Bei den bisher vorgestellten Anregungskonfigurationen ist die im Prüfteil induzierte Wirbelstromdichte an der Oberfläche maximal und nimmt mit zunehmender Tiefe exponentiell ab. Befindet sich in einem Prüfteil ein tiefliegender Fehler, so kann die von Oberflächenstrukturen[†] verursachte Änderung im Sekundärfeld viel stärker sein als die eines tiefliegenden Defekts. Ein tief positionierter Fehler im Werkstück ist so möglicherweise schlecht erkennbar, wenn er von einer Oberflächensignatur überlagert ist. Es wäre von Vorteil, eine Anregungskonfiguration zu finden, bei welcher Wirbelströme in Oberflächennähe minimiert werden, während in einer bestimmten, einstellbaren Tiefe eine hohe Stromdichte erzeugt wird.

Eine innovative Möglichkeit besteht in der Verwendung einer dual-gradiometrischen Spulen-anordnung. Diese Anregungskonfiguration wurde erstmals in [23] vorgestellt und hat sich dort für die Wirbelstromprüfung von extrem dicken Flügelstrukturen des neuen Airbus A380 bewährt.

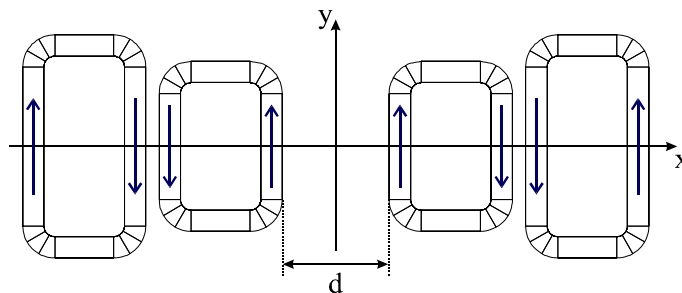


Abbildung 3.3: Dual-gradiometrisches Spulensystem bestehend aus zwei Doppel-D Spulen. Die Richtung des Stromflusses ist durch die eingezeichneten Pfeile angedeutet.

Abbildung 3.3 zeigt die dual-gradiometrische Anregungskonfiguration. Sie besteht aus einem inneren (hier dem kleineren) und einem äußeren (hier dem größeren) Spulenpaar, in denen die Stromrichtung gemäß der eingezeichneten Pfeile eingestellt ist. Jedes Spulenpaar erzeugt für

[†]Für die Schweißnahtprüfung können das zum Beispiel Unebenheiten der Nahtoberfläche sein.

sich im Prüfteil im Ursprung ($x, y, z = 0$) Wirbelströme, die mit zunehmender z -Komponente exponentiell abfallen. Es existiert genau eine Einstellung für Amplitude und Phase des Stromes, der durch die Spulenpaare fließt, bei der die induzierten Ströme im Ursprung von gleicher Stärke aber umgekehrter Richtung sind. Diese löschen sich dann im Ursprung vollständig aus und sind auch klein im Intervall d (siehe Abb. 3.4). Weiterhin ist bei der Anregung mit lokalen Spulen das Eindringverhalten auch eine Funktion des Durchmessers und der Geometrie der Spulen. In der Tiefe des Prüfteils erhält man daher eine resultierende Wirbelstromdichte größer Null.

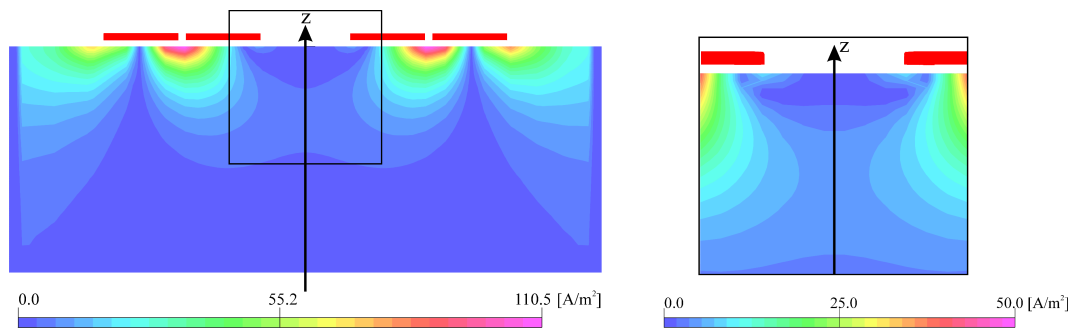


Abbildung 3.4: Durch das dual-gradiometrische Spulensystem induzierte Wirbelstromdichte. Zwischen dem linken und rechten Spulenpaar (rot) besteht ein Abstand von $d = 28$ mm. Der markierte Ausschnitt ist rechts vergrößert mit einer anderen Farbskalierung dargestellt. [23]

Die Signalform bei Verwendung einer dual-gradiometrischen Anordnung ist komplexer als die einer einfach-gradiometrischen Anregung. Das kann zu Problemen bei der visuellen Beurteilung von Meßdaten führen. Für die computerunterstützte Auswertung (bspw. mittels Merkmalsextraktion und neuronalem Netz) bietet die dual-gradiometrische Anregung mitunter große Vorteile [23].

Anregung mittels Draht

Eine weitere elementare Art der Wirbelstrom-Erzeugung ist ein einzelner linear gespannter Draht. Die Vorteile bei Verwendung eines Drahtes liegen in der Signalinterpretation aufgrund eines vergleichsweise einfachen Antwortsignals (die z -Komponente zeigt wie bei der Doppel-D Spule ein „Up-Down“-Signal). Nachteile liegen bei der Verwendung eines Drahtes als Induktor primär in der geringen Stromdichte, die im Prüfteil induziert werden kann. Daher findet diese Form der Anregung nur selten Verwendung in der Wirbelstromprüfung.

Sheet-Inducer (Homogenes Feld)

Ein sogenannter „Sheet-Inducer“ bezeichnet einen großflächigen rechteckigen Induktor, der parallel zur Prüfteiloberfläche ausgerichtet ist und so ein planares und homogenes Anregungsfeld erzeugt. Die planare Anregung mit Hilfe eines Sheet-Inducers findet nur sehr selten Anwendung in der Wirbelstromprüfung, meist in Zusammenhang mit analytischen Methoden zur Inversion von Magnetfelddaten, wo der Sheet-Inducer aufgrund seines homogenen Feldes Vorteile besitzt.

Der Hauptgrund, der gegen einen Einsatz in der Wirbelstromprüfung spricht, ist das viel zu geringe Anregungsfeld: Bei gleicher Stromstärke erzeugen vergleichbare Ringspulen ein Anregungsfeld, das um ein bis zwei Größenordnungen höher ist als das eines Sheet-Inducers. Der Vorteil eines homogenen Anregungsfeldes wird durch den Nachteil der sehr geringen Feldstärke für praktisch alle Wirbelstrom-Applikationen zunichte gemacht.

3.3.2 Wirbelstrom-Messung

Zur Messung des Sekundärfeldes können prinzipiell beliebige Magnetfeldsensoren verwendet werden. Für die Detektion von Defekten und Einschlüssen in der Größenordnung von $100\ \mu\text{m}$ in Schweißnähten werden allerdings Feldsensoren benötigt, welche eine Ortsauflösung in der genannten Defektgröße besitzen. Leider lassen sich Magnetfelder – im Gegensatz zum Beispiel zur Röntgenstrahlung – nicht auf einen Punkt fokussieren. Für eine gute Ortsauflösung ist es daher sehr wichtig, den Sensor möglichst nahe an das Prüfteil bzw. den Defekt zu positionieren. Als weiterer Faktor geht die Sensorgröße in die erzielbare Ortsauflösung mit ein. Ist das aktive Sensorvolumen allerdings ausreichend klein, so wird die Ortsauflösung nur durch den Abstand des Sensors zum Defekt limitiert. Weitere wichtige Anforderungen an den Sensor sind eine ausreichend hohe Feldempfindlichkeit, um kleinste Magnetfeldänderungen zu detektieren. Darüber hinaus stellt die Schweißnahtprüfung gewisse Anforderungen an den Dynamikbereich und die Temperaturstabilität des Sensors.

Konventionelle Wirbelstromprüfgeräte verwenden als Magnetfeldsensor eine ringförmige Induktionsspule [24]. Für manche Prüfprobleme ist der Einsatz einer Spule aber nicht vorteilhaft. Im Fall tiefliegender Defekte muß aufgrund des Skin-Effektes bei einer niedrigen Anregungsfrequenz gearbeitet werden, bei der Spulen aufgrund ihres induktiven Meßprinzips ein geringes Signal-zu-Rausch-Verhältnis liefern. Bei der Schweißnahtprüfung kann mit höheren Frequenzen von einigen 10 kHz gearbeitet werden; allerdings sollen kleinste Defekte mit hoher Ortsauflösung detektiert werden. Dies setzt eine Meßspule mit entsprechend kleiner Querschnittsfläche voraus, was ebenfalls zu einem geringen Signal-zu-Rausch-Verhältnis führt.

Im folgenden werden unterschiedliche Magnetfeldsensoren vorgestellt und hinsichtlich ihrer Eignung für die Schweißnahtprüfung bewertet. Es wird sich zeigen, daß magnetoresistive Sensoren allen Anforderungen genügen.

Induktionsspule

Für die konventionelle Wirbelstromtechnik werden Induktionsspulen als Magnetfeldsensoren eingesetzt. Die Feldempfindlichkeit von Induktionsspulen hängt von der Anzahl der Windungen, der Spulenfläche, dem Rauschen des Verstärkers und der Anregungsfrequenz ab. Bei niedrigen Frequenzen $<100\ \text{Hz}$, wie sie zur Detektion tiefliegender Fehler benötigt werden, sowie bei kleinen Spulenquerschnitten gelangen Induktionsspulen an ihre Nachweisgrenze.

Als Beispiel wird im folgenden die Induktionsspannung für eine Spule mit der Fläche $A = 1\ \text{cm}^2$ und $N = 100$ Windungen bestimmt, die ein Magnetfeld $B = B_0 \sin(\omega t)$ mit $B_0 = 1\ \text{nT}$ und der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi \cdot 1\ \text{kHz}$ hervorruft:

$$U_{\text{ind}} = -N \frac{d\Phi}{dt} = -N \cdot A \frac{dB}{dt} = -N \cdot A \cdot \omega B_0 \cos(\omega t) \equiv U_0 \cos(\omega t)$$

(Φ : magnetischer Fluß durch Spulenfläche)

$$U_0 = -N \cdot A \cdot \omega B_0 = 2\pi \cdot 10^{-8}\ \text{V}$$

Für kleinere Spulenflächen A nimmt das Meßsignal proportional zur Fläche ab. Für eine Ortsauflösung von $100\ \mu\text{m}$ beträgt die Fläche A mit $0.01\ \text{mm}^2$ nur noch 0.1% des gerade berechneten Beispiels. Die Induktionsspannung nimmt entsprechend um 4 Größenordnungen auf $2\pi \cdot 10^{-12}\ \text{V}$ ab (meßtechnisch nicht mehr zu erfassen). Für die Detektion von Defekten in Schweißnähten sind Induktionsspulen aufgrund ihrer sehr geringen Induktionsspannung ungeeignet.

Fluxgate-Magnetometer

Ein Fluxgate-Magnetometer (Förstersonde), besteht aus einem Kern aus weichmagnetischem Material hoher Permeabilität, der von einer Drahtspule (= Magnetisierungswicklung) umgeben ist. Der Kern wird wechselsinnig bis in die Sättigung magnetisiert.

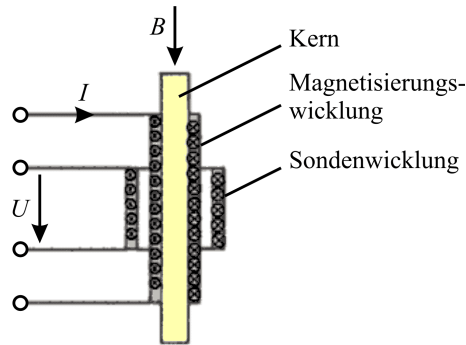


Abbildung 3.5: Aufbau eines Fluxgate-Magnetometers.

Liegt kein externes Magnetfeld an, dann wird die B/H -Hystereseschleife exakt symmetrisch durchlaufen. Hat die von der Magnetisierungswicklung erzeugte Feldstärke H einen sinusförmigen Verlauf, dann wird die Kurve der daraus resultierenden Flußdichte B im Kern bei beiden Halbwellen gleichmäßig abgeplattet. Neben der Grundfrequenz sind dann als harmonische Oberwellen nur ungeradzahlige Vielfache von dieser im Spektrum enthalten, die von der Sondenwicklung induktiv gemessen wird. Durch ein externes Magnetfeld wird der Arbeitspunkt auf der B -Kurve verschoben und diese deshalb asymmetrisch abgeplattet. Dadurch treten auch geradzahlige Oberwellen im Spektrum der in der Sondenwicklung induzierten Spannung auf. Über eine Auswertung mittels Lock-In-Technik läßt sich die zweite Oberwelle demodulieren und man erhält hierbei ein zum externen Feld proportionales Gleichspannungssignal.

Um einen großen linearen Meßbereich zu erhalten, wird der Sensor in einer Fluß-Regel-Schleife als Nulldetektor betrieben. Hierzu wird zu der Modulationsspule noch eine Kompensationsspule (= Rückkoppelspule) um den Sondenkern gewickelt. Eine Regelschleife sorgt dafür, daß der Sensor bei externen Feldänderungen konstant auf einem vorgegebenen Punkt seiner Kennlinie betrieben wird. Die hierzu erforderliche Kompensationsspannung ist somit ein Maß für die externe Feldänderung. Man erreicht unter Benutzung rauscharmer Operationsverstärker einen großen linearen Bereich mit Dynamiken $>150 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$. Die Feldauflösung des Fluxgates-Magnetometers beträgt in Abhängigkeit des Kernvolumens und des Kernmaterials wenige $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Daß bislang diesem Sensor im Bereich der Wirbelstrommessung wenig Beachtung geschenkt wurde, liegt an seinen bislang typischen voluminösen Abmessungen von einigen cm. Als Sensor für das magnetische Gleichfeld liegt seine Bandbreite üblicherweise zwischen 20-200 Hz. Neuere Geräte ermöglichen einen Frequenzbereich von bis zu 20 kHz bei einem Kern- und Spulendurchmesser von weniger als 6 mm und Sondenhöhen von 15-20 mm.

Fluxgate-Magnetometer eignen sich vorwiegend für die Detektion von Defekten ab 10 mm Tiefe, wo eine niedrige Anregungsfrequenz sowie eine hohe Feldempfindlichkeit benötigt werden [26]-[27]. Aufgrund der Tiefenlage der Defekte ist der Abstand der Sonde zum Defekt groß und die Ortsauflösung spielt daher nur eine untergeordnete Rolle. Im Fall der Schweißnahtprüfung ist aufgrund kleiner Defekte von wenigen $100 \mu\text{m}$ eine gute Ortsauflösung in dieser Größenordnung wichtig. Fluxgate-Magnetometer eignen sich aufgrund ihrer schlechten Ortsauflösung (großer Kern) daher nicht für die Schweißnahtprüfung.

SQUID

SQUIDS (**S**upraleitende **Q**uanten-**I**nterferenz-**D**etektoren) sind mit einer Auflösung von bis zu wenigen fT/\sqrt{Hz} die derzeit empfindlichsten Magnetfeldsensoren. Grundlage des Meßprinzips bilden zwei Effekte: die Flußquantisierung und der Josephson-Effekt [28].

Man unterscheidet HT_c -SQUIDS, welche mit flüssigem Stickstoff gekühlt werden können und aus Materialien wie YBCO bestehen, von Tieftemperatur LT_c -SQUIDS aus zum Beispiel Niob. LT_c -SQUIDS besitzen unter anderem den Vorteil eines geringeren magnetischen Rauschens.

Eine technische Realisierung ist das sogenannte Gleichstrom (dc) SQUID (Abbildung 3.6 links). Es besteht aus einer supraleitenden Leiterschleife, welche von zwei dünnen isolierenden Koppelstellen (Josephson-Kontakten) unterbrochen wird. Der Stromfluß durch diese Barriere entsteht durch das Tunneln von Cooper-Paaren (Elektronen-Paaren), wobei der maximale (=kritische) Strom I_c , der durch die Leiterschleife fließen kann, ohne daß eine Spannung abfällt, periodisch zum magnetischen Fluß $\Phi_0 = h/2e \approx 2 \cdot 10^{-15}$ Vs ist. Aufgrund der zwei Koppelstellen kann die abfallende Spannung direkt gemessen werden; diese ist ebenfalls wie I_c periodisch zu Φ_0 .

Wird die supraleitende Leiterschleife nur von einem Josephson-Kontakt unterbrochen, spricht man von einem Hochfrequenz (rf) SQUID (Abbildung 3.6 rechts). Da der Stromfluß hier nicht direkt gemessen werden kann, wird das SQUID induktiv mit einem elektrischen Parallelschwingkreis gekoppelt, der abhängig vom Fluß durch das SQUID gedämpft wird, wodurch der HF-Spannungsabfall über dem Schwingkreis eine periodische Funktion des magnetischen Flusses durch das SQUID mit der Periodizität Φ_0 wird.

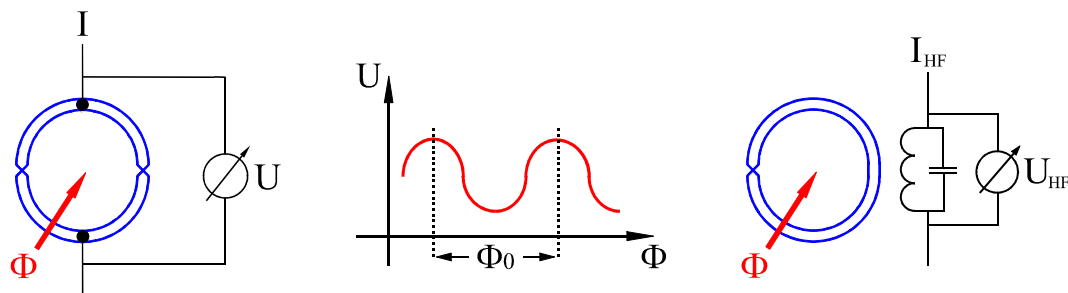


Abbildung 3.6: Prinzipschaltung von Gleichstrom (dc) SQUID (links) und Hochfrequenz (rf) SQUID (rechts). Mitte: Über dem dc SQUID abfallende Gleichspannung bzw. über dem mit dem rf SQUID gekoppelten Schwingkreis abfallende HF-Spannung in Abhängigkeit des magn. Flusses Φ durch den SQUID.

Für gewöhnlich werden SQUIDS in einer Fluß-Regel-Schleife (**F**lux-**L**ocked-**L**oop, FLL, Abbildung 3.7) betrieben [29], um die periodische Transferfunktion zu linearisieren. Man erzielt hierdurch einen hohen Dynamik-Bereich von bis zu $180 \text{ dB}/\sqrt{Hz}$ und erhält eine Ausgangsspannung, die direkt proportional zum externen magnetischen Fluß Φ durch den SQUID ist.

Das Rauschen eines SQUIDS setzt sich aus dem Eigenrauschen, dem sogenannten Weißen Rauschen und dem $1/f$ -Rauschen, sowie dem Elektronik- und dem Umgebungs-Rauschen zusammen. Typische Werte für das Fluß-Rauschen in einem SQUID liegen zwischen $10^{-5} \Phi_0/\sqrt{Hz}$ und $10^{-7} \Phi_0/\sqrt{Hz}$ und für das magnetische Rauschen bei $10^{-13} \text{ T}/\sqrt{Hz}$ (HT_c) bis $10^{-15} \text{ T}/\sqrt{Hz}$ (LT_c). Weiterführende Informationen zu SQUIDS finden sich beispielsweise in [30]-[32].

SQUID-Sensoren werden in medizinischen Applikationen sowie in der zerstörungsfreien Materialprüfung eingesetzt. Aufgrund ihrer hohen Feldempfindlichkeit und ihres hohen Dynamikbereichs sind dies hauptsächlich anspruchsvolle, mit konventioneller Wirbestromtechnik nicht mehr zu bewältigende Prüfaufgaben [33]-[37].

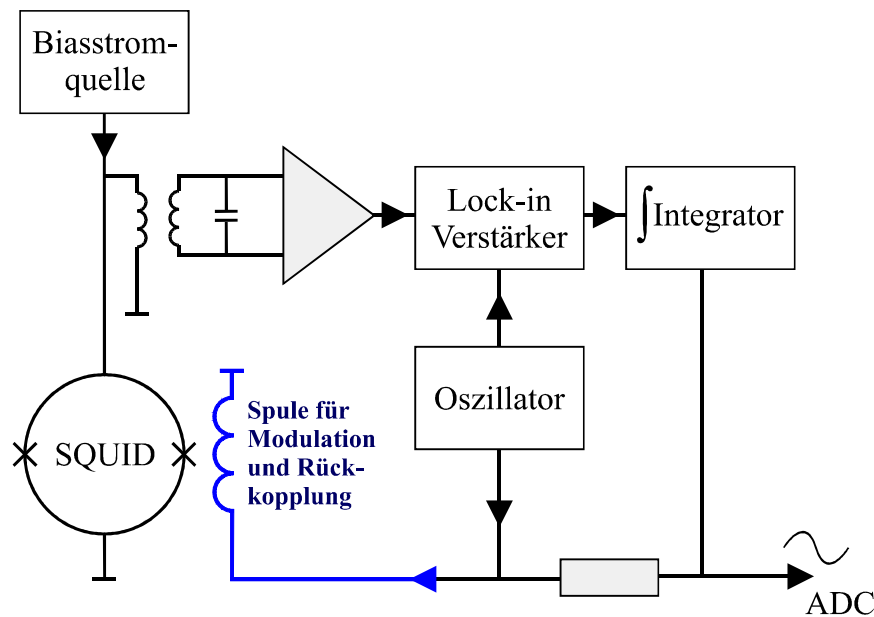


Abbildung 3.7: Blockdiagramm einer dc SQUID Ausleseelektronik mit Fluß-Regel-Schleife.

Gründe dafür, daß SQUIDS trotz hoher Feldauflösung und einem sehr hohen Dynamikbereich bislang nur spezielle Prüfaufgaben in der Zerstörungsfreien Materialprüfung gefunden haben, sind hauptsächlich die folgenden:

- SQUID-Systeme sind mit deutlich höheren Anschaffungskosten gegenüber konventionellen Systemen verbunden.
- Die Kühltechnik kann ein Hemmnis hinsichtlich der Handhabbarkeit darstellen.
- SQUID-Systeme reagieren empfindlich auf Störungen aus der Umgebung und können durch externe Feldänderungen, welche den maximalen Operationsbereich der Ausleseelektronik überschreiten, destabilisiert werden.
- Eine sehr hohe Ortsauflösung („SQUID Mikroskop“) kann nur mit aufwendigen kryotechnischen Konstruktionen (Dewar-Design) realisiert werden.

Das Prüfproblem der Schweißnahtprüfungen stellt Anforderungen hinsichtlich Ortsauflösung, Feldempfindlichkeit und Dynamikbereich, die auch von anderen Sensoren, wie den im nächsten Abschnitt behandelten MR-Sensoren erreicht werden. Das Potential des SQUIDS kann bei der Schweißnahtprüfung zudem nicht voll ausgeschöpft werden:

Die hohe Feldempfindlichkeit des SQUID kommt nur dann zum Tragen, wenn man das Sekundärfeld sehr empfindlich messen kann. Bei der Schweißnahtprüfung werden Defektsignale allerdings von Störsignalen überlagert, welche von einer ungleichmäßigen Schweißnahtoberfläche herrühren und bis 25 nT erreichen können. Durch diese Störsignale wird der hohe Dynamikbereich des SQUIDS signifikant begrenzt und seine hohe Feldempfindlichkeit nicht ausgeschöpft.

Dies und die hohen Investitionskosten rechtfertigen trotz der unumstrittenen Qualitäten des SQUID nicht, diesen Sensor für die Schweißnahtkontrolle einzusetzen.

MR-Sensoren

Der Magnetowiderstands- oder MR-Effekt (MR = **M**agneto**R**esistance) beschreibt die relative Änderung des elektrischen Widerstandes eines Leiters bei Anlegen eines externen Magnetfeldes. Je nach Orientierung des elektrischen Strom- und des Magnetfeldvektors zueinander spricht man vom transversalen MR-Effekt (Magnetfeld senkrecht zur Stromrichtung) oder vom longitudinalen MR-Effekt (Magnetfeld parallel zur Stromrichtung).

$$\text{MR} = \frac{\Delta\rho}{\rho_{B=0}} \cdot 100\% = \frac{\rho_B - \rho_{B=0}}{\rho_{B=0}} \cdot 100\%$$

Bislang sind die folgenden MR-Effekte bekannt, welche zum Teil für Sensoren ausgenutzt werden:

- In nicht-magnetischen Leitern ist der „normale“ transversale MR-Effekt (**OMR** = Ordinary MagnetoResistance) die Folge der auf die Ladungsträger wirkenden Lorentz-Kraft [38]-[39]. Die Elektronen bewegen sich aufgrund der Lorentz-Kraft zwischen zwei Stößen (zum Beispiel an Phononen oder Störstellen) auf Kreisbahnen, was zu einer Verkürzung der effektiven freien Weglänge zwischen zwei Stößen führt. Der positive Magnetowiderstand folgt der Kohler-Regel [40].

In magnetischen Materialien führt die Wechselwirkung der starken inneren Magnetfelder mit den mobilen Elektronen zu weiteren MR-Effekten:

- Bei ferromagnetischen Metallen oder Legierungen tritt bei niedrigen Magnetfeldern (bis ca. 0.5 T) der Anisotrope Magnetowiderstandseffekt (**AMR**) auf. Dieser Effekt beruht auf einem durch das Magnetfeld erzeugten anisotropen Streuquerschnitt der Rumpfelektronen. Je nach Orientierung des Magnetfeldes – longitudinal oder transversal – ist dann der Widerstand des Leiters im äußeren Magnetfeld erhöht oder erniedrigt und dementsprechend der AMR positiv oder negativ. Der AMR-Effekt bei Permalloy ($\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}^\dagger$) liegt bei Raumtemperatur und 0.5 T bei maximal 3% und wird unter anderem seit 1990 in Festplatten-Leseköpfen ausgenutzt. Weiterführende Informationen zum AMR-Effekt finden sich im nächsten Kapitel.
- An mehrlagigen Fe/Cr-Schichten entdeckten Grünberg et al. 1986 [41], daß sich die Magnetisierungen benachbarter Fe-Schichten bei Cr-Lagendicken um 1 nm antiparallel ausrichten. Eine weitere Entdeckung von Baibich et al. [42] an derartigen Schichtsystemen aus ferromagnetischen und nicht-magnetischen Metallen führte dann zur Definition des sogenannten Riesen-Magnetowiderstandseffektes oder **GMR**-Effektes (Giant MagnetoResistance[‡]): Wird durch ein äußeres Magnetfeld die Magnetisierung der einzelnen Lagen parallel ausgerichtet, so sinkt der elektrische Widerstand des Systems. Der GMR-Effekt ist auf spinabhängige Streuung an den Phasengrenzen – intrinsisch – und an Verunreinigungen – extrinsisch – zurückzuführen. Auch in granularen Legierungen, in denen ferromagnetische Ausscheidungen in eine nicht-magnetische Matrix eingebettet sind, tritt der GMR-Effekt auf [43]. Erste kommerzielle GMR-Sensoren sind seit 1996 verfügbar. Momentan finden

[†] $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$ ≡ Legierung aus 81% Nickel und 19% Eisen.

[‡]Das „Giant“ ist im Vergleich zum AMR-Effekt zu sehen.

GMR-Sensoren im Bereich der Computertechnologie Anwendung; so enthalten aktuelle Festplatten GMR-Leseköpfe. Auch an der Entwicklung von MRAMs und Spin-Transistoren wird intensiv gearbeitet.

- Ein dem GMR-Effekt verwandter Effekt ist der 1994 entdeckte Tunnel-Magnetowiderstandseffekt (**TMR**) [44]. Hier werden Schichtsysteme von ferromagnetischen Metallen und Isolatoren (z.B. Aluminiumoxid) eingesetzt. Die spinpolarisierten Elektronen können die Isolator-Schicht quantenmechanisch „durchtunneln“, das heißt der Ladungstransport findet nicht mehr durch diffusen Transport im Metall, sondern durch das Tunneln über eine isolierende Barriere statt. Die Widerstandsänderung durch das Magnetfeld ist auf die spinabhängigen Tunnelströme zurückzuführen. Der TMR-Effekt ist positiv und kann bei Raumtemperatur und kleinen Magnetfeldern ($B = 10^{-2}$ T) bis zu 40% betragen.
- Kolossaler Magnetowiderstandseffekt (**CMR**): Obwohl der magnetoresistive Effekt in Manganaten mit Perowskit-Struktur bereits seit den 50er Jahren bekannt ist, hat eine eingehende Untersuchung des CMR-Effektes erst im Zuge der Entdeckung der Hochtemperatur-Supraleiter (oxidische Perowskite) begonnen [45]-[46]. Der CMR-Effekt ist der derzeit stärkste magnetoresistive Effekt, der beobachtet wird. Beispielsweise wird im System $\text{La}_{1/3}\text{Ca}_{1/3}\text{MnO}_3$ als epitaktischem Film der elektrische Widerstand bei einer Temperatur von 77 K durch Anlegen eines Magnetfeldes von 6 T um einen Faktor von etwa 1250 abgesenkt. Die extrem große Änderung des Widerstandes im Magnetfeld ist darauf zurückzuführen, daß ein äußeres Magnetfeld die Charakteristik des Stoffes von einem Isolator hin zu einem elektrischen Leiter verändert. Aufgrund der hohen Schaltfelder und der niedrigen Temperatur, bei welcher der CMR-Effekt auftritt, finden sich derzeit keine Sensoren, welche den CMR-Effekt für die Magnetfelddetektion nutzen.

Hall-Sensor

Eine in der Wirbelstromprüfung unübliche Art der Magnetfeldmessung stellen Hall-Sensoren dar. Das Meßprinzip von Hall-Sensoren basiert auf der Ablenkung von Strömen in Halbleiterkristallen in Magnetfeldern durch die Lorentz-Kraft. Dadurch findet eine Trennung der Ladungsträger statt und die entstehende Spannung gibt Aufschluß über die Stärke des Magnetfeldes.

Die Feldempfindlichkeit von Hall-Sensoren hängt direkt von der Ladungsträgerbeweglichkeit ab. Weil sich der Hall-Effekt von Elektronen und Löchern gegenseitig kompensiert, sind für Hall-Sensoren nur solche Halbleiter interessant, deren Ladungsträgerbeweglichkeiten sich deutlich unterscheiden. Halbleiter mit einem sehr hohen Unterschied zwischen den Ladungsträgerbeweglichkeiten von Elektronen und Löchern, wie zum Beispiel InSb, weisen aber einen geringen Bandabstand auf, was wiederum zu einer erhöhten Empfindlichkeit bezüglich Temperaturänderungen führt.

Die Empfindlichkeit eines Hall-Sensors kann als absolute oder relative Empfindlichkeit angegeben werden. Gebräuchlicher ist die relative Empfindlichkeit, bei der die absolute Empfindlichkeit auf die durch den Sensor fließende Stromdichte bezogen wird. Die bisher größte Empfindlichkeit liegt in der Größenordnung von 3100 V/T·A [25]. Typische Werte für das $1/f$ -Rauschen von Hall-Sensoren liegen bei 100 Hz in der Größenordnung von 10^{-6} T/ $\sqrt{\text{Hz}}$.

Aufgrund der niedrigen Feldempfindlichkeit eignen sich Hall-Sensoren nur bedingt für Wirbelstromapplikationen. Auch für die Schweißnahtprüfung wird eine Feldempfindlichkeit von 1 nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ oder besser benötigt.

3.3.3 Kompensation des Anregungsfeldes am Ort des Sensors

Wird ein Magnetfeldsensor derart über einem Anregungsinduktor positioniert, daß der Sensor das Anregungsfeld mitmißt, so vermindert das den Dynamikbereich des Systems, da nachgeschaltete Geräte, zum Beispiel ein Lock-In-Verstärker, das Anregungsfeld aussteuern müssen. Je nach Ausrichtung des Magnetfeldsensors zum Anregungsinduktor kann daher eine Kompensation (elektronisch oder physikalisch) notwendig werden, um den Dynamikbereich des Gesamtsystems zu erhöhen.

- **Elektronische Kompensation**

Zur Kompensation des Anregungsfeldes kann das Erregersignal in eine Elektronik eingespeist werden, mittels derer Amplitude und Phase so eingestellt werden, daß bei gleichen Amplituden das Kompensationssignal um 180° phasenverschoben zum Erregersignal liegt. Beide Signale können nun elektronisch voneinander subtrahiert werden, so daß man nur noch die von Materialfehlern hervorgerufene Abweichung von der Kompensation mißt.

- **Physikalische Kompensation**

Zwecks physikalischer Kompensation des Anregungsfeldes können die folgenden Ansätze verfolgt werden:

- 1) Man speist ein phasenverschobenes Kompensationssignal in eine kleine Spule in der Nähe des Magnetfeldsensors ein und reduziert damit direkt am Ort des Sensors das Anregungsfeld, welches das Fehlersignal überlagert.
- 2) Man positioniert den Magnetfeldsensor derart zum Anregungsinduktor, so daß er das Anregungsfeld nicht detektiert (siehe Abbildung 3.8, Links: Doppel-D Spule, Rechts: Ringspule).

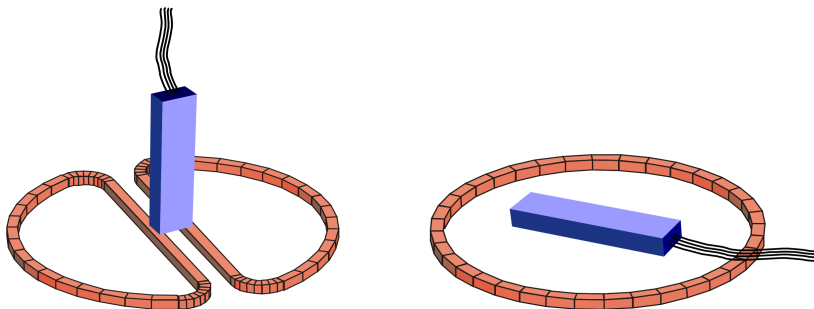


Abbildung 3.8: Physikalische Kompensation des Anregungsfeldes.

Der Sensor ist in Richtung der herauslaufenden Kabel sensitiv.

In der Praxis kann durch eine Felderzeugung mit einer Doppel-D Spule eine Reduzierung des Erregerfeldes am Ort des Sensors bis auf etwa 1‰ der maximalen Feldstärke erreicht werden.

Weitere Ausführungen zur elektronischen sowie zur physikalischen Kompensation finden sich als Literaturverweis unter [47]-[48].

3.3.4 Störeinflüsse bei der Wirbelstromprüfung

Vor allem bei kleinen und tiefliegenden Materialfehlern können Störquellen das sekundäre Magnetfeld so stark überlagern, daß Fehlersignaturen nicht mehr zu erkennen sind. Die Störeffekte können zum einen in prüfteilbedingte Störeffekte, die von einem „komplizierten Prüfteil“ herrühren, und zum anderen in sondenbedingte Störeffekte, die auf einer unpräzisen Sondenführung beruhen, gegliedert werden. Zusätzlich dazu können externe Störquellen die Messung des sekundären Magnetfeldes beeinflussen.

Sondenbedingte Störquellen

- **LiftOff-Effekt**

Bewegt sich während einer Wirbelstrommessung die Anregungseinheit (Spule, etc.) um eine kleine Strecke Δd vertikal von der Oberfläche des Prüfteils weg (= LiftOff), so wird nur noch ein kleinerer Teil des magnetischen Flusses, welcher durch die Anregungseinheit erzeugt wird, die Probe durchströmen. Eine maximale Wirbelstromausbeute kann nur dann erreicht werden, wenn die Anregungseinheit in direktem Kontakt mit der Prüfteiloberfläche steht. Alle Änderungen des Abstands zwischen Anregungseinheit und Prüfteil werden während einer Wirbelstrommessung vom Magnetfeldsensor gemessen und gehen unmittelbar in die Meßdaten ein. Dieser Effekt fällt insbesondere bei hohen Anregungsfrequenzen ins Gewicht, da mit steigender Frequenz die Eindringtiefe abnimmt. Selbst konventionelle Wirbelprüfgeräte können Abstandsänderungen von einigen 10 μm noch detektieren.

Um reproduzierbare Signale zu messen, ist es notwendig, den LiftOff zu kontrollieren. Dies kann direkt während der Messung über eine Abstandsregelung geschehen oder, wenn der LiftOff während einer Messung nur minimal ist, durch nachträgliche Subtraktion im Meßsignal oder Hochpass-Filterung. Bei Proben mit planarer Oberfläche ist der LiftOff im wesentlichen linear; er kann somit durch Subtraktion einer linearen Funktion herausgefiltert werden ohne daß Signaturen der Defekte durch diese Filterung beeinträchtigt werden. Alternativ kann die Spulenposition online während einer Wirbelstrommessung aufgezeichnet werden und mit diesen Daten der LiftOff nachträglich beseitigt werden. Abbildung 3.9 zeigt beispielhaft eine Wirbelstrommessung mit deutlichem LiftOff-Effekt (links) und nach Unterdrückung des LiftOff-Effekts (rechts) durch Subtraktion.

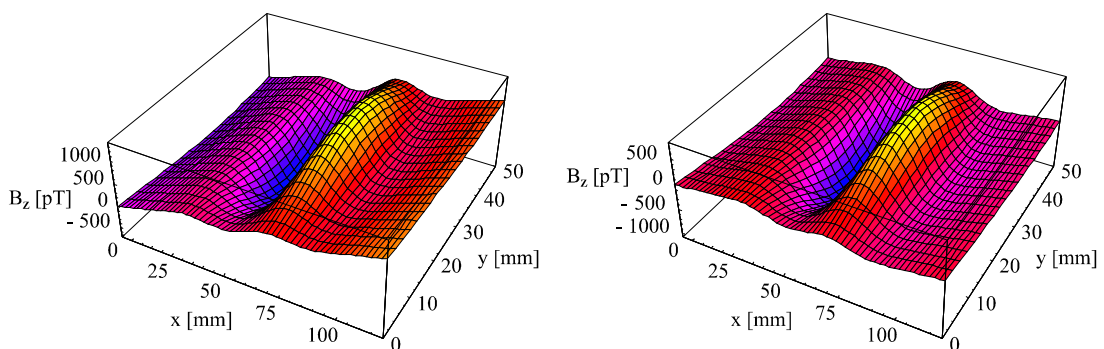


Abbildung 3.9: LiftOff-Effekt. Links: Messung mit überlagertem LiftOff-Signal, Rechts: Messung nach erfolgreicher Unterdrückung des LiftOff-Signals.

- **Kipp-/Neigungseffekt**

Dieser Effekt ist dem LiftOff-Effekt sehr ähnlich: Ist die Anregungseinheit gegenüber der Prüfteil-Oberfläche verkippt, so erfährt die höher gewandte Seite der Anregungseinheit einen permanenten LiftOff zum Prüfteil. Mit einer Verkippung ändert sich die Ebene, in der die induzierten Wirbelströme fließen, wodurch auch die gemessene externe Magnetfeldverteilung beeinflusst wird. Da es sich bei der Verkippung um eine zeitlich konstante „Störung“ handelt, läßt sich der Effekt nachträglich leicht aus dem Meßsignal herausrechnen. Die einfachste Umgehung besteht in einer korrekten Ausrichtung der Anregungseinheit vor einer Messung.

- **Temperaturabhängigkeit**

Insbesondere MR-Sensoren zeigen aufgrund ihres Aufbaus eine deutliche Temperaturabhängigkeit. Sollen MR-Sensoren in einer Umgebung mit starken Temperaturgradienten eingesetzt werden, so ist es nötig, die Umgebungstemperatur zu messen und diese aus den Meßdaten herauszurechnen, was aufgrund der linearen Abhängigkeit von Sensorsignal und Umgebungstemperatur ohne Probleme durchzuführen ist. Alternativ verschaltet man vier Sensoren in einer Wheatstone-Brückenschaltung, um Temperatureinflüsse im Meßsignal zu minimieren.

Prüfteilbedingte Störquellen

- **Kanteneffekt**

Eine Wirbelstrommessung in näherer Umgebung von Kanten, Riefen oder in der Nähe unregelmäßiger Schweißnahttopologien führt zu starken Wirbelstromverdrängungen an solchen Strukturen. Im gemessenen Signal tauchen solche Strukturen daher als Überlagerung des Nutzsignals auf. Speziell bei Kanten kann ein so starkes sekundäres Magnetfeld hervorgerufen werden (Kanten wirken wie ein riesiger (virtueller) Defekt), daß das eigentliche Meßsignal zu einem erheblichen Teil überdeckt wird. Diesbezüglich kritische Bereiche sollten bei einer Wirbelstrommessung nicht abgerastert werden. Falls dies prüfteilbedingt nicht möglich ist, können Anregungsinduktoren eingesetzt werden, deren Geometrie den Einfluß von Kanten minimiert.

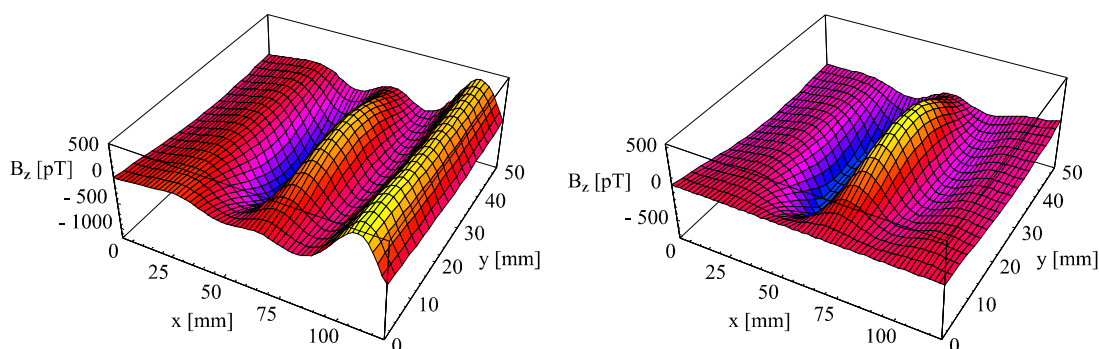


Abbildung 3.10: Kanteneffekt. Links: Messung mit einem hohen Kantensignal, welches Teile des Meßsignals überdeckt, rechts: Messung nach Unterdrückung des Kantensignals.

Eine spätere Unterdrückung der Störsignale durch mathematische Verfahren ist möglich; diese setzen voraus, daß Bereiche der Probe mitgemessen werden, in denen ausschließlich Informationen über die störende Signatur und nicht das eigentliche Meßsignal enthalten sind. Für komplexe Geometrien (zum Beispiel Wellenschliffe im Prüfteil) oder unregelmäßig geformte Kanten ist eine mathematische Filterung nur mit viel Aufwand möglich.

• **Änderungen der elektrischen Leitfähigkeit σ**

Die Wirbelstromprüfung basiert auf der Veränderung der elektrischen Leitfähigkeit σ : Ein Defekt stellt eine sprunghafte Veränderung der elektrischen Leitfähigkeit dar, was zu einer lokalen Wirbelstromverdrängung führt. Jedes Material zeigt aber auch selbst lokale Unterschiede in seiner Leitfähigkeit, was die Wirbelstromverdrängung beeinflusst, selbst wenn die mechanische Struktur intakt ist.

Abbildung 3.11 zeigt ein Beispiel einer 5 mm dicken Aluminium-Platte aus dem Flugzeugbau mit einer hohen lokalen Variation $\Delta\sigma/\sigma$ von etwa 3%. Dargestellt ist die magnetische Feldverteilung B_z oberhalb der Platte. Die gemessene Feldamplitude (peak-to-peak) beträgt einige 100 pT, was bereits im Empfindlichkeitsbereich einiger sensitiver Magnetfeldsensoren wie Fluxgate oder SQUID liegt.

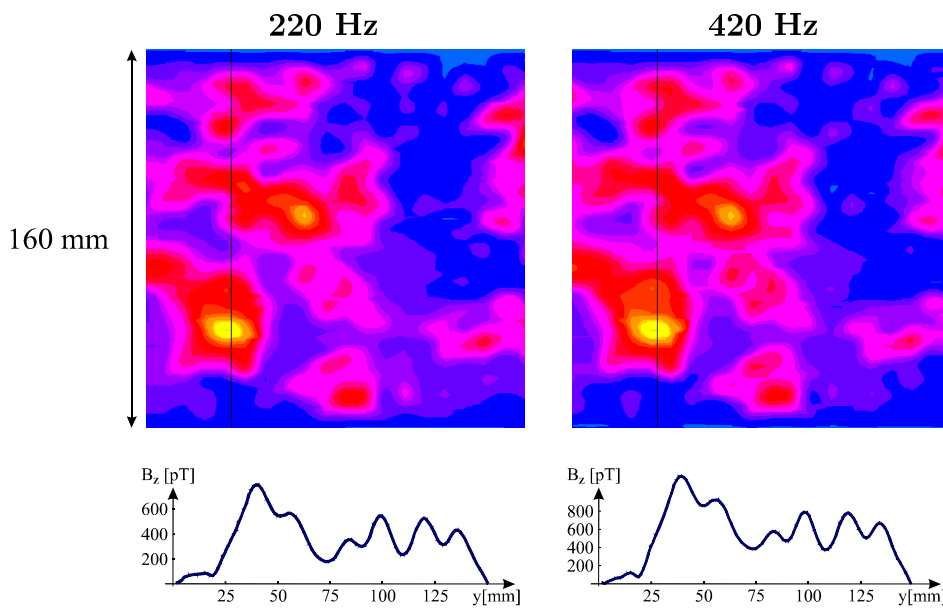


Abbildung 3.11: Oben: Wirbelstrommessung von intakten Aluminiumplatten (5 mm Dicke, Plattenfläche $160 \times 160 \text{ mm}^2$, $\sigma \approx 20 \text{ MS/m}$, Anregungsfeld $400 \mu\text{T}$). Unten: Linienscans entlang der durchgezogenen Linien der oberen Graphen. $\Delta\sigma/\sigma \approx 3\%$. [22]

• **Änderungen der magnetischen Permeabilität μ**

Im Gegensatz zu Schwankungen der elektrischen Leitfähigkeit stellen lokale Änderungen der magnetischen Permeabilität μ bei ferromagnetischen Proben ein erhebliches Problem für die Wirbelstromprüfung dar. Grund hierfür ist, daß Änderungen der magnetischen Permeabilität erheblich größer sind als die der elektrischen Leitfähigkeit und zu starken lokalen Änderungen in der Eindringtiefe führen.

Eine mögliche Vorgehensweise zur Vermeidung dieser Störsignale in der Wirbelstromprüfung ist es, ferromagnetische Prüfteile während oder kurz vor der Messung magnetisch zu sättigen (Größenordnung 1 Tesla). Als Sensoren kommen Induktionsspulen zum Einsatz,

da diese aufgrund ihrer Wirkungsweise ein konstantes externes Feld nicht messen. Andere Magnetfeldsensoren lassen sich aber in einer Umgebung mit solch starken Hintergrundfeldern nur eingeschränkt betreiben, da sie durch das hohe Hintergrundfeld magnetisch sättigen können (Fluxgate, MR-Sensor) oder ihren Operationsbereich verlassen (SQUID).

- **Magnetisches Barkhausenrauschen**

Bei einer Ummagnetisierung ferromagnetischer Werkstoffe ändert sich die räumliche Ausdehnung der magnetischen Domänen. Dabei bewegen sich die sogenannten Bloch-Wände, welche die magnetischen Domänen voneinander trennen. Die Bloch-Wände, die zwei in der Magnetisierung entgegengesetzte Domänen trennen, ändern ihren Ort bei der Ummagnetisierung sprunghaft, was zu einer plötzlichen lokalen Änderung der magnetischen Flussdichte führt. Die Blochwand„sprünge“ sind ein statistischer Prozeß, so daß diese als Rauschanteil (sog. Barkhausenrauschen) in einer Messung auftreten.

- **Nyquist-Rauschen**

Abschließend soll der Vollständigkeit halber noch eine weitere prüfteilbedingte Rauschquelle erwähnt werden. Es handelt sich um das sogenannte „Nyquist-Rauschen“, das durch die thermische Bewegung der Ladungsträger in elektrisch leitfähigem Material hervorgerufen wird. Ein Modell wurde hierzu von Varpula und Poutanen entwickelt [49]. Das Nyquist-Rauschen spielt aufgrund seiner geringen Amplitude von wenigen $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ nur für sehr feldempfindliche Anwendungen eine Rolle. Für die zerstörungsfreie Untersuchung von Schweißnähten braucht das Nyquist-Rauschen nicht berücksichtigt zu werden.

Sonstige Störquellen

- **Externe Störquellen**

Zu externen Störquellen zählen beispielsweise Netzteile (50 Hz), Röhrenmonitore (85 Hz – 120 Hz), etc. deren elektromagnetische Felder Wirbelstrommessungen beeinflussen können, wenn diese bei ähnlichen Frequenzen durchgeführt werden. Störfrequenzen können mittels Spektrumanalysator vor einer Messung ermittelt werden. Wenn möglich, sollte die Meßfrequenz im größeren Abstand dazu gewählt werden. Sollte die gewünschte Anregungsfrequenz in der Nähe einer Störfrequenz liegen, kann alternativ die Messung mit einer geringen Bandbreite und einer entsprechend langsamen Verfahrensgeschwindigkeit durchgeführt werden. Für die Wirbelstrommessung von Schweißnähten ist diese Störquelle nicht relevant, da hier mit Anregungsfrequenzen von einigen 10 kHz gearbeitet wird.

- **Anfahreffekt**

Die Verfahreinheit benötigt eine kurze Beschleunigungsstrecke, um die gewünschte Scangeschwindigkeit zu erreichen. In dieser Zeit wird die Messung aufgrund der sich ändernden Scangeschwindigkeit beeinträchtigt („Remote-Effekt“).

- **Variationen der Scangeschwindigkeit**

Größere Variationen der Verfahrensgeschwindigkeit während des Scannens führen zu einer unerwünschten Stauchung/Streckung des Meßsignals in Scanrichtung. Durch einen hochwertigen Verfahrtschienen lassen sich Variationen der Scangeschwindigkeit auf ein Minimum reduzieren. Ein paralleles Aufnehmen von Ortsinformationen zum gemessenen Magnetfeldwert vermeidet diesen Störeinfluß komplett.

Kapitel 4

AMR-Sensoren

Inhaltsverzeichnis

4.1	Ferromagnetische Materialien im Magnetfeld	40
4.2	AMR-Effekt	41
4.3	Energieverhältnisse dünner ferromagnetischer Schichten	41
4.4	Materialeigenschaften dünner MR-Schichten	43
4.5	Zweistrommodell von Mott	45
4.6	Temperaturabhängigkeit	45
4.7	Linearisierung	46
4.8	Rauschverhalten	46

Der **A**nisotrope **M**agneto**R**esistive Effekt (AMR-Effekt) wurde bereits 1857 von Thomson [50] bei Untersuchungen an Nickel-Eisen-Legierungen entdeckt, konnte jedoch erst über 100 Jahre später in erste technische Anwendungen einfließen. Eine erste technische Applikation war die Leseinheit in Bubble-Speichern Ende der 60er-Jahre. Erst spät fand der AMR-Effekt mit der Entwicklung der Mikroelektronik und den damit verbundenen Verfahren der Dünnschichttechnologie ein breiteres wissenschaftliches Interesse. Ab dem Jahr 1980 wurde mit der Entwicklung erster AMR-Sensoren begonnen.

Im Vergleich mit SQUIDs oder Förstersonden erreichen AMR-Sensoren bislang eine geringere Feldempfindlichkeit von etwa $1 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei für NDE Anwendungen sinnvollen Ortsauflösungen $\ll 1 \text{ mm}$. Neben einer Empfindlichkeit für magnetische Felder im nT-Bereich, einer guten Miniaturisierungs- und Anpassungsfähigkeit, einer hohen Stabilität bieten AMR-Sensoren insbesondere auch den Vorteil der kostengünstigen Herstellung mit konventionellen Dünnschichttechnologien. Auf Grund dieser Vorzüge besitzen AMR-Sensoren ein breites Anwendungsspektrum in der Meß- und Speichertechnik. Hauptanwendungsgebiet von AMR-Sensoren ist die Messung schwacher magnetischer Felder und eine Vielzahl weiterer mit magnetischen Feldern gekoppelter Größen (Ströme, Längen & Winkel, Frequenzen, Kräfte etc.). Zu beachten sind allerdings auch Nichtlinearitäten und Temperaturabhängigkeiten der Sensoren, welche zu einem höheren Aufwand beim Anwender führen können. Als Bandbreite für Magnetoresistiven Sensoren konnten bislang 65 MHz erreicht werden. Theoretisch sind aber auch Bandbreiten von bis zu 1 GHz denkbar [51].

4.1 Ferromagnetische Materialien im Magnetfeld

Charakteristisch für ferromagnetische Stoffe wie Fe, Co oder Ni sind eine spontane Magnetisierung ihrer Elementarbereiche („Weißsche Bezirke“) und das damit verbundene Hystereseverhalten in externen Magnetfeldern sowie hohe Permeabilitätszahlen.

Einige der ferromagnetischen Eigenschaften können unter der vereinfachenden Annahme[†] verstanden werden, daß jedem der Weißschen Bezirke ein einzelnes magnetisches Dipolmoment \vec{p}_i zugeordnet wird. Die Summe aller magnetischen Momente ist die Magnetisierung \vec{M}_s des Materials.

$$\vec{M}_s = \frac{1}{V} \cdot \sum_{i=1}^n \vec{p}_i \quad \begin{array}{l} \vec{M}_s : \text{ Sättigungsmagnetisierung} \\ \vec{p} : \text{ Magnetisches Dipolmoment} \\ V : \text{ Gesamtvolumen} \end{array} \quad (4.1)$$

Bringt man einen ferromagnetischen Körper in ein externes (äußeres) Magnetfeld, so wird seine vorhandene Magnetisierung ausgerichtet. Es besteht der folgende Zusammenhang zwischen der Magnetisierung und einer hypothetischen Magnetfeldstärke \vec{H}_i im Inneren:

$$\vec{M}_s = \chi \cdot \vec{H}_i \quad \begin{array}{l} \chi : \text{ Magnetische Suszeptibilität} \\ \vec{H}_i : \text{ Magnetfeldstärke im Inneren} \end{array} \quad (4.2)$$

Das externe Magnetfeld unterscheidet sich vom Feld im Inneren des Körpers, da ein ferromagnetischer Körper, der sich in einem externen Feld befindet, ein Entmagnetisierungsfeld \vec{H}_d aufbaut. Dessen Feldstärke läßt sich mittels des Entmagnetisierungsfaktors N beschreiben, der ein Maß für die Abschwächung des externen Magnetfeldes ist.

$$\begin{array}{l} \vec{H}_i = \vec{H}_a + \vec{H}_d \\ \quad = \vec{H}_a - N \cdot \vec{M}_s \end{array} \quad \begin{array}{l} \vec{H}_a : \text{ Stärke des von außen angelegten Magnetfeldes} \\ \vec{H}_d : \text{ Entmagnetisierungsfeldstärke} \\ N : \text{ Entmagnetisierungsfaktor} \end{array} \quad (4.3)$$

Aus 4.2 und 4.3 ergibt sich der Zusammenhang zwischen der Magnetisierung im Inneren des Körpers und dem extern angelegten Magnetfeld (χ : magnetische Suszeptibilität):

$$\vec{M}_s = \frac{\chi}{1 + \chi \cdot N} \cdot \vec{H}_a \quad (4.4)$$

Unter Verwendung von $\chi = \mu_r - 1$ (μ_r : relative Permeabilität) ergibt sich schlußendlich:

$$\vec{M}_s = \frac{\vec{H}_a}{N + 1/(\mu_r - 1)} \quad (4.5)$$

[†]Eine grundlegende Beschreibung magnetischer Materialien gelingt mit Hilfe der quantenmechanischen Austauschwechselwirkung, welche magnetische Phänomene auf die parallele Ausrichtung unkompensierter Einzelspinmomente zurückführt.

4.2 AMR-Effekt

Bei ferromagnetischen Metallen oder Legierungen tritt unterhalb der Curie-Temperatur[†] T_c bei niedrigen Magnetfeldern der **A**nisotrope **M**agneto**R**esistive Effekt (AMR-Effekt) auf. Der AMR-Effekt beschreibt die Änderung des elektrischen Widerstandes, hervorgerufen durch ein äußeres Magnetfeld.

Man unterscheidet den longitudinalen spezifischen Magnetowiderstand $\rho_{||}$ (die Magnetisierung im Inneren der Probe aufgrund eines äußeren Magnetfeldes stimmt mit der Stromrichtung überein) vom transversalen Magnetowiderstand ρ_{\perp} (Magnetisierung steht senkrecht zur Stromrichtung).

Der anisotrope Magnetowiderstand ist wie folgt definiert [52]:

$$\Delta\rho = \rho_{||} - \rho_{\perp} \quad (4.6)$$

Als anisotropes Magnetowiderstandsverhältnis, den AMR-Effekt, (ρ_0 : Widerstand des unmagnetisierten Materials) bezeichnet man:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0} = \frac{\rho_{||} - \rho_{\perp}}{\frac{1}{3}\rho_{||} + \frac{2}{3}\rho_{\perp}} \quad (4.7)$$

Der spezifische elektrische Widerstand eines magneto-resistiven Materials ist abhängig von der Magnetisierungsrichtung und der Stromrichtung im Inneren der Probe. Die Winkelabhängigkeit wird durch die sogenannte Voigt-Thomson-Gleichung [53] beschrieben, welche für Vollmaterial-Proben als auch für dünne Schichten gilt:

$$\rho(\theta) = \rho_{\perp} + \Delta\rho \cdot \cos^2(\theta) \quad (4.8)$$

Da in AMR-Materialien der Widerstand abhängig ist vom Winkel zwischen Strom und Richtung der Magnetisierung, müssen die folgenden zwei Vorgänge verstanden werden:

1. Wie stellt sich die Richtung der Magnetisierung einer dünnen ferromagnetischen Schicht in einem äußeren Magnetfeld ein?
2. Wie hängt der Widerstand vom Winkel zwischen Strom und Magnetisierung ab?

4.3 Energieverhältnisse dünner ferromagnetischer Schichten

Im folgenden soll das Verhalten einer dünnen magneto-resistiven Schicht in einem äußeren Magnetfeld beschrieben werden. Es wird hierzu eine homogen magnetisierte eindomänige Schicht betrachtet, die ellipsenförmig in der x/y -Ebene liegt. Die Probe soll eine induzierte Anisotropie in x -Richtung besitzen (= leichte Achse); darüber hinaus sei die Probe so dünn, so daß der Entmagnetisierungsfaktor in z -Richtung (senkrecht zur Schichtebene) 1 ist.

[†]Curie-Temperatur T_c : Temperatur (Curie-Punkt), bei deren Überschreitung ferromagnetische Stoffe ihren Ferromagnetismus verlieren und paramagnetisch werden. Dieser Effekt ist ein Phasenübergang zweiter Art, der nicht mit spontanen Änderungen von innerer Energie und Dichte einhergeht. Der Curie-Punkt ist materialabhängig verschieden; in Tabelle 9.1 (Anhang) ist T_c für einige Materialien angegeben.

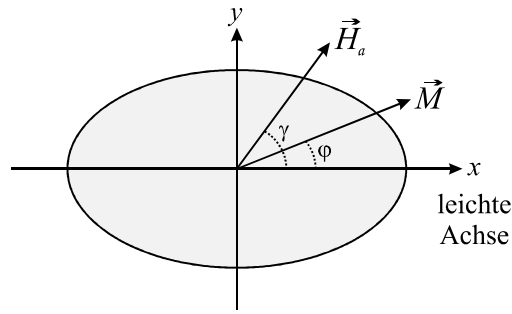


Abbildung 4.1: Dünne homogen magnetisierte ellipsoidförmige Schicht in einem äußeren Magnetfeld \vec{H}_a . Der Winkel zwischen x -Achse (leichte Achse) und Magnetisierung ist φ . Mit γ wird der Winkel zwischen äußerem Magnetfeld und der x -Achse bezeichnet.

Drei Beiträge müssen für die Berechnung der gesamten freien Energiedichte u berücksichtigt werden:

1. Energiedichte infolge eines äußeren Magnetfeldes

$$u_a = -\vec{H}_a \vec{M} = -H_a M \cos(\gamma - \varphi) \tag{4.9}$$

2. Energiedichte infolge einer Anisotropie

$$u_k = k \cdot \sin^2(\varphi) \tag{4.10}$$

Die Anisotropiekonstante k wird für gewöhnlich durch das Anisotropiefeld H_k ersetzt: $k = \vec{H}_k \vec{M} / 2$. Die Anisotropiekonstante k ist materialabhängig (damit auch H_k).

3. Energiedichte infolge einer Eigenentmagnetisierung

$$u_d = \frac{1}{2} \vec{H}_d \vec{M} \tag{4.11}$$

Es ist $H_{d,x} = -N_x M_x = -N_x M \cos(\varphi)$, $H_{d,y} = -N_y M_y = -N_y M \sin(\varphi)$. N_x und N_y bezeichnen hierbei die Demagnetisierungsfaktoren in der Schichtebene. Beide Felder tragen zur Demagnetisierungsenergie u_d bei. Mit $N \equiv N_y - N_x$ ergibt sich

$$u_d = -\frac{1}{2} N M^2 \sin^2(\varphi) + \frac{1}{2} N_x M^2 \tag{4.12}$$

Zur Berechnung der gesamten freien Energiedichte müssen alle drei Beiträge summiert werden:

$$u = u_a + u_k + u_d = -H_a M \cos(\gamma - \varphi) + \frac{1}{2} \vec{H}_k \vec{M} \cdot \sin^2(\varphi) - \frac{1}{2} N M^2 \sin^2(\varphi) + \frac{1}{2} N_x M^2 \tag{4.13}$$

Üblicherweise faßt man das Anisotropiefeld H_k und das Entmagnetisierungsfeld H_d zu einem charakteristischen Magnetfeld zusammen: $H_0 = H_k + H_d$. Damit ist

$$u = -H_a M \cos(\gamma - \varphi) + \frac{1}{2} H_0 M \cdot \sin^2(\varphi) + \frac{1}{2} N_x M^2 \tag{4.14}$$

Die Magnetisierungsrichtung stellt sich bei dem Winkel φ ein, bei welchem die Energiedichte u minimiert ist. Zur Bestimmung von φ muß Gleichung (4.14) nach φ abgeleitet und die Ableitung $= 0$ gesetzt werden.

$$\sin(\varphi) = \frac{H_a \cdot \sin(\gamma) \cos(\varphi)}{H_0 \cdot \cos(\varphi) + H_a \cdot \cos(\gamma)} = \frac{H_{a,y}}{H_0 + H_{a,y} / \cos(\varphi)} \tag{4.15}$$

Um zu bestimmen, ob es sich bei den Lösungen der impliziten Gleichung 4.15 um Minimumstellen handelt, bildet man die zweite Ableitung. Dies führt zur Stoner-Wohlfarth-Gleichung [54]:

$$H_0^{2/3} = |H_x^{2/3}| + |H_y^{2/3}| \tag{4.16}$$

Abbildung 4.2 zeigt die graphische Lösung (Asteroide) von Gleichung (4.16), mit dessen Hilfe die Magnetisierung bei Anlegen eines äußeren Magnetfeldes abgelesen werden kann. Die Richtung der Magnetisierung ergibt sich, wenn man von der Spitze des Vektors des äußeren Magnetfeldes H_a eine Tangente an die Asteroide legt:

- Liegt die Spitze von H_a außerhalb der Asteroide, so ergibt sich eine eindeutige Lösung.
- Für den Fall, daß H_a innerhalb der Asteroide liegt, sind zwei Richtungen der Magnetisierung möglich. Hier bestimmt die magnetische „Vorgeschichte“ der Probe vor Anlegen des externen Feldes, welche der beiden Richtungen eingenommen wird.

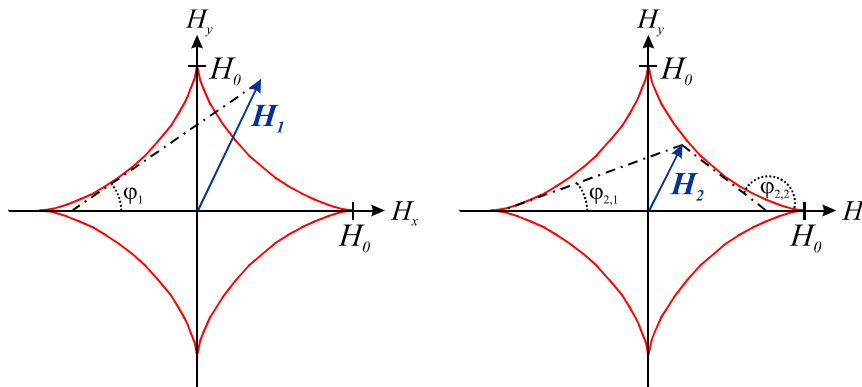


Abbildung 4.2: Stoner-Wohlfarth Asteroide mit zwei äußeren Magnetfeldern \vec{H}_1 und \vec{H}_2 sowie der Richtung der Magnetisierung \vec{M} (gestrichelte Tangenten). Links: Magnetfeldvektor außerhalb der Asteroide (eindeutige Magnetisierungsrichtung). Rechts: Magnetfeldvektor innerhalb der Asteroide (zwei mögliche Magnetisierungsrichtungen).

4.4 Materialeigenschaften dünner MR-Schichten

Die magnetischen Eigenschaften dünner MR-Schichten hängen neben dem Material auch von der Geometrie und den Herstellungsbedingungen ab. Mit Hilfe der Stoner-Wohlfarth-Gleichung (4.16) kann man die Magnetisierungskurven berechnen. In Richtung der leichten Achse nimmt die Magnetisierung nur zwei stabile Werte $\pm M_s$ an – die Magnetisierungskurve besitzt rechteckige Gestalt [55], die Umschaltfeldstärke ist H_0 . Die Messung an realen Proben zeigt, daß die rechteckförmige Gestalt in eine hystereseförmige Gestalt übergeht, wobei auch die Umschaltfeldstärken geringer als H_0 sind. Man bezeichnet die Umschaltfeldstärke auch als Koerzitivfeldstärke H_c . H_c klassifiziert Materialien als „weichmagnetisch“ (kleines H_c) und „hartmagnetisch“ (großes H_c). Für Sensor-Schichten sollte H_c möglichst gering sein. Typische Magnetisierungskurven finden sich zum Beispiel in [56].

Damit MR-Schichten die gleiche Sättigungsmagnetisierung wie das entsprechende Vollmaterial aufweisen, muß die Schicht eine Mindestdicke besitzen. Man findet [57], daß die Sättigungsmagnetisierung des Vollmaterials für Schichtdicken ab etwa 20 nm erreicht wird.

Der elektrische Widerstand der MR-Schicht hängt ebenfalls von der Schichtdicke ab: Bei sehr dünnen Schichten, deren Dicke sich in der Größenordnung der mittleren freien Weglänge λ der Ladungsträger bewegt (für Permalloy [81% Ni/19% Fe], beträgt die mittlere freie Weglänge etwa 20 nm), nimmt der Widerstand der Probe durch eine diffuse Oberflächenstreuung zu. Die Oberfläche stellt für die Ladungsträger eine zusätzliche Beschränkung in ihrer Bewegung dar, was zu einer Reduzierung der freien Weglänge λ führt. Es gilt für den spezifischen Widerstand $\rho(t)$, t : Schichtdicke, die sogenannte Fuchs-Sondheimer-Gleichung [58]-[59]:

$$\rho(t) = \left[1 + \frac{3\lambda}{8t} \right] \cdot \rho_{\text{Bulk}} \tag{4.17}$$

Für Schichtdicken t wesentlich kleiner als die mittlere freie Weglänge λ gilt in Näherung [60]:

$$\rho(t) = \left[\frac{4\lambda}{3 \cdot (\ln(\lambda/t) + 0.423)} \right] \cdot \rho_{\text{Bulk}} \tag{4.18}$$

Der Widerstandshub ist abhängig von der Materialzusammensetzung der MR-Schicht. Für NiCo-Legierungen mißt man bei einem Nickelanteil von 70% einen maximalen Hub von etwa 3.7% bei Raumtemperatur [60]. Für NiFe-Legierungen beträgt der maximale Widerstandshub etwa 2.8% bei einem Nickelanteil von 85% [60]. MR-Schichten sollten zudem magnetostruktionsfrei sein, damit sie keine Eigenspannungen aufweisen. Hierfür kommen NiCo 50/50 und NiFe 81/19 (Permalloy) in Frage. Für diese beiden Legierungen liegt der Widerstandshub bei 2.2% [60].

Die folgende Tabelle zeigt einige typische ferromagnetische Legierungen mit ihren charakteristischen Größen (aus [51]).

Material	$\rho/10^{-8}$	$\Delta\rho/\rho$	H_k	H_c	$\lambda/10^{-6}$	M_s
NiFe 81:19	22	2.2	250	80	≈ 0	1.1
NiFe 86:14	15	3.0	200	100	-12	0.95
NiCo 50:50	24	2.2	2500	1000	≈ 0	1.25
NiCo 70:30	26	3.7	2500	1500	-20	1.0
NiFeCo 60:10:30	20	2.5	2000	250	-5	1.3
CoFeB 72:8:20	86	0.07	2000	15	≈ 0	1.3
	[Ωm]	[%]	[A/m]	[A/m]		[T]

Tabelle 4.1: Vergleich wichtiger ferromagnetischer Dünnschicht-Materialien: Spezifischer Widerstand (ρ), MR-Effekt ($\Delta\rho/\rho$), Anisotropiefeldstärke (H_k), Koerzitivfeldstärke (H_c), Magnetostruktionskoeffizient (λ), Sättigungsmagnetisierung (M_s).

Man erkennt, daß sich Permalloy (NiFe 81/19) besonders als Sensormaterial eignet:

- Permalloy weist eine geringe Anisotropie- und Koerzitivfeldstärke auf.
- Der Widerstandshub ist mit 2.2% ausreichend hoch.
- Permalloy ist magnetostruktionsfrei.

Eine weitere Verkleinerung der Anisotropiefeldstärke H_k kann durch einen abgestimmten Tempervorgang erreicht werden [61]. In Mehrschichtsystemem, bei denen NiFe-Schichten durch wenige nm dicke nichtferromagnetische Materialien getrennt sind, läßt sich die Koerzitivfeldstärke H_c senken [62].

4.5 Zweistrommodell von Mott

In 3d-Metallen und deren Legierungen wird der elektrische Strom vorwiegend von s-Elektronen getragen. Der elektrische Widerstand wird dabei hauptsächlich durch die Streuung zwischen 3d- und 4s-Elektronen bestimmt [63]-[64]. Je nach Spinrichtung der Elektronen von ferromagnetischen Übergangsmetallen unterscheidet man das 3d \uparrow und 3d \downarrow -Band, welche sich in ihren Energieniveaus voneinander unterscheiden. Das magnetische Moment wird durch die Differenz der Elektronen in beiden Bändern bestimmt.

Das Erklärungsmodell von Mott für den AMR-Effekt beinhaltet zwei parallele Elektronenströme, welche sich in ihrer Spinrichtung, bezogen auf die Magnetisierungsrichtung, unterscheiden (Abbildung 4.3). Das Widerstandsnetzwerk beinhaltet Streuprozesse sowohl für die sd- als auch für die ss-Streuung und setzt voraus, daß sich die daraus entstehenden Widerstandsbeiträge addieren lassen. Es ergibt sich damit der in Abbildung 4.3 angegebene Gesamtwiderstand ρ .

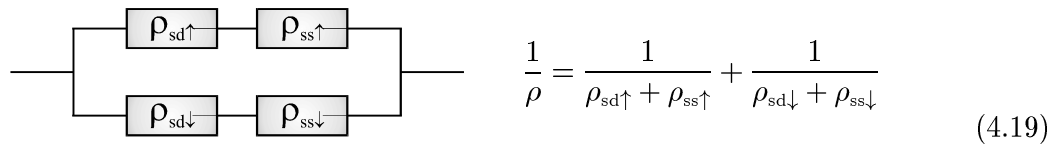


Abbildung 4.3: Zweistrommodell von Mott.

Vernachlässigt man die Spin-Bahn-Wechselwirkung, so findet man, daß unbesetzte 3d \uparrow -Zustände sich über die fünf möglichen Orbitale verteilen sowie daß ein Überschuß an Elektronen mit zur Magnetisierungsrichtung parallelem Spin vorhanden ist [65]. Daraus folgt, daß 4s \uparrow Elektronen eine höhere Wahrscheinlichkeit besitzen mit 3d \uparrow Elektronen zu streuen als die 4s \downarrow Elektronen. Sind Stromrichtung und Magnetisierungsrichtung parallel, so führt dies zu einem erhöhten elektrischen Widerstand. Stehen Stromrichtung und Magnetisierungsrichtung orthogonal zueinander, ist der elektrische Widerstand entsprechend vermindert. Der AMR-Effekt wird im Modell von Mott durch diese beiden Streuprozesse erklärt.

4.6 Temperaturabhängigkeit

Da es sich bei AMR-Sensoren letztlich um ohm'sche Widerstände handelt, ist mit einer linearen Temperaturabhängigkeit des Sensors zu rechnen. AMR-Sensoren weisen einen Temperaturkoeffizienten von typischerweise 0.3%/°C (für Permalloy) auf. Daraus folgt, daß eine Widerstandsänderung von 2%, wie sie typisch für AMR-Sensoren ist, einer Temperaturänderung von 6.67°C entspricht.

Eine Widerstandsänderung, hervorgerufen durch Temperaturschwankungen, ist von Widerstandsänderungen, hervorgerufen durch ein externes Magnetfeld, nicht direkt zu unterscheiden. Besonders bei hohen Temperaturgradienten der Umgebung, ist der Einfluß der Umgebungstemperatur auf den Widerstandswert des Sensors herauszufiltern. Hierzu kann man vier Sensoren in einer Wheatstone-Brückenschaltung verschalten, um Temperatureinflüsse zu minimieren. Alternativ mißt man die Temperatur in der Nähe des Sensors und subtrahiert diesen Einfluß nachträglich aus dem Meßsignal, was wegen der linearen Temperaturabhängigkeit des Sensors leicht gelingt.

4.7 Linearisierung

Ein AMR-Sensor mißt ein äußeres Magnetfeld nur in einem kleinen Bereich annähernd linear. Unter der Voraussetzung, daß der Arbeitspunkt mittels eines konstanten externen Gleichfeldes exakt in den linearen Meßbereich verschoben ist, ergibt sich für einen Linearitätsfehler von 5% ein linearer Magnetfeldmeßbereich nach [51] von

$$H_{\text{lin}} = \frac{1}{2} \cdot (H_k + (N_y - N_x) \cdot M_s + H_x) \quad (4.20)$$

4.8 Rauschverhalten

Betrachtet man das Rauschverhalten eines AMR-Sensors, so findet man als eine Rauschquelle das **Nyquist-Rauschen**, verursacht durch die thermische Bewegung der Ladungsträger. Als spektrale Rauschleistungsdichte findet man

$$S_V = 4k_B T R \quad (4.21)$$

S_V ist frequenzunabhängig und liefert damit einen konstanten Beitrag. Man bezeichnet ein solches Rauschen als *weiss*, da alle Frequenzen gleichmäßig zum Rauschen beitragen. Die effektive Rauschspannung U_N berechnet sich für eine Meßbandbreite Δf über

$$U_N = \sqrt{S_V \Delta f} = \sqrt{4k_B T R \cdot \Delta f} \quad (4.22)$$

Das Nyquist-Rauschen dominiert für Frequenzen ab einigen 100 Hz; für niedrigere Frequenzen wird es von Rauschanteilen mit „*nicht-weissem*“ Frequenzverhalten überlagert. Hierzu zählt das sogenannte **1/f-Rauschen**. Zum 1/f-Rauschen tragen mehrere Prozesse bei. Ein Erklärungsmodell von Hooge und Hoppenbrouwers [66] führt Anteile des 1/f-Rauschens auf Widerstandsfluktuationen zurück – eine Temperaturabhängigkeit wird von diesem Modell nicht erfaßt. Für die spektrale Rauschleistungsdichte ergibt sich mit dem Hooge-Hoppenbrouwers-Modell (α_H : Hooge-Konstante, N_e : Anzahl der freien Ladungsträger):

$$S_{HH} = \frac{I^2 R^2 \cdot \alpha_H}{N_e \cdot f} \quad (4.23)$$

Eine weiteres Erklärungsmodell ist das thermische Diffusionsmodell, erarbeitet von Voss und Clarke [67], in welchem die Temperatur als fluktuierende Größe in Metallschichten betrachtet wird. In diesem Modell ergibt sich als spektrale Rauschleistungsdichte (T_K : Widerstandskoeffizient, c_V : Wärmekapazität der Probe, l, w : Länge und Breite der Probe):

$$S_{VC} = \frac{I^2 R^2 \cdot T_K \cdot k_B T^2}{\left(3 + 2 \ln\left(\frac{l}{w}\right)\right) c_V \cdot f} \quad (4.24)$$

Ein von diesen beiden Modellen unabhängiger Beitrag[†] ist das sogenannte **Barkhausenrauschen** [68], das durch Domänenwandbewegung in ferromagnetischen Schichten hervorgerufen wird. Das Barkhausenrauschen hängt stark von der Umgebungstemperatur relativ zur Curie-Temperatur sowie dem Magnetisierungszustand der Probe ab und kann unterschiedliche Frequenzabhängigkeiten der spektralen Rauschleistungsdichte besitzen:

$$S_B \propto f^{-2} \quad \text{bis} \quad S_B \propto f^{-1} \quad (4.25)$$

[†]Das Barkhausenrauschen muß als getrennter Beitrag zu anderen 1/f-Anteilen addiert werden.

Kapitel 5

Finite-Elemente-Simulationen

Inhaltsverzeichnis

5.1	Mathematische Grundlagen zur Finite-Elemente-Methode	48
5.1.1	Methode der gewichteten Residuen	49
5.1.2	Methode der kleinsten Quadrate	50
5.1.3	Galerkin-Verfahren	51
5.1.4	Finite Elemente	51
5.1.5	Statisches Randwertproblem	53
5.1.6	Formulierungen für elektromagnetische Randwertprobleme	55
5.1.7	Wirbelstromproblem	58
5.1.8	Vergleich mit anderen Diskretisierungsverfahren	58
5.2	Simulation von Defekten in Aluminium-Schweißnähten	61
5.2.1	Poren	62
5.2.2	Risse	70
5.2.3	Fremdanreicherungen	71
5.3	Semi-analytische Magnetfeldberechnung	72
5.3.1	Simulation von kugelförmigen Einschlüssen	72
5.3.2	Einschlußmaterial	73
5.3.3	Abstand zwischen Sensor und Einschluß	75
5.3.4	Einschlußvolumen	76
5.3.5	Formel für die Feldstärke eines kugelförmigen Einschlußes	77
5.3.6	Wechselstromfall	78

In der zerstörungsfreien Materialprüfung ist die Finite-Elemente-Methode in den letzten Jahrzehnten ein bewährtes und vielseitiges Werkzeug geworden, um ein tieferes Verständnis hinsichtlich verschiedener Prüfverfahren zu bekommen. In der zerstörungsfreien Prüfung mittels Wirbelstrom wird die Finite-Elemente-Methode unter anderem eingesetzt, um für ein gegebenes Prüfproblem ein optimales „Setup“ zu bestimmen, welches eine angepaßte Anregungsfrequenz, eine optimierte Geometrie der Anregungsinduktoren etc. beinhaltet. Darüber hinaus können mittels der Finite-Elemente-Methode die Form und die Stärke des von Materialdefekten erzeugten Magnetfeldes oberhalb eines Prüfteils bestimmt werden. Daraus können Rückschlüsse auf die Art eines Defektes (Abmessungen und geometrische Form) sowie das benötigte Detektionsvermögen des Sensors (Empfindlichkeit) gezogen werden.

Die im Rahmen dieser Arbeit für die Wirbelstromprüfung von Aluminium-Schweißnähten durchgeführten Simulationen umfassen

- die Ermittlung optimaler Anregungsfrequenzen
- Untersuchungen hinsichtlich verschiedener Anregungsgeometrien
- die Bestimmung der Feldstärkeverteilungen hervorgerufen durch Poren und Risse
- Simulationen bezüglich des Einflusses von Fremdmaterialien in der Naht
- die Untersuchung von Störeinflüssen des Prüfteils (Topologie der Schweißnaht).

Die FEM-Simulationen führten zu der Entscheidung, AMR-Sensoren als Magnetfeldsensoren für die Wirbelstrom-Prüfung von Aluminium-Schweißnähten zu verwenden. Die Simulationen liefern darüber hinaus wichtige Aussagen hinsichtlich der kleinsten mittels AMR-Sensoren noch detektierbaren Defekte.

In Kapitel 5.1 wird, um ein besseres Verständnis hinsichtlich der durchgeführten Simulationen zu bekommen, eine kompakte Einführung in die Methode der Finiten Elemente gegeben mit Schwerpunkt auf die numerische Berechnung elektromagnetischer Felder. Das darauf folgende Kapitel 5.2 widmet sich dann ausschließlich den für diese Arbeit durchgeführten Simulationen und deren Ergebnissen. Die in diesem Kapitel vorgestellten Ergebnisse dienen als Ausgangsbasis für die durchgeführten Messungen an realen Proben.

5.1 Mathematische Grundlagen zur Finite-Elemente-Methode

Die **Finite-Elemente-Methode** (FEM), welche in den 60er Jahren entwickelt wurde, dient der näherungsweise numerischen Berechnung von analytisch aufwendigen oder unlösbaren Problemen. Dies geschieht durch Approximation einer zu lösenden Differentialgleichung oder Variationsaufgabe über einen diskreten Lösungsansatz. Mittels FEM werden partielle Differentialgleichungen gelöst; die FEM ist zudem auf nicht-lineare wie lineare Probleme anwendbar. Die FEM ist hierdurch für eine Vielzahl von Fragestellungen, zum Beispiel aus der Mechanik, Thermodynamik, Fluidodynamik oder Elektrodynamik, einsetzbar.

Bei der Finite-Elemente-Methode wird das zu berechnende Modell in diskrete Teilbereiche, die sogenannten **Finiten Elemente**[†], zerlegt, welche vereinfacht beschrieben werden können. Aus den Elementlösungen wird dann die Gesamtlösung für ein System ermittelt. Durch die Aufteilung in viele diskrete Elemente kann ein Modell optimal an die realen Gegebenheiten (Geometrie, Gradienten, etc.) angepaßt werden. Abhängig von der zur Verfügung stehenden Rechnerkapazität erreicht man bei komplexeren 3D-Modellen jedoch schnell die kleinstmögliche Diskretisierung. Der Rechenaufwand kann dann, je nach gegebener Fragestellung, sehr hoch sein, aber ein hoher Formalisierungsgrad gestattet es, weitestgehend dem Computer diesen Aufwand zu übertragen. Typische Rechenzeiten für die in dieser Arbeit berechneten Modelle lagen bei etwa 1-3 Stunden pro Modell.

[†]Das Wort „Finit“ steht für die endlichen Abmessungen der Elemente.

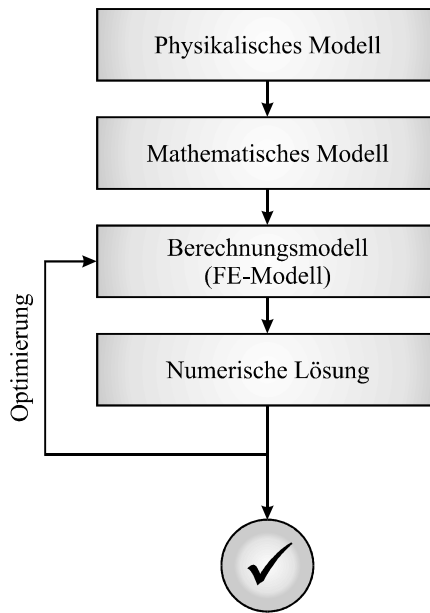


Abbildung 5.1: Vorgehensweise bei der Lösung eines physikalischen Problems mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM).

Abbildung 5.1 zeigt die prinzipielle Vorgehensweise bei der Lösung eines physikalischen Problems mittels Finite Elemente Methode: Ausgehend von einer physikalischen Fragestellung wird ein mathematisches Modell entwickelt (meist führt dies auf ein Anfangs-Randwertproblem, gelegentlich auf ein Variationsintegral). Dieses mathematische Modell wird dann durch die FEM in ein Berechnungsmodell überführt, welches abschließend numerisch gelöst werden muß.

Die nachfolgenden Unterkapitel legen Hauptaugenmerk auf die systematische Herleitung des FEM-Gleichungssystems sowie die Herleitung der Formulierungen für elektromagnetische Randwertprobleme. Aus Platzgründen wird in dieser Arbeit in einigen Abschnitten (Diskretisierung des Modells, numerische Lösung des FEM-Gleichungssystems, Vergleich mit anderen Diskretisierungsmethoden) nur eine verkürzte Übersicht gegeben. Für weiterführende Informationen sei daher auf die Literaturquellen [69]-[73] hingewiesen.

5.1.1 Methode der gewichteten Residuen

Gegeben sei eine Differentialgleichung der Form

$$\hat{L}u(x) = f(x) \quad \text{für } a \leq x \leq b \tag{5.1}$$

mit Randbedingungen für $u(a)$ und $u(b)$. Hierbei ist \hat{L} der Differentialoperator, der auf $u(x)$ angewendet wird. Gesucht wird eine Näherungslösung der Form

$$u(x) \approx u_N(x) := \sum_{j=1}^N c_j \Phi_j(x) \tag{5.2}$$

Die **Ansatzfunktionen**[†] $\Phi_j(x)$ sollen linear unabhängig sein und müssen die gegebenen Randbedingungen erfüllen. Setzt man die so definierten u_N mit einem beliebigen Satz von Koeffizienten c_j in die Differentialgleichung ein, so werden in der Regel linke und rechte Seite der

[†]Häufig findet man in der Literatur auch den Begriff der Formfunktion.

Differentialgleichung voneinander abweichen. Die Abweichung (das **Residuum**) R hängt wie folgt von den Koeffizienten c_j ab:

$$R := \hat{L} u_N(x) - f(x) = \sum_{j=1}^N \hat{L} c_j \Phi_j(x) - f(x) \tag{5.3}$$

Die c_j lassen sich aus den N Bedingungsgleichungen

$$\int_a^b w_k(x) R \, dx = 0 \tag{5.4}$$

mit **Gewichtsfunktionen** $w_k(x)$ bestimmen. Man erhält so eine Näherungslösung der Differentialgleichung. Drückt man in den Bedingungsgleichungen R durch die Definitionsformel aus, gelangt man zu

$$\int_a^b w_k(x) \left(\sum_{j=1}^N \hat{L} \Phi_j(x) c_j - f(x) \right) dx = \sum_{j=1}^N \int_a^b w_k(x) \hat{L} \Phi_j(x) \, dx \, c_j - \int_a^b w_k(x) f(x) \, dx = 0 \tag{5.5}$$

Mit $(g, h) := \int_a^b g(x) h(x) \, dx$ lautet Gleichung (5.5)

$$\boxed{\sum_{j=1}^N (w_k, \hat{L} \Phi_j) c_j = (w_k, f)} \tag{5.6}$$

Es handelt sich bei Formel (5.6) um ein lineares Gleichungssystem für die unbekanntenen Koeffizienten c_j , dessen Koeffizientenmatrix durch die Elemente $(w_k, \hat{L} \Phi_j)$ definiert wird.

5.1.2 Methode der kleinsten Quadrate

Wie gelangt man zu geeigneten Gewichtsfunktionen? Eine Möglichkeit besteht darin, die Fläche zwischen der Näherungslösung und der exakten Lösung zu minimieren, das heißt $\int_a^b R^2(x) \, dx$ muß minimiert werden. Es wird hierbei das Quadrat des Residuums – also R^2 statt R – minimiert, um zu verhindern, daß sich positive und negative Flächenanteile gegenseitig aufheben. Die Koeffizienten c_k können dann aus den Gleichungen

$$\frac{\partial}{\partial c_k} \int_a^b R^2(x) \, dx = 0 \tag{5.7}$$

ermittelt werden. Daraus ergibt sich durch Ableiten und Vergleich mit der allgemeinen Formel:

$$w_k(x) = \frac{\partial R}{\partial c_k} = \hat{L} \Phi_k(x) \tag{5.8}$$

$$\Rightarrow \sum_{j=1}^N (\hat{L} \Phi_k, \hat{L} \Phi_j) c_j = (\hat{L} \Phi_k, f) \tag{5.9}$$

5.1.3 Galerkin-Verfahren

Für die Finite-Elemente-Methode hat sich das sogenannte **Galerkin-Verfahren** gegenüber der gerade besprochenen Methode der kleinsten Quadrate, aber auch gegenüber vielen weiteren Verfahren, wie zum Beispiel dem Punkt-Kollokations-Verfahren, durchgesetzt [77]. Beim Galerkin-Verfahren benutzt man als Gewichtsfunktionen die Ansatzfunktionen selbst:

$$w_k(x) = \Phi_k(x) \tag{5.10}$$

Daraus ergibt sich der gegenüber Gleichung (5.9) vereinfachte Ausdruck

$$\sum_{j=1}^N (\Phi_k, \hat{L}\Phi_j) c_j = (\Phi_k, f) \tag{5.11}$$

Die numerische Praxis der letzten Jahrzehnte hat gezeigt, daß das Galerkin-Verfahren in der überwiegenden Zahl der Anwendungsfälle neben einer besseren Konvergenz zudem eine bessere numerische Genauigkeit liefert als andere Gewichtsfunktionen.

5.1.4 Finite Elemente

Ansatz: Die Finite-Elemente-Methode besteht in der Konstruktion einer näherungsweise numerischen Lösung für ein Randwertproblem; man bedient sich des Galerkin-Verfahrens, wobei „**Finite Funktionen**“ (siehe Abbildung 5.2), die nur in einem begrenzten Gebiet des Definitionsbereichs $\neq 0$ sind, als Ansatzfunktionen eingesetzt werden.

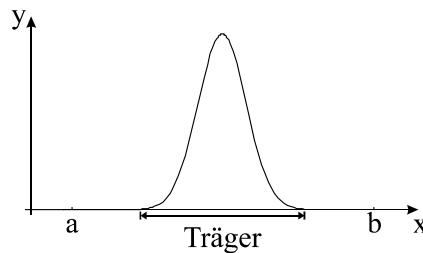


Abbildung 5.2: Beispiel einer Finiten Funktion. Der Bereich der Funktion mit Funktionswerten $\neq 0$ heißt (lokaler) **Träger**.

Um die Finiten Funktionen einführen zu können, muß der Definitionsbereich (das Intervall $[a, b]$) in N Teilintervalle (**Elemente**) unterteilt werden: $[x_i, x_{i+1}]$; die x_i bezeichnet man hierbei als **Knoten**. Für ein Intervall $[a, b]$ entstehen so $N + 1$ Knoten:

$$a = x_0, x_1, \dots, x_{N-1}, x_N = b \tag{5.12}$$

Wird eine gleichmäßige Verteilung der Knoten angenommen, so ergibt sich

$$x_i = x_0 + ih \quad i \in \{0, 1, 2, \dots, N\} \tag{5.13}$$

$$h := \frac{b - a}{N} \quad (\text{Elementlänge}) \tag{5.14}$$

5.1.5 Statisches Randwertproblem

Aus Gründen der Anschaulichkeit soll zuerst die FEM-Formulierung für ein elektrostatisches Randwertproblem behandelt werden. Im anschließenden Abschnitt folgen die FEM-Formulierungen für weitere elektromagnetische Randwertprobleme, insbesondere für das für diese Arbeit wichtige Wirbelstromproblem.

Zu lösen sei die Poisson'sche Differentialgleichung (vgl. Gl. (5.37))

$$\operatorname{div}(\epsilon \operatorname{grad} u(x, y, z)) = -\rho \tag{5.17}$$

bei der im Volumen Ω eine bekannte, ortsabhängige Permittivität ϵ sowie eine bekannte Raumladungsdichte ρ vorgegeben ist. In einem vorher definierten Teilbereich Γ_1 sei eine Dirichlet'sche Randbedingung $u = \bar{u}$ vorgegeben; in einem Teilbereich Γ_2 eine Neumann'sche Randbedingung $q_0 = \partial u_0 / \partial n = \bar{q}$. Gemäß Gleichung (5.2)-(5.4) ergeben sich folgende Bedingungsgleichungen:

$$\int_{\Omega} w_k(x, y, z) R \, d\Omega = \int_{\Omega} w_k(x, y, z) [\operatorname{div}(\epsilon \operatorname{grad} u(x, y, z)) + \rho] \, d\Omega = 0 \tag{5.18}$$

Wegen der einfachen Handhabung sollen analog zu (5.15) stückweise lineare Ansatzfunktionen verwendet werden. Geht man mit einem solchen Ansatz in Gleichung (5.18), so ergibt sich folgendes Problem: Wegen $\operatorname{div}(\epsilon \operatorname{grad} u) = \epsilon \Delta u + \operatorname{grad} \epsilon \operatorname{grad} u$ treten aufgrund der „Knickstellen“ im Lösungsverlauf Probleme bei der Integration der zweiten Ableitung Δu über die Elementgrenzen auf, da die zweite Ableitung wie ein Dirac-Stoß verläuft. Soll die Methode der gewichteten Residuen ohne Probleme angewendet werden, müssen diese singulären Integranden vermieden werden. Dies kann mit dem 1. Green'schen Satz[†], angewendet auf Δu , erreicht werden

$$\int_{\Omega} \underbrace{\epsilon w}_{f_1} \underbrace{\Delta u}_{\Delta f_2} \, d\Omega = - \int_{\Omega} \operatorname{grad}(\epsilon w) \operatorname{grad}(u) \, d\Omega + \int_{\Gamma} \epsilon w \frac{\partial u}{\partial n} \, d\Gamma \tag{5.19}$$

womit aus (5.18) folgt

$$\int_{\Omega} \operatorname{div}(\epsilon \operatorname{grad} u) w \, d\Omega = \int_{\Omega} (\operatorname{grad} \epsilon \operatorname{grad} u) w \, d\Omega - \underbrace{\int_{\Omega} \operatorname{grad}(\epsilon w) \operatorname{grad} u \, d\Omega}_{= \int_{\Omega} [\epsilon \operatorname{grad} w + w \operatorname{grad} \epsilon] \operatorname{grad} u \, d\Omega \equiv I} + \int_{\Gamma} \epsilon w \frac{\partial u}{\partial n} \, d\Gamma \tag{5.20}$$

Das erste Integral der rechten Seite kann gegen den ersten Summanden des Integrals I aufgehoben werden, so daß Gleichung (5.18) übergeht in

$$\int_{\Omega} (\epsilon \operatorname{grad} u) \operatorname{grad} w \, d\Omega - \int_{\Gamma} \epsilon w \frac{\partial u}{\partial n} \, d\Gamma + \int_{\Omega} \rho w \, d\Omega = 0 \tag{5.21}$$

In (5.21) tritt keine zweite Ableitung mehr auf (es tritt maximal nur noch die erste Ableitung, $\operatorname{grad} u$ auf), so daß jetzt stückweise lineare Ansatzfunktionen ohne Probleme Verwendung finden können. Allerdings tritt im Vergleich zu (5.18) nun ein Term $\operatorname{grad} w$ auf, das heißt die

[†] $\int_{\Omega} f_1 \Delta f_2 \, d\Omega = - \int_{\Omega} \operatorname{grad} f_1 \operatorname{grad} f_2 \, d\Omega + \int_{\Gamma} f_1 \operatorname{grad} f_2 \cdot \vec{n} \, d\Gamma$

erste Ableitung der Gewichtsfunktion. Allgemein lassen sich bei entsprechenden Differentialoperatoren mit dem 1. Green'schen Satz die Kontinuitätsanforderungen der Lösungsfunktion u vermindern, allerdings wird dabei gleichzeitig die Kontinuitätsforderung an die Gewichtsfunktion w erhöht. Man bezeichnet Gleichung (5.21) auch als „**schwache Formulierung**“, da hier insgesamt schwächere Stetigkeitsforderungen von der Lösung erfüllt werden müssen.

Für die weiteren Betrachtungen wird die Dirichlet-Randbedingung erzwungen, indem diese auf den in Γ_1 liegenden Randknoten vorgegeben wird (**essentielle Randbedingung**). Zur Vereinfachung wird des weiteren eine **homogene** Neumann-Bedingung auf Γ_2 vorgegeben: $\bar{q} = 0$. (Vorsicht: Durch $\bar{q} = 0$ stellt sich *nicht* automatisch $q = 0$ auf Γ_2 ein!)

Als abschließender Schritt soll jetzt mittels des Galerkin-Verfahrens, Gl. (5.11), das zu lösende Gleichungssystem aufgestellt werden. Die Integration über ein einzelnes Volumenelement Ω_i in (5.21) führt zu

$$E^i = \int_{\Omega_i} (\epsilon \text{ grad } u) \text{ grad } w \, d\Omega + \int_{\Omega_i} \rho w \, d\Omega \tag{5.22}$$

Mit den Gewichtsfunktionen $w_l = \Phi_l$ und dem Ansatz aus (5.2) ergibt sich

$$E_l^i = \sum_{k=1}^N \left[\int_{\Omega_i} \epsilon \text{ grad } \Phi_k \text{ grad } \Phi_l \, d\Omega \right] c_k + \int_{\Omega_i} \rho \Phi_l \, d\Omega \tag{5.23}$$

Daraus ergibt sich (Integration über den ganzen Bereich, Gleichung (5.21)) schlußendlich:

$$\sum_i \sum_{k=1}^N \left[\int_{\Omega_i} \epsilon \text{ grad } \Phi_k \text{ grad } \Phi_l \, d\Omega \right] c_k + \sum_i \int_{\Omega_i} \rho \Phi_l \, d\Omega = 0 \quad l = 1 \dots N \tag{5.24}$$

$$A \cdot c + B = 0 \tag{5.25}$$

Um N Gleichungen für die Koeffizienten c_k zu erhalten, sind nacheinander die Gewichtsfunktionen Φ_l einzusetzen. Außerdem ist der Raum unter Verwendung der Ω_i zu diskretisieren. Im dreidimensionalen Fall kommen hierfür meist Tetraeder und/oder Hexaeder zum Einsatz (siehe Abbildung 5.4). Allgemein stehen für die Netzgenerierung in 2D und 3D etliche Verfahren zur Verfügung (siehe [74]-[75]); diese unterscheiden sich hinsichtlich des benötigten Rechenaufwandes sowie ihrer Zuverlässigkeit.

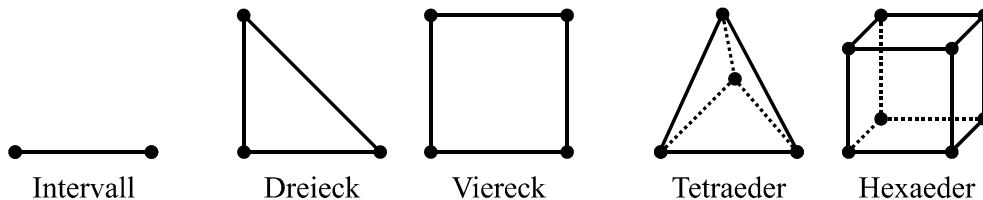


Abbildung 5.4: Möglichkeiten zur Diskretisierung des Definitionsbereichs eines FEM-Modells.

Aufgrund des Galerkin-Verfahrens und der Verwendung von Finiten Ansatzfunktionen, welche sich nur auf wenige Elemente beschränken, ist die Matrix A lediglich dünn besetzt und diagonal-dominant. Die Matrix A ist darüber hinaus (symmetrisch) positiv definit. All dies stellt für den benötigten Rechenaufwand zum Lösen des Gleichungssystems einen erheblichen Vorteil dar.

Für das Lösen eines linearen Gleichungssystems bieten sich eine Reihe von Verfahren an, u.a.:

- Beschleunigtes Gesamtschrittverfahren nach Jacobi (JOR) für kleine Gl.systeme
- Faktorisierungsverfahren nach Cholesky
- Verfahren der konjugierten Gradienten (CG)
- Verfahren der vorkonditionierten konjugierten Gradienten (PCG)
- Unvollständiges Cholesky konjugiertes Gradienteverfahren (ICCG[†]) [76]

Für die FEM haben sich insbesondere **Verfahren der konjugierten Gradienten** bewährt, da diese für die in der FEM auftretenden Gleichungssysteme einen erheblichen kürzeren Rechenaufwand sowie einen geringeren Speicheraufwand erfordern wie einfachere Verfahren. Die Idee eines Gradientenverfahrens ist es, das quadratische Funktional

$$\xi(c) = \frac{1}{2}c^T A c + c^T B \tag{5.26}$$

zu betrachten. Die Minimierung von $\xi(c)$ ist äquivalent zur Lösung von Gl. (5.25): $A \cdot c + B = 0$. Die Grundidee bei der iterativen Lösung des Gleichungssystems ist, bei jedem Iterationsschritt im Punkt c_i sich in Richtung des steilsten Abstieges, das heißt in Richtung des negativen Gradienten

$$-\nabla \xi(c_i) = -A c_i - B =: r_i \tag{5.27}$$

zu bewegen. Für $r_i \neq 0$ existiert ein α , so daß

$$\xi(c_i + \alpha r_i) < \xi(c_i) \tag{5.28}$$

Man wählt $\alpha = (r_i^T r_i) / (r_i^T A r_i)$. Dies ergibt das Minimum von $\xi(c_i + \alpha r_i)$ über α . Das Verfahren konvergiert in dieser Form noch vergleichsweise langsam. Bessere Verfahren unterscheiden sich im wesentlichen aber nur noch durch die Wahl der Abstiegsrichtungen. So kann man bei der Wahl der Abstiegsrichtungen weitere Informationen aus vorangegangenen Iterationsschritten berücksichtigen. So ist es etwa aus Konvergenzgründen sinnvoll, die Abstiegsrichtungen paarweise orthogonal zueinander zu wählen (*konjugiertes* Gradientenverfahren \equiv CG). Des weiteren kann eine weitere Beschleunigung der Konvergenz durch sog. **Vorkonditionierung** erreicht werden (PCG, ICCG).

5.1.6 Formulierungen für elektromagnetische Randwertprobleme

Folgende elementare Gleichungen werden für die nachfolgenden Betrachtungen vorausgesetzt:

- Maxwell'sche Gleichungen

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \partial \vec{D} / \partial t \tag{5.29}$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t \tag{5.30}$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \tag{5.31}$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho \tag{5.32}$$

[†]Die Software OPERA, mit welcher die Simulationen für diese Arbeit durchgeführt wurden, verwendet das ICCG-Verfahren.

- Gleichungen der Materialeigenschaften

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \tag{5.33}$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} + \vec{P} \tag{5.34}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \tag{5.35}$$

Elektrisches Skalarpotential

Für die Betrachtung eines elektrostatischen Feldes reduziert sich wegen $\partial \vec{B} / \partial t = 0$ Gleichung (5.30) zu $\text{rot } \vec{E} = 0$. In diesem konkreten Fall läßt sich \vec{E} durch den Gradienten eines Skalarpotentials V ausdrücken:

$$\vec{E} = -\text{grad } V \tag{5.36}$$

Aus (5.32) und (5.34) ergibt sich daraus die folgende Differentialgleichung für V :

$$\text{div}(\epsilon \text{ grad } V) = -\rho + \text{div } \vec{P} \tag{5.37}$$

Die Vorgehensweise, um die schwache Formulierung zu erhalten, die für die Aufstellung der Elementmatrizen benötigt wird, ist die folgende: a) Multiplikation der Differentialgleichung mit der Gewichtsfunktion V^* , b) Zweimalige Anwendung von $\text{div}(\varphi \vec{A}) = \vec{A} \text{ grad } \varphi + \varphi \text{ div } \vec{A}$, c) Integration, Verwendung des Gauss'schen Satzes ($\int_{\Omega} \text{ grad } \varphi \, d\Omega = \oint_{\Gamma} \varphi \, d\vec{\Gamma}$).

Man erhält nach wenigen Umformungen die schwache Formulierung (vgl. (5.21)), mit welcher die Elementmatrizen aufgestellt werden können:

$$\int_{\Omega} (\epsilon \text{ grad } V) \cdot \text{ grad } V^* \, d\Omega = \int_{\Omega} V^* \rho + \vec{P} \cdot \text{ grad } V^* \, d\Omega + \oint_{\Gamma} V^* (\epsilon \text{ grad } V - \vec{P}) \, d\vec{\Gamma} \tag{5.38}$$

Magnetisches Skalarpotential

Für Gebiete ohne Ströme und unter Vernachlässigung der Verschiebungsstromdichte reduziert sich Gleichung (5.29) zu $\text{rot } \vec{H} = 0$. Analog zum elektrostatischen Fall läßt sich \vec{H} durch den Gradienten eines Skalarpotentials ψ ausdrücken:

$$\vec{H} = -\text{grad } \psi \tag{5.39}$$

Aus (5.31) und (5.33) ergibt sich daraus die folgende Differentialgleichung für ψ :

$$\text{div}(\mu \text{ grad } \psi) = 0 \tag{5.40}$$

Diese Gleichung ist von ähnlicher Struktur wie die gerade behandelte Differentialgleichung des elektrischen Skalarpotentials. Daher können die Ergebnisse aus (5.38) übertragen werden:

$$\int_{\Omega} (\mu \text{ grad } \psi) \cdot \text{ grad } \psi^* \, d\Omega = \oint_{\Gamma} \psi^* \mu \text{ grad } \psi \, d\vec{\Gamma} \tag{5.41}$$

Magnetisches Vektorpotential

Aus Gleichung (5.31) (Quellenfreiheit der magn. Flußdichte) ergibt sich direkt, daß die magnetische Flußdichte \vec{B} durch die Rotation eines Vektorpotentials \vec{A} ausgedrückt werden kann:

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \tag{5.42}$$

Des weiteren kann wegen $\text{rot}(\text{grad } \dots) = 0$ zu dem Vektorfeld \vec{A} ein beliebiges Gradientenfeld addiert werden:

$$\vec{A} = \vec{A}_0 + \text{grad } \psi \tag{5.43}$$

\vec{A} ist noch nicht eindeutig bestimmt; man erreicht dies durch eine Eichung, zum Beispiel

- Coulomb-Eichung: $\text{div } \vec{A} = 0$
- Lorentz-Eichung: $\Delta V = -\partial \text{div } \vec{A} / \partial t$ (für $\rho = 0$)

Mit der modifizierten Materialgleichung (5.33) $\vec{H} = \nu \vec{B} - \vec{M}'$ ergibt sich

$$\vec{H} = \nu \text{rot } \vec{A} - \vec{M}' \tag{5.44}$$

Setzt man \vec{B} in Gleichung (5.30) ein, so ergibt sich unter Einführung eines Gradienten einer skalaren Funktion V

$$\begin{aligned} \text{rot}(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{grad } V) &= 0 \\ \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad } V \end{aligned} \tag{5.45}$$

Einsetzen in (5.29) und Ausnutzen von (5.34) und (5.35) ergibt die folgende Differentialgleichung für das magnetische Vektorpotential:

$$\text{rot}(\nu \text{rot } \vec{A} - \vec{M}') = -\sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{grad } V \right) - \epsilon \left(\frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} + \frac{\partial \text{grad } V}{\partial t} \right) \tag{5.46}$$

Für die Ermittlung der schwachen Formulierung wird diese Differentialgleichung mit der Gewichtsfunktion \vec{A}^* multipliziert. Nach Ausnutzung von $\text{div}(\vec{A} \times \vec{B}) = \vec{B}(\text{rot } \vec{A}) - \vec{A}(\text{rot } \vec{B})$ sowie des vektoriellen 1. Green'schen Satzes ($\int_V \text{rot } \vec{C} \cdot \text{rot } \vec{D} - \vec{C} \text{rot rot } \vec{D} \, dV = \int_A \vec{C} \times \text{rot } \vec{D} \, d\vec{A}$) ergibt sich

$$\begin{aligned} \int_{\Omega} (\nu \text{rot } \vec{A}) \cdot \text{rot } \vec{A}^* + \vec{A}^* \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{grad } V \right) + \vec{A}^* \epsilon \left(\frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} + \frac{\partial \text{grad } V}{\partial t} \right) \, d\Omega = \\ \int_{\Omega} \text{rot } \vec{A}^* \cdot \vec{M}' \, d\Omega + \oint_{\Gamma} \vec{A}^* \times (\nu \text{rot } \vec{A} - \vec{M}') \, d\vec{\Gamma} \end{aligned} \tag{5.47}$$

(5.42) ist nicht ausreichend, um \vec{A} eindeutig zu bestimmen. In Gleichung (5.47) muß noch eine geeignete Eichung eingearbeitet werden. Der Verzicht auf eine Eichung führt meist zu Konvergenzproblemen.

5.1.7 Wirbelstromproblem

Je nach zu behandelnder Problemstellung kommen eine oder mehrere der Formeln beziehungsweise Potentiale (5.38), (5.41), (5.47) zum Einsatz:

- Für **elektrostatistische** Probleme ist Gleichung (5.38) ausreichend.
- Für **magnetostatische** Probleme kommen das magnetische Skalarpotential und das magnetische Vektorpotential zum Einsatz (Gleichungen (5.41) und (5.47)) $\equiv [\vec{A}-\psi]$ -Methode.
- **Wirbelstromprobleme:** Dieses ist die für die in dieser Arbeit durchgeführten Simulationen relevante Problemstellung. Bei der Behandlung von Wirbelstromproblemen ist der σ -Term in (5.47) in Gebieten mit Leitfähigkeit $\sigma \neq 0$ zu berücksichtigen, wo aufgrund induzierter Spannungen Wirbelströme fließen können. Neben den magnetischen Potentialen wird zusätzlich noch das elektrische Skalarpotential benötigt, für das entsprechend viele zusätzliche Gleichungen aufzustellen sind. Zur Behandlung von Wirbelstromproblemen mittels FEM wird der gesamte Raum üblicherweise in die folgenden Gebiete unterteilt:
 - Gebiete mit $\sigma \neq 0$ müssen mit der Potential-Kombination \vec{A}, V modelliert werden.
 - Gebiete mit $\sigma = 0$ können mit \vec{A} oder ψ modelliert werden.

Meist findet die $[\vec{A}, V-\vec{A}]$ -Methode bei Wirbelstromproblemen Anwendung.

5.1.8 Vergleich mit anderen Diskretisierungsverfahren

Neben der Finite Elemente Methode existieren eine Reihe weiterer Methoden zur näherungsweise numerischen Feldberechnung. Diese sind im wesentlichen die Randelement-Methode (**B**oundary **E**lement **M**ethod, BEM), die **V**olumen**i**ntegral**m**ethode (VIM) sowie die Methode der **F**initen **D**ifferenzen (**F**inite **D**ifference **M**ethod, FDM). Zum heutigen Zeitpunkt finden hauptsächlich FEM und BEM als numerische Methoden ihre Anwendung – andere numerische Methoden, wie auch VIM und FDM, wurden zu großen Teilen von FEM und BEM verdrängt und finden meist nur bei speziellen Problemstellungen ihre Anwendung[†]. Eine geschlossene Einführung sowie ein umfangreicher Vergleich der verschiedenen Diskretisierungsmethoden würde den Umfang dieser Arbeit unverhältnismäßig erhöhen. In Abbildung 5.5 (vgl. [71]) ist daher nur in groben Zügen der mathematische Zusammenhang zwischen den drei wichtigsten numerischen Verfahren – FEM, FDM und BEM – dargestellt.

Bevor FEM und BEM ihre Leistungsfähigkeit unter Beweis stellten, war die Finite Differenzen Methode Basis für Rechenprogramme, die nicht nur auf eine spezielle Problemstellung zugeschnitten waren. Hauptsächlich für die Verdrängung der **F**initen **D**ifferenzen Methode durch FEM und BEM ist die Tatsache, daß für die FDM ein regelmäßiges Diskretisierungsgitter Grundvoraussetzung ist. Dies stellt bei komplexeren Geometrien oder Materialübergängen ein erhebliches Problem dar, wenn die Diskretisierung aus Gründen der Rechnerkapazitäten nicht ausreichend fein vorgenommen werden kann. Insbesondere bei starken lokalen Gradienten im Modell ist eine feine Diskretisierung notwendig. Diese adaptive Netzgenerierung ist mittels FDM aber nicht möglich.

[†]Die FDM wurde hin zur FIT-Methode (**F**inite **I**ntegration **T**heorie) weiterentwickelt und findet zu großen Teilen ihren Einsatz bei Problemstellungen mit Resonatoren und Wellenleitern.

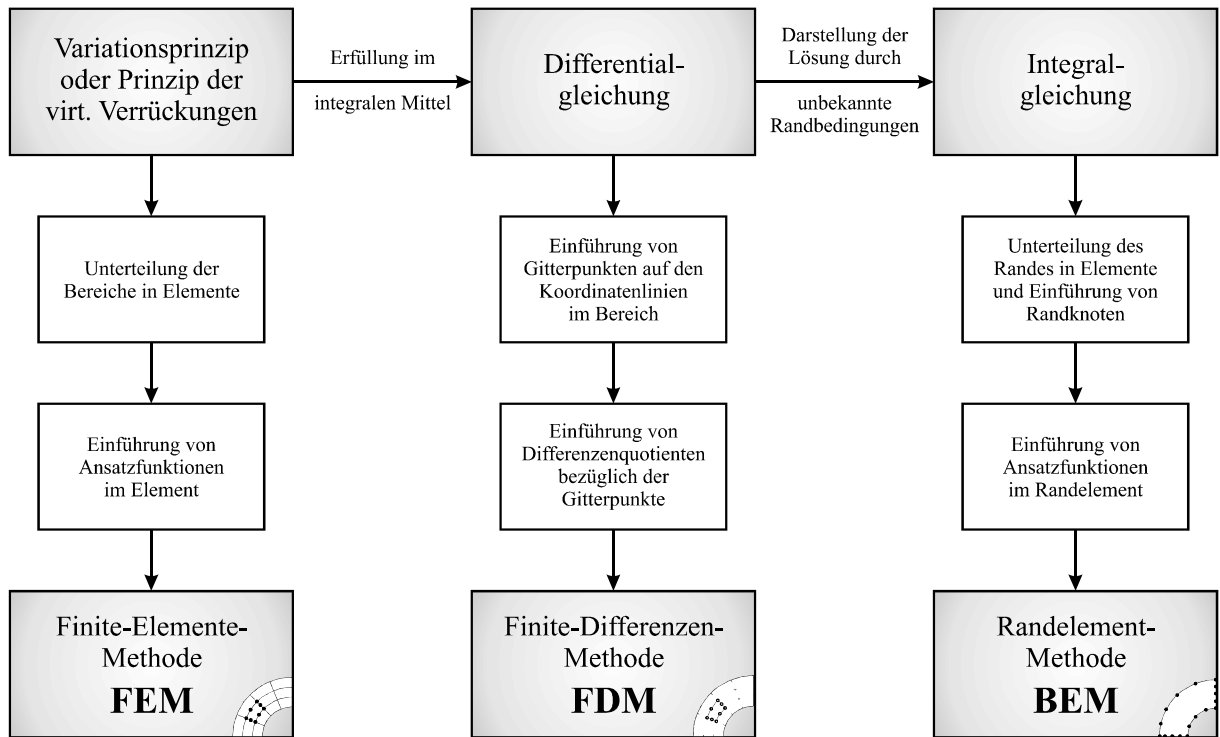


Abbildung 5.5: Vergleich der Diskretisierungsmethoden FEM, FDM und BEM [71].

Tabelle 5.1 listet Möglichkeiten und Merkmale von FEM, FDM und BEM auf. FEM läßt sich, mit Ausnahme offener Simulationsgebiete, universell einsetzen. BEM spielt hingegen bei unendlichen Simulationsgebieten seine Stärken aus, eignet sich aber nicht, wenn Nichtlinearitäten oder Inhomogenitäten im Modell zu berücksichtigen sind. Manko der FDM ist, wie schon erwähnt, die fehlende Möglichkeit, ein adaptiertes, geometriekonformes Gitter einzusetzen.

	FEM	FDM	BEM
Strukturiertes Gitter	•	•	•
Geometriekonformes Gitter	•		•
Simulationsgebiet ∞			•
Nichtlinearitäten	•	•	
Inhomogenitäten	•	•	
Vollbesetzte Systemmatrix			•
Symmetrische Systemmatrix	•		

Tabelle 5.1: Vergleich verschiedener Diskretisierungsmethoden.

In dieser Arbeit wurde zur numerischen Lösung der im folgenden Kapitel vorgestellten Fragestellungen ausschließlich die Finite-Elemente-Methode benutzt. Folgende Aspekte haben zu dieser Auswahl geführt:

- Aufgrund der mangelnden Möglichkeit der Finite-Differenzen-Methode, geometriekonforme Gitter einzusetzen, wurde FEM gegenüber FDM der Vorzug gegeben. Bei der Finite-Differenzen-Methode wäre bei den behandelten Modellen gegenüber der Finite-Elemente-Methode eine wesentlich höhere Gitterdichte für eine vergleichbare Genauigkeit der Ergebnisse nötig gewesen, was den Rechenaufwand unnötig stark erhöht hätte.

- Die Randelement-Methode spielt seine Vorteile bei offenen Simulationsgebieten aus; für die behandelten Fragestellungen waren die Simulationsgebiete aber abgeschlossen. Bei der benötigten Rechenzeit sind FEM und BEM vergleichbar (FEM: symmetrische Systemmatrizen, für welche effektive Lösungsverfahren zur Verfügung stehen; BEM: vollbesetzte, aber kleinere Systemmatrizen).
- Es ist möglich, FEM und BEM miteinander zu kombinieren (Hybride FEM/BEM-Methode). Das Gesamtgebiet wird hierzu in mehrere Teilgebiete zerlegt. Gebiete, in denen die Randelementmethode nicht oder nur ineffizient angewendet werden kann (beispielsweise verschiedene Materialien mit nicht-planaren Grenzschichten) werden durch Finite Elemente diskretisiert, der Rest mit Randelementen modelliert. Leider ermöglichen die am Institut vorhandenen Software-Lösungen keinen kombinierten Einsatz von FEM und BEM.
- Mittels FEM kann bei vergleichsweise kleinen Modellen bereits eine hohe numerische Genauigkeit erreicht werden.
- Die Finite-Elemente-Methode zeichnet sich durch eine ausreichend hohe numerische „Robustheit“ aus.

5.2 Simulation von Defekten in Aluminium-Schweißnähten

Bei der zerstörungsfreien Materialprüfung ist die Kenntnis über die Interaktion zwischen Materialdefekten und dem umgebenden Material der Schlüssel für eine erfolgreiche Interpretation von Meßdaten. Um bei der Wirbelstromprüfung aussagekräftige und reproduzierbare Meßergebnisse erzielen zu können, ist die Wahl eines geeigneten Magnetfeldsensors und besonders die Ermittlung optimaler Anregungsstrategien und -parameter für eine konkrete Prüfaufgabe von entscheidender Bedeutung.

Finite-Elemente-Simulationen bieten sich im Vorfeld einer Wirbelstromprüfung aufgrund der flexiblen Möglichkeiten der Modellierung hervorragend an, um Antwortfelder von verschiedenen (Referenz-)Defekten berechnen zu können. In dieser Arbeit sind umfangreiche Simulationen zur Detektion von Defekten in Laserschweißnähten auf der Basis der Finite-Elemente-Methode (FEM) mit dem Softwarepaket VF OPERA [78] durchgeführt worden, um die Feldstärken von Materialdefekten wie Poren und Risse bestimmen zu können. Dies bestimmte maßgeblich die Wahl eines geeigneten Magnetfeldsensors. Des Weiteren wurden in FEM-Simulationen für unterschiedliche Defekte die optimalen Anregungsfrequenzen und -parameter bestimmt. Auch hier bestimmten die Simulationsergebnisse direkt die durchgeführten Messungen.

Folgende Parameter wurden für die FEM-Simulationen variiert:

- Art der Defekte: **Risse, Poren & Lunker**
- Einschlüsse von **Fremdmaterialien** mit variierender Leitfähigkeit
- **Größe** der Defekte
- **Tiefenlage** der Defekte im Material
- **Anregungsfrequenzen**
- Art des **verschweißten Werkstoffs**

Viele dieser Variationen traten in Kombination miteinander auf. So wurde unter anderem der Einfluß von verschieden großen Poren im Prüfteil für unterschiedliche Tiefenlagen der Poren im Hinblick auf optimale Anregungsfrequenzen untersucht. Eine Übersichtsrechnung verdeutlicht den hierfür benötigten Aufwand:

Setzt man für die Poren fünf verschiedene Durchmesser an – für die Simulationen fiel die Wahl auf 50 μm , 100 μm , 200 μm , 400 μm und 800 μm – und geht man von mindestens 12 Anregungsfrequenzen aus, um eine optimale Anregungsfrequenz in guter Näherung bestimmen zu können, so ergeben sich hieraus 60 Einzel-Simulationen. Für eine Wahl von nur zwei Tiefenlagen der Poren – beispielsweise 1 mm und 2 mm – ergeben sich daraus 120 einzeln zu berechnende Simulationen. Diese Zahl erhöht sich nochmals aufgrund der Tatsache, daß zusätzlich als Referenz der „ungestörte Fall“, das heißt, das Prüfproblem ohne eingebrachte Pore, ebenfalls für alle Frequenzen simuliert werden muß. Eine Variation von weiteren Parametern, wie zum Beispiel eines porenförmigen Einschlußes mit unterschiedlicher Leitfähigkeit oder die Modellierung eines Risses statt einer Pore führt zu einer vergleichbaren Anzahl an Simulationen pro Prüfproblem. Insgesamt wurden viele hundert Einzel-Simulationen durchgeführt. Es entstanden dabei knapp 43 GByte an Simulationsdaten.

5.2.1 Poren

Die Bildung von Poren in Schweißnähten ist neben der Rißbildung die am häufigsten auftretende Imperfektion in Schweißnähten. Abbildung 5.6 zeigt das erstellte Finite-Elemente-Modell für die Prüfaufgabe der Detektion von Poren in Schweißnähten. Es besteht aus einem Block Vollmaterial (blau), einem Anregungsinduktor (rot) sowie Poren unterschiedlichen Durchmessers. Für die überwiegende Anzahl der Modelle besteht das Vollmaterial aus der Aluminium-Legierung AlMg3 [3% Mg], mit einer elektrischen Leitfähigkeit von 20 MS/m. Sofern nicht explizit angegeben, handelt es sich bei den vorgestellten Modellen immer um AlMg3 Bleche; als Anregungskonfiguration kommt eine gradiometrische Spule zum Einsatz. Die elektrische Leitfähigkeit des Vollmaterials sowie Größe und Art des Anregungsinduktors können im Modell variiert werden, ohne daß ein neuer Mesh erstellt werden muß.

Das Modell enthält Poren mit 50 μm , 100 μm , 200 μm , 400 μm und 800 μm Durchmesser und sieht unterschiedliche Tiefenlagen der Poren von 1 mm bis 4 mm vor. Die Mesh-Dichte wurde mittels konzentrischer Zylinder dem Problem angepaßt. Die violette Selektion zeigt den innersten dieser Zylinder sowie die größte im Modell implementierte Pore.

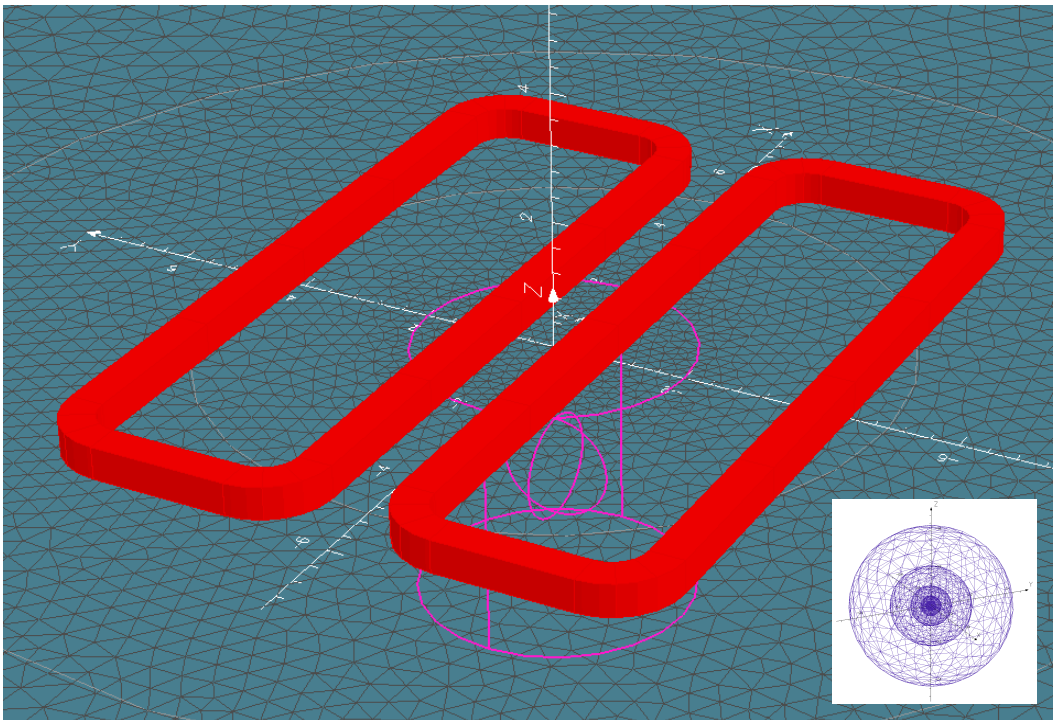


Abbildung 5.6: FEM-Modell mit Anregungsspule (rot) zur Berechnung des Einflusses von Porositäten in einem AlMg3 Prüfteil. Die Mesh-Dichte wurde mittels konzentrischer Zylinder dem Problem angepaßt. Die violette Selektion zeigt den innersten dieser Zylinder sowie die größte im Modell implementierte Pore. Inset: Mesh der Poren von 50 μm bis 800 μm .

Durch die Anregungsspulen werden im Prüfteil Wirbelströme (Wechselstrom, sinusoidal) induziert, deren Gestalt ein Spiegelbild der Anregungsgeometrie ist. Abbildung 5.7 zeigt für eine feste Phase den Betrag der induzierten Stromdichte $J_{\text{MOD}} = \sqrt{J_x^2 + J_y^2 + J_z^2}$ für die Doppel-D Spule aus Modell 5.6 (Länge der Spulenhälften: 12 mm, Breite: 4 mm; Abstand zwischen den Spulen: 1 mm). Zwischen den Spulenhälften, wo ein Magnetfeldsensor positioniert wird, wird ein in Porennähe homogener Wechselstrom induziert. Dort ist die induzierte Stromdichte maximal.

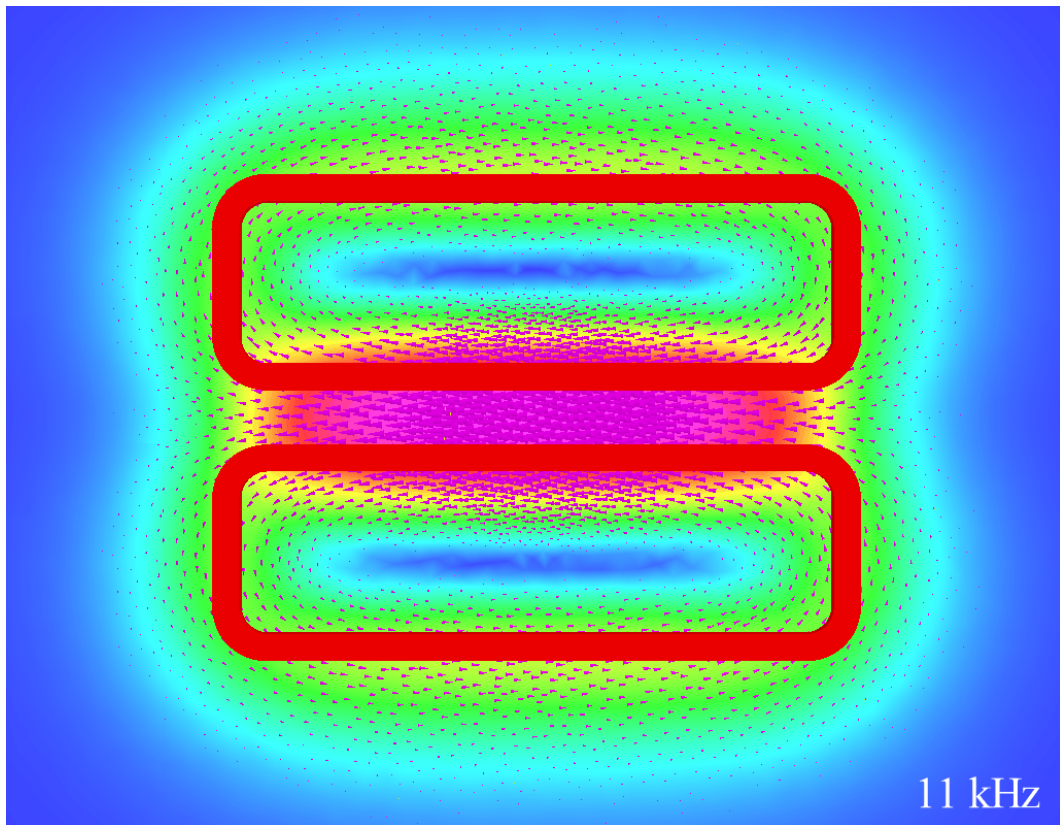


Abbildung 5.7: Visualisierung der induzierten Oberflächenstromdichte (JMOD) einer gradiometrischen Spule bei Verwendung des FEM-Modells aus Abb. 5.6 (rot-violett: maximale Wirbelstromdichte, blau: verschwindende Wirbelstromdichte). Die eingezeichneten Pfeile geben Richtung und Stärke des induzierten Stromes an. Eine einzelne Spulenhälfte besitzt eine Länge von 12 mm sowie eine Breite von 4 mm; der Abstand zwischen den Spulenhälften beträgt 1 mm.

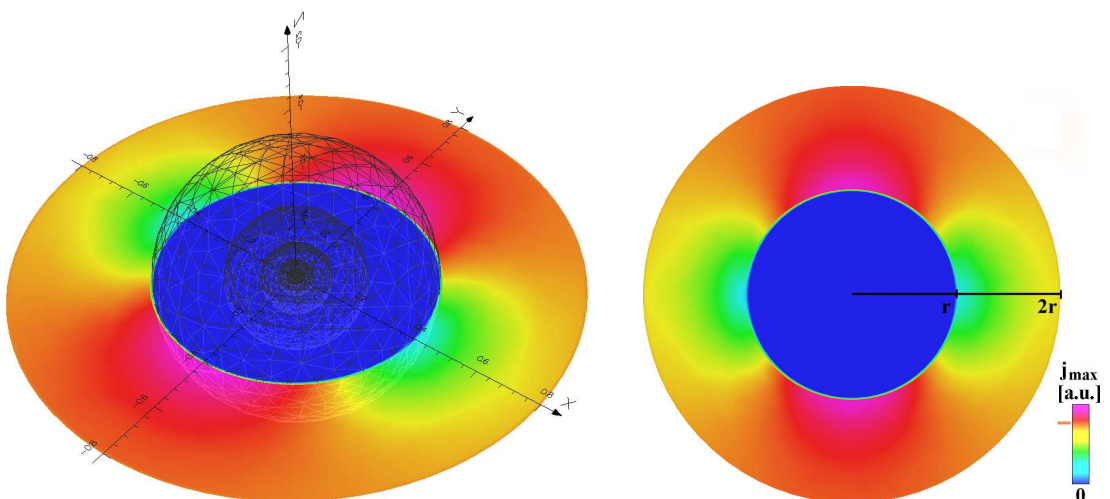


Abbildung 5.8: Wirbelstromverdrängung durch einen Lufteschluß im Material. Der induzierte Stromfluß ist in x -Richtung orientiert. Blau: verschwindende Wirbelstromdichte, rot-violett: maximale Wirbelstromdichte [a.u.], orange (Marker an Farbbalken): Betrag der Wirbelstromdichte im ungestörten Fall, das heißt ohne Pore im Material. Linke Seite: 3D-Ansicht mit FEM-Gitter. Rechte Seite: 2D-Ansicht der links dargestellten Ebene.

Der Stromfluß wird durch eine Pore gestört, die aufgrund ihrer elektrischen Leitfähigkeit $\sigma = 0$ ankommende Ströme vollständig um sich herum ablenkt. Dies ist in Abbildung 5.8 exemplarisch für eine Pore mit $800 \mu\text{m}$ Durchmesser dargestellt. Hierzu wurde im Modell mit Hilfe der Doppel-D Spule zwischen den Spulenhälften ein Stromfluß in x -Richtung in das Prüfteil induziert. Die rote Farbe kennzeichnet Bereiche hoher Wirbelstromdichte, während im Inneren der Pore der stromfreie Bereich blau dargestellt ist, wo aufgrund der verschwindenden elektrischen Leitfähigkeit σ keine Wirbelströme fließen.

Die Stärke dieser Verdrängungsströme hängt neben dem Radius der Pore auch von deren Tiefenlage und selbstverständlich von der Stärke des externen Anregungsfeldes ab. Die räumliche Gestalt der Verdrängungsströme hingegen ist immer gleich und skaliert mit dem Radius r der Pore (siehe Abbildung 5.8, rechts).

Durch eine Pore wird also eine starke Inhomogenität in der Stromverteilung bewirkt. Dadurch wird ein sekundäres Magnetfeld erzeugt, welches das Anregungsfeld überlagert und über dem Prüfteil detektiert werden kann. Man ermittelt dieses Antwortfeld, indem man das Anregungsfeld über einem Modell ohne eingebrachte Pore bestimmt („ungestörter Fall“)[†] und dieses dann vom Feld, welches das überlagerte Sekundärfeld enthält, subtrahiert. Dies ist möglich, weil Magnetfeldsignaturen von verschiedenen Quellen linear superponieren. Das zu Abbildung 5.8 korrespondierende Sekundärfeld ist in Abbildung 5.9 dargestellt. Die Abbildung zeigt hierbei die Magnetfeld-Komponente senkrecht zur Oberfläche des Prüfteils (B_z).

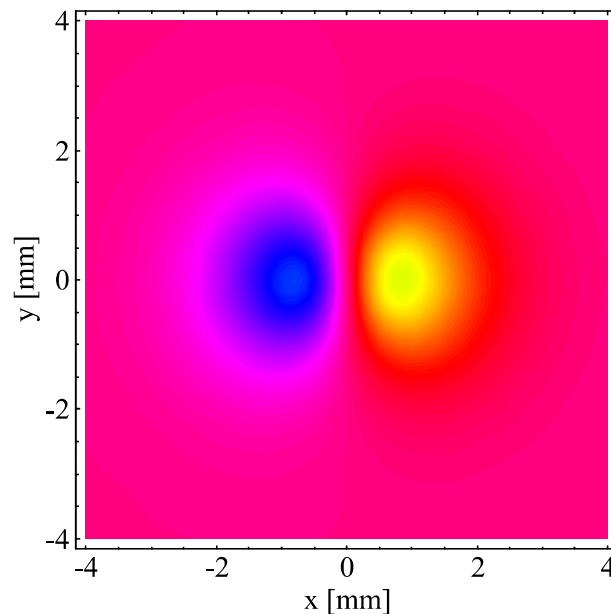


Abbildung 5.9: Sekundäres B -Feld direkt über dem in x -Richtung stromdurchflossenen Prüfteil verursacht durch eine Pore. Dargestellt ist die Komponente senkrecht zur Prüfteiloberfläche (B_z [a.u.]).

Die bislang vorgestellten FEM-Simulationen waren im Hinblick auf Stromstärken im Material und den daraus resultierenden Magnetfeldern oberhalb des Prüfteils bewußt einheitenlos [a.u.] gehalten, da sie primär die geomterischen Verhältnisse sowie die prinzipielle Vorgehensweise der Modellierung und Berechnung bei diesem Prüfproblem verdeutlichen sollen. Im nächsten Unterkapitel werden die Feldstärken nun konkretisiert. Im folgenden wird sich auch der Einsatz von AMR-Sensorik während der Arbeit als günstige Wahl herausstellen.

[†]Am einfachsten werden dem Porenvolumen die Materialeigenschaften des umgebenden Materials zugewiesen.

Optimale Anregungsfrequenzen, Feldstärken

Falsch gewählte Anregungsfrequenzen können eine Messung deutlich beeinträchtigen und Fehlinterpretationen hervorrufen. Als Beispiel sei die Wahl einer zu hohen Anregungsfrequenz genannt: Oberflächensignaturen werden aufgrund des Skin-Effektes stärker betont als tiefliegende Materialdefekte, welche sich dadurch nur noch schwach vom „Hintergrund“ abzeichnen. Dies kann zu einer Fehlinterpretation der gemessenen Magnetfelddaten führen. Im ungünstigsten Fall sind die Fehlersignaturen so gering, daß selbst kleinste Artefakte, welche beispielsweise von einer ungleichmäßigen Schweißnahtoberfläche herrühren, Fehlersignaturen überdecken und die Detektion tiefliegender Defekte unmöglich machen.

Aufgrund des Induktionsgesetzes ist die Oberflächenstromdichte j_0 (Gleichung (3.3)) frequenzabhängig. Wird die Anregungsfrequenz für eine Wirbelstrommessung zu hoch gewählt, ist j_0 ($\sim \sqrt{\text{Hz}}$) zwar ausreichend hoch, aber die Eindringtiefe δ (Gleichung (3.2)) nimmt stark ab, was zu einer schnellen exponentiellen Abnahme des Meßsignals für tiefliegende Defekte führt. Wählt man die Anregungsfrequenz zu niedrig, ist die induzierte Stromdichte bereits an der Oberfläche gering. Trotz der hohen Eindringtiefe für niedrige Frequenzen führt auch dies zu einem verringerten Meßsignal. Es existiert daher eine „optimale“ Anregungsfrequenz.

Abbildung 5.10 zeigt für eine Anregungsfrequenz von 11 kHz das sekundäre Magnetfeld B_z in Tesla direkt über der Prüfteiloberfläche, welches von einer Pore mit $d = 200 \mu\text{m}$ Durchmesser in einer Tiefenlage von 1 mm erzeugt wird. Die Pore befindet sich dabei in einem 2 mm starken AlMg3 Blech. Als Anregungsinduktor fungiert die in Abbildung 5.6 gezeigte 12 mm Doppel-D Spule; die Anregungsfeldstärke beträgt $\pm 0.5 \text{ mT}$.

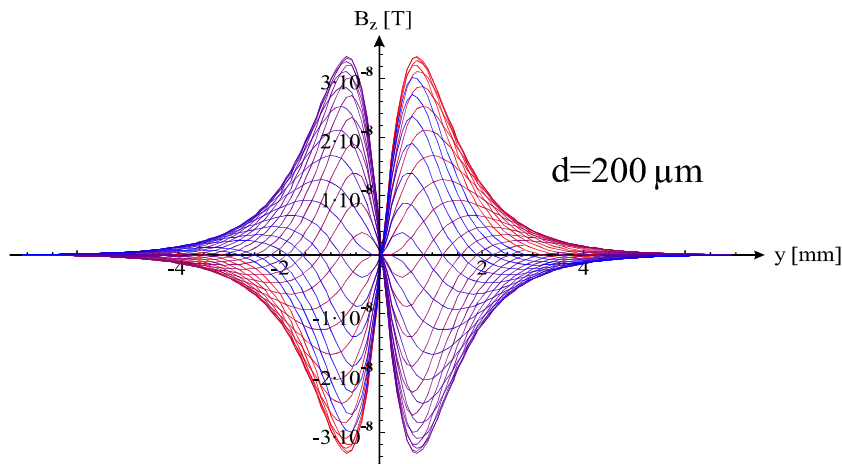


Abbildung 5.10: Sekundäres Magnetfeld B_z direkt über dem Prüfteil erzeugt von einer Pore mit $200 \mu\text{m}$ Durchmesser in 1 mm Tiefe in einem AlMg3 Blech. Die Anregungsfeldstärke beträgt $\pm 0.5 \text{ mT}$ bei einer Anregungsfrequenz von 11 kHz. Phasenlage von 0° (rot) bis 180° (blau).

Abbildung 5.10 zeigt das sekundäre Magnetfeld B_z direkt über dem Prüfteil für Phasenlagen von 0° (rot) bis 180° (blau). Da das Anregungsfeld sinusförmig ist, zeigt auch das Antwortsignal eine entsprechende zeitliche Periodizität. Die Phasenlage repräsentiert den Phasenunterschied, der zwischen Anregungs- und Antwortsignal besteht. Im voraus ist bei den FEM-Simulationen nur für Oberflächendefekte oder eine Anregungsfrequenz von 0 Hz die exakte Phasenlage bekannt, bei der das Antwortsignal sein Maximum besitzt. Für diese Grenzfälle beträgt die Phasenverschiebung zwischen Anregungs- und Antwortsignal 90° . Für tiefer im Material liegende Poren

muß diese Phasenlage erst noch ermittelt werden. Es genügt daher nicht, nur für eine Phasenlage das sekundäre Magnetfeld über dem Prüfteil zu bestimmen; vielmehr muß dies, wie in Abbildung 5.10 visualisiert, für einen 180° Durchlauf (in der Praxis in 5°-Schritten) geschehen.

Bei einer neuen Simulation ist dieses Vorgehen immer dann nötig, wenn die Leitfähigkeit der Matrix, die Anregungsfrequenz oder die Tiefe der Pore verändert werden. Man kann auf zuvor berechnete Phasenlagen zurückgreifen, wenn ausschließlich der Porendurchmesser und/oder das Einschlußmaterial im Modell für eine neue Simulation verändert werden.

Abbildung 5.11 zeigt die peak-to-peak Amplitude des sekundären Magnetfeldes B_z aus Abbildung 5.10 in Abhängigkeit der Phasenlage. Für eine Phasenlage von $17^\circ + n \cdot 180^\circ$ erreicht das Signal sein Maximum mit $6.7 \cdot 10^{-8}$ T. Das Minimum liegt 90° phasenverschoben hierzu.

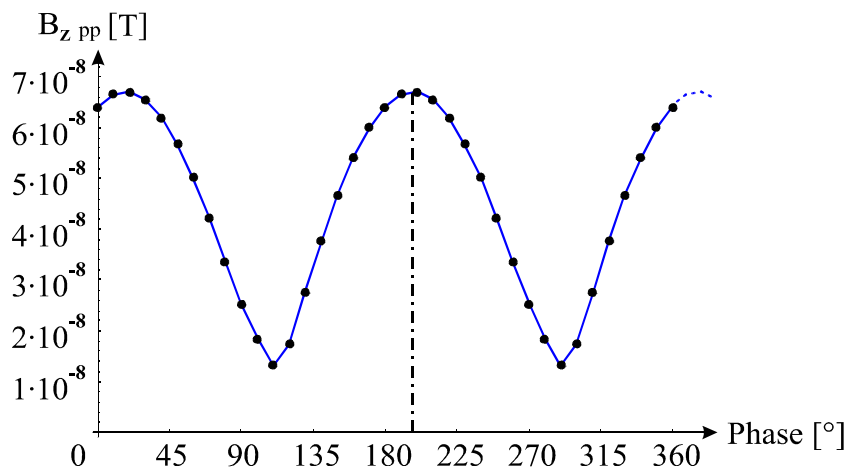


Abbildung 5.11: Sekundäres Magnetfeld B_z (peak-to-peak) direkt über dem Prüfteil für Phasenlagen von 0° bis 360° für eine Pore mit $200 \mu\text{m}$ Durchmesser in 1 mm Tiefe, Anregungsfeldstärke ± 0.5 mT, Anregungsfrequenz 11 kHz. Die optimale Phasenlage beträgt $17^\circ + n \cdot 180^\circ$.

Wie schon erwähnt, muß für jede Anregungsfrequenz die optimale Phasenlage nach dieser Vorgehensweise bestimmt werden. Abbildung 5.12 zeigt die optimalen Phasenlagen für die behandelte $200 \mu\text{m}$ Pore in einem Frequenzband von 0 Hz bis 120 kHz. Der Graph zeigt einen wurzelförmigen Verlauf.

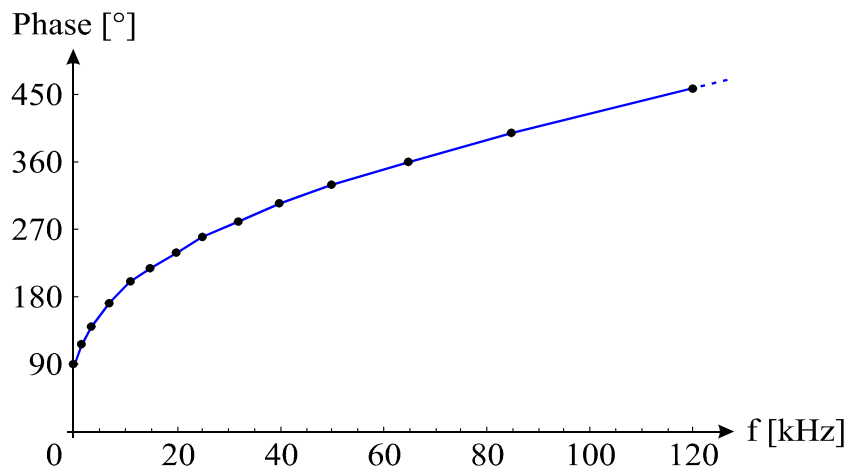


Abbildung 5.12: Optimale Phasenlagen für Frequenzen bis 120 kHz ($200 \mu\text{m}$ Pore in 1 mm Tiefe, Anregungsfeldstärke ± 0.5 mT).

Nachdem für jede Frequenz die optimalen Phasenlagen bekannt sind, lassen sich nun die maximalen Feldstärken verschieden großer Poren in Abhängigkeit der Anregungsfrequenz auftragen. Dies ist in Abbildung 5.13 für Anregungsfrequenzen von 11 kHz (rot) bis 120 kHz (blau) dargestellt. Man erkennt ein starkes Abnehmen der Magnetfeldstärke für hohe Anregungsfrequenzen. Ebenso zeigt sich, daß die Feldstärken für sehr kleine Anregungsfrequenzen stark abnehmen (aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht in Abb. 5.13 dargestellt). Es existiert also eine optimale Prüffrequenz, bei der Porensignaturen mit maximaler Feldamplitude gemessen werden können.

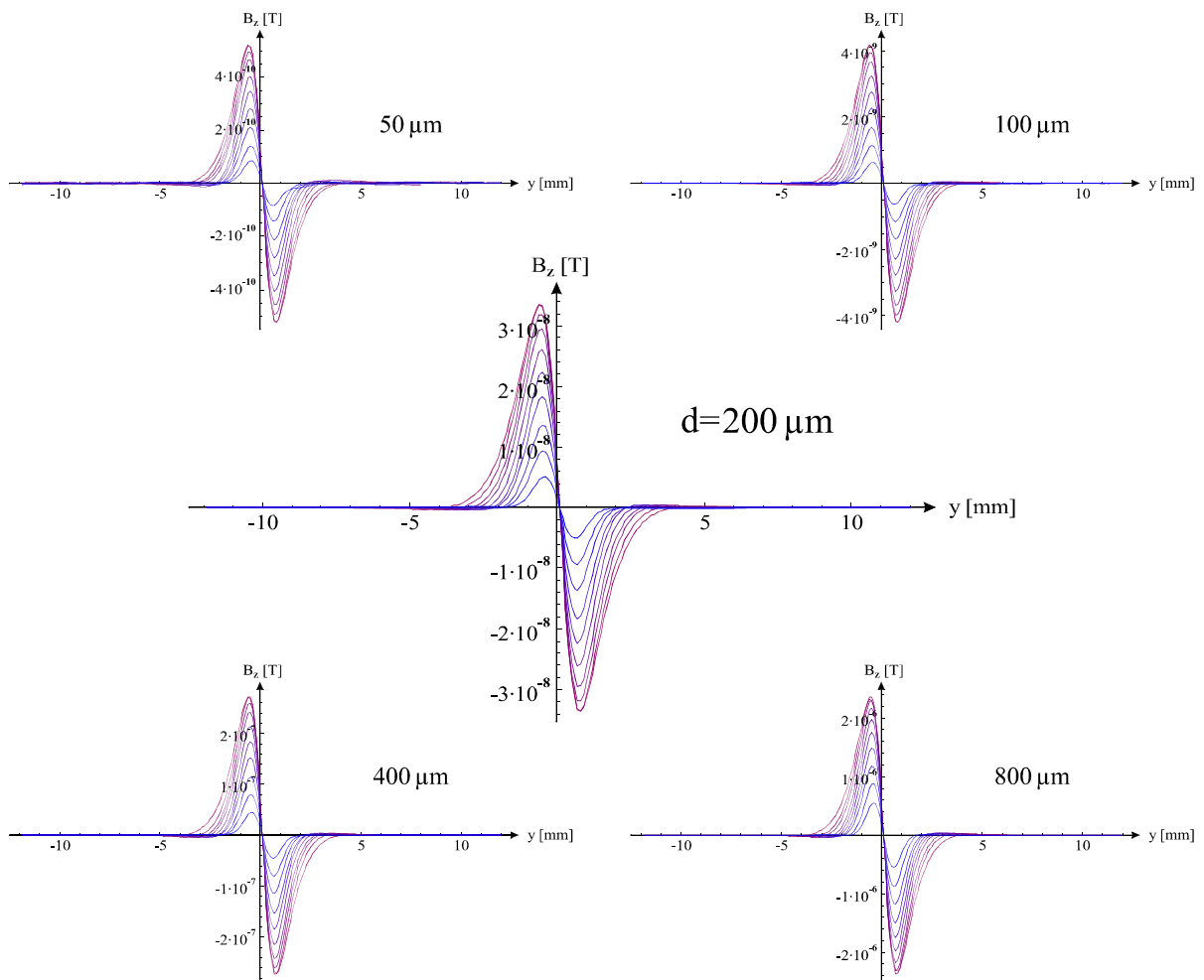


Abbildung 5.13: Feldstärken verschieden großer Poren in Abhängigkeit der Anregungsfrequenz. Die Tiefenlage der Poren, welche in einem AlMg3 Blech eingebracht sind, beträgt 1 mm. Anregungsfrequenzen von 11 kHz (rot) bis 120 kHz (blau). Die Feldwerte wurden direkt an der Prüfteiloberfläche bestimmt.

Für die verschiedenen Porendurchmesser ist die Frequenzabhängigkeit des Antwortfeldes identisch. Dies ist wenig verwunderlich, da für die Frequenzabhängigkeit maßgeblich die Spulengeometrie, die Leitfähigkeit des Bleches (Skin-Effekt) und die Tiefenlage der Pore Einfluß nehmen. All diese Einflüsse sind in Abbildung 5.13 aber konstant.

Die Stärke des Magnetfeldes hingegen, welche vom Volumen der Poren abhängt, nimmt hin zu kleinen Poren deutlich ab. Die Abnahme beträgt mehr als 3 Größenordnungen von der 800 µm Pore hin zur 50 µm Pore. Für die 50 µm Pore in einer Tiefenlage von 1 mm beträgt das maximale Feld (peak-to-peak) bei einem Anregungsfeld von ±0.5 mT noch etwa 1 nT an der Prüfteiloberfläche.

Abbildung 5.14 zeigt die Stärke des Antwortfeldes (peak-to-peak) für Anregungsfrequenzen bis 120 kHz. Der Funktionsverlauf zeigt bei etwa 13 kHz sein Maximum. Das ist die optimale Anregungsfrequenz, möchte man Poren in einer Tiefe von 1 mm in einem AlMg3 Blech detektieren.

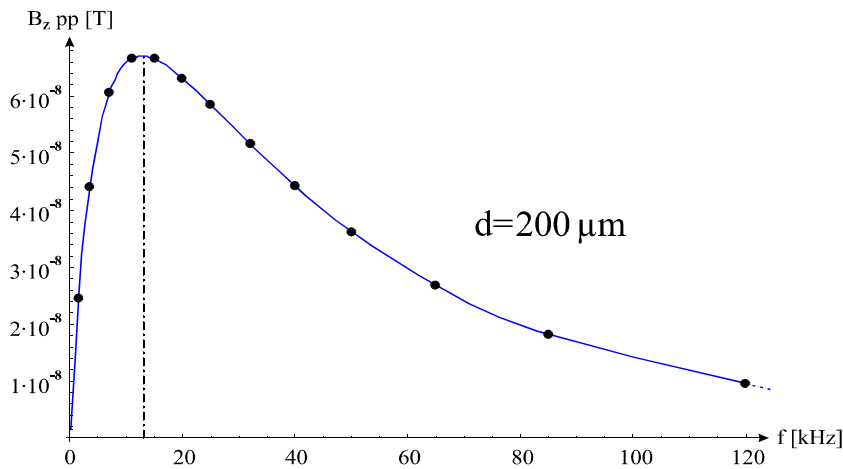


Abbildung 5.14: Optimale Anregungsfrequenz von etwa 13 kHz für eine 200 μm Pore in 1 mm Tiefe in einer AlMg3 Matrix.

Eine wichtige Aussage ist neben der optimalen Anregungsfrequenz die absolute Stärke des Feldes einer Pore bei dieser Frequenz. In Tabelle 5.2 ist für eine Frequenz von 13 kHz für alle im Modell implementierten Durchmesser die maximale Feldstärke direkt oberhalb des Prüfteils aufgelistet. Zu sehen ist die Abhängigkeit der Feldwerte vom Volumen der Pore: $B_z \sim V$ (später in der Arbeit durch Messungen verifiziert). Die 100 μm Pore liegt für diese Tiefenlage im Detektionsvermögen von AMR-Sensoren, welche ein Feldrauschen von üblicherweise 1 nT/√Hz aufweisen.

Poren-Durchmesser	50 μm	100 μm	200 μm	400 μm	800 μm
Maximales Signal $B_{z,pp}$	$1.1 \cdot 10^{-9}$ T	$8.4 \cdot 10^{-9}$ T	$6.7 \cdot 10^{-8}$ T	$5.4 \cdot 10^{-7}$ T	$4.6 \cdot 10^{-6}$ T

Tabelle 5.2: Maximale Feldstärken direkt über dem Prüfteil in Abhängigkeit des Durchmessers der Pore. Die Tiefenlage der Poren beträgt 1 mm (AlMg3 Matrix). Anregungsfeldstärke: ±0.5 mT.

Eine signifikante Abhängigkeit der optimalen Anregungsfrequenz vom Durchmesser der Pore konnte nicht festgestellt werden.

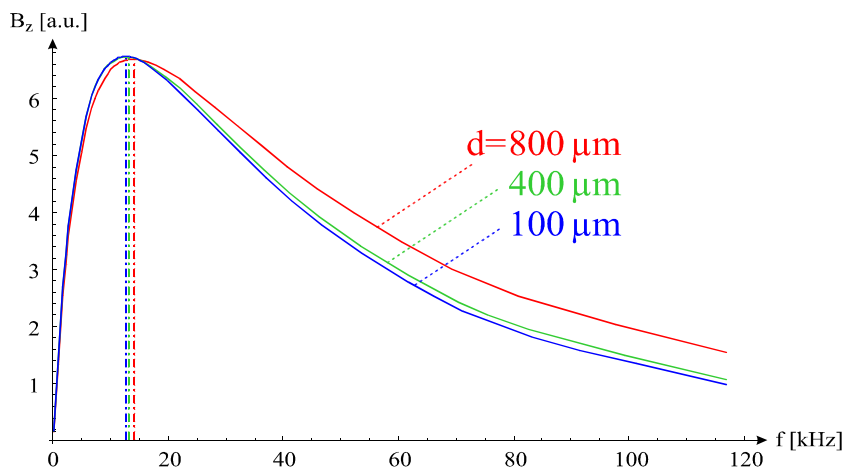


Abbildung 5.15: Optimale Anregungsfrequenzen für drei unterschiedliche Porendurchmesser 100 μm, 400 μm und 800 μm (Tiefenlage 1 mm, AlMg3 Blech).

Abbildung 5.15 zeigt die optimalen Anregungsfrequenzen für drei unterschiedliche Porendurchmesser 100 μm , 400 μm und 800 μm . Man erkennt, daß sich die optimalen Anregungsfrequenzen nur um wenige Prozent unterscheiden. Die leichte Verschiebung der Graphen der 400 μm und 800 μm Poren ist darauf zurückzuführen, daß mit wachsendem Durchmesser der Abstand zwischen Prüfteiloberfläche und Porenoberkante immer kleiner wird. Für größere Poren treten dann Verdrängungseffekte oberhalb der Pore (ähnlich einem Kanteneffekt) auf, welche die optimale Anregungsfrequenz minimal zu größeren Werten verschieben.

Die zu erwartenden Feldstärken und optimalen Anregungsfrequenzen wurden für eine Vielzahl von Kombinationen von Porendurchmesser und Matrix ermittelt. Exemplarisch sind die Ergebnisse für Poren in doppelter Tiefenlage von 2 mm in Abbildung 5.16 und Tabelle 5.3 gezeigt. Die optimale Anregungsfrequenz beträgt hier 5 kHz.

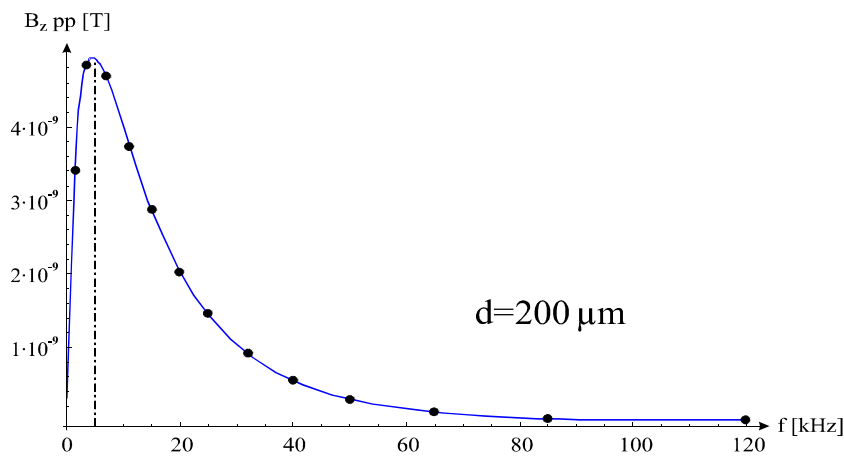


Abbildung 5.16: Optimale Anregungsfrequenz von etwa 5 kHz für eine 200 μm Pore in 2 mm Tiefe in einer AlMg3 Matrix.

Poren-Durchmesser	50 μm	100 μm	200 μm	400 μm	800 μm
Maximales Signal $B_{z,pp}$	$7.5 \cdot 10^{-11}$ T	$6.0 \cdot 10^{-10}$ T	$4.9 \cdot 10^{-9}$ T	$3.9 \cdot 10^{-8}$ T	$3.2 \cdot 10^{-7}$ T

Tabelle 5.3: Maximale Feldstärken direkt über dem Prüfteil in Abhängigkeit des Durchmessers der Pore. Die Tiefenlage der Poren beträgt 2 mm (AlMg3 Matrix). Anregungsfeldstärke: ± 0.5 mT.

Porennester

Porennester lassen sich auf das Problem der Berechnung des Antwortfeldes einer einzelnen Pore zurückführen. Zur Bestimmung des Gesamtfeldes eines Porennestes genügt es, die Einzelfelder der daran beteiligten Poren aufzuaddieren.

Da Porennester meist die gesamte Blechdicke durchziehen, reduziert sich auch der Aufwand zur Bestimmung der optimalen Anregungsfrequenz für Porennester. Man setzt hierfür zweckmäßigerweise die Anregungsfrequenz für einen Defekt an, welcher in der Mitte des zu untersuchenden Bleches lokalisiert ist.

5.2.2 Risse

Neben den im zuvor besprochenen Kapitel der FEM Simulationen zur Porenbildung in Schweißnähten wurden weitere Defekttypen untersucht. Abbildung 5.17 zeigt einen Ausschnitt eines erstellten Modells, welches die Untersuchung des Einflusses von verschiedenen großen Rissen im Materialgefüge ermöglichte. Das Vorgehen ist analog zu dem oben dargestellten Fall der Untersuchung von Poren als Defekt: Für die folgenden Ergebnisse wurden die Magnetfeldsignaturen von verschiedenen großen Rissen (Länge: 1 mm bis 3 mm, Höhe: 0.5 mm und 1 mm, Tiefenlage: 1 mm bis 4 mm) direkt über dem Prüfteil berechnet. Es wurden für ein Frequenzband von 0 Hz bis 120 kHz die Phasenlagen ermittelt, bei der die Signaturen ihre maximale Feldamplitude besitzen. Die maximalen Feldamplituden wurden dann gegen die Frequenz aufgetragen und führten zu optimalen Anregungsfrequenzen in Abhängigkeit der Tiefenlage des Risses.

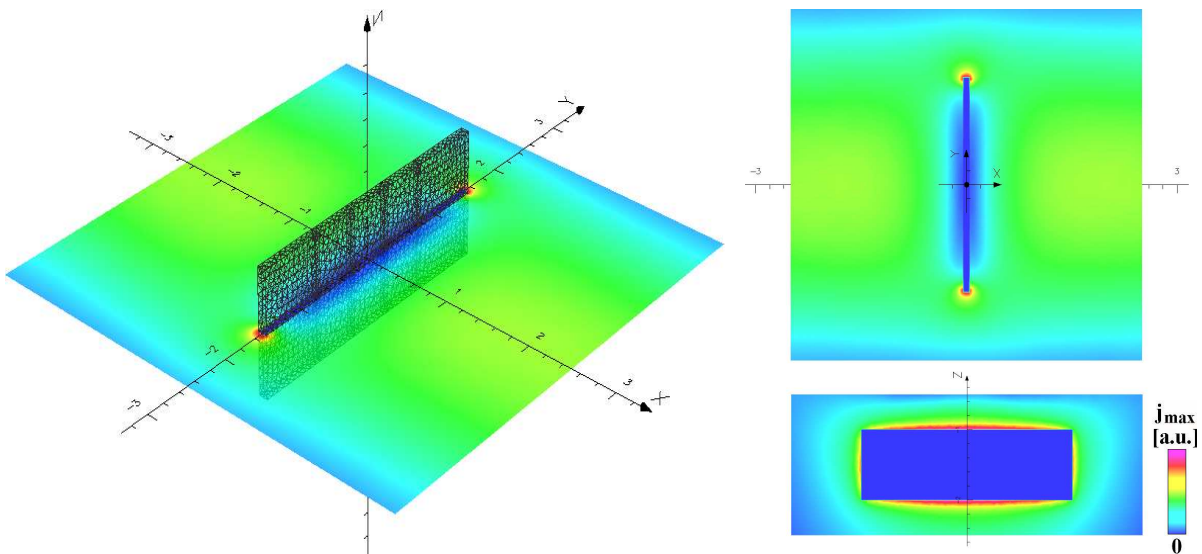


Abbildung 5.17: Wirbelstromverdrängung durch einen $3 \times 1 \times 0.1 \text{ mm}^3$ Riß (blau: verschwindende Wirbelstromdichte, rot-violett: maximale Wirbelstromdichte [a.u.], grün: Wirbelstromdichte im ungestörten Fall, das heißt ohne Riß). Linke Seite: 3D-Ansicht mit FEM-Gitter. Rechte Seite: 2D-Ansicht der links dargestellten Ebene sowie ein Schnitt durch den Riß senkrecht zu dieser Ebene.

Optimale Anregungsfrequenzen, Feldstärken

Die optimalen Anregungsfrequenzen bei gleicher Tiefenlage und Matrixleitfähigkeit sind mit denen von Poren identisch. Im Falle einer AlMg3 Matrix beträgt die optimale Anregungsfrequenz 13 kHz für eine Tiefenlage von 1 mm und 5 kHz für eine Tiefe von 2 mm. Für größere Rißhöhen ist eine leichte Verschiebung hin zu höheren Anregungsfrequenzen analog zu Abbildung 5.15 zu beobachten. Die Signalstärke hängt (alle Defekte besitzen die gleiche Dicke) direkt von der Querschnittsfläche des Risses ab (Tabelle 5.4):

Querschnittsfläche des Risses	$3 \times 1 \text{ mm}^2$	$3 \times 0.5 \text{ mm}^2$	$1.5 \times 0.5 \text{ mm}^2$
Maximales Signal $B_{z,pp}$	$4.4 \cdot 10^{-6} \text{ T}$	$2.1 \cdot 10^{-6} \text{ T}$	$1.3 \cdot 10^{-6} \text{ T}$

Tabelle 5.4: Maximale Feldstärken direkt über dem Prüfteil in Abhängigkeit der Querschnittsfläche des Risses. Die Tiefenlage der Risse beträgt 1 mm (in AlMg3); Dicke der Risse: $100 \mu\text{m}$. Anregungsfeldstärke: $\pm 0.5 \text{ mT}$.

5.2.3 Fremdanreicherungen

Für das Laser- und Elektronenstrahlschweißen spielen Anreicherungen von Fremdstoffen in Schweißnähten kaum eine Rolle. Da eine Fremdanreicherung in der Schweißnaht aber ein häufig auftretendes Problem beim Gasschmelzschweißen darstellt, sollen hier Simulationsergebnisse gezeigt werden, welche sich mit dieser speziellen Prüfaufgabe befassen.

Um den Einfluß von Einschlüssen unterschiedlicher Leitfähigkeit in einer Schweißnaht zu untersuchen, wurde das „Poren-Modell“ aus Abbildung 5.6 benutzt. Hierzu wurde die Leitfähigkeit der Poren in einem großen Bereich (von $\sigma_{\text{Luft}} = 0$ bis $\sigma_{\text{max}} = 300 \text{ MS/m}$) variiert. Ansonsten wurde das FEM-Modell nicht modifiziert.

Zu erwartende Feldstärken

Aufgrund der Beibehaltung der AlMg3 Matrix sowie identischer geometrischer Verhältnisse (Tiefenlage, Anregungsinduktor) unterscheidet sich die optimale Anregungsfrequenz nicht von denen für Lufteinschlüsse, weil der Einfluß des Skin-Effekts innerhalb eines Einschlußes selbst für gute Leiter wie Silber oder Kupfer vernachlässigt werden kann. Die Simulationen müssen daher nur hinsichtlich der zu erwartenden Feldstärken ausgewertet werden.

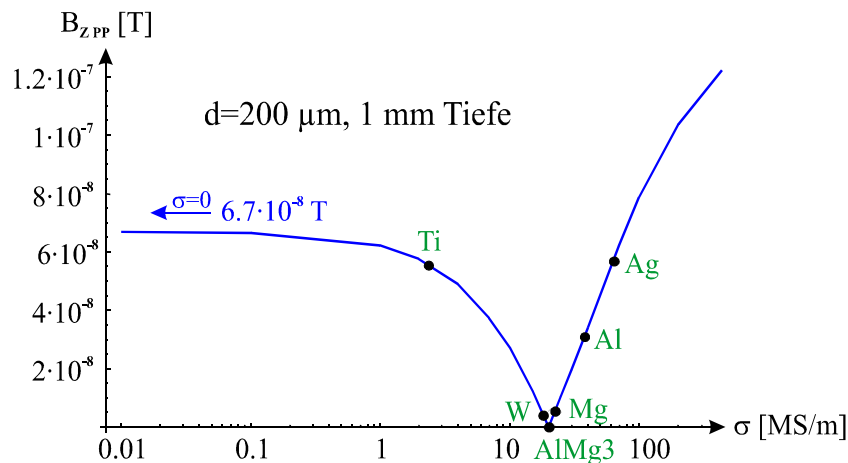


Abbildung 5.18: B_z über dem Prüfteil als Funktion der Leitfähigkeit des Einschlußes. Der Durchmesser des Einschlußes beträgt $200 \mu\text{m}$, die Tiefenlage 1 mm . Die Matrix besteht aus AlMg3 (20 MS/m).

Abbildung 5.18 zeigt in Abhängigkeit der Leitfähigkeit das (peak-to-peak) Feld B_z direkt über dem Prüfteil für $200 \mu\text{m}$ Einschlüsse in 1 mm Tiefe. Für den Fall keines Einschlußes, das heißt AlMg3 als Einschlußmaterial, verschwindet B_z . Für den Grenzfall $\sigma = 0$, also eines Einschlußes aus Luft, beträgt das Antwortfeld $6.7 \cdot 10^{-8} \text{ T}$ für einen $200 \mu\text{m}$ Einschluß in 1 mm Tiefe. Dieser Wert stimmt mit den vorher gezeigten Ergebnissen (Tabelle 5.2) überein. Feldstärken üblicher Materialien von Fremdeinschlüssen sind kleiner oder gleich dem Grenzwert für $\sigma = 0$.

Für verschiedene Tiefenlagen und Einschlußgrößen lassen sich Funktionsverläufe analog zu Abbildung 5.18 berechnen. Mittels eines Fits gelingt innerhalb dieser Graphen eine Aussage über die Stärke des Feldes jedes beliebigen Einschlußmaterials.

5.3 Semi-analytische Magnetfeldberechnung

Im vorangegangenen Kapitel wurde gezeigt, wie mittels FEM magnetische Feldstärken von Defekten wie Poren, Rissen und Einschlüssen berechnet werden können, um ein Meßsystem optimal auf ein Prüfproblem anzupassen. Wie am Anfang von Kapitel 5.2 gezeigt, stellt dies aber auch einen recht hohen numerischen Aufwand und damit auch einen nicht unerheblichen Zeitaufwand dar. Wünschenswert wäre daher, einen analytischen Ausdruck zu besitzen, mit dessen Hilfe man durch Einsetzen einiger weniger Parameter, wie Leitfähigkeit des Einschlußes und des umgebenden Materials („Matrix“) sowie der Größe des Einschlußes, die Stärke von Magnetfeldsignaturen oberhalb eines Prüfteils berechnen kann.

Es existieren nur wenige theoretische Arbeiten, welche sich mit der analytischen Behandlung dieses Problems befassen. Grund hierfür ist das komplexe Verhalten von magnetischen Feldänderungen, hervorgerufen durch lokale Veränderungen in der elektrischen Leitfähigkeit. Üblicherweise mündet ein analytischer Ansatz früher oder später in numerische Methoden und Näherungen [79]-[80]; nur für äußerst einfache, nicht praxisnahe, geometrische Probleme kann die Berechnung komplett analytisch erfolgen. Selbst einfache Defekte, wie kugelförmige Poren oder quaderförmige Risse, lassen sich über eine analytische Vorgehensweise nicht vollständig beschreiben.

Zur Berechnung magnetischer Feldänderungen, hervorgerufen von Einschlüssen mit unterschiedlicher Leitfähigkeit, existiert die Arbeit von N. Sepulveda [81], in der ein ellipsoider Einschluß behandelt wird. Aufgrund der Komplexität des Problems konnte in dieser Arbeit nur für den Gleichstromfall eine Lösung angegeben werden. Die Lösung, welche aus einem Polynom-Ausdruck von ungeraden Legendre-Funktionen besteht, kann wegen der begrenzten Anzahl an Randbedingungen nur in erster Ordnung genähert werden. Die ellipsoide Gestalt stellt aus analytischer Sicht ein weiteres „Muß“ für die Berechnung dar. Als Ergebnis wird in der Veröffentlichung das magnetische Antwortfeld dahingehend interpretiert, daß es von einer dipol-artigen Quelle erzeugt wird. Weiteres Ergebnis ist die daraus folgende $1/z^2$ -Abhängigkeit.

5.3.1 Simulation von kugelförmigen Einschlüssen

In diesem Abschnitt wird mittels FEM eine tiefere Sicht in das „Einschluß-Problem“ eröffnet, um am Ende eine Formel für das Antwortfeld herzuleiten. Die Simulationen behandeln Einschlüsse von $50\ \mu\text{m}$ bis $800\ \mu\text{m}$ Durchmesser in unterschiedlichen Tiefenlagen in einer homogen leitfähigen Matrix und ähneln dem Modell aus Abbildung 5.6. Da für die Simulationen ein Sensorabstand bis hin zu einigen 10 mm oberhalb des Prüfteils berücksichtigt wird, übersteigt das Anregungsfeld, welches einige mT beträgt, Defektsignale um bis zu 9[!] Größenordnungen für sehr kleine Einschlüsse. Die Simulationen wurden daher mit deutlich höherer Knotendichte als die vorangegangenen Modelle berechnet. Das FEM-Modell besitzt so insgesamt knapp 460 000 Knoten, was zu einem Gleichungssystem mit über 1 Million Unbekannten führt.

Aus Gründen der Komplexität wird auch hier zuerst der Gleichstromfall betrachtet. Die Einprägung von Gleichstrom in die Matrix wurde in zwei unabhängigen Modellen wie folgt versucht:

1. Mittels einer Direkteinspeisung des Gleichstroms im Modell über Randbedingungen an zwei gegenüberliegenden Seitenflächen des Modells.
2. Durch eine Induzierung des Stroms mittels eines über der Matrix positionierten großflächigen Induktors. Hierbei wurde eine sehr geringe Anregungsfrequenz von 0.1 Hz gewählt, um Skin-Effekte zu minimieren.

Es zeigte sich, daß das erste Modell, welches sich der Direktstromeinspeisung bedient, mit größeren numerischen Ungenauigkeiten behaftet ist, im Gegensatz zu den Modellen in denen der Strom mittels eines Induktors im Prüfteil induziert wird. Daher wurde dem induktiven Modell der Vorzug gegeben. Der Skin-Effekt hat für die verwendete sehr niedrige Anregungsfrequenz von 0.1 Hz keinen signifikanten Einfluß auf den homogenen Stromfluß innerhalb des Prüfteils und führt lediglich zu einem vernachlässigbaren Fehler im homogenen Stromfluß $< 1\%$ (wenn man den Strom an der Oberseite und Unterseite des Modells zum Vergleich heranzieht).

Kapitel 5.3 teilt sich in mehrere Unterkapitel auf. Diese beschreiben jeweils einen Gesichtspunkt der FEM-Simulationen:

1. Unterschiedliche **Leitfähigkeit des Einschlußmaterials** von $\sigma_{Luft} = 0$ bis $> \sigma_{Ag}$.
2. Variierender **Abstand zwischen Sensor und Einschluß** bis hin zu einigen 10 mm.
3. Änderung der **Größe des Einschlußes** von 100 μm bis 800 μm Durchmesser.
4. Berücksichtigung des **Skin-Effekts** bei Wechselstromanregung.

Das Kapitel schließt mit einer Formel, mit deren Hilfe man die Stärke von Magnetfeldsignaturen oberhalb eines Prüfteils bei vorhandenen Einschläüssen berechnen kann. In diese Formel gehen die Leitfähigkeit von Einschluß und Matrix, das Volumen des Einschlußes, dessen Tiefenlage sowie der Meßabstand oberhalb des Prüfteils ein.

5.3.2 Einschlußmaterial

Abbildung 5.19 zeigt die magnetische Flußdichte B_z in Abhängigkeit der Leitfähigkeit σ_{Def} des Einschlußmaterials für einen Einschluß mit 200 μm Durchmesser in einer Tiefenlage von 2 mm (vgl. auch Abbildung 5.18). Der Abstand zwischen Sensor und Einschluß beträgt 5 mm; damit werden die magnetischen Signaturen 3 mm oberhalb der Prüfteiloberfläche berechnet. Es wurden drei unterschiedliche Leitfähigkeiten der Matrix simuliert:

Titan ($\sigma_{Ti}=2340$ S/mm), **Niob** ($\sigma_{Nb}=6930$ S/mm) und **Aluminium** ($\sigma_{Al}=37700$ S/mm).

Es kann beobachtet werden, daß im Falle geringer Leitfähigkeiten des Einschlußes – bezogen auf die Leitfähigkeit der Matrix – sich das Feld des Einschlußes nicht mehr signifikant ändert. Analog zeigt sich das gleiche Verhalten für sehr hohe Leitfähigkeiten. Betrachtet man die Feldwerte für die Grenzfälle $\sigma_{Def} \rightarrow 0$ und $\sigma_{Def} \rightarrow \infty$, so stellt man fest, daß sich deren Werte vom Betrag um einen Faktor 2 voneinander unterscheiden. Dies kann wie folgt gedeutet werden: Im Fall $\sigma_{Def} = 0$ wird lediglich Strom aus einem begrenzten Volumen, dem Einschlußvolumen, herausgedrängt; im Fall $\sigma_{Def} \rightarrow \infty$ wird Strom aus einem sehr viel größeren Volumen der umgebenden Matrix hineingezogen. Der beobachtete Faktor 2 scheint somit ein reiner Geometrie-Effekt zu sein.

Im folgenden sei β als das Verhältnis $\frac{\text{Leitfähigkeit Einschluß}}{\text{Leitfähigkeit Matrix}}$ definiert:

$$\beta := \frac{\sigma_{Def}}{\sigma_{Mat}} \tag{5.48}$$

Damit ergibt sich für die eben besprochenen Grenzfälle $\sigma_{Def} \rightarrow 0$ und $\sigma_{Def} \rightarrow \infty$:

$$\frac{\lim_{\beta \rightarrow \infty} B_z(\beta)}{\lim_{\beta \rightarrow 0} B_z(\beta)} = -2 \tag{5.49}$$

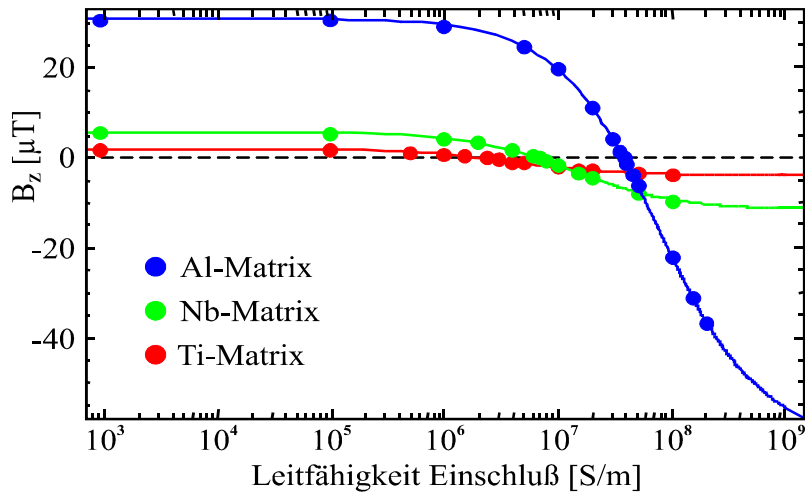


Abbildung 5.19: Magnetische Flußdichte B_z über dem Prüfteil als Funktion der Leitfähigkeit des Einschlußes. Es wurden drei verschiedene Materialien für die umgebende Matrix simuliert: Titan (rot), Niob (grün) und Aluminium (blau). Der Durchmesser des Einschlußes beträgt $200 \mu\text{m}$, die Tiefenlage 2 mm . Der Abstand Sensor-zu-Einschuß beträgt 5 mm . Durchgezogene Linie: Fit aus Gleichung (5.50).

Ein Fit der numerischen Ergebnisse (repräsentiert durch die durchgezogenen Linien in Abb. 5.19) führte zu folgender einfachen Formel:

$$B_z(\beta) = \kappa' \cdot \left(\frac{\beta - 1}{\beta + 2} \right) \equiv \kappa' \cdot \left(\frac{\sigma_{\text{Def}} - \sigma_{\text{Mat}}}{\sigma_{\text{Def}} + 2 \sigma_{\text{Mat}}} \right) \tag{5.50}$$

In κ' sind außer σ_{Def} und σ_{Mat} alle restlichen Parameter, wie der Abstand zwischen Sensor und Einschluß oder die Größe des Einschlußes, enthalten. Für $\sigma_{\text{Def}} = \sigma_{\text{Mat}}$ ($\beta = 1$), also den „ungestörten Fall“ ohne Einschluß im Material, gilt wie erwartet $B_z(\beta) = 0$. Außerdem ist für die Grenzfälle $\sigma_{\text{Def}} \rightarrow 0$ und $\sigma_{\text{Def}} \rightarrow \infty$ erwartungsgemäß Gleichung (5.49) erfüllt:

$$\begin{aligned} \lim_{\beta \rightarrow \infty} B_z(\beta) &= 1 \\ \lim_{\beta \rightarrow 0} B_z(\beta) &= -1/2 \end{aligned} \tag{5.51}$$

Gleichung (5.50) gilt sowohl für den Gleichstrom- als auch für den Wechselstromfall. Bei der Bestimmung von κ' muß im Wechselstromfall die Abnahme der Stromdichte im Material, hervorgerufen durch den Skin-Effekt, beachtet werden. κ' ergibt sich als **numerische** Konstante direkt aus dem Fit und kann im Fall nahe beieinander liegender Leitfähigkeiten σ_{Def} und σ_{Mat} auf $\pm 1\%$ genau bestimmt werden. Aber auch für größere Leitfähigkeitsunterschiede – zum Beispiel bei einem Lufteinschuß in Aluminium oder Kupfer – beträgt der Fehler bei der Bestimmung von κ' lediglich $\pm 2\%$.

Analytisch betrachtet ist κ' abhängig vom Abstand z zwischen Sensor und Einschluß, vom Radius r des Einschlußes und von der eingepprägten Stromdichte j_0 am Ort des Einschlußes $\Rightarrow \kappa' \equiv \kappa'(z, r, j_0)$. Die Abhängigkeiten von z und r werden in den folgenden zwei Unterabschnitten in κ' einfließen. Einzig die Proportionalitätsbeziehung $\kappa' \sim j_0$ muß nicht explizit untersucht werden, da diese Abhängigkeit sofort ersichtlich ist.

5.3.3 Abstand zwischen Sensor und Einschluß

Es gibt zwei naheliegende Gründe, warum das Magnetfeld nicht direkt am Ort des Einschlußes gemessen werden kann: Zum einen kann ein Magnetfeldsensor bei einer Wirbelstrommessung meist nicht mit direktem Kontakt auf der Prüfteiloberfläche platziert werden. Besonders SQUID-Systeme mit voluminösen Kryostaten führen zu einem erhöhten Abstand zwischen Sensor und Prüfteiloberfläche von einigen mm. Um den Gesamtabstand vom Sensor zum Einschluß zu erhalten muß darüber hinaus der Abstand von der Prüfteiloberfläche zum Einschluß für tiefer im Material liegende Einschlüsse addiert werden.

Für eine grobe Abschätzung, welchen Effekt der Abstand zwischen Sensor und Einschluß in den Simulationen hat, kann eine Multipol-Entwicklung, wie in [82], vollzogen werden. Für reale, räumlich ausgedehnte Stromverteilungen ist die Näherung allerdings nur bedingt geeignet, da sie sich auf einzelne, punkartige Dipol-Quellen bezieht. Eine exaktere Bestimmung erhält man über Integration aller Verdrängungsströme in der Nähe des Einschlußes.

In Abbildung 5.20 ist das Antwortfeld $B_z(z) \sim 1/z^\alpha$ als Funktion des Abstandes zwischen Sensor und Einschluß dargestellt (blau). Für eine bessere Verdeutlichung ist zudem das Verhältnis $\gamma \equiv B_z(z/2)/B_z(z)$ dargestellt (rot), welches das Abklingverhalten des Antwortfeldes für verschiedene Abstände z beschreibt. Die Simulationen wurden für einen $400 \mu\text{m}$ großen Lufteinschluß (Radius $r=200 \mu\text{m}$) in 1 mm Tiefe in einer Titan-Matrix durchgeführt.

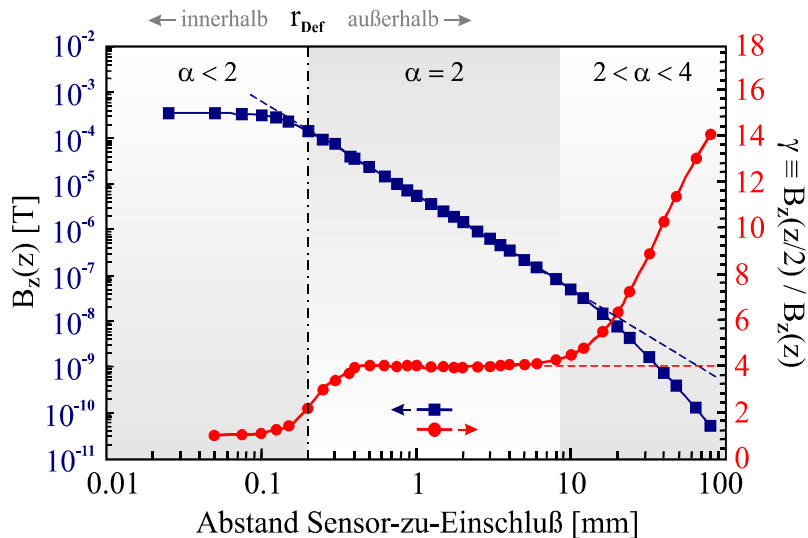


Abbildung 5.20: B_z in Abhängigkeit des Abstandes Sensor-zu-Einschluß: $B_z(z) \sim 1/z^\alpha$. Hervorgehoben sind die drei Bereiche $\alpha < 2$, $\alpha = 2$ sowie $2 < \alpha < 4$. Lufteinschluß mit $400 \mu\text{m}$ Durchmesser in 1 mm Tiefe in einer Titan-Matrix. Die senkrechte gestrichelte Linie markiert den Radius r des Einschlußes.

Man erkennt in Abbildung 5.20, daß drei Bereiche mit unterschiedlichem Abklingverhalten $1/z^\alpha$ existieren. Innerhalb des Einschlußes ist α deutlich kleiner als 2 ($\gamma < 4$). Außerhalb des Einschlußes ist $\alpha = 2$ ($\gamma = 4$) bis hin zu einigen mm Abstand; für sehr große Abstände scheint α gegen 4 ($\gamma = 16$) zu konvergieren.

In der überwiegenden Zahl der Fälle wird bei einer Wirbelstrommessung ein Magnetfeldsensor nicht weiter als wenige mm vom Prüfteil entfernt sein. Meist ist man bemüht, den Sensor möglichst nah an die Prüfteiloberfläche zu bringen, um ein möglichst starkes Meßfeld vom Einschluß zu erhalten. Damit ist der Bereich größer als 10 mm nur von geringem Interesse.

Der Bereich mit $\alpha < 2$ spielt nur eine theoretische Rolle: Aufgrund der Lage des Meßbereichs innerhalb der Matrix entzieht sich dieser Bereich der Wirbelstromprüfung.

Im praxisrelevanten Meßbereich, beginnend ab der Prüfteiloberfläche bis hin zu etwa 10 mm Abstand, ist $\alpha = 2$, das heißt $B_z(z) \sim 1/z^2 \Rightarrow \kappa' \sim 1/z^2$.

Die beobachtete $1/z^2$ -Abhängigkeit wurde durch AMR-Messungen verschieden großer Einschlüsse qualitativ bestätigt; ebenso wurde der starke Anstieg von α für Abstände zwischen Sensor und Einschluß größer als 10 mm beobachtet [82]. Allerdings wurde nicht der genaue Verlauf aus Abbildung 5.20 gemessen.

Die Einschußgröße selbst spielt bei den Betrachtungen keine Rolle (Abbildung 5.21). Es wurden 100 μm bis 800 μm Einschlüsse in eine Titan-Matrix eingebracht. Es zeigt sich, daß die Einschußgröße erst für Sensorabstände relevant wird, die kleiner sind als die Einschußgröße. Das ist im Modell immer innerhalb der Matrix, wo ein Magnetfeldsensor nicht positioniert werden kann. Oberhalb des Prüfteils zeigt sich keine signifikante Veränderung des Abklingverhaltens.

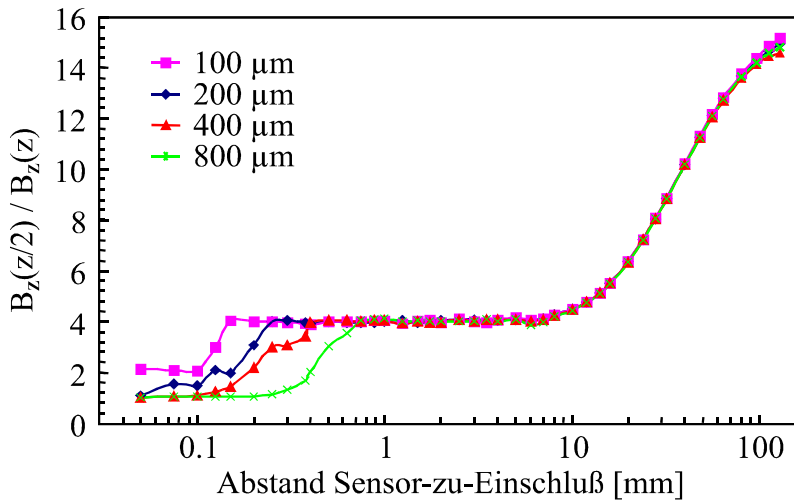


Abbildung 5.21: $B_z(\frac{z}{2})/B_z(z)$ in Abhängigkeit des Abstandes zwischen Sensor und Einschluß für verschiedene Einschußgrößen für einen Lufteinschluß in einer Titan-Matrix.

5.3.4 Einschußvolumen

Das Volumen des Einschlusses beeinflusst die absolute Stärke des Antwortfeldes. Im folgenden soll daher untersucht werden, wie das Volumen des Einschlusses in κ' eingeht. Man wird erwarten, daß κ' proportional zum Volumen des Einschlusses ist, das heißt proportional zu r^3 .

In Abbildung 5.22 ist das Verhältnis $B_z(z, r = 400 \mu\text{m})/B_z(z, r = 200 \mu\text{m})$ als Funktion des Abstandes zwischen Sensor und Einschluß für einen Luft-Einschluß in einer Titan-Matrix dargestellt. Es zeigt sich, daß für Abstände, die größer als der Radius des Einschlusses sind, die erwartete r^3 -Abhängigkeit besteht. Für Abstände, die viel kleiner als der Radius sind, besteht eine Abhängigkeit, die proportional zu r ist. Um diese Abhängigkeit experimentell zu bestätigen, müßte man allerdings das Magnetfeld direkt in dem Einschluß messen – ein Bereich in dem ein Magnetfeldsensor nicht positioniert werden kann.

Im praxisrelevanten Meßbereich, beginnend ab der Prüfteiloberfläche, ist $B_z(r) \sim r^3 \Rightarrow \kappa' \sim r^3$.

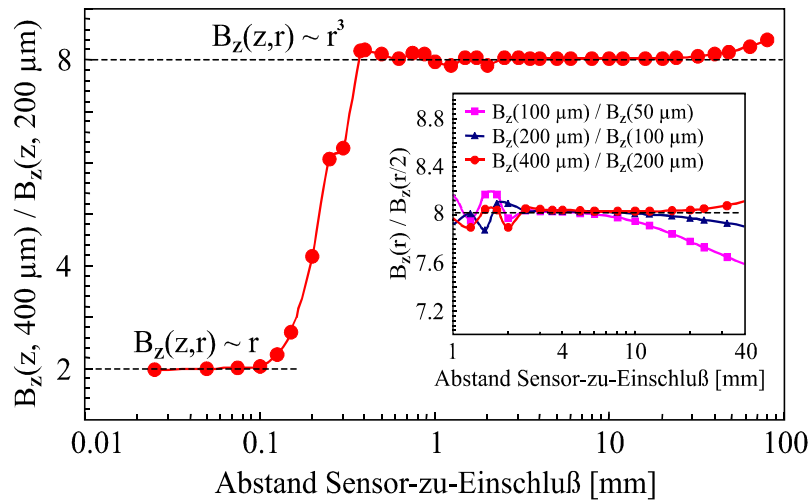


Abbildung 5.22: $B_z(\frac{r}{2})/B_z(r)$ in Abhängigkeit des Sensor-Abstandes für einen Luft-Einschluß in einer Titan-Matrix. Inset: Abhängigkeit für verschiedene Einschlußgrößen.

Die beobachtete r^3 -Abhängigkeit wurde anhand mehrerer Einschlußgrößen überprüft (Inset in Abbildung 5.22). Die beobachteten Abweichungen sind nur minimal und liegen im Bereich der numerischen Genauigkeit der Finite-Elemente-Methode. Ebenso zeigt sich, daß die r^3 -Abhängigkeit nicht durch das Einbringen von Einschlüssen mit unterschiedlicher Leitfähigkeit beeinflusst wird.

5.3.5 Formel für die Feldstärke eines kugelförmigen Einschlußes

Folgende Ergebnisse und Abhängigkeiten wurden innerhalb der vorherigen Abschnitte ermittelt:

Material von Einschluß und Matrix:	$B_z \sim \frac{\beta-1}{\beta+2}$	(Prop.konstante κ')	
Stromdichte:	$\kappa' \sim j_0$		
Abstand zw. Sensor und Einschluß:	$\kappa' \sim 1/z^2$	(2.03 ± 0.02)	Daraus ergibt sich
Einschlußvolumen:	$\kappa' \sim r^3$	(3.008 ± 0.006)	

zusammengefaßt folgender analytischer Ausdruck für B_z :

$$B_z(z, r) = \kappa \cdot j_0 \cdot \left(\frac{\beta - 1}{\beta + 2} \right) \cdot \frac{r^3}{z^2} \tag{5.52}$$

Zur Bestimmung von κ wurde die magnetische Flußdichte (peak-to-peak) für verschiedene Einschlüsse berechnet. Der Abstand zwischen Sensor und Einschluß variierte in einem Bereich von $z = 2$ mm bis $z = 6$ mm. Die Größe der eingebrachten Einschlüsse variierte von $100 \mu\text{m}$ ($r = 50 \mu\text{m}$) bis $800 \mu\text{m}$ ($r = 400 \mu\text{m}$). Die Leitfähigkeit der Matrix reichte von Titan bis Kupfer; die der Einschlüsse von Luft bis Kupfer. B_z bewegte sich so in einem Intervall, das 6 Größenordnungen betrug. Obgleich die Feldstärke bei den gewählten Parametern von wenigen pT bis hin zu einigen μT variierte, konnte κ mit einer Genauigkeit von $\pm 3\%$ numerisch ermittelt werden. Drückt man κ durch $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Tm/A (Permeabilität des Vakuums) aus, so ergibt sich folgender Ausdruck:

$$B_z(z, r) = \frac{\mu_0 \cdot j_0}{1.354} \cdot \left(\frac{\beta - 1}{\beta + 2} \right) \cdot \frac{r^3}{z^2} \quad \frac{3\sqrt{2}}{\pi} = 1.35047 \tag{5.53}$$

5.3.6 Wechselstromfall

Bislang beschränkten sich die Betrachtungen bei der Herleitung auf den Gleichstromfall. Es stellt sich daher die Frage, wie sich Gleichung (5.52) für höhere Anregungsfrequenzen verhält.

- β (bzw. σ_{Def} , σ_{Mat}) : Der β -Term in Gleichung (5.52), der die elektrische Leitfähigkeit beinhaltet, ist nahezu frequenzunabhängig. Wirbelstromeffekte sind hier nur für extrem hohe β in Verbindung mit sehr hohen Anregungsfrequenzen zu erwarten. Für üblicherweise in der Wirbelstromprüfung eingesetzte Anregungsfrequenzen können solche Effekte problemlos vernachlässigt werden. Darüber hinaus sind Materialkombinationen mit sehr hohem β in der Wirbelstromprüfung eher unüblich, da die Matrix meist gut leitfähig ist.
- z , r : Beide Variablen sind rein geometrischer Natur und damit frequenzunabhängig.
- j_0 : Eine Frequenzabhängigkeit von j_0 ist vorhanden. Wesentlich für die Bestimmung der Stromdichte j_0 am Ort des Einschluβes ist der Skin-Effekt bzw. die Skin-Tiefe δ (Gleichung (3.2)). j_0 hängt wesentlich von der Anregungsgeometrie ab; damit liegt es am Anwender, j_0 für seine konkrete Applikation möglichst exakt zu bestimmen.
- κ : Damit bleibt κ als letzte Größe, um die Frequenzabhängigkeit des Antwortfeldes zu beschreiben. Folgende drei Einschlüsse wurden zur Untersuchung von κ modelliert: Ein 200 μm und 800 μm Lufteinschluβ sowie ein 200 μm Einschluβ aus Kupfer in einer Titan-Matrix. Die Tiefenlage der Einschlüsse beträgt 2 mm; berechnet wurde das Magnetfeld 3 mm über der Oberfläche des Prüfteils. Somit beträgt der Abstand zwischen Sensor und Einschluβ 5 mm. Für die Bestimmung von κ werden zwei Phaseninformationen benötigt: (1) Die Phasenlage bei der die Verdrängsstöme am Ort des Einschluβes maximal sind. (2) Die Phasenlage bei welcher die Stromdichte an der Oberfläche ihr Maximum annimmt.

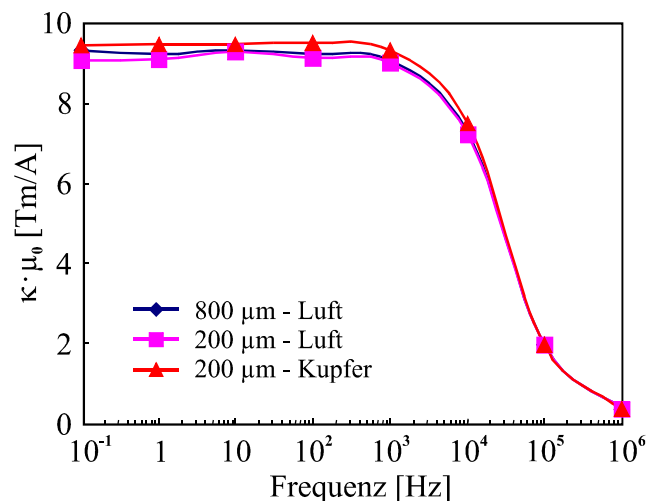


Abbildung 5.23: Frequenzabhängigkeit von κ .

Abbildung 5.23 zeigt die Frequenzabhängigkeit von κ . Im Fall der Titan-Matrix konnte bis zu Frequenzen von 1 kHz kein signifikanter Phasen-Shift beobachtet werden. Für Frequenzen >1 kHz strebt κ gegen 0. Die optimale Prüffrequenz beträgt für diese Einschluβ-Matrix-Konstellation etwa 15 kHz, was in etwa der Standardeindringtiefe δ entspricht. κ beträgt für diesen Fall nur noch 70% des Wertes des Gleichstromfalls. Simulationen mit unterschiedlichsten Einschlüssen belegen, daß die komplette Frequenzabhängigkeit in κ eingeht. Einschluβgröße und Einschluβmaterial beeinflussen κ nicht.

Kapitel 6

Aufbau eines Meßsystems zur Schweißnahtprüfung

Inhaltsverzeichnis

6.1	Aufbau des Wirbelstromprüfstandes	79
6.1.1	Wirbelstromerzeugung	81
6.1.2	Lock-In-Verstärker	82
6.1.3	Verfahreinheit	82
6.2	Verwendete AMR-Sensorik	83
6.2.1	Lokale Sensor-Positioniereinheit	87
6.3	Meßsoftware	88
6.4	Prüfteile	90
6.4.1	Spannvorrichtung	90

6.1 Aufbau des Wirbelstromprüfstandes

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Versuchsmeßplatz zur Wirbelstrommessung flacher Proben aufgebaut. Mittels dieses Meßplatzes können Schweißnahtproben ein- bzw. zweidimensional gescannt und auf Defekte untersucht werden. Die gemessenen Magnetfeldsignaturen werden hierbei über Lock-In-Technik phasen- und amplitudenabhängig detektiert. Der Meßplatz ist für den Einsatz von MR-Sensoren optimiert worden, bietet aber auch die Möglichkeit, alternative Magnetfeldsensorik einzusetzen.

Abbildungen 6.1 [Schema] und 6.2 [Meßsystem am Institut] zeigen den Aufbau der Wirbelstromprüfung von flachen Proben. Ein (oder mehrere) Funktionsgeneratoren erzeugen den zur Anregung benötigten sinusförmigen Wechselstrom, welcher in einer Endstufe verstärkt und dann in die Anregungseinheit geführt wird. Ein Lock-In-Verstärker dient der Demodulation des gemessenen Magnetfeldsignals und generiert in Abhängigkeit von Phasen- und Amplitudenänderung gegenüber dem Referenzsignal seine Ausgangssignale. Deren Digitalisierung erfolgt über eine 16-Bit AD-Wandlerkarte. Die Aufbereitung der Meßdaten wird vom Meßrechner übernommen, der als zusätzliche Aufgabe die Steuerung der Verfahreinheit übernimmt.

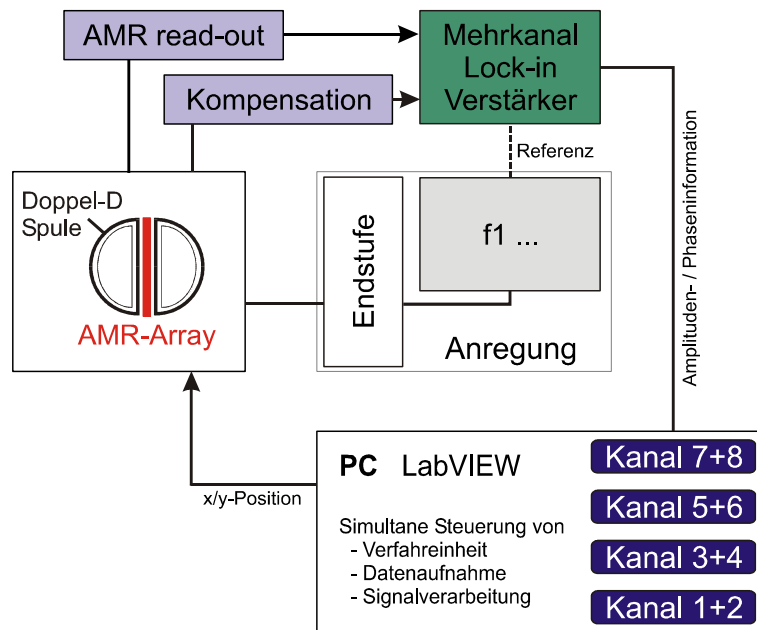


Abbildung 6.1: Schematischer Aufbau des 16-Bit Meßsystems für die Wirbelstromprüfung.

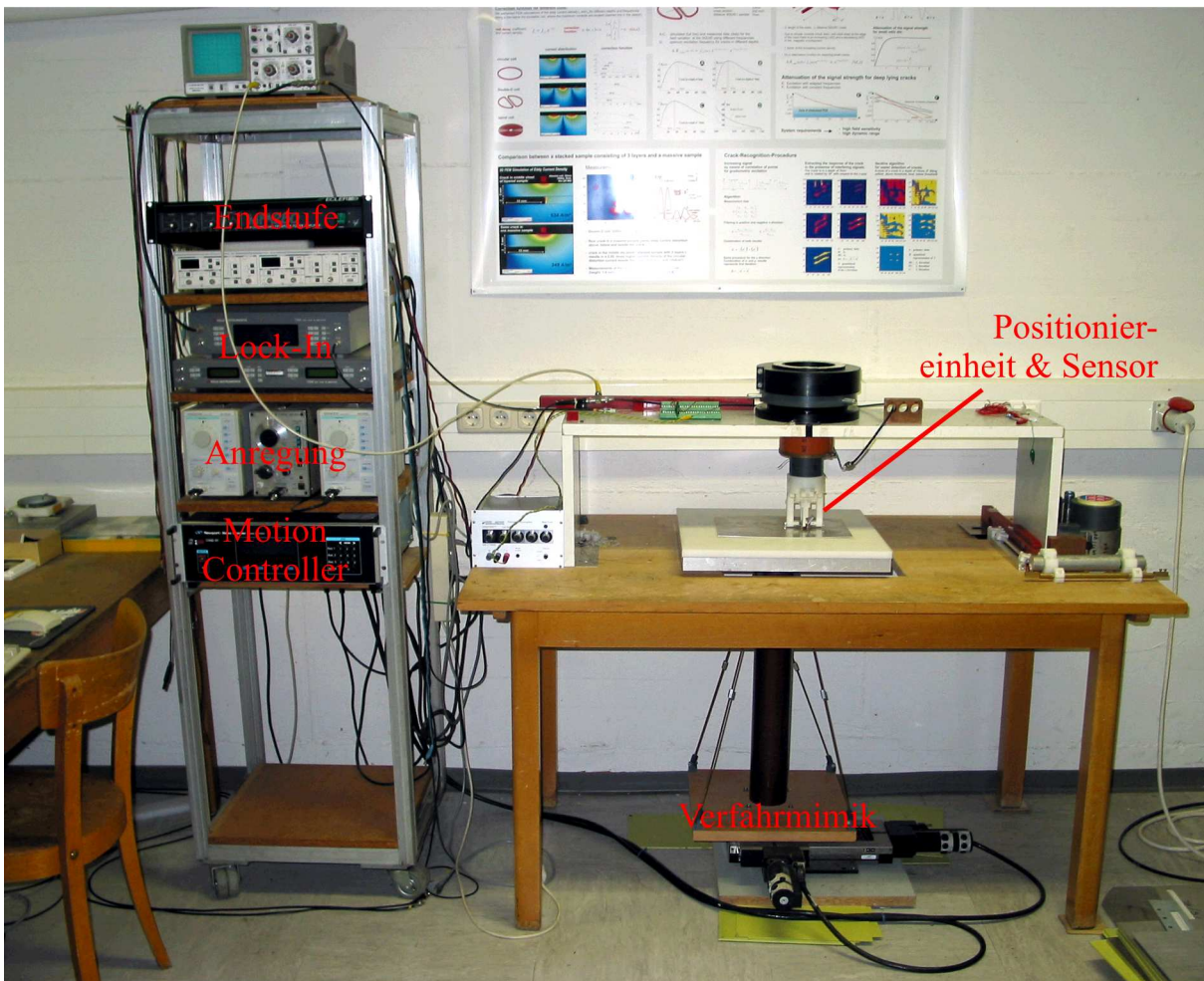


Abbildung 6.2: Wirbelstrom-Prüfstand für die Schweißnahtinspektion.

Das Anregungssignal kann als Kompensationssignal in die Lock-In-Verstärker eingekoppelt werden. Dort wird das Signal dann vom Meßsignal subtrahiert, wodurch der für die Fehlerdetektion zur Verfügung stehende Dynamikbereich der Lock-In-Verstärker vergrößert wird. Deren Empfindlichkeit kann dadurch um bis zu zwei Größenordnungen gesteigert werden, ohne eine Übersteuerung zu riskieren.

Das Meßsystem ist für **Mehrfrequenz**-Messungen geeignet. In diesem Fall wird das Meßsignal eines einzelnen Sensors ausgelesen. Weitaus effizienter kann das System aber unter Verwendung eines Sensor-Arrays eingesetzt werden = **Mehrkanal**-Messung. Man arbeitet in diesem Fall mit einer einzelnen, festen Anregungsfrequenz und benutzt die Lock-In-Verstärker zur Demodulation der einzelnen Magnetfeldsensoren im Sensor-Array. Ein simultanes Auslesen mehrerer Sensoren erfordert den Einsatz eines Multiplexers oder die Verwendung entsprechend vieler Lock-In-Verstärker.

Aus Kosten- und Platzgründen betrachtet, erscheint der Einsatz eines Multiplexers im Gesamtsystem sinnvoll. Es stellte sich aber heraus, daß die günstige Lösung der Multiplexeinheit nicht den zeitkritischen Anforderungen der Online-Prüfung Rechnung tragen kann. Da beim Multiplexen während einer Messung zwischen den verschiedenen Sensoren im Array gewechselt wird, muß zwingend die Scangeschwindigkeit reduziert werden, weil entstehende „Lücken“ in einer Messung, welche beim Umschalten zwischen den Sensoren entstehen, sowie in der Zeit, in der ein Sensor nicht aktiv ausgelesen wird, zu groß werden. Unter anderem ist ein Einsatz von komplexeren Mustererkennungsverfahren oder Rückrechenetechniken mit zu dünn besetzten Meßdaten nicht zu erreichen.

Es wurde sich daher gegen den Einsatz eines Multiplexers entschieden, um praxisnah mit der maximal möglichen Scangeschwindigkeit messen zu können. Ein dazu benötigter Mehrkanal Lock-In-Verstärker wurde hierzu in das System integriert. Es werden dann 16 Einzelsensoren parallel ausgelesen. Der Prüfstand erfüllt damit industrienähe Spezifikationen.

6.1.1 Wirbelstromerzeugung

Für die Messungen an Laserschweißnähten wurde ein Sensor-Array in das Wirbelstromsystem integriert. Um das Erregerfeld am Ort des Sensors lokal zu kompensieren, eignet sich eine gradiometrische Spule (siehe Abbildung 3.2). Bei dieser Spulenanordnung wird das Sensor-Array vertikal über der Spule genau zwischen den beiden Spulenhälften positioniert. Jeder Einzelsensor des Arrays sieht durch die Verringerung des Erregerfeldes hauptsächlich die vom Prüfteil verursachten Feldvariationen der magnetischen z -Komponente (B_z). Bei einer exakten Abstimmung der Position des Arrays gegenüber den beiden Spulenhälften erzielt man eine Kompensation des Erregerfeldes um mehr als zwei Größenordnungen, wodurch das Verhältnis von prüfteilbedingter Feldvariation zu überlagertem Anregungsfeld verbessert wird. Im System wurde eine Doppel-D Spule mit einem Durchmesser von 15 mm implementiert.

Für die Generierung der Anregungssignale wurde ein Funktionsgenerator der Marke Kenwood AG 204 benutzt, welcher sich durch einen niedrigen Klirrfaktor auszeichnet (Wien-Oszillator). Die weitere Verstärkung der Signale übernahm eine Ecler MPA280 Endstufe.

6.1.2 Lock-In-Verstärker

Wichtiger Bestandteil neben der Magnetosensorik stellt die Lock-In-Technik im System dar, welche die Demodulation der Sensor-Signale übernimmt. Zu Beginn wurde mit mehreren einzelnen EG&G Lock-In-Verstärkern gearbeitet. Dies war allerdings mit folgenden Einschränkungen verbunden:

- Aus Gründen der begrenzten Zahl an Lock-In-Verstärkern am Institut, konnten mit diesem Aufbau maximal 4 Einzelsensoren parallel ausgelesen werden.
- Aufgrund der Heterogenität der eingesetzten Lock-In-Verstärker mußten die Ausgangssignale nachträglich kalibriert werden.
- Ein Gesamtsystem, bestehend aus 4 oder 8 einzelnen Lock-In-Verstärkern, ist aus Kostengründen nicht sinnvoll.

Es wurden daher zwei 8-Kanal Lock-In-Verstärker (siehe Anhang) der Firma H. Hund GmbH (Wetzlar) aus Projektmitteln gekauft. Mittels dieser zwei Geräte können 16 Sensoren parallel ausgelesen werden. Da beide Geräte lediglich bei einer einzelnen, einstellbaren Phase arbeiten, muß in diesem Fall die optimale Phasenlage vor einer Messung experimentell oder mittels FEM ermittelt werden, da sonst die Gefahr besteht, bei einer falsch eingestellten Phasenlage wertvolle Signalinformation zu verlieren. Alternativ kann man 8 Sensoren unter Verwendung beider Lock-In-Verstärker parallel auslesen. Hierzu muß man an einem der beiden Geräte einen 90° Phasenoffset zum anderen Lock-In-Verstärker einstellen und bekommt dann wie gewohnt zwei Ausgangssignale, in denen Phasen- und Amplitudeninformation enthalten sind.

6.1.3 Verfahreninheit

Als Verfahreninheit wurde ein XY-Tisch der MM4k-Serie der Firma Newport verwendet. Dieser kann sowohl über eine serielle Schnittstelle (RS232) als auch über eine IEEE-Schnittstelle (GPIB) angesteuert werden.

Die wesentlichen Eckdaten des XY-Tisches sind:

- Maximale Geschwindigkeit: 40 mm/s
- Maximale Beschleunigung: 160 mm/s²
- Positionierungsgenauigkeit: $\leq 1 \mu\text{m}$
- Scanfläche: 20 × 20 cm²

6.2 Verwendete AMR-Sensorik

Herzstück des Meßsystems ist die verwendete Magnetosensorik. Gute Meßergebnisse sind maßgeblich von der Feldempfindlichkeit, aber auch von der erzielbaren Ortsauflösung des verwendeten Magnetfeldsensors, abhängig. Des weiteren stellt die Schweißnahtprüfung Anforderungen an den Dynamikbereich und die Temperaturstabilität des Sensors. Nicht zuletzt soll der Sensor kostengünstig sein.

Die Ergebnisse der Simulationen aus Kapitel 5.2 zeigen, daß typische Feldstärken von Defekten ein Intervall von einigen nT (für Poren, Tabelle 5.2) bis hin zu einigen μT (für Risse, Tabelle 5.4) umspannen. Wie später noch erörtert wird, werden die Meßsignale von Poren und Rissen zusätzlich von Oberflächensignaturen überlagert, welche durch eine ungleichmäßige Schweißnahtoberfläche hervorgerufen werden. Diese Störsignale können bis zu 20 nT erreichen. Daher bringt es keinen entscheidenden Vorteil, Magnetfeldsensoren mit einer deutlich besseren Feldempfindlichkeit $< 1 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$ einzusetzen. Fluxgates oder SQUIDs, welche diese bessere Feldempfindlichkeit bieten würden, sind zusätzlich schon aufgrund der schlechten erzielbaren Ortsauflösung nicht für die Schweißnahtprüfung geeignet. Spulen bieten bei der geforderten Feldauflösung ebenfalls nicht die gewünschte Ortsauflösung; Hall-Sensoren sind zu unempfindlich.

MR-Sensoren stellen einen guten Kompromiß zwischen Feldempfindlichkeit ($\sim 1 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$) und Ortsauflösung ($\sim 100 \mu\text{m}$) dar. Zudem sind MR-Sensoren kostengünstig herzustellen und vergleichsweise robust. Während der Arbeit wurde ein Zeilen-Array aus AMR-Sensoren eingesetzt:

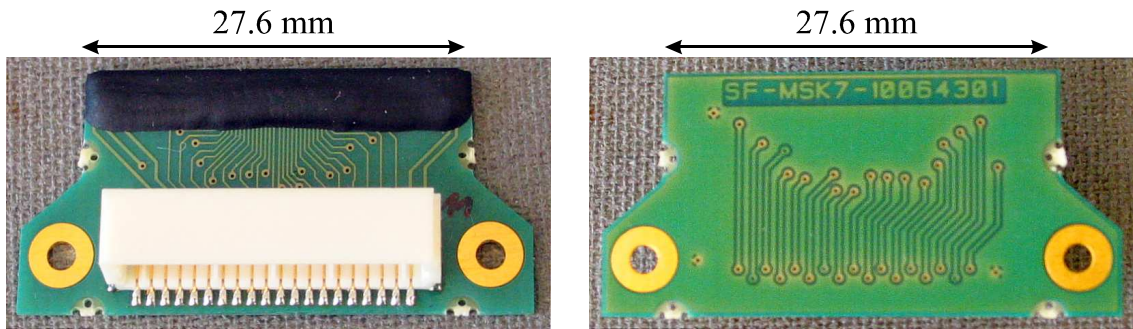


Abbildung 6.3: AMR Linien-Array „MSK7“ (Sensitec). Links: Vorderseite mit Sensorzeile (schwarz), Rechts: Unterseite. Der Sensor beinhaltet zwei parallel angeordnete Zeilen aus je 64 einzelnen AMR-Sensoren, welche eine Gesamtlänge von 26.825 mm bilden. Pinbelegung: siehe Anhang, Abb. 9.2.

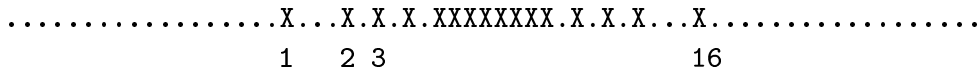
Das AMR-Array „MSK7“ besitzt 64 Einzelsensoren, welche nebeneinander in einer Zeile angeordnet sind. Jeder Sensorstreifen aus Permalloy ($\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$) besitzt eine Fläche [SEN] von $50 \times 20 \mu\text{m}^2$ und einen Abstand [GAP] von $375 \mu\text{m}$ zu seinem nächsten Nachbarn. Daraus ergibt sich eine Gesamtlänge des Linien-Arrays von:

$$\begin{aligned} & \text{SEN} + \text{GAP} + \text{SEN} + \text{GAP} + \text{SEN} + \dots + \text{SEN} + \text{GAP} + \text{SEN} \\ & 50 + 375 + 50 + 375 + 50 + \dots + 50 + 375 + 50 \mu\text{m} \\ & = 64 \cdot 50 \mu\text{m} + 63 \cdot 375 \mu\text{m} = 26.825 \text{ mm} \end{aligned}$$

Drei Millimeter zeilenversetzt befindet sich eine zweite Sensor-Zeile, ebenfalls mit 64 Einzelsensoren, welche dazu benutzt werden kann, um Umgebungseinflüsse, wie zum Beispiel Temperaturschwankungen, die zum Drift des Sensors führen, zu unterdrücken: Aufgrund des Abstandes

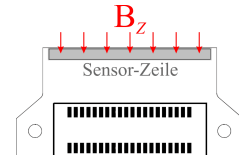
zur ersten Sensorzeile mißt die zweite Zeile nur einen Bruchteil des Meßfeldes[†]; Temperaturschwankungen oder andere externe Störeinflüsse erfaßt die zweite Zeile aber voll. Mittels einer Subtraktion der Signale beider Zeilen können so externe Störeinflüsse minimiert werden.

Von den 64 Sensoren in den zwei parallel angeordneten Sensorzeilen wurden jeweils 16 Sensoren pro Zeile gemäß dem folgenden Schema kontaktiert:



Die Sensorbreite reduziert sich damit auf 5.3 mm.

Jeder der 16 Einzelsensoren mißt die Magnetfeldkomponente B_z , welche senkrecht zur Array-Zeile orientiert ist. Üblicherweise wird das Array somit auch senkrecht zur Prüfteiloberfläche positioniert.



Kennlinie

Abbildung 6.4 zeigt die bei einem Betriebsstrom von 5 mA aufgenommene Kennlinie eines einzelnen AMR-Sensors. Der Widerstandshub beträgt

$$\frac{\Delta U}{U_{B=0}} \cdot 100\% = \frac{1.625 \text{ V} - 1.592 \text{ V}}{1.625 \text{ V}} \cdot 100\% \approx 2\%.$$

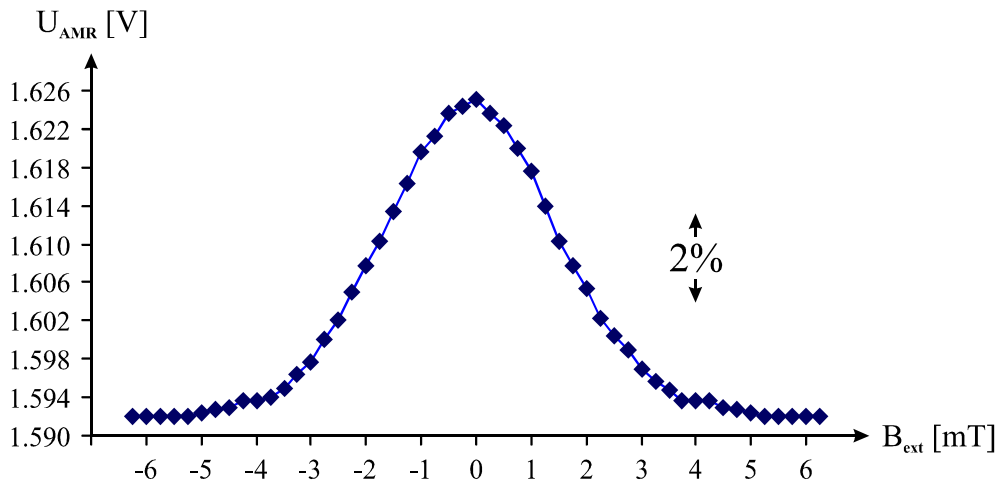


Abbildung 6.4: Kennlinie des AMR-Sensor-Arrays MSK7 in Abhängigkeit eines externen Magnetfelds B_{ext} . Der Widerstandshub beträgt $\approx 2\%$. Betriebsstrom: 5 mA.

Die Kennlinie zeigt einen parabelförmigen Verlauf. Für kleine externe Magnetfeldänderungen um die Nulllage ist die Ausgangsspannung des Sensors verschwindend gering. Man betreibt den AMR-Sensor daher mit einem konstanten externen Stützfeld, welches den Arbeitspunkt in den Bereich der größten Steigung der Kennlinie verschiebt [83]. Dort ist die Kennlinie über einen Meßbereich von 1-2 mT annähernd linear und somit auch die Ausgangsspannung in diesem Bereich proportional zum gemessenen Magnetfeld.

[†] Linien-Array MSK7 mit einem Abstand der AMR-Zeilen von 3 mm als Gradiometer: Ein Defekt in $z = 2$ mm Tiefe soll detektiert werden. Zeile 1 des Gradiometers sei direkt auf der Prüfteiloberfläche positioniert (Abstand zum Defekt=2 mm); Zeile 2 des Gradiometers ist damit 5 mm vom Defekt entfernt (2+3 mm) und mißt $(2/5)^2$ (z^2 -Abh.) des Magnetfeldsignals von Zeile 1. Nach der Subtraktion ist das Meßsignal um 16% vermindert.

Die Empfindlichkeit $\Delta U/\Delta B$ beträgt bei einem Betriebsstrom von 5 mA für das AMR-Array in diesem Bereich

$$\frac{\Delta U}{\Delta B} = \frac{1.619 \text{ V} - 1.606 \text{ V}}{1 \text{ mT}} / 5 \text{ mA} = \frac{13 \text{ mV}}{\text{mT}} / 5 \text{ mA}.$$

Temperaturabhängigkeit

Da es sich bei den AMR-Sensoren um einzelne Permalloy-Streifen und damit um einzelne ohm'sche Widerstände handelt, ist mit einer linearen Temperaturabhängigkeit des Einzelsensors zu rechnen. Abbildung 6.5 zeigt diese Abhängigkeit in einem Intervall von 24°C bis 50°C. Der lineare Fit in Abbildung 6.5 besitzt eine Steigung von $dU/dT = 0.00397 \text{ V}/^\circ\text{C}$. Daraus folgt, daß eine Widerstandsänderung von 2% einer Temperaturänderung entspricht von

$$dT = \frac{1.625 \text{ V} - 1.592 \text{ V}}{0.00397 \text{ V}/^\circ\text{C}} \approx 8.3 \text{ }^\circ\text{C}.$$

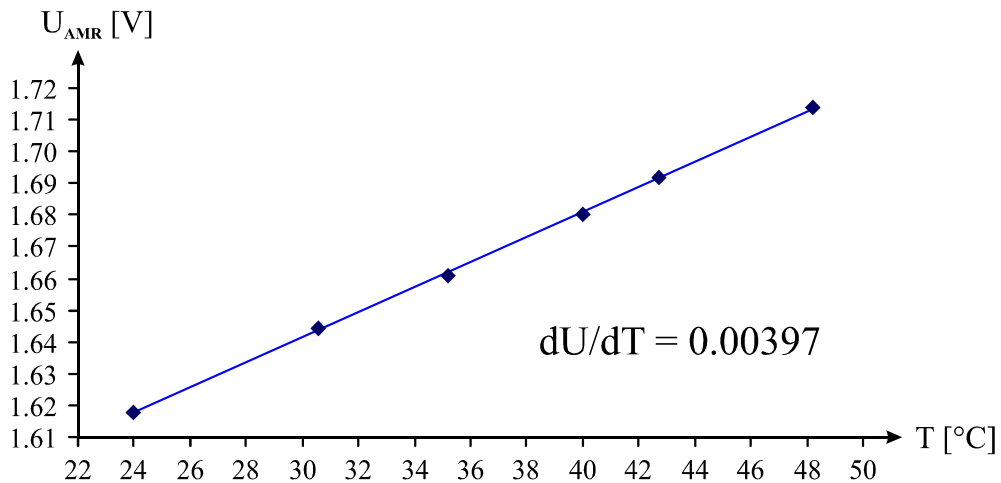


Abbildung 6.5: Temperaturabhängigkeit des AMR-Sensor-Arrays MSK7. 5 mA Betriebsstrom, Temperaturmessung über Digital-Thermometer GTH 175/MO.

Eine Widerstandsänderung, hervorgerufen durch Temperaturschwankungen, ist von Widerstandsänderungen, hervorgerufen durch ein externes Magnetfeld, nicht direkt zu unterscheiden. Insbesondere bei der Online-Schweißnahtprüfung, bei der aufgrund des Schweißprozesses starke Temperaturgradienten auftreten können, ist daher immer die Umgebungstemperatur in der Nähe des Sensors zu bestimmen und deren Einfluß im Meßsignal zu subtrahieren. Dies gelingt aufgrund der linearen Temperaturabhängigkeit aber leicht. Im Sensor-Array MSK7 kann hierzu ein Sensor der zweiten, dem Prüfteil 3 mm entfernten, Sensorreihe benutzt werden.

Ortsauflösung

Der Abstand Einzelsensor-zu-Prüfobjekt beträgt aufgrund des Sensor-Package etwa 100 µm. Dies führt zu einer experimentell bestimmten Ortsauflösung von etwa 125 µm (Abbildung 6.6). Hierzu wurde das Magnetfeld eines linear gespannten Drahtes vermessen. Das AMR-Array wurde hierbei möglichst nah an den Draht positioniert. Die Position der beiden Extrema korrespondiert mit dem Abstand zwischen Sensor und Draht:

$$B_z = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi} \frac{y}{y^2 + z^2} \Rightarrow y_{1,2} = \pm z$$

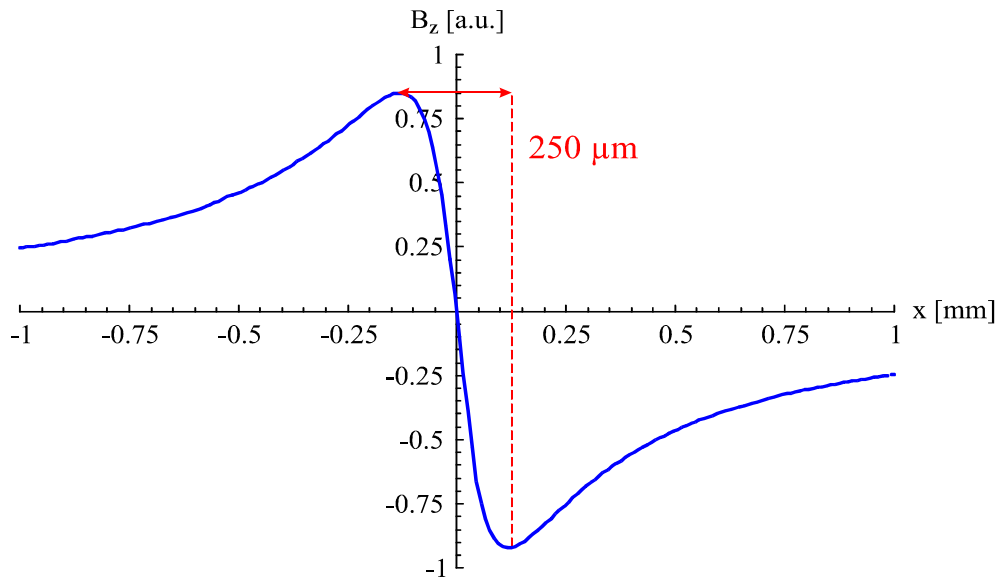


Abbildung 6.6: Ortsauflösung des AMR-Sensor-Arrays MSK7 bestimmt über die Messung des Magnetfeldes eines Drahtes. Die Ortsauflösung beträgt $125 \mu\text{m}$.

Feldauflösung

Für die Bestimmung der Feldauflösung wurde das Array mittels eines HP-Spektrumanalysators vermessen. Eine entsprechende Messung ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Verwendet man zur Stromversorgung eine 9V Batterie mit nachgeschaltetem Spannungsteiler, so beträgt das Feldrauschen $2\text{-}3 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$ für Frequenzen im kHz-Bereich.

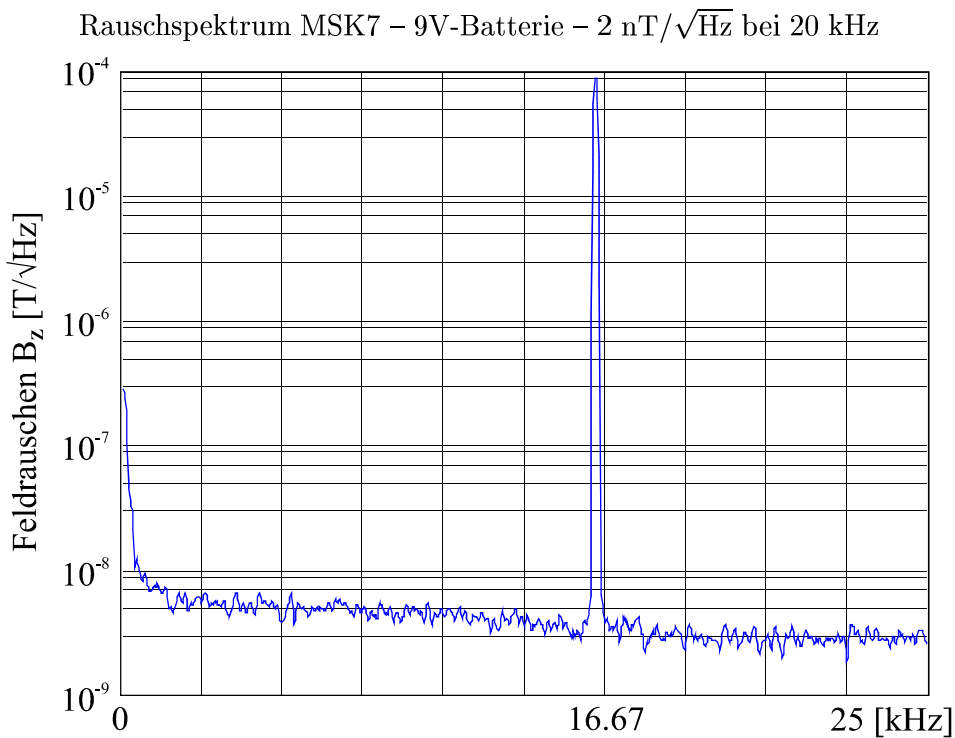


Abbildung 6.7: Mittels eines HP Spektrumanalysators aufgenommenes Rauschspektrum des AMR Linien-Arrays MSK7. Zu sehen ist in dem Spektrum der 15 kHz Peak einer Anregungsspule. Die Stromspeisung erfolgte über eine 9V-Batterie mit Spannungsteiler.

6.2.1 Lokale Sensor-Positioniereinheit

Als Induktor zur Wirbelstromanregung kommt im Meßsystem eine gradiometrische (Doppel-D) Spule zum Einsatz. Zwecks geometrischer Kompensation des Anregungssignals wird das Linien-Array senkrecht und mittig zwischen beiden Spulenhälften positioniert. Wie in Abb. 3.2 zu erkennen ist, nimmt bei geringen Abweichungen von der idealen Mittellage das Erregerfeld am Ort des Sensors stark zu. Dies führt zu einer verminderten Dynamik des Lock-In-Verstärkers, der das Erregerfeld aussteuern muß.

Um das AMR-Array möglichst exakt im Zentrum der Doppel-D Spule ausrichten zu können, wurde eine lokale Sensor-Positioniereinheit in das System implementiert, die mittels zweier Schwalbenschwanzführungen arbeitet (siehe Abbildung 6.8). Mit der Positioniereinheit konnte das Erregerfeld am Ort des Sensors bis auf etwa 3‰ der maximalen Feldstärke reduziert werden.

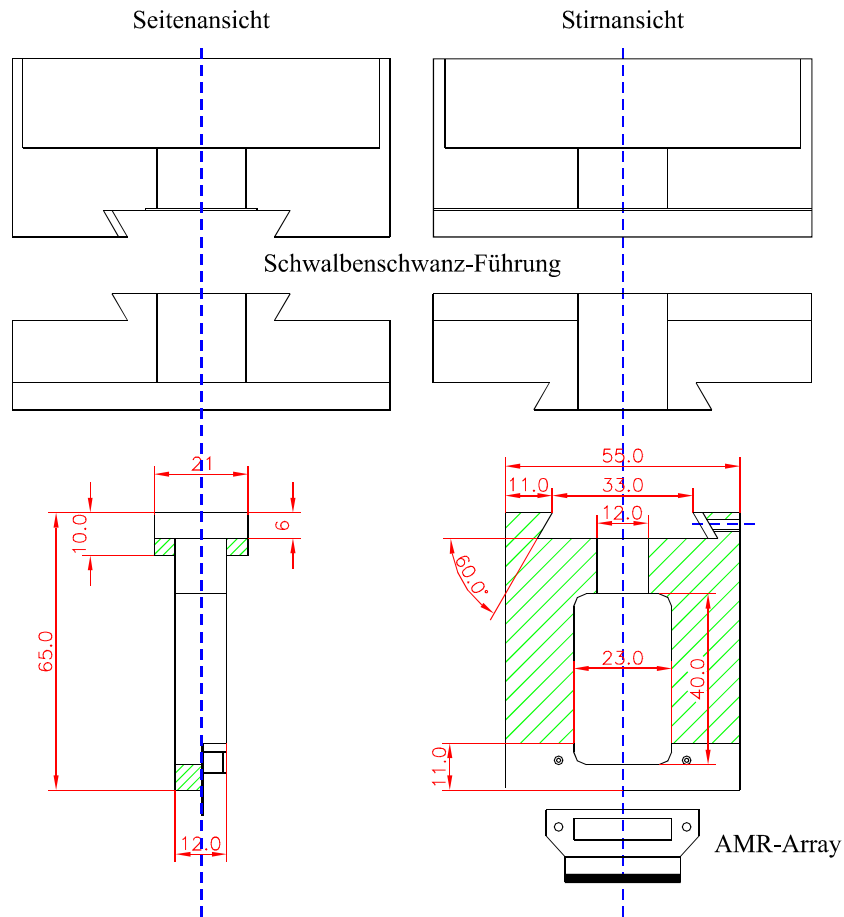


Abbildung 6.8: Positioniereinheit für das AMR-Linien-Array. Über Schwalbenschwanz-Führungen kann das AMR-Linien-Array sowohl horizontal als auch vertikal exakt zwischen zwei Spulenhälften (Doppel-D Spule) positioniert werden.

6.3 Meßsoftware

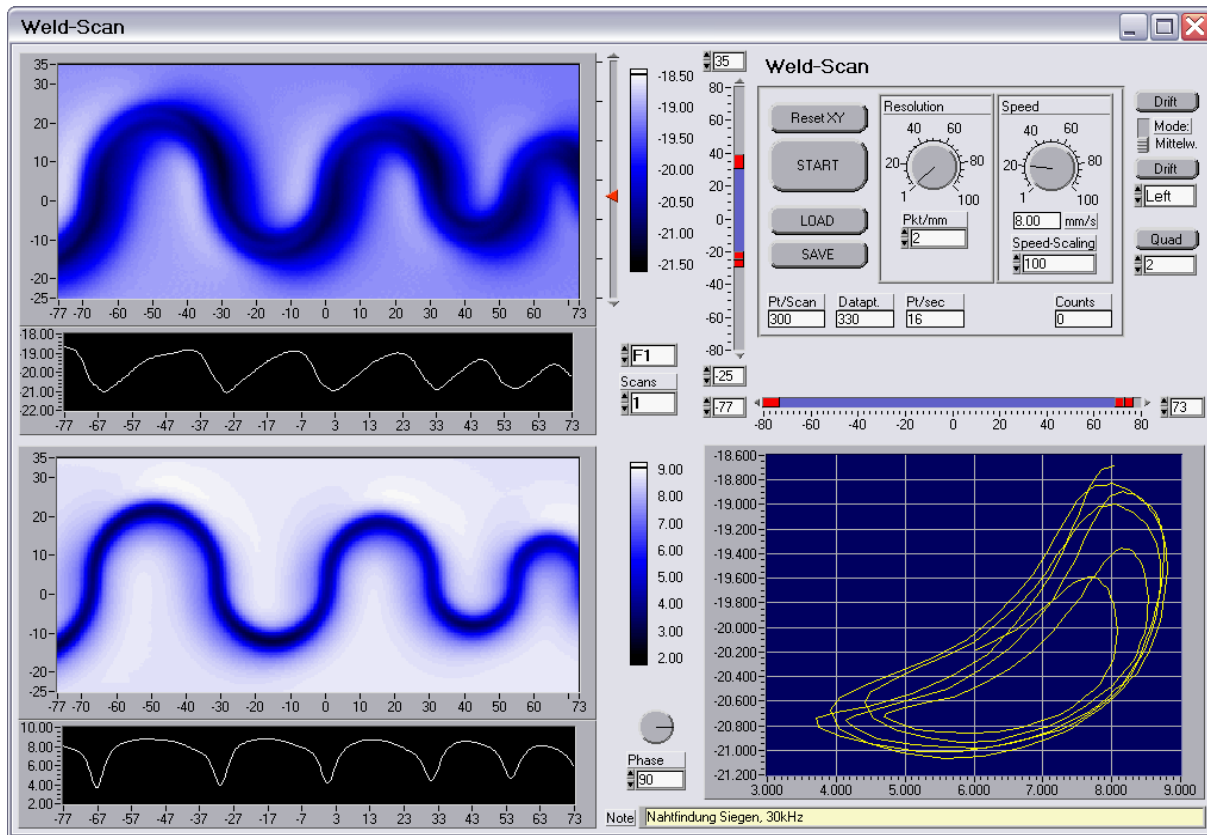


Abbildung 6.9: LabVIEW-Oberfläche des Mehrkanal-Meßprogramms. Serielle Ansteuerung der Verfahreinheit © U. Baby [48].

Abbildung 6.9 zeigt einen Screenshot der Benutzeroberfläche des in LabVIEW entworfenen Programms zur Multifrequenz- bzw. Mehrkanal-Messung. Die Programmoberfläche ist in drei Bereiche unterteilt:

- Linker Bereich: Zwei 2D-Farbdarstellungen der Meßwerte sowie zwei Linien-Graphen der dazugehörigen ausgewählten Scan-Zeile. Das Programm bietet die Möglichkeit der Aufnahme von acht unabhängigen Signalquellen. Zwei davon werden aus Übersichtsgründen auf der Oberfläche angezeigt; zwischen allen Kanälen läßt sich im laufenden Betrieb umschalten. Die 2D-Scans zeigen wahlweise das Signal eines einzelnen Sensors (bei Mehrfrequenzmessungen) oder alternativ das zusammengesetzte Signal mehrerer Einzelsensoren (wenn ein Sensor-Array ausgelesen wird).
- Rechter unterer Bereich: Eine XY-Projektion der ausgewählten Scan-Zeile. Hierzu müssen in den Kanälen abwechselnd Phasen- und Amplitudeninformationen einer Signalquelle stehen.
- Rechter oberer Bereich: Die eigentliche Programmsteuerung.

Die Bedienung des Programms gestaltet sich als sehr einfach: Über zwei Schieberegler wird der abzurasternde Bereich festgelegt. Man muß dann nur noch die Auflösung [Pkt/mm], die Geschwindigkeit der Verfahreinheit [mm/s] sowie die Zahl der Scan-Zeilen festlegen (letzte

Angabe ist nur nötig, wenn nicht ein Sensor-Array zum Einsatz kommen sollte). Alle übrigen Daten, die sich aus den vorgegebenen Parametern ergeben, werden automatisch errechnet und sind auf der Oberfläche abzulesen: Es sind im wesentlichen Pt/Scan, was eine Abschätzung auf das Datenvolumen erlaubt, und Pt/s, was eine Abschätzung im Hinblick auf die Scan-Zeit ermöglicht, was bei großen Meßreihen nützlich sein kann. Das Einlesen der Daten erfolgt über eine im PC eingebaute 16-Bit AD-Wandlertkarte, während der Controller des XY-Tisches über die serielle Schnittstelle gesteuert wird. Beim Speichern der Meßdaten werden mehrere Dateien angelegt:

- Eine Info-Datei, in der die Parameter der jeweiligen Messung (Scanfläche, Zahl der aufgenommenen Linien, Punktdichte und Scangeschwindigkeit) stehen. Außerdem besteht die Möglichkeit, einen Kommentar zum jeweiligen Scan abzuspeichern. Hier können alle Parameter, die nicht über die Software eingestellt werden können (Anregungsfrequenz(en), Empfindlichkeit des Lock-In-Verstärkers etc.) sowie Daten über das vermessene Prüfteil (laufende Nummer, Material etc.) erfaßt werden.
- Dateien mit den Meßdaten aller Kanäle im ASCII-Format (CSV[†]). Momentan speichert das Programm alle Kanäle, auch wenn vielleicht nicht jeder davon in einer Messung benutzt wurde. Dateien ungenutzter Kanäle können aber jederzeit, ohne Einschränkung im Hinblick auf ein nochmaliges Einlesen in das Programm, von der Festplatte gelöscht werden.

Das LabVIEW-Programm bietet die Möglichkeit, aufgenommene Scans zur Betrachtung vor Ort von einem eventuell vorhandenen Drift in einer oder beiden Achsen zu befreien. Man wählt hierzu eine der 4 Randzeilen aus, die dann von den übrigen Meßdaten subtrahiert wird. Beim Einsatz ist zu beachten, daß bei kleineren Scanbreiten neben LiftOff-Informationen unter Umständen auch Meßinformationen von der Schweißnaht abgezogen werden könnten. Im Programm wurde daher ein zusätzlicher, mathematisch anspruchsvollerer Filter implementiert, der dieses Problem umgeht. Mit diesem ist es möglich, falls nur einige wenige Zeilen in der Nähe einer potentiellen Defektstelle aufgenommen wurden, diese wirkungsvoll von Drift zu befreien ohne das eigentliche Meßsignal nachteilig zu beeinflussen. Kanteneffekte lassen sich mit diesem Filter nicht unterdrücken; dies ist aber mit dem ersten Filter realisierbar. Die LabVIEW-Implementierung beider Filter ist im Anhang, Abb. 9.2, dargestellt.

Durch die Möglichkeit der Online-Visualisierung im Meßprogramm können Materialfehler in Schweißnähten schnell und zweifelsfrei durch einen Prüfer erkannt werden. Für die Detektion und Klassifikation von Defekten am Rande der Nachweisgrenze des AMR-Sensors ist der Einsatz weiterer Auswertalgorithmen nötig, welche in Mathematica realisiert wurden und nicht im Programm implementiert sind. Schon ab einem 166 MHz PC läuft die Meßsoftware flüssig; integrierte Auswertalgorithmen und eine Mustererkennung setzen einen PC ab etwa 1.5 GHz voraus.

[†]CSV-Format: Datenspalten werden durch Trennzeichen (hier TABs) getrennt; einzelne Datenzeilen werden durch eine Zeilenschaltung abgeschlossen.

6.4 Prüfteile

Für die Wirbelstrommessungen standen Aluminium-Bleche (AlMg3 [3% Mg]) zur Verfügung, welche an der Universität/GH Siegen (FB11 Fertigungsmeßtechnik, Prof. Zehner) mittels Laser verschweißt wurden. Es standen Bleche mit einer Dicke von 1-3 mm sowie einer Nahtbreite von 1-2 mm zur Verfügung. Durch Veränderung der Prozeßparameter während des Schweißvorgangs konnten in Siegen sowohl defektfreie Bleche als auch Bleche mit typischen Imperfektionen wie Poren, Rissen oder mangelhaftem Durchschweißen gezielt hergestellt werden. Defektfreie Bleche wurden zudem in Giessen nachträglich mit Referenzdefekten, wie zum Beispiel Bohrlöchern unterschiedlichen Durchmessers, versehen.

6.4.1 Spannvorrichtung

Die vorhandenen Bleche waren zum Teil leicht in sich verspannt. Dies resultierte in Abweichungen der idealen planaren Oberfläche, welche einen LiftOff-Effekt bei der Wirbelstrommessung bewirken. Um diesen LiftOff zu minimieren wurde eine Spannvorrichtung aus Kunststoff (Abbildung 6.10 auf den XY-Tisch angebracht. Die Fixierung erfolgt über Schienen, welche mittels Plastik-Schrauben angezogen werden können. Zu diesem Zweck befindet sich in der weißen Grundplatte ein Gewinde-Raster (siehe aufgehellter Bereich in Abbildung 6.10). Statt der Schienen können auch Plastikscheiben mit verschiedenen Durchmessern zur flexibleren Fixierung verwendet werden. Für die vorhandenen Prüfteile erwies sich das System als geeignet.

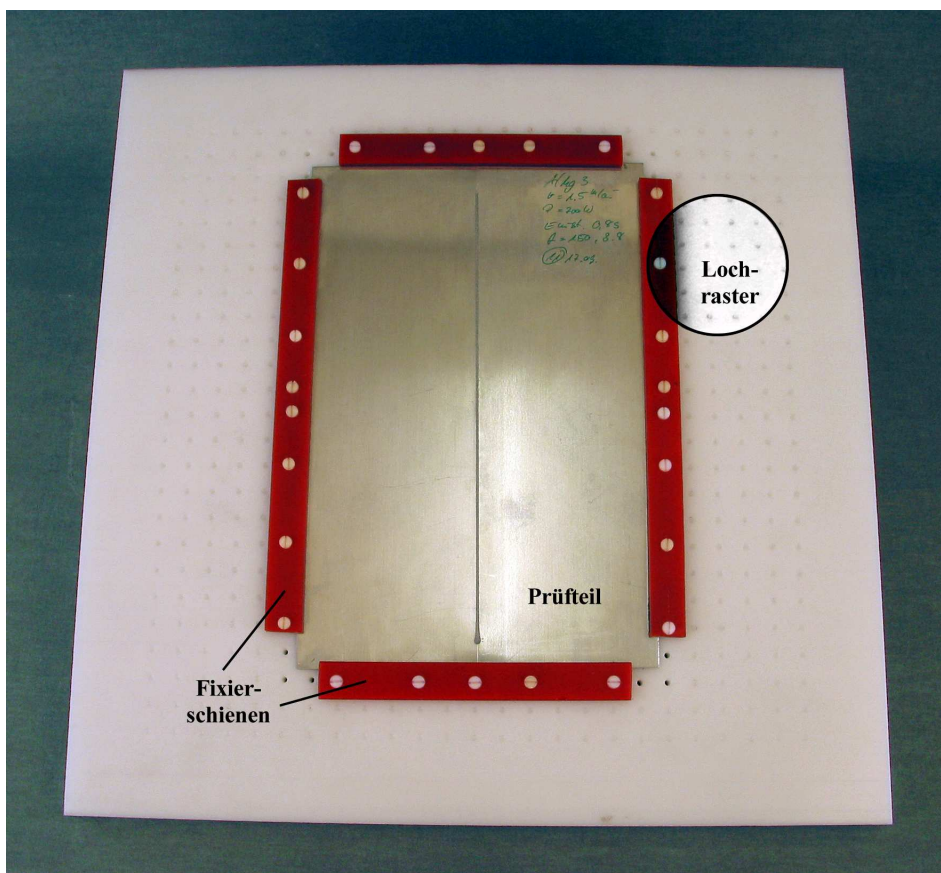


Abbildung 6.10: Spannvorrichtung zur Fixierung der zu vermessenden Schweißnähte.

Kapitel 7

Messungen und Ergebnisse

Inhaltsverzeichnis

7.1	Schweißnahtfindung und Nahtverfolgung	91
7.1.1	Konventionelle Technik (optisch)	92
7.1.2	Elektromagnetische Nahtfindung und Nahtverfolgung	92
7.2	Wirbelstrom-Messungen an Schweißnähten	98
7.2.1	Optimale Anregungsfrequenzen	98
7.2.2	Mehrkanal-Auslese	99
7.2.3	Intakte Schweißnaht	103
7.2.4	Einfluß der Oberflächentopologie	105
7.2.5	Fehlerbehaftete Schweißnähte	110
7.2.6	Referenzdefekte	113
7.2.7	Mustererkennung	118
7.2.8	Vergleich mit alternativer Magnetosensorik	121
7.2.9	Weitere Schweißnahtproben	122

7.1 Schweißnahtfindung und Nahtverfolgung

Maßgeblich für die Qualität beim Laserstrahlschweißen ist eine exakte Positionierung des Laserstrahls zum Werkstück mittels einer aktiven Steuerung. Durch Toleranzen der zu verschweißenden Werkstücke sowie durch Lagetoleranzen, welche bei der Befestigung der Werkstücke auftreten können, ergeben sich Abweichungen zwischen dem theoretischen (konstruierten) und dem tatsächlichen Verlauf einer Schweißnaht. Diese Abweichungen zu erkennen und den Schweißkopf mittels eines automatischen Roboterausgleichs exakt zur Naht zu positionieren, ist die Aufgabe eines Schweißnahtverfolgungssystems. Ebenso erfordert die weiter zunehmende Leistungssteigerung der Laserstrahlquellen, und die damit verbundene Verkürzung der Taktzeiten eine präzise Positionierung des Laserstrahles.

Durch den Einsatz eines Nahtverfolgungssystems läßt sich schneller und genauer schweißen. Man kann darüber hinaus mit einer höheren Qualität der Naht und weniger Ausschuß in der Produktion rechnen.

7.1.1 Konventionelle Technik (optisch)

Die zur Zeit eingesetzten Geräte für die Schweißnahtverfolgung arbeiten rein optisch. Ein auf das Prüfteil projiziertes Muster – meist eine oder mehrere Laser-Linie(n) – ermöglicht die Erzeugung eines Modells der Schweißnaht, mit dem die Lage der Naht berechnet werden kann. Hierbei wird das Prinzip der Triangulation (siehe Abbildung 7.1) eingesetzt: Eine Lichtlinie, welche auf die Oberfläche projiziert wird, wird unter einem bestimmten Winkel beobachtet. Eine Abstandsänderung verursacht eine Verschiebung in der Abbildung des betreffenden Liniensegmentes auf einem Bildsensor. Es läßt sich damit das Oberflächenprofil bestimmen, in welchem die Geometrie einer geschweißten Naht bzw. die Lage des Stoßes zu erkennen ist. Kommerziell erhältliche Geräte besitzen Abtastraten beginnend bei 50 Hz bis hin zu wenigen kHz. Exemplarisch für kommerzielle optische Nahtverfolgungssysteme sei der Sensorkopf JST-H-10/16-53 der Firma Precitec Optronik GmbH genannt, welcher eine Lateralauflösung von $50\ \mu\text{m}$ bei 60 Bilder/s besitzt und dem aktuellen Stand der Technik entspricht.

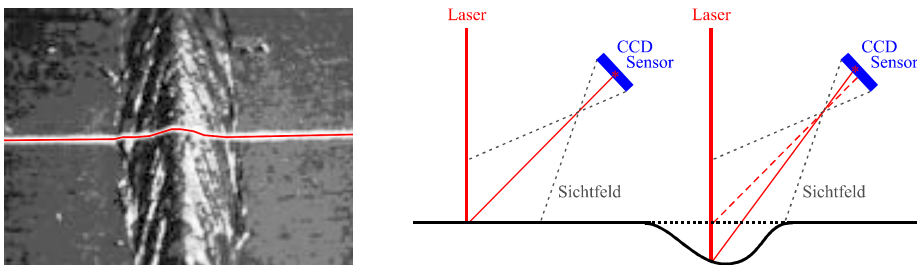


Abbildung 7.1: Links: Nahtverfolgung auf optischer Basis am Beispiel einer bereits geschweißten Naht. Die Laser-Linie ist rot hervorgehoben. Rechts: Prinzip der Triangulation.

Die Problematik bei der Schweißnahtfindung auf optischer Basis liegt in starken Variationen der zurückgestrahlten Lichtintensität. Diese kann durch ein nahezu spiegelndes Segment auf der Oberfläche je nach Reflektionswinkel sehr hoch oder sehr gering sein. Selbst bei einer weitgehend diffusen Rückstrahlung entsteht durch eine verschmutzte Oberfläche eine sehr große Bandbreite in der Intensität, welche von einer Standard-CCD-Kamera im allgemeinen nicht wiedergegeben werden kann. Bei einer empfindlichen Einstellung der CCD-Kamera treten in hellen Bildbereichen Übersteuerungen auf, die sich auch in benachbarte Bereiche ausweiten können (sogenanntes „Blooming“); mit einer unempfindlichen Kameraeinstellung bleiben die schwach reflektierenden Bereiche der Naht unsichtbar. Beides führt zu einer verminderten Meßgenauigkeit. Darüber hinaus kann es durch aufsteigende Schweißdämpfe zu Meßfehlern kommen. Verdeckte Kanten können von optischen Systemen nicht ermittelt werden.

7.1.2 Elektromagnetische Nahtfindung und Nahtverfolgung

Die zugrunde liegende Idee bei der elektromagnetischen Nahtfindung und Nahtverfolgung ist die Wirbelstromerzeugung im Material mit einem geeigneten Anregungsinduktor: Mittels eines von außen anliegenden Magnetfeldes werden Wirbelströme im Prüfteil induziert. Ein aneinander liegender Stoß von zu verschweißenden Werkstücken führt zu einer starken lokalen Verminderung der elektrischen Leitfähigkeit an der Stoßkante. Die induzierten Ströme werden nahezu vollständig an der Stoßkante abgedrängt und erzeugen so eine sehr starke Inhomogenität in der Stromverteilung. Hierdurch wird ein sekundäres Magnetfeld erzeugt, welches das Anregungsfeld überlagert und oberhalb des Prüfteils mit einem Magnetfeldsensor gemessen werden kann.

Ein solches auf Wirbelstrom-induzierten Magnetfeldsignaturen basierendes Nahtverfolgungssystem wird nicht wie die bislang industriell eingesetzten optischen Systeme durch Oberflächenverschmutzungen oder Dämpfe beeinträchtigt. Darüber hinaus können mittels Wirbelstromverfahren Nahtfindung, Nahtverfolgung und Nahtprüfung mit nur einem einzelnen Magnetfeldsensor – konkret kommt das im vorherigen Kapitel vorgestellte AMR-Sensor-Array zum Einsatz – durchgeführt werden. Es entstehen Synergieeffekte, die unter anderem die Abmessungen des Prüf- und Steuerkopfes klein halten (wichtig für die Inspektion räumlich schwer zugänglicher Bereiche) und gleichzeitig zu geringen Kosten für das Gesamtsystem führen (wichtig für die Vermarktung).

Nahtfindung

Die Nahtfindung erfolgt mittels zweier Linienscans, wobei jeweils nur ein einzelner AMR-Sensor ausgelesen werden muß. Man positioniert zur exakten Bestimmung von Nahtmitte und Nahtausrichtung das Sensor-Array in die Nähe der Naht und richtet das Linien-Array etwa senkrecht ($90^\circ \pm 30^\circ$ Toleranz) zu dieser aus. Dann wird ein Linienscan quer zur Naht durchgeführt (Abb. 7.2 (1)). Bei Wahl eines geeigneten Anregungsinduktors, beispielsweise eines Drahtes parallel zum AMR-Array gespannt, zeigt die Magnetfeldsignatur in Scanrichtung einen glockenförmigen Verlauf, wobei die Position des Maximums die Nahtmitte repräsentiert und einen ersten Referenzpunkt definiert. Ein zweiter Linienscan, 1-2 mm versetzt zum ersten Linienscan (Abb. 7.2 (2)), liefert den zweiten Referenzpunkt der Naht. Mit Hilfe dieser beiden Referenzpunkte wird ein Vektor gebildet, der in die gesuchte Nahtrichtung weist (Abb. 7.2 (3)). Gleichzeitig wird das AMR-Sensor-Array senkrecht zu diesem Vektor – und damit senkrecht zur Naht – ausgerichtet.

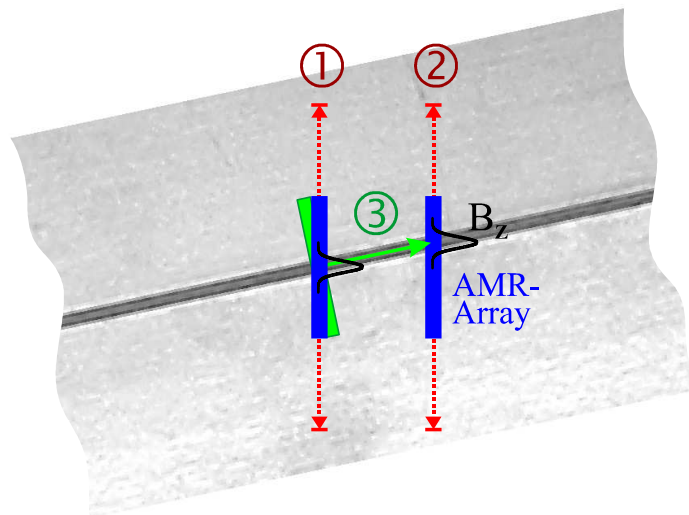


Abbildung 7.2: Nahtfindung mittels zweier Linienscans.

Die Nahtfindung gelingt mit einer örtlichen Auflösung $< 1 \mu\text{m}$, da sich die Punktdichte der beiden Linienscans praktisch beliebig hoch wählen läßt und damit die Genauigkeit nur noch durch das Rauschen des AMR-Sensors bzw. des Gesamtsystems begrenzt ist, welches man durch Mittelung über mehrere Meßpunkte in beiden Scans weiter minimieren kann, ohne die Positionsbestimmung der Nahtmitte zu beeinträchtigen.

Nahtverfolgung

Die Nahtverfolgung verläuft sehr analog zur Nahtfindung. Man nutzt wiederum aus, daß die Magnetfeldsignatur bei geeigneter Anregung am Ort der Nahtmitte ein Maximum aufweist, welches man bestimmen muß. Mittels dieser Information und einer zeitlich zurückliegenden Positionsbestimmung läßt sich zu jedem Zeitpunkt ein Vektor in Nahtrichtung bilden, welcher eine aktive Nahtverfolgung sowie eine Ausrichtung des AMR-Arrays senkrecht zur Naht ermöglicht.

Für die Nahtverfolgung, die einen dynamischen Prozeß darstellt, ist die Durchführung von Linienscans senkrecht zur Naht primär aus Zeitgründen, da sich Scangeschwindigkeiten in der Größenordnung m/min bewegen können, nicht mehr praktikierbar. Hier gilt es, einige wenige Sensoren des AMR-Arrays simultan auszulesen und aus diesen Informationen die Nahtmitte zu rekonstruieren. Verglichen mit der Dichte der Meßinformationen der Linienscans, mit denen die Nahtfindung realisiert werden kann (Größenordnung 10^3 Pkt/mm), ist die Anzahl der Einzelsensoren im eingesetzten Array und die damit erreichbare Informationsdichte von 2.4 Pkt/mm deutlich geringer. Eine Nahtverfolgung analog zur Nahtfindung über die Ermittlung des Sensors, welcher das maximale Signal mißt, gelingt aufgrund der so erzielbaren Ortsauflösung von nur etwa $400\ \mu\text{m}$ nur sehr ungenau und könnte sich gegenüber konventionellen optischen Systemen nicht behaupten.

Eine elegante Lösung dieser Problematik liegt darin, den glockenförmigen Verlauf der Nahtsignatur über eine geeignete Fitfunktion zu approximieren, wobei die ausgelesenen Sensorinformationen die Stützstellen bilden. Am geeignetsten hat sich dabei folgende Fitfunktion erwiesen[†]:

$$f_{\text{Seam}}(x) := \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot s} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{x - x_0}{s}\right)^2\right)$$

f_{Seam} besitzt eine glockenförmige Gestalt und ist aufgrund des Ausdrucks $(x - x_0)^2$ innerhalb der Exponentialfunktion symmetrisch zu x_0 . Die gleiche Symmetrie findet sich in den gemessenen Magnetfeldinformationen. Die gesuchte Nahtmitte ist direkt durch den Regressionsparameter x_0 bestimmt, welcher über gebräuchliche nicht-lineare Regressionsverfahren (siehe [84]-[86]) ermittelt werden kann. Der zweite Parameter s hilft lediglich, die Signatur der Naht in etwa anzunähern. „In etwa“ meint hierbei, daß es nicht zwingend nötig ist, die Nahtsignatur vollständig anzunähern, da die exakte Bestimmung der Nahtmitte x_0 vorrangig ist. Vergleicht man die realen Meßdaten mit dem Fit so wird man sogar feststellen, daß der Fit die Nahtsignatur, welche meist breiter ist und zusätzlich geradzahlige polynomische Anteile besitzt, nur grob beschreibt. Viel wichtiger ist die exakte Bestimmung von x_0 . Dieses gelingt mit einer Auflösung von $<2.5\ \mu\text{m}$ äußerst gut (hierzu mehr im Unterkapitel „Auflösungsvermögen“). Hauptverantwortlich hierfür ist die Symmetrie um das gesuchte x_0 , die sowohl die Meßdaten als auch die Fitfunktion besitzen.

Abbildung 7.3 zeigt die Nahtverfolgung am Beispiel einer 90° -Ecke, gebildet durch zwei 2 mm dicke Aluminium-Bleche, welche passend zugeschnitten und bündig aneinander gelegt wurden. Beide Graphen unterscheiden sich nur durch die Anzahl der Stützstellen (8 bzw. 3). Exemplarisch ist der Fit der Meßdaten bei $x = 50\ \text{mm}$ als Inset hervorgehoben und der entsprechende Richtungsvektor ist im Flächenbild eingezeichnet. Man erkennt im Inset die angesprochene Abweichung zwischen Fit und Meßdaten, aber vor allem die exakte Bestimmung der Mittenposition,

[†]Eine Verwandtschaft zu einer wohl bekannten Funktion ist nicht zu übersehen. . .

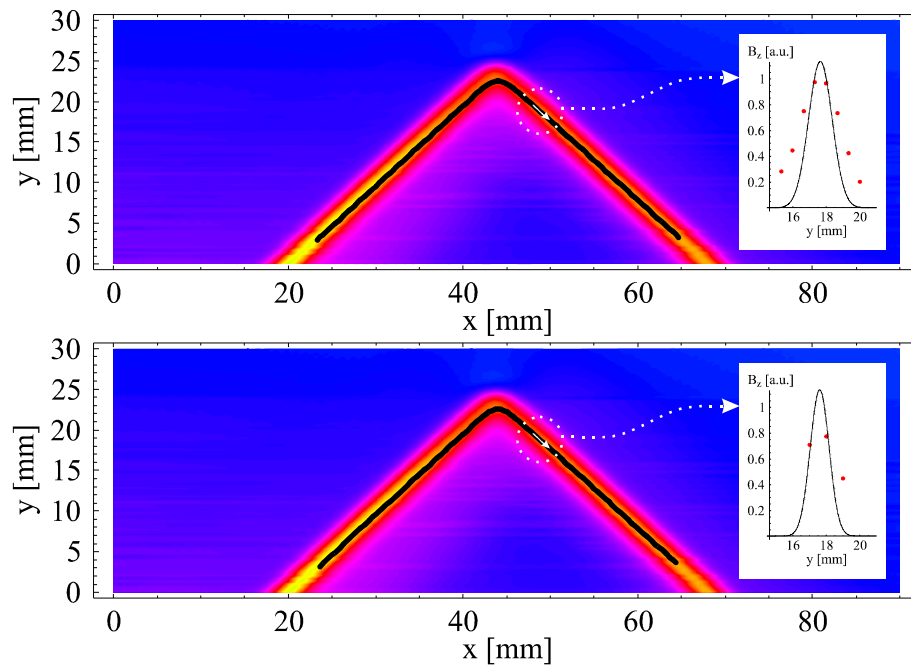


Abbildung 7.3: Nahtverfolgung am Beispiel einer 90°-Ecke. Das Prüfteil besteht aus zwei 2 mm dicken Aluminium-Blechen, aus denen die gewünschte Form herausgesägt wurde. Oben: Nahtverfolgung mittels 8 Stützstellen; unten: 3 Stützstellen. Inset: Fit der Meßdaten bei $x = 50$ mm.

die sich unter anderem auch im Flächengraph über die gesamte Länge des Prüfteils widerspiegelt. Man sieht darüber hinaus, daß die Verwendung von nur drei Stützstellen zu praktisch identischen Ergebnissen führt wie die Verwendung von acht Stützstellen.

Drei Stützstellen stellen das sinnvolle Minimum für einen Fit dar, da in f_{Seam} zwei Regressionsparameter (x_0 und s) enthalten sind und im Fall zweier Stützstellen einen Fit bilden würden, welcher exakt durch die beiden Stützstellen läuft. Mit nur einem Meßpunkt kann die Nahtposition ohnehin nicht bestimmt werden.

Eine Nahtverfolgung mit nur drei Stützstellen gelingt aus folgenden Gründen: (1) Die Fitfunktion besitzt nur zwei Regressionsparameter und entspricht in ihrer Ausprägung schon der gesuchten Signatur. Andere Ansätze (polynomisch etc.) führten nicht zu entsprechenden Ergebnissen oder benötigten aufgrund einer höheren Anzahl von Regressionsparametern auch deutlich mehr Stützstellen. (2) Da der Sensor immer senkrecht und mittig zur Naht positioniert ist, läuft man selbst bei spitzen Ecken nicht Gefahr, die Naht zu „verlieren“, weil der mittlere der drei Sensoren immer in Nähe des Nahtzentrums positioniert bleibt.

Weitere Anmerkungen:

- In der Praxis wird man noch zwei Sensoren einige mm links und rechts von der Naht hinzuziehen, um eine eventuelle Verkipfung des AMR-Arrays zu bestimmen und herauszufiltern. Diese zwei Meßpunkte spielen für den eigentlichen Fit eine untergeordnete Rolle.
- Eine Nahtverfolgung ist selbstverständlich für beliebige Geometrien möglich. Exemplarisch zeigt 7.4 die Nahtverfolgung einer Naht bestehend aus mehreren aneinander gesetzten Halbkreisen mit kleiner werdendem Radius unter Verwendung des Minimums von nur drei Stützstellen.

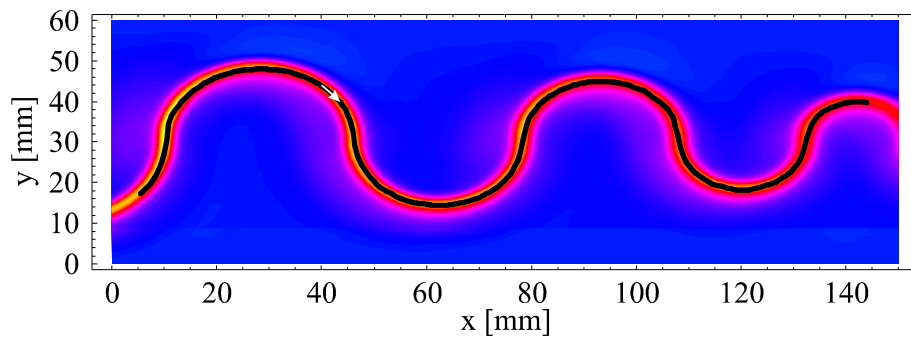


Abbildung 7.4: Nahtverfolgung einer sinusodialen Naht (3 Stützstellen).

- Die Abstand des Sensors zum Prüfteil betrug im gezeigten Beispiel 1 mm. Ein Abstand des AMR-Sensors zur Prüfteiloberfläche von bis zu 5 mm bereitet ebenfalls keine Probleme für die Nahtverfolgung. Es stellt sich zwar eine deutliche Verbreiterung der gemessenen Nahtsignatur bei größerem Abstand ein, was allerdings die Mittenbestimmung nicht negativ beeinflusst. Ein direkter Kontakt des AMR-Arrays zum Prüfteil ist demnach nicht nötig. Die maximale Scanhöhe ist nur durch die Feldempfindlichkeit des AMR-Sensors limitiert (auch hierzu mehr im Unterkapitel „Auflösungsvermögen“).
- Es wurde der Einfluß von verschiedenen Nahtbreiten untersucht; auch hier wurden keine Einschränkungen hinsichtlich der Einsetzbarkeit festgestellt.
- Weil für die Nahtverfolgung nur oberflächennahe Informationen benötigt werden und daher mit sehr hohen Anregungsfrequenzen >100 kHz gearbeitet werden kann, können alle im industriellen Einsatz benötigten Geschwindigkeiten für eine Nahtverfolgung bis hin zu mehreren m/min realisiert werden.
- Zwischen der im Vorlauf zum Schweißfokus erkannten Lage der Nahtmitte auf dem Stoß und dessen Verschweißung kann, je nach den vorhandenen Freiheitsgraden eine programmierte Bewegung des Führungssystems auftreten, die auch vom Nahtverfolgungssystem berücksichtigt werden muß.

Auflösungsvermögen

Abbildung 7.5 zeigt das Auflösungsvermögen der besprochenen Nahtnachführung. Es wurde als Referenznaht eine lineare Naht, realisiert durch zwei aneinander gelegte 2 mm dicke Aluminium-Platten, vermessen, deren Mittelpunkt exakt 0 definiert. Die Abweichungen von der idealen Nullposition lassen sich dabei wie folgt interpretieren:

- Abweichungen von der linearen Form des Prüfteils:
Der Bogen über den gesamten Meßbereich, welcher etwa $5 \mu\text{m}$ in y -Richtung beträgt, ist auf eine nicht exakt linear verlaufende Nahtkante zurückzuführen und damit prüfteilgegeben und als erfolgreiche Nahtverfolgung zu interpretieren.
- Das deutlich höherfrequente Rauschen ist die Limitierung des Nahtverfolgungssystems: Es beträgt maximal $2.5 \mu\text{m}$ und definiert das örtliche Auflösungsvermögen des Systems. Die Genauigkeit mit der eine Nahtposition bestimmt werden kann, beträgt demnach $x_0 \pm 1.25 \mu\text{m}$.

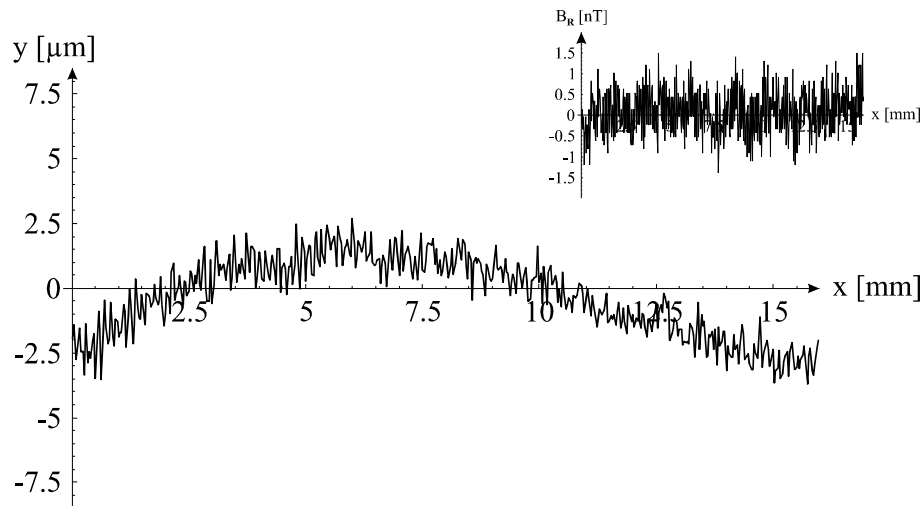


Abbildung 7.5: Auflösungsvermögen der Nahtnachführung. Vermessen wurde eine gerade, horizontal verlaufende Naht, realisiert mittels zweier aneinander gelegter 2 mm dicker Aluminium-Platten. Idealerweise ist ein Wert von exakt 0 für alle x zu fordern. Inset: Feldrauschen des Gesamtsystems.

Ein Auflösungsvermögen von $2.5 \mu\text{m}$ ist um mehr als eine Größenordnung besser als bei den bislang eingesetzten kommerziellen optischen Systemen. Langfristig besteht damit das Potential für eine elektromagnetische Nahtnachführung insbesondere bei Applikationen, bei denen höhere Positioniergenauigkeiten wünschenswert wären, bestehende optische Systeme zu ergänzen oder zu ersetzen. Darüber hinaus bestehen die anfangs des Kapitels erwähnten Synergieeffekte, die Abmessungen und Kosten für ein Kombi-System bestehend aus Nahtfindung, Nahtverfolgung und Nahtprüfung aufgrund des Einsatzes eines einzelnen Sensorkopfes gering halten.

Das Auflösungsvermögen ist durch das Feldrauschen des Gesamtsystems, welches etwa 2.78 nT beträgt (siehe Inset in Abbildung 7.5), limitiert. Es läßt sich ein „Nahtfindungskoeffizient“ μ_{Seam} definieren:

$$\mu_{\text{Seam}} := \frac{\text{Positioniergenauigkeit}}{\text{Feldrauschen}} = \frac{2.5 \mu\text{m}}{2.78 \text{ nT}} = 0.9 \frac{\mu\text{m}}{\text{nT}}$$

μ_{Seam} ist als Proportionalitätskonstante zu verstehen, das heißt eine Verringerung des Feldrauschens des Gesamtsystems um eine Größenordnung führt zu einer Verringerung des Positionierfehlers um ebenfalls eine Größenordnung. Ein möglicher Einsatz von GMR- statt AMR-Sensoren bietet sich beispielsweise an, um einen Auflösungsgewinn zu erzielen.

Eine weitere Verbesserung des örtlichen Auflösungsvermögens der Nahtverfolgung kann durch eine Mittelung über mehrere zeitlich vorangegangene Punkte durchgeführt werden. Allerdings geht dies mit einer zunehmenden „Verschmierung“ einher, welche sich zuerst in Bereichen mit harten Übergängen, wie zum Beispiel Ecken zeigt, die leicht abgerundet erfaßt werden. Auf geraden Bahnen oder Bahnen mit moderaten Richtungsänderungen wie beispielsweise den Kreisbögen in Abbildung 7.4 spielt der Effekt der „Verschmierung“ allerdings keine Rolle. Es gelingt, für solche Nahtgeometrien, das Auflösungsvermögen auf weniger als $1 \mu\text{m}$ zu reduzieren.

7.2 Wirbelstrom-Messungen an Schweißnähten

In diesem Kapitel werden Wirbelstrom-Messungen an fehlerbehafteten und fehlerfreien Aluminium-Schweißnähten vorgestellt und diskutiert. Als Meßsystem kommt das in Kapitel 6 vorgestellte Mehrkanal-Wirbelstrommeßsystem zum Einsatz. Als Sensor in das System integriert ist das AMR-Zeilen-Array MSK7, dessen Arbeitspunkt mit einem externen magnetischen Gleichfeld derart eingestellt ist, daß jeder Einzelsensor im linearen Operationsbereich mit seiner maximaler Feldempfindlichkeit mißt.

Das Kapitel beginnt mit Messungen zur Mehrkanal-Auslese sowie zur Verifikation der mittels FEM berechneten optimalen Anregungsfrequenzen. Danach werden, mit Augenmerk auf den Einfluß der Oberflächentopologie der Schweißnähte, Wirbelstrommessungen an lasergeschweißten Aluminium-Schweißnahtprüfteilen vorgestellt und diskutiert.

7.2.1 Optimale Anregungsfrequenzen

In Kapitel 5.2 wurden FEM-Simulationen zur Ermittlung optimaler Anregungsfrequenzen vorgestellt. Eine dem Prüfteil angepaßte Anregungsfrequenz ist für die Wirbelstrom-Prüfung von essentieller Bedeutung: Zu hohe oder zu tiefe Frequenzen führen zu einem deutlich verminderten Signal-zu-Rausch Verhältnis (SNR). Daher wurden zusätzlich zu den Simulationsergebnissen Messungen bei unterschiedlichen Anregungsfrequenzen durchgeführt, welche die Simulationsergebnisse verifizieren.

Abbildung 7.6 zeigt Linenscans (blau) parallel über einer 2 mm breiten, stark porösen Aluminium-Laserschweißnaht (AlMg3 [3% Mg], Blechdicke 1 mm) für Anregungsfrequenzen zwischen 10 kHz und 80 kHz[†]. Die Defekte in der Naht äußern sich in den Scans durch eine „Welligkeit“ der Scans; eine Naht ohne Defekte würde idealerweise in einer horizontalen Linie in x -Richtung resultieren.

Man erkennt, daß für zu hoch gewählte Anregungsfrequenzen – für diese Prüfteildicke ab etwa 60 kHz – die Defekte, welche alle in etwa der Mitte des Bleches (0.6 mm) lokalisiert sind, nicht bzw. kaum mehr detektiert werden können. Diese Messungen sind von defektfreien Proben nicht mehr zu unterscheiden, da Defektsignaturen aufgrund ihrer kleinen Feldamplituden im Rauschen untergehen. Das ist auf die aufgrund des Skin-Effektes verminderte Eindringtiefe der Wirbelströme zurückzuführen: Die Skin-Tiefe (siehe Formel 3.2) für AlMg3 (elektrische Leitfähigkeit 20 MS/m) beträgt bei 80 kHz mit 0.398 mm nur knapp 40% der Prüfteildicke. Für tiefere Anregungsfrequenzen ist die Skin-Tiefe zwar viel höher (3.56 mm für 1 kHz), allerdings werden die Wirbelströme dann auch gemäß des frequenzabhängigen Induktionsgesetzes mit sehr viel kleineren Amplituden im Material induziert. Auch bei zu tiefen Anregungsfrequenzen lassen sich fehlerfreie und fehlerbehaftete Proben nicht bzw. kaum mehr unterscheiden.

Abbildung 7.6 zeigt, daß das maximale Sensorsignal bei einer Anregungsfrequenz von 20 kHz erreicht wird. Die rote Linie in Abb. 7.6 zeigt die Abnahme des Signals links und rechts von dieser Frequenz. Die Form dieses Graphs entspricht dem Abklingverhalten der Simulationsdaten (Abb. 5.14). Auch die weiteren Ergebnisse korrespondieren mit denen in Kapitel 5.2 durchgeführten Simulationen. Dort wurde für Defekte in einer Tiefenlage von 1 mm eine optimale Anregungsfrequenz von 13 kHz ermittelt (Abb. 5.14).

[†]Als Anregungsinduktor wurde für die Messungen eine Doppel-D Spule mit einem Durchmesser von 15 mm verwendet; die Stärke des Anregungsfeldes betrug ± 0.5 mT. Abstand zwischen AMR-Sensor und Prüfteil: 0.5 mm.

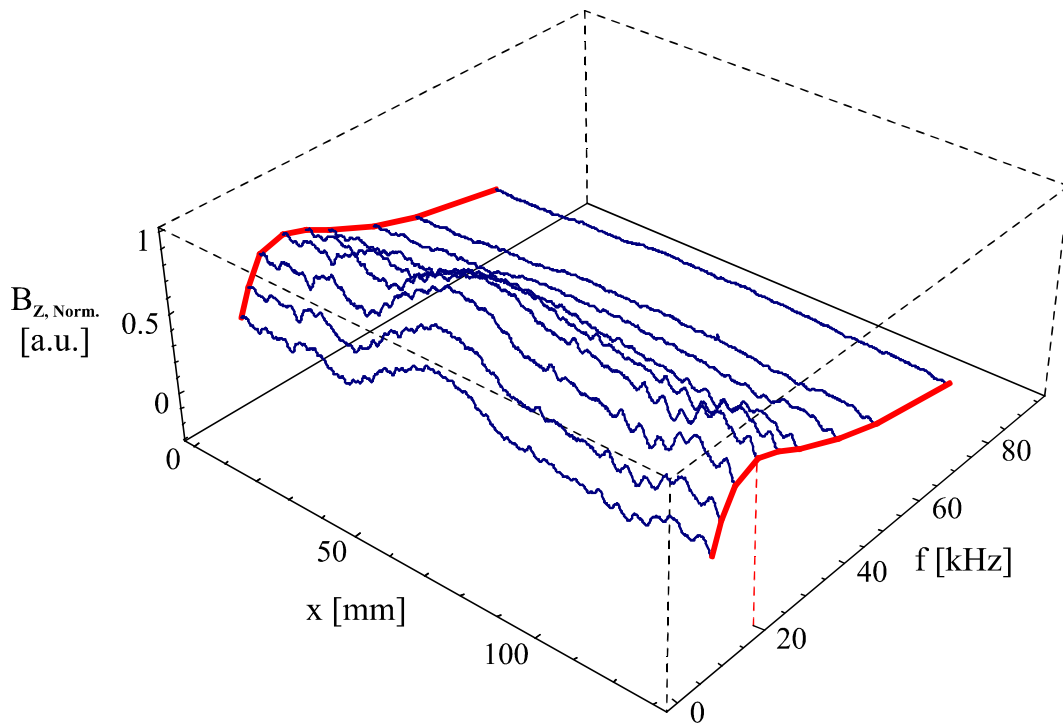


Abbildung 7.6: Messung einer stark porösen Aluminium-Schweißnaht für Anregungsfrequenzen von 10 kHz bis 80 kHz. Die optimale Anregungsfrequenz beträgt für dieses Prüfteil 20 kHz.

Da das Prüfteil aber lediglich eine Blechdicke von 1 mm aufweist, muß die optimale Anregungsfrequenz höher liegen. Porositäten waren an der Ober- und Unterseite des Prüfteils nicht erkennbar; es kann damit in erster Näherung von einer mittleren Porentiefe von 0.4 bis 0.6 mm (\approx Hälfte der Blechdicke) ausgegangen werden. Ein Einsetzen der über die Messungen bestimmten optimalen Anregungsfrequenz von 20 kHz in Gleichung (3.2) ergibt eine Skin-Tiefe von 0.65 mm. Das Blech wurde nach den Messungen aufgebrochen. Tatsächlich zeigte die Probe ab etwa der Hälfte der Blechdicke eine stärkere Porenbildung. Die optische Lokalisierung und Auswertung der größten Poren ergab eine mittlere Porentiefe von 0.58 mm.

Messungen und Simulationen stehen in guter Übereinstimmung zueinander. Da die Finite-Elemente-Simulationen in vertretbarer Zeit für verschiedene (Aluminium)-Legierungen und Porentiefen durchgeführt werden können, ist es möglich, innerhalb kurzer Zeit einen großen Datensatz an optimalen Anregungsfrequenzen zu berechnen. Die in dieser Arbeit durchgeführten Messungen wurden alle mit einer der jeweiligen Blechdicke angepaßten Anregungsfrequenz durchgeführt, bei welcher Defekte in der Hälfte der Blechdicke bestmöglich detektiert werden.

7.2.2 Mehrkanal-Auslese

Ein simultanes Auslesen mehrerer Sensoren ist wichtig für die Online-Prüfung, wo aus Zeitgründen ein zweidimensionales Abrastern der Naht nicht sinnvoll ist. Auch der vorgestellte Nahtverfolgungsalgorithmus setzt ein simultanes Auslesen von ≥ 3 Einzelsensoren voraus.

Für erste Messungen wurden die Ausgangssignale mehrerer Einzelsensoren mit Hilfe einer entsprechenden Anzahl an Lock-In-Verstärkern demoduliert und so die Mehrkanal-Auslese realisiert. Aufgrund der Heterogenität der am Institut vorhandenen Lock-In-Verstärker mußten die Ausgangssignale aber nachträglich aufeinander angeglichen werden.

Um die Gerätekosten gering zu halten, war für das Prototypen-Wirbelstromprüfgerät eine Multiplexeinheit vorgesehen, welche 8 AMR-Kanäle mit Hilfe eines einzelnen Lock-In-Verstärkers detektieren sollte. Es stellte sich aber heraus, daß die günstige Lösung der Multiplexeinheit nicht den zeitkritischen Anforderungen (einer hohen Scangeschwindigkeit) des Prototyps Rechnung tragen konnte.

Da der Meßstand aber wesentliche industrienahen Spezifikationen erfüllen sollte, wurde als guter Kompromiß mit einem 8-Kanal Lock-In-Verstärker der Firma H. Hund eine simultane Auslese der Einzelsensoren realisiert. Der 8-Kanal Lock-In-Verstärker (siehe Anhang) liegt preislich nur wenig über einem einzelnen Lock-In-Verstärker. Er besitzt aber zwei Einschränkungen, die bei Messungen zu beachten sind:

1. Übliche Lock-In-Verstärker liefern zwei Komponenten als Ausgangssignal, mit dessen Hilfe das Meßsignal für jede beliebige Phasenlage bestimmt werden kann. Das Mehrkanal-Gerät arbeitet für alle Sensoren bei einer einzelnen – aber einstellbaren – Phasenlage φ . Mittels eines zweiten baugleichen Gerätes kann das um 90° zu φ phasenverschobene Signal detektiert werden, um die Funktionsweise konventioneller Lock-In-Verstärker nachzubilden. Dies führt allerdings zu erhöhten Kosten für das Gesamtsystem. Stellt man die Phasenlage einmalig vor einer Messung optimal ein, so kann auch zufriedenstellend mit nur einem Kanal gearbeitet werden. Die benötigte Phasenlage ist sowohl seitens der Simulation zugänglich (Abb. 5.11) als auch experimentell über Messungen eines Testbleches mit Referenzdefekten ermittelbar. Für die spätere Auswertung kann bei zwei Kanälen die optimale Phasenlage mittels „Phasenrotations-Verfahren“ (hierzu später weitere Informationen) nachträglich ermittelt werden; im Falle nur eines Kanals muß also sorgfältiger gemessen werden.
2. Der Mehrkanal Lock-In-Verstärker arbeitet optimal in einem Frequenzbereich bis maximal 100 kHz. Dieser Punkt stellt für die Wirbelstromprüfung von Schweißnähten keine Einschränkung dar. Die Eindringtiefe für Aluminium liegt bei 100 kHz schon unter $300\ \mu\text{m}$. Es werden sich mit einer Anregungsfrequenz von 100 kHz also Bleche mit einer Dicke von 0.5 mm noch gut überprüfen lassen. Bleche kleinerer Stärke spielen in der industriellen Fertigung praktisch keine Rolle. Aluminium wird natürlich auch dünner als 0.5 mm gewalzt und als Aluminiumfolie vorwiegend für Verpackungszwecke eingesetzt, dann aber nur verklebt oder gefalzt. Eine Prüfung ist hier aufgrund des Einsatzzweckes nicht nötig.

Abbildung 7.7 zeigt eine Wirbelstrom-Messung einer sichtbar defekten Schweißnaht in einem 1 mm dicken AlMg3 Blech mit dem AMR-Linien-Array MSK7[†]. Hierbei wurden die acht innersten Sensoren des Arrays (Sensorbelegung siehe Kapitel 6.2) mit dem besprochenen Mehrkanal Lock-In-Verstärker demoduliert. Zur Verdeutlichung sind die beiden größeren Defektzentren rot hervorgehoben.

Der Lock-In-Verstärker bietet die Möglichkeit, den Ausgangssignalen einen Gleichspannungsanteil aufzuaddieren. In Abbildung 7.7 wurde so das Ausgangssignal mittels eines für jeden Kanal unterschiedlichen DC-V Offsets auf ein Intervall von ± 4 Volt gespreizt, um eine optische Trennung der Einzelsensoren bereits während der Messung zu ermöglichen.

[†]Die Nahtbreite betrug 2 mm; die Wirbelstromanregung erfolgte mittels einer Doppel-D Spule mit einem Durchmesser von 15 mm bei 20 kHz Anregungsfrequenz; die Anregungsfeldstärke betrug ± 0.5 mT. Der Abstand zwischen Sensor und Prüfteil betrug 0.5 mm.

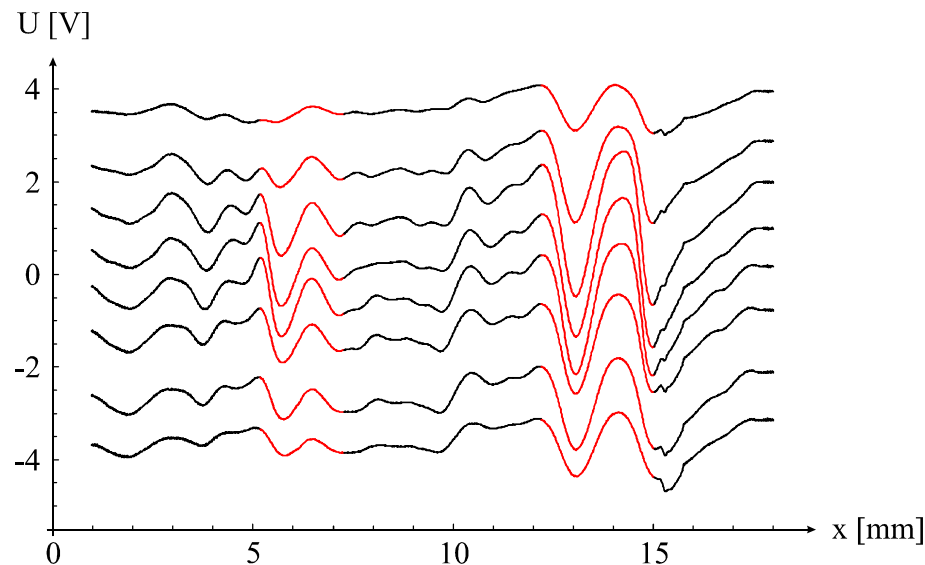


Abbildung 7.7: Messung einer fehlerbehafteten Schweißnaht mit dem AMR-Linien-Array MSK7. Hierzu wurden 8 Sensoren simultan ausgelesen. Die beiden größeren Defektzentren sind rot hervorgehoben.

Die acht innersten AMR-Sensoren des Linien-Arrays MSK7 spannen in y -Richtung (orthogonal zur Scanrichtung x) eine Gesamtbreite von

$$8 \cdot 50 \mu\text{m} + 7 \cdot 375 \mu\text{m} = 3.025 \text{ mm} \\ \text{[Sensorenbreite + Spacing]}$$

auf; die Breite der Naht betrug 2 mm. In Abbildung 7.7 zeigen daher die beiden äußersten Sensoren, das heißt die oberste und unterste Zeile (+4/-4 Volt), bereits ein vermindertes Meßsignal aufgrund ihres Abstandes zur Nahtmitte. Analog hierzu zeigen die beiden innersten Sensoren (0 Volt) das stärkste Meßsignal, da diese mittig über der Schweißnaht positioniert sind.

Das Verhältnis der Amplituden des größeren Defekts zwischen innerstem Sensor (5. Meßzeile von oben, bei 0 Volt) und äußerstem Sensor (1. Meßzeile bei +4 Volt) beträgt $3.248 \text{ V}/1.089 \text{ V} \approx 3$, das heißt, das Meßsignal nimmt um $1/3$ ab, wenn man sich 1.5 mm in y -Richtung von der Nahtmitte entfernt.

Die Homogenität der einzelnen Kanäle des Mehrkanal-Gerätes ist gut, da im internen Schaltungsdesign die Funktionsblöcke für die Demodulation identisch sind und lediglich Toleranzen der verwendeten Bauteile zu geringen Abweichungen bzw. Offsets im Ausgangssignal eines Kanals führen können.

Die in Abbildung 7.7 gezeigte Messung wurde wiederholt, wobei nach und nach jeder der acht Sensoren exakt über die Naht geführt wurde. Um Fehler bei der Positionierung zu minimieren, wurde hierzu einer der Sensoren exakt ausgerichtet; die Ausrichtung der anderen Sensoren erfolgte dann mittels der Verfahrenheit über den bekannten Abstand der Einzelsensoren und die bekannte Sensorbreite. Damit konnte eine Positioniergenauigkeit (relativ zum zuerst ausgerichteten Sensor) von $< 1 \mu\text{m}$ erzielt werden.

Alle acht Meßsignale zeigten sowohl die gleiche Signalform als auch nahezu identische Amplituden mit einem maximalen Fehler von 4.2% (Abbildung 7.8 zeigt die beiden Signale mit dem größten Fehler zueinander).

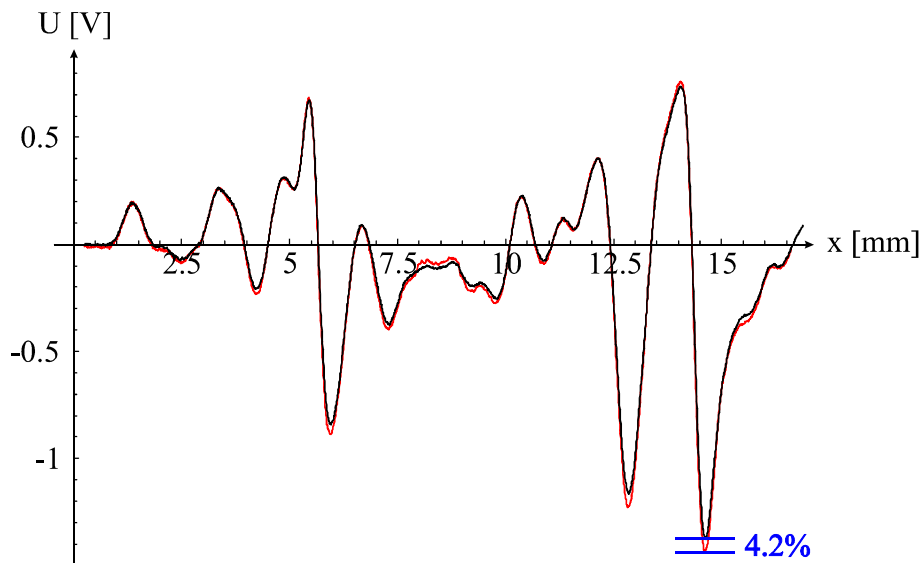


Abbildung 7.8: Messung einer fehlerbehafteten Schweißnaht mit dem AMR-Linien-Array MSK7. Hierzu wurden 8 Sensoren des Arrays nacheinander über die Nahtmitte positioniert. Der Graph zeigt die Signale der beiden Sensoren, welche mit 4.2% die größte Abweichung in ihren Amplituden zueinander besitzen. Die Signale der restlichen Sensoren verlaufen innerhalb der beiden gezeigten Graphen.

Als mögliche Fehlerquellen kommen hierfür in Frage:

1. Die zuvor erwähnten Bauteiltoleranzen des Mehrkanal Lock-In-Verstärkers.
2. Abweichungen des ohm'schen Widerstandes der Einzelsensoren des Arrays untereinander.
3. Unterschiedliche Arbeitspunkte der einzelnen AMR-Sensoren, hervorgerufen durch ein über die gesamte Sensorbreite nicht 100% homogenes Stützfeld.
4. Die exakte Positionierung der einzelnen Sensoren.
5. Eine variierende Umgebungstemperatur.
6. Ein Erwärmen der Sensoren im Betrieb durch die Konstantstromquelle.

Fehlerquellen 1 und 2 müssen als gegeben hingenommen werden; beide Einflüsse superponieren. Die Einzelsensoren zeigten eine gemessene Abweichung ihres ohm'schen Widerstandes von knapp über 3% [331...341 Ohm]. Das Array fungiert unter Verwendung einer einzelnen Konstantstromquelle als Spannungsteiler ($U_{ges} = R_1 I_1 + \dots + R_8 I_8$); aufgrund der leicht verschiedenen Einzelwiderstände fließt in Abhängigkeit des Widerstands R_i des Einzelsensors ein leicht unterschiedlicher Meßstrom durch jeden Sensor. Dieses ist die primäre Ursache für die beobachtete Abweichung der Ausgangsamplituden des Mehrkanal Lock-In-Verstärkers.

Die Fehlerquellen hinsichtlich Arbeitspunkt und Positioniergenauigkeit können experimentell auf ein Minimum reduziert werden. Bei einer örtlichen Fehlpositionierung von $10 \mu\text{m}$ (die Verfahrenseinheit positioniert $\leq 1 \mu\text{m}$ genau) ergibt sich zudem nur ein Meßfehler von $< 0.5\%$.[†]

[†]Zur Bestimmung des Fehlers kann das Signal zwischen innerstem und äußerstem Sensor in erster Näherung linear approximiert werden: $U \approx m \cdot y + 1$. Die Steigung beträgt dann $m = \Delta U / \Delta x = (3 - 1) / 1.5 = 1.\bar{3}$. Damit ist $\Delta U (\Delta y = 10 \mu\text{m}) = (1.\bar{3} \cdot 0.01 + 1) - (1.\bar{3} \cdot 0 + 1) = 0.01\bar{3}$. Innerster und äußerster Sensor unterscheiden sich um einen Faktor 3 in ihren Amplituden; damit beträgt der Fehler, welcher bei einer Fehlpositionierung von $10 \mu\text{m}$ auftritt $0.01\bar{3} / 3 = 0.\bar{4}\%$.

Temperatureinflüsse spielen beim Meßaufbau im Labor keine Rolle: Die Umgebungstemperatur ist praktisch konstant; ebenso befinden sich die Sensoren bereits nach wenigen Minuten im thermischen Gleichgewicht. Darüber hinaus beträgt die Zeitspanne, die während einer kompletten Messung vergeht, nur wenige Sekunden. In dieser Zeit ist keine signifikante Änderung der Umgebungsbedingungen zu erwarten. In einer industriellen Umgebung hingegen sollte zusätzlich die Umgebungstemperatur gemessen werden und damit der lineare Drift der Sensoren ($dU/dT = 0.00397 \text{ V}/^\circ\text{C}$) kompensiert werden, damit Messungen über Wochen und Monate reproduzierbar und damit vergleichbar bleiben. Alternativ verschaltet man vier Sensoren in einer Wheatstone-Brückenschaltung, um Temperatureinflüsse zu kompensieren.

Unter Berücksichtigung all dieser möglichen Störeinflüsse ist die gemessene Reproduzierbarkeit von 4.2% als gut zu bezeichnen. Sie wird hauptsächlich von Abweichungen der ohm'schen Widerstände der Einzelsensoren bestimmt und nur wenig vom Lock-In-Verstärker selbst. Durch Anbringen von passenden Vorwiderständen an jedem Einzelsensor können die Ströme, welche durch die Einzelsensoren fließen, aneinander angeglichen werden. Die Homogenität in den einzelnen Kanälen wird dann praktisch nur noch durch den Mehrkanal Lock-In-Verstärker begrenzt und liegt bei etwa 2%. Legt man an jeden Kanal des Lock-In-Verstärkers ein identisches Referenzsignal an, so ist es möglich, auch hier noch eine weitere Angleichung der Ausgangssignale der einzelnen Kanäle vorzunehmen. Eine Angleichung der Kanäle auf wenige Promille ist so möglich.

7.2.3 Intakte Schweißnaht

Wie die Messungen aus Abb. 7.6 und 7.8 zeigen, ist gewährleistet, daß die Prüfteile mit der optimalen Anregungsfrequenz vermessen werden und daß die Demodulation der Meßsignale mittels des Mehrkanal Lock-In-Verstärkers mit ausreichend guter Reproduzierbarkeit gelingt. Es werden nun Schweißnahtproben genauer hinsichtlich ihrer im Inneren lokalisierten Defekte untersucht.

Um Messungen an fehlerbehafteten Nähten besser beurteilen zu können, ist es wichtig zu wissen, wie sich eine „gesunde Naht“ im Flächenscan präsentiert. Hierzu wurde ein lasergeschweißtes, fehlerfreies AlMg3 Blech mit einer Dicke von 1 mm vermessen; die Breite der Schweißnaht beträgt 2 mm. Als Anregungsinduktor wurde eine Doppel-D Spule mit einem Durchmesser von 15 mm bei einer Anregungsfrequenz von 20 kHz verwendet. Das Anregungsfeld erreichte eine Stärke von $\pm 0.5 \text{ mT}$. Der Abstand des AMR-Arrays zur Oberfläche betrug 0.5 mm.

Abbildung 7.9 zeigt als Flächenplot die Messung dieser Schweißnaht. Hierbei ist als Grauwert die vom AMR-Array gemessene Änderung des magnetischen Feldes (B_z , senkrecht zur Prüfteiloberfläche) aufgetragen. Die Feldvariation vom dunkelsten bis zum hellsten Grauwert ist 78 nT.

Die intakte Naht äußert sich in Abbildung 7.9 als dunkle Linie in der Mitte des Flächenscans. Der hohe Kontrast der Naht ist hauptsächlich auf die verminderte Leitfähigkeit der Naht gegenüber dem umgebenden AlMg3 Blech zurückzuführen: Da während des Laserstrahlschweißens ohne Schutzgas gearbeitet wurde, ist die Schweißnaht partiell mit sehr schlecht elektrisch leitfähigem Al_2O_3 sowie AlN angereichert, was zu einer Verminderung der Leitfähigkeit der gesamten Naht führt. Die verminderte elektrische Leitfähigkeit führt zu einer Verringerung des induzierten Wirbelstroms, was zu einer Absenkung des gemessenen sekundären Magnetfeldes führt. Des Weiteren besitzt die Naht ein Höhenprofil („Schweißnahttraupe“). Dieser Höhenunterschied wird ebenfalls bei der Wirbelstrommessung detektiert und führt zusätzlich zu einem erhöhten Kontrast der Naht gegenüber dem restlichen Blech.

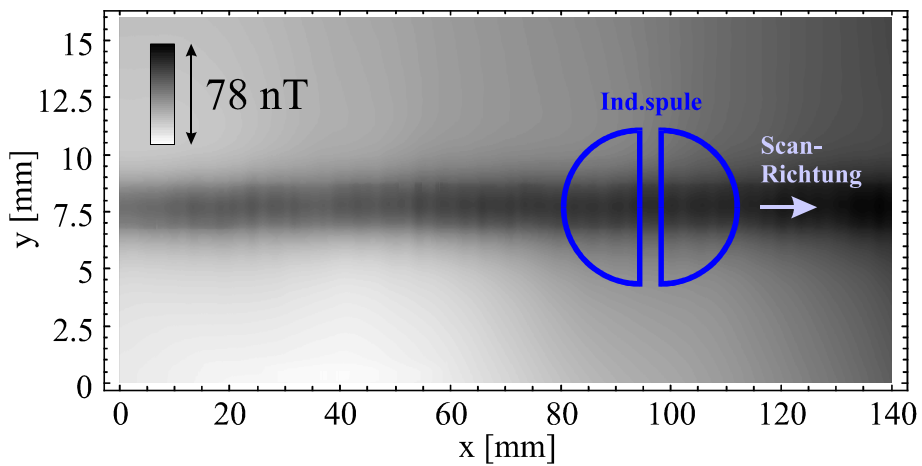


Abbildung 7.9: Messung einer fehlerfreien Schweißnaht (1 mm dickes AlMg3 Blech, Nahtbreite 2 mm). Die kaum sichtbaren Strukturen innerhalb der Naht rühren von der Schweißnahtoberfläche her. Der Grauverlauf in x -Richtung hin zu dunkleren Grautönen ist ein LiftOff-Effekt. Ind.spule nicht maßstabsgerecht.

In x -Richtung ist ein leichter Grauverlauf von helleren hin zu dunkleren Grautönen zu erkennen. Dies ist ein unerwünschter LiftOff-Effekt, der auf ein leichtes Abheben des AMR-Arrays während der Messung zurückzuführen ist. Eine aktive Nachführung der Sensorzeile minimiert diesen Effekt und läßt das Störsignal in der Messung verschwinden.

Ist die Messung wie hier nur von einem kleinen LiftOff-Effekt überlagert, kann dieser nachträglich durch die Subtraktion einer linearen Funktion minimiert werden. Damit unterdrückt man das Störsignal nahezu komplett aus der Meßdaten. Dies zeigt Abbildung 7.10.

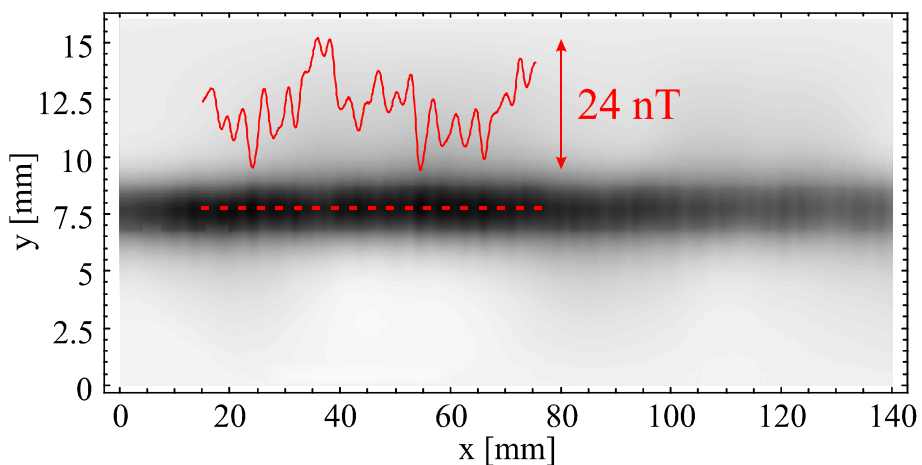


Abbildung 7.10: Messung der fehlerfreien Schweißnaht aus Abbildung 7.9 mit zusätzlicher Unterdrückung des LiftOff-Effektes durch Subtraktion einer linearen Funktion in y -Richtung. Die Sub-Texturen innerhalb der Naht treten jetzt besser hervor (roter Graph).

Abbildung 7.9 – und noch deutlicher Abbildung 7.10 – zeigen Strukturen innerhalb der Naht (siehe roter Graph in Abbildung 7.10), deren Signalstärke peak-to-peak für diese Messung maximal 24 nT erreicht.

Da die Signale signifikante Feldamplituden besitzen, muß im folgenden geklärt werden, ob dies bereits Meßsignale von Mikrodefekten in einer gesund erscheinenden Schweißnaht sind oder ob diese Signaturen eine andere Herkunft besitzen.

7.2.4 Einfluß der Oberflächentopologie

Bedingt durch den Schweißprozeß besitzt jede Schweißnaht ein gewisses Höhenprofil. Beim Laserstrahlschweißen kann dieses mit einigen $10\ \mu\text{m}$ gering ausfallen; bei konventionellen Schweißverfahren wie MIG/MAG oder WIG sind je nach Blechstärke mehr als $1\ \text{mm}$ Schwankung im Höhenprofil möglich.

Um den Einfluß der Oberflächenstruktur einer Schweißnaht auf Wirbelstrommessungen bestimmen zu können, wurden Finite Elemente Simulationen, basierend auf realen Oberflächendaten von Laserschweißnähten durchgeführt. Abbildung 7.11 zeigt einen kleinen Ausschnitt der Oberfläche einer $2\ \text{mm}$ breiten Aluminium Laserschweißnaht (AlMg3 [3% Mg], elektrische Leitfähigkeit ca. $20\ \text{MS/m}$, Blechdicke $1\ \text{mm}$).

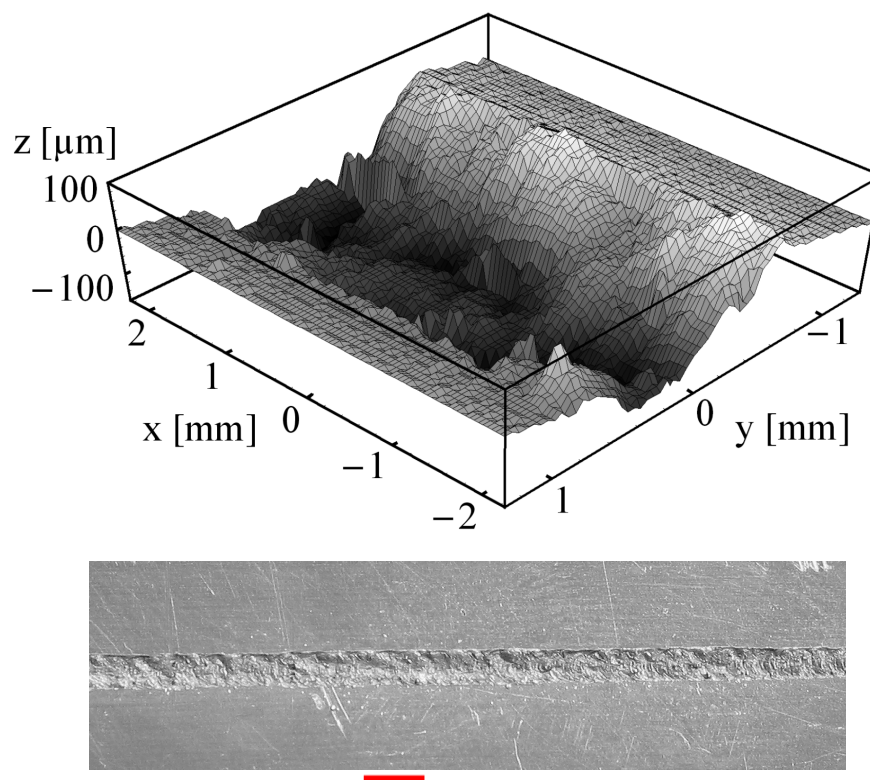


Abbildung 7.11: Oben: Ausschnitt der Oberflächen-Topologie einer Laserschweißnaht. Die Oberfläche wurde mittels eines Laserprofilometers abgerastert. Die Variationen in der Nahtoberfläche betragen $165\ \mu\text{m}$. Unten: Photographie dieser Schweißnahtprobe. Es sind $5\ \text{cm}$ der Naht dargestellt (Darstellung im Verhältnis 2:1 zum Original); der rote Balken (entspricht $4.5\ \text{mm}$) markiert in x -Richtung den in 3D gezeigten Ausschnitt. Siehe auch [87].

Die Topologie der Oberfläche aus Abbildung 7.11 wurde an der Universität/GH Siegen (FB11 Fertigungsmeßtechnik, Prof. Zehner) mit Hilfe eines Laserprofilometers[†] mit einer örtlichen Auflösung von $3\ \mu\text{m}$ abgerastert.

[†]Ein Laserprofilometer arbeitet mittels dynamischer Fokussierung. Das Licht eines Lasers wird auf die zu untersuchende Oberfläche fokussiert (typ. $\varnothing\ 1\ \mu\text{m}$). Das von der Oberfläche gestreute Licht wird auf ein Photodioden-Array abgebildet. Dieses erzeugt ein Signal für einen Regelkreis, der eine bewegliche Linse so steuert, daß die Fokussierung auf der Oberfläche beibehalten wird. Simultan wird die Lichtreflektion von der Oberfläche gemessen.

Die Oberflächen-Topologie beeinflusst Wirbelstrom-Messungen auf folgende zwei Arten:

1. Aufgrund der Temperaturverteilung während des Laserschweißprozesses zeigt die Oberfläche der Naht eine U-förmige Gestalt in y -Richtung (Abb. 7.11). Für das gezeigte Beispiel beträgt die Tiefe der Naht $165\ \mu\text{m}$. Das ist für eine Laserstrahlschweißung vergleichsweise viel. Es kann davon ausgegangen werden, daß hier mit einer zu hohen Strahlenergie gearbeitet wurde, was zu einem vermehrten Verdampfen von Aluminium führte und in einem „Absenken“ der Naht resultierte.

Die U-förmige Gestalt der Naht führt zu Wirbelstromverdrängungen an der Oberfläche und damit zu starken unerwünschten Magnetfeldsignaturen. Aufgrund des angenähert konstanten Querschnitts in Naht-Richtung (x -Achse), kann diese Signatur durch linienweise Subtraktion eines konstanten Wertes – ähnlich der Unterdrückung von LiftOff-Effekten – minimiert werden. Die Naht wird dadurch „geebnet“.

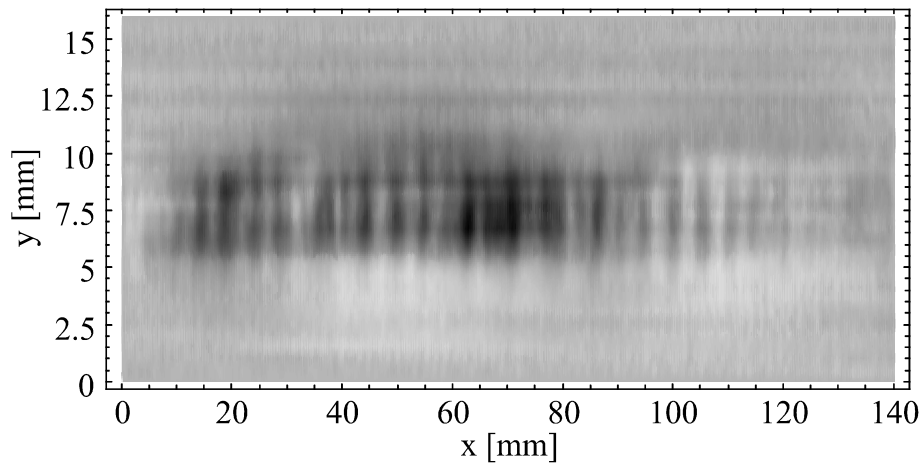


Abbildung 7.12: Messung der fehlerfreien Schweißnaht aus Abbildung 7.9 nach Unterdrückung des LiftOff-Effektes (wie Abb. 7.10) und zusätzlicher Unterdrückung der U-förmigen Gestalt der Naht (dunkle Linie in Abb. 7.10). Als Restsignale sind die kleineren Sub-Texturen der Naht ($B_{z,pp} = \text{max. } 24\ \text{nT}$) zu sehen.

Abbildung 7.12 zeigt die Messung der fehlerfreien Schweißnaht aus Abbildung 7.9 nach Unterdrückung des LiftOff-Effektes (wie in Abb. 7.10 dargestellt) und einer zusätzlichen Unterdrückung der U-förmigen Topologie der Naht (welche als dunkle Linie in Abb. 7.10 zu sehen ist) durch Subtraktion einer linearen Funktion in x -Richtung.

Es treten jetzt nur noch die Sub-Texturen innerhalb der Naht als Meßsignal mit Feldamplituden von maximal $24\ \text{nT}$ hervor; das Nahtsignal, das von der U-förmigen Gestalt herrührt, ist optisch nicht mehr zu erkennen. Aufgrund des Feldrauschens des AMR-Sensors von $1\ \text{nT}/\sqrt{\text{Hz}}$ ist bereits ein leichter Rauschanteil in sämtlichen Arealen des Flächenplots zu sehen.

Abbildung 7.13 zeigt als Linienscan in y -Richtung die über den gesamten Meßbereich von $140\ \text{mm}$ gemittelte Nahtsignatur vor (Daten aus Abbildung 7.10) und nach (Daten aus Abbildung 7.12) der Minimierung. Das störende Signal der U-förmigen Topologie der Naht konnte um einen Faktor 9.89 , das heißt um nahezu eine Größenordnung, unterdrückt werden.

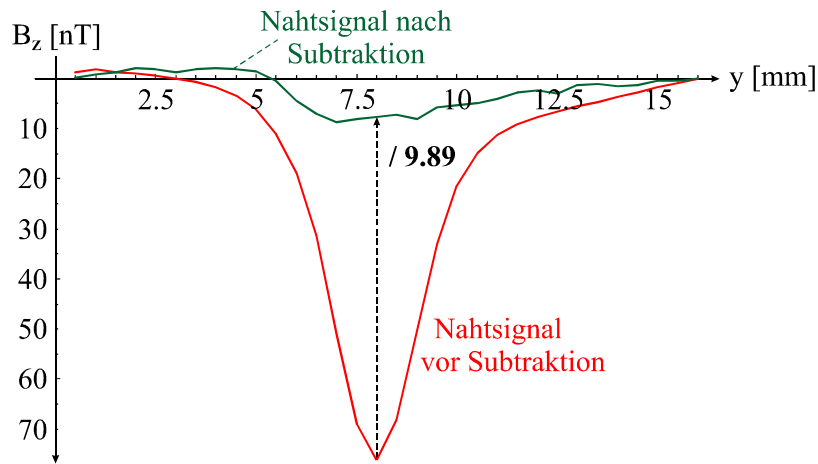


Abbildung 7.13: Über 140 mm gemittelttes Nahtsignal vor (vgl. Abb. 7.10) und nach (vgl. Abb. 7.12) der Subtraktion. Die Signatur der Naht konnte um eine Größenordnung unterdrückt werden.

2. Es zeigt sich weiterhin, daß über die gesamte Länge der Schweißnaht verteilt Sub-Texturen existieren, deren laterale und vertikale Abmessungen bis zu $50 \mu\text{m}$ betragen.

Die hierdurch hervorgerufenen magnetischen Signaturen besitzen lokalen Charakter und können nicht ohne weiteres durch Standard-Filter-Techniken unterdrückt werden. Betrachtet man den räumlichen Charakter derartiger Variationen des Magnetfeldes, so können die Signale sowohl von Defekten als auch von Oberflächenquellen, also der Topologie der Schweißnaht, verursacht werden.

Um eine Abschätzung der magnetischen Feldamplitude, die durch die Naht selbst hervorgerufen wird, zu bekommen, wurde die Topologie in ein Finite Elemente Modell transferiert. Die große Datenmenge von fast 700.000 Meßpunkten, welche durch das optische Abrastern zustande kam, wurde auf $49 \times 28 = 1372$ Voxel reduziert, was zu einer lateralen Diskretisierung (x -/ y -Achse) der Topologie in $90 \mu\text{m}$ Schritten führte. Die vertikale Diskretisierung (z -Achse) im Finite Elemente Modell beträgt $10 \mu\text{m}$.

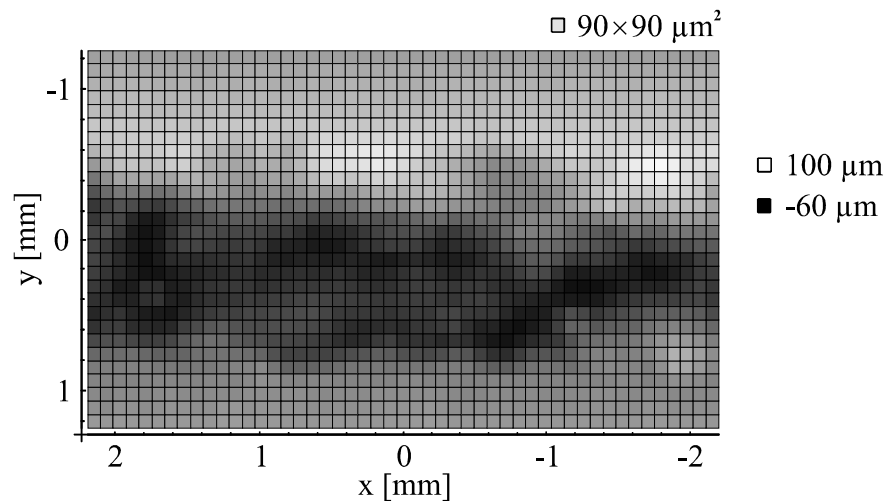


Abbildung 7.14: Diskretisierung der Schweißnahtoberfläche korrespondierend zu Abb. 7.11. Die laterale Diskretisierung (x , y) beträgt $90 \mu\text{m}$; in z -Richtung wurde die Oberfläche für das Finite Elemente Modell in $10 \mu\text{m}$ -Schritten diskretisiert.

Abbildung 7.15 (korrespondierendes FEM-Modell zu Abb. 7.11) zeigt die Wirbelstromverdrängung durch die Schweißnaht für einen homogen in das Prüfteil induzierten Stromfluß. In beiden Bildern sind die von der Naht hervorgerufenen starken Inhomogenitäten im Stromfluß zu sehen. Der Stromfluß im FEM-Modell ermöglicht die Berechnung der magnetischen Signatur der Schweißnaht.

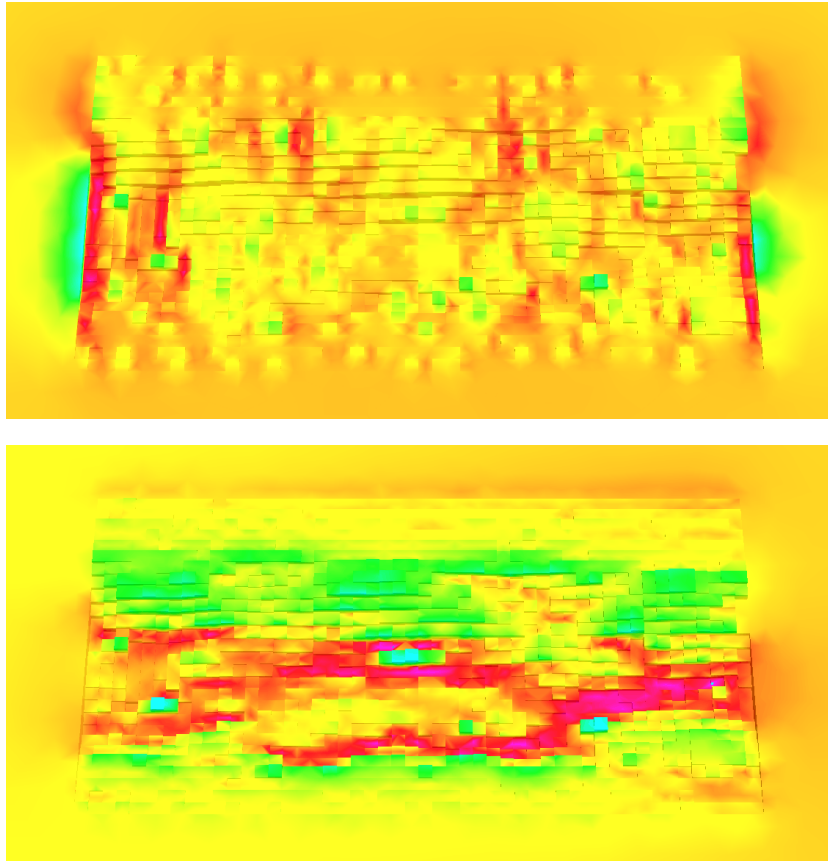


Abbildung 7.15: Finite Elemente Modell der Schweißnahtoberfläche korrespondierend zu Abb. 7.11. Dargestellt ist die Stromverteilung auf der Oberfläche, wenn ein homogener Fluß in die Probe induziert wird. Maximale Stromdichte (rot) $j = 0.011 \text{ A/mm}^2$. Oben: Stromfluß parallel zur Naht, Unten: Stromfluß senkrecht zur Naht. Siehe auch [87].

Bei Einsatz einer gradiometrischen (Doppel-D) Spule mit einem Durchmesser von 12 mm und einem Anregungsfeld von $\pm 0.5 \text{ mT}$ erreichen die Magnetfeld-Signaturen, hervorgerufen durch die U-förmige Gestalt der Naht, bis zu 80 nT. Das peak-to-peak „Rauschen“ der Sub-Texturen der Nahtoberfläche, das in den Messung nicht herausgefiltert werden kann, beträgt 20 nT.

Die errechneten Feldwerte stimmen gut mit der Messung aus dem vorangegangenen Kapitel überein. Die in den Abbildungen 7.10 und 7.12 beobachteten Signaturen der gesunden Schweißnaht sind aller Voraussicht nach[†] Artefakte, die auf den Einfluß der ungleichmäßigen Oberflächentopologie der Schweißnaht zurückzuführen sind. Es ist naheliegend, daß es sich bei den gemessenen Signaturen nicht um Mikrodefekte innerhalb der Naht sondern um Texturen auf der Nahtoberfläche handelt, welche Inhomogenitäten im Stromfluß auf der Oberfläche erzeugen.

[†] „Aller Voraussicht nach“, weil die gemessenen 24 nT-Signaturen in Abbildung 7.10 / 7.12 auch eine Überlagerung aus Schweißnahttopologie und nicht-sichtbaren Mikro-Defekten in der Nähe der Oberfläche sein könnten. Dies führt ggf. zu kleineren Oberflächensignaturen, da die Feldstärke der Mikro-Defekte subtrahiert werden müßte.

Rauschquelle	Stärke	Einfluß auf die Wirbelstrommessung
Externes Rauschen (z.B. Netzteile) 50 Hz etc.	≈ 100 nT	Nur relevant in einem schmalen Frequenzbereich. Da mit Wirbelstromfrequenzen > 10 kHz gearbeitet wird, kann das Rauschen mittels Lock-In minimiert werden.
Wirbelstromeffekte: LiftOff-Effekt, Kanten etc.	> 10 nT	Können durch Subtraktion herausgerechnet oder über eine aktive Abstandsregelung während des Scannens unterdrückt werden.
Intr. Rauschen: AMR	1 nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$	Keine Limitation aufgrund hoher Anregungsströme.
Rauschen durch die Naht selbst: „U-Form“	≈ 80 nT	Die Oberfläche der Naht zeigt eine U-förmige Gestalt in y -Richtung (Abb. 7.11). Die Tiefe beträgt etwa $165 \mu\text{m}$; dies führt zu starken Wirbelstromeffekten. Die Signatur kann durch zeilenweises Subtrahieren um etwa eine Größenordnung unterdrückt werden.
Rauschen durch die Naht selbst: Sub-Texturen	≈ 20 nT	Es existieren in der Topologie der Schweißnaht weitere Sub-Texturen. Deren laterale und vertikale Abmessungen betragen etwa $50 \mu\text{m}$. Eine Unterdrückung dieser magnetischen Signaturen gelingt nicht mit Standard-Filter-Techniken.

Tabelle 7.1: Rauschquellen und deren Einfluß auf die Wirbelstromprüfung.

Tabelle 7.1 zeigt zusammengefaßt die für die Prüfung von Schweißnähten relevanten Rauschquellen und ihre jeweiligen maximalen Feldstärken. Zwei der Rauschquellen – Wirbelstromeffekte sowie externes Rauschen – erreichen zwar Feldstärken von bis zu 100 nT, beeinflussen Wirbelstrommessungen aber in der Praxis nicht:

- Externes Rauschen, welches schmalbandig ist, wird vom Bandpaß des Lock-In Verstärkers herausgefiltert.
- LiftOff-Effekte lassen sich um ein bis zwei Größenordnungen unterdrücken. Dies ist sowohl in Abbildung 3.9 (exemplarisch) als auch in Abbildung 7.10 (Messung der fehlerfreien Schweißnaht) zu sehen.

Das intrinsische Rauschen der Sensoren im AMR-Array muß mit 1 nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ als gegeben hingenommen werden. Aufgrund hoher Anregungsströme bzw. -feldstärken stellt das Rauschen aber keine Limitierung für die Detektion von Fehlstellen in Schweißnähten dar, welche ein ausreichend hohes Meßsignal liefern, wie die Wirbelstrommessungen auf den folgenden Seiten zeigen werden.

Bleibt als abschließende Rauschquelle die Topologie der Naht zu betrachten:

- Die U-förmige Gestalt der Naht kann durch zeilenweises Subtrahieren um eine Größenordnung unterdrückt werden und ist danach als Störsignal in den Messungen mit maximalen Feldamplituden von lediglich 10 nT zu sehen (siehe Abbildung 7.13). Die Feldamplitude zeigt aber eine Charakteristik, die es ermöglicht, sie von lokalen Schwankungen durch Defekte mit bloßem Auge zu trennen. Die 10 nT der Nahtgeometrie stellen demnach keine absolute Schranke dar, unter der keine Defektsignale identifiziert werden können.

- Die bis 50 μm großen Sub-Texturen, die in der Naht auftreten können, gehen mit 20 nT in die Messung ein und können nicht mit Standard-Filter-Techniken minimiert werden, ohne Signaturen von Defekten ebenfalls zu beeinflussen.

Die Sub-Texturen sind für die Wirbelstromprüfung von Schweißnähten die limitierende Rauschquelle. Hierdurch ist die Verwendung eines AMR-Arrays im Wirbelstrommeßsystem motiviert, dessen intrinsisches Rauschen $1 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$ beträgt und damit bereits um einen Faktor 20 besser ist als die Störsignale der Sub-Texturen. Sensoren mit noch geringerem Feldrauschen bieten aus dieser Sicht für die Schweißnahtprüfung keinen weiteren Vorteil.

Es ist denkbar, in-situ die Nahttopologie bei der Wirbelstromprüfung optisch zu erfassen und die daraus resultierenden magnetischen Signaturen zu berechnen. Diese können dann vom Meßsignal subtrahiert werden, um das Signal-Rausch-Verhältnis weiter zu verbessern. Insbesondere für eine Prüfung von Schweißnähten konventioneller Schweißverfahren mit deutlich ausgeprägten Schweißnahttraupen sollten die durch die Nahtoberfläche hervorgerufenen Störsignale herausgerechnet werden. Die Nachweisempfindlichkeit in der Schweißnahtprüfung wird mit einer Sensorfusion von optoelektronischer und elektromagnetischer Information erhöht; damit kann die Wirtschaftlichkeit der Schweißnahtprüfung gesteigert werden.

7.2.5 Fehlerbehaftete Schweißnähte

Um die Qualität von Schweißnähten untersuchen zu können, wurden AlMg3 Bleche an der Universität/GH Siegen (FB11 Fertigungsmeßtechnik, Prof. Zehner) verschweißt[†]. Durch Variation von Prozeßparametern wie Laserleistung, Focus und Schweißgeschwindigkeit konnten sowohl defektfreie Bleche als auch Bleche, die übliche beim Schweißen auftretende Mängel wie Porenbildung oder mangelhaftes Durchschweißen aufwiesen, verschweißt werden. Ein Teil der defektfreien Bleche wurde am IAP nachträglich mit Referenzdefekten versehen. Die bislang vorgestellten Schweißnahtproben wurden ebenfalls alle in Siegen verschweißt.

Abbildung 7.9 repräsentiert beispielhaft die Wirbelstrommessung einer fehlerfreien Naht; die beobachteten Signaturen, welche auf der Naht detektiert wurden, konnten auf Variationen der Oberflächentopologie der Naht zurückgeführt werden. Fehlerbehaftete Schweißnähte unterscheiden sich deutlich von dieser Darstellung. Abbildungen 7.16 und 7.17 zeigen eine Schweißnahtprobe (1 mm dickes AlMg3 Blech, Nahtbreite 2 mm), die in der ersten Hälfte zufriedenstellend verschweißt wurde, aber in der zweiten Hälfte eine starke Porenbildung aufweist. Als Anregungsinduktor für die Messung wurde eine Doppel-D Spule mit einem Durchmesser von 15 mm bei einer Anregungsfrequenz von 20 kHz verwendet. Das Anregungsfeld erreichte eine Stärke von $\pm 0.5 \text{ mT}$. Der Abstand des AMR-Arrays MSK7 zur Oberfläche betrug für diese Messung 0.5 mm.

Abbildung 7.16 ist in zwei Hälften aufgeteilt und zeigt auf der linken respektive rechten Seite die beiden Kanäle, die bei der Demodulation der gemessenen Magnetfeldsignale vom Lock-In-Verstärker ausgegeben wurden. Beide Kanäle enthalten sowohl Amplituden- als auch Phaseninformationen und unterscheiden sich lediglich in ihrer Phasenlage. Um das Defektsignal zu maximieren wurde das Phasenrotations-Verfahren benutzt.

[†]Zum Laserstrahlschweißen standen ein CO₂-Laser mit 2 kW Strahlleistung, ein Nd:YAG-Laser mit 700 W Strahlleistung sowie ein CNC-Koordinatentisch und ein 3D-Tricept-Roboter zur Verfügung.

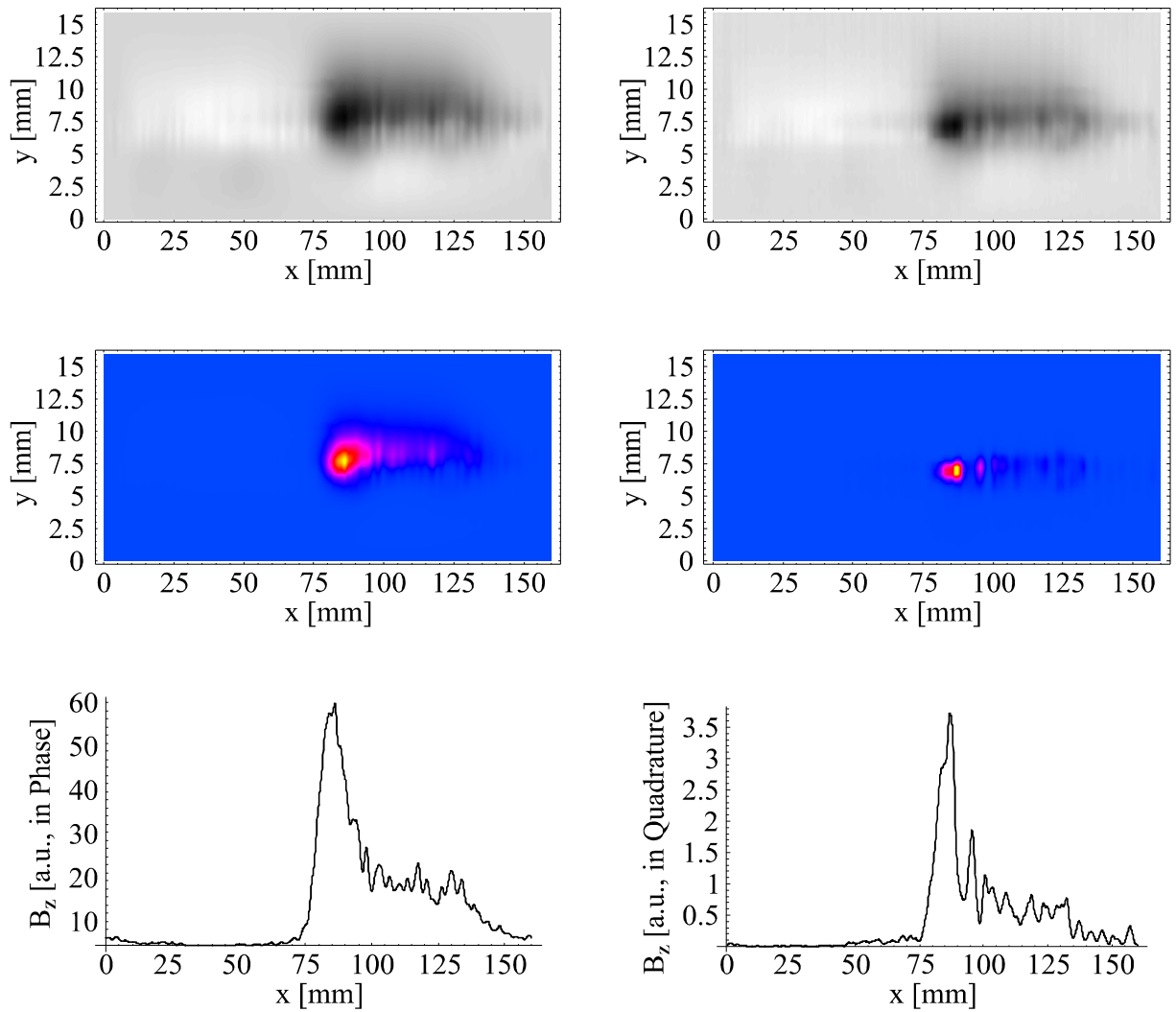


Abbildung 7.16: Messung einer Schweißnaht, welche in der ersten Hälfte zufriedenstellend verschweißt wurde, in der zweiten Hälfte hingegen eine starke Porenbildung aufweist (1 mm dickes AlMg3 Blech, Nahtbreite 2 mm).

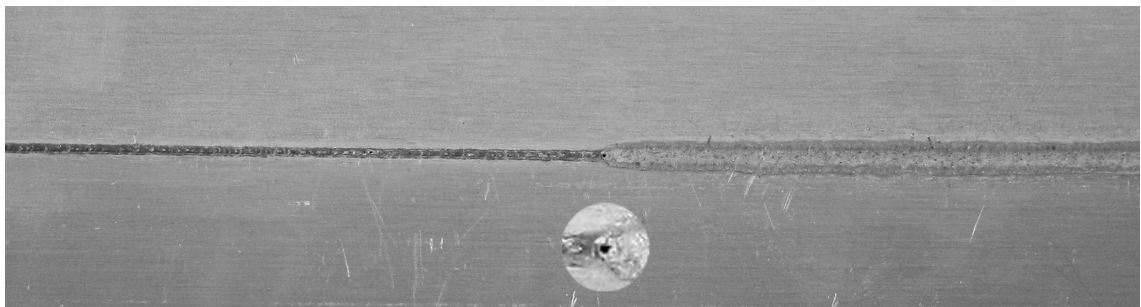


Abbildung 7.17: Photographie der Schweißnaht aus Abbildung 7.16 (Abbildung in Originalgröße). Die Naht ist in der ersten Hälfte zufriedenstellend verschweißt; in der zweiten Hälfte hingegen weist die Naht eine starke Porenbildung auf. Inset: Vergrößerung des Übergangs der beiden Hälften.

Phasenrotations-Verfahren

Neben der Subtraktion der U-förmigen Gestalt der Naht stellt das sogenannte Phasenrotations-Verfahren eine zusätzliche Möglichkeit dar, Signale zu unterdrücken, die von der Oberflächentopologie herrühren: Bei der Demodulation des gemessenen Magnetfeldes mittels Lock-In-Verstärker erhält man zwei Kanäle – x und y – in Abhängigkeit der Phasen- und Amplitudenänderung. Der in der komplexen Ebene, aufgespannt von den beiden Kanälen x und y , befindliche Arbeitspunkt beschreibt bei der Messung einer Naht einen typischen Kurvenverlauf, welchen man mittels einer Phasenrotation in der komplexen Ebene drehen kann.

$$D = \begin{pmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{pmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{Matrix } D \text{ zur Drehung in der komplexen Ebene} \\ \varphi \equiv \text{Drehwinkel} \end{array}$$

Es läßt sich das Signal derart drehen, daß das Defektsignaturen von Poren und Rissen maximiert werden, während gleichzeitig zusätzlich gemessene Signaturen, die vorwiegend von der Topologie der Naht herrühren, unterdrückt werden. Dies ist möglich, weil Defekte im Inneren der Naht einen Phasenoffset zur Oberfläche besitzen. Dreht man die Signatur derart, daß das Oberflächensignal horizontal zur x -Achse verläuft, so verschwindet es bei einer y/t -Darstellung (der Projektion des Signals auf die y -Achse) während Fehlersignale nicht vollständig ausgelöscht werden. Die größtmögliche Reduktion von Störsignalen erzielt man, wenn diese eine Phasenverschiebung von 90° zu den Defektsignalen besitzen. Dies läßt sich durch eine angepaßte Anregungsfrequenz erzielen.

Von oben nach unten ist in Abbildung 7.16 dargestellt:

1. Die Rohdaten als zweidimensionale Graustufen-Plots in nach Subtraktion eines minimalen LiftOff-Effektes. In dieser Darstellung lassen sich die Defektstrukturen bereits gut erkennen, allerdings sieht man auch noch deutlich die Signaturen der Topologie (Sub-Texturen) der Schweißnaht.
2. Das Signal als farbiger Flächenplot nach Signalverarbeitungsschritten, welche die zeilenweise Subtraktion der U-förmigen Oberflächentextur der Naht beinhaltet. Zwecks Hervorhebung der Defektsignale wurde das Signal quadriert: Größere Defekte werden so stärker gewichtet als die Oberflächensignaturen der Naht. Die Quadrierung hat zudem eine Betragsbildung des Signals zur Folge, was die optische Beurteilung erleichtert.

Diese Art der Darstellung ist besonders gut für eine optische Auswertung von Defektsignalen vom Prüfer als eine Art Schwellenprüfung vor Ort geeignet. Defekte heben sich als gelb-rote Bereiche deutlich vom blauen Hintergrund ab, in dem die minimalen Restsignale der Schweißnaht ausgeblendet sind.

3. Linienscans der farbigen Flächenplots nach den Signalverarbeitungsschritten, welche in x -Richtung mittig durch die Schweißnaht (in den 2D-Plots bei $y=7.5$ mm) verlaufen. Mit diesen Daten kann eine zusätzliche Signalverarbeitung, zum Beispiel eine Mustererkennung, vorgenommen werden.

Die zufriedenstellende Verschweißung läßt sich neben der Linearität insbesondere an dem sehr geringen Signalpegel in der linken Hälfte ($x = 0 \dots 75$ mm) beider Linienscans entnehmen, welcher nur in durch die Sub-Texturen innerhalb der Schweißnaht hervorgerufen wird und hier Feldwerte von maximal 18 nT erreicht. In der zweiten Hälfte der Scans ($x = 75 \dots 150$ mm) läßt sich eine deutliche Verminderung der Schweißnahtqualität ausmachen, visualisiert durch starke Peaks im Signal.

Im linken Bereich bis 75 mm wurde das Blech mit folgenden Prozeßparametern verschweißt:

$$P_{\text{Laser}} = 500 \text{ W, Focus } f = 0.15 \text{ mm, } v = 1.5 \text{ m/min.}$$

Dies führte zu der zufriedenstellenden Verschweißung. Im rechten Bereich ab 75 mm wurde der Schweißvorgang kurz unterbrochen, die Laserleistung um 40% auf die Maximalleistung des Nd:YAG-Lasers von

$$P_{\text{Laser}} = 700 \text{ W}$$

erhöht, und danach mit gleicher Geschwindigkeit von $v = 1.5$ m/min weiter verschweißt. Resultat dieses gezielten Eingriffs in den Schweißvorgang ist neben einer Verbreiterung der Naht vor allem eine starke Porenbildung, die als "Welligkeit" bzw. Peaks in den Linienscans über den gesamten rechten Bereich der Schweißnaht deutlich zu sehen ist.

Beim Umstellpunkt von 75 mm ist zudem ein starker Ausschlag im Signal zu sehen: An dieser Stelle stand der Laser bei Hochfahren der Laserleistung kurz still und hat dadurch ein Loch, das etwas größer als der Durchmesser des Laserfokus f ist, in die Schweißnaht geschmolzen (siehe Inset in Abbildung 7.17). Das Loch zeigt sich als entsprechend großer Defekt mit einem Feldwert von 630 nT im Signal. Die restlichen Defekte in der Naht führen zu Signalstärken um 100 nT.

7.2.6 Referenzdefekte

Um von gemessenen Magnetfeldsignaturen zu einer Klassifizierung der Größe unbekannter Defekte zu gelangen, wurden an Defekten mit bereits bekannten Abmessungen („Referenzdefekte“) MR-basierte Wirbelstrommessungen vorgenommen. Anhand deren Signalstärke und Signalform können dann Rückschlüsse auf Defekte mit noch unbekannter Abmessung gezogen werden.

Es wurden daher mehrere Referenzdefekte in eine fehlerfreie Laserschweißnaht, welche zwei 1 mm dicke AlMg3 Bleche verbindet, eingebracht. Alle Referenzdefekte wurden dabei mittels Bohrlöcher realisiert, deren Radius von $r = 100 \mu\text{m}$ bis $r = 750 \mu\text{m}$ variiert wurde. Die Defekte besitzen somit eine zylindrische Form. Alle Bohrlöcher wurden von der rückwärtigen Seite in die Schweißnaht eingebracht, so daß die Defekte noch von 0.5 mm Aluminiumnaht verdeckt sind. Aufgrund der Blechdicke von 1 mm besitzen die Referenzdefekte somit eine Höhe h von 0.5 mm (halbe Blechdicke). Der Abstand der Referenzdefekte betrug einige cm zueinander; dies verhindert, daß sich benachbarte Signaturen bei einer Messung überlagern und erleichtert die spätere Trennung der Einzeldefekte.

Die Topologie der Oberfläche der Schweißnaht wurde mittels eines Laserprofilometers bestimmt. Die Nahtvariationen an der Oberfläche betragen, analog zu der Nahtoberfläche aus Abbildung 7.11, etwa $150 \mu\text{m}^\dagger$. Abbildung 7.18 zeigt die untersuchte Probe als Skizze im Querschnitt (Abbildungverhältnis 10:1 – mit Ausnahme des Abstandes der Bohrlöcher).

[†]Dies verwundert nicht, denn beide Proben wurden am gleichen Tag kurz nacheinander mit gleichen Prozeßparametern (700 W, Fokus $0.15 \mu\text{m}$, 0.2 m/min) hergestellt.

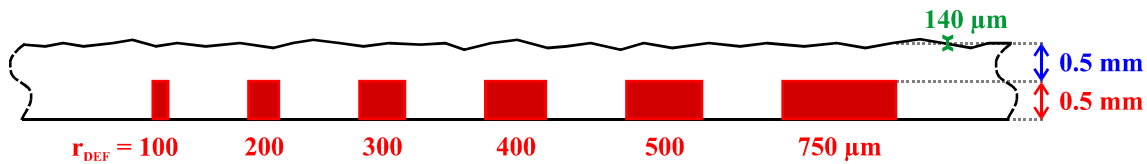


Abbildung 7.18: Skizze der lasergeschweißten Probe mit eingebrachten Referenzdefekten. Radius $r=100\ \mu\text{m}$ bis $r=750\ \mu\text{m}$, Tiefenlage $0.5\ \text{mm}$, Blechstärke $1\ \text{mm}$. Die Abstände zwischen den Referenzdefekten betragen in Wirklichkeit einige cm; ansonsten ist das Abbildungsverhältnis $10:1$.

Für die Messung der Probe wurde, wie auch für die vorangegangenen Schweißnähte, als Anregungsinduktor eine Doppel-D Spule mit einem Durchmesser von $15\ \text{mm}$ bei einer Anregungsfrequenz von $20\ \text{kHz}$ verwendet; die Stärke des Anregungsfeldes betrug $\pm 0.5\ \text{mT}$. Der Abstand zwischen AMR-Sensor und Prüfteil wurde auf $0.5\ \text{mm}$ bestimmt.

Es gilt nun, die Signaturen der Referenzdefekte aus dem Nahtsignal zu extrahieren. Dies gelingt mit den bereits bekannten Signalverarbeitungsschritten:

- Unterdrückung von Wirbelstromeffekten: Auch für diese Messungen mußte ein minimal vorhandener LiftOff-Effekt aus den Rohdaten subtrahiert werden.
- Setzen der optimalen Phasenlage: Die optimale Phase wurde mittels Phasenrotationsverfahren bestimmt, so daß das Defektsignal maximiert ist. Die nachfolgenden Messungen zeigen das Signal bei dieser Phasenlage.
- Die U-förmige Oberflächentextur der Naht wurde mittels einer zeilenweisen Subtraktion herausgefiltert. Es ist wichtig, hierzu die Probe möglichst parallel zur Scanrichtung auszurichten. Ansonsten muß nachträglich die Ausrichtung der Naht bestimmt und diese um einen passenden Winkel korrigiert werden (unnötige Interpolation von Meßpunkten). Für diese Messung wurde die Naht bereits vor dem Messen bestmöglich ausgerichtet. Im realen Betrieb wird die exakte Positionierung mittels optischer Systeme realisiert. Alternativ kann auch der Nahtfindungsalgorithmus dieser Arbeit verwendet werden.

Abbildung 7.19 zeigt die Magnetfeldverteilung als Flächenplot nach den drei beschriebenen Signalverarbeitungsschritten für die Defekte mit einem Radius von $300\ \mu\text{m}$ und einem Radius von $100\ \mu\text{m}$ (der kleinste in die Naht eingebrachte Referenzdefekt).

Als Vergleich sei das Ergebnis der FEM-Simulationen, speziell Abbildung 5.9, ins Gedächtnis gerufen. Man sieht, daß die aufgezeichneten Meßsignale die vorhergesagte Gestalt besitzen. Auch der Abstand der Extrema läßt sich über das Experiment deuten: Die Defekte besitzen einen Abstand von $1\ \text{mm}$ zum AMR-Sensor ($0.5\ \text{mm}$ Sensorabstand + $0.5\ \text{mm}$ Tiefenlage der Defekte); der Abstand der Extrema entspricht dem doppelten Wert (vgl. Abbildung 6.6), also $2\ \text{mm}$.

Die peak-to-peak Signalstärke des $300\ \mu\text{m}$ Defektes beträgt $1355\ \text{nT}$; der $100\ \mu\text{m}$ Defekt besitzt ein $144\ \text{nT}$ starkes Signal. Der Defekt mit einem Radius von $300\ \mu\text{m}$ kann deutlich detektiert werden mit einem sehr guten Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) von 69 . Eine magnetische Signatur, die von der U-förmigen Naht herrührt, kann optisch nicht mehr beobachtet werden. Das SNR ist bezogen auf das $20\ \text{nT}$ peak-to-peak Signal, welches von den Sub-Texturen innerhalb der Naht hervorgerufen wird. Würde man das SNR ausschließlich auf das intrinsische Rauschen des AMR-Sensors beziehen ($1\ \text{nT}/\sqrt{\text{Hz}}$), so „verbessert“ sich das SNR nochmals um einen Faktor 20 .

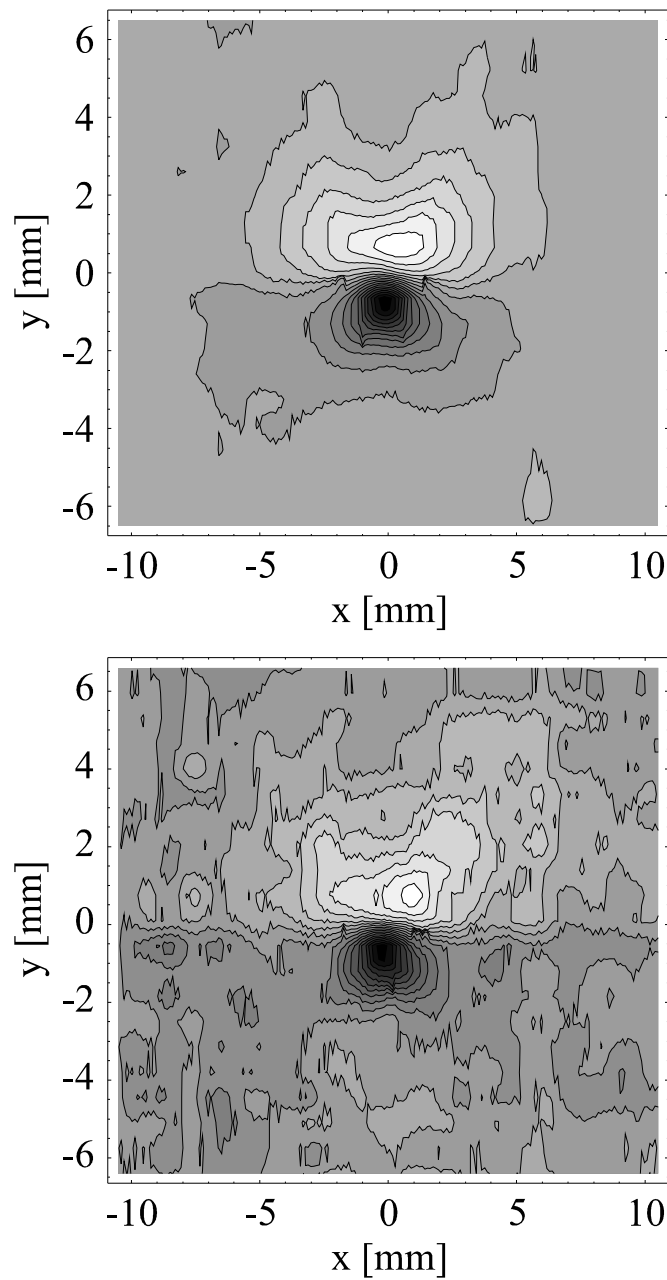


Abbildung 7.19: Magnetfeldverteilung (B_z) von Referenzdefekten in einer AlMg3 Laserschweißnaht. Die Defekte sind 0.5 mm unter der Nahtoberfläche lokalisiert und haben zylindrische Form. S. auch [87].
 Oben: Defekt Radius 300 μm , Signalstärke 1355 nT (pp), SNR 69.
 Unten: Defekt-Radius 100 μm , Signalstärke 143.5 nT (pp), SNR 8.

Kleinste Defekte, wie der in Abbildung 7.19 gezeigte 100 μm Defekt, können ebenfalls detektiert werden. Allerdings geht das Signal-zu-Rausch-Verhältnis dann auf einen Faktor 8 zurück. Im entsprechenden 2D Plot ist daher deutlich das 20 nT Signal, hervorgerufen durch Sub-Texturen innerhalb der Naht und hervorgerufen durch lokale Schwankungen der elektrischen Leitfähigkeit im Blech, zu sehen. Das 20 nT Signal korrespondiert sehr gut mit den durchgeführten Simulationen. Restspuren mit einer residualen Feldamplitude von etwa 10 nT überziehen den gesamten Scanbereich in der Nähe der Nahtmitte ($y = 0$). Dies korrespondiert mit der Stärke des Restsignals der U-förmigen Schweißnahttraupe aus Abbildung 7.13.

Detektionsvermögen

Abbildung 7.20 zeigt die gemessenen Magnetfeldamplituden der Referenzdefekte in μT als Funktion für verschiedene Defekt-Radii r .

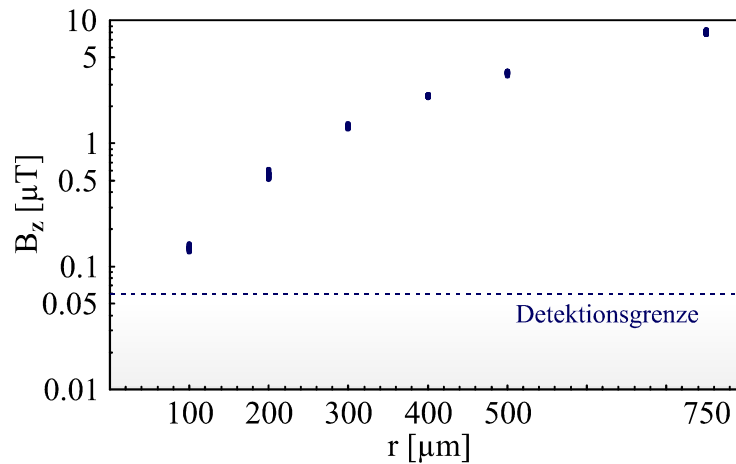


Abbildung 7.20: Maximale Magnetfeldstärke B_z in μT der Referenzdefekte für verschiedene Defekt-Radii r . Es wurden jeweils 30 Messungen für einen Defekt-Radius durchgeführt.

Das Prüfteil, in das die Defekte eingebracht sind, wurde $30\times$ abgerastert und dabei vor jedem Scan neu unter dem Sensorkopf positioniert, um eine größere statistische Bandbreite für jeden einzelnen Defekt zu erhalten. In Abbildung 7.20 zeigen alle Defekte daher in ihrer Signalstärke leichte Abweichungen, welche 3-5% für die größeren Defekte ($\geq 300 \mu\text{m}$) und 7.4% respektive 11% für den $100 \mu\text{m}$ bzw. $200 \mu\text{m}$ großen Defekt ausmachen.

Abbildung 7.21 zeigt beispielhaft für den $300 \mu\text{m}$ Defekt die gemessenen Abweichungen in den 30 Einzelscans am Signal des unteren der beiden Extrema ($y = -1 \text{ mm}$, $x = -4 \dots 4 \text{ mm}$) in Abbildung 7.19.

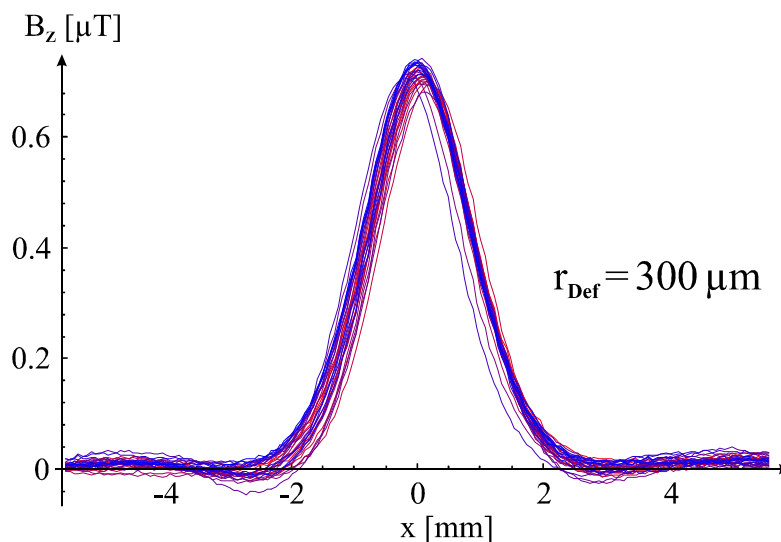


Abbildung 7.21: Statistische Abweichung der Feldamplituden für den Referenzdefekt mit einem Radius von $300 \mu\text{m}$. Dargestellt ist der Linienscan für das Signal des unteren der beiden Extrema ($y = -1 \text{ mm}$, $x = -4 \dots 4 \text{ mm}$) in Abbildung 7.19. Es wurden 30 Einzelmessungen durchgeführt.

Folgende Tabelle faßt die Werte aus Abbildung 7.20 für alle 6 Defekt-Radii von 100 μm bis 750 μm zusammen:

Defekt-Radius r	Signalstärke Φ_{pp}	Signalstärke [Min, Max]	Abweichung \pm
100 μm	0.141 μT	[0.131, 0.152] μT	7.35 %
200 μm	0.551 μT	[0.494, 0.616] μT	11.1 %
300 μm	1.378 μT	[1.311, 1.445] μT	4.87 %
400 μm	2.428 μT	[2.353, 2.500] μT	3.02 %
500 μm	3.741 μT	[3.554, 3.868] μT	4.20 %
750 μm	8.048 μT	[7.712, 8.426] μT	4.43 %

Tabelle 7.2: Magnetfeldstärken der Referenzdefekte für verschiedene Defekt-Radii r .

Nach Herausfiltern der U-förmigen Oberflächentopologie beträgt das Rausch-Niveau, wie schon bei den bisherigen Messungen, peak-to-peak knapp 20 nT. Setzt man ein Minimum an Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 3, das heißt ein Signal mit einer Feldamplitude von mindestens 60 nT, für eine erfolgreiche Fehlerdetektion an, so können Defekte mit einem Radius von 65 μm erfolgreich mittels AMR-Sensorik detektiert werden. Dies ist die untere Grenze für die Detektion von 0.5 mm tief liegenden Defekten.

Die gemessenen Signaturen skalieren linear mit dem Volumen des Referenzdefektes. In dem speziellen Fall eines Bohrloches als Defekt skalieren die Signalstärken demnach mit r^2 ($V_{\text{Def}} = h \cdot r^2$, h ist mit 0.5 mm für alle Defekte gleich). Dies ist in Abbildung 7.22 für die sechs Referenzdefekte dargestellt. Die normierten Signale $B_{z,pp}/V_{\text{Def}}$ der Defekte sind nahezu 1. Nur für die größeren Defekte ist ein Abfall hin zu kleineren Werten – bis 0.8 – zu beobachten. Dies ist durch den Abstand des AMR-Arrays zum Defekt begründet, der 1 mm beträgt. Defekte, deren Durchmesser größer ist als der Abstand zum Sensor, werden während der Messung nur partial erfaßt; dies führt zu einem verminderten Meßsignal und zu dem beobachteten Abfall.

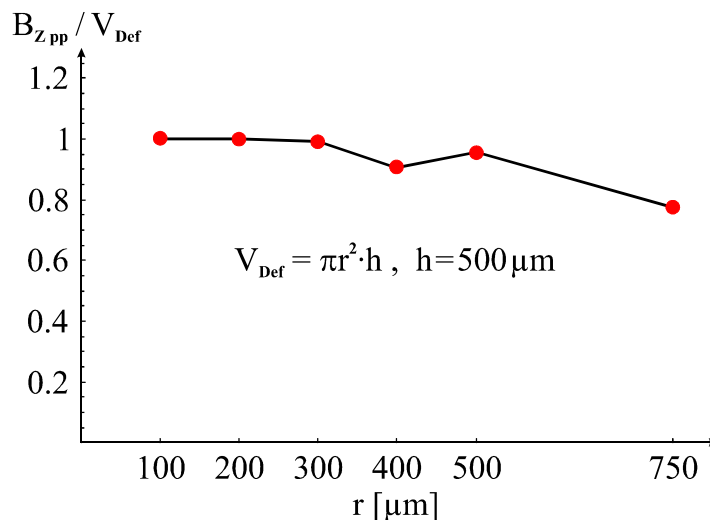


Abbildung 7.22: Auf das Volumen V_{Def} des Defektes normierte Referenzsignale. Die Signale skalieren linear mit dem Volumen (hier zu r^2).

7.2.7 Mustererkennung

Grundlagen zur merkmalselektierenden Mustererkennung

In der Wirbelstromprüfung ist eine exakte analytische Beschreibung des Zusammenhangs zwischen induzierter Stromverteilung und der dadurch erzeugten Magnetfeldverteilung schwer oder gar nicht möglich. Im speziellen Fall der Schweißnahtprüfung führt ein Defekt, beispielsweise ein Riß oder eine Porosität in der Schweißnaht, zu einer Beeinflussung des sekundären Magnetfeldes der Wirbelstrommessung. In welcher Weise diese Beeinflussung stattfindet ist, aufgrund der Komplexität der nicht-linear miteinander verbundenen Wechselwirkungen, im 3D-Fall nicht geschlossen darstellbar. Man spricht von einem sogenannten inversen, schlecht gestellten Problem. Es existieren allerdings mathematische Verfahren, die es erlauben, trotzdem zu einer mit hoher Wahrscheinlichkeit korrekten Umkehrabbildung zu kommen. Komplexe mathematische Modelle sind zum Beispiel die Bayesische Statistik oder ECD-Modelle (Equivalent-Current-Dipole).

Ein grober, aber für viele Applikationen nützlicher Ansatz, ist durch die Extraktion von „Merkmalen“ gegeben, welche für eine Klassifikation eingesetzt werden können. Solche Verfahren führen zwar nicht zu einer tomographieartigen Bildgebung, liefern aber Entscheidungshilfen, bestimmte Schwellwerte wie zum Beispiel die Defektgröße, abzufragen.

Durch den Meßprozeß wird ein mehrdimensionales Signal erzeugt, aus dem sich, unter Ausnutzung des vorhandenen Vorwissens, charakteristische Größen („Merkmale“) herleiten lassen, die auf eine bestimmte Weise mit der Defektgeometrie verknüpft sind. Diese werden zunächst in einem Ausgangs-Merkmalvektor zusammengefaßt. Es sind jedoch nicht alle in diesem Vektor vorhandenen Merkmale mit der vollständigen Defektgeometrie (Durchmesser / Länge, Tiefenlage) korreliert, sondern zum Teil nur mit einigen der Defekteigenschaften. Gewichtet man alle Merkmale gleich, so führen die Merkmale, die sich nicht auf alle Defektparameter beziehen, zu einer verfälschten Aussage. Um die Merkmale besser einschätzen zu können, kommen hier verschiedene Gütefunktionen in Betracht. Es wird darüber hinaus berücksichtigt, daß ein einzelnes Merkmal für sich nur eine geringe, in Verbindung mit einem oder mehreren anderen aber eine viel größere Aussagekraft besitzen kann.

Zur Ermittlung der Umkehrfunktion eignet sich beispielsweise ein sogenanntes General Regression Neuronal Network (GRNN), das die Approximation durch eine gewichtete Superposition der Funktionswerte der nächsten Nachbarn in Abhängigkeit von deren Abstand zum aktuellen Merkmalvektor vornimmt. Als Gewichtungsfunktion kann hierzu zum Beispiel eine quadratisch abklingende Exponentialfunktion verwendet werden.

Merkmalsextraktion

Betrachtet das Signal der Referenzdefekte aus Abbildung 7.19, so zeigt sich eine charakteristische Signatur des Meßsignals: In y -Richtung nimmt das Meßsignal zwei Extrema an, die sich in ihrem Vorzeichen unterscheiden. Vergleicht man für verschiedene Defektgrößen beispielsweise die absoluten Feldwerte der Meßsignale oder den Abstand der Extrema zueinander (=„Merkmale“) so stellt man fest, daß diese Merkmale sich in Abhängigkeit von der Defektgröße/-lage deutlich unterscheiden. Es können aus den Meßsignaturen also charakteristische Merkmale zur Klassifikation verschiedener Fehlertypen bestimmt werden. Im folgenden sind einige der extrahierten Merkmale aufgelistet. Für jedes Merkmal wird eine kurze Bewertung hinsichtlich der Eignung für ein Neuronales Netz gegeben.

- ΔMaxMin : Höhenunterschied zwischen Maximum und Minimum.

Abbildung 7.23 zeigt das Merkmal für 6 verschiedene Defekt-Radii sowie einen polynomischen Fit durch die Merkmalswerte. Der Graph ist analog zu Abbildung 7.22; anstelle B_z könnte hier auch „Merkmalsamplitude“ stehen. Das Merkmal zeigt wie alle Merkmale eine gewisse „Schwankungsbreite“ für diskrete Defekt-Radii (siehe auch Abbildung 7.21). Diese ist durch die farbigen Balken in Abbildung 7.23 visualisiert. Bei der Ermittlung der Umkehrfunktion durch ein Neuronales Netz wird ein Defekt-Radius so mit einem kleinen Restfehler behaftet sein. Merkmale können sich für kleine Unterschiede in den Defekt-Radien überlappen; man wird daher eine geeignete Diskretisierung, beispielsweise $50 \mu\text{m}$, für die Defektgrößen vornehmen.

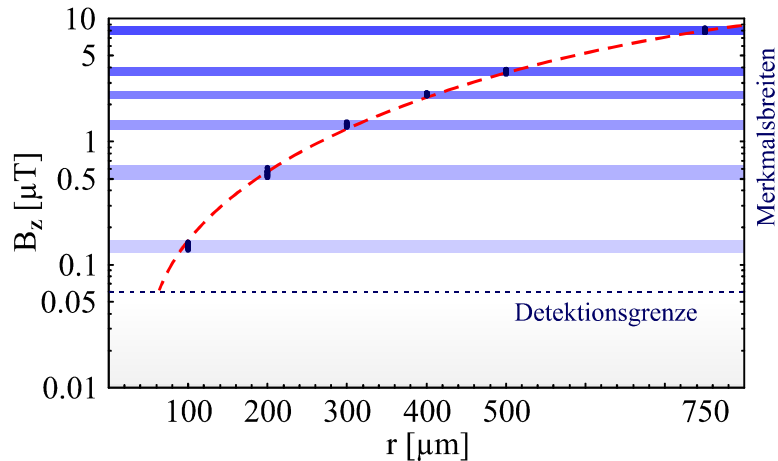


Abbildung 7.23: Merkmal ΔMaxMin .

Das gezeigte Merkmal eignet sich hervorragend, um auf die Defektgröße rückzuschließen. Man nimmt zweckmäßiger für dieses Merkmal eine Normierung auf den größtmöglichen Defekt vor (naheliegender ist als obere Schranke die Breite der Schweißnaht).

- $\int B_z dx$: Das Integral über einen ausgewählten Scan-Bereich.

Da ein Defekt im Vergleich zur fehlerfreien Schweißnaht ein zusätzliches Antwortsignal liefert, liegt es nahe, diese Verstärkung durch eine numerische Integralbildung zu detektieren. Nachteil dieses Vorgehens ist, daß Integralwerte nahe 0 vorkommen können, wenn positive und negative Bereiche im Meßsignal etwa gleich groß sind und sich beim Integrieren gegenseitig aufheben. Defektbehaftete Proben sind dann mit diesem Merkmal nicht von fehlerfreien Proben zu unterscheiden. Das Merkmal zeigt einen Verlauf analog zum Graph aus Abbildung 7.23; allerdings ist die Merkmalsbreite hier fast doppelt so hoch.

- $\int |B_z| dx$: Das Integral über einen ausgewählten Scan-Bereich, wobei zuvor eine Betragsbildung des Meßsignals vorgenommen wird.

Im Gegensatz zur einfachen Integralbildung ist das Betragsintegral definitionsgemäß immer ≥ 0 . Mit steigender Defektgröße steigt das Merkmal mit dem Defektvolumen an und ist damit ein guter Indikator für dieses. Ebenso läßt das Merkmal Rückschlüsse betreffend das Einschlußmaterial (Oxide, Nitride, Kohlenstoff) zu: Materialeinschlüsse liefern von ihrer Form her ähnliche Signale wie Gasporen, allerdings mit – je nach Einschlußmaterial – deutlich unterschiedlichen Signalstärken. Dies ist auf die deutlich unterschiedliche Leitfähigkeit verschiedener Einschlußmaterialien zurückzuführen.

- ΔPos : Der Abstand zwischen Maximum und Minimum.

Dieses Merkmal erlaubt die Unterscheidung zwischen den Defekt-Typen Rissen und Poren. Der Abstand der Extrema hängt von der räumlichen Ausdehnung des Defekts ab. Risse erreichen Längen von bis zu einigen mm und sind damit deutlich größer als der Durchmesser des meisten Poren, die in der Regel ≤ 1 mm im Durchmesser sind. Dies spiegelt sich in diesem Merkmal wieder.

- Max/Min: Der Quotient zwischen Maximum und Minimum.
- Selbstverständlich lassen sich darüber hinaus viele weitere Merkmale aus den Defekt-signaturen extrahieren. So lassen sich beispielsweise das unterschiedliche Anstiegsverhalten (1. und höhere Ableitungen) von verschiedenen Defekten zur Fehlerklassifikation ausnutzen. Ebenso vielversprechend ist eine Kombination aus verschiedenen Merkmalen.

Einfluß des Rauschens auf die Merkmalsextraktion, Limitierungen

Bei Betrachtung des Einflusses des Rauschens auf die Merkmalsextraktion wurden zwei Klassen von Merkmalen untersucht:

1. Integralbezogene Merkmale

Merkmale die sich auf Integralwerte beziehen, zeigen kaum eine Abhängigkeit bezüglich des Signal-Rausch-Verhältnisses, da beim Integrieren über das höherfrequente Rauschen gemittelt wird.

2. Positionsbezogene Merkmale

Merkmale die positionsabhängig sind oder von den dazugehörigen Funktionswerten abhängen, zeigen mit sinkendem Signal/Rausch-Verhältnis eine größere Schwankungsbreite. Für die Merkmalsextraktion bedeutet dies eine größere Unsicherheit bei der Bestimmung von x -Achsen-Positionen. Ebenso beeinflusst werden dadurch auch Merkmale, die sich auf Funktionswerte der zuvor ermittelten x -Achsen-Positionen beziehen.

Die vermehrte Schwankung positionsbezogener Merkmale bei Messungen mit niedriger Auflösung konnte mathematisch durch einen Glättungsfilter, der über eine feste Anzahl von Meßpunkten mittelt, nachträglich vermindert werden.

7.2.8 Vergleich mit alternativer Magnetosensorik

Es wurden an einigen Schweißnähten Messungen mit einem am Institut vorhandenen Fluxgate-Magnetometer (Typ Mag-03-IE70 der Firma Barington Inc. [88]) durchgeführt. Diese Förstersonde besitzt drei unabhängige Sensoreinheiten, von denen ein Sensor für die Magnetfelddetektion (B_z , senkrecht zur Prüfteiloberfläche) eingesetzt wurde. Die Sonde kann bei einer Transferfunktion von $1 \text{ V}/10 \mu\text{T}$ und einer Versorgungsspannung von $\pm 12 \text{ V}$ bis zu $\pm 120 \mu\text{T}$ angesteuert werden. Bei einem sehr geringen Rauschen von $2.4 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ ergibt sich hierdurch ein Dynamikbereich von $160 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$. Um das örtliche Auflösungsvermögen der Förstersonde zu bestimmen, wurde, wie schon für das AMR-Array, das Magnetfeld eines Drahtes ausgemessen. Ist das aktive Volumen oder die aktive Fläche des Sensors wie etwa beim AMR-Sensor klein genug, so entspricht die Distanz von Sensor zu Objekt der erreichbaren Ortsauflösung. Im Fall des Fluxgates wird das aktive Volumen aber durch einen zylindrischen Ferritkern definiert, dessen axiale Ausdehnung viel größer ist als der Abstand zwischen Sonde und Fehlerstruktur im Prüfteil. Das Feld wird somit nicht wie MR-Sensoren annähernd punktförmig gemessen, sondern man erhält mittels einer integralen Messung des Drahtfeldes einen effektiven mittleren Abstand, der im Fall der Mag-03 Sonde 13.9 mm beträgt.

Abbildung 7.24 zeigt die Messung der Schweißnaht aus Kapitel 7.2.5, welche in der ersten Hälfte zufriedenstellend verschweißt wurde und in der zweiten Hälfte eine starke Porenbildung aufweist. Für die Messung wurde die gleiche Spulen-Konfiguration wie für den AMR-Sensor benutzt.

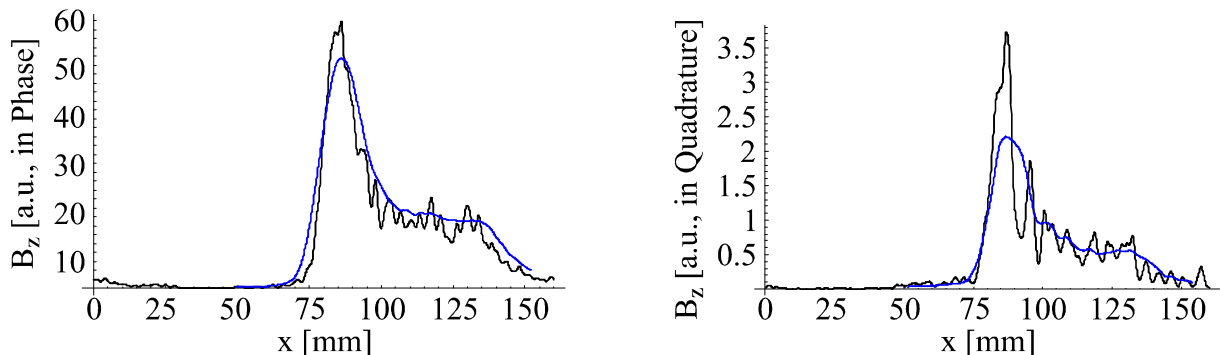


Abbildung 7.24: Vergleichsmessung der Schweißnaht aus Kapitel 7.2.5 mit einem Fluxgate. Blau: Messung mittels Fluxgate Mag-03, Schwarz: Messung mit dem AMR-Array MSK7.

Vergleicht man die Messung des Fluxgate-Magnetometers Mag-03 (blau) mit der Messung des AMR-Array MSK7 (schwarz), so erkennt man bei der Fluxgate-Messung den Einfluß der mit 13.9 mm sehr geringen Ortsauflösung der Mag-03 Sonde, welche zu einer „Verschmierung“ der Meßsignatur führt. Einzelne Defektstrukturen lassen sich in der Fluxgate-Messung nicht mehr auflösen, so daß die Eignung eines Fluxgates für die Wirbelstromprüfung von Schweißnähten als ungenügend zu bezeichnen ist. Die potentiell um drei Größenordnungen bessere Feldauflösung kommt aufgrund der schlecht ortsaufgelösten Signale nicht zum Tragen, ist aber ohnehin durch das 20 nT Rauschen der Sub-Texturen der Nahtoberfläche stark begrenzt.

Weitere Vergleichsmessungen wurden mit einem am Institut vorhandenen HT_c -SQUID-Mikroskop [89] durchgeführt, das neben einer guten Feldempfindlichkeit von $1 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ auch eine hohe Ortsauflösung von $75 \mu\text{m}$ zur Verfügung stellt. Die Ortsauflösung ist also um etwa einen Faktor drei besser als beim AMR-Array. Die Messungen waren auch hier limitiert durch das 20 nT Rauschen, hervorgerufen von den die Sub-Texturen der Naht, so daß sich bei den

SQUID-Messungen keine signifikante Verbesserung gegenüber den AMR-Messungen einstellte. Der Verbesserung der Ortsauflösung stehen starke Problemen hinsichtlich der Integrierbarkeit in ein Online-System zu Schweißnahtprüfung gegenüber (Kühlung, großer Sensorkopf, Positionierung), so daß SQUID-Sensoren keinen wesentlichen Vorteil gegenüber MR-Sensoren besitzen.

7.2.9 Weitere Schweißnahtproben

Die Bildung von Poren aus Luft oder Einschlußmaterial in einer Schweißnaht ist die am schwierigsten zu detektierende Imperfektion für ein Wirbelstrommeßsystem aufgrund der geringen Meßsignale. Größere Defekte, wie zum Beispiel ein mangelhaftes Durchschweißen – das in der Praxis leicht vorkommt – erzeugen deutlich höhere Signale und sind daher wesentlich leichter zu detektieren. Am Beispiel des mangelhaften Durchschweißens wird ersichtlich, daß hier aufgrund der Schwere des Defektes eine Mustererkennung nicht mehr zwingend nötig ist.

Abbildung 7.25 zeigt anhand zweier Beispiele (Anregungskonfiguration wie schon bei den vorangegangenen Messungen), wie sich ein mangelhaftes Durchschweißen in den Flächenplots äußert. In den gelb-roten Bereichen sind die Schweißnähte nur bis etwa zur Hälfte verschweißt, das heißt im ersten Plot weist fast die halbe Schweißnaht eine erhebliche Festigkeitsherabsetzung auf.

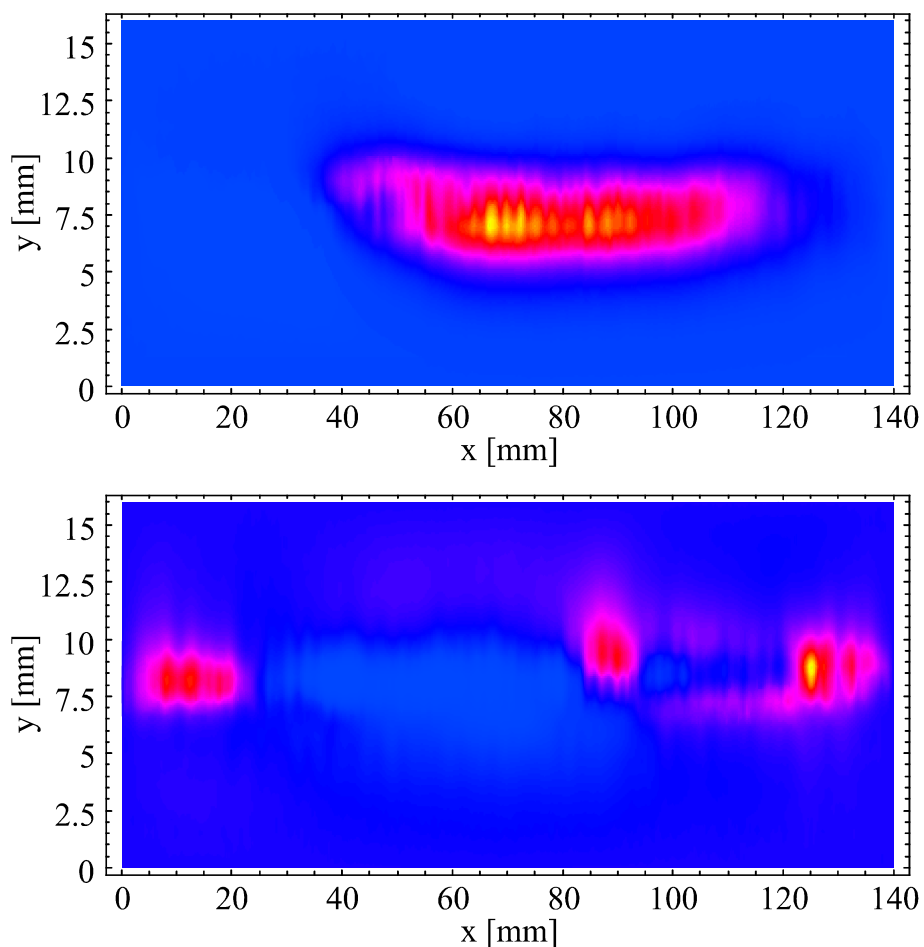


Abbildung 7.25: Zwei Schweißnähte, die ein mangelhaftes Durchschweißen aufweisen. In den gelb-roten Bereichen sind die Schweißnähte nur bis etwa zur Hälfte verschweißt; in dem oberen Plot also fast die halbe Schweißnaht.

Die maximalen Signalstärken erreichen für beide Messungen einige $10 \mu\text{T}$ bei einem Anregungsfeld von $\pm 0.5 \text{ mT}$. Verglichen hiermit erreichte der in Kapitel 7.2.6 größte Referenzdefekt mit 1.5 mm Durchmesser „nur“ ein Magnetfeld von $8 \mu\text{T}$. Ein mangelhaftes Durchschweißen läßt sich damit bereits über das Setzen eines Schwellenwertes erkennen; der Schwellenwert kann beispielsweise bei $15 \mu\text{T}$ gesetzt werden.

Noch leichter kann das Fehlen einer Schweißung detektiert werden. In Abbildung 7.26 ist eine Probe im Flächenplot dargestellt, welche in x -Richtung nur bis zur Mitte des Bleches verschweißt wurde.

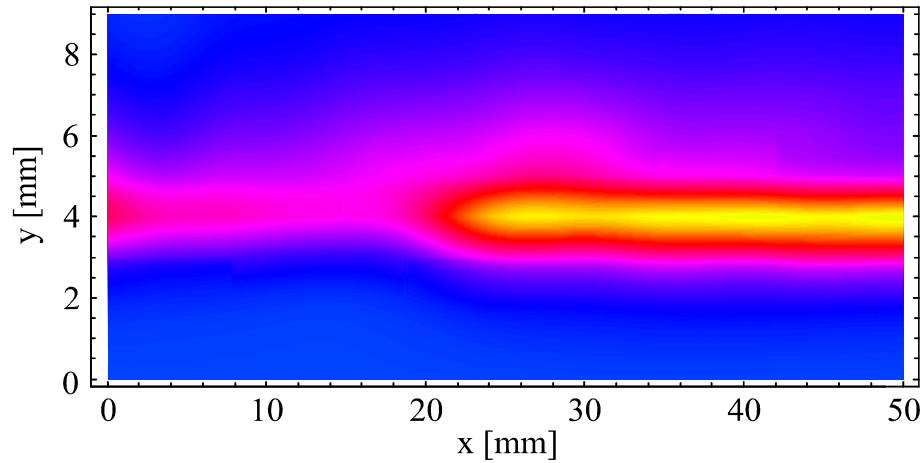


Abbildung 7.26: Messung einer Naht, die nur bis zur Mitte des Bleches verschweißt wurde.

Kapitel 8

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein Mehrkanal Wirbelstrom-Meßsystem zur zerstörungsfreien Prüfung von Schweißnähten vorgestellt, welches sich für die Detektion von Mikro-Defekten bereits während des Fertigungsprozesses („Online-Prüfung“) eignet. Im Gegensatz zu konventionellen Wirbelstromprüfständen, welche als Magnetfeldsensor einfache Induktionsspulen verwenden, ist in das Prüfsystem ein AMR-Sensor-Array integriert. Dieses stellt bei einer Arbeitsfrequenz von 10 kHz und einer Ortsauflösung von 100 μm pro Einzelsensor mit 2 nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ eine höhere Feldempfindlichkeit als Meßspulen vergleichbarer Größe zur Verfügung. Dies ermöglicht die Detektion kleinster Materialdefekte.

Die DIN EN 13919, an der sich gleichermaßen Kunde wie Hersteller hinsichtlich der Defektfreiheit einer Laserschweißverbindung orientieren, legt als unterste Detektionsgrenze Defektgrößen fest, deren Abmessungen bei der strengsten Bewertungsgruppe derzeit 1/3 der Blechdicke betragen (siehe Tabelle 2.1). Aufgrund steigender Anforderungen an die Qualität vieler Bauteile wird zur Zeit diskutiert, die Detektionsgrenzen in der DIN hin zu kleineren Defektgrößen zu verschieben. Wie die durchgeführten Messungen zeigten, können mit dem vorgestellten Wirbelstrommeßsystem tiefliegende Defekte mit einem Durchmesser von 125 μm in einem 1 mm dicken AlMg3-Blech detektiert werden, was 1/8 der Prüfteildicke entspricht. Das Detektionsvermögen geht damit um fast das dreifache der DIN EN 13919 hinaus und bietet somit das Potential, als Standard-Prüftechnik eingeführt zu werden.

Für die Bestimmung des Auflösungsvermögens wurden relevante elektromagnetische Störeinflüsse untersucht, die oberhalb des intrinsischen Rauschens des verwendeten AMR-Arrays von 2 nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ liegen (siehe Tabelle 7.1). Externes Rauschen, welches eine Feldstärke von 100 nT erreichen kann, aber schmalbandig ist, wird im Prüfsystem vom Bandpaß des Lock-In Verstärkers herausgefiltert. Störende Wirbelstromeffekte (LiftOff-Effekt, Kantensignaturen etc.) mit Feldstärken von einigen 10 nT können bereits während der Messung unterdrückt werden, aber auch nachträglich durch mathematische Filterung um ein bis zwei Größenordnungen reduziert werden.

Eine weitere Störquelle stellt die ungleichmäßige Topologie der Schweißnahtoberfläche („Schweißnahtraupe“) dar. Die Untersuchungen in dieser Arbeit zeigten, daß das Signal-zu-Rausch-Verhältnis und damit das Detektionsvermögen verbessert wird, wenn die von der Schweißnahtraupe erzeugten Störsignale reduziert werden können. Dies gilt insbesondere für die Prüfung von Schweißnähten konventioneller Schweißverfahren mit deutlich ausgeprägten Schweißnahtraupen. Die Reduzierung des Störsignals, das von der typisch U-förmigen Topologie von Laserschweißnähten herrührt, ist in dieser Arbeit um eine Größenordnung von 80 nT auf 8 nT

gelungen (Anregungsfeldstärke: 0.5 mT); lediglich Signale von Sub-Texturen innerhalb der Naht mit Feldamplituden von etwa 20 nT überlagern die Messung. Die magnetischen Signaturen der Sub-Texturen besitzen lokalen Charakter und können nicht durch Standard-Filter-Techniken unterdrückt werden, ohne das Meßsignal zu beeinträchtigen. Setzt man ein Minimum an Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 3 an, so müssen Defektsignale aufgrund der Störsignale der Naht eine Feldamplitude von mindestens 60 nT für eine erfolgreiche Fehlerdetektion besitzen. Für verschiedene Tiefanlagen ergeben sich so minimale noch detektierbare Defektgrößen. In einer Tiefe von 0.5 mm können in einem Al-Blech noch Poren mit einem Radius von 65 μm detektiert werden. Eine optische Oberflächenabrasterung kann die für die Unterdrückung der Sub-Texturen notwendigen Daten über eine entsprechende Auswertung der Oberflächentopologie bereitstellen. Finite-Elemente-Simulationen in dieser Arbeit zeigten die prinzipielle Vorgehensweise für die Bestimmung solcher Magnetfeldsignaturen. Mittels gegenüber FEM vereinfachter und zeitoptimierter Algorithmen sollte es möglich sein, das Störfeld der Oberfläche auch online zu berechnen und bereits während einer Wirbelstrommessung aus den Meßdaten zu subtrahieren. Minimiert man den Oberflächeneinfluß der Sub-Texturen derart, so ist mittels einer Integration feldempfindlicherer Sensoren in das Meßsystem (etwa GMR-Sensoren mit einem intrinsischen Rauschen von $\approx 100 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$) eine weitere Verbesserung hinsichtlich der Detektion kleinster Defekte zu erwarten. Gelingt es, die Störsignale, hervorgerufen durch Sub-Texturen innerhalb der Naht, um eine Größenordnung zu reduzieren, so führt dies zu einer Verbesserung im Detektionsvermögen um einem Faktor 3.

Der Meßstand ist mit einem Nahtverfolgungssystem ausgestattet, das ebenfalls elektromagnetisch arbeitet und das gleiche AMR-Array verwendet, das für die Fehlerdetektion eingesetzt wird. Die Messungen zeigten, daß das Auflösungsvermögen um eine Größenordnung besser ist, als das der zur Zeit eingesetzten konventionellen optischen Systeme. Hierdurch und durch die geringen Anschaffungskosten besteht großes Potential, bestehende Nahtverfolgungssysteme zu ersetzen. Betrachtet man das Gesamtsystem aus Nahtverfolgung und -prüfung, so ergeben sich durch das gleichartige Verfahren für beide Aufgaben Synergieeffekte, die zu geringen Kosten für das Gesamtsystem führen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden umfangreiche Finite-Elemente-Berechnungen durchgeführt, um die Feldverteilungen von Materialdefekten wie Poren und Risse bestimmen zu können. Die Kenntnis über Gestalt und Stärke von Magnetfeldsignaturen ermöglicht es, im Vorfeld einer Prüfaufgabe ohne aufwendige Messungen einen Katalog an Merkmalen zu bestimmen, mit dessen Hilfe eine Mustererkennung aufgebaut werden kann. In der Schweißnahtprüfung können, wie Meßdaten und Simulationsdaten in dieser Arbeit übereinstimmend zeigten, Defekte hinsichtlich Tiefenlage und Größe klassifiziert werden. Zudem kann eine Unterscheidung zwischen verschiedenen Defekttypen, wie zum Beispiel Rissen, Poren(nestern) und Einschlüssen von Fremdmaterial, vorgenommen werden.

Die Finite-Elemente-Simulationen mündeten in eine analytische Formel – Gleichung (5.52) – zur Berechnung des Antwortfeldes von kugelförmigen Einschlüssen in einer homogen leitfähigen Matrix. Aufgrund der vielen freien Parameter der Formel (Leitfähigkeit von Matrix und Einschluß, Größe und Tiefenlage des Einschlußes) können Antwortfelder nicht nur für das Prüfproblem der Schweißnahtkontrolle, sondern auch für eine Vielzahl anderer Aufgaben in der Wirbelstromprüfung, zum Beispiel die Prüfung von Niob-Blechen für supraleitende Cavities, ohne zeitintensive Finite-Elemente-Simulationen berechnet werden. In der Literatur existieren zur Zeit keine Arbeiten, die das „Einschluß-Problem“ derart kompakt darstellen.

Kapitel 9

Anhang

Curie-Temperatur für einige ferromagnetische Materialien

Material		T_c [K]
Eisen	Fe	1043
Kobalt	Co	1388
Nickel	Ni	627
Gadolinium	Gd	292
Europium-Oxid	EuO	69

Tabelle 9.1: Curie-Temperatur T_c für einige ferromagnetische Materialien.

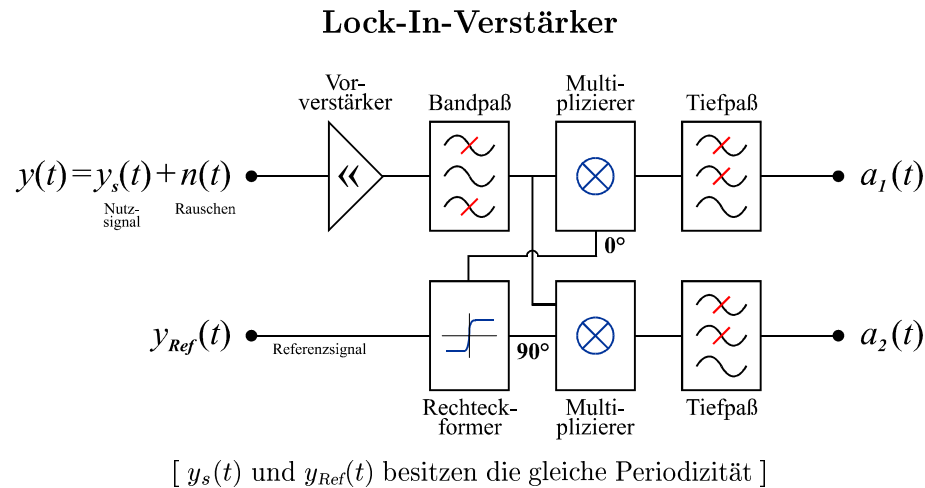


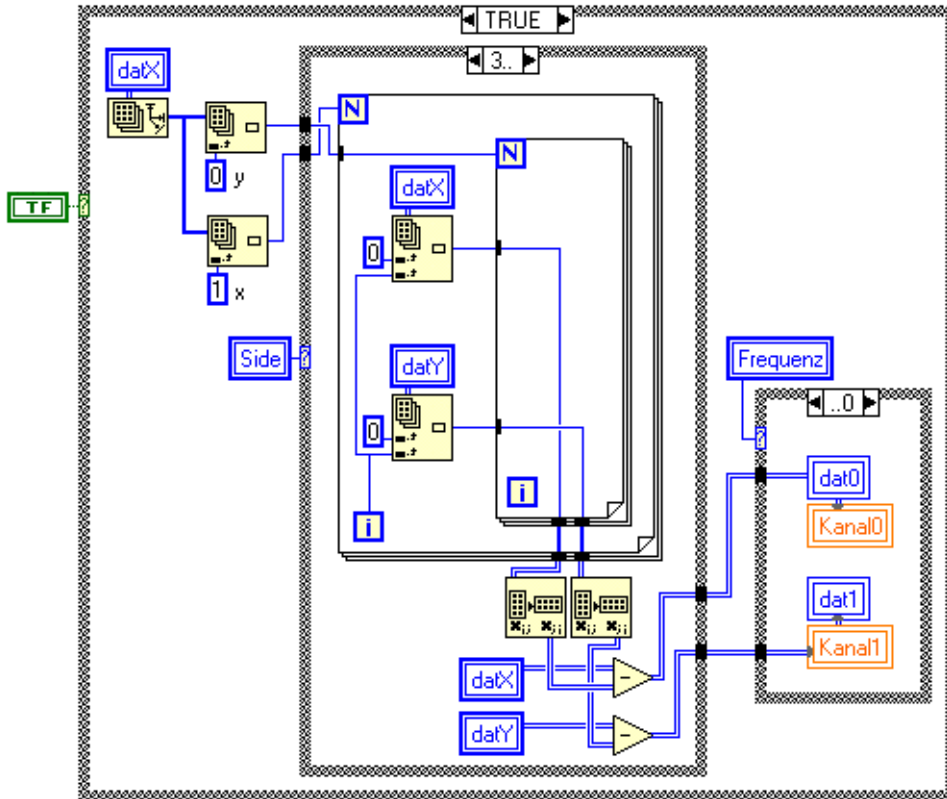
Abbildung 9.1: Aufbau eines Lock-In-Verstärkers.

Zur Funktionsweise: Das Eingangssignal $y(t)$, das sich aus einem Nutzsignal $y_s(t)$ und einem unkorrelierten Rauschanteil $n(t)$ zusammensetzt, wird zunächst schmalbandig verstärkt (zur Beschränkung auf den Frequenzbereich, der von Interesse ist), danach multipliziert und tiefpaßgefiltert. Als zu multiplizierende Signale werden zwei Rechteck-Signale gewählt, die 90 Grad gegeneinander phasenverschoben sind und welche die gleiche Grundfrequenz wie das Referenzsignal $y_{Ref}(t)$ besitzen. Der anschließende Tiefpaß ermittelt den zeitlichen Mittelwert des Ausgangs dieser Multiplikatoren. An den Ausgängen $a_{1,2}(t)$ liegt dann die effektive Amplitude des Nutzsignals an, welche 0 Grad bzw. 90 Grad phasenverschoben mit dem Referenzsignal im Summensignal $y(t)$ enthalten ist. Diese Art der Korrelationsanalyse ist sinnvoll, wenn man außer der Periodizität sonst nur wenige Informationen über das zu erwartende Nutzsignal $y_s(t)$ hat.

Implementierung der Drift-Filter in LabVIEW

Drift-Filter I — Liniensubtraktion

Der Screenshot zeigt die Routine, welche aufgerufen wird, wenn die unterste Zeile () zur Unterdrückung des Drifts ausgewählt wird.



Drift-Filter II

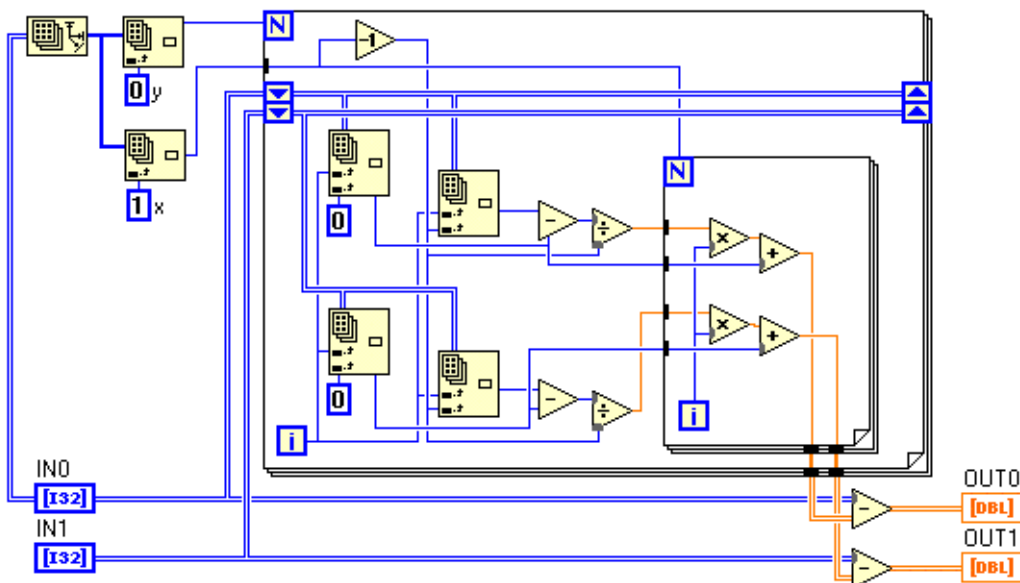
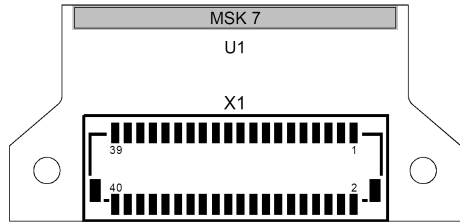


Abbildung 9.2: Implementierung der Drift-Filter im LabVIEW-Ansteuerprogramm.

Pinbelegung AMR-Zeilen-Array MSK7



Pin	Belegung	Pin	Belegung	Pin	Belegung	Pin	Belegung
1	K21	11	A5	21	A10	31	A15
2	K11	12	B5	22	B10	32	B15
3	A1	13	A6	23	A11	33	A16
4	B1	14	B6	24	B11	34	B16
5	A2	15	A7	25	A12	35	K12
6	B2	16	B7	26	B12	36	K22
7	A3	17	A8	27	A13	37	VDD
8	B3	18	B8	28	B13	38	GND
9	A4	19	A9	29	A14		
10	B4	20	B9	30	B14		

Tabelle 9.2: Anschlußbelegung des Sensor-Arrays MSK7. A1-16: Sensorzeile I, B1-16: Sensorzeile II, K*: Kompensation.

Technische Daten des cw-Lasers HL 703 D

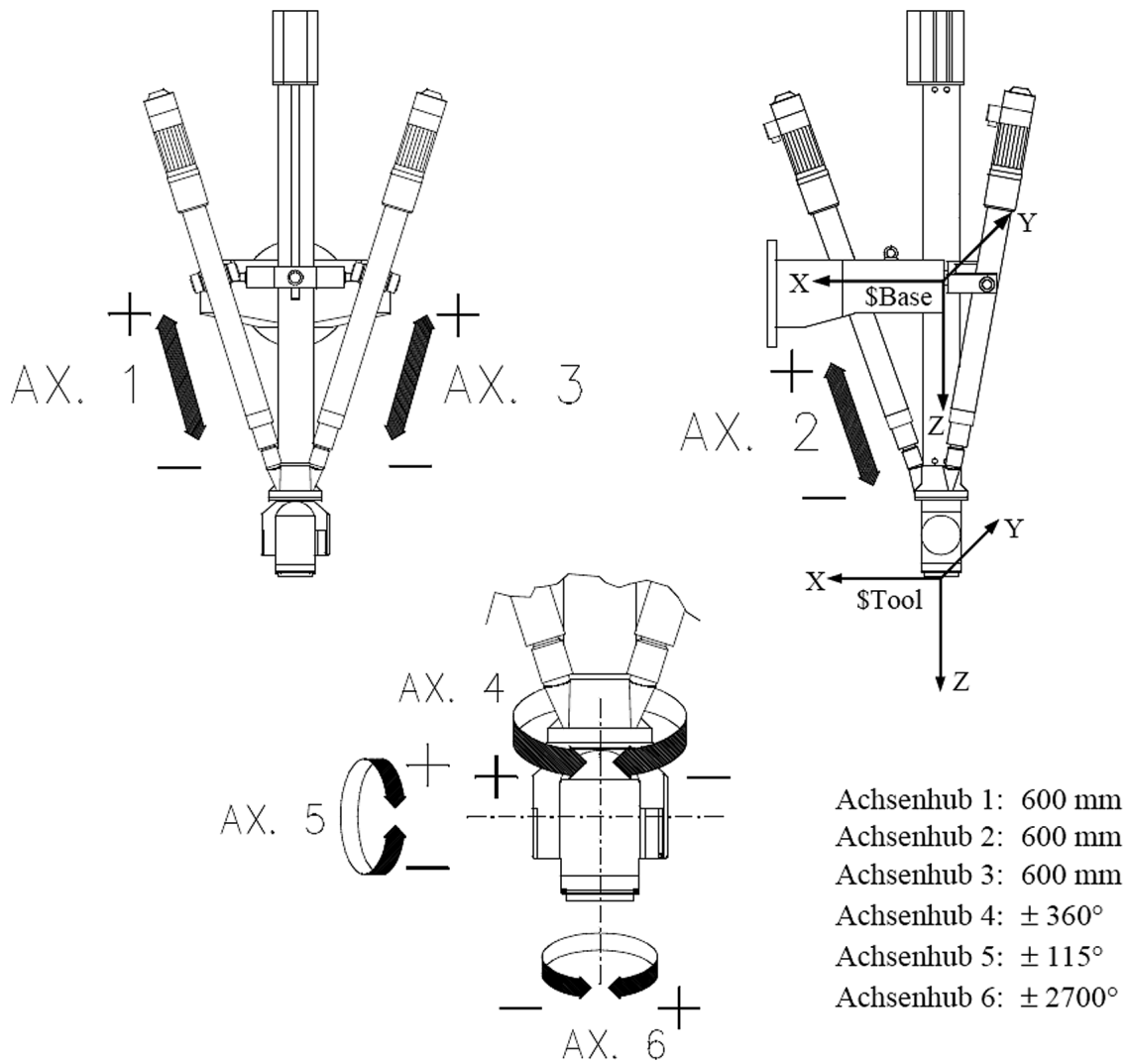


Max. Ausgangsleistung	1000 W
Laserleistung*	700 W
Strahlqualität	12 mm·mrad
Laserlichtkabel	300 µm
Nennleistungsaufnahme	32 kW

Tabelle 9.3: Technische Daten des cw-Lasers HL 703 D.

*Am Werkstück, geregelt über die gesamte Lampenstandzeit; Differenz zur max. Ausgangsleistung entspricht der Regelreserve.

Achsendefinition des Roboters HP1



Geschwindigkeit Achsen 1-3: 0.33 m/s, Achsen 4-6: 270 °/s.
 Wiederholgenauigkeit ± 0.3 mm.

Abbildung 9.3: Achsendefinition des Roboters HP1.

Mehrkanal Lock-In-Verstärker

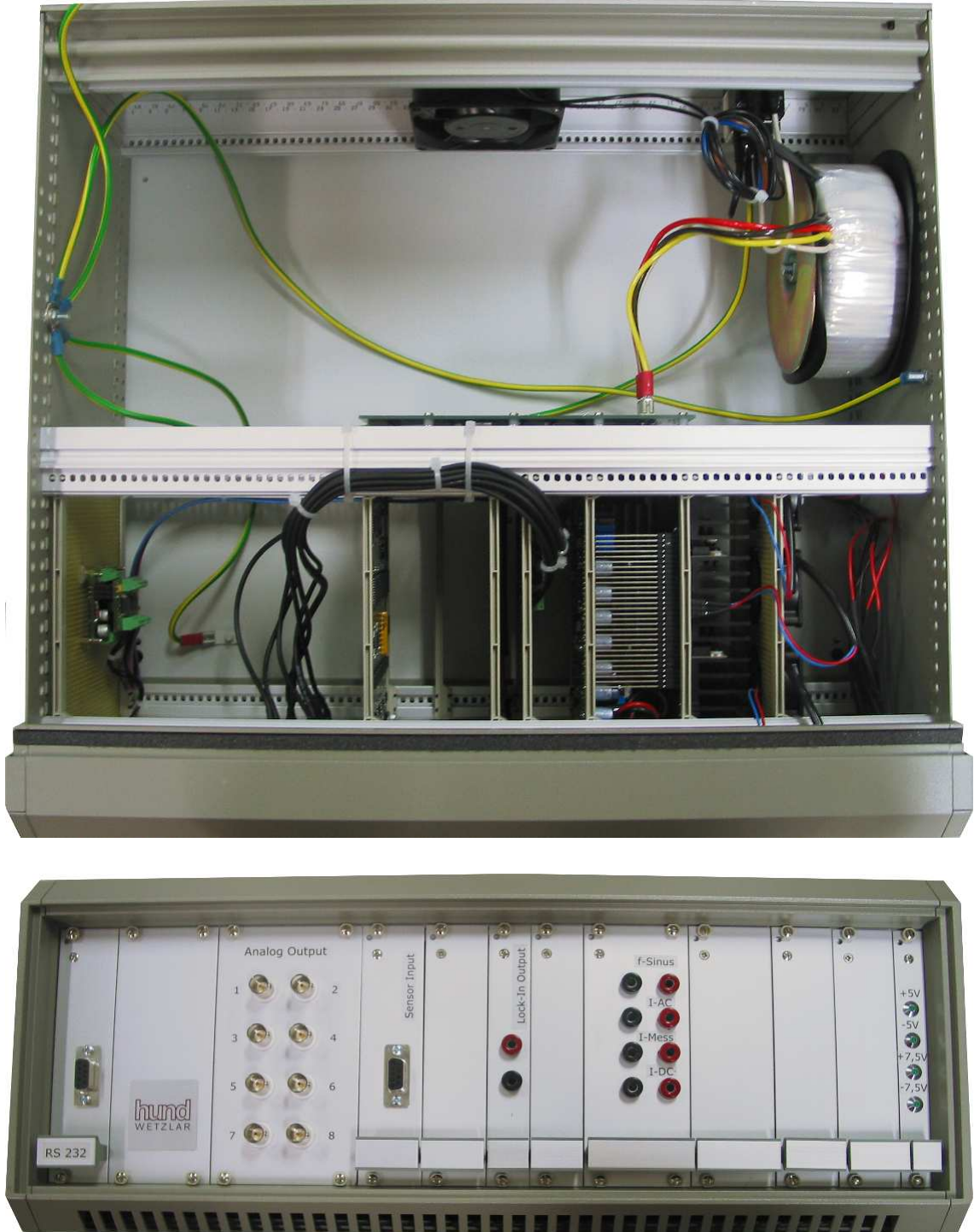


Abbildung 9.4: Für die Wirbelstrommessungen verwendeter Mehrkanal Lock-In-Verstärker.
Oben: „Innenleben“, Unten: Frontansicht.

Abbildungsverzeichnis

Schweißnahtverbindungen in der Industrie

2.1	Absatzmärkte für Aluminiumprodukte	9
2.2	Schweißen von Stringer-Profilen	10
2.3	Industrielle Schweißverfahren	11
2.4	Tiefschweißeffekt	15
2.5	Laserschweißung mit und ohne Zusatzdraht	16
2.6	Fehlerhafte Schweißnaht	19
2.7	Typischer Auswurf einer Schweißnaht in Aluminium	19
2.8	Typischer Heißriß einer Schweißnaht in Aluminium	19

Detektion von Defekten in Schweißnahtverbindungen

3.1	Wirbelstromverdrängung	24
3.2	Doppel-D Spule	26
3.3	Dual-gradiometrisches Spulensystem	26
3.4	Durch das dual-gradiometrische Spulensystem induzierte Wirbelstromdichte	27
3.5	Aufbau eines Fluxgate-Magnetometers	29
3.6	Prinzipschaltung von dc SQUID und rf SQUID	30
3.7	Fluß-Regel-Schleife	31
3.8	Physikalische Kompensation des Anregungsfeldes	34
3.9	LiftOff-Effekt	35
3.10	Kanteneffekt	36
3.11	Leitfähigkeitsschwankung in Aluminium	37

AMR-Sensoren

4.1	Magnetisierte ellipsoidförmige Schicht in einem äußeren Magnetfeld	42
4.2	Stoner-Wohlfarth Asteroide mit zwei äußeren Magnetfeldern	43
4.3	Zweistrommodell von Mott	45

Finite-Elemente-Simulationen

5.1 Vorgehensweise bei der Finite-Elemente-Methode 49

5.2 Finite Funktion 51

5.3 Typische FEM-Koeffizientenmatrix 52

5.4 Möglichkeiten zur Diskretisierung eines FEM-Modells 54

5.5 Vergleich verschiedener Diskretisierungsmethoden 59

5.6 FEM-Modell mit verschiedenen großen Poren 62

5.7 FEM-Modell mit induzierter Oberflächenstromdichte bei gradiom. Anregung . . 63

5.8 Wirbelstromverdrängung durch eine Pore 63

5.9 Sekundäres B -Feld verursacht durch eine Pore 64

5.10 Magnetfeldstärke B_z von einer 200 μm Pore in 1 mm Tiefe 65

5.11 Peak-to-peak Magnetfeldstärke B_z für Phasenlagen von 0° bis 360° 66

5.12 Optimale Phasenlagen für Frequenzen bis 120 kHz 66

5.13 Feldstärken verschieden großer Poren in Abhängigkeit der Anregungsfrequenz . . 67

5.14 Optimale Anregungsfrequenz für eine 200 μm Pore in 1 mm Tiefe in AlMg3 . . . 68

5.15 Optimale Anregungsfrequenzen für drei Porendurchmesser 68

5.16 Optimale Anregungsfrequenz für eine 200 μm Pore in 2 mm Tiefe in AlMg3 . . . 69

5.17 Wirbelstromverdrängung durch einen Riß 70

5.18 B_z für eine AlMg3 Matrix in Abh. der Leitfähigkeit eines 200 μm Einschlußes . . 71

5.19 B_z für 3 Matrixmaterialien in Abh. der Leitfähigkeit eines 200 μm Einschlußes . 74

5.20 B_z in Abhängigkeit des Abstandes Sensor-zu-Einschluß 75

5.21 $B_z(\frac{z}{2})/B_z(z)$ in Abhängigkeit des Sensor-Abstandes für verschiedene Einschlue 76

5.22 $B_z(\frac{r}{2})/B_z(r)$ in Abhängigkeit des Sensor-Abstandes 77

5.23 Frequenzabhängigkeit von κ 78

Aufbau eines Meßsystems zur Schweißnahtprüfung

6.1 Aufbau des Wirbelstrom-Meßsystems 80

6.2 Wirbelstrom-Prüfstand für die Schweißnahtinspektion 80

6.3 AMR Linien-Array MSK7 83

6.4 Kennlinie des AMR-Sensor-Arrays MSK7 84

6.5 Temperaturabhängigkeit des AMR-Sensor-Arrays MSK7 85

6.6 Ortsauflösung des AMR-Sensor-Arrays MSK7 86

6.7 Rauschspektrum AMR Linien-Array MSK7 86

6.8 Positioniereinheit für das AMR-Linien-Array 87

6.9 LabVIEW-Oberfläche des Mehrkanal-Meßprogramms 88

6.10 Spannvorrichtung für Schweinahtprüfteile 90

Abbildungsverzeichnis	135
-----------------------------	-----

Messungen und Ergebnisse

7.1 Nahtverfolgung auf optischer Basis, Prinzip der Triangulation	92
7.2 Nahtfindung mittels zweier Linienscans	93
7.3 Nahtverfolgung einer 90°-Ecke	95
7.4 Nahtverfolgung einer sinusförmigen Naht	96
7.5 Auflösungsvermögen der Nahtnachführung	97
7.6 Messung einer porösen Schweißnaht für Anregungsfrequenzen von 10–80 kHz ..	99
7.7 Mehrkanal-Messung mit dem AMR-Linien-Array MSK7	101
7.8 Mehrkanal-Messung mit dem AMR-Linien-Array MSK7 zur Reproduzierbarkeit ..	102
7.9 Messung einer fehlerfreien Schweißnaht	104
7.10 Messung einer fehlerfreien Schweißnaht (ohne LiftOff)	104
7.11 Oberflächen-Topologie einer Laserschweißnaht	105
7.12 Messung einer fehlerfreien Schweißnaht (ohne Nahtsignal)	106
7.13 Nahtsignal vor und nach der Subtraktion	107
7.14 Diskretisierung der Schweißnahtoberfläche korrespondierend zu Abb. 7.11	107
7.15 Stromverteilung auf einer Schweißnahtoberfläche (FEM)	108
7.16 Messung einer fehlerbehafteten Schweißnaht	111
7.17 Photographie der Schweißnaht aus Abbildung 7.16	111
7.18 Skizze der Laserschweißnaht mit eingebrachten Referenzdefekten	114
7.19 Magnetfeldverteilung von Referenzdefekten in einer AlMg3 Laserschweißnaht ..	115
7.20 Magnetfeldstärke der Referenzdefekte für verschiedene Defekt-Radii	116
7.21 Statistische Abweichung der Feldamplituden für den 300 μm Referenzdefekt ..	116
7.22 Auf das Volumen normierte Referenzsignale	117
7.23 Merkmal ΔMaxMin	119
7.24 Vergleichsmessung mit einem Fluxgate	121
7.25 Schweißnähte, die ein mangelhaftes Durchschweißen aufweisen	122
7.26 Fehlende Schweißnaht	123

Anhang

9.1 Lock-In-Verstärker	127
9.2 Implementierung der Drift-Filter in LabVIEW	128
9.3 Achsdefinition des Roboters HP1	130
9.4 Mehrkanal Lock-In-Verstärker	131

Tabellenverzeichnis

Schweißnahtverbindungen in der Industrie

- 2.1 Bewertungsgruppen DIN EN 13919-2 20
- 2.2 Grenzwerte der Bewertungsgruppen für Risse und Poren 20

AMR-Sensoren

- 4.1 Vergleich wichtiger ferromagnetischer Dünnschicht-Materialien 44

Finite-Elemente-Simulationen

- 5.1 Vergleich verschiedener Diskretisierungsmethoden 59
- 5.2 Maximale Feldstärken 1 mm tiefer Poren in Abhängigkeit der Porengröße 68
- 5.3 Maximale Feldstärken 2 mm tiefer Poren in Abhängigkeit der Porengröße 69
- 5.4 Maximale Feldstärken 1 mm tiefer Risse in Abhängigkeit der Querschnittsfläche 70

Messungen und Ergebnisse

- 7.1 Rauschquellen und deren Einfluß auf die Wirbelstromprüfung 109
- 7.2 Magnetfeldstärken der Referenzdefekte für verschiedene Defekt-Radii 117

Anhang

- 9.1 Curie-Temperatur für einige ferromagnetische Materialien 127
- 9.2 Pinbelegung AMR Linien-Array MSK7 129
- 9.3 Technische Daten des cw-Lasers HL 703 D 129

Literaturverzeichnis

- [1] Gesamtverband der Aluminiumindustrie e.V. (GDA), <http://www.aluinfo.de>, 2003
- [2] R. Jaeckel, idw Pressemitteilung, *Das Fraunhofer IWS Dresden weiht XXL-Laserschweißanlage ein*, <http://idw-online.de/pages/de/news83256>, 2004
- [3] R. Killing, D. Böhme, F.D. Hermann, *Handbuch der Schweißverfahren*, 2 Bd., Dt. Verlag für Schweißtechnik, 1984
- [4] J. Ruge, *Handbuch der Schweißtechnik*, 3. Auflage, Springer Verlag, 1991
- [5] U. Dilthey, *Schweißtechnische Fertigungsverfahren*, 2. Auflage, Springer Verlag, 1994
- [6] W. Lange, *Einführung in die Laserphysik*, 2. Auflage, Wissenschaftliche Buchgesellschaft Darmstadt, 1994
- [7] K. Jesse, *Laser-Grundlagen und moderne Trends*, VDE Verlag, 1999
- [8] W. Amende, *Laserstrahltechnologien in der Schweißtechnik*, DVS Verlag, 1989
- [9] W.W. Duley, *Laser Welding*, Wiley-Interscience, 1999
- [10] F. von Alvensleben, C. Schmid, *Laserstrahlschweißen – Prozesse, Werkstoffe, Fertigung und Prüfung*, Handbuch zum BMBF-Projektverband „Qualifizierung von Laserverfahren“, DVS Verlag, 2000
- [11] F. Wagner, *Lasermaterialbearbeitung: Fügen und Oberflächenbehandlung*, Bremer Institut für Angewandte Strahltechnik (BIAS), <http://www.bias.de/AboutUs/Structure/LMB/Lasermaterialbearbeitung.pdf>, 2003
- [12] R.H. Bossi, F.A. Iddings, G.C. Wheeler, *Radiographic Testing*, Nondestructive Testing Handbook, Vol. 4, American Society for Nondestructive Testing, 2002
- [13] R. Halmshaw, *Industrial Radiology: Theory and Practice*, 2. Auflage, Kluwer Academic Publishers, 1995
- [14] A.C. Kak, M. Slaney, *Principles of Computerized Tomographic Imaging*, IEEE Press, 1988
- [15] J. Krautkrämer, *Ultrasonic Testing*, Springer Verlag, 1983
- [16] J. Blitz, G. Simpson, *Ultrasonic Methods of Nondestructive Testing*, Kluwer Academic Publishers, 1996
- [17] V. Deutsch, M. Platte, M. Vogt, *Ultraschallprüfung – Grundlagen und industrielle Anwendungen*, Springer Verlag, 1997

- [18] J. Blitz, *Electrical and Magnetic Methods of Nondestructive Testing*, Adam Hilger, 1991
- [19] H. Libby, *Introduction to Electromagnetic Nondestructive Test Methods*, Wiley-Interscience, 1971
- [20] W. Lord, *Electromagnetic Methods of Nondestructive Testing*, Gordon and Breach, 1985
- [21] D.J. Hagemaiier, *Fundamentals of Eddy Current Testing*, American Society for Non-destructive Testing, 1990
- [22] M. von Kreutzbruck, *Untersuchungen zur zerstörungsfreien Prüfung mittels Wirbelstromanregung unter Verwendung von SQUIDs*, Dissertation, Institut für Angewandte Physik, Universität Gießen, 1998
- [23] G. Gierelt, *Untersuchungen zur adaptierten Wirbelstromanalyse zum Einsatz von Magnetfeldsensorik in der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung*, Diplomarbeit, Institut für Angewandte Physik, Universität Gießen, 2002
- [24] S. Udpa, *Electromagnetic Testing*, Nondestructive Testing Handbook, Vol. 5, American Society for Nondestructive Testing, 2002
- [25] R. Popovic, W. Heidenreich, *Magnetogalvanic Sensors*, in Sensors Vol. 5, Hrsg. R. Böll, K.J. Overshott, VCH, 1989
- [26] K. Allweins, *Analyse zur Fehlerdetektion an Nietnahtverbindungen im Flugzeugbau mittels Wirbelstromverfahren und hochauflösender Magnetfeldsensorik*, Diplomarbeit, Institut für Angewandte Physik, Universität Gießen, 2000
- [27] M. von Kreutzbruck, K. Allweins, C. Heiden, *Fluxgate-Magnetometer for the Detection of Deep Lying Defects*, Proceedings of 15th WCNDT, 2000
- [28] A. Barone, G. Paterno, *Physics and Applications of the Josephson Effect*, John Wiley and Sons, 1982
- [29] D. Drung, *Advanced SQUID Readout Electronics*, in SQUID Sensors: Fundamentals, Fabrication and Applications, H. Weinstock (ed.), Kluwer Academic Publishers, S. 63-116, 1996
- [30] J. Clarke, *SQUIDs: Theory and Practice*, in New Superconducting Electronics, H. Weinstock and R.W. Ralston (ed.), Kluwer Academic Publishers, S. 123-180, 1993
- [31] J. Clarke, *SQUID Fundamentals*, in SQUID Sensors: Fundamentals, Fabrication and Applications, H. Weinstock (ed.), Kluwer Academic Publishers, S. 1-62, 1996
- [32] W.G. Jenks, S.S.H. Sadeghi, J.P. Wikswo Jr., *SQUIDs for Nondestructive Evaluation*, Journal of Physics D: Applied Physics 30 (3), S. 293-323, 1997
- [33] M. Mück, C. Welzel, A. Farr, F. Schölz, W. Singer, *Nondestructive Testing of Niobium Sheets for Superconducting Resonators*, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 13, S. 239-244, 2003

- [34] K. Allweins, M. von Kreutzbruck, G. Gierelt, H.-J. Krause, S. Gärtner, W. Wolf, *Defect Detection in Thick Aircraft Samples Using HTS SQUID Magnetometer*, Physica C, S. 368-371, 2002
- [35] M. von Kreutzbruck, K. Allweins, T. Ruhl, M. Mück, C. Heiden, H.J. Krause, R. Hohmann, *Defect Detection and Classification Using a SQUID Based Multiplefrequency Eddy Current NDE System*, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 11 (1), S. 1032-1037, 2001
- [36] R. Hohmann, H.-J. Krause, H. Soltner, M.I. Faley, Y. Zhang, D.F. He, C.A. Copetti, H. Bousack, C. Heiden, A.I. Braginski, *HTS SQUID System with J-T-Cryocooler for Eddy Current Nondestructive Evaluation of Aircraft Structures*, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 7, S. 2860-2865, 1997
- [37] Y. Hatsukade, N. Kasai, H. Takashima, A. Ishiyama, *Non-Contact SQUID-NDT Method Using a Ferrite Core for Carbon-Fibre Composites*, Superconductor Science and Technology 15, S. 1728-1732, 2002
- [38] P. Grosse, *Freie Elektronen in Festkörpern*, Springer-Verlag, 1979
- [39] R.F. Gross, A. Marx, *Grundlagen der Magnetelektronik*, Vorlesungsskript des Walther-Meißner-Instituts, Garching, 2001
- [40] Z.M. Ziman, *Electrons and Phonons*, Calderon Press, S.49, 1963
- [41] P. Grünberg, R. Schreiber, Y. Pang, M.B. Brodsky, H. Sowers, *Layered Magnetic Structures: Evidence for Antiferromagnetic Coupling of Fe Layers across Cr Interlayers*, Physical Review Letters 57, S. 2442-2445, 1986
- [42] M.N. Baibich, J.M. Broto, A. Fert, F.N. van Dau, F. Petroff, P. Eitenne, G. Creuzet, A. Friederich, J. Chazelas, *Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices*, Physical Review Letters 61, S. 2472-2475, 1988
- [43] A.E. Berkowitz, J.R. Mitchell, M.J. Carey, A.P. Young, S. Zhang, F.E. Spada, F.T. Parker, A. Hutten, G. Thomas, *Giant magnetoresistance in Heterogeneous Cu-Co Alloys*, Physical Review Letters 68, S. 3745-3748, 1992
- [44] J.S. Moodera, L.R. Kinder, T.M. Wong, R. Meservey, *Large Magnetoresistance at Room Temperature in Ferromagnetic Thin Film Tunnel Junctions*, Physical Review Letters 74, S. 3273-3276, 1995
- [45] R.M. Kusters, J. Singleton, D.A. Keen, R. McGreevy, W. Hayes, *Magnetoresistance Measurements on the Magnetic Semiconductor $Nd_{0.5}Pb_{0.5}MnO_3$* , Physica B, Vol. 155, S. 362-365, 1989
- [46] R. von Helmolt, J. Wecker, B. Holzapfel, L. Schultz, K. Samwer, *Giant Negative Magnetoresistance in Perovskitelike $La_{2/3}Ba_{1/3}MnO_x$ Ferromagnetic Films*, Physical Review Letters 71, S. 2331-2333, 1993
- [47] M. von Kreutzbruck, A. Theiss, M. Mück, C. Heiden, *Compensation Electronics for Larger Dynamic Range of a SQUID Based Nondestructive Evaluation System*, Review of Scientific Instruments, Vol. 70, No. 9, 1999

- [48] U. Baby, *Spezielle Entwicklungen zum Wirbelstromverfahren für die zerstörungsfreie Materialprüfung unter Verwendung von HT_c -SQUIDS*, Diplomarbeit, Institut für Angewandte Physik, Universität Gießen, 1998
- [49] T. Varpula, T. Poutanen, *Magnetic Field Fluctuations Arising from Thermal Motion of Electric Charge in Conductors*, Journal of Applied Physics 55 (11), S. 4015-4021, 1984
- [50] W. Thomson, *On the Electrodynamic Qualities of Metal: Effects on the Electric Conductivity of Nickel and of Iron*, Proceedings of the Royal Society, S. 546-550, 1857
- [51] U. Dibbern, *Magnetoresistive Sensors*, in Sensors Vol. 5, Hrsg. R. Böll, K.J. Overshott, VCH, 1989
- [52] T.R. McGuire, R.I. Potter, *Anisotropic Magnetoresistance in Ferromagnetic 3D Alloys*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 11 (4), 1975
- [53] E.N. Mitchell, H.B. Hawkass, H.D. Bule, J.B. Streeper, *Compositional and Thickness Dependence of the Ferromagnetic Anisotropy in Resistance of Iron-Nickel Films*, Journal of Applied Physics, Vol. 35 (9), S. 2604-2608, 1964
- [54] E.C. Stoner, E.P. Wohlfarth, Philosophical Transactions of the Royal Society, A 240, S. 599-642, 1948
- [55] D.O. Smith, *Static and Dynamic Behavior of Thin Permalloy Films*, Journal of Applied Physics, Vol. 29 (3), S. 264-273, 1958
- [56] M. Prutton, *Thin Ferromagnetic Films*, Butterworths, 1964
- [57] K.L. Chopra, *Thin Film Phenomena*, Kapitel 6, Mc-Graw-Hill, 1969
- [58] K.Fuchs, *Conductivity of Thin Metallic Films*, Proceedings of the Cambridge Philosophical Society, Vol. 34, S. 100-108, 1938
- [59] E.H. Sondheimer, *The Mean Free Path of Electrons in Metals*, Advances in Physics, Vol. 1, S. 1-42, 1952
- [60] R.W. Berry, M. Hall, M.T. Harris, *Thin Film Technology*, Kapitel 6, Van Nostrand Reinhold, 1968
- [61] K. Solt, *Magnetic, Structural and Magnetoresistive Properties of Magnetron-Sputtered Thin Ni-Fe Films*, Thin Solid Films 125, S.251-256, 1985
- [62] S.R. Herd, K.Y. Ahn, *Magnetic Domain Structures in Multilayered NiFe Films*, Journal of Applied Physics, Vol. 50 (B3), S. 2384-2386, 1979
- [63] N.F. Mott, *The electrical Conductivity of Transition Metals*, Proceedings of the Royal Society, Vol. A 153, S. 699-726, 1936
- [64] N.F. Mott, H.H. Wills, *Resistance and Thermoelectric Properties of the Transition Metals*, Proceedings of the Royal Society, Vol. A 156, S. 368-382, 1936
- [65] J. Smit, *Magnetoresistance of Ferromagnetic Metals and Alloys at Low Temperatures*, Physica 16, S. 612-627, 1951

- [66] F.N. Hooge, A.M.H. Hoppenbrouwers, *1/f Noise in Continuous Thin Gold Films*, Physica A (45), S. 386-392, 1969
- [67] R.F. Voss, J. Clark, *Flicker (1/f) Noise: Equilibrium Temperature and Resistance Fluctuations*, Physical Review B (13), S. 556-573, 1976
- [68] P. Dutta, P.M. Horn, *Low Frequency Fluctuations in Solids: 1/f Noise*, Review of Modern Physics (53), S. 497-516, 1981
- [69] H.R. Schwarz, *Methode der Finiten Elemente*, 3. Auflage, Teubner Verlag, 1991
- [70] S.C. Brenner, L.R. Scott, *The Mathematical Theory of Finite Element Methods*, Springer Verlag, 2002
- [71] K. Knothe, H. Wessels, *Finite Elemente*, 3. Auflage, Springer Verlag, 2002
- [72] A. Kost, *Numerische Methoden in der Berechnung elektromagnetischer Felder*, Springer Verlag, 1994
- [73] P. Knabner, L. Angermann, *Numerik partieller Differentialgleichungen*, Springer Verlag, 2000
- [74] G. Ghinoe, R.D. Graglia, C. Rosati, *A New General-Purpose Two-Dimensional Mesh Generator for Finite Elements, Generalized Finite Differences and Moment Method Applications*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24 (1), S. 307-310, 1988
- [75] N.A. Golias, T.D. Tsiboukis, *Three Dimensional Automatic Adaptive Mesh Generation*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28 (2), S. 1700-1703, 1992
- [76] C. Neagoe, F. Ossart, *Analysis of Convergence in Nonlinear Magnetostatic Finite Element Problems*, Proceedings of Compumag 93, Miami, 1993
- [77] K.J. Binns, P.J. Lawrenson, C.W. Trowbridge, *The Analytical and Numerical Solution of Electric and Magnetic Fields*, J. Wiley and Sons, 1992
- [78] VectorFields OPERA, <http://www.vectorfields.co.uk>
- [79] B.J. Roth, N.G. Sepúlveda, J.P. Wikswo Jr., *Using a Magnetometer to Image a Two-Dimensional Current Distribution*, Journal of Applied Physics, Vol. 65 (1), S. 361-372, 1989
- [80] R.E. Beissner, *Boundary Element Model of Eddy Current Flaw Detection in Three Dimensions*, Journal of Applied Physics, Vol. 60 (1), S. 352-356, 1986
- [81] N.G. Sepúlveda, J.P. Wikswo Jr., *A Numerical Study of the Use of Magnetometers to Detect Hidden Flaws in Conducting Objects*, Journal of Applied Physics, Vol. 79 (4), S. 2122-2135, 1996
- [82] M. von Kreutzbruck, *Squid as a Magnetosensor for Advanced Eddy Current Applications in Nondestructive Testing*, Habilitationsschrift, Institut für Angewandte Physik, Universität Gießen, 2005

- [83] R.P. Hunt, *A Magnetoresistive Readout Transducer*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 7 (1), S. 150-154, 1971
- [84] D.M. Bates, D.G. Watts, *Nonlinear Regression Analysis and Its Applications*, J. Wiley and Sons, 1988
- [85] R.R. Meyer, P.M. Roth, *Modified Damped Least Squares: An Algorithm for Nonlinear Estimation* Journal of Applied Mathematics 9, S. 218-233, 1972
- [86] D.A. Ratkowsky, *Nonlinear Regression Modeling – A Unified Practical Approach*, Marcel Dekker, 1983
- [87] K. Allweins, M. von Kreutzbruck, G. Gierelt, *Defect Detection in Aluminium Laser Welds Using an Anisotropic Magnetoresistive Sensor Array*, Journal of Applied Physics, Vol. 97 (10), S. 10Q102, 2005
- [88] Bartington, *Mag-03 Three-Axis Fluxgate Magnetometers*, <http://www.bartington.com/mag03.htm>, 2005
- [89] J. Dechert, M. Mück, C. Heiden, *A LTS SQUID Microscope for Room Temperature Samples*, IEEE Transactions on Applied Superconductivity 9, S. 4111-4114, 1999

Danksagung

Die vorliegende Arbeit wurde am Institut für Angewandte Physik der Justus-Liebig-Universität Gießen angefertigt. Ich bedanke mich bei allen, die zum erfolgreichen Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt

- *Prof. Dr. C.D. Kohl* für sein Interesse am Fortgang der Untersuchungen sowie die Bereitstellung der dafür notwendigen Mittel.
- *Dr. habil. M. von Kreutzbruck* für die interessante Thematik sowie seine Unterstützung beim Fortgang dieser Arbeit in Form von Anregungen und konstruktiven Diskussionen.
- *G. Lembke* und *F. Gruhl* für die Zusammenarbeit sowie die hilfreichen Gespräche.
- *Prof. Dr. G. Thummes* für seine Unterstützung.
- *C. Mucha, Dr. T. Göddenhenrich, M. Dietrich, T. Wagner, N. Felde, J. Glaum* und allen anderen Mitgliedern des Instituts für die angenehme Arbeitsatmosphäre.
- *M. Bommel* und *K. Schneider* für die Fertigung und Überlassung von Schweißnahtproben sowie für ihre Unterstützung bei der Bestimmung der Oberflächentopologien der Nähte.
- *M. Wagner* stellvertretend für die unbürokratische Arbeit der feinmech. Werkstatt.
- *D. Kirschbaum, A. Gabriel* sowie *B. Reichhardt* für ihre Unterstützung.
- *N. Seehagen* stellvertretend für die Elektronik-Werkstatt.

Abschließend gilt mein ganz besonderer Dank *meinen Eltern und Großeltern* für die finanzielle und moralische Unterstützung während des Studiums und der Promotion, ohne die diese Arbeit nicht hätte fertiggestellt werden können.

Ich versichere, daß ich – Kai Allweins – die vorliegende Arbeit selbständig verfaßt habe und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe.