

# Aufbau einer Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Prüfverfahren



DISSERTATION

Zur Erlangung des Grades  
des Doktors der Ingenieurwissenschaften  
der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät III  
Chemie, Pharmazie, Bio- und Werkstoffwissenschaften  
der Universität des Saarlandes

von

Dipl.-Ing. Albert Kloster

Saarbrücken 2008

Tag des Kolloquiums:

4. April 2008

Dekan:

Prof. Dr. U. Müller

Berichterstatter:

Prof. Dr. M. Kröning

Prof. Dr. B. Hillemeier

## Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Prüfverfahren aufgebaut, welche es ermöglicht, den Entwicklungsaufwand vom Prototyp bis zu einer fertigen Prüflösung zu reduzieren. Das erstellte Lastenheft gibt die Anforderungen an die Entwicklungsplattform wieder. Zur Sensorauswahl wurden unterschiedliche Magnetfeldsensoren hinsichtlich der Einsatztauglichkeit zur Streuflussprüfung untersucht und in Konsequenz GMR-Sensoren und Hall-Sonden als Basiselemente für die Streufluss-Sensorik gewählt. Es wurde gezeigt, worin die prinzipiellen Unterschiede zwischen der Magnetpulver (MP)-Prüfung und der sensorgestützten Streuflussprüfung bestehen. Darüberhinaus wurde ein Vergleich zwischen den beiden Verfahren sowie eine Abgrenzung gegenüber anderen zFP-Verfahren gegeben. Im Bereich der MP-Prüfung existieren Anwendungen, bei welchen aus Geometriegründen nicht 100% der Werkstückoberfläche geprüft werden kann. So ist beispielsweise die Prüfung von Verzahnungen mittels Magnetpulver zwar grundsätzlich möglich, aber in bestimmten Fällen sind die Verzahnungen so konstruiert, dass sich das Prüfmittel im Zahngrund ansammelt und einen verschlechterten Kontrast der Rissanzeige bewirkt. Dieser Umstand erschwert eine Automatisierung der MP-Prüfung und auch der menschliche Prüfer wird durch die schlechtere Kontrastsituation häufig überfordert.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde gezeigt, dass der Einsatz eines sensorgestützten Streuflussverfahrens zur Prüfung von Verzahnungen auf Härterisse möglich ist. Die Nachweisgrenze dieses Verfahrens wurde sowohl experimentell unter Nutzung der aufgebauten Entwicklungsplattform als auch numerisch ermittelt. Es konnte ein mathematischer Zusammenhang zur Abschätzung der Nachweisbarkeit von Rissen in Abhängigkeit von der Risttiefe und der Sensorabhebung aufgestellt werden. Zur Erfüllung von wachsenden Anforderungen der Hersteller hinsichtlich Prüfgeschwindigkeit wurden verschiedene Abtastmethoden erarbeitet und für die Praxis umgesetzt. Es wurden mit Hilfe der Entwicklungsplattform unterschiedliche Prüfsysteme aufgebaut. Anhand dieser praktischen Beispiele wurde gezeigt, dass sich das Einsatzgebiet der Entwicklungsplattform von der Mikrorissprüfung kleiner Flächen von wenigen mm<sup>2</sup> bis hin zur Prüfung großer Spannbetonflächen von mehreren hundert Quadratmetern auf Spanndrahtbrüche erstreckt.

Schlagwörter:

Magnetischer Streufluss, Magnetfeldsensoren, GMR, Sensorgruppen, Risse, Spanndrahtbruch, Abtastverfahren

## Abstract

A development platform for low-frequency magnetic testing techniques, which allows a reduction of development efforts and costs from prototyping to final solution, has been designed. The specification states the requirements for the development platform.

To determine the application capability for flux leakage inspections, different sensors have been evaluated and GMR and Hall sensors have been selected as fundamental magnetic flux sensors. The principle differences between magnetic particle testing and sensor-based flux leakage technique have been identified and a comparison between the different techniques, including their limitations has been provided. When conventional magnetic particle methods are applied, a complete, 100% coverage of the test area can often not be achieved, for example gear tooth systems. Magnetic particle inspection of gear tooth systems is generally possible but in certain cases leads to the accumulation of the test fluids (wet bath) in the root of the gear tooth in such a way that it masks potential flaw (crack) indications. Under these circumstances, automated magnetic particle inspection systems and conventional manual magnetic particle inspection personal are often overburdened, due to the poor visibility (contrast) of the flaw indication.

This thesis has demonstrated that the sensor-based magnetic flux leakage technique is applicable for the detection of heat-treatment cracking in gear tooth system parts and components. The sensitivity of the sensor-based magnetic flux leakage technique has been determined experimentally, applying the development platform, as well as numerically. A mathematical interrelation for the computation of detection limits for crack indications relative to crack depth and sensor lift-off was established. To satisfy increasing inspection speeds, required by manufacturing, different scanning techniques have been developed and were implemented into practical applications. Different nondestructive inspection systems have been designed by implementing this development platform.

These practical examples have demonstrated that the application potential of the development platform ranges from the inspection for micro-cracking of small surface areas of only a few square millimeters to rather large areas, such as several hundred square meters of pre-stressed concrete sections for the detection of tension wire cracking.

Keywords:

Magnetic flux leakage, magnetic field sensors, giant magneto resistance (GMR), array, cracking, pre-stress steel fracture, scan techniques

# Inhaltsverzeichnis

|            |  |           |
|------------|--|-----------|
| <b>1</b>   | <b>EINLEITUNG UND ZIELSETZUNG</b>  | <b>1</b>  |
| <b>2</b>   | <b>THEORETISCHE GRUNDLAGEN</b>   | <b>2</b>  |
| <b>2.1</b> | <b>Maxwell-Gleichungen der Magnetostatik</b>   | <b>2</b>  |
| <b>2.2</b> | <b>Wirkung des Magnetfeldes auf ferromagnetische Werkstoffe</b>  | <b>5</b>  |
| 2.2.1      | Ferromagnetismus   | 5         |
| 2.2.2      | Magnetisierung des Werkstoffes   | 7         |
| 2.2.3      | Magnetisierung der Probe   | 10        |
| <b>2.3</b> | <b>Magnetisches Streufeld am Defekt</b>  | <b>12</b> |
| <b>3</b>   | <b>STAND DER TECHNIK</b>   | <b>16</b> |
| <b>3.1</b> | <b>Magnetpulverprüfung</b>   | <b>16</b> |
| <b>3.2</b> | <b>Sondengestützte Streuflussprüfung</b>   | <b>18</b> |
| 3.2.1      | Induktive Sensoren   | 21        |
| 3.2.1.1    | Spulen   | 22        |
| 3.2.1.2    | Förstersonden  | 24        |
| 3.2.2      | Galvanomagnetische Sensoren  | 31        |
| 3.2.2.1    | Hallsensoren   | 32        |
| 3.2.2.2    | AMR-Sensoren   | 34        |
| 3.2.3      | Sensoren mit spinbedingter Magnetfeldempfindlichkeit   | 38        |
| 3.2.3.1    | GMR-Sensoren   | 38        |
| 3.2.3.2    | TMR-Sensoren   | 44        |
| 3.2.4      | SQUID  | 46        |
| 3.2.5      | Sensorauswahl  | 48        |
| 3.2.5.1    | Eigenbarkhausenrauschen der MR-Sensoren  | 50        |
| 3.2.6      | Vergleich zwischen sondengestützter Streuflussprüfung und MP-Prüfung                                   | 53        |
| 3.2.7      | Abgrenzung der sensorgestützten Streuflussprüfung gegenüber<br>anderen zerstörungsfreien Prüfverfahren | 56        |
| 3.2.7.1    | Wirbelstromprüfung   | 56        |
| 3.2.7.2    | Ultraschallprüfung   | 58        |
| 3.2.7.3    | Röntgenprüfung   | 59        |
| 3.2.7.4    | Thermographieprüfung   | 61        |
| 3.2.7.5    | Farbeindringprüfung  | 61        |
|            |  | V         |

|            |  |            |
|------------|--|------------|
| 3.2.7.6    | Zusammenfassende Bewertung   | 61         |
| <b>4</b>   | <b>ENTWICKLUNGSPLATTFORM FÜR NIEDERFREQUENTE MAGNETISCHE PRÜFVERFAHREN</b>                           | <b>63</b>  |
| <b>4.1</b> | <b>Konzept der Entwicklungsplattform</b>   | <b>63</b>  |
| 4.1.1      | Modularität  | 63         |
| 4.1.2      | Lastenheft   | 64         |
| <b>4.2</b> | <b>Aufbau der Entwicklungsplattform</b>  | <b>67</b>  |
| 4.2.1      | Nachweisgrenzen der Streuflussprüfung mittels GMR-Sensoren   | 72         |
| 4.2.1.1    | Nachweisgrenze der Rissdetektion an induktiv gehärteten Bauteilen unter Nutzung von GMR-Gradiometern | 73         |
| 4.2.1.2    | Numerische Simulation zur Bestimmung der Nachweisgrenze des Streuflussverfahrens                     | 77         |
| 4.2.1.3    | Abhebeeffect   | 84         |
| 4.2.1.4    | Signalverarbeitung   | 90         |
| 4.2.2      | Zeitoptimierte Streuflussprüfung   | 100        |
| 4.2.2.1    | Sensorgruppen  | 100        |
| 4.2.2.2    | Rotationsscanner   | 103        |
| 4.2.3      | Technische Spezifikation der Entwicklungsplattform   | 107        |
| <b>4.3</b> | <b>Erstellung eines Prüfkonzeptes</b>  | <b>111</b> |
| <b>5</b>   | <b>ANWENDUNGSBEISPIELE</b>   | <b>113</b> |
| <b>5.1</b> | <b>Rissprüfung an induktiv gehärteten Bauteilen</b>  | <b>113</b> |
| 5.1.1      | Rissprüfung an induktiv gehärteten Scheiben  | 113        |
| 5.1.2      | Rissprüfung an induktiv gehärteten Verzahnungen  | 115        |
| <b>5.2</b> | <b>Spanndrahtbruchortung</b>   | <b>118</b> |
| <b>6</b>   | <b>ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK</b>  | <b>123</b> |

## Abkürzungsverzeichnis

|                     |  |
|---------------------|--|
| $\vec{D}$           | dielektrische Verschiebung [ $C \cdot m^{-2}$ ]  |
| $\vec{E}$           | elektrische Feldstärke [V]   |
| $\vec{H}$           | magnetische Feldstärke [ $A \cdot m^{-1}$ ]  |
| $\vec{B}$           | magnetische Induktion [T]  |
| $\Phi$              | magnetischer Fluss [Wb]  |
| $\vec{M}$           | Magnetisierung [ $A \cdot m^{-1}$ ]  |
| $\vec{\nabla}$      | Nabla-Operator [ $1 \cdot m^{-1}$ ]  |
| $\vec{j}$           | elektrische Stromdichte [ $A \cdot m^{-2}$ ]   |
| $\vec{A}$           | magnetisches Vektorpotential [ $V \cdot s \cdot m^{-1}$ ]                                    |
| $\mu_0$             | Permeabilität des Vakuums = $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ V} \cdot s \cdot A^{-1} \cdot m^{-1}$ |
| $\mu_r$             | Permeabilitätszahl   |
| $\mu_d$             | dynamische Permeabilität   |
| $\mu = \mu_0 \mu_r$ | magnetische Permeabilität [ $V \cdot s \cdot A^{-1} \cdot m^{-1}$ ]                          |
| $\mu_r$             | Permeabilität der begrenzten Probe [ $V \cdot s \cdot A^{-1} \cdot m^{-1}$ ]                 |
| $\mu_G$             | geometriebedingte Permeabilität [ $V \cdot s \cdot A^{-1} \cdot m^{-1}$ ]                    |
| $\chi$              | magnetische Suszeptibilität  |
| $B_r$               | Remanenzpunkt [T]  |
| $B_s$               | magnetische Sättigungsinduktion [T]  |
| $H_c$               | Koerzitivfeldstärke [ $A \cdot m^{-1}$ ]   |
| $H_s$               | Sättigungsmagnetfeldstärke [ $A \cdot m^{-1}$ ]  |
| $\sigma$            | magnetische Ladungsdichte [ $A \cdot m^{-1}$ ]   |
| $q_m$               | (fiktive) magnetische Ladung [A]   |
| $\vec{F}_m$         | magnetische Kraft auf Magnetpulverpartikel [N]   |
| $\vec{p}_m$         | magnetisches Moment des Magnetpulverpartikels [ $A \cdot m^{-2}$ ]                           |
| e, EMK              | elektromotorische Kraft [V]  |
| f                   | Frequenz [Hz]  |
| $\omega$            | Kreisfrequenz [Hz]   |
| $\vec{F}_L$         | Lorentz-Kraft [N]  |
| q                   | Elementarladung $\approx -1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$                                      |
| I                   | elektrischer Strom [A]   |
| U                   | elektrische Spannung [V]   |
| R                   | elektrischer Widerstand [Ohm]  |
| $\delta$            | Skin-Tiefe [m]   |
| c                   | Schallgeschwindigkeit [ $m \cdot s^{-1}$ ]   |
| $\lambda$           | Wellenlänge [m]  |
| i                   | imaginäre Einheit, $i^2 = -1$  |
| h                   | Scaling Filterkoeffizient  |
| g                   | Wavelet Filterkoeffizient  |

|                   |   |
|-------------------|---|
| $c_i$             | Skalierungs-Entwicklungskoeffizient   |
| $d_i$             | Wavelet-Entwicklungskoeffizient   |
| $L^2(\mathbb{R})$ | Raum der quadratisch integrierbaren reellen Funktionen                                    |
| AI                | analog input (Analogeingang)  |
| AMR               | anisotropic magnetoresistance (Anisotroper Magnetowiderstand)                             |
| AO                | analog output (Analogausgang)   |
| CMOS              | complementary metal–oxide–semiconductor<br>(komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter)        |
| CMR               | colossal magnetoresistance (kolossaler Magnetowiderstand)                                 |
| DAQ               | data acquisition board (Datenerfassungskarte)   |
| dB                | Dezibel   |
| DFT               | diskrete Fourier-Transformation   |
| DIO               | digital input/output (digitaler Ein- und Ausgang)   |
| DMA               | direct memory access (direkter Speicherzugriff)   |
| EMUS              | elektromagnetischer Ultraschall   |
| FEM               | Finite-Elemente-Methode   |
| FFT               | fast Fourier-Transformation (schnelle Fourier-Transformation)                             |
| GMI               | giant magnetoimpedance (Riesenmagnetoimpedanz)  |
| GMR               | giant magnetoresistance (Riesenmagnetowiderstand)   |
| i.O.              | in Ordnung  |
| IC                | integrated circuit (integrierte Schaltung)  |
| IZFP              | Institut für Zerstörungsfreie Prüfverfahren   |
| MFL               | magnetic flux leakage (magnetischer Streufluss)   |
| MMS               | modulares Messsystem  |
| MP-Prüfung        | Magnetpulver-Prüfung  |
| MR                | allgemeine Bezeichnung für magnetoresistive Effekte                                       |
| NDT               | non-destructive testing (zerstörungsfreie Prüfverfahren)                                  |
| n.i.O.            | nicht in Ordnung  |
| PCB               | Printed Circuit Board (Leiterplatte)  |
| PMS               | photothermisch modulierter Streufluss   |
| PP-Amplitude      | Peak-to-Peak-Amplitude  |
| SQUID             | Superconducting QUantum Interference Device<br>(Supraleitende Quanteninterferenzdetektor) |
| TMR               | tunnel magnetoresistance (Tunnelmagnetowiderstand)  |
| TRG               | Trigger   |
| zFP               | zerstörungsfreie Prüfverfahren  |



## **Vorwort**

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen der Erweiterung der Kompetenz des Fraunhofer-Institutes für Zerstörungsfreie Prüfverfahren auf dem Gebiet der sensorgestützten Streuflussprüfung und hatte zum Ziel, einen effizienten Weg zur Entwicklung einer kundenspezifischen Prüflösung zu erschließen. In dieser Arbeit skizziere ich das Konzept einer Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Prüfverfahren, welches sich an den in einem Lastenheft aufgelisteten Anforderungen orientiert. Das Konzept wurde im Rahmen der vorliegenden Dissertation praktisch realisiert und bildet somit ein Grundsystem zur Entwicklung neuer Prüflösungen auf dem Gebiet der magnetischen Streuflussprüfung. Eine breite Palette unterschiedlicher Magnetfeldsensoren wurde hinsichtlich der Tauglichkeit zur Streuflussmessung untersucht, mit dem Ziel aufgabenspezifische Sensorkonzepte erstellen zu können. Am Beispiel induktiv gehärteter Bauteile wurde das Einsatzpotential der sensorgestützten Streuflussprüfung beispielhaft dargestellt.

Einen wichtigen Zwischenschritt von der Streufeldmessung bis zur eigentlichen Prüfaussage stellt die Signalverarbeitung dar. Es wurden verschiedene Methoden zur Signalverarbeitung behandelt, die auch hinsichtlich der Verbesserung des Signal / Rausch-Verhältnisses bewertet wurden.

Es wurde weiterhin gezeigt, dass Praxisanforderungen an die Prüfgeschwindigkeit sowie -qualität durch den Einsatz von geeigneten Abtasttechniken erfüllt werden können. Die Entwicklungsplattform wurde für verschiedene Prüflösungen erfolgreich eingesetzt.

Saarbrücken, den 09.04.2008

Albert Kloster

## **Danksagung**

Mein besonderer Dank gebührt meinem Betreuer im Fraunhofer-Institut für zerstörungsfreie Prüfverfahren Herrn Prof. Dr. Kröning, der die strategische Wichtigkeit dieses Themas erkannt und die Durchführung der Doktorarbeit unterstützt hat. Weiterhin danke ich den Mitarbeitern der Abteilung Werkstoffcharakterisierung, Fehlerprüfung und Lebensdauermanagement und allen, die mir bei der Durchführung dieser Arbeit geholfen haben. Für die Übernahme des Zweitgutachtens und eine interessante Zusammenarbeit bin ich Herrn Prof. Dr. Hillemeier sehr dankbar. Herrn Dr. Dobmann danke ich für die fruchtbaren Diskussionen. Für die Betreuung auf dem Gebiet der Werkstoffcharakterisierung will ich Frau Dr. Altpeter meinen herzlichen Dank äußern. Ebenso bin ich Herrn Szielasko für die konstruktive Unterstützung und eine Vielzahl von Gesprächen und anregenden Ideen zu außerordentlichem Dank verpflichtet.

Der größte Dank gebührt dennoch meinen Eltern für die umfassende Unterstützung und Beistand während meiner Promotionszeit. Ohne ihre Hilfe und Ermunterung wäre mir eine Promotion nicht möglich gewesen.

## **1 Einleitung und Zielsetzung**

In der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung (zfP) wird eine Vielzahl von Prüfmethoden eingesetzt, welche verschiedene physikalische Messprinzipien nutzen wie z.B. mechanische Schwingungen, Teilchen- und elektromagnetische Strahlung u.a. Ein sehr verbreitetes zerstörungsfreies Prüfverfahren ist die magnetische Streuflussprüfung. Durch den Einsatz magnetischer Felder können oberflächennahe Ungängen in ferromagnetischen Werkstoffen detektiert werden.

Das magnetische Streuflussverfahren hat eine lange Tradition und zählt zu den ältesten und wohl zu den etabliertesten zerstörungsfreien Prüfverfahren. Die magnetische Streuflussprüfung ist heute weltweit Bestandteil moderner zerstörungsfreier Prüfanlagen in der Qualitätssicherung der metallherstellenden und -verarbeitenden Industrie. Die Streuflussprüfung wird während des Herstellungsprozesses, bei der Warenaus- und eingangsprüfung und im Rahmen von Wartungs- und Instandhaltungsarbeiten eingesetzt.

Leitungs- und Konstruktionsrohre für hohe Drücke oder mechanische Belastungen, Motor- und Fahrwerkskomponenten mit hohen thermischen und mechanischen Anforderungen sowie Flugzeugkomponenten sind Beispiele für die moderne Anwendung von Streuflussverfahren.

Nach der Art der Streuflussmessung bzw. -visualisierung unterscheidet man zwischen der Magnetpulver (MP)-Prüfung und der Sondenprüfung. Die MP-Prüfung ist weit verbreitet, und ihre Anwendung ist durch entsprechende Normen und Vorschriften festgelegt. Aufgrund der Entwicklung neuartiger, hochempfindlicher Sensortechniken durch Entdeckung neuer physikalischer Magnetfeldeffekte stellt die sensorgestützte Streuflussprüfung eine attraktive Alternative zur MP-Prüfung dar.

Das übergeordnete Ziel der vorliegenden Arbeit bestand darin, eine Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Verfahren mit einem hohen Potential an Flexibilität und Erweiterbarkeit aufzubauen und zu erproben. Die Entwicklungsplattform soll den Übergang von einer Laborlösung zum industriellen Gerät vereinfachen sowie das Einsatzpotential der sensorgestützten Streuflussprüfung erschließen.

## 2 Theoretische Grundlagen

Für die Weiterentwicklung einer Prüfmethode ist das Verständnis der dahinter stehenden physikalischen Phänomene von entscheidender Bedeutung. In diesem Kapitel werden die Maxwell-Gleichungen für den Fall stationärer Ströme beschrieben, die relevanten Eigenschaften ferromagnetischer Werkstoffe dargestellt und die Streufelder an Defekten berechnet.

### 2.1 Maxwell-Gleichungen der Magnetostatik

Für die magnetische Streuflussprüfung nutzt man elektromagnetische Phänomene. Diese Erscheinungen können mit den Maxwell-Gleichungen beschrieben werden:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho, \quad (2.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j}, \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0, \quad (2.4)$$

mit  $\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon \vec{E}$ ,  $\vec{H} = \vec{B} / \mu_0 \mu$ .

Unter stationären bzw. niederfrequenten Magnetfeldern versteht man solche Magnetfelder, welche sich mit der Zeit nicht bzw. nur geringfügig ändern (d.h.  $\partial \vec{B} / \partial t = \partial \vec{E} / \partial t = 0$ ) [Stra]. In diesem Fall lassen sich die Maxwell-Gleichungen für das magnetische und elektrische Feld voneinander entkoppeln und in eine einfachere Form umschreiben:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j}, \quad (2.5)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0. \quad (2.6)$$

Hiermit erhalten wir die Grundgleichungen der Magnetostatik. Die erste Gleichung besagt, dass das Magnetfeld durch stationäre Ströme verursacht und in  $\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$  gemessen wird<sup>1</sup>. Die zweite Gleichung trägt der empirischen Beobachtung Rechnung, dass keine magnetischen Monopole existieren, d.h. magnetische Feldlinien sind immer in sich geschlossen.

In der Praxis hat man jedoch häufig eine vorgegebene Stromverteilung (z.B. Stromdurchflutung oder eine Magnetisierungsspule), und muss dann das dadurch verursachte Magnetfeld

---

<sup>1</sup> Der Differenzialoperator  $\vec{\nabla}$  hat die Einheit  $\text{m}^{-1}$ .

berechnen [Dob2, Louk, Dyak]. Um diese Gleichungen nun auf eine allgemeine Weise lösen zu können, d.h. ohne eine spezielle Symmetrie zu verlangen und ohne intuitive Ansätze, bedient man sich analog zur Elektrostatik der Potentialtheorie. Man macht sich die Tatsache zunutze, dass  $\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} \times \text{Vektor} = 0$ . Zieht man (2.6) in Betracht, kann man die magnetische Induktion  $\vec{B}$  als Rotation eines anderen Vektorfeldes  $\vec{A}$  ausdrücken:

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}. \quad (2.7)$$

Das Vektorfeld  $\vec{A}$  nennt man Vektorpotential. Man merke, dass das gleiche Magnetfeld durch verschiedene Vektorpotentiale beschrieben werden kann. Dies rührt daher, dass die Rotation des Gradienten eines Skalarfeldes  $\psi$  definitionsgemäß null ist, so dass eine Änderung des Vektorpotentials um  $\vec{\nabla} \psi$  auf die gleiche Physik zurückführt.

Fügt man den Ausdruck (2.7) in die Gleichung (2.5) ein, so erhält man:

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} = \mu_0 \vec{j}. \quad (2.8)$$

Man kann (2.8) unter Verwendung der Vektoridentität

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{\nabla} \vec{\nabla} \cdot \vec{A} - \Delta \vec{A}, \quad (2.9)$$

und des beliebigen Gradienten  $\vec{\nabla} \psi$  – den wir so wählen, dass  $\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0$  – folgendermaßen umschreiben:

$$\Delta \vec{A} = -\mu_0 \vec{j}. \quad (2.10)$$

Gleichungssystem (2.10) beinhaltet drei Poisson-Gleichungen<sup>2</sup>, deren Lösung ist:

$$\vec{A}(1) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{\vec{j}(2) dV_2}{|\vec{r}_{12}|}. \quad (2.11)$$

---

<sup>2</sup> Jeder Feldkomponente ( $A_x, A_y, A_z$ ) entspricht eine Poisson-Gleichung.

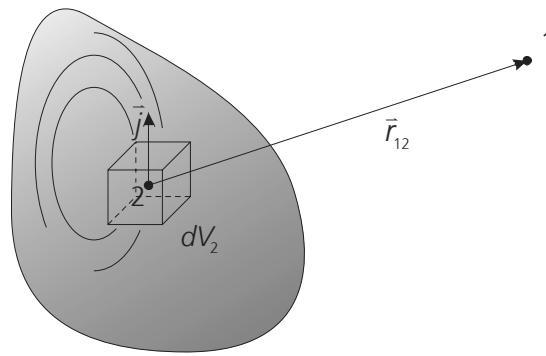


Abb. 2.1: Das Vektorpotential  $\vec{A}$  am Punkt 1 ist durch ein Integral über die Stromelemente  $\vec{j}dV_2$  an allen Punkten 2 gegeben

So haben wir ein System aus drei Gleichungen (2.11), mit deren Hilfe wir alle drei Komponenten des Vektorpotentials berechnen können. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass es nicht immer sinnvoll ist, bei der Berechnung des Magnetfeldes  $\vec{H}$  zuerst das entsprechende Vektorpotential  $\vec{A}$  zu berechnen. Aus Symmetriegründen ist es manchmal hilfreich sich direkt des Gesetzes von *Biot und Savart* zu bedienen [Jack]:

$$\vec{H}(1) = \frac{1}{4\pi} \int \frac{\vec{j}(2) \times \vec{e}_{12}}{\vec{r}_{12}^2} dV_2. \quad (2.12)$$

Da jedoch das Gleichungssystem (2.12) für jede Feldkomponente unter dem Integral ein Kreuzprodukt beinhaltet, greift man im Allgemeinfall der Einfachheit halber auf die Berechnung des Vektorpotentials zurück.

In der Praxis ist eine explizite Lösung für Magnetfelder nicht immer aufwandgerecht, so dass man auf eine numerische Lösung angewiesen ist [Dob1]. Im Rahmen der Dissertation wurde die Finite Elemente Methode (FEM) zur Berechnung der Magnetfelder verwendet (siehe Kapitel 4.2.1.2). Bei dieser Methode werden Poisson-Gleichungen an jedem Punkt des diskretisierten Modell-Raumes näherungsweise berechnet, so dass die vordefinierten Randbedingungen erfüllt sind [Syku].

Im quasistatischen Fall werden auch die durch das magnetische Wechselfeld erzeugten Wirbelströme berücksichtigt, wobei man den Verschiebungsstrom immer noch vernachlässigt [Jack]. So kann man die Maxwell-Gleichungen für das quasistatische Magnetfeld folgendermaßen umschreiben:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho, \quad (2.13)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.14)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j}, \quad (2.15)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0. \quad (2.16)$$

Diese Gleichungen sind für die Wirbelstromprüfung und für die Streuflussprüfung unter Nutzung magnetischer Wechselfelder von Bedeutung [Muzs].

## **2.2 Wirkung des Magnetfeldes auf ferromagnetische Werkstoffe**

### 2.2.1 Ferromagnetismus

Als eine logische Konsequenz der von Ampère aufgestellten Theorie der Molekularströme war die Vermutung, dass die aus Atomen und Molekülen bestehende Materie mit magnetischen Feldern in Wechselwirkung tritt. Es gibt insgesamt drei Arten solcher Wechselwirkungen: diamagnetisch, paramagnetisch und ferromagnetisch, wobei die letzte besonderes stark ausgeprägt ist [Knel].

Die Eigenschaft ferromagnetischer Werkstoffe, schon in relativ kleinen Magnetfeldern eine große Magnetisierung zu besitzen, liegt fundamental dem Prinzip der Streuflussprüfung zu Grunde. Zu ferromagnetischen Werkstoffen zählen Eisen, Nickel, Kobalt und – bei genügend niedrigen Temperaturen (unter 16 °C) – Gadolinium sowie eine Reihe von Legierungen. Dieses Verhalten kann mit Hilfe der Quantenphysik verstanden werden [Knel]. Ferromagnetische Werkstoffe bestehen aus zahlreichen Bereichen (Weiß'sche Bezirke), welche jeweils in sich spontan bis zur Sättigung magnetisiert sind. Die Richtungen der spontanen Magnetisierung der einzelnen Bereiche sind jedoch innerhalb der gesamten Probe statistisch so verteilt, dass sich die Gesamtwirkung (d.h. die Vektorsumme der Magnetisierungsvektoren der einzelnen Bereiche) nach außen fast vollständig aufhebt. Legt man jedoch ein äußeres Magnetfeld an, richten sich die Magnetisierungen der einzelnen Bereiche nach ihm aus, so dass die Gesamtmagnetisierung der Probe drastisch zunimmt.

Für die Existenz der spontanen Magnetisierung ist die Austauschwechselwirkung der Atome verantwortlich. Sie sucht die Spins bzw. die magnetischen Momente eines ferromagnetischen Werkstoffes parallel zueinander auszurichten. Hinsichtlich der Austauschenergie ist also der Zustand minimaler Energie erreicht, wenn die Spins aller Atome eines Bereiches parallel stehen.

Qualitativ kann die Austauschenergie folgendermaßen verstanden werden. Man stelle sich ein System aus zwei Atomen vor. Befinden sich diese Atome weit voneinander entfernt, entspricht die Gesamtenergie des Systems der Energiesumme einzelner Atome:

$$\Sigma = 2\Sigma_0. \quad (2.17)$$

Bei ihrer Annäherung entsteht eine Zusatzenergie  $\Sigma_w$ , die mit der Wechselwirkung zusammenhängt:

$$\Sigma = 2\Sigma_0 \pm \Sigma_w. \quad (2.18)$$

Diese Zusatzenergie besteht aus zwei Termen:

$$\Sigma_w = C \pm A, \quad (2.19)$$

wobei  $C$  für die Wechselwirkungsenergie der Elektrostatik zwischen den Atomen und  $A$  für die quantenbedingte Austauschenergie steht. Wie die Bethe-Slater-Kurve zeigt (Abb. 2.2), hängt die Austauschenergie vom Verhältnis des interatomaren Abstandes zum Radius der unabgeschlossenen Elektronenschale ab.

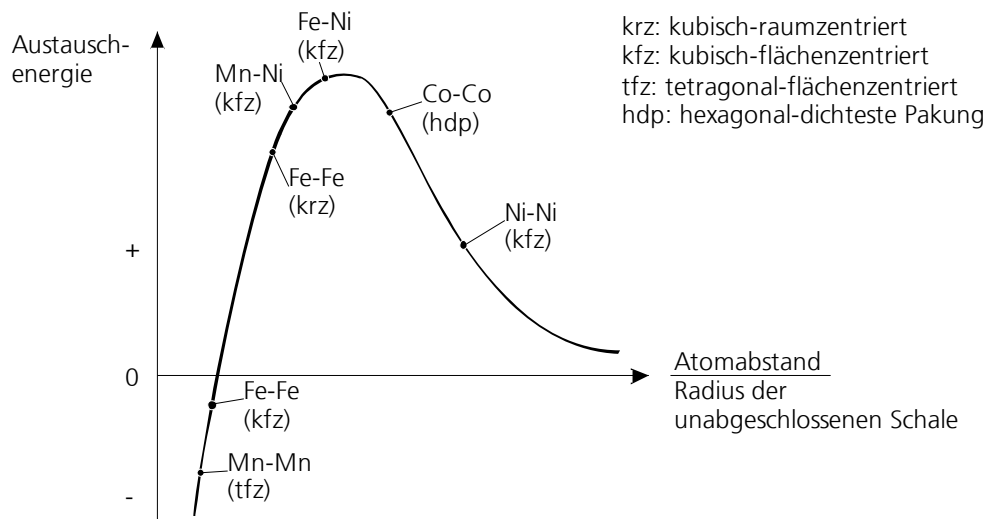


Abb. 2.2: Bethe-Slater-Kurve: Abhängigkeit der Austauschenergie vom Verhältnis des interatomaren Abstandes zum Radius der unabgeschlossenen Elektronenschale

In der Kurve erkennt man einen Bereich, in welchem die Austauschenergie maximal ist, wobei infolge des Prinzips des Energieminimums einzelne Spins parallel ausgerichtet sind. Bei größeren Abständen ist die Austauschenergie zu gering, um die magnetischen Momente einzelner Atome zu beeinflussen. Bei geringeren atomaren Abständen dagegen stehen die Elektronen in unabgeschlossenen Schalen in ständigem Austausch zwischen den Atomen, so dass sie infolge des Pauli-Prinzips dazu gezwungen sind, unterschiedliche Spins zu besitzen. Diese Werkstoffe verhalten sich antiferromagnetisch. Es gibt Legierungen, in denen Eisen kubisch flächenzentriert auftritt, so dass es sich entsprechend seiner Lage auf der Bethe-Slater-Kurve antiferromagnetisch verhält. Durch Zusatz von Kohlenstoff kann das Gitter aufgeweitet werden, so dass der Punkt auf der Kurve nach rechts und damit in den ferro-



magnetischen Bereich verschoben wird [Knel].

Außer Austauschenergie besitzen ferromagnetische Werkstoffe die Kristall-, Spannungs- und Feldenergie. Diese Energiearten sind hier nicht näher erläutert. Am Rande sei nur bemerkt, dass die Kristallenergie bei der Magnetisierung des Prüfobjektes eventuell beachtet werden muss [Shch].

### 2.2.2 Magnetisierung des Werkstoffes

Die in Kap. 2.1 angeführten Maxwell-Gleichungen gelten nur im Vakuum. Im materiellen Raum wird der Zusammenhang zwischen  $\vec{B}$  und  $\vec{H}$  geändert, was sich auch auf die magnetostatischen Maxwell-Gleichungen niederschlägt [Jack]. Der Einfluss der Materie kann multiplikativ durch die Permeabilitätszahl des Stoffes  $\mu_r$  (auch relative Permeabilität genannt) bzw. die Permeabilität  $\mu = \mu_0 \mu_r$  berücksichtigt werden:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} = \mu \vec{H} \quad (2.20)$$

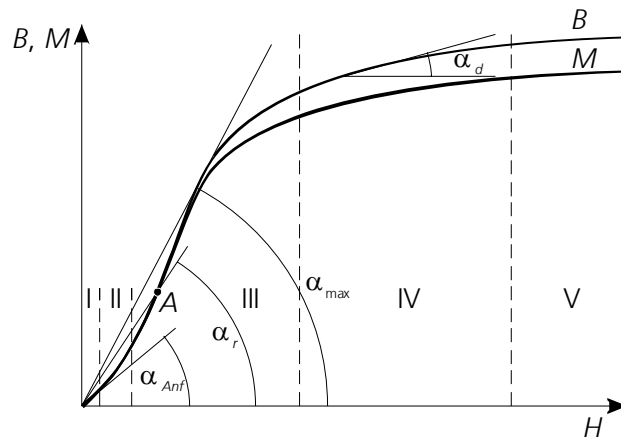
Er lässt sich aber auch additiv durch die Magnetisierung  $\vec{M}$  darstellen:

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) = \mu_0 (\vec{H} + \chi \vec{H}) = \mu_0 \vec{H} (1 + \chi); \text{ d.h. } \mu_r = 1 + \chi, \quad (2.21)$$

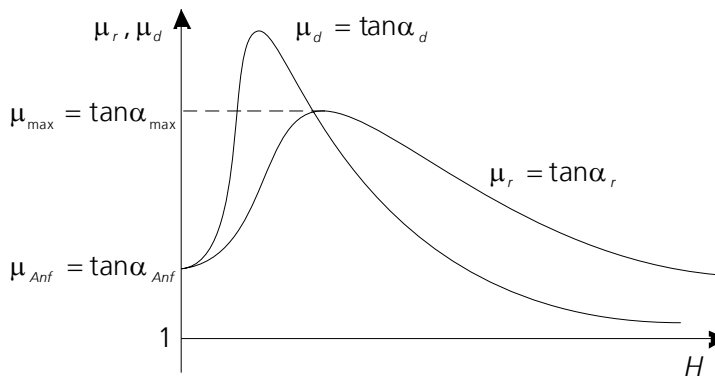
wobei  $\chi$  die magnetische Suszeptibilität ist.

Nach der Art der Magnetisierungsprozesse lässt sich die Magnetisierungskurve in fünf Bereiche aufteilen [Shch] (Abb. 2.3, **a**).

Der erste Bereich (I) zeichnet sich durch die konstante Permeabilität  $\mu_{Anf} = B/H = \tan \alpha_{Anf} = \text{const}$  bzw. Suszeptibilität  $\chi = M/H = \text{const}$  aus. Die Magnetisierung des ferromagnetischen Werkstoffes in diesem Bereich erfolgt durch eine elastische Verschiebung der Blochwände.



**a**



**b**

Abb. 2.3: Magnetisierungskurven für  $B$  und  $M$  (**a**); Permeabilität als Funktion des Magnetfeldes (**b**)

Der zweite Bereich (II) ist nach Rayleigh benannt. Die Magnetisierung erfolgt hier hauptsächlich durch reversible Blochwandbewegungen. Für diesen Bereich der Magnetisierungskurve gilt das Rayleigh-Gesetz, das nahezu für jeden ferromagnetischen Werkstoff gültig ist. Die Magnetisierung in diesem Bereich lässt sich als

$$M = \chi H + bH^2 \quad (2.22)$$

definieren, wo  $b$  die Rayleigh-Konstante ist. Der zweite Term in (2.22) berücksichtigt die irreversiblen Magnetisierungsprozesse.

Der dritte Bereich (III) zeichnet sich durch eine hohe Permeabilität bzw. Suszeptibilität aus. In diesem Bereich erfolgt die Magnetisierung durch Barkhausen-Sprünge, welche durch eine irreversible, sprungartige Verschiebung der Blochwände entstehen.

Im vierten Bereich (IV) sinkt die Permeabilität bzw. die Suszeptibilität. Die Magnetisierung

erfolgt hier hauptsächlich durch Drehprozesse. Der Energieaufwand des Magnetisierungsfeldes ist hier auf die Überwindung der Kristallanisotropie gerichtet, welche aufgrund der Kristallenergie bestrebt ist, die Magnetisierung in Vorzugsrichtung beizubehalten. Die Drehprozesse sind überwiegend reversibel. Für den vierten Bereich gilt das Gesetz der Sättigungsnäherung:

$$M = M_s \left( 1 - \frac{A}{H} - \frac{B}{H^2} - \frac{C}{H^3} - \dots \right) + \chi_p H, \quad (2.23)$$

wobei  $M_s$  die Sättigungsmagnetisierung;  $\chi_p$  die Suszeptibilität des Paraprozesses (Ausrichtung einzelner Elektronen) und  $A, B, C, \dots$  Koeffizienten zur Berücksichtigung verschiedener strukturbedingter Magnetisierungsfaktoren sind. Der Ausdruck (2.23) gilt für Magnetfelder, in welchen der Werkstoff sich im Zustand der technischen Sättigung befindet [Shch].

Der fünfte Bereich (V) entspricht dem Paraprozess. Die Sprünge und die Drehprozesse sind hier bereits abgeschlossen. In diesem Bereich ist eine Änderung der Magnetisierung nur noch mit einer zusätzlichen Ausrichtung einzelner Spins in die Richtung des äußeren Magnetfeldes verbunden.

Anhand der Magnetisierungskurven erkennt man, dass sich die Größen  $\mu_r$ ,  $\mu_d$  und  $\chi$  mit dem Magnetfeld  $H$  in einem nichtlinearen Zusammenhang befinden. Bei einem Magnetfeld  $H_A$  ist die Permeabilitätszahl (Abb. 2.3, **b**):

$$\mu_{rA} = \frac{B_A}{\mu_0 H_A} = \frac{1}{\mu_0} \tan \alpha_r. \quad (2.24)$$

Zur Messung der Permeabilität wird in der Praxis häufig der Quotient aus infinitesimal kleinen Induktions- und Feldstärkeänderungen aufgenommen. Diese Art der Permeabilität bezeichnet man als differenzielle Permeabilität:

$$\mu_d = \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H} = \frac{dB}{\mu_0 dH} = \frac{1}{\mu_0} \tan \alpha_d. \quad (2.25)$$

Abb. 2.3, **b** zeigt einen Vergleich von  $\mu_r$  und  $\mu_d$  als Funktionen der Feldstärke  $H$ . Bei  $H = 0$  ist  $\mu_r = \mu_d = \mu_{Anf} > 1$ . Im Sättigungsbereich  $\mu_d \rightarrow 1$  ( $\mu_r \rightarrow 1$  nur bei  $H \rightarrow \infty$ ).

Der Verlauf der Magnetisierungskurve hängt von ihrem vorherigen magnetischen Zustand ab [Knel]. Eine ursprünglich entmagnetisierte Probe wird entlang der Neukurve bis zur Sättigung magnetisiert. Nach Abschalten des Feldes  $H$  geht die Flussdichte  $B$  nur auf den so genannten Remanenzpunkt  $B_r$  zurück. Erst nach Umpolen des Feldes erreicht sie beim negativen

Wert der Koerzitivfeldstärke  $H_c$  wieder den Wert Null. Erhöht man die Feldstärke bis  $-H_s$  und polt wieder um, so wird eine Hysteresekurve (Grenzhysterese) durchlaufen (Abb. 2.4, in Pfeilrichtung).

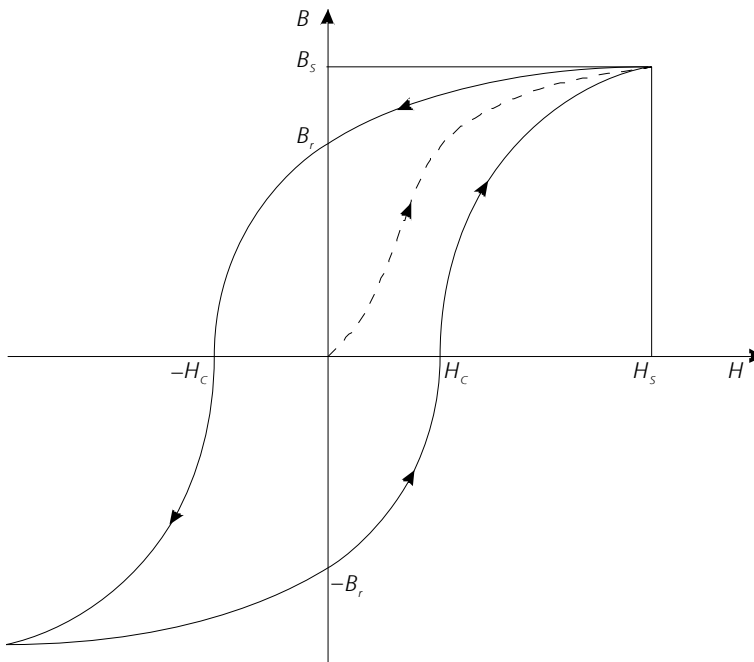


Abb. 2.4: Grenzhysterese und Neukurve (gestrichelt)

### 2.2.3 Magnetisierung der Probe

Die zuvor diskutierten Zusammenhänge gelten für ein Medium von unendlicher Ausdehnung, in welchem keine Medienübergänge vorhanden sind. In der Praxis hat man es jedoch mit einem begrenzten Medium in Form eines Prüfobjektes zu tun. Die Magnetisierung ändert sich beim Übergang zwischen Werkstoffen verschiedener Permeabilität, z.B. von einem ferromagnetischen Werkstoff ( $\vec{M} \gg 0$ ) zu Luft ( $\vec{M} = 0$ ). Bei solchen Übergängen bilden sich an den Mediengrenzen Magnetpole  $\vec{M} \cdot \vec{n} dS$ , wo  $dS$  das Flächenelement und  $\vec{n}$  der Einheitsvektor senkrecht zu  $dS$  sind. Der Magnetpol erzeugt ein Feld  $\vec{H}_{ent}$ , welches auch in das Innere des ferromagnetischen Mediums gerichtet ist, so dass für das resultierende Feld im Medium gilt:

$$\vec{H}_{in} = \vec{H}_{ext} - \vec{H}_{ent}, \quad (2.26)$$

worin  $\vec{H}_{in}$  - das Feld im Probeinneren,  $\vec{H}_{ext}$  - das äußere Feld (z.B. von einer Magnetisierungsspole) und  $\vec{H}_{ent}$  - das durch den Medienübergang verursachte Feld (Entmagnetisierungsfeld) darstellen. Das letzte kann auch beschrieben werden mit:



in eine Magnetisierungskurve für eine räumlich begrenzte Probe umgestaltet werden. Abb. 2.5 zeigt eine solche Umrechnung für einen Arbeitspunkt  $A$ , der einem Magnetfeld  $H_{in} = \overline{OD}$  entspricht. Man ziehe die Gerade  $\overline{AC}$  so, dass  $\tan\theta = N$ . Dann ist

$$\overline{OC} = \overline{OD} + \overline{DC} = H_{in} + B_A \cdot N = H_{in} + H_{ent} = H_{ext}. \quad (2.31)$$

Auf der Magnetisierungskurve für die Probe entspricht die magnetische Induktion  $B_A$  dem Punkt  $P$ . Die Magnetisierungskurve für die Probe ist mit 2 gekennzeichnet. Sie verläuft flacher, besonderes für große  $N$ .

Diese Vorgehensweise kann für die gesamte Hysteresekurve fortgesetzt werden. Dabei kann man feststellen, dass die Koerzitivfeldstärke  $H_c$  sowohl für das unbegrenzte Medium als auch für die räumlich begrenzte Probe die gleiche ist, und  $B_r$  für die Probe kleiner als für das unbegrenzte Medium ist [Shch].

### 2.3 Magnetisches Streufeld am Defekt

Eine effiziente Anwendung der magnetischen Streuflussprüfung erfordert die Abschätzung des durch Defekte verursachten Streufeldes. Eine exakte analytische Lösung für das magnetische Streufeld am Defekt ist hierbei nur in den einfachsten Fällen möglich [För2, Shu1]. In der Praxis bedient man sich numerischer Methoden, um das Streufeld am Defekt zu berechnen [Dob3, Syku], was jedoch in der Regel mit hohem Zeitaufwand verbunden ist. Es gibt allerdings Näherungsmodelle, welche eine Abschätzung des magnetischen Streufeldes erlauben [Muzs, Shu3, Zag1-2]. Diese Modelle sind in den meisten Fällen für die Praxis befriedigend und bieten ein schnelles und zuverlässiges Mittel zur Planung des Prüfablaufes und zum Entwurf eines entsprechenden Sensorkonzeptes.

Zu solchen Näherungsmodellen zählt das so genannte Modell der magnetischen Ladungen [Shch, Shu3]. Der wichtigste nachzuweisende Oberflächenfehler ist der Riss. Er ist eine Ungänze, welche eine relativ große Fläche in einer Richtung und eine kleine bzw. vernachlässigbare Fläche in der Richtung senkrecht zu der ersten besitzt [Udpa]. Das Streufeld über einem Riss kann man vereinfacht als ein Feld beschreiben, das von zwei fiktiven magnetischen Ladungsverteilungen der Dichte  $+\sigma(\xi)$  und  $-\sigma(\xi)$  an den Rissflanken herrührt<sup>3</sup> (Abb. 2.6, **a**).

---

<sup>3</sup>  $\sigma(\xi)$  hat die Einheit  $A \cdot m^{-1}$

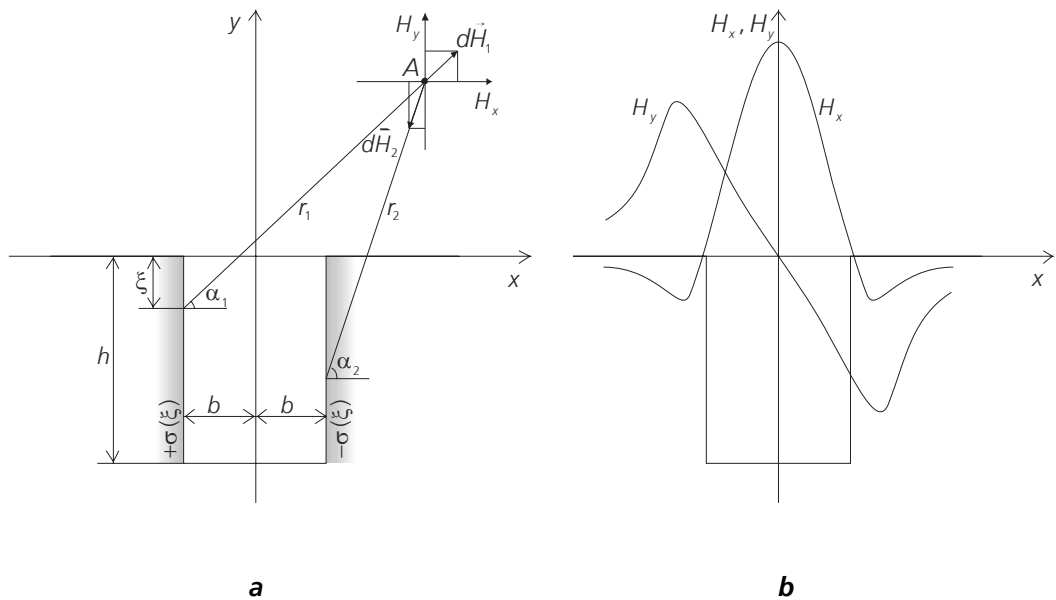


Abb. 2.6: Berechnung des Streufeldes über einem Riss mit Hilfe der magnetischen Ladungen

Die Elementarladung pro Längeneinheit ist dann

$$dq_m = \sigma(\xi) \vec{n} \cdot d\vec{S} = \sigma(\xi) d\xi \quad (2.32)$$

Die Feldstärke am Punkt  $A$ , welche durch Wirkung einer Elementarladung  $dq_m$  der Dichte  $+\sigma(\xi)$  hervorgerufen wird, lässt sich analog zum Feld eines dünnen, unendlich langen, in  $z$ -Richtung verlaufenden Leiters mit Durchmesser  $d\xi$  beschreiben<sup>4</sup>:

$$d\vec{H}_1 = \frac{\sigma(\xi) d\xi}{2\pi} \frac{\vec{r}_1}{r_1^2}. \quad (2.33)$$

Unter Berücksichtigung, dass

$$\cos \alpha_1 = \frac{x+b}{r_1}, \quad \sin \alpha_1 = \frac{y+\xi}{r_1}, \quad r_1^2 = (x+b)^2 + (y+\xi)^2 \quad (2.34)$$

lässt sich die Tangentialkomponente folgendermaßen umschreiben:

$$dH_{1,x} = \frac{\sigma(\xi) d\xi}{2\pi} \frac{(x+b)}{(x+b)^2 + (y+\xi)^2}. \quad (2.35)$$

<sup>4</sup> Die Analogie zu einem langen dünnen Leiter ist nicht absolut zutreffend, da die durch magnetische Ladungen verursachten Magnetfelder hinsichtlich des virtuellen Leiters radial und nicht tangential ausgerichtet sind.

Auf die gleiche Weise werden auch die weiteren Feldkomponenten  $dH_{2x}, dH_{1y}, dH_{2y}$  für die Ladungsdichten  $+\sigma(\xi)$  und  $-\sigma(\xi)$  berechnet.

Nach der Integration über  $\xi$  und der Annahme, dass  $\sigma(\xi) = \text{const}$ , erhält man folgende Gleichungen für die beiden Feldkomponenten des Streufeldes:

$$H_x = \frac{\sigma}{2\pi} \left[ \arctan \frac{y}{x-b} - \arctan \frac{y}{x+b} + \arctan \frac{y+h}{x+b} - \arctan \frac{y+h}{x-b} \right], \quad (2.36)$$

$$H_y = \frac{\sigma}{4\pi} \ln \frac{[(x+b)^2 + (y+h)^2][(x-b)^2 + y^2]}{[(x+b)^2 + y^2][(x-b)^2 + (y+h)^2]}. \quad (2.37)$$

Abb. 2.6 zeigt die Berechnung des Streufeldes gemäß (2.35) sowie den Verlauf der Tangential- und Normalkomponenten gemäß (2.36) und (2.37).

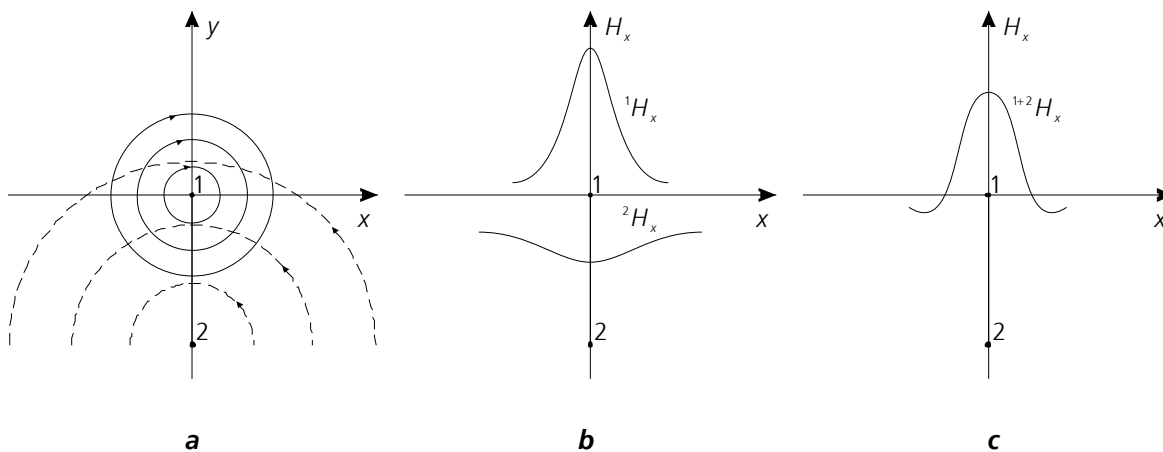


Abb. 2.7: Superposition zweier Ströme als Modell der von einem Riss verursachten Magnetfelder

In der Praxis hat man es oft mit dem Grenzfall zu tun, bei dem  $b \ll y, h$  (z.B. ein Oberflächenriss). Nach der Reihenentwicklung nach  $b$  erhält man folgende Gleichungen für die Tangential- und Normalkomponenten der magnetischen Feldstärke:

$$H_x = \frac{\sigma b}{\pi} \left[ \frac{y}{x^2 + y^2} - \frac{y+h}{x^2 + (y+h)^2} \right], \quad (2.38)$$

$$H_y = \frac{\sigma b}{\pi} \left[ -\frac{x}{x^2 + y^2} + \frac{x}{x^2 + (y+h)^2} \right], \quad (2.39)$$

was im Prinzip einer Superposition der Felder zweier Ströme entspricht, welche entgegengesetzte Richtungen und Koordinaten  $x=0, y=0$  bzw.  $x=0, y=h$  haben (Abb. 2.7, **a**). Eine graphische Darstellung der Feldverteilungen beider Ströme und ihrer Superposition ist in



Abb. 2.7, **b** und **c** wiedergegeben.

Das Superpositionsmodell eignet sich besonders gut zur Untersuchung der Feldverteilungen schräg verlaufender Risse [Dob1, 3, Pash]. Die Feststellung der Schräglage des Risses ist in vielen Anwendungsfällen für das Ausschusskriterium des Prüfobjektes entscheidend.

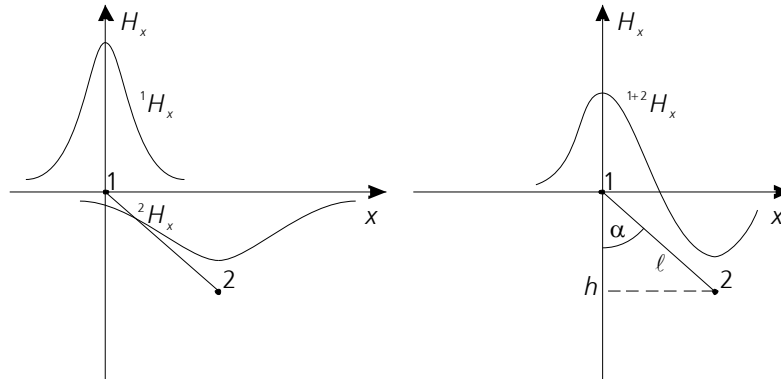


Abb. 2.8: Tangentialfeldkomponente eines schräg verlaufenden Risses

In Abb. 2.8 erkennt man, dass bei sehr langen Rissen  $\ell \rightarrow \infty$  mit einer Tiefe von  $\ell \cdot \cos \alpha = h \rightarrow \infty$  die Feldverteilung von der eines senkrechten Risses nicht zu unterscheiden ist. Andererseits, sind die Extrema deutlich ausgeprägt, ist eine Feststellung des Rissanfangs bzw. -endes von der Prüboberfläche möglich. Analog zu einem senkrechten Riss kann man die Feldverteilung eines schräg verlaufenden Risses analytisch folgendermaßen ermitteln:

$$H_x = \frac{\sigma b \cos \alpha}{\pi} \left[ \frac{y}{x^2 + y^2} - \frac{y + h}{x'^2 + (y + h)^2} \right], \quad (2.40)$$

$$H_y = \frac{\sigma b \cos \alpha}{\pi} \left[ -\frac{x}{x^2 + y^2} + \frac{x'}{x'^2 + (y + h)^2} \right], \quad (2.41)$$

wobei  $x' = x + h \tan \alpha$ .

Die oben genannten mathematischen Modelle ermöglichen es, das Streufeld an rissartigen Ungängen topographisch zu beschreiben. Eine quantitative Berechnung der Feldverteilung erfordert ein genaues Wissen über die magnetische Ladungsdichte  $\sigma(\xi)$  als Funktion des Ortes [Shu2, Zol1,2]. Die im Rahmen der vorliegenden Dissertation aufgebaute Entwicklungsplattform dient jedoch in erster Linie zur Fehlerdetektion, welche sich auf eine qualitative Auswertung des Streuflusssignals beschränkt.

### 3 Stand der Technik

Das magnetische Streuflussverfahren ist heute weltweit Bestandteil moderner zerstörungsfreier Prüfanlagen in der Qualitätssicherung der metallherstellenden und -verarbeitenden Industrie.

Die Streuflussprüfung wird während des Herstellungsprozesses, bei der Produktabnahme und in der nachfolgenden Wartung durchgeführt.

Motor- und Fahrwerkskomponenten mit hohen thermischen und mechanischen Anforderungen sowie Teile der Baukonstruktionen stellen anspruchsvolle Anwendungsfelder für die Streuflussprüfung dar.

Nach der Art der Streuflussmessung bzw. -visualisierung unterscheidet man zwischen der Magnetpulver (MP)-Prüfung und sensorgestützten Streuflussprüfungen (siehe unten). Die Magnetisierungsmethoden sind für die beiden Prüfungsarten weitgehend gleich und sind in Anhang A aufgeführt.

#### 3.1 Magnetpulverprüfung

Bei der MP-Prüfung werden feine ferromagnetische Partikel zur Visualisierung des Streuflusses eingesetzt. In den kommerziellen Anwendungen wird sowohl trockenes als auch nasses Magnetpulver verwendet [Schm]. Das trockene Pulver wird zur Prüfung in Form einer Suspension oder einer Sprühwolke aufgetragen, wogegen das nasse unter Anwendung eines flüssigen Transportmittels z.B. Öl oder Wasser eingesetzt wird. Die magnetische Kraft  $\vec{F}_m$ , welche auf ein Partikel wirkt, kann folgendermaßen beschrieben werden:

$$\vec{F}_m = \mu_0 (\vec{p}_m \cdot \vec{\nabla}) \vec{H}, \quad (3.1)$$

wobei  $\vec{p}_m$  das magnetische Moment des Partikels ist.

Das magnetische Moment eines Partikels lässt sich wie folgt berechnen:

$$\vec{p}_m = V \vec{M} = V \chi_p \vec{H}, \quad (3.2)$$

wobei  $V$  das Volumen,  $\vec{M}$  die Magnetisierung und  $\chi_p$  die Suszeptibilität des magnetischen Partikels sind. Unter der Wirkung des Magnetfeldes richtet sich das Partikel so aus, dass seine Magnetpole  $+m$  und  $-m$  auf einer Linie entlang der Magnetfeldlinien liegen. Man kann also (3.1) wie folgt umschreiben [Bron]:

$$\vec{F}_m = \mu_0 V \chi_p (\vec{H} \cdot \vec{\nabla}) \vec{H} = \mu_0 V \chi_p \left[ \vec{\nabla} \left( \frac{1}{2} H^2 \right) + \vec{H} \times (\vec{\nabla} \times \vec{H}) \right]. \quad (3.3)$$

Aus dem Ausdruck (3.3) geht deutlich hervor, dass die magnetische Kraft in Richtung der maximalen Feldänderung bzw. -wirbelung wirkt und mit dem Abstand kubisch abnimmt. Dies führt dazu, dass die Partikel sich entlang der Oberflächenrisse, wo die lokale Änderung des Magnetfeldes am stärksten ist, sammeln und dort eine raupenähnliche Magnetpulveranzeige bilden (Abb. 3.1). Im Falle eines verdeckten Risses ist jedoch die lokale Änderung des Magnetfeldes d.h. der Feldgradient auf der Probenoberfläche deutlich geringer, was sich in einer schwachen Anzeige niederschlägt. Versucht man dies jedoch durch eine Erhöhung des Magnetfeldes  $\vec{H}$  zu kompensieren, führt es zu einem starken Oberflächenrauschen, welches die Auswertung der Magnetpulveranzeige beträchtlich erschwert. Aus diesem Grund ist die Anwendung der MP-Prüfung hauptsächlich auf den Nachweis von Oberflächenrisse beschränkt, was jedoch eine Detektion verdeckter oberflächennaher Risse nicht ausschließt [Magn].

In Abhängigkeit von der Prüfaufgabe werden Prüfmittel unterschiedlicher Kontraste, Farbtypen und Fluoreszenzeigenschaften eingesetzt und unter UV- oder Tageslicht betrachtet.

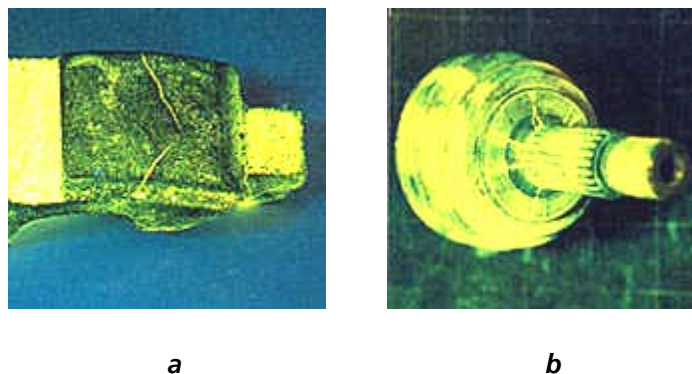


Abb. 3.1: Fluoreszierende Fehleranzeigen von Oberflächenrisse in der MP-Prüfung (**Tiede**)

Der neuste Stand der Technik bei der MP-Prüfung ist die vollautomatische, bedienerunabhängige, reproduzierbare und dokumentierbare Prüfung [Vet1]. Für eine Automatisierung der MP-Prüfung sprechen verschiedene Gründe innerhalb eines Fertigungskonzeptes. Dazu zählen einerseits hohe Stückzahlen und schneller Durchsatz, andererseits besonders kritische Anforderungen hinsichtlich der Prüfqualität und Ihrer Dokumentation. Ein weiterer Hauptgrund für die vollautomatische Prüfung ist sicherlich die nicht immer zuverlässige Fehlererkennung durch den Menschen.

Scharfe Kanten und andere geometrische Unregelmäßigkeiten führen zu starken Feldgradienten-

ten und folglich zu Fehlanzeigen bei der MP-Prüfung. Außerdem sammelt sich das Magnetpulver in den geometrischen Senken, was an diesen Stellen zu einer Kontrastverschlechterung führt. Dies stellt die zentrale Herausforderung für die MP-Prüfung dar und kann häufig eine Fehldeutung des Prüfergebnisses zur Folge haben [Vet2].

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit aufgebaute Entwicklungsplattform verwendet Magnetfeldsonden zur Erfassung des magnetischen Streufeldes. Diese so genannte sondengestützte Streuflussprüfung stellt eine attraktive Alternative zur MP-Prüfung dar und ist im nächsten Kapitel beschrieben.

### 3.2 Sondengestützte Streuflussprüfung

Bei dieser Variante der Streuflussprüfung wird das magnetische Streufeld mittels magnetfeldempfindlicher Sensoren berührungslos erfasst. Das Grundwirkprinzip eines Sensors besteht in der Übertragung d.h. Weitergabe von Energie von einem System zum anderen. Im Allgemeinen wird ein elektrisches Signal durch die Änderung physikalischer Eigenschaften des Sensors (*EINGANG*) erzeugt. Diese Änderung wird ihrerseits durch die Änderung eines zweiten Parameters (*WIRKUNG*) verursacht (Abb. 3.2, **a**).

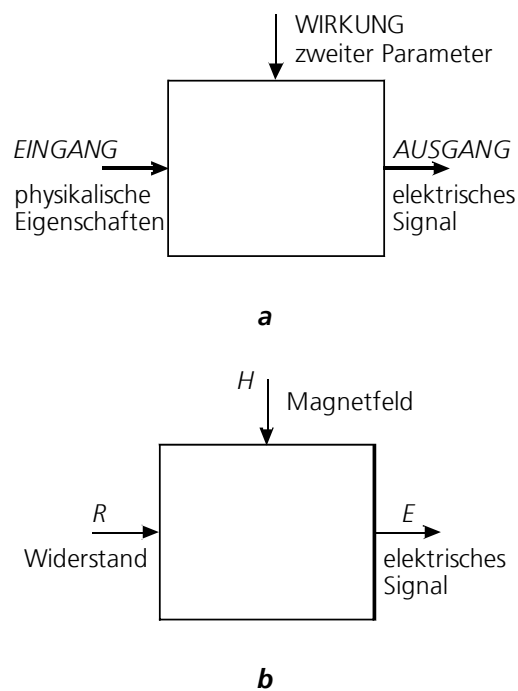


Abb. 3.2: Schematische Darstellung eines Sensors im Allgemeinen (**a**) und eines magnetoresistiven Sensors (**b**)

Im Falle eines Magnetfeldsensors haben entweder die Eigenschaften des Sensors oder die Wirkung einen magnetischen Ursprung. In einem magnetoresistiven (MR) Sensor z.B. wird die hervorgerufene Änderung der physikalischen Eigenschaften (elektrischer Widerstand) zur

Erzeugung des elektrischen Messsignals verwendet (Abb. 3.2, **b**). Die Änderung des elektrischen Widerstandes seinerseits erfolgt durch die Wirkung des Magnetfeldes. Das elektrische Ausgangssignal  $E$  des MR-Sensors ist daher:

$$E = f(R, H). \quad (3.4)$$

Die Linearität, Empfindlichkeit, Reproduzierbarkeit etc. des Verhältnisses zwischen dem elektrischen Ausgangssignal und den physikalischen Eigenschaften bestimmen die Sensorqualität. Abgesehen von Parametern, die auch für andere Sensorarten und Messapparaturen üblich sind, besitzen die Magnetfeldsensoren eine Reihe von Besonderheiten, welche ihre Einsetzbarkeit betreffen. Die wichtigsten verfahrens- und industrierelevanten Parameter sind in Tab. 1 aufgelistet.

| Parameter       | Beschreibung  |
|-----------------|---|
| Dynamik         | Die Dynamik entspricht demjenigen Feldbereich, in welchem der Sensor einsetzbar ist. Das Verlassen dieses Bereiches führt zu einer nichtlinearen Verzerrung des Messsignals. Dieser Parameter ist besonders bei der Streuflussprüfung im aktiven Magnetfeld zu beachten.  |
| Linearität      | Das nichtlineare Verhalten der Messkennlinie innerhalb der Dynamik muss bei der Durchführung einer quantitativen Magnetfeldmessung berücksichtigt und durch eine Hard- oder Softwarelösung kompensiert werden (siehe Barber-Pole für AMR-Sensoren, Kapitel 3.2.2.2).  |
| Hysterese       | Aufgrund der ferromagnetischen Eigenschaften von Werkstoffen, die bei der Herstellung der Magnetfeldsonden verwendet werden, können sich die Messwerte im gleichen Feld beim Durchlaufen der Magnetisierungskurve unterscheiden. Dies muss besonders im Falle der MR-Sensoren beachtet werden.  |
| Temperaturdrift | Temperatur bedingte Änderung der Eigenschaften des Sensorelementes bzw. der dazugehörigen Ausleselektronik können im gleichen Magnetfeld unterschiedliche Messwerte liefern. Dies muss besonders im Falle von Sensorgruppen beachtet werden, für die ein Sensorabgleich erforderlich ist.   |
| Empfindlichkeit | Die Empfindlichkeit ist einer der für die Praxis bedeutendsten Parameter und beschreibt die messbare Signaländerung am Sensorausgang in Bezug auf die Magnetfeldstärke und seine Änderung. Gegenwärtig versucht man, diesen Parameter bei gleichzeitiger Verringerung des Sensorrauschens weiter zu erhöhen, so dass immer kleinere Magnetfelder erfasst werden können. |
| Offset          | Unter Offset versteht man die Abweichung des Nulldurchgangs der Übertragungsfunktion des Sensors vom Ursprung. Diese existiert bereits produktionsbedingt und kann sich aber auch im Laufe der Zeit verändern.  |

|   |   |
|---|---|
| Koeffizient des Temperatur-Offsets  | Einer der Hauptgründe des nicht konstanten Offsets ist die temperaturbedingte Instabilität der Sensoreigenschaften. Die Industrieanforderungen schreiben einen Einsatzbereich von -40 bis 60°C vor [Göpe].  |
| Langzeit-Stabilität   | Chemische bzw. physikalische Vorgänge im Werkstoff des Sensorelementes führen zu Schwankungen im Messsignal und sind besonders bei Langzeitversuchen zu beachten.   |
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | Unter Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern versteht man die Anfälligkeit gegenüber starken Magnetfeldern, wodurch der Sensor dauerhaft gesättigt wird (analog Hysterese). Dieser Parameter muss besonders dort beachtet werden, wo hohe Felder auftreten. Bei manchen Sensorarten führt die Übersättigung zu einer Inversion der Kennlinie und kann vorteilhaft zur Beseitigung des Offsets eingesetzt werden (siehe Kapitel 3.2.2.2). |
| Rauschen  | Unter Rauschen versteht man eine Schwankung des Ausgangssignals bei konstantem Magnetfeld. Bei den Magnetfeldsonden liegt das Rauschen zwischen dem weißen Rauschen und 1/f-Rauschen [Ripk]. Zu dem entsteht bei MR-Sensoren Barkhausenrauschen infolge des Ummagnetisierungsprozesses des ferromagnetischen Sensorelementes (siehe Kapitel 3.2.5.1).   |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Umwelteinflüsse können die physikalischen Eigenschaften des Sensors beeinträchtigen. Magnetfeldsensoren sind nur in einem bestimmten Temperaturbereich funktionsfähig. Die SQUID-Sensoren sind besonders gegenüber Feuchtigkeit anfällig (siehe Kapitel 3.2.4).   |
| Bandbreite  | Die Empfindlichkeit des Sensors verändert sich bei der Messung von Feldern verschiedener Frequenzen. Die Bandbreite wird durch das Wirkprinzip des Sensors sowie durch das 1/f – Rauschen beschränkt.   |
| Leistungsaufnahme   | Das Betreiben des Sensorelementes samt Elektronik erfordert eine gewisse elektrische Leistung, welche bei der Auslegung von Sensorsystemen mit einer hohen Integrationszahl (Sensorgruppen, Sensormatrizen etc.) besonders zu beachten ist.   |
| Größe   | Die räumliche Ausdehnung des Sensors ist für eine lokal hochauflösende Felderfassung und Sensorgruppen von Bedeutung.   |
| Anfälligkeit gegenüber Strahlung  | UV-Strahlung, $\beta$ -Strahlung etc. können die Sensoren beschädigen (betrifft insbesondere Halbleiter).   |
| Preis   | Die Herstellungskosten des Sensors und der dazugehörigen Elektronik sind in erster Linie für Sensorgruppen mit einer hohen Integrationszahl relevant.   |

Tab. 1: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von Magnetfeldsonden

Das Ziel der sondengestützten Streuflussprüfung besteht in der quantitativen Ermittlung des magnetischen Streufeldes und, darauf basierend, der Fehlerdetektion. Hierbei bedient man sich zahlreicher physikalischer Effekte, welche in Abb. 3.3 mit dem Jahr ihrer Entdeckung aufgeführt sind. In den letzten Jahren haben sich insbesondere AMR- und GMR-Sensoren

weiterentwickelt und sind somit zu einem Massenprodukt geworden. TMR-Sensoren sind mittlerweile kommerziell erhältlich, obwohl hinsichtlich der Sensorqualität noch Forschungsbedarf besteht [Stef].

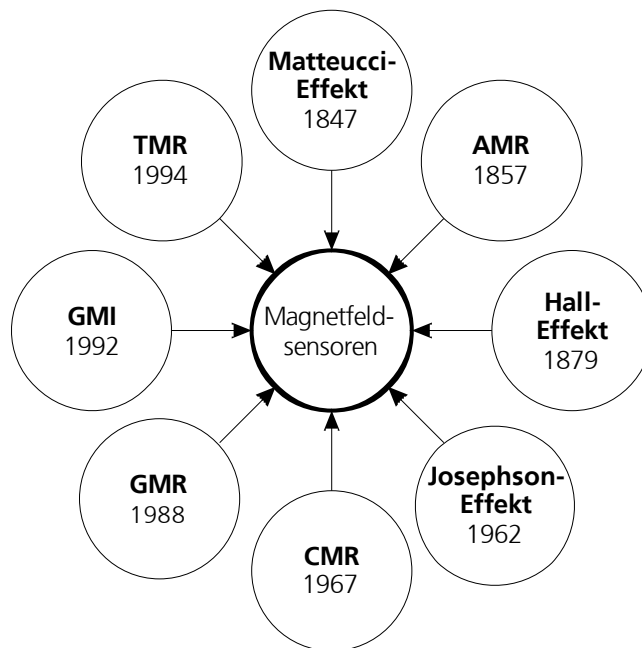


Abb. 3.3: Physikalische Effekte zur Magnetfeldmessung und ihr Entdeckungsjahr (Erläuterung in Abkürzungsverzeichnis)

Die Sensoren besitzen im Allgemeinen eine richtungsabhängige Empfindlichkeit und sind so orientiert oder konzipiert, dass sie eine der drei räumlichen Feldkomponenten erfassen können. Typische Verläufe zweier Feldkomponenten in der Umgebung eines Oberflächendefektes sind in Abb. 2.6 dargestellt.

Jeder Sensortyp hat spezifische Eigenschaften hinsichtlich der Einsatz- und Funktionsweise und muss daher sorgfältig für die jeweilige Prüfaufgabe ausgewählt werden (siehe Kapitel 3.2.5).

### 3.2.1 Induktive Sensoren

Zu induktiven Sensoren gehören magnetfeldempfindliche Elemente, deren Funktionsprinzip auf dem Faraday-Gesetz basiert:

$$U = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.5)$$

wobei  $U$  die elektrische Spannung und  $\Phi$  der Magnetfluss durch das Sensorelement sind.

Bei passiven Sensoren ergibt sich die elektrische Spannung aufgrund der Änderung des magnetischen Flusses durch das Sensorelement. Diese Änderung kann sowohl infolge einer zeitlichen Änderung des Magnetfeldes als auch aufgrund einer räumlichen Bewegung des Sen-

sorelementes stattfinden. Im ersten Fall sind die Sensoren auf die Erfassung der Wechselfelder beschränkt, wogegen im zweiten Fall auch magnetische Gleichfelder erfasst werden können. Zu den passiven induktiven Sensoren zählen Spulen (Kapitel 3.2.1.1).

Wird ein Magnetkern mittels einer Anregungsspule bis zur Sättigung periodisch ummagnetisiert und mit einer bzw. zwei Empfangsspulen erfasst, kann das nichtlineare Verhalten des Magnetkernes zur hochempfindlichen Magnetfeldmessung verwendet werden. Dies liegt dem Prinzip der Förstersonde zugrunde (Kapitel 3.2.1.2).

### 3.2.1.1 Spulen

Das Faraday-Gesetz (3.5) kann für eine Spule folgendermaßen umgeschrieben werden:

$$U = - \left( NS\mu_0\mu_r \frac{dH(t)}{dt} + NH\mu_0\mu_r \frac{dS(t)}{dt} \right), \quad (3.6)$$

wobei  $N$  die Windungszahl,  $S$  die Querschnittsfläche,  $\mu_r$  die relative Permeabilität des Kernes (für die Luftspule  $\mu_r = 1$ ) und  $H$  das Magnetfeld im Sensorkern sind.

Die ortsfesten Spulen basieren auf dem ersten Term in (3.6) und werden zur Messung von Wechselfeldern verwendet. Der zweite Term beschreibt eine bewegliche Spule, wobei  $S(t)$  die effektive Fläche senkrecht zu dem zu messenden Magnetfeld ist.

In der einfachsten Variante stellt ein induktiver Sensor eine Luftspule dar. Solche Sensoren sind sehr stabil und besitzen eine gute Linearität, ihre Empfindlichkeit ist jedoch funktionsbedingt frequenzabhängig. In den meisten Fällen besitzen die Luftspulen einen großen Durchmesser und sind relativ flach [Gree]. Auf einen Ferritkern gewickelte Spulen zeigen zwar eine bessere Empfindlichkeit, erreichen diese allerdings auf Kosten der mechanischen Stabilität. Sie müssen lang und dünn sein, um einen niedrigen Entmagnetisierungsfaktor zu besitzen. Neuartige rauscharme Induktionsspulen werden vorwiegend in der so genannten Stromausgangsschaltung betrieben [Kasp]. Der rauscharme Strom- bzw. Spannungsverstärker wird möglichst nahe an der Induktionsspule platziert, so dass er als Teil des Sensorelementes betrachtet werden kann.

Zur Herstellung der Spulen wird meistens Kupfer verwendet. Ist jedoch das Sensorgewicht von Bedeutung, kann man Aluminium als Spulenmaterial einsetzen. Eine Aluminium-Spule besitzt nur 45% des Gewichtes einer Kupfer-Spule gleicher Empfindlichkeit mit gleichem Signal / Rausch-Verhältnis [Dehm].

Falls eine kompakte Sensorausführung gefordert ist, kann man die Leiterplatten-Technologie



(PCB) zur Spulherstellung verwenden. PCB-Spulen können auf flexiblem Trägermaterial hergestellt werden und besitzen außerdem eine exakt reproduzierbare Geometrie. Allerdings ist die erreichbare Windungszahl begrenzt. Die mit Hilfe dünner Filme oder CMOS-Technologien hergestellten Spulen haben allerdings einen höheren elektrischen Widerstand und somit ein hohes thermisches Rauschen [llo].

Versucht man die Empfindlichkeit der Spule für niederfrequente Magnetfelder durch Erhöhung der Windungszahl zu verbessern, erhöht sich gleichermaßen der Gesamtwiderstand der Spule, was sich in einer Steigerung des thermischen Rauschens niederschlägt. Außerdem wird die Spulengeometrie durch die wachsende Windungszahl immer „unschärfer“.

Zur Erfassung von magnetischen Gleichfeldern verwendet man rotierende Spulen. Wenn die effektive Spulenfläche sich infolge der Rotation ändert,  $S(t) = S_0 \cos \omega t$ , dann ist die daraus resultierende Spannung nach (3.6):

$$U = BNS_0 \omega \sin \omega t. \tag{3.7}$$

Rawson-Lush stellt eine Reihe von Rotationsspulen-Magnetometern mit einer Dynamik von 50 nT bis 20 mT und einer Auflösung im Nanoteslabereich her [Lush]. Ein fortgeschrittener pneumatisch gestütztes Magnetometer mit Luftlagerung und Quecksilberkontakten ist in [Prih] beschrieben. Eine rotierende Spule mit 20 mm Durchmesser und einer Rotationszahl von 20 000 Umdrehungen pro Minute erzielt eine Auflösung von 10 pT bei einem Offset von weniger als 100 pT. Ein Magnetfeldsensor dieser Art wird von der Firma RS Dynamics unter der Bezeichnung Rocoma hergestellt.

| Parameter                                 | Beschreibung   |
|---|--|
| Dynamik                                   | Luftspulen haben eine nahezu unbegrenzte Dynamik, die nur durch die Ausleseelektronik beschränkt wird. Der messbare Feldbereich für die Spulen mit Ferritkern ist durch das Sättigungsfeld begrenzt. |
| Linearität                                | hoch   |
| Hysterese                                 | keine  |
| Empfindlichkeit                           | Funktionsbedingt ist die Empfindlichkeit der Spulen frequenzabhängig.  |
| Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit | bei hochohmigem Verstärker: keine  |
| Offset                                    | keiner   |
| Temperaturkoeffizient des Offsets         | keiner   |

|   |  |
|---|--|
| Langzeit-Stabilität   | Aufgrund der einfachen Werkstoffe verfügen die Spulen über eine gute Langzeit-Stabilität.  |
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | keine  |
| Rauschen  | Luftspulen besitzen ausschließlich thermisches Rauschen. Im Falle von Kernspulen kann der ferromagnetische Kern zusätzlich Barkhausenrauschen induzieren.                            |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Spulen sind robust und besitzen eine gute Widerstandsfähigkeit.  |
| Bandbreite  | Die rotierenden Spulen werden zur Erfassung von magnetischen Gleichfeldern eingesetzt, wogegen die ortsfesten Spulen Felder mit einer Frequenz von $10^{-2}$ bis $10^9$ Hz erfassen. |
| Leistungsaufnahme   | Im passiven Betrieb nehmen die Spulen keine Leistung auf, so dass die Leistungsaufnahme sich ausschließlich auf die Elektronik begrenzt.   |
| Größe   | Zur Erfassung schwacher Magnetfelder ist man auf eine hohe Windungszahl angewiesen, was sich in den Abmessungen des Sensorelementes niederschlägt.                                   |
| Anfälligkeit gegenüber radioaktiver Strahlung   | unwesentlich   |
| Preis   | preiswert  |

Tab. 2: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von Spulen

### 3.2.1.2 Förstersonden

Die Förstersonden werden zur Magnetfeldmessung im Bereich von  $10^{-1}$  bis  $10^6$  nT eingesetzt. Ihre Dynamik und Empfindlichkeit liegen zwischen den preiswerten Magnetfeldsonden (Hall-Sonden bzw. MR-Sensoren) und den kostspieligen SQUID-Magnetometern. Da die Förstersonden sich in der zfP stark etabliert haben, wird ihre Funktionsweise näher erläutert.

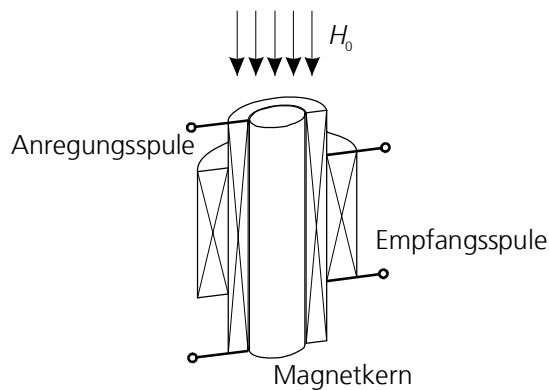


Abb. 3.4: Schematische Darstellung der Förstersonde

Das nichtlineare Verhalten ferromagnetischer Werkstoffe (siehe Abb. 2.3) kann zur Magnetfeldmessung ausgenutzt werden. In Abb. 3.4 ist eine schematische Darstellung der Förstersonde dargestellt. Hier sieht man den ferromagnetischen Magnetkern und zwei Spulen, wobei eine Spule zur Anregung des magnetischen Wechselfeldes im weichmagnetischen Kern und die andere zur Aufnahme des induzierten Signals dienen. Hierbei nimmt das Faraday-Gesetz (3.5) folgende Form an:

$$U = -NSH\mu_0 \frac{d\mu_r(t)}{dt}. \quad (3.8)$$

Das Funktionsprinzip einer Förstersonde ist in Abb. 3.5 dargestellt. Der weichmagnetische Kern wird in beiden Polaritäten mittels einer Anregungsspule bis zur Sättigung periodisch ummagnetisiert (Abb. 3.5, **a**). Aufgrund des Permeabilitätsrückganges im Sättigungsbereich geht die Änderung des magnetischen Flusses  $\Phi$  schlagartig zurück. Man spricht hier von einem Sperrverhalten (engl. *gate*), was dem Sensor im englischen Sprachraum den Namen *fluxgate* verliehen hat. Bei Verschiebung des Arbeitspunktes infolge eines äußeren Magnetfeldes  $H_0$  ist diese Sperre in beiden Aussteuerungsrichtungen unterschiedlich ausgeprägt. In Abb. 3.5, **b** ist der zeitliche Verlauf des Magnetflusses ohne Berücksichtigung des nichtlinearen Verhaltens des Magnetkernes dargestellt (dünne durchgezogene Linie). Die fette durchgezogene Linie zeigt die tatsächliche Änderung des Magnetflusses durch den weichmagnetischen Kern. Legt man nun ein äußeres Magnetfeld  $H_0$  an, verschieben sich die Werte des Magnetflusses durch den Kern um  $\Phi_0$  (punktierte Linie). Zieht man das nichtlineare Verhalten des Magnetkernes in Betracht, wird der Magnetfluss in beiden Aussteuerungsrichtungen begrenzt, wobei die positive und die negative Halbwelle unsymmetrisch sind. An der Empfangsspule entsteht gemäß (3.8) eine Spannung  $U$ , deren Unsymmetrie ein Maß für das gemessene Magnetfeld  $H_0$  ist. Diese Unsymmetrie führt zur Entstehung von Oberwellen, welche mittels Fourier-Analyse aus dem induzierten Signal herausgefiltert werden können. Zum besseren Verständnis der Funktionsweise einer Förster-Sonde wird der Zusammenhang zwischen dem gemessenen Magnetfeld  $H_0$  und dem Empfangssignal  $U$  im Folgenden näher erläutert.

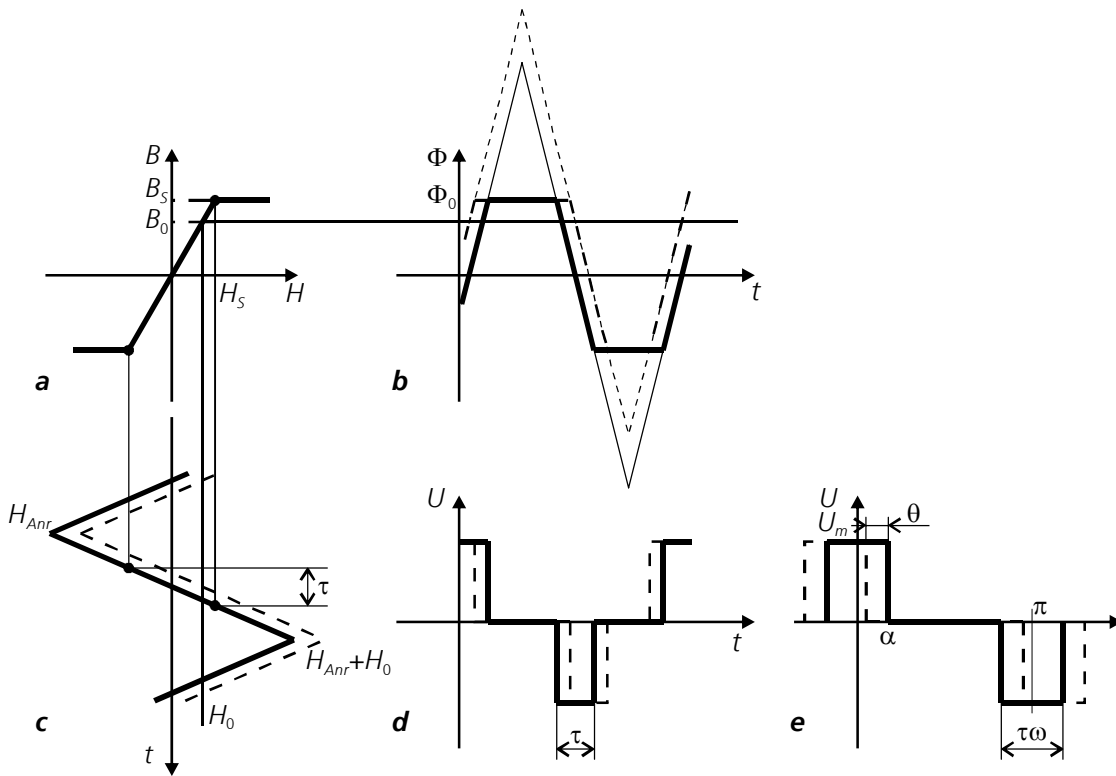


Abb. 3.5: Funktionsprinzip der Förstersonde

Man betrachte das Signal in Abb. 3.5, **e**. Verschieben sich die Pulse um eine Phase  $\theta$ , so entspricht dies einer Verschiebung des Null-Punktes auf der Zeitachse, wobei die Fourier-Koeffizienten des Signals unverändert bleiben. Wenn sich jedoch die positiven Pulse um eine Phase von  $-\theta$  und die negativen um eine Phase von  $+\theta$  verschieben, kann man die Fourier-Koeffizienten folgendermaßen schreiben [Bron]:

$$\begin{aligned}
 A_{ns} &= \frac{1}{\pi} \int_{-(\alpha+\theta)}^{\alpha-\theta} U_m \sin nxdx + \frac{1}{\pi} \int_{\pi-(\alpha-\theta)}^{\pi+(\alpha+\theta)} U_m \sin nxdx = \\
 &= -\frac{2U_m}{\pi n} \sin n\alpha \sin n\theta (1 - \cos n\pi),
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

und für die Kosinus-Reihe:

$$A_{nc} = \frac{2U_m}{\pi n} \sin n\alpha \cos n\theta (1 + \cos n\pi).
 \tag{3.10}$$

Für  $n = 0, 2, 4, \dots$ :

$$A_{ns} = 0, A_{nc} = -\frac{4U_m}{\pi n} \sin n\alpha \cos n\theta.
 \tag{3.11}$$

Für  $n = 1, 3, 5, \dots$ :

$$A_{nc} = 0, A_{ns} = \frac{4U_m}{\pi n} \sin n\alpha \sin n\theta. \quad (3.12)$$

Die Parameter  $\alpha$  und  $\theta$  können durch die Zeit ausgedrückt werden:

$$\alpha = \omega \frac{\tau}{2}, \theta = \omega \Delta T, \omega = \frac{2\pi}{T}, \quad (3.13)$$

wobei  $\tau$  die Pulsdauer und  $\Delta T$  die zeitliche Verschiebung der Rechteckpulse sind.

Für die geraden  $n$  gilt dann:

$$A_n = 4U_m \frac{\tau}{T} \left[ \frac{\sin n\pi \frac{\tau}{T}}{n\pi \frac{\tau}{T}} \right] \cos n2\pi \frac{\Delta T}{T}, \quad (3.14)$$

und für die ungeraden  $n$ :

$$A_n = -4U_m \frac{\tau}{T} \left[ \frac{\sin n\pi \frac{\tau}{T}}{n\pi \frac{\tau}{T}} \right] \sin n2\pi \frac{\Delta T}{T}, \quad (3.15)$$

Betrachten wir den Ferritkern der Förstersonde, welcher mit einem periodischen Anregungsfeld  $H_{Anr} = H_m^{\sin} \sin \omega t$  ummagnetisiert wird. In Abb. 3.5, **c** ist ein dreieckförmiges Anregungssignal dargestellt. Hierbei geht  $\sin \omega t$  in  $\omega t$  über. Das Maximum des Anregungsfeldes wird beim Winkel  $\omega t = \pi/2$  erreicht, so dass  $H_m^{\sin} = 2H_m / \pi$ . Für das Anregungsfeld gilt also:

$$H_{Anr} = \frac{2}{\pi} H_m \omega t. \quad (3.16)$$

Aus Abb. 3.5, **c** geht deutlich hervor, dass

$$H_s = \frac{2}{\pi} H_m \omega \frac{\tau}{2}, \quad (3.17)$$

woraus man die Pulsdauer berechnen kann:

$$\tau = \frac{\pi H_s}{\omega H_m}. \quad (3.18)$$

In der Empfangsspule wird eine Spannung gemäß dem in Abb. 3.5, **d, e** dargestellten Diagramm induziert. Wirkt auf den Ferritkern ein äußeres Magnetfeld  $H_0$ , so verschieben sich die Pulse um  $\Delta T$ . Dies kann wiederum in eine Fourier-Reihe entwickelt werden.

Ist das äußere Feld  $H_0 = 0$ , findet keine zeitliche Verschiebung der Pulse in der Empfangsspule statt. Gemäß (3.14) und (3.15) treten in diesem Fall nur die Oberwellen mit geraden  $n$  auf, welche ihren Beitrag zur gesamten Spannung leisten:

$$U_n = \frac{2}{\pi} \omega \left[ U_m \tau \frac{\sin n \frac{\pi H_s}{2 H_m}}{n \frac{\pi H_s}{2 H_m}} \right], \quad (3.19)$$

wobei  $U_m \tau$  die Fläche des Pulses [Volt · Sekunde] ist:

$$U_m \tau = \Phi_{\max} - \Phi_{\min} = 2B_s NS, \quad (3.20)$$

Nimmt man den Grenzfall  $H_s \rightarrow 0$  bzw.  $H_m \rightarrow \infty$ , ist der in (3.19) in den Klammern stehende Bruch gleich 1. Daraus ergibt sich die maximal mögliche Spannungsamplitude:

$$U_{\lim} = \frac{4}{\pi} \omega B_s NS, \quad (3.21)$$

Für eine beliebige Oberwelle gilt dann:

$$\frac{U_n}{U_{\lim}} = \frac{\sin n \frac{\pi H_s}{2 H_m}}{n \frac{\pi H_s}{2 H_m}}. \quad (3.22)$$

Ist das äußere Magnetfeld  $H_0 \neq 0$ , verschieben sich die Pulse um  $\theta$  (Abb. 3.5). Dies entspricht auf der Zeitachse:

$$\Delta T = \frac{1}{2} \frac{\pi H_s}{\omega H_m}. \quad (3.23)$$

Dabei entstehen Oberwellen mit ungeraden  $n$ , für welche gilt:

$$\frac{U_n}{U_{\lim}} = \frac{\sin n \frac{\pi H_s}{2 H_m} \sin n \frac{\pi H_0}{2 H_m}}{n \frac{\pi H_s}{2 H_m}}. \quad (3.24)$$

Ist das äußere Magnetfeld  $H_0$  gering, d.h.  $n \frac{\pi H_0}{2 H_m} \ll \frac{\pi}{2}$ , dann gilt:

$$U_n = \frac{4}{\pi} \omega B_s NS \left[ \frac{\sin n \frac{\pi}{2} \frac{H_s}{H_m}}{n \frac{\pi}{2} \frac{H_s}{H_m}} \right] \frac{H_0}{H_m}, \quad (3.25)$$

wobei  $n = 1, 3, 5, \dots$

Für den Grenzfall  $H_s/H_m \rightarrow 0$  erhält man:

$$U_n = \frac{4}{\pi} \omega B_s NS \frac{H_0}{H_m}. \quad (3.26)$$

Zusammenfassend stellt man fest, dass in Gegenwart eines äußeren Magnetfeldes  $H_0$  am Ausgang der Förstersonde neben der Grundfrequenz und ihrer Vielfachen ( $n = 0, 2, 4, \dots$ ) auch die Oberwellen mit ungeraden  $n$  auftreten. Diese Oberwellen hängen von  $H_s$  und  $H_m$  ab, und sind direkt proportional zum äußeren Magnetfeld  $H_0$ . In der Praxis wird am häufigsten die zweite Harmonische (d.h. die Spannung in der doppelten Frequenz des Magnetisierungsstromes,  $n = 1$ ) als Funktion der Feldstärke ausgewertet [För1]. Dafür werden häufig zwei Magnetkerne entweder mit entgegengeschalteten Anregungsspulen zur Magnetfeldmessung oder mit entgegengesetzten Empfangsspulen zur Messung des Magnetfeldgradienten verwendet [För1].

Eine Integration des Sensorelementes und der dazugehörigen Elektronik auf einem Wafer ermöglicht es, mehrere Förstersonden auf einem Sensorchip zu fertigen. In Fraunhofer IPMS Dresden wurde bereits ein Versuch unternommen, einen Sensorchip mit 4 Förstersonden herzustellen (Abb. 3.6).

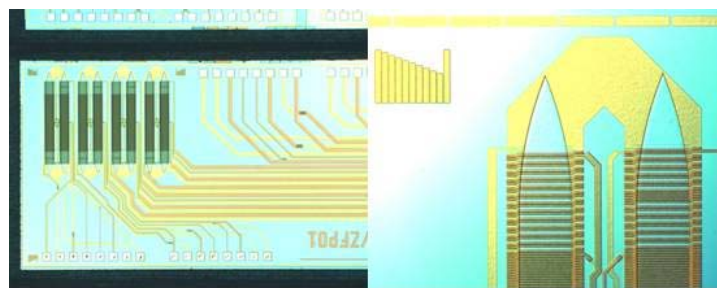


Abb. 3.6: Sensorchip mit 4 Förstersonden in verschiedenen Vergrößerungen (**Fraunhofer IPMS Dresden**)

Im IZFP Dresden wurde eine Sensorgruppe aufgebaut, welches aus 16 Förstersonden besteht (Abb. 3.7). Die Sensorgruppe wurde erfolgreich auf seine Eignung zur Detektion von Oberflächen- und verdeckter Risse geprüft [Netz]. Die Messung erfolgte im Remanenzfeld nach der Magnetisierung in einer Helmholtz-Spule.

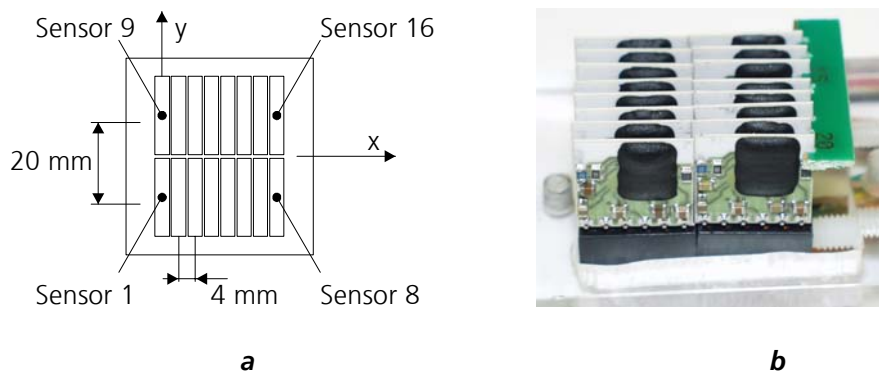


Abb. 3.7: Sensorgruppe mit 2x8 Förstersonden: schematische Darstellung (a), Aufnahme (b) (Fraunhofer IPMS, IZFP Dresden)

Die hohe Empfindlichkeit der Förstersonden ermöglicht die Messung schwacher Magnetfelder. Aufgrund der weichmagnetischen Eigenschaften des Ferritkernes erreichen jedoch die Förstersonden schon in relativ kleinen Magnetfeldern den Sättigungszustand und können aus diesem Grund hauptsächlich zur Messung von Remanenzfeldern eingesetzt werden. Die komplexe Sensorelektronik sowie Signalauswertung erschweren eine Integration mehrerer Sensoren zur flächendeckenden Prüfung. Die gegenwärtigen Anforderungen an die Prüfungsgeschwindigkeit verlangen einen schnellen Prüfablauf, was sich in einer schnellen Änderung des Messsignals mit einer Bandbreite bis hin zu einigen hundert kHz niederschlägt. Da die Förstersonden jedoch mit einer Anregungsfrequenz von ca. 10 kHz betrieben werden, sind sie ausschließlich zur Messung niederfrequenter Felder geeignet.

| Parameter                                 | Beschreibung   |
|---|--|
| Dynamik                                   | Aufgrund der weichmagnetischen Eigenschaften des Ferritkerns besitzen die Förstersonden eine relativ kleine Dynamik (bis $10^{-3}T$ ).       |
| Linearität                                | gut  |
| Hysterese                                 | Da der Sensorkern während der Magnetfeldmessung periodisch ummagnetisiert wird, bewirkt das äußere Magnetfeld keine Hysterese im Messsignal. |
| Empfindlichkeit                           | Durch Einsatz weichmagnetischer Ferritkerne kann eine Empfindlichkeit bis $10^{-10} T$ erreicht werden.                                      |
| Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit | Der Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit wird hauptsächlich durch die Elektronik bedingt.   |
| Offset                                    | gering   |
| Temperaturkoeffizient des Offsets         | Der Einsatz temperaturstabiler Bauteile verringert die temperaturbedingte Drift des Offsets.   |
| Langzeit-Stabilität                       | gut  |



|   |   |
|---|---|
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | Da sich die in Ferritkernen verwendeten Werkstoffe weichmagnetisch verhalten, führt der Einsatz des Sensors in starken Magnetfeldern zu keiner dauerhaften Sättigung. Beim Abschalten starker Magnetfelder ist der Sensor sofort wieder einsetzbar. |
| Rauschen  | Förstersonden besitzen neben dem 1/f-Rauschen zusätzlich Barkhausenrauschen, welches durch die Ummagnetisierung der Ferritkerne entsteht.   |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Die Magnetkerne der Förstersonden sind korrosionsgefährdet und ändern ihre Eigenschaften infolge der Temperaturschwankungen. Die Sensorelektronik macht die Förstersonden anfällig gegenüber Umwelteinflüssen.                                      |
| Bandbreite  | Die funktionsbedingte Ummagnetisierung des Sensorkernes ermöglicht nur die Messung im Frequenzbereich unterhalb der Anregungsfrequenz der Spule. Förstersonden werden daher zur Messung niederfrequenter Felder verwendet.                          |
| Leistungsaufnahme   | Aufgrund der elektrischen Schaltung mit mehreren aktiven Komponenten (Signalgenerator, Verstärker etc.) haben die Förstersonden eine hohe Leistungsaufnahme.  |
| Größe   | Obwohl eine Integration des Sensorelementes (Ferritkern(e) und Spule(n)) und der Sensorelektronik auf einem Chip bereits möglich ist, besitzen die Förstersonden relativ große Abmessungen.   |
| Anfälligkeit gegenüber radioaktiver Strahlung   | Die elektronischen Komponenten können durch Strahlung beschädigt werden.  |
| Preis   | Die hohen Herstellungskosten der Förstersonden schlagen sich in einem hohen Preis nieder.   |

Tab. 3: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von Förstersonden

### 3.2.2 Galvanomagnetische Sensoren

Sensoren, welche unter Einwirkung des Magnetfeldes auf Ladungsträger ein elektrisches Signal erzeugen, werden als galvanomagnetische Sensoren bezeichnet. Der galvanomagnetische Effekt tritt beim Transport elektrischer Ladungen im Festkörper auf und wird durch die Lorentz-Kraft verursacht:

$$\vec{F}_L = q\vec{E} + q[\vec{v} \times \vec{B}], \quad (3.27)$$

wobei  $q$  die elektrische Ladung (für ein Elektron  $q \approx -1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ),  $\vec{E}$  das elektrische Feld,  $\vec{v}$  die Ladungsgeschwindigkeit und  $\vec{B}$  die magnetische Induktion sind.

Sowohl der Hall- als auch der magnetoresistive Effekt sind galvanomagnetischer Natur und bilden die Basis zahlreicher konventioneller und neuartiger Magnetfeldsensoren. Hall entdeckte den nach ihm benannten Effekt im Jahr 1879. Der magnetoresistive Effekt wurde bereits 1856 von Thomson entdeckt, blieb aber weitgehend unbemerkt bis zur Entdeckung

des Hall-Effektes.

### 3.2.2.1 Hallsonden

Eine Hallsonde ist ein Magnetfeldsensor, welcher auf dem von Hall entdeckten Effekt basiert. In der Regel besteht eine Hallsonde aus einer dünnen rechteckigen Halbleiterplatine, welche mit vier elektrischen Kontakten versehen ist (Abb. 3.8). Der Anregungsstrom  $I$  wird über zwei Kontakte (Stromkontakte  $CC_1$  und  $CC_2$ ) erzeugt, und die anderen zwei Kontakte (Ausgangskontakte  $SC_1$  und  $SC_2$ ) sind an zwei Äquipotenzialpunkten am Plattenrand angebracht. Wirkt ein Magnetfeld auf das System, so ist eine Spannung an den Ausgangskontakten messbar. Die Hall-Spannung ist proportional zum Produkt der magnetischen Induktion senkrecht zu der Platte  $B_z$ , und dem Anregungsstrom  $I = q \cdot v$  (3.27).

Aufgrund ihrer galvanomagnetischen Natur unterliegen Hall-Sonden einer hohen Temperaturdrift sowie einer hohen Empfindlichkeit gegenüber mechanischen Spannungen, welche infolge des Herstellungsprozesses im halbleitenden Sensorelement entstehen. Um diese Unsicherheiten im Messsignal zu reduzieren, verwendet man Hallsondenelemente mit mehreren Kontakten, welche mit einer Frequenz von bis zu einigen hundert kHz getaktet abgefragt werden. Dies führt zu einer Zerhackung (engl. chopping) des Messsignals, so dass das Nutzsignal und die Drift in verschiedenen Frequenzbereichen liegen und durch entsprechende Demodulierung voneinander getrennt werden können. Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Temperaturstabilität ist die Verwendung von Halbleitern mit einem breiten Bandabstand (z.B., GaAs bis 175°C).

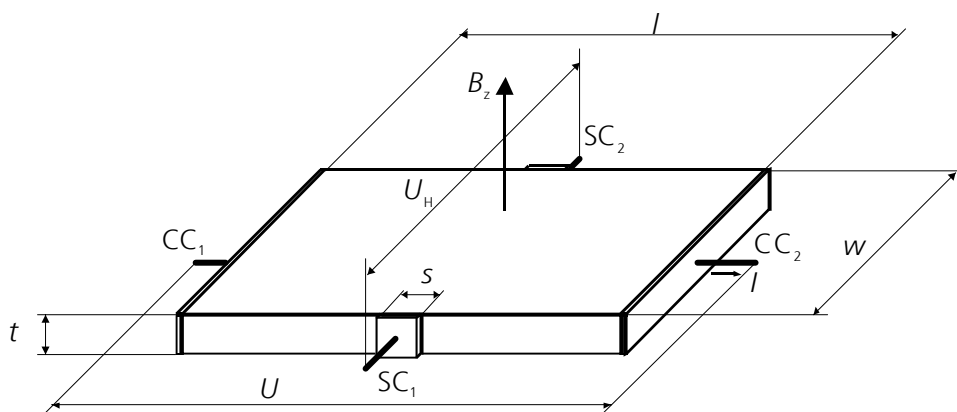


Abb. 3.8: Rechteck-Hallsondenelement: Stromkontakte  $CC_1$  und  $CC_2$ , Ausgangskontakte  $SC_1$  und  $SC_2$ , Anregungsstrom  $I$ , Spannungsabfall  $U$  über der Platine, Hallsonden-Spannung  $U_H$

Da die Empfindlichkeitsrichtung bei Hallsonden senkrecht zur Sensorfläche steht, und das eigentliche Sensorelement meist in der Mitte des Kunststoffgehäuses kommerzieller Hallson-

den angeordnet ist, eignen sie sich besonders zur Erfassung der Normalkomponente des Magnetfeldes an der Bauteiloberfläche oder der Tangentialkomponente in geometrischen Zwischenräumen wie z.B. Verzahnungen. Diese Eigenschaft der Hallsonden ist besonders interessant bei Streuflussprüfung an Bauteilen komplexer Geometrie, wo die Magnetisierungsrichtung über das Bauteil hinweg variiert. Da die Tangentialfeldkomponente richtungsabhängig ist, erfordert ihre Messung (z.B. mittels GMR-Sensoren) an solchen Bauteilen die Vorkenntnis über den Verlauf der Feldlinien sowie eine komplizierte Sensorführung. Eine Messung der Normalkomponente kann in diesen Fällen vorteilhaft sein.

In Abb. 3.9 ist das Ergebnis eines 2D-Scans mittels einer Hallsonde dargestellt. Über den Rissen verhält sich die Normalkomponente des Magnetfeldes entsprechend dem in Abb. 2.6 dargestellten Verlauf. An den Rissen erkennt man einen Polaritätswechsel des Messsignals (Abb. 3.9, **b**). Durch geeignete Signalverarbeitung kann das von den Rissen herrührende Streuflussignal von dem durch Kanten verursachten unterschieden werden.

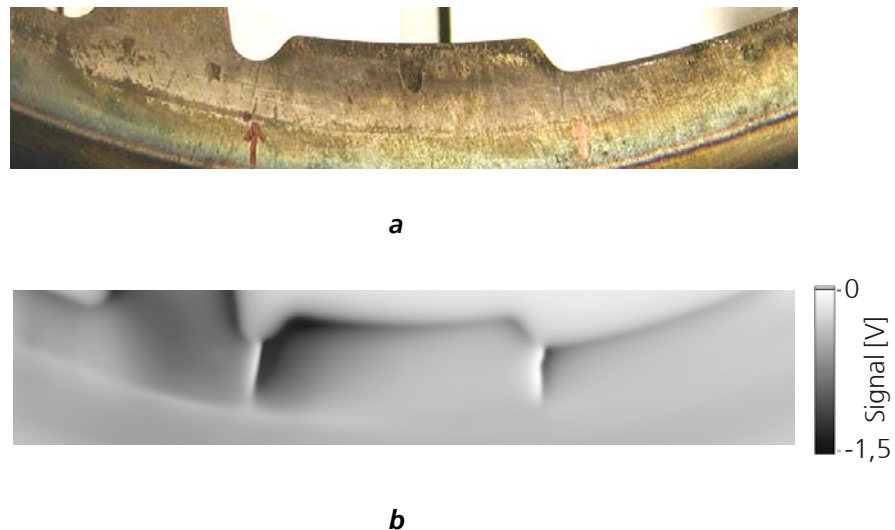


Abb. 3.9: Rissdetektion an induktiv gehärteten Bauteilen mittels einer Hall-Sonde: optisches Bild (**a**); Ergebnis der Streuflussmessung (**b**)

| Parameter       | Beschreibung  |
|-----------------|---|
| Dynamik         | Die Hallsonden besitzen eine große Dynamik, die nur durch die Elektronik (Verstärker) begrenzt ist. |
| Linearität      | gut   |
| Hysterese       | keine   |
| Empfindlichkeit | Hallsonden haben einen relativ kleinen Signalhub bei Änderung des Magnetfeldes.                     |

|   |   |
|---|---|
| Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit   | Aufgrund der Halbleitereigenschaften haben die Hallsonden einen großen Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit. Das Chopper-Verfahren ermöglicht eine Stabilisierung der Temperaturdrift. |
| Offset  | Assymetrie in der Kontaktierung des Hallelementes bewirkt einen Offset am Sensorausgang.  |
| Temperaturkoeffizient des Offsets   | groß  |
| Langzeit-Stabilität   | gut   |
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | keine   |
| Rauschen  | Außer thermischem und 1/f-Rauschen besitzen die temperaturstabilisierten Hallsonden ein zusätzliches Rauschen im Bereich der Chopper-Frequenz.  |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Die bei der Herstellung von Hallsonden verwendeten Halbleiter sind anfällig gegenüber Umwelteinflüssen.   |
| Bandbreite  | Bandbreite erstreckt sich bis zu einigen MHz. Falls die Hallsonde chopperstabilisiert ist, liegen die erfassbaren Felder unter der Chopper-Frequenz.  |
| Leistungsaufnahme   | gering  |
| Größe   | Der Halleffekt ist ein Volumeneffekt was nur eine begrenzte Miniaturisierung ermöglicht.  |
| Anfälligkeit gegenüber radioaktiver Strahlung   | Halbleiter sind sehr empfindlich gegenüber Strahlung.   |
| Preis   | preisgünstig  |

Tab. 4: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von Hallsonden

Hallsonden sind preisgünstig und können aufgrund der CMOS-Kompatibilität leicht mit integrierten Schaltungen auf einem Chip kombiniert werden. Sie verfügen jedoch über eine geringe Empfindlichkeit und werden in vielen Anordnungen zunehmend durch magnetoresistive Sensoren ersetzt. Wie bereits erwähnt, erfassen die Hallsonden nur Magnetfeldkomponenten, die senkrecht zur Sensorebene liegen. Zur Messung der tangentialen Magnetfeldkomponente bieten sich magnetoresistive Sensoren an, deren Empfindlichkeitsrichtung in der Sensorebene liegt.

### 3.2.2.2 AMR-Sensoren

Mit AMR (anisotropic magnetoresistance) wird ein Magnetfeldeffekt bezeichnet, bei dem der elektrische Widerstand parallel und senkrecht zur Magnetisierungsrichtung eines Leitermaterials unterschiedliche Beträge besitzt. In günstigen Fällen beträgt die Größe des Unterschiedes

einige Prozent [Hart]. Daher sind Werkstoffe, welche einen großen AMR-Effekt aufweisen, als Magnetfeldsensoren zur Streuflussprüfung von Interesse.

AMR-Sensoren haben folgendes Wirkprinzip: Eine Magnetfeldänderung erzeugt eine Änderung des elektrischen Widerstandes in einem dünnen Film eines ferromagnetischen Übergangsmetalls, welche über eine einfache Elektronik ausgelesen wird. Ein von außen auf das Material wirkendes Magnetfeld dreht die interne Magnetisierung der magnetischen Domänen des Materials so, dass diese sich mit steigender Magnetfeldstärke immer mehr an dem äußeren Feld orientieren. Ist das äußere Magnetfeld stark genug, so ist die Orientierung der internen Magnetisierung und des äußeren Feldes gleich. Nun kommt es darauf an, wie der Stromdichtevektor des durch das Material fließenden Stroms und der Magnetfeldvektor der internen Magnetisierung zueinander stehen. Stehen sie senkrecht aufeinander, so ist der elektrische Widerstand des Materials minimal, sind sie parallel zueinander so ist der Widerstand maximal. Das heißt, der Widerstand hängt stark von der relativen Orientierung der Magnetisierung und des Stroms ab. Die Anisotropie des Widerstandes kann quantenmechanisch erklärt werden und ist in [Eber] ausführlich behandelt.

Die Schwelle zur technischen Anwendung der AMR wurde erst nach mehr als 100 Jahren nach seiner Entdeckung erreicht, da dieser Schritt die Verfügbarkeit mikroelektronischer Systeme und Dünnschichttechniken voraussetzte. In den 70er Jahren wurden erste Anwendungen des AMR-Effektes vorgeschlagen. Diese Technologie hat sich inzwischen in der Industrie, besonders in Massenspeichermedien, weitgehend etabliert. Das Thema der Forschung sind nicht mehr in erster Linie die physikalischen Grundlagen. Vielmehr geht es darum, mit bestimmten Technologien integrierte Sensorsysteme herzustellen, welche maßgeschneiderte Eigenschaften hinsichtlich der Sensoranordnung, elektrischen Schaltung etc. besitzen. Man arbeitet an weiteren Verbesserungen der für empfindliche Sensoren wichtigen weichmagnetischen Eigenschaften und des magneto-resistiven Effektes durch z.B. Zusatz bestimmter Elemente (Nb, Au etc.) in NiFe-Schichten. Im Rahmen der technischen Optimierung von AMR-Anwendungen wurden Verfahren zur Kontrolle von Nichtlinearitäten und Temperaturabhängigkeiten sowie zur Reduzierung des Barkhausenrauschens durch Stützfelder hartmagnetischer Schichten entwickelt [McCo]. Es wird auch angestrebt, Produktionsverfahren mit geringer Exemplarstreuung sowie Simulationsmodelle zu entwickeln, welche eine gezielte Anwendungsoptimierung und den Aufbau von Sensorsystemen mit einer großen Integrationszahl ermöglichen. Wichtiges Ziel bei der Sensorentwicklung für anwendungsfähige zFP-Lösungen ist eine möglichst lineare Kennlinie. Auch geht es um die Optimierung der Form der AMR-Sensorschicht sowie um die Integration von geeigneten Flusskonzentratoren („Magnetfeldantennen“), um den AMR-Effekt zur Messung extrem kleiner Felder einsetzen

zu können. Es sind mittlerweile Werte für die Empfindlichkeit im Bereich von Pikotesla erreicht; Femtotesla werden für möglich gehalten und angestrebt [Dett]. Im Bereich der Messung kleinster Felder wird damit die MR-Technologie zum Konkurrenten der HTSL-SQUIDs. Noch sind die Eigenschaften nicht erreicht, welche die HTSL-SQUIDs auszeichnen, jedoch sind die Werte der AMR-Sensoren nicht mehr weit entfernt und sie werden bereits bei Raumtemperatur erreicht [Davi]. Ein Vergleich der Leistungswerte von MR-Sensoren und SQUIDs findet sich in [Stef].

Die photothermisch modulierte Streufeldmessung (PMS) nutzt kleine, durch einen modulierten Laserstrahl hervorgerufene Schwankungen der lokalen Magnetisierung eines Prüfobjekts, die über das externe Streufeld nachgewiesen werden. Die hohe Empfindlichkeit und Rauscharmut der AMR-Sensoren hat es ermöglicht, die kleinen Streufelder, welche durch das periodische Aufheizen und Abkühlen der ferromagnetischen Schichten durch einen Laserstrahl erzeugt werden, zu erfassen [Klo2]. Die resultierenden Streufeldoszillationen werden unter Nutzung von AMR-Sensoren nachgewiesen (siehe Abb. 3.10, **a**) und nach Amplitude und Phase relativ zur thermischen Anregung ausgewertet. Diese Technik ermöglicht einen Nachweis von Domänenstrukturen in amorphen metallischen Legierungen und in dünnen Sendust-Schichten.

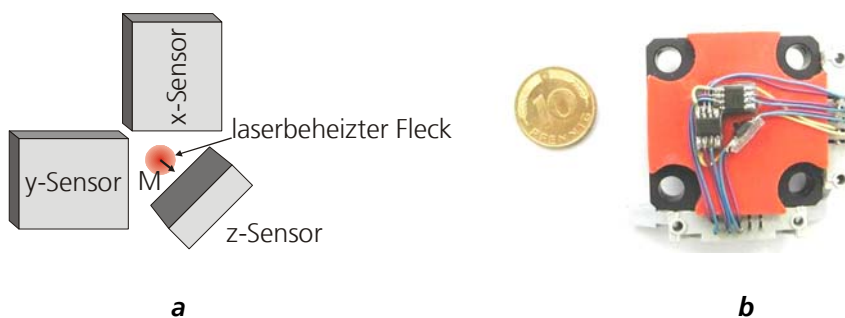


Abb. 3.10: Anordnung dreier magnetoresistiver Sensoren für den Nachweis der Streufelder in drei Raumrichtungen (**a**); Realisierung mit AMR-Sensoren (**b**)

Für die in Abb. 3.11 gezeigte Untersuchung konnte erstmals ein Mehrkomponenten AMR-Sensor (Abb. 3.10, **b**) eingesetzt werden. Im Gegensatz zum optischen Bild, welches nur die Oberflächenstruktur wiedergibt, zeigen die PMS-Bilder eine ausgeprägte magnetische Struktur. Im magnetischen Amplituden- (**b**) und Phasenbild (**c**) erkennt man deutlich einen ferromagnetischen Einschluss, welcher im optischen Bild (**a**) nicht zu sehen ist. Aus den gemessenen zusätzlichen Streufeldkomponenten kann ein verfeinertes Bild des Oberflächenstreufeldes gewonnen werden. Die Besonderheit dieses Verfahrens besteht darin, dass seine Ortsauflösung im Wesentlichen durch die Größe des vom Laser beheizten Volumens vorgegeben wird und nicht vom Abstand der Oberfläche zu den Sensoren oder deren Abmessungen

begrenzt wird.

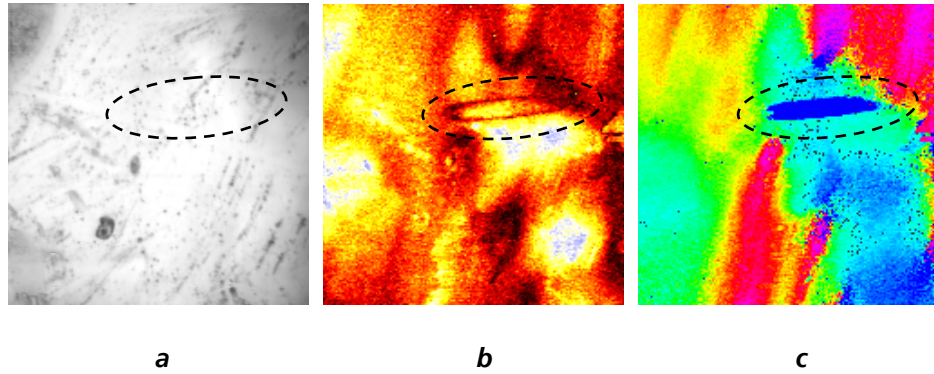


Abb. 3.11: Photothermisch modulierter Streufluss gemessen an einer 40  $\mu\text{m}$   $\text{CoSiB}_{20}$  Dünnschicht  $500 \times 500 \mu\text{m}^2$ : optisches Bild des Scanbereiches (**a**); Amplitudenbild des Streuflusses (**b**); Phasenbild des Streuflusses (**c**). Im Amplituden- und Phasenbild ist ein ferromagnetischer Einschluss deutlich zu erkennen, der im optischen Bild nicht zu sehen ist (gestrichelte Linie).

| Parameter   | Beschreibung   |
|---|--|
| Dynamik   | Aufgrund der weichmagnetischen Eigenschaften des magnetfeldempfindlichen Elementes erreichen die AMR-Sensoren bereits bei ca. $10^{-3}$ T den Sättigungszustand.                                 |
| Linearität  | Die Kennlinie der AMR-Sensoren zeigt eine schlechte Linearität, kann aber durch Anwendung so genannter Barber-Pole deutlich verbessert werden [Gint].  |
| Hysterese   | Aufgrund der ferromagnetischen Natur des AMR-Effektes besitzen die Sensoren eine Hysterese.  |
| Empfindlichkeit   | hoch (bis $10^{-12}$ T im Labor)   |
| Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit   | gering   |
| Offset  | Die Hysterese bewirkt den Hauptanteil des Offsets.   |
| Temperaturkoeffizient des Offsets   | gering   |
| Langzeit-Stabilität   | gut  |
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | Wird der AMR-Sensor starken Magnetfeldern ausgesetzt, kann die Sensorkennlinie beeinträchtigt und sogar invertiert werden.   |
| Rauschen  | Die AMR-Sensorelemente besitzen, wie alle Widerstände, ein thermisches Rauschen. Außerdem besitzen sie $1/f$ -Rauschen sowie magnetisches Barkhausenrauschen bei der Messung von Wechselfeldern. |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Die AMR-Sensoren sind robust und widerstandsfähig gegenüber Umwelteinflüssen.  |
| Bandbreite  | Die AMR-Sensoren können Magnetfelder im Frequenzbereich von 0 bis $10^6$ Hz erfassen.  |

|   |   |
|---|---|
| Leistungsaufnahme                             | Der geringe Widerstand der AMR-Sensoren führt zu einer erhöhten Leistungsaufnahme, da zumeist ein hohes Ausgangssignal erwünscht ist.                               |
| Größe   | Eine Integration des Sensorelementes und der Elektronik auf einem Chip ermöglichen eine kompakte Sensorausführung. Sensorgrößen von 1 mm <sup>2</sup> sind möglich. |
| Anfälligkeit gegenüber radioaktiver Strahlung | unempfindlich   |
| Preis   | Die kommerziellen AMR-Sensoren sind dank der Massenproduktion preisgünstig.   |

Tab. 5: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von AMR-Sensoren

### 3.2.3 Sensoren mit spinbedingter Magnetfeldempfindlichkeit

Die Beherrschung der Schichtdicken magnetischer Materialien bis hinein in den Nanometerbereich hat zur Entdeckung einer völlig neuen Klasse der Magnetowiderstandseffekte geführt. 1988 fanden Grünberg und Fert einen neuen Magnetowiderstandseffekt, welcher wegen seiner im Vergleich zum AMR-Effekt „gigantischen“ Größe als gigantischer Magnetowiderstandseffekt (giant magnetoresistance oder GMR) bezeichnet wird. In der einfachsten Form tritt der GMR-Effekt in einem System auf, welches aus zwei magnetischen Schichten (z.B. aus Kobalt) besteht, unterbrochen von einer nichtmagnetischen elektrisch leitenden Zwischenschicht (z.B. Kupfer). Die maximale durch ein äußeres Magnetfeld ausgelöste relative Widerstandsänderung in einem solchen einfachen Schichtsystem beträgt 6 bis 8%. Gegenüber dem AMR-Effekt ist dies eine Verdoppelung. Hinzu kommt, dass der GMR-Effekt ganz wesentlich vergrößert werden kann, indem man zu Vielfachschichten übergeht. Rekordwerte für die Widerstandsänderung liegen hier bei über 100% [Hart]. Ersetzt man die nicht ferromagnetische Zwischenschicht durch eine Zwischenschicht, welche zusätzlich auch nicht leitend ist, erhöht sich der MR-Effekt um ein Vielfaches. Ist diese Schicht dünn genug, so können Elektronen sie durch den quantenmechanischen Tunneleffekt überwinden, und es kann ein Strom durch den Tunnelkontakt fließen. Dieser Effekt wird als Tunnelmagnetowiderstand (tunneling magnetoresistance) oder TMR-Effekt bezeichnet. Diese Entdeckung ist für zukünftige Sensorikanwendungen im Bereich der Streuflussprüfung von großem Interesse.

#### 3.2.3.1 GMR-Sensoren

Der GMR-Effekt nutzt den Spin der Elektronen auf eine neuartige Weise: Der elektrische Widerstand des Schichtsystems hängt vom Winkel zwischen den Magnetisierungsrichtungen



beider ferromagnetischer Schichten ab. Die den Widerstand verursachende Streuung der Elektronen wird vergrößert, wenn die Magnetisierungsrichtung der beiden Grenzschichten nicht parallel ist. Der Widerstand ist am größten bei antiparalleler Einstellung (Abb. 3.12, **a**) und am kleinsten bei paralleler Einstellung (Abb. 3.12, **b**). Zwar ist die Deutung des GMR-Effektes noch umstritten, jedoch darf als akzeptiert gelten, dass es sich hierbei um ein Grenzflächenphänomen handelt und nicht um eine Eigenschaft des dreidimensionalen Festkörpers, wie es z.B. bei galvanomagnetischen Effekten der Fall ist. Der GMR-Effekt wurde als erstes 1988 an Fe/Cr/Fe-Schichten gefunden [Bina]. Danach zeigte sich, dass auch Co/Cu/Co-Schichten einen großen GMR-Effekt aufweisen. Bei Raumtemperatur fand man den GMR-Effekt erstmals 1991 [Park]. Dies ermöglichte die Verwendung des GMR-Effektes zur Magnetfeldmessung auch außerhalb der Laborbedingungen.

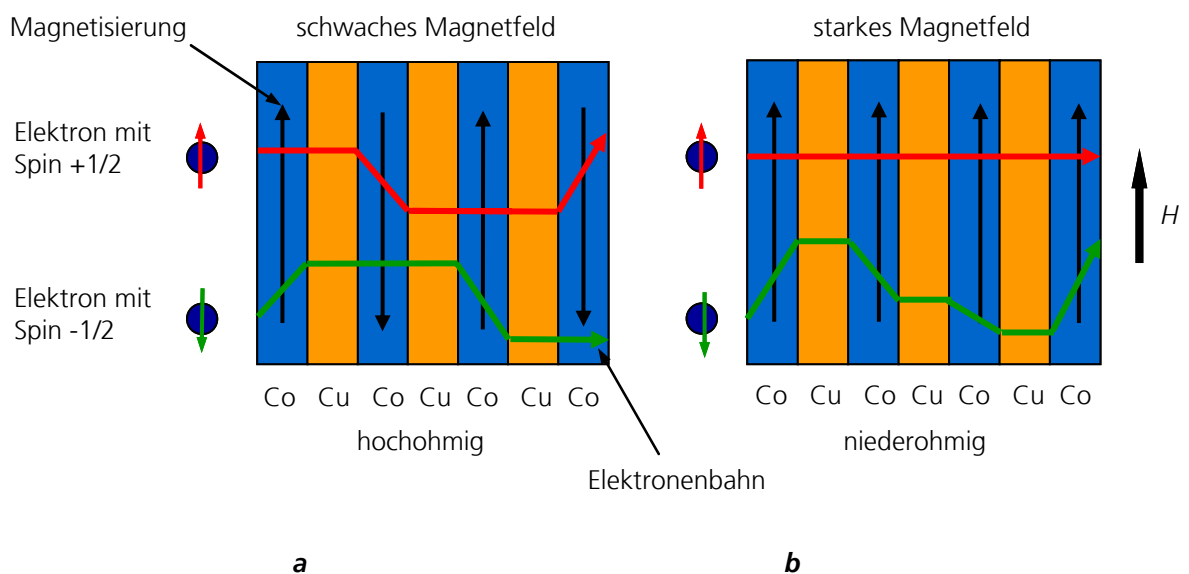


Abb. 3.12: Physikalisches Wirkprinzip des GMR-Effektes

Zunächst wurde vermutet, dass der GMR-Effekt im Zusammenhang mit der ebenfalls an Fe/Cr/Fe-Schichten 1986 neu entdeckten Zwischenschichtkopplung steht [Grün]. Die Zwischenschichtkopplung bezeichnet die magnetische Austauschkopplung zweier magnetischer Schichten über eine nichtmagnetische Zwischenschicht hinweg. Diese Zwischenschicht kann bis knapp 10 nm dick sein. Je nach Dicke der Zwischenschicht können die benachbarten magnetischen Schichten entweder parallel (ferromagnetische Kopplung) oder antiparallel (antiferromagnetische Kopplung) magnetisiert oder die Magnetisierungsrichtung sogar um  $90^\circ$  gedreht sein [Rühr]. Die Wellenlänge der Oszillation zwischen diesen Zuständen beträgt etwa 2 bis 4 nm, was 10-20 Monolagen entspricht.

Daher ergab sich anfangs die Vermutung, dass beide Effekte – GMR und Zwischenschichtkopplung – miteinander verknüpft sind. Mit der Beobachtung des GMR-Effektes auch bei

Schichten ohne Zwischenschichtkopplung, bei denen ein Winkel zwischen den Magnetisierungen auf andere Weise erreicht wird, war diese Vermutung widerlegt [Barn]. Man kann also den GMR-Effekt in Schichtsystemen mit oder ohne Zwischenschichtkopplung erreichen.

Man unterscheidet daher in der Gruppe der GMR-Schichtsysteme gekoppelte und ungekoppelte GMR-Systeme, je nachdem ob die nichtmagnetische Zwischenschicht dünn genug ist, um die Zwischenschichtkopplung wirksam werden zu lassen. In beiden Fällen wird jedoch der GMR-Effekt durch denselben physikalischen Wirkmechanismus hervorgerufen. Dies war zunächst unklar, weshalb man aus historischen Gründen die ungekoppelten Systeme zur Unterscheidung häufig als „spin valves“ bezeichnet.

Für Sensoranwendungen kommen sowohl gekoppelte als auch ungekoppelte GMR-Systeme in Betracht. Beide haben bestimmte Vor- und Nachteile. Es ist wichtig, dass der GMR-Effekt von einem äußeren Magnetfeld der gewünschten Stärke ausgelöst werden kann. Bei gekoppelten Systemen kann dies erreicht werden, indem eine Voreinstellung gewählt wird, bei der die magnetischen Schichten anders als ferromagnetisch koppeln.

Bei ungekoppelten Systemen müssen die beiden magnetischen Schichten eines Sandwiches so ausgelegt sein, dass eine Schicht leicht in Feldern der gewünschten Stärke ummagnetisiert werden kann, die andere dagegen ihre Magnetisierung in denselben Feldern beibehält. Mit anderen Worten: Eine Schicht muss weichmagnetisches Verhalten zeigen, die andere dagegen ausreichend widerstandsfähig gegen Ummagnetisierung sein. Dies kann man dadurch erreichen, dass sich die Schichten in der Koerzitivfeldstärke unterscheiden. Eine alternative Maßnahme besteht darin, die Magnetisierung von jeweils einer Schicht „festzupinnen“. Dazu kann man den Effekt der Austauschisotropie (exchange anisotropy) nutzen. Dieser kommt durch die Wechselwirkung eines Ferromagneten mit einem angrenzenden Antiferromagneten zustande und wirkt sich so aus, dass die Ummagnetisierungskurve des Ferromagneten auf der H-Achse verschoben ist. Wählt man diesen Weg, so wird auf eine der magnetischen Schichten eine weitere antiferromagnetische aufgetragen. Aus dem Sandwich wird damit ein System aus vier Schichten, z.B. NiFe/Cu/NiFe/Fe<sub>50</sub>Mn<sub>50</sub> mit Fe<sub>50</sub>Mn<sub>50</sub> als antiferromagnetische Schicht, welche die Austauschkopplung bewirkt. Mit Systemen dieser Art werden gegenwärtig Spitzenwerte für die Sensitivität von ca. 1,5%/A·cm<sup>-1</sup> erreicht [Rijk]. Aufgrund des hohen Interesses am GMR-Effekt in Forschung und Industrie sind in relativ kurzer Zeit bereits eine große Palette von Materialzusammensetzungen und Schichtvarianten untersucht und teilweise auch patentiert worden. Demgegenüber steht eine große Variationsbreite der in Frage kommenden Legierungen sowie der Schichtkombinationen.

Im Prinzip sind GMR-Sensoren für alle zFP-Anwendungen geeignet, bei denen auch AMR-

Sensoren in Frage kommen. GMR-Sensoren besitzen die Vorteile der AMR-Sensoren (einfaches robustes Funktionsprinzip, kostengünstige Herstellung), zeigen aber einen deutlich höheren Magnetowiderstandseffekt, welcher entweder zur Steigerung der Empfindlichkeit, zur Einsparung an elektronischer Verstärkung des Signals oder zur Reduktion der Größe entsprechender Systeme genutzt werden kann. Der GMR-Effekt ist dabei nicht einfach nur größer als der AMR-Effekt, sondern wird durch ein unterschiedliches physikalisches Wirkprinzip hervorgerufen und zeigt deshalb eine Reihe anderer Eigenschaften. Folgende Unterschiede hinsichtlich der technischen Nutzung sind relevant:

- Die MR-Sensorkennlinie zeigt beim GMR eine bessere Linearität als beim AMR. Zur Linearisierung der AMR-Kennlinie verwendet man so genannte Barber-Pole [Gint]. Aufgrund des linearen Zusammenganges zwischen der Sensorspannung und der Stärke des äußeren Magnetfeldes beim GMR-Effekt besitzen die GMR-Sensoren eine einfachere Funktionsweise.

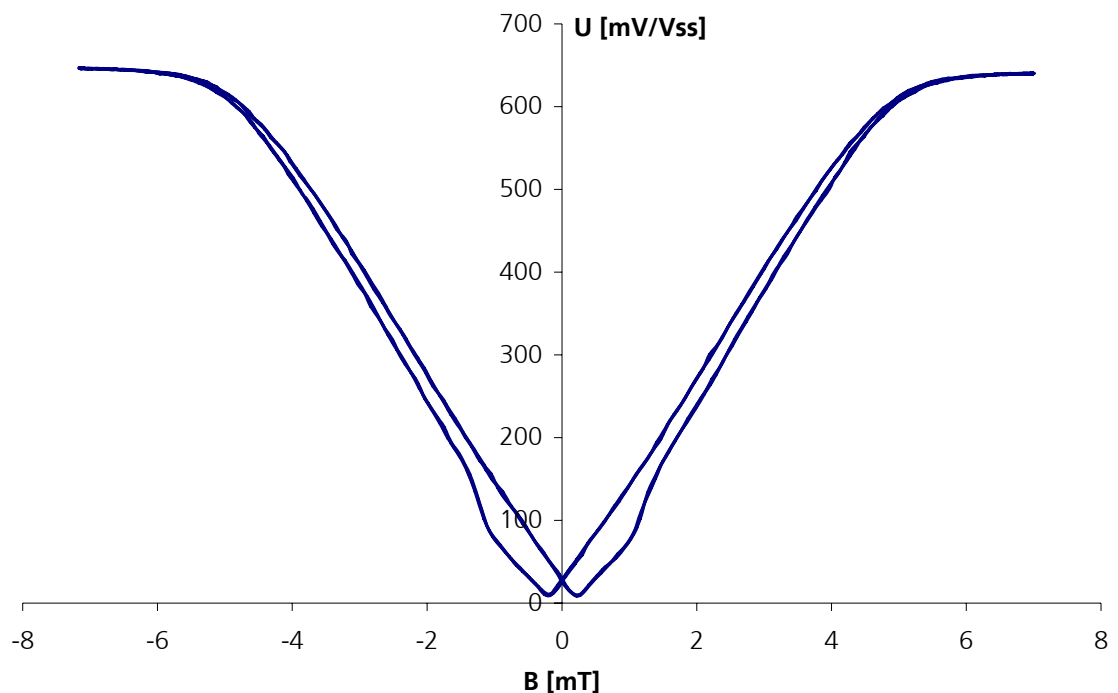


Abb. 3.13: Kennlinie des GMR-Magnetometers (AA004)

- Für technische Sensoren werden oft mehrere MR-Elemente in Wheatstonebrücken-Anordnung geschaltet, um eine Kompensation von temperaturbedingten Änderungen und magnetfeldunabhängigen Offset-Spannungen des Signals zu erreichen. Dafür ist es jedoch erforderlich, dass ein leicht unterschiedliches Ansprechverhalten der MR-Elemente realisiert werden muss. Bei AMR-Systemen lässt sich dafür die Anisotropie des AMR-Effektes ausnutzen, indem die Elemente jeweils unter einem verschiedenen Winkel zur

Stromrichtung stehen [Diet]. Gekoppelte GMR-Elemente zeigen keine solche Anisotropie. Dort müssen andere (einfache und kostengünstige) Methoden angewandt werden. Demonstriert wurde bereits eine Lösung, bei der ein anderes Ansprechverfahren in einer GMR-Brückenordnung mittels Abschirmung eines Teils der GMR-Elemente erreicht wurde. Die Abschirmung aus weichmagnetischem Material dient dabei gleichzeitig als Flusskonzentrator. In Abb. 3.13 ist die Kennlinie eines GMR-Sensors dargestellt. Man erkennt die Hysterese des Sensorsignals, welche im Bereich kleiner Felder besonders ausgeprägt ist. Dies ist auf die Hysterese der Flusskonzentratoren zurückzuführen, welche aufgrund ihrer weichmagnetischen Eigenschaften nur bei kleinen Feldern auftritt. Ungekoppelte GMR-Elemente dagegen bieten die Eigenschaft der Anisotropie, so dass sie auf einem Wafer unterschiedlich angeordnet werden können. Daher ist eine Brückenordnung leichter zu realisieren.

- AMR-Sensoren erreichen bereits gute Werte hinsichtlich der Rauscharmut und Signalauflösung. Allerdings haben sie prinzipbedingt eine kleine Dynamik. Um den GMR-Effekt in Vielschichten auszulösen, ist die weichmagnetische Schicht umzumagnetisieren. Dabei tritt Hysterese und Barkhausenrauschen auf, was die Sensoreigenschaften hinsichtlich der Signalempfindlichkeit negativ beeinflusst (siehe Kapitel 3.2.5.1). Demgegenüber steht die prinzipiell größere Dynamik des GMR-Effektes. Um Hysteresefreiheit bei GMR-Sensoren zu erzielen, wurden bereits spezielle Ansätze vorgeschlagen [Rijk].
- Aufgrund der Dünnschichtstruktur und des hartmagnetischen Verhaltens der Werkstoffe der Sensorelemente (z.B. Kobalt) erreichen die GMR-Sensoren den Sättigungszustand in höheren Feldern als die AMR-Sensoren, und verfügen daher über eine höhere Dynamik.

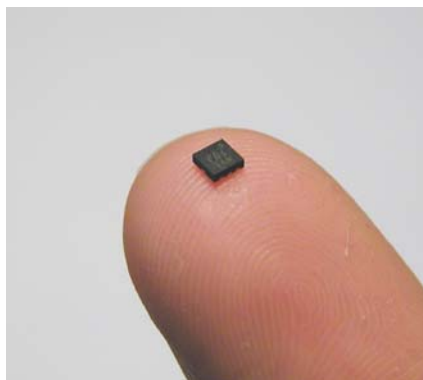


Abb. 3.14: GMR-Sensor (Gradiometer) in TDFN-Gehäuse 2,5x2,5x0,8 mm<sup>3</sup>

Bei Miniaturisierung (gemessen an der Kantenlänge eines Sensorelementes) nimmt die theoretisch erreichbare Empfindlichkeit des AMR-Systems ab, weil der AMR-Effekt ein Volumeneffekt ist. Diejenige des GMR-Systems ist hingegen nicht so stark volumenempfindlich, da der GMR-Effekt an den Übergangflächen zwischen zwei ferromagnetischen Schichten stattfindet.

det und somit ein Flächeneffekt ist. Zwar kann man in beiden Fällen mit Flusskonzentratoren die Sensitivität erhöhen, jedoch führt das Verwenden eines weichmagnetischen Flusskonzentrators immer zu einer Erhöhung der Hysterese und damit zu einer Verschlechterung der Signalauflösung. Es wird geschätzt, dass aus den genannten Gründen und wegen der größeren Dynamik der GMR-Effekt eine um ca. den Faktor 10 größere Empfindlichkeit gegenüber dem AMR-Effekt erreichen kann [Stef].

Eine hohe Miniaturisierbarkeit und Empfindlichkeit der GMR-Sensoren sowie die CMOS-Kompatibilität ermöglichen eine Integration mehrerer Sensoren und der dazugehörigen Elektronik in einem Baustein. Es wurden bereits Sensorgruppen mit 128 GMR-Sensorelementen mit einem Spalt-Abstand von 32  $\mu\text{m}$  hergestellt und zur hochauflösenden Wirbelstromprüfung eingesetzt [Smi1,2].

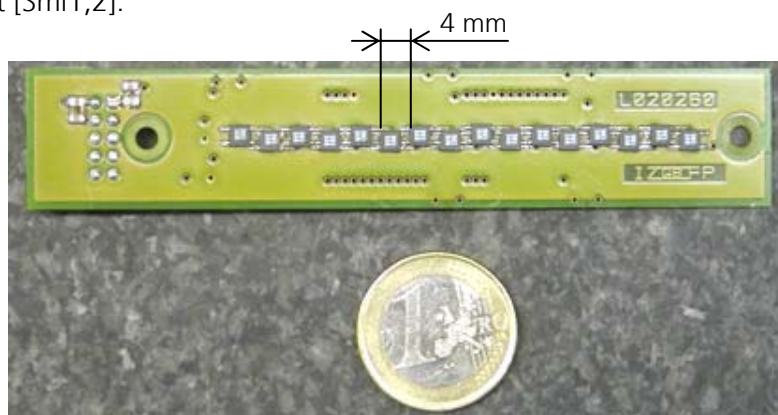


Abb. 3.15: GMR-Sensorzeile mit 4 mm Sensor-Abstand

Eine Integration mehrerer Sensoren in Sensorzeilen bzw. -matrizen ermöglicht ein schnelles Abtasten großer Flächen. In Abb. 3.15 ist eine Sensorzeile aus 16 GMR-Sensoren abgebildet. Die Sensorzeile wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelt und zur Magnetfeldmessung an ebenen Flächen erfolgreich eingesetzt (siehe Kapitel 4.2.2.1). Der Abstand zwischen den einzelnen Sensoren beträgt 4 mm.

| Parameter                                 | Beschreibung  |
|---|---|
| Dynamik                                   | Aufgrund der Dünnschichtstruktur und der hartmagnetischen Werkstoffe verfügen die GMR-Sensoren über eine Dynamik bis $10^{-2}$ T. |
| Linearität                                | gut   |
| Hysterese                                 | Aufgrund der ferromagnetischen Natur der Sensorelemente besitzen die GMR-Sensoren eine Hysterese.                                 |
| Empfindlichkeit                           | Die GMR-Sensoren verfügen über eine hohe Empfindlichkeit (bis $10^{-12}$ T im Labor).   |
| Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit | gering  |

|   |   |
|---|---|
| Offset  | Die Hysterese besitzt den Hauptanteil des Offsets.  |
| Temperaturkoeffizient des Offsets   | gering  |
| Langzeit-Stabilität   | gut   |
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | Wird der GMR-Sensor starken Magnetfeldern ausgesetzt, kann die Sensorkennlinie beeinträchtigt werden.   |
| Rauschen  | Wie alle Widerstände besitzen auch GMR-Sensorelemente ein thermisches Rauschen. Außerdem besitzen sie 1/f-Rauschen sowie magnetisches Barkhausenrauschen.   |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Die GMR-Sensoren sind robust und widerstandsfähig gegenüber Umwelteinflüssen.   |
| Bandbreite  | Die GMR-Sensoren können Magnetfelder im Bereich von 0 bis $10^6$ Hz erfassen.   |
| Leistungsaufnahme   | gering  |
| Größe   | Die hohe Miniaturisierbarkeit des GMR-Sensorelementes und die Möglichkeit der Intergration mit der Elektronik auf einem Chip ermöglichen eine kompakte Sensorausführung. Die effektive Sensorgröße kann deutlich unter $1 \text{ mm}^2$ liegen. |
| Anfälligkeit gegenüber Strahlung  | gering  |
| Preis   | Die kommerziellen GMR-Sensoren sind dank der Massenproduktion preisgünstig.   |

Tab. 6: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von GMR-Sensoren

### 3.2.3.2 TMR-Sensoren

Die Entdeckung des GMR-Effektes stimulierte die Untersuchung einer ähnlich starken Abhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit bei Tunnelkontakten. Tunnelkontakte sind Schichtsysteme ähnlich den bereits beschriebenen GMR-Schichtsystemen. Sie bestehen wie diese im einfachsten Fall aus zwei ferromagnetischen Schichten, welche durch eine nicht ferromagnetische Zwischenschicht getrennt sind. Während bei einem GMR-Sandwich die mittlere Schicht zwar ein nicht magnetischer, aber doch metallischer Leiter ist, wird sie beim TMR durch eine isolierende nicht magnetische Schicht ersetzt. Es wurde bereits bei den ersten Prototypen von TMR-Sensoren eine hohe Empfindlichkeit erreicht [siehe Abb. 3.17]. Damit sind TMR-Systeme in diesem wichtigen Parameter mit GMR-Systemen (Sandwich) gegenwärtig vergleichbar [Stef].

Der TMR-Effekt ist verwandt mit dem GMR-Effekt, wird aber dennoch durch ein anderes physikalisches Wirkprinzip hervorgerufen. Während der magnetisch beeinflusste Widerstandseffekt bei GMR-Systemen durch spinabhängige Streuung der Elektronen zustande kommt, wird dieser Effekt bei TMR-Systemen durch spinabhängiges Tunneln verursacht.

Daraus ergibt sich der mit Bezug auf Anwendungen wichtigste Unterschied von GMR- und TMR-Systemen: GMR-Elemente sind relativ niederohmig, TMR-Elemente hochohmig. Damit ein ausreichender Tunnelstrom zustande kommt, müssen die nicht leitenden Schichten bei TMR-Schichtsystemen sehr dünn (kleiner als 5 nm) sein; bei GMR-Elementen können sie bis 10 nm betragen. Sind die beiden ferromagnetischen Schichten antiferromagnetisch gekoppelt, ist die Wahrscheinlichkeit des Elektronentunnels gering (Abb. 3.16, **a**). Werden jedoch die Schichten in einem äußeren Magnetfeld parallel zueinander ausgerichtet, steigt die Wahrscheinlichkeit des Tunnels und somit sinkt der elektrische Widerstand des Schichtsystems (Abb. 3.16, **b**).

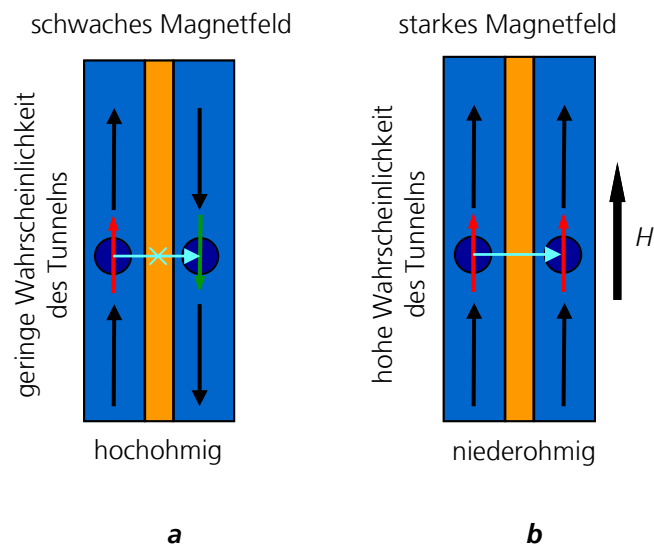


Abb. 3.16: Wirkprinzip des TMR-Effektes

Gegenwärtig befinden sich die TMR-Sensoren noch im Entwicklungsstadium. Es gibt jedoch bereits die ersten Prototypen von der Firma NVE [Smi2]. Eine serienmäßige Herstellung steht jedoch noch bevor.

| Parameter                                 | Beschreibung  |
|---|---|
| Dynamik                                   | gering  |
| Linearität                                | Die Kennlinie der TMR-Schichten weist ein nicht lineares Verhalten auf [Wang].                    |
| Hysterese                                 | Aufgrund der ferromagnetischen Natur der Sensorelemente besitzen die TMR-Sensoren eine Hysterese. |
| Empfindlichkeit                           | hoch  |
| Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit | gering  |
| Offset                                    | Die Hysterese besitzt den Hauptanteil des Offsets.  |
| Temperaturkoeffizient des Offsets         | gering  |

|   |  |
|---|--|
| Langzeit-Stabilität   | gut  |
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | Wird der TMR-Sensor starken Magnetfeldern ausgesetzt, kann die Sensorkennlinie beeinträchtigt werden.  |
| Rauschen  | Wie alle Widerstände besitzen auch TMR-Sensorelemente ein thermisches Rauschen. Außerdem besitzen sie 1/f-Rauschen sowie magnetisches Barkhausenrauschen.                |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Die TMR-Sensoren sind robust und widerstandsfähig gegenüber Umwelteinflüssen.  |
| Bandbreite  | Die TMR-Sensoren können Magnetfelder im Bereich von 0 bis $10^6$ Hz erfassen.  |
| Leistungsaufnahme   | sehr gering  |
| Größe   | Die hohe Miniaturisierbarkeit des TMR-Sensorelementes und die Möglichkeit der Intergration mit der Elektronik auf einem Chip ermöglichen eine kompakte Sensorausführung. |
| Anfälligkeit gegenüber Strahlung  | -  |
| Preis   | TMR-Sensoren sind zurzeit kommerziell nur als Prototypen erhältlich. Eine Serienproduktion steht noch bevor.   |

Tab. 7: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von TMR-Sensoren

### 3.2.4 SQUID

SQUIDs (supraleitende Quanteninterferenzdetektoren) sind mit einer Auflösung von bis zu einigen fT die bislang empfindlichsten Sensoren zur Messung des Magnetfeldes. Sie arbeiten auf der Grundlage von zwei Effekten, nämlich der Flussquantisierung und dem Josephson-Effekt. Beide treten nur im supraleitenden Zustand auf, was das Arbeiten bei sehr tiefen Temperaturen voraussetzt. Ein SQUID besteht aus einem supraleitenden Ring (Durchmesser üblicherweise  $< 1$  mm), in dem ein oder zwei schwache Koppelstellen (so genannte Josephsonkontakte oder weak links) angebracht sind. Der klassische Josephson-Kontakt besteht hierbei aus einer dünnen Isolierschicht zwischen zwei supraleitenden Schichten. Ein Stromfluss durch diese Barriere entsteht durch das Tunneln von Elektronen-Paaren (Cooper-Paaren). [Baro]

Wesentlich für die Funktion eines SQUIDs ist die Abhängigkeit des maximalen Stromes  $I_c$ , welcher durch die schwachen Koppelstellen fließen kann, ohne dass über ihnen ein Spannungsabfall auftritt, vom magnetischen Fluss durch den Ring. Befinden sich zwei dieser schwachen Koppelstellen im Ring (so genanntes Gleichstrom- oder dc SQUID), kann die über sie abfallende Gleichspannung direkt gemessen werden. Man findet, dass sich diese Spannung periodisch mit dem sich ändernden Fluss bzw. Feld ändert, wobei die Periodizität das so genannte Flussquant ( $h/2e=2,068 \cdot 10^{-15}$  Wb) ist.



Befindet sich nur ein „weak link“ im Ring (so genanntes Hochfrequenz- oder rf SQUID), kann der Stromfluss durch das „weak link“ nicht direkt gemessen werden. Stattdessen kann das SQUID induktiv mit einem elektrischen Parallelschwingkreis gekoppelt werden, welcher abhängig vom Fluss durch das SQUID unterschiedlich bedämpft wird. Dadurch wird der HF-Spannungsabfall über dem Schwingkreis eine wiederum periodische Funktion des magnetischen Flusses durch den SQUID mit der gleichen Periodizität wie beim dc SQUID. Da die periodische Abhängigkeit der Signalspannung eines SQUID wegen ihrer Mehrdeutigkeit bei Anwendungen Probleme bereitet, werden SQUIDs in den meisten Fällen mit einer Elektronik betrieben, welche die periodische Transferfunktion des SQUID in eine lineare Abhängigkeit der Signalspannung vom Feld umwandelt.

Das Rauschen eines SQUIDs setzt sich aus dem Eigenrauschen, dem so genannten „Weißen Rauschen“, dem 1/f-Rauschen sowie dem Elektronik-Rauschen und Umgebungs-Rauschen zusammen. Typische Werte für das Fluss-Rauschen bei einem SQUID liegen bzgl. des Flusses  $\Phi_0$  in der Größenordnung von  $10^{-5}$  bis  $10^{-7} \Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$  und für das magnetische Rauschen bei  $10^{-13}$  bis  $10^{-14} \text{ T}/\sqrt{\text{Hz}}$  [Buck].

Seit der Entdeckung der Hochtemperatursupraleiter im Jahre 1986 von Bednorz und Müller wurden SQUIDs und deren mögliche Applikation in der zFP vermehrt Gegenstand der Forschung, da die zu kühlenden Sensorsysteme nun mit dem einfacher zu handhabenden flüssigen Stickstoff betrieben werden konnten. Dadurch eröffnen sich SQUIDs zahlreiche Anwendungen, nicht nur unter den Laborbedingungen, sondern auch in industriellen Applikationen, wofür der apparative Mehraufwand in Kauf genommen werden kann und die hohe Feldempfindlichkeit von SQUIDs erforderlich ist [Krau].

Die Vorzüge eines SQUID-Systems liegen in der hohen Feldempfindlichkeit von bis zu einigen fT, dem extrem guten Signal / Rausch-Verhältnis (bis zu 180 dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) und der Linearität sowie einer potentiell guten Ortsauflösung von bis zu wenigen  $\mu\text{m}$ . Es ist allerdings zu berücksichtigen, dass SQUID-Sensoren einer kryogenen Umgebung bedürfen (Kleinkühler oder Kryostat für Kältemittel). Gegenwärtig werden SQUID-Systeme zunehmend durch den Einsatz von MR-Sensoren ersetzt, wie z.B. bei der niederfrequenten Wirbelstromprüfung [Yash].

| Parameter  | Beschreibung   |
|------------|--|
| Dynamik    | SQUIDs haben eine hohe Dynamik, wobei die funktionsbedingte Mehrdeutigkeit durch eine nichtperiodische Transferfunktion kompensiert werden muss. |
| Linearität | sehr gut   |
| Hysterese  | keine  |

|   |   |
|---|---|
| Empfindlichkeit   | Bei den Hochtemperatur-SQUIDs liegen die nachweisbaren Magnetfelder im Bereich von $10^{-14}$ T und die Tieftemperatur-SQUIDs erreichen Werte bis $10^{-16}$ T und sind somit die empfindlichsten Magnetfeldsensoren. |
| Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit   | kein  |
| Offset  | kein  |
| Temperaturkoeffizient des Offsets   | entfällt  |
| Langzeit-Stabilität   | SQUID-Sensoren bedürfen einer vorsichtigen Behandlung und müssen aufgrund der sich mit der Zeit verändernden Eigenschaften periodisch ausgetauscht werden.  |
| Empfindlichkeit gegenüber hohen Magnetfeldern   | keine   |
| Rauschen  | sehr gering   |
| Widerstandsfähigkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration) | Erhöhte Feuchtigkeit gefährdet SQUID-Sensoren.  |
| Bandbreite  | Die Bandbreite wird durch die Ausleseelektronik festgelegt (Abtastrate bei dc SQUIDs bzw. Schwingfrequenz bei rf SQUIDs).   |
| Leistungsaufnahme   | Die komplexe Ausleseelektronik sowie das Aufrechterhalten der tiefen Betriebstemperatur erfordern einen hohen Energieverbrauch.   |
| Größe   | Die Notwendigkeit einer Kryogenanlage und ggf. einer magnetischen Abschirmung führen zu großen Abmessungen der SQUID-Systeme.   |
| Anfälligkeit gegenüber Strahlung  | Die SQUID-Sensoren sind empfindlich gegenüber Strahlung.  |
| Preis   | kostspielig   |

Tab. 8: Verfahrens- und industrierelevante Parameter von SQUID-Magnetometern

### 3.2.5 Sensorauswahl

Die Sensorauswahl muss immer in Anbetracht der gestellten Prüfaufgabe geschehen. Obwohl alle Sensoren ihre Anwendungsnischen in der praktischen zFP haben, kamen jedoch für die im Rahmen der vorliegenden Arbeit aufzubauende Entwicklungsplattform insbesondere diejenigen Sensorarten in Frage, welche für eine möglichst große Vielfalt an Prüfaufgaben eingesetzt werden können. Hierfür wurden die Entwicklungstrends analysiert, um das noch nicht realisierte Potential der Sensortechnologien in die Planung des Sensorkonzeptes einzu beziehen. Von besonderem technischem Interesse ist die Steigerung der Empfindlichkeit durch Verbesserung der Eigenschaften von magnetfeldempfindlichen Elementen hinsichtlich der Hysterese sowie der Temperatur- und Langzeitstabilität. Die bei der Streuflussprüfung

auftretenden Magnetfelder liegen im Bereich von bis zu 25 mT und erfordern somit auch eine relativ hohe Dynamik.

Für die MR-Effekte wird eine Steigerung des Effektes ( $\Delta R/R$ ) und eine Erhöhung der Empfindlichkeit  $S$  ( $S = \Delta R/R/\Delta H$ ) über den gegenwärtigen Standard von typischerweise  $S = 0,1\%/A \cdot \text{cm}^{-1}$  (GMR) und  $0,3\%/A \cdot \text{cm}^{-1}$  (TMR) hinaus angestrebt. Sensoren, welche den AMR- oder GMR-Effekt nutzen, werden wahrscheinlich nicht an die mit Tieftemperatur-SQUIDs mögliche Empfindlichkeit (kleinstes messbares Feld:  $0,1 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) herankommen, haben aber den Vorteil, dass sie im Gegensatz zu diesen auch bei Raumtemperatur funktionieren und man daher näher an den Ausgangspunkt des Feldes (Defekt) herankommt. Die untere Nachweisgrenze käuflicher AMR-Sensoren bei der Messung von Feldern mit einer Frequenz von 1 Hz liegt mit  $0,5 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$  bereits im Bereich von nT (siehe Abb. 3.17, Honeywell HMC1001), angestrebt wird der Bereich von fT [Stef]. Das minimale detektierbare Feld erhält man hierbei durch Dividieren des Rauschspektrums durch die Sensorempfindlichkeit. Obwohl GMR- und TMR-Sensoren über eine bessere Empfindlichkeit verfügen, ist ihr Eigenrauschen dennoch relativ hoch, was sich in einer schlechteren Feldnachweisbarkeit niederschlägt (Abb. 3.17). Das größere Eigenrauschen dieser Sensoren ist durch ihre komplexe Mehrschichtstruktur bedingt.

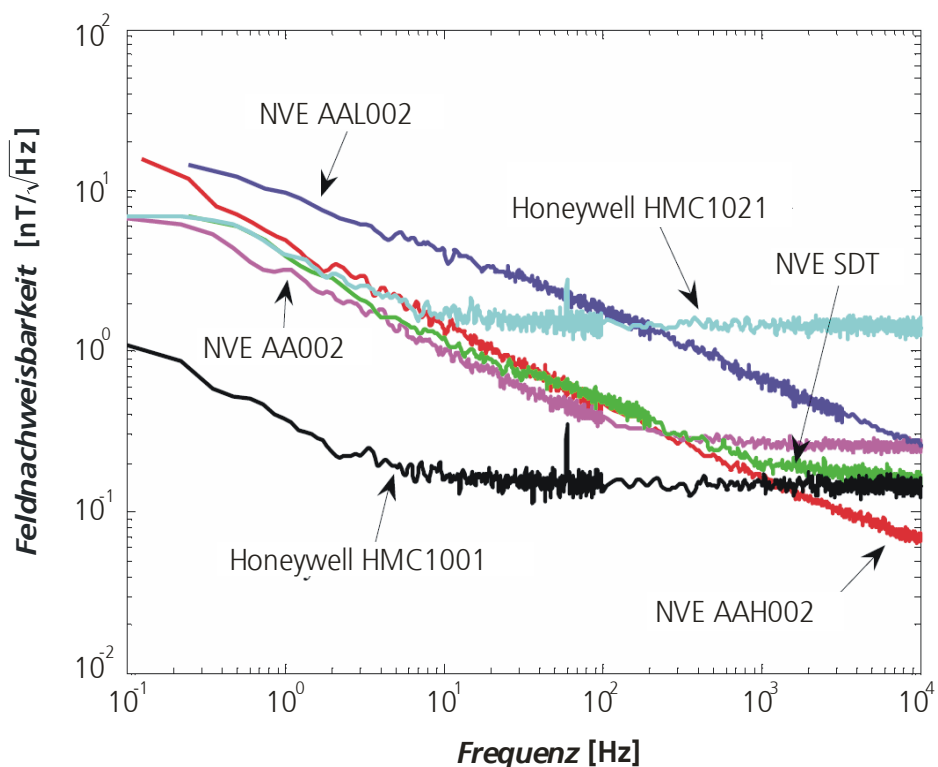


Abb. 3.17: Feldnachweisbarkeit unterschiedlicher kommerziell erhältlicher Magnetometer (NVE) [Stut]

Die GMR-Technologie ist noch relativ neu und die zugrunde liegenden Effekte sind noch nicht völlig erforscht, so dass eine extrem niedrige untere Nachweisgrenze noch nicht mit Nachdruck angestrebt wurde. Daher kann bisher nur geschätzt werden, welches Leistungspotential GMR-Systeme in dieser Hinsicht bieten. Da der GMR-Effekt etwa eine Größenordnung größer als der AMR-Effekt ist, erwartet man, dass die untere Nachweisgrenze um eine Größenordnung niedriger liegen wird. Für etwa 1  $\mu\text{m}$  große Detektoren nach dem GMR-Prinzip ergäbe sich, dass noch etwa 0,001% der Feldstärke des Erdmagnetfeldes (d.h. ca. 100 pT) bei einer Bandbreite von 1 Hz messbar wäre. Mit großflächigen GMR-Sensoren könnte eine Nachweisgrenze bei etwa 1 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  erreicht werden, womit man im Bereich der Hochtemperatur-SQUIDs liege. Damit ist also zu erwarten, dass GMR-Sensoren die Hochtemperatur-SQUIDs ersetzen werden, welche aufgrund der erforderlichen Kühltechnik technisch aufwendiger und kostspieliger sind. Verwendet man eine derartige Kühltechnik auch für MR-Sensoren, kann auch deren untere Nachweisgrenze gesenkt werden, weil dann das geringere thermische Rauschen die Auflösung kleinerer Signale möglich macht [Pann]. Die folgende Tabelle vergleicht die für MR geschätzten Empfindlichkeiten mit denen der SQUID-Systeme.

| Untere Nachweisgrenze        | AMR   | GMR                                     | Hochtemperatur-SQUIDs                           | Tieftemperatur-SQUIDs |
|------------------------------|---|---|---|-----------------------|
| $\frac{T}{\sqrt{\text{Hz}}}$ | 10 <sup>-10</sup> bei Raumtemperatur<br>10 <sup>-11</sup> bei 77° K | 10 <sup>-12</sup> bis 10 <sup>-13</sup> | 10 <sup>-12</sup><br>10 <sup>-14</sup> im Labor | 10 <sup>-15</sup>     |

Tab. 9: Tabelle für Empfindlichkeiten der MR- und SQUID-Systeme [Stef]

Da die oberste Priorität der Entwicklungsplattform die Gewährleistung einer möglichst großen Flexibilität ist, wurde das Augenmerk auf diejenigen Sensoren gerichtet, welche eine große Dynamik, kleine Abmessungen und eine geringe Leistungsaufnahme aufweisen, sowie einfach ansteuerbar und kostengünstig sind. Aus diesen Gründen kamen nur MR-Sensoren und Hallsonden in Frage. Wie bereits erwähnt, weisen die MR-Sensoren neben dem thermischen und 1/f-Rauschen zusätzlich das magnetische Barkhausenrauschen auf, was die Magnetfeldmessungen beeinträchtigen kann. Im nächsten Kapitel wird dieser Aspekt der MR-Sensoren näher untersucht.

### 3.2.5.1 Eigenbarkhausenrauschen der MR-Sensoren

Die Streuflussprüfung mit MR-Sensoren kann sowohl mit Wechsel- als auch mit Gleichfeldern durchgeführt werden. Durch die Sensorbewegung während des Abtastvorganges wird der Sensor durch die Streufelder ummagnetisiert. Aufgrund der ferromagnetischen Eigenschaften des Sensorelementes erfolgt diese Ummagnetisierung sprunghaft, was sich im Signalrauschen im Frequenzbereich von 10 bis 100 kHz niederschlägt. Dieses Eigenbarkhausenrauschen der

MR-Schichten kann die Messempfindlichkeit beeinträchtigen. Es wurde das Barkhausenrauschen von drei verschiedenen Sensorarten untersucht. Die Rauschsignale wurden nach geeigneter Verstärkung, Gleichrichtung und Filterung als Funktion der tangentialen Magnetfeldstärke gemessen.

Zuerst wurde das Eigenbarkhausenrauschen von einem GMR-Magnetometer mit weichmagnetischen Flusskonzentratoren gemessen. Die entsprechende Barkhausenrauschprofilkurve ist in Abb. 3.18 dargestellt.

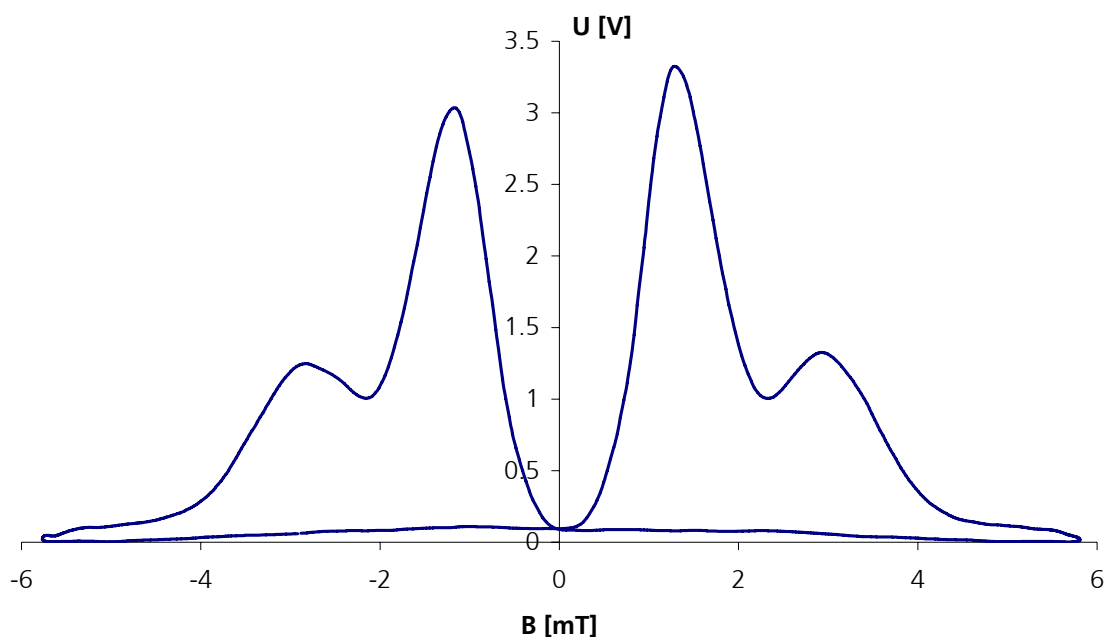


Abb. 3.18: Barkhausenrauschen des GMR-Magnetometers

Im Diagramm erkennt man zwei deutliche Spitzen sowohl bei der negativen als auch positiven Aussteuerung des Magnetfeldes  $B$  ( $1 \text{ mT} = 7,96 \text{ A cm}^{-1}$  in Luft). Der innere Peak rührt vom weichmagnetischen Flusskonzentrator her, wogegen der äußere Peak mit kleinerer Amplitude durch die hartmagnetische GMR-Schicht verursacht wird. Die leichte Asymmetrie in der Amplitude der Maxima des Barkhausenrauschens bei positiver und negativer Aussteuerung des Magnetfeldes wurde bereits bei ferromagnetischen Dünnschichten beobachtet [Bend]. Diese Asymmetrie kann mit der statistischen Verteilung der Barkhausensprünge erklärt werden. Aufgrund der begrenzten Anzahl der Domänen in Dünnschichten können die einzelnen Sprünge die resultierende Magnetisierungsänderung verstärken oder abschwächen. Dies kann wiederum zu einer Verstärkung bzw. Abschwächung der Maxima in der Barkhausenrauschprofilkurve führen.

Im Falle des GMR-Gradiometers waren keine Flusskonzentratoren vorhanden, so dass das gemessene Barkhausenrauschen ausschließlich von den GMR-Schichten ausging (Abb. 3.19). Die beiden Spitzen weisen ähnlich wie für die GMR-Schichten des Magnetometers eine geringere Amplitude auf.

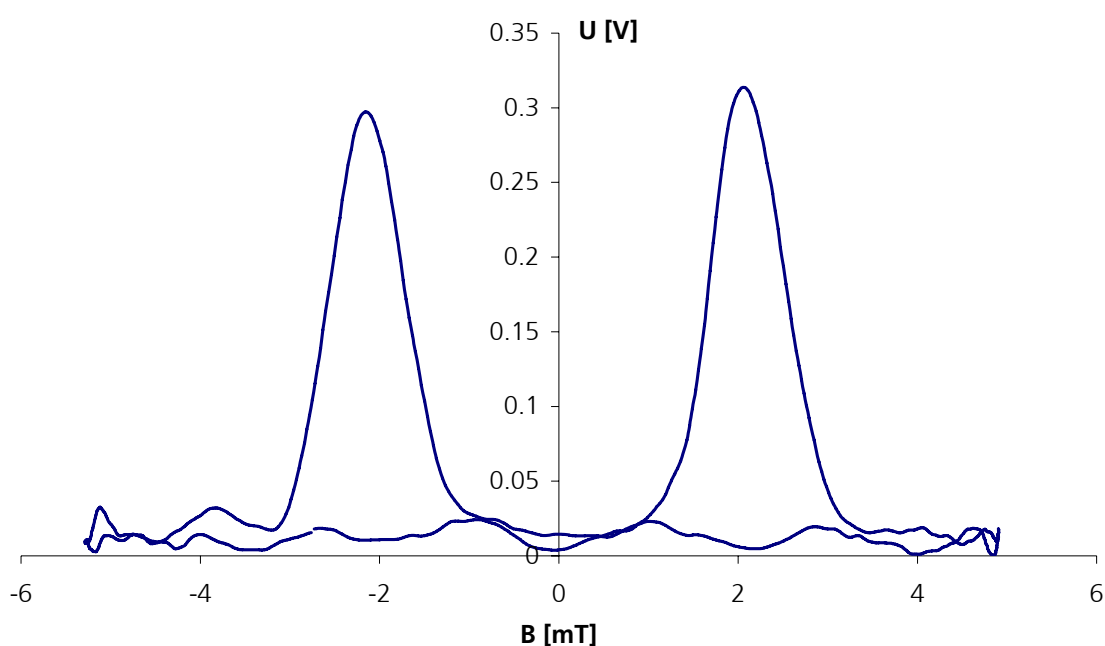


Abb. 3.19: Barkhausenrauschen des GMR-Gradiometers

Im Falle des AMR-Sensors war ein ähnliches Verhalten des Barkhausenrauschens zu beobachten. Der Unterschied besteht jedoch darin, dass sich die Barkhausensprünge aufgrund der relativ weichmagnetischen Eigenschaften des Sensorelementes bei kleineren Magnetfeldern ereignen.

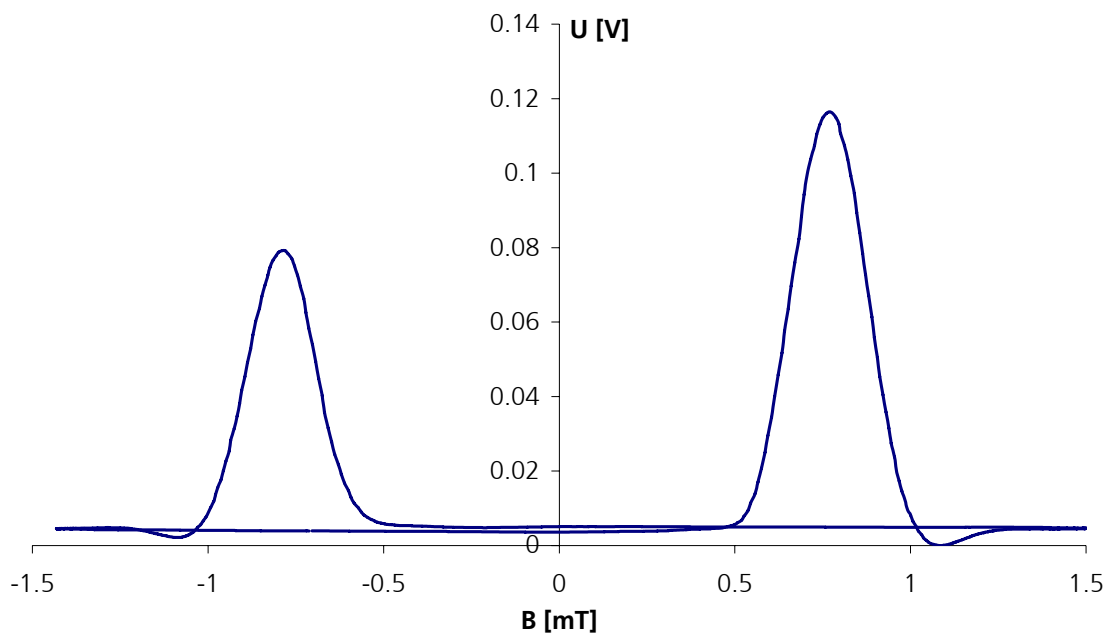


Abb. 3.20: Barkhausenrauschen des AMR-Magnetometers

Die Untersuchungen des Eigenbarkhausenrauschens haben gezeigt, dass die MR-Sensoren beim Ummagnetisieren eine zusätzliche Rauschquelle haben, welche bei der Streuflussmessung beachtet werden muss. Die GMR-Magnetometer wurden zudem vom weichmagnetischen Material des Konzentrators beeinflusst. Die AMR-Sensoren haben die maximale Rauschamplitude im Bereich kleiner Magnetfelder von 0,7 mT. Die GMR-Gradiometer rauschen dagegen bei den Magnetfeldern von 2 mT, so dass sie zur Messung der Remanenzfelder (bis 1,5 mT) ohne zusätzliche Signalfilterung eingesetzt werden können. Eine Materialcharakterisierung mittels des magnetischen Barkhausenrauschens lässt sich mit Hilfe von magnetoresistiven Sensoren nur dann durchführen, wenn die Koerzitivfeldstärke der zu untersuchenden Materialien kleiner ist als diejenige der magnetoresistiven Schichten.

Im nächsten Kapitel werden die Streuflussmessungen mittels Magnetpulver und mit einem GMR-Gradiometer an einem vormagnetisierten Standardprüfkörper verglichen.

### 3.2.6 Vergleich zwischen sondengestützter Streuflussprüfung und MP-Prüfung

Wie bereits in Kapitel 3.1 erwähnt wurde, ist eine Detektion verdeckter rissartiger Ungängen mittels MP-Prüfung aufgrund des  $1/r^3$ -Verhaltens der Kraft auf ein Partikel praktisch nicht möglich, wogegen das  $1/r$ -Verhalten des Magnetfeldes eine sondengestützte Streuflussprüfung dieser Fehler durchaus zulässt. Die MP-Anzeige kommt also unter Wirkung des Feldgradienten zustande, was die Visualisierung von Feldern mit schwachen Gradienten beträchtlich

erschwert (siehe Kapitel 3.1). Offene Risse mit scharfen Kanten (z.B. Härterisse) bewirken hingegen starke Feldgradienten, welche zur Bildung von Magnetpulverraupen über den Rissen führen, und somit eine gute Rissdetektion ermöglichen [Schm].

Misst man mittels eines Sensors die Differenz des Magnetfeldes an zwei benachbarten Punkten, so erhält man den Feldgradienten als Messwert. Dies liegt dem Funktionsprinzip eines Gradiometers zu Grunde. In dieser Hinsicht ist die sensorgestützte Streuflussprüfung mittels GMR-Gradiometer der MP-Prüfung sehr ähnlich. Es werden also nur die lokalen Feldschwankungen im Messsignal erfasst. Die globalen (niederfrequenten) Feldvariationen haben dagegen weitgehend keinen Einfluss auf das Messsignal. Man kann also den Ausdruck (2.38) für den Tangentialfeldgradienten im Falle eines GMR-Gradiometers folgendermaßen umschreiben:

$$H_x = \frac{\sigma b}{\pi} \left[ \left| \frac{y}{x^2 + y^2} - \frac{y+h}{x^2 + (y+h)^2} \right| - \left| \frac{y}{(x-a)^2 + y^2} - \frac{y+h}{(x-a)^2 + (y+h)^2} \right| \right], \quad (3.28)$$

und (2.39) für den Normalfeldgradienten:

$$H_y = \frac{\sigma b}{\pi} \left[ \left| \frac{x}{x^2 + (y+h)^2} - \frac{x}{x^2 + y^2} \right| - \left| \frac{x}{x^2 + (y+h-a)^2} - \frac{x}{x^2 + (y-a)^2} \right| \right], \quad (3.29)$$

wobei  $a$  der Abstand zwischen den Sensorelementen des Gradiometers ist.

Aufgrund der GMR-Kennlinie (Abb. 3.13) besteht das Sensorsignal aus einer Differenz von Absolutwerten der jeweiligen Magnetfeldkomponente. Die differentielle Funktionsweise hat den Vorteil, dass die äußeren Einflüsse (Störsignale, Makrofeld etc.), welche von beiden Sensoren erfasst werden, sich gegenseitig aufheben, so dass nur das Nutzsignal am Sensorausgang ankommt. Dies ermöglicht außerdem die Einstellung eines größeren Verstärkungsfaktors, da der Verstärker nicht durch den makrofeldbedingten Sensoroffset übersteuert wird. Man erkennt aus (3.28), dass für den Tangentialfeldgradienten das Maximum des GMR-Gradiometersignals bei einem Mindestabstand  $a$  zwischen den Sensorelementen von

$$a = \sqrt{\frac{2yh + h^2}{1 - \frac{y}{y+h}} - (y+h)^2} \quad (3.30)$$

erreicht wird.

Misst man den Gradienten des Magnetfeldes an einem Riss mit einer Risstiefe von 3 mm und bei einer Abhebung von 0,1 mm, so beträgt gemäß (3.30) der Mindestabstand zwischen den Sensoren ca. 0,56 mm. Diese räumliche Entfernung zwischen den Sensoren bestimmt gleich-



zeitig die Sensorauflösung. Will man eine höhere räumliche Auflösung erzielen, muss ein kleinerer Abstand zwischen den Sensoren gewählt werden, was allerdings auf Kosten der Empfindlichkeit geschieht.

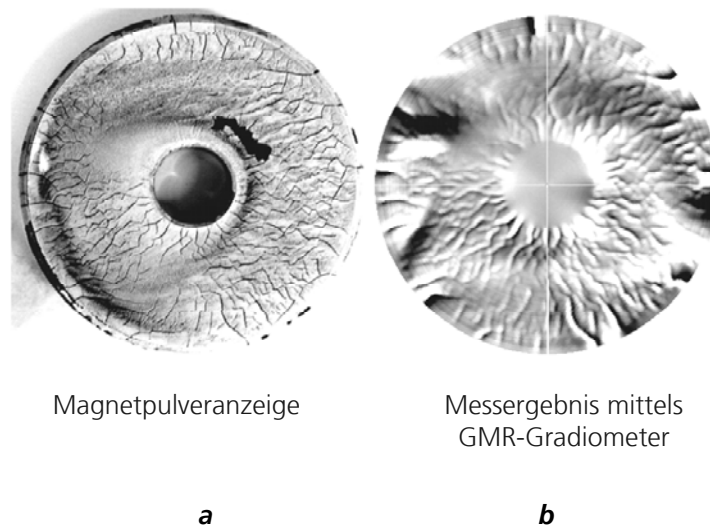


Abb. 3.21: Vergleichsmessung an einem Standardtestkörper mittels MP-Prüfung (**a**) und GMR-Gradiometer (**b**)

Zum Vergleich der Nachweisbarkeit am Beispiel von Oberflächenrissen wurden Messungen an einem Standardtestkörper mittels MP-Prüfung und mit einem GMR-Gradiometer durchgeführt. Der Testkörper MTH 0005 dient zur turnusmäßigen Überprüfung der Magnetpulver-Suspension nach DIN EN ISO 9934-2. Der Außendurchmesser des Testkörpers beträgt 50 mm, der Innendurchmesser 11 mm und die Dicke 10 mm. Er enthält Oberflächenrisse verschiedenster Größen. Beim Überspülen des Testkörpers mit der Magnetpulver-Suspension kann über das Rissbild die Anzeigefähigkeit der Suspension überprüft werden (Abb. 3.21, **a**).

Die Magnetfeldgradienten wurden mit dem GMR-Gradiometer AB001 (**NVE**) gemessen, welcher einen Abstand zwischen den Sensorelementen von 0,5 mm besitzt. Der Sensor wurde in einem Abstand von 0,1 mm über der Probenoberfläche befestigt, wobei die Empfindlichkeitsrichtung der Probenumfangsrichtung (tangential) entsprach. Die Probe wurde rotiert, und der Sensor wurde nach jeder vollen Umdrehung der Probe schrittweise vom Außenrand der Probe nach innen bewegt. Der Rotationswinkel und die Radialposition des Sensors wurden erfasst und die Messwerte wurden entsprechend räumlich zugeordnet. Abb. 3.21, **b** zeigt das Messergebnis dieser Streuflussmessung. Man erkennt, dass die Risse, welche in der Magnetpulveranzeige sichtbar sind, auch mit dem GMR-Gradiometer nachgewiesen werden konnten. Der Makrogradient des Magnetfeldes über der Probe führte dazu, dass das Magnetpulver sich ungleichmäßig über der Probenoberfläche verteilte, was zum Teil zu einer Kontrastverschlechterung in der Magnetpulveranzeige geführt hat. In dem GMR-

Gradiometer-Scanbild ist dieser Makrogradient als niederfrequente Signaländerung ebenfalls sichtbar. Durch eine entsprechende Signalverarbeitung lässt sich die Qualität des Scanbildes noch weiter verbessern (siehe Kapitel 4.2.1.4).

Das GMR-Gradiometer besitzt eine richtungsabhängige Empfindlichkeit und kann somit Risse nachweisen, die tendenziell senkrecht zu seiner Empfindlichkeitsrichtung verlaufen. Bei der Vergleichsmessung wurde das GMR-Gradiometer so ausgerichtet, dass die tendenziell in Radialrichtung verlaufenden Risse nachgewiesen werden konnten. Dies bewirkte, dass die in Umfangsrichtung verlaufenden Risse in Abb. 3.21, **a** im Streuflussbild Abb. 3.21, **b** kaum zu sehen sind.

Die Vergleichsmessungen haben gezeigt, dass die sensorgestützte Streuflussprüfung nicht nur bei der Detektion verdeckter Fehler einen Vorteil gegenüber der MP-Prüfung bietet, sondern auch zum Nachweis von Oberflächenrissen dort eingesetzt werden kann, wo die Empfindlichkeit und die Ortsauflösung der GMR-Sensoren ausreicht und ein Ersatz für die MP-Prüfung erwünscht ist.

Im nächsten Kapitel werden die möglichen Einsatzfelder für die sensorgestützte Streuflussprüfung dargestellt, und ihre Vor- bzw. Nachteile gegenüber den anderen zfP-Verfahren aufgezeigt.

### 3.2.7 Abgrenzung der sensorgestützten Streuflussprüfung gegenüber anderen zerstörungsfreien Prüfverfahren

Da der Anwendungsbereich der magnetischen Streuflussprüfung auf ferromagnetische Werkstoffe beschränkt ist, wird das Einsatzpotential eines alternativen zerstörungsfreien Prüfverfahrens durch die spezifischen Werkstoffeigenschaften bestimmt. Außerdem spielen solche Aspekte wie Geometrieinfluss, Zeit- bzw. Kostenaufwand, Nachhaltigkeit etc. bei der Auswahl eines zfP-Verfahrens eine wichtige Rolle. Im Folgenden werden alternative zfP-Verfahren hinsichtlich der Fehlerdetektion in ferromagnetischen Materialien im Vergleich zur sensorgestützten Streuflussprüfung bewertet. Am Ende des Abschnittes befindet sich eine zusammenfassende Bewertung der sensorgestützten Streuflussprüfung.

#### 3.2.7.1 Wirbelstromprüfung

Die Wirbelstromprüfung gehört neben der Streuflussprüfung zu den ältesten elektromagnetischen Prüfverfahren. Bei der Prüfung werden durch eine Induktionsspule, welche ein magnetisches Wechselfeld erzeugt, im zu untersuchenden Prüfobjekt Wirbelströme induziert. Bei der Messung wird mittels eines Sensors, der meist auch die Erregerspule enthält, die Wirbelstromdichte durch das vom Wirbelstrom erzeugte Magnetfeld detektiert. Die gemessenen

Parameter sind die Amplitude und die Phasenverschiebung gegenüber dem Erregersignal. Zu deren Messung benutzt man üblicherweise eine zweite Spule im Sensor. Die Dichte der induzierten Wirbelströme nimmt mit der Tiefe exponentiell ab, was das Prüfvolumen einschränkt. Diejenige Tiefe, bei welcher die Stromdichte im Vergleich zur Oberflächenstromdichte um den Faktor  $1/e$  abfällt, nennt man Eindringtiefe  $\delta$  (bzw. Skintiefe). Nimmt man eine unendlich ausgedehnte Feldverteilung über einem elektrisch leitenden  $\sigma$  und permeablen  $\mu$  Halbraum, kann man die Eindringtiefe für eine ebene Welle folgendermaßen berechnen:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu \sigma}} \quad (3.31)$$

wobei  $\omega = 2\pi \cdot f$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ;  $\mu_r$  die Permeabilitätszahl<sup>5</sup> und  $\sigma$  die Leitfähigkeit des Werkstoffes sind.

Aus (3.31) geht deutlich hervor, dass man zum Erreichen einer größeren Eindringtiefe die Anregungsfrequenz senken muss. Andererseits führt die Verringerung der Anregungsfrequenz nach (3.5) zu einer Abschwächung der induzierten Signalamplitude. Um eine größere Eindringtiefe zu erreichen, werden anstatt einer Induktionsspule auch andere Magnetfeldsensoren (z.B. GMR-Sensoren oder SQUIDS) eingesetzt, deren Empfindlichkeit frequenzunabhängig ist, so dass niedrige Frequenzen nutzbar werden [Yash, Krau].

Im Fall ferromagnetischer Materialien wird die Eindringtiefe zusätzlich durch die Permeabilitätszahl reduziert (3.31). Durch Einsatz hoher magnetischer Gleichfelder kann der Werkstoff magnetisch gesättigt werden, so dass die Permeabilität ein Minimum erreicht. Bei diesem Verfahren können gleichzeitig sowohl Wirbelstrom- als auch Streuflussprüfungen durchgeführt werden. Darüber hinaus kann die Spule in Verbindung mit dem magnetischen Gleichfeld zur Erzeugung elektromagnetisch induzierten Ultraschalls (EMUS) verwendet werden. Die Einsatztauglichkeit dieser Technik wurde beispielsweise zur Prüfung von Gasfernleitungen demonstriert [Nies].

In ferromagnetischen Werkstoffen können also Wirbelströme aufgrund der geringen Eindringtiefe nicht ohne weiteres zur Detektion von verdeckten Fehlern eingesetzt werden. Die starken Magnetfelder, welche zur Erhöhung der Eindringtiefe eingesetzt werden, führen zu einer dauerhaften Magnetisierung des Bauteils. Eine vom Hersteller vorgeschriebene Entmag-

---

<sup>5</sup> Da die Permeabilitätszahl  $\mu_r$  eine Funktion des Magnetfeldes ist, welches sich im Laufe des Ummagnetisierungsprozesses ständig variiert, kann man die Skin-Tiefe für ferromagnetische Werkstoffe nur näherungsweise berechnen [Altp].

netisierung kann in diesem Fall nur selten erreicht werden.

Daraus folgt, dass bei der Prüfung von ferromagnetischen Bauteilen mit komplexer Geometrie (besonders hinsichtlich verdeckter Fehler) die Streuflussprüfung gegenüber der Wirbelstromprüfung zu bevorzugen ist.

### 3.2.7.2 Ultraschallprüfung

Die Ultraschallprüfung ist im Falle schalleitfähiger Werkstoffe (dazu gehören die meisten Metalle) ein geeignetes Prüfverfahren zur Auffindung von inneren und äußeren Fehlern, z.B. in Schweißnähten, Schmiedestücken, Gussstücken, Walzgut, Halbzeugen oder Rohrleitungen. Die Ortsauflösung der Ultraschallprüfung ist größer als die halbe Wellenlänge der Schallwelle, welche abhängig von der Schallgeschwindigkeit im Material und der Frequenz des Prüfkopfes ist.

$$c = \lambda \cdot f, \quad (3.32)$$

wobei  $c$  die Phasengeschwindigkeit der Welle;  $\lambda$  die Wellenlänge und  $f$  die Schallfrequenz sind.

Um eine bessere Auflösung erzielen zu können, kann die Frequenz jedoch nicht unbegrenzt gesteigert werden, da die Korngrenzen des Gefüges zur Streuung und Absorption des Ultraschalls führen und somit die Eindringtiefe verringern. Je gröber die Kristallbildung ist (z.B. in Stahlguss), umso langwelliger muss die Schallfrequenz gewählt werden, was andererseits den Nachweis vermindert. Bei Gusseisen ist in der Regel die Prüfbarkeit mittels Ultraschall sehr eingeschränkt.

Auffindung von Oberflächenrissen kann entweder durch Anwendung der Oberflächenwellen (Rayleigh-Wellen) oder der streifend eingeschallten horizontal polarisierten Scherwellen erfolgen. Diese Prüfverfahren sind jedoch sehr empfindlich gegenüber geometrischen Unregelmäßigkeiten in Form von Kanten, Bohrungen, Gewinde etc. Sie bedürfen außerdem einer relativ großen Ankopplungsfläche für den Sensor [Krau]. Wendet man die Durchstrahlverfahren zur Rissprüfung gehärteter Bauteile an, wird die durch die Übergangflächen zwischen der Härteschicht und dem Grundmaterial verursachte Streuung den Rissnachweis erheblich erschweren.

Daraus folgt, dass zur Rissprüfung von grobkörnigen Werkstoffen (z.B. Gusseisen) und Bauteilen komplexer Geometrie sowie zum Nachweis von Oberflächendefekten in gehärteten Bauteilen die Streuflussprüfung zu bevorzugen ist.

### 3.2.7.3 Röntgenprüfung

Die Röntgenprüfung ist – neben der Ultraschallprüfung – eines der am meisten angewendeten Verfahren der zFP und dient zur Kontrolle von Schweißnähten und Gussteilen für unterschiedlichste Anwendungen (Fahrzeugteile, Druckbehälter, Pipelines, Chemieanlagen u.v.m.). Die wesentliche Eigenschaft der Röntgenstrahlung ist die Durchdringungsfähigkeit. Das bedeutet, dass die Strahlung durch einen Prüfling hindurchtritt und dabei geschwächt wird. Das entstehende Schwächungsprofil wird mit Hilfe eines geeigneten Detektors aufgenommen und bildet das Durchstrahlungsbild. Eine quantitative Beschreibung der Schwächung der Strahlung gelingt nur unter sehr vereinfachten aber praxisfernen Annahmen (enge Strahlenbündel, monoenergetische Strahlung). Dennoch ist es für viele Anwendungen nützlich, mit diesen Voraussetzungen das Schwächungsverhalten der Strahlung mathematisch zu beschreiben:

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu \cdot w}, \quad (3.33)$$

wobei  $I$  – Intensität hinter dem Prüfobjekt,  $I_0$  – ungeschwächte Strahlungsintensität,  $\mu$  – Schwächungskoeffizient,  $w$  – durchstrahlte Wanddicke des Prüflings sind.

Die Gesamtintensität hinter dem Prüfobjekt setzt sich, entsprechend den physikalischen Vorgängen bei der Strahlungsschwächung, immer aus der geschwächten Primärstrahlung (Absorption) und der Streustrahlung zusammen. Die Gesamtintensität  $I_g$  hinter dem Prüfobjekt ist die Summe aus der geschwächten Primärstrahlung  $I_p$  und der Streustrahlung  $I_s$ :

$$I_g = I_p + I_s. \quad (3.34)$$

Die Streustrahlung breitet sich gleichmäßig in alle Richtungen aus und stellt somit eine Grundintensität (Radioskopie) bzw. Grundschwärzung (Radiographie) dar.

Der für die Fehlererkennbarkeit so wichtige Intensitätsunterschied  $\Delta I$ , welcher durch die Wanddickenänderung  $w$  hervorgerufen wird, ist also nur die Differenz der geschwächten Primärstrahlung  $I_{p1}$  und  $I_{p2}$  ( $\Delta I = I_{p1} - I_{p2}$ ). Wendet man jetzt das Röntgenabsorptionsgesetz an (3.33), so kann ein Zusammenhang zwischen  $\Delta I$  und  $\Delta w$  sowie dem energieabhängigen Röntgenabsorptionskoeffizienten hergestellt werden:

$$\Delta I \approx I_p \cdot \mu \cdot \Delta w \quad (3.35)$$

Der Strahlungscontrast wird dann als Verhältnis des Intensitätsunterschiedes  $\Delta I$  zu der Gesamtintensität  $I_g$  berechnet:

$$K_s = \frac{\Delta I}{I_g} = \frac{\mu \cdot \Delta W}{1 + \frac{I_s}{I_p}}. \quad (3.36)$$

In einer allgemeinen Formulierung, in welcher die Differenz zweier unterschiedlicher Absorptionskoeffizienten (z.B.  $\mu$  des Prüfmaterials und  $\mu_f$  des Materialfehlers) betrachtet wird, erhält man die für die Durchstrahlungsprüfung wichtige Definition des Strahlenkontrastes:

$$K_s \approx (\mu - \mu_f) \cdot \frac{\Delta W}{1 + \frac{I_s}{I_p}}. \quad (3.37)$$

Aufgrund der hohen Dichte ferromagnetischer Werkstoffe müssen bei der Röntgenprüfung höhere Energien verwendet werden. Mit zunehmender Strahlungsenergie wird jedoch der Schwächungskoeffizient kleiner [Deut]. Dies führt dazu, dass der Prüfling für die Röntgenstrahlung immer transparenter wird, also weniger Photonen absorbiert. Infolgedessen werden zwei unterschiedliche Wanddicken eines Prüflings bei zunehmender Energie nur noch mit geringeren Intensitätsunterschieden  $\Delta I$  abgebildet. Die beste Detektierbarkeit der Risse ist hiermit dann gewährleistet, wenn der Tiefenverlauf der Risse parallel zu den Röntgenstrahlen ausgerichtet ist. Für die Radiographie ist daher die Vorkenntnis über den möglichen Rissverlauf von entscheidender Bedeutung. Aufgrund der hohen Energien ist jedoch der Intensitätsunterschied bei Rissen mit geringer Tiefe ( $< 1\%$  der Gesamtdicke des Prüflings) nicht mehr nachweisbar [Deut]. Außerdem beeinträchtigt die räumliche Ausdehnung des optischen Brennflecks der Röntgenanlage die Schärfe des Röntgenbildes. Dies führt dazu, dass eine Detektion von Rissen mit einer Rissöffnung von  $< 100 \mu\text{m}$  in massiven ferromagnetischen Bauteilen nicht möglich ist.

Die Radioskopie hat den Vorteil, dass das Prüfobjekt von verschiedenen Seiten durchstrahlt werden kann, und die einzelnen Bilder dann unter Nutzung eines Rekonstruktionsalgorithmus zu einer 3D-Darstellung zusammengesetzt werden können. Eine Vorkenntnis über den Rissverlauf ist hierbei nicht erforderlich. Die Ortsauflösung ergibt sich aus der Elementgröße des Detektors und dem optischen Vergrößerungsfaktor. Die erreichbare Ortsauflösung für Prüfobjekte mit einem geringen Schwächungskoeffizient liegt für die modernen Röntgenotomographie-Prüfanlagen mit Detektoren, welche eine kleine Voxelgröße besitzen, bei wenigen Mikrometern [Mais]. Für massive metallische Prüfobjekte beträgt sie jedoch über  $30 \mu\text{m}$  [Szi3].

Die Röntgenprüfung kann zur Detektion von Härterissen an massiven Bauteilen mit einem hohen Schwächungskoeffizient nicht eingesetzt werden.

#### *3.2.7.4 Thermographieprüfung*

Da die meisten ferromagnetischen Werkstoffe auch elektrisch leitend sind, stellt die aktive Thermographie unter Nutzung der induktiven Wärmeenergie ein attraktives Prüfverfahren zur Rissdetektion dar. Die mittels eines Induktors erzeugten Wirbelströme erhitzen die Prüfoberfläche. Werden die Strombahnen durch einen Riss unterbrochen, führt dies zu einer Erhöhung der Stromdichte und entsprechend der Temperatur an der Risspitze. Diesen Temperaturunterschied kann man mit einer Thermokamera erfassen und anhand des thermischen Bildes die Risse nachweisen. Einen optimalen Temperaturkontrast erreicht man dann, wenn die Strombahnen senkrecht zu dem Rissverlauf ausgerichtet sind [Baum].

Die induktive Thermographie ist schnell und bildgebend, hat aber den Nachteil, dass bei komplizierten Bauteilen aufgrund der inhomogenen Wärmeverteilung die Auswertung des thermischen Bildes wesentlich erschwert ist. Bei der Prüfung von Bauteilen komplexer Geometrie ist daher die Streuflussprüfung vorzuziehen.

#### *3.2.7.5 Farbeindringprüfung*

Die Farbeindringprüfung benötigt eine Oberflächenvorbereitung und ist aufgrund der physikalisch notwendigen Prüfschritte zeitaufwendig, was bei einer automatisierten Lösung in der Produktion einen großen Puffer erfordert. Die automatische Auswertung des Prüfergebnisses ist sehr kompliziert, und bei komplexen Geometrien können Fehldeutungen entstehen. Die immer strenger werdenden Vorschriften hinsichtlich der Nachhaltigkeit schränken das Einsatzgebiet der Farbeindring- sowie der MP-Prüfung ebenfalls ein. Bei den ferromagnetischen Bauteilen stellt die sondengestützte Streuflussprüfung bei der produktionsintegrierten Prüfung von Bauteilen komplexer Geometrie eine attraktive Alternative dar.

#### *3.2.7.6 Zusammenfassende Bewertung*

Aus diesem Überblick ergibt sich folgendes Anwendungsfeld für die sensorgestützte Streuflussprüfung:

- Nachweis von Oberflächenrissen in ferromagnetischen Bauteilen komplexer Geometrie (Härterisse in Verzahnungen etc.);
- Detektion verdeckter Risse in ferromagnetischen Bauteilen;
- Detektion von Ungängen in ferromagnetischen Bauteilen unter einer nicht ferromagnetischen Deckschicht;

- Prüfung schwer zugänglicher ferromagnetischer Objekte auf Defekte (z.B. Spanndrahtbruchortung im Beton);
- Prüfung verschmutzter Oberflächen oder von Oberflächen nach bestimmten Bearbeitungsschritten (Sandstrahlen, Lackieren etc.)

Aus dieser Abgrenzung ergeben sich entsprechende Anforderungen an die sensorgestützte Streifflussprüfung, welche beim Aufbau der Entwicklungsplattform berücksichtigt werden mussten. Da sich das Anwendungsfeld relativ weit erstreckt, muss ein entsprechendes Konzept mit einem hohen Maß an Flexibilität erarbeitet werden. Bei der Lösung einer spezifischen Prüfaufgabe muss auch die Nachweisgrenze ermittelt werden. Der Aufbau der Entwicklungsplattform mit einer beispielhaften Ermittlung der Nachweisgrenze im Falle der Prüfung induktiv gehärteter Verzahnungen auf Härterisse wird im nächsten Kapitel beschrieben.



## 4 Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Prüfverfahren

Wachsende Anforderungen an die sich ständig verändernden Marktverhältnisse stellen eine große Herausforderung für die Hersteller dar. Der Umschwung von der Massenproduktion zu einer preiswerten kundenspezifischen Anfertigung stellt hohe Forderungen an die Flexibilität des Herstellungsprozesses und somit an die entsprechenden Prüfsysteme. Es bedarf daher einer neuen Strategie bei der Geräteentwicklung und -vermarktung, die ein flexibles „System Engineering“ erfordert. Als Ergebnis einer Marktanalyse und Abschätzung des Potentials modularer Gerätekonzepte ist ein Konzept der Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Prüfverfahren entstanden. Das Ziel bestand hierbei darin, ein Prüfsystem mit einer hohen Flexibilität und einem möglichst großen Anwendungspotential zu entwickeln, welches bei einer konkreten kundenspezifischen Nachfrage in eine preiswerte Variante umgestaltet werden kann und damit zu einer Reduzierung der Entwicklungszeit und -kosten führt.

### 4.1 Konzept der Entwicklungsplattform

#### 4.1.1 Modularität

Um die Kosten einer Prüfsystementwicklung im Industriauftrag zu minimieren, wurde auf ein modulares Aufbaukonzept zurückgegriffen. Dabei wurde großer Wert auf die Erweiterbarkeit der Hardware und der Software des Prüfsystems gelegt.

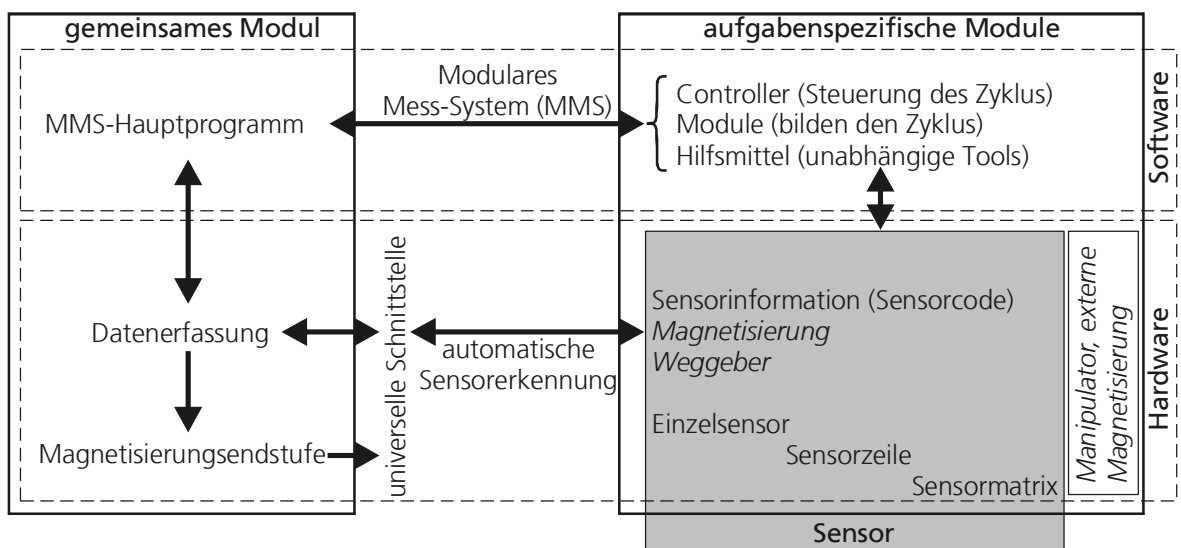


Abb. 4.1: Schematische Darstellung der Entwicklungsplattform für eine sensorgestützte Streuflussprüfung

Abb. 4.1 zeigt eine schematische Darstellung der Entwicklungsplattform. Die Plattform verfügt über ein gemeinsames Modul, welches für alle Prüfaufgaben als Grundsystem fungiert. Die geforderte Flexibilität wird durch zahlreiche aufgabenspezifische Module sowohl auf

Software- als auch auf Hardware-Ebene gewährleistet. Die Softwarekomponenten wurden hierbei basierend auf dem modularen Messsystem (MMS) des IZFP [Szi1] entwickelt.

Das gemeinsame Modul beinhaltet eine universelle Schnittstelle zum Sensoranschluss, eine Datenerfassungskarte zur Datenakquisition und Sensoransteuerung, eine leistungsfähige Magnetisierungsendstufe für die Spannungsversorgung der Magnetisierungsvorrichtungen und das modulare Messsystem (MMS), welches auf der Softwareebene zur Steuerung des Messablaufes und zur Datenauswertung dient.

Aufgabenspezifische Module werden entsprechend der jeweiligen Prüfaufgabe konzipiert. Diese Module bestehen aus:

- Sensorkopf (Einzelsensor, Sensorzeile, Sensormatrix);
- Magnetisierungsvorrichtung (optional);
- Manipulator (optional);
- MMS-Module zur Sensoransteuerung und Signalverarbeitung

Der Sensorkopf ist mit einem spezifischen Code versehen, welcher zur automatischen Sensorerkennung dient. Nachdem der angeschlossene Sensor von der Entwicklungsplattform erkannt wurde, werden entsprechende MMS-Module mit vordefinierten Einstellungen konfiguriert, die zur Nutzung des Sensors erforderlich sind.

Wie Abb. 4.1 veranschaulicht, besteht die Entwicklungsplattform aus Hardware- und Software-Ebenen. Unter Hardware versteht man alle technisch-physikalischen Teile der Entwicklungsplattform unter dem Gesichtspunkt der konstruktionsbedingten Eigenschaften, wogegen unter Software die zum Betrieb der Entwicklungsplattform erforderlichen nichtapparativen Funktionsbestandteile verstanden werden.

#### 4.1.2 Lastenheft

Unter dem Gesichtspunkt der geforderten Flexibilität und der potentiellen Einsatzfelder wurde ein Lastenheft mit Anforderungen an die einzelnen Komponenten der Entwicklungsplattform erstellt.

##### Anforderungen an die Datenerfassung:

Die Datenerfassungskarte stellt eine Schnittstelle zwischen dem analogen Teil der Entwicklungsplattform (Sensor) und dem Computer dar. Das Datenerfassungsmodul muss verfügen über:

- Analog / Digital-Wandler zur Akquisition der Sensorsignale;

- Digital / Analog-Wandler zur Ansteuerung der Magnetisierungsvorrichtung;
  - Digitale Eingänge zum Auslesen des Sensorcodes und Empfangen des Trigger- bzw. Taktsignals beim automatischen Scannen;
  - Digitale Ausgänge zur Steuerung der Sensorelektronik (Einstellung des Verstärkungsfaktors)
- Analogeingang:

Niederfrequente magnetische Verfahren (zu erfassende und auszuwertende Signalfrequenzen < 500 Hz) stellen an die Datenerfassung keine besonderen Anforderungen. Aufgrund der niedrigen Frequenzen kann die Datenerfassung mit einer Abtastrate von 5 000 Abtastungen pro Sekunde erfolgen. Dies ermöglicht eine preiswerte Lösung unter Nutzung von mehreren Analogkanälen, welche durch einen Multiplexer miteinander verschaltet sind. Sensorgruppen-Lösungen können eine große Zahl von Sensoren besitzen, was eine Mindestanzahl der Analogeingänge auf 32 festlegt (hier muss man sich an die üblicherweise angebotenen Kanalanzahlen orientieren). Ist jedoch die Sensoranzahl größer als 32, kann ein externer Multiplexer bzw. eine zusätzliche Datenerfassungskarte verwendet werden. Die Superposition der Makrofelder mit den relativ kleinen Streufeldern erfordert eine Digitalisierungstiefe von mindestens 14 Bit, um über eine genügende Dynamik zu verfügen. Sowohl die Makro- als auch die Streufelder können eine unterschiedliche Dynamik besitzen. Daher ist es notwendig, die Sensorsignale in verschiedenen Spannungsbereichen erfassen zu können, was durch die Möglichkeit zur Auswahl eines entsprechenden Verstärkungsfaktors erfolgen kann.

- Analogausgang:

Eine umfassende Palette der zu prüfenden Bauteile und Fehlerarten erfordert ein flexibles Magnetisierungskonzept. Um Defekte unterschiedlicher Verlaufsrichtungen nachweisen zu können, ist häufig eine Superposition mehrerer Magnetfelder notwendig. Dies kann unter Nutzung mehrerer getakteter Analogausgänge realisiert werden. Um Drehfeld- und ähnlich komplizierte mehrkanalige Magnetisierungstechniken anwenden zu können, legt man das Minimum an Analogausgängen für das Grundsystem auf drei fest. Die Signale müssen ohne nennenswerte Belastung des Prozessors mittels eines direkten Speicherzugriffes (DMA) aus dem Puffer ausgelesen und nach der entsprechenden Verstärkung zur Magnetfeldaussteuerung an die Magnetisierungsvorrichtungen weitergeleitet werden.

- Digitaleingang / -ausgang:

Die Sensorerkennung und -steuerung, sowie die Ansteuerung der Scanvorrichtungen erfordern eine Verfügbarkeit digitaler Ein- und Ausgänge mit einer Datentiefe von mindestens

32 Bit. Bei manipulatorgestützten Messungen muss zusätzlich eine Weginformation z.B. in Form von Taktsignalen der Achsen für eine ortsgebundene Datenerfassung aufgenommen werden. Ist die Taktsignalfolge für die Datenerfassung zu hochfrequent, muss sie bis zur maximalen Abtastrate heruntergeteilt werden. Dies kann mittels eines Zählers bewerkstelligt werden.

### Anforderungen an die Endstufe

Die Magnetisierungsvorrichtungen besitzen oft einen niedrigen Gleichstromwiderstand aber hohe Induktivitäten und erfordern höhere Ströme zur Magnetfelderzeugung, als DAQ-Karten liefern können. Daher ist eine Leistungsverstärkung unerlässlich. Dies erfolgt unter Nutzung einer Endstufe, welche zwischen DAQ-Karte und Magnetisierungsvorrichtung geschaltet ist. Die Endstufe muss über folgende Eigenschaften verfügen:

- Anzahl der Kanäle:

Ausgehend von der Anforderung, dass die Anwendungsfelder der Entwicklungsplattform möglichst vielzählig sein müssen, hat man sich für eine Endstufe mit drei leistungsfähigen Verstärkern d.h. für eine dreiphasige Variante der Endstufe entschieden. Sie sollten sowohl unabhängig voneinander (z.B. bei drei verschiedenen Magnetisierungsvorrichtungen für Prüfobjekte komplexer Bauform) als auch zur Erzeugung phasen- und frequenzmodulierter Felder betrieben werden können.

- Leistung:

Zur Magnetisierung hartmagnetischer Bauteile benötigt man entsprechend hohe Magnetfelder. Bei Gleichfeldanregung ist die Impedanz des Elektromagneten relativ niedrig und somit werden keine besonderen Anforderungen an den Ausgangsspannungsbereich der Endstufe gestellt. Bei der Wechselfeldanregung hingegen wächst die Impedanz des Elektromagneten mit steigender Frequenz, was eine höhere Ausgangsspannung erfordert. Eine Leistung von 50 W für jeden Ausgang der Endstufe ist als die minimal zu erbringende Leistung festzulegen.

- Frequenzbereich:

Wie bereits angedeutet, erstreckt sich der Frequenzbereich der Streufluss signale zumeist von 0 bis ca. 200-500 Hz (mechanisch zumutbare Beschleunigungen und Geschwindigkeiten vorausgesetzt). Um auch weitere elektromagnetische zFP-Verfahren nutzen zu können, ist das Erreichen höherer Abtastraten bei einer verringerten Kanalanzahl erwünscht. Der geforderte Frequenzbereich liegt hierbei zwischen 0 und 500 Hz.

## Anforderungen an die Sensorik

Die Anforderungen an die Sensoren werden in Abhängigkeit von der Prüfaufgabe formuliert und im aufgabenspezifischen Modul (siehe Abb. 4.1) berücksichtigt. Die in Tab. 1 aufgelisteten Sensorparameter helfen, ein optimales Sensorkonzept zu gestalten.

Die Sensoren müssen der technischen Spezifikation der Entwicklungsplattform in folgenden Punkten entsprechen:

- Spannungsdynamik am Sensorausgang von 10 V;
- TTL-Pegel für die Digital-Ein- und Ausgänge;
- Gute Abschirmung gegenüber EM-Strahlung;
- Einheitliche Pinbelegung des Steckers gemäß Anhang C.

### **4.2 Aufbau der Entwicklungsplattform**

Unter Beachtung der im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Spezifikationen wurde eine Entwicklungsplattform aufgebaut. Das Grundsystem wurde in der industrietypischen 19"-Ausführung realisiert (siehe Abb. 4.2). Die geforderte Modularität auf Hardware-Ebene ist anhand einer universellen Schnittstelle gewährleistet, welche aus zwei Mehrpolsteckern besteht. Die Mehrpolstecker führen die analogen bzw. digitalen Ein- und Ausgänge von der Datenerfassungskarte sowie die Magnetisierungsspannung der Endstufe auf die Frontplatte der Entwicklungsplattform heraus. Die Pinbelegung der Stecker ist in Anhang C dargestellt. Um bei der Entwicklung eines Gerätekonzeptes den Zeitaufwand reduzieren zu können, sind auch Laborlösungen notwendig. Hierzu wurde die Frontplatte mit BNC-Steckern versehen, welche die im Mehrpolstecker bereits vorhandenen Analogeingänge 0 bis 15 duplizieren. Außerdem wurden vier Analogausgänge als BNC-Stecker ausgeführt. Die Anschlussbezeichnungen und Abmessungen sind in Anhang B dargestellt. Die Digitalkanäle wurden in Form zweier 9-poliger Sub-D-Buchsen und eines 37-poligen Sub-D-Steckers an die Frontplatte herausgeführt. Die Pinbelegung der Sub-D-Schnittstellen ist in Anhang D wiedergegeben. Zusätzlich wurde einer der Ausgänge der Endstufe zum Betreiben einfacher Magnetisierungsvorrichtungen an der Frontplatte herausgeführt (siehe Anhang B).

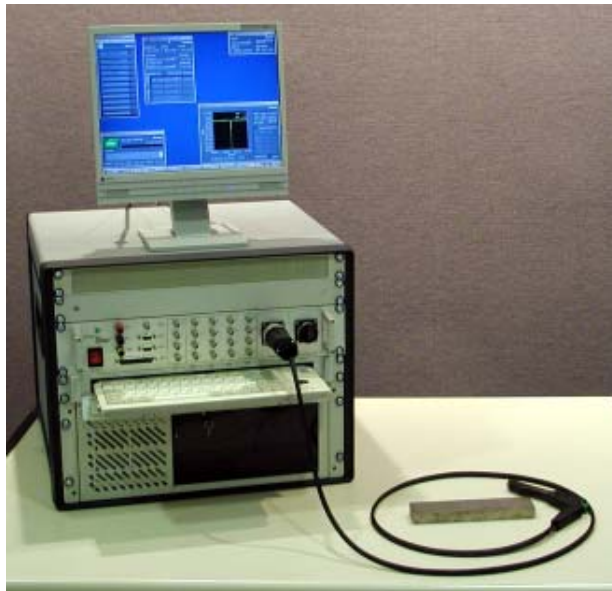


Abb. 4.2: Aufgebaute Entwicklungsplattform für NF magnetische Prüfverfahren mit einem Handsensor

### Datenerfassung

Die Datenakquisition wurde mittels einer kommerziell erhältlichen Datenerfassungskarte NI PCI-6229 der Firma National Instruments realisiert.

- Analogeingang:

Die Datenerfassungskarte verfügt über 32 Analogeingänge, welche mit einer Gesamtabtast-rate von 250 kHz bei einer Digitalisierungstiefe von 16 Bit erfasst werden. Sind alle 32 Kanäle aktiv, beträgt die maximale Abtast-rate pro Kanal 7 812,5 Hz, was die Anforderungen erfüllt. Die Karte verfügt über die Möglichkeit einer individuellen Einstellung des Eingangsspannungsbereiches für jeden Analogeingang ( $\pm 10$ ;  $\pm 5$ ;  $\pm 1$ ;  $\pm 0,2$  V).

- Analogausgang:

Die Datenerfassungskarte verfügt über 4 Analogausgänge. Der Digital / Analog-Wandler ermöglicht eine 16 Bit-Wandlung bei einer Rate von 833 kS/s. Der Puffer für 8 191 Samples ermöglicht eine kontinuierliche Signalausgabe ohne Systembelastung. Der Datentransfer bei direktem Speicherzugriff (DMA) ermöglicht eine Echtzeitaktualisierung der Signaltabelle im Puffer.

- Digitaleingang / -ausgang:

Die Datenerfassungskarte verfügt über 48 TTL / CMOS Digitalkanäle, von denen 32 hardwaregetaktet sind und mit den Analogkanälen synchronisiert werden können. Zwei Zähler ermöglichen eine flexible Einstellung der Taktrate für die Signalerfassung.

## Endstufe

Die Endstufe besteht im Wesentlichen aus drei Leistungsoperationsverstärkern und zwei Netzteilen zur Erzeugung bipolarer Ausgangsspannungen von bis zu ca.  $\pm 40$  V.

- Anzahl der Kanäle:

Drei Leistungsoperationsverstärker vom Typ Burr Brown OPA541 bilden drei unabhängige Spannungsquellen für die Magnetisierungsvorrichtungen. Die drei Ausgänge der Endstufen sind an den Anschluss „SENSOR“ herausgeführt (siehe Anhang C). Die Spannung des ersten Verstärkers (Phase 1) ist außerdem an Bananenbuchsen auf der Frontplatte zu einem schnellen Anschließen externer Magnetisierungsvorrichtungen vorhanden.

- Leistung:

Der maximale Strom durch einen IC beträgt 2,5 A und die entsprechende maximale Ausgangsleistung 100 W. Die Endstufe ist vor Überstrom geschützt, was beim Betreiben niederohmiger Lasten von Bedeutung ist. Die von den ICs erzeugte Wärme wird durch einen Kühlkörper absorbiert und mittels Ventilatoren abgeführt.

- Frequenzbereich:

In Abb. 4.3 ist ein Diagramm aus dem Datenblatt des OPA541 dargestellt. Für den in der Endstufe verwendeten Verstärkungsfaktor von 4 (ca. 12 dB) erstreckt sich der Frequenzbereich, in welchem keine Nichtlinearitäten des verstärkten Signals auftreten, von 0 bis 500 kHz.

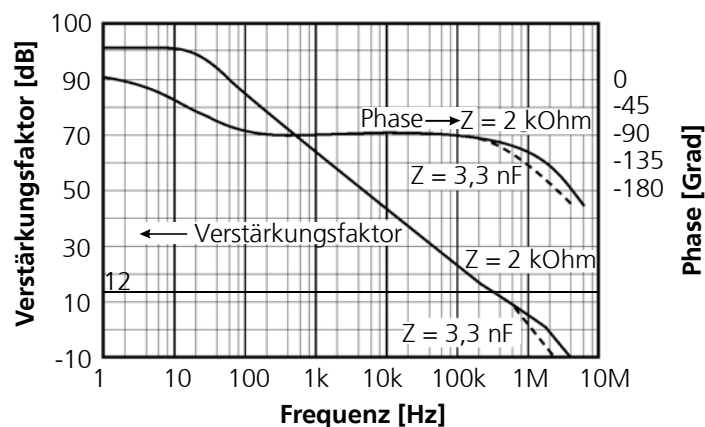


Abb. 4.3: Verstärkungsfaktor und Phase als Funktion der Frequenz für OPA541

## Sensorik

Gemäß Lastenheft und aufgrund der Sensoreigenschaften (siehe 3.2.5) wurden kommerziell erhältliche GMR-Sensoren und Hall-Sonden als Basiselemente der Sensorik ausgewählt. Die

Sensoren bestehen sowohl aus einzelnen als auch mehreren Sensorelementen. Im Folgenden sind einige Beispiele aus bereits realisierten Sensorkonzepten aufgeführt.

- Hallsondengruppen

Neuartige Hallsonden verfügen über eine hohe Temperaturstabilität und eine weite Dynamik und sind einfach zu betreiben, was sie für Prüfsysteme, bei welchen keine besondere Empfindlichkeit bzw. Ortsauflösung gefordert wird, attraktiv macht. In Abb. 4.4 ist eine Hallsondenzeile zur Prüfung einer Verzahnung auf Härterisse dargestellt. Eine Sensorzeile ermöglicht schnelle Prüfungen, was für die Massenproduktion mit einer Prüftaktzeit von wenigen Sekunden von entscheidender Bedeutung ist (siehe Kapitel 4.2.2.1).



Abb. 4.4: Hallsondenzeile zur Prüfung von Verzahnungen

Bei bildgebender Datenverarbeitung, wobei die Auswertung anhand der Signalvariationen im gesamten Bild erfolgt, ist es entscheidend, dass alle Sensorelemente der Sensorgruppe die für die Prüfaufgabe zulässigen Empfindlichkeits- und Offset-Fehler im Signal nicht überschreiten, d.h. im gleichen Magnetfeld den gleichen Messwert liefern. Dies erfordert einen Sensorabgleich hinsichtlich des Offsets und der Empfindlichkeit. Bei Prüfung großer Flächen (z.B. Betonplatten) mit einer Auflösung im cm-Bereich benötigt man eine große Anzahl von Sensorelementen oder einen sehr schnellen Scanner, um praxistaugliche Geschwindigkeiten zu erreichen. Ein dauerhafter Abgleich der Sensorgruppe ist schwierig realisierbar und zeitaufwendig, insbesondere im Falle einer hohen Sensoranzahl. Aus diesen Gründen wurde ein Messkonzept erarbeitet, welches ein schnelles Abtasten großer Flächen mit wenigen Sensoren und einem automatischen Sensorabgleich ermöglicht (siehe Kapitel 4.2.2.2). In Abb. 4.5 ist eine Sensorgruppe aus 5 Hallsonden dargestellt, welches in einem Rotationsscanner zur Spanndrahtbruchortung eingesetzt wurde (siehe Kapitel 5.2).



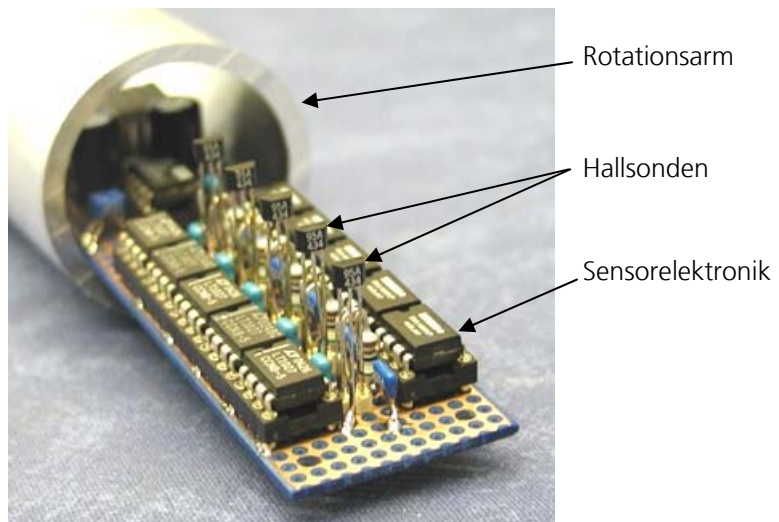


Abb. 4.5: Sensorgruppe aus 5 Hallsonden im Rotationsarm zur Spanndrahtbruchortung in Beton

- GMR-Sensoren

Ist bei der Prüfung eine hohe Ortsauflösung bzw. Feldempfindlichkeit gefordert, kommen die hochempfindlichen GMR-Sensoren in Betracht. In Abb. 4.6 ist ein Einzelsensor zur Rissprüfung dargestellt. Die kleinen Abmessungen und hohe Empfindlichkeit ermöglichen eine Prüfung an schwer zugänglichen Stellen (z.B. Zwischenräume in der Verzahnung) auf kleinste Ungängen.

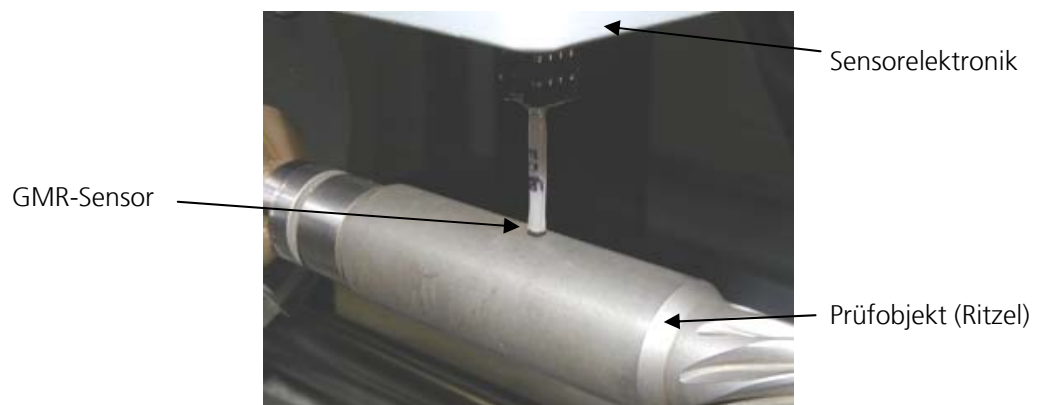


Abb. 4.6: GMR-Sensor zur Rissprüfung

Zur Reduzierung der Prüfzeit können mehrere GMR-Sensoren in Form einer Zeile zusammengeschaltet werden. Die kompakten TDFN6-Gehäuse eignen sich hervorragend zum Aufbau solcher Sensorsysteme.

- Drehfeldsensor

Kennt man den tendenziellen Verlauf der Risse a priori nicht, wendet man oft eine kombinierte Längs- und Quermagnetisierung an (siehe Anhang A). Ist jedoch der Zugang zur Prüf-

oberfläche begrenzt, kann der geprüfte Bereich nur lokal ummagnetisiert werden. In Abb. 4.7 ist ein Drehfeldsensor abgebildet. Der Sensor wurde im Rahmen eines DFG-Projektes zur Optimierung der Tiefzieheingung von Blechen mittels zerstörungsfreier Prüfverfahren entwickelt [Schr]. Er ermöglicht die Erzeugung eines sich in der Ebene drehenden Magnetfeldes konstanter Amplitude. Das Magnetfeld wird unter Nutzung zweier senkrecht zueinander stehenden Hallsonden erfasst, so dass die beiden Richtungskomponenten (bzw. Amplitude und Phase) des magnetischen Drehfeldes ermittelt werden können. Die bei der Ummagnetisierung entstehenden magnetischen Effekte, wie Oberwellen des Magnetfeldes und Barkhausenrauschen, können zusätzlich zur Materialcharakterisierung herangezogen werden [Behr].



Abb. 4.7: Drehfeldsensor

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit aufgebaute Plattform dient zur Entwicklung unterschiedlicher Prüfsysteme, welche auf der sensorgestützten Streuflussprüfung basieren. Der Anwendungsbereich erstreckt sich vom Nachweis von Mikrorissen (Kapitel 5.1.2) bis hin zur Spanndrahtbruchortung in Beton (Kapitel 5.2). Bei der Herstellung der jeweiligen Prüfanlagen ist jedoch die Angabe der kleinsten detektierbaren Fehler erforderlich. Aufgrund der wachsenden Nachfrage, besonders seitens der Automobilhersteller und -zulieferer, wurde die Nachweisgrenze am Beispiel von Härterissen untersucht und im folgenden Kapitel beschrieben.

#### 4.2.1 Nachweisgrenzen der Streuflussprüfung mittels GMR-Sensoren

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde die Nachweisgrenze der sensorgestützten Streuflussprüfung für verschiedene Risse untersucht. Der Schwerpunkt wurde hierbei auf die Detektion von Oberflächenrissen gelegt, welche infolge des Härteprozesses entstehen können. Bauteilbereiche, welche hohen mechanischen Beanspruchungen ausgesetzt sind (z.B.

Verzahnungen) werden häufig einer Härtung unterzogen.

Zur Detektion kleiner Risse mit einer Rissöffnung bis zu  $0,5 \mu\text{m}$  ist häufig eine aktive Magnetisierung erforderlich. Die hierbei auftretenden Magnetfelder liegen im Bereich von 1 bis 10 mT. Die komplexe Bauteilgeometrie erfordert eine kompakte Bauform des Sensors, um eine präzise Sensorführung über dem Bauteilprofil mit möglichst geringem Abstand zur Prüfoberfläche zu erzielen. Der industrielle Einsatz stellt außerdem hohe Ansprüche an die Widerstandsfähigkeit des Sensors gegenüber Störsignalen. In Anbetracht dieser Faktoren erfolgte eine Sensorauswahl unter dem Gesichtspunkt einer möglichst hohen Dynamik, kleiner Geometrieabmessungen und Rauscharmut. Nach diesen Kriterien wurden GMR-Gradiometer als Magnetfeldsensoren zur Prüfung von induktiv gehärteten Bauteilen auf Oberflächenrisse ausgewählt (siehe Tab. 6).

#### 4.2.1.1 Nachweisgrenze der Rissdetektion an induktiv gehärteten Bauteilen unter Nutzung von GMR-Gradiometern

Die Nachweisgrenze der Rissdetektion über GMR-Gradiometer wurde beispielhaft anhand eines kommerziell erhältlichen GMR-Gradiometers vom Typ ABL004 der Firma NVE (siehe Anhang E) untersucht. Das Gradiometer besteht aus vier gekoppelten GMR-Schichtsystemen, welche als Wheatstonebrücke geschaltet sind (Abb. 4.8). Das Gradiometer besitzt keine Magnetfluss-konzentratoren, was den Hystereseeinfluss auf das Messsignal verringert. Das Ausgangssignal des Gradiometers ist proportional zur Differenz der Feldstärken in einem bestimmten Abstand in der Messebene, welcher im betrachteten Sensor 1 mm beträgt.

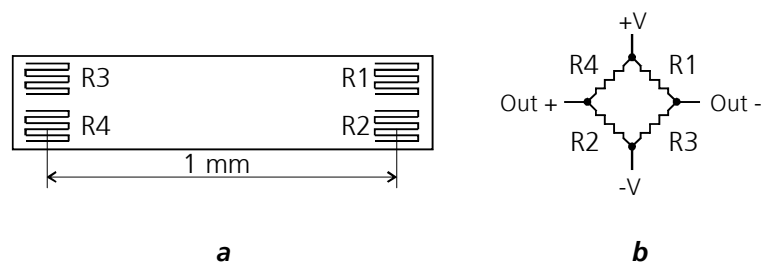


Abb. 4.8: Schematische Darstellung (a) und die elektrische Schaltung des GMR-Gradiometers (b)

Es wurde eine Reihe von Messungen an induktiv gehärteten Verzahnungen durchgeführt. Die Risse befanden sich am Zahnkopf und verliefen über die gesamte Zahnbreite. Ferner sind ausgewählte Fehleranzeigen der GMR-Streulflussprüfung im Vergleich zu den geometrischen Fehlermerkmalen dargestellt und die Abhängigkeit der Fehleranzeigen von Rissgröße und Sensorabhebung dokumentiert. Zur Ermittlung der Fehlergeometrie wurden Röntgen- und Metallographieverfahren eingesetzt. Die Röntgen-Computertomographie ermöglicht im hier

betrachteten Werkstoff und bei der vorliegenden Geometrie das Erkennen von Rissöffnungen bis zu ca. 30  $\mu\text{m}$  [Szi3], was den Einsatzbereich des Verfahrens entsprechend einschränkt. Die Geometrie der Härterisse mit einer Rissöffnung von weniger als 30  $\mu\text{m}$  war daher nur metallographisch zu vermessen.

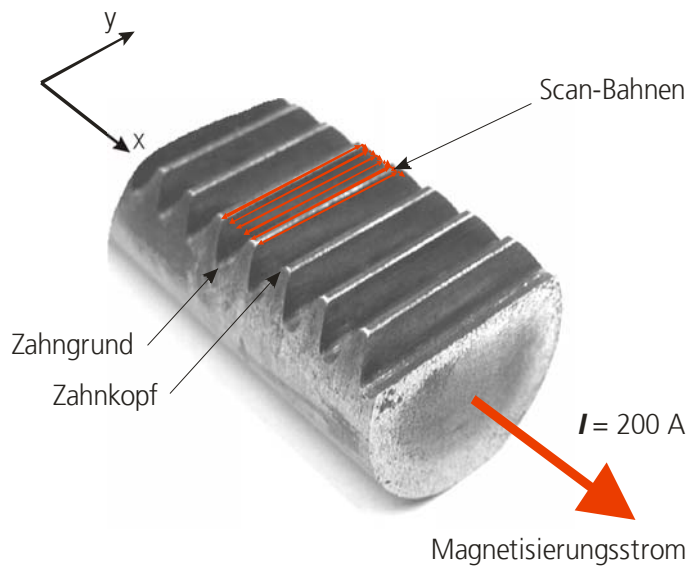


Abb. 4.9: Schematische Darstellung des Messablaufs am Zahnkopf mittels GMR-Gradiometer

Die Messungen wurden manipulatorgestützt mit der Entwicklungsplattform durchgeführt. Die Sensorführung erfolgte in der XY-Ebene. Die Sensorabhebung bezüglich des höchsten Punktes des Bauteiles (Zahnkopf) betrug im Mittel 150  $\mu\text{m}$ , um bei geometrischen Abweichungen eine Kollision zu vermeiden. Zur Reduzierung des Hystereseinflusses wurde der Sensor nach jedem Scandurchlauf in einer Richtung (y-Achse) auf der gleichen Bahn zurückgeführt, so dass durch das vollständige Durchlaufen der Hysterese im ferromagnetischen Sensorelement stets der gleiche magnetische Zustand hergestellt wurde. Danach wurde der Magnetfeldgradient auf der nächsten in x-Richtung verschobenen Bahn gemessen. Die Verschiebung in x-Richtung ist jedoch relativ klein und findet außerhalb der Verzahnung im Bereich gradientenschwacher Felder statt, so dass dadurch kein nennenswerter Hystereseeffekt auftritt. Das Magnetfeld wurde durch Stromdurchflutung erzeugt (siehe Anhang A, 4), so dass die Feldlinien tendenziell senkrecht zum Rissverlauf ausgerichtet waren und somit für eine optimale Streuung des Magnetfeldes sorgten. Die Stromstärke betrug hierbei 200 A, was einem Feld auf der Oberfläche der defektfreien Zahnkopfmitte von ca. 3 mT entspricht. Der Messaufbau ist in Abb. 4.9 schematisch dargestellt.

In Abb. 4.10 sind Ergebnisse der Streuflussprüfung als Flächenscan dargestellt. Der Scan-Bereich beträgt hierbei 180 x 22 mm<sup>2</sup>. Man erkennt bereits im Rohsignal deutlich die rissbehafteten Zähne (Nr. 1, 2, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 17, 19, 20).

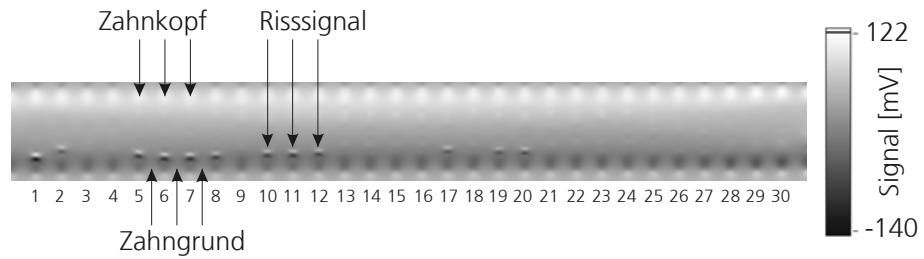


Abb. 4.10: Ergebnis der Streuflussmessung mittels GMR-Gradiometer

Um eine automatisierte Rissdetektion zu ermöglichen, soll das erfasste Streufeldsignal unter Nutzung entsprechender Algorithmen auf Software-Ebene verarbeitet werden. Hier kann man von der Tatsache Gebrauch machen, dass das Streufeld an Defekten im Allgemeinen höhere Gradienten im Vergleich zu den geometriebedingten Feldänderungen hat und daher im Frequenzbereich (Ortsspektrum) von den niederfrequenten Störeinflüssen getrennt werden kann. Befinden sich jedoch Störsignale im Frequenzbereich des Nutzsignals, muss eine zeitliche bzw. örtliche Trennung vorgenommen werden. Dies kann unter Nutzung einer Wavelet-Filterung erfolgen. Diese Art der Signalverarbeitung ist in 4.2.1.4 näher beschrieben.

Abb. 4.11 zeigt den Streufluss-Scan aus Abb. 4.10 nach der Filterung. Die Verwendung einer kontrastreichen Farbskala hebt die Rissanzeigen optisch hervor. Bei einer automatisierten Lösung kann ein Schwellwert festgelegt werden, welcher als Ausschusskriterium dienen kann. Eine weitere Möglichkeit besteht im Subtrahieren des Signals einer Referenzprobe vom Messergebnis. Die Abweichung des Messsignals von dem Sollwert der Referenzprobe dient hierbei als Indiz, ob das Prüfobjekt in Ordnung (i.O.) oder nicht in Ordnung (n.i.O.) ist.

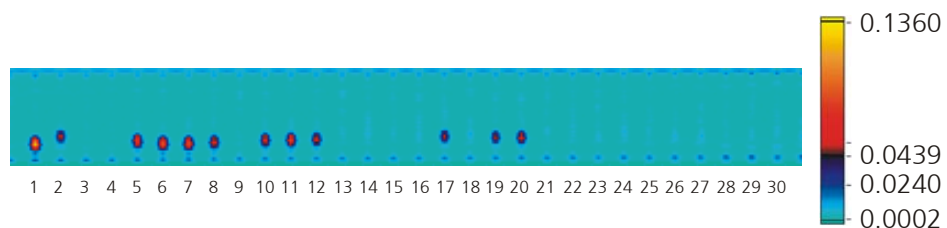


Abb. 4.11: Ergebnis der Streuflussmessung mittels GMR-Gradiometer nach Signalverarbeitung

Die stärkste und schwächste Rissanzeige aus dieser Versuchsreihe sind in Abb. 4.12, **a** dargestellt. Als Referenzverfahren wurde die Farbeindringprüfung verwendet Abb. 4.12, **b**. Der Riss „2“ lieferte sowohl bei der Streuflussprüfung als auch bei der Farbeindringprüfung die geringste Signalamplitude bzw. den schwächsten Kontrast. Bei Anwendung der MP-Prüfung im Rahmen der Produktionskontrolle beim Hersteller wurde der Riss „2“ im Prüfbericht nicht vermerkt. Der Riss „2“ liegt also im Bereich der derzeitigen Nachweisgrenze des Streufluss-

verfahrens bei einem Signal / Rausch-Verhältnis von ca. 12 dB.

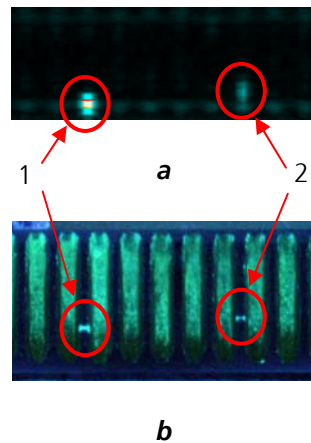


Abb. 4.12: Rissanzeige mittels Streuflussprüfung (a) und Farbeindringprüfung (b)

Zur Ermittlung der tatsächlichen Rissgeometrie wurde die Probe metallographisch untersucht. Das Schlibfbild ist in Abb. 4.13 dargestellt. Die Rissbreite beträgt oberflächennah ca. 3  $\mu\text{m}$  und die Risstiefe ca. 400  $\mu\text{m}$ . Der Härteriss verläuft entlang der Korngrenzen, wobei die Rissbreite ständig im Bereich von 0,5 bis 5,0  $\mu\text{m}$  variiert.

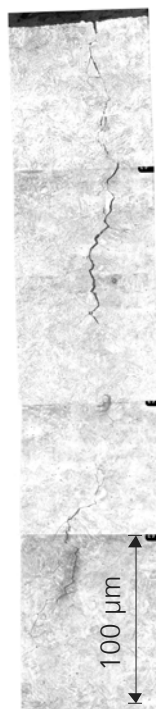


Abb. 4.13: Metallographische Aufnahme des kleinsten nachgewiesenen Risses:  
Rissbreite 0,5-5  $\mu\text{m}$ ; Risstiefe 400  $\mu\text{m}$

Die experimentellen Untersuchungen haben gezeigt, dass ein Oberflächenriss am Zahnkopf mit einer Öffnung von 0,5 - 5  $\mu\text{m}$  (oberflächennahe 3  $\mu\text{m}$ ) und einer Tiefe von 400  $\mu\text{m}$  detektierbar ist. Da die Rissbreite ungleichmäßig ist, bestimmt dies jedoch die tatsächliche Nach-

weisgrenze des Verfahrens nur in 1. Näherung. Die Anfertigung von künstlichen Fehlern mit einer ähnlichen Geometrie ist allerdings nicht realisierbar. Um die Nachweisgrenze der Streuflussprüfung dennoch ermitteln zu können, wurde eine numerische Simulation des Messsignals für verschiedene Fehlergrößen und -positionen durchgeführt.

#### *4.2.1.2 Numerische Simulation zur Bestimmung der Nachweisgrenze des Streuflussverfahrens*

Die physikalischen Prozesse, welche bei der Streuflussprüfung stattfinden, lassen sich anhand der Maxwell-Gleichungen (2.1) und (2.4) beschreiben. Die Lösung dieser Differentialgleichungen, d.h. die Bestimmung der Feldverteilung bzw. Verteilung des magnetischen Potentials kann nur in Sonderfällen auf analytischem Wege erfolgen. Daher ist der Einsatz computergestützter numerischer Verfahren in den meisten Fällen unumgänglich. Dies erfordert den Übergang vom kontinuierlichen Feldproblem (Differentialgleichung) zu einem endlich dimensionalen Ersatzproblem [Jung]. Ein solcher Übergang wird als Diskretisierungsprozess bezeichnet.

Dieser Ansatz sollte zur Abschätzung der Nachweisgrenze für die bislang nicht aufgetretenen Fehlerpositionen bzw. -geometrien mittels Finite-Elemente-Methoden (FEM) herangezogen werden. Zur Überprüfung der Genauigkeit einer solchen Simulation sollten dennoch zunächst die tatsächlich gefundenen Risse simuliert und das Simulationsergebnis mit den realen Messergebnissen verglichen werden. Das FEM-Programm COMSOL 3.1 mit einem Modul zur Lösung elektromagnetischer Randwertprobleme wurde zur Simulation verwendet.

FEM haben sich in den letzten 50 Jahren zum wohl meist verwendeten Diskretisierungsverfahren entwickelt. Ein Vorteil dieser Methoden besteht darin, dass sie bei der Diskretisierung von linearen und nichtlinearen Problemen in beliebigen beschränkten Gebieten erfolgreich angewendet werden können. Bei der Simulation der Streuflussprüfung muss das nichtlineare Verhalten des Werkstoffes (d.h. die Feldabhängigkeit der Permeabilitätszahl  $\mu(H)$  bzw.  $\mu(B)$ ) berücksichtigt werden. Dies lässt sich durch iterative Verfahren (z.B. Newton-Verfahren) realisieren [COMS]. Die meisten Prüfobjekte weisen Symmetrien auf, deren Berücksichtigung durch entsprechende Randbedingungen das zu berechnende Modell räumlich begrenzen und somit die Lösung vereinfachen lässt.

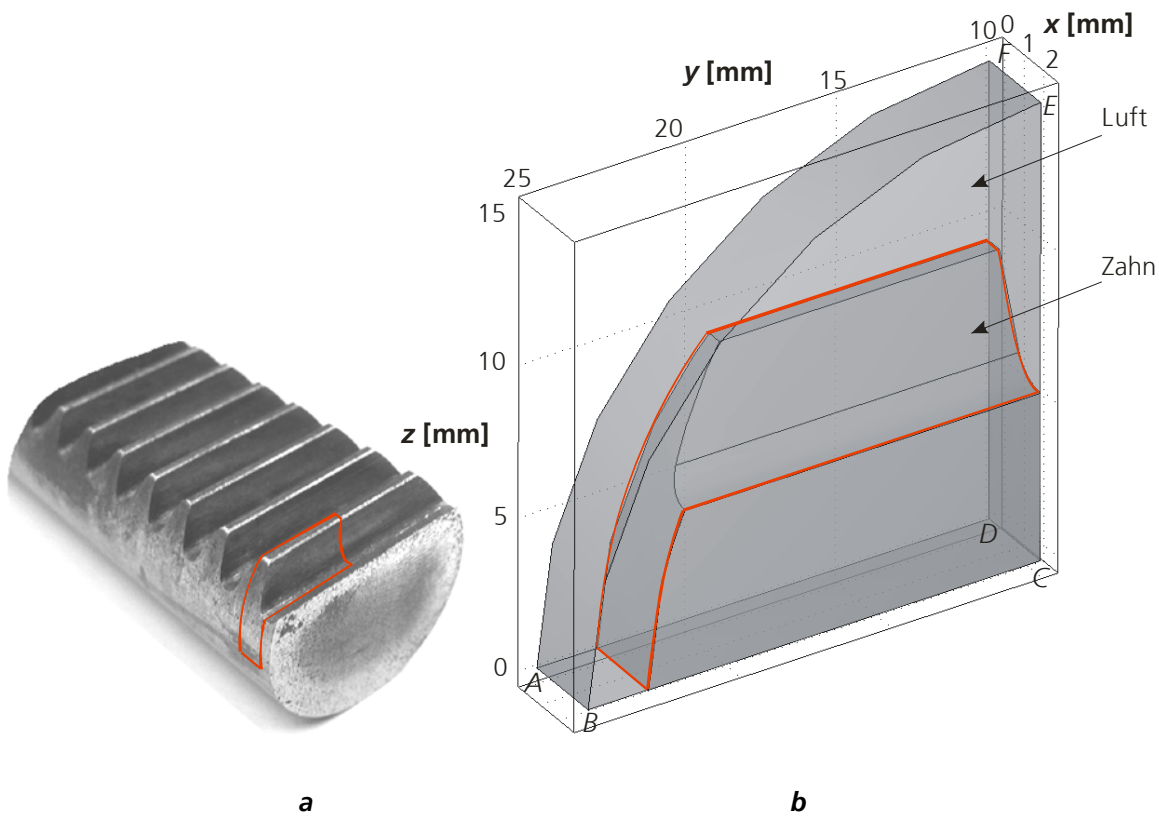


Abb. 4.14: Optisches Bild einer Zahnstange (links); Geometrie des optimierten FEM-Modells des Zahnes (rechts)

In Abb. 4.14, **a** ist ein optisches Bild einer Zahnstange dargestellt. Das entsprechende reduzierte FEM-Modell eines Zahnes kann man Abb. 4.14, **b** entnehmen. Da die Verzahnung aus mehreren Zähnen besteht, wiederholt sich die Feldverteilung von Zahn zu Zahn. Als Nullphase bei dieser periodischen Verteilung kann man die Mitte des Zahngrundes festlegen (Fläche *BCE*). Betrachtet man jetzt nur einen Zahn, so kann man feststellen, dass er ebenfalls eine Symmetrie in Bezug auf die *yz*-Ebene in der Zahnmitte aufweist (Fläche *ADF*). Falls die Verzahnung in einem runden stromdurchflossenen Stab angebracht ist (wie im vorliegenden Fall), kann auch die Tatsache ausgenutzt werden, dass auf den Flächen *ABCD* und *CDFE* nur die Normalkomponenten des Magnetfeldes existieren. So lässt sich das Simulationsmodell auf ein Achtel des Zahnes reduzieren, was die Lösung beträchtlich vereinfacht.

Nach Erstellung des Geometriemodells wurde der Raum, in welchem die Lösung gesucht wird, in eine finite Anzahl von tetraederförmigen Elementen unterteilt (Abb. 4.15). Auf diesen Elementen werden Funktionsansätze definiert, aus denen sich über partielle Differentialgleichungen und Randbedingungen ein Gleichungssystem ergibt.

Für den stationären Fall (2.5) mit einer externen Stromquelle  $\vec{j}^e$  ist die zu lösende Differentialgleichung:



$$\vec{\nabla} \times \left( \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right) = \vec{j}^e. \quad (4.1)$$

Aufgrund der Symmetrie verlaufen die Magnetfeldlinien entlang der Flächen  $ADF$  und  $BCE$ . Die Feldlinien schließen sich um das Prüfobjekt über den Umfang des Luftraumes, so dass an der Fläche  $ABEF$  näherungsweise ebenfalls nur die Tangentialkomponente des Magnetfeldes existiert. Daher kann man für diese Flächen die folgende Randbedingung zweiter Art schreiben:

$$\vec{n} \times \vec{A} \Big|_{ADF, BCE, ABEF} = \vec{0}, \quad (4.2)$$

wobei  $\vec{n}$  der Normalvektor zur Fläche ist.

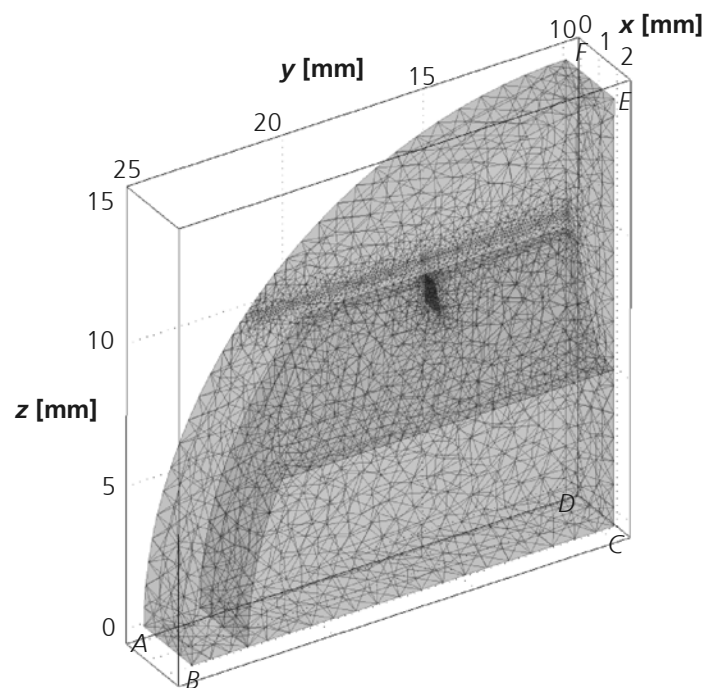


Abb. 4.15: Elementstruktur (Mesh) im FEM-Modell eines Risses am Zahnkopf

An den Flächen  $ABCD$  und  $DCEF$  herrschen dagegen antisymmetrische Randbedingungen. Es existiert hier also nur die Normalkomponente des Magnetfeldes. Dies wird durch die folgende Randbedingung zweiter Art festgelegt:

$$\vec{n} \times \vec{H} \Big|_{ABCD, DCEF} = \vec{0}. \quad (4.3)$$

An den inneren Flächen des Modells (d.h. an den Übergängen Metall-Luft) herrscht die Kontinuitätsbedingung:

$$\vec{n} \times (\vec{H}_{\text{Metall}} - \vec{H}_{\text{Luft}}) \Big|_{\text{Innen}} = \vec{0}. \quad (4.4)$$

Um eine gute Näherungslösung erzielen zu können, muss eine ausreichende Anzahl der Elemente über die Kantenlänge gewährleistet werden. Versucht man einen Riss mit einer Öffnung von 1  $\mu\text{m}$  in einem Modell mit einer mittleren Kantenlänge von ca. 5 mm zu diskretisieren, so nimmt die Elementenzahl und somit die Anzahl der zu berechnenden Variablen (Freiheitsgrade) in dem Gesamtmodell drastisch zu, so dass eine Berechnung entsprechenden Speicher und Zeit beanspruchen würde. Um dies zu umgehen, wurde folgende mathematische Formulierung für einen schmalen Riss herangezogen:

$$\vec{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \Big|_{\text{Riss}} = \vec{\nabla}_t \times \left( \frac{d}{\mu_0 \mu_r} \vec{\nabla}_t \times \vec{A}_t \right), \quad (4.5)$$

wobei  $d$  die Rissöffnung und  $\mu_r$  die Permeabilitätszahl des Rissmaterials (für Luft:  $\mu_r = 1$ ) sind.

Bei dieser Formulierung wird der Riss als eine zweidimensionale Übergangsfläche im Metall beschrieben, wobei an einer Seite  $\vec{H}_1$  und an der anderen  $\vec{H}_2$  herrscht. Die dritte Dimension (Rissöffnung) wird durch den Parameter  $d$  berücksichtigt, wobei eine homogene Feldverteilung im Rissraum vorausgesetzt wird, was nur bei schmalen Rissen zutrifft [Elec]. Die Gebiete mit starken Gradienten (insbesondere in der Rissumgebung) wurden feiner diskretisiert. Die Anzahl der Elemente und Freiheitsgrade des FE-Modells betrug hierbei jeweils ca. 35 000 und 50 000. Als Ansatzfunktion wurde die Rotorfunktion verwendet. Das ist eine Vektorfunktion, welche für jede Randfläche eines tetraederförmigen Elementes des diskretisierten Problems als Tangentialkomponente des Vektorpotentials  $\vec{A}$  definiert ist [COMS].

Es wurden außermittige Risse am Zahnkopf mit einer Breite von 1  $\mu\text{m}$  simuliert. Die simulierten Risse besaßen folgende Tiefen:

50, 100, 200, 400, 500, 600, 800 und 1000  $\mu\text{m}$

Zur Lösung des entsprechenden Gleichungssystems wurde ein direkter Lösungsalgorithmus (SPOOLES) verwendet [COMS]. Der nichtlineare Parameter  $\mu_r$  wurde aus einer Tabelle für die entsprechende Flussdichte unter Nutzung von linearer Interpolation ermittelt. Die Startwerte für das nichtlineare Problem ergaben sich aus dem gleichen Modell mit einem konstanten  $\mu_r$ . Die Lösung des nichtlinearen Problems wurde dann mittels des gedämpften Newton-Algorithmus iterativ berechnet [COMS].

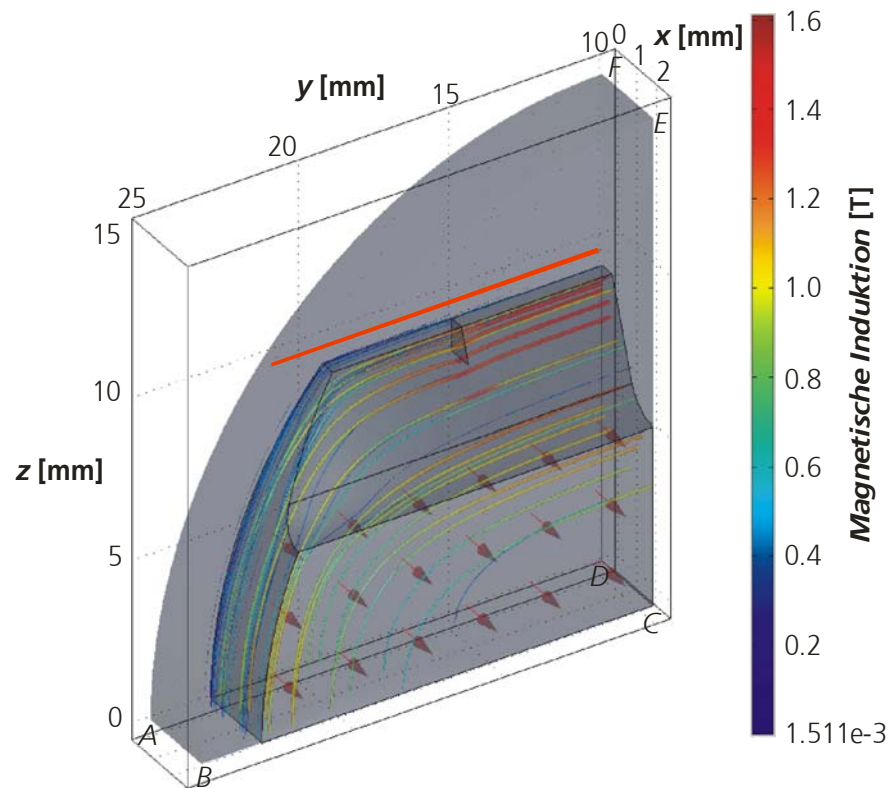


Abb. 4.16: Ergebnis der FEM-Simulation eines Risses am Zahnkopf; rote Pfeile zeigen die Stromrichtung an; farbkodierte Stromlinien stellen den Verlauf und den Betrag des Magnetflusses dar; die rote Linie über dem Zahnkopf deutet den Scanweg des Sensors an.

Das Simulationsergebnis ist in Abb. 4.16 dargestellt. Die farbkodierten Stromlinien geben den Verlauf und den Betrag des Magnetflusses wieder. Die roten Pfeile zeigen hierbei die Richtung des Magnetisierungsstromes von 200 A. Die entsprechende Stromdichte  $\vec{j}^e = \{j_x^e, 0, 0\}$  in (4.1) betrug ca.  $377 \text{ kA}\cdot\text{m}^{-2}$  und entsprach einem Feld an der Probenoberfläche von ca. 3 mT, was mit den real gemessenen Werten gut übereinstimmt (siehe 4.2.1.1). Die Tangentialkomponente des Magnetflusses (rot) mit der Angabe des an der Probenoberfläche in der Zahnmitte real gemessenen Wertes (blau) ist in Abb. 4.17 dargestellt.

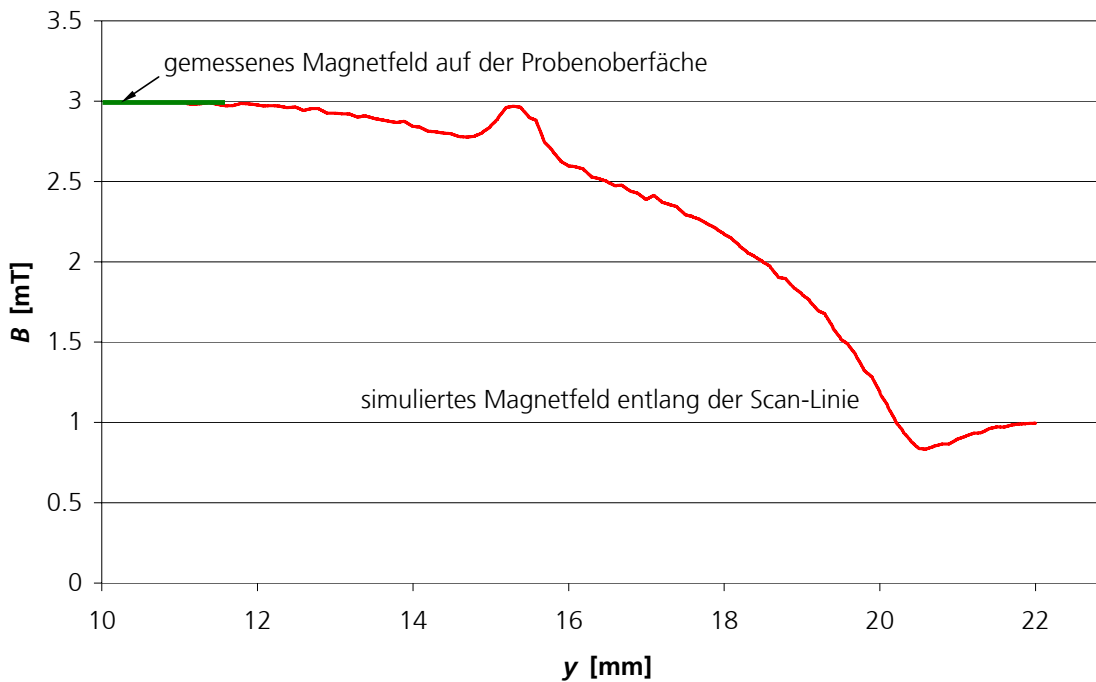


Abb. 4.17: Verlauf der Tangentialkomponente des simulierten Magnetfeldes an einem defekten Zahn (rot) und der an der Probenoberfläche in der Zahnmitte real gemessene Wert (grün)

Zur Auswertung wurde die Differenz der Tangentialkomponenten des Magnetfeldes in  $y$ -Richtung zwischen zwei durch 1 mm voneinander entfernten Punkten entlang des Scanweges herangezogen (Abb. 4.16, rote Linie). Dies entspricht dem Messprinzip des GMR-Gradiometers, das bei der Rissprüfung eingesetzt wird. Anschließend wurden die Simulationsergebnisse mit den real gemessenen Streuflussignalen verglichen, und die Nachweisgrenze des GMR-Gradiometers bei der Prüfung auf Längsriss am Zahnkopf bei einem Sensorabstand zur Prüfoberfläche von 0,3 mm ermittelt. In Abb. 4.18 sind das simulierte und das real gemessene Signal dargestellt. Man erkennt, dass die Verläufe der beiden Rissignale eine gute Übereinstimmung aufweisen.

Durch die beschränkte Luftumgebung haben die Randbedingungen (Fläche  $ABEF$ ) einen Einfluss auf die makroskopische Feldverteilung. Die durch den Riss bedingten lokalen Feldverteilungen unterliegen dagegen diesem Einfluss nur geringfügig, so dass die simulierten Signalamplituden zur Bestimmung der Nachweisgrenze herangezogen werden können.

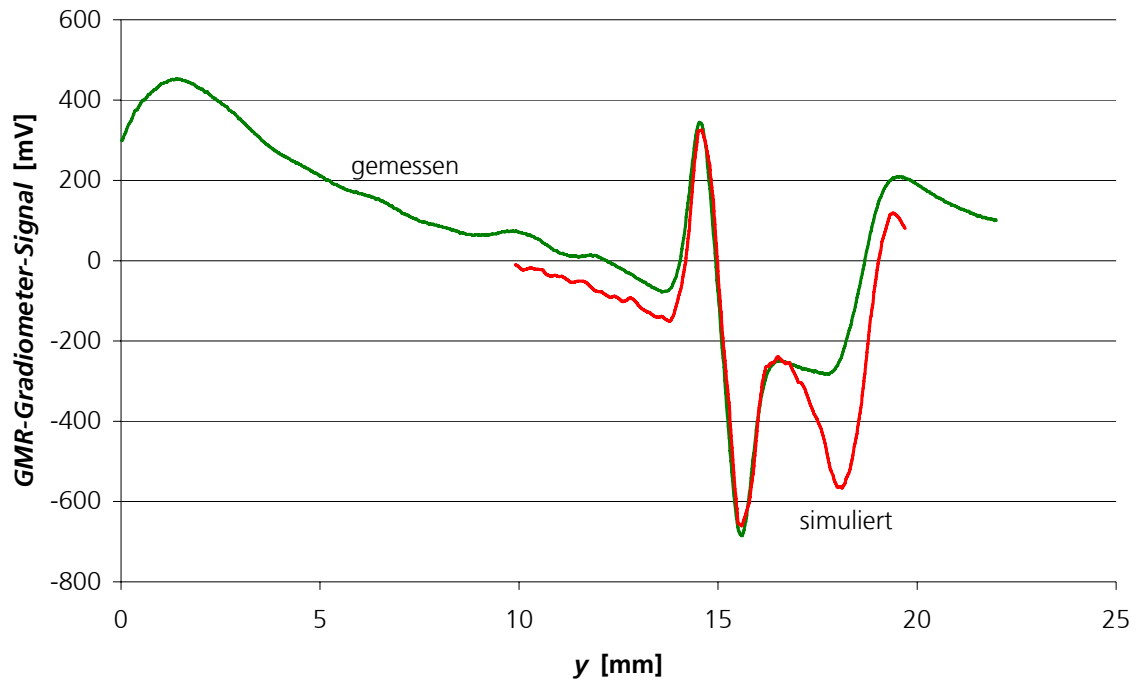


Abb. 4.18: Simuliertes (rot) und real gemessenes (grün) GMR-Gradiometer-Signal von einem Riss am Zahnkopf

Es wurde eine Reihe von Rissen unterschiedlicher Tiefen simuliert (siehe oben). Als detektionskritischer Parameter wurde die Spitze-Spitze-Spannung (PP-Amplitude) des Rissignals ausgewertet. In dem Diagramm in Abb. 4.19 ist die PP-Amplitude des Rissignals gegen die Risstiefe aufgetragen. Die grüne und die blaue Linie deuten das Niveau des Eigenrauschens des GMR-Gradiometers bzw. des Oberflächenrauschens der Probe an. Das Oberflächenrauschen rührt von der Oberflächenrauigkeit und lokalen Permeabilitätsschwankungen her und unterscheidet sich häufig in seiner charakteristischen Formgebung vom Messsignal nicht, so dass eine Filterung erschwert ist (siehe auch Kapitel 4.2.1.4).

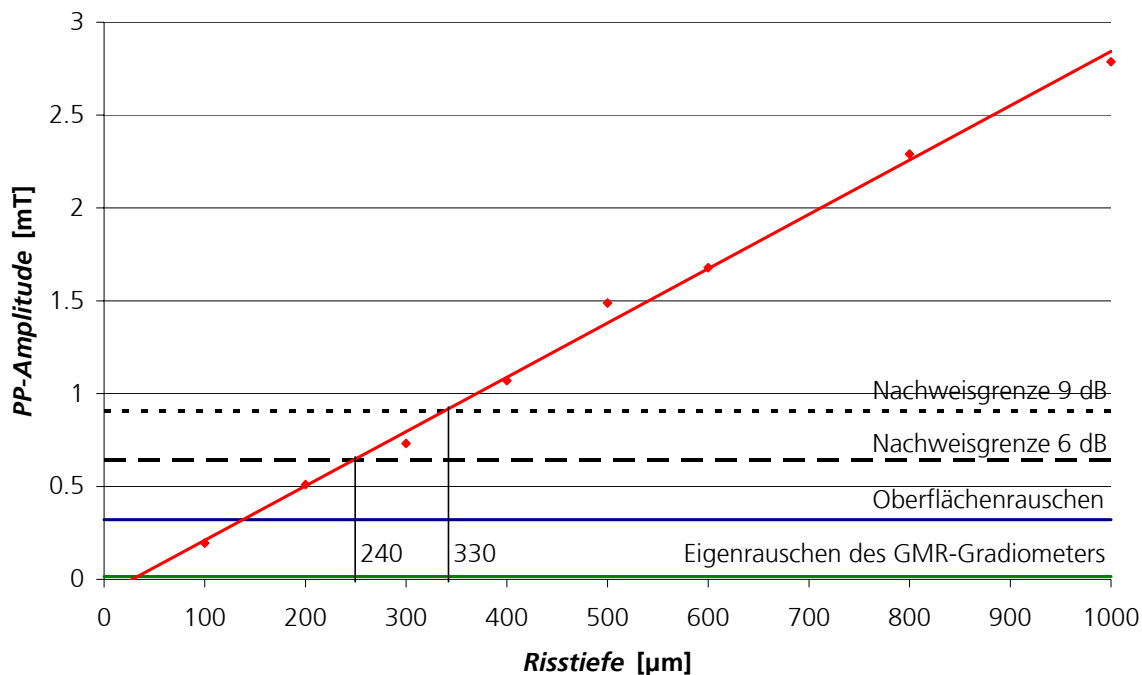


Abb. 4.19: PP-Amplituden des simulierten Gradiometersignals (rot) für verschiedene Risstiefen am Zahnkopf; Eigenrauschen des GMR-Gradiometers inkl. Elektronik (grün); Oberflächenrauschen (blau), und die Nachweisgrenze für 6 dB (schwarz gestrichelt) und 9 dB (schwarz punktiert)

Die Nachweisbarkeit nimmt also linear mit fallender Risstiefe ab. Die Nachweisgrenze für das Signal / Rausch-Verhältnis von 9 dB liegt hierbei für den Riss mit einer Rissöffnung von 1 µm bei einer Risstiefe von 330 µm. Nimmt man für die Nachweisgrenze ein Signal / Rausch-Verhältnis von 6 dB an, so liegt die nachweisbare Risstiefe bei 240 µm. Die simulierten Werte wurden für eine Sensorabhebung von 130 µm erhalten. Wie bereits erwähnt, nimmt die Streufeldamplitude über einem idealen, unendlich langen Riss mit zunehmendem Abstand zur Probenoberfläche linear ab. Da der reale Riss jedoch eine begrenzte Länge hat, unterliegt die durch ihn verursachte Magnetfeldstreuung nicht vollkommen dem Gesetz des reziproken Verhältnisses zwischen der Magnetfeldamplitude und der Sensorabhebung. Der Geometrieinfluss spielt hier ebenfalls eine wichtige Rolle. Aus diesen Gründen wird der Abhebeeffect hinsichtlich der Nachweisgrenze des Streuflussverfahrens im nächsten Abschnitt untersucht.

#### 4.2.1.3 Abhebeeffect

Bei automatisierter Prüfung im sensorgestützten Streuflussverfahren ist häufig ein Mindestabstand zur Prüfoberfläche einzuhalten. Dies verhindert den Sensorverschleiß sowie mögliche Kollisionen des Sensors mit dem Prüfobjekt. Der Mindestabstand resultiert aus der Fertigungstoleranz des Prüfobjektes, der Zugänglichkeit der Prüfoberfläche und dem Sicherheitsabstand des Sensors zum Prüfobjekt hinsichtlich einer Beeinträchtigung durch Temperatur,

Feuchtigkeit, Strahlung etc.

In Abb. 4.20 ist die Abhängigkeit der optimalen Sensorabhebung vom Abstand zwischen den Sensorelementen eines Gradiometers zur Ermittlung eines  $400\ \mu\text{m}$  tiefen Risses nach (3.30) dargestellt. Selbstverständlich ist ein möglichst geringer Abstand zur Prüfoberfläche immer vorteilhaft. Man muss jedoch von den gegebenen Rahmenbedingungen für den Prüfablauf ausgehen, für den die Sensorabhebung bereits vorgegeben ist, woraus der entsprechende Sensorabstand berechnet werden kann. Liegt der Abstand zwischen den Sensorelementen unter dem optimalen Wert, ist der Signalhub geringer. Vergrößert man den Gradiometer-Sensorabstand über den optimalen Wert hinaus, steigt der Signalhub gegenüber dem optimalen nicht weiter, wogegen die Ortsauflösung schlechter wird.

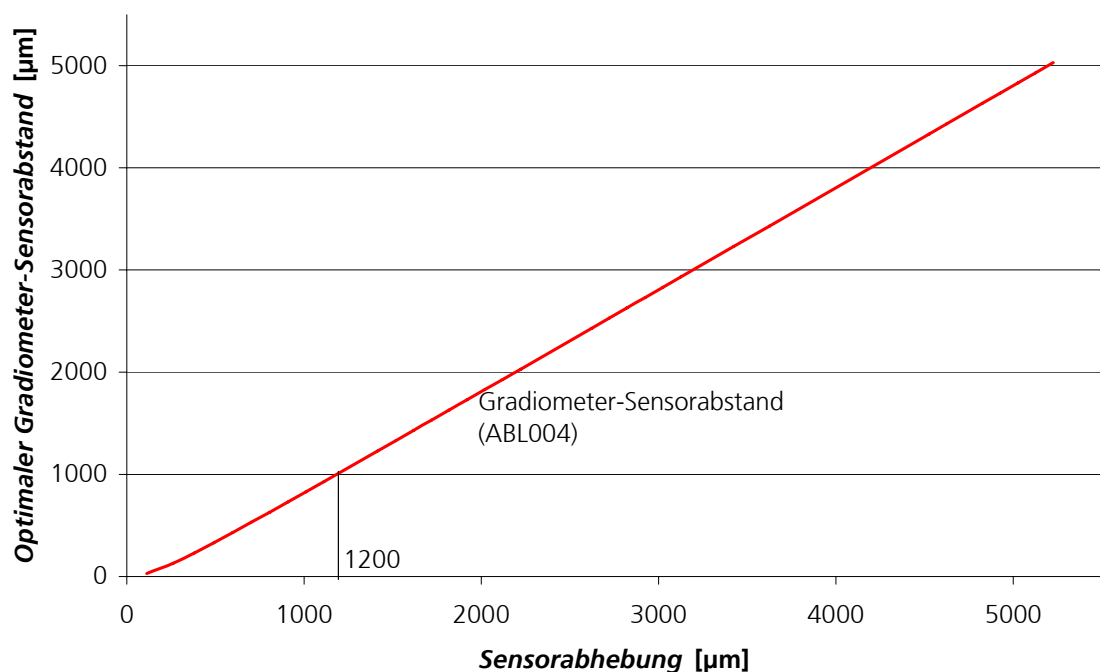


Abb. 4.20: Abhängigkeit des optimalen Sensorabstandes des Gradiometers von einer gegebenen Sensorabhebung

Das Gradiometer ABL004 besitzt einen festen Abstand von  $1000\ \mu\text{m}$  zwischen den Sensorelementen. Das Ziel der vorliegenden Untersuchung war es, den Einfluss der Abhebung auf die Rissdetektierbarkeit mittels Streufluss unter Nutzung von GMR-Gradiometer ABL004 experimentell zu ermitteln.

Die Messungen erfolgten gemäß der in Abb. 4.9 dargestellten Versuchsanordnung. Der gescannte Bereich betrug hierbei  $20 \times 30\ \text{mm}^2$ . Der Scanvorgang wurde für unterschiedliche Abhebungen durchgeführt, wobei die Abhebung des Gradiometers vom höchsten Punkt der Prüfoberfläche (Zahnkopf) von  $130$  bis  $2030\ \mu\text{m}$  in Schritten von  $100\ \mu\text{m}$  variiert wurde.

Die Messergebnisse für sieben verschiedene Abhebungen von 130 bis 1330  $\mu\text{m}$  sind in Abb. 4.21 dargestellt. Die Grauskala gibt für jede Abhebung den gleichen Wertebereich von -112 bis 115 mV wieder. Bei einer Sensorabhebung von 130  $\mu\text{m}$  erkennt man die Risssignale aufgrund des starken Streufeldes deutlich. Bei einer Abhebung von 1330  $\mu\text{m}$  dagegen sind die Risssignale in der gleichen Grauskala nicht mehr erkennbar.

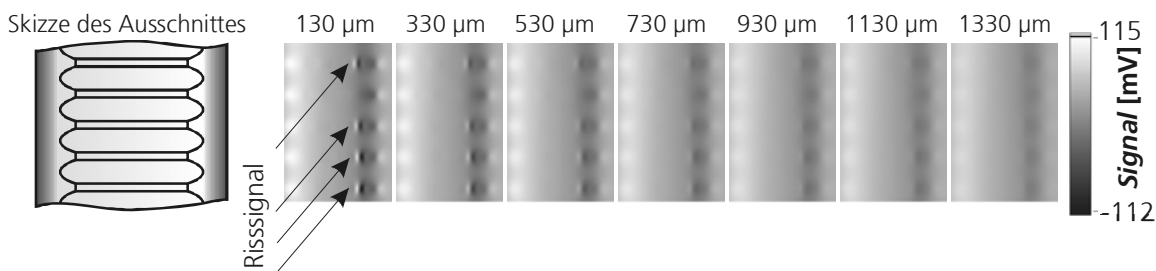


Abb. 4.21: Flächenscans des Feldstärkegradienten über einer Verzahnung ( $20 \times 30 \text{ mm}^2$ ) bei verschiedenen Sensorabhebungen von 130  $\mu\text{m}$  bis 1330  $\mu\text{m}$

Trägt man die PP-Amplitude eines Risssignals gegen die Abhebung auf, erhält man die in Abb. 4.22 mit blauen Punkten dargestellten Messwerte. Die rote Linie zeigt das Verhalten der Signalamplitude über einem unendlich langen und schmalen Riss mit steigender Abhebung. Aus (3.28) geht hervor, dass für den vorgegebenen Sensorabstand  $a = 1000 \mu\text{m}$  das Sensor-signal bis zu einer Abhebung von 1200  $\mu\text{m}$  proportional zum Absolutwert der Tangentialkomponente des Magnetfeldes ist. Die experimentellen Werte bestätigen weitgehend das theoretische  $1/x$ -Verhalten der Signalamplitude, das auch von anderen Autoren beobachtet wurde [Ueta]. Der weniger steile Rückgang der Signalamplitude bei Entfernungen bis 750  $\mu\text{m}$  rührt von der Nichtlinearität der magnetischen Eigenschaften her. Die Abhängigkeit der Permeabilität von der magnetischen Flussdichte bzw. Feldstärke führt zur Abschwächung der Feldgradienten an den Risskanten und somit zu einer Verminderung des Abhebeeffektes in der Rissnähe.



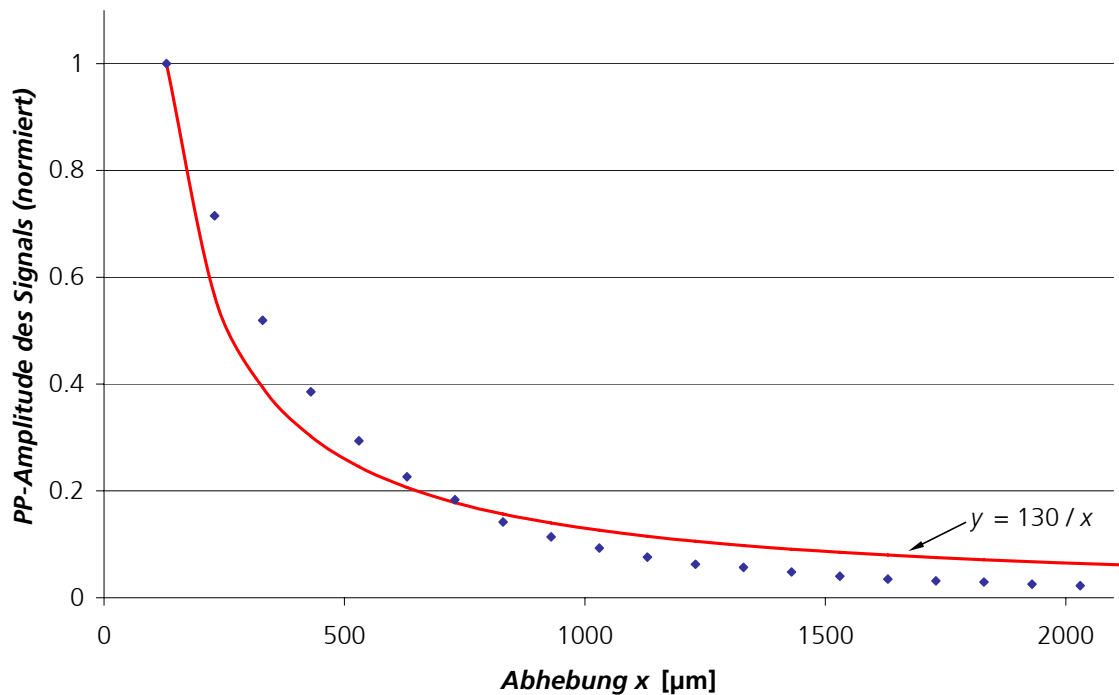


Abb. 4.22: Abhebeeffect im GMR-Gradiometersignal über einem gegebenen Riss; Sensorabhebung von 130 bis 2030  $\mu\text{m}$ ; experimentelle Werte (blau) und  $x^{-1}$ -Verhalten für theoretische Werte der Tangentialkomponente (rot)

Entfernt man das Gradiometer von der Probenoberfläche auf mehr als 750  $\mu\text{m}$ , liegen die experimentellen Werte unter den theoretischen. Dieses Verhalten ist auf die endliche Risslänge zurückzuführen. Ist die Abhebung größer als 1200  $\mu\text{m}$ , nimmt die Signalamplitude aufgrund der Verringerung des Feldgradienten zwischen den Sensorelementen des Gradiometers zusätzlich ab.

Zur Ermittlung der Nachweisgrenze ist eine Bestimmung des Rauschanteils im Messsignal notwendig. Wie bereits in Abb. 4.19 gezeigt wurde, macht das Oberflächenrauschen den größten Rauschanteil aus. Durch Subtrahieren der Signale zweier defektfreier Zähne erhält man das Rauschsignal, dessen Ursachen vorwiegend in der Oberflächenrauigkeit und lokalen Permeabilitätsschwankungen liegen. Vergleicht man die Abhängigkeit der PP-Amplitude des Oberflächenrauschens mit derjenigen des Rissignals, stellt man fest, dass sie sich hinsichtlich der Sensorabhebung unterschiedlich verhalten. Dies hängt mit der Komplexität der Feldverteilung des Rauschens zusammen. In Abb. 4.23 ist die Abhängigkeit der PP-Amplitude des Oberflächenrauschens von der Sensorabhebung dargestellt. Man erkennt, dass die Messwerte oberhalb einer Kurve liegen, die mit  $x^{-1}$  abklingt ( $y = 130/x$ ). Die blaue Kurve zeigt hingegen ein  $x^{0,5}$ -Verhalten ( $y = 11 \cdot x^{0,5}$ ). Die schwarze punktierte Trendlinie beschreibt den mathematischen Zusammenhang zwischen der gemessenen PP-Amplitude des Oberflächenrauschens und der Sensorabhebung. Man erkennt, dass dieser Zusammenhang näher zum -

$x^{-0,5}$ -Verhalten liegt. Der Gradient der Oberflächenrauschamplitude nimmt also langsamer als der der Rissamplitude ab. Dieses Verhalten kann durch den Einfluss der geometriebedingten Makrofelder erklärt werden, welche bei größeren Abhebungen dominieren.

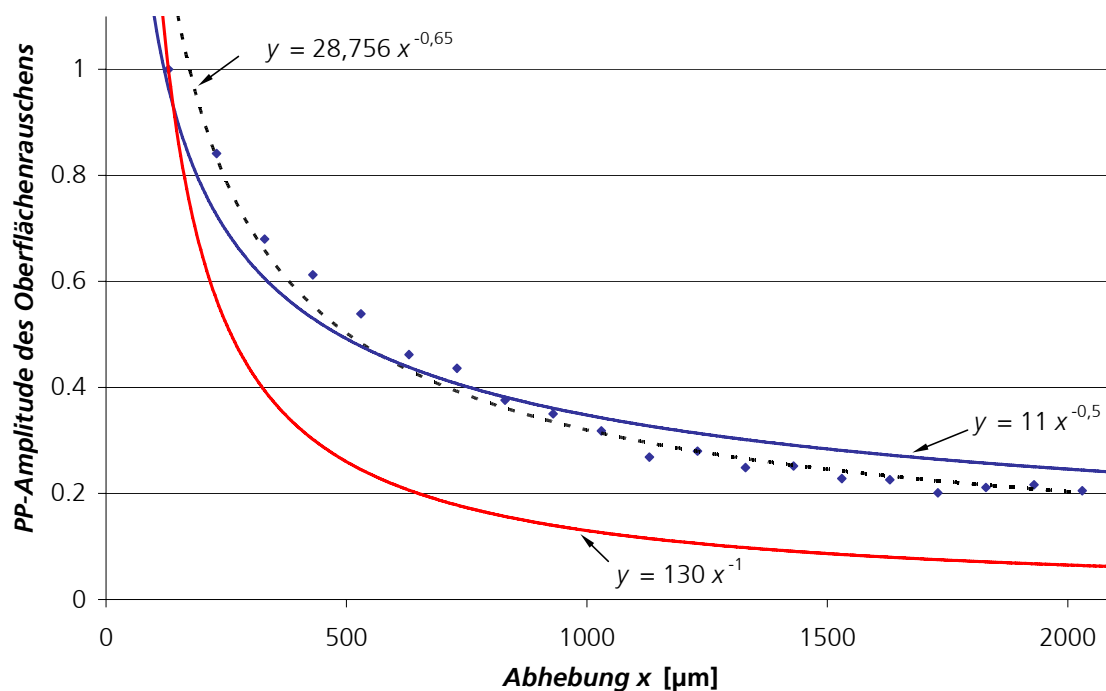


Abb. 4.23: Einfluss der Sensorabhebung auf das Oberflächenrauschen im GMR-Gradiometersignal; Sensorabhebung von 130 bis 2030 µm

Das Signal / Rausch-Verhältnis in dB aufgetragen gegen die Sensorabhebung ist in Abb. 4.24 dargestellt. Die 6 dB-Grenze entspricht dem minimalen Signal / Rausch-Verhältnis (Faktor 2), bei welchem eine Rissdetektion noch zuverlässig erfolgen kann. Aus dem Diagramm geht deutlich hervor, dass die Rissdetektierbarkeit mit zunehmender Sensorabhebung näherungsweise linear abnimmt. Für die gegebene Rissgeometrie beträgt die zulässige Sensorabhebung bei einer 9 dB- bzw. 6 dB-Nachweisgrenze jeweils 1400 µm und 1700 µm.

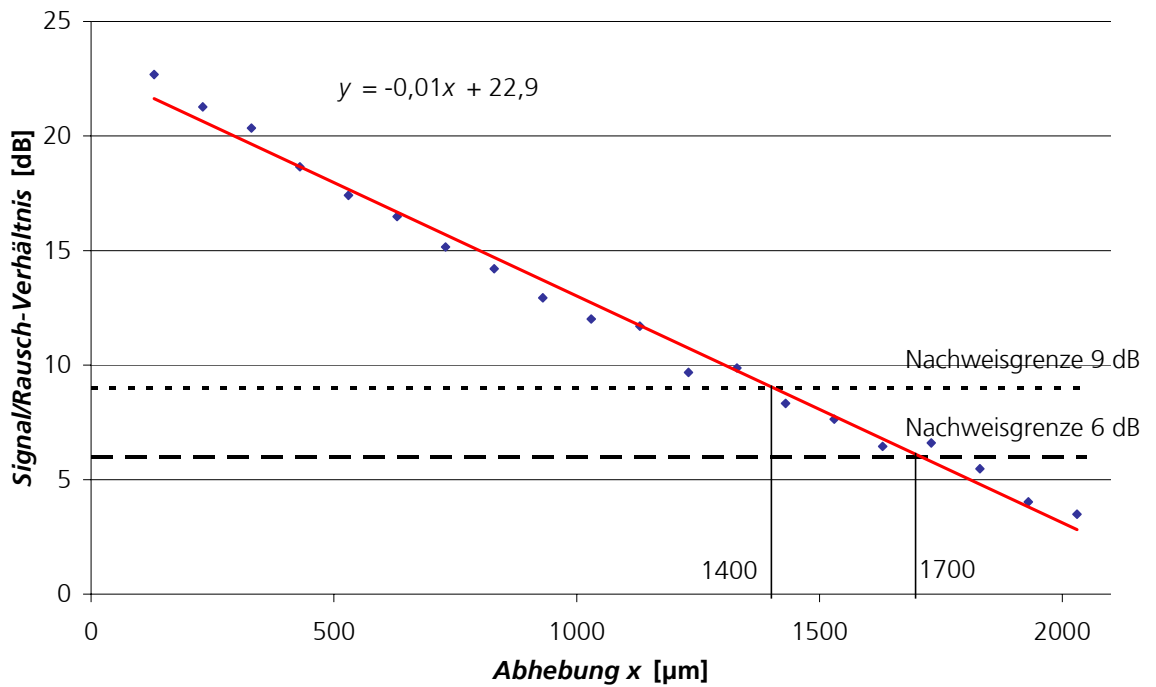


Abb. 4.24: Signal / Rausch-Verhältnis bei einer Sensorabhebung von 130 bis 2030  $\mu\text{m}$  im Vergleich zur Nachweisgrenze bei 6 dB (schwarz gestrichelt) und 9 dB (schwarz punktiert)

Stellt man den Zusammenhang aus Abb. 4.19 über dem entsprechenden Signal / Rausch-Verhältnis dar, erhält man den in Abb. 4.25 dargestellten Zusammenhang zwischen dem Signal / Rausch-Verhältnis und der Risttiefe. Die rote Trendlinie gibt den angegebenen mathematischen Zusammenhang wieder.

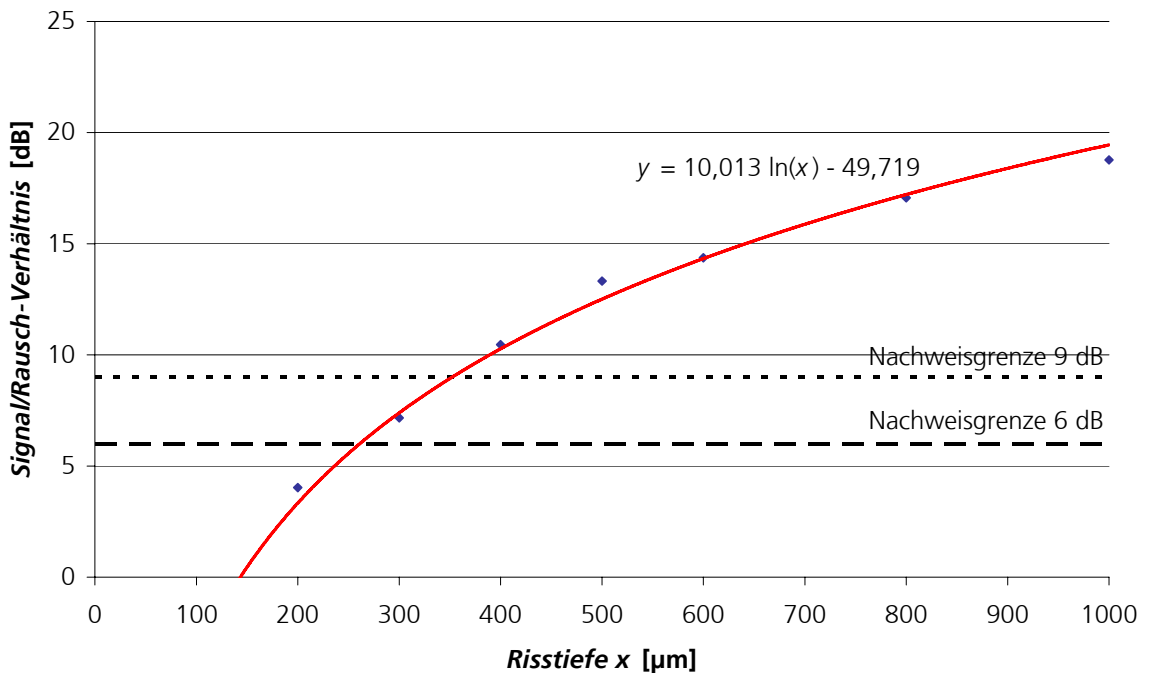


Abb. 4.25: Signal / Rausch-Verhältnis für verschiedene Risttiefen bei einer Sensorabhebung von 130  $\mu\text{m}$

Bedient man sich des mathematischen Ausdrucks aus Abb. 4.24 für eine Sensorabhebung von 130 µm, erhält man ein Signal / Rausch-Verhältnis von 21,6 dB. Aus der Formel in Abb. 4.25 geht hervor, dass die entsprechende Risstiefe ca. 1244 µm beträgt. Eine quantitative Auswertung der Risstiefe ist jedoch mit Vorsicht zu genießen, da das Streufeld bei kleineren Rissöffnungen schneller abnimmt [Dob3].

Aus den beiden Zusammenhängen ergibt sich eine empirische Formel zur Abschätzung des Signal / Rausch-Verhältnisses hinsichtlich der Risstiefe  $h$  und der Abhebung  $y$ :

$$\frac{S/N}{dB} = 5,0056 \ln \left[ \frac{h}{mm} \right] - 0,00496 \left[ \frac{y}{mm} \right] - 13,4. \quad (4.6)$$

Neben der Risstiefe und Abhebung spielt auch die Rissöffnung bzgl. der Detektierbarkeit eine wichtige Rolle. Bei den Härterissen wurden häufig Rissöffnungen im Bereich von 0,1 bis 10 µm beobachtet. Wird das Bauteil nach dem Härten gerichtet, kann es zu einer Erweiterung der Rissöffnung von bis 100 µm und darüber hinaus führen. Da zur Bestimmung der Rissöffnung eine aufwendige metallographische Untersuchung herangezogen werden muss, wurde dies aus finanziellen Gründen nicht näher angegangen. Eine ausführliche Abhandlung zu diesem Thema findet man allerdings in [Dob3].

Die Detektierbarkeit hängt stark davon ab, wie gut man das Nutz- von dem Rauschsignal trennen kann. Solche Trennung kann sowohl auf der Hardware- als auch auf der Software-Ebene durchgeführt werden. Auf der Hardware-Ebene kommen elektrotechnische Lösungen zum Einsatz. Hierbei wird das Signal zumindest mittels eines Bandpassfilters verarbeitet. Manchmal ist jedoch eine Hardware-Lösung nicht erwünscht, da ein Teil der Informationen, welche im Rohsignal vorhanden sind, infolge dieser Signalverarbeitung verloren gehen. Es wurde deshalb eine Softwarelösung vorgezogen, bei welcher das Rohsignal unverändert bleibt und gegebenenfalls zu weiteren Auswertungen verwendet werden kann.

#### 4.2.1.4 Signalverarbeitung

Das gemessene Streuflusssignal enthält im Allgemeinen sowohl das vom Defekt verursachte Nutzsignal als auch Störanteile, welche aus folgenden Komponenten bestehen (vgl. Abb. 4.19):

- Eigenrauschen des Sensors;
- Rauschen der Sensorelektronik;
- Störsignale aus der Umgebung;
- Oberflächenrauschen.

Das Ziel der Signalverarbeitung besteht darin, das Nutz- aus dem Messsignal zu extrahieren und gemäß der jeweiligen Prüfaufgabe auszuwerten. Dies kann sowohl auf Hard- als auch auf Softwareebene erfolgen. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde der Schwerpunkt auf die Softwarelösung gesetzt, was folgende Vorteile mit sich bringt:

- Reproduzierbarkeit;
- Preisgünstigkeit;
- Das digitalisierte Messsignal (Rohdaten) kann auch nachträglich zur Auswertung herangezogen werden.

Das Separieren des Nutzsignals von den Störanteilen kann sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich durchgeführt werden. Eine derartige Trennung kann unter Nutzung zahlreicher Filterungsmethoden erfolgen [Boas]. Die nachfolgende Signalauswertung besteht meistens im Vergleich des gefilterten Signals mit einem Sollsignal, wobei die Abweichung ermittelt wird. Überschreitet die Abweichung einen festgelegten Schwellwert, wird das geprüfte Bauteil als n.i.O. eingestuft.

Sowohl das Eigenrauschen des Sensors als auch das elektronische Rauschen der Sensorschaltung liegen hauptsächlich im hochfrequenten Bereich und können daher problemlos im Frequenzbereich von dem verhältnismäßig niederfrequenten Streuflusssignal getrennt werden. Ein eventuelles niederfrequentes Driften, welches durch Temperatureinflüsse, Makrofelder oder Hystereseverhalten des Sensors bedingt ist, lässt sich gleichermaßen durch eine Filterung im Frequenzbereich unterdrücken.

Der Übergang vom Zeit- in den Frequenzbereich und die nachfolgende Filterung geschieht unter Anwendung der Fourier-Analyse. Die Fourier-Analyse beschreibt das Zerlegen eines periodischen Signals in Sinus- und Kosinusfunktionen (eine Fourier-Reihe). Die Fourier-Transformation für Signale endlicher Energie,

$$F\{f(t)\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-i\omega t} dt \quad (4.7)$$

hat sich in der Signal-Analyse als klassisches Werkzeug etabliert.

Die diskrete Fourier-Transformation (DFT) und speziell die schnelle Fourier-Transformation (FFT) sind in der Praxis von besonderer Bedeutung, da das Messsignal nach der Digitalisierung in Form einer endlichen Zahlenfolge vorliegt. Die schnelle Fourier-Transformation ist ein Algorithmus zur schnellen Berechnung der Werte einer DFT. Die Beschleunigung gegenüber der direkten Berechnung beruht auf der Vermeidung einer mehrfachen Berechnung sich gegenseitig aufhebender Terme. Der Algorithmus wird James W. Cooley und John W. Tukey zugeschrieben, die ihn 1965 veröffentlichten [Cool].

In Abb. 4.26 sind das Messsignal (**a**) und das mit Hilfe der FFT gefilterte Signal (**b**) dargestellt. Der Unterschied im Amplitudenbereich zwischen dem gefilterten und dem Rohsignal rührt vom starken niederfrequenten Makrofeld im Messsignal her, welches die Signalauswertung beeinträchtigt. Das Signal / Rausch-Verhältnis nach der Filterung beträgt ca. 12 dB.

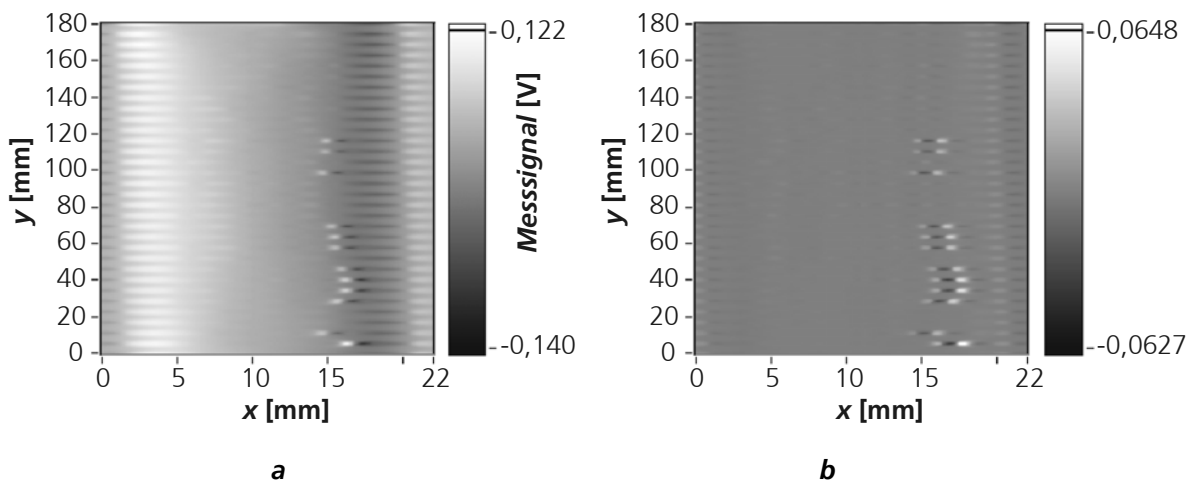


Abb. 4.26: Messsignal (**a**) und FFT-gefiltertes Signal (**b**)

Wendet man auf ein typisches Streuflusssignal (Abb. 4.27, **a**) die Fourier-Transformation an, erhält man dessen Frequenzspektrum. In Abb. 4.27, **b** ist der Betrag der positiven Frequenzen der Fourier-Transformierten dargestellt. Aus dem Diagramm geht deutlich hervor, dass das Streuflusssignal aufgrund seines nicht-stationären Verhaltens sowohl im Orts- als auch im Ortsfrequenzbereich eine gewisse Breite besitzt.

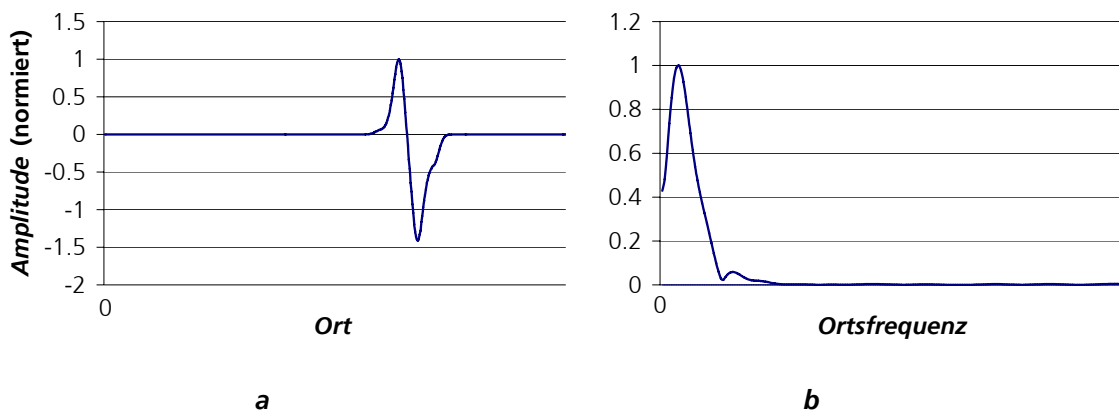


Abb. 4.27: Streuflusssignal im Zeit- (**a**) und Frequenzbereich (**b**)

Das Frequenzspektrum des Oberflächenrauschens kann sich unter Umständen mit demjenigen des Nutzsignals überlappen, so dass keine eindeutige Trennung im Frequenzbereich durchgeführt werden kann. Versucht man die Sinus- bzw. Kosinus-Funktionen durch Multiplikation mit einer zeitlich lokalisierten Funktion (z.B. Gauß-Funktion) im Zeitbereich zu begrenzen, erhält man die gefensterte Fourier-Transformation (4.8). Durch Translation des

Fourier-Fensters über die Zeitachse kann man ermitteln, wann die jeweiligen Frequenzen aufgetreten sind. Die gefensterter Fourier-Transformation wurde bereits 1946 von D. Gabor eingeführt [Gabo] und wird zur Auswertung von nichtstationären Signalen (z.B. Ultraschall) eingesetzt. Vergleicht man die Definition der gefensterter Fourier-Transformation

$$F_{\Psi}\{f(p, q)\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\mathbb{R}} f(t) e^{iqt} \Psi(t-p) dt, \text{ wobei } \Psi(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-\frac{t^2}{2}} \quad (4.8)$$

mit der der Wavelet-Transformation,

$$L_{\Psi}\{f(a, b)\} = \frac{1}{\sqrt{c_{\Psi}}} \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{\mathbb{R}} f(t) \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt, \text{ mit } a \in \mathbb{R}, a \neq 0, b \in \mathbb{R} \quad (4.9)$$

so erkennt man gewisse Ähnlichkeiten.

Im Gegensatz zu den Sinus- und Kosinus-Funktionen der Fourier-Transformation sind die Wavelet-Funktionen nicht nur im Frequenz- sondern auch im Zeitbereich lokalisiert. In Abb. 4.28 ist die Skalierungs- (rot) bzw. Waveletfunktion (blau) im Zeit- (**a**) und im Frequenzbereich (**b**) dargestellt. Mittels des Dilationsparameters  $a$  in (4.9) wird die Wavelet-Funktion so variiert, dass ein bestimmtes Frequenzband herausgefiltert wird. Durch die Variation des Translationsparameters  $b$  wird das Wavelet entlang der Zeitachse geschoben, was eine eindeutige Zeitzuordnung nach der Transformation ermöglicht.

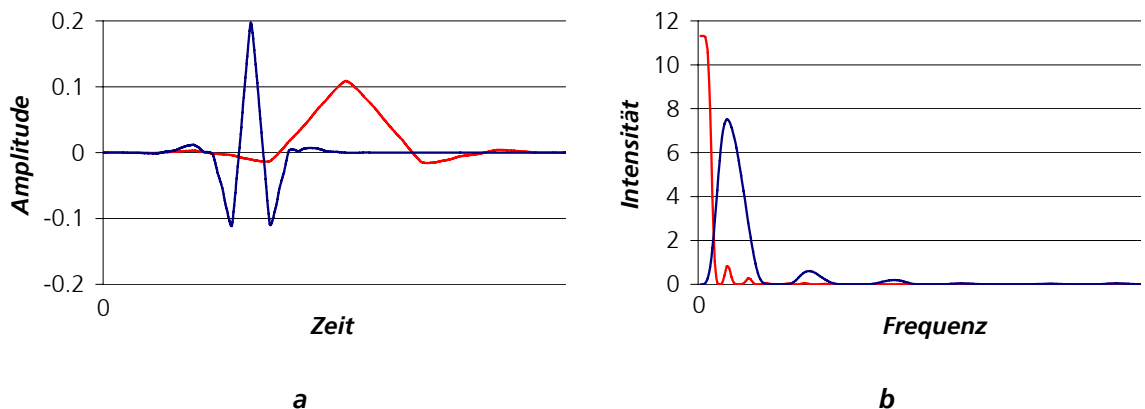


Abb. 4.28: Skalierungs- (rot) und Wavelet-Funktion (blau) von Coiflet 12 im Zeit- (**a**) und Frequenzbereich (**b**)

Die gefensterter Fourier-Transformation kann prinzipiell als Spezialfall der Wavelet-Transformation betrachtet werden. Jedoch verfügt die Wavelet-Transformation über einige Vorteile gegenüber der gefensterter Fourier-Transformation.

Bereits 1946 stellte Gabor fest, dass eine gewisse Auflösungsschärfe von

$$\Delta t \cdot \Delta \omega \geq \frac{1}{2} \quad (4.10)$$

nicht unterschritten werden kann. Eine starre Größe der Zeit-Frequenz-Auflösung in der gefensterten Fourier-Transformation ist für die Datenanalyse oftmals sehr hinderlich, da die niederen Frequenzen im Frequenzbereich und die höheren im Zeitbereich schlecht aufgelöst werden können. So hat die gefensterte Fourier-Transformation eine feste Zeitauflösung bei allen Frequenzen, während die Wavelet-Transformation eine variable Auflösung besitzt, derart, dass höhere Frequenzen besser zeitaufgelöst und niedrigere Frequenzen besser frequenzauflöst sind. Dies hat den Vorteil, dass man klar zwischen den groben und feinen Zügen eines Signals unterscheiden und somit eine präzisere Filterung durchführen kann [Mall].

Die in Abb. 4.28 dargestellte Waveletfunktion gehört zur Familie von diskreten Coiflet-Wavelet-Funktionen, welche von Ingrid Daubechies entwickelt wurden [Daub]. Die Diskretisierung der Wavelet-Transformation (4.9) wird durch die Diskretisierung der Parameter  $a$  und  $b$  realisiert.

Der Zusammenhang zwischen Wavelets und Filtern zur Signalverarbeitung ist nun recht anschaulich: Die Wavelet-Maske entspricht der Impulsantwort eines Bandpassfilters mit einer gewissen Schärfe in der Zeit (Filterlänge) und in der Frequenz (Bandbreite). Filterlänge und Bandbreite sind umgekehrt proportional, so wird eine „Streckung“ des Filters um den Faktor 2 die Bandbreite halbieren. Die Faltung mit der Skalierungs-Funktion entspricht hierbei dem Tiefpass-Filter und diejenige mit der Wavelet-Funktion dem Hochpass-Filter [Mall].

Im Bereich der digitalen Signalverarbeitung wird eine Filterung dadurch erreicht, dass man eine Eingangssignalfolge mit einer anderen Signalfolge, den sogenannten Filterkoeffizienten, faltet. Bei der kausalen linearen zeitinvarianten Signalverarbeitung unterscheidet man Systeme mit endlich langer Impulsantwort (Finite Impulse Response, FIR) und solche mit unendlich langer Impulsantwort (Infinite Impulse Response, IIR). Das Systemverhalten beider Systemtypen wird durch die allgemeine diskrete Faltungssumme beschrieben [Boas].

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} x(n-k) \cdot h(k), \quad (4.11)$$

wobei  $n, k \in \mathbb{N}$  und  $x, y, h \in \mathbb{R}$



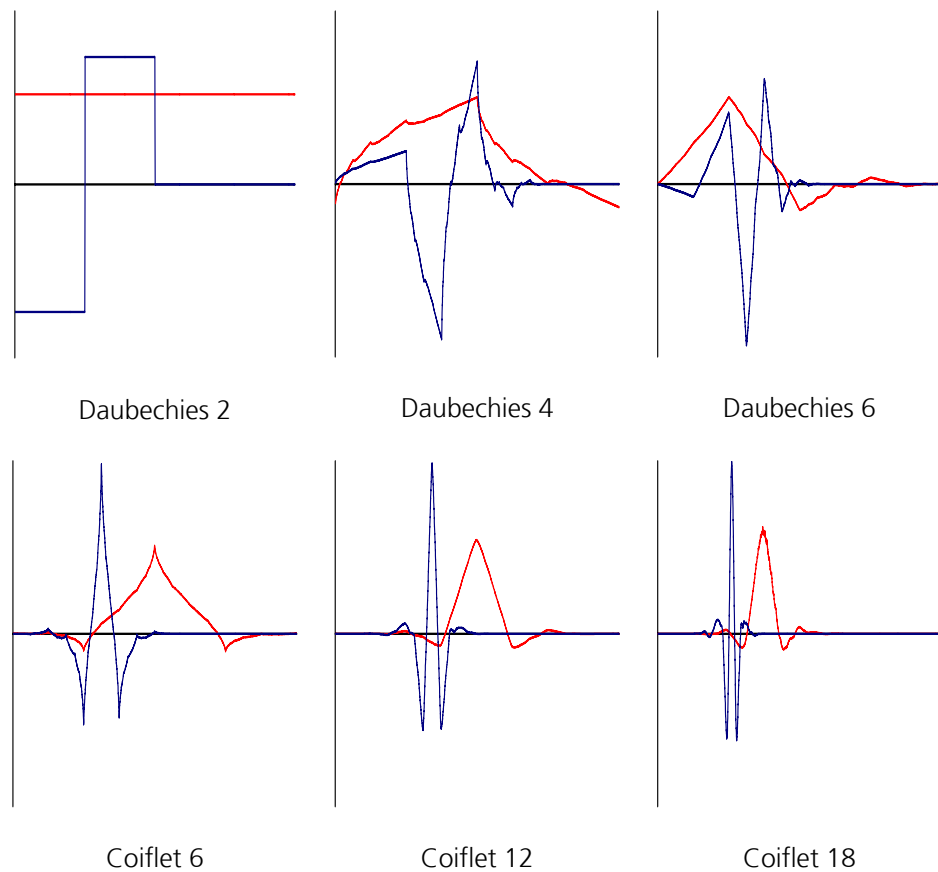


Abb. 4.29: Skalierungs- (rot) und Waveletfunktionen (blau) der Daubechies- und Coiflet-Familien verschiedener Filterlänge

Man kann zeigen, dass sich die Zerlegung eines Signals durch Wavelet-Transformation ebenfalls auf eine besondere Faltung mit den so genannten Filter-Koeffizienten der Wavelet-Transformation (auch Entwicklungskoeffizienten genannt) reduzieren lässt. Die Berechnung dieser Filter-Koeffizienten ist in [Daub] ausführlich behandelt. Bei der praktischen Anwendung der Wavelet-Transformation wird nur mit den Entwicklungskoeffizienten der Signale gerechnet. Die Skalierungs- und Wavelet-Funktionen werden dagegen nicht explizit eingesetzt. Um die Merkmale der Skalierungs- und Wavelet-Funktionen untersuchen und ihre Existenz nachweisen zu können, geht man den umgekehrten Weg. Man konstruiert basierend auf den Koeffizientensätzen  $h(n)$  und  $g(n)$  (Skalierungs- bzw. Wavelet-Filterkoeffizienten) die Skalierungs- und Wavelet-Funktionen. In Abb. 4.29 sind einige Skalierungs- und Wavelet-Funktionen der Daubechies- und Coiflet-Familien abgebildet. Die jeweilige Nummer gibt die Anzahl der Filterkoeffizienten  $g(n)$  wieder.

Dank der besseren Symmetrie können die Coiflet-Waveletfunktionen an das Streuflusssignal besser angepasst werden und somit auch im Zeitbereich das Nutzsignal präziser erkannt werden. Dies bewirkt, dass die Information des Nutzsignals in Skalierungs-Koeffizienten weniger Stufen enthalten ist. Dies ermöglicht eine bessere Lokalisierung des Nutzsignals sowohl im Zeit- als auch Frequenzbereich.

Die Formel zur Berechnung der Skalierungs-Entwicklungskoeffizienten  $c_j$  des Signals bei der Dekomposition lautet

$$c_j(k) = \sum_m h(m-2k) \cdot c_{j+1}(m) \quad (4.12)$$

und die Wavelet-Entwicklungskoeffizienten

$$d_j = \sum g(m-2k) \cdot c_{j+1}(m), \quad (4.13)$$

wobei  $m, k \in \mathbb{N}$  und  $c, h, d, g \in \mathbb{R}$ .

Diese Gleichungen zeigen, wie die Wavelet- und Skalierungs-Entwicklungskoeffizienten unterschiedlicher Betrachtungsebenen im Frequenzbereich durch Faltung der Koeffizienten der  $j$ -ten Stufe mit dem zeitinversen Filterkoeffizienten und einer anschließenden Dezimierung um den Faktor 2 (d.h. nur jeder zweite Wert wird berücksichtigt) zu den Entwicklungskoeffizienten der  $(j-1)$ -ten Stufe führen, d.h. der nächst größeren Detailstufe. Die Filterkoeffizienten für  $h(n)$  entsprechen einem Tiefpass und diejenigen für  $g(n)$  einem Hochpass. Falls man diesen Prozess der Filterung mit anschließender Dezimierung über mehrere Iterationen fortführt, erhält man die in Abb. 4.30 dargestellte Zerlegung.

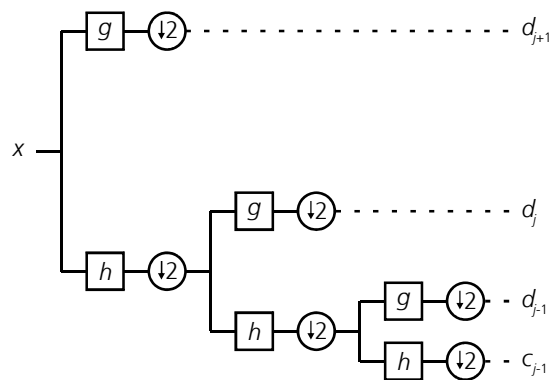


Abb. 4.30: Zerlegung mittels einer Filterbank

Die Vollständigkeit verlangt, dass die zerlegten Teilsignale die vollständige Information über das Ursprungssignal enthalten. Des Weiteren darf die Dekomposition keine Redundanz aufweisen, d.h. dass die Information, welche in dem Hochpass-Teil  $d_n$  vorhanden ist, im Tiefpass-Teil  $c_n$  nicht vorkommen darf. Diese Anforderungen entsprechen der Multiskalenanalyse des Funktionsraumes  $L^2(\mathbb{R})$ , welche die funktionalanalytische Grundkonstruktion der Wavelet-Theorie bildet. Die mathematischen Bedingungen, welche bei der Multiskalenanalyse erfüllt werden müssen, sind in [Mall] behandelt.

In Abb. 4.31 ist ein Streuflussignal  $x$  mit entsprechenden Wavelet- und Skalierungs-Entwicklungskoeffizienten dargestellt. Das Störsignal wird in verschiedenen Frequenzbereichen entsprechend den Schwellwerten (in Abb. 4.31 rot dargestellt) unterdrückt. Nach der Synthese der Wavelet- und Skalierungskoeffizienten erhält man ein gefiltertes Streuflussignal (Abb. 4.31, unten). Die Schwellwerte werden iterativ berechnet, so dass das rekonstruierte Signal sich möglichst an den Idealverlauf angleicht. Den Idealverlauf definiert man hierbei durch die Modellierung des Streufeldes für den erwarteten Fehlertyp. Ist der Idealverlauf nicht bekannt, kann man ihn manuell aus dem Messsignal gewinnen und dann zur Berechnung der Schwellwerte für die Filterbank einsetzen.

Für die Rekonstruktion muss die  $j$ -te Auflösungsstufe der Skalierungs- und Wavelet-Koeffizienten zurück zur nächst detailreicheren Auflösung der  $(j+1)$ -ten Stufe gebracht werden. Die Rekonstruktionsformel stellt sich wie folgt dar:

$$c_{j+1}(k) = \sum_m g(k-2m) \cdot d_j(m) + \sum_m h(k-2m) \cdot c_j(m). \quad (4.14)$$

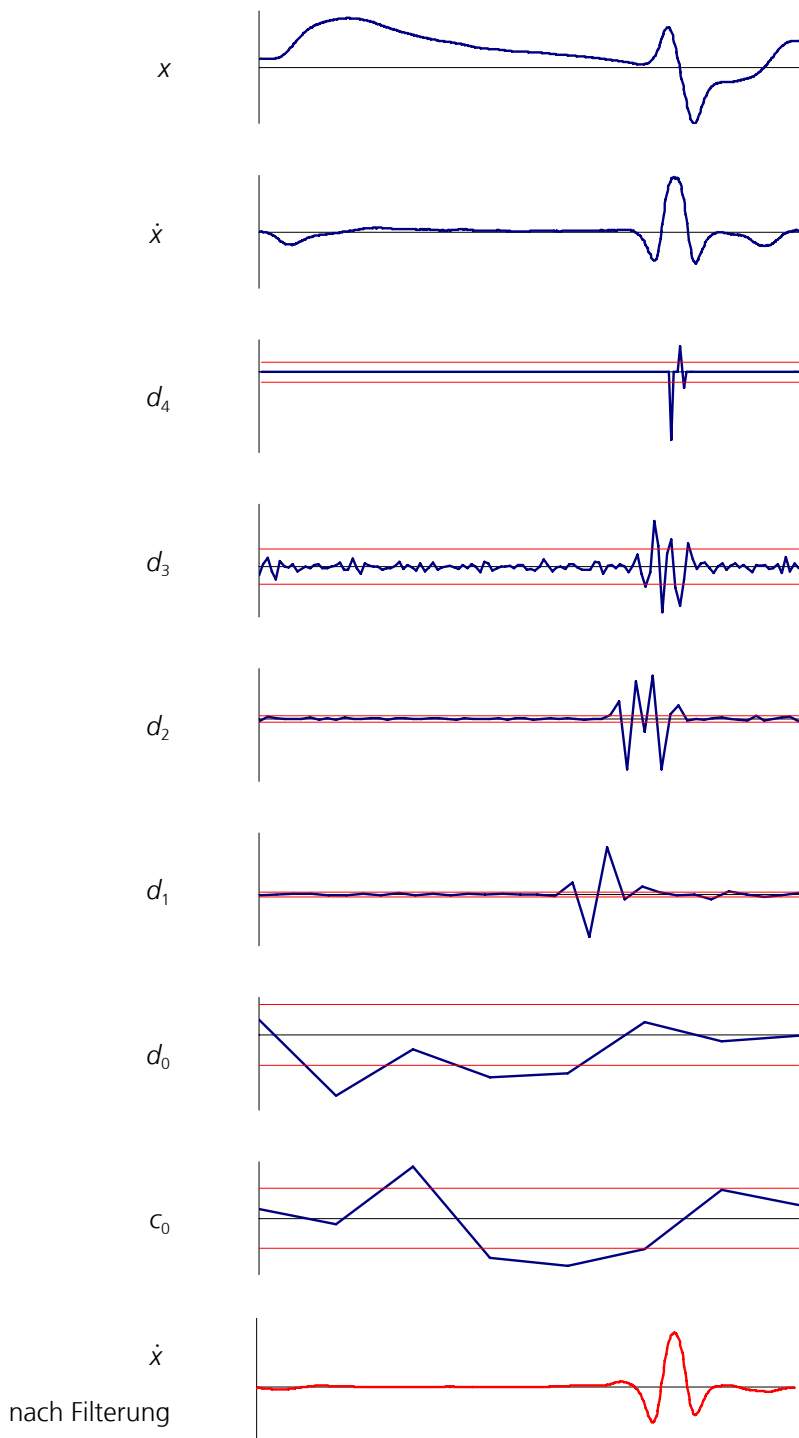


Abb. 4.31: Streuflusssignal  $x$ , seine Ableitung  $\dot{x}$  und Wavelet- ( $d_j$ ) bzw. Skalierungs-Koeffizienten ( $c_j$ ) mit Filterungsschwellwert (rot) und Ableitung des Streuflusssignals nach Filterung (unten)

Bei der Rekonstruktion werden demnach die beiden Teilsignale niedrigerer Auflösung einem Überabtakten von 2 unterzogen, d. h. an jeder 2. Stelle wird eine Null eingefügt und anschließend wieder mit den Rekonstruktionsfiltern gefiltert.

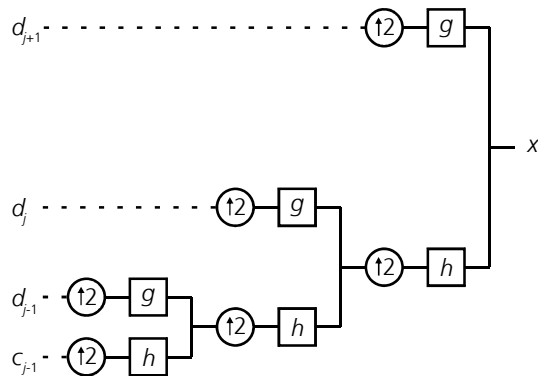


Abb. 4.32: Synthese des Ursprungssignals mittels einer Filterbank

Diese Filterbank-Implementierung gewährleistet eine schnelle numerische Realisierung der diskreten Wavelet-Transformation. Dadurch lassen sich, ähnlich wie im Falle der FFT, schnelle Algorithmen zur Berechnung der Entwicklungskoeffizienten schreiben, welche eine Transformation in Echtzeit ermöglichen [Kurz].

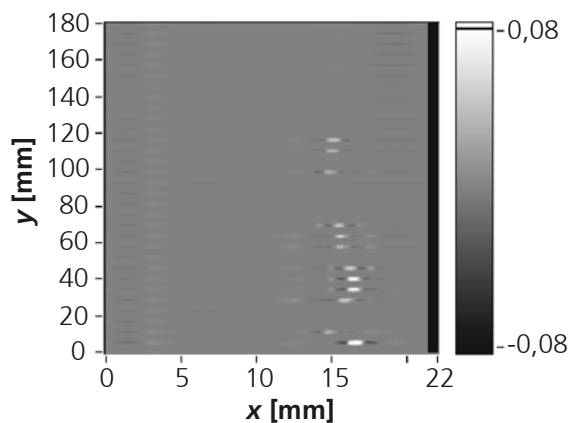


Abb. 4.33: Streuflusssignal nach Wavelet-Filterung mit Coiflet 12

In Abb. 4.33 ist das gefilterte Messsignal aus Abb. 4.26, **a** dargestellt. Das Signal / Rausch-Verhältnis beträgt nach der Wavelet-Filterung 20 dB, was für eine zuverlässige automatische Fehlerdetektion ausreichend ist.

Zusammenfassend kann man sagen, dass die Signalverarbeitung wesentlich zur Detektierbarkeit von Defekten beiträgt. Aufgrund des nicht periodischen Verhaltens des Streuflusssignals ist eine Signalfilterung im Frequenzbereich mittels Fourier-Transformation nicht immer möglich. Die zeitliche Lokalität der Waveletfunktionen ermöglicht eine Zerlegung des Signals im Zeit- und Frequenzraum, was eine flexible Signalfilterung mit einem guten Signal / Rausch-Verhältnis bewirkt.

## 4.2.2 Zeitoptimierte Streuflussprüfung

Die immer kleiner werdenden Taktzeiten der Herstellungsprozesse stellen immer größere Anforderungen an die Prüfgeschwindigkeit, wobei häufig eine möglichst vollständige Abtastung der Prüfoberfläche erwünscht ist. Dies kann mittels eines aus mehreren Sensoren bestehenden Sensorgruppen oder durch rotierende Sensorköpfe realisiert werden. Im Folgenden sind beide Scan-Konzepte beschrieben. Praktische Anwendungen hierzu findet man im Kapitel 5.

### 4.2.2.1 Sensorgruppen

Unter einer magnetischen Sensorgruppe versteht man eine Anordnung mehrerer magnetfeldempfindlicher Einzelemente in Form einer Zeile, Matrix oder sonstigen Geometrieformen.

In Abb. 4.34, **a** ist eine im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte Sensorgruppe zur Prüfung von ebenen Flächen dargestellt [Klo1]. Die Sensorgruppe besteht aus 16 GMR-Gradiometern, welche zueinander versetzt als Zeile angeordnet sind. Die Versetzung dient zur Verringerung des Abstandes von Sensor zu Sensor und somit zur Erhöhung der Ortsauflösung. Der Sensorabstand der GMR-Sensorzeile beträgt 4 mm. Die Abtastung sollte in Empfindlichkeitsrichtung der Sensoren erfolgen (siehe Abb. 4.34), so dass die Ortsauflösung in der Richtung senkrecht zur Abtastung durch den Sensorabstand gegeben ist. In Fahrerrichtung wird die Ortsauflösung hingegen durch den Quotienten aus Verfahrgeschwindigkeit und Abtastrate der Datenerfassungskarte bestimmt.

Es wurden Messungen an einem ferromagnetischen Metallband mit den Abmessungen  $200 \times 200 \times 8 \text{ mm}^3$  durchgeführt. Das Band wurde vor der Messung in Walzrichtung magnetisiert, und das Remanenzfeld wurde anschließend mittels der GMR-Sensorzeile gemessen. Die Abtastung erfolgte manuell in Walzrichtung. Das Prüfergebnis ist in Abb. 4.34, **b** dargestellt. Man erkennt im Streuflusssignal deutlich den Oberflächenfehler (rot geschtrichelter Kreis).

Häufig sind komplexe Bauteilgeometrien zu prüfen, so dass die Sensorgruppe entsprechend angepasst werden muss. Um eine Taktzeit von wenigen Sekunden einhalten zu können, begrenzt man die Prüffläche auf die funktionskritischen Stellen. In Abb. 4.35, **a** ist eine Hallsonden-Sensorgruppe zur Prüfung von Verzahnungen dargestellt. Die Sensorgruppe besteht aus zwei Sensorebenen, wobei eine zur Rissdetektion am Zahnkopf und die andere zur Rissdetektion am Zahngrund verwendet wird. Die Prüfung wird durch eine lineare Führung der Sensorgruppe durch die Verzahnung realisiert, wobei die Prüfdauer unter 1 Sekunde liegen kann.

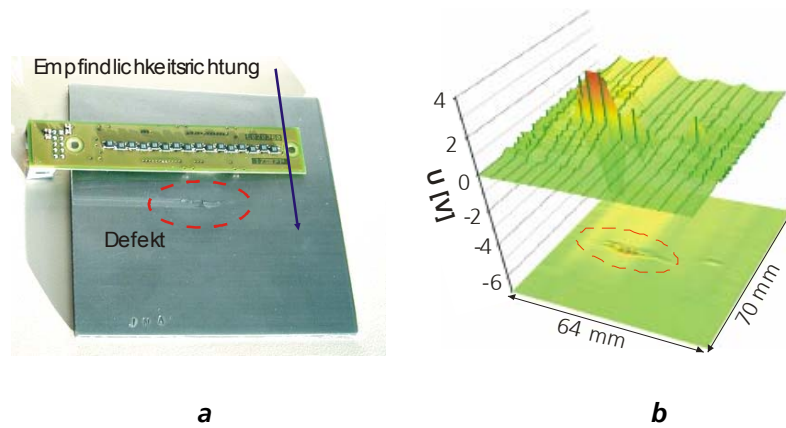


Abb. 4.34: Streuflussmessung an einem Walzdefekt mit einer GMR-Sensorzeile: Sensorzeile und Stahlband  $200 \times 200 \times 8 \text{ mm}^3$  mit Oberflächendefekt (**a**); Messergebnis (**b**); Scan-Bereich:  $64 \times 70 \text{ mm}^2$

Die geringe Prüfzeit und eine gute Reproduzierbarkeit der Messung macht die Sensorgruppen-Lösung attraktiv für eine automatische Prüfung. Die Auswertung kann hierbei anhand eines Vergleiches des Messsignals mit dem Sollsignal eines defektfreien Bauteiles (Referenzprobe) erfolgen.

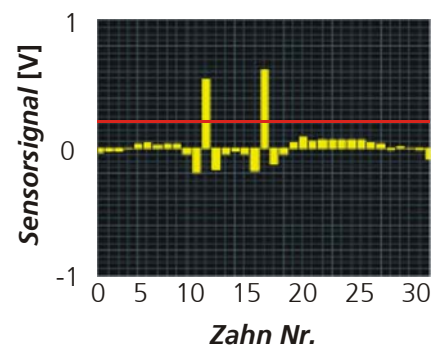


Abb. 4.35: Hallsonden-Sensorzeile (**a**) für Messungen an Verzahnungen; Messergebnis (**b**), defekte Zähne Nr. 12 und 18

Existiert jedoch eine große Streuung der Messergebnisse von Probe zu Probe, kann eine Auswertung anhand eines Sollsignals nicht gewährleistet werden. Hier ist man auf absolute Messwerte angewiesen, um eine Prüfaussage treffen zu können. Dies gilt gleichermaßen für bildgebende Verfahren, welche das Messergebnis in graphischer Form im Flächenbild darstellen. Es müssen also alle Sensoren untereinander hinsichtlich der Empfindlichkeit und des Offsets abgeglichen werden, so dass eine Auswertung des Messergebnisses möglich wird.

Setzt man einen linearen Zusammenhang zwischen dem Sensorsignal und dem gemessenen Magnetfeld voraus, so ergibt sich für die Sensorübertragungscharakteristik (3.4) folgender Zusammenhang:

$$E = E_{\text{off}} + s \cdot H, \quad (4.15)$$

wobei  $s$  die Empfindlichkeit und  $E_{\text{off}}$  die Ausgangsspannung des Sensors ohne Magnetfeld ist (weiter als Offset bezeichnet).

Aufgrund der Streuung der Sensoreigenschaften besitzt jeder Sensor der Sensorgruppe unterschiedliche Parameter  $E_{0,i}$  und  $s_i$ , so dass die entsprechende Komponente der Feldstärke  $H_i$  an der Position des  $i$ -ten Sensors in der Sensorgruppe sich folgendermaßen berechnen lässt:

$$H = \frac{E_i - E_{\text{off},i}}{s_i} \quad (4.16)$$

Da sich die Sensorparameter  $E_{\text{off},i}$  und  $s_i$  aufgrund von Temperaturschwankungen, Hysterese und Alterungsprozessen ständig ändern, muss vor jeder Messung eine Kalibrierung der Sensorgruppe durchgeführt werden. Infolge dieser Kalibrierung werden die Offsets  $E_{\text{off},i}$  für alle Sensoren dadurch ermittelt, dass man sie in ein schwaches homogenes Magnetfeld  $H_{\text{off}} \approx 0 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$  platziert.

Kennt man nun den Offset  $H_{\text{off},i}$ , ist eine Berechnung der entsprechenden Sensorempfindlichkeit  $s_i$  möglich. Hierzu setzt man die Sensorgruppe einem homogenen Magnetfeld bekannter Stärke  $H_{\text{kal}} \neq H_{\text{off}}$  aus, so dass für die Empfindlichkeit gilt:

$$s_i = \frac{E_i - E_{\text{off},i}}{H_{\text{kal}}}. \quad (4.17)$$

Man beachte, dass zur Verminderung des Messfehlers das Kalibrierfeld  $H_{\text{kal}}$  innerhalb der Sensordynamik möglichst groß sein soll. Für die Rissdetektion sind allerdings nicht die Absolutwerte der Feldstärke, sondern die lokale Feldverteilung von Interesse, so dass das Kalibrierfeld  $H_{\text{kal}}$  nicht absolut bekannt, jedoch während des Kalibrierprozesses konstant sein muss.

Der Abgleich der Sensorgruppe ist jedoch mit folgenden Nachteilen behaftet:

- Eine Platzierung der kompletten Gruppe in einem homogenen Magnetfeld gestaltet sich mit zunehmender Gruppengröße immer schwieriger, da der Aufbau einer entsprechenden Magnetisierungsvorrichtung aufwendig ist. Dies führt dazu, dass man das Kalibrierfeld an jeden Sensor einzeln anlegen muss, was die Kalibrierprozedur wesentlich verkompliziert.
- Eine Änderung der Sensoreigenschaften während der Messung, z.B. Temperaturabhängigkeit, führt zu Messfehlern, da der Sensorabgleich nicht dynamisch erfolgt.

Um die Schwierigkeiten des Sensorabgleichs, wie sie im Falle von Gruppenlösungen deutlich



wurden, zu umgehen, wurde ein alternatives Abtastverfahren mit einem dynamischen Sensorabgleich realisiert (siehe Kapitel 5.2).

#### 4.2.2.2 Rotationsscanner

Der Sensorabgleich stellt eine wesentliche Herausforderung bei der Anwendung von Sensorgruppen dar. Mit Sensorgruppen können die Prüfzeiten reduziert werden.

Von Vorteil erweist sich hier ein Abtastkonzept mit einem Rotationskopf [Szi2]. Das Abtasten erfolgt durch Kombination der Rotations- und Linearbewegung, wie in Abb. 4.36 für einen Einzelsensor gezeigt wird. Die Sensoren durchlaufen hierbei kreisförmige Bahnen, welche sich für verschiedene Sensorelemente an mehreren Punkten überschneiden. Diese dienen dann zum dynamischen Abgleich der Sensoren. Die geforderte Auflösung wird durch die entsprechende Abtastrate der Datenerfassungskarte, die Rotationsgeschwindigkeit und die Geschwindigkeit des Sensorkopfes in x-Richtung gewährleistet.

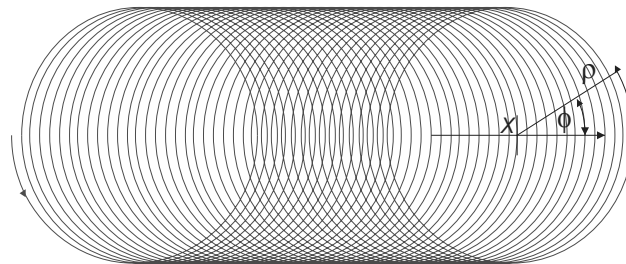


Abb. 4.36: Funktionsprinzip des Rotationsscanners

Eine eindeutige räumliche Zuordnung der erfassten Messdaten wird durch zwei Drehgeber realisiert. Ein Drehgeber am Rotor dient als Taktquelle für die Datenerfassung, so dass pro Winkelinkrement ein Paket der Messwerte aller Sensoren an den PC übertragen wird. Zusätzlich wird ein Signal eines Drehgebers am Rad des Rotationsscanners bei Bewegung in x-Richtung erfasst und gespeichert (siehe Abb. 4.38). Anhand der absoluten Messwertenummer kann man den entsprechenden Winkel  $\phi$  und aus den gespeicherten Werten des Weggebers die x-Position ermitteln. Der Abstand des  $i$ -ten Sensors bis zum Drehpunkt  $\rho_i$  ist bekannt, und die Übertragung ins kartesische Koordinatensystem  $(x', y')$  sieht nun folgendermaßen aus:

$$\begin{aligned}x' &= x + \rho_i \cdot \cos \phi, \\y' &= \rho_i \cdot \sin \phi.\end{aligned}\tag{4.18}$$

Während der Datenrekonstruktion, d.h. der Darstellung der Messergebnisse im kartesischen Koordinatensystem, ordnet man den Messwert jeden Sensors den entsprechenden Koordinaten  $(x', y')$  nach (4.18) mit der geforderten Ortsauflösung zu. Entsprechen mehrere Messwerte eines Sensors den gleichen Koordinaten  $(x', y')$ , kann man den Mittelwert verwenden. Da sich die Laufbahnen sowohl jedes einzelnen Sensors als auch mehrerer Sensoren untereinander zum Teil mehrfach überschneiden (Abb. 4.37), werden die Messwerte an den Schnittpunkten zur Kalibrierung verwendet. Die Messwerte verschiedener Sensoren an den gleichen Koordinaten  $(x', y')$  werden in eine Kalibrierwertetabelle eingetragen.

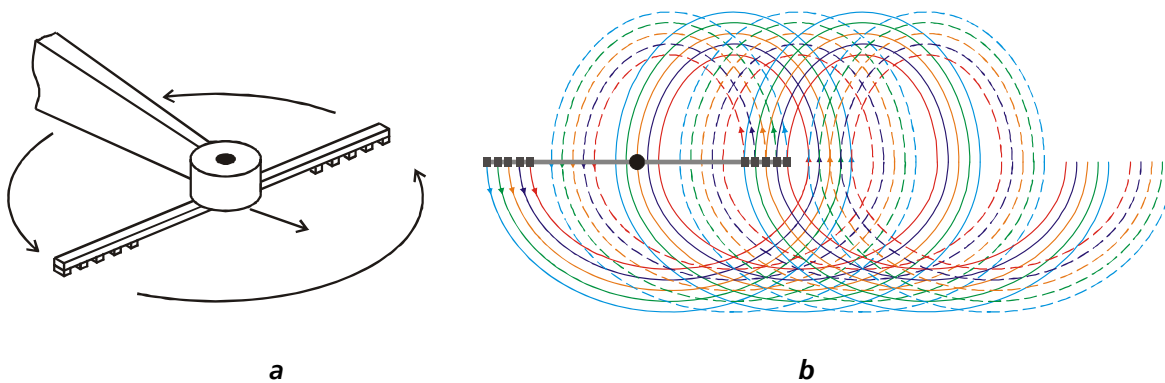


Abb. 4.37: Schematische Darstellung eines Rotationskopfes mit 12 symmetrisch angeordneten Sensorelementen (**a**); Laufbahnen der Sensorelemente (**b**)

Anhand der erstellten Kalibriertabelle werden die Sensoren hinsichtlich der Empfindlichkeit und des Offsets in Bezug auf einen Referenzsensor abgeglichen. Als Referenzsensor kann hierbei ein beliebiger Sensor aus der Sensorgruppe fungieren. In Tab. 10 ist eine derartige Kalibriertabelle beispielhaft dargestellt. Der Sensor Nr. 1 ist hier der Referenzsensor, auf welchen sich die ermittelten Offsets und Empfindlichkeiten beziehen. Mit Hilfe der ermittelten Kalibrierungskoeffizienten werden die Messdaten korrigiert und dann zu einem Bild zusammengefügt, welches das Messergebnis im kartesischen Koordinatensystem darstellt (Abb. 4.39). Die Kalibrierung wird mehrmals innerhalb des Messablaufes wiederholt, so dass ein dynamischer Sensorabgleich gewährleistet wird. Dies führt zu einer hohen Präzision der Magnetfeldmessungen, welcher mit der eines Einzelsensors vergleichbar ist, wobei gleichzeitig eine hohe Scan-Geschwindigkeit gegeben ist. In Abb. 4.38 ist der aufgebaute Rotations-scanner dargestellt. Der Scanner wurde in Zusammenarbeit mit der TU Berlin zur Spanndrahtbruchortung im Beton eingesetzt [Szi2].

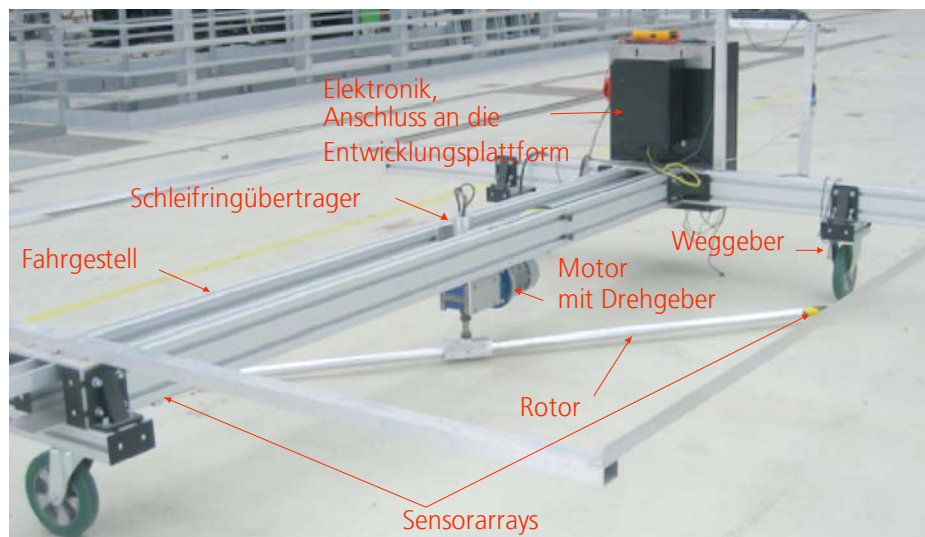


Abb. 4.38: Rotationsscanner zur Spanndrahtbruchortung in Beton

In Abb. 4.39 ist die Rekonstruktion des magnetischen Prüfbildes vom Hallenboden des IZFP dargestellt. Die abgeglichenen Signale der zehn Sensorelemente im kartesischen Koordinatensystem werden zu einem Prüfbild zusammengefügt (Abb. 4.39 oben).

Die Sensoren befinden sich an beiden Enden des Rotors, wie in Abb. 4.37 gezeigt ist. Die geforderte Ortsauflösung in  $x$ - und  $y$ -Richtung beträgt 1 cm, was dementsprechend den Abstand zwischen den einzelnen Sensorelementen auf 1 cm festlegt. Die Rotationsfrequenz beträgt 2 Hz. Ausgehend von den gegebenen Rahmenbedingungen ist die maximal zulässige Lineargeschwindigkeit des Rotationsscanners

$$v_{\max} = \frac{n}{2} \cdot s_p \cdot f, \quad (4.19)$$

wobei  $n$  die Anzahl der Sensorelemente,  $s_p$  der Sensorabstand bzw. die Ortsauflösung und  $f$  die Rotationsfrequenz ist. Die resultierende Höchstgeschwindigkeit, welche man ohne Beeinträchtigung der geforderten Ortsauflösung erreichen kann, beträgt im gegebenen Fall  $0,1 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ . Für das in Abb. 4.39 dargestellte Messergebnis braucht man daher ca. 33 Sekunden. Soll die Abtastgeschwindigkeit bei gleicher Ortsauflösung erhöht werden, so ist eine größere Anzahl der Sensorelemente mit einem geringeren Spalt-Abstand bzw. eine Steigerung der Rotationsfrequenz erforderlich.

| Sensor Nr.:             | 1                            | 2                            | 3                            | 4                            | 5                            | 6                            | 7                            | 8                            | 9                            | 10                           |
|-------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|
| <b>Messwerte [V]</b>    |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |
|                         | 0,10<br>2,40<br>3,10<br>2,10 | 0,20<br>2,74<br>3,50<br>2,41 |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |
|                         | 2,30<br>0,50<br>4,10<br>0,70 |                              | 2,14<br>0,40<br>3,90<br>0,58 |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |
|                         | 0,20<br>5,00<br>3,80<br>1,10 |                              |                              | 0,30<br>4,70<br>3,58<br>1,11 |                              |                              |                              |                              |                              |                              |
|                         | 0,30<br>3,40<br>4,90<br>2,50 |                              |                              |                              | 0,30<br>3,47<br>5,00<br>2,55 |                              |                              |                              |                              |                              |
|                         | 0,10<br>0,70<br>3,20<br>4,90 |                              |                              |                              |                              | 0,10<br>0,69<br>3,13<br>4,80 |                              |                              |                              |                              |
|                         | 5,30<br>0,90<br>4,90<br>3,60 |                              |                              |                              |                              |                              | 5,10<br>0,30<br>4,60<br>3,22 |                              |                              |                              |
|                         | 1,20<br>0,20<br>5,10<br>4,20 |                              |                              |                              |                              |                              |                              | 1,29<br>0,10<br>5,30<br>4,76 |                              |                              |
|                         | 1,40<br>3,20<br>5,20<br>2,80 |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              | 0,90<br>3,21<br>5,30<br>2,74 |                              |
|                         | 0,30<br>0,90<br>4,90<br>3,10 |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              |                              | 0,20<br>0,76<br>4,60<br>2,87 |
| <b>Offset:</b>          | 0,00                         | 0,10                         | -0,10                        | 0,10                         | 0,00                         | 0,00                         | -0,60                        | -0,10                        | -0,50                        | -0,10                        |
| <b>Empfindlichkeit:</b> | 1,00                         | 1,10                         | 0,97                         | 0,92                         | 1,02                         | 0,98                         | 1,06                         | 1,16                         | 1,16                         | 0,96                         |

Tab. 10: Kalibriertabelle für Rotationsscanner (Sensor Nr. 1 ist der Referenzsensor)

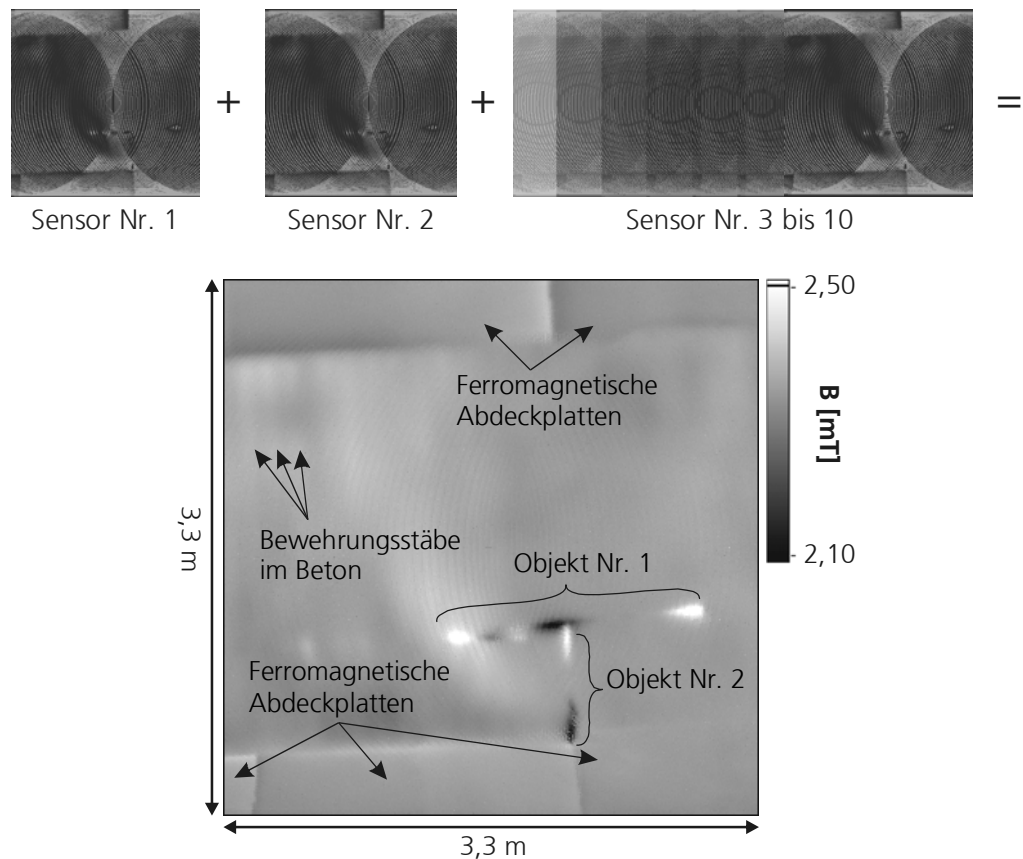


Abb. 4.39: Rekonstruktion des Messergebnisses einzelner Sensoren (oben) und das resultierende magnetische Scan-Bild mit Grauskala (unten); Scan-Bereich: 3,3x3,3 m<sup>2</sup>; Auflösung: 1x1 cm<sup>2</sup>

Eine Sensorzeile mit der gleichen Ortsauflösung und einer Spannweite von 3,3 m bestünde aus 330 Sensorelementen. Berücksichtigt man die begleitende Elektronik (Vorverstärker für jeden Sensor, Multiplexer, Signalleitungen, Trägerplatine etc.), so wird auch der wirtschaftliche Vorteil des Rotationskopf-Konzeptes offensichtlich.

In der in Abb. 4.39 dargestellten Verteilung der Normalkomponente des Magnetfeldes erkennt man deutlich die Magnetpole zweier magnetisierter Metallstäbe, welche senkrecht zueinander angeordnet und als Objekt Nr. 1 und Objekt Nr. 2 gekennzeichnet sind. Es sind außerdem die ferromagnetischen Abdeckplatten sowie die Bewehrungsstäbe im Beton erkennbar, obwohl sie keiner expliziten Magnetisierung unterlagen.

Die hohe Prüfgeschwindigkeit und die erreichbare Messgenauigkeit machen Rotationsscanner für eine Vielfalt von Anwendungen attraktiv. Der am IZFP aufgebaute Rotationsscanner wird zur Spanndrahtbruchortung in Beton an der TU Berlin eingesetzt (siehe Kapitel 5.2).

#### 4.2.3 Technische Spezifikation der Entwicklungsplattform

Die technische Spezifikation der im Rahmen der vorliegenden Arbeit aufgebauten Entwicklungsplattform entspricht den im Lastenheft (Kapitel 4.1.2) gestellten Anforderungen.

## Datenerfassung

Zur Datenerfassung wurde eine Multifunktions-Datenerfassungskarte PCI-6229 von National Instruments verwendet. Die Karte verfügt über 32 Analogeingänge, vier Analogausgänge, 48 Digital-I/O-Kanäle und zwei Digitalzähler. Sie eignet sich zur Erfassung von Sensorsignalen in unterschiedlichen Spannungsbereichen. Der Betrieb mehrerer Karten kann mittels des RTSI-Busses synchronisiert werden.

Die Karte besitzt folgende charakteristische Eigenschaften:

- Analogeingang:

32 Einzel- bzw. 16 Differentialeingänge;

Datenerfassungsrate von 250 kS/s (Summe über alle Kanäle);

Digitalisierungstiefe von 16 Bit;

Einstellbare Eingangsdynamik von  $\pm 10,0$ ;  $\pm 5,0$ ;  $\pm 1,0$ ;  $\pm 0,2$  V.

- Analogausgang:

4 Kanäle;

Maximale Aktualisierungs-Rate von 625 kS/s (Summe über alle Kanäle);

Ausgangsdynamik von  $\pm 10$  V;

Ausgangspuffer von 8 191 Samples pro Kanal;

Datentransfer über DMA;

- Digitaleingang / -ausgang:

48 Kanäle;

Ein- bzw. Ausgangspuffer von 2 047 Samples;

2 Zähler mit einer Tiefe von 32 Bit und einer Taktfrequenz von 0 bis 20 MHz;

## Endstufe

Die Endstufe wurde auf der Basis des Leistungsoperationsverstärkers OPA541 realisiert. Sie besitzt folgende Merkmale:

- Anzahl der Kanäle:

Die Endstufe besteht aus 3 unabhängigen Verstärker-Einheiten.

- Leistung:

Jeder Kanal erbringt eine maximale Spannung von 30 V bei einem maximalen Strom von 2 A, was einer Leistung von 60 W entspricht. Die Gesamtleistung der Endstufe ist hiermit das Dreifache davon und beträgt 180 W. Die erzeugte Wärme wird aktiv über zwangsbelüftete Kühlkörper abgeführt.

- Frequenzbereich:

Der Frequenzbereich der Endstufe erstreckt sich von 0 bis 100 kHz.

### Sensorik

Die Sensorik bildet das Kernstück des anwendungsspezifischen Teils der Entwicklungsplattform. Sie besteht aus einem (oder mehreren) magnetfeldempfindlichen Sensoren und der Sensorelektronik. Als Standardbasis für die Entwicklungsplattform wurden GMR-Sensoren und Hall-Sonden genommen. Das flexible „offener Arm“-Prinzip bietet jedoch die Möglichkeit zum Einsatz von Magnetfeldsensoren anderer Wirkungsprinzipien (Förstersonden, AMR- bzw. TMR-Sensoren).

- Der Verstärkungsfaktor am Sensorausgang wird über digitale Steuersignale vom PC eingestellt und beträgt 0, 20, 40 und 60 dB;
- Der Sensor gewährleistet den TTL-Pegel für die Digital-Ein- und Ausgänge zur Sensorsteuerung und Sensorerkennung;
- Die Signalleitungen bestehen aus abgeschirmten Koaxialkabeln. Das Sensorgehäuse ist gegenüber der EM-Strahlung ebenfalls abgeschirmt;
- Die Pinbelegung des Steckers (Typ UTG622-35PN von der Firma SOURIAU) ist gemäß Anhang C.

### Nachweisgrenze

- Die Vergleichsmessungen zwischen der sondengestützten Streuflussprüfung und der MP-Prüfung haben gezeigt, dass die sondengestützte Streuflussprüfung unter Nutzung eines GMR-Gradiometers zum Nachweis von Oberflächenrissen dann eingesetzt werden kann, wenn die Empfindlichkeit und die Ortsauflösung des GMR-Sensors ausreichen (siehe 3.2.6).
- Die experimentellen Untersuchungen haben gezeigt, dass ein Oberflächenriss mit einer Öffnung von 3 µm, einer Tiefe von 400 µm und einer Länge von 2 mm detektierbar ist (siehe Kapitel 4.2.1.1). Dies bestimmt jedoch nicht die tatsächliche Nachweisgrenze des Verfahrens.

- Zur Ermittlung der Nachweisgrenze der Streuflussprüfung mittels GMR-Gradiometer wurden numerische Simulationen des Prüfprozesses für verschiedene Fehlergrößen und -positionen durchgeführt (siehe Kapitel 4.2.1.2). Die Nachweisgrenze bei einem Signal / Rausch-Verhältnis von 9 dB entspricht einem Riss mit einer Rissöffnung von 1  $\mu\text{m}$  und einer Risttiefe von 330  $\mu\text{m}$ . Nimmt man für die Nachweisgrenze ein Signal / Rausch-Verhältnis von 6 dB an, so liegt die nachweisbare Risttiefe bei 240  $\mu\text{m}$ . Die simulierten Werte wurden für eine Sensorabhebung von 130  $\mu\text{m}$  ermittelt.
- Mittels FEM-Simulationen wurde außerdem ein mathematischer Zusammenhang zur Abschätzung der Rissnachweisbarkeit für GMR-Gradiometer bei verschiedenen Sensorabhebungen und Risttiefen hergeleitet (4.6).
- Mit Hilfe verschiedener Möglichkeiten zur Signalfilterung kann das Nutzsignal von Störanteilen separiert und zur automatischen Signalauswertung verwendet werden. Dies gestattet einen vollautomatischen Prüfablauf, was für die Integration in eine Produktionslinie erforderlich ist.

### Abtastung

Die Entwicklungsplattform verfügt über Möglichkeiten einer manuellen und automatischen Sensorführung. Der Sensor kann hierbei aus einem oder mehreren Sensorelementen bestehen. Da die Sensorik kein Bestandteil des Grundsystems ist, wird sie gemäß der jeweiligen Prüfaufgabe gestaltet. Im Folgenden sind nur einige bis jetzt realisierte Lösungen für verschiedene Abtastungskonzepte beispielhaft aufgeführt.

- Ein Handsensor mit austauschbaren GMR-Sensorelementen besteht aus einem Sensorhalter mit einem Triggerknopf zur Messungsauslösung. Der Handsensor kann zur Prüfung an schwer zugänglichen Stellen sowie zur Erarbeitung eines Prüfkonzeptes bei einer neuen Aufgabenstellung verwendet werden.
- Die manipulatorgestützte Abtastung unter Nutzung eines Einzelsensors wird als Zwischenschritt bei der Entwicklung einer automatisierten Prüflösung eingesetzt. Nachdem die Prüfpositionen, die Magnetisierungsart und die Sensorik festgelegt sind, wird das Magnetfeld unter Nutzung eines Manipulators erfasst, und eine Methode zur Signalauswertung wird ausgearbeitet. Der Manipulator besteht aus 3 Linearachsen zur Abtastung von komplexen Bauteilen und einer Rotationsachse, welche das Scannen rotationssymmetrischer Bauteile vereinfacht. Die Abtastung kann hierbei mehrere Minuten in Anspruch nehmen.



- Ist die optimale Sensorführung bekannt, kann die Prüfzeit durch Anwendung einer Sensorgruppe erheblich reduziert werden. Es wurden Sensorgruppen zur Prüfung von Verzahnungen aufgebaut, welche eine Prüfzeit von unter 1 Sekunde ermöglichen.
- Ein Rotationsprüfkopf dient zur schnellen hoch aufgelösten Prüfung ebener Flächen. Im Rahmen einer Zusammenarbeit mit der TU Berlin wurde ein Prüfsystem zur Spanndrahtbruchortung unter Einbeziehung eines Rotationsprüfkopfes entwickelt. Es ermöglicht eine Magnetfeldmessung auf einer Breite von 3,3 m mit einer Auflösung von 1 cm bei einer Geschwindigkeit von  $20 \text{ cm}\cdot\text{s}^{-1}$ . Es können also ca.  $0,66 \text{ m}^2$  pro Sekunde abgetastet werden. Darüber hinaus gewährleistet das Rotationskopf-Konzept einen dynamischen Sensorabgleich und ermöglicht hiermit eine präzise, hoch aufgelöste und schnelle Feldmessung großer Flächen.

### 4.3 Erstellung eines Prüfkonzeptes

Die Vielfalt der Prüfaufgaben erfordert eine methodische Auswahl sowohl des Abtastverfahrens als auch der Sensorik. Parameter wie Prüfgeometrie, erforderliche Prüfgeschwindigkeit und Zugänglichkeit der Prüfstellen sind bei der Auswahl des Abtastverfahrens von entscheidender Bedeutung. In der Industrie wird zumeist eine automatisierte Lösung gefordert. Die Abtastung kann hierbei je nach Prüfgeschwindigkeit und -geometrie mit einer Sensorgruppe, einem Rotationsscanner oder einem Einzelsensor, welcher von einem Roboter bzw. einem Manipulator geführt wird, erfolgen.

Die Wahl des Sensortyps sollte anhand des Rissverlaufs und des Magnetisierungszustandes erfolgen. GMR-Sensoren besitzen eine Empfindlichkeitsrichtung, die in der Sensorebene liegt. Aufgrund dessen eignen sie sich vorwiegend zur Messung der Tangentialkomponente des Magnetfeldes. Die Tangentialkomponente ist am stärksten genau über dem Riss, und zwar in Querrichtung zum Rissverlauf, und ist somit richtungsabhängig. Der GMR-Sensor soll daher derart ausgerichtet werden, dass seine Empfindlichkeitsrichtung möglichst senkrecht zum Rissverlauf liegt. Ist jedoch der Rissverlauf nicht bekannt, so ist die Messung der Normalfeldkomponente zu bevorzugen. Hallsonden sind aufgrund ihrer Funktionsweise (siehe Kapitel 3.2.2.1) gegenüber derjenigen Feldkomponente empfindlich, welche senkrecht zur Sensorebene liegt. Daher eignen sich Hallsonden besonders gut zur Messung der Normalfeldkomponente und somit zum Nachweis von Rissen, deren Verlauf nicht bekannt ist. Hier muss man jedoch auch andere verfahrens- und industrierelevante Faktoren berücksichtigen (siehe Kapitel 3.2).

Die wichtigsten Kriterien zur Auswahl des Abtastverfahrens und der Sensorik sind im folgen-

den Flussdiagramm zusammengefasst.

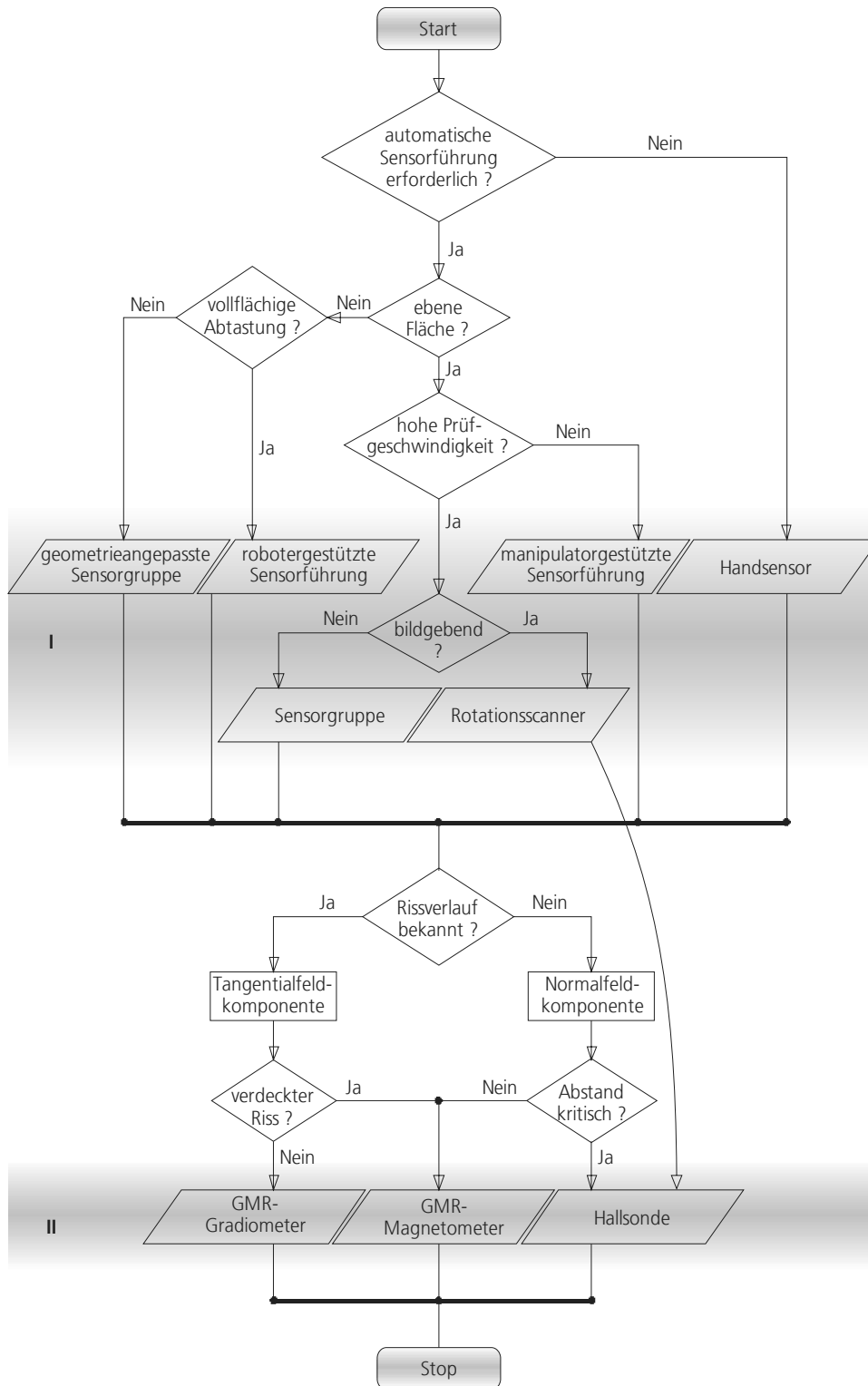


Abb. 4.40: Flussdiagramm zur Erstellung eines Prüfkonzeptes:  
 I Abtastverfahren; II Sensortypen

Die folgenden Anwendungsbeispiele stellen Prüflösungen dar, welche anhand dieser Auswahlkriterien entstanden sind.

## 5 Anwendungsbeispiele

Das Ziel beim Aufbau der Entwicklungsplattform bestand darin, die Implementierung des magnetischen Streuflussverfahrens in der Praxis effizient zu gestalten. Das potentielle Anwendungsgebiet erstreckt sich von der Prüfung von Bauteilen mit einer zu prüfenden Fläche von wenigen Quadratmillimetern auf Mikrorisse bis hin zur Prüfung von Beton mit einer zu prüfenden Oberfläche von mehreren hundert Quadratmetern auf Spanndrahtbruchstellen. Ferner sind einige bereits mit Hilfe der Entwicklungsplattform realisierten Prüflösungen aufgeführt.

### 5.1 Rissprüfung an induktiv gehärteten Bauteilen

Im Kapitel 4.2.1.1 wurden bereits die Möglichkeiten der Rissdetektion an induktiv gehärteten Bauteilen erörtert. Beim induktiven Härten werden beträchtliche Temperaturgradienten erzeugt, welche ihrerseits innere Spannungen im Bauteil hervorrufen. Diese Spannungen führen zu einem erhöhten Rissbildungspotential. Ein typischer Härteriss verläuft hierbei an den Korngrenzen entlang und ist nur wenige Mikrometer breit. Da die Härterisse überwiegend senkrecht zur Oberfläche verlaufen, gestaltet sich ihr Nachweis mittels magnetischer Streuflussverfahren zumeist einfach. Kennt man den tendenziellen Rissverlauf (z.B. radial bzw. axial), kann man eine geeignete Magnetisierungsmethode anwenden (siehe Anhang A) und somit die optimale Nachweisbarkeit erreichen.

#### 5.1.1 Rissprüfung an induktiv gehärteten Scheiben

Im folgenden Beispiel ist die Rissdetektion an Bauteilen eines Kupplungsmechanismus dargestellt. Die ringförmigen Bauteile besitzen einen induktiv gehärteten Innenrand, welcher hohen mechanischen Belastungen ausgesetzt wird. Aufgrund der unregelmäßigen Geometrie des Innenrandes besteht eine erhöhte Rissbildungsgefahr an Stellen mit großen Geometriegradienten (Kanten und Einschnürungen). Diese Risse entstehen infolge der thermisch bedingten Eigenspannungen und beeinträchtigen die Verwendbarkeit des Bauteiles. Der Außendurchmesser der Scheiben betrug 250 mm und der Innendurchmesser zwischen 190 und 210 mm. Die Messung erfolgte unter Nutzung einer Hallsonde, wobei die Normalkomponente des Restmagnetfeldes manipulatorgestützt erfasst wurde. Die schematische Darstellung des Messaufbaus unter Anwendung der Entwicklungsplattform ist Abb. 5.1 zu entnehmen. Zu den aufgabenspezifischen Modulen auf Hardware-Ebene zählen der Sensor und die Manipulatoreinheit mit der Steuerung. Der Sensor liefert ein verstärktes Analogsignal der Hallsonde über die universelle Schnittstelle an den Analogeingang der Datenerfassungskarte. Diese digitalisiert das Sensorsignal entsprechend der Taktquelle des Steuermoduls des Manipulators, so dass eine ortsbezogene Datenerfassung stattfindet.

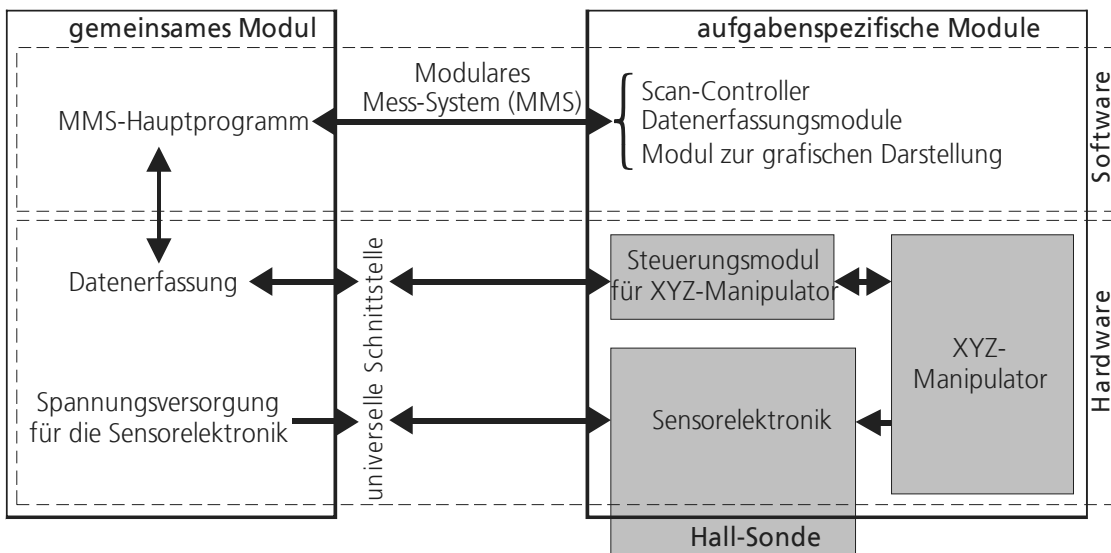


Abb. 5.1: Schematische Darstellung der manipulatorgestützten Streuflussmessung mittels Hallsonde

Zur Probemessung wurde eine Scheibe mittels eines Permanentmagneten vormagnetisiert (Anhang A) und dann im Remanenzzustand gemessen. In Abb. 5.2 ist das Messergebnis dargestellt. Man erkennt deutlich die Umrisse des Bauteils, da die scharfen Kanten zu starken Feldgradienten führen.

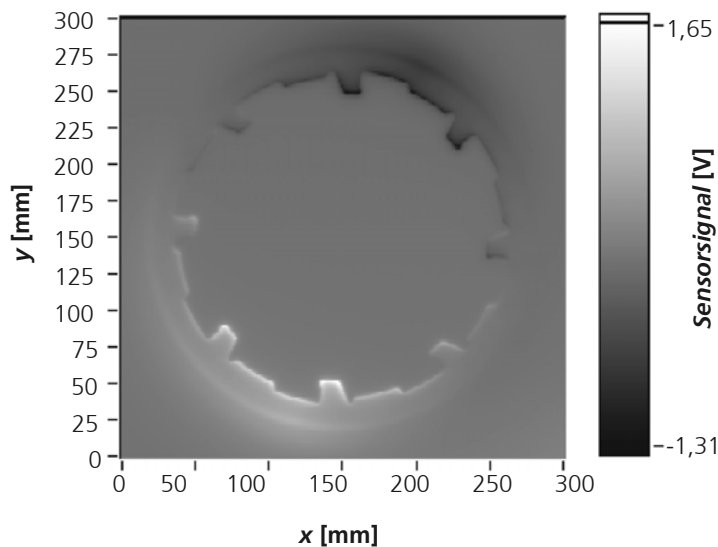
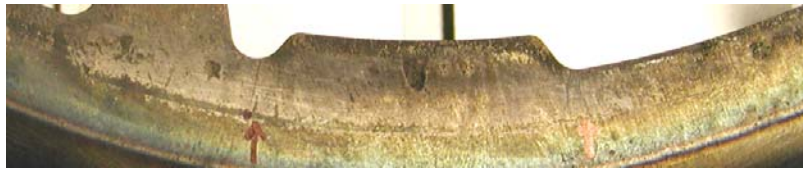


Abb. 5.2: Ergebnis der Messung der Normalkomponente des Magnetfeldes an einem induktiv gehärteten Bauteil mittels einer Hall-Sonde

Verwendet man einen Hochpassfilter zur Hervorhebung starker Signalgradienten, erhält man ein Prüfbild, in dem sowohl die Kanten als auch die Rissignale deutlich hervortreten. In Abb. 5.3 ist ein Ausschnitt des Bauteils optisch (**a**) und als magnetischer Abdruck (**b**) der Normalkomponente nach entsprechender Filterung abgebildet. Man erkennt deutlich die Umrisse des Prüfobjektes sowie die radial verlaufenden Risse.



**a**



**b**

Abb. 5.3: Rissdetektion an induktiv gehärteten Bauteilen mittels einer Hall-Sonde: optisches Bild (**a**); Ergebnis der Streuflussmessung nach Signalverarbeitung (**b**)

Aufgrund der Untersuchungen kann man erkennen, dass eine effiziente Prüfung gegebener Bauteile auch unter Nutzung einer Sensorzeile, welche die gesamte Breite des gehärteten Bereiches abdeckt, erfolgen könnte. Der typische radiale Rissverlauf legt eine Magnetisierung in Umfangsrichtung nahe, welche mittels eines senkrecht durch das Bauteil verlaufenden Leiters realisiert werden kann (Anhang A, 5). Die geschätzte Prüfzeit für eine automatisierte Lösung liegt hierbei deutlich unter zehn Sekunden, was für einen industriellen Einsatz in der Massenproduktion ausreichend ist.

#### 5.1.2 Rissprüfung an induktiv gehärteten Verzahnungen

Verzahnungen unterliegen in der Anwendung zumeist hohen mechanischen Beanspruchungen und erfordern daher eine Härtung, welche normalerweise thermisch-induktiv durchgeführt wird. Infolge des Härteprozesses entstehen Härterisse, welche die Einsatztauglichkeit des Bauteiles beeinträchtigen. Die Härterisse können eine Rissöffnung von wenigen Mikrometern und eine Risstiefe von einigen Hundert Mikrometern besitzen (siehe Kapitel 4.2.1.1). In Abb. 5.4 ist eine Zahnstange mit einem Härteriss am Zahnkopf und das dazugehörige Messergebnis dargestellt. Die Magnetisierung wurde mittels Stromdurchflutung durchgeführt, so dass der in der Längsrichtung verlaufende Riss unter optimalen Magnetisierungsbedingungen untersucht werden konnte. Zur Streufeldmessung wurde der gleiche Messaufbau wie in Abb. 5.1 verwendet, wobei anstelle der Hall-Sonde ein GMR-Gradiometer eingesetzt wurde, um eine höhere Messempfindlichkeit zu erzielen.

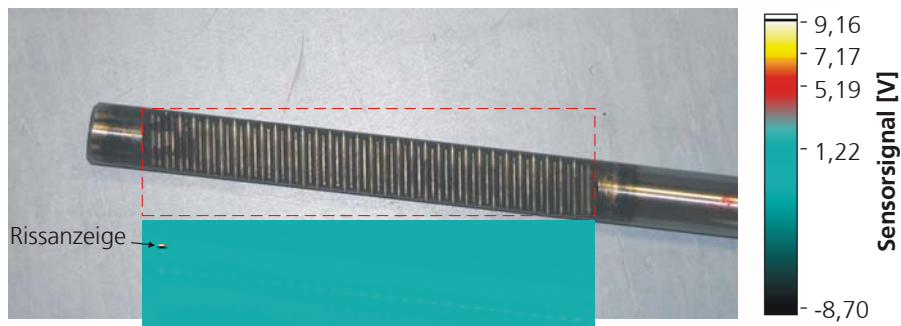


Abb. 5.4: Rissdetektion an induktiv gehärteter Verzahnung mittels GMR-Gradiometer

Die während der induktiven Härtung entstehenden Temperaturgradienten und die dadurch verursachten Spannungen können eine Deformation des Bauteils hervorrufen. Um die vorgeschriebenen Toleranzen einzuhalten, werden Bauteile nach der Härtung mechanisch gerichtet. Infolge dieser Richtung können schmale Härterisse „aufgehen“ und somit eine Rissöffnung von mehreren 100  $\mu\text{m}$  erreichen. Aufgrund der geometrischen Spezifika der Verzahnung in den Zahnstangen liegen solche „aufgegangenen“ Risse am Zahngrund und verlaufen tendenziell in Querrichtung. Um eine optimale Rissdetektion zu gewährleisten, wurde eine Magnetisierung in Längsrichtung der Zahnstange mittels Zylinderspule durchgeführt (Anhang A, 3). Das GMR-Gradiometer wurde mit Hilfe eines Manipulators im Abstand von ca. 0,1 mm entlang der Probenlängsachse geführt, wobei die Zahnstange nach jedem Durchlauf um die Rotationsachse um einen Winkel von  $1^\circ$  gedreht wurde, so dass eine 2D-Abtastung erfolgte. Der Messaufbau gleicht dem in Abb. 5.1 dargestellten Schema, mit dem Unterschied, dass eine der Achsen eine Rotationsachse ist. In Abb. 5.5 ist eine schematische Darstellung des Messvorganges (**a**) und das Messergebnis (**b**) dargestellt. Man erkennt neben den durch die scharfen Zahnkanten verursachten Feldgradienten deutlich das Rissignal.

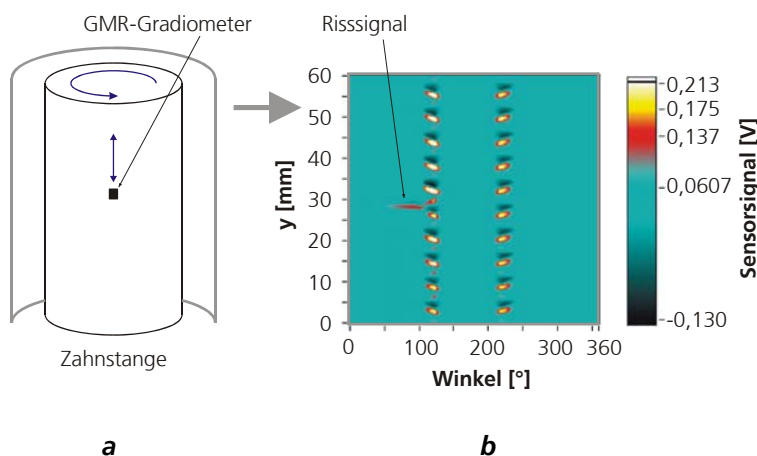


Abb. 5.5: Schematische Darstellung des Messverlaufes zum Nachweis von Querrissen am Zahngrund mittels GMR-Gradiometer (**a**); Messergebnis (**b**)

Der Verlauf des Rissignals in Abb. 5.5, **b** lässt darauf schließen, dass der Härteriss nicht nur am Zahngrund, sondern auch teilweise am Umfang der Zahnstange verläuft. Sollte sich der Riss jedoch nur im Zwischenzahnraum befinden, so muss man den Sensor zwischen die Zähne einführen, damit das erforderliche Signal / Rausch-Verhältnis gewährleistet werden kann. In Abb. 5.6 ist die für industrielle Anwendungen entwickelte Sensorgruppe gemeinsam mit dem Prüfobjekt dargestellt. Die Gruppe besteht aus zwei Sensorreihen, welche eine Rissdetektion am Zahnkopf bzw. -grund ermöglichen. Die einzelnen Sensoren werden nacheinander durch einen Multiplexer für die Messung ausgewählt und über eine gemeinsame Signalleitung an den Analogeingang der Datenerfassungskarte geführt. Die Sensorgruppe ist in einem Aluminiumgehäuse untergebracht, was ihm eine hohe Robustheit und eine gute Anpassung an die rauen industriellen Bedingungen verleiht.



Abb. 5.6: Sensorgruppe mit Prüfobjekt

Der Prüfvorgang erfordert ein Durchkämmen der Verzahnung mit der Sensorgruppe. Die Prüfzeit liegt hierbei unter einer Sekunde, was eine Integration in den Herstellungsprozess ermöglicht.

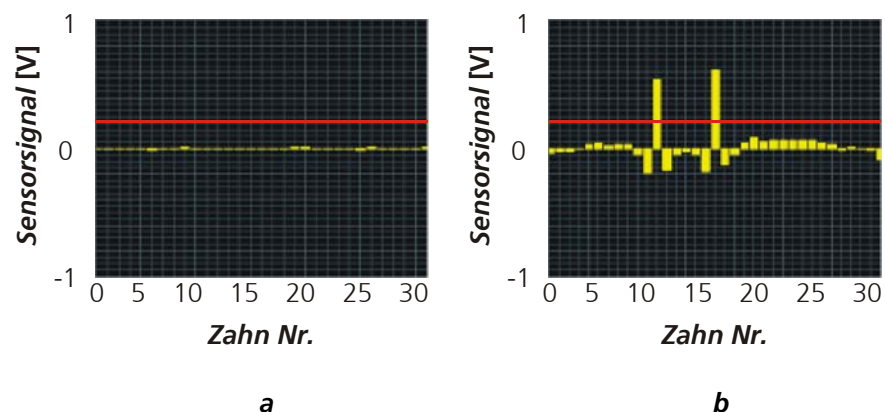


Abb. 5.7: Prüfergebnisse von i.O. (**a**) und n.i.O. (**b**) Zahnstangen; Signale von einzelnen Sensoren nach Subtraktion des Sollsignals (gelb); Schwellwert (rot)

In Abb. 5.7 sind Prüfergebnisse einer i.O.- (a) und einer n.i.O.-Zahnstange (b) dargestellt. Das Sensorsignal wird zuerst an einer i.O.-Zahnstange (Referenz) erfasst und gespeichert. Bei weiteren Messungen werden diese Werte von den aktuellen subtrahiert (Abb. 5.7, gelb) und mit einem Schwellwert (Abb. 5.7, rot) verglichen. Anhand dieses Vergleichs wird die Entscheidung getroffen, ob das Bauteil als i.O. oder n.i.O. bewertet wird.

## 5.2 Spanndrahtbruchortung

Es existiert eine Reihe möglicher Ursachen für die Entstehung von Bruchstellen in Betonspanngliedern, die unter Umständen zu einem Versagen der Konstruktion führen können [Hill]. In Brückenplatten trägt das Streusalz in den meisten Fällen zur Entstehung der Bruchstellen bei [Nürn]. Die Spannglieder unterliegen können im Kontakt mit einem korrosiven Medium brechen, und müssen daher regelmäßig auf Bruchstellen geprüft werden. Das magnetische Streuflussverfahren bietet eine Möglichkeit zur Bruchortung in Spanngliedern, selbst wenn sich die defekten Glieder mit den intakten in einem Bündel befinden [Sche].

Nachdem die Spannglieder mit Hilfe eines Elektromagneten vormagnetisiert sind, wird das Magnetfeld über der Betonoberfläche gemessen. Die Bruchstellen erzeugen charakteristische Streufelder, welche im Gesamtsignal erkannt werden können [Sche]. Die Magnetisierung erfolgt mittels eines fahrbaren Großmagneten (Abb. 5.8), welcher an der TU Berlin entwickelt wurde.

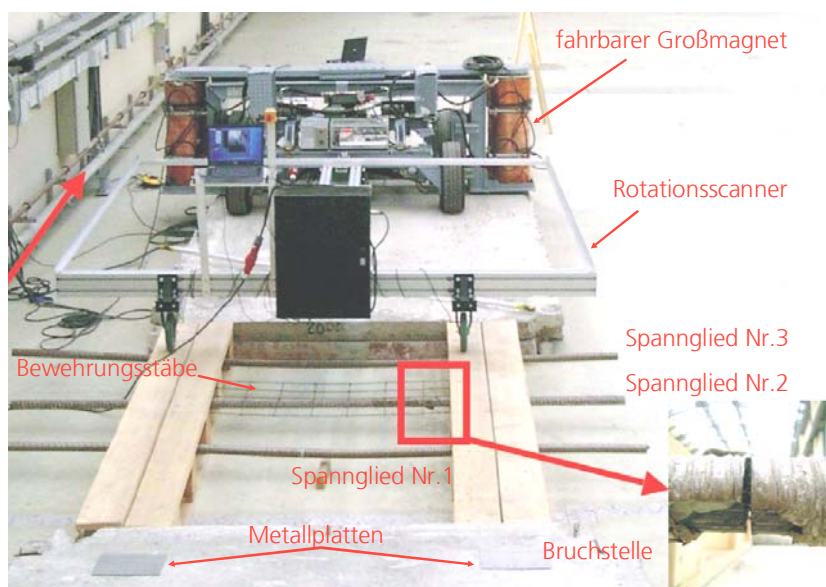


Abb. 5.8: Messaufbau mit Magnetisierungsvorrichtung, Rotationsscanner und drei Spanngliedern; künstliche Bruchstelle (Sägeschnitt) im Spannglied Nr. 2 (unten rechts) (TU Berlin)

Zwecks Reduzierung der Prüfzeit und Erhöhung der Messgenauigkeit wurde ein Rotationsscanner entwickelt (siehe Kapitel 4.2.2.2). Eine schematische Darstellung des Messaufbaus



unter Nutzung der Entwicklungspattform ist in Abb. 5.9 wiedergegeben. Das Messsignal einzelner Sensoren an beiden Enden des Rotationsarmes wird über einen rauscharmen Schleifringübertrager an den Analogeingang der Datenerfassungskarte geführt. Als Taktquelle zur Datenerfassung dient das Signal eines Drehgebers am Motor. Überschreitet die Taktfrequenz des Drehgebers die maximale Erfassungsrate, wird sie in der Datenerfassungskarte intern mittels eines Zählers heruntergetaktet. Die lineare Bewegung des Scanners wird mittels eines Weggebers am Fahrgestell erfasst und an die Datenerfassung weitergegeben. Die Sensorsignale und das Signal des Weggebers werden mittels des Datenaufnahmemoduls als Rohdatenstrom auf der Festplatte gespeichert. Nach Abschluss des Messvorganges können die Messdaten rekonstruiert und im kartesischen Koordinatensystem dargestellt werden (Kapitel 4.2.2.2).

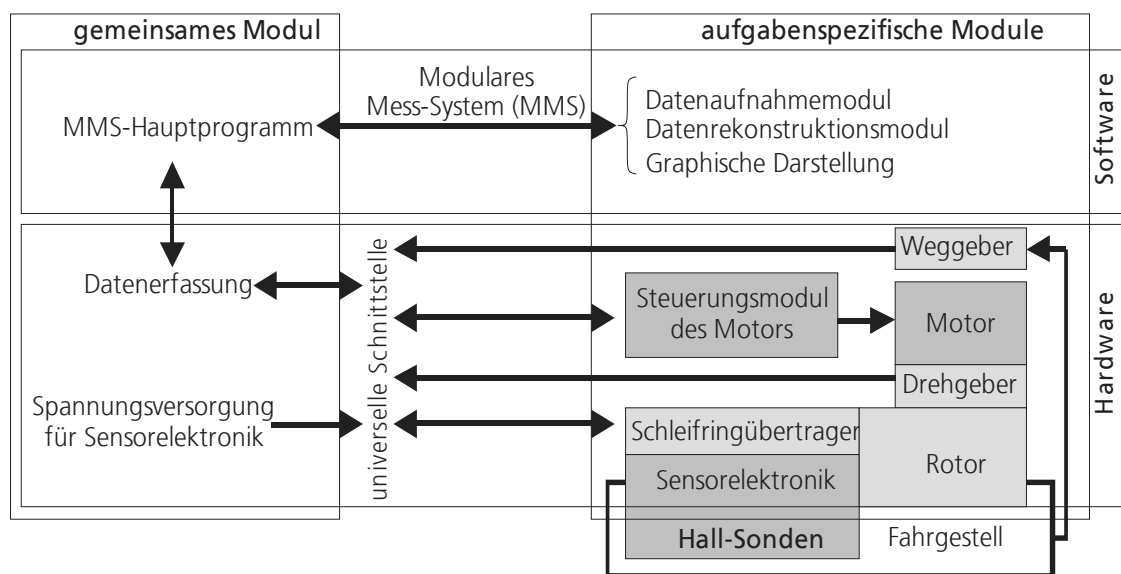


Abb. 5.9: Schematische Darstellung der sensorgestützten Streuflussmessung unter Nutzung von Rotationsscanner

Der Rotationsscanner wird hinter dem fahrbaren Großmagneten hergezogen und erfasst das Restmagnetfeld (Abb. 5.8). Nach dem Magnetisieren bilden sich an den Bruchstellen zusätzliche Magnetpole, deren Streufeld im Messsignal durch entsprechende Filterung detektiert werden kann [Sche].

In Abb. 5.8 ist der Messaufbau zur Testmessung mittel Streufluss unter Nutzung des Rotationsscanners dargestellt. Die Messung wurde an der TU Berlin (Fachgebiet Baustoffe und Baustoffprüfung) durchgeführt und diente zur Prüfung der Funktionstauglichkeit des Rotationsscanners. Der Magnetisierungswagen bestand aus einem Elektromagneten mit einer Breite von 4 m, welcher an einem Fahrgestell mit hydraulischem Antrieb montiert war und zum Vormagnetisieren der Spannglieder eingesetzt wurde.

Die Spannglieder Nr. 1 und Nr. 2 befanden sich 15 cm tief unter dem Rotationsscanner, wogegen das Spannglied Nr. 3 bei einer Abhebung von 10 cm gemessen wurde. Das Spannglied Nr. 2 bestand aus 24 Spannlitzen und wurde an einer Stelle im unteren Bereich zu 50 % angesägt (siehe Abb. 5.8, unten rechts). Außerdem wurden Armierungsstäbe in Form eines Gitters über dem Spannglied Nr. 2 platziert, um die Testmessung möglichst realitätsnah zu gestalten. Die Spannglieder Nr. 1 und Nr. 3 bestanden aus 5 Spanndrähten mit einem Querschnitt von 36 mm, von denen 3 durchtrennt wurden. Die Normalkomponente des Restmagnetfeldes wurde unter Nutzung des Rotationsscanners erfasst und gespeichert. Nach der Datenrekonstruktion erhält man die in Abb. 5.10 dargestellte Verteilung der Normalkomponente des Magnetfeldes. Man erkennt deutlich ferromagnetische Objekte wie Metallplatten und Spannglieder (vgl. Abb. 5.8).

Das Spannglied Nr. 2 weist ein für die Bruchstelle charakteristisches Verhalten des Magnetfeldes auf. Man erkennt außerdem, dass die Armierungsstäbe ebenfalls zu Streufeldern führen, welche später im Messsignal unterdrückt werden müssen. Beim Spannglied Nr. 3 ist der durch die Bruchstelle bedingte Polwechsel deutlich sichtbar (Bereich der Pfeilspitze). Das Spannglied Nr. 1 weist hingegen eine relativ schwache Bruchanzeige auf, was an der Größe der Entfernung zum Rotationsscanner liegt.

Die im Versuch ermittelten Bruchstellen stimmen mit den tatsächlichen überein, was die Tauglichkeit der angewandten Prüftechnik zur Spanndrahtbruchortung bestätigt.

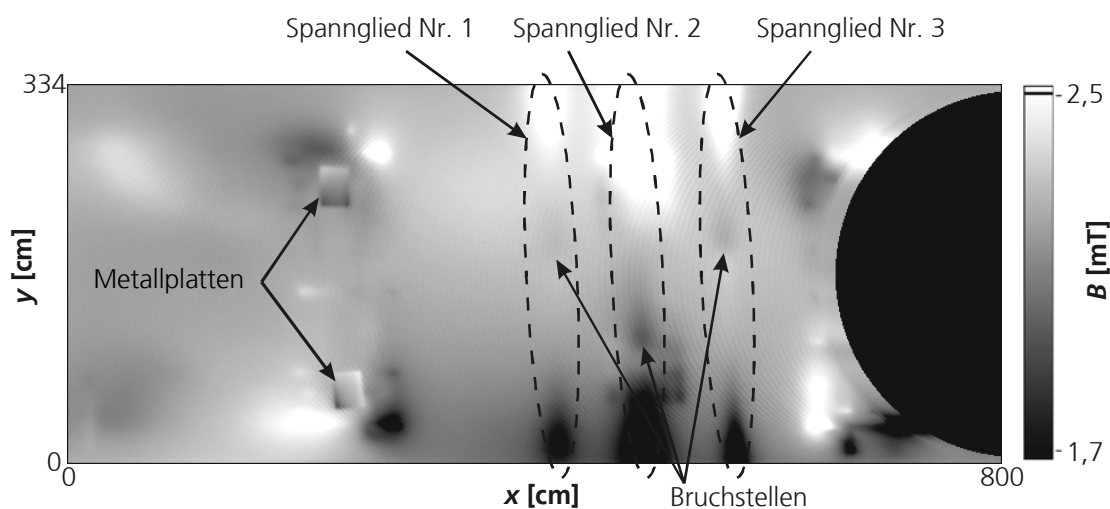


Abb. 5.10: Ergebnis der Streuflussmessung mittels des Rotationsscanners an drei fehlerhaften Spanngliedern (TU Berlin)

Am 17.06.2007 wurde das in der TU Berlin aufgebaute mobile Messsystem zur Spanndrahtbruchortung in Querspanngliedern von Brücken an der Eisenbrücke in Berlin-Treptow eingesetzt. Das mobile Messsystem am Einsatzort ist in Abb. 5.11 dargestellt.



Abb. 5.11: Mobiles Messsystem zur Spanndrahtbruchortung in Querspanngliedern von Brückenplatten (**TU Berlin**)

Die Prüfung wurde an zwei Messspuren mit einer Breite von 334 cm und einer Länge von ca. 180 m durchgeführt. Der Prüfvorgang für eine Spur mit anschließender Kontrolle der Messdaten beanspruchte ca. 2 Stunden.

Das Prüfergebnis für eine Messspur ist in Abb. 5.12 dargestellt. Der Gradient der Normalkomponente des Magnetfeldes zwischen den Polschuhen des Elektromagneten wurde durch Subtrahieren des geglätteten Messsignals über einem bruchfreien Spannglied unterdrückt. Mögliche Bruchstellen erkennt man an dem Polwechsel (rot markiert).

Zusammenfassend kann man feststellen, dass die im Rahmen der vorliegenden Arbeit aufgebaute Entwicklungsplattform eine effiziente Entwicklung eines Prüfsystems ermöglicht und ein breites Einsatzpotential besitzt. Die universelle Schnittstelle der Entwicklungsplattform bietet zahlreiche Möglichkeiten zur Steuerung und Datenerfassung mit Magnetisierungs-, Mess- und Abtastvorrichtungen verschiedener Bauweisen. Nach der Erarbeitung des Prüfkonzepes unter Nutzung der Entwicklungsplattform kann eine Prüfanlage aufgebaut werden.

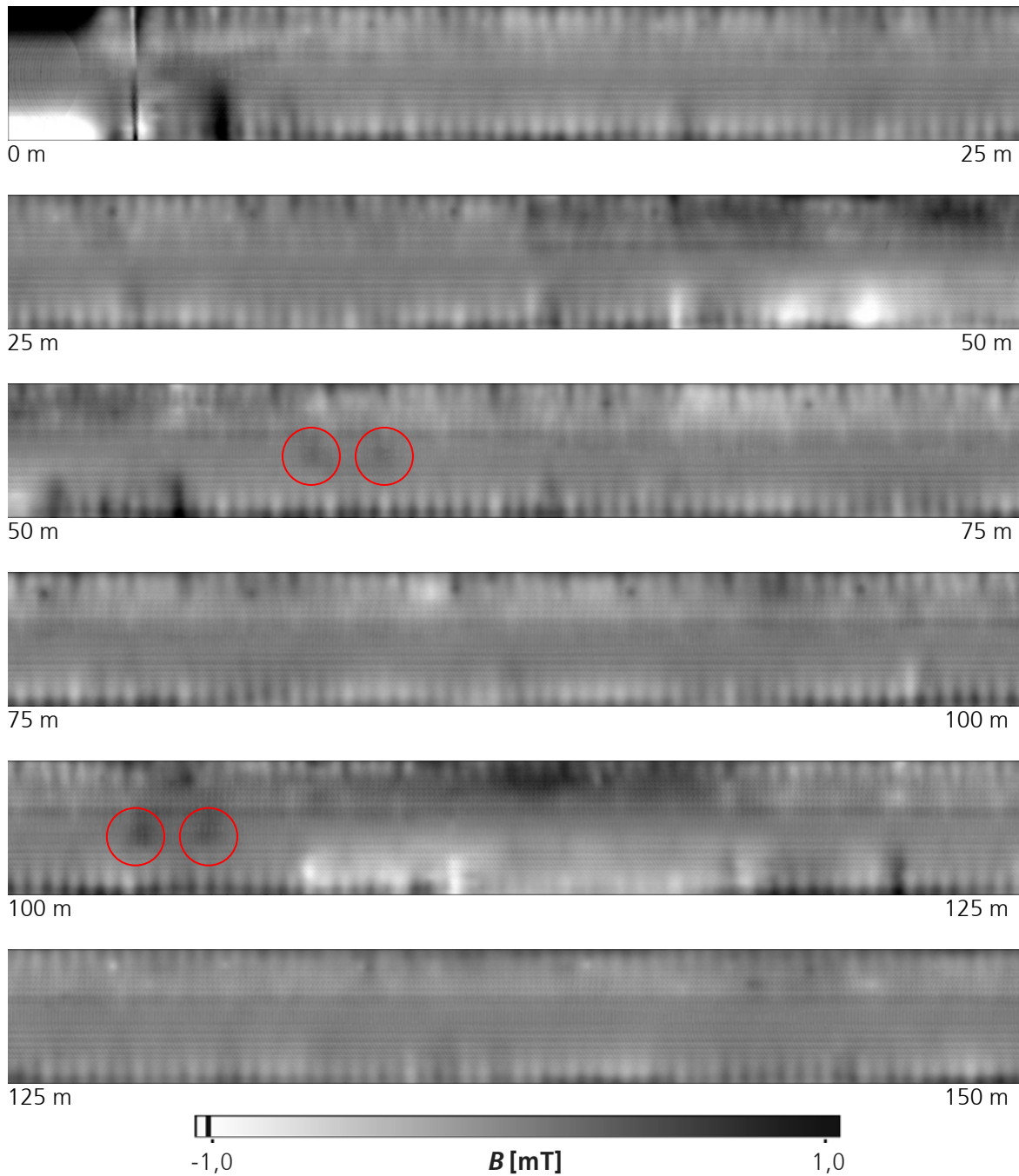


Abb. 5.12: Magnetische Abbildung einer Spur der Eisenbrücke in Berlin nach Signalverarbeitung, gemessen mit dem mobilen Messsystem zur Spanndrahtbruchortung in Querspanngliedern (TU Berlin)

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Prüfverfahren aufgebaut, welche es ermöglicht, den Entwicklungsaufwand vom Prototyp bis zu einer fertigen Prüflösung zu reduzieren. Das Lastenheft in Kapitel 4.1.2 gibt die Anforderungen an die Entwicklungsplattform wieder. Zur Sensorauswahl wurden unterschiedliche Magnetfeldsensoren hinsichtlich der Einsatztauglichkeit zur Streuflussprüfung untersucht und GMR-Sensoren sowie Hall-Sonden als Basiselemente für die Streuflusssensorik gewählt (Kapitel 3.2). Es wurde gezeigt, worin die prinzipiellen Unterschiede zwischen der MP-Prüfung und der sensorgestützten Streuflussprüfung bestehen, und ein Vergleich zwischen den beiden Verfahren (Kapitel 3.2.6) sowie eine Abgrenzung gegenüber anderen zfP-Verfahren zur Fehlerdetektion (Kapitel 3.2.7) gegeben. Im Bereich der MP-Prüfung existieren immer wieder Anwendungen, bei welchen eine 100%-ige Prüfung kritischer Bauteilbereiche aus Geometrie Gründen nicht gewährleistet werden kann. Ein Beispiel dafür sind Bauteile mit Verzahnungen. Eine Prüfung der Verzahnungen mittels Magnetpulver ist zwar grundsätzlich möglich, aber in bestimmten Fällen sind die Verzahnungen so konstruiert, dass sich das Prüfmittel im Zahngrund ansammelt und jegliche Rissanzeige überlagert. In diesem Fall ist nicht nur ein automatisches MP-Prüfsystem nicht in der Lage einen Defekt aufzufinden, ein Prüfer würde ebenso scheitern.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde gezeigt, dass der Einsatz der sensorgestützten Streuflussprüfung zur Prüfung von Verzahnungen auf Härterisse möglich ist. Es wurde die Nachweisgrenze des sensorgestützten Streuflussverfahrens sowohl experimentell unter Nutzung der aufgebauten Entwicklungsplattform als auch numerisch ermittelt (Kapitel 4.2.1.1) und ein mathematischer Ausdruck zur Abschätzung der Nachweisbarkeit von Rissen als Funktion der Risttiefe und Sensorabhebung formuliert (4.6). Zur Erfüllung der wachsenden Anforderungen hinsichtlich der Prüfgeschwindigkeit wurden verschiedene Abtasttechniken erarbeitet und für die Prüfpraxis umgesetzt (Kapitel 4.2.2). Die mit Hilfe der Entwicklungsplattform aufgebauten Prüfsysteme sind in Kapitel 5 beschrieben. Anhand dieser praktischen Beispiele wurde gezeigt, dass sich das Einsatzpotenzial der Entwicklungsplattform von der Prüfung von Flächen von wenigen Quadratmillimetern auf Mikrorisse bis hin zur Prüfung von Großflächen von mehreren hundert Quadratmetern auf Spanndrahtbrüche erstreckt.

Die Entwicklung neuer Sensoren (z.B. TMR oder GMI) bzw. die Verbesserung der Eigenschaften konventioneller Sensorarten hinsichtlich Empfindlichkeit, Stabilität und Miniaturisierbarkeit wird die sondengestützte Streuflussprüfung auf denjenigen Gebieten, auf welchen die MP-Prüfung an ihre Grenzen stößt, noch attraktiver machen. Die Entwicklungsplattform bildet hierbei eine Schnittstelle zwischen dem Prototyp und der fertigen Industrielösung und soll helfen, neue Einsatzfelder für die sensorgestützte Streuflussprüfung zu erschließen.

## Literaturverzeichnis

- [Altp] Altpeter, I.: *Spannungsmessung und Zementitgehaltsbestimmung in Eisenwerkstoffen mittels dynamischer magnetischer und magnetoelastischer Messgrößen*. Dissertation, Saarbrücken, 1990.
- [Barn] Barnas, J.; Fuss, A.; Camley, R. E.; Walz, U.; Grünberg, P.; Zinn, W.: *Layered magnetic structures: magnetoresistance due to antiparallel alignment*. Vacuum, 1990, **41**, S. 1241.
- [Baro] Barone, A.; Paterno, G.: *Physics and Applications of the Josephson Effect*. New York, Wiley, 1982.
- [Baum] Baumann, J. et al.: *Untersuchungen zu aktiven thermographischen Prüfmethode zur Absicherung von Hochleistungsfertigungsverfahren – Ergebnisse eines BMBF-Projekts*, DGZfP-Jahrestagung, 2. Mai, 2005, Rostock.
- [Behr] Behrens, B.; Yun, J.; C. Schäffner; Sundkötter, C.; Kröning, M.; Altpeter, I.; Kopp, M.: *Influences on the Part Quality in Conventional Deep Drawing Processes*. The Conference: Steels in Cars and Trucks 2005, 5. Juni, 2005, Wiesbaden.
- [Bend] Bender, J.: *Aufbau und modellbasierte Untersuchung der Übertragungs- und Abbildungseigenschaften eines Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskops für die hochauflösende Materialcharakterisierung*. Dissertation, Aachen, 1999.
- [Bina] Binasch, G.; Grünberg, P.; Saurenbach, F.; Zinn, W.: *Enhanced magnetoresistance in Fe-Cr layered structures with antiferromagnetic interlayer exchange*. Phys. Rev. 1989, **39**, S. 4282.
- [Boas] Boashash, B.: *Time Frequency Signal Analysis and Processing*. 1. Auflage, Amsterdam/Heidelberg/London, ELSEVIER, 2003.
- [Bron] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.; Musiol, G.: *Taschenbuch der Mathematik*. 5. überarbeitete Auflage, Harri-Deutsch, 2000.
- [Buck] Buckel, W.; Kleiner, R.: *Supraleitung – Grundlagen und Anwendungen*. Berlin, Wiley-VCH, 2004.
- [Cata] Catalin, M.; Clapham, L.: *A Model for Magnetic Flux Leakage Signal Prediction*. J. Phys. D: Appl. Phys. 2003, **36**, S. 2427-2431.
- [Cohe] Cohen, A.; Ryan, R. D.: *Wavelets and Multiscale Signal Processing*. London/New York/Madras, Chapman&Hall, 1995.
- [COMS] *COMSOL Multiphysics. User's Guide*. COMSOL, 2005.
- [Cool] Cooley, J. W.; Tukey, J. W.: *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*. Math. Comput. 1965, **19**, S. 297–301.
- [Daub] Daubechies, I.: *Ten Lectures on Wavelets*. Philadelphia, Society for Industrial and Applied Mathematics, 1992.
- [Davi] David, B.; Kobs. R.: *Niederfrequentes Rauschen von magnetoresistiven Sensoren*. Vortrag IV MR-Symposium, Tagungsband, IMO, Wetzlar, 1997.
- [Dehm] Dehm, G.: *Induction Sensors*. Hrsg.: Boll, R.; Overshott, K. J.: Magnetic Sensors. Weinheim, VCH, 1989.

- [Dett] Dettmann, F.; Bettner, C.; Loreit, U.: *Neue Konzepte für die hochempfindliche Feldmessung mit magnetoresistiven Sensoren*. Vortrag IV MR-Symposium, Tagungsband, IMO, Wetzlar, 1997.
- [Deut] Deutsch, V.; Platte, M.; Schuster, V.; Deutsch, W.: *Die Röntgenprüfung*. Wuppertal, Castell-Verl., 2006.
- [Diet] Dietmeyer, K.; Döscher, M.; Waffenschmidt, E.: *Zur Genauigkeit eines statischen Trimmverfahrens für MR-Winkelsensoren am Beispiel des KMZ41*. Vortrag V MR-Symposium, Tagungsband, IMO, Wetzlar, 1999.
- [Dob1] Dobmann, G.: *Magnetic Leakage Techniques in NDT. A State-of-the-Art Survey of the Capabilities for Defect Detection and Sizing*. Hrsg.: Lord, W.: *Electromagnetic methods of NDT*, London, Gordon&Breach, 1985, S. 71-95.
- [Dob2] Dobmann, G.: *Streuflussverfahren*. IZFP-Bericht Nr. 780333-TW, Saarbrücken, 1978.
- [Dob3] Dobmann, G.; Höller, P.: *Physical Analysis Methods of Magnetic Flux Leakage*. Hrsg.: Sharpe, R. S.: *Research techniques in NDT*, London, Academic Press, 1980, S. 39-69.
- [Dyak] Dyakin, V. V.; Umegalina, O. V.; Raevskii, V. Y.: *A Field of a Finite Defect in the Three Dimensional Space*. Defektoskopiya, 2005, **8**, S. 28-42.
- [Eber] Ebert, H.; Vernes, A.; Banhart, J.: *Anisotropic electrical resistivity of ferromagnetic Co-Pd and Co-Pt alloys*. Phys. Rev., 1996, **54**, S. 8479.
- [Elec] *Electromagnetics Module. User's Guide*. COMSOL, 2005.
- [För1] Förster, F.: *A Method for the Measurement of DC Field Differences and its Application to Nondestructive Testing*. Nondestructive Testing, 1955, **13**, S. 31-41
- [För2] Förster, F.: *On the Way from the Know-How to Know-Why in the Magnetic Leakage Field Method of Nondestructive Testing. Part I and II*. Mat. Eval. 1985, **43**, S. 1154, siehe auch S. 1398.
- [Gabo] Gabor, D.: *Theory of Communication*. J. Inst. Elec. Eng. 1946, **93**, S. 429-457.
- [Gint] Ginter, K.; Sutor, A.: *Simulation von AMR-Sensoren*. Vortrag V, MR-Symposium, Tagungsband, IMO, Wetzlar, 1999.
- [Gloc] Glocker, R.: *Materialprüfung mit Röntgenstrahlung unter besonderer Berücksichtigung der Röntgenmetallkunde*. 5. erweiterte Auflage, Berlin/Heidelberg/New York, 1971.
- [Göpe] Göpel, W.; Hesse, J.; Zemel, J. N.: *Sensors: a comprehensive survey. Vol. 5. Magnetic Sensors*. New York, Cambridge, 1989.
- [Gree] Green, M. I.: *Search Coils*. Hrsg.: Turner, S.: *Measurement and Alignment of Accelerator and Detector Magnets*. Genf, CERN, 1998.
- [Grün] Grünberg, P. et al.: *Layered Magnetic Structures: Evidence for Antiferromagnetic Coupling of Fe Layers Across Cr Interlayers*. Phys. Rev. Lett. 1986, **57**, S. 2442.
- [Hart] Hartmann, U.: *Magnetic Multilayers and Giant Magnetoresistance: Fundamentals and Industrial Applications*. Berlin/Heidelberg, Springer, 1999.



- [Hill] Hillemeier, B.: *Das Erkennen von Spanndrahtbrüchen an einbetonierten Spannstählen*. Betontag, Tagungsband, Wiesbaden, 1993.
- [Ilo] Ilo, A. et al.: *Sputtered Search Coils for Flux Distribution Analyses in Laminated Magnetic Cores*. J. Phys. IV France, 1998, **8**, S. 733-736.
- [Jack] Jackson, J. D.: *Klassische Elektrodynamik*. 3. überarbeitete Auflage, Berlin/New York, Walter de Gruyter, 2002.
- [Jung] Jung, M.; Langer, U.: *Methode der finiten Elemente für Ingenieure*. 1. Auflage, Stuttgart/Leipzig/Wiesbaden, Teubner, 2001.
- [Kasp] Kaspar, P.; Ripka, P.: *Induction Coils: Voltage Versus Current Output*. Imeko World Congress, 2000, Wien.
- [Klo1] Kloster, A.; Kröning, M.; Smorodinsky, J.; Ustinov, V.: *Linear Magnetic Stray Flux Array Based on GMR Gradiometers*. NDE 2002, Proceedings, 5. Dezember, 2002, Chennai.
- [Klo2] Kloster, A.; Wang, J.; Netzelmann, U.: *Photothermisch modulierte Streufelder - Ein Verfahren zur Charakterisierung technischer magnetischer Werkstoffe mit hoher Ortsauflösung*. DGZfP-Jahrestagung 2001, Tagungsband, 21. Mai, 2001, Berlin.
- [Knel] Kneller, E.: *Ferromagnetismus*. Berlin, Springer, 1962.
- [Krau] Krause, H.-J. et al.: *SQUID array for magnetic inspection of prestressed concrete bridges*. Physica C. 2002, **368**, S. 91-95.
- [Krau] Krautkrämer, H., Krautkrämer, J.: *Werkstoffprüfung mit Ultraschall*. Berlin/Heidelberg/New York, Springer, 1986.
- [Kurz] Kurz, J. H.: *Verifikation von Bruchprozessen bei gleichzeitiger Automatisierung der Schallemissionsanalyse an Stahl- und Stahlfaserbeton*. Dissertation, Universität Stuttgart, Institut für Werkstoffe im Bauwesen, 2006.
- [Louk] Loukyanets, S.; Snarskii, A.; Shamonin, M.; Bakaev, V.: *Calculation of Magnetic Leakage Field from a Surface Defect in a Linear Ferromagnetic Material: An Analytical Approach*. NDT&E International, 2003, **36**, S. 51-55.
- [Lush] Lush, M. J.: *Rotating Coil Gaussometers*. Instruments and Control Systems, 1964, S. 111-113.
- [Magn] *Magnetic Particle Inspection*. MIL-STD-1949, Washington DC, Departement of Defense, 1985.
- [Mais] Maisl, M. et al.: *Process Monitoring using Three Dimensional Computed Tomography and Automatic Image Processing*. 9. Europäische Konferenz für Zerstörungsfreie Prüfung, Tagungsband, 27. September, 2006, Berlin.
- [Mall] Mallat, S. G.: *A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation*. IEEE Pat. Anal. Mach. Intell. 1989, **11**, S. 674-693.
- [McCo] McCord, J.; Hubert, A.; Schöpfer, G.; Loreit, U.: *Domain Observation on Magneto-resistive Sensor Elements*. IEEE Trans. Magn. 1996, **32**, S. 4806-4808.

- [Muzs] Muzshizkii, V. F.: *A Model of a Surface Defect and Calculation of the Topography of its Magnetic Field for Tangential Magnetization with Alternative Magnetic Field. A Quasi Stationary Case*. Defektoskopiya, 2003, **10**, S. 3-17.
- [Netz] Netzelmann, U. et al.: *Schaffung eines Netzwerks zur Fertigung von Array-Sensoren für die zerstörungsfreie Prüfung auf Basis mikrosystemtechnischer Lösungen*. Bericht Nr. 050137-TW, Saarbrücken, IZFP, 2005.
- [Nies] Niese, F.; Yashan, A.; Willems, H.: *Wall Thickness Measurement Sensor for Pipeline Inspection using EMAT Technology in Combination with Pulsed Eddy Current and MFL*. 9. Europäische Konferenz für Zerstörungsfreie Prüfung, Tagungsband, 27. September, 2006, Berlin.
- [Nürn] Nürnberger, U.: *Mehr Sicherheit im Spannbetonbau; Chloridgehalte und Feuchte beachten; Korrosion behindern*. Maschinenmarkt 95, 1989, S. 30-40, 68-72 und 128-134.
- [Osbo] Osborn, J. A.: *Demagnetizing Factors of the General Ellipsoid*. Phys. Rev. 1945, **67**, S. 351-357.
- [Pann] Pannetier, M.; Fermon, C.; Le Goff, G; Simola, J; Kerr, E.: *Femtotesla Magnetic Field Measurement with Magneto-resistive Sensors*. Science, 2004, **304**, S. 1648 - 1650.
- [Park] Parkin, S. S. P.: *Systematic variation of the strength and oscillation period of indirect magnetic exchange coupling through the 3d, 4d, and 5d transition metals*. Phys. Rev. Lett. 1991, **67**, S. 3598- 3601.
- [Pash] Pashagin, A. I.; Yakovleva, N. V.: *The Magnetic Field of a Defect Sloped to the Surface of a Part*. Russian Journal of Nondestructive Testing, 1994, **30**, S. 367-372.
- [Prih] Prihoda, K. et al.: *MAVACS-A New System for Creating a Non-Magnetic Environment for Paleomagnetic Studies*. Geologia Iberica, 1989, **12**, S. 223
- [Rijk] Rijks, T.; Folkerts, W.; Kools, J.; de Jonge, W.; Coehooren, R.: *Magneto-resistance in NiFe/Cu/NiFe/FeMn Spin Valves with Low Coercivity and Ultrahigh Sensitivity*. Appl. Phys. Lett. 1994, **65**, S. 916-1918.
- [Ripk] Ripka, P.: *Magnetic Sensors and Magnetometers*. Boston/London, Artech House, 2001.
- [Rühr] Rührig, M. et al.: *Domain Observations on Fe-Cr-Fe Layered Structures*. Phys. Stat. Sol (a). 1991, **125**, S. 635.
- [Sche] Scheel, H.: *Spannstahlbruchortung an Spannbetonbauteilen mit nachträglichem Verbund unter Ausnutzung des Remanenzmagnetismus*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 1997.
- [Schm] Schmidt, J. T.; Skeie, K.; McIntire, P.: *Nondestructive Testing Handbook. Vol. 6. Magnetic Particle Testing*. 2. edition, American Society of Nondestructive Testing, 1989.
- [Schr] Schreiber, J. et al.: *Optimierung der Tiefzieheignung von Blechen mittels zerstörungsfreier Prüfverfahren*. DFG-Bericht Nr. KR 1232/26, Saarbrücken, 2005.
- [Shch] Shcherbinin, V. E., Gorkunov, E. S.: *Magnetic Non-destructive Testing*. Ekaterin-

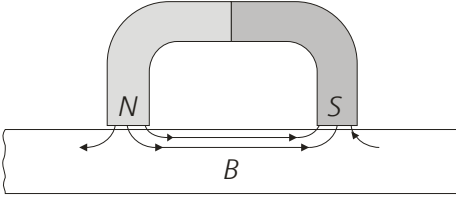
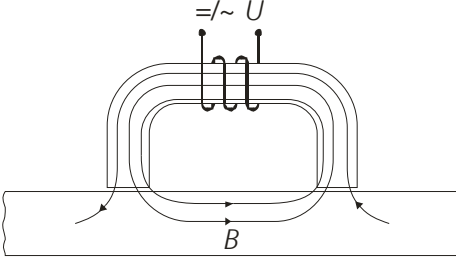
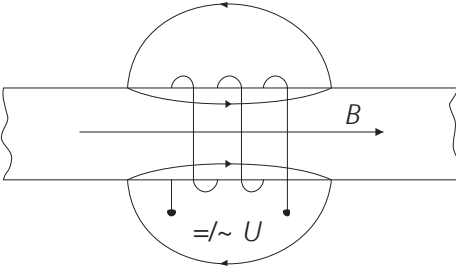
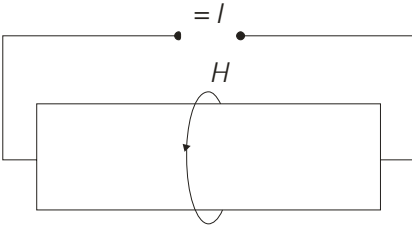
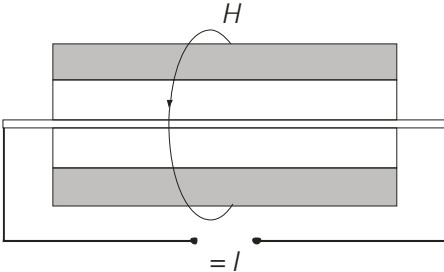
burg, Ural Department of RAS, 1996.

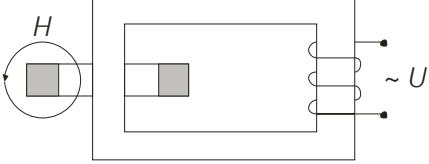
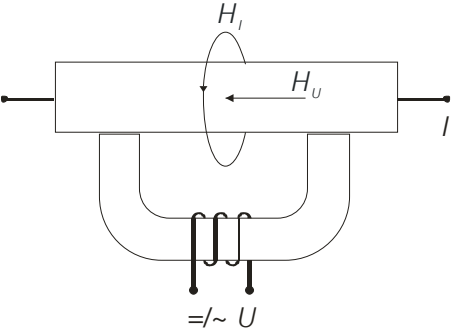
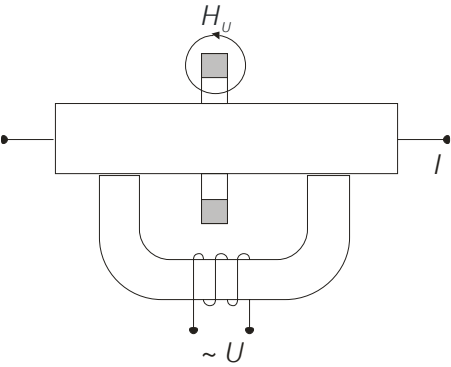
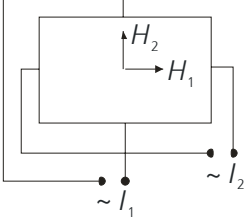
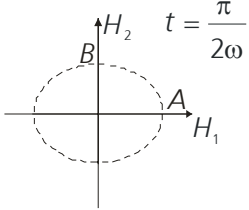
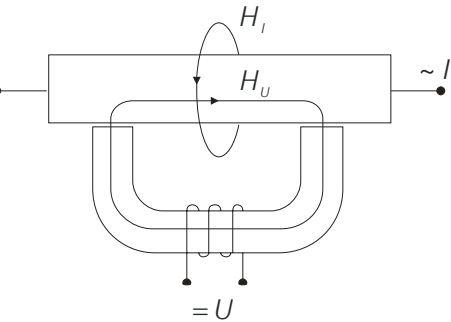
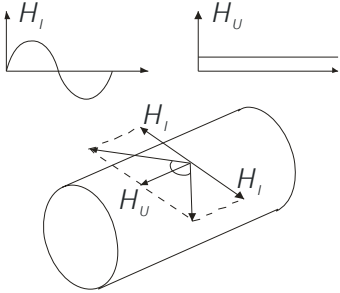
- [Shu1] Shur, M. L.; Shcherbinin, V. E.: *Magnetostatic Field Generated by a Flaw in a Plane-Parallel Plate*. Russian Journal of Nondestructive Testing, 1977, **3**, S. 92-96.
- [Shu2] Shur, M. L.; Zagidulin, R. V.; Shcherbinin, V. E.: *Calculation of the Field of a Surface Flaw in a Nonlinear Ferromagnetic Medium*. Defektoskopiya, 1986, **2**, S. 3-9.
- [Shu3] Shur, M. L.; Zagidulin, R. V.; Shcherbinin, V. E.: *Theoretical Problems of the Formation of a Field of a Surface Defect*. Russian Journal of Nondestructive Testing, 1988, **34**, S. 153-163.
- [Smi1] Smith, C. H.; Schneider, R. W.: *Chip-Size Magnetic Sensor Arrays*. Nonvolatile Electronics, Sensors EXPO, Tagungsband, 21. März, 2002, Wetzlar.
- [Smi2] Smith, C. H.; Schneider, R. W.: *GMR and SDT Sensors and Arrays for Low-Field Magnetic Applications*. Nonvolatile Electronics, Sensors EXPO, Tagungsband, 21. März, 2000, Wetzlar.
- [Stef] Stefan, M.: *Technologiefrüherkennung: XMR-Technologien*. Düsseldorf, Verein Deutscher Ingenieure, 1997.
- [Stra] Stratton, J. A.: *Electromagnetic Theory*. New York/London, McGraw-Hill, 1941.
- [Stut] Stutzke, N. A. et al.: *Low-frequency noise measurements on commercial magnetoresistive magnetic field sensors*. J. Appl. Phys. 2005, **97**, S. 10Q107.
- [Syku] Sykulski, J. K.: *Computational Magnetism*. London, Chapman&Hall, 1984.
- [Szi1] Zielasko, K.: *Aufbau eines modularen Messsystems auf Softwarebasis zur zerstörungsfreien Charakterisierung des Versprödungszustandes von kupferhaltigen Stählen*. Diplomarbeit, Hochschule für Technik und Wirtschaft, Saarbrücken, 2001.
- [Szi2] Zielasko, K.; Scheel, H.; Dobmann, G.; Kloster, A.; Hillemeier, B.: *High-Speed, High-Resolution Magnetic Flux Leakage Inspection of Large Flat Surfaces*. 9. Europäische Konferenz für Zerstörungsfreie Prüfung, Tagungsband, 27. September, 2006, Berlin.
- [Szi3] Zielasko, K.; Kloster, A.: *Referenzfehlerkatalog*. IZFP-Ergebnisbericht Nr. 070220-E, Saarbrücken, 2006.
- [Udpa] Udpa, S. S.; Moore, P. O.: *Nondestructive Testing Handbook. Electromagnetic Testing*. 3. Auflage, Columbus, American Society for Nondestructive Testing, 2004.
- [Ueta] Uetake, I.; Ito, H.: *Lift-Off Effect and Its Application to the Defect Size Estimation in the Magnetic Leakage Flux Method*. Transaction of National Research Institute for Metals, 1986, **28**, S. 177-187.
- [Vet1] Vetterlein, T.; Simpson, C.: *Automated Magnetic Particle and Dye Penetrant Inspection Process by using System Integrated Machine Vision*. British Institute of Nondestructive Testing, Annual Conference, Proceedings, 2004.

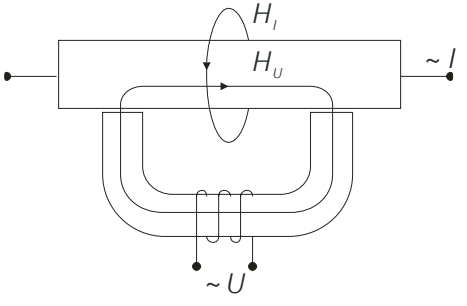
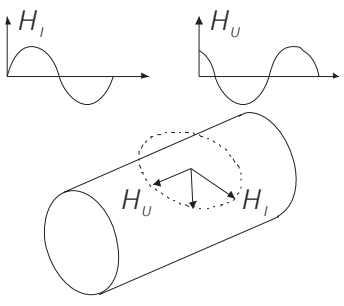
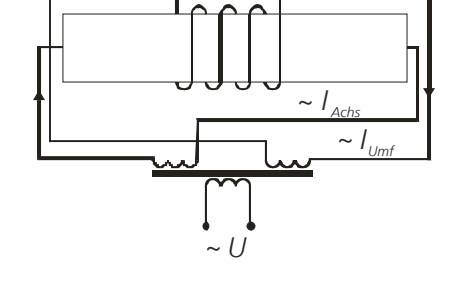
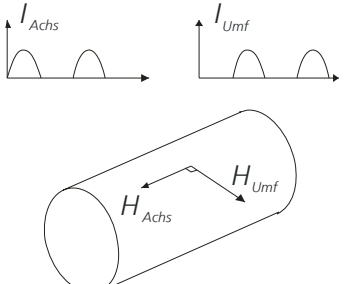
- [Vet2] Vetterlein, T.: *Entwicklung und Aufbau von produktionsintegrierten, vollautomatischen Magnetpulver-Rissprüfanlagen mit Machine Vision gestützter Defekterkennung sowie unabhängiger Parameter- und Ergebnisdokumentation*. Dissertation, Saarbrücken. 2006.
- [Wang] Wang, D.; Nordmann, C.; Daughton, J. M.; Qian, Z.; Fink, J.: *70% TMR at Room Temperature for SDT Sandwich Junctions With CoFeB as Free and Reference Layers*. IEEE Tans. Magn. 2004, **40**, S. 2269-2271.
- [Yash] Yashan, A.; Becker, R.; Dobmann, G.: *Use of GMR-Sensors for Eddy Current Testing*. International Workshop on Electromagnetic Nondestructive Evaluation, 6. Juni, 2000, Budapest.
- [Zag1] Zagidulin, R. V.: *Calculation of the Remanent Magnetic Field of a Continuity Defect in a Ferromagnetic Article*. Russian Journal of Nondestructive Testing, 1998, **34**, S. 727-731.
- [Zag2] Zagidulin, R. V.; Igumnova, N. B.; Shcherbinin, V. E.: *Identification of Discontinuities in Magnetic Flaw Inspection*. Russian Journal of Nondestructive Testing, 1994, **30**, S. 380-389.
- [Zol1] Zolotovskii, A. B.; Lopatin, V. V.; Shleenkov, A. S.: *Solution of Reciprocal Problem of Magnetic Flaw Detection through Calculation of Multipole Moments of an Elliptic Flaw*. Russian Journal of Nondestructive Testing, 2000, **36**, S. 800-814.
- [Zol2] Zolotovskii, A. B.; Shur, M. L.; Zagidulin, R. V.: *Effect of Nonlinearity of the Ferromagnetic Medium on the Formation of a Magnetostatic Field of an Internal Defect*. Defektoskopiya, 1989, **5**, S. 42-50.

## Anhang A

### Magnetisierungsmethoden

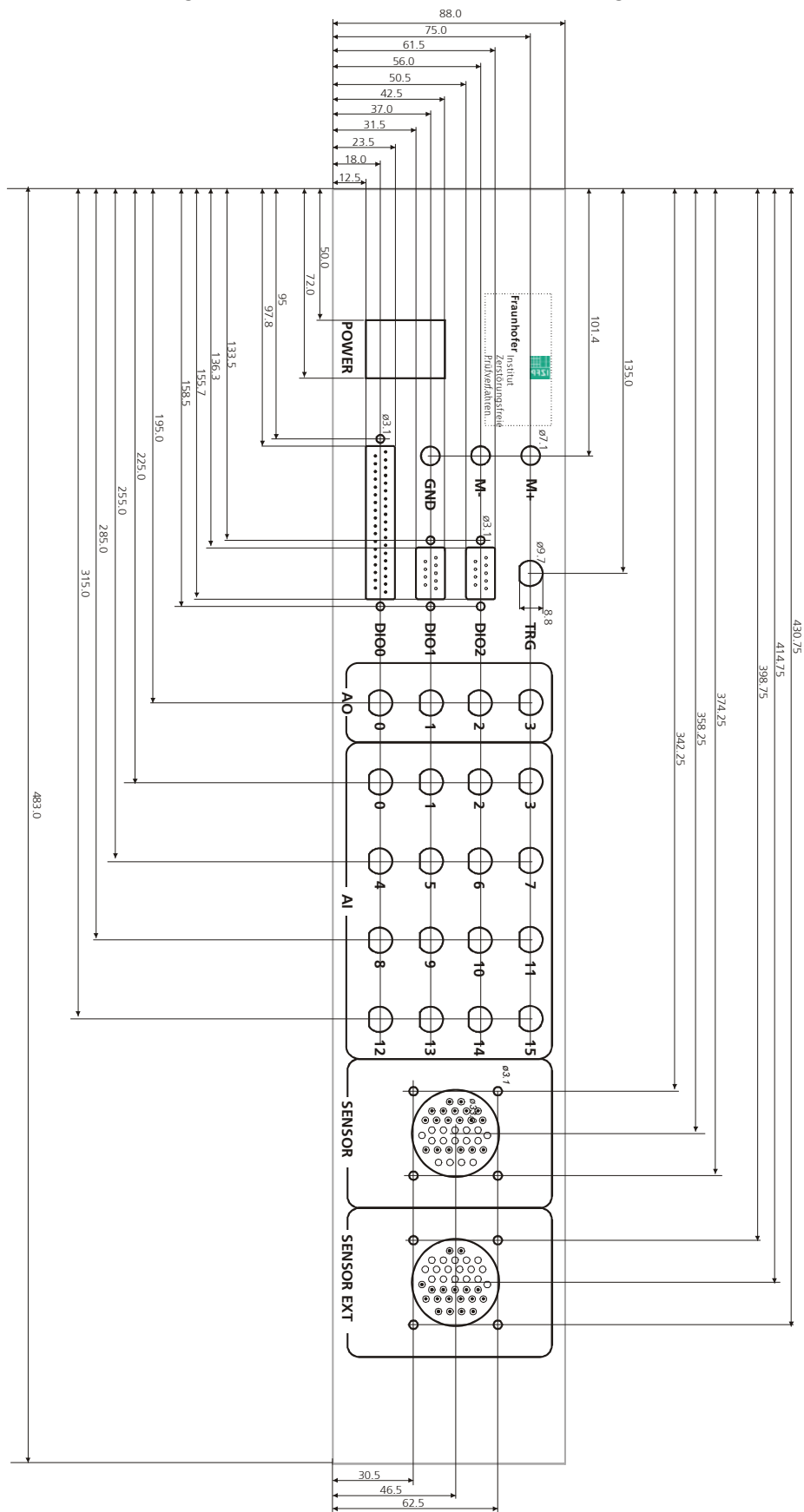
| Nr. | Bezeichnung                            | Schematische Darstellung   | Erläuterungen                           |
|-----|--|--|---|
| 1   | Permanentmagnet                        |    | Prüfung erfolgt zwischen den Polschuhen |
| 2   | Elektromagnet                          |    | Prüfung erfolgt zwischen den Polschuhen |
| 3   | Spule (Solenoid)                       |   | Prüfung auf Umfangsfehler               |
| 4   | Stromdurchflutung durch das Prüfobjekt |  | Prüfung auf Axialfehler                 |
| 5   | Mit Hilfe von Stromschienen            |  | Hohle Prüfobjekte                       |

|    |   |   |  |
|----|---|---|--|
| 6  | Mittels Strominduktion im Prüfobjekt  |    | Wechselfeldmagnetisierung  |
| 7  | Stromdurchflutung durch das Prüfobjekt mit einem Elektromagneten                      |    | Einstellbare bzw. wechselnde Magnetisierungsrichtung   |
| 8  | Zirkular- und Induktionsstrom   |   | Wechselstrom im Elektromagneten  |
| 9  | Ströme sind 90° phasenverschoben  |  | $H_1 = A \sin \omega t$ $H_2 = B \cos \omega t$  |
| 10 | Elektromagnet mit Gleichstrom und Stromdurchflutung durch das Objekt mit Wechselstrom |  |    |

|                  |   |  |   |
|------------------|---|--|---|
| <p><b>11</b></p> | <p>Elektromagnet mit Wechselstrom und Stromdurchflutung durch das Objekt mit Wechselstrom</p> |  |  |
| <p><b>12</b></p> | <p>Zylinderspule und Stromdurchflutung durch das Prüfobjekt</p>                               |  |  |

# Anhang B

## Frontplatte der Entwicklungsplattform mit Maßen und Beschriftungen





## Anhang C

Pinbelegung der Anschlussstecker der Entwicklungsplattform

Hauptanschluss „SENSOR“

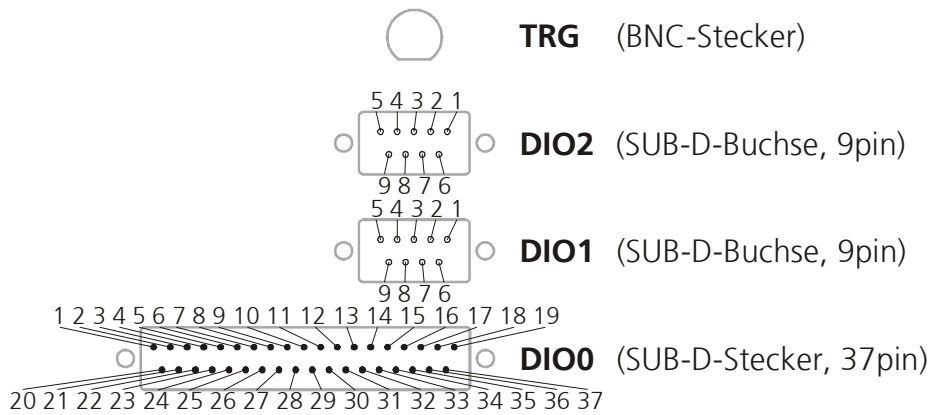
|  |   |       |   |      |   |      |   |      |
|--|---|-------|---|------|---|------|---|------|
|  | A | -12 V | K | AO3  | V | AI13 | e | p1.6 |
|  | B | AI5   | L | AO2  | W | AI14 | f | p1.7 |
|  | C | AI11  | M | AO1  | X | AI19 | g | AI7  |
|  | D | Amp + | N | AO0  | Y | p1.1 | h | AI8  |
|  | E | Amp - | P | DGND | Z | p1.0 | i | p1.3 |
|  | F | AI15  | R | p2.0 | a | AI3  | j | p1.2 |
|  | G | AI10  | S | p2.1 | b | AI2  | k | p1.4 |
|  | H | +12 V | T | AI6  | c | AI1  | m | p1.5 |
|  | J | AI4   | U | AI12 | d | AI0  |   |      |

Zusatzanschluss „SENSOR EXT“

|  |   |       |   |       |   |       |   |      |
|--|---|-------|---|-------|---|-------|---|------|
|  | A | DGND  | K | AI19  | V | p0.13 | e | AI27 |
|  | B | p0.5  | L | AI18  | W | p0.14 | f | p0.1 |
|  | C | p0.11 | M | AI17  | X | p0.10 | g | p0.7 |
|  | D | NC    | N | AI16  | Y | p0.4  | h | p0.8 |
|  | E | NC    | P | AI20  | Z | AI30  | i | p0.3 |
|  | F | p0.15 | R | AI26  | a | AI24  | j | AI29 |
|  | G | p0.10 | S | p0.0  | b | AI23  | k | AI28 |
|  | H | AI31  | T | p0.6  | c | AI22  | m | p0.2 |
|  | J | AI25  | U | p0.12 | d | AI21  |   |      |

## Anhang D

Pinbelegung der SUB-D-Schnittstellen der Entwicklungsplattform



|         |       |         |       |         |       |         |      |        |      |
|---------|-------|---------|-------|---------|-------|---------|------|--------|------|
| DIO0 1  | p0.0  | DIO0 13 | p0.22 | DIO0 25 | p0.9  | DIO0 37 | AGND | DIO2 3 | p2.4 |
| DIO0 2  | p0.2  | DIO0 14 | p0.24 | DIO0 26 | p0.11 | DIO1 1  | p1.0 | DIO2 4 | p2.6 |
| DIO0 3  | p0.4  | DIO0 15 | p0.26 | DIO0 27 | p0.13 | DIO1 2  | p1.2 | DIO2 5 | DGND |
| DIO0 4  | p0.6  | DIO0 16 | p0.28 | DIO0 28 | p0.15 | DIO1 3  | p1.4 | DIO2 6 | p2.1 |
| DIO0 5  | p0.8  | DIO0 17 | p0.30 | DIO0 29 | p0.17 | DIO1 4  | p1.6 | DIO2 7 | p2.3 |
| DIO0 6  | p0.10 | DIO0 18 | -5 V  | DIO0 30 | p0.19 | DIO1 5  | DGND | DIO2 8 | p2.5 |
| DIO0 7  | p0.12 | DIO0 19 | +5 V  | DIO0 31 | p0.21 | DIO1 6  | p1.1 | DIO2 9 | p2.7 |
| DIO0 8  | DGND  | DIO0 20 | p0.1  | DIO0 32 | p0.23 | DIO1 7  | p1.3 | TRG    | P2.0 |
| DIO0 9  | p0.14 | DIO0 21 | p0.3  | DIO0 33 | p0.25 | DIO1 8  | p1.5 |        |      |
| DIO0 10 | p0.16 | DIO0 22 | p0.5  | DIO0 34 | p0.27 | DIO1 9  | p1.7 |        |      |
| DIO0 11 | p0.18 | DIO0 23 | p0.7  | DIO0 35 | p0.29 | DIO2 1  | p2.0 |        |      |
| DIO0 12 | p0.20 | DIO0 24 | DGND  | DIO0 36 | p0.31 | DIO2 2  | p2.2 |        |      |

## Anhang E

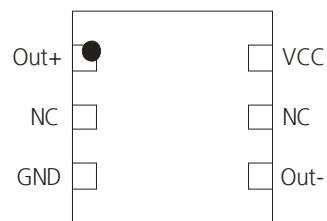
Datenblatt, ABL004-10 (NVE)

| Parameter                                       | Min               | Typ   | Max             | Einheit         |
|---|-------------------|-------|-----------------|-----------------|
| Widerstand des einzelnen GMR-Elementes bei 25°C | 4K                | 5K    | 7K              | Ohms            |
| Versorgungsspannung                             | <math><1^1</math> |       | 30 <sup>1</sup> | Volt            |
| Betriebstemperaturbereich                       | -50               |       | +150            | °C              |
| Offset-Spannung                                 | -4                |       | +4              | mV/V            |
| Linearer Bereich                                | ±0,5              |       | ±10             | mT              |
| Linearität                                      | 98                |       |                 | % <sup>2</sup>  |
| Hysterese                                       |                   |       | 2               | % <sup>2</sup>  |
| Sättigungsfeld                                  | -18               |       | +18             | mT <sup>3</sup> |
| Empfindlichkeit des einzelnen GMR-Elementes     |                   | 0,4   |                 | %ΔR/mT          |
| Maximale Ausgangsspannung                       |                   | 80    |                 | mV/V            |
| Temperaturkoeffizient des GMR-Elementes         |                   | +0,11 |                 | %/°C            |
| Elektrostatistische Entladung                   |                   | 400   |                 | V               |
| Lagerungstemperaturbereich                      | -65               |       | +170            | °C              |

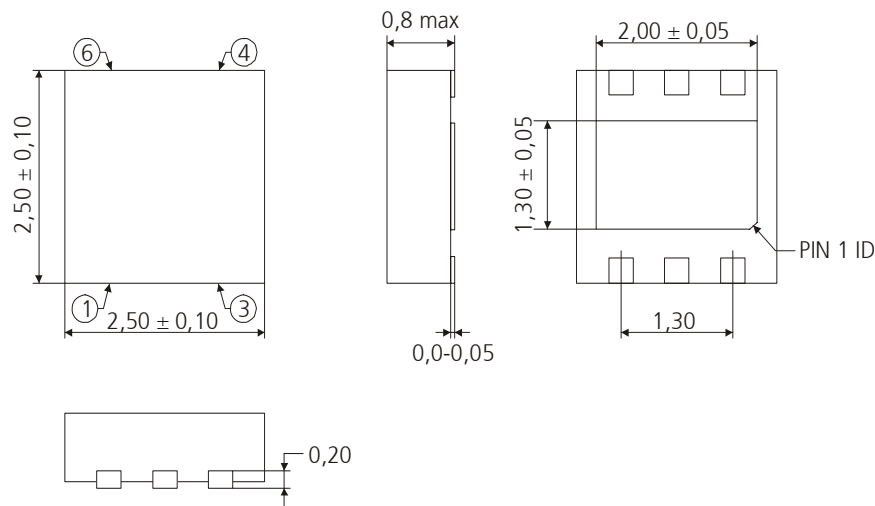
Bemerkungen:

1. ABL-Sensoren besitzen einen rein ratiometrischen Ausgang. Sie können auch mit einer Spannung von 0,1 V und darunter betrieben werden. Das Ausgangssignal ist proportional zu der Versorgungsspannung. Maximale Versorgungsspannung ist durch die Wärmeabführung des Gehäuses sowie die jeweilige Anwendung begrenzt.
2. Linearität und Hysterese wurden im linearen Bereich bei unipolarer Versorgungsspannung gemessen.
3. Messung der Magnetfelder außerhalb dieses Bereichs ist aufgrund der Sättigung nicht möglich. Sättigung führt nicht zu einer Beschädigung des Sensors.

Pin-Belegung



TDFN6-Gehäuse 2,5 mm x 2,5 mm



## **Eidesstattliche Erklärung**

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

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

Albert Kloster

Saarbrücken, den 09.04.2008