

# Entwicklung messtechnischer Module zur mehrparametrischen elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung und -prüfung



**Dissertation**

zur Erlangung des Grades  
des Doktors der Ingenieurwissenschaften  
der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultäten  
der Universität des Saarlandes

von

**Dipl.-Ing. (FH) Klaus Zielasko**

Saarbrücken, 2009

Tag des Kolloquiums: 18.08.2009

Dekan: Prof. Dr. Stefan Diebels

Berichterstatter: 

1. Prof. Dr. Michael Kröning
2. Prof. Dr. Herbert Wiggenhauser
3. Prof. Dr. Tilo Baumbach

# VORWORT

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als Mitarbeiter des Fraunhofer-Instituts für Zerstörungsfreie Prüfverfahren (IZFP).

Meinem Betreuer und ersten Gutachter, Herrn Prof. Dr. Michael Kröning, danke ich für die Möglichkeit, die Arbeit am IZFP durchführen zu dürfen sowie für seine freundliche Unterstützung und viele hilfreiche Unterhaltungen.

Herrn Prof. Dr. Herbert Wiggerhauser danke ich für die Übernahme des Zweitgutachtens, Herrn Prof. Dr. Tilo Baumbach für die Erstellung des Drittgutachtens.

Frau Dr. Iris Altpeter bin ich zu besonderem Dank verpflichtet für die großartige Unterstützung meines Forschungsdranges und unzählige fachliche Gespräche, auf denen meine Kenntnisse der mikromagnetischen Multiparameter-Analyse beruhen, sowie für die Aufwendung ihrer Freizeit zum Lesen der Entwürfe meiner Arbeit.

Herrn Dr. Gerd Dobmann danke ich für viele fachliche Diskussionen, in denen er mein Verständnis mikromagnetischer Prozesse durch sein umfassendes Wissen und seinen Erfahrungsschatz bereichern konnte.

Frau Melanie Kopp danke ich dafür, dass sie mir die 3MA-Gerätetechnik nahe gebracht und sehr zum Verständnis der Herausforderungen bei der Anwendung mikromagnetischer Verfahren in der Praxis beigetragen hat.

Herrn Dr. Gerhard Hübschen danke ich für die hilfreiche Begleitung meiner Experimente zur dynamischen Magnetostriktion und das Einbringen seiner langjährigen Erfahrung auf dem Gebiet der elektromagnetischen Ultraschallanregung.

Den Herren Peter Schorr und Harald Kopp danke ich für viele nützliche Ideen zum industrietauglichen Aufbau des entwickelten Prüfgerätes.

Herrn Dr. Ludwig von Bernus danke ich für sein Interesse an der neuen Prüfgerätegeneration und der Knüpfung erster Kundenkontakte zur Vermarktung.

Darüber hinaus danke ich allen Mitarbeitern der Abteilung KK1 für ihren Beitrag zum angenehmen Arbeitsumfeld.

## KURZFASSUNG

Die elektromagnetische Werkstoffcharakterisierung und -prüfung auf der Basis mikromagnetischer Effekte bieten in der Form, wie sie am Fraunhofer IZFP betrieben werden, eine Fülle von Anwendungsmöglichkeiten, beispielsweise die zerstörungsfreie Bestimmung von Härte und Härtetiefe ferromagnetischer Stähle. Die Leistungsfähigkeit mikromagnetischer Verfahren wurde bereits in der Vergangenheit an zahlreichen Aufgabenstellungen der Stahlindustrie, vieler Automobilhersteller und deren Zulieferer nachgewiesen. Trotz dieses Markterfolges bestehen Herausforderungen in der Reproduzierbarkeit der Prüfkopf- und Geräteeigenschaften, der Temperatur- und Verschleißstabilität der Messwerte sowie den Herstellungskosten.

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Entwicklung neuer messtechnischer Module, welche das Anwendungsspektrum der gegenwärtigen mikromagnetischen Prüftechnik erreichen und sich zugleich durch eine verbesserte Bewältigung der genannten Herausforderungen auszeichnen. Hierbei wurde das übergeordnete Ziel verfolgt, einen Großteil der Signalverarbeitung auf die Software zu verlagern und im Gegenzug die Hardware erheblich zu vereinfachen, um eine hohe Reproduzierbarkeit des Geräteaufbaus, eine hohe Alterungs- und Temperaturstabilität sowie niedrige Herstellungskosten zu erzielen. Als Ergebnis dieser Entwicklung wurde ein Prüfsystem aufgebaut, dessen Steuerelektronik vollständig im Prüfkopf Platz findet, wodurch das bisherige externe Steuergerät entfällt. Im Zuge der Geräteentwicklung wurden darüber hinaus die Mess- und Kalibrierverfahren weiterentwickelt, um eine höhere Messgenauigkeit und geringere Empfindlichkeit gegenüber alterungs-, temperatur- und verschleißbedingten Prüfgrößenänderungen zu erzielen sowie die Interpretation der Prüfergebnisse zu erleichtern.

Die Leistungsfähigkeit der neuen Prüfgeräte sowie der Mess- und Kalibrierverfahren wurde in verschiedenen Anwendungen und Untersuchungen aufgezeigt und mit dem Stand der Technik verglichen. Es konnte demonstriert werden, dass trotz radikal vereinfachter Hardware qualitativ die gleiche Messinformation erhalten wird und alle Zielgrößen mit der gleichen Genauigkeit bestimmt werden konnten wie mit der bisherigen Prüftechnik. Die gesteigerte Temperaturstabilität und Reproduzierbarkeit der messtechnischen Eigenschaften wurden nachgewiesen. Darüber hinaus wurde eine Reihe neuartiger Anwendungsmöglichkeiten demonstriert, welche sich aus der Flexibilität des größtenteils softwareseitigen Messvorganges ergeben.

## **ABSTRACT**

Electromagnetic materials characterization and inspection on the basis of micro-magnetic effects, as state of the art at Fraunhofer IZFP today, have numerous applications like, for example, non-destructive determination of hardness and hardening depth of ferromagnetic steel. The effectiveness of micro-magnetic methods has been demonstrated in different applications from the steel and automotive industry and their suppliers in the past. In spite of this success, challenges exist in the reproducibility of the probe and device properties, wear and temperature stability of the measured quantities and the manufacturing costs.

This work addresses the development of new metrological modules featuring the state-of-the-art range of application whilst showing an improved performance regarding the challenges listed above. The primary objective was to relocate the majority of signal processing to the software side, thereby simplifying the hardware in order to reach a higher reproducibility of the device production, a high stability towards aging and temperature influences as well as low manufacturing costs. As a result of this development, a new testing system was built which contains all electronics inside the probe, making an external controlling device unnecessary. In addition to this development, the measuring and calibrating methods were improved in order to achieve a higher accuracy and lower sensitivity towards aging, temperature and wear as well as to ease the interpretation of the results.

The effectiveness of the new device generation and the associated measuring and calibration methods was proven in different applications and experiments and compared to the state of the art. It was demonstrated that using the new device, despite its radically simplified hardware, qualitatively the same measuring information is obtained at the same accuracy as possible with state-of-the-art devices. An increased temperature stability and reproducibility of the metrological properties was demonstrated. Furthermore, some new applications were introduced which arise as a result of the device's versatility due to the mostly software-based measuring procedure.

## FORMELZEICHEN UND ABKÜRZUNGEN

H	–	magnetische Feldstärke [A/m]
B	–	magnetische Flussdichte [ $\text{Vs/m}^2 = \text{T(esla)}$ ]
$\phi$	–	magnetischer Fluss [ $\text{Vs} = \text{Wb (Weber)}$ ]
E	–	elektrische Feldstärke [V/m]
D	–	elektrische Flussdichte [ $\text{As/m}^2$ ]
$\psi$	–	elektrischer Fluss [ $\text{As} = \text{C(oulomb)}$ ]
$\mu_0$	–	Permeabilität des Vakuums, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$
$\mu_r$	–	Permeabilitätszahl eines Mediums (aufgrund magnetischer Polarisierbarkeit)
$\mu$	–	Permeabilität [ $\text{Vs/Am}$ ], $\mu = \mu_0 \mu_r$ , $\mu = \frac{dB}{dH}$
$\epsilon_0$	–	Permittivität des Vakuums, $\epsilon_0 \approx 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$
$\epsilon_r$	–	Permittivitätszahl eines Mediums (aufgrund elektrischer Polarisierbarkeit)
$\epsilon$	–	Permittivität [ $\text{As/Vm}$ ], $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ , $\epsilon = \frac{dD}{dE}$
$\sigma$	–	spezifische elektrische Leitfähigkeit [ $1/(\Omega\text{m}) = \text{S/m}$ ]
$\rho$	–	elektrische Ladungsdichte [ $\text{As/m}^3$ ]
$\Theta$	–	magnetische Durchflutung bzw. magnetische Spannung [A]
j	–	elektrische Stromdichte [ $\text{A/m}^2$ ]
h	–	Plancksches Wirkungsquantum ( $h \approx 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$ )
t	–	Zeit [s]
f	–	Frequenz [Hz, $\text{s}^{-1}$ ]
$\omega$	–	Kreisfrequenz [ $\text{s}^{-1}$ ]

- i – imaginäre Einheit
- U – elektrische Spannung [V]
- I – elektrische Stromstärke [A]
- R – elektrischer Widerstand [ $V/A = \Omega(\text{Ohm})$ ]:  $R = U/I$
- C – elektrische Kapazität [ $As/V = F(\text{arad})$ ]
- L – elektrische Induktivität [ $Vs/A = H(\text{enry})$ ]
- Z – elektrische Impedanz [ $V/A = \Omega(\text{Ohm})$ ]
- $\nabla$  – Nabla-Operator:  $\nabla = \left( \frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z} \right)$
- $\Delta$  – Laplace-Operator:  $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$
- RMSE – Standardfehler (engl. root mean square error),  $RMSE = \sqrt{(x_i - y_i)^2}$

# INHALT

---

<b>1</b>	<b>AUSGANGSSITUATION UND ZIELSETZUNG</b>	<b>1</b>
<b>1.1</b>	<b>AUSGANGSSITUATION</b>	<b>1</b>
<b>1.2</b>	<b>ZIELSETZUNG</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>THEORETISCHE GRUNDLAGEN</b>	<b>4</b>
<b>2.1</b>	<b>MAXWELLSCHE GLEICHUNGEN DER ELEKTRODYNAMIK</b>	<b>4</b>
<b>2.2</b>	<b>MAGNETISCHES VERHALTEN VON WERKSTOFFEN</b>	<b>6</b>
2.2.1	Paramagnetismus	7
2.2.2	Diamagnetismus	7
2.2.3	Ferromagnetismus	7
2.2.3.1	Magnetische Hysterese	10
2.2.3.2	Magnetostriktion und der magnetoelastische Effekt	12
<b>2.3</b>	<b>EINDRINGTIEFE ELEKTROMAGNETISCHER WECHSELFELDER IN MEDIEN</b>	<b>18</b>
<b>2.4</b>	<b>SENSOREFFEKTE ZUR MESSUNG DER MAGNETISCHEN FELDESTÄRKE</b>	<b>21</b>
2.4.1	Induktion	22
2.4.2	Hall-Effekt	23
2.4.3	Weitere Effekte zur Magnetfeldmessung	25
<b>3</b>	<b>STAND DER WISSENSCHAFT UND TECHNIK</b>	<b>28</b>
<b>3.1</b>	<b>ZERSTÖRUNGSFREIE PRÜFTECHNIK FÜR FERROMAGNETISCHE WERKSTOFFE</b>	<b>28</b>
3.1.1	Mikromagnetische Prüfverfahren – Messung magnetischer Eigenschaften zur Charakterisierung mechanischer Eigenschaften	28
3.1.1.1	Magnetisches Barkhausenrauschen	30
3.1.1.2	Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke	32
3.1.1.3	Wirbelstrom-Impedanzanalyse	35
3.1.1.4	Überlagerungspermeabilität	37
3.1.1.5	Spannungsabhängigkeit magnetischer Eigenschaften	39
3.1.2	Korrelation magnetischer Messgrößen zum Fehler- und Werkstoffzustand	40
3.1.2.1	Quantitative mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung	40
3.1.3	Mikromagnetische Prüftechnik	42
3.1.3.1	IZFP 3MA-II / QUALIMAX-II	43
3.1.3.2	IZFP BEMI (Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskop)	45
3.1.3.3	Diagnostics Introscan	47
3.1.3.4	Förster MAGNATEST® D	48
3.1.3.5	Stresstech RollScan und MicroScan	49
3.1.3.6	EMG IMPOC®	51
<b>3.2</b>	<b>HERAUSFORDERUNGEN MIKROMAGNETISCHER MESSTECHNIK</b>	<b>52</b>
3.2.1	Magnetische Ankopplung zwischen Prüfkopf und Probe	52
3.2.2	Einfluss der Temperatur auf Geräteelektronik und Werkstoffeigenschaften	53
3.2.3	Verschleiß	57
3.2.4	Orthogonalität des Merkmalsraums	58
3.2.5	Abhängigkeit der Prüfgrößen von Prüfgerät und Sensor	60
3.2.6	Abhängigkeit der Messwerte von den Geräteeinstellungen	62
3.2.7	Elektromagnetische Verträglichkeit im industriellen Umfeld	62

<b>4</b>	<b>ENTWICKLUNG MESSTECHNISCHER MODULE ZUR MEHRPARAMETRISCHEN ELEKTROMAGNETISCHEN WERKSTOFFCHARAKTERISIERUNG UND -PRÜFUNG</b>	<b>65</b>
<b>4.1</b>	<b>WEITERENTWICKLUNG DER MESS- UND PRÜFVERFAHREN</b>	<b>65</b>
4.1.1	Untersuchung der Ankopplungsabhängigkeit mikromagnetischer Prüfgrößen im Hinblick auf Verschleißschutz und Verschleißtoleranz	65
4.1.1.1	Luftspalt zwischen Polschuh und Probe	66
4.1.1.2	Luftspalte im Prüfkopf	71
4.1.1.3	Abstand zwischen Sensorelement und Probe	74
4.1.2	Normierung der Prüfgrößen	77
4.1.2.1	Berücksichtigung konstanter Übertragungsfunktionen	78
4.1.2.2	Abgleichverfahren für mikromagnetische Prüfgeräte	80
4.1.3	Weiterentwicklung der Kalibrierverfahren	81
4.1.3.1	Berücksichtigung von Prüfgrößendrifts in der Regressionsanalyse	82
4.1.3.2	Regressionsanalyse mit genetischen Algorithmen	86
4.1.3.3	Abschätzung der Genauigkeit einer Kalibrierung	88
<b>4.2</b>	<b>WEITERENTWICKLUNG DER PRÜFGERÄTETECHNIK</b>	<b>91</b>
4.2.1	Konzept	91
4.2.2	Hardwarelösung	93
4.2.3	Softwarelösung	95
4.2.4	Umsetzung der Prüfverfahren	99
4.2.4.1	Oberwellenanalyse	99
4.2.4.2	Barkhausenrauschenanalyse	99
4.2.4.3	Wirbelstrom- und Überlagerungspermeabilitätsprüfung	102
4.2.5	Temperaturstabilität	106
4.2.6	Abgleich und Langzeitstabilität	111
4.2.7	Herstellungskosten	114
4.2.8	Besonderes Potential der neuartigen Gerätetechnik	114
4.2.8.1	Wellenformeinprägende Magnetfeldregelung	114
4.2.8.2	Tiefenmagnetisierung zur Stabilisierung der Prüfgrößen	117
4.2.8.3	Ortsauflösende Werkstoffcharakterisierung	119
4.2.8.4	Akustische Messung der dynamischen Magnetostriktion	122
4.2.9	Zukunftsperspektive	125
<b>5</b>	<b>ANWENDUNGSBEISPIELE AUS DER PRAXIS</b>	<b>127</b>
<b>5.1</b>	<b>INDUSTRIELLE ANWENDUNGEN</b>	<b>127</b>
5.1.1	Messung der mechanischen Härte	127
5.1.2	Bestimmung der Randhärte tiefe	132
5.1.3	Bestimmung der Nitrierhärte tiefe	139
5.1.4	Quantitative Charakterisierung von Schleifbrandschädigung	142
5.1.5	Messung des plastischen Verformungsgrades	144
<b>5.2</b>	<b>ANWENDUNG DER NEUEN MESSTECHNISCHEN MODULE IN DER WERKSTOFFFORSCHUNG</b>	<b>150</b>
<b>6</b>	<b>ZUSAMMENFASSUNG, BEWERTUNG UND AUSBLICK</b>	<b>153</b>
<b>6.1</b>	<b>ZUSAMMENFASSUNG</b>	<b>153</b>
<b>6.2</b>	<b>BEWERTUNG DER ERZIELTEN ERGEBNISSE</b>	<b>154</b>
<b>6.3</b>	<b>AUSBLICK</b>	<b>155</b>
<b>7</b>	<b>LITERATURVERZEICHNIS</b>	<b>157</b>

# 1 Ausgangssituation und Zielsetzung

## 1.1 Ausgangssituation

Heinrich Barkhausen beschrieb im Jahre 1919, wie er sprunghafte Magnetisierungsvorgänge in Eisenstäben unter Einsatz einer damals neuartigen Verstärkertechnik hörbar machen konnte, wobei er an verschiedenen Eisensorten unterschiedlich starke Magnetisierungsgeräusche erhielt [Bark1919]. Er deutete in seiner Veröffentlichung an, dass man auf diese Weise „geradezu eine Methode zur Eisenuntersuchung aufbauen könnte“. Seit der Entdeckung des nach ihm benannten Barkhausen-Effektes ist die mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung in zunehmendem Maße Gegenstand weltweiter Forschung. Darüber hinaus befindet sich eine wachsende Zahl von Geräten zur mikromagnetischen zerstörungsfreien Prüfung im industriellen Einsatz. Ihre Funktionsweise beruht größtenteils auf der Tatsache, dass die Mikrostruktur eines ferromagnetischen Werkstoffes sowohl seine Reaktion auf mechanische Beanspruchungen (Wechselwirkung mit Versetzungen) als auch diejenige auf magnetische Felder (Wechselwirkung mit Blochwänden) beeinflusst. Auf magnetischem Wege messbare Größen sind dadurch mit den mechanisch-technologischen Kenngrößen des Werkstoffes korreliert.

Die mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung stellt dabei eine Teildisziplin der elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung dar. Neben dem magnetischen Barkhausenrauschen existieren weitere magnetische, magnetoelastische und auch elektrische Effekte, die für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung genutzt werden können. Beispielsweise bildet das Wirbelstromverfahren unter anderem die elektrischen Eigenschaften ab, und die dynamische Magnetostriktion spiegelt die magnetoelastischen Eigenschaften wider. Der in der Arbeit betrachtete Frequenzbereich elektromagnetischer Phänomene wird sich allerdings auf Frequenzen bis 10 MHz beschränken.

Eine wesentliche Herausforderung bei der elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung ist die Trennung der verschiedenen sich überlagernden materialabhängigen Effekte, die einen gemeinsamen Einfluss auf die Messgrößen besitzen. Durch die Wechselwirkung der Domänenstruktur mit der Mikrostruktur sowie infolge des magnetoelastischen Effektes bildet sich in den Prüfgrößen eine Vielzahl von Werkstoffeigenschaften ab, unter denen in der Praxis meistens jeweils nur eine von Interesse ist. Viele der elektromagnetisch messbaren Werkstoffeigenschaften besitzen darüber hinaus Temperaturkoeffizienten (Beispiel: elektrische Leitfähigkeit), die eine indirekte Bestimmung mechanisch-technologischer Kenngrößen unter Praxisbedingungen erschweren. Das IZFP hat zur Lösung dieser Prüfaufgabe einen Multiparameteransatz entwickelt [Altp1990]. Hinzu kommt schließlich noch die messtechnische Herausforderung, die magneti-

sche Ankopplung zwischen dem Sensor und dem zu prüfenden Bauteil langfristig reproduzieren zu können, um die messtechnisch bedingten Fehler gering zu halten.

Die Anwender erwarten von der Prüftechnik vor allem drei Eigenschaften: Leistungsfähigkeit, Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit. Zu hohe Anschaffungs- und Betriebskosten selbst zuverlässiger und leistungsfähiger Prüfgeräte halten viele Interessenten vom Kauf ab.

Durch systematische Nutzung des gegenwärtigen Standes verfügbarer messtechnischer Grundlagen, vor allem auf dem Gebiet der Mikroelektronik, der Signalverarbeitung und der Rechner-technik, liefert diese Arbeit einen Beitrag zur Weiterentwicklung der elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung und -prüfung. Die Zielsetzung wird im folgenden Abschnitt näher erläutert.

## 1.2 Zielsetzung

Motivation für die Arbeit waren die in den letzten Jahren zu beobachtenden Fortschritte in der physikalischen Messtechnik. Diese beruhen im Wesentlichen auf der fast revolutionär zu nennenden Entwicklung digitaler Bauelemente, einer um Größenordnung leistungsfähigeren Signalverarbeitung und – allgemein gesehen – Rechentechnik. Diese Fortschritte ermöglichen eine völlig neue Architektur im Gerätebau, wodurch die Mess- und Prüftechnik nicht nur wesentlich leistungsfähiger wird, sondern auch preiswerter und handlicher, und dies bei verkürzten Entwicklungszeiten.

Ziel dieser Arbeit war, diese Möglichkeiten zur Weiterentwicklung der Verfahren und der Gerätetechnik auf dem Gebiet der mehrparametrischen elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung und -prüfung zu nutzen. Es sollte aufgezeigt werden, welche Maßnahmen zu einer verbesserten Leistungsfähigkeit sowie einer Verringerung sowohl der Herstellungskosten als auch der Größe elektromagnetischer Prüfgeräte führen.

Das Gesamtziel wurde in folgende Teilziele untergliedert:

- Realisierung einer weitgehend digitalen Signalverarbeitung (vorzugsweise im PC, der das Prüfgerät steuert)

Die hohe Dynamik und die niedrigen Kosten heutiger Analog-Digital-Wandler sowie die hohe Rechenleistung der PCs machen eine größtenteils digitale Signalverarbeitung attraktiv. Die verringerte Bauteilanzahl und der weniger komplizierte Geräteaufbau ermöglichen eine höhere Temperaturstabilität sowie gesteigerte Zuverlässigkeit und Robustheit der Geräte, denn das Temperatur- und Alterungsverhalten der restlichen Komponenten in der Analogsignalverarbeitung ist durch Einsatz geeigneter Bauteile mit geringem Aufwand optimierbar.

- Nutzung von kommerziellen Funktionsbauelementen für eine technisch einfache und kostengünstig aufzubauende Gerätetechnik

Diesem Teilziel liegt die Annahme zugrunde, dass man den Aufbau vieler Prüfgeräte nahezu ohne Leistungseinbußen erheblich vereinfachen kann, wenn man nicht die vollständige Erfüllung theoretischer Annahmen in den Vordergrund der Entwicklung stellt, sondern die Verfahren an die Möglichkeiten optimierter Messtechnik anpasst. Mögliche Maßnahmen sind hierbei die Einschränkung der Prüf- und Analysierfrequenzbereiche, eine Begrenzung der Leistungsabgabe und der Betriebsarten der Magnetisierungsstufe sowie eine Vereinfachung der Magnetfeldsensorik.

- Aufzeigen neuer Anwendungsgebiete und Prüflösungen

Durch die digitale Signalverarbeitung und Verlagerung der Geräteintelligenz auf die PC-Seite können neue Einsatzgebiete erschlossen werden. Während die Prüftechnik stets unverändert bleibt, können kleine Softwareänderungen ihr eine völlig neue Funktionalität aufprägen. Beispielsweise können einmal aufgenommene Rohsignale gespeichert und nachträglich auf verschiedene Weise ausgewertet werden. Es können komplizierte Wellenformen angeregt werden, und die empfangenen Signale können z.B. im Frequenzbereich analysiert werden. Durch Variation der angeregten und analysierten Frequenzbereiche kann beispielsweise die Bestimmung oberflächennaher Werkstoffgradienten (oder ihre Unterdrückung) möglich werden, was z.B. für die Bestimmung von Härtetiefen- und Eigenspannungsgradienten von Interesse ist.

Die erreichten Ergebnisse werden anhand von Vergleichsmessungen an Referenzproben und Probenmaterial aus laufenden Forschungs- und Industrieprojekten des IZFP dokumentiert. Die Bewertung der erzielten Verbesserung wird, soweit möglich, durch einen Vergleich mit der bestehenden Prüfgerätetechnik des IZFP erfolgen.

## 2 Theoretische Grundlagen

### 2.1 Maxwell'sche Gleichungen der Elektrodynamik

James Clerk Maxwell hat in der zweiten Hälfte des 19. Jahrhunderts die Gaußschen Gesetze für das elektrische und magnetische Feld sowie das Ampèresche und Faradaysche Gesetz in vereinheitlichter Form zusammengefasst. Die dabei entstandenen Maxwell'schen Gleichungen beschreiben die Ursachen und die Wechselwirkung elektrischer und magnetischer Felder und spielen seither eine zentrale Rolle in Elektrotechnik und Physik.

Im Vakuum gelten folgende Zusammenhänge [Tipl1994], wobei in Abhängigkeit von der Darstellung die Permeabilität  $\mu_0$  oder Permittivität  $\epsilon_0$  des Vakuums aus den Gleichungen verschwinden und die Aussage der Gleichungen einfacher verständlich wird.<sup>1</sup>

- (1) Ladungen sind die Quellen des elektrischen Feldes. Die Divergenz des elektrischen Feldes  $\mathbf{E}$  ist damit der Quotient aus der Ladungsdichte  $\rho$  und der Permittivität des Vakuums  $\epsilon_0$ , bzw. die Divergenz der elektrischen Flussdichte  $\mathbf{D}$  ist die Ladungsdichte  $\rho$ .

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{bzw.} \quad \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.1)$$

- (2) Das magnetische Feld ist quellenfrei. Die Divergenz der magnetischen Flussdichte  $\mathbf{B}$  (bzw. des magnetischen Feldes  $\mathbf{H}$ ) ist damit gleich null.

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad \text{bzw.} \quad \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

- (3) Zeitliche Änderungen des Magnetfeldes erzeugen Wirbel des elektrischen Feldes. Die Rotation des elektrischen Feldes  $\mathbf{E}$  ist daher die (negative) Ableitung der magnetischen Flussdichte  $\mathbf{B}$  nach der Zeit.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

- (4) Zeitliche Änderungen des elektrischen Feldes und elektrische Ströme erzeugen Wirbel des magnetischen Feldes. Die Rotation des magnetischen Feldes ist damit die Summe einer Stromdichte  $\mathbf{j}$  und der zeitlichen Ableitung der elektrischen Flussdichte  $\mathbf{D}$ . Alternativ

---

<sup>1</sup> Die Notwendigkeit einer Permeabilität und Permittivität des Vakuums ist eine Folge des gebräuchlichen SI-Einheitensystems. Bei geeigneter Festlegung der Einheiten besteht im Vakuum kein Unterschied zwischen Flussdichte und Feldstärke, und es gilt  $\epsilon_0 = \mu_0 = 1$  (einheitsfrei), so dass sich die Gleichungen erheblich vereinfachen.

ist auch hier die Darstellung mit  $\mathbf{B}$  und  $\mathbf{E}$  möglich, wobei die Permeabilität  $\mu_0$  und die Permittivität  $\epsilon_0$  des Vakuums als Faktoren auftreten.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad \text{bzw.} \quad \nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{j} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Es existiert auch eine Integraldarstellung der Maxwell'schen Gleichungen, die eine Verallgemeinerung z.B. des Induktionsgesetzes enthält und daher an dieser Stelle ebenfalls erwähnt werden soll [Tipl1994]:

- (1) Das Integral der elektrischen Feldstärke  $\mathbf{E}$  über eine geschlossene Oberfläche  $S$  ist der Quotient aus eingeschlossener Ladung  $Q$  und der Permittivität des Vakuums  $\epsilon_0$ , bzw. das Integral der elektrischen Flussdichte  $\mathbf{D}$  über eine geschlossene Oberfläche  $S$  ist die eingeschlossene Ladung  $Q$ . Wie zuvor bereits die differentielle Form, so besagt auch die integrale Form dieser Gleichung (das sog. Gauß'sche Gesetz), dass Ladungen die Quellen des elektrischen Feldes sind.

$$\oint_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{A} = \frac{Q}{\epsilon_0} \quad \text{bzw.} \quad \oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q \quad (2.5)$$

- (2) Das Integral der magnetischen Feldstärke  $\mathbf{E}$  (bzw. der magnetischen Flussdichte  $\mathbf{D}$ ) über eine geschlossene Oberfläche  $S$  ist gleich null. In Analogie zu (1) bedeutet dies, dass das magnetische Feld keine Quellen besitzt.

$$\oint_S \mathbf{H} \cdot d\mathbf{A} = 0 \quad \text{bzw.} \quad \oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = 0 \quad (2.6)$$

- (3) Das Integral der elektrischen Feldstärke  $\mathbf{E}$  entlang eines geschlossenen Weges  $C$  entspricht der (negativen) zeitlichen Ableitung des gesamten magnetischen Flusses  $\phi$  durch die vom Weg  $C$  eingeschlossene Fläche  $S$ . Das bedeutet, dass eine Änderung des magnetischen Flusses ein elektrisches Feld hervorruft. Der Fluss  $\phi$  ist in dieser Darstellung als Integral der Flussdichte über alle infinitesimal kleinen Flächenelemente von  $S$  angegeben. Die Gleichung ist eine verallgemeinerte Form der bekannten Gleichung  $u_i = -d\phi/dt$  für die in eine Leiterschleife induzierte Spannung  $u_i$ .

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\ell = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (2.7)$$

- (4) Das Integral der magnetischen Feldstärke  $\mathbf{H}$  entlang eines geschlossenen Weges  $C$  entspricht der Summe aus dem elektrischen Strom  $I$  und der zeitlichen Änderung des gesamten elektrischen Flusses  $\psi$  durch die vom Weg  $C$  eingeschlossene Fläche  $S$ . Das be-

deutet, dass Ströme und Änderungen des elektrischen Flusses Magnetfelder hervorrufen. Der Fluss  $\psi$  ist als Integral der elektrischen Flussdichte  $\mathbf{D}$  über infinitesimal kleine Flächenelemente von  $S$  angegeben. Der Zusammenhang lässt sich alternativ auch über  $\mathbf{B}$  und  $\mathbf{E}$  beschreiben, wobei Permeabilität  $\mu_0$  und Permittivität  $\epsilon_0$  des Vakuums als Faktoren auftreten.

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = I + \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{D} d\mathbf{A} \quad \text{bzw.} \quad \oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \mu_0 I + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{E} d\mathbf{A} \quad (2.8)$$

## 2.2 Magnetisches Verhalten von Werkstoffen

Die im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Zusammenhänge bezogen sich auf den Elektromagnetismus im Vakuum. Materie besitzt jedoch erheblich vom Vakuum abweichende, oft nichtlineare magnetische Eigenschaften. Bozorth, Kneller und Cullity haben das magnetische Verhalten von Werkstoffen umfassend beschrieben [Bozo1951, Knel1962, Cull1972]. Dieser Abschnitt vermittelt einen Überblick mit besonderer Betrachtung des Ferromagnetismus.

Es wurde bereits erläutert, dass sich Magnetfelder aus zeitlichen Veränderungen elektrischer Felder ergeben. Entsprechend rufen die Bewegungen der atomaren Ladungsträger, also die Rotation des Atomkerns und der Elektronen um die eigene Achse (Kern- und Elektronenspin) sowie die Bahnbewegung der Elektronen Magnetfelder hervor. Man kann sich z.B. den Bahnumlauf der Elektronen modellhaft als Kreisstrom vorstellen, der ein magnetisches Dipolfeld erzeugt.<sup>2</sup> Daher ordnet man den Ladungsträgern ihrer Bewegung entsprechende magnetische Momente zu, welche die Orientierung des magnetischen Dipolfeldes definieren. Den wesentlichen Beitrag zu den magnetischen Werkstoffeigenschaften leisten Spin- und Bahnmoment der Elektronen.

Zwischen den magnetischen Dipolmomenten der einzelnen Elektronen eines Atoms sowie benachbarter Atome herrschen verschiedenartige Wechselwirkungen, welche die einzelnen Facetten magnetischen Verhaltens entstehen lassen. Die stärksten Wechselwirkungen sind hierbei quantenmechanischer Natur. In den folgenden Abschnitten wird neben dem Ferromagnetismus zunächst auf Para- und Diamagnetismus eingegangen, da ihre Erläuterung zum besseren Verständnis ferromagnetischen Verhaltens beiträgt. Es existieren daneben aber noch weitere Arten wie z.B. Ferri- und Antiferromagnetismus sowie Unterkategorien aller Arten, die in diesem Zusammenhang nicht weiter erläutert werden.

---

<sup>2</sup> Bei der Berechnung des vom Spin der Elektronen herrührenden Magnetfeldes hilft diese Modellvorstellung nicht weiter, da die innere Zusammensetzung des Elektrons nicht bekannt ist. Eine Berücksichtigung quantenmechanischer Zusammenhänge führt hier zum Ziel [Cull1972].

### 2.2.1 Paramagnetismus

Stoffe und Moleküle, die aufgrund der Schalenbesetzung ihrer Atome ein magnetisches Gesamtmoment besitzen, können paramagnetisch sein. In diesem Fall richten sich die magnetischen Momente tendenziell parallel zu einem externen Magnetfeld aus, das auf sie wirkt. Nach Wegfall des externen Feldes stellt sich jedoch wieder Unordnung ein. Die Permeabilitätszahl solcher Stoffe liegt (meist geringfügig) oberhalb von 1 ( $\mu_r > 1$ ). Es existieren verschiedene Arten von Paramagnetismus, die in diesem Zusammenhang jedoch nicht weiter von Bedeutung sind.

### 2.2.2 Diamagnetismus

Stoffe und Moleküle, deren Elektronenschalen abgeschlossen sind, besitzen kein magnetisches Gesamtmoment, da sich alle Spin- und Bahnmomente gegenseitig aufheben. Man nennt solche Stoffe diamagnetisch. Ein externes Magnetfeld induziert jedoch ihm entgegengerichtete magnetische Momente im Diamagneten, so dass das Magnetfeld aus dem Innern des diamagnetischen Körpers verdrängt wird. Nach Wegfall des externen Feldes stellt sich, ebenso wie im Falle des paramagnetischen Verhaltens, wieder der ursprüngliche ungeordnete Zustand ein. Die Permeabilitätszahl diamagnetischer Stoffe liegt (meist geringfügig) unterhalb von 1 ( $\mu_r < 1$ ). Supraleiter sind quasi ideale Diamagnete ( $\mu_r = 0$ ), denn jegliche Magnetfeldänderung induziert in ihnen verlustfrei fließende Kreisströme, deren Magnetfelder das verursachende Feld fast vollständig aus dem Körper verdrängen.

### 2.2.3 Ferromagnetismus

Es existieren einige Elemente und Verbindungen, die eigentlich ein paramagnetisches Verhalten zeigen müssten, bei welchen sich aber die resultierenden magnetischen Momente benachbarter Atome (in erster Linie die Elektronenspins) spontan übereinstimmend ausrichten. Hierdurch bilden sich im Werkstoff Gebiete gleicher Magnetisierungsrichtung, die als magnetische Domänen oder (nach Pierre Weiss) Weiss'sche Bezirke genannt werden [Weis1907]. Solche Stoffe heißen ferromagnetisch, ihre Permeabilitätszahl liegt deutlich über 1 ( $\mu_r \gg 1$ ). Unter den reinen Elementen zeigen vor allem Eisen, Nickel und Kobalt bei Raumtemperatur ferromagnetisches Verhalten.

Obwohl zunächst angenommen wurde, dass diese gegenseitige Beeinflussung der Elektronenspins eine Folge der magnetischen Wechselwirkung der einzelnen Dipolfelder sei, konnte Heisenberg 1928 zeigen, dass es sich hierbei um eine Austauschwechselwirkung, einen Effekt quantenmechanischer Natur handelt [Heis1928]. Tatsächlich sind die Kräfte der magnetischen

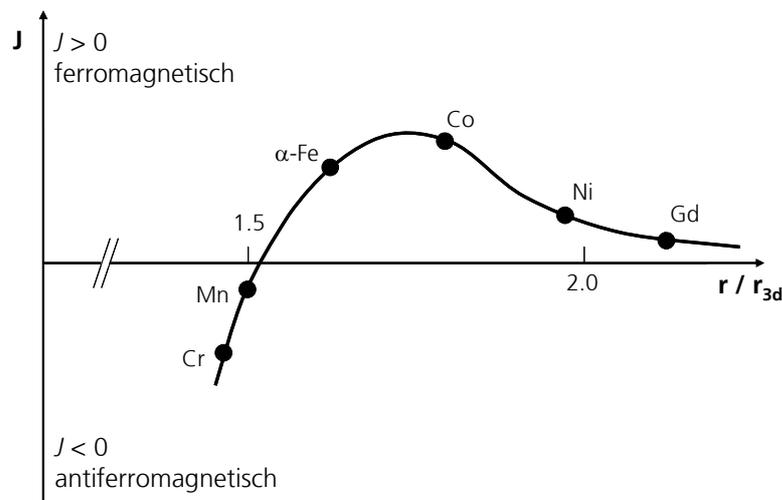
Wechselwirkung um mehrere Größenordnungen zu schwach, um die Domänenbildung zu erklären, und zudem ist aus Sicht der magnetischen Wechselwirkung die parallele und richtungsgleiche Ausrichtung ein energetisch nachteiliger Zustand.

Die Austauschwechselwirkung wird durch die Austauschenergie charakterisiert. Die Austauschenergie  $E_{\text{aus}}$  zweier benachbarter Atome mit den Spinnmomenten  $S_1 \cdot h2\pi$  und  $S_2 \cdot h2\pi$ , zwischen welchen der Winkel  $\phi$  liegt, ergibt sich zu:

$$E_{\text{aus}} = -2JS_1S_2 \cos(\phi) \quad (2.9)$$

Dabei bezeichnet  $J$  das sog. Austauschintegral. Damit  $E_{\text{aus}}$  ein Minimum annehmen kann, müssen die Spins bei positivem  $J$  parallel ausgerichtet sein, oder sie müssen bei negativem  $J$  antiparallel ausgerichtet sein ( $\cos(\phi) = -1$ ). Werkstoffe mit positivem Austauschintegral sind ferromagnetisch (parallele Ausrichtung der Spins), solche mit negativem Austauschintegral sind antiferromagnetisch (antiparallele Ausrichtung).

Die folgende Abbildung zeigt die Bethe-Slater-Kurve, eine Auftragung des Austauschintegrals einiger Elemente über dem Quotienten aus Atomabstand und Radius der 3d-Bahn (Slater-Koeffizient):

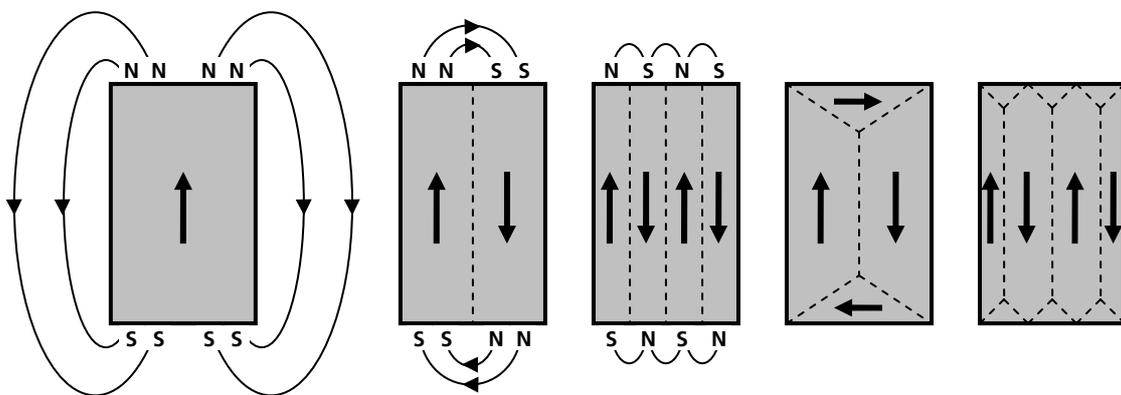


**Abbildung 1:** Austauschintegral  $J$  als Funktion des Verhältnisses aus Atomabstand  $r$  und Radius der 3d-Bahn  $r_{3d}$  (Bethe-Slater-Kurve) [Scha1990, Cull1972]

Beim Überschreiten einer bestimmten Temperatur erreicht die thermische Energie ähnliche Werte wie die Energie der atomaren magnetischen Momente. Die Ordnung löst sich auf, und der zuvor ferromagnetische Werkstoff wird paramagnetisch. Diese kritische Temperatur wird nach Pierre Curie als Curie-Temperatur bezeichnet. Das Metall Gadolinium besitzt eine ferromagnetische Curie-Temperatur von 293.2 K, es ist also gerade eben bei Raumtemperatur ferromagnetisch [Nigh1963]. Bei noch tieferen Temperaturen sind auch Terbium (238 K), Dysprosium (85 K),

Holmium (20 K) und Erbium (20 K) ferromagnetisch [Thob1958, Behr1958, Rhod1958, Elli1955]. Darüber hinaus existieren einige ferromagnetische Legierungen und chemische Verbindungen.

Die Domänenstruktur eines Ferromagneten stellt sich so ein, dass eine möglichst niedrige Energiebilanz erreicht wird. Insbesondere wird hierbei die Streufeldenergie minimiert. Zur Verringerung des Streufeldes, das einen ferromagnetischen Körper umgibt, bildet sich eine Vielzahl von Domänen. Hierdurch kann ein makroskopisch entmagnetisierter Zustand entstehen, in dem die Richtungen der spontanen Magnetisierungen so verteilt sind, dass sich die Feldlinien möglichst vollständig im Innern der Körpers schließen. Folgende Abbildung zeigt, wie sich die Domänenbildung auf das Streufeld auswirkt:

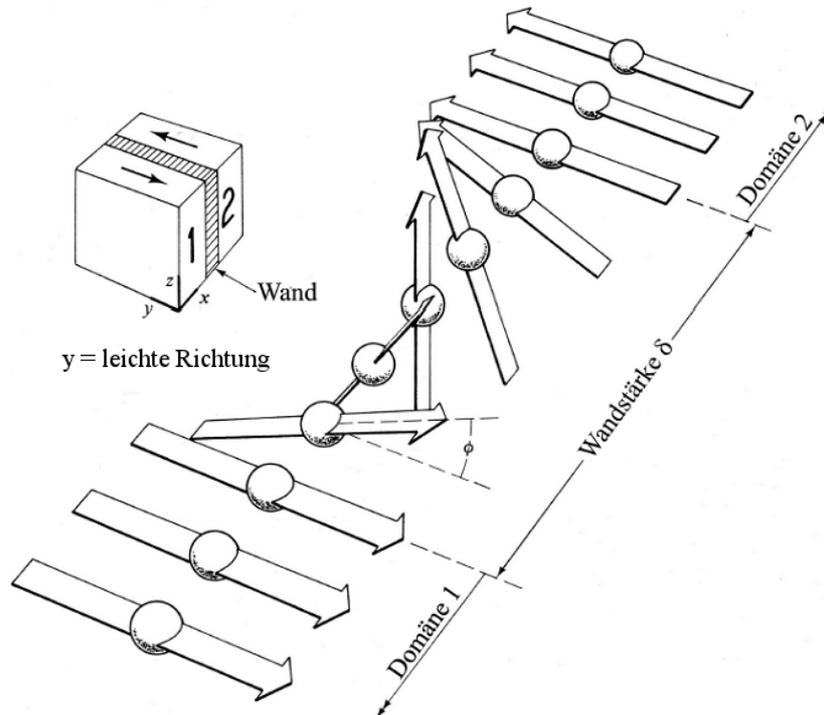


**Abbildung 2:** Verringerung des äußeren Streufeldes durch Domänenbildung [Scha1990]

Die Domänen sind voneinander durch Grenzgebiete getrennt, innerhalb derer sich die Magnetisierungsrichtung dreht. Die Grenzgebiete besitzen Dicken von 50 bis 5000 Atomabständen und verhältnismäßig hohe Längen. Daher besitzen sie den Charakter einer Trennwand und werden nach ihrem Entdecker, dem Physiker und Nobelpreisträger Felix Bloch (1905-1983), als Bloch-Wände bezeichnet.

Die Bildung einer Bloch-Wand ist mit einem gewissen Energieaufwand verbunden, so dass sich nicht beliebig viele Wände bilden können. Es stellt sich vielmehr ein Gleichgewicht ein, da der Vorteil einer geringeren Streufeldenergie mit zusätzlicher Bloch-Wand-Bildungsenergie erkaufte werden muss. Ebenfalls aus energetischen Gründen bilden sich in einem genügend kleinen Kristall keine Bezirke, er besitzt also eine einheitliche spontane Magnetisierung, deren Richtung durch die Kristallform vorgegeben ist. Die unterschiedliche Kristallstruktur der Ferromagnetika bewirkt die sog. Formanisotropie, also die Existenz magnetisch leichter und schwerer Richtungen. Aufgrund der Formanisotropie sind die Winkel, die zwischen den Magnetisierungsrichtungen aneinandergrenzender Gebiete liegen nicht beliebig. In Eisen können aufgrund der Formanisotropie nur 90°- und 180°-Bloch-Wände vorkommen, während in Nickel 70.53°, 109.47°- und 180°- Bloch-Wände und in Kobalt nur 180°-Bloch-Wände existieren.

Die Magnetisierungsrichtung steht auch innerhalb der Bloch-Wand stets senkrecht auf den Magnetisierungsrichtungen der angrenzenden Domänen. In Abbildung 3 ist die Drehung der Magnetisierungsrichtung in einer 180°-Wand schematisch dargestellt. Der tatsächliche Drehsinn innerhalb der Wand hängt im Dreidimensionalen von den Spins der gesamten Umgebung ab.



**Abbildung 3:** Drehung der Magnetisierungsrichtung in einer 180°-Bloch-Wand [Cull1972]

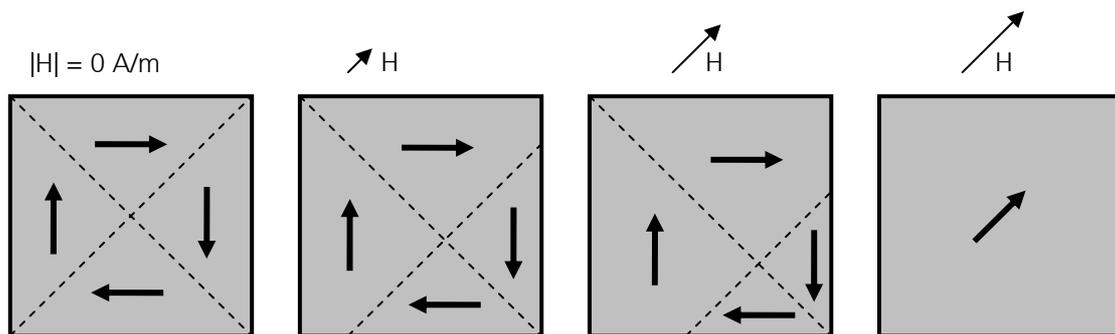
Im Sonderfall dünner Schichten ist eine Rotation der Magnetisierungsrichtung in der Schichtebene energetisch günstiger. Diese Entdeckung ist dem französischen Physiker und Nobelpreisträger Louis Néel (1904-2000) zuzuschreiben, und daher werden derartige Trennwände Néel-Wände genannt.

### 2.2.3.1 Magnetische Hysterese

Die Aufmagnetisierung eines ferromagnetischen Werkstoffs geschieht im Wesentlichen durch Verschiebung der Bloch-Wände. Wird ein ursprünglich entmagnetisierter ferromagnetischer Körper einem äußeren Feld ausgesetzt, so vergrößern sich die tendenziell in Richtung des externen Feldes magnetisierten Domänen auf Kosten der übrigen Domänen (vgl. Abbildung 4).

Die Verschiebung der Bloch-Wände ist bei kleinen Feldstärken zunächst reversibel (Rayleigh-Bereich). Unregelmäßigkeiten der Mikrostruktur wie Korngrenzen, Versetzungen und Ausscheidungen behindern jedoch die Bewegung der Bloch-Wände. Die Anlagerung der Bloch-Wände an solche Hindernisse ist ein energetisch günstiger Zustand – die Bloch-Wand wird durch das Hindernis „gepinnt“ (von engl. *to pin* = anheften, befestigen). Dies hat zur Folge, dass sich eine

Bloch-Wand vorwiegend sprungartig bewegt, und zwar immer dann, wenn durch ein äußeres Magnetfeld gerade so viel Energie aufgebracht wird, dass die Bloch-Wand das Hindernis überwinden kann. Sie bewegt sich dann so lange, bis sie ein noch schwerer zu überwindendes Hindernis erreicht. Bei sehr hohen Feldstärken finden zunehmend weniger Bloch-Wand-Sprünge statt. Nun wird vermehrt die spontane Magnetisierung der wenigen verbleibenden Domänen aus der leichten Richtung heraus in Richtung des äußeren Feldes gedreht, bis schließlich ein Sättigungszustand erreicht ist, in dem nur noch eine einzige Domäne mit Magnetisierung parallel zum äußeren Feld existiert:



**Abbildung 4:** Änderung der Domänengröße und Drehung der spontanen Magnetisierung mit steigender Feldstärke [Scha1990]

Die Drehprozesse sind, im Gegensatz zu den Sprüngen, reversibel. Durch die Behinderung der Bloch-Wandbewegung verbleibt im Werkstoff auch nach Wegfall des äußeren Feldes eine Magnetisierung, die sog. Remanenz (von lat. *remanere* = bleiben, zurückbleiben), die z.B. bei Permanentmagneten besonders ausgeprägt ist.

Hindernisse im Werkstoff besitzen also eine Auswirkung auf das magnetische Verhalten – damit deutet sich schon die Möglichkeit an, die Mikrostruktur von Werkstoffen durch die Ermittlung ihrer magnetischen Eigenschaften charakterisieren zu können.

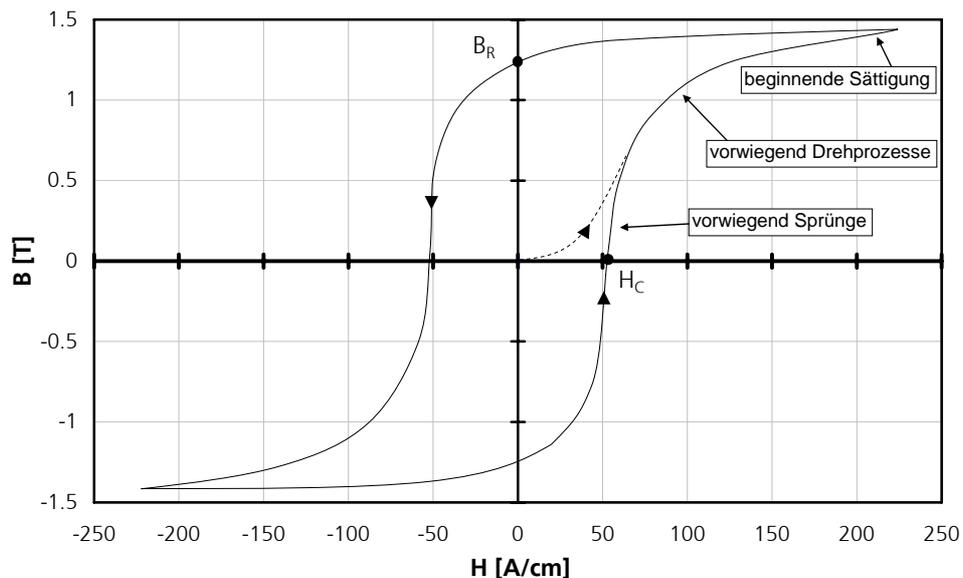
Die aufgebrauchte Magnetisierung kann durch Anlegen eines ihr entgegengerichteten Magnetfeldes verringert und umgekehrt werden. Da die Sprünge der Bloch-Wände irreversibel sind, ist es jedoch sehr unwahrscheinlich, dass sich eine bestimmte Domänenstruktur wiederholt zeigt.

Die Behinderung der Bloch-Wandbewegung und die dabei aufzubringende Arbeit sind damit Ursache einer Hysterese im Verlauf der Flussdichte  $B$  (als Maß für die Magnetisierung) über der anliegenden Feldstärke  $H$ , wie Abbildung 5 beispielhaft zeigt.

Ausgehend vom entmagnetisierten Werkstoff ( $H = 0 \text{ A/m}$ ,  $B = 0 \text{ T}$ ) wird zunächst die sog. Neukurve durchlaufen. Nach reversiblen Wandverschiebungen im anfänglichen Rayleigh-Bereich finden mit steigender Feldstärke, beginnend mit dem Erreichen erster Hindernisse, vermehrt

irreversible Sprungereignisse statt, anschließend dominieren reversible Drehprozesse, bis schließlich eine Sättigung erreicht wird.

Wird die Feldstärke nun wieder verringert, ist bei  $H = 0 \text{ A/m}$  die Remanenz-Flussdichte ( $B_R$ ) vorhanden. Die Flussdichte wird mit betragsmäßig steigender, aber nun der Magnetisierung entgegengesetzter Feldstärke verringert, bis sie bei Anlegen der sog. Koerzitivfeldstärke ( $H_C$ ) aufgehoben wird (von lat. *coercere* = zwingen, zügeln, in Schranken halten). Bei zyklischer Ummagnetisierung wird nun die äußere Hystereseschleife durchlaufen.



**Abbildung 5:** Magnetische Hysteresekurve mit ihren charakteristischen Größen  $H_C$  und  $B_R$  sowie gestrichelt eingezeichneter Neukurve (nach [Knel1962, Cull1972, Jile1991])

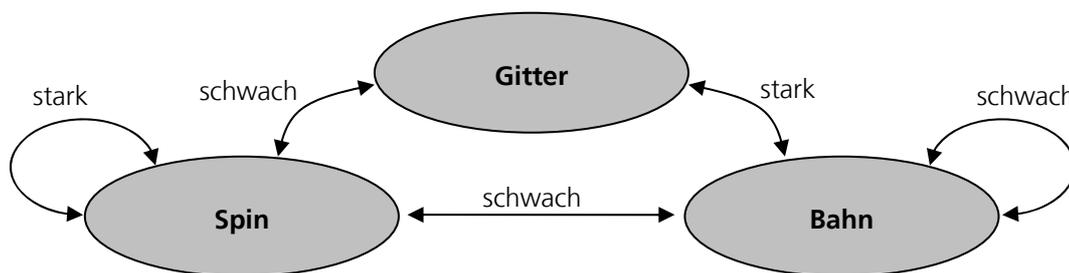
Eine Entmagnetisierung ist nur durch Überschreiten der Curie-Temperatur oder durch periodisches Durchlaufen der Hysteresekurve mit abklingender Magnetfeldamplitude möglich. Bei größeren Werkstoffdicken sind aufgrund des Skin-Effektes sehr niedrige Magnetisierungsfrequenzen (und damit auch besonders lange Abklingzeiten) erforderlich, um eine Entmagnetisierung des gesamten Volumens zu erzielen (siehe Abschnitt 2.3). Unter Umständen ist eine vollständige Entmagnetisierung unter praxisnahen Randbedingungen nicht möglich. Magnetische Prüfgeräte sollten deshalb kein bleibendes Magnetfeld im Werkstoff hinterlassen.

### 2.2.3.2 Magnetostraktion und der magnetoelastische Effekt

Unter Magnetostraktion versteht man die Magnetisierungsabhängigkeit der räumlichen Ausdehnung ferromagnetischer Stoffe. Dieses Phänomen wurde bereits Mitte des 19. Jahrhunderts von Joule entdeckt, aber erst später unter Kenntnis der quantenmechanischen Zusammenhänge besser verstanden. Die Magnetostraktion ist auf Wechselwirkungen zwischen dem Kristallgitter, der Elektronenbahn (Orbital) und dem Elektronenspin zurückzuführen [Jou1842, Jou1847,

Bozo1951, Kiku1968, Knel1962, Cull1972]. Die Erscheinung der Magnetostriktion ist für die zerstörungsfreie Werkstoffcharakterisierung von großer Bedeutung, denn sie bildet die Basis für die mikromagnetische Eigenspannungsbestimmung.

Während die Austauschwechselwirkung (und damit das Entstehen ferromagnetischen Verhaltens) auf eine starke Kopplung zwischen den Elektronenspins benachbarter Atome zurückgeführt wird, existiert darüber hinaus eine schwache Wechselwirkung zwischen den Spins der Elektronen und ihren Orbitalen, die sog. Spin-Bahn-Kopplung. Außerdem besteht eine starke Wechselwirkung zwischen den Orbitalen und der räumlichen Ausdehnung des Kristallgitters. Abbildung 6 fasst die einzelnen Wechselwirkungen zusammen.



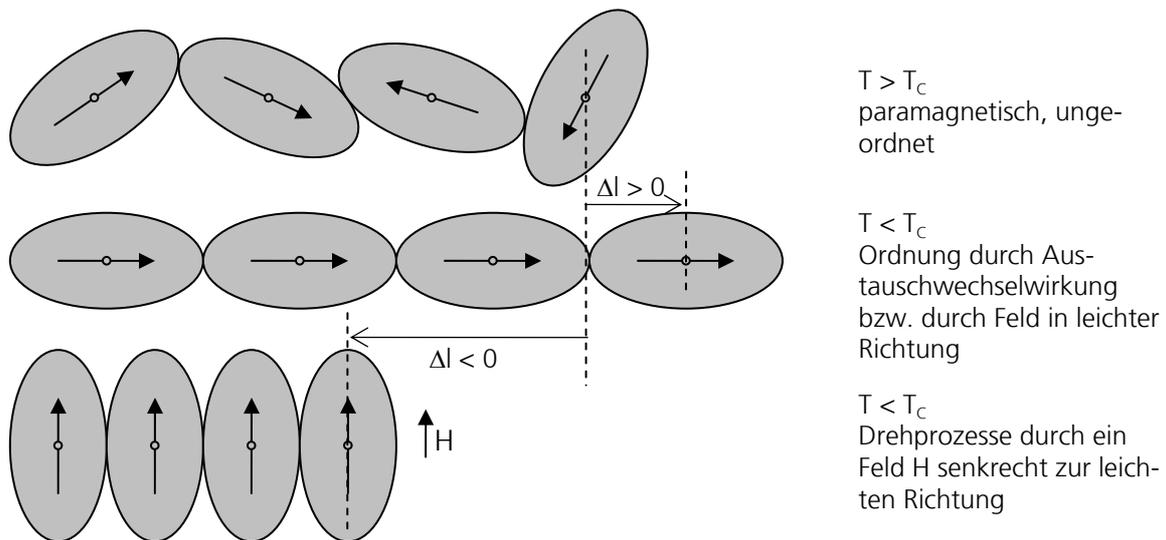
**Abbildung 6:** Stärke der Wechselwirkungen zwischen Gitter, Spin und Bahn für Fe, Ni und Co (nach [Cull1972])

Die miteinander verknüpften Wechselwirkungen zwischen Elektronspin, Elektronenbahn und dem Kristallgitter sind maßgeblich verantwortlich für die magnetische Anisotropie, also die Entstehung magnetisch leichter und schwerer Richtungen sowie der Magnetostriktion.

Um sich die Ursachen der Magnetostriktion zu veranschaulichen, kann man sich modellhaft vorstellen, dass die Orbitale die räumliche Ausdehnung der Atome beeinflussen. Ausgehend von ellipsoidalen Orbitalen und einem festen Zusammenhang zwischen Spin- und Bahnorientierung können zwei Arten magnetostriktiven Verhaltens entstehen: positive und negative Magnetostriktion. Ein Werkstoff ist in einer kristallographischen Richtung magnetostriktiv positiv (bzw. negativ), wenn seine Länge bei Ausrichtung der Spins in dieser Richtung zunimmt (bzw. abnimmt). Die Ausrichtung kann hierbei durch die Austauschwechselwirkung (nach Abkühlung unterhalb der Curie-Temperatur  $T_C$ ) oder durch Einwirken eines Magnetfeldes (Drehprozesse) zustande kommen. Abbildung 7 erläutert dies anhand weniger benachbarter Atome innerhalb eines Bezirks, wobei zur Verdeutlichung eine starke Wechselwirkung zwischen Spin und Bahn angenommen wird. In der Realität sind die Wechselwirkungen zwischen Spin und Bahn viel schwächer als diese Abbildung nahelegt.

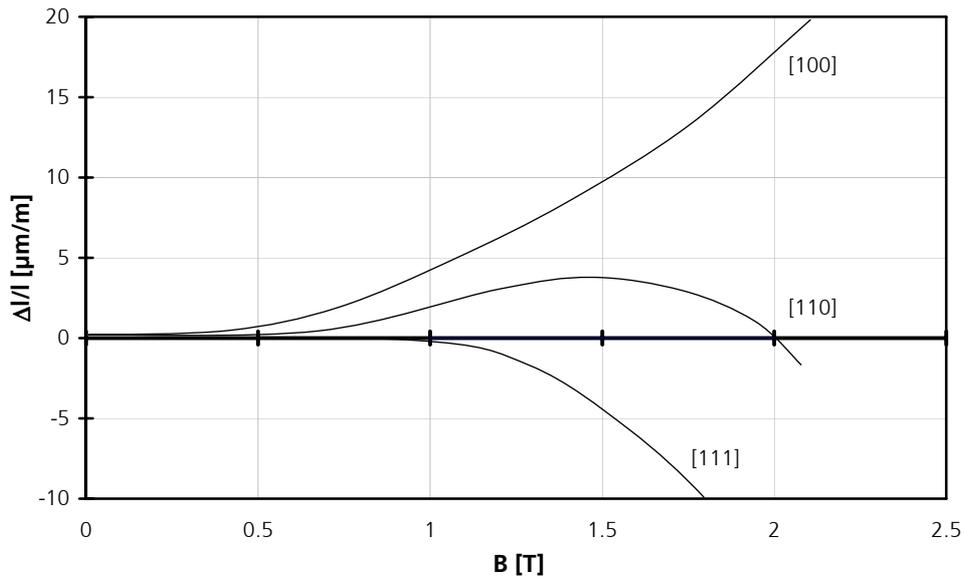
Grenzen mehrere Bezirke aneinander, so können für die Wandbewegungen zusätzlich folgende Aussagen getroffen werden:

- Die Verschiebung von 180°-Bloch-Wänden ist magnetostruktiv neutral, denn die Drehung eines Spins um 180° ändert die Ausdehnung des an ihn gekoppelten Orbitals nicht.
- Die Verschiebung von nicht-180°-Bloch-Wänden ist mit einer Längenänderung verbunden, die vom magnetostruktiven Verhalten, der betrachteten kristallographischen Richtung und der Art der Wand abhängt.



**Abbildung 7:** Schematische Darstellung der Spin-Bahn-Kopplung als Ursache der magnetostruktiven Längenänderung ( $\Delta l$ ) ausgehend vom paramagnetischen Zustand oberhalb der Curie-Temperatur ( $T_C$ ): Die kleinen Kreise stellen den Atomkern dar, die Ellipsen die Orbitale der Elektronen, und der Pfeil gibt die Richtung des magnetischen Dipolmoments an [Cull1972].

Während Nickel in allen Magnetisierungsrichtungen negative Magnetostraktion zeigt, ist Eisen in seiner leichten Richtung [100] magnetostruktiv positiv, in [111] negativ und in [110] mit wachsender Feldstärke zunächst positiv, dann negativ. Folgende Abbildung zeigt den Verlauf der Längenänderung als Funktion der Feldstärke für Fe-Einkristalle bei Magnetisierung in verschiedenen Richtungen:



**Abbildung 8:** Magnetostraktion von Fe-Einkristallen als Funktion der Flussdichte bei Magnetisierung in verschiedenen kristallographischen Richtungen [Cull1962]

In allen Fällen erfolgen zunächst vorwiegend magnetostraktiv neutrale Verschiebungen der 180°-Bloch-Wände, daher ist die anfängliche Längenänderung gering.

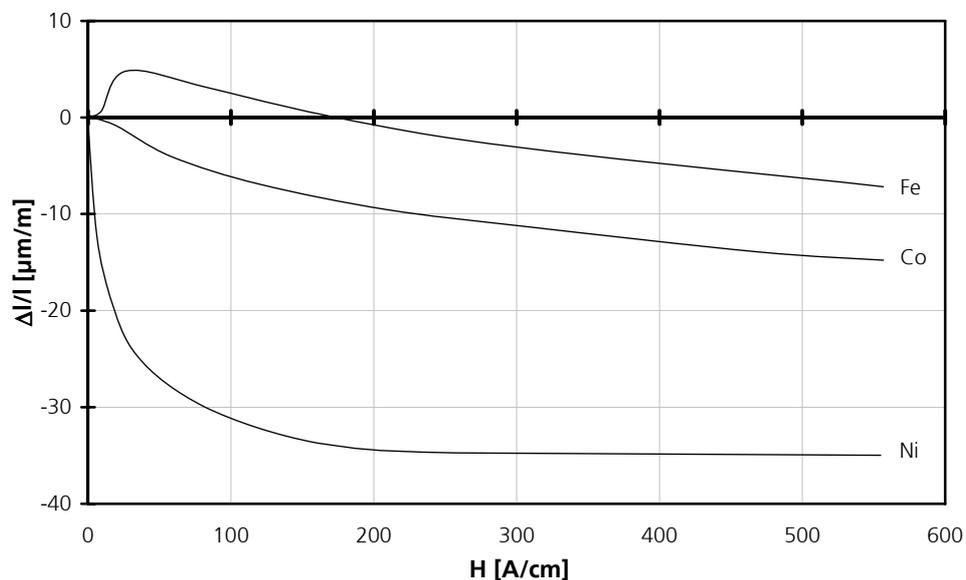
Bei Anlegen eines Magnetfeldes in Richtung [100] ergibt sich mit steigender Feldstärke ein reiner Längenzuwachs bis zum Erreichen der Sättigung, denn die Wandbewegungen bewirken einen Wegfall der Bezirke bis zum Erreichen der vollständigen Ausrichtung in der leichten Richtung nach Abbildung 7a.

Wirkt das Magnetfeld in Richtung [110], so sollte man zum Verständnis erneut Abbildung 4 betrachten und sich zusätzlich diejenigen Domänen vorstellen, die spontan senkrecht zur Bildebene magnetisiert sind. Da dies eine leichte Richtung ist, sind sie in ihr spontan elongiert, während sie in der Bildebene (also senkrecht zur leichten Richtung) spontan kontrahiert sind. Im Zuge der Bloch-Wandbewegungen verschwinden diese Domänen, d.h. die Kontraktion in der Bildebene entfällt, es ergibt sich ein Längenzuwachs. Mit weiter steigender Feldstärke werden die Magnetisierungen der verbleibenden Domänen aus ihrer spontanen Magnetisierungsrichtung heraus in die Richtung [110] gedreht (vgl. auch hierzu Abbildung 4, rechtes Teilbild). Dadurch ergibt sich in ihren spontanen Magnetisierungsrichtungen [100] und [010] jeweils eine Kontraktion (vgl. Abbildung 7), so dass auch in [110] ein Längentrückgang beobachtet wird. Der Punkt, an welchem die gesamte Längenänderung das Vorzeichen wechselt, wird als Villari-Umkehr bezeichnet [Knel1962].

Unter der Einwirkung eines Magnetfeldes in Richtung [111] finden ebenfalls zunächst Bloch-Wandbewegungen statt, allerdings sind dies nur magnetostraktiv neutrale 180°-Wandbewegungen. Nach Abschluss dieser Bewegungen sind nur noch [100]-, [010]- und [001]-Domänen vor-

handen. Steigt die Feldstärke weiter an, so werden die Magnetisierungen aus diesen spontanen Magnetisierungsrichtungen heraus gedreht, was mit einer Kontraktion in [100], [010] und [001] verbunden ist. Damit resultiert auch für die [111]-Richtung eine Kontraktion. Es wird also bei Anlegen eines Magnetfeldes in Richtung [111] nur ein Längenrückgang beobachtet, wie schon in Abbildung 8 dargestellt.

Legierungen können entsprechend ihrem Gehalt an Eisen, Nickel und weiteren magnetostriktiv aktiven Elementen ein kompliziertes Magnetostriktionsverhalten aufweisen. Darüber hinaus betrachtet man in der Praxis in der Regel Polykristalle, die sich aufgrund der statistischen Verteilung der leichten Richtungen magnetostriktiv uneinheitlich verhalten. Abbildung 9 zeigt typische Abhängigkeiten der Längsmagnetostriktion  $\Delta l/l$  von der Feldstärke  $H$  für polykristallines Fe, Co und Ni, wobei solche Ergebnisse jedoch von Studie zu Studie variieren:

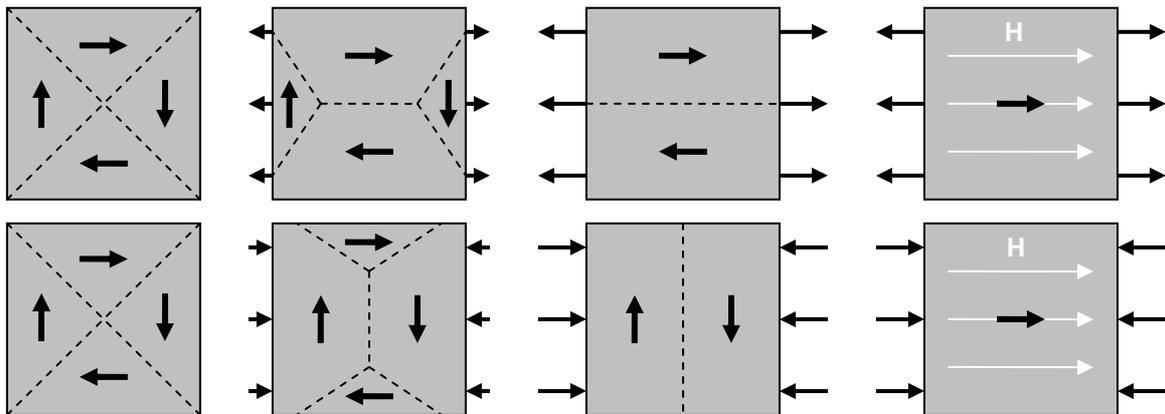


**Abbildung 9:** Längsmagnetostriktion von polykristallinem Eisen, Kobalt und Nickel als Funktion der Feldstärke [Cull1972]

Die maximale magnetostriktiv bedingte Längenänderung liegt für die meisten Stähle in der Größenordnung von wenigen  $\mu\text{m}/\text{m}$ . Bei dem Seltenerd-Metall Dysprosium ist die Spin-Bahn-Kopplung besonders stark ausgeprägt, daher kann es (unterhalb seiner Curie-Temperatur von ca. 20 K) magnetostriktive Längenänderungen von bis zu 4.5 mm/m erreichen [Cull1972].

Da die Magnetostriktion die Folge einer Wechselwirkung zwischen Elektronenspin, Elektronenbahn und Kristallgitter ist, existiert auch ein entsprechender Umkehreffekt – der Villari- oder magnetoelastische Effekt. Auf ihn ist zurückzuführen, dass eine elastische Geometrieänderung den Magnetisierungszustand verstärkt oder abschwächt. Ein ursprünglich entmagnetisierter Körper bleibt auch unter dem Einfluss von Spannungen makroskopisch entmagnetisiert, aber

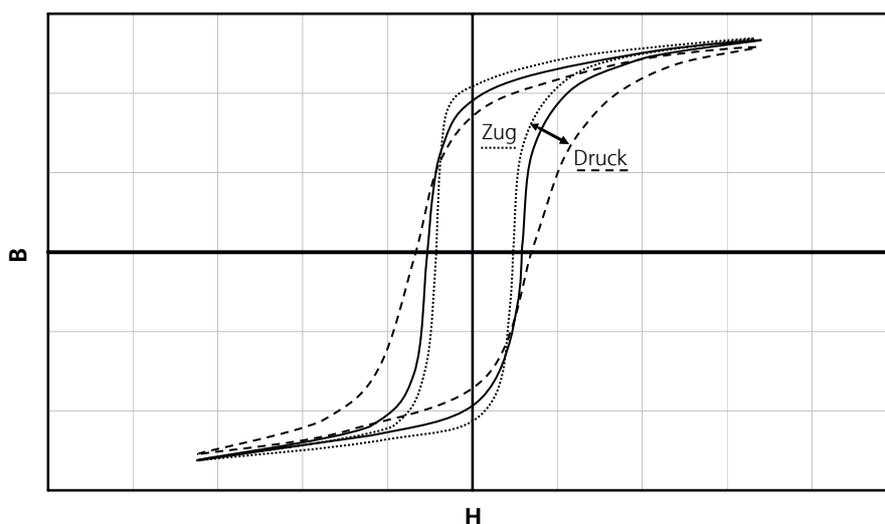
Spannungen reduzieren die Anzahl der nicht-180°-Bloch-Wände, was die folgende Abbildung schematisch veranschaulichen soll:



**Abbildung 10:** Einfluss von Zug- und Drucklastspannungen sowie eines zusätzlichen Magnetfeldes auf die Domänenstruktur eines magnetostruktiv positiven Werkstoffs [Cull1972]

Im Falle positiver Magnetostriktion erleichtern Zugspannungen die Magnetisierung in Lastrichtung, während Druckspannungen sie erschweren. Bei negativer Magnetostriktion kehrt sich dieser Zusammenhang um. Die Entstehung leichter und schwerer Magnetisierungsrichtungen aufgrund von Spannungen wird als Spannungsanisotropie bezeichnet.

Die mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung macht sich den magnetoelastischen Effekt zur indirekten Eigenspannungsbestimmung zunutze, da sich die Spannungsanisotropie auf das gesamte Magnetisierungsverhalten des Werkstoffs auswirkt (siehe auch 3.1.1). Folgende Abbildung zeigt qualitativ, wie Lastspannungen die Hysteresekurve beeinflussen:



**Abbildung 11:** Qualitative Darstellung der Abhängigkeit der magnetischen Hysteresekurve eines Eisenwerkstoffs von Zug- und Drucklastspannungen [Altp1990]

## 2.3 Eindringtiefe elektromagnetischer Wechselfelder in Medien

Eine Veränderung der Magnetfeldstärke ruft in einem elektrisch leitfähigen Medium Wirbelströme hervor, die wiederum von einem Magnetfeld begleitet werden, welches der Ursache entgegenwirkt. Diese Folge von Gleichung (2.3) ist als Lenzsche Regel bekannt [Tipl1994]. Die Wirbelstromprüfung macht sie sich zur Charakterisierung der Leitfähigkeit des Mediums zunutze. Sie bewirkt jedoch auch einen weiteren für die Werkstoffprüfung teils nützlichen, teils nachteiligen Effekt: die mit der Tiefe steigende Dämpfung elektromagnetischer Felder in elektrisch leitfähigen Medien.

Wird ein elektrisch leitfähiges Objekt in ein ursprünglich homogenes magnetisches Wechselfeld eingeführt, so durchsetzt das Magnetfeld das Objekt nicht gleichmäßig, sondern es konzentriert sich im oberflächennahen Bereich. Gleiches gilt auch für elektrische Wechselfelder, die mit den magnetischen Wechselfeldern korrespondieren. Das Objektinnere wird in Abhängigkeit von der Magnetisierungsfrequenz sowie von Leitfähigkeit und Permeabilität des Werkstoffs mehr oder weniger abgeschirmt. Dieses Phänomen wird als Skin-Effekt bezeichnet (von engl. *skin* = Haut) und lässt sich unter Anwendung der Maxwellschen Gleichungen herleiten (nach [Knel1962], jedoch unter Verwendung der spezifischen Leitfähigkeit anstelle des spezifischen Widerstands):

Ausgehend von den Gleichungen (2.3) und (2.4), jedoch unter Vernachlässigung der elektrischen Flussdichte, was im elektrisch gut leitfähigen Metall zulässig ist, gilt:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} \quad (2.10)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.11)$$

Ferner ist die Stromdichte  $\mathbf{j}$  über die spezifische Leitfähigkeit  $\sigma$  von der elektrischen Feldstärke  $\mathbf{E}$  abhängig (Ohmsches Gesetz):

$$\mathbf{j} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.12)$$

Vereinfachend sollen Nichtlinearität, Hysterese und jegliche Inhomogenitäten der Permeabilität vernachlässigt werden, wir nehmen also eine konstante Permeabilität  $\mu$  an. Hierdurch gilt:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.13)$$

Durch Einsetzen von (2.12) in (2.10) sowie Verwendung des daraus entstehenden Ausdrucks für  $\mathbf{E}$  in (2.11) und Ersetzen von  $\mathbf{B}$  durch  $\mathbf{H}$  nach (2.13) gilt dann:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{H}) = -\mu \sigma \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.14)$$

Es ist bekannt, dass für alle Vektorfelder  $\mathbf{H}$  gilt:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{H}) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{H}) - \Delta \mathbf{H} \quad (2.15)$$

Dieser Ausdruck kann noch vereinfacht werden, denn es gilt nach (2.2):

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (2.16)$$

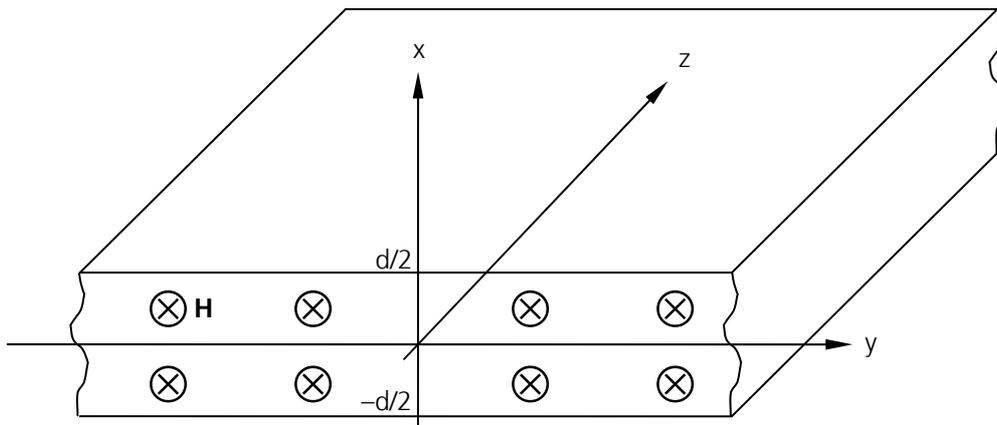
$\mathbf{H}$  sei nun ein sinusförmiges, periodisches Wechselfeld mit Amplitude  $\mathbf{H}_0$  und Kreisfrequenz  $\omega$ :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 e^{i\omega t} \quad (2.17)$$

Wird (2.14) durch (2.15) vereinfacht und die auftretende zeitliche Ableitung des Magnetfeldes anhand von (2.17) berechnet, so ergibt sich:

$$\Delta \mathbf{H} = i\omega\sigma\mu\mathbf{H} \quad (2.18)$$

Im Folgenden soll das elektrisch leitfähige Objekt ein Blech sein, das in der y-z-Ebene eine unendlich große Ausdehnung und in x-Richtung die Dicke d besitzt. Die x-Achse verlaufe durch die Mitte der Blechdicke bei  $x = 0$ . Darüber hinaus soll das Magnetfeld in z-Richtung orientiert sein (vgl. Abbildung 12).



**Abbildung 12:** Modell des in der y-z-Ebene unendlich weit ausgedehnten Bleches, das in x-Richtung die Dicke d besitzt (die Feldstärke  $\mathbf{H}$  zeigt in z-Richtung) [Knel1962]

Unter diesen Voraussetzungen lautet Gleichung (2.18):

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} = i\omega\sigma\mu H_z \quad (2.19)$$

Für diese Differentialgleichung existiert der allgemeine Lösungsansatz

$$H_z = (C_1 e^{qx} + C_2 e^{-qx}) e^{i\omega t}, \quad (2.20)$$

in welchem q gegeben ist durch

$$q = \sqrt{i\omega\sigma\mu} = \frac{1+i}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega\sigma\mu} = (1+i) \sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}}. \quad (2.21)$$

Die Axialsymmetrie bezüglich der  $y$ -Achse fordert, dass  $H_z(x) = H_z(-x)$ , daher ist

$$C_1 = C_2 = C. \quad (2.22)$$

Die Randbedingung  $H_z(x=\pm d/2) = H_0$  führt direkt zu

$$C = \frac{H_0}{e^{qd/2} + e^{-qd/2}}, \quad (2.23)$$

und somit wird aus (2.19)

$$H_z = H_0 \frac{e^{qx} + e^{-qx}}{e^{qd/2} + e^{-qd/2}} e^{i\omega t}. \quad (2.24)$$

Man setzt nun

$$q = \frac{(1+i)}{\delta}, \quad (2.25)$$

wobei

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}}}. \quad (2.26)$$

Das Verhalten der Feldstärke im oberflächennahen Bereich wird nun beispielhaft für die Oberseite des Bleches in Abbildung 12 bestimmt. Für  $x \approx d/2$  (aber stets  $x < d/2$ ) ist jeweils eines der Exponentiale in Zähler und Nenner der Amplitude in (2.24) vernachlässigbar gering, so dass gilt:

$$H_z \approx H_0 e^{-\frac{d/2-x}{\delta}} e^{i(\omega t - \frac{d/2-x}{\delta})}. \quad (2.27)$$

Versteht man den Ausdruck  $d/2-x$  als Abstand  $a$  von der Oberfläche, so gilt:

$$H_z \approx H_0 e^{-\frac{a}{\delta}} e^{i(\omega t - \frac{a}{\delta})}. \quad (2.28)$$

An der Oberfläche ist die Amplitude von  $H_z$  noch gleich  $H_0$ , aber sie fällt beim Eindringen ins Blech mit der Tiefe exponentiell ab und zeigt darüber hinaus eine steigende Phasenverschiebung. In der Tiefe  $a = \delta$  besitzt die Amplitude nur noch den  $e$ -ten Teil ihres Wertes an der Oberfläche. Man bezeichnet  $\delta$  als Eindringtiefe des magnetischen Wechselfeldes für den ebenen Feldzustand und ersetzt in (2.26) häufig die Kreisfrequenz  $\omega$  durch die Wechselfeldfrequenz  $f$ , so dass sich der folgende Zusammenhang ergibt:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (2.29)$$

Die Herleitung ist nur dann mit verhältnismäßig geringem Aufwand möglich, wenn man, wie hier geschehen, einige Einschränkungen und Vereinfachungen vornimmt. Im Hinblick auf ferromagnetisches Werkstoffverhalten ist sicherlich die schwerwiegendste Einschränkung die Annahme von  $\mu$  als Konstante. Es existiert keine analytische Herleitung der Eindringtiefe, welche die ferromagnetische Hysterese in realistischer Weise berücksichtigt. Anhand von Gleichung (2.29) kann man allerdings die Größenordnung der Eindringtiefe abschätzen, und man erkennt, dass Frequenz, Leitfähigkeit und Permeabilität gleichartigen Einfluss besitzen.

Für die Fehlerprüfung und Werkstoffcharakterisierung ist insbesondere die Frequenzabhängigkeit der Eindringtiefe von Bedeutung:

- Die mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung kann nur Informationen über den oberflächennahen Bereich des Prüfobjektes gewinnen, da die Periodendauer der Magnetisierungsfrequenz sich wesentlich auf die Prüfungsgeschwindigkeit auswirkt. Dies schränkt z.B. die mikromagnetische Härtetiefemessung auf Tiefen von wenigen mm ein. Insbesondere unterscheiden sich die einzelnen Prüfverfahren und auch einzelne Prüfgrößen der Verfahren in der Informationstiefe voneinander. Man kann diesen Umstand aber auch gezielt zur Charakterisierung oberflächennaher Werkstoffgradienten ausnutzen.
- Im Gleichfeld magnetisierte Bauteile großer Dicke sind mitunter nur noch bei Frequenzen im mHz-Bereich vollständig entmagnetisierbar, denn bei höheren Frequenzen würde man nur die Oberfläche entmagnetisieren. Häufig ist die Verwendung von Wechselfeldern oder gepulsten Gleichfeldern zur Magnetisierung in industriellen Rissprüfanlagen vorgeschrieben, um sicherzustellen, dass keine Remanenz in tieferen Bereichen entsteht [Vett2006].

## 2.4 Sensoreffekte zur Messung der magnetischen Feldstärke

Die im Werkstoff ablaufenden mikromagnetischen Vorgänge bilden die Basis der mikromagnetischen Werkstoffcharakterisierung, worauf im Abschnitt 3.1 näher eingegangen wird. Durch Messung und Analyse der magnetischen Feldstärke im Zeit- und Frequenzbereich kann das mikromagnetische Verhalten von Werkstoffen beschrieben werden. In Abhängigkeit von Frequenz, Amplitude und vorwiegender Richtung des Magnetfeldes können hierzu unterschiedliche Sensoreffekte ausgenutzt werden. Für die Realisierung mikromagnetischer Prüfgeräte kommen vor allem zwei grundsätzliche Arten von Sensoren in Frage: Induktionsspulen und Hallsensoren. Die ihnen zugrundeliegenden Funktionsweisen sollen im Folgenden kurz beschrieben werden.

Daneben existieren einige weitere Effekte, die eine Messung von Magnetfeldern gestatten, aber zur Anwendung in der Mikromagnetik nachteilige Eigenschaften besitzen.

### 2.4.1 Induktion

Eine Leiterschleife sei von einem Magnetfeld  $B$  durchsetzt, beschreibe die Kurve  $C$  und umschlieÙe somit die Fläche  $A$ . Dann gilt, ausgehend von Gleichung (2.7), folgende Äquivalenz:

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\ell = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} d\mathbf{A} \quad \Leftrightarrow \quad u_i = -\frac{d}{dt} \phi \quad , \quad (2.30)$$

wobei  $\phi$  den gesamten magnetischen Fluss durch die Leiterschleife und  $u_i$  die induzierte Spannung bezeichnet. Induktive Aufnehmer erlauben es also, die zeitliche Veränderung eines Magnetfeldes als elektrische Spannung zu messen. Für eine Spule mit  $n$  Windungen gilt der bekannte Zusammenhang:

$$u_i = -n \frac{d\phi}{dt} \quad (2.31)$$

Falls das Magnetfeld durch einen Strom  $i$  verursacht wird, der durch diese Spule fließt, so schreibt man:

$$u_i = -L \frac{di}{dt} \quad , \quad (2.32)$$

wobei  $L$  die Induktivität der Spule bezeichnet. Das Auftreten der zeitlichen Ableitung lässt unmittelbar erkennen, dass an einer idealen Spule eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  zwischen einer sinusförmigen Spannung und dem ebenfalls sinusförmigen Strom entstehen muss.

Es gilt darüber hinaus offensichtlich:

$$\phi = \frac{Li}{n} \quad , \quad (2.33)$$

Im späteren Zusammenhang wird die Erkenntnis benötigt, dass die Induktivität einer Spule von der Permeabilität des sie umgebenden Mediums abhängt. Die Induktivität ist stets proportional zur Permeabilität  $\mu$  des Mediums, da  $L \sim \phi$ ,  $\phi \sim B$  und  $B \sim \mu$ . Man kann also die Empfindlichkeit eines induktiven Aufnehmers durch Einbringen eines ferromagnetischen Kerns steigern.

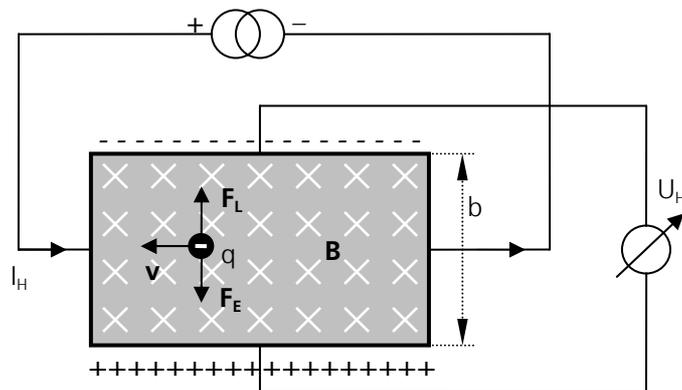
In der Realität besitzt jede Spule parasitäre Eigenschaften, die nicht immer vernachlässigbar sind. Aufgrund der spezifischen Leitfähigkeit des Drahtes besitzt sie einen elektrischen Widerstand und aufgrund der dicht nebeneinander liegenden Windungen eine parasitäre Kapazität. Hierdurch erlangt bereits die Spule alleine Filter- und Schwingkreischarakter. Sie begrenzt den nutz-

baren Frequenzbereich und kann durch Resonanzüberhöhung eine nichtlineare Übertragungsfunktion innerhalb dieses Frequenzbereiches besitzen. Es ist daher in der Regel wünschenswert, durch definierte Filterung der von der Spule abgegriffenen Spannung nur Frequenzbereiche auszuwerten, die weit entfernt von der Resonanzfrequenz und Eckfrequenzen ihrer Filtercharakteristik liegen. Darüber hinaus ist bei hohen Verstärkungen auch das thermische Rauschen nicht zu vernachlässigen. Allerdings bieten Spulen als magnetinduktive Aufnehmer den Vorteil einer einfachen Signalverarbeitung, da sie keine Versorgungsspannung oder Konstantstromquelle benötigen und ihr Ausgangssignal eine potentialfreie Wechselspannung von quasi unbegrenzter Dynamik ist.

In der mikromagnetischen Werkstoffcharakterisierung werden Spulen ohne und mit ferromagnetischem Kern zur Erzeugung und Messung magnetischer Wechselfelder eingesetzt, beispielsweise zur Ummagnetisierung der Probe, zur Wirbelstromprüfung und zum Empfang des magnetischen Barkhausenrauschens. Zur Messung besonders niederfrequenter oder konstanter Magnetfelder bietet sich ihr Einsatz nicht an (zeitliche Ableitung in Gleichung 2.32) [Yash2008].

## 2.4.2 Hall-Effekt

Der Hall-Effekt ermöglicht die Messung der magnetischen Feldstärke unter Ausnutzung der Lorentz-Kraft auf die bewegten Ladungen in einem stromdurchflossenen Leiter [Tipl1994]. Abbildung 13 zeigt schematisch, wie der Effekt entsteht und messbar wird:



**Abbildung 13:** Entstehung des Hall-Effektes in einer stromdurchflossenen metallischen Platte, die senkrecht zur Darstellungsebene von einem Magnetfeld durchsetzt wird (nach [Tipl1994])

Auf ein Teilchen der Ladung  $q$ , das sich mit der Geschwindigkeit  $\mathbf{v}$  in einem Magnetfeld der Flussdichte  $\mathbf{B}$  bewegt, wirkt die sog. Lorentz-Kraft  $\mathbf{F}_L$ . Sie wirkt senkrecht sowohl zur Bewegungsrichtung der Ladung als auch zur Magnetfeldrichtung:

$$\mathbf{F}_L = q\mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.34)$$

In obiger Abbildung wirkt auf die von rechts nach links strömenden Ladungsträger eine nach oben gerichtete Lorentz-Kraft  $\mathbf{F}_L$ . Die Bewegung der Ladungsträger erhält hierdurch eine Komponente in der Richtung von  $\mathbf{F}_L$ . Es entsteht eine Ladungsdifferenz zwischen dem oberen und unteren Ende der Platte, die ein elektrisches Feld  $\mathbf{E}$  hervorruft. Auf jeden Ladungsträger wirkt in diesem elektrischen Feld die Kraft  $\mathbf{F}_E$ , die der Lorentzkraft entgegengerichtet ist.

$$\mathbf{F}_E = q\mathbf{E} \quad (2.35)$$

Die elektrische Feldstärke steigt, bis sich ein Kräftegleichgewicht zwischen  $\mathbf{F}_E$  und  $\mathbf{F}_L$  einstellt, so dass keine Ablenkung der Elektronen mehr erfolgt. Durch Gleichsetzen der Kraftbeträge folgt:

$$vB = E \quad (2.36)$$

Zwischen dem oberen und unteren Ende der Platte ist infolge des elektrischen Feldes eine Spannung  $U_H$  messbar, die von der Breite  $b$  der Platte abhängt:

$$U_H = Eb = vBb \quad (2.37)$$

Ein konstanter elektrischer Strom kann als diejenige Ladungsmenge  $Q$  definiert werden, welche den konstanten Querschnitt  $A$  pro Zeiteinheit  $t$  durchströmt. Für den Hall-Strom  $I_H$  gilt bei bekannter Ladungsträgerdichte  $n$  und bekanntem Plattenquerschnitt  $A$ :

$$I_H = nqvA \quad (2.38)$$

Die Ladungsträgerdichte  $n$  darf als bekannte Konstante vorausgesetzt werden. Dann kann man Gleichung (2.38) nach  $v$  auflösen und das Ergebnis in Gleichung (2.37) einsetzen, woraus folgt:

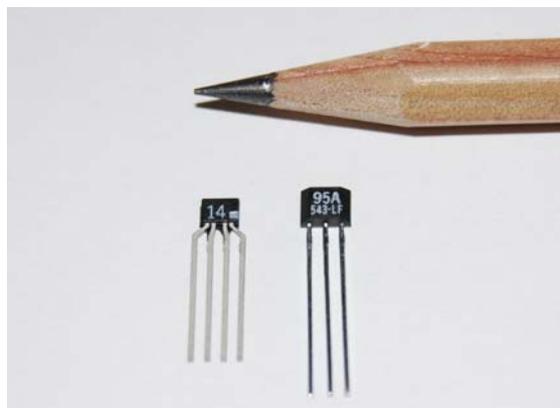
$$U_H = \frac{I_H B b}{nqA} = \frac{I_H B}{nqd} \quad , \quad (2.39)$$

wobei  $d$  die Dicke der Platte bezeichnet.

Die Hall-Spannung  $U_H$  ist also proportional zur Flussdichte, und damit auch in guter Näherung proportional zur Feldstärke, denn die Hall-Platte besteht in der Regel nicht aus ferromagnetischen Werkstoffen ( $\mu_r \approx 1$ ). Wird die Platte mit einem konstanten Strom betrieben, kann man durch Messung von  $U_H$  die Feldstärke bestimmen.

Um einen möglichst großen Effekt zu erzielen, werden in heutigen Hallsensoren Halbleiter als Plattenwerkstoffe eingesetzt. In Halbleitern tragen sowohl Elektronen als auch Löcher zum Hall-Effekt bei. Die geringen Ladungsträgerbeweglichkeiten und Ladungsträgerdichten steigern dabei die Stärke des Effekts. Die elektrischen Eigenschaften der Halbleiter unterliegen aber auch hohen Temperatureinflüssen, weshalb die Temperaturstabilität der Messempfindlichkeit und des Offsets ein entscheidendes Qualitätsmerkmal von Hallsensoren ist.

Im Vergleich zu einigen anderen Sensoreffekten zur Messung von Gleichfeldern (z.B. magnetoresistive Effekte, 2.4.2) besitzen Hallsonden den Vorteil einer hysteresefreien Übertragungsfunktion. Allerdings zeigen sie als Halbleiter häufig ein beträchtliches  $1/f$ -Rauschen, das die erreichbare Messempfindlichkeit insbesondere im Falle von Niederfrequenz-Prüfverfahren einschränkt. Moderne Hallensoren enthalten integrierte elektronische Schaltungen, welche sowohl das Rauschen als auch die Temperaturstabilität durch verschiedene Maßnahmen verbessern und zusätzliche Elektronik weitgehend entbehrlich machen. Sie erreichen Messempfindlichkeiten zwischen 0.1 und 1 A/cm. Die folgende Abbildung zeigt KSY14 von Infineon, eine Hallsonde klassischer Bauart, sowie SS495 von Honeywell, einen modernen ratiometrischen Hallensensor mit integrierter Elektronik.

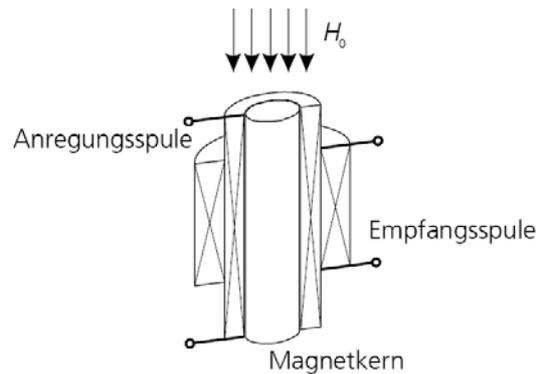


**Abbildung 14:** Hallsonde ohne integrierte Elektronik (links, Infineon KSY14); Hallensensor mit integrierter Ansteuer- und Verstärker-Elektronik (rechts, Honeywell SS495)

### 2.4.3 Weitere Effekte zur Magnetfeldmessung

Es existieren einige Sensoreffekte, die eine weitaus empfindlichere Magnetfeldmessung gestatten als Induktion oder Halleffekt. Dennoch sind sie für mikromagnetische Messungen aus unterschiedlichen Gründen weniger geeignet. Folgende kurze Übersicht soll diese Gründe aufzeigen:

Förstersonden (Fluxgates) nutzen die nichtlineare Magnetisierungskennlinie eines weichmagnetischen Kerns zur Magnetfeldmessung aus [Förs1955]. Ein äußeres Magnetfeld  $H_0$  verschiebt den Arbeitspunkt eines Transformatoraufbaus ähnlich Abbildung 15 derart, dass sich Asymmetrien im Sättigungsverhalten des Kerns ergeben.



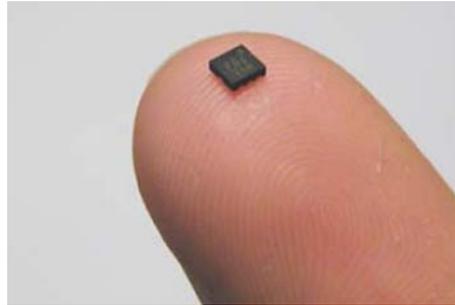
**Abbildung 15:** Schematischer Aufbau einer Förstersonde [Klos2008]

Bei Speisung des Transformators mit einer Wechselspannung kann diese Asymmetrie anhand von Oberwellen geradzahlicher Ordnung im sekundärseitig induzierten Spannungssignal detektiert und somit  $H_0$  quantifiziert werden. Förstersonden erreichen Messempfindlichkeiten von bis zu 100 pT und gehören damit zu den empfindlichsten bei Raumtemperatur nutzbaren Magnetfeldsensoren. Sie werden vor allem zur Oberflächenrisprüfung im magnetischen Streuflussverfahren eingesetzt. Für eine Anwendung in mikromagnetischen Prüfgeräten zur Werkstoffcharakterisierung eignen sie sich wenig, denn sie sind bei Feldstärken von ca. 10 A/cm (100  $\mu$ T) bereits gesättigt, während gehärtete Stähle Koerzitivfeldstärken von mehr als 10 A/cm besitzen können [Klos2008].

Magneto-resistive Effekte besitzen quantenmechanische Ursachen. Sie wurden teilweise erst Ende des 20. Jahrhunderts entdeckt und verstanden [Eber1996, Grün1986]. Spin-Bahn-Kopplung (bei Anisotropic MagnetoResistance, AMR), spinabhängige Streuung von Elektronen (bei Giant MagnetoResistance, GMR) oder spinabhängiges Tunneln von Elektronen (bei Tunneling MagnetoResistance, TMR) bewirken eine magnetfeldabhängige Widerstandsänderung von bis zu mehreren Prozent. Solche Effekte treten in dünnen ferromagnetischen Schichten (AMR) bzw. Stapeln aus solchen Schichten und nicht ferromagnetischen Leitern (GMR) bzw. Nichtleitern (TMR) auf. Alle genannten Effekte zeichnen sich durch eine hohe Empfindlichkeit bis in den Picotesla-Bereich und Bandbreiten bis zum MHz-Bereich aus. Es existieren einige Varianten, die zumeist nach ihrer Effektgröße (CMR, Colossal MagnetoResistance, EMR – Extraordinary MagnetoResistance) bezeichnet werden [Moel2006].

Magneto-resistive Sensoren finden vor allem in Festplattenköpfen Einsatz, und ihre Weiterentwicklung wird durch den steigenden Bedarf an Speicherdichte vorangetrieben. Aufgrund ihrer mechanischen und thermischen Robustheit sowie wegen der hohen Messempfindlichkeit sind AMR- und GMR-Sensoren in der Automobiltechnik verbreitet (z.B. als Positionsgeber in ABS, Lenkung und Motorsteuerung). GMR-Sensoren werden am IZFP aufgrund ihrer Messempfindlichkeit, der einfachen Ansteuerung (Wheatstone-Brücke) und der Verfügbarkeit von Differenz-

sensoren in sehr kleinen Bauformen (vgl. Abbildung 16) für die Fehlerprüfung mittels magnetischer Streuflussverfahren sowie Wirbelstromverfahren eingesetzt [Klos2008, Yash2001].



**Abbildung 16:** GMR-Differenzsensor (Gradiometer) [Klos2008]

Die mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung kann vom Einsatz magneto-resistiver Sensoren nur in wenigen Anwendungen profitieren, wie z.B. in der ortsauflösenden Wirbelstrom- und Streufeldmikroskopie oder zur Charakterisierung sehr weichmagnetischer Werkstoffe. Die hohe Messempfindlichkeit kann, besonders im Hinblick auf die ebenfalls verbesserten Hallsonden, in der Praxis selten ausgereizt werden, da der Handhabungseinfluss die vorherrschende Fehlerquelle darstellt. Dynamik und Linearität sind gering, und nicht zuletzt bewirken die eingesetzten ferromagnetischen Schichtwerkstoffe Eigenhysterese und Eigenbarkhausenrauschen.

SQUIDs (Superconducting Quantum Interference Developments) bieten mit Empfindlichkeiten im Femto-tesla-Bereich die gegenwärtig höchste Empfindlichkeit zur Messung von Magnetfeldern. Man nutzt hierbei die magnetfeldabhängige Quantelung des Stroms aus, der durch einen von Josephson-Kontakten unterbrochenen supraleitenden Ring verlustfrei fließen kann. Der Strom lässt sich anhand periodischer Interferenzeffekte indirekt und mit hoher Genauigkeit messen. In Abhängigkeit vom verwendeten Supraleiter muss eine Kühlung zumindest mit flüssigem Stickstoff erfolgen. Das hauptsächliche Einsatzgebiet von SQUIDs ist in der Medizintechnik zu sehen, wo sie zur Messung von Hirn- und Herzströmen eingesetzt werden [Tipl1994].

## 3 Stand der Wissenschaft und Technik

### 3.1 Zerstörungsfreie Prüftechnik für ferromagnetische Werkstoffe

#### 3.1.1 Mikromagnetische Prüfverfahren – Messung magnetischer Eigenschaften zur Charakterisierung mechanischer Eigenschaften

Die mechanisch-technologischen Eigenschaften von Eisenwerkstoffen werden im Wesentlichen durch Gitterfehler wie Korngrenzen, Versetzungen und Ausscheidungen bestimmt [Seeg1965]. Ein bekanntes Beispiel hierfür ist der E-Modul von Stahl, der tatsächlich mehrere Größenordnungen niedriger liegt als Berechnungen unter Annahme eines fehlerfreien Gitters ergeben. Die Wechselwirkung zwischen den einzelnen Gitterstörungen geschieht im Wesentlichen über Spannungsfelder, die sie umgeben. Bei der Verformung findet eine Bewegung der Versetzungen statt, die durch die übrigen Gitterfehler, wie z.B. Ausscheidungen, behindert wird. Hierdurch sind Gitterfehler von entscheidendem Einfluss auf das Festigkeitsverhalten eines Werkstoffs.

Die Gitterfehler behindern darüber hinaus auf ganz ähnliche Weise die Bewegung der Bloch-Wände während der Ummagnetisierung („Pinning“, vgl. 2.2.3.1). Man unterscheidet drei Effekte, welche zum Pinning der Bloch-Wände und damit zur magnetischen Hysterese beitragen [Seeg1966]:

- Spannungseffekt

Innere Spannungen sind das wesentliche Hindernis der Bloch-Wandbewegung und damit verantwortlich für den Großteil des magnetischen Hystereseverhaltens. Infolge der Spin-Bahn-Kopplung sind die Bloch-Wände von Spannungsfeldern durchsetzt und umgeben. Diese Spannungsfelder sind im Falle der 180°-Bloch-Wände von kurzer Reichweite, denn die mit ihren inneren Magnetisierungsrichtungen verbundenen einzelnen magnetostriktiven Spannungen heben sich, integral betrachtet, gegenseitig auf. Die 180°-Bloch-Wände wechselwirken daher vorwiegend mit Gitterfehlern in ihrer unmittelbaren Nähe, und zwar über die Spannungsfelder, welche die Gitterfehler umgeben (Eigenspannungen III. Art) [Cull1972]. Bei 90°-Bloch-Wänden heben sich die einzelnen Spannungsbeiträge nicht auf, daher sind sie von langreichweitigen Spannungsfeldern umgeben. Dementsprechend reagieren sie auch auf Spannungen I. (makroskopischer) und II. (kornübergreifender) Art [Mach1973].

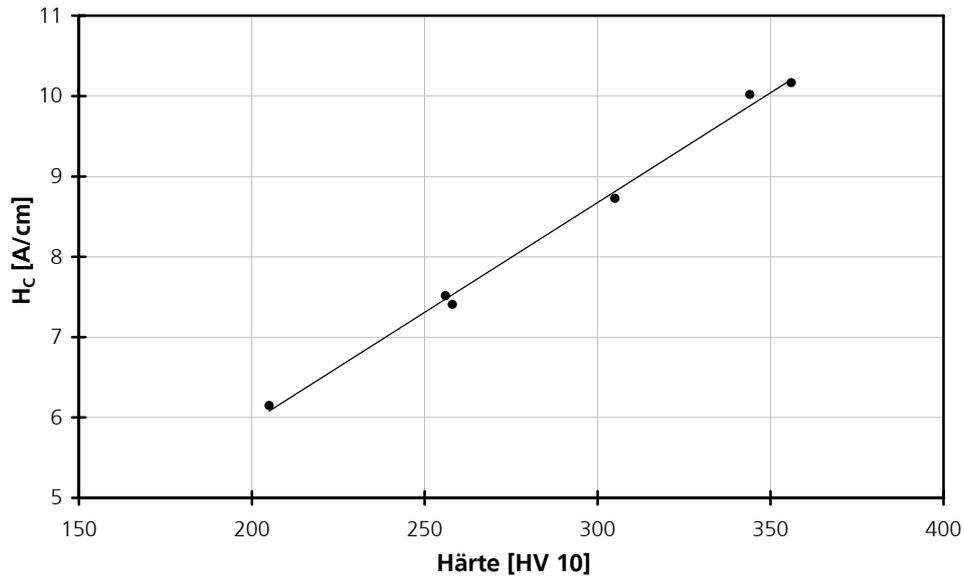
- Fremdkörpereffekt

Sehr kleine, unmagnetische Einschlüsse (Fremdkörper) können im Innern einer Bloch-Wand eingeschlossen sein, wodurch sich deren Energie aufgrund des geringeren magnetisierten Volumens verringert. Die Anlagerung der Bloch-Wände an Fremdkörper stellt einen energetisch



tem Probenquerschnitt  $A$  lässt sich daraus  $B(t)=\phi(t)/A$  berechnen. Eine Auftragung von  $B(t)$  gegen  $H(t)$  liefert die magnetische Hysteresekurve  $B(H)$ , aus welcher die Koerzitivfeldstärke  $H_C$  als Feldstärke im Nulldurchgang von  $B$  ermittelt werden kann.

Der in Abbildung 18 wiedergegebene Verlauf der Koerzitivfeldstärke des Stahls 22 NiMoCr 3 7 als Funktion der Vickers-Härte wurde in einem derartigen Versuchsaufbau gemessen [Prak2007]



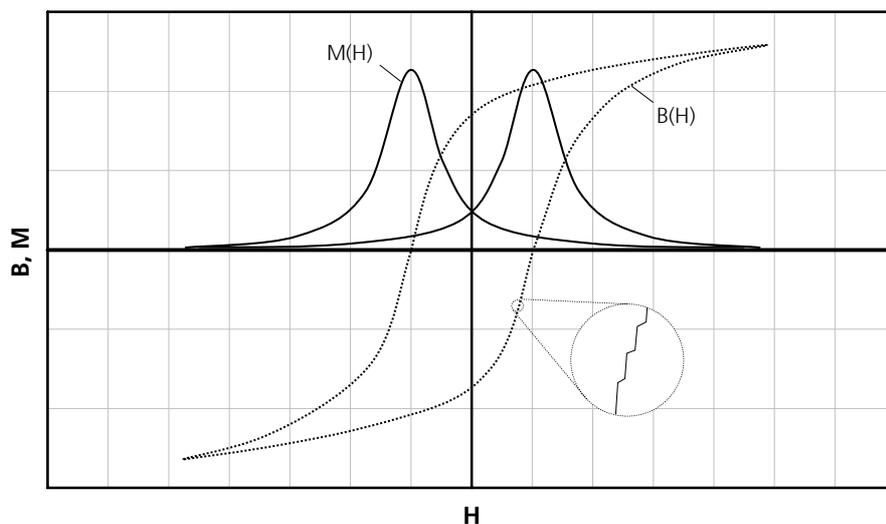
**Abbildung 18:** Koerzitivfeldstärke einer Anlassreihe des Werkstoffs 22 NiMoCr 3 7, aufgetragen über der jeweiligen Vickers-Härte (Hysteresemessung bei einer Magnetisierungsfrequenz von 100 mHz) [Prak2007]

Die lineare Korrelation legt in diesem Fall nahe, dass man von der zerstörungsfrei messbaren Koerzitivfeldstärke auf die mechanische Härte schließen kann. Allerdings setzt ihre Ermittlung im klassischen Hysteresemessaufbau einfache, homogen durchflutbare (z.B. zylinderförmige) Probengeometrien voraus und erfordert den Einsatz einer probenumfassenden Induktionsspule. Unter praxisnahen Randbedingungen sind direkte Messungen der Hysteresis an größeren Bauteilen wie z.B. Karosserieblechen nicht durchführbar. Es existieren jedoch Verfahren, welche eine zerstörungsfreie Ermittlung der magnetischen Eigenschaften sowie der Kenngrößen der Hysteresekurve auf anderem Wege erlauben. Diese sollen im Folgenden beschrieben werden.

### 3.1.1.1 Magnetisches Barkhausenrauschen

Während makroskopisch die magnetische Hysteresekurve durchlaufen wird, ist die Blochwandbewegung mikroskopisch ein ständiger Wechsel zwischen Behinderung und plötzlichem Losreißen. Dieses plötzliche Losreißen hat Heinrich Barkhausen in seinem Versuch induktiv gemessen und mit seinerzeit neuartigen Röhrenverstärkern als prasselndes Geräusch in einem Telefonhörer hörbar gemacht [Bark1919]. Das nach ihm benannte magnetische Barkhausenrauschen besteht aus der Vielzahl von Spannungsimpulsen, die während des Ummagnetisierungsvorgangs in eine

Detektorspule induziert werden. Es ist im Wesentlichen auf die Sprünge der  $180^\circ$ -Bloch-Wände zurückzuführen, die große Änderungen der Flussdichte  $B$  mit sich bringen und deshalb zu hohen  $d\phi/dt$  führen. Das Barkhausenrauschen erreicht daher seine maximale Intensität im Bereich der Koerzitivfeldstärke, wie Abbildung 23 anhand der Einhüllenden des Rauschsignals (Rauschprofilkurve) zeigt. In der Praxis treten häufig kleine Abweichungen zwischen dem Feldstärkebetrag im Barkhausenrauschmaximum und der Koerzitivfeldstärke auf. Dies ist auf die integrale Charakteristik der Hysterese messung im Gegensatz zur wegen des Skineffekts oberflächennahen Barkhausenrauschmessung zurückzuführen, was z.B. im Falle von Werkstoff- oder Eigenspannungsgradienten vorhandene Abweichungen erklärt.



**Abbildung 19:** Schematische Darstellung einer typischen magnetischen Hysteresekurve  $B(H)$  und der Einhüllenden (Profilkurve) des magnetischen Barkhausenrauschens  $M(H)$ . Die Sprünge im Verlauf von  $B$  über  $H$  sind in einem vergrößerten Ausschnitt der Hysteresekurve angedeutet (teilw. nach [Bozo1951]).

Die in Abbildung 17 dargestellten Spulen dienen zur Aufnahme des magnetischen Barkhausenrauschens. Die einzelnen Bloch-Wandsprünge induzieren besonders starke Spannungsimpulse in eine probenumfassende Spule, aber auch eine auf die Oberfläche aufgesetzte Spule ist als Empfänger einsetzbar, da die  $180^\circ$ -Bloch-Wände, die sich unter ihr hinwegbewegen, senkrecht aus der Probe herauszeigende, also parallel zur Spulenachse orientierte Magnetisierungen enthalten (vgl. Abbildung 3). Eine Aufsatzspule bietet den messtechnischen Vorteil, dass ihre Achse im Idealfall senkrecht zum anregenden Magnetfeld orientiert ist, so dass dieses fast keinen Beitrag zum induzierten Spannungssignal leistet und sich die Gefahr einer Übersteuerung des Vorverstärkers verringert. Darüber hinaus ermöglichen Aufsatzspulen Prüfkopfkonstruktionen, die zur Prüfung an einer Vielzahl von Probengeometrien geeignet sind, da die Probe nicht vom Messaufbau umschlossen werden muss.

Die in die Empfängerspule induzierten Spannungssignale durchlaufen zunächst ein Hochpassfilter, um Anteile der Anregungsfrequenz und Oberwellen niedriger Ordnung, also Signale nicht impulsartiger Natur, zu entfernen. Nach einer Vorverstärkung erfolgt eine Bandpassfilterung, um den zu analysierenden Frequenzbereich festzulegen. Hierdurch ist eine Begrenzung der Ursprungstiefe der empfangenen Signale möglich, denn die Barkhausen-Ereignisse erleiden eine frequenzabhängige Dämpfung aufgrund des Skin-Effektes (vgl. Abschnitt 2.3). Nach einer abschließenden Gleichrichtung sowie einer Glättung des Signals durch ein Tiefpassfilter liegt die Einhüllende des magnetischen Barkhausenrauschens  $M(t)$  vor, welche über  $H(t)$  aufgetragen werden kann und zu dem in Abbildung 19 qualitativ dargestellten typischen Kurvenverlauf führt.

Die Maxima der Barkhausenrausch-Profilkurve treten in der Regel über der Koerzitivfeldstärke auf, so dass man sie zu deren Bestimmung heranziehen kann. Die Wechselwirkung der Bloch-Wände mit der Mikrostruktur und die Beeinflussung der magnetischen Domänenstruktur durch Spannungen führen darüber hinaus dazu, dass Amplitude und Form des Barkhausenrauschens für eine Vielzahl von Gefügeeigenschaften charakteristisch und in hohem Maße von mechanischen Spannungen abhängig sind [Altp1990]. Das magnetische Barkhausenrauschen wird daher von einigen zerstörungsfreien Prüfgeräten zur Werkstoffcharakterisierung eingesetzt (vgl. 3.1.2). Zur Beschreibung der Kurvenmerkmale bestimmen die mikromagnetischen Prüfsysteme des IZFP (vgl. 3.1.3.1) die maximale ( $M_{MAX}$ ), mittlere ( $M_{MEAN}$ ) und im Remanenzdurchlauf ( $M_R$ ) vorliegende Barkhausenrauschamplitude sowie die Feldstärke im Maximum ( $H_{CM}$ ) und die Kurvenaufweitungen bei 25, 50 und 75% der maximalen Rauschamplitude ( $\Delta H_{25_M}$ ,  $\Delta H_{50_M}$ ,  $\Delta H_{75_M}$ ).

Aus messtechnischer Sicht besitzt die Analyse des magnetischen Barkhausenrauschens den für die Praxis wichtigen Vorteil einer verhältnismäßig kleinen Abhängigkeit gegenüber der Prüfkopfankopplung. Dies ist auf eine weitgehende Unabhängigkeit des Messffekts vom zeitlichen Verlauf der Magnetfeldstärke zurückzuführen, weshalb die Nichtlinearität des gesamten magnetischen Kreises und ihre Veränderung wenig Einfluss auf die Barkhausenrausch-Profilkurve besitzen. Andererseits kann sich die – bedingt durch Analysierfrequenzen im zumeist hohen kHz-Bereich – oberflächennahe Werkstoffcharakterisierung als nachteilig erweisen, wenn die Werkstoffoberfläche nicht repräsentativ für das übrige Bauteilvolumen ist. Darüber hinaus ist als Nachteil des Verfahrens seine Empfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen aufzuführen, welche ein Ergebnis der breitbandigen Signalanalyse in Verbindung mit hohen Verstärkungsfaktoren ist (siehe auch Abschnitt 3.2.7).

### **3.1.1.2 Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke**

Auf der Suche nach Möglichkeiten zur Charakterisierung magnetischer Werkstoffeigenschaften ohne Hysteresemessung wurde am IZFP das Verfahren „Oberwellenanalyse im Zeitsignal der

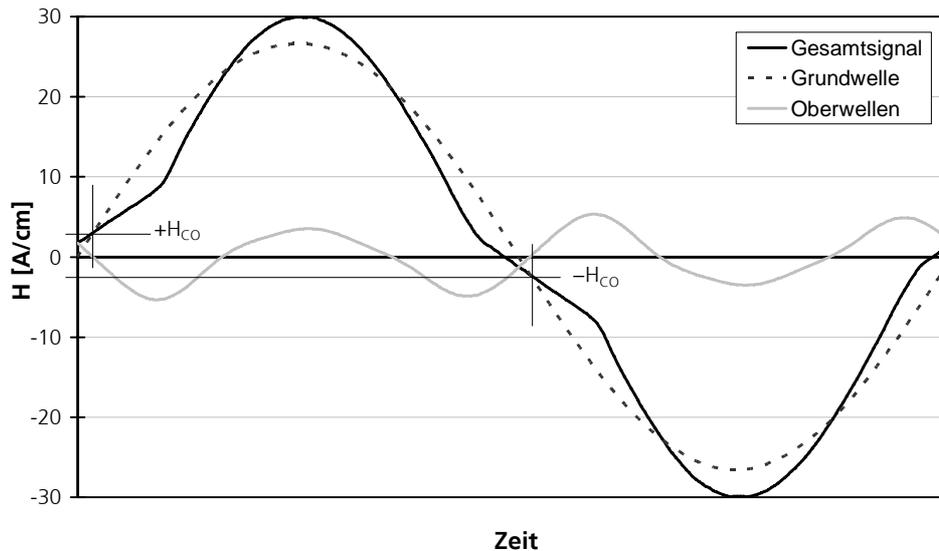
magnetischen Tangentialfeldstärke“ entwickelt [Dob1988, Pits1989]. Zum Verständnis sollte wiederum der in Abbildung 17 dargestellte Messaufbau betrachtet werden, allerdings wird als einziger Messaufnehmer eine Hallsonde benötigt. Während einer Periode des angeregten Magnetfeldes ändert sich die Induktivität der Magnetisierungsspule mit der Permeabilität der Probe und des Kerns. Bei den folgenden Überlegungen kann davon ausgegangen werden, dass der Kern eine erheblich höhere Sättigungsflussdichte als die Probe und einen größeren aktiven Querschnitt als das durch den Skineneffekt begrenzte ummagnetisierte Probenvolumen besitzt. Seine Permeabilität ändert sich daher im Vergleich zu derjenigen der Probe wenig, sie soll daher in dieser Betrachtung vernachlässigt werden. Bei Speisung des Elektromagneten mit einer sinusförmigen Wechselspannung  $U(t)$  entstehen Oberwellen im Zeitsignal des Stroms, da der induktive Anteil der Impedanz an die Permeabilität der Probe gekoppelt ist. Die sich zeitlich ändernde Permeabilität der Probe ist somit ursächlich verantwortlich für die Entstehung der Oberwellen.

Diese Oberwellen im Strom schlagen sich in der magnetischen Tangentialfeldstärke nieder, welche mittels der Hallsonde gemessen wird. Durch Fourier-Analyse kann man das periodische Feldstärkesignal in Grundwelle und Oberwellen zerlegen. Aufgrund der Symmetrie des Signals treten im Idealfall nur Oberwellen ungerader Ordnung auf. Der Klirrfaktor  $K$  ist ein Maß für die Stärke der Oberwellen im Verhältnis zur Grundwelle. Anhand der Oberwellenamplituden bis zur  $n$ -ten Harmonischen ( $A_1, A_3, A_5, \dots, A_n$ ) wird der Klirrfaktor folgendermaßen definiert [Pits1989]:

$$K = 100\% \cdot \sqrt{\frac{A_3^2 + A_5^2 + \dots + A_n^2}{A_1^2}} \quad (3.1)$$

Der Klirrfaktor ist linear korreliert mit der maximalen zeitlichen Ableitung der Flussdichte und damit ein qualitatives Maß für die maximale Steigung der Hysteresekurve [Pits1989]. Zum Verständnis dieser Korrelation kann man sich vorstellen, dass der Klirrfaktor den Permeabilitätsunterschied zwischen dem Sättigungsbereich und dem Koerzitivbereich der Hysteresekurve widerspiegelt, welcher vorwiegend von der Permeabilität im Koerzitivbereich abhängt. Weichmagnetische Werkstoffe erreichen hohe Permeabilitäten und damit auch hohe Permeabilitätsveränderungen während des Hysteresedurchlaufs, also hohe Klirrfaktorwerte, während hartmagnetische Werkstoffe niedrige Permeabilitäten und niedrige Klirrfaktorwerte aufweisen.

Eine Besonderheit der am IZFP entwickelten Oberwellenanalyse ist die Bestimmung eines Näherungswertes  $H_{CO}$  für die Koerzitivfeldstärke [Pits1989].  $H_{CO}$  ist diejenige Feldstärke, welche, wie in folgender Abbildung dargestellt, im Nulldurchgang des Oberwellensignals nahe beim Nulldurchgang der Grundwelle vorliegt:



**Abbildung 20:** Bestimmung der Koerzitivfeldstärke  $H_{CO}$  mittels Oberwellenanalyse im Zeitsignal der Tangentialfeldstärke [Pits1989]

Zur Herleitung dieses Zusammenhangs geht man davon aus, dass die steigende Permeabilität den Werkstoff zu einem besseren magnetischen Leiter macht, so dass zur Erhöhung der Flussdichte geringere Erhöhungen der Feldstärke nötig sind. Im Bereich der Koerzitivfeldstärke, wo die Permeabilität ihr Maximum erreicht, ist die zeitliche Änderung der Feldstärke betragsmäßig geringer als im Knie- und Sättigungsbereich der Hystereseurve. Das Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke zeigt in der Nähe der Koerzitivfeldstärke einen abgeflachten Verlauf und einen Wendepunkt, was in der Mitte der obigen Abbildung deutlich erkennbar ist.

Aufgrund der Hysterese verläuft dieser abgeflachte Bereich nicht symmetrisch bezüglich der Zeitachse. Der Nulldurchgang der Grundwelle weicht somit vom Nulldurchgang des gemessenen Signals ab. Der Schnittpunkt zwischen Grundwelle und Messsignal, also der Nulldurchgang des Oberwellensignals, ist nun genau der Punkt, in welchem das Verhalten beginnt, sich umzukehren. Es ist naheliegend, dass in diesem Punkt die maximale Permeabilität durchlaufen wird und somit die Koerzitivfeldstärke vorliegt.

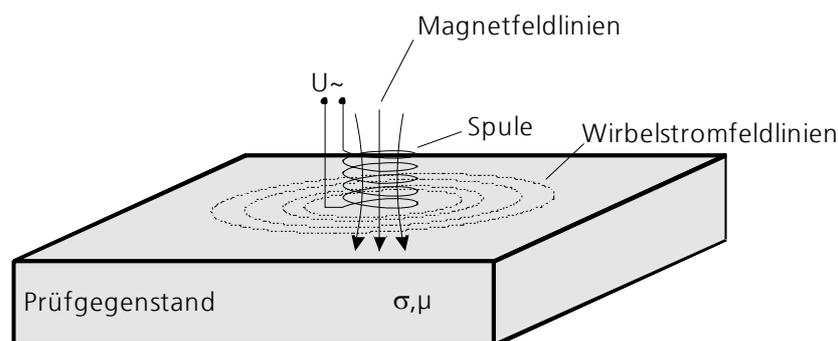
Da ein Prüfkopf zur Durchführung dieses Verfahrens lediglich einen Elektromagneten und eine Hallsonde besitzen muss, ist die Oberwellenanalyse für den Praxiseinsatz besonders vorteilhaft. Die Frequenzen der Grundwelle und der signifikanten Oberwellen liegen meist im Bereich einiger 10 bis 100 Hz, so dass die Oberwellenanalyse mit Eindringtiefen im mm-Bereich weniger von den oberflächennahen Eigenschaften des Werkstoffs abhängt als z.B. die Analyse des magnetischen Barkhausenrauschens. Allerdings ist sie damit auch weniger geeignet zur Charakterisierung dieser Oberflächeneigenschaften, was z.B. bei der Prüfung auf Schleifbrand erforderlich ist.

Neben  $K$  und  $H_{CO}$  nutzen die mikromagnetischen Prüfsysteme des IZFP (vgl. 3.1.3.1) die Amplituden ( $A_n$ ) und Phasen ( $P_n$ ) der Oberwellen als Prüfgrößen. Aufgrund der niedrigen Frequenzen

(Anregungsfrequenz und wenige Oberwellen, also höchstens einige hundert Hz) charakterisiert die Oberwellenanalyse nicht ausschließlich die oberflächennahen Werkstoffeigenschaften, wie z.B. das magnetische Barkhausenrauschen. Hierdurch beherrschen die Eigenschaften der Oberfläche die Prüfgrößen der Oberwellenanalyse nicht in dem Maße, wie es bei der Barkhausenrauschenanalyse der Fall ist. Da in der Praxis häufig oberflächennahe Werkstoff- und Eigenspannungsgradienten vorliegen, existieren oft kleine Abweichungen zwischen den Koerzitivfeldstärken der Oberwellen- und der Barkhausenrauschenanalyse.

### 3.1.1.3 Wirbelstrom-Impedanzanalyse

In Abschnitt 2.3 wurde bereits erwähnt, dass magnetische Wechselfelder in elektrisch leitfähigen Medien Wirbelströme hervorrufen, und dass dieser Umstand nicht nur Ursache des Skin-Effektes ist, sondern die Grundlage eines bekannten Verfahrens zur Charakterisierung der Werkstoffeigenschaften und zur Fehlerprüfung bildet. Folgende Abbildung erläutert schematisch die Entstehung von Wirbelströmen im Medium:



**Abbildung 21:** Wirbelströme in einem Prüfgegenstand mit elektrischer Leitfähigkeit  $\sigma$  und Permeabilität  $\mu$ , der durch eine aufgesetzte Zylinderspule einem magnetischen Wechselfeld ausgesetzt wird [Altp2002.1].

Die Entstehung eines elektrischen Wirbelfeldes infolge einer zeitlichen Magnetfeldänderung ergibt sich unmittelbar aus Gl. (2.3). Das elektrische Wirbelfeld ist im leitfähigen Medium von einem Wirbelstrom begleitet, der ein Magnetfeld hervorruft, welches dem durch die Spule angeregten Magnetfeld entgegengerichtet ist und es schwächt. Die Induktivität der Spule, also die Eigenschaft, Energie in Form eines Magnetfeldes zu speichern, wird damit vermindert. Die Impedanz der Spule, welche zur Anregung des Wechselfeldes verwendet wird, reagiert somit empfindlich auf die Eigenschaften des Mediums, das sie umgibt. In der Praxis ist die Spule nicht vollständig von dem zu prüfenden Medium umgeben, aber der Teil des Magnetfeldes, welcher das Medium durchsetzt, genügt zum Erreichen eines Messeffektes.

Die Wirbelstromprüfung wird nicht nur zur Werkstoffcharakterisierung, sondern vor allem zur Fehlerprüfung an allen elektrisch leitfähigen Werkstoffen eingesetzt. Rissartige Fehler im Werk-

stoff verdrängen die Wirbelströme. Die Umgehung der Fehler durch die Wirbelströme führt zu einer veränderten Spulenimpedanz.

Der Messeffekt entsteht infolge einer Überlagerung folgender Wirkungen:

- Die Permeabilität des Mediums steigert den induktiven Anteil der Spulenimpedanz, wie bereits in Abschnitt 2.4.1 erläutert. Wenn das Medium nur permeabel und nicht leitfähig ist, so verändert es nur die Induktivität der Spule (dies ist z.B. bei Ferritkernen der Fall).
- Die Leitfähigkeit des Mediums bestimmt die Stärke der Wirbelströme, welche aus dem elektrischen Wirbelfeld resultieren. Durch ihre abschwächende Wirkung auf das Magnetfeld verringern die Wirbelströme den induktiven Anteil der Impedanz. Wäre die Spule von einem verlustfrei leitenden Medium umgeben, so besäße sie nur einen ohmschen Widerstand und keine Induktivität. Die Wirbelströme sind darüber hinaus mit thermischen Verlusten im Werkstoff verbunden, die sich im ohmschen Anteil der Spulenimpedanz niederschlagen.

Handelt es sich bei dem untersuchten Prüfgegenstand um ein ferromagnetisches Metall, das also sowohl eine von eins verschiedene Permeabilitätszahl besitzt als auch elektrisch leitfähig ist, so ändern sich bei Annäherung der Prüfspule sowohl der ohmsche als auch der induktive Anteil ihrer Impedanz.

In der Praxis erschweren folgende drei Störeinflüsse die Wirbelstromprüfung:

- Abhebeeffekt  
Da die Spule nie vollständig vom geprüften Werkstoff umgeben ist, besitzt die Ausfüllung des Magnetfeldes durch den Prüfgegenstand einen hohen Einfluss auf die Impedanz. Bei vergleichenden Messungen schlagen sich Ankopplung und Geometrie des Prüflings als betragsmäßig größter Störeinfluss in den Messergebnissen nieder.
- Temperaturabhängigkeit  
Die Spulen werden üblicherweise aus Kupferlackdraht gewickelt, so dass ihr Ohmscher Widerstand den verhältnismäßig hohen Temperaturkoeffizienten von Kupfer besitzt. Durch Normierung der Impedanzebene auf den Messwert in Luft sowie durch Messung der Impedanzdifferenz zweier Prüfspulen gleicher Bauform und Temperatur kann dieser Effekt vermindert werden. Permeabilität und Leitfähigkeit des geprüften Werkstoffs unterliegen aber ebenfalls ihren spezifischen Temperaturkoeffizienten.
- Restmagnetismus  
Die Feldstärken, welche zur Wirbelstromprüfung eingesetzt werden, sind sehr gering, so dass nahezu ausschließlich reversible Magnetisierungsprozesse im Werkstoff ablaufen. Bei der Charakterisierung ferromagnetischer Werkstoffe mit Wirbelstromverfahren ist der vorliegende

Magnetisierungszustand von entscheidendem Einfluss auf das Messergebnis, da die Permeabilität durch den Arbeitspunkt auf der Hysteresekurve bestimmt wird. Die Prüfung erfolgt daher vorzugsweise am entmagnetisierten Werkstoff oder in der Sättigung.

Zur Messung der Impedanz der Prüfspule betreibt man sie üblicherweise mit konstanter Stromamplitude und misst die an ihr abfallende Spannung. Durch Analyse der Amplituden- und Phasenbeziehung zwischen Strom und Spannung gelangt man zur Impedanz. Der Spannungsabfall an der Prüfspule liegt durchaus im Volt-Bereich und kann deshalb mit üblichen Messverstärkern kaum verstärkt werden. Man bestimmt daher häufig die Impedanzdifferenz zwischen zwei baugleichen Spulen, wobei eine Spule von einem Referenzwerkstoff oder Luft umgeben ist, während die andere als Prüfspule dient. Die in diesem Fall zu messende Spannungsdifferenz ist sehr klein und kann erheblich verstärkt werden, bevor sie der Analyse zugeführt wird. Hierdurch wird die Messempfindlichkeit gesteigert. Die Nutzung der Impedanzdifferenz als Messgröße bietet darüber hinaus den Vorteil einer höheren Temperaturstabilität auf Geräteseite, sofern Referenz- und Prüfwerkstoff sowie Referenz- und Prüfspule die gleiche Temperatur besitzen und einander ähnlich sind. Während die Differenzmessung in der Fehlerprüfung ihre Berechtigung hat, wird in Abschnitt 3.2.2 aufgezeigt, welche Nachteile sie im Falle der Werkstoffcharakterisierung besitzt.

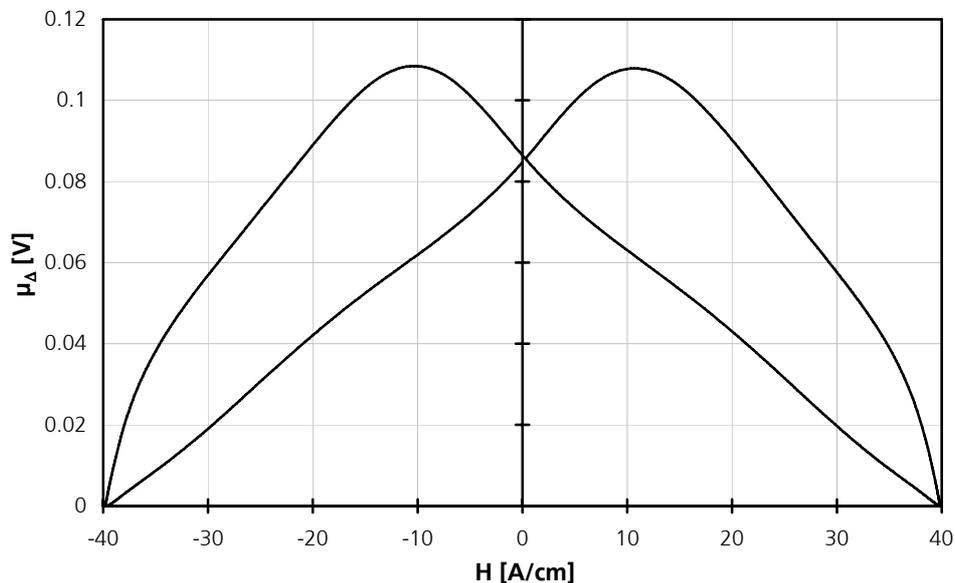
Real- und Imaginärteile sowie Beträge und Phasen der Impedanzen werden als Prüfgrößen genutzt, welche den Werkstoff charakterisieren. Die Prüfsysteme des IZFP (vgl. 3.1.3.1) bezeichnen die entsprechenden Prüfgrößen für die n-te Prüffrequenz mit  $Re_n$ ,  $Im_n$ ,  $Mag_n$  und  $Ph_n$ .

#### **3.1.1.4 Überlagerungspermeabilität**

Die Messung der Überlagerungspermeabilität  $\mu_\Delta$  erfolgt nach physikalischer Definition, indem man in jeweils fest gehaltenen Arbeitspunkten auf der magnetischen Hysteresekurve zyklische Feldstärkeänderungen kleiner Amplitude  $dH \ll H_c/2$  vornimmt und aus dem resultierenden dB die Größe  $\mu_\Delta = dB/dH$  bestimmt. Während dieser Überlagerung eines schwachen Wechselfeldes finden keine bleibenden Änderungen des Magnetisierungszustandes statt. Im Gegensatz zum Barkhausenrauschen, das auf irreversiblen Bloch-Wand-Sprüngen beruht, spiegelt die Überlagerungspermeabilität das reversible Magnetisierungsverhalten des Werkstoffs wider.

Die derartige Messung der Überlagerungspermeabilität ist jedoch mit beträchtlichem Zeitaufwand verbunden. Daher setzt man in der Praxis Wirbelstromprüfverfahren ein, um die Veränderung der Permeabilität als Funktion der Feldstärke qualitativ abzubilden [Alt1990]. Man darf davon ausgehen, dass sich die Magnetisierung des Werkstoffs vorwiegend auf seine Permeabilität auswirkt, magneto-resistive Effekte werden also vernachlässigt. Man bildet die Veränderung der Wirbelstromimpedanz während eines Hystereseumlaufs als Funktion der Feldstärke ab und

darf die entstandene Kurve als qualitative Überlagerungspermeabilitätskurve auffassen (vgl. Abbildung 22). Das Erscheinungsbild dieser Kurve ist demjenigen der Barkhausenrausch-Profilkurve häufig sehr ähnlich, obwohl das eine Verfahren reversible Prozesse abbildet, während das andere auf irreversiblen Vorgängen beruht.



**Abbildung 22:** Wirbelstrom-Überlagerungspermeabilitätskurve (gemessen mit dem 3MA-II-Prüfgerät des IZFP, Magnetisierungsfrequenz 100 Hz, Überlagerungsfrequenz 200 kHz, Prüfkopf: E1030 HF). Im Falle des 3MA-Prüfsystems erfolgt keine Umrechnung der gemessenen Überlagerungspermeabilitätsspannung in tatsächliche Permeabilitätswerte, so dass die Größe  $\mu_{\Delta}$  in der Einheit Volt angegeben wird.

Das Verfahren der Wirbelstrom-Überlagerungspermeabilitätsanalyse qualifiziert sich für den Praxiseinsatz durch potentiell hohe Messwertreproduzierbarkeit und hohe Prüfgeschwindigkeit. Diese sind Folgen der zugrundeliegenden Wirbelstromimpedanzanalyse, deren Messwerte im Gegensatz zum Barkhausenrauschen sehr geringe stochastische Schwankungen während des Hystereseumlaufs aufweisen. Darüber hinaus erlangt das Verfahren durch die schmalbandige Signalauswertung eine hohe elektromagnetische Störsicherheit. Andererseits führen Ankopplungsvariationen, wie sie bei Verkippung des Sensors entstehen können, zu einer Veränderung der Medienverhältnisse in der Apertur der Prüfspule und damit zu veränderten Überlagerungspermeabilitätswerten. Die tatsächlich erzielte Reproduzierbarkeit wird daher auch in hohem Maße durch die Prüfkopfgestaltung und -handhabung bestimmt.

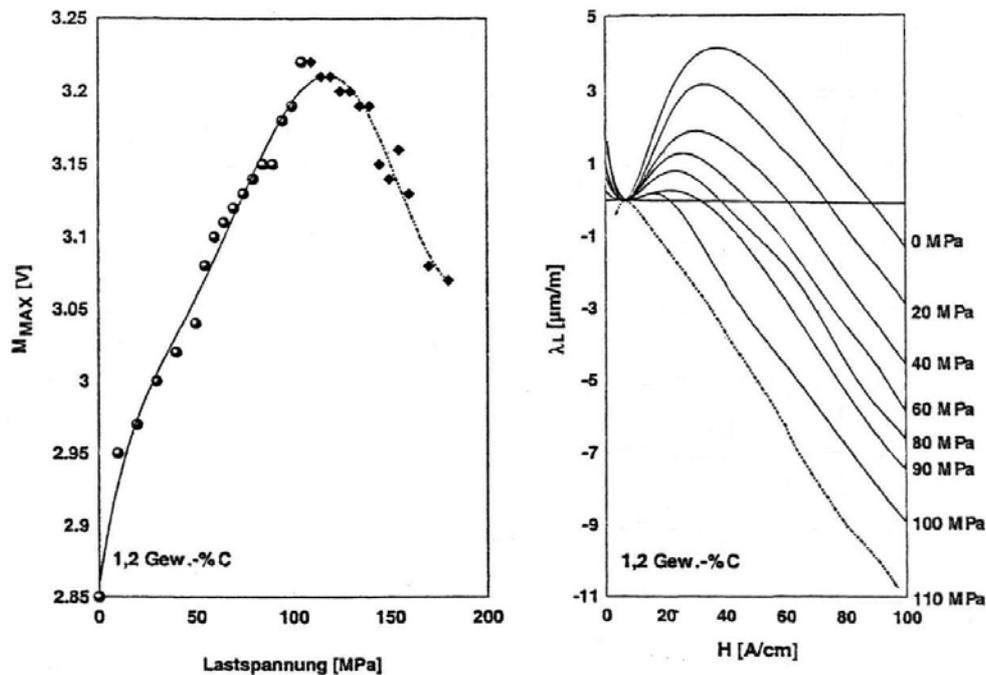
Die Auswertung der Messkurve wird von den Prüfsystemen des IZFP nach den gleichen Gesichtspunkten wie im Falle des Barkhausenrauschens durchgeführt. Dabei werden die maximale ( $\mu_{\text{MAX}}$ ), mittlere ( $\mu_{\text{MEAN}}$ ) und im Remanenzdurchlauf vorliegende ( $\mu_{\text{R}}$ ) Überlagerungspermeabilitätsspannung sowie die Feldstärke im Maximum ( $H_{\text{C}\mu}$ ) und die Aufweitungen der Kurve bei 25, 50 und 75% des Maximums ( $\Delta H_{25\mu}$ ,  $\Delta H_{50\mu}$  und  $\Delta H_{75\mu}$ ) als Prüfgrößen bestimmt.

### 3.1.1.5 Spannungsabhängigkeit magnetischer Eigenschaften

Die Ausprägung der Hysterese wird im Wesentlichen durch die nur indirekt spannungsempfindlichen 180°-Bloch-Wände bestimmt, jedoch finden im Kniebereich direkt spannungsabhängige Bewegungen der 90°-Bloch-Wände und Drehprozesse statt. Diese Eigenschaft ist auf den bereits im Abschnitt 2.2.3.2 beschriebenen Villari-Effekt zurückzuführen. Im magnetischen Barkhausenrauschen schlägt sich jedoch die Veränderung der Domänenstruktur durch Spannungen noch erheblich stärker nieder [Altp1990]. Es bietet sich dadurch die Möglichkeit einer quantitativen mikromagnetischen Eigenspannungsmessung nach einmaliger Kalibrierung anhand bekannter Referenzwerte für ausgewählte Proben. Die Referenzwerte können z.B. durch Röntgenbeugung oder mittels der Bohrlochmethode gewonnen werden, aber es sind auch Kalibrierungen im Biege- bzw. Zug- und Druckversuch möglich, denn aus magnetischer Sicht ist die Auswirkung von Eigenspannungen I. Art nicht von derjenigen externer Lastspannungen zu unterscheiden [Altp1990].

Das magnetische Barkhausenrauschen besitzt eine ausgeprägte Spannungsabhängigkeit. Im Rahmen eines DFG-Forschungsvorhabens konnte am IZFP gezeigt werden, dass der Verlauf der  $M_{MAX}(\sigma)$ -Kurve anhand des spannungsabhängigen Verhaltens der Längsmagnetostriktion interpretiert werden kann [Altp1997]. Es existiert ein Lastspannungswert  $\sigma_{krit}$ , oberhalb dessen die Längsmagnetostriktionskurve vollständig im negativen Bereich verläuft. Für die in Abbildung 23 rechts dargestellte Schar von Längsmagnetostriktionskurven eines ferritisch-perlitischen Stahles bei verschiedenen Zuglastspannungen ergibt sich ein  $\sigma_{krit}$ -Wert zwischen 100 und 110 MPa. Es wurde stets beobachtet, dass die Barkhausenrauschamplitude bei einer Lastspannung von  $\sigma = \sigma_{krit}$  ein Maximum durchläuft, wie Abbildung 23 links für den in diesem Beispiel betrachteten Stahl zeigt.

Die Abnahme von  $M_{MAX}$  für Lastspannungen oberhalb von  $\sigma_{krit}$  kann auf das negative Magnetostriktionsverhalten in diesem Lastspannungsbereich zurückgeführt werden [Altp1995]. Die Größe von  $\sigma_{krit}$  hängt entscheidend von der Größe der Spannungen II. Art ab [Altp1999]. Dies konnte sowohl für thermisch induzierte Eigenspannungen als auch für Kohärenzeigenspannungen nachgewiesen werden. Es wurde darüber hinaus gezeigt, dass die Ausprägung des  $M_{MAX}(\sigma)$ -Verlaufes in hohem Maße vom analysierten Frequenzbereich des Barkhausenrauschens abhängt [Schn2007]. Ein tieferes Verständnis dieser Abhängigkeit ist Gegenstand laufender Forschung.



**Abbildung 23:** Verlauf der Barkhausenrauschamplitude  $M_{MAX}$  als Funktion der Zuglastspannung (links) sowie die zugehörigen Längsmagnetostruktionskurven  $\lambda_L$  für einzelne Zuglastspannungen (gemessen an einem ferritisch-perlitischen Stahl mit einem Kohlenstoffgehalt von 1,2 Gew.-%) [Altp1999]

### 3.1.2 Korrelation magnetischer Messgrößen zum Fehler- und Werkstoffzustand

#### 3.1.2.1 Quantitative mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung

Viele der unter 3.1.2 vorgestellten Prüfsysteme erlauben die Bestimmung von Näherungswerten für mechanisch-technologische Kenngrößen („Zielgrößen“) wie z.B. der mechanischen Härte des geprüften Werkstoffs. Da keine der zerstörungsfrei ermittelten Größen („Prüfgrößen“) ausschließlich die Härte widerspiegelt, können mikromagnetische Prüfsysteme nicht mit einer universell einsetzbaren Funktion zur Härtemessung ausgeliefert werden. Dies gilt nicht nur für das hier willkürlich gewählte Beispiel der Härte, sondern für alle mechanisch-technologischen Kenngrößen, deren Ermittlung in der Praxis das Ziel der Prüfung darstellt. Darüber hinaus hängen die Prüfgrößen von der Sensorbauform, der Ankopplungssituation und den Geräteeinstellungen ab, so dass der Zusammenhang zwischen Prüf- und Zielgrößen für jeden neuen Anwendungsfall und jede Prüfkopflösung zunächst statistisch erfasst werden muss.

Anhand von Messungen an einem Kalibrierprobensatz, welcher den erwarteten Wertebereich der Zielgröße möglichst ausgewogen repräsentieren und darüber hinaus typische statistische Werkstoffschwankungen (z.B. Chargeneinfluss) enthalten sollte, wird eine Datenbank der gemessenen Prüfgrößenwerte und der bekannten Zielgrößenwerte erstellt. Die sorgfältige Zusammenstellung des Kalibrierprobensatzes sowie die Genauigkeit der mit einem Referenzverfahren

bestimmten Sollwerte der Zielgröße sind von entscheidender Bedeutung für den Erfolg und die Zuverlässigkeit der Kalibrierung.

Die Regressionsanalyse und die Mustererkennung sind zwei Ansätze, welche in mikromagnetischen Prüfgeräten eingesetzt werden, um das inverse Problem der Zielgrößenvorhersage anhand gemessener Prüfgrößen zu lösen und Störeinflüsse zu minimieren.

### Regressionsanalyse

Mittels multipler Regressionsanalyse wird ein Polynom ermittelt, welches innerhalb der Kalibrierdaten eine möglichst fehlerarme Bestimmung der Zielgrößenwerte anhand gegebener Prüfgrößenwerte erlaubt. Das IZFP setzt hierzu eine schrittweise durchgeführte Vorwärts-Regression ein, wobei die Auswahl der benötigten Prüfgrößen in jedem Schritt optimiert und die Koeffizienten des Polynoms mit der Methode der kleinsten Quadrate ermittelt werden [Szie2001].

Sofern der Kalibrierprobensatz für die spätere Anwendung repräsentativ ist, können auch für weitere, unbekannte Zustände Näherungswerte der Zielgröße interpoliert werden. Die Extrapolation von Zielgrößenwerten oder die Anwendung des Polynoms auf Prüfgrößenwerte außerhalb des in der Kalibrierdatenbank vorhandenen Bereichs ist mit wachsender Komplexität des Polynoms mit hohen Unsicherheiten behaftet und daher zu vermeiden.

Die Verallgemeinerung der umfangreichen Kalibrierdatenbank auf einen mathematischen Ausdruck mit z.B. 10-15 Freiheitsgraden ist gleichzeitig Vor- und Nachteil der Regressionsanalyse. Der Vorteil ist dabei in der Interpolationsfähigkeit zu sehen. Weisen eine oder mehrere Prüfgrößen mathematisch einfach beschreibbare (z.B. lineare oder quadratische) Zusammenhänge mit der Zielgröße auf, so ist die Kalibrierung mittels Regressionsanalyse vorteilhaft. Durch die Kombination mehrerer Prüfgrößen in einem Ausdruck sind Abweichungen einzelner Prüfgrößen vom gleichmäßigen Verlauf tolerierbar, wenn sie von gegenläufigen Abweichungen in anderen Prüfgrößen begleitet sind. Nachteilig ist die mangelhafte Eignung zur Abbildung von Zusammenhängen, die sich nicht als Polynom niedrigen Grades darstellen lassen.

### Mustererkennung

Unter Einsatz von Mustererkennung sind einige Nachteile der Regressionsanalyse behebbar, allerdings existieren verschiedene Verfahren der Mustererkennung. Die klassische Mustererkennung vereinfacht die Kalibrierdatenbank nicht durch ein verallgemeinerndes Modell, sondern sie vergleicht die darin enthaltenen Messdaten mit denjenigen, welche an einer zu klassierenden Probe gemessen wurden. Durch eine Beurteilung der Ähnlichkeit der zu klassierenden Messdaten mit denjenigen aus der Datenbank (z.B. anhand der euklidischen Distanz im Prüfgrößenraum) wird die untersuchte Probe einer Kategorie zugeordnet, die einen bestimmten Wertebe-

reich der Zielgröße repräsentiert. Hierbei wird kein mathematisch einfacher Zusammenhang zwischen Prüf- und Zielgrößen vorausgesetzt, sondern es wird lediglich angenommen, dass magnetisch ähnliche Proben auch hinsichtlich ihrer Zieleigenschaft ähnlich sind. Umgekehrt wird jedoch nicht gefordert, dass hinsichtlich ihrer Zieleigenschaft ähnliche Proben auch magnetisch ähnlich sind. Falls beispielsweise die Härte die Zielgröße darstellt, dürfen Proben gleicher Härte unterschiedliche magnetische Eigenschaften besitzen, da man in jedem Fall eindeutig vom Messwert auf die jeweilige Härte schließen kann. Proben gleicher magnetischer Eigenschaften dürfen hingegen keine unterschiedlichen Härtewerte besitzen, denn der Schluss von den gemessenen magnetischen Eigenschaften auf die Härte wäre dann nicht eindeutig möglich.

Die am IZFP entwickelte Mustererkennung beschränkt sich nicht auf eine Klassierung der gemessenen Probe, sondern es werden, basierend auf Maßen für die Ähnlichkeit im Merkmalsraum, Näherungswerte der Zielgröße berechnet [Tsch2004].

### **3.1.3 Mikromagnetische Prüftechnik**

Die meisten Anwendungen mikromagnetischer Prüfverfahren ergeben sich aus deren Empfindlichkeit gegenüber der mechanischen Härte und Spannungen. Gegenwärtig existieren jedoch keine mikromagnetischen Kenngrößen, die unmittelbar und allgemeingültig eine quantitative Bestimmung mechanisch-technologischer Werkstoffeigenschaften oder der Spannungen zulassen. Vor der regulären Anwendung des Verfahrens wird daher zunächst der Zusammenhang zwischen Prüf- und Zielgrößen anhand eines Kalibrierprobensatzes statistisch erfasst. Der Kalibrierprobensatz muss eine für den Anwendungsfall repräsentative Auswahl von Werkstoffzuständen darstellen. Die Bestimmung von Näherungswerten für die jeweilige Zielgröße anhand mikromagnetischer Prüfgrößen stellt ein inverses Problem dar, welches z.B. mittels Regressionsanalyse oder Mustererkennung gelöst wird. Die Genauigkeit und Zuverlässigkeit der Zielgrößenbestimmung steht und fällt mit der Messgenauigkeit und Zuverlässigkeit der mikromagnetischen Prüftechnik.

Zur Trennung der unterschiedlichen Werkstoffeigenschaften, die sich in den mikromagnetischen Prüfgrößen überlagert abbilden, setzen leistungsstarke mikromagnetische Prüfgeräte wie das 3MA-II-Prüfsystem des IZFP (Abschnitt 3.1.3.1) mehrere Prüfverfahren ein, um möglichst viele voneinander unabhängige Merkmale der magnetischen Werkstoffeigenschaften zu bestimmen.

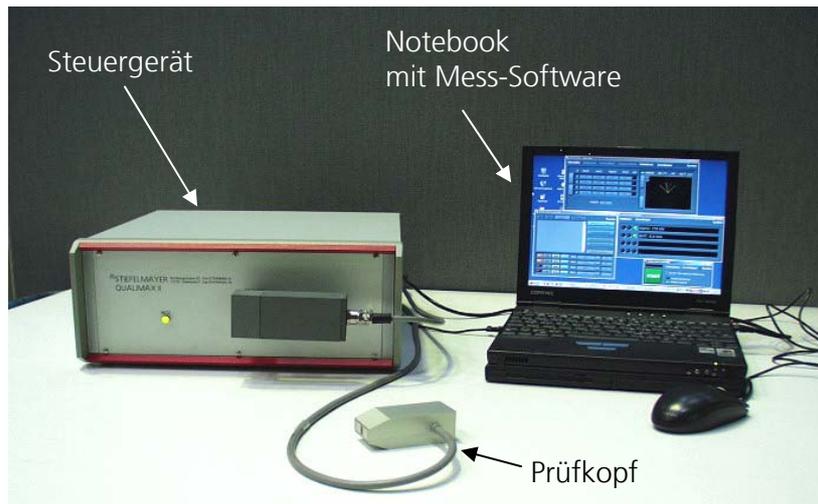
In den folgenden Abschnitten sind die bekanntesten kommerziell verfügbaren Prüfgeräte beschrieben, die mikromagnetische Effekte zur Werkstoffcharakterisierung einsetzen. Eine Gemeinsamkeit aller beschriebenen Geräte ist die Zielsetzung, Merkmale des magnetischen Werk-

stoffverhaltens in möglichst kurzer Zeit zu erfassen und daraus Näherungswerte für mechanisch-technologische Kenngrößen des Werkstoffs zu berechnen.

### **3.1.3.1 IZFP 3MA-II / QUALIMAX-II**

3MA ist die Abkürzung für Mikromagnetische Multiparameter- Mikrostruktur- und Spannungs-Analyse. Dabei handelt es sich um ein Verfahren, welches am IZFP seit seiner ersten Beschreibung und Realisierung in den 80er Jahren stetig weiterentwickelt und den technischen Möglichkeiten angepasst wurde [Thei1989, Altp2002.2]. In der VDI/VDE-Richtlinie 2616 ist das 3MA-Verfahren unter der Bezeichnung „KEMAG“ aufgeführt und als nicht genormtes Verfahren zur Prüfung der Härte ferromagnetischer Werkstoffe empfohlen [Wolt2005]. Die aktuelle Generation von 3MA-Geräten wird durch das 3MA-II-Prüfsystem repräsentiert, welches die vier in den Abschnitten 3.1.1.1 bis 3.1.1.4 beschriebenen Prüfverfahren im Zeitmultiplex-Verfahren durchführt, um den Werkstoff umfassend mikromagnetisch zu charakterisieren. Durch Kalibrierung mittels Regressionsanalyse und Mustererkennung werden viele mechanisch-technologische Kenngrößen zerstörungsfrei bestimmbar [Altp1990, Altp2002.2, Tsch2004]. Im Vertrieb der Firma C. Stiefelmayer GmbH & Co KG wird das Gerät unter der Bezeichnung QUALIMAX-II geführt.

3MA-Prüfköpfe sind in einer Vielzahl von Bauformen und Größen realisiert worden, die meisten davon als handliche, robuste Einheit aus einem U-förmigen Elektromagneten und einer zwischen den Polschuhen federnd aufgehängten Sensoreinheit. Die Sensoreinheit enthält eine Hallsonde sowie, je nach Sensortyp, Spulen für die magnetische Barkhausenrausch- und Wirbelstromprüfung. Die wirbelstrombasierten Verfahren werten die Impedanzdifferenz zwischen einer Sender-Empfänger-Anordnung im Prüfkopf und einer weiteren außerhalb des Prüfkopfes aus. Die sog. Hochfrequenz-(HF-)Prüfköpfe erlauben die Wirbelstrom- und Überlagerungspermeabilitätsprüfung im hohen kHz- bis niedrigen MHz-Bereich, wobei Luftspulen in der Sensoreinheit zur Erzeugung und Messung des Überlagerungsfeldes eingesetzt werden. In den Niederfrequenz-(NF-)Prüfköpfen werden Wirbelstrom- und Überlagerungspermeabilitätsprüfung über zusätzliche Wicklungen auf dem Kern des Elektromagneten realisiert, wobei die Prüffrequenzen, bedingt durch Wirbelstromverluste im Kern, meist 20 kHz nicht übersteigen. Abbildung 24 zeigt ein Foto der Prüfsystem-Komponenten.



**Abbildung 24:** 3MA-II- bzw. QUALIMAX-II-Prüfsystem, bestehend aus Steuergerät, Prüfkopf und Notebook-PC

Das 3MA-II- / QUALIMAX-II-Prüfsystem weist folgende Leistungsmerkmale auf:

<b>Allgemein</b>	Vorwiegende Einsatzgebiete (laut Hersteller)	Härte Härtetiefe (Rht, Eht) Eigenspannungen Restaustenitgehalt Schleifbrand Streckgrenze Zugfestigkeit Verformungsgrad Wärmebehandlungsfehler Gefügeunterscheidung
	Systemkomponenten	PC Steuergerät Prüfkopf
	Prüfkopfkonzept	Aufsatztechnik (Spezialsensoren ggf. anders)
	Schnittstellen	Ethernet Digital- und Analogeingänge Digitalausgänge MMS Softwareschnittstelle
	Magnetisierungsfrequenz	10 – 1000 Hz
	Endstufenbetriebsart	spannungseinprägend, stromeinprägend für NF-WS
	Regelgröße	Magnetfeldamplitude
	Spitzenamplitude der Regelgröße	0 – 100 A/cm
	Prüfgeschwindigkeit (abhängig von Einstellungen)	1 – 70 Messungen/s typisch ca. 5 Messungen/s
	Alternierung von Magnetisierungsfrequenz und -amplitude	ja, beliebig viele im Zeitmultiplex, auch zur Messung
	Alternierung der Prüfverfahren	Zeitmultiplex
	Korrelationsverfahren	Regressionsanalyse, Mustererkennung
	Prüfergebnis	Zahlenwert in Einheiten der Zielgröße
	Masse des Prüfgerätes ohne Prüfkopf	11 kg

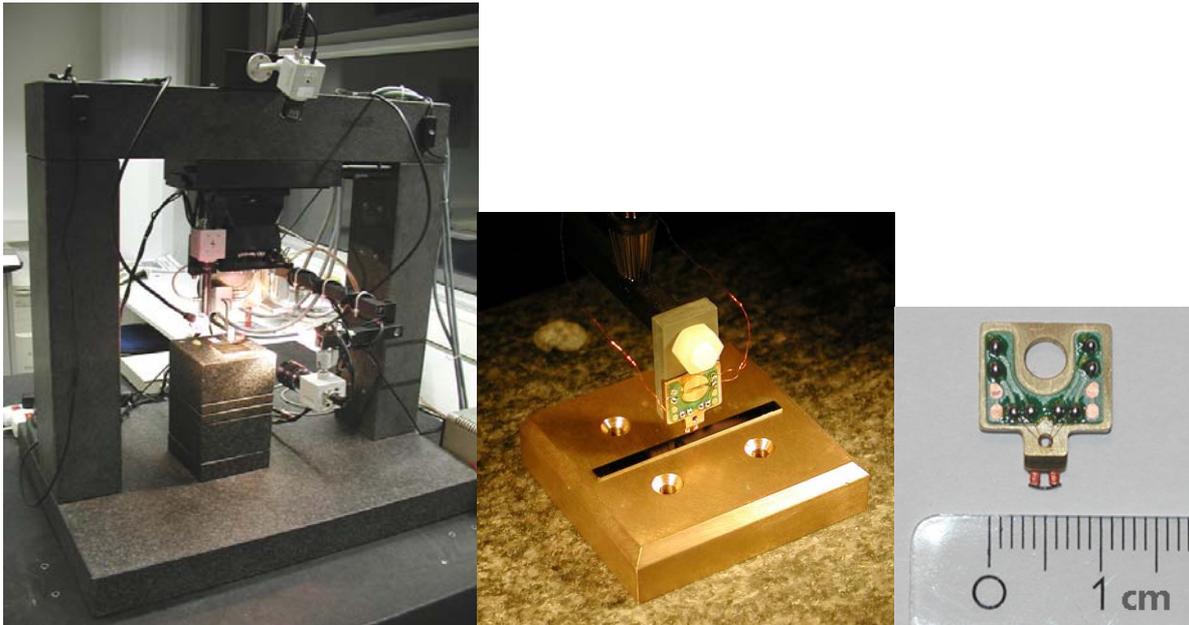
<b>1. Prüfverfahren:</b> Oberwellenanalyse (IZFP)	Anzahl der Prüfgrößen	10
	Anzahl der Auswerteparametersätze	1
	Alternierung der Parametersätze	-
<b>2. Prüfverfahren:</b> Barkhausenrauschen (IZFP)	Anzahl der Prüfgrößen	7
	Anzahl der Auswerteparametersätze	1
	Alternierung der Parametersätze	-
	Hochpass	aus (prüfkopfseitig 5 kHz) 100 kHz 500 kHz 1 MHz
	Tiefpass	aus (techn. bedingt 10 MHz) 500 kHz 1 MHz 5 MHz
	Verstärkung	einstellbar
<b>3. Prüfverfahren:</b> Überlagerungspermeabilität	Anzahl der Prüfgrößen	7
	Anzahl der Auswerteparametersätze	1
	Alternierung der Parametersätze	-
	Prüffrequenzbereich	1 kHz – 10 MHz
	Ausgangsamplitude	einstellbar
	Verstärkung	einstellbar
<b>4. Prüfverfahren:</b> Wirbelstrom	Anzahl der Prüfgrößen	4 pro Frequenz
	Anzahl der Prüffrequenzen	4
	Alternierung der Prüffrequenzen	Zeitmultiplex
	Prüffrequenzbereich	100 Hz – 10 MHz
	Ausgangsamplitude	einstellbar
	Verstärkung	einstellbar

**Tabelle 1:** Leistungsmerkmale des 3MA-II- bzw. QUALIMAX-II-Prüfsystems

### 3.1.3.2 IZFP BEMI (Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskop)

Das Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskop (engl. Barkhausen Noise and Eddy Current Microscope, BEMI) ist ein am IZFP entwickeltes rastermikroskopisches Prüfgerät zur ortsauflösenden elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung. Das Gerät erlaubt die Durchführung von Barkhausenrausch- und Wirbelstromimpedanz-Analysen in einem patentierten Messaufbau (vgl. Abbildung 25) unter Einsatz eines miniaturisierten induktiven Aufnehmers [Altp1992].

Die Barkhausenrausch- und Vierfrequenz-Wirbelstromimpedanzanalyse werden auf ähnliche Weise wie im 3MA-II-Prüfsystem durchgeführt. Durch den speziellen Prüfkopf erreicht das BEMI eine Ortsauflösung von ca. 10-20 µm. Damit werden Abbildungen der örtlichen Verteilung von Eigenspannungen, Schichtdicke und Gefügezusammensetzungen möglich [Altp2000, Kühn2000]. Das Gerät wurde im Rahmen von Forschungsvorhaben ständig erweitert, um neue Einsatzgebiete zu erschließen [Sche2003, Szie2004, Altp2005]. Eine Besonderheit ist die digitale Filterung der Barkhausenrauschsignale, wodurch eine Auswertung eines gemessenen Rohsignals mit verschiedenen Filtereinstellungen möglich ist.



**Abbildung 25:** Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskop (BEMI), Prüfkopf im Detail

Folgende Tabelle zeigt die wesentlichen Eigenschaften des Gerätes:

<b>Allgemein</b>	Vorwiegende Einsatzgebiete (laut Hersteller)	Schichtdickenverteilung Eigenspannungsverteilung Abbildung des Mikrogefüges
	Systemkomponenten	PC Steuergeräte Manipulator Prüfkopf
	Prüfkopfkonzept	Aufsatztechnik
	Schnittstellen	MMS-Softwareschnittstelle
	Magnetisierungsfrequenz	10 – 1000 Hz
	Endstufenbetriebsart	spannungseinprägend
	Regelgröße	Magnetfeldamplitude
	Spitzenamplitude der Regelgröße	0 – 255 A/cm
	Prüfgeschwindigkeit (abhängig von Einstellungen)	1 – 5 Punkte/s typisch ca. 2 Punkte/s
	Alternierung von Magnetisierungsfrequenz und -amplitude	ja, beliebig viele im Zeitmultiplex, auch zur Messung
	Alternierung der Prüfverfahren	keine (manuelle Auswahl)
	Korrelationsverfahren	Regressionsanalyse Mustererkennung
	Prüfergebnis	Flächenscan der Prüfgrößen / der kalibrierten Zielgrößen
	Masse des Prüfgerätes ohne Prüfkopf	>> 250 kg
<b>1. Prüfverfahren:</b> Barkhausenrauschen (IZFP)	Anzahl der Prüfgrößen	7
	Anzahl der Auswerteparametersätze	1 – 25
	Alternierung der Parametersätze	quasi parallel
	Hochpass	Standardfilter: 4 kHz Externes Filter: 0 – 200 kHz
	Tiefpass	Standardfilter: 20 kHz Externes Filter: 0 – 200 kHz
	Verstärkung	Standardfilter: 60 dB Externes Filter: 0 – 90 dB

<b>2. Prüfverfahren:</b> Wirbelstrom	Anzahl der Prüfgrößen	4 pro Frequenz
	Anzahl der Prüffrequenzen	4
	Alternierung der Prüffrequenzen	Zeitmultiplex
	Prüffrequenzbereich	theoretisch: 10 Hz – 10 MHz optimal: 10 kHz – 3 MHz

**Tabelle 2:** Leistungsmerkmale des Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskops (BEMI)

### 3.1.3.3 Diagnosics Introscan

Das Prüfgerät „Introscan“ des russischen Herstellers „Diagnosics“ analysiert das magnetische Barkhausenrauschen und bestimmt anhand der ermittelten Prüfgrößen Näherungswerte für mechanisch-technologische Kenngrößen. Ein im Prüfgerät integrierter Steuerrechner sowie der optionale Akkubetrieb ermöglichen einen mobilen Einsatz. Eine Besonderheit ist die Verfügbarkeit von Drehfeldsensoren, mit welchen eine schnelle Abbildung von Polfiguren anisotroper Werkstoffeigenschaften möglich ist.



**Abbildung 26:** IntroScan-Prüfgerät; rechts eingebaut in eine Tragetasche mit integriertem Akku für den mobilen Einsatz

<b>Allgemein</b>	Vorwiegende Einsatzgebiete (laut Hersteller)	Eigenspannungen plastische Verformung Härtetiefe Eigenspannungs-Tiefenverlauf Schleifbrand Härte
	Systemkomponenten	Steuergeräte Prüfkopf
	Prüfkopfkonzept	Aufsatztechnik
	Schnittstellen	Infrarot Analogausgang (BNC)
	Magnetisierungsfrequenz	k. A., typisch 60 Hz
	Endstufenbetriebsart	k. A.
	Regelgröße	a) Magnetfeldamplitude b) Flussdichtenamplitude
	Spitzenamplitude der Regelgröße	k. A.
	Prüfgeschwindigkeit (abhängig von Einstellungen)	0.1 - 10 Messungen/s

	Alternierung von Magnetisierungsfrequenz und -amplitude	ja, zur automatischen Optimierung der Einstellungen
	Alternierung der Prüfverfahren	-
	Korrelationsverfahren	Regressionsanalyse
	Prüfergebnis	Zahlenwert in Einheiten der kalibrierten Zielgröße
	Masse des Prüfgerätes ohne Prüfkopf	5 kg (Netzbetrieb) k. A. (Akkubetrieb)
<b>1. Prüfverfahren:</b> Barkhausenrauschen (INTROSCAN)	Anzahl der Prüfgrößen	1
	Anzahl der Auswerteparametersätze	k. A.
	Alternierung der Parametersätze	-
	Hochpass	k. A.
	Tiefpass	k. A.
	Verstärkung	k. A.

**Tabelle 3:** Technische Daten des IntroScan-Prüfgerätes [Rkk2008]

### 3.1.3.4 Förster MAGNATEST® D

Das Institut Dr. Förster GmbH & Co KG mit Sitz in Reutlingen führt unter der Bezeichnung MAGNATEST® D eine Serie von Prüfgeräten, welche den Werkstoffzustand mittels einer Art Oberwellenanalyse charakterisieren. Die Methode der Oberwellenanalyse unterscheidet sich aber von derjenigen des IZFP (beispielsweise wird die Koerzitivfeldstärke nicht ermittelt). Im Gegensatz zu den Prüfgeräten des IZFP verwenden die Geräte der Firma Förster vorzugsweise eine umfassende Spulenordnung (vgl. Abbildung 27), wobei das zu prüfende Bauteil als Kern in die Anordnung eingeführt wird. Für Sonderanwendungen werden darüber hinaus Tastspulen angeboten.



**Abbildung 27:** Förster MAGNATEST® D 3.623, Prüfspulen [Förs2005]

Bei primärseitiger Einspeisung eines sinusförmigen Wechselstroms genügend großer Amplitude in die Prüfspule wird sekundärseitig eine durch Oberwellen verzerrte Wechselspannung induziert, deren Zeitsignal von den Werkstoffeigenschaften geprägt ist. Durch Analyse der Oberwellenanteile bei einer oder mehreren Prüffrequenzen bestimmt das Prüfgerät Merkmale des Werkstoffzustands, die mittels Mustererkennung (siehe 3.1.2) eine Zuordnung zu einer von bis zu 6 Gruppen erlauben.

Folgende Tabelle fasst die Leistungsmerkmale des MAGNATEST® D Prüfsystems zusammen:

<b>Allgemein</b>	Vorwiegende Einsatzgebiete (laut Hersteller)	Legierungszusammensetzung Wärmebehandlung Gefüge Festigkeit Härte / Einsatzhärte Verformung
	Systemkomponenten	Steuergerät Prüfkopf
	Prüfkopfkonzept	vorwiegend probenumfassend (Tastspulen verfügbar)
	Schnittstellen	Drucker, Tastatur Digital-Ein- und -Ausgänge Analogsignal-Schnittstelle viele Optionen
	Magnetisierungsfrequenz	2 Hz – 12 kHz in 14 Stufen
	Endstufenbetriebsart	stromeinprägend
	Regelgröße	Stromamplitude
	Spitzenamplitude der Regelgröße	2 A (bei max. 36 V)
	Prüfgeschwindigkeit (abhängig von Einstellungen)	mehr als 10 Bauteile/s bei 1 kHz
	Alternierung von Magnetisierungsfrequenz und -amplitude	ja, bis zu 24 Einstellungen im Zeitmultiplex
	Alternierung der Prüfverfahren	-
	Korrelationsverfahren	Mustererkennung
	Prüfergebnis	Gruppenzugehörigkeit (6 Gruppen)
	Masse des Prüfgerätes ohne Prüfkopf	18 kg
<b>1. Prüfverfahren:</b> Oberwellenanalyse (Förster)	Anzahl der Prüfgrößen	2 pro Frequenz
	Anzahl der Auswerteparametersätze	1
	Alternierung der Parametersätze	-

**Tabelle 4:** Leistungsmerkmale MAGNATEST® D 3.623 [Förs2005]

### 3.1.3.5 Stresstech RollScan und MicroScan

Die Stresstech Group mit Niederlassungen in den USA, Finnland und Deutschland entwickelt Prüfgeräte und Prüfanlagen, die das magnetische Barkhausenrauschen analysieren, um Schleifbrand und Wärmebehandlungsfehler zu detektieren. Das Modell RollScan 250 (Abbildung 28 links) bestimmt die Barkhausenrauschamplitude bei einstellbarer Frequenz und Amplitude der Magnetisierungsspannung und besitzt eine größtenteils analoge Signalverarbeitung. Es erfolgt eine Anzeige der Rauschamplitude als Zahl und in Form eines LED-Balkens. Über ein Potentiometer ist ein Schwellwert einstellbar, ab welchem ein Signalton ausgegeben wird.

Das leistungsstärkere Modell RollScan 300 besitzt eine digitale Steuerung und Signalverarbeitung, mehr Einstellmöglichkeiten sowie einen integrierten Farbbildschirm. Für anspruchsvolle Anwendungen in der Forschung wird das Modell MicroScan 600 angeboten, welches auf dem RollScan 300 basiert, aber eine detaillierte Offline-Analyse der Barkhausenrauschsignale mittels eines Softwarepaketes auf einem separaten Rechner ermöglicht (Abbildung 28 rechts).



**Abbildung 28:** Stresstech RollScan 250 (links), MicroScan 600 (rechts, äußerlich übereinstimmend mit RollScan 300) [Stre2008]

Folgende Tabelle fasst die Leistungsmerkmale des RollScan 300 zusammen.

<b>Allgemein</b>	Vorwiegende Einsatzgebiete (laut Hersteller)	Schleifbrand Wärmebehandlungsfehler
	Systemkomponenten	Steuergerät Prüfkopf (optional: PC)
	Prüfkopfkonzept	Aufsatztechnik
	Schnittstellen	Ethernet RS-232
	Magnetisierungsfrequenz	0.1 – 1000 Hz (Sinus/Dreieck)
	Endstufenbetriebsart	spannungseinprägend
	Regelgröße	Spannungsamplitude
	Spitzenamplitude der Regelgröße	0 – 8 V
	Prüfgeschwindigkeit (abhängig von Einstellungen)	k. A., wahrscheinlich bei 1 kHz mehr als 10 Messungen/s
	Alternierung von Magnetisierungsfrequenz und -amplitude	ja, zur halbautomatischen Optimierung der Einstellungen
	Alternierung der Prüfverfahren	-
	Korrelationsverfahren	-
	Prüfergebnis	Barkhausenrauschamplitude (bei MicroScan-Modell: diverse Kurven und Prüfgrößen)
	Masse des Prüfgerätes ohne Prüfkopf	7.2 kg (Netzbetrieb) (mit Akku: 12.7 kg)
<b>1. Prüfverfahren:</b> Barkhausenrauschen (StressTech)	Anzahl der Prüfgrößen	1 (bei MicroScan-Modell: > 10, aber nur offline im PC be- stimmbar)
	Anzahl der Auswerteparametersätze	1
	Alternierung der Parametersätze	-
	Hochpass	10, 70, 200 kHz (MicroScan: 3 – 1000 kHz)
	Tiefpass	70, 200, 450 kHz (MicroScan: 3 – 1000 kHz)
	Verstärkung	k. A.

**Tabelle 5:** Leistungsmerkmale des StressTech RollScan 300 (bzw. MicroScan 600) [Stre2008]

### 3.1.3.6 EMG IMPOC®

Das von der EMG Automation GmbH in Wenden entwickelte Prüfsystem IMPOC® erlaubt die Online-Bestimmung von Streckgrenze und Zugfestigkeit von ferromagnetischen Stahlbändern [Dürr2003]. Mit Magnetisierungsspulen, die auf gegenüberliegenden Seiten des Bandes angeordnet sind, wird das Band impulsartig bis zur Sättigung aufmagnetisiert. Eine Anordnung aus Förstersonden und Kompensationsspulen auf beiden Bandseiten dient zur Messung des erzielten Remanenzfeldes in einem definierten Arbeitspunkt bei gleichzeitiger Unterdrückung äußerer Magnetfelder (vgl. Abbildung 29). Streckgrenze und Zugfestigkeit spiegeln sich in den magnetischen Werkstoffeigenschaften indirekt wider. Unter anderem wird die Magnetisierbarkeit des Werkstoffs beeinflusst. Das IMPOC®-Verfahren bestimmt den Feldstärkegradienten an jeder magnetisierten Stelle als charakteristisches Merkmal, auf dessen Basis die indirekte Ermittlung der Werkstoffeigenschaften erfolgt. Die Kalibrierung erfolgt hierbei mittels linearer Regressionsanalyse unter zusätzlicher Verwendung der Blechdicke sowie des Streck- und Dressiergrades als Eingangsgrößen.



**Abbildung 29:** Prüfung an einem feuerverzinkten Kaltband mit dem IMPOC®-Prüfsystem [Dürr2003]

Folgende Tabelle fasst die Leistungsmerkmale des IMPOC®-Prüfsystems zusammen:

<b>Allgemein</b>	Vorwiegende Einsatzgebiete	Streckgrenze Zugfestigkeit
	Systemkomponenten	PC Steuergerät Prüfkopf-Paar
	Prüfkopfkonzept	beidseitige, berührungslose Magnetisierung und Prüfung
	Schnittstellen	Weggebersignale (SPS)
	Magnetisierungsfrequenz	1 Puls/s (Gleichfeld-Impulse)
	Endstufenbetriebsart	-
	Regelgröße	-
	Amplitude der Regelgröße	-
	Prüfgeschwindigkeit (abhängig von Einstellungen)	bis zu 300 m/min
	Alternierung von Magnetisierungsfrequenz und -amplitude	-
	Alternierung der Prüfverfahren	-
	Korrelationsverfahren	Regressionsanalyse

	Prüfergebnis	Werte der Zielgrößen
	Masse des Prüfgerätes ohne Prüfkopf	k. A.
<b>1. Prüfverfahren:</b> IMPOC	Anzahl der Prüfgrößen	1

**Tabelle 6:** Leistungsmerkmale des IMPOC®-Prüfsystems [Dürr2003, EMG2008]

## 3.2 Herausforderungen mikromagnetischer Messtechnik

Hersteller und Anwender mikromagnetischer Prüftechnik werden mit messtechnischen Herausforderungen konfrontiert, die den Einsatz der Verfahren in manchen Situationen erschweren. Die folgenden Abschnitte geben hierzu eine Übersicht.

### 3.2.1 Magnetische Ankopplung zwischen Prüfkopf und Probe

Instabile Luftspalte im magnetischen Kreis, wie sie insbesondere im Ankopplungsbereich zwischen den Polschuhen des Elektromagneten und der Werkstoffoberfläche entstehen, können die Messergebnisse signifikant beeinflussen. Teilweise ist die mit dem Luftspalt verbundene Scherung der Hysteresekurve hierfür verantwortlich, teilweise sind es Streufelder am Spalt oder eine Sättigung des Kernmaterials bei kleinen Querschnitten der Koppelfläche.

In den vier Prüfverfahren der 3MA-Gerätetechnik sind folgende Auswirkungen bekannt:

- In den Ergebnissen der Oberwellenanalyse ist der Einfluss von Luftspalten besonders stark ausgeprägt. Die Oberwellen spiegeln die Nichtlinearität und Hysterese aller im magnetischen Kreis beteiligten Werkstoffe wider. Ein Luftspalt linearisiert den magnetischen Kreis, die Hysteresekurve wird geschert, und demzufolge verringern sich die Oberwellenamplituden. In Abschnitt 4.1.1.1 werden Lösungsansätze zur Verminderung der Luftspalt- und Verkippempfindlichkeit der Sensoren vorgeschlagen.
- Die Ausprägung des magnetischen Barkhausenrauschens ist weitgehend unabhängig von einer geringfügigen Scherung der Hysteresekurve, da der Ursprung des Rauschens im geprüften Werkstoff liegt und seine Charakteristik wenig von den übrigen Eigenschaften des magnetischen Kreises bestimmt wird. Dies wird anhand eines mit Oberwellen beaufschlagten Anregungssignals im Abschnitt 4.2.8.1 nachvollziehbar. Allerdings kann es im Falle kleiner Ankoppelflächen (z.B. Ankopplung über eine Kante oder Ecke der Polschuhe) zu einer lokalen Sättigung des Kern- und Probenwerkstoffs kommen, was mit plötzlichem Auftreten eines Streufeldes verbunden ist. Dieses impulsartig auftretende Streufeldsignal kann das Hochpassfilter der Barkhausenrausch-Verstärkerkette passieren und sich somit in der Barkhausenrausch-Profilkurve störend abbilden. Es ist in hohem Maße von der Ankopplung abhängig. In

Abschnitt 4.2.4.2 wird ein Ansatz zur Beseitigung des Störsignals vorgeschlagen. Andererseits lässt sich das Störsignal aufgrund seiner Werkstoffabhängigkeit auch zur Werkstoffcharakterisierung nutzen. In [Schn2007] wurde aufgezeigt, dass die höheren Oberwellen in der Barkhausenrauschenanalyse störend sind, aber eine starke Eigenspannungsabhängigkeit besitzen.

- Die Prüfgrößen der Überlagerungspermeabilitäts- und Wirbelstromprüfung hängen bei Einsatz der Magnetisierungsspule als Prüfspule (z.B. 3MA-NF-Sensoren) erheblich von der Ankopplung ab. Ursachen und Lösungsmöglichkeiten sind hierbei die gleichen wie im Falle der Oberwellenanalyse (s. o.).

### 3.2.2 Einfluss der Temperatur auf Geräteelektronik und Werkstoffeigenschaften

Die Eigenschaften elektronischer Bauteile weisen Temperaturkoeffizienten auf, die im Analogbereich der Messgeräte zu Messwertabweichungen führen können. Berücksichtigt man die Leistungsfähigkeit und Verfügbarkeit gegenwärtiger Digitalelektronik, so sollte eine analoge Signalverarbeitung weitestgehend vermieden werden. Im prüfkopfnahen Bereich sind Verstärker und analoge Filter jedoch erforderlich, daher sollten die darin genutzten Bauteile sorgfältig ausgewählt werden. Dies betrifft neben den Sensorelementen insbesondere:

- Operationsverstärker
- Widerstände, welche den Verstärkungsfaktor von Operationsverstärkern festlegen oder als Spannungsteiler eingesetzt werden
- Widerstände und Kondensatoren, welche die Grenzfrequenz und Impedanz von Filtern festlegen

Folgende Tabelle gibt einen Überblick über die für die Genauigkeit entscheidenden Merkmale gegenwärtiger Widerstände und Kondensatoren:

Bauteilart und -variante	Toleranz [%]	Temperaturkoeff. [ppm/K]	Alterung [ppm], nach 2000 h / 70 °C
Kondensator, Aluminium-Elektrolyt	±20	1500	15000
Kondensator, Tantal-Elektrolyt	±10 – 20	750 – 1500	0
Kondensator, Keramik-Vielschicht, Y5V	+80/-20	12000	150000
Kondensator, Keramik-Vielschicht, X7R	±10 – 20	1000	20000
Kondensator, Keramik-Vielschicht, NP0/COG	±5 – 10	30	0
Widerstand, Kohleschicht	±1 – 5	200 – 250	k.A., hoch
Widerstand, Metallfilm, SMD Chip	±0.1 – 1	10 – 50	k.A., gering
Widerstand, Metallfilm, MELF, Ultra Precision	±0.02 – 0.25	5 – 15	0.02
Widerstand, Vishay Bulk Metal®	±0.001	0.05 – 0.2	0.005

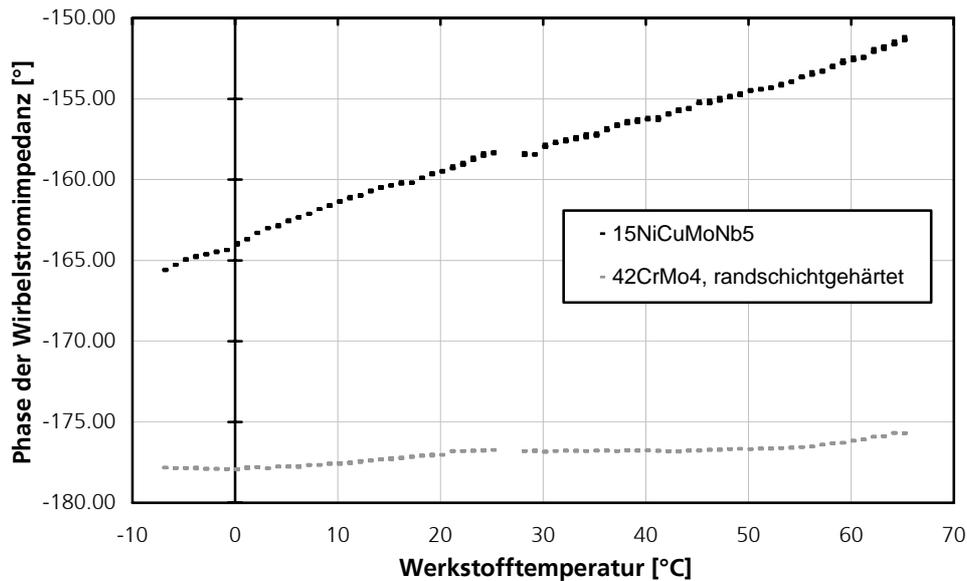
**Tabelle 7:** Typische Toleranzen, Temperaturkoeffizienten und Alterungseigenschaften von Widerständen und Kondensatoren (Quelle: Vishay / KEMET)

Im Abschnitt 4.2.5 ist die bei sorgfältiger BauteilAuswahl erreichbare Temperaturstabilität dokumentiert.

Neben der Temperaturabhängigkeit der Prüftechnik ist unter Umständen auch diejenige des geprüften Werkstoffes zu berücksichtigen. Am Beispiel von Permeabilität und Leitfähigkeit kann die Größenordnung solcher Einflüsse abgeschätzt werden. Während die Permeabilität von reinem Eisen im praxisrelevanten Temperaturbereich nahezu konstant ist, zeigt diejenige von Nickel nahe der Raumtemperatur eine Steigung von etwa 0.7 %/K [Knel1962]. Die linearen Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  der elektrischen Leitfähigkeit von Eisen und Nickel liegen ebenfalls zwischen 0.6 und 0.7 %/K [Kuch1999].

Die Temperaturkoeffizienten von Messgrößen, welche die Änderungen der Leitfähigkeit und/oder Permeabilität proportional abbilden, können daher bei einigen Zehntel %/K liegen. Prüfgrößen, die auf Basis dieser Messgrößen bestimmt werden, können jedoch erheblich größere prozentuale Abweichungen aufweisen, wenn ihr Wert nicht auf einfache Weise aus der Amplitude der Messgröße folgt. Die Temperaturabhängigkeit solcher Größen ist nicht in %/K spezifizierbar. Ein Beispiel hierfür sind z.B. die Phasen der Wirbelstromimpedanzen oder der Oberwellen.

Abbildung 30 zeigt die Temperaturabhängigkeit der Phase der Wirbelstromimpedanz, die unter Einsatz des 3MA-II-Prüfsystems an einem weichmagnetischen und einem hartmagnetischen Werkstoff ermittelt wurde. Die Werkstoffproben wurden hierzu zunächst im Gefrierschrank abgekühlt bzw. im Umluftofen aufgeheizt. Nach der Entnahme wurden, während sich die Werkstofftemperatur wieder langsam der Raumtemperatur (hier ca. 27 °C) näherte, in Abständen von 1 °C Messungen durchgeführt. Für jede Temperatur wurden jeweils 10 Messwerte in schneller zeitlicher Abfolge aufgenommen, um die kurzzeitige Messwertreproduzierbarkeit beurteilen zu können. Der Prüfkopf wurde jeweils nur für kurze Zeit aufgesetzt, so dass er sich nur wenig erwärmte bzw. abkühlte.

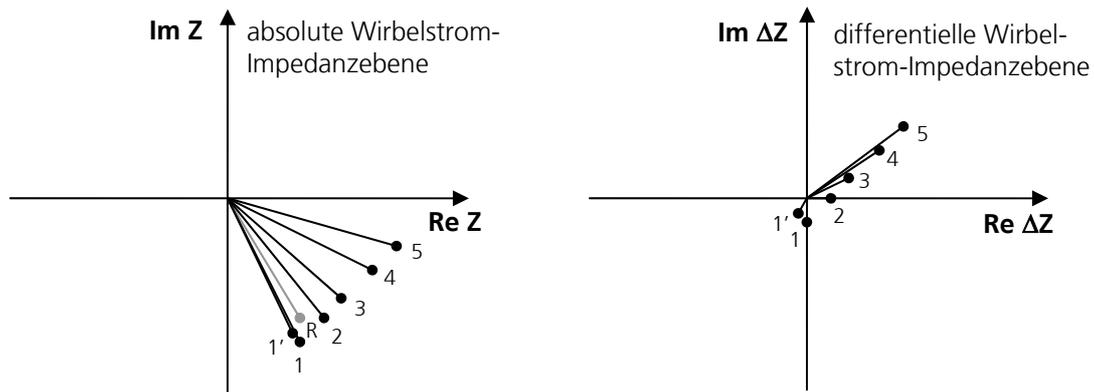


**Abbildung 30:** Phase der Wirbelstromimpedanz als Funktion der Werkstofftemperatur am Beispiel des weichmagnetischen Werkstoffs WB 36 (15NiCuMoNb5) und eines randschichtgehärteten Stabs aus dem Werkstoff 42CrMo4 (gemessen mit 3MA-II, Prüfkopf E1030 NF, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Wirbelstrom-Prüffrequenz: 12 kHz, die Balken zeigen jeweils 10 Einzelmesswerte)

Die Ergebnisse belegen zunächst eine sehr geringe Standardabweichung der Messwerte, wie man an den im Vergleich zur Temperaturabhängigkeit vernachlässigbar kleinen Streuintervallen erkennt. Daran wird jedoch ebenfalls deutlich, dass man die Temperaturabhängigkeit der Werkstoffe keinesfalls vernachlässigen darf. Selbst wenn man den Einfluss der Handhabung (Abheben und Wiederaufsetzen des Sensors) bei der Bestimmung der Standardabweichung berücksichtigt, verändert sich der Messwert für die Probe aus 15NiCuMoNb5 noch um ca. 1.14 Standardabweichungen pro Kelvin.

Die folgende Überlegung soll aufzeigen, dass die Wirbelstromprüfung auf Basis einer Impedanzdifferenz wesentlich zu den beobachteten Temperaturabhängigkeiten der Prüfgrößen beiträgt und auch weitere Veränderungen an Sensor und Prüfgerät in überhöhter, nichtlinearer Weise abbildet.

In 3.1.3.1 wurde bereits erwähnt, dass die Wirbelstromprüfgrößen des 3MA-II die Transferimpedanzdifferenz zwischen Spulen im Prüfkopf und Spulen in einem prüfkopfähnlichen Vergleichselement abbilden. Da die Differenz geringer ist als die absolute Impedanz, können höhere Verstärkungen eingesetzt werden und größere Messempfindlichkeiten erzielt werden. Die Differenzbildung bringt aber auch eine Verzerrung der Beträge und Phasen mit sich, wie folgende Abbildung erläutert:



**Abbildung 31:** Grafische Erläuterung der Verzerrung von Betrags- und Phasenverhältnissen im differentiellen Wirbelstromverfahren anhand von 5 Werkstoffzuständen (Ziffern 1-5) und eines Referenzwerkstoffs (R), gegenüber welchem die Differenzbildung erfolgt. Man vergleiche zunächst die Phasenunterschiede zwischen den Zuständen 1 und 2 sowie 4 und 5. Darüber hinaus vergleiche man, wie sich eine hypothetische Messwertdrift (von 1 auf 1') in der absoluten und der differentiellen Impedanzebene auswirkt.

Man erkennt, dass die Impedanzen der Zustände 1-5 in der absoluten Wirbelstrom-Impedanzebene einem einfachen Trend unterliegen, der sich hauptsächlich in Real- und Imaginärteil, aber auch in der Phase abbildet. Im Falle eines Driftens der Messempfindlichkeit (von Messwert 1 auf 1'), wie es z.B. thermisch oder durch Verschleiß entstehen kann, tritt eine prozentual geringe Abweichung aller Größen auf.

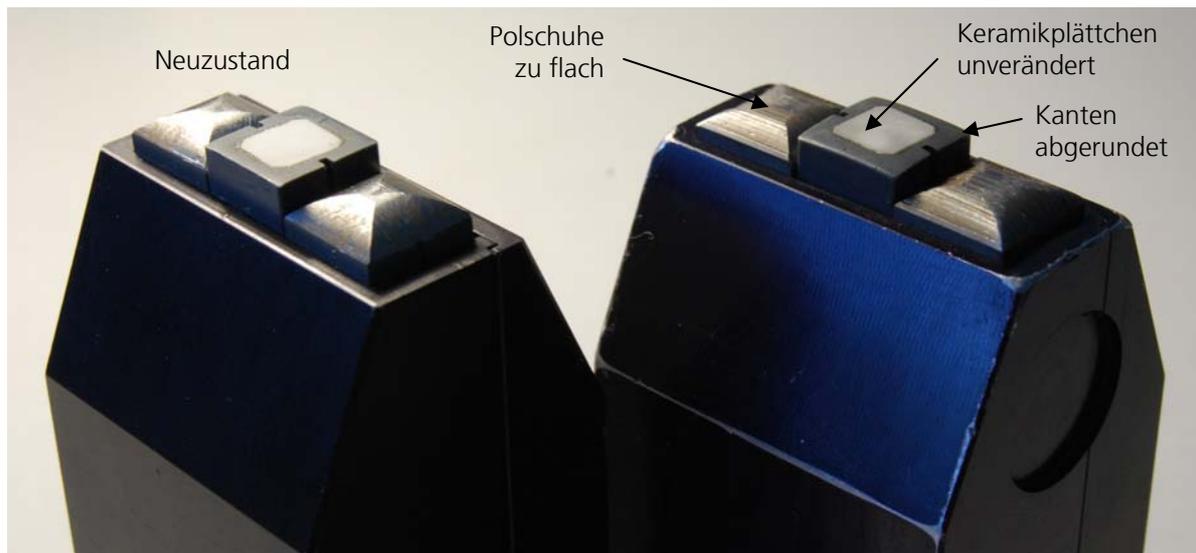
In der differentiellen Wirbelstrom-Impedanzebene hingegen geben sowohl Betrag als auch Phase der Impedanz den Zusammenhang verzerrt wieder. Zwischen den Zuständen 1 und 2 besteht beispielsweise eine Phasendifferenz von  $90^\circ$ , zwischen den Zuständen 4 und 5 nahezu keine. Ein Driften der Messwerte von 1 auf 1' schlägt sich in einer Phasenverschiebung von ca.  $-40^\circ$  und einem Rückgang des Betrags auf ca. 60% des ursprünglichen Messwertes nieder. Die derartige Überhöhung von Messwertabweichungen wird umso ausgeprägter, je ähnlicher die untersuchten Werkstoffe dem Referenzwerkstoff im Vergleichselement sind. Genau diese Ähnlichkeit muss jedoch angestrebt werden, um die möglichen Vorteile der Differenzbildung auszureizen (insbesondere die höhere Signalverstärkung und damit größere Messempfindlichkeit, siehe 3.1.1.3).

Bei Einsatz der Regressionsanalyse zur Kalibrierung ist der Unterschied zwischen Absolut- und Differenzmessung besonders ausgeprägt, da sich spätere prozentuale Messwertabweichungen, über Koeffizienten des Kalibrierpolynoms gewichtet, unmittelbar im Ergebnis niederschlagen. Falls Prüfgrößen der Wirbelstrom-Impedanzanalyse mit hohen Koeffizienten in den Wert des Polynoms eingehen, wäre die Auswirkung der Drift bei Differenzmessung erheblich, bei Absolutmessung hingegen gering. Bei Einsatz der Mustererkennung als Kalibrierverfahren erschwert die verzerrte Abbildung der Impedanzen die Normierung des Merkmalsraums und stellt somit eine mögliche Fehlerquelle dar.

In Abschnitt 4.2.4.3 wird aufgezeigt, dass die absolute Wirbelstrom-Impedanz zur Werkstoffcharakterisierung eingesetzt werden kann und wie ihre Bestimmung unter Nutzung von Niederfrequenz-Prüfköpfen mit einfachsten Mitteln möglich ist.

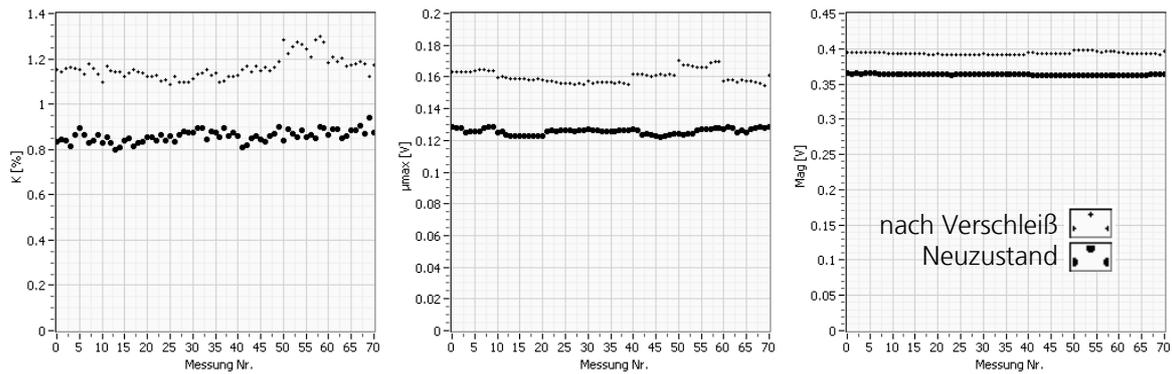
### 3.2.3 Verschleiß

Die Prüfköpfe können durch den mechanischen Kontakt mit dem Werkstoff nach längerem intensivem Gebrauch Verschleißerscheinungen im Bereich der Polschuhe und des Sensorelementes aufweisen. Folgende Abbildung zeigt ein Beispiel aus der Praxis:



**Abbildung 32:** Verschleiß an Sensorelement und Polschuhen eines QUALIMAX-II-Prüfkopfes (links: Neuzustand, rechts: baugleicher Sensor nach einjährigem intensivem Gebrauch)

Insbesondere bei automatischer oder durch Halterungen unterstützter Prüfkopfhandhabung kommt es zu einer wiederkehrenden mechanischen Druck- und Reibbelastung des Prüfkopfes an stets den gleichen Stellen. Die mechanisch weichen Polschuhe nutzen sich ab und passen sich dadurch im Laufe der Zeit immer besser der Geometrie der geprüften Bauteile an. Die magnetische Ankopplung an das Probenmaterial verbessert sich, was den umgekehrten Effekt eines Luftspaltes besitzt - die Nichtlinearität der Hysteresekurve wird ausgeprägter. Damit verbunden sind z.B. ein Anstieg des Klirrfaktors sowie, bei Wirbelstromprüfung über den Kern des Elektromagneten, größere Permeabilitätswerte und veränderte Wirbelstromprüfgrößen, wie folgende Diagramme für den Fall des oben dargestellten Sensors im Neu- und Gebrauchzustand belegen:



**Abbildung 33:** Anstieg des Klirrfaktors ( $K$ ), der maximalen Überlagerungspermeabilitätsspannung ( $\mu_{MAX}$ ) und des Betrags der Wirbelstrom-Impedanzspannung ( $Mag$ ) infolge von Verschleiß (gemessen mit QUALIMAX-II, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Magnetfeldamplitude: 20 A/cm, Überlagerungsfrequenz: 11.8 kHz, Wirbelstrom-Prüffrequenz: 10 kHz, Prüfkopf E1030 NF)

Auch das zwischen den Polschuhen angeordnete Sensorelement zeigte Verschleißerscheinungen. Allerdings schützte eine Keramikplatte die empfindlichen Bauteile erfolgreich vor Beschädigung. Es existieren 3MA-Sensoren, deren Kopfpattie vollständig mit einer Keramikplatte abgedeckt ist. Aufgrund der flachen, starren Koppelfläche sind Sensoren dieser Bauart jedoch schlecht zur Prüfung an gekrümmten Oberflächen geeignet.

Mechanische Schutzmaßnahmen (Abdeckungen, Härten der Koppelfläche) können Abhilfe leisten. Die in 4.1.1.1 ausgeführten Überlegungen und Ergebnisse zeigen, dass kleine Luftspalte im magnetischen Kreis die Messinformation nicht mindern, so dass Schutzmaßnahmen möglich sind. Darüber hinaus wird in Abschnitt 4.1.3.1 ein rechnerisches Verfahren zur Verringerung des Einflusses von Prüfgrößendrifts auf das Messergebnis vorgestellt.

### 3.2.4 Orthogonalität des Merkmalsraums

Das 3MA-II-Prüfsystem nutzt einen Multiparameter-Ansatz, um verschiedene Werkstoffzustände voneinander zu unterscheiden. Dabei dienen die gemessenen Prüfgrößen als Unterscheidungsmerkmale. Solchen Ansätzen liegt die idealisierte Vorstellung zugrunde, dass die Prüfgrößen einen orthogonalen Merkmalsraum aufspannen, dass also keine lineare Korrelation zwischen den einzelnen Prüfgrößen besteht. Linear abhängige Prüfgrößen können im Falle kleiner Kalibrierdatenbanken zu einer Überbestimmtheit der mittels Regressionsanalyse ermittelten Ausgleichspolynome führen. Im Mustererkennungsverfahren können sie die Ähnlichkeitsmaße verfälschen.

Tatsächlich ist die geforderte Orthogonalität selten gegeben. Beispielsweise können drei Verfahren des 3MA-II Näherungswerte der Koerzitivfeldstärke bestimmen. Diese Werte unterscheiden sich meist in Betrag und Messwertstreuung, aber sie sind häufig linear korreliert. Aber auch die

Werkstoffeigenschaften selbst sind oft voneinander abhängig, so dass auch Prüfgrößen unterschiedlicher Bedeutung gleichartige Abhängigkeiten zeigen können.

Tabelle 8 zeigt, dass sich für eine gegebene Anwendung viele 3MA-II-Prüfgrößen als Linearkombination anderer Größen darstellen lassen. In diesem Beispiel wurde jeweils eine 3MA-Prüfgröße als Zielgröße der Regressionsanalyse eingesetzt, um ein lineares Polynom auf Basis zweier weiterer Prüfgrößen zu finden, welches die Zielgröße in guter Näherung abbildet.

Zielgröße	Prüfgrößen im Polynom	Bestimmtheitsmaß $R^2$ der Korrelation
K	$A_3, I_{m_3}$	1.000
$H_{CO}$	K, $Re_2$	0.990
$M_{MAX}$	$\mu_{MAX}, Mag_1$	0.993
$H_{CM}$	$H_{C\mu}, M_{MAX}$	0.998
$\Delta H_{50M}$	$\Delta H_{25M}, \Delta H_{75M}$	0.997
$\mu_{MAX}$	$M_{MAX}, Ph_1$	0.994
$H_{C\mu}$	$H_{CM}, M_{MAX}$	0.998
$\Delta H_{50\mu}$	$\Delta H_{25\mu}, \Delta H_{75\mu}$	0.998
$Mag_1$	$Mag_2, H_{C\mu}$	1.000
$Ph_1$	$Ph_2, \mu_R$	1.000

**Tabelle 8:** Bestimmtheitsmaße der linearen Korrelationen verschiedener 3MA-II-Prüfgrößen mit polynomialen Ausdrücken auf Basis jeweils zweier weiterer Prüfgrößen (Probensatz: 10 Härtevergleichsplatten; Messung mit 3MA-II, HF-Prüfkopf E1030, Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz)

Die miteinander korrelierten Größen unterscheiden sich allerdings von Anwendung zu Anwendung. Die hier aufgeführten Größen sind also nicht stets in gleicher Weise korreliert. Die Gründe für die Existenz solcher Korrelationen sind vielmehr in der wechselseitigen Abhängigkeit der elektrischen und magnetischen Werkstoffeigenschaften zu sehen.

Es fällt auf, dass die von der Regressionsanalyse ausgewählten Prüfgrößen häufig mit der Zielgröße verwandt sind, indem sie entweder aus demselben Verfahren stammen (z.B.  $A_3$  bei Zielgröße K,  $\Delta H_{25M}$  bei Zielgröße  $\Delta H_{50M}$ ) oder erfahrungsgemäß in den meisten Anwendungen ähnliche Tendenzen besitzen (z.B.  $\mu_{MAX}$  bei Zielgröße  $M_{MAX}$ ,  $H_{CM}$  bei Zielgröße  $H_{C\mu}$ ). Doch selbst wenn man die Auswahl verwandter Größen durch deren Ausschluss verhindert, werden hohe Korrelationen erreicht, wie Tabelle 9 zeigt.

Zielgröße	Prüfgrößen im Polynom	Bestimmtheitsmaß $R^2$ der Korrelation
K	$M_{MAX}, H_{CM}$	0.995
$H_{CO}$	$M_{MAX}, M_R$	0.986
$M_{MAX}$	$H_{CO}, \Delta H_{75\mu}$	0.977
$H_{CM}$	$P_5, \mu_R$	0.984
$\Delta H_{50M}$	$\mu_R, Re_2$	0.985
$\mu_{MAX}$	$H_{CO}, M_R$	0.950
$H_{CM}$	$P_5, M_R$	0.989
$\Delta H_{50\mu}$	$P_7, M_R$	0.965
$Mag_1$	$A_7, H_{RO}$	0.944
$Ph_1$	$A_7, H_{RO}$	0.948

**Tabelle 9:** Wie Tabelle 8, aber mit Kalibrierung unter Ausschluss art- und verfahrensverwandter Prüfgrößen

Möchte man die Werkstoffeigenschaften durch Prüfgrößen umfassend beschreiben, so ist es offenbar unvermeidlich, dass in einzelnen Anwendungen Korrelationen zwischen den Prüfgrößen auftreten, auch wenn kein allgemeiner Zusammenhang zwischen den betroffenen Größen besteht. Als Analogie aus dem Alltag kann man sich die Korrelation zwischen den Größen „Volumen“ und „Gewicht“ vor Augen führen. In einer einzelnen Prüfaufgabe, die nur einen einzigen Werkstoff betrifft, mag diese Korrelation existieren – nicht aber bei gemeinsamer Betrachtung vieler verschiedener Werkstoffe. Daher liefert keine der beiden Größen grundsätzlich überflüssige Informationen, vielmehr erlaubt die Messung beider Größen eine Berücksichtigung von Variationen der Werkstoffzusammensetzung.

Es besteht daher kein Anlass, bestimmte Prüfgrößen des 3MA-Verfahrens grundsätzlich zu entfernen, jedoch muss die mögliche Existenz von Korrelationen im Kalibrierverfahren berücksichtigt werden. Im Falle der Mustererkennung wird hierzu häufig eine Hauptkomponentenanalyse (principal component analysis, PCA) durchgeführt [Smit2002]. Dabei werden Datenmuster im Merkmalsraum identifiziert und separiert, wodurch die Dimensionalität des Raums in der Regel reduziert werden kann.

### 3.2.5 Abhängigkeit der Prüfgrößen von Prüfgerät und Sensor

Für die meisten in der Praxis genutzten mikromagnetischen Prüfverfahren existieren keine Eichnormale. Bereits die Tatsache, dass jeder Hersteller mikromagnetischer Prüftechnik eigene Verfahrensvarianten mit eigenen Prüfgrößen einsetzt und die verschiedensten Sensorgeometrien anbietet, führt die Idee solcher universellen Referenzkörper ad absurdum. Zur erfolgreichen Bearbeitung einer Prüfaufgabe ist es darüber hinaus nicht erforderlich, auf einer absoluten Skala richtige Prüfgrößenwerte zu bestimmen. Da dem Praxiseinsatz der Prüfsysteme in der Regel eine

anwendungsspezifische Kalibrierung vorangeht, sind lediglich die Messempfindlichkeit und die Reproduzierbarkeit der Messung von Bedeutung.

Im Falle eines Geräte- oder Sensordefektes, der die Reparatur oder den Austausch der betroffenen Einheit erfordert, wird jedoch eine absolute Wiederherstellung der vorherigen messtechnischen Eigenschaften verlangt, da sonst die oft sehr zeitaufwändige Kalibrierung wiederholt werden muss. Der Hersteller muss also in der Lage sein, die messtechnischen Eigenschaften gezielt einzustellen oder zumindest ihre Reproduzierbarkeit zu gewährleisten.

Diese Aufgabenstellung wird dadurch erschwert, dass die Werte der magnetischen Prüfgrößen in hohem Maße von den eingesetzten Prüfköpfen abhängen. Es ist einleuchtend, dass Parameter wie die Windungszahl von Prüfspulen oder Verstärkungsfaktoren hierbei eine große Rolle spielen. Derartige Eigenschaften sind aber gut zu beziffern, ihre Einhaltung in der Fertigung ist beherrschbar, und Restfehler kann man durch einen Abgleich beseitigen. Allerdings ist zu bedenken, ob der Abgleich auf Hardwareseite erfolgen muss (z.B. um eine Übersteuerung der Messverstärker zu verhindern) oder auf die Softwareseite verlagert werden darf. Falls möglich, ist der Abgleich auf Softwareseite zu bevorzugen, da dem System hierdurch potentielle Fehlerquellen entzogen werden. Im Abschnitt 4.2.6 wird auf diese Thematik näher eingegangen.

Man kann davon ausgehen, dass Unterschiede auf Seiten der Geräteelektronik durch Schaffung von Abgleichmöglichkeiten und Verringerung der Abgleichnotwendigkeit beseitigt werden können. Auf der Prüfkopfseite existieren hingegen Fertigungstoleranzen, welche zu Messwertabweichungen führen können, deren Abgleich nicht auf einfache Weise möglich ist. In erster Linie betrifft dies folgende Eigenschaften (nach fallender Bedeutung für die Praxis geordnet):

- Polschuhabstand, -größe und -form
- Position der Hallsonde (vorwiegend der Abstand zur Bauteiloberfläche)
- Position und Form der Tastspulen für die Barkhausenrausch- und Wirbelstromprüfung
- Werkstoffeigenschaften des Magnetkerns

Das Ziel der Prüfkopf- und Verfahrensentwicklung sollte darin bestehen, die Auswirkungen der unvermeidlichen Fertigungstoleranzen zu vermindern. In der vorliegenden Arbeit werden Möglichkeiten zur Vereinfachung der Prüfkopf- und Gerätetechnik sowie zur Eliminierung von Freiheitsgraden in der Fertigung betrachtet (vgl. Abschnitt 4.2.2). Ein einfacherer Aufbau sollte die reproduzierbare Fertigung erleichtern. Darüber hinaus werden Strategien zur Verminderung der Auswirkung von Prüfgrößendrifts aufgezeigt (vgl. 4.1.3.1).

### **3.2.6 Abhängigkeit der Messwerte von den Geräteeinstellungen**

Die unter 3.1.1 beschriebenen Prüfverfahren sind durch verschiedene Parameter beeinflussbar. In erster Line zählen hierzu die Frequenzen und Amplituden der Anregungs- und Wirbelstromüberlagerungsfelder sowie Verstärkungsfaktoren. Die Werte der Prüfgrößen hängen teils auf einfach nachvollziehbare, teils auf komplizierte Weise von den Geräteeinstellungen ab. Eine weitgehende Beseitigung der einfachen Abhängigkeiten ist möglich, sie wird aber in Anbetracht der übrig bleibenden komplizierten Abhängigkeiten häufig nicht durchgeführt.

Folgende Effekte können z.B. im Falle des 3MA-II beobachtet werden:

- Anstieg der Barkhausenrauschamplitude mit der Magnetisierungsfrequenz und Magnetfeldamplitude (Ursache ist die zunehmende Kopplung der Blochwände aneinander)
- Anstieg der Barkhausenrauschamplitude mit der Windungszahl und Wirkfläche der Empfangsspule sowie der eingesetzten Verstärkungsfaktoren
- Anstieg der Überlagerungspermeabilitätsspannung mit der Amplitude und Frequenz des überlagerten Sendesignals
- Anzeige von Impedanz- und Permeabilitätswerten in Form der gemessenen Spannungen, also ohne Korrektur bezüglich der Prüfströme und bekannter Prüfkopfeigenschaften

Die Kompensation solcher Parameterabhängigkeiten der Prüfgrößen ist für die industrielle Anwendung nicht erforderlich, da für ein und dieselbe Prüfaufgabe stets die gleichen Einstellungen verwendet werden. Für die Forschung hingegen ist ein Vergleich verschiedener Werkstoffe von Interesse, und diese müssen mitunter bei verschiedenen Einstellungen und mit verschiedenen Prüfköpfen untersucht werden. Im besten Falle sollten die Geräteeinstellungen dabei lediglich die Messwertstreuung (S/N) beeinflussen, aber nicht den mittleren Betrag der Messwerte.

In Abschnitt 4.1.1 werden Maßnahmen beschrieben, die eine Reduzierung des Parametereinflusses auf die Ergebnisse bewirken.

### **3.2.7 Elektromagnetische Verträglichkeit im industriellen Umfeld**

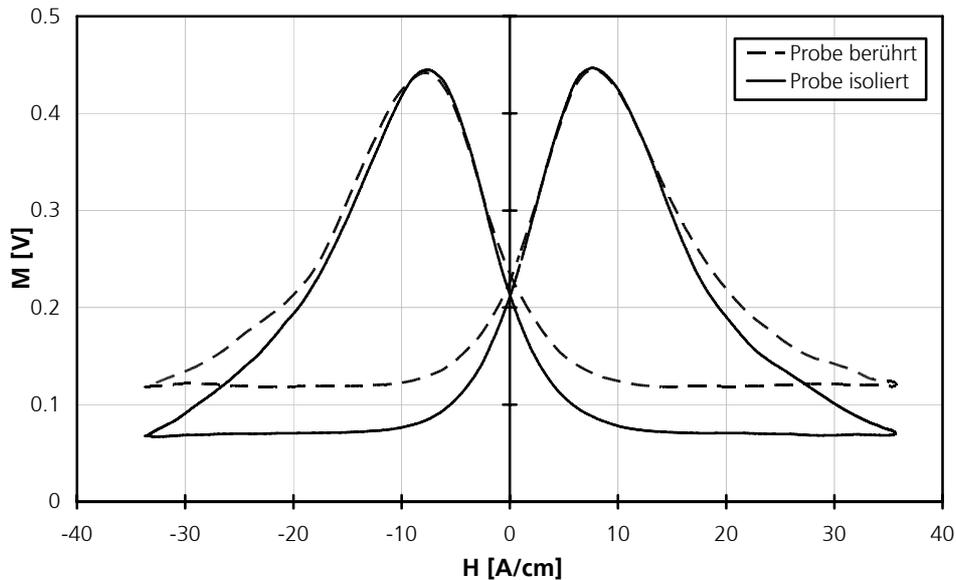
Die elektromagnetische Emission der in dieser Arbeit betrachteten Prüfgeräte ist auf den prüfkopfnahen Bereich beschränkt und zudem im Frequenzbereich einiger 10 bis einiger 100 Hz angesiedelt. Werden empfindliche Messmittel und Sensoren nicht unmittelbar neben dem Prüfkopf platziert, so ist nicht mit einer Störung der Produktion durch das Prüfgerät zu rechnen. Umgekehrt sind die Prüfverfahren jedoch potentiell empfänglich für die Emission anderer Gerä-

te. In industrieller Umgebung mit einer Vielzahl elektrisch betriebener Geräte ist die Kenntnis der Störempfindlichkeit der einzelnen Verfahren vorteilhaft.

Prüfverfahren wie z.B. die Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke, welche auf der Auswertung gering verstärkter Signale mit Frequenzen von wenigen 100 Hz beruhen, können als besonders störsicher gelten. Eine Beeinflussung der Messwerte durch Fernfelder von elektrischen Maschinen ist unwahrscheinlich, da Feldstärken in der Größenordnung von 1 A/cm benötigt werden, um messbare Effekte hervorzurufen. Solche Feldstärken werden nur erreicht, wenn sich die Störquelle in der unmittelbaren Nachbarschaft des Prüfkopfes befindet. Bei sorgfältiger Planung ist diese Störsituation in der Regel vermeidbar.

Überlagerungspermeabilitäts- und Wirbelstromanalyse erfolgen mit festgelegten Prüffrequenzen. Daher werden schmalbandige Filter in der Signalverarbeitung eingesetzt. Es ist unwahrscheinlich, dass Störungen exakt bei einer dieser Frequenzen auftreten, und man kann dies notfalls durch geringfügige Variation der Prüffrequenzen vermeiden. Allerdings können Störereignisse mit weit ausgedehntem Frequenzspektrum (z.B. Schaltvorgänge) bei unzureichender Abschirmung die Ergebnisse der Überlagerungspermeabilitäts- und Wirbelstromanalyse beeinflussen. Bei häufigem Auftreten solcher Störungen ist mit einer höheren Streuung der Prüfgrößen zu rechnen. Um systematische Messwertabweichungen zu bewirken, müsste die Störung synchron zur Prüffrequenz auftreten. Diese unwahrscheinliche Situation wäre wiederum durch eine kleine Änderung der Prüffrequenz vermeidbar.

Die Barkhausenrauschenanalyse ist von allen Verfahren am empfänglichsten für Störungen aus der Umgebung. Die Verstärkung der in die Spule induzierten Spannungen erfolgt breitbandig (oft von einigen kHz bis in den MHz-Bereich) und in hohem Maße (oft 60 bis 90 dB). Sporadisch auftretende Störungen äußern sich als gelegentliche Signalspitzen in den Rauschprofilkurven. Ist die Störung mit der Magnetisierungsfrequenz synchronisiert (z.B. bei Magnetisierung mit Vielfachen oder Teilern der Netzfrequenz), so können statische Deformationen der Kurve beobachtet werden. Hochfrequente Störungen schlagen sich hingegen als Offset in der Rauschprofilkurve nieder. Abbildung 34 zeigt, dass bei breitbandiger Rauschanalyse ohne Erdung der Probe eine Beeinflussung bereits durch bloße Berührung der Probe mit einem Finger möglich ist.



**Abbildung 34:** Anhebung des Grundrauschanteils im magnetischen Barkhausenrauschen durch Berühren einer elektrisch isolierten Probe mit einem Finger (Messung mit 3MA-II, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Barkhausenrausch-Bandpass: 100 kHz – 5 MHz, Prüfkopf: E1030 HF)

Der Mensch dient hierbei als Antenne, und die Probe überträgt die von ihm eingefangenen Störungen kapazitiv auf die Tastspule im Sensorelement. Um diese Empfindlichkeit zu vermeiden, wird die Probe üblicherweise durch den elektrischen Kontakt mit den Polschuhen des Elektromagneten geerdet. Bei berührungslosen Messungen, z.B. wenn ein Luftspalt durch Keramikabdeckungen erzwungen wird, sind getrennte Vorrichtungen zur Erdung erforderlich, oder die Einstreuung von Störungen muss auf andere Weise vermieden werden.

Wie man in leicht erkennt, sind nicht alle Merkmale der Kurve gleichermaßen vom Störhintergrund betroffen. Während die maximale Rauschamplitude ( $M_{MAX}$ ) und die daraus abgeleitete Koerzitivfeldstärke ( $H_{CM}$ ) unbeeinflusst bleiben, ist ein Anstieg der mittleren Rauschamplitude ( $M_{MEAN}$ ) von 0.14 V auf 0.18 V zu verzeichnen.

Im Abschnitt 4.2.4.2 wird ein Verfahren zur Messung des magnetischen Barkhausenrauschens im Niederfrequenzbereich und zur Beseitigung periodisch auftretender Signalstörungen vorgestellt.

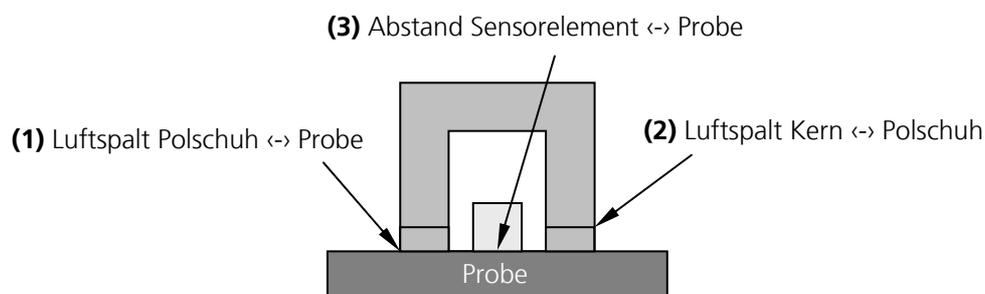
## 4 Entwicklung messtechnischer Module zur mehrparametrischen elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung und -prüfung

Im vorangegangenen Kapitel wurden die Realisierungsvarianten und Leistungsmerkmale bereits auf dem Markt befindlicher elektromagnetischer Multiparameter-Verfahren zur zerstörungsfreien Werkstoffcharakterisierung und -prüfung beschrieben sowie die Herausforderungen bei der Anwendung derartiger Prüftechnik in der Praxis aufgezeigt. Die vorliegende Arbeit soll einen Beitrag zur Weiterentwicklung der Verfahren und Prüftechnik auf diesem Gebiet leisten. Um dieses Ziel zu erreichen, werden Wege zur Verbesserung und Erweiterung der existierenden Verfahren aufgezeigt (Abschnitt 4.1), und es wird die Umsetzung der wesentlichen Verbesserungsvorschläge in Form eines leistungsfähigen Multiparameter-Prüfgerätes beschrieben, welches sich durch eine drastisch vereinfachte Geräteelektronik auszeichnet und auf diese Weise geringe Herstellungskosten und eine hohe Zuverlässigkeit erreicht (Abschnitt 4.2).

### 4.1 Weiterentwicklung der Mess- und Prüfverfahren

#### 4.1.1 Untersuchung der Ankopplungsabhängigkeit mikromagnetischer Prüfgrößen im Hinblick auf Verschleißschutz und Verschleißtoleranz

Bei manueller Prüfkopfhandhabung sowie im Falle unterschiedlicher Krümmungsradien der Probenoberflächen können Veränderungen der magnetischen Ankopplung sowie des Abstandes zwischen dem beweglichen Sensorelement und der Probenoberfläche auftreten und Messwertabweichungen hervorrufen. Darüber hinaus können Luftspalte zwischen auswechselbaren Polschuhen und dem Kern des Elektromagneten auftreten. Verschleiß an den Polen oder Polschuhen und vor Verschleiß schützende Abdeckungen sind weitere Variablen der magnetischen Ankopplung. Die Ankopplungs- und Messdistanzabhängigkeit mikromagnetischer Prüfgrößen wurde daher anhand dreier Szenarien untersucht:

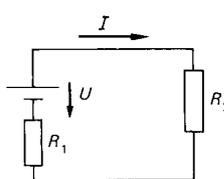
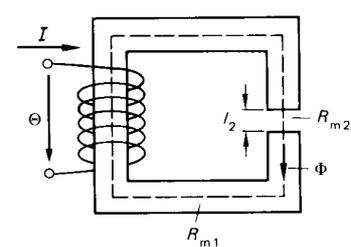


**Abbildung 35:** Luftspalte und Abstände im System Prüfkopf/Probe, welche sich im Messergebnis niederschlagen können

Die folgenden Abschnitte beschreiben die durchgeführten Versuche und die Ergebnisse.

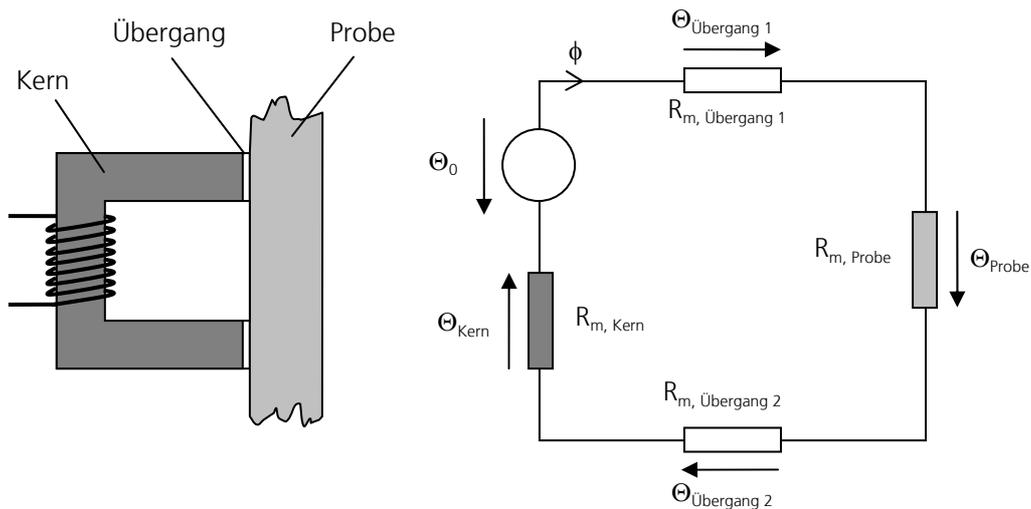
#### 4.1.1.1 Luftspalt zwischen Polschuh und Probe

In Analogie zum elektrischen Stromkreis, welcher aus einer elektrischen Spannungsquelle und einer Reihe elektrischer Widerstände besteht, kann ein magnetischer Kreis aus einer magnetischen Spannungsquelle und einer Reihe magnetischer Widerstände gebildet werden. Die folgende Tabelle erläutert diese Analogie anhand einfacher Beispiele:

	elektrischer Stromkreis	magnetischer Stromkreis
Skizze		
Ursache	elektrische Spannung $U$ in V	magnetische Spannung $\Theta = \oint \mathbf{H} ds = NI$ in A
Wirkung	elektrische Stromstärke $I$ in A $I = \frac{U}{R_1 + R_2} = \frac{U}{R_{\text{ges}}}$	magnetischer Fluß $\phi$ in Wb $\phi = \frac{NI}{R_{m1} + R_{m2}} = \frac{\Theta}{R_{\text{mges}}}$ (4-261)
Ohmsches Gesetz	$R = \frac{U}{I}$	$R_m = \frac{\Theta}{\phi}$ (4-262)
Widerstand	$R = \frac{l}{\kappa A}$ in $\Omega$	$R_m = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A}$ in $\frac{A}{\text{Wb}}$ (4-263)
Leitfähigkeit	$\kappa$ in $\frac{A}{\text{Vm}}$	$\mu_0 \mu_r$ in $\frac{\text{Wb}}{\text{Am}}$

**Tabelle 10:** Analogien zwischen elektrischen und magnetischen Stromkreisen [Heri2002]

Unter Vernachlässigung parasitärer Elemente (z.B. Streuflüssen) lässt sich ein magnetischer Kreis für die mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung in Aufsatztechnik folgendermaßen darstellen:



**Abbildung 36:** Magnetischer Kreis bei der Prüfung in Aufsatztechnik, Ersatzschaltbild

Unter Anwendung des 2. Kirchhoffschen Gesetzes (Maschenregel) gilt:

$$\Theta_0 = \Theta_{\text{Übergang 1}} + \Theta_{\text{Probe}} + \Theta_{\text{Übergang 2}} + \Theta_{\text{Kern}} \quad (4.1)$$

Da alle Elemente vom gleichen Fluss  $\phi$  durchströmt werden, folgt daraus:

$$\Theta_0 = \phi R_{m, \text{Übergang 1}} + \phi R_{m, \text{Probe}} + \phi R_{m, \text{Übergang 2}} + \phi R_{m, \text{Kern}} \quad (4.2)$$

$R_{m, \text{Kern}}$  und  $R_{m, \text{Probe}}$  sind hierbei nichtlinear und zeigen ein Hystereseverhalten, da sie die Permeabilität der beteiligten Werkstoffe proportional abbilden.  $R_{m, \text{Probe}}$  unterliegt darüber hinaus einer erheblichen Frequenzabhängigkeit, da der durchflutete Probenquerschnitt durch den Skin-Effekt beeinflusst wird (vgl. Abschnitt 2.3).

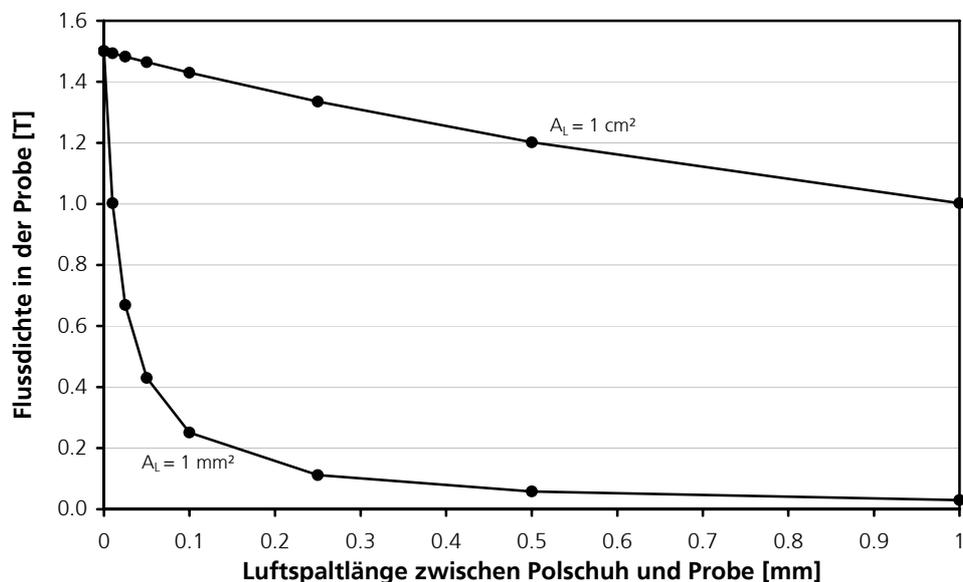
Unter Zugrundlegung der Abmessungen eines 3MA-II-Sensors in der Standardbauform „1030“ und Anwendung der Rechenvorschriften aus Tabelle 10 lässt sich der Einfluss von Luftspalten auf Kenngrößen des in Abbildung 36 dargestellten magnetischen Kreises abschätzen. Zur Vereinfachung der Berechnung wurde mit konstanten Permeabilitätszahlen gearbeitet, und es wurde der Fall einer Gleichstromanregung betrachtet. Als Maß des Luftspalteinflusses wurde die Flussdichte in der Probe bei konstanter Stromstärke in der Spule berechnet. Die Stromstärke wurde so festgelegt, dass ohne Luftspalt eine Flussdichte von 1.5 T in der Probe erreicht wird.

Für die Permeabilität des Kerns wurden Mittelwerte aus den Datenblättern des Werkstoffs M250-50A der Waasner GmbH angenommen. Die mittlere Permeabilitätszahl wurde mit  $\mu_{rP} = 50$  angenommen. Die Betrachtung wurde für Luftspaltquerschnitte von 1 cm<sup>2</sup> (flache Polschuhe) und 1 mm<sup>2</sup> (spitz zulaufende Polschuhe) durchgeführt. In der Praxis liegen die effektiven Luftspaltquerschnitte für die betrachtete Sensorbauform zwischen diesen beiden Grenzen.

Tabelle 11 fasst die Ausgangsparameter zusammen, Abbildung 37 zeigt die erhaltenen Verläufe der Flussdichte in der Probe als Funktion der Luftspaltlänge.

Symbol	Bedeutung	Wert
$l_K$	gesamte Länge des Kerns (Mittellinie)	9 cm
$l_L$	Länge des Luftspalts zwischen Kern und Probe	0 – 1 mm
$l_P$	Durchflutete Probenlänge	2 cm
$A_K$	Querschnitt des Kerns	1 cm <sup>2</sup>
$A_L$	Querschnitt des Luftspalts im Übergangsbereich	1 cm <sup>2</sup> und 1 mm <sup>2</sup>
$A_P$	durchfluteter Probenquerschnitt (Skintiefe = 1 mm)	0.1 cm <sup>2</sup>
$\mu_{rK}$	Permeabilitätszahl des Kerns	5000
$\mu_{rL}$	Permeabilitätszahl des Luftspalts im Übergangsbereich	1
$\mu_{rP}$	Permeabilitätszahl der Probe	50
$I$	Stromstärke	1.92 A
$N$	Windungszahl der Spule	250

**Tabelle 11:** Kenngrößen des magnetischen Kreises aus Abbildung 36



**Abbildung 37:** Berechnete Flussdichte in der Probe als Funktion der Luftspaltlänge für zwei unterschiedliche Luftspaltquerschnitte ( $A_L = 1 \text{ mm}^2$  und  $A_L = 1 \text{ cm}^2$ )

Dieses Ergebnis zeigt, dass die Flussdichte im Falle kleiner Luftspaltquerschnitte mit steigender Luftspaltlänge nichtlinear abfällt. Für große Luftspaltquerschnitte wird der Verlauf zunehmend linear. Die Flussdichte in der Probe folgt dabei dem Zusammenhang

$$B_{\text{Probe}} = \frac{B_{\text{Probe},0}}{1 + k \cdot l_L} \quad (4.3)$$

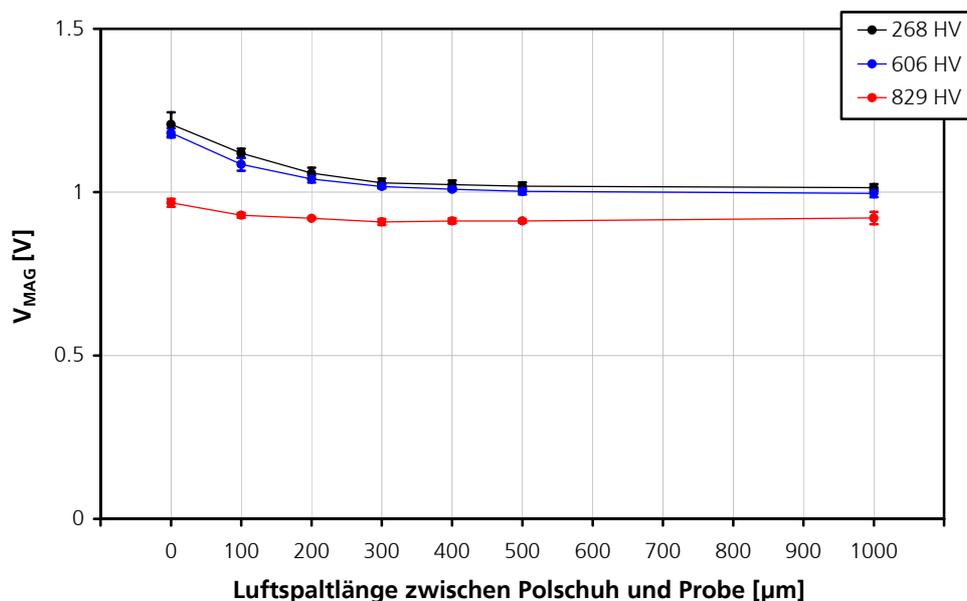
wobei  $B_{\text{Probe},0}$  die Flussdichte ohne Luftspalt bezeichnet und  $k$  ein konstanter Faktor ist. Die obigen Kurven werden für  $k = 0.5 \text{ mm}^{-1}$  (großer Luftspaltquerschnitt) und  $k = 50 \text{ mm}^{-1}$  (kleiner Luftspaltquerschnitt) erhalten.

Die Ergebnisse dieser Betrachtung gehen konform mit folgenden Erfahrungen aus der Praxis:

- Viele elektromagnetische Prüfgrößen besitzen einen mehr oder minder ausgeprägten nichtlinearen Verlauf als Funktion der Luftspaltlänge.
- Bei großflächiger Ankopplung (großer Luftspaltquerschnitt) ist der Einfluss der Luftspaltlänge geringer als bei kleinen Ankoppelflächen. Die Koppelflächen sollten daher möglichst an die Form der Probenoberfläche angepasst werden.
- Die Einführung eines Mindestluftspalts bewirkt eine höhere Messwertstabilität, da Schwankungen der Luftspaltlänge (z.B. bei Verkippen oder Vibrieren des Sensors) sich bei großen Luftspalten weniger auswirken als bei kleinen Luftspalten. Hierfür ist der nichtlineare Verlauf der Kennlinien verantwortlich.

In der oben beschriebenen Berechnung wurde die Stromstärke als konstant angenommen. Um den Einfluss von Ankopplungsschwankungen zu vermindern, regelt das 3MA-II-Gerät die Amplitude der gemessenen Tangentialfeldstärke stets auf einen definierten Wert ein, indem die Amplitude der Magnetisierungsspannung angepasst wird. Unter Zugrundelegung der Kurven aus Abbildung 37 sollte die Magnetisierungsspannung mit größer werdender Luftspaltlänge steigen, um den Rückgang der Flussdichte zu kompensieren.

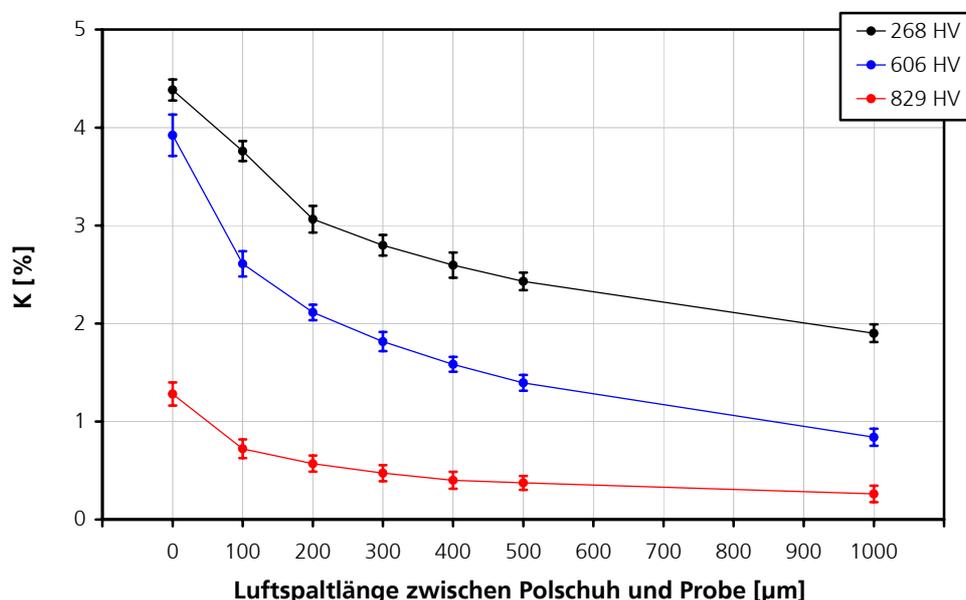
Folgende Abbildung zeigt am Beispiel von Messungen an drei Proben unterschiedlicher Härte, dass der tatsächliche Verlauf der Magnetisierungsspannung als Funktion der Luftspaltlänge (jedoch stets bei direktem Kontakt zwischen Hallsonde und Probe) nicht diesen Erwartungen entspricht:



**Abbildung 38:** Verlauf des Steuerungsspannung der Magnetisierungsendstufe ( $V_{MAG}$ ) als Funktion der Luftspaltlänge (Messung an drei Härtevergleichsplatten mit 3MA-II, Prüfkopfbauform E1030 HF, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Magnetfeldamplitude: 50 A/cm, Sensorelement stets in direktem Kontakt zur Probe, Fehlerbalken zeigen  $\pm 2\sigma$ -Intervalle)

Die Erklärung hierfür sind Streufelder, die sich am Luftspalt ergeben (vgl. auch Abbildung 44). Die Hallsonde, welche aufgrund ihres eigenen Gehäuses und desjenigen des Sensorelementes stets einen Mindestabstand von der Werkstoffoberfläche besitzt, wird aufgrund der Streufelder von einer höheren Feldstärke durchsetzt, wenn der Luftspalt steigt. Demzufolge regelt das Gerät die Magnetisierungsspannung zurück anstatt sie zu erhöhen. Dies geschieht vorwiegend bei solchen Sensorbauformen, die geringe Abstände zwischen Polschuh und Hallsonde aufweisen. Eine Möglichkeit, die man für den Aufbau zukünftiger Prüfsysteme in Betracht ziehen sollte, ist die Regelung der Flussdichte im Kern, denn diese sollte mit der Flussdichte in der Probe fallen. Im Gegensatz zur Flussdichte in der Probe lässt sich diejenige im Kern auf einfache Weise messen, indem man das in eine zusätzliche Wicklung auf dem Kern induzierte Spannungssignal integriert.

Infolge der sinkenden Probendurchflutung, einerseits bedingt durch den Luftspalt an sich, andererseits bedingt durch die reduzierte Magnetisierungsspannung, stellen sich teilweise komplizierte Prüfgrößenverläufe als Funktion der Luftspaltlänge ein. Teilweise sind exponentiell oder umgekehrt proportional zur Luftspaltlänge fallende Verläufe der Prüfgrößen festzustellen, wobei aber kein gemeinsames Modell gefunden werden konnte. Folgende Abbildung zeigt als Beispiel den Klirrfaktor als Funktion der Luftspaltlänge:



**Abbildung 39:** Verlauf des Klirrfaktors (K) als Funktion der Luftspaltlänge (Messung an drei Härtevergleichsplatten mit 3MA-II, Prüfkopfbauform E1030 HF, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Magnetfeldamplitude: 50 A/cm, Sensorelement stets in direktem Kontakt zur Probe, Fehlerbalken zeigen  $\pm 2\sigma$ -Intervalle)

Neben der individuellen Luftspaltabhängigkeit der Messwerte ist auch eine Veränderung der Messwertunterschiede zwischen den Proben auffällig. Ohne Luftspalt liegt der Klirrfaktor der Probe mit 606 HV nahe am Messwert der 268 HV-Probe, während er im Falle eines großen Luft-

spaltes demjenigen der 829 HV-Probe näher ist. Hierfür kommen folgende Ursachen in Frage, die vermutlich gemeinsam für die Beobachtungen verantwortlich sind:

- Die Eindringtiefe des Magnetfeldes hängt nicht nur von der Magnetisierungsfrequenz ab, sondern ist auch eine Funktion der Geometrie des magnetischen Kreises (insbesondere im Polschuhbereich). Da die Proben unter Anwendung verschiedener Verfahren gehärtet wurden und aus unterschiedlichen Chargen stammen, besitzen sie mit hoher Wahrscheinlichkeit Härte- und Spannungsgradienten. Aus der Variation der Magnetfeldausprägung durch unterschiedliche Luftspalte kann sich daher eine zusätzliche Messwertveränderung ergeben.
- Der Klirrfaktor kann nicht unbegrenzt steigen, sondern er konvergiert für sehr weiche Proben prinzipbedingt gegen einen Wert, der vom übrigen magnetischen Kreis abhängt. In besonderem Maße wird er durch die Polschuhform begrenzt. Unter dem Einfluss dieses Zusammenhangs ist der Klirrfaktor der 268 HV-Probe bei der luftspaltfreien Messung kleiner als man im Vergleich zu den übrigen Werten erwarten würde.
- Die unzureichende Funktion der Magnetfeldregelung bewirkt, dass die Magnetfeldamplitude in der Probe mit zunehmender Luftspaltlänge fällt. Die Koerzitivfeldstärke der harten Proben wird dabei weit vor derjenigen der weichen Proben unterschritten, was einen steileren Abfall des Klirrfaktors der harten Proben bewirkt.

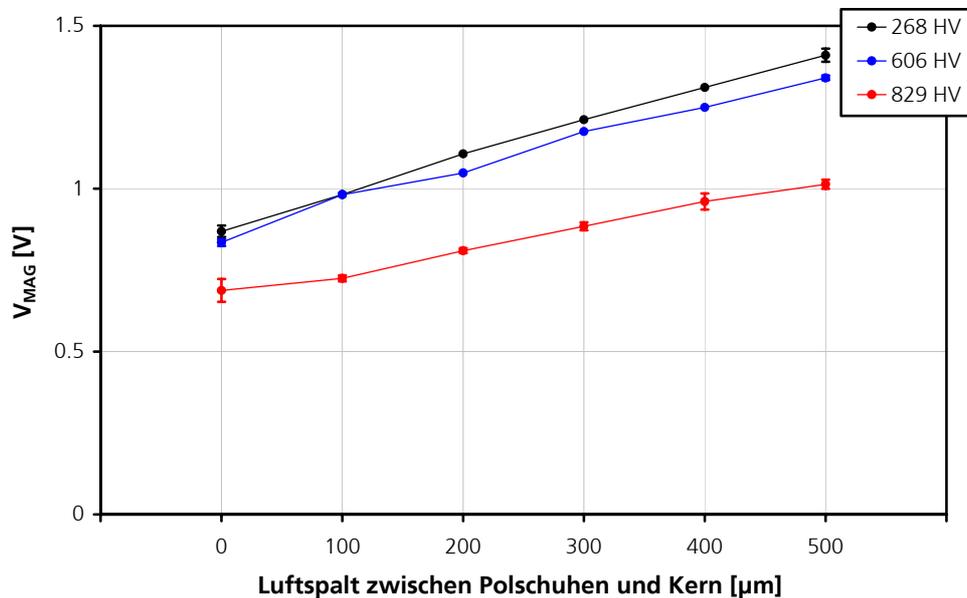
Im Falle der für diese Untersuchungen genutzten Prüfkopfbauform E1030 waren Luftspalte bis ca. 200 µm nicht von Nachteil für die Nachweisempfindlichkeit. Im Gegenteil scheinen kleine Zwangsluftspalte die Stabilität der Messergebnisse zu steigern, da sie die Abhängigkeit von Ankopplungsschwankungen vermindern. In [Altp2006] wird über ähnliche Beobachtungen an einem größeren Prüfkopf berichtet. Im Hinblick auf die Verschleißanfälligkeit der Polschuhe ist demnach davon auszugehen, dass eine Abdeckung mit einer dünnen, verschleißmindernden Schicht (Keramik, Kunststoff o. ä.) als Nebeneffekt eine Steigerung der Messgenauigkeit bewirkt.

#### **4.1.1.2 Luftspalte im Prüfkopf**

Im Hinblick auf die reibungs- und druckbedingte Abnutzung der Polschuhe liegt die Überlegung nahe, diese als austauschbare Verschleißteile zu gestalten. Es wurde daher untersucht, wie sich die Luftspalte auswirken, welche zwischen einem austauschbaren Polschuhblock und dem übrigen Kern zwangsläufig entstehen. Im Falle einer zu großen Luftspaltabhängigkeit der Messergebnisse wäre dieses Konzept hinfällig. Für die Versuche stand ein Prüfkopf von entsprechendem Aufbau zur Verfügung. Die Luftspalte wurden durch Einlegen von Papier (Blattdicke jeweils

ca. 100  $\mu\text{m}$ ) zwischen dem austauschbaren Teil und dem Grundkörper des Prüfkopfs hergestellt. Die Messungen erfolgten anhand dreier Proben unterschiedlicher Härte.

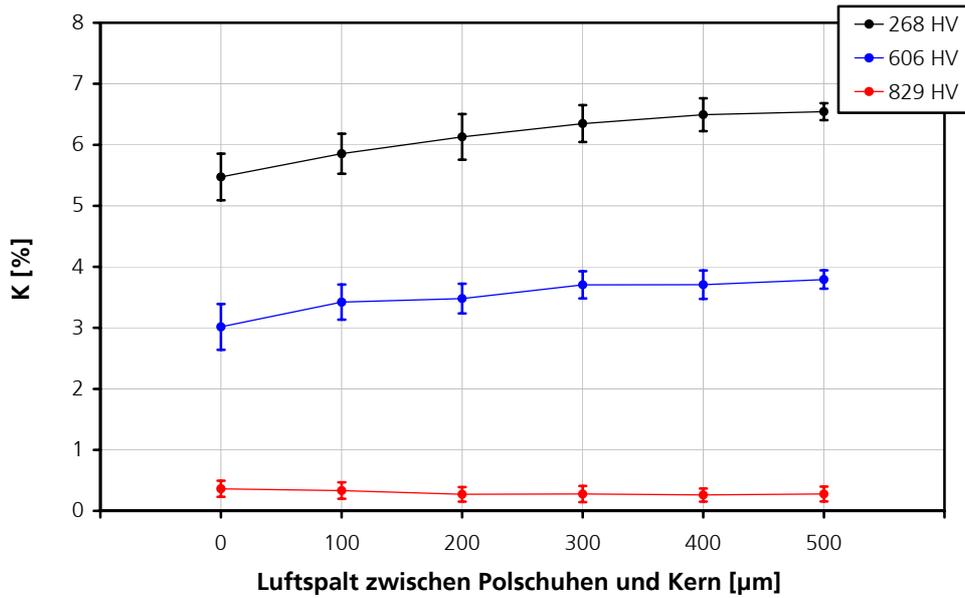
Folgende Abbildung zeigt den Verlauf der Magnetisierungsspannung über der Luftspaltlänge:



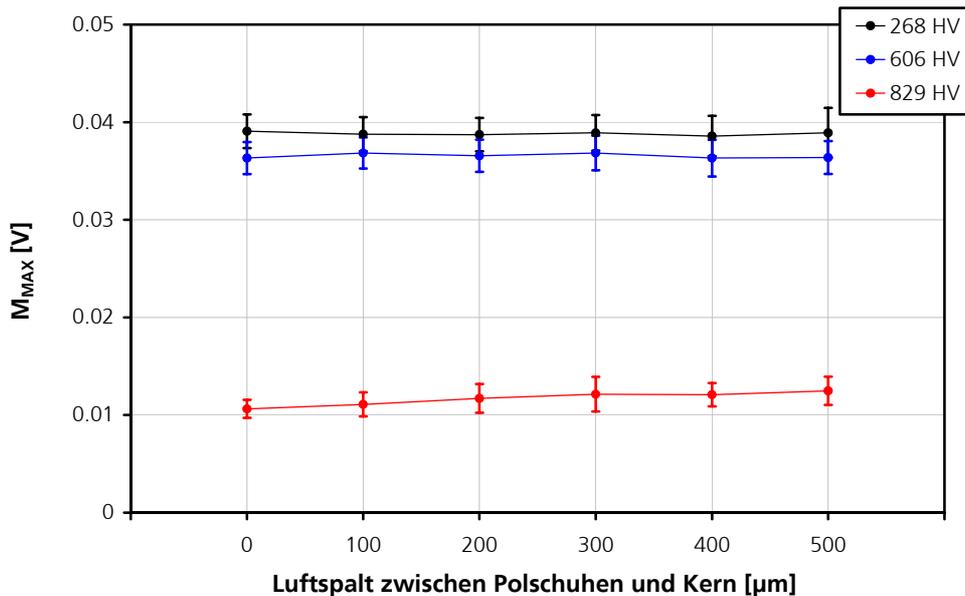
**Abbildung 40:** Verlauf des Steuerungsspannung der Magnetisierungsendstufe ( $V_{\text{MAG}}$ ) als Funktion der Luftspaltlänge zwischen Polschuh und Kern (Messung an drei Härtevergleichsplatten mit 3MA-II, Spezialprüfkopf, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm, Sensorelement und Polschuhe stets in direktem Kontakt zur Probe, Fehlerbalken zeigen  $\pm 2\sigma$ -Intervalle)

Der Anstieg der Magnetisierungsspannung mit der Luftspaltlänge ist mit den Streufeldverlusten am Luftspalt zu erklären, welcher einen zusätzlichen magnetischen Widerstand darstellt. Die Aufrechterhaltung der über der Probe abfallenden Feldstärke erfordert mit steigender Luftspaltlänge eine höhere Durchflutung. Im Unterschied zu Abbildung 38 funktioniert hier die Regelung der Feldstärke zufriedenstellend, da die Streufelder nicht in der Nähe der Hallsonde auftreten.

Mit Ausnahme der Oberwellenanalyse zeigten die Prüfgrößen keine signifikante Abhängigkeit von der Luftspaltlänge. Im Falle der Oberwellenanalyse war der Einfluss des Luftspaltes gering, mit Tendenz zur Stabilisierung bei langen Luftspalten. Abbildung 41 und Abbildung 42 zeigen den Klirrfaktor und die maximale Barkhausenrauschamplitude als Funktion der Luftspaltlänge.



**Abbildung 41:** Verlauf des Klirrfaktors (K) als Funktion der Luftspaltlänge zwischen Polschuh und Kern (Messung an drei Härtevergleichsplatten mit 3MA-II, Spezialprüfkopf, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm, Sensorelement und Polschuhe stets in direktem Kontakt zur Probe, Fehlerbalken zeigen  $\pm 2\sigma$ -Intervalle)



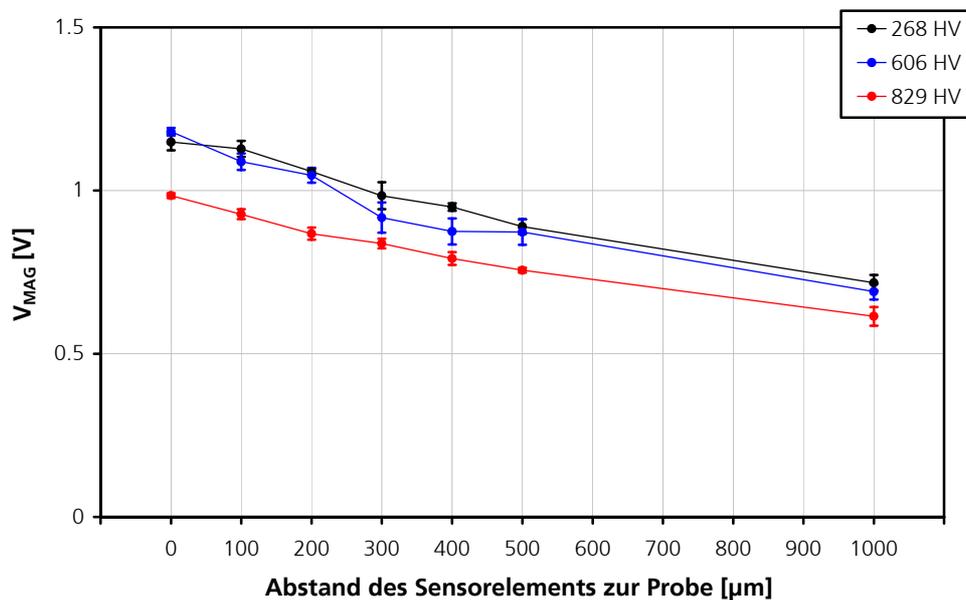
**Abbildung 42:** Verlauf der maximalen Barkhausenrauschamplitude ( $M_{MAX}$ ) als Funktion der Luftspaltlänge zwischen Polschuh und Kern (Bedingungen wie bei Abbildung 41)

Aus den Untersuchungen lässt sich folgern, dass die mit dem Austausch der Polschuhe verbundene Einbringung eines variablen Luftspaltes in den Kreis zumindest bei dem betrachteten HF-Prüfkopf keinen signifikanten Einfluss auf die Prüfgrößen besitzt. Insofern stellt das Konzept austauschbarer Polschuhe, also deren Betrachtung als Verschleißteile, einen gangbaren Weg zur Steigerung der Prüfkopflebensdauer dar.

#### 4.1.1.3 Abstand zwischen Sensorelement und Probe

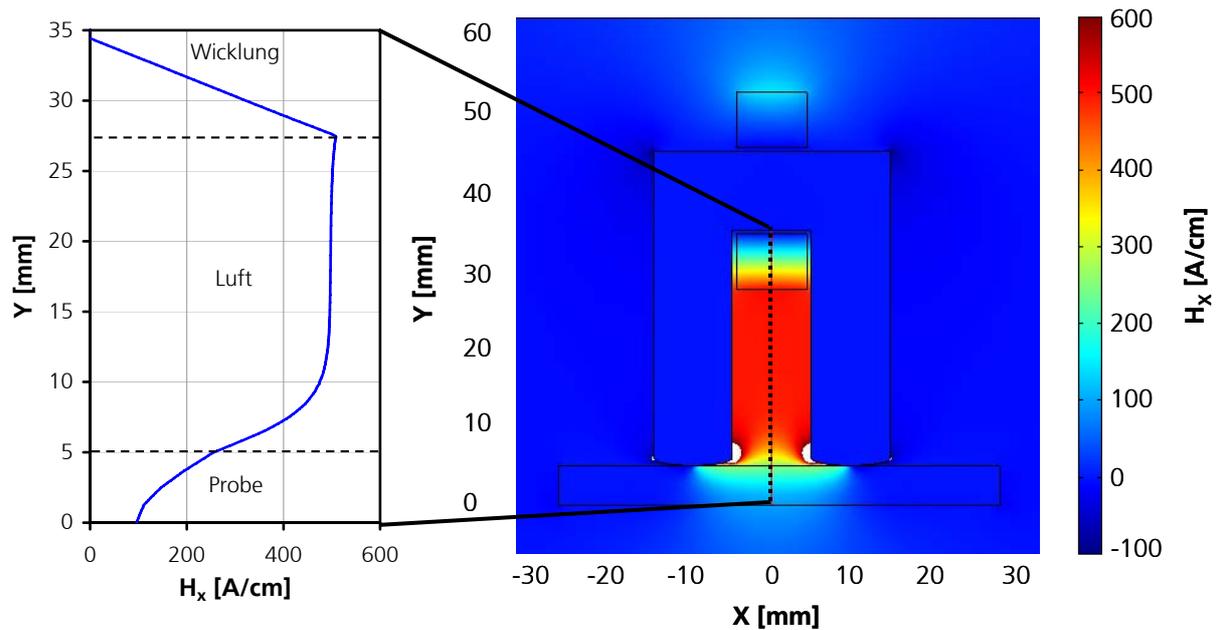
Das bewegliche Sensorelement der Prüfköpfe unterliegt einer mechanischen Beanspruchung, die einen Verschleißschutz erfordert. Gegenwärtig wird dies in 3MA-II-Prüfköpfen durch eine Keramikplatte gewährleistet (vgl. Abbildung 32). Es wurde untersucht, welchen Einfluss die durch den Verschleißschutz entstehende zusätzliche Distanz auf die Messergebnisse besitzt. Hierfür wurden drei Proben unterschiedlicher Härte bei verschiedenen Sensorelement-Abständen gemessen. Die Polschuhe wurden jeweils ohne Luftspalt auf den Werkstoff aufgesetzt.

Abbildung 43 zeigt zunächst die Steuerspannung der Magnetisierungsstufe als Funktion des Abstandes.



**Abbildung 43:** Verlauf des Steuerspannung der Magnetisierungsstufe ( $V_{\text{MAG}}$ ) als Funktion des Abstandes zwischen Sensorelement und Probenoberfläche (Messung an drei Härtevergleichsplatten mit 3MA-II, Prüfkopfbauf orm E1030 HF, Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz, Magnetfeldamplitude: 50 A/cm, Fehlerbalken zeigen  $\pm 2\sigma$ -Intervalle)

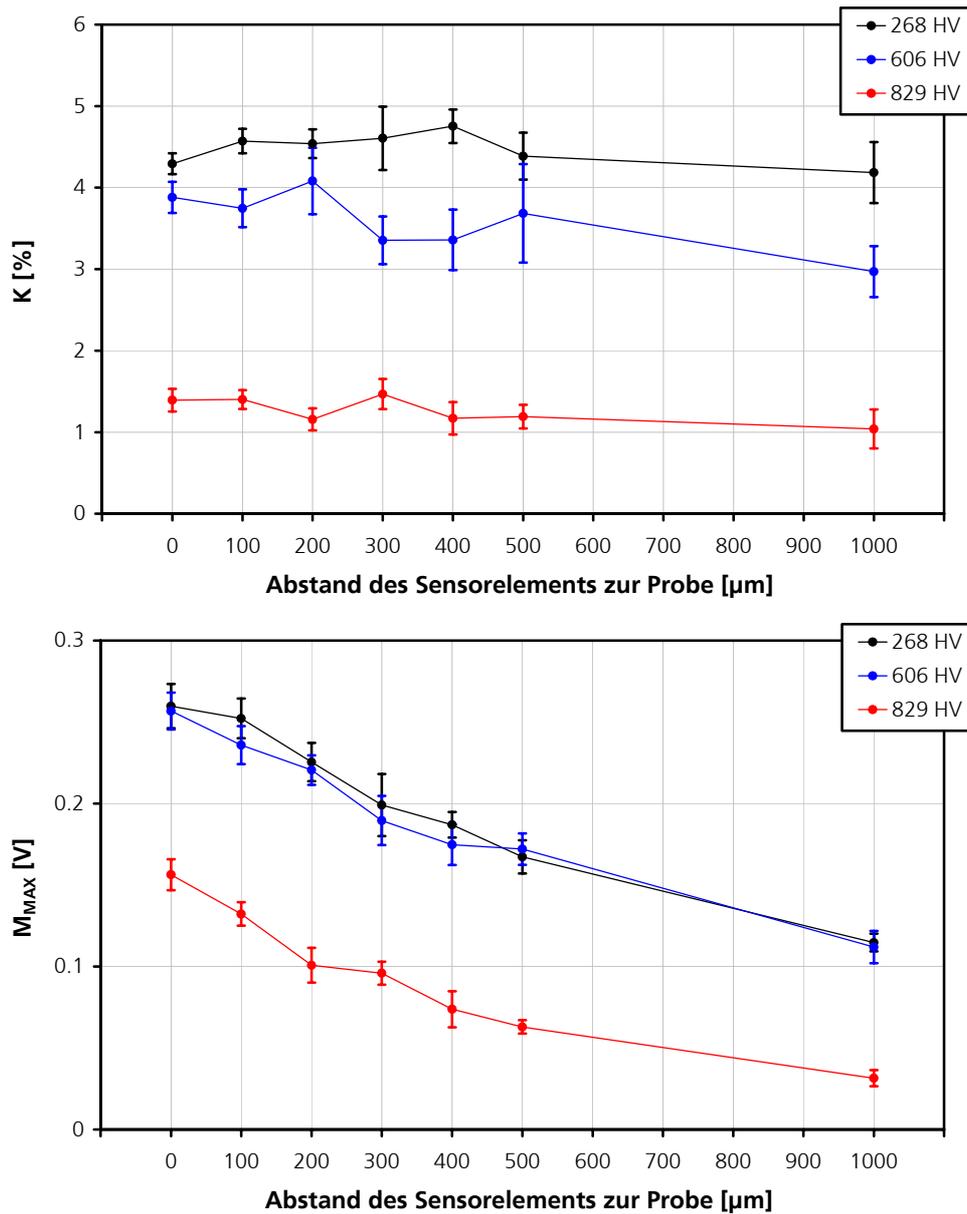
Um diesen Effekt zu erklären, wurde der Verlauf der Tangentialfeldstärke zwischen den Polschuhen in einer FEM-Simulation ermittelt. Die folgende Abbildung zeigt das Ergebnis:



**Abbildung 44:** FEM-Simulation der Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke für einen Prüfkopf der Bauform E1030 mit abgerundeten Polschuhen. Das linke Diagramm zeigt den Verlauf der X-Komponente der Feldstärke entlang der gestrichelten Linie im rechten Bild (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Wicklung: 250 Wdg., Stromamplitude: 2A, Kern:  $\mu_r = 5000$ ,  $\sigma = 5 \cdot 10^3$  S/m, Probe:  $\mu_r = 50$ ,  $\sigma = 5 \cdot 10^6$  S/m)

Die Simulation bestätigt, dass sich ausgehend von der Probenoberfläche ein zunächst nahezu linearer Anstieg der Feldstärke ergibt. Dieser ist verantwortlich für die Abregelung der Magnetisierungsspannung. In größerem Abstand zur Probe ist der Raum zwischen den Jochschenkeln von einem homogenen Magnetfeld ausgefüllt.

Viele Prüfgrößen zeigen für Abstände bis 1 mm lineare Abhängigkeiten vom Abstand zwischen Sensorelement und Probenoberfläche, wobei die Unterschiede zwischen den Proben fast unverändert bleiben. Manche Prüfgrößen zeigen keine Abstandsabhängigkeit. Als Beispiele zeigt die folgende Abbildung den Klirrfaktor (K) und die maximale Barkhausenrauschamplitude ( $M_{MAX}$ ):



**Abbildung 45:** Verlauf des Klirrfaktors (K) und der maximalen Barkhausenrauschamplitude ( $M_{MAX}$ ) als Funktion des Abstandes zwischen Sensorelement und Probenoberfläche (Messung an drei Härtevergleichsplatten mit 3MA-II, Prüfkopfbauforn E1030 HF, Magnetisierungs-frequenz: 100 Hz, Magnetfeldamplitude: 50 A/cm, Fehlerbalken zeigen  $\pm 2\sigma$ -Intervalle)

Zusammenfassend sind folgende Feststellungen möglich:

- Mit wachsendem Abstand zwischen Sensorelement und Probenoberfläche nehmen die Messwerte der magnetischen Tangentialfeldstärke anfänglich linear zu.
- Variationen des Abstandes zwischen Sensorelement und Werkstoffoberfläche sind im Bereich kleiner Abstände von gleicher Auswirkung wie im Bereich großer Abstände. Hinsichtlich einer Verkipp- und Ankopplungsempfindlichkeit sind daher alle Abstände gleichwertig.

- Der Einfluss der Distanz zwischen Sensorelement und Werkstoffoberfläche auf die Messwerte ist verhältnismäßig groß, jedoch bleibt der Messeffekt (=Unterschied zwischen den Proben) meist unverändert. Man darf daher den Verschleißschutz des Sensorelements großzügig dimensionieren, ohne Nachteile in Kauf nehmen zu müssen.

In [Altp2006] werden ähnliche Beobachtungen für einen Prüfkopf großer Abmessungen beschrieben. Da im Rahmen der vorliegenden Arbeit tendenziell die gleichen Effekte an einem erheblich kleineren Prüfkopf beobachtet wurden, darf man davon ausgehen, dass die Feststellungen für einen weiten Bereich von Prüfkopfgeometrien gelten.

Diese Erkenntnisse bekräftigen darüber hinaus, dass die unter 2.4.2 beschriebenen rauscharmen und temperaturstabilen Hallsonden ausschließlich Vorteile gegenüber den bisherigen besitzen, obwohl das Hallelement einen größeren Abstand zum Rand des Bauteilgehäuses besitzt und somit eine größere Distanz zur Werkstoffoberfläche erzwingt.

#### **4.1.2 Normierung der Prüfgrößen**

Wie bereits in den Abschnitten 3.2.4 und 3.2.6 erläutert wurde, sind die Abhängigkeiten der Prüfgrößenwerte von der Prüfkopfbauf orm und den Geräteeinstellungen in der industriellen Anwendung von untergeordneter Bedeutung; vorrangig sind hier Reproduzierbarkeit und Messempfindlichkeit. Im Hinblick auf die Anwendung moderner Prüfverfahren in der Werkstoffforschung und als Voraussetzung für die Erstellung von Datenbanken entsprechender Kennwerte sollten dennoch Maßnahmen ergriffen werden, die Abhängigkeit der Messwerte vom eingesetzten Prüfgerät und Prüfkopf zu verringern.

Eine Interpretation der Messwerte ohne Vorhandensein von Vergleichswerten für die jeweilige Kombination aus Prüfkopf, Prüfgerät und Prüfaufgabe ist bislang nur anhand weniger Prüfgrößen möglich. In erster Linie sind dies:

- die Koerzitivfeldstärke (häufig beobachtete Messwerte für weiche Werkstoffe: wenige A/cm, für harte Werkstoffe: oft über 10 A/cm)
- der Klirrfaktor des Zeitsignals der Tangentialfeldstärke (häufig beobachtete Messwerte für weiche Werkstoffe: einige %, für harte Werkstoffe: zwischen 0 und 2 %)

Einige Größen können durch die im folgenden Text beschriebenen Maßnahmen von den Geräteeinstellungen und der Sensorbauf orm in hohem Maße entkoppelt werden, so dass eine prüfkopf-, geräte- und prüfaufgabenunabhängige Interpretation ihres Betrages erfolgen kann. Hierzu zählen:

- die Barkhausenrauschamplitude (da der Ursprung des Barkhausenrauschens im Werkstoff liegt und Nichtlinearitäten des magnetischen Kreises geringen Einfluss auf die Rauschamplitude besitzen)
- die Überlagerungspermeabilität (da sie nicht vom Absolutwert der Impedanz abhängt, der komplizierten Zusammenhängen unterliegt, sondern sich aus einer differentiellen Betrachtung der feldstärkeabhängigen Impedanzvariation einer Spule ergibt)

Folgende Größen sind nicht auf einfache Weise von den Geräteeigenschaften und -einstellungen entkoppelbar, aber teilweise sind Verbesserungen gegenüber dem Stand der Technik möglich:

- die Amplituden und Phasen der Oberwellen im Zeitsignal der Tangentialfeldstärke
- die Wirbelstromimpedanz

Die folgenden Abschnitte erläutern die möglichen Verbesserungsmaßnahmen im Detail.

#### **4.1.2.1 Berücksichtigung konstanter Übertragungsfunktionen**

Viele messtechnische Module zerstörungsfreier Prüfgeräte besitzen einfach beschreibbare Übertragungsfunktionen wie z.B. Verstärkungsfaktoren. Häufig werden die Prüfgrößen nicht bezüglich der Übertragungseigenschaften der Signalverarbeitungskette korrigiert. Beispielsweise spiegeln sich beim 3MA-II die einstellbaren Verstärkungsfaktoren proportional in den Messwerten der Prüfgrößen wider. Ebenso bleiben die Windungszahl der Tastspule und Wirkfläche in der Auswertung unberücksichtigt. Solange man die Einstellungen nicht verändert, sind hiermit keinerlei Nachteile für den industriellen Einsatz der Prüftechnik verbunden. Im Hinblick auf ein Verständnis des Werkstoffverhaltens und eine größere Sensor- und Geräteunabhängigkeit ist jedoch eine normierte Bestimmung aller relevanten Größen in physikalisch sinnvollen Einheiten anzustreben, was die Berücksichtigung bekannter oder auf einfache Weise ermittelbarer Übertragungsfunktionen der Prüfköpfe und der Signalverarbeitungselektronik einschließt.

Geräteeinstellungen oder quantifizierbare Sensoreigenschaften sollten derart berücksichtigt werden, dass ihre Veränderung sich lediglich im Signal/Rausch-Verhältnis niederschlägt, aber keinen Einfluss auf den Betrag der Messwerte besitzt. Zu den quantifizierbaren Sensoreigenschaften zählen Windungszahlen und Querschnitte, aber auch durch Messungen an einem Referenzkörper, in einem Referenzfeld oder durch Referenzverfahren bestimmbare Proportionalitätskonstanten wie z.B. der Formfaktor einer Spule (durch die Form und Anordnung bedingter Korrekturfaktor der Messempfindlichkeit). Eine Abgleichprozedur zur Bestimmung der nicht a priori bekannten Proportionalitätsfaktoren wird in Abschnitt 4.1.2.2 vorgeschlagen.

Die im 3MA-II umgesetzte Oberwellenanalyse benötigt keine speziellen Auswerteparameter, lediglich die Amplituden und Phasen der Harmonischen sind ausschlaggebend für das Messergebnis. Gegenwärtig ist nur die Amplitude des gemessenen Feldstärkesignals durch einen Pro-

portionalitätsfaktor in der Software, aber auch durch abgleichbare Bauteile in der Hardware linear korrigierbar:

$$H^* = H \cdot k_H \quad (4.4)$$

wobei:  $H$  – gemessenes Zeitsignal der magnetischen Feldstärke  
 $H^*$  – korrigiertes Zeitsignal der magnetischen Feldstärke  
 $k_H$  – Korrekturfaktor für Hallsondenempfindlichkeit

Eine darüber hinausreichende Messwertkorrektur kann durch Anpassung der Phasenverschiebungen im Frequenzbereich erzielt werden. Da im Rahmen der Oberwellenanalyse ohnehin eine Fourier-Analyse erfolgt, ist eine derartige Abgleichmöglichkeit zumindest dort auf einfache Weise wie folgt zu ergänzen:

$$H^*(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^N A_n(H) \cdot k_H \cdot \sin(2\pi n f_0 t + \varphi_n(H) + k_{\varphi,n}) \quad (4.5)$$

wobei:  $H$  – gemessenes Zeitsignal der magnetischen Feldstärke  
 $H^*$  – korrigiertes Zeitsignal der magnetischen Feldstärke  
 $N$  – Ordnung der höchsten berücksichtigten Oberwelle  
 $A_n$  – Amplitude der n-ten Harmonischen  
 $k_H$  – Korrekturfaktor für Hallsondenempfindlichkeit  
 $f_0$  – Grundfrequenz  
 $\varphi_n$  – Phase der n-ten Harmonischen  
 $k_{\varphi,n}$  – Korrekturwert für Phasenverschiebung der n-ten Oberwelle

Das magnetische Barkhausenrauschen wird vom 3MA-II-System bisher ohne Berücksichtigung des eingestellten Verstärkungsfaktors oder der Spuleneigenschaften ausgewertet. Folgender Ausdruck kann zur softwareseitigen Korrektur der Barkhausenrauschamplitude unter Berücksichtigung von Geräteeinstellungen und Prüfkopfeigenschaften eingesetzt werden:

$$M^* = \frac{M}{G \cdot N \cdot A_{\text{eff}} \cdot k_M} \quad (4.6)$$

wobei:  $M$  – gemessene Barkhausenrauschamplitude  
 $M^*$  – korrigierte Barkhausenrauschamplitude  
 $G$  – gesamte Verstärkung  
 $N$  – Windungszahl der Empfängerspule  
 $A_{\text{eff}}$  – Wirkfläche der Empfängerspule  
 $k_M$  – Form- und Anordnungsfaktor der Spule

Das 3MA-II-Gerät führt die Wirbelstromprüfung über zwei Sende/Empfangsspulenanordnungen durch, wobei die Differenz der Transferimpedanz als elektrische Spannung erfasst und ausgewertet wird. Es erfolgt keine Umrechnung der gemessenen Spannungen in Impedanzen. Der Wert des Prüfstroms und der einstellbare Verstärkungsfaktor des Messverstärkers schlagen sich pro-

portional in den Ergebnissen der Impedanzanalyse nieder. Auch die Überlagerungspermeabilität wird beim 3MA-II im Wirbelstromverfahren ermittelt, wobei ebenfalls keine definierte Umrechnung der Spannungs- in Impedanzwerte bzw. von der dynamischen Impedanzveränderung in eine Permeabilitätsveränderung erfolgt. Verstärkungsfaktor und Prüfstrom bleiben daher, wie bereits im Falle des Wirbelstrom-Impedanzanalyse, unberücksichtigt.

Eine Kompensation des Einflusses von Geräteeinstellungen und Prüfkopfeigenschaften auf die Impedanz- und Überlagerungspermeabilitätswerte ist nur mit geeigneter Gerätetechnik möglich, daher kann keine allgemein anwendbare Korrekturfunktion hierfür angegeben werden.

Die betrags- und einheitenrichtige Bestimmung der Impedanz setzt die Kenntnis von Spannungs- und Stromsignal bzw. äquivalenter Messinformationen voraus. Unter 4.2.4.3 wird eine naheliegende Lösungsmöglichkeit für diese Aufgabe im Detail beschrieben.

#### **4.1.2.2 Abgleichverfahren für mikromagnetische Prüfgeräte**

Der technische Aufbau eines Messgerätes bestimmt die erreichbare Messempfindlichkeit und Messwertreproduzierbarkeit, aber erst durch den herstellereitigen Abgleich wird eine weitgehend einheitliche Charakteristik baugleicher Geräte gewährleistet, und nur eine regelmäßige Kontrolle bzw. Korrektur des Abgleichs sichert die langzeitige Zuverlässigkeit.

Um einen Abgleich über einstellbare Bauteile weitgehend zu vermeiden (siehe auch 4.2.6), ist eine hohe Ähnlichkeit der nicht abgeglichenen Geräte durch entsprechende Bauweise anzustreben. Kleine Abweichungen können in diesem Fall durch softwareseitige Maßnahmen (digitaler Abgleich) korrigiert werden, da der Gewinn an Dynamik durch einen analogen Abgleich vernachlässigbar gering wäre.

Der herstellereitige Abgleich mikromagnetischer Prüfgeräte, welcher sich auf alle nichtsensorischen Bauteile bezieht, kann in folgenden allgemeinen Arbeitsschritten erfolgen:

- Ermittlung/Einstellung des Verstärkungsfaktors der Magnetisierungs- und Wirbelstromendstufen unter Einbeziehung der gesamten Bauteilkette von der Digitalseite bis hin zu den Spulen: Insbesondere bei Prüfgeräten, welche Ausgangsspannung und -strom nicht messen, ist dieser Abgleich für eine genaue Wirbelstromprüfung erforderlich.
- Ermittlung/Einstellung der Messempfindlichkeit der Eingangskanäle inklusive der Vorverstärker anhand von Referenzsignalen definierter Amplitude: Dieser Abgleich wirkt sich auf alle Prüfergebnisse aus und sollte möglichst bereits im Gerät integriert sein (Selbstkalibrierung)

Darüber hinaus sollten verfahrensspezifische Abgleichmaßnahmen erstmalig beim Hersteller und dann wiederkehrend beim Kunden, ggf. durch diesen selbst, durchgeführt werden. Es wird hier-

zu eine alterungsarme, unter Dokumentationspflicht aufbewahrte Referenzprobe benötigt, welche auf einer Seite induktiv gehärtet und auf der anderen Seite ungehärtet sein sollte. Dabei ist zu beachten, dass die Messung mit höherer Genauigkeit als im sonstigen Messbetrieb zu erfolgen hat, da sich ein möglicher Fehler auf alle nachfolgenden Messungen fortpflanzt. Der Abgleich sollte in folgenden Schritten erfolgen:

- Falls der Prüfkopf eine Hallsonde beinhaltet: Softwareseitiger Abgleich der Hallsondenempfindlichkeit auf der gehärteten Seite der Referenzprobe. Da ein Offsetabgleich aufgrund der Wechselfeldmagnetisierung entbehrlich ist, genügt diese eine Probe, um anhand charakteristischer Merkmale in den Messsignalen (vorzugsweise anhand der Feldstärke im Maximum der Überlagerungspermeabilität bei äußerst niederfrequenter Magnetisierung) den benötigten Empfindlichkeitswert zu ermitteln.
- Falls der Prüfkopf die Messung des magnetischen Barkhausenrauschens gestattet: Abgleich der Barkhausenrauschamplitude auf der ungehärteten Seite der Referenzprobe. Als Abgleichziel sollte der Nennwert der Rauschamplitude bei einer niedrigen Magnetisierungsfrequenz (z.B. 20 Hz) herangezogen werden, welcher zuvor für diese Probe auf einen willkürlichen Wert festgelegt werden muss. Auch hier genügt eine einzige Probe, denn es ist lediglich eine Einstellung abzugleichen.
- Falls der Prüfkopf Wirbelstrom-Messungen gestattet: Abgleich von Amplitude und Phase der Wirbelstromimpedanz (möglichst als Absolutimpedanz gemessen) auf der ungehärteten Seite der Referenzprobe. Eine Offsetnullung in Luft zwecks Driftkorrektur ist nicht zulässig, da kleinste mechanische Toleranzen der Sensormechanik und Verschmutzungen sich nachteilig auswirken können und zudem nicht davon ausgegangen werden kann, dass es sich bei einer Drift der Impedanzmesswerte in Luft um Veränderungen des Offsets handelt.
- Falls der Prüfkopf Überlagerungspermeabilitätsmessungen gestattet: Einstellen des Übertragungsfaktors durch eine Messung auf der ungehärteten Seite der Referenzprobe. Hierbei muss der auf der Referenzprobe angegebene Wert erreicht werden.

Unter Einhaltung dieser Abgleichprozedur sollten langfristig zuverlässige Messergebnisse und eine definiert eingestellte Prüfcharakteristik gewährleistet werden können.

### **4.1.3 Weiterentwicklung der Kalibrierverfahren**

Der hohe Softwareanteil der mikromagnetischen Prüfsysteme des IZFP bietet die Aussicht, die Messgenauigkeit ohne Veränderung der Hardware, sondern mittels optimierter Datenverarbei-

tung zu steigern. Die folgenden Abschnitte beschreiben die dahingehende Weiterentwicklung der Regressionsanalyse.

#### 4.1.3.1 Berücksichtigung von Prüfgrößendriffs in der Regressionsanalyse

Die langzeitige Reproduzierbarkeit der Messwerte setzt zunächst zuverlässige Messtechnik voraus, d.h. die Prüfgrößen müssen niedrige systematische und stochastische Fehler aufweisen. Hochfrequente stochastische Fehler lassen sich durch Mittelwertbildung über hinreichend viele aufeinanderfolgende Messwerte verringern, aber systematische oder niederfrequente stochastische Fehler können so nicht beseitigt werden. Dies führt dazu, dass sich auch beim besten Prüfsystem ein temperatur-, alterungs- und verschleißbedingtes Driften zeigen kann. Daraus entsteht die Aufgabe, die Auswirkung solcher Fehler auf die Ergebnisse zu minimieren.

Die Kalibrierung des 3MA-II-Prüfsystems erfolgt, wie auch im Falle anderer mikromagnetischer Prüfgeräte, häufig unter Einsatz des mathematischen Hilfsmittels der Regressionsanalyse (vgl. 3.1.2.1). Folgende Tabelle zeigt die Teilausdrücke eines Polynoms, welches durch Regressionsanalyse zur zerstörungsfreien Bestimmung der Vickers-Härte ermittelt wurde, sowie eine Analyse der darin enthaltenen Teilausdrücke:

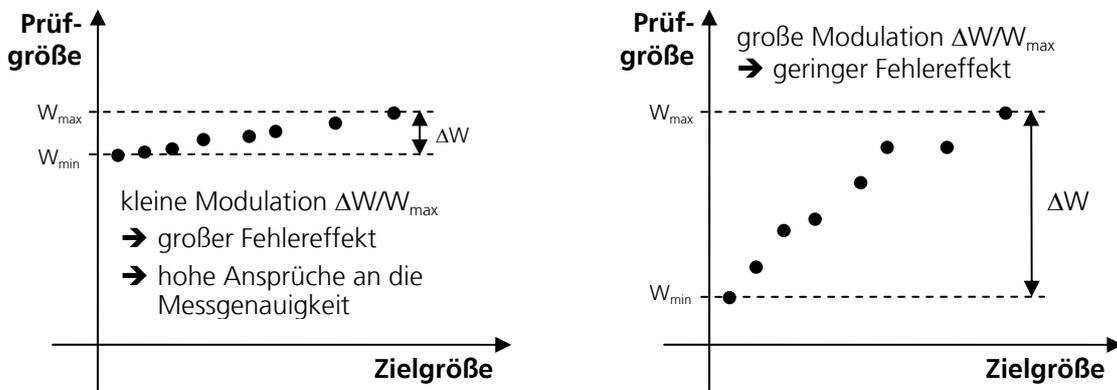
Teilausdruck des Polynoms	$W_{\min} \dots W_{\max}$	$\Delta W$	M	$F_1$	$R^2$
$-1.36652 \cdot 10^4$	13665	0	0%	-	-
$-1.55437 \cdot 10^4 \cdot A_7^2$	2...222	220	99%	2.2	0.027
$+2.68545 \cdot 10^4 \cdot \text{sqrt}(\text{abs}(\text{Mag}_1))$	11019...11621	602	5%	116	0.118
$-2.86883 \cdot 10^3 \cdot \text{Mag}_4^2$	1816...2163	347	16%	22	0.314
$+5.91962 \cdot 10^3 \cdot \text{sqrt}(\text{abs}(P_3))$	6008...7457	1449	19%	75	0.580
$-3.10505 \cdot 10^3 \cdot P_3$	3199...4927	1728	35%	49	0.591
$-2.29560 \cdot 10^3 \cdot M_{\text{MAX}}$	238...1015	777	77%	10	0.667
$+3.09902 \cdot 10^3 \cdot \text{sqrt}(\text{abs}(M_{\text{MAX}}))$	998...2061	1063	52%	21	0.678
$+2.38205 \cdot 10^0 \cdot H_{\text{CO}}^2$	239...616	377	61%	6.2	0.769
$+6.49100 \cdot 10^1 \cdot H_{\text{CU}}$	478...1313	835	64%	13	0.917
<b><math>R^2</math> des Gesamtpolynoms:</b>					<b>0.998</b>

**Tabelle 12:** Wertebereich W, Spanne S des Wertebereichs, Modulation M ( $=100\% \cdot \Delta W / W_{\max}$ ), Fehlereffekt  $F_1$  ( $=W_{\max} / 100$ ) und Bestimmtheitsmaß  $R^2$  der Korrelation mit der Zielgröße, aufgelistet für alle im Polynom aufsummierten Teilausdrücke (basierend auf Regressionsanalyse über 3MA-II-Messdaten von 10 Härtevergleichsplatten, 268 HV bis 829 HV)

Der Wertebereich W gibt an, welche minimalen bzw. maximalen Beträge die Teilausdrücke innerhalb des Kalibrierdatensatzes annehmen. Die Spanne  $\Delta W$  ist die Differenz aus Ober- und Untergrenze des Wertebereichs. Daher gibt sie an, um welchen Betrag sich das Ergebnis verändert, wenn der Ausdruck seinen gesamten Wertebereich durchläuft (z.B. 835 HV im Falle des letzten Ausdrucks in der Tabelle). Als Modulation M wird hier das prozentuale Verhältnis der Spanne zur Obergrenze des Wertebereichs bezeichnet. Sie gibt an, in welchem Verhältnis die Spanne zum Absolutwert des Ausdrucks steht. Als 1%-Fehlereffekt  $F_1$  soll der Quotient aus

Spanne und Modulation bezeichnet werden. Dieser entspricht darüber hinaus 1% der Obergrenze des Wertebereichs.  $F_1$  gibt an, um welchen Betrag sich das Ergebnis des Polynoms verändert, wenn sich der Teilausdruck um 1% seines höchsten beobachteten Wertes verändert.

Folgende Abbildung erläutert die Begriffe grafisch:



**Abbildung 46:** Grafische Erläuterung der Begriffe „Wertebereich“, „Spanne“ und „Modulation“. Die Korrelation der Prüfgröße zur Zielgröße spielt hierbei keine Rolle.

Anhand einer derartigen Analyse von Wertebereich, Spanne und Modulation können folgende Erkenntnisse gewonnen werden:

- Die Koeffizienten sind kein Maß für die Wichtigkeit der jeweiligen Teilausdrücke oder für deren Korrelation mit der Zielgröße. Dies sollte einleuchten, wenn man berücksichtigt, dass die Werte der einzelnen Prüfgrößen in unterschiedlichen Größenordnungen liegen, und dass häufig Synergien zwischen mehreren Ausdrücken bestehen, welche für sich genommen keine hohe Korrelation mit der Zielgröße aufweisen.
- Die Spannen, Modulationen und Fehlereffekte unterscheiden sich erheblich, und es existiert kein einfacher Zusammenhang zwischen ihnen und der Korrelation des Ausdrucks mit der Zielgröße. Beispielsweise schlägt sich eine Veränderung der Größe  $H_{C\mu}$  um 1% als Abweichung von ca. 13 HV im Ergebnis nieder, während bei Veränderung des Wertes von  $\sqrt{\text{abs}(\text{Mag}_1)}$  um 1% das Ergebnis um 116 HV abweichen würde. Man ist zunächst geneigt zu vermuten, dass Prüfgrößen mit starker Korrelation zur Zielgröße einen geringeren Fehlereffekt besitzen. Dass dies nicht der Fall ist, zeigt der Fehlereffekt des Ausdrucks  $A_7^2$ , welcher noch geringer ist als derjenige von  $H_{C\mu}$ .
- Höhere Fehlereffekte erfordern höhere Reproduzierbarkeiten der betreffenden Größen. Da die langzeitige Reproduzierbarkeit oft nicht in der Kalibrierdatenbank repräsentiert ist und auch nicht a priori bekannt ist, sollten stattdessen grundsätzlich geringe Fehlereffekte angestrebt werden.

Der bislang eingesetzte Algorithmus zur Vorwärts-Regressionsanalyse wurde daher so verändert, dass er Lösungen mit hohen Fehlereffekten verwirft. Der Anwender kann den höchsten tolerierbaren  $F_1$ -Wert vorgeben. Im folgenden Beispiel wurde er auf  $F_{1,max} = 10$  HV festgelegt:

Ausdruck	$W_{min} \dots W_{max}$	$\Delta W$	M	$F_1$	$R^2$
$-4.87389 \cdot 10^2$	487	0	0	-	-
$-4.61235 \cdot 10^3 \cdot A_7^2$	1...66	65	98%	0.7	0.027
$+7.36318 \cdot 10^{-1} \cdot \Delta H_{25\mu}^2$	411...950	539	57%	9.5	0.083
$-7.35591 \cdot 10^{-1} \cdot \Delta H_{50\mu}^2$	122...454	332	73%	4.5	0.242
$-9.55988 \cdot 10^3 \cdot \mu_r^2$	9...452	443	98%	4.5	0.542
$-1.49075 \cdot 10^4 \cdot Ph_3^2$	48...780	732	94%	7.8	0.546
$+9.24565 \cdot 10^3 \cdot Im_3$	190...676	486	72%	6.8	0.632
$+6.86449 \cdot 10^2 \cdot \mu_{MAX}^2$	10...80	70	88%	0.8	0.774
$+2.48427 \cdot 10^4 \cdot \mu_{MEAN}^2$	31...300	269	90%	3.0	0.888
$+3.48502 \cdot 10^1 \cdot H_{Cu}$	257...705	448	64%	7.0	0.917
<b><math>R^2</math> des Gesamtpolynoms:</b>					<b>0.999</b>

**Tabelle 13:** Wie in Tabelle 12 durchgeführte Analyse eines Kalibrierpolynoms, das unter der Vorschrift „ $F_1 < 10$ “ entwickelt wurde

Wie man erkennt, erreicht die Korrelation das gleiche Bestimmtheitsmaß wie zuvor, aber die Ausdrücke besitzen niedrigere Spannen, höhere Modulationen und daher geringe  $F_1$ -Werte. Eine z.B. durch thermisches oder verschleißbedingtes Driften verursachte Abweichung eines beliebigen Ausdrucks um 1% bewirkt hier im ungünstigsten Fall einen Fehler des Ergebnisses um 9.5 HV. Ohne Beschränkung der  $F_1$ -Werte wäre eine mehr als zehnfach so hohe Auswirkung des Driftens möglich (bis zu 116 HV, vgl. Tabelle 12).

Die Möglichkeit zur Beschränkung des  $F_1$ -wertes wurde an einer Vielzahl von Kalibrierdatenbanken erfolgreich getestet. Dabei war stets eine erhebliche Verbesserung von  $F_1$  gegenüber dem unbeschränkten Fall möglich, mit vernachlässigbar geringer Veränderung (gelegentlich mit Verbesserung) der Korrelation zwischen dem polynomialen Näherungswert und der Zielgröße.

Folgende Tabelle zeigt, wie sich die Anzahl der Ausdrücke, die Bestimmtheitsmaße und die Standardfehler der Polynome als Funktion von  $F_{1,max}$  unter Betrachtung der gleichen Kalibrierdaten wie oben ergeben:

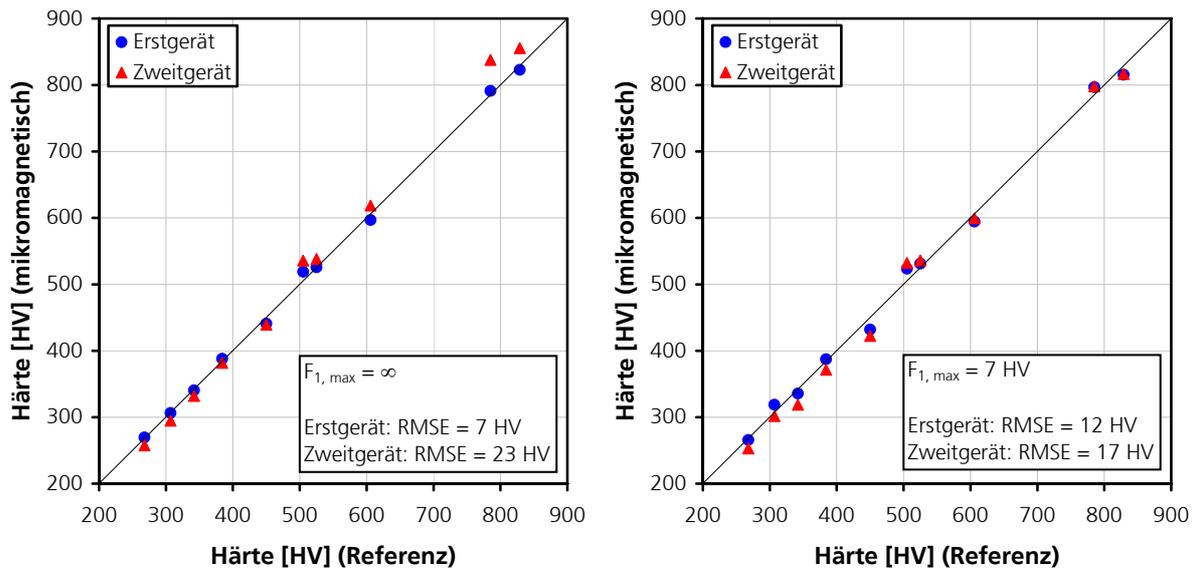
$F_{1,max}$ [HV] (zugelassen)	$F_1$ [HV] (erzielt)	Ausdrücke (max. 10)	$R^2$	RMSE [HV]
$\infty$	116	10	0.998	8.4
100	55	10	0.999	4.5
50	47	10	0.998	7.6
25	25	10	0.998	8.2
<b>10</b>	<b>9.5</b>	<b>10</b>	<b>0.999</b>	<b>4.5</b>
5	5.0	9	0.996	12
4	3.8	7	0.994	14
3	2.0	3	0.132	170
2	1.6	2	0.082	174
1	0.89	2	0.033	179

**Tabelle 14:** Abhängigkeit der Regressionsergebnisse (Bestimmtheitsmaß  $R^2$ , Standardfehler RMSE) sowie der Anzahl der Ausdrücke im Polynom für verschiedene Vorgaben der maximal zulässigen  $F_1$ -Werte  $F_{1,max}$  (in Fettdruck hervorgehoben die Ergebnisse von Tabelle 13)

Die Beschränkung des Fehlereffektes reduziert die Anzahl der möglichen Ausdrücke auf solche, die das Kriterium  $F_1 < F_{1,max}$  erfüllen. Man erkennt, dass bei zu starker Beschränkung des Fehlereffektes nur noch so wenige Ausdrücke zur Wahl stehen, dass hierdurch das Bestimmtheitsmaß sinkt und der Standardfehler ansteigt. Die Erklärung hierfür ist, dass die letzten verbleibenden Ausdrücke nicht nur geringe Fehlereffekte, sondern überhaupt geringe Effekte aufweisen, ihre Veränderung als Funktion der Zielgröße liegt also im Streuband.

Anhand einer derartigen Betrachtung sollte man einen Kompromiss aus Fehlereffekt und Korrelationsgüte treffen, welcher im obigen Beispiel eine Beschränkung auf  $F_{1,max} = 5-10$  HV erlauben würde. Zukünftige Implementierungen der Regressionsanalyse könnten diesen Auswahlvorgang anhand eines Abbruchkriteriums automatisieren. Es ist auch vorstellbar, stets unter der Vorgabe von  $F_{1,max} = RMSE(F_{1,max}=\infty)$  zu arbeiten – der maximal zulässige 1%-Fehlereffekt würde dann dem Standardfehler einer ohne Beschränkung des Fehlereffektes durchgeführten Kalibrierung entsprechen.

Die Effektivität der Einschränkung von  $F_1$  konnte am Beispiel der Übertragung einer Kalibrierung von einem Prüfsystem auf ein anderes nachgewiesen werden. Minimale Unterschiede zwischen den Geräten führen zu geringfügigen Abweichungen der Prüfgrößenwerte. Wie folgende Abbildung zeigt, erzielt man mit dem Zweitsystem eine höhere Genauigkeit, wenn die mit dem Erstgerät durchgeführte Kalibrierung unter Einschränkung von  $F_1$  erfolgte:



**Abbildung 47:** Korrelation zwischen zerstörungsfrei bestimmter und tatsächlicher Vickers-Härte im Falle der mit dem Erstgerät aufgenommenen Kalibrierdaten sowie bei Verwendung des gleichen Polynoms mit einem Zweitgerät. Das linke Diagramm zeigt die Ergebnisse für die Kalibrierung ohne Einschränkung von  $F_1$ , das rechte Diagramm zeigt den Fall von  $F_{1, \max} = 7 \text{ HV}$ . Die Messung erfolgte mit zwei Exemplaren des in dieser Arbeit entwickelten Prüfsystems.

Die Einschränkung des Fehlereffektes auf einen festen Wert stellt einen verhältnismäßig sicheren Weg der Ergebnisstabilisierung dar. Dabei wird nicht berücksichtigt, dass manche Größen mit einer höheren Genauigkeit bestimmt werden können als andere. Dies ließe sich realisieren, indem man die Fehlereffekte nicht auf eine Abweichung um 1%, sondern beispielsweise auf die Standardabweichung der Ausdrücke bezieht. Die Ermittlung der Standardabweichung aus der Messwertstreuung innerhalb der Kalibrierdaten birgt allerdings das Risiko einer zu kurzzeitigen Betrachtung, in welcher eventuelles Driften der Größen nicht berücksichtigt ist, da die Kalibrierdaten in der Regel keine Informationen über die langzeitigen Prüfgrößenveränderungen enthalten. Eine getrennte Ermittlung der Standardabweichung anhand einer Normierungsmessung wäre hier, wie auch im Falle des Mustererkennungsverfahrens, empfehlenswert.

Darüber hinaus könnte in einer weiteren Verbesserungsstufe nicht die prozentuale Veränderung des gesamten Teilausdrucks betrachtet werden, sondern die Veränderung des Teilausdrucks bei einprozentiger Veränderung der enthaltenen Prüfgröße, was eher dem Praxisfall entspricht.

#### 4.1.3.2 Regressionsanalyse mit genetischen Algorithmen

Die am IZFP eingesetzte Mustererkennungssoftware verwendet einen genetischen Algorithmus (GA) zu Optimierung der Prüfgrößengewichte [Tsch2002]. Es lag daher die Überlegung nahe, dass man auch im Rahmen der Regressionsanalyse einen GA zur Auswahl der Teilausdrücke des Kalibrierpolynoms einsetzen kann. Der Vorteil des GA besteht darin, dass er in jedem Fall die

optimale Lösung findet, wenn man die Rechnung genügend lange laufen lässt, und dass oft bereits nach kurzer Zeit eine sehr gute Lösung vorliegt. Die bisherige schrittweise Vorwärts-Regressionsanalyse findet eine gute Auswahl der Teilausdrücke, aber nicht zwangsläufig die beste.

Der genetische Algorithmus wurde wie folgt implementiert:

- (1) Initialisierung der Population von N Individuen: Für jedes Individuum: Das Erbgut ist eine K-elementige, zufällig ausgewählte Teilmenge der Menge aller möglichen Teilausdrücke des Kalibrierpolynoms
- (2) Ermittlung der Fitness jedes Individuums als reziproker Standardfehler ( $1/\text{RMSE}$ ) der Korrelation zwischen zerstörungsfrei bestimmtem und tatsächlichem Zielgrößenwert. Damit bedeutet ein niedrigerer Standardfehler eine höhere Fitness.
- (3) Anzeigen des derzeit niedrigsten RMSE-Wertes
- (4) Erzeugung ein neuen Individuums durch Kreuzung des Individuums mit der höchsten Fitness mit einem beliebigen anderen Individuum (halbes Erbgut vom ersten Individuum, halbes Erbgut vom zweiten Individuum) und Mutation des neuen Erbguts durch geringfügige Veränderung. Dieser Schritt ist essentiell für die Optimierungsgeschwindigkeit der genetischen Algorithmen. Das globale Optimum wird nach langer Zeit immer gefunden, aber die Art der Kreuzungs- und Mutationsprozedur kann den Prozess um Größenordnungen beschleunigen oder verlangsamen.
- (5) Entfernung des Individuums mit der geringsten Fitness aus der Population (sonst wachsen Population und Rechenaufwand immer weiter an).
- (6) Wiederholung ab dem Schritt (2), bis der Benutzer den Algorithmus abbricht.

Abbildung 48 zeigt den Benutzerdialog der Software während der Ausführung des Algorithmus:



**Abbildung 48:** Benutzerdialog der Regressionsanalyse-Software während der Polynomoptimierung durch den genetischen Algorithmus (der Graph zeigt den Verlauf des Standardfehlers (RMSE) als Funktion der fortlaufend gezählten Generationsnummer)

Tabelle 15 zeigt einen Vergleich zwischen den Standardfehlern und Bestimmtheitsmaßen, welche in verschiedenen Anwendungen durch die bisherige Vorwärts-Regressionsanalyse sowie durch Regressionsanalyse mit genetischen Algorithmen erzielt wurden. Beide Analysen wurden unter der Vorgabe durchgeführt, eine möglichst gute Auswahl von 10 Teilausdrücken zu finden. Die Kalibrierdaten stammen aus Projekten, die teilweise mit dem 3MA-II-Prüfsystem als auch mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prüfsystem bearbeitet wurden und auch größtenteils in Abschnitt 5 ausführlich beschrieben sind. Der genetische Algorithmus wurde jeweils abgebrochen, wenn über viele Generationen hinweg keine weitere Verbesserung eintrat (in der Regel nach wenigen Minuten, dies entspricht einigen 1000 Generationen).

Anwendung	R <sup>2</sup>	R <sup>2</sup> (GA)	RMSE	RMSE (GA)	Verbesserung
Härtevergleichsplatten	0.998	<b>1.000</b>	8.4 HV	<b>2.7 HV</b>	68 %
Schleifbrand: Härte (3MA)	0.759	<b>0.827</b>	47.6 HV	<b>40.4 HV</b>	15 %
Schleifbrand: Härte (neues Gerät)	0.797	<b>0.848</b>	43.7 HV	<b>37.8 HV</b>	14 %
Schleifbrand: Eigensp. Röntgen (3MA)	0.919	<b>0.932</b>	75 MPa	<b>69 MPa</b>	8 %
Schleifbrand: Eigensp. Röntgen (neu)	0.915	<b>0.927</b>	77 MPa	<b>71 MPa</b>	8 %
Schleifbrand: Eigensp. Bohrloch (3MA)	0.905	<b>0.915</b>	130 MPa	<b>123 MPa</b>	5 %
Schleifbrand: Eigensp. Bohrloch (neu)	0.867	<b>0.929</b>	154 MPa	<b>112 MPa</b>	27 %
Härte von Diesel-Injektoren	0.947	<b>0.962</b>	1.68 HRC	<b>1.42 HRC</b>	15 %
Nht von Kolbenringen	0.883	<b>0.889</b>	7.29 µm	<b>7.12 µm</b>	2 %
Härte von Grobblech	0.828	<b>0.919</b>	3.2 HB	<b>2.2 HB</b>	31 %

**Tabelle 15:** Statistische Kenngrößen bei Regressionsanalyse ohne und mit Anwendung des genetischen Algorithmus (hier mit GA bezeichnet, Werte in Fettdruck hervorgehoben). Zusätzlich ist die prozentuale Verbesserung des RMSE angegeben.

Unter Anwendung des genetischen Algorithmus wurde in allen Fällen eine Verbesserung erzielt, in einem Fall konnte der Standardfehler auf etwa ein Drittel verringert werden. Die Größe der Verbesserung hängt hierbei davon ab, ob die Lösung der Vorwärts-Regressionsanalyse bereits nahe am Optimum lag. Dies ist jedoch von Anwendungsfall zu Anwendungsfall und häufig auch von Messreihe zu Messreihe verschieden. Bei der Vorwärts-Regression können kleine Veränderungen der Kalibrierdatenbank zu völlig anderen Lösungen führen. In jedem Schritt der Analyse muss auf der Basis statistischer Kenngrößen eine Entscheidung für oder gegen jeden möglichen Teilausdruck gefällt werden. Diese Entscheidung fällt häufig aufgrund geringster Unterschiede, aber die Entscheidung besitzt enormen Einfluss auf den weiteren Verlauf der Analyse.

#### 4.1.3.3 Abschätzung der Genauigkeit einer Kalibrierung

Die Messgenauigkeit mikromagnetischer Verfahren ist von Anwendungsfall zu Anwendungsfall unterschiedlich. Sie hängt von vielen Einflüssen ab, wie z.B. vom Werkstoff, der Oberflächenbeschaffenheit, dem Prüfkopf und den Geräteeinstellungen. Die Beurteilung der Messgenauigkeit kann in der Regel nur durch Vergleich der mikromagnetisch bestimmten Zielgrößenwerte mit den Ergebnissen eines Referenzverfahrens erfolgen. Dabei ist vorwiegend der systematische Feh-

ler, weniger der stochastische Fehler von Interesse, denn letzterer ist meist verhältnismäßig gering und kann bei Bedarf durch Mittelwertbildung weiter verringert werden.

Die verbreitete Sichtweise, dass das mikromagnetische Verfahren nicht genauer als das Referenzverfahren arbeiten kann, mag im Falle systematisch falscher Referenzwerte Gültigkeit besitzen, der stochastische Fehler schlägt sich unter Anwendung der Regressionsanalyse im Normalfall (Anzahl der Kalibrierproben  $\gg$  Anzahl der Teilausdrücke im Polynom) nicht auf die Genauigkeit der Kalibrierung nieder, da das Polynom nicht genügend Freiheitsgrade besitzt, um einzelne Ausreißer wiederzugeben. Es ist jedoch fraglich, ob dies in der Praxis eine Rolle spielt, da der Anwender ungeachtet möglicher Fehler stets erwartet, dass das mikromagnetische System die Referenzwerte fehlerarm reproduziert. Daher besteht das Ziel der Kalibrierung in der Minimierung und Beurteilung der Abweichungen zwischen Mess- und Referenzwerten.

Während die Regressionsanalyse bereits eine grobe Beurteilung der Genauigkeit anhand des innerhalb der Kalibrierdatenbank erzielten Bestimmtheitsmaßes ( $R^2$ ) und des Standardfehlers (RMSE) zulässt, ist dies im Falle der Mustererkennung nicht möglich, denn die Kalibrierdaten werden stets fehlerarm erkannt ( $R^2 \approx 1$ ,  $RMSE \approx 0$ ). Eine zuverlässige Ermittlung der systematischen Messwertabweichung kann daher nur durch Testmessungen an Proben erfolgen, welche von der Kalibrierung ausgeschlossen wurden, aber ebenso wie die Kalibrierproben durch ein Referenzverfahren untersucht wurden. Man muss demnach den verfügbaren Probensatz in Kalibrier- und Validierproben aufteilen. Aufgrund des Zeitaufwandes für die Referenzmessungen besteht der gesamte Probensatz meist aus weniger als 100 Proben.

Die Aufteilung des Gesamtprobensatzes in Kalibrier- und Validierproben ist entscheidend für das Ergebnis der Genauigkeitsbeurteilung, wie folgende Überlegung zeigt:

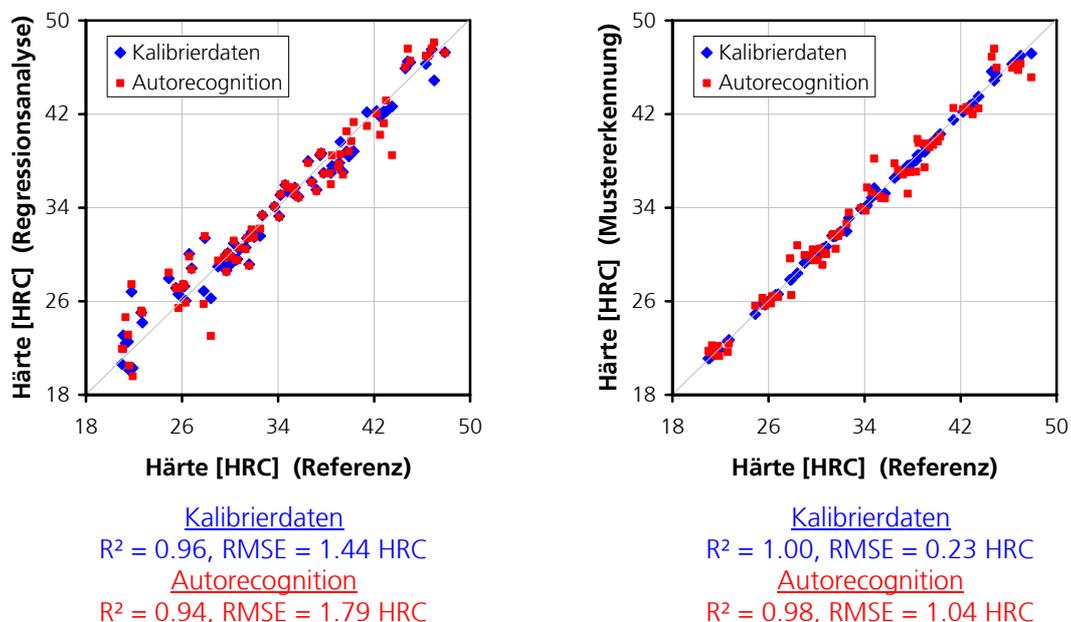
- Wird ein zu kleiner Teil des Probensatzes zur Kalibrierung verwendet, so lernt das Prüfsystem zu wenige Merkmale der Prüfaufgabe kennen, und die Genauigkeit an den unbekanntenen Proben sinkt. Daraus folgt, dass man möglichst viele Proben zur Kalibrierung nutzen sollte.
- Wird ein zu großer Teil des Probensatzes zur Kalibrierung verwendet, so ist die statistische Sicherheit des Tests an den wenigen übrigbleibenden Validierproben zu gering. Er kann zufällig zu gut oder zu schlecht ausfallen. Daraus folgt, dass man möglichst viele Proben zur Validierung nutzen sollte.

Man kann dies als „Dilemma der Kalibrierprobenauswahl“ bezeichnen, denn es folgt, dass man möglichst alle Proben als Kalibrier- und Validierproben verwenden sollte, was offensichtlich nicht möglich ist.

Im Laufe dieser Arbeit wurde als Lösung hierfür der sog. Autorecognition-Test entwickelt und angewendet [Altp2006]. Er stellt eine Variante des Jackknife-Tests dar [Tukey1958]. Dieser Test beruht auf der Annahme, dass der betrachtete Probensatz Redundanzen enthält, so dass man stets eine beliebige Probe von der Kalibrierung aussparen kann, ohne das Ergebnis wesentlich zu beeinträchtigen. Dies bedeutet, dass jedes neue Merkmal durch mindestens zwei Proben vertreten sein muss – eine Voraussetzung, die bereits aus Gründen der statistischen Sicherheit erfüllt sein sollte.

Um den Kalibrier- und Testdatensatz zu maximieren, führt man für einen k-teiligen Probensatz k Kalibrierungen durch, jeweils unter Ausschluss der k-ten Probe. Damit wird jede Probe einmal aus der Kalibrierung ausgenommen und ist als unbekannte Validierprobe verfügbar. Die Anwendung der Kalibrierung auf die Messdaten der ausgeschlossenen Probe liefert einen Vorhersagewert der Zielgröße, welcher über dem Referenzwert dieser Probe aufgetragen wird. Bei Abschluss des Tests war jede Probe einmal als dem System unbekannte Validierprobe im Einsatz. Die Auftragung der Schätzwerte über den Referenzwerten erlaubt somit eine Beurteilung der Genauigkeit des Systems an weiteren unbekanntem Proben.

Die folgende Abbildung zeigt als Beispiel einen Vergleich zwischen dem Test der Kalibrierung mit den Kalibrierdaten selbst und dem Ergebnis des Autorecognition-Tests. Man beachte hierbei insbesondere die Unterschiede zwischen Regressionsanalyse (links) und Mustererkennung (rechts):



**Abbildung 49:** Vergleich zwischen einem Test der Kalibrierung anhand der Kalibrierdaten (blaue Punkte) sowie anhand eines Autorecognition-Tests (rote Punkte), für den Fall der Regressionsanalyse (links) und der Mustererkennung (rechts) am Beispiel der mikromagnetischen Rockwell-Härtemessung. Unter den Diagrammen sind die jeweiligen Bestimmtheitsmaße ( $R^2$ ) und Standardfehler (RMSE) der Korrelationen angegeben.

Im Falle der Regressionsanalyse werden die Merkmale des umfangreichen Probensatzes (in diesem Beispiel ca. 100 Proben) durch ein Kalibrierpolynom mit 10 Teilausdrücken beschrieben. Dabei gehen die Merkmale der einzelnen Proben verloren – zugunsten eines verallgemeinerten Zusammenhangs zwischen mikromagnetischen Prüfgrößen und der Härte. Dies führt zu einem geringen Unterschied zwischen dem Test an Kalibrierdaten und dem Autorecognition-Test. Das Mustererkennungsverfahren berechnet das Ergebnis hingegen auf der Grundlage der vollständigen Kalibrierdatenbank, so dass einzelne Proben identifizierbar bleiben. Ein Test mit eben diesen Kalibrierdaten führt daher zu unrealistisch hohen Bestimmtheitsmaßen und geringen Standardfehlern. Hier zeigt nur der Autorecognition-Test ein Ergebnis, welches dem Test an einem echten Validierprobensatz nahe kommt.

Bei Kalibrierung mittels Regressionsanalyse über einen umfangreichen Probensatz wird der Autorecognition-Test also nicht zwingend zur Abschätzung der Genauigkeit benötigt. Allerdings sollte er auch hier eingesetzt werden, um Mängel des Kalibrierprobensatzes zu offenbaren (z.B. Mangel an Redundanz sowie Proben, die vom allgemeinen Trend abweichen). Bei der Kalibrierung mittels Mustererkennung stellt der Autorecognition-Test jedoch die einzige Möglichkeit dar, ein realistisches Bild der Messgenauigkeit ohne umfangreiche Validierprobensätze zu erhalten.

## **4.2 Weiterentwicklung der Prüfgerätetechnik**

Im Hinblick auf die in Abschnitt 3.2 dargestellten Herausforderungen der mikromagnetischen Werkstoffcharakterisierung und aufgrund der hohen Herstellungskosten gegenwärtiger Prüfsysteme wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine neuartige Prüfgeräte-Elektronik entwickelt und erprobt. An dieser Stelle war ein Kompromiss zu finden, mit dem Ziel, eine leistungsstarke und zuverlässige Prüftechnik zu erhalten, welche dennoch kostengünstig hergestellt werden kann. Besondere Beachtung fanden dabei die Reproduzierbarkeit des Geräteaufbaus sowie die Temperatur- und Langzeitstabilität der Prüfgrößen. Es wurde ein Konzept erarbeitet, hard- und softwareseitig umgesetzt und in einer Reihe von Anwendungen getestet (Abschnitt 5). Zunächst beschreiben die folgenden Abschnitte die Entwicklung im Detail.

### **4.2.1 Konzept**

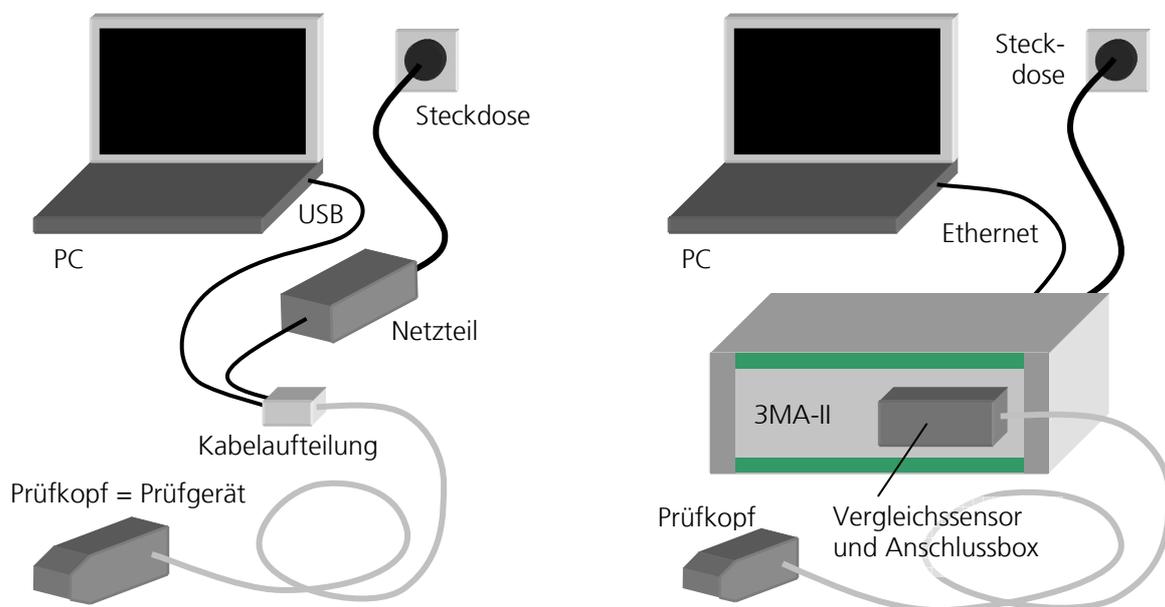
Die Motivation für die nachfolgend beschriebene Geräteentwicklung bestand in einer Senkung der Herstellungskosten und Erhöhung der Zuverlässigkeit der Geräte sowie in einer Steigerung der Reproduzierbarkeit ihrer spezifischen Eigenschaften. Am Labormessplatz wurde die Erfahrung gesammelt, dass folgende Komponenten genügen, um ein leistungsstarkes mikromagneti-

sches Prüfgerät aufzubauen, mit dem alle Methoden des 3MA-Verfahrens umgesetzt werden können:

- ein Elektromagnet mit U-förmigem Kern
- eine Hallsonde, ggf. mit einfacher Verstärkerelektronik
- eine tellerförmige kernlose Spule mit ca. 500 Windungen
- ein Messverstärker mit Hochpassfilter am Eingang, Gesamtverstärkung 60-80 dB
- ein bipolarer Leistungsverstärker mit einer Leistung von ca. 20 W für kleine Magnetisier-  
vorrichtungen bzw. ca. 50 W für Magnetisierungsvorrichtungen mittlerer Größe
- eine Datenerfassungskarte mit analogen Ein- und Ausgängen, Abtastrate: ab ca. 50 kHz,  
Digitalisierungstiefe: 12 bis 16 Bit
- eine Spannungsversorgung
- ein PC

Zur größtmöglichen Vereinfachung des Aufbaus wurde angestrebt, alle aufgelisteten Komponenten außer dem PC und der Spannungsversorgung in einem einzigen Gehäuse, dem Prüfkopfgehäuse zu integrieren. Eine minimale Bauteilanzahl, kombiniert mit der Auswahl besonders temperaturstabiler Bauteile im Analogbereich, sollte eine zuverlässige Funktion garantieren. Die Signalverarbeitung sollte nahezu ausschließlich im PC erfolgen.

Folgende Abbildung zeigt die Komponenten des neuen Prüfsystems im Vergleich zu denjenigen des existierenden 3MA-II-Systems:



**Abbildung 50:** Bestandteile des neuen, kompakten Prüfsystems (links) im Vergleich zum bisherigen 3MA-II-Prüfsystem (rechts)

## 4.2.2 Hardwarelösung

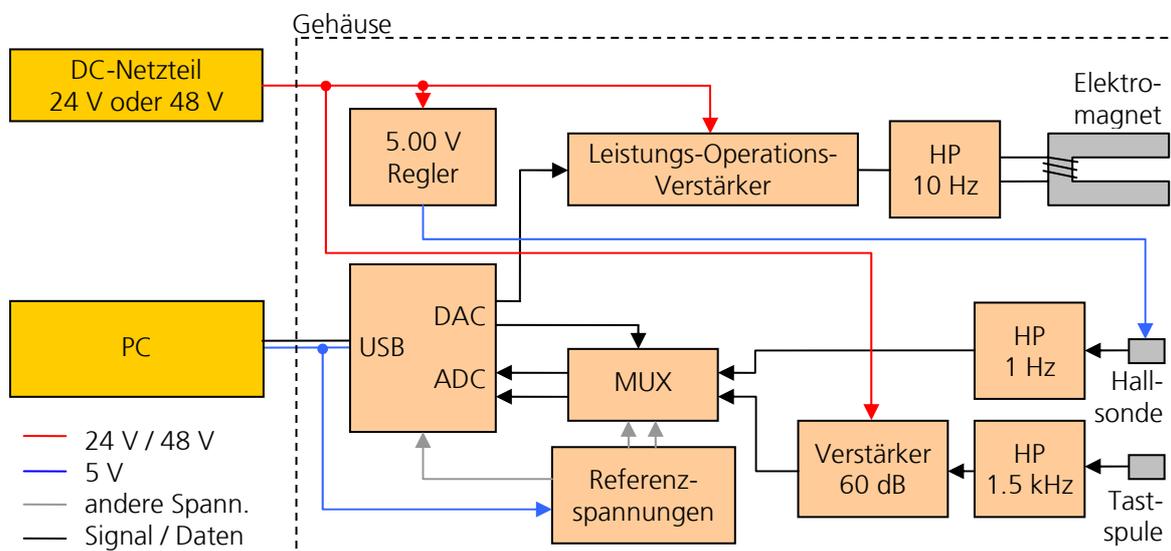
Um das Ziel, die gesamte Geräteelektronik im Sensor zu integrieren, zu erreichen, wurde sie auf das Wesentliche beschränkt. Das Ergebnis ist eine einzige Platine, welche die gesamte Geräteelektronik trägt.

Der zentrale Baustein des Prüfsystems ist ein A/D- und D/A-Wandler mit integrierter USB-Schnittstelle. Kommerziell wird er zum Aufbau von USB-Soundkarten eingesetzt. Der Baustein besitzt folgende wesentliche Merkmale:

- zwei A/D-Kanäle, 16 Bit, Abtastrate bis zu 48 kHz
- zwei D/A-Kanäle, 16 Bit, Abtastrate bis zu 48 kHz
- Schnittstelle: USB 1.1 oder höher
- keine Treiberinstallation erforderlich unter Microsoft® Windows® 2000 / XP
- Gehäusebauform SSOP-28 (Abmessungen: ca. 10.5x7.4 mm<sup>2</sup>)
- Betriebstemperaturbereich -25 °C – 85 °C

Da der Baustein außer einem Schwingquarz und kleinen Siebkondensatoren nahezu keine Peripherie benötigt, eignet er sich zum Aufbau eines äußerst kompakten Datenerfassungssystems.

Folgende Abbildung zeigt eine vereinfachte Darstellung der funktionalen Einheiten:



**Abbildung 51:** Funktionale Einheiten der Geräteelektronik (HP = Hochpass, DAC = Digital-Analog-Wandler, ADC = Analog-Digital-Wandler, MUX = Multiplexer)

Die dargestellten Einheiten besitzen folgende Aufgaben:

- Das externe Netzteil dient zur Versorgung aller Bauteile, die Spannungen von mehr als 5 V zum Betrieb benötigen. Es handelt sich dabei um den Leistungsverstärker, den Spannungsregler für die Versorgungsspannung der Hallsonde sowie den Barkhausenrausch-Verstärker.

- Der PC dient zur Erzeugung und Verarbeitung der digitalen Signale.
- Der USB-Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandler (DAC/ADC) dient zur Erzeugung des Spannungssignals für die Magnetisierungsstufe, zur Steuerung des Multiplexers sowie zur Erfassung der Zeitsignale der magnetischen Tangentialfeldstärke (über die Hallsonde) und des magnetischen Barkhausenrauschens (über die Tastspule).
- Ein 5 V-Präzisions-Spannungsregler stellt die Versorgungsspannung der Hallsonde zur Verfügung.
- Ein Leistungs-Operationsverstärker verstärkt das Spannungssignal, welches ihm der DAC vorgibt, und kann Ströme bis zu 2 A liefern.
- Ein Multiplexer (MUX) legt wahlweise die Messsignale oder Referenzspannungen an den Eingang des ADC. Durch die gelegentliche Erfassung der Referenzspannungen kann der ADC-Eingang nachkalibriert werden, um thermisches Driften zu eliminieren.
- Referenzspannungen werden zum Betrieb und zur Kalibrierung des ADC benötigt.
- Ein 60-dB-Messverstärker verstärkt das Barkhausenrauschsignal
- Hochpassfilter dienen zur Auskopplung von Gleichspannungsanteilen sowie, im Falle des Barkhausenrauschens, zur Reduzierung von Oberwellenanteilen im induzierten Spannungssignal
- Elektromagnet, Hallsonde und Tastspule dienen zur Anregung und Erfassung von Magnetfeldern (siehe Prinzipaufbau für mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung, Abbildung 17).

Folgende Abbildung zeigt die drei Entwicklungsschritte vom Urprototyp über den Endprototyp bis hin zum fertigen Prüfgerät:



**Abbildung 52:** Entwicklung vom ersten Prototyp (links) über einen zweiten Prototypen (Mitte, mit nebenliegendem Gehäusedeckel) bis hin zum fertigen Prüfgerät (rechts)

### 4.2.3 Softwarelösung

Das 3MA-II-Prüfsystem wird durch ein modulares Messsystem auf Softwarebasis angesteuert, dessen Zweck in der Auftrennung komplizierter Messvorgänge in funktionale Einheiten besteht [Szie2001]. Im Falle der 3MA-II-Software bedeutet dies, dass ein gerätespezifisches Modul sowie mehrere geräteunabhängige Module existieren. Das gerätespezifische Modul kommuniziert mit dem Prüfgerät und führt die Signalauswertung bis hin zur Bestimmung von Prüfgrößen durch. Die geräteunabhängigen Module dienen zur Koordinierung des Messablaufs sowie zur Verarbeitung, Speicherung und Darstellung der Prüfgrößen und Ergebnisse.

Das Softwarepaket enthält bereits in der Grundausstattung Module zur Dokumentation der Prüfaufgabe (Firma, Auftrag, Prüfer, Datum etc. sind hier eintragbar), zur Vergabe von Zugriffsrechten sowie zur Verwaltung unterschiedlicher Kalibrierungen. Auch diese Module sind geräteunabhängig gestaltet, so dass die Software für das neu entwickelte Prüfgerät sich auf ein eigenes gerätespezifisches Modul beschränkt.

Folgende Abbildung zeigt die Benutzeroberfläche dieses Moduls:



**Abbildung 53:** Benutzeroberfläche des Softwaremoduls zur Gerätesteuerung

Die Graphen stellen die gemessenen Kurven dar (Zeitsignale der magnetischen Tangentialfeldstärke sowie des Grund- und Oberwellenanteils, Barkhausenrausch-Profilkurve, Überlagerungspermeabilitätskurve, komplexe Wirbelstromimpedanzen). Unter bzw. neben den jeweiligen Graphen werden die Werte der aus den Kurven abgeleiteten Prüfgrößen dargestellt.

Im unteren Teil des Moduls finden sich die Einstellungen der einzelnen Verfahren sowie allgemeine Einstellungen und Geräteparameter.

Die Software bietet folgende wesentlichen Einstellmöglichkeiten:

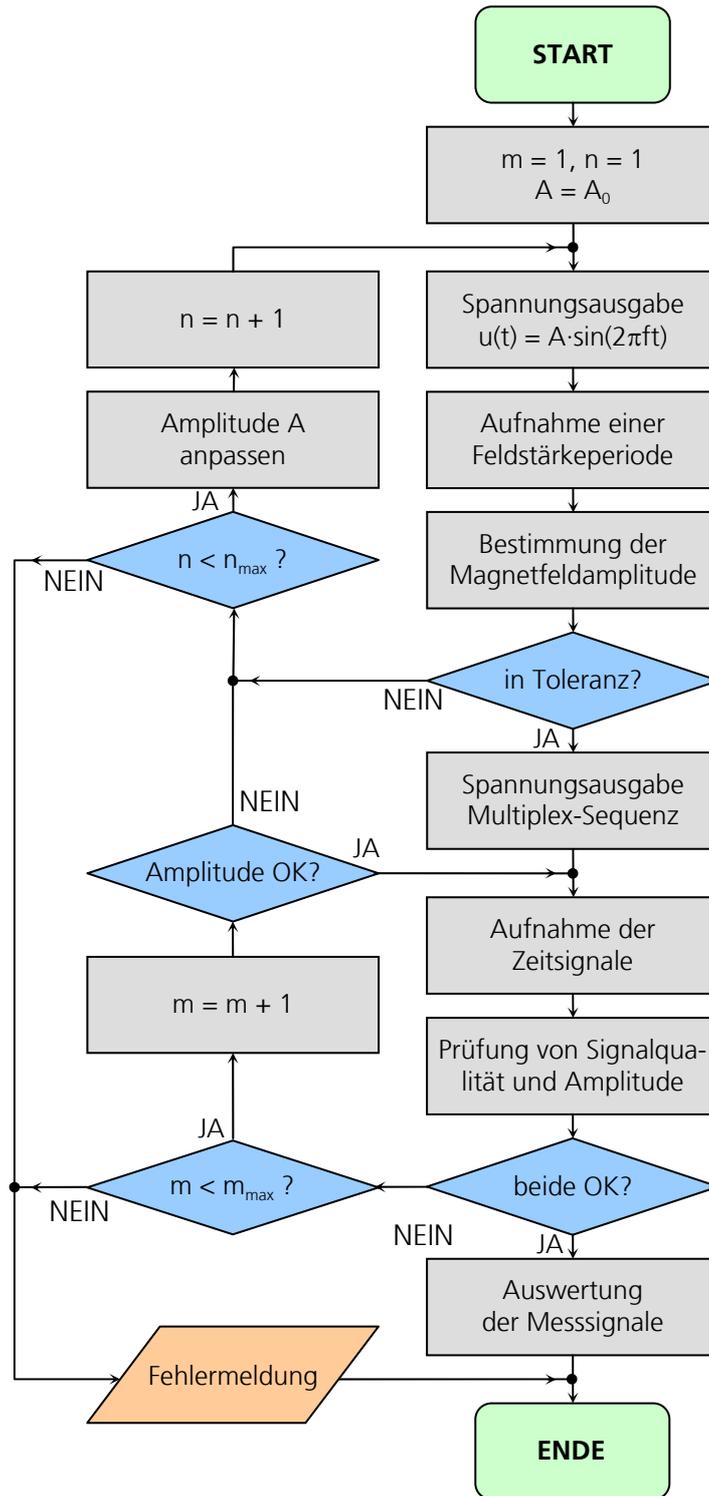
- Magnetisierungsfrequenz
- Magnetfeldamplitude und Regeltoleranz
- Anzahl aufzumittelnder Signalperioden
- Anzahl der Parametersätze für die Barkhausenrausch-Auswertung (bis zu 8)
- Auswerteparameter des Barkhausenrauschens
  - Analysierfrequenzbereich (1.5 – 24 kHz)
  - Kurvenglättung
  - Korrekturmöglichkeit für Phasenverschiebungen zwischen Feldstärke und Messsignal
  - Diskriminator (Unterdrückung des Rauschsignals für einen wählbaren Feldstärkebereich)
- Anzahl der Parametersätze für Wirbelstrom und Überlagerungspermeabilität (bis zu 8)
- Auswerteparameter der Wirbelstromprüfung
  - Prüffrequenz (0.5 – 24 kHz)

- Überlagerungsamplitude in Prozent der Magnetisierungsspannungs-Amplitude
- Kurvenglättung
- Phasendrehung der Impedanz
- Korrekturmöglichkeit für Phasenverschiebungen zwischen Feldstärke und Messsignal
- viele erweiterte Einstellungen zur Gerätekalibrierung

Die Anregung der magnetischen Wechselfelder verschiedener Amplituden und Frequenzen erfolgt im Zeitmultiplexverfahren. Das zur Magnetfeldanregung über den Verstärker ausgegebene Spannungssignal setzt sich zusammen aus Abschnitten, welche nur die sinusförmige Grundwelle enthalten und Abschnitten, in welchen der Grundwelle je eine Oberwelle verschiedener Frequenzen und Amplituden überlagert ist. Letztere dient zur Wirbelstrom- und Überlagerungspermeabilitätsprüfung nach dem in 4.2.4.3 beschriebenen Verfahren.

Abbildung 54 zeigt den Ablauf einer Messwertaufnahme, welche sich aus Magnetfeldregelung und Messdatenaufnahme zusammensetzt.

Wie man im Ablaufdiagramm erkennt, wird die Qualität der aufgenommenen Messsignale vor der Auswertung überprüft. Insbesondere bei Aufmittelung einer höheren Anzahl von Signalperioden ist es möglich, dass der Benutzer versehentlich den Sensor bewegt oder es zu einer Störung der magnetischen Ankopplung kommt. Auch gelegentliche Aussetzer der USB-Verbindung können die Signalqualität stören. Daher werden die aufgemittelten Signalperioden der Feldstärke miteinander verglichen, wobei ein maximaler Unterschied nicht überschritten werden darf. Die Standardeinstellung für diesen Schwellwert beträgt 0.8 A/cm.



**Abbildung 54:** Ablaufdiagramm für den Messvorgang, bestehend aus Magnetfeldregelung, Ausgabe einer Multiplexsequenz und Aufnahme der Messsignale

## 4.2.4 Umsetzung der Prüfverfahren

### 4.2.4.1 Oberwellenanalyse

Die Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke (vgl. 3.1.1.2) wird auf die gleiche Weise durchgeführt wie im 3MA-II. Das ausgewertete Feldstärkesignal wird aus einer vom Benutzer einstellbaren Anzahl aufeinanderfolgender Signalperioden aufgemittelt.

Folgende Prüfgrößen werden bestimmt:

Prüfgröße	Bezeichnung in der Software	Bedeutung
K	\$K	Klirrfaktor
$A_3, A_5, A_7$	\$A3, \$A5, \$A7	Amplitude der 3., 5. und 7. Oberwelle
$P_3, P_5, P_7$	\$P3, \$P5, \$P7	Phase der 3., 5. und 7. Oberwelle
UHS	\$UHS	Summe aller Oberwellenamplituden (auch über die 7. hinaus)
$H_{CO}$	\$Hco	Koerzitivfeldstärke
$H_{RO}$	\$Hro	Oberwellenamplitude im Nulldurchgang der Grundwelle

**Tabelle 16:** Prüfgrößen der Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke

### 4.2.4.2 Barkhausenrauschenanalyse

Messungen des magnetischen Barkhausenrauschens erfolgen oft unter breitbandiger Analyse der in die Tastspule induzierten Spannungssignale. Ein Einzelfällen schränkt man den Analysefrequenzbereich ein, um die Analysiertiefe unter Ausnutzung des Skineffektes zu begrenzen oder unterschiedliche Gefügebestandteile hervorzuheben, die sich aufgrund abweichender Blochwandkinetik in verschiedenen Frequenzbereichen niederschlagen können [Alt1990]. Der analysierbare Frequenzbereich besitzt jedoch technische Grenzen:

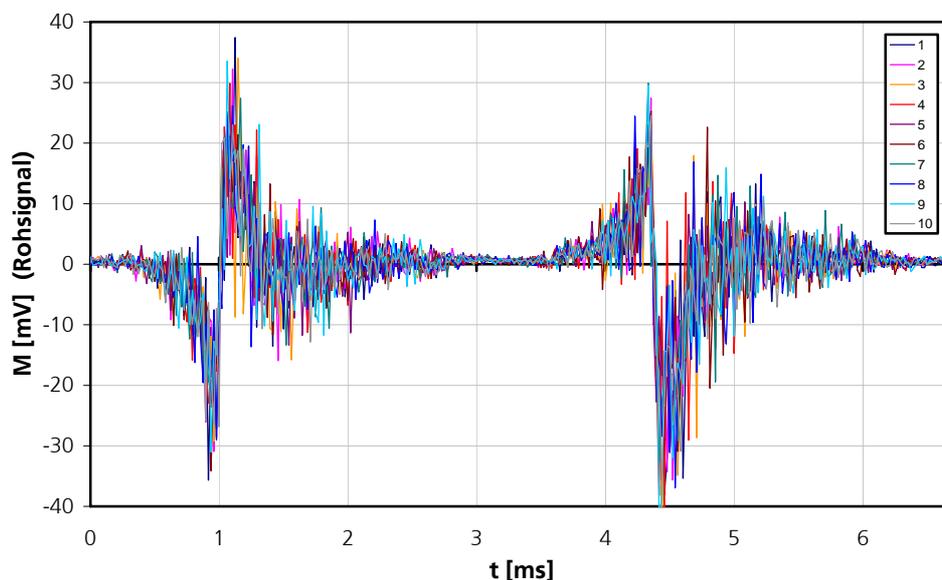
- Die höchste analysierbare Frequenz wird bereits durch die Filtereigenschaften der Tastspule begrenzt, aber auch die Verstärkerelektronik schränkt den Frequenzbereich nach oben hin ein. Bei digitaler Signalverarbeitung ist darüber hinaus das Nyquist-Theorem zu beachten, daraus ergibt sich eine Beschränkung der höchsten Signalfrequenz auf die Hälfte der Abtastrate. Das im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute Prüfsystem verfügt über eine Abtastrate von 48 kHz, wodurch die analysierbaren Frequenzen des Barkhausenrauschens unterhalb von 24 kHz liegen.
- Die niedrigste analysierbare Frequenz wird durch Oberwellenanteile der Tangentialfeldstärke bestimmt, welche zu Induktionsspannungen führen, deren Amplituden diejenigen der Barkhausensprünge um Größenordnungen überschreiten und durch Filterung entfernt werden müssen, um eine Übersteuerung des Messverstärkers zu verhindern. Die Grenzfrequenz musste dabei erheblich höher gewählt werden als zur bloßen Vermeidung der Übersteuerung nötig, denn jegliche Oberwellenanteile hätten eine Verfälschung der Rauschprofilkurve zur

Folge. Im Falle des 3MA-II-Systems bedeutet dies in Abhängigkeit von der Magnetisierungsfrequenz eine Hochpass-Grenzfrequenz von entweder 5 kHz oder 50 kHz. In nachgeschalteten analogen Filterbänken des Gerätes kann darüber hinaus eine Einschränkung auf Frequenzen oberhalb 100, 500 oder 1000 kHz vorgenommen werden.

Der A/D-Wandler des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prüfgerätes erlaubt eine Barkhausenrauschenanalyse mit Frequenzen bis zu 24 kHz. Damit deckt das neue Prüfgerät einen viel kleineren Frequenzbereich ab als das 3MA-II-Prüfgerät. Die Ergebnisse der bisherigen Messungen zeigen, dass dies für die Praxis keinen Nachteil darstellt (vgl. Abschnitt 5). Im Rahmen einer Diplomarbeit wurde gezeigt, dass sich Spannungen I. und II. Art sogar besonders deutlich im niederfrequenten Barkhausenrauschen abbilden [Schn2007].

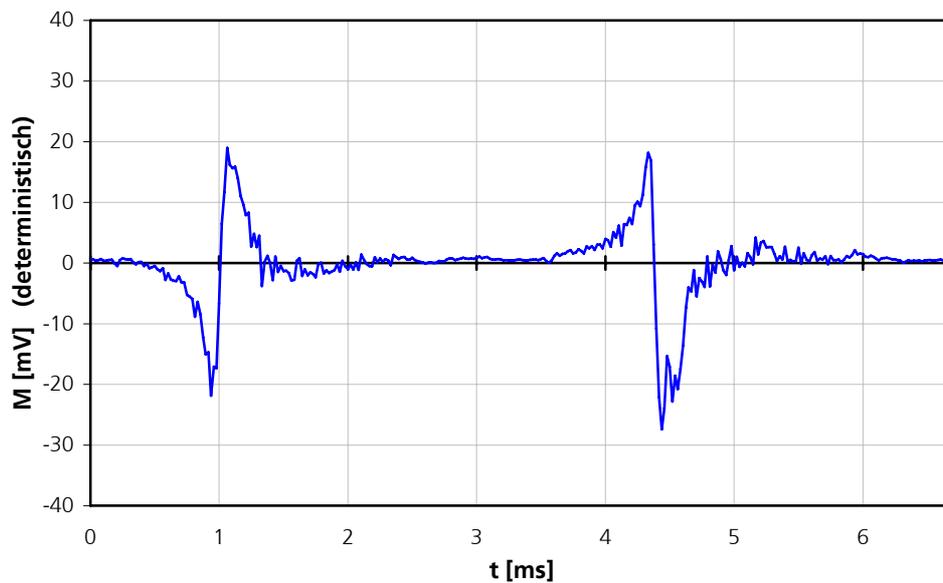
Die Herausforderung einer Barkhausenrauschenanalyse in einem solch kleinen, der Anregungsfrequenz nahen Frequenzbereich besteht darin, dass eine Filterung die Oberwellenanteile der magnetischen Tangentialfeldstärke nicht vollständig aus dem Barkhausenrauschsignal entfernen kann, da die Grenzfrequenz nicht genügend hoch angesetzt werden kann.

Es wurde deshalb ein Verfahren entwickelt, welches das Barkhausenrauschen anhand seiner stochastischen Natur von den deterministischen Oberwellensignalen hoher Ordnung trennt. Abbildung 55 zeigt zunächst ein typisches Barkhausenrausch-Zeitsignal, welches im Frequenzbereich von 1.5 bis 24 kHz verstärkt und mit einer Abtastrate von 48 kHz digitalisiert wurde. Man erkennt darin deutlich die Überlagerung von Oberwellen- und Barkhausenrauschsignal.



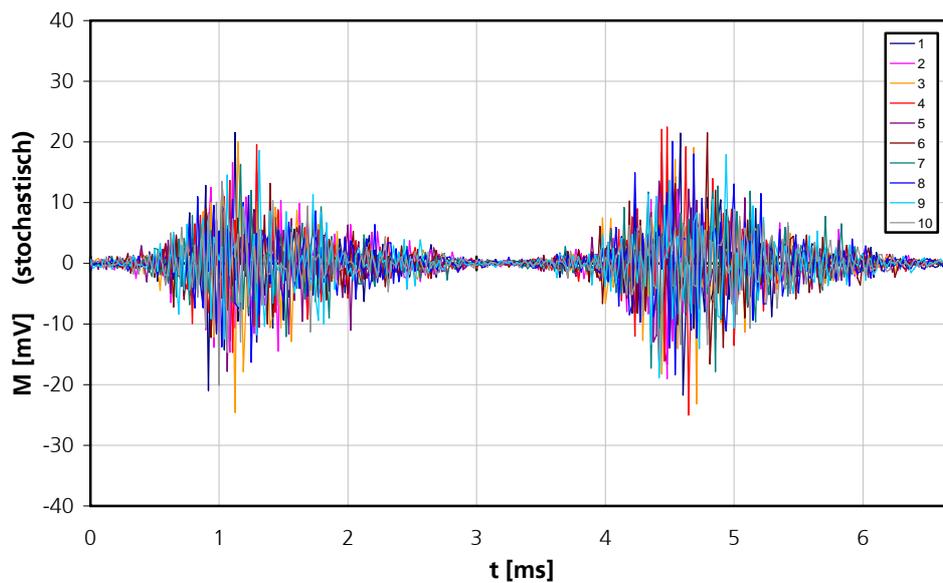
**Abbildung 55:** Zeitsignale des magnetischen Barkhausenrauschens M im Frequenzbereich von 1.5 bis 24 kHz für 10 Perioden des Magnetfeldes (Magnetisierungsfrequenz: 150 Hz, Magnetfeldamplitude: 16 A/cm, Probe: 15NiCuMoNb5)

Durch Mittelwertbildung über die Zeitsignale aufeinanderfolgender Perioden wird der störende deterministische Anteil bestimmt, welcher durch Oberwellen höherer Frequenz verursacht wird und sich in jeder Periode gleichförmig wiederholt. Folgende Abbildung zeigt den auf diese Weise ermittelten deterministischen Anteil des Signals aus Abbildung 55 (das geringe Restrauschen ist nur bei einer unverhältnismäßig hohen Anzahl von Mittelungszyklen weiter zu unterdrücken und in der Praxis bedeutungslos):



**Abbildung 56:** Deterministischer (sich periodisch wiederholender) Anteil des Barkhausenrauschsignals aus Abbildung 55

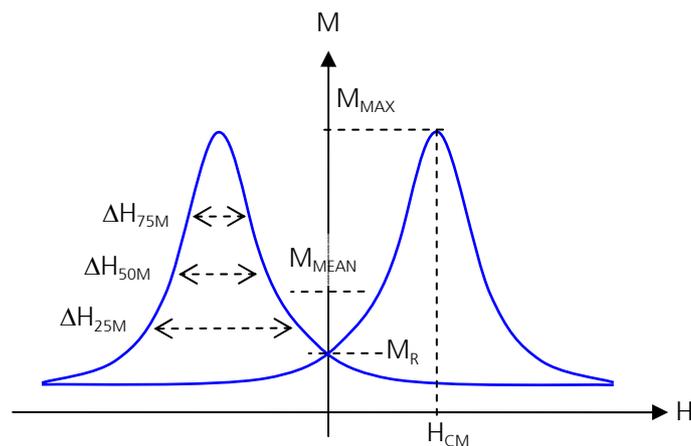
Folgende Abbildung zeigt den stochastischen Anteil der Zeitsignale aus Abbildung 55, welcher sich durch Subtraktion des deterministischen Anteils ergibt:



**Abbildung 57:** Stochastischer (sich nicht periodisch wiederholender) Anteil des Barkhausenrauschsignals aus Abbildung 55

Sofern man eine Übersteuerung des Messverstärkers vermeiden kann, erlaubt diese Methode eine vollständige Entfernung der Oberwellenanteile, welche sich im Barkhausenrauschsignal störend niederschlagen. Damit ist die Barkhausenrauschanalyse in Frequenzbereichen durchführbar, die der Magnetisierungsfrequenz sehr nahe kommen.

Die Auswertung des so erhaltenen Barkhausenrauschens erfolgt (auf gleiche Weise wie im Falle des 3MA-II, jedoch rein softwareseitig) durch Bildung einer Rauschprofilkurve und Bestimmung der für sie charakteristischen Prüfgrößen (vgl. folgende Abbildung und Tabelle):



**Abbildung 58:** Prüfgrößen der Barkhausenrauschanalyse

Prüfgröße	Bezeichnung in der Software	Bedeutung
$M_{MAX}$	\$Mmax	maximale Rauschamplitude
$M_{MEAN}$	\$Mmean	über eine Signalperiode gemittelte Rauschamplitude
$M_R$	\$Mr	Rauschamplitude im Remanenzpunkt
$H_{CM}$	\$Hcm	Koerzitivfeldstärke gemäß Barkhausenrauschen (Feldstärke in den Rauschmaxima)
$\Delta H_{25M}$	\$DH25m	Kurvenaufweitung bei 25% der Kurvenhöhe
$\Delta H_{50M}$	\$DH50m	Kurvenaufweitung bei 50% der Kurvenhöhe
$\Delta H_{75M}$	\$DH75m	Kurvenaufweitung bei 75% der Kurvenhöhe

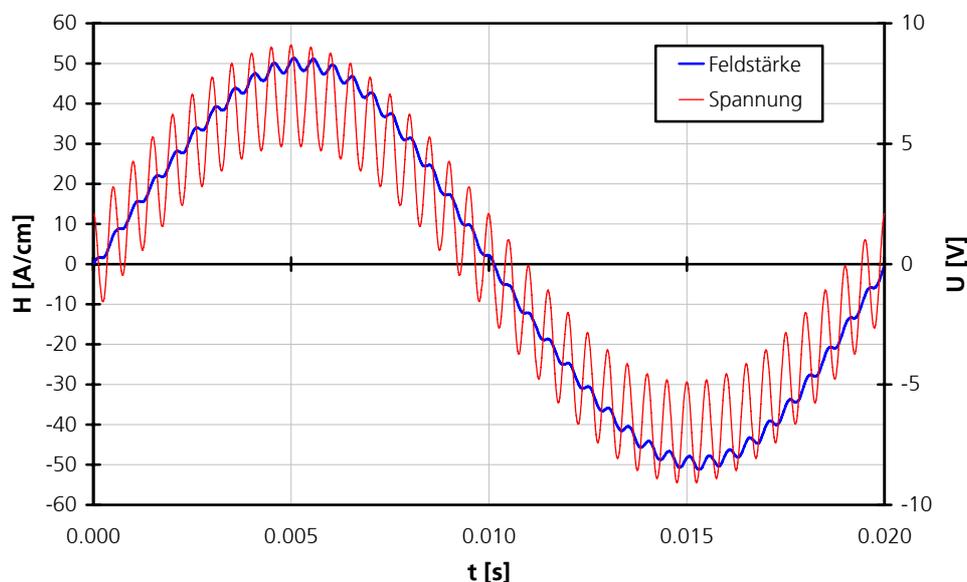
**Tabelle 17:** Prüfgrößen der Barkhausenrauschanalyse

#### 4.2.4.3 Wirbelstrom- und Überlagerungspermeabilitätsprüfung

Mit dem Ziel, ein für die Belange der Werkstoffcharakterisierung optimiertes Wirbelstromprüfverfahren mit möglichst geringem Schaltungsaufwand zu realisieren, wurde die Hallsonde, welche zur Durchführung mikromagnetischer Prüfverfahren wie Barkhausenrausch- und Oberwellenanalyse im 3MA-Verfahren ohnehin erforderlich ist, zusätzlich als Empfänger (anstelle einer Spule) für die Niederfrequenz-Wirbelstromprüfung eingesetzt. Der ebenfalls für die 3MA-Prüfung erforderliche Elektromagnet diente hierbei als Sender.

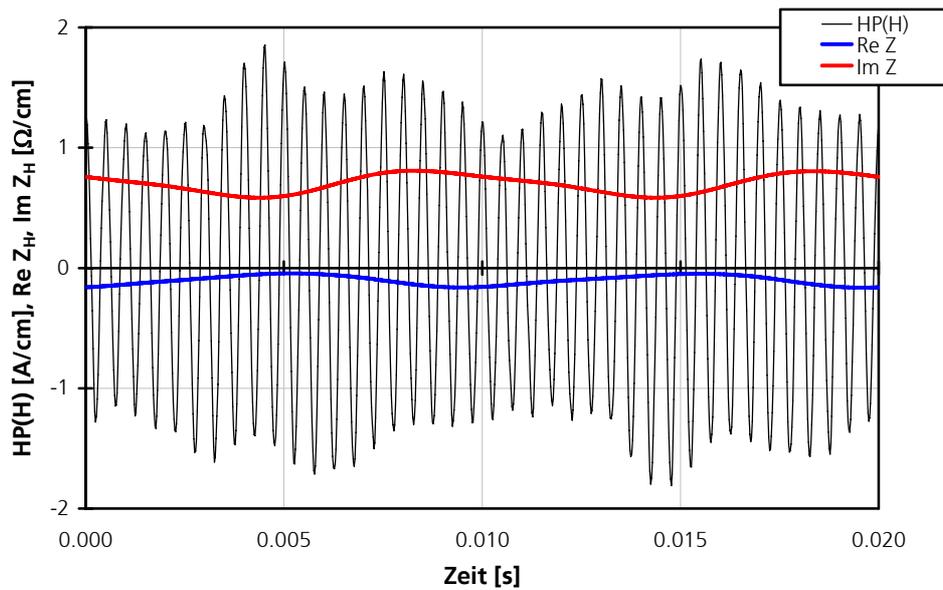
Da sich in der Feldstärke der Spulenstrom widerspiegelt, sollte die Analyse ihrer Amplituden- und Phasenbeziehung zur Magnetisierungsspannung zu Ergebnissen führen, die zur Messung der Impedanz der Magnetisierungsspule gleichwertig sind. Diese unübliche Art der Wirbelstromprüfung wurde in Betracht gezogen, da die bereits in Abschnitt 2.4.2 erwähnte Hallsonde Honeywell SS495 sich durch ein geringes Rauschen und eine allgemein hohe Messgenauigkeit auszeichnet. Im Rahmen eines BMWi-Forschungsvorhabens wurde sie erfolgreich zur Transferimpedanzmessung bei der Grundfrequenz der Magnetisierung (einige 10 Hz) herangezogen [Altp2006].

Über diese Arbeiten hinaus wurde der sinusförmigen Magnetisierungsspannung, die im Bereich einiger 10 Hz liegt, ein weiterer Sinus einstellbarer Amplitude mit einer Frequenz von wenigen kHz überlagert und dessen Auswirkung auf das Feldstärkesignal ausgewertet. Folgende Abbildung zeigt typische Zeitsignale der Magnetisierungsspannung und der resultierenden Feldstärke.



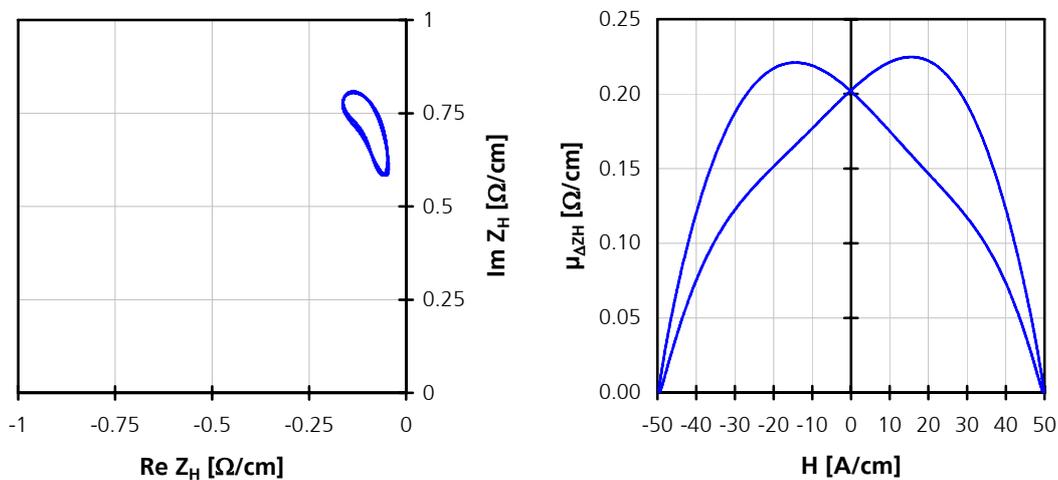
**Abbildung 59:** Zeitsignale der Magnetisierungsspannung und der Magnetfeldstärke (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Überlagerungsfrequenz: 2 kHz)

Die Amplitude der überlagerten Sinusfunktion wurde über einen einstellbaren Faktor an die Amplitude der Grundfrequenz gekoppelt, so dass senderseitig definierte Bedingungen vorlagen. Da das Spannungssignal mit konstanter und bekannter Amplitude und Phase eingepreßt wird, muss es nicht demoduliert werden. Die Demodulation des Feldstärkesignals erfolgt durch Hochpassfilterung, Multiplikation mit Sinus- und Kosinussignalen und abschließender Tiefpassfilterung. Durch Division der Spannungsamplitude mit diesem Ergebnis erhält man den Real- und Imaginärteil der Feldstärken-Transferimpedanz:



**Abbildung 60:** Hochpassgefiltertes Feldstärkesignal  $HP(H)$  sowie nach Demodulation (Multiplikation mit Sinus und Kosinus, Tiefpassfilterung) und Division des Spannungssignals durch das Ergebnis bestimmte Real- und Imaginärteile der Feldstärken-Transferimpedanz  $Z_H$

Die Ermittlung von Überlagerungspermeabilitätskurven erfolgt anhand der Veränderung der Wirbelstromimpedanz über die Magnetfeldperiode hinweg (wie in 3.1.1.4 beschrieben). Abbildung 61 verdeutlicht dies am Beispiel der Signale aus den vorangegangenen Abbildungen.



**Abbildung 61:** Spur der Feldstärken-Transferimpedanz  $Z_H$  über eine Magnetfeldperiode hinweg (links); Feldstärken-Transferimpedanz-Überlagerungspermeabilitäts-Profilkurve  $\mu_{\Delta Z_H}(H)$ , gebildet durch Auftragung der Veränderung des Imaginärteils im linken Diagramm über der Feldstärke (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Überlagerungsfrequenz: 2 kHz)

Die Wirbelstromprüfung während laufender Magnetisierung ermöglicht darüber hinaus die Bestimmung von Impedanzwerten in verschiedenen Arbeitspunkten als weitere Prüfgrößen.

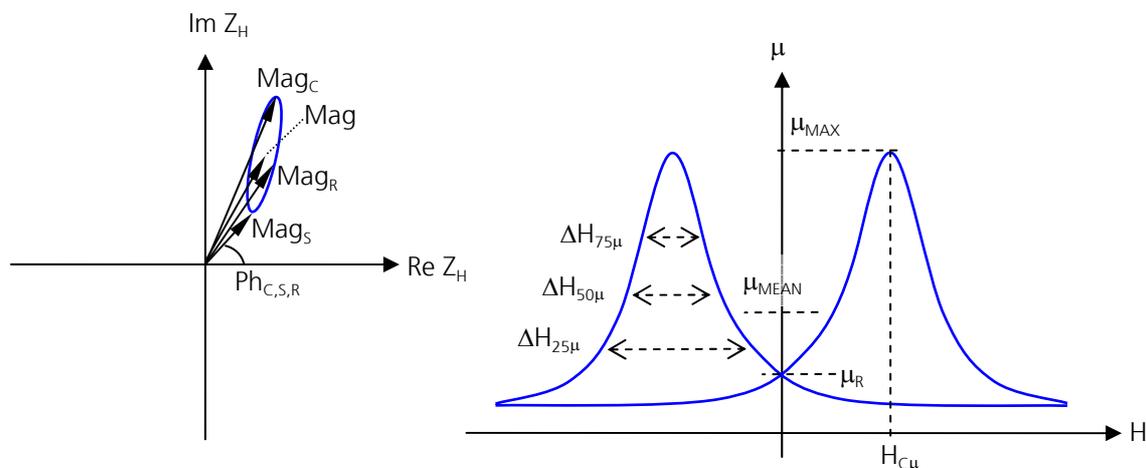
Im Kapitel 5 werden mehrere Anwendungsbeispiele aufgeführt, welche demonstrieren, dass sich die Werkstoffeigenschaften in den so erhaltenen Wirbelstromimpedanz- und Überlagerungspermeabilitätswerten ähnlich abbilden wie unter Anwendung der bisherigen 3MA-Messtechnik.

Eine quantitative Übereinstimmung der Prüfgrößenwerte und Messwertverläufe darf hingegen nicht erwartet werden, da sich Frequenz, Richtung und Amplitude der Wirbelstromanregung gegenüber dem 3MA-Gerät im Regelfall unterscheiden.

Die Vorteile gegenüber der bisherigen Umsetzung lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die Magnetisierungsspule des Prüfgerätes dient gleichzeitig als Wirbelstrom-Sendespule. Hierdurch reduziert sich der Arbeitsaufwand für den Aufbau des Prüfkopfs erheblich gegenüber der bisherigen 3MA-Technik.
- Es wird keine Empfängerspule benötigt. Die einfachere Sensorkonstruktion ermöglicht bei gleichbleibender Fertigungspräzision einen Aufbau mit höherer Reproduzierbarkeit der messtechnischen Eigenschaften.
- Es werden keine Bauteile oder A/D-Wandlerkanäle benötigt, die nicht ohnehin bereits für die Oberwellenanalyse erforderlich sind. Hierdurch vereinfacht sich die Elektronik erheblich.

Die folgende Abbildung und die anschließende Tabelle erläutern die Definition der Prüfgrößen dieses kombinierten Überlagerungspermeabilitäts- und Wirbelstromimpedanzanalyseverfahrens. Die Definition der Prüfgrößen erfolgte größtenteils analog zur bisherigen 3MA-Technik.



**Abbildung 62:** Prüfgrößen der Wirbelstromimpedanz- und Überlagerungspermeabilitätsanalyse im Feldstärken- Transferimpedanzverfahren

Prüfgröße	Bezeichnung in der Software	Bedeutung
Mag	\$Mag	mittlerer Betrag der Transferimpedanz
Mag <sub>R</sub>	\$Magr	Betrag der Transferimpedanz im Remanenzpunkt (bei H=0)
Mag <sub>C</sub>	\$Magc	Betrag der Transferimpedanz in der Koerzitivfeldstärke
Mag <sub>S</sub>	\$Mags	Betrag der Transferimpedanz in der Sättigung
Ph <sub>R</sub>	\$Phr	Phase der Transferimpedanz im Remanenzpunkt (bei H=0)
Ph <sub>C</sub>	\$Phc	Phase der Transferimpedanz in der Koerzitivfeldstärke
Ph <sub>S</sub>	\$Phs	Phase der Transferimpedanz in der Sättigung
μ <sub>MAX</sub>	\$umax	maximale Überlagerungspermeabilität
μ <sub>MEAN</sub>	\$umean	über eine Signalperiode gemittelte Überlagerungspermeabilität
μ <sub>R</sub>	\$ur	Überlagerungspermeabilität im Remanenzpunkt (bei H=0)
H <sub>Cμ</sub>	\$Hcu	Koerzitivfeldstärke gemäß Überlagerungspermeabilität (Feldstärke in den Maxima)
ΔH <sub>25μ</sub>	\$DH25u	Kurvenaufweitung bei 25% der Kurvenhöhe
ΔH <sub>50μ</sub>	\$DH50u	Kurvenaufweitung bei 50% der Kurvenhöhe
ΔH <sub>75μ</sub>	\$DH75u	Kurvenaufweitung bei 75% der Kurvenhöhe

**Tabelle 18:** Prüfgrößen der Wirbelstromimpedanz- und Überlagerungspermeabilitätsanalyse im Feldstärken-Transferimpedanzverfahren

#### 4.2.5 Temperaturstabilität

Die Temperatur des entwickelten Prüfgerätes unterliegt während des Betriebes Schwankungen, da das Gehäuse als Kühlkörper der Endstufe dient. Bei der BauteilAuswahl des neuen Systems wurde dieser Umstand mit dem Ziel einer hohen Temperaturstabilität berücksichtigt.

Die erzielte Temperaturstabilität der Prüfgrößen wurde im Rahmen von Messungen an einem Stahlprofil mit gehärteten und ungehärteten Bereichen quantifiziert. Das Gerät wurde hierzu zunächst auf eine Temperatur von 15 °C abgekühlt. Beginnend mit dieser Temperatur erfolgten Messungen im Wechsel mit einer Aufheizung des Gerätes in Schritten von 1 °C bis zum Erreichen einer Gehäusetemperatur von 60 °C. Die Aufheizung erfolgte durch Leerlaufmessungen in Luft bei stark erhöhter Magnetfeldaussteuerung, wobei die thermischen Verluste der Endstufe zu einer langsamen Erwärmung des Gerätes führten. Die Probe wurde jeweils nur zur Messung berührt, um eine Beeinflussung der Werkstofftemperatur durch den wärmeren bzw. kälteren Prüfkopf zu verhindern. Die Prüfung erfolgte bei einer Magnetisierungsfrequenz von 50 Hz und einer Magnetfeldamplitude von 70 A/cm. Die Wirbelstrom- und Überlagerungspermeabilitätsprüfung erfolgten jeweils mit Prüffrequenzen von 1 kHz und 2 kHz.

Die folgende Tabelle zeigt die ermittelten Temperaturkoeffizienten aller Prüfgrößen:

Prüfgröße	Temperaturkoeffizient, normiert [ $\sigma/K$ ]		Temperaturkoeffizient, prozentual [%/K]	
	hart	weich	hart	weich
<b>Oberwellenanalyse</b>				
A <sub>3</sub>	-0.01	-0.05	-0.022	-0.051
A <sub>5</sub>	0.00	0.05	-0.051	0.119
A <sub>7</sub>	-0.02	0.07	<b>0.262</b>	<b>0.360</b>
P <sub>3</sub>	<b>-0.11</b>	-0.05	-0.075	-0.068
P <sub>5</sub>	0.03	-0.05	<b>0.224</b>	-0.067
P <sub>7</sub>	0.00	0.06	0.004	0.054
H <sub>CO</sub>	-0.06	0.01	-0.057	0.007
H <sub>RO</sub>	0.00	-0.05	-0.004	-0.095
K	-0.01	-0.04	-0.023	-0.048
UHS	-0.01	0.00	-0.047	-0.004
<b>Barkhausenrauschenanalyse</b>				
M <sub>MAX</sub>	0.00	-0.02	-0.006	-0.091
M <sub>MEAN</sub>	0.02	-0.05	0.038	-0.102
M <sub>R</sub>	0.00	-0.01	0.000	-0.054
H <sub>CM</sub>	-0.03	-0.01	-0.062	-0.049
$\Delta H_{25M}$	0.00	-0.01	0.002	-0.021
$\Delta H_{50M}$	0.01	-0.01	0.039	-0.025
$\Delta H_{75M}$	0.01	0.00	0.115	-0.023
<b>Überlagerungspermeabilitätsanalyse</b>				
$\mu_{MAX}$ , 1 kHz / 2 kHz	0.06 / 0.01	-0.09 / <b>-0.10</b>	0.119 / 0.033	-0.054 / -0.089
$\mu_{MEAN}$ , 1 kHz / 2 kHz	0.05 / 0.01	<b>-0.13 / -0.11</b>	0.088 / 0.028	-0.075 / -0.104
$\mu_R$ , 1 kHz / 2 kHz	0.06 / 0.01	-0.05 / -0.08	0.097 / 0.029	-0.034 / -0.078
H <sub>CM<math>\mu</math></sub> , 1 kHz / 2 kHz	0.00 / 0.00	-0.08 / -0.03	-0.009 / 0.016	-0.083 / -0.053
$\Delta H_{25\mu}$ , 1 kHz / 2 kHz	-0.07 / -0.01	-0.06 / -0.01	-0.029 / -0.006	-0.025 / -0.005
$\Delta H_{50\mu}$ , 1 kHz / 2 kHz	-0.07 / -0.01	-0.05 / -0.01	-0.065 / -0.024	-0.028 / -0.011
$\Delta H_{75\mu}$ , 1 kHz / 2 kHz	-0.06 / -0.01	-0.03 / -0.01	-0.108 / -0.016	-0.017 / -0.005
<b>Wirbelstromimpedanzanalyse</b>				
Mag, 1 kHz / 2 kHz	0.02 / <b>-0.14</b>	<b>-0.10 / -0.29</b>	-0.007 / -0.036	-0.019 / -0.053
Mag <sub>R</sub> , 1 kHz / 2 kHz	0.03 / <b>-0.11</b>	-0.07 / <b>-0.21</b>	0.011 / -0.036	-0.018 / -0.063
Mag <sub>C</sub> , 1 kHz / 2 kHz	0.04 / <b>-0.10</b>	-0.09 / <b>-0.22</b>	0.016 / -0.035	-0.023 / -0.065
Mag <sub>S</sub> , 1 kHz / 2 kHz	0.01 / <b>-0.13</b>	-0.03 / <b>-0.16</b>	0.001 / -0.034	-0.006 / -0.038
Ph <sub>R</sub> , 1 kHz / 2 kHz	0.06 / 0.04	<b>0.15 / 0.07</b>	0.004 / 0.006	0.011 / 0.014
Ph <sub>C</sub> , 1 kHz / 2 kHz	0.08 / 0.04	0.08 / 0.05	0.006 / 0.008	0.007 / 0.010
Ph <sub>S</sub> , 1 kHz / 2 kHz	-0.08 / -0.05	-0.04 / -0.02	-0.006 / -0.010	-0.003 / -0.004
<b>Stellgröße der Endstufe (nicht als Prüfgröße empfohlen)</b>				
V <sub>MAG</sub>	<b>0.34</b>	<b>0.33</b>	<b>0.216</b>	0.183

**Tabelle 19:** Temperaturabhängigkeit der Prüfgrößen des neuen Prüfgerätes (rot = geringe Temperaturabhängigkeit, rot+fett = erhöhte Temperaturabhängigkeit)

Die Temperaturkoeffizienten der Prüfgrößen wurden auf die jeweilige Standardabweichung  $\sigma$  bezogen, so dass sie in Standardabweichungen pro Kelvin angegeben werden konnten. Die Standardabweichung wurde dabei als Wurzel aus dem mittleren quadratischen Fehler (RMSE) einer Ausgleichsgeraden der Messwertverteilung der Prüfgröße als Funktion der Temperatur gebildet. Der Fehler, welcher durch das Abheben und Wiederaufsetzen des Prüfkopfes auf die Probe entstand, wurde hierdurch implizit berücksichtigt. Im Vergleich zur reinen Messwertstreu-

ung des Gerätes leistete er dennoch den wesentlichen Beitrag zur Standardabweichung der Prüfgrößen.

Zur Hervorhebung temperaturabhängiger Größen wurde eine Einteilung anhand von Schwellwerten vorgenommen. Temperaturkoeffizienten unterhalb von  $0.1 \sigma/K$  werden bei Betrachtung der Messwertverläufe über den Temperaturbereich von 15-60 °C als sehr gering wahrgenommen, solche oberhalb  $0.2 \sigma/K$  sind als deutliche Temperaturabhängigkeit erkennbar. Demensprechend wurden die Schwellen für Temperaturabhängigkeit auf  $0.1 \sigma/K$  bzw. für erhöhte Temperaturabhängigkeit auf  $0.2 \sigma/K$  festgelegt. Im Falle der prozentualen Abhängigkeiten wurden die Schwellen auf  $0.2 \%/K$  für geringe Abhängigkeit bzw.  $1 \%/K$  für hohe Abhängigkeit festgelegt.

Die Prüfgrößen der Barkhausenrausch-, Oberwellen- und Überlagerungspermeabilitätsanalyse haben sich in dieser Untersuchung als sehr stabil erwiesen, lediglich die Phase der 3. Oberwelle sowie die maximale und mittlere Überlagerungspermeabilität wiesen geringe Temperaturabhängigkeiten auf. Die Prüfgrößen der Wirbelstromanalyse, insbesondere die Beträge der Impedanzen, zeigten teilweise deutliche Temperaturabhängigkeiten. Dies ist auf den Einfluss der Kupferwicklung des Elektromagneten (Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes  $\alpha_{Cu} \approx 0.39 \%/K$ ) sowie die Temperaturabhängigkeit der Werkstoffeigenschaften der Kernbleche zurückzuführen. Besonders deutlich ist dies im Falle der Stellgröße der Endstufe ( $V_{MAG}$ ) zu beobachten.

Zum Vergleich der Temperaturstabilität mit der bisherigen Prüfgerätegeneration wurde der gleiche Test mit einem 3MA-II-Prüfkopf durchgeführt. Da es sich um einen Hochfrequenz-Prüfkopf handelte, wurde die Überlagerungspermeabilität bei einer Frequenz von 100 kHz geprüft, und die Wirbelstrom-Impedanzanalyse erfolgte bei 100, 200, 400 und 800 kHz. Die Magnetisierungsfrequenz betrug 100 Hz, die Magnetfeldamplitude 40 A/cm. Die Einstellungen wurden, ebenso wie im Falle des neu entwickelten Gerätes, so ausgewählt, dass eine optimale Signalqualität erhalten wurde. Hierbei stimmen Frequenzen und Amplituden nicht zwangsläufig überein. Es ist jedoch davon auszugehen, dass die Temperaturstabilität nur unwesentlich von der Prüffrequenz beeinflusst wird.

Die folgende Tabelle zeigt die Ergebnisse für den Test mit dem 3MA-II-Prüfkopf:

Prüfgröße	Temperaturkoeffizient, normiert [ $\sigma/K$ ]		Temperaturkoeffizient, prozentual [%/K]	
	hart	weich	hart	weich
<b>Oberwellenanalyse</b>				
A <sub>3</sub>	<b>-0.21</b>	0.08	<b>0.903</b>	0.183
A <sub>5</sub>	-0.08	-0.01	<b>-0.853</b>	-0.063
A <sub>7</sub>	-0.02	-0.01	<b>-0.665</b>	-0.148
P <sub>3</sub>	0.04	0.07	0.189	<b>0.597</b>
P <sub>5</sub>	-0.03	-0.03	<b>-0.478</b>	-0.070
P <sub>7</sub>	-0.04	0.05	<b>-0.562</b>	<b>2.567</b>
H <sub>CO</sub>	0.05	<b>0.10</b>	0.169	<b>0.953</b>
H <sub>RO</sub>	<b>-0.15</b>	<b>0.11</b>	<b>-0.897</b>	<b>0.981</b>
K	<b>-0.22</b>	0.07	<b>-0.907</b>	0.176
UHS	<b>-0.20</b>	0.04	<b>-0.879</b>	-0.121
<b>Barkhausenrauschenanalyse</b>				
M <sub>MAX</sub>	<b>-0.20</b>	-0.08	<b>-0.603</b>	-0.168
M <sub>MEAN</sub>	<b>-0.21</b>	-0.06	<b>-0.328</b>	-0.069
M <sub>R</sub>	<b>-0.13</b>	<b>-0.10</b>	<b>-0.374</b>	<b>-0.249</b>
H <sub>CM</sub>	<b>0.18</b>	0.05	<b>0.336</b>	<b>1.135</b>
$\Delta H_{25M}$	0.02	0.01	0.038	0.026
$\Delta H_{50M}$	0.03	0.04	0.054	0.092
$\Delta H_{75M}$	0.02	0.04	0.051	<b>0.134</b>
<b>Überlagerungspermeabilitätsanalyse</b>				
$\mu_{MAX}$	<b>-0.21</b>	-0.09	<b>-0.340</b>	-0.116
$\mu_{MEAN}$	<b>-0.21</b>	<b>-0.10</b>	<b>-0.309</b>	-0.128
$\mu_R$	<b>-0.26</b>	<b>-0.11</b>	<b>-0.467</b>	-0.135
H <sub>C<math>\mu</math></sub>	<b>0.25</b>	<b>0.14</b>	<b>0.335</b>	<b>2.287</b>
$\Delta H_{25\mu}$	0.00	<b>-0.10</b>	-0.001	-0.038
$\Delta H_{50\mu}$	0.07	-0.03	0.051	-0.016
$\Delta H_{75\mu}$	0.02	0.04	0.051	0.134
<b>Wirbelstromimpedanzanalyse</b>				
Mag, 100 kHz / 200 kHz	0.02 / 0.03	0.03 / 0.03	0.032 / 0.039	0.037 / 0.037
Mag, 400 kHz / 800 kHz	0.06 / <b>0.12</b>	0.04 / <b>0.10</b>	0.052 / 0.095	0.037 / 0.079
Ph, 100 kHz / 200 kHz	<b>-0.18 / 0.26</b>	<b>-0.14 / -0.19</b>	-0.026 / <b>0.669</b>	-0.023 / <b>0.757</b>
Ph, 400 kHz / 800 kHz	<b>-0.47 / -0.48</b>	<b>-0.40 / -0.62</b>	-0.051 / 0.035	-0.044 / -0.032
<b>Stellgröße der Endstufe (nicht zur Verwendung als Prüfgröße empfohlen)</b>				
V <sub>MAG</sub>	<b>-0.32</b>	<b>-0.39</b>	<b>-0.349</b>	<b>-0.301</b>

**Tabelle 20:** Temperaturabhängigkeit der Prüfgrößen eines 3MA-II-Prüfgerätes unter Einsatz eines Prüfkopfes der Bauart E1030 HF (rot = geringe Temperaturabhängigkeit, rot+fett = erhöhte Temperaturabhängigkeit)

Das Ergebnis belegt, dass beim 3MA-II-Prüfsystem viele Prüfgrößen eine erhöhte Abhängigkeit von der Prüfkopf­temperatur besitzen. Im Vergleich mit der Neuentwicklung zeigt der 3MA-II-Prüfkopf erheblich mehr Prüfgrößen mit Temperaturabhängigkeiten und allgemein höhere Temperaturkoeffizienten, sowohl in der prozentualen als auch in der auf die Standardabweichung bezogenen Betrachtung. Dabei kann keines der vier Teilverfahren als temperaturstabil angesehen werden. Einige Prüfgrößen des Wirbelstromverfahrens ändern sich pro Kelvin um die Hälfte ihrer Standardabweichung, und zwar trotz vergrößerter Standardabweichung aufgrund der Sensorhandhabung (bei idealer Sensorhandhabung wären es mehrere Standardabweichungen pro Kelvin).

Zur gerechten Beurteilung der Temperaturstabilität sollten jedoch im Falle beider Geräte folgende Rahmenbedingungen beachtet werden:

- Die Gerätetemperatur verändert sich im Betrieb ständig, also auch während der Kalibrierung. Insbesondere im Falle der Neuentwicklung, bei welcher das Prüfkopfgehäuse als Kühlkörper dient, können Schwankungen um ca. 10 K als normal angesehen werden. Da dieser Störeinfluss bereits zum Zeitpunkt der Kalibrierung vorhanden ist, hängt seine Auswirkung von der Systematik seines Auftretens ab. Im Falle des neuen Prüfsystems erfolgt eine ständige schnelle Aufheizung und Abkühlung des Systems. Dies entspricht einem stochastischen Fehler, dessen Auswirkung auf das Messergebnis ebenso wie jede andere Messwertstreuung durch die Regressionsanalyse implizit minimiert wird. Im Falle des 3MA-II verändert sich die Sensortemperatur nur wenig, sie hängt hauptsächlich mit der Umgebungstemperatur zusammen. Daher besteht hier die Gefahr, dass die gesamte Kalibrierung bei einer Temperatur erfolgte, welche von derjenigen bei der späteren Anwendung um durchaus 10 °C oder mehr abweicht. Die dann auftretende Veränderung der Prüfgrößen stellt einen unbekanntem Störeinfluss dar, welcher von der Kalibrierung, welche unter Idealbedingungen durchgeführt wurde, mitunter nicht abgefangen werden kann und sich in hohem Maße im Ergebnis abbilden kann.
- Das 3MA-II-Prüfsystem besteht, im Gegensatz zu dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prüfgerät, nicht nur aus dem Prüfkopf, dessen Temperaturabhängigkeit oben wiedergegeben ist. Auch in der Anschlussbox des Prüfkopfes sowie im Gerät selbst befinden sich Komponenten, welche weitere Temperaturabhängigkeiten besitzen. Die wechselseitige Abhängigkeit aller Komponenten sowie die individuellen Temperaturen und Temperaturkoeffizienten aller Einheiten spricht dafür, dass eine allgemein wirksame Temperaturstabilisation des 3MA-II-Prüfsystems nicht möglich ist. Im Falle des neuen Prüfsystems ist jedoch gut vorstellbar, eine völlige Temperaturstabilität im Rahmen der Standardabweichung der Prüfgrößen herzustellen, da das gesamte Prüfgerät eine thermische Einheit bildet und nur wenige Bauteile für Temperaturabhängigkeiten verantwortlich sein können. Maßnahmen zur aktiven Temperaturkompensation können unter diesen Bedingungen sehr aussichtsreich sein.
- Im Gegensatz zu den auf die Standardabweichung bezogenen Temperaturkoeffizienten sind die prozentualen Temperaturkoeffizienten schwierig zu beurteilen. Beispielsweise existiert kein technischer Grund, weshalb Phasen (z.B. diejenigen der Oberwellen oder der Wirbelstromimpedanz) eine wertabhängige Veränderung pro Kelvin besitzen sollten. Bei absoluten Größen wie der maximalen Barkhausenrauschamplitude ist jedoch eine prozentuale Temperaturabhängigkeit anzunehmen, da diese höchstwahrscheinlich auf die thermische Drift der Verstärkungsfaktoren der Vorverstärker zurückzuführen ist. Es fällt dennoch auf, dass die all-

gemein höhere Temperaturabhängigkeit des 3MA-II-Prüfkopfes sich auch meist in erhöhten prozentualen Temperaturkoeffizienten niederschlägt.

- Bezüglich der Werkstofftemperatur erreichen die Prüfgrößen bei manchen Werkstoffen Temperaturkoeffizienten von durchaus mehr als  $1 \sigma/K$  (vgl. Abschnitt 3.2.2). Damit kann die Werkstofftemperatur einen weitaus größeren Einfluss auf das Messergebnis besitzen als die Geräte- oder Prüfkopftemperatur. Es wurde jedoch stets festgestellt, dass die Temperaturabhängigkeit der Werkstoffeigenschaften bei weichmagnetischen Werkstoffen stärker ausgeprägt ist als bei hartmagnetischen Werkstoffen.
- In den hier wiedergegebenen Untersuchungen wurden die Prüfköpfe, von Kunststoff-Führungselementen gestützt, stets in gleicher Orientierung auf dieselben Positionen der Probe aufgesetzt. Dennoch war der Einfluss der Handhabung erkennbar. Er bewirkte teilweise, insbesondere bei den HF-Wirbelstromgrößen des 3MA-II, Messwertunterschiede um ein Vielfaches der eigentlichen Standardabweichung bei ruhendem Sensor. Bei der Arbeit ohne Halterung oder Ausrichthilfe sind noch weit größere handhabungsbedingte Unterschiede möglich, welche auch die hier beobachteten thermischen Einflüsse übersteigen können. Insofern wird die Temperaturstabilität des Prüfsystems umso wichtiger, je präziser die Prüfkopfhandhabung erfolgt.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass das neu entwickelte Prüfsystem eine weitaus geringere Temperaturabhängigkeit besitzt als das bisherige 3MA-II-Prüfsystem. Eine weitere Verringerung der verbleibenden Temperaturabhängigkeit durch Hardwaremaßnahmen (z.B. anderes Kernmaterial) bzw. Softwaremaßnahmen (z.B. Temperaturmessung und aktive rechnerische Kompensation der Drift) ist sehr aussichtsreich.

#### **4.2.6 Abgleich und Langzeitstabilität**

Der Abgleich mikromagnetischer Prüfgeräte kann sowohl auf der Hardwareseite als auch auf der Softwareseite erfolgen. Man sollte darüber hinaus zwischen dem herstellereitigen Abgleich und der Optimierung von Geräteeinstellungen für die jeweilige Anwendung unterscheiden. In jedem Fall besitzt der Abgleich zwei Ziele:

- Einstellen einer definierten Messempfindlichkeit (z.B. anhand von Referenzkörpern)
- Optimierung der Signaldynamik

Die Signaldynamik ist nur durch hardwareseitige Maßnahmen im Analogteil der Elektronik einstellbar. Das Ziel besteht in einer bestmöglichen Ausfüllung des vom Wandler digitalisierten Spannungsbereiches durch das Messsignal. Um dieses Ziel zu erreichen, wird das Signal offset-

bereinigt, und die Verstärkung wird angepasst. Die Einstellung geschieht entweder über mechanisch verstellbare Bauteile (z.B. Potentiometer), Bauteile mit bei der Herstellung dauerhaft festgelegtem Wert (z.B. Widerstände) oder softwareseitig einstellbare Bauteile (z.B. Verstärker mit einstellbarem Verstärkungsfaktor). Letztere ermöglichen eine Einstellung der Verstärkung nach den jeweiligen Erfordernissen der Anwendung.

Auch durch einen softwareseitigen Abgleich können Messsignale offsetbereinigt oder verstärkt werden. Dies geschieht z.B. durch Subtraktion des Offsets und Multiplikation mit einem konstanten Faktor. Im Unterschied zum hardwareseitigen Abgleich wird hierbei jedoch keine Dynamik gewonnen.

Der Abgleich auf der Hardwareseite besitzt folgende Nachteile:

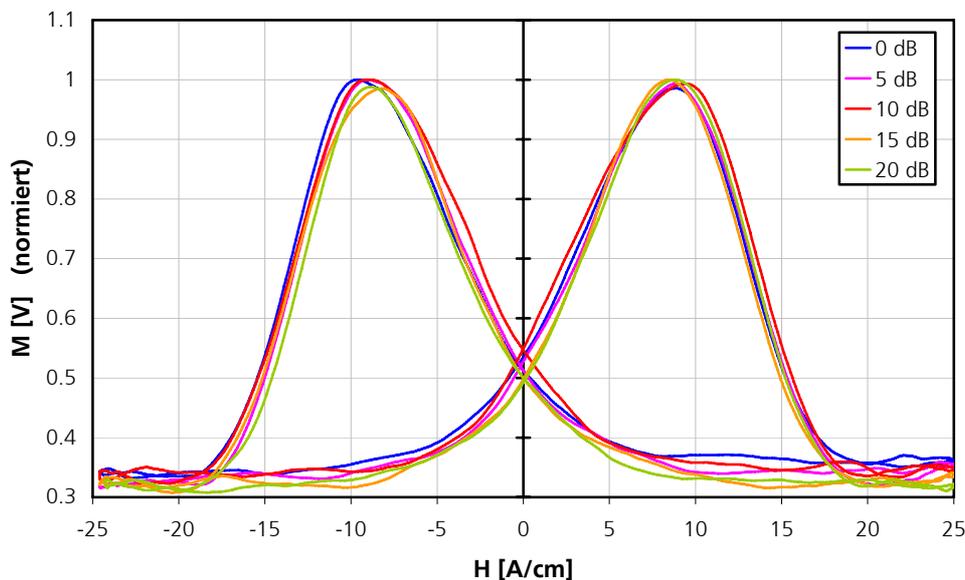
- Die zum Abgleich genutzten Bauteile können Temperaturabhängigkeiten unterliegen und Alterung aufweisen.
- Der Wert einstellbarer Bauteile (z.B. der Widerstand eines Potentiometers) kann durch Erschütterungen verstellt werden.
- Eine nachträgliche Korrektur des Abgleichs ist nur durch Öffnen des Gerätes bzw. des Prüfkopfes möglich, sofern die Baugruppe nicht vergossen wurde und damit überhaupt nicht mehr zugänglich wäre.
- Der Abgleich ist zeitaufwändig.

Im Hinblick auf diese Nachteile wurde der effektive Nutzen eines Abgleichs in der Hardware kritisch betrachtet, mit folgendem Ergebnis:

- Das Offset in der Ausgangsspannung von Hallsonden kann z.B. einer Feldstärke von  $\pm 20$  A/cm entsprechen [Hone2005]. In der Auswertung der Messsignale ist das Offset unbedeutend, es kann im Rechner als Mittelwert der beiden Extrema in einer Periode des Feldstärke-signals ermittelt und subtrahiert werden. Daher begrenzt es lediglich den maximalen Messwert der Feldstärke. Bei einem Eingangsspannungsbereich des A/D-Wandlers von  $\pm 1$  V und einer typischen Messempfindlichkeit der Hallsonde von 255 A/cm/V wären noch immer genügend hohe Amplituden für alle praxisrelevanten Werkstoffe erreichbar. Eine Beseitigung des Offsets ist somit nicht nötig, Bauteile und Arbeitszeit können eingespart werden.
- Unter der realistischen Annahme, dass das Ausgangssignal der Hallsonde mit einer Amplitude von  $\pm 0.5$  A/cm rauscht und der Wandler  $\pm 255$  A/cm mit 16 Bit (=65536 Stufen) digitalisiert, übersteigt das Auflösungsvermögen des Wandlers die durch das Eigenrauschen der Hallsonde vorgegebenen Erfordernisse bei weitem. Der Wandler würde selbst das Rauschen noch mit ca. 128 Stufen auflösen. Eine einstellbare analoge Vorverstärkung zum Abgleich der Hallson-

de ist somit nicht erforderlich, da nicht die Wandlerrauflösung den Signal-/Rauschabstand vorgibt, sondern das Eigenrauschen der Hallsonde. Ein softwareseitiger Empfindlichkeitsabgleich genügt deshalb selbst bei Korrektur auf ein Vielfaches des Datenblattwertes.

- Phasenverschiebungen müssen nicht hardwareseitig abgeglichen werden, sie können verlustfrei in der Software korrigiert werden.
- Die Profilkurve des magnetischen Barkhausenrauschens unterliegt großen stochastischen Schwankungen. Ihre Messung stellt daher keine hohen Anforderungen an das Auflösungsvermögen des Wandlers. Durch die Eigenschaften der Messelektronik, der Empfangsspule und des Werkstoffs ist eine Mindestverstärkung gegeben, oberhalb derer sich das Barkhausenrauschen vom Grundrauschen abhebt. Sobald diese Schwelle um ein zur sauberen Abbildung der Profilkurve erforderliches Mindestmaß überschritten ist, unterscheiden sich die bei verschiedenen Verstärkungen aufgenommenen Kurven nur marginal. Abbildung 63 zeigt als Beispiel Barkhausenrausch-Profilkurven eines gehärteten Werkstoffs, welche mit dem 3MA-II-Prüfsystem bei unterschiedlichen Verstärkungen aufgenommen wurden. Unter der Voraussetzung einer angemessenen Dimensionierung der Empfängerspule lässt sich daraus folgern, dass man bei der Messung des Barkhausenrauschens auf eine einstellbare Verstärkung verzichten kann. Insbesondere für den Niederfrequenzbereich sind Operationsverstärker mit fest eingestellten Verstärkungsfaktoren verfügbar, welche den Schaltungsaufbau vereinfachen und ein hohes Maß an Temperatur- und Langzeitstabilität aufweisen.



**Abbildung 63:** Normierte Barkhausenrausch-Profilkurven, aufgenommen mit einem 3MA-II-Prüfsystem bei verschiedenen Verstärkungseinstellungen (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Prüfkopf: E1030 HF, Werkstoff: gehärteter Stahl)

Um eine hohe Langzeitstabilität sicherzustellen, wurde das neue Prüfsystem mit alterungsarmen Bauteilen und Operationsverstärkern mit festen Verstärkungsfaktoren versehen. Die Verstärkungsfaktoren wurden so bemessen, dass eine für alle Anwendungen genügende Dynamik vorhanden ist. Alle Abgleichmöglichkeiten wurden auf die Softwareseite verlagert. Der Erfolg dieser Maßnahmen konnte im Laufe eines Forschungsvorhabens belegt werden (siehe Abschnitt 5.2).

#### **4.2.7 Herstellungskosten**

Die Herstellungskosten für ein Prüfgerät der Standardbauform 1030 (wie dargestellt in Abbildung 52) entsprechen den Kosten für den Aufbau eines 3MA-Prüfkopfes dieser Bauform. Im Vergleich zu einem 3MA-II-System (Steuergerät + Prüfkopf) werden ca. 75% der Herstellungskosten eingespart. Damit wurde ein wesentliches Ziel der Arbeit erreicht.

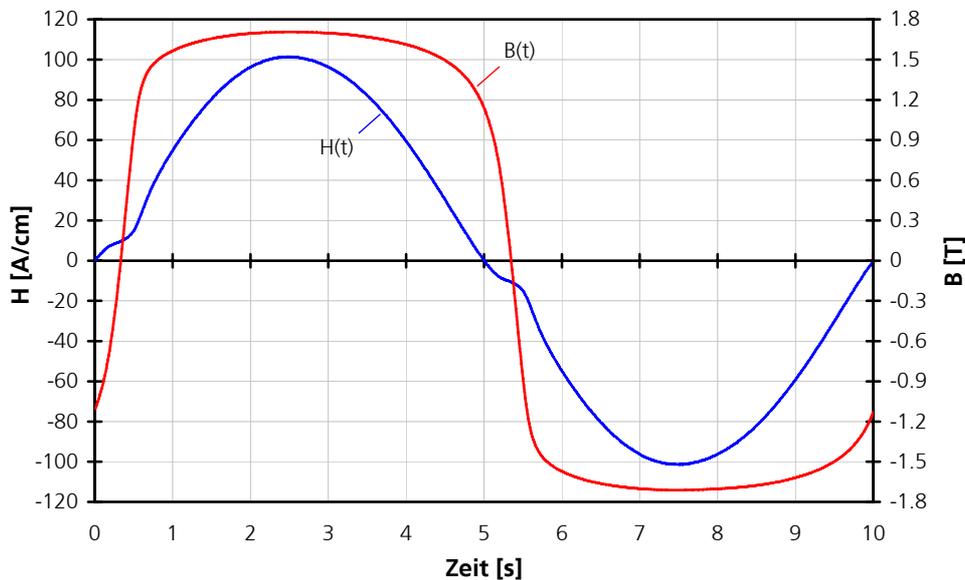
#### **4.2.8 Besonderes Potential der neuartigen Gerätetechnik**

Durch die Verlagerung eines Großteils der Signalverarbeitung auf die Softwareseite und geringe Spezialisierung der Prüftechnik auf eine bestimmte Art der Messung ergeben sich Möglichkeiten der elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung und -prüfung, die mit den bisherigen Prüfgeräten nicht oder nur nach zeit- und kostenaufwändigen Hardwareveränderungen durchführbar sind. Insbesondere durch die Fähigkeit zur Erzeugung und Aufzeichnung beliebiger Zeitsignale ergeben sich einige neuartige Anwendungsmöglichkeiten. Beispiele hierfür werden in den folgenden Abschnitten beschrieben.

##### **4.2.8.1 Wellenformeinprägende Magnetfeldregelung**

Die quantitative mikromagnetische Werkstoffcharakterisierung setzt eine kontrollierte Anregung des magnetischen Wechselfeldes voraus, da sich Veränderungen der Magnetfeldamplitude in den Werten der Prüfgrößen abbilden. Um eine kontrollierte Anregung zu ermöglichen, besitzen die Prüfköpfe des 3MA-II-Systems eine Hallsonde, welche die Tangentialkomponente des Magnetfeldes an der Probenoberfläche misst. Die Amplitude dieser Tangentialfeldstärke wird durch das Steuergerät auf einen vorgegebenen Wert eingeregelt, wobei die Amplitude der sinusförmigen Wechselspannung als Stellgröße dient. Damit wird zum einen gewährleistet, dass die Prüfung an jedem Werkstoff unter definierten Bedingungen durchgeführt wird, zum anderen erreicht man durch die Nachregelung der Feldstärke einen verringerten Einfluss von Abweichungen der magnetischen Ankopplung auf das Messergebnis. Die Nachregelung ist umso wirkungsvoller, je geringer der Abstand der Hallsonde zur Probenoberfläche ist und je weniger sie den Streufeldern im Bereich der Koppelfläche ausgesetzt ist.

Während die Amplitude der magnetischen Tangentialfeldstärke durch die Nachregelung konstant gehalten wird, besitzt ihr Zeitsignal Oberwellenanteile, die vom Werkstoff und der Ankopplung abhängen (vgl. 3.1.1.2). Da auch das Zeitsignal der Flussdichte Oberwellen besitzt, ist weder der Zeitverlauf der magnetischen Tangentialfeldstärke noch derjenige der Flussdichte definiert eingepägt, wie folgende Abbildung zeigt:



**Abbildung 64:** Zeitsignale der magnetischen Tangentialfeldstärke  $H$  und der Flussdichte  $B$  für eine Rundprobe des Werkstoffs 22 NiMoCr 3 7 (Magnetisierung bei sinusförmiger Spulenspannung, Magnetisierungsfrequenz: 100 mHz, Magnetisierungsvorrichtung: List SK-515; Flussdichtebestimmung durch Integration der in eine probenumfassende Spule induzierten Spannung)

Die in Abbildung 64 dargestellten Messergebnisse wurden unter Einprägung eines sinusförmigen Spannungssignals an der Magnetisierungsspule erzielt. Man erkennt, wie beide Signale durch die nichtlinearen Werkstoffeigenschaften verzerrt werden.

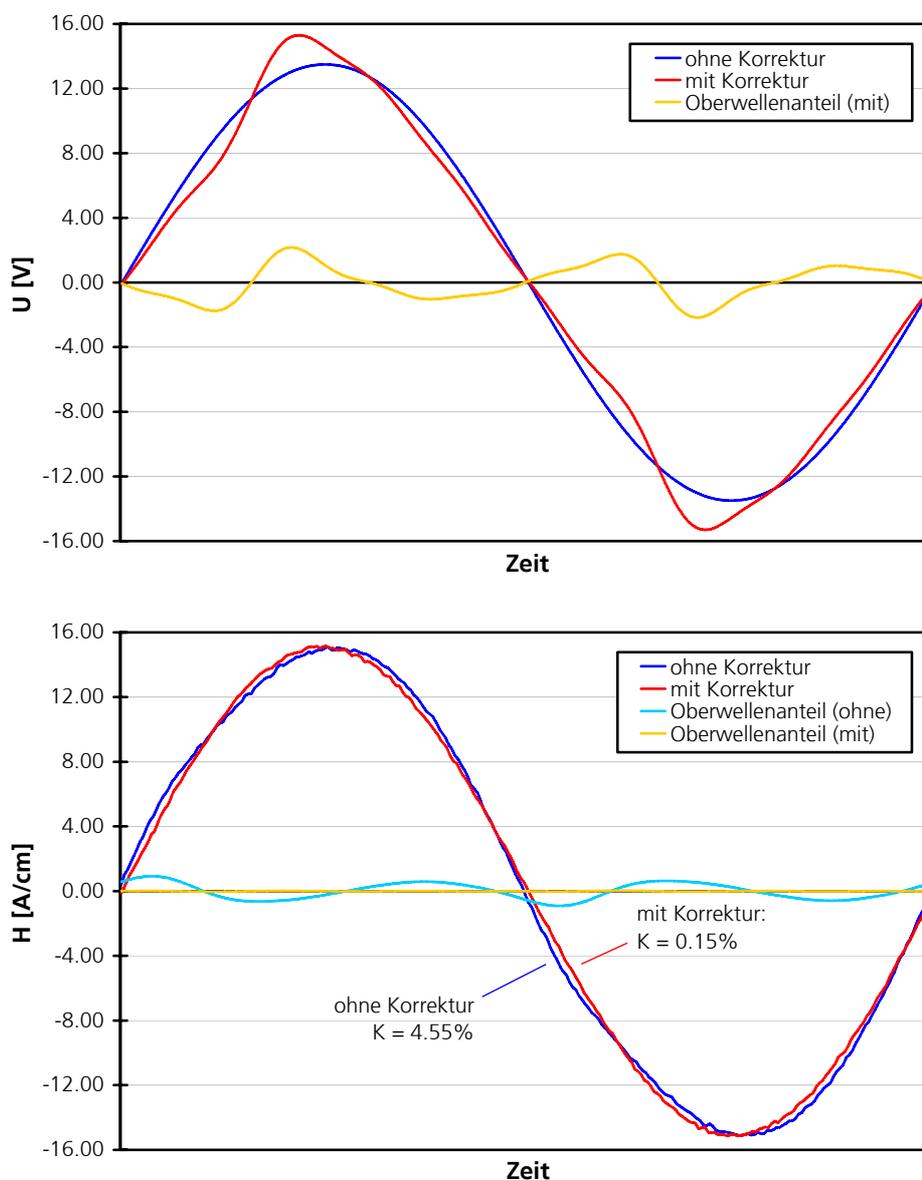
Unter Einsatz von Digital-Analog-Wandlern können beliebige vom PC generierte Wellenformen als periodische Spannungssignale ausgegeben werden. Damit bietet sich die Möglichkeit, den Zeitverlauf der Feldstärke oder der Flussdichte gezielt zu beeinflussen. Könnte man eine definierte Einprägung nicht nur der Amplitude, sondern des gesamten Zeitsignals der Feldstärke oder der Flussdichte erreichen, so wäre damit die erste Hürde in Richtung einer völligen Unabhängigkeit der Messergebnisse von der Magnetisierungsvorrichtung genommen. Die Flussdichte in der Probe ist jedoch nicht in Aufsatztechnik zu bestimmen, daher wurde zunächst unter Einsatz des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prüfgerätes mit integriertem A/D-Wandler die Möglichkeit der wellenformeinprägenden Regelung der magnetischen Tangentialfeldstärke demonstriert.

Die sinusförmige Magnetisierungsspannung wurde mit Oberwellen 3., 5., 7. und 9. Ordnung beaufschlagt (Abbildung 65 oben), um Oberwellen eben dieser Ordnungen im Feldstärkesignal

zu kompensieren (Abbildung 65 unten). Die Amplituden und Phasen der Grundwelle und der Oberwellen waren individuell einstellbar. Unter Anwendung des folgenden Algorithmus wurde der Klirrfaktor im Zeitsignal der Feldstärke werkstoffunabhängig auf 0.1 bis 0.2 % reduziert:

Für  $k = 3, 5, 7, 9$  (in dieser Reihenfolge):

- (1) Amplitude der  $k$ -ten Oberwelle auf einen im Verhältnis zur Grundwelle geringen, jedoch in weiten Grenzen beliebigen Wert einstellen (z.B. etwa 1/4 der Amplitude der Grundwelle)
- (2) Phase der  $k$ -ten Oberwelle einstellen, dass der Klirrfaktor minimal wird
- (3) Amplitude der  $k$ -ten Oberwelle so einstellen, dass der Klirrfaktor minimal wird
- (4) Schritte 2-3 ggf. einmal wiederholen, um noch geringere Klirrfaktoren zu erzielen



**Abbildung 65:** Zeitsignale der an der Magnetisierungsspule anliegenden Spannung  $U$  und der magnetischen Tangentialfeldstärke  $H$  mit und ohne Korrektur des Feldstärke-signals durch Anwendung der wellenformeinprägenden Magnetfeldregelung

Es ist hierbei bemerkenswert, dass kein einfacher Zusammenhang zwischen den Oberwellenanteilen im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke bei Anregung mit einem sinusförmigen Spannungssignal und denjenigen im Spannungssignal bei Einprägung eines sinusförmigen Feldstärkesignals zu bestehen scheint. Die Ursache hierfür ist in der frequenzabhängigen Impedanz der Magnetisierungsvorrichtung zu sehen, infolge welcher sich die eingespeisten Spannungsoberwellen unterschiedlich stark und mit verschiedener Phasenverschiebung in Strom- und Feldstärkeoberwellen abbilden.

Trotz sinusförmiger Einprägung der magnetischen Tangentialfeldstärke war es nicht möglich, eine völlige Unabhängigkeit der Barkhausenrausch-Profilkurve von der Magnetisierungsvorrichtung zu erreichen. Dies ist mit hoher Wahrscheinlichkeit auf unterschiedliche Wirkungszonen beider Effekte zurückzuführen. Darüber hinaus dürfte die in 4.1.1.2 beschriebene Magnetfeldüberhöhung zwischen den Polschuhen eine Rolle spielen. In weiterführenden Arbeiten sollte daher eine andere Größe anstelle der Feldstärke zur Regelung herangezogen werden. Beispielsweise erscheint eine Messung der Flussdichte im Kern geeignet, um unabhängig von Streufeldern an den Polschuhen eine definierte Anregung zu erzielen. Der Verlauf des Flussdichte-Zeitsignals ließe sich auf ähnliche Weise wie hier beschrieben sinusförmig einprägen.

#### **4.2.8.2 Tiefenmagnetisierung zur Stabilisierung der Prüfgrößen**

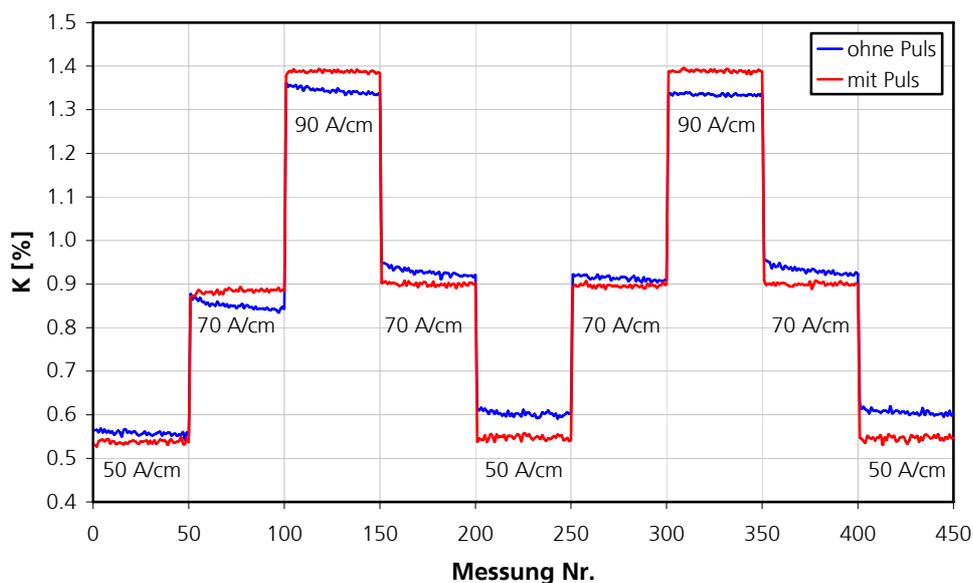
Die Prüfung in Aufsatztechnik erfolgt in der Regel an Bauteilen, deren Abmessungen diejenigen des Prüfkopfes bei weitem übersteigt. Das ummagnetisierte Volumen beträgt daher nur einen geringen Teil des Bauteilvolumens. Restmagnetfelder aus der Umgebung der Prüfposition können daher die Messergebnisse beeinflussen. Hohe Restmagnetfelder bewirken auffällige Asymmetrien in den Profilkurven des magnetischen Barkhausenrauschens und der Überlagerungspermeabilität. Nach einer Entmagnetisierung mit kommerziellen Entmagnetisierungsgeräten ist dieser Effekt verschwunden. Aufgrund des Skineffektes ist jedoch eine solche Entmagnetisierung stets unvollständig, so dass eine geringe Restmagnetisierung, insbesondere in größeren Bauteiltiefen, in der Praxis unvermeidlich ist.

Dies führt dazu, dass empfindliche Verfahren wie die Wirbelstromimpedanzanalyse und die mit rauscharmen Hallsonden durchgeführte Oberwellenanalyse selbst an sorgfältig entmagnetisierten Bauteilen Effekte zeigen, die auf einen zeitlichen Abbau von Restmagnetfeldern hindeuten. Dies äußert sich bei der Aufnahme mehrerer aufeinanderfolgender Messungen an derselben Position durch ein Abklingen der Prüfgrößen über aufeinanderfolgende Messungen hinweg.

Man kann den Effekt besonders deutlich beobachten, wenn man Messungen mit wechselnden Magnetfeldamplituden durchführt. Als Beispiel zeigt die blaue Kurve in Abbildung 66 den Klirr-

faktor (K) aus der Oberwellenanalyse. Bei der Parameteroptimierung im Vorfeld einer Kalibrierung kann sich dieses Abklingen störend auswirken, denn bei ständigem Abwechseln verschiedener Magnetfeldamplituden können geringfügig andere Messwerte erhalten werden als in der späteren Messung mit stets derselben Amplitude.

Der Effekt ist besonders stark ausgeprägt, wenn eine Messposition erstmalig bei höherer Magnetfeldamplitude geprüft wird, oder wenn man von einer höheren Amplitude auf eine niedrigere zurückkehrt. Bei wiederholter Prüfung mit hoher Magnetfeldamplitude nach einer zwischendurch geringeren Aussteuerung tritt der Effekt nicht auf.



**Abbildung 66:** Abkling-Effekt im Klirrfaktor (K) über viele Messungen hinweg, wobei verschiedene Magnetfeldamplituden abgewechselt wurden; Minderung des Effektes durch wiederkehrende pulsartige Magnetisierung mit hoher Amplitude (Die Messung erfolgte mit dem im Rahmen der Arbeit entwickelten Prüfsystem an einer randschichtgehärteten zylinderförmigen Probe; Magnetisierungsfrequenz: 100 Hz)

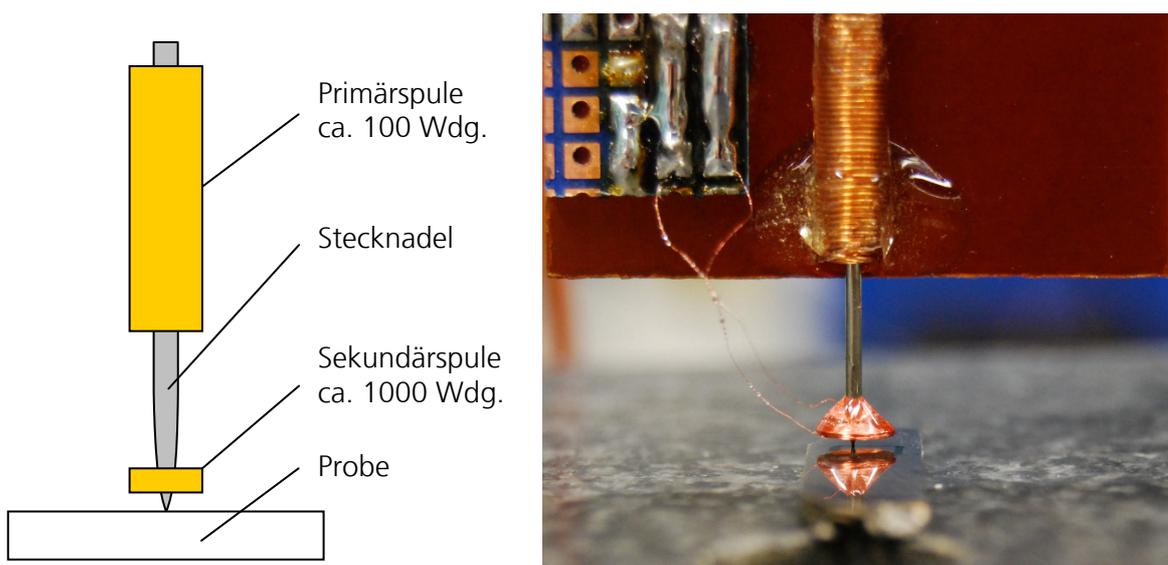
An gehärteten Werkstoffen und bei Prüffrequenzen oberhalb von 50 Hz wurde das Abklingen verstärkt beobachtet. Dies legt nahe, dass der Skineneffekt hierbei eine Rolle spielt und die Ursache des Abklings in der Tiefe des Bauteilvolumens zu suchen ist. Basierend auf der Hypothese, dass eine unvollständige Ummagnetisierung tieferer Bauteilregionen aufgrund der dort geringeren Feldstärken für den Effekt verantwortlich ist, wurde eine kurzzeitige, pulsartige Magnetisierung mit 200% der Nennamplitude in den Messzyklus des Prüfsystems integriert. Durch diese pulsartige Magnetisierung wird der Abklingeffekt nahezu vollständig beseitigt (vgl. Abbildung 66, rote Kurve). Bei definierter Prüfkopfhandhabung führt das Verfahren zu einer Reproduzierbarkeit der Klirrfaktorwerte von 0.1 bis 0.3 Promillepunkten.

#### 4.2.8.3 Ortsauflösende Werkstoffcharakterisierung

Das in 3.1.3.2 beschriebene Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskop (BEMI) verwendet einen kleinen induktiven Aufnehmer mit Ferritkernen als Sensorelement. Der Ferritkern verfügt über einen 300 nm langen Spalt. Beim Aufsetzen auf die Probenoberfläche schließt diese den magnetischen Kreis. Hierdurch wird eine hohe Empfindlichkeit für die lokalen Werkstoffeigenschaften erzielt. Diese Sensorbauform besitzt jedoch auch Nachteile:

- Der Ferritkern ist dünn und spröde. Daher weist er eine hohe mechanische Empfindlichkeit auf, die sich im Laufe seiner Lebensdauer durch gelegentliche Messwertsprünge äußern kann und bei versehentlicher Überbeanspruchung zum Bruch des Kerns führt.
- Da die Form des Ferritkerns eine Empfindlichkeitsrichtung vorgibt, wird ein anisotropes Auflösungsvermögen erzielt, das zudem in hohem Maße von den Werkstoffeigenschaften der Probe bestimmt wird. Während in einer Richtung der Scanebene eine Ortsauflösung von etwa 10  $\mu\text{m}$  erreicht werden kann, beträgt diese in der anderen Richtung eher 50 bis 100  $\mu\text{m}$ .
- Bei Wirbelstrommessungen führen Streufelder, welche den Kern umgeben, zu einer parasitären Empfindlichkeit für die Werkstoffeigenschaften der nahen Umgebung in wenigen mm Entfernung. Die Wirbelstromprüfgrößen spiegeln daher nicht ausschließlich die Werkstoffeigenschaften im Spaltbereich wider.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein neuartiges Prüfkopfkonzept für die mikromagnetische Rastermikroskopie erprobt, welches eine isotrope Ortsauflösung besitzt und ausschließlich auf die Werkstoffeigenschaften in der unmittelbaren Umgebung der Kontaktstelle reagiert. Der Prüfkopf besitzt einen nadelförmigen Kern, wie folgende Abbildung zeigt:

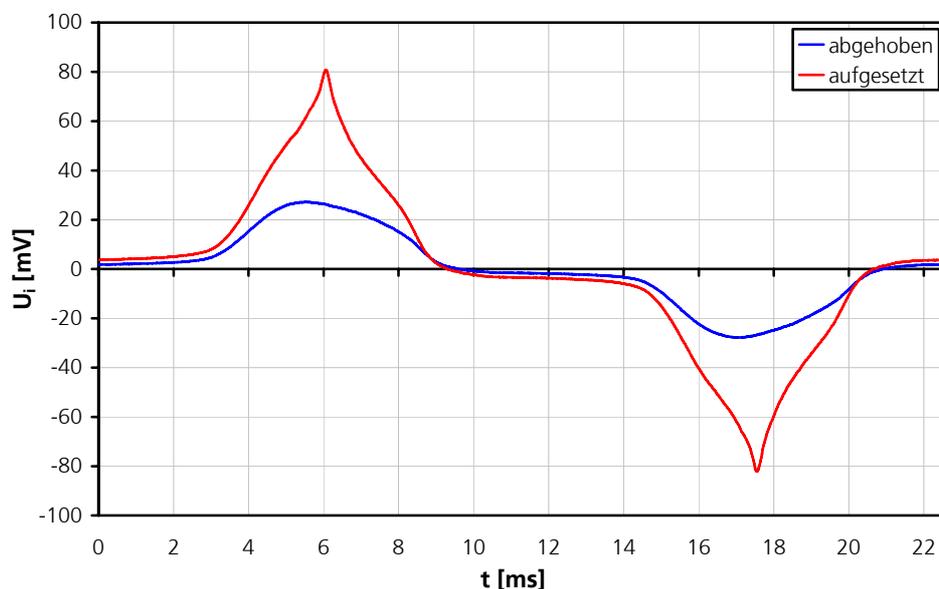


**Abbildung 67:** Schematischer Aufbau und Foto des Nadelprüfkopfes zur ortsauflösenden Werkstoffcharakterisierung

Aufgrund der Nadelform entsteht eine Flusskonzentration in der Spitze, so dass diese bereits bei geringen Amplituden des primärseitigen Stromes eine magnetische Sättigung erreicht. Die Funktionsweise des Prüfkopfes beruht auf den Gesetzmäßigkeiten zum Übergang von Flussdichte und Feldstärke am Medienübergang. Diese besagen unter anderem, dass die Normalkomponente der Flussdichte am Medienübergang stetig ist. Die in der Nadelspitze herrschende hohe Flussdichte wird zwangsläufig auch im unmittelbaren Kontaktbereich in der Probe erreicht. Aufgrund des fehlenden Rückschlusses zum stumpfen Ende der Nadel bleibt die Probe mit Ausnahme des Kontaktbereiches praktisch feldfrei.

Bei Kontakt mit einem ferromagnetischen Werkstoff verändert sich das Zeitsignal der sekundärseitig induzierten Spannung in erheblichem Maße. Ausgehend von einem in Luft glatten Signalverlauf entstehen bei Kontakt mit einem ferromagnetischen Werkstoff spitze Signalmaxima. Der Werkstoff führt dabei zu einer erheblichen Verstärkung der Flusskonzentration in der Nadelspitze und somit zu einem sehr schnellen Übergang von der negativen Sättigung zur positiven Sättigung. Die betragsmäßig höchste Induktionsspannung wird dabei im Nulldurchgang der Flussdichte erreicht, wo die größte zeitliche Flussdichteänderung vorliegt. Leitfähigkeit und Permeabilität der fernerer Umgebung der Nadel verändern lediglich Amplitude und Phase des Grundsignals, führen jedoch nicht zur Entstehung spitzer Maxima.

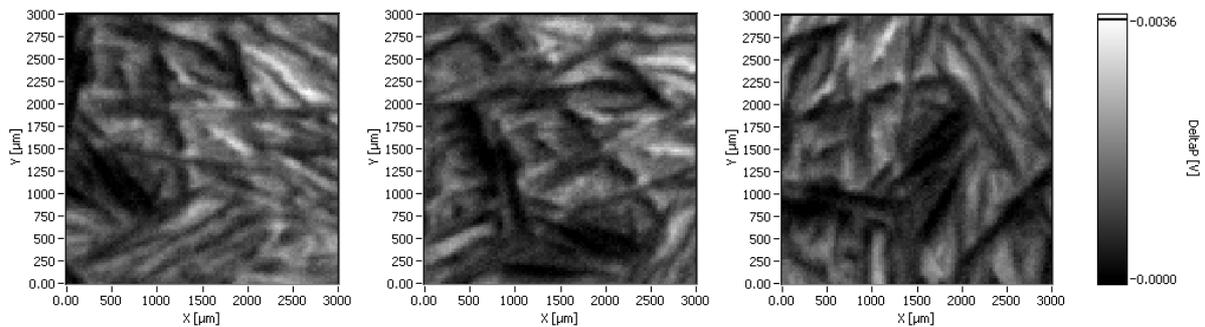
Folgende Abbildung zeigt eine Periode des Signals:



**Abbildung 68:** Typisches Zeitsignal der sekundärseitig induzierten Spannung bei aufgesetzter sowie abgehobener Nadel (Probenwerkstoff: X20Cr13, Magnetisierungsfrequenz: 44 Hz)

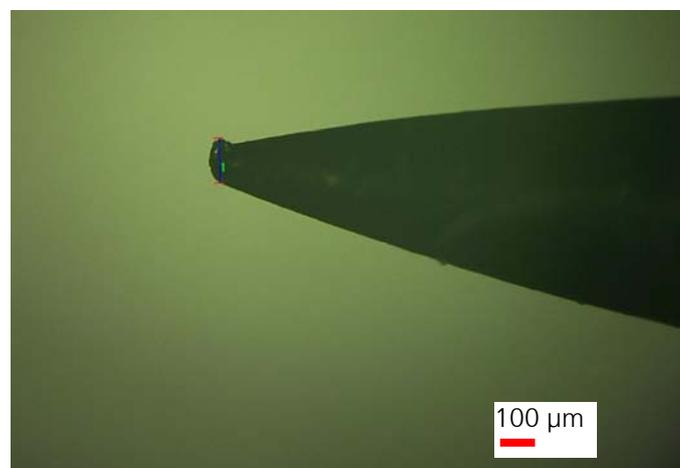
Unter Einsatz der BEMI-Manipulatoreinheit wurde eine Probe von Spiegeleisen (Zementitnadeln in austenitischer Matrix) mit diesem Prüfkopf abgetastet. Der Prüfkopf wurde mit der unter 4.2.2 beschriebenen Elektronik angesteuert, wobei der Feldstärkekanal zur Aufnahme der sekundär-

seitig induzierten Spannung genutzt wurde. Als ortsabhängig aufgenommene Prüfgröße diente die Amplitudenüberhöhung aufgrund der spitzen Maxima, welche nach einer Hochpassfilterung des Messsignals ermittelt wurde. Die folgende Abbildung zeigt, dass sich die unterschiedliche Permeabilität der Nadeln und der Matrix im Messsignal abbilden. Um die Isotropie der Messempfindlichkeit nachzuweisen, wurde die Probe um 45° sowie um 90° gedreht.



**Abbildung 69:** Flächenscans der Spitzensignalamplitude (hier mit DeltaP bezeichnet) bei einer Probenorientierung von 0°, 45° und 90° (v.l.n.r.) in der Scanebene (Magnetisierungsfrequenz: 44 Hz)

Augenscheinlich besitzt der Prüfkopf eine Ortsauflösung in der Größenordnung von ca. 100 μm. Wie folgende mikroskopische Abbildung einer weiteren Stecknadel der gleichen Serie darstellt, entspricht dies dem Durchmesser der Nadelspitze:



**Abbildung 70:** Mikroskopische Aufnahme der Stecknadelspitze

Es darf davon ausgegangen werden, dass ein direkter Zusammenhang zwischen dem Durchmesser der Nadelspitze und der Ortsauflösung besteht. In weiterführenden Untersuchungen sollten spitzere Nadeln eingesetzt werden, welche sich durch eine möglichst hohe Sättigungsflussdichte und Verschleißfestigkeit auszeichnen sollten. Darüber hinaus ist vorstellbar, mit derartigen Prüfköpfen dünne Schichten zu charakterisieren. Erste Tests an nitriertgehärteten Proben zeigten eine Abhängigkeit des Messsignals von der Dicke der Verbindungsschicht.

#### 4.2.8.4 Akustische Messung der dynamischen Magnetostriktion

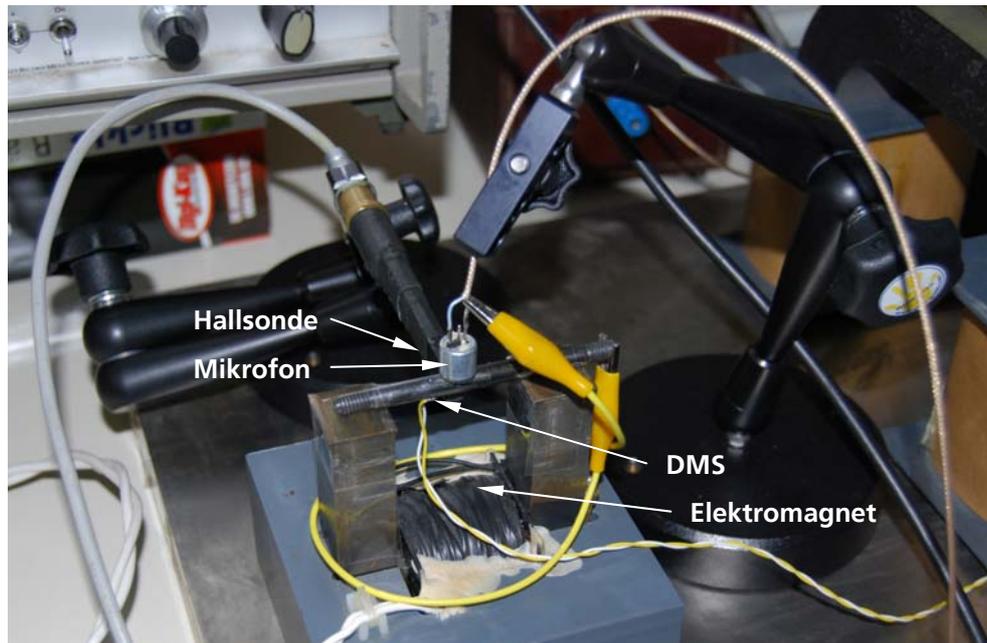
Mit dem Begriff „dynamische Magnetostriktion“ wird die erste Ableitung der Längsmagnetostriktion nach der Feldstärke bezeichnet. Eine qualitative Abbildung der dynamischen Magnetostriktion erfolgt unter Einsatz elektromagnetischer Ultraschall- (EMUS-) Wandler und entsprechender Prüfgeräte [Altp1990, Altp2002.1]. Einem magnetischen Wechselfeld hoher Amplitude und niedriger Frequenz (max. wenige 10 Hz) wird mithilfe des EMUS-Wandlers und einer entsprechenden Endstufe ein hochfrequentes Wechselfeld in kurzen Wellenpaketen (Bursts) überlagert. Die kurzzeitige Modulation des niederfrequenten Feldes am Ort des Wandlers bewirkt, abhängig von der Wandlergestaltung, eine magnetostriktive und/oder über Lorentz-Kräfte vermittelte mechanische Schwingungsanregung im Werkstoff. Bei geeigneter Auslegung des Wandlers ist eine vorwiegend magnetostriktive Anregung möglich. Auf der Empfängerseite kommt ebenfalls ein EMUS-Wandler zum Einsatz, welcher unter Ausnutzung des Villari-Effektes die Schwingungen des Werkstoffs in elektrische Spannungssignale umsetzt. Die Auftragung der Amplitude einzelner Echos aus dem A-Bild als Funktion der Feldstärke ist ein Maß für die dynamische Magnetostriktion des Werkstoffs.

Durch die Abbildung der magnetostriktiven Werkstoffeigenschaften erlaubt dieses Messverfahren eine hochempfindliche Eigenspannungsmessung. Eine Erweiterung des 3MA-Merkmalraumes um Prüfgrößen, welche die dynamische Magnetostriktion des Werkstoffs beschreiben, erhöht die Messempfindlichkeit und Genauigkeit bei der Messung von Eigenspannungen, Zugfestigkeit, Streckgrenze und Textur [Keff2007]. Es wird daher eine zweckmäßige technische Lösung zur Integration der dynamischen Magnetostriktionsanalyse in 3MA-Prüftechnik benötigt. Im Folgenden wird ein Lösungsansatz vorgestellt, welcher unter Zugrundelegung der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prüfgeräteplattform kostengünstig realisierbar ist.

Bei der Überlagerungspermeabilitäts- und Wirbelstromprüfung mit 3MA-NF-Sensoren ist die Abfolge der Überlagerungsfrequenzen deutlich hörbar, da die Frequenzen unterhalb von 20 kHz liegen. Hierbei handelt es sich, wie auch im Falle des bekannten Brummens von Transformatoren, vorwiegend um magnetostriktive Schallerzeugung. Es lag daher die Vermutung nahe, dass eine Messung der Lautstärke in verschiedenen Arbeitspunkten der Hystereseurve, z.B. unter Anwendung eines Mikrofons, eine Möglichkeit zur Messung der dynamischen Magnetostriktion darstellt.

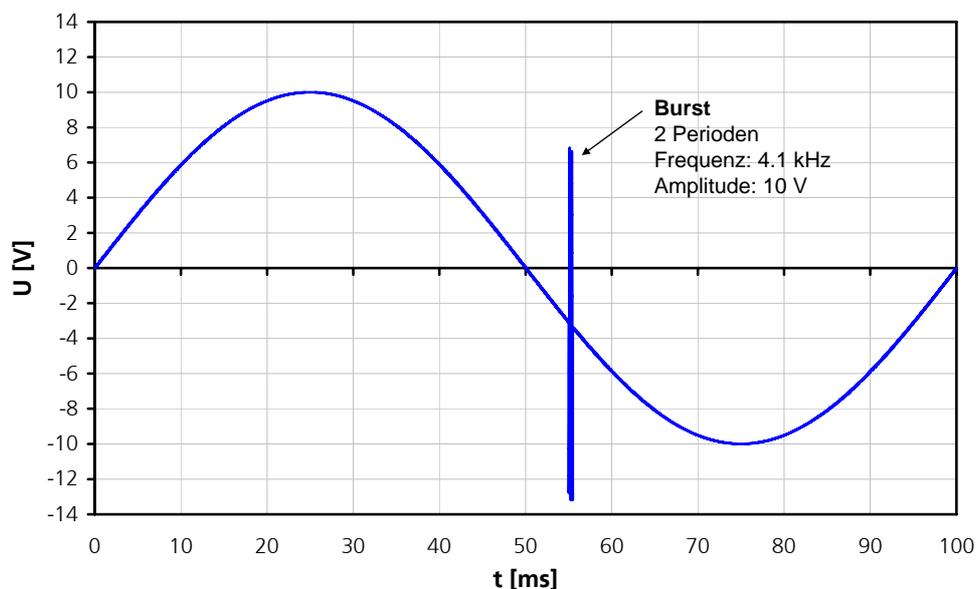
Um diese Hypothese zu überprüfen, wurde ein Versuchsaufbau erstellt, welcher die Magnetisierung und Schallerzeugung über einen einzigen Elektromagneten sowie den Empfang der Schallsignale über ein Mikrofon erlaubt. Zur Absicherung der Ergebnisse wurde darüber hinaus im

gleichen Versuchsaufbau die Magnetostriktion des Werkstoffs über einen Dehnungsmessstreifen (DMS) gemessen. Die folgende Abbildung zeigt ein Foto der Messanordnung:



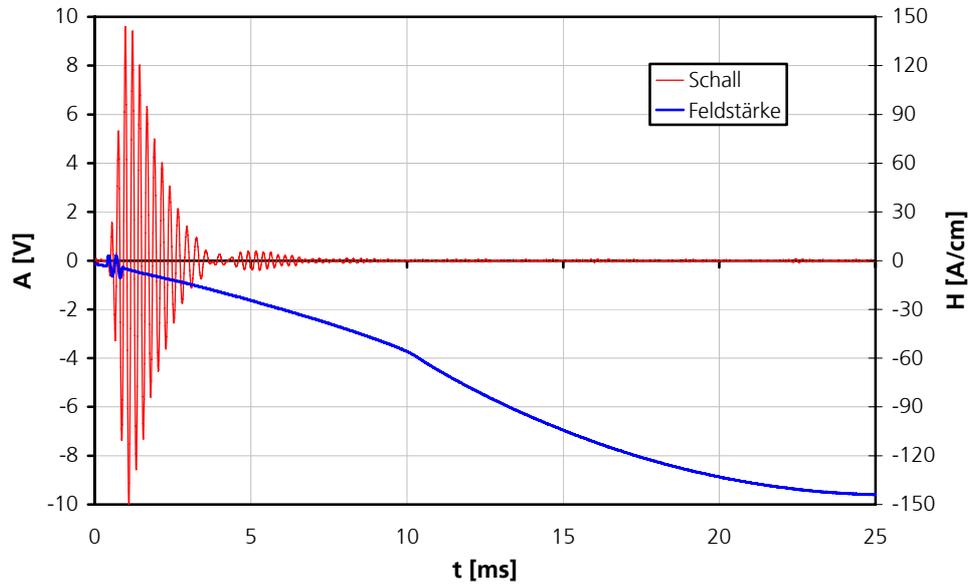
**Abbildung 71:** Versuchsaufbau zur akustischen Messung der dynamischen Magnetostriktion (zur Absicherung der beobachteten Effekte wurde zusätzlich die Längsmagnetostriktion über einen DMS gemessen)

Der zur Wechselfeldmagnetisierung ausgegebenen sinusförmigen Spannung mit einer Frequenz von 10 Hz wurde zur Schallanregung ein Burst, bestehend aus zwei Sinusperioden hoher Amplitude mit einer Frequenz von 4.1 kHz überlagert (Abbildung 72).



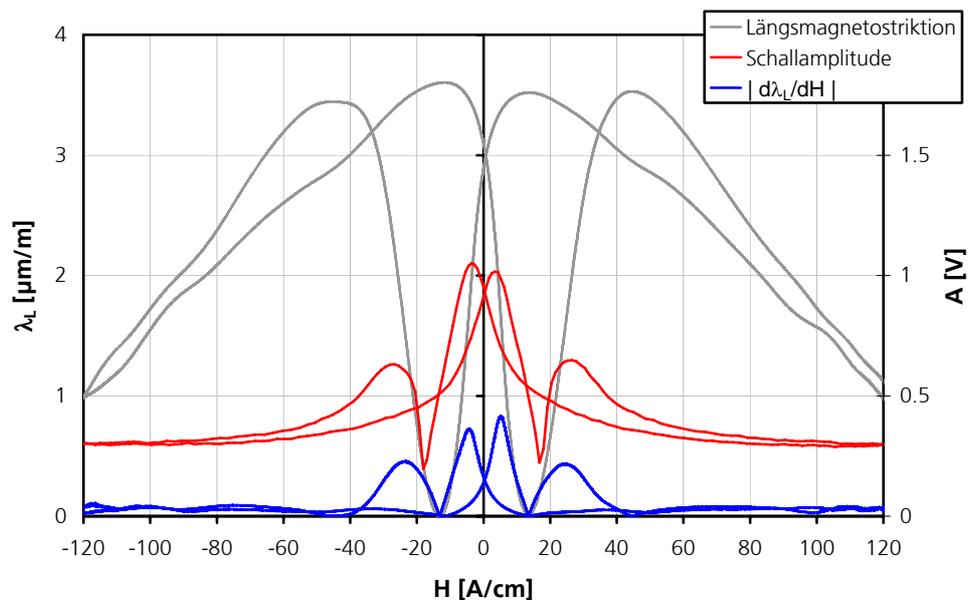
**Abbildung 72:** Über die Endstufe ausgegebene Magnetisierungsspannung (exemplarisch, da der Startzeitpunkt des Bursts variiert wird)

Die nachfolgende Abbildung zeigt einen Ausschnitt der gemessenen Zeitsignale der magnetischen Tangentialfeldstärke und der Schallwandlerspannung:



**Abbildung 73:** Ausschnitt aus den gemessenen Zeitsignalen der magnetischen Tangentialfeldstärke H und der Schallamplitude A, beginnend am Zeitpunkt der Burst-Erzeugung

Verschiebt man den Startzeitpunkt des Bursts schrittweise über die gesamte Periodendauer des niederfrequenten Anregungssignals hinweg, so erfolgt die Schallanregung in verschiedenen Arbeitspunkten der Magnetostriktionskurve. Eine Auftragung der Schallamplitude als Funktion der jeweils zum Zeitpunkt des Bursts vorherrschenden Feldstärke spiegelt die Merkmale der Ableitung der Längsmagnetostriktion nach der Feldstärke wider:



**Abbildung 74:** Längsmagnetostriktion  $\lambda_L$ , Betrag der Ableitung der Längsmagnetostriktion nach der Feldstärke sowie Schallamplitude A, jeweils als Funktion der Feldstärke (Werkstoff WB 36, Magnetisierungsfrequenz: 10 Hz, Burstfrequenz: 4.1 kHz, Wiederholrate: 10 Hz)

Mit diesem Ergebnis wurde ein Weg zur kostengünstigen, technisch einfachen Umsetzung der dynamischen Magnetostruktionsanalyse als neues Modul des 3MA-Ansatzes aufgezeigt. In weiterführenden Arbeiten können Algorithmen zur Auswertung der Signalverläufe entwickelt und die Spannungsabhängigkeit der Prüfgrößen beschrieben werden. Darüber hinaus können Wege zur industrietauglichen Integration des Schallaufnehmers in den Prüfkopf erarbeitet werden (hier bieten sich z.B. piezoelektrische Körperschallwandler an).

#### **4.2.9 Zukunftsperspektive**

In den vorangegangenen Abschnitten wurde das Potential der entwickelten messtechnischen Module demonstriert. Es existieren aber auch etliche Ansatzpunkte für eine Weiterentwicklung hin zu noch leistungsfähigeren, vielseitigeren Prüfsystemen:

- Eine Erweiterung des Frequenzbereiches der Barkhausenrauschenanalyse und der Wirbelstromprüfung in den MHz-Bereich hinein wäre wünschenswert, um die Messgenauigkeit bei der Ermittlung ausschließlich oberflächennaher Werkstoffeigenschaften weiter zu steigern. Dies kann z.B. durch Einsatz leistungsstärkerer D/A- und A/D-Wandler erfolgen, wird aber höchstwahrscheinlich eine Trennung von Gerät und Prüfkopf erforderlich machen. In diesem Falle ist die Digitalisierung der Signale im Prüfkopf anzustreben, damit die Messergebnisse vom Prüfgerät unabhängig sind.
- Leistungsendstufen der Klasse D (MOSFET-Halb- oder Vollbrücken, Spannungs- oder Strom-einprägung durch Pulsbreitenmodulation) erreichen hohe Effizienzen von über 80%. Hierdurch können hohe Magnetisierungsspannungen und -ströme bei geringen Wärmeverlusten erzielt werden. Tests mit einem 20 Watt-Klasse-D-Modul des Herstellers Texas Instruments haben gezeigt, dass bei Beachtung grundsätzlicher Regeln der Hochfrequenztechnik (kurze, symmetrische Leitungswege, Einsatz von Hochfrequenz-Siebkondensatoren, sorgsame Filterauslegung) keinerlei Beeinträchtigung der Messsignale durch Schaltfrequenzen der Endstufe feststellbar ist. Der Vorteil solcher Endstufen liegt im geringen Kühlungs- und Platzbedarf – selbst Endstufen mit Ausgangsleistungen von 300 W kommen mit sehr kleinen Kühlkörpern aus und sind vollständig in Form kleiner ICs erhältlich. Zukünftige Varianten der hier vorgestellten Prüfgeräteetechnik können solche Endstufen einsetzen, um auch sehr große Elektromagneten bei hohen Magnetfeldamplituden betreiben zu können.
- Das Konzept einer Minimal-Hardware, verbunden mit einer Verlagerung der Signalverarbeitung auf die Softwareseite, kann durch Modularisierung eine Einbindung weiterer Verfahren ermöglichen. Hierbei ist z.B. eine Auftrennung in eine Kommunikationseinheit (Schnittstelle

zum PC, Steuerung des Messablaufes), ein Endstufenmodul sowie mehrere Prüfkopfplatinen vorstellbar.

- Zukünftige Varianten der Software können schnelle Messabläufe realisieren, indem z.B. Frequenz- und Amplituden-Sweeps als kontinuierliche Wellenform während laufender Datenaufzeichnung und Signalauswertung ausgegeben werden. Hierdurch lässt sich die Parameteroptimierung im Vorfeld der Gerätekalibrierung erheblich beschleunigen, da nicht mehr, wie bisher, alle in Frage kommenden Frequenz- und Feldstärkekombinationen einzeln erprobt werden müssen. Darüber hinaus kann diese Art der Messung auch zur Charakterisierung von Werkstoffgradienten genutzt werden (vgl. Erläuterung in 5.1.2). Die softwareseitige Flexibilität ermöglicht eine schnelle Umsetzung solcher Sonderverfahren.

## 5 Anwendungsbeispiele aus der Praxis

Im Rahmen von Industrieprojekten und in einem öffentlich geförderten Forschungsvorhaben des IZFP konnte die neue Prüfgerätetechnik einer umfangreichen Erprobung unterzogen werden. Soweit es zeitlich und technisch möglich war, wurden Vergleiche mit dem 3MA-II-Prüfsystem durchgeführt.

### 5.1 Industrielle Anwendungen

Zu den häufigsten industriellen Anwendungen mikromagnetischer Werkstoffprüfung zählen die Bestimmung der mechanischen Härte und Härtetiefe sowie die Eigenspannungsbestimmung. In den folgenden Abschnitten werden Messergebnisse aus diesen Anwendungsbereichen aufgeführt, welche unter Einsatz der neu entwickelten Prüfgerätetechnik erhalten wurden.

#### 5.1.1 Messung der mechanischen Härte

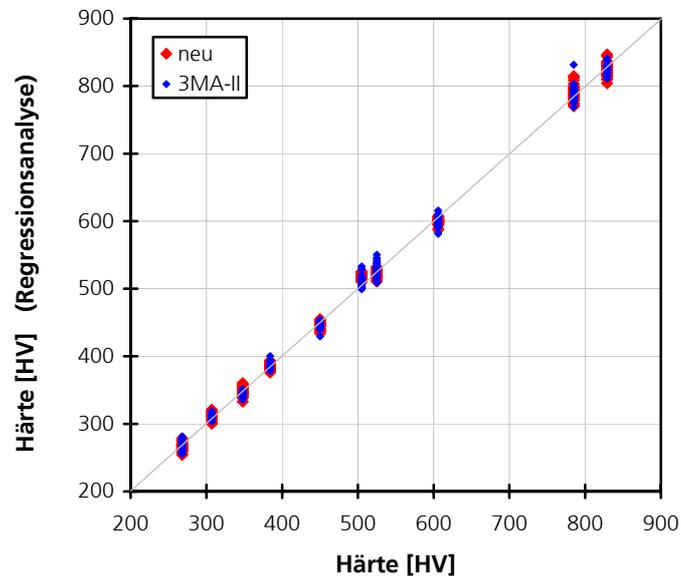
Das IZFP verfügt über einen Satz von Härtevergleichsplatten für den Bereich von 268 HV bis 829 HV, die zur Überprüfung konventioneller Härteprüfgeräte vorgesehen sind. An diesen Platten wird darüber hinaus ein klassisches Verhalten der mikromagnetischen Prüfgrößen als Funktion der Härte beobachtet, wodurch sie ausgezeichnete Testobjekte für die Inbetriebnahme und den Abgleich mikromagnetischer Prüfgeräte darstellen. Die Platten bestehen aus dem Werkstoff 1.2842, stammen jedoch aus unterschiedlichen Chargen und wurden mit verschiedenen Verfahren gehärtet. Folgende Abbildung zeigt ein Foto des Prüfgerätes und einiger Platten.



**Abbildung 75:** Härtevergleichsplatten, Prüfgerät

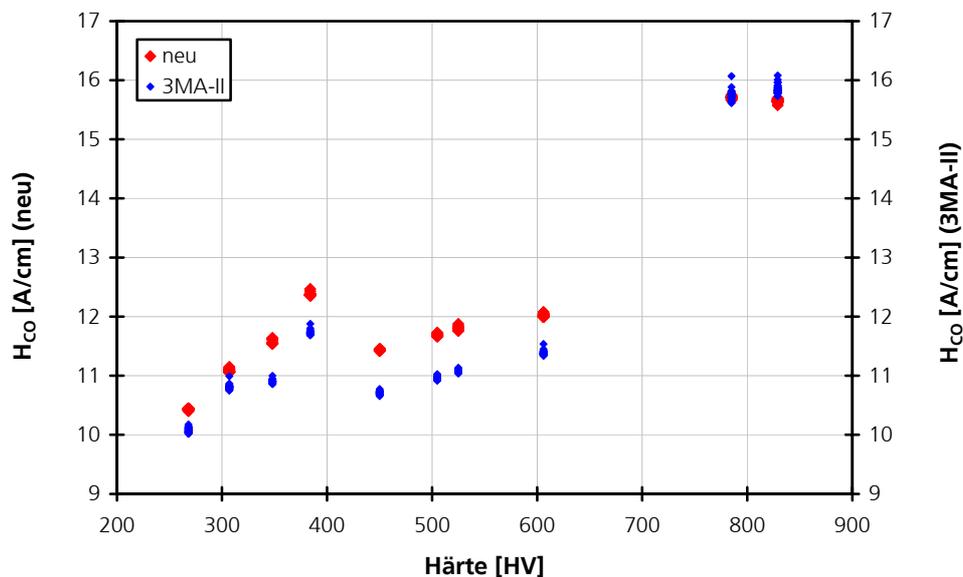
Der Probensatz wurde bei einer Magnetisierungsfrequenz von 50 Hz und einer Magnetfeldamplitude von 30 A/cm sowohl mit dem 3MA-II-Prüfsystem bei Verwendung eines Standardprüfkop-

fes als auch mit dem neuen Prüfgerät untersucht. Beide Prüfsysteme wurden mittels Regressionsanalyse zur Bestimmung der Vickers-Härte kalibriert und erzielten ein hohes Bestimmtheitsmaß ( $R^2$ ) sowie niedrige Standardfehler (RMSE) bei der Gegenüberstellung der zerstörungsfrei ermittelten und der tatsächlichen Vickers-Härte:

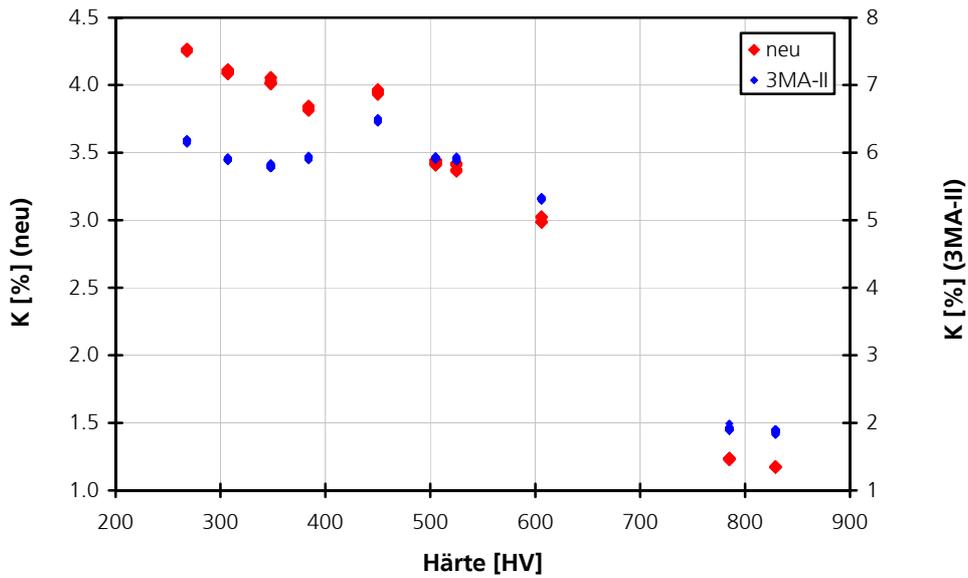


**Abbildung 76:** Korrelation zwischen zerstörungsfrei bestimmter und tatsächlicher Vickers-Härte (3MA-II:  $R^2 = 0.998$ , RMSE = 8.4 HV; neu:  $R^2 = 0.998$ , RMSE = 8.9 HV)

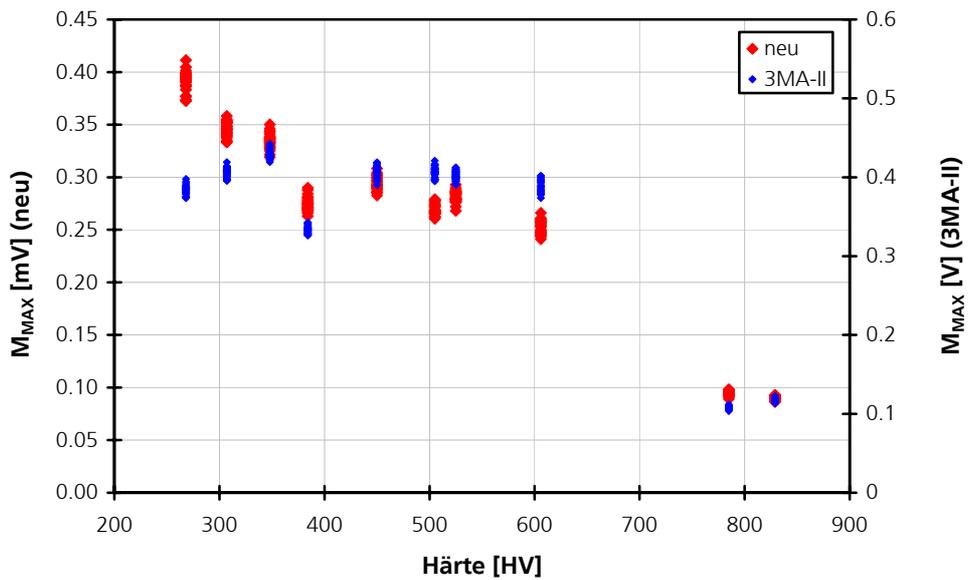
Die folgenden Abbildungen zeigen anhand einiger Beispiele, dass mit beiden Systemen ähnliche Prüfgrößenverläufe als Funktion der Härte und eine geringe Messwertstreuung erhalten wurden:



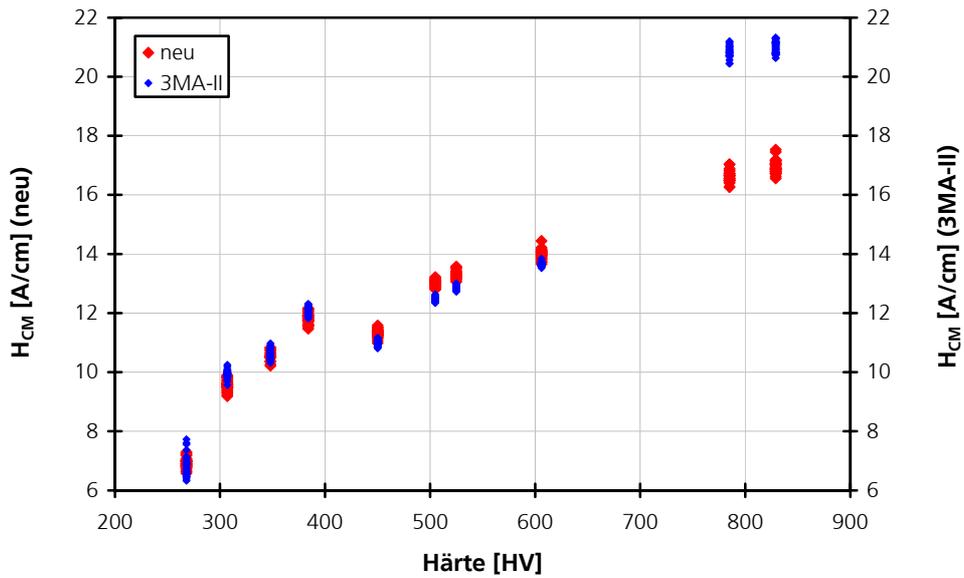
**Abbildung 77:** Näherungswert der Koerzitivfeldstärke gemäß Oberwellenanalyse ( $H_{CO}$ ) als Funktion der Vickers-Härte (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm)



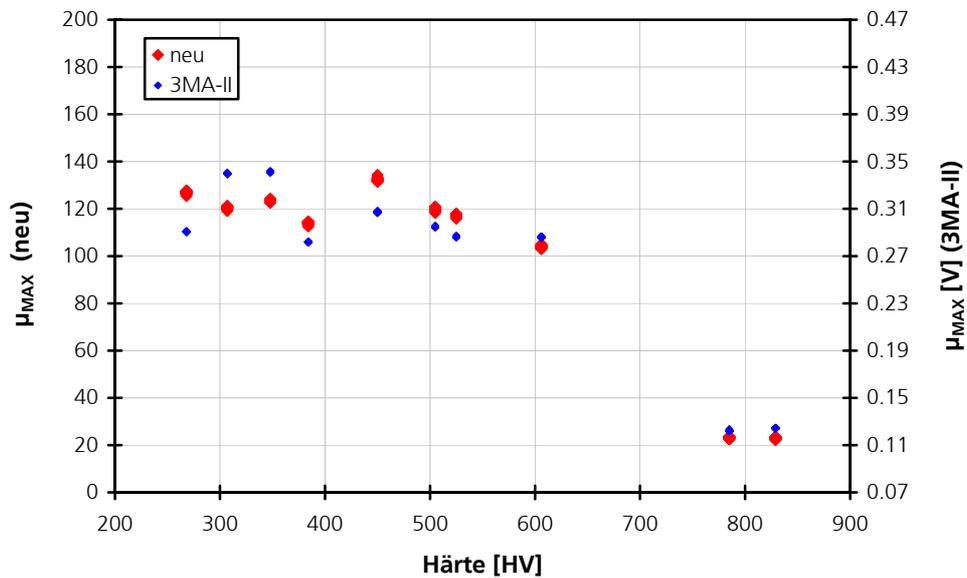
**Abbildung 78:** Klirrfaktor (K) als Funktion der Vickers-Härte (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm)



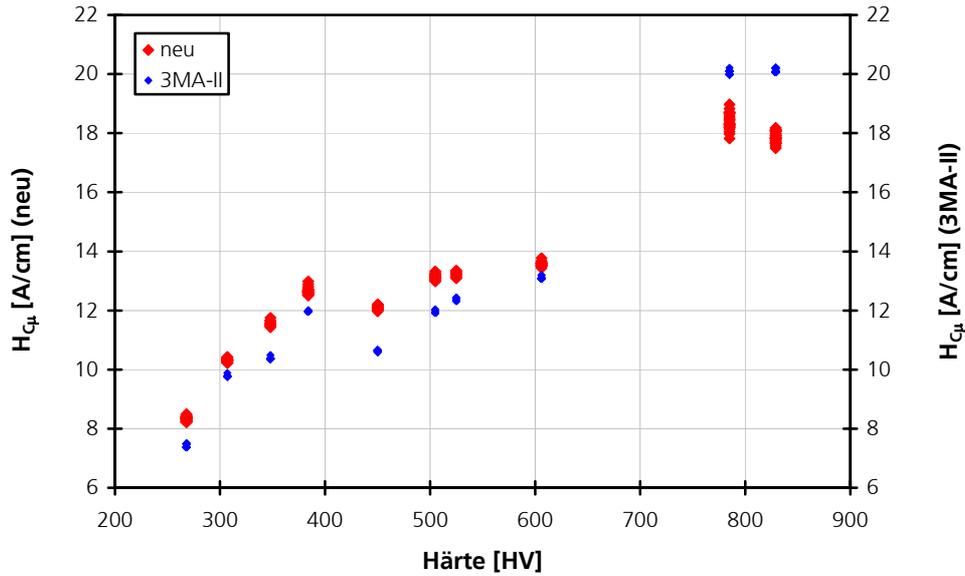
**Abbildung 79:** Maximale Barkhausenrauschamplitude ( $M_{MAX}$ ) als Funktion der Vickers-Härte (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm; Analysierfrequenzbereich 3MA-II: 100 kHz – 1 MHz; Analysierfrequenzbereich neu: 2 – 24 kHz)



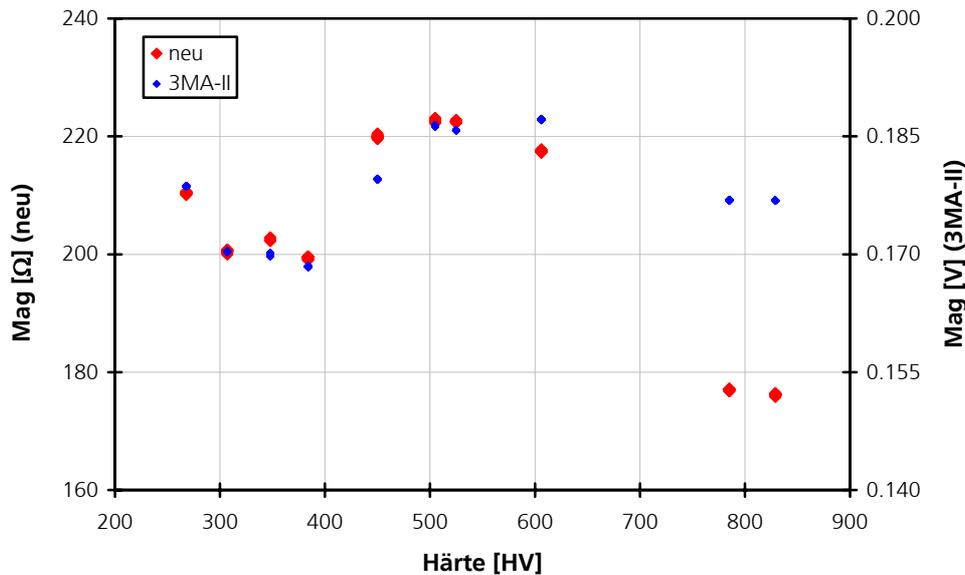
**Abbildung 80:** Koerzitivfeldstärke gemäß Barkhausenrauschenanalyse ( $H_{CM}$ ) als Funktion der Vickers-Härte (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm; Analysierfrequenzbereich 3MA-II: 100 kHz – 1 MHz; Analysierfrequenzbereich neu: 2 – 24 kHz)



**Abbildung 81:** Maximale Überlagerungspermeabilität ( $\mu_{MAX}$ ) als Funktion der Vickers-Härte (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm; Überlagerungsfrequenz 3MA-II: 150 kHz; Überlagerungsfrequenz neu: 1 kHz)



**Abbildung 82:** Koerzitivfeldstärke gemäß Überlagerungspermeabilitätsanalyse ( $H_{Ct}$ ) als Funktion der Vickers-Härte (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm; Überlagerungsfrequenz 3MA-II: 150 kHz; Überlagerungsfrequenz neu: 1 kHz)



**Abbildung 83:** Betrag der Wirbelstrom-Transferimpedanz ( $Mag$ ) als Funktion der Vickers-Härte (Magnetisierungsfrequenz: 50 Hz, Magnetfeldamplitude: 30 A/cm; Überlagerungsfrequenz 3MA-II: 100 kHz; Überlagerungsfrequenz neu: 1 kHz)

Trotz grundsätzlich ähnlicher Prüfgrößenverläufe fallen teilweise Abweichungen im sehr niedrigen und im sehr hohen Härtebereich auf. Nähere Untersuchungen haben gezeigt, dass diese Unterschiede vorwiegend auf die Exemplarstreuung der Prüfsysteme zurückzuführen sind. Ein Vergleich mehrerer 3MA-II-Prüfköpfe gleicher Bauform untereinander offenbarte Abweichungen ähnlicher Art und Stärke wie in den obigen Abbildungen.

Bei der Beurteilung der Unterschiede ist zu darüber hinaus berücksichtigen, dass für die meisten der genutzten mikromagnetischen Prüfgrößen kein Referenzverfahren existiert, unter dessen Anwendung die „richtigen“ Messwerte ermittelt werden könnten. Aufgrund der Formgebung der Proben ist beispielsweise eine klassische Hysteresemessung praktisch unmöglich. In den Ergebnissen äußert sich die dem Experten bekannte Tatsache, dass die Bauform mikromagnetischer Prüfgeräte einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Messergebnisse besitzt. Allerdings zeigte das neue Prüfsystem tendenziell eindeutigere Verläufe der Prüfgrößen als Funktion der Härte (Beispiele hierfür sind  $M_{MAX}$ ,  $K$  und  $H_{CM}$ ), was für die korrekte Durchführung der Verfahren spricht.

### 5.1.2 Bestimmung der Randhärte tiefe

Mechanisch stark belastete Bauteile aus dem Automobilbereich, wie z.B. Getriebe- und Lenkungsbauteile, werden häufig induktiv gehärtet. Dabei erregt man mit einem Induktor Wirbelströme im Bauteil, die es bis zu einer frequenz- und zeitabhängigen Tiefe genügend aufheizen, um beim anschließenden Abschrecken eine Martensitbildung in der Randschicht zu bewirken. Die erzielte Randhärte tiefe (Rht) ist ein entscheidendes Qualitätsmerkmal und muss innerhalb vorgegebener Grenzen liegen. Die konventionelle Rht-Bestimmung erfolgt stichprobenartig durch Aufschneiden von Bauteilen und Bestimmung des Härte-Tiefenverlaufs anhand von Mikrohärteeindrücken. Um eine 100%-Kontrolle der Rht durchzuführen, werden zerstörungsfreie Verfahren benötigt.

Die Bestimmung von Randhärte tiefen oberhalb von ca. 1.5 mm kann unter Einsatz des Ultraschall-Rückstreuverfahrens erfolgen [Schne2007]. Mittels eines Ultraschallwandlers wird eine Transversalwelle angeregt, welche an der Grenzfläche zwischen gehärtetem und ungehärtetem Gefüge reflektiert wird und im A-Bild als Echo erkennbar ist. Die Laufzeit bis zu diesem Echo erlaubt unter Kenntnis der Schallgeschwindigkeit eine Bestimmung der Rht. Liegt die Rht jedoch unterhalb von ca. 1.5 mm, so ist das Echo vom Ausklingen des Sendebursts überlagert und daher nicht auswertbar (man spricht hier von der „toten Zone“).

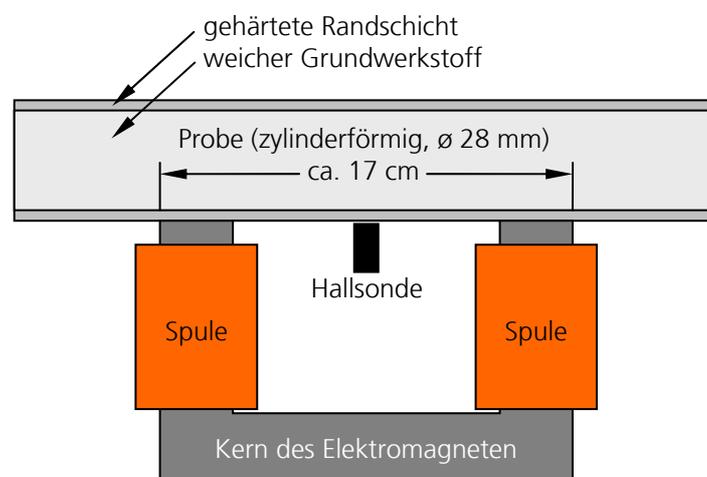
Die zerstörungsfreie Bestimmung von Randhärte tiefen im Bereich 0 – 3 mm kann mikromagnetisch erfolgen. Die Obergrenze von 3 mm ergibt sich aus der in der Praxis verfügbaren Messzeit, welche eine Mindestfrequenz und damit eine maximale Eindringtiefe des Wechselfeldes bedingt. Es existieren unterschiedliche Ansätze zur mikromagnetischen Rht-Bestimmung:

- Bei genügend tiefer Magnetisierungsfrequenz spiegeln die mikromagnetischen Prüfgrößen sowohl die Eigenschaften der gehärteten Randschicht als auch diejenigen des Grundwerkstoffes wider. Sofern die Werkstoffeigenschaften der harten und weichen Bereiche nur gerin-

gen Schwankungen unterliegen, bildet sich in den Prüfgrößen indirekt die Dicke der Randschicht ab. Eine Kalibrierung mittels Regressionsanalyse erlaubt eine Berechnung von Näherungswerten der Rht aus den Prüfgrößenwerten. Vorteilhaft ist hierbei die geringe Prüfzeit. Störeinflüsse wie Eigenspannungen und chargenbedingte Werkstoffunterschiede können dieses Verfahren jedoch erschweren.

- In [Kern1987] und [Altp1996] wurde aufgezeigt, dass sich bei der Prüfung randschichtgehärteter Werkstoffe mit niedrigen Magnetisierungs- und Analysierfrequenzen zwei Maxima auf jeder Seite der Barkhausenrausch-Profilkurve ausbilden. Diese Maxima spiegeln die Eigenschaften der gehärteten Randschicht und des Grundgefüges wider, ähnlich wie im Falle nitriergehalteter Oberflächen (vgl. 5.1.3). Eine Auswertung dieser Maxima erlaubt eine Rht-Bestimmung. Das Verfahren setzt allerdings untere Analysierfrequenzen im Hz-Bereich und somit Magnetisierungsfrequenzen unterhalb von 1 Hz voraus, wenn Rht-Werte im mm-Bereich bestimmt werden müssen. Die Messung nimmt dadurch viel Zeit in Anspruch.
- In [Yash2002] wurden Überlagerungspermeabilitätskurven randschichtgehärteter Werkstoffe simuliert und deren qualitative Übereinstimmung mit gemessenen Kurven belegt. Aufgrund der unterschiedlichen Koerzitivfeldstärken der Randschicht und des Grundgefüges treten auch hier zwei Maxima auf, deren Amplituden eine Abhängigkeit von der Rht besitzen. Die Interpretation erfolgt analog zu derjenigen des Barkhausenrauschens.

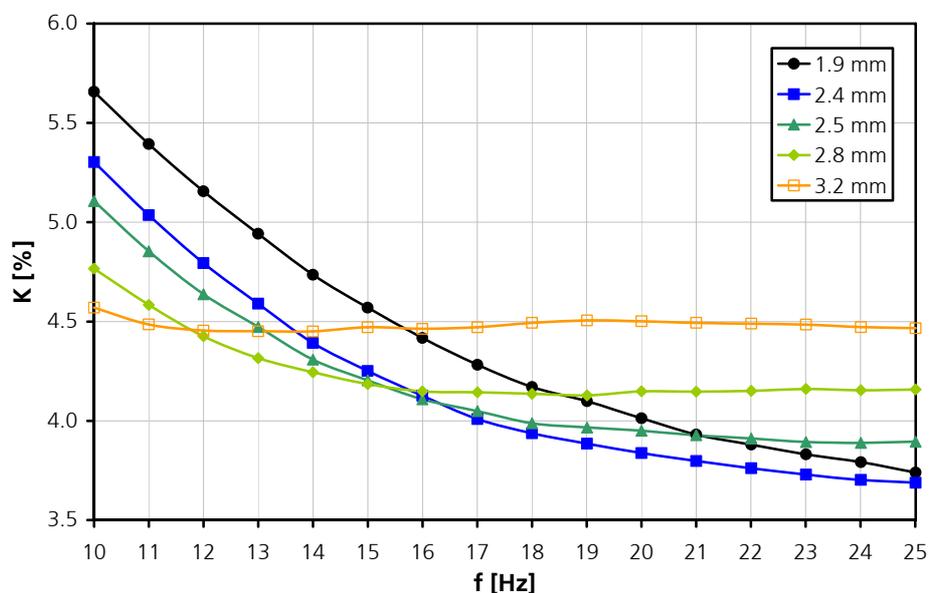
Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine Methode der Rht-Bestimmung erprobt, welche unmittelbar auf der Frequenzabhängigkeit der Eindringtiefe (Skinneffekt) basiert. Es wurden hierzu die Verläufe mikromagnetischer Prüfgrößen als Funktion der Magnetisierungsfrequenz aufgezeichnet. Zunächst wurden im Laboraufbau randschichtgehärtete zylinderförmige Proben mit Rht-Werten zwischen 1.9 und 3.2 mm unter Einsatz folgender Messanordnung betrachtet:



**Abbildung 84:** Schematische Darstellung der Messanordnung zur Bestimmung von  $K(f)$ -Kurven

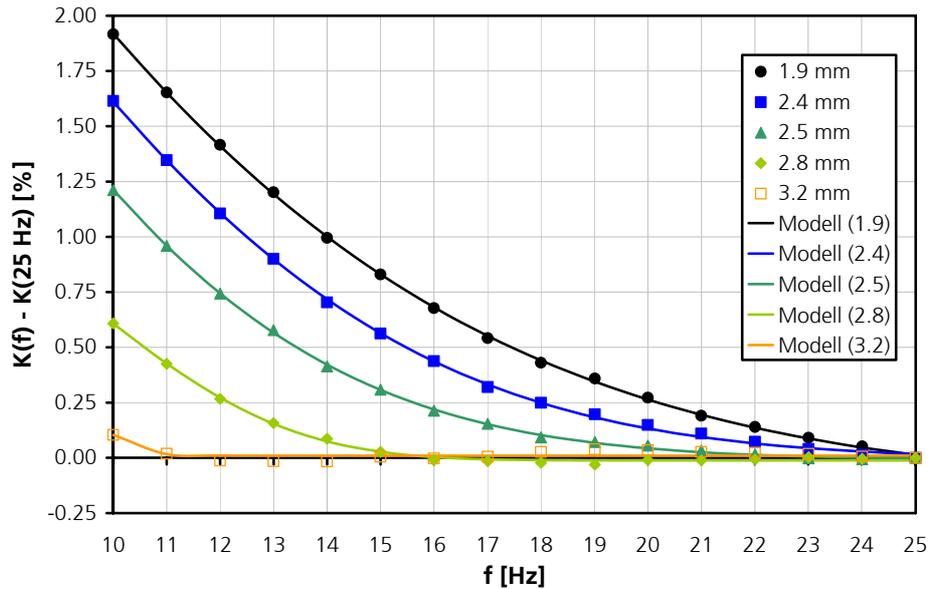
Es wurde festgestellt, dass insbesondere der Frequenzgang des Klirrfaktors Rückschlüsse auf die Rht zulässt. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass bei hohen Magnetisierungsfrequenzen ausschließlich die gehärtete Randschicht durchflutet wird (niedriger Klirrfaktor), während mit sinkender Magnetisierungsfrequenz der weiche Grundwerkstoff in den magnetischen Kreis eintritt, wodurch der Klirrfaktor ansteigt. Die Prüfgrößen der magnetischen Barkhausenrauschanalyse sowie der Wirbelstrom- und Überlagerungspermeabilitätsanalyse zeigten hingegen keine einfach interpretierbaren Verläufe als Funktion der Magnetisierungsfrequenz, was auf die verhältnismäßig geringe Analysiertiefe dieser Verfahren bei den genutzten Wirbelstrom-Prüffrequenzen im kHz-Bereich zurückzuführen ist.

Folgende Abbildung zeigt die gemessenen  $K(f)$ -Verläufe aller Proben im Frequenzbereich von 10 bis 25 Hz (höhere Frequenzen konnten aufgrund der hohen Impedanz der Magnetisierungsvorrichtung nicht mit verzerrungsarmer Spulenspannung erzeugt werden):



**Abbildung 85:** Im Laboraufbau gemessene  $K(f)$ -Kurven der zylinderförmigen Proben unterschiedlicher Rht (Magnetfeldamplitude: 35 A/cm)

Der Klirrfaktor verläuft mit fallender Frequenz zunächst nahezu konstant, bis er unterhalb einer bestimmten Grenzfrequenz ansteigt. Die Abhängigkeit dieser Grenzfrequenz von der Rht ist leicht erkennbar, wenn man die Kurven, wie in der folgenden Abbildung geschehen, relativ zum Messwert bei der höchsten Frequenz darstellt.



**Abbildung 86:** K(f)-Kurven aus Abbildung 85, relativ zu K(25 Hz) dargestellt, sowie Modellkurven, die den Messdaten angepasst wurden

Es konnte nachgewiesen werden, dass die Kurven einen exponentiellen Verlauf besitzen. Folgendes Modell konnte allen Messdaten mit äußerst geringem Fehler angepasst werden (vgl. Abbildung 86):

$$K(f) = a + b \cdot e^{-cf^d} \quad (5.1)$$

Die Parameter des Modells sind a, b, c und d. Der Parameter d kann festgelegt werden. Es wurde festgestellt, dass mit d = 0.5 stets sehr gute Anpassungen gefunden werden, aber der Fehler ließ sich durch Freigabe von d als Optimierungsziel weiter verringern.

Die Grenzfrequenz wurde als diejenige Frequenz definiert, bei welcher der Klirrfaktor seinen Wert im Unendlichen (Modellparameter a) um einen kleinen, festen Schwellwert  $\Delta K$  überschreitet. Die Grenzfrequenz  $f_g$  lässt sich damit direkt berechnen:

$$f_g = \sqrt[d]{\frac{1}{c} \ln\left(\frac{b}{\Delta K}\right)} \quad (5.2)$$

Folgende Grenzfrequenzen ergeben sich für die oben dargestellten Kurven mit  $\Delta K = 0.2\%$ :

Rht [mm]	$f_g$ [Hz]
1.9	23.4
2.4	18.8
2.5	16.3
2.8	12.7
3.2	9.7

**Tabelle 21:** Rht-Werte und aus den jeweiligen K(f)-Kurven errechnete Grenzfrequenzen

Der Vorteil der Rht-Bestimmung anhand der  $K(f)$ -Kurven besteht darin, dass der Absolutwert des Klirrfaktors irrelevant ist, womit alle Werkstoffeigenschaften, die keinen Tiefengradienten aufweisen, aus der Betrachtung entfallen. Darüber hinaus erlaubt die Modellfunktion eine Bestimmung der Grenzfrequenz auch dann, wenn nur wenige Punkte des gesamten Kurvenverlaufs gemessen wurden. Die Grenzfrequenz muss dabei nicht zwingend innerhalb des durch Messdaten abgedeckten Frequenzbereiches liegen.

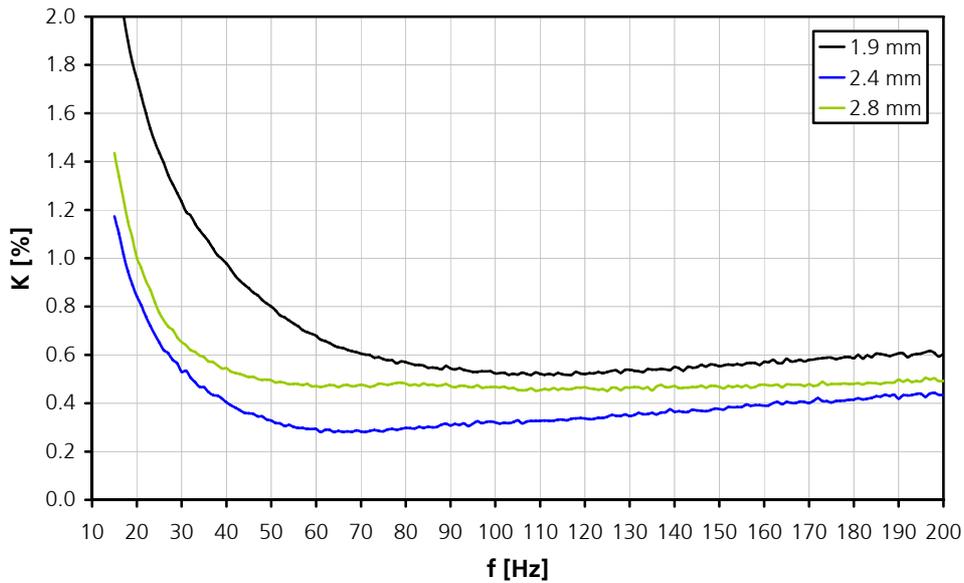
In Abbildung 85 fällt darüber hinaus auf, dass der Klirrfaktor bei hohen Prüffrequenzen mit der Rht steigt, während er bei niedrigen Prüffrequenzen mit der Rht fällt. Das Verhalten im niedrigen Frequenzbereich ist leicht nachvollziehbar, da das ummagnetisierte Volumen mit steigender Rht zunehmend aus gehärtetem Werkstoff besteht, so dass der Klirrfaktor fällt. Im Bereich hoher Frequenzen wird lediglich der oberflächennahe Werkstoff betrachtet. Vermutlich sind Zugeigenstresspannungen in Längsrichtung, welche infolge des Abschreckens entstanden sind, die Ursache für die höheren Oberflächenklirrfaktoren von Proben höherer Rht.

Im Hinblick auf die Möglichkeit, unter Einsatz des neuen Prüfsystems schnelle Durchläufe eines Magnetisierungsfrequenzbereiches mithilfe einer einfachen Softwareänderung realisieren zu können, wurde ein Teil des Probensatzes mit diesem System untersucht.



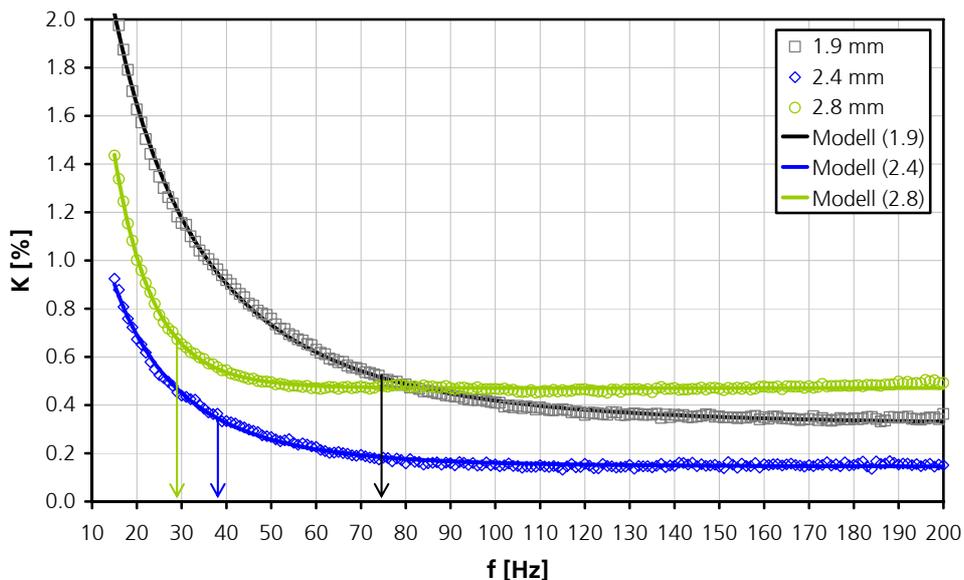
**Abbildung 87:** Neues Prüfsystem und eine der randschichtgehärteten zylinderförmigen Proben (der vorne erkennbare Dehnungsmessstreifen wurde in anderen Versuchen benötigt)

Da die geringste Magnetisierungsfrequenz des Prüfsystems bei 10 Hz liegt und in der Nähe dieser Frequenz ein abweichendes Übertragungsverhalten der Endstufe zu erwarten ist, wurde die Messung bei 15 Hz begonnen. Die Frequenz wurde in Schritten von 1 Hz bis zum Erreichen von 200 Hz erhöht. Diese Messung wurde für Magnetfeldamplituden von 10 bis 80 A/cm in Schritten von 10 A/cm durchgeführt. Die Messung wurde an drei Proben durchgeführt, welche Randhärte-tiefen von 1.9, 2.4 und 2.8 mm besaßen. Die folgende Abbildung zeigt die bei einer Amplitude von 60 A/cm erhaltenen  $K(f)$ -Kurven:



**Abbildung 88:** Klirrfaktor (K) als Funktion der Magnetisierungsfrequenz (f), gemessen mit dem neuen Prüfsystem an drei Proben mit Rht von 1.9, 2.4 und 2.8 mm (Amplitude: 60 A/cm)

Man erkennt, dass sich die Proben auf ähnliche Weise unterscheiden wie in Abbildung 86. Es war jedoch festzustellen, dass der Kurvenverlauf in hohem Maße von der Magnetfeldamplitude abhängt, und dass der Klirrfaktor nicht bei allen Magnetfeldamplituden mit steigender Frequenz konstant bleibt. Bei hohen Magnetfeldamplituden bestand jenseits der Grenzfrequenz die Tendenz zum Anstieg mit der Frequenz, bei niedrigen Magnetfeldamplituden die Tendenz zum Fallen mit steigender Frequenz. Es liegt nahe, eine optimale Magnetfeldamplitude so zu definieren, dass ein Kurvenverlauf erhalten wird, welcher sich durch einen oberhalb der Grenzfrequenz konstanten Klirrfaktor auszeichnet. Abbildung 89 zeigt einen Vergleich entsprechender K(f)-Kurven:



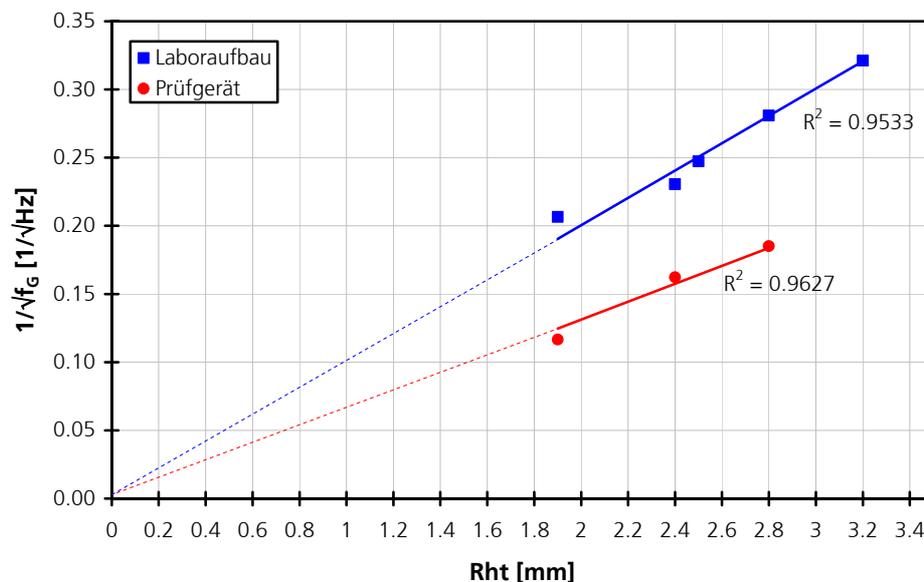
**Abbildung 89:** Bei individuell optimierten Magnetfeldamplituden unter Nutzung des neuen Prüfsystems aufgenommene K(f)-Verläufe sowie jeweils angepasste Modellkurven. Die Pfeile geben die aus dem Modell ermittelten Grenzfrequenzen für  $\Delta K = 0.2\%$  an.

Auch diesen Kurven konnte die oben beschriebene Modellfunktion mit hoher Genauigkeit angepasst werden. Folgende Grenzfrequenzen wurden für  $\Delta K = 0.2\%$  ermittelt:

Rht [mm]	$f_g$ [Hz]
1.9	73.6
2.4	38.0
2.8	29.2

**Tabelle 22:** Rht-Werte und aus den K(f)-Kurven errechnete Grenzfrequenzen (Messung mit neuem Prüfsystem)

Obleich die wenigen im Laboraufbau und mit dem neuen Prüfsystem aufgenommenen Messkurven keine ausreichende Datenbasis für eine Verallgemeinerung der beobachteten Zusammenhänge darstellen, zeigt Abbildung 90, dass die Rht zumindest in allen hier betrachteten Fällen mit dem Kehrwert der Wurzel der Grenzfrequenz  $f_g$  linear korreliert ist. Diese Korrelation wurde im Hinblick auf Gleichung (2.29) erwartet, da die Kurvenverläufe offensichtlich durch den Skineffekt beeinflusst sind.



**Abbildung 90:** Korrelation zwischen der Rht und dem Kehrwert der Wurzel der Grenzfrequenz, jeweils für die Messungen im Laboraufbau und die Messungen unter Nutzung des neuen Prüfsystems

Es gilt hier offensichtlich

$$Rht \approx \frac{k}{\sqrt{f_g}} \quad , \quad (5.3)$$

wobei  $k$  ein vom Messaufbau und Werkstoff abhängiger Parameter ist. Im Falle des Laboraufbaus betrug  $k = 10.0 \text{ mm}\cdot\sqrt{\text{Hz}}$ , im Falle des Prüfgerätes  $k = 15.2 \text{ mm}\cdot\sqrt{\text{Hz}}$ . Die Existenz dieses Unterschiedes ist in Anbetracht der unterschiedlichen Magnetfeldhomogenität zu verstehen.

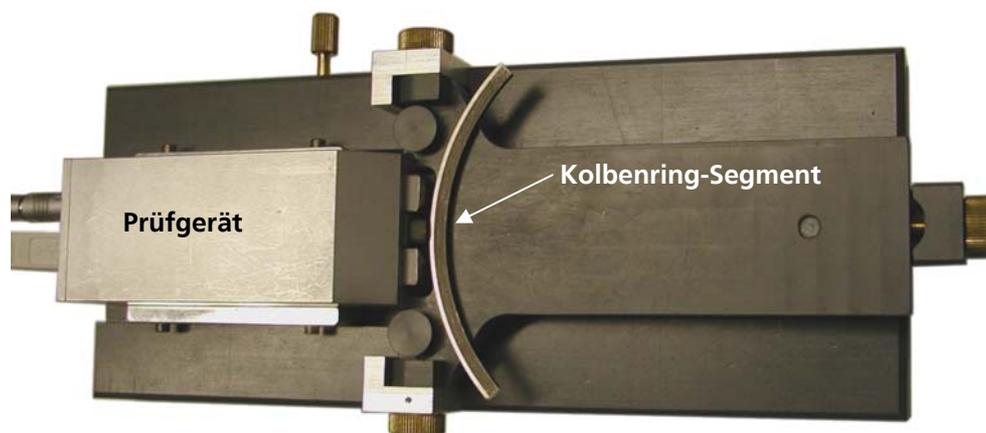
In weiterführenden Arbeiten sollte dieser Zusammenhang statistisch abgesichert werden. Darüber hinaus könnte die Fragestellung beantwortet werden, welche Prüfkopfbauf orm für diese Methode der Rht-Bestimmung optimal geeignet ist.

### 5.1.3 Bestimmung der Nitrierhär tetiefe

Die dem Zylinder zugewandte Oberfläche von Kolbenringen wird zum Schutz vor reibungsbedingtem Verschleiß nitriert. Die erzielte Nitrierhär tetiefe wird durch Mikrohär teeindrücke oder Gefügebildanalyse an einer Schnittfläche beurteilt, was mit der Zerstörung des Bauteils verbunden ist und daher nur stichprobenartig durchgeführt werden kann.

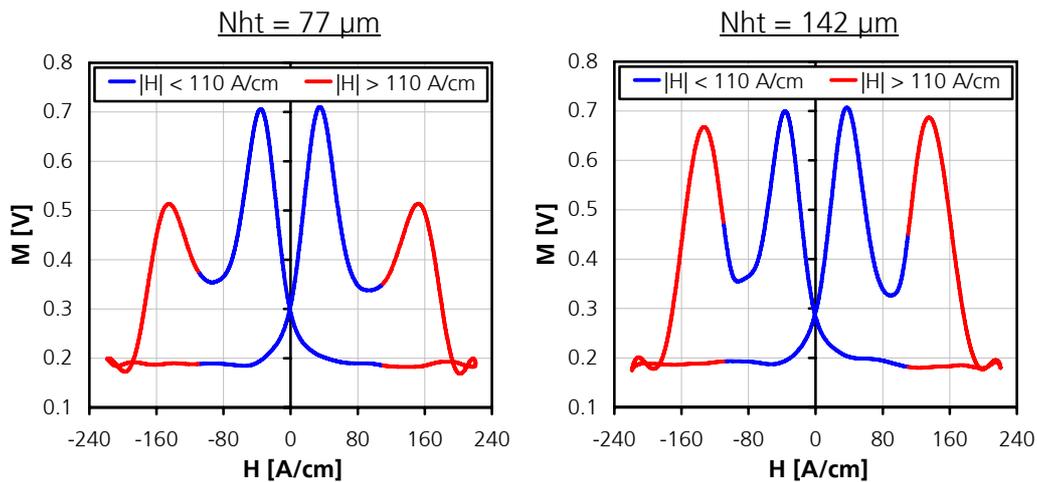
Durch eine mikromagnetische Werkstoffprüfung kann die Nitrierhär tetiefe zerstörungsfrei bestimmt werden. Dabei wird die Ausbildung zweier Maxima in der Barkhausenrauschprofilkurve ausgenutzt, wovon eines das Barkhausenrauschen des Grundwerkstoffes und ein weiteres dasjenige der gehärteten Randschicht wiedergibt (vgl. [Kern1987], [Altp1996] und [Yash2002]).

Am Beispiel eines Probensatzes von 40 Kolbenring-Segmenten unterschiedlicher Nht konnte die mikromagnetische Nht-Bestimmung unter Einsatz des entwickelten Prüfsystems untersucht werden. Die Proben wurden mit Hilfe einer Halterung definiert aufgesetzt (vgl. folgendes Foto):



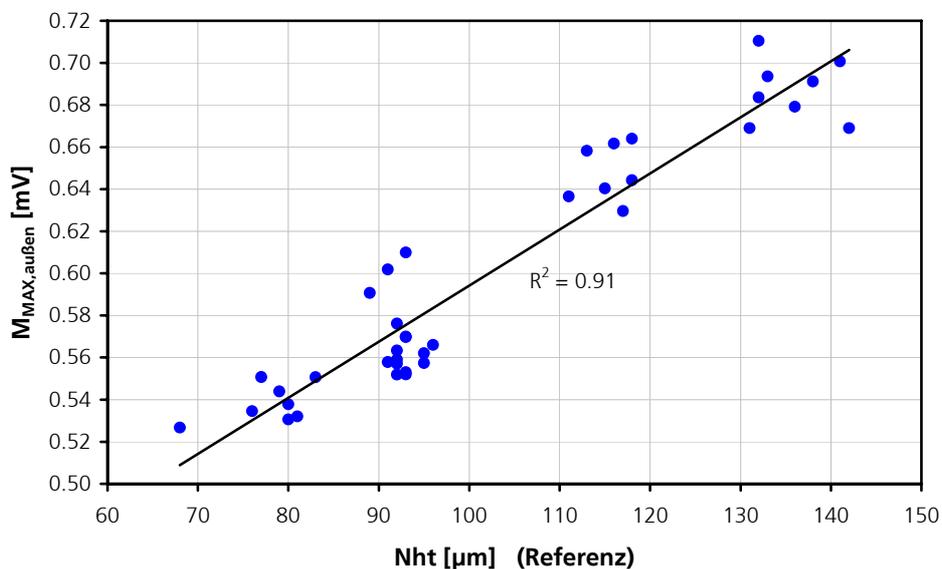
**Abbildung 91:** Aufbau zur mikromagnetischen Bestimmung der Nht an Kolbenringen

Die Proben wurden bei einer Magnetisierungsfrequenz von 25 Hz und einer verhältnismäßig hohen Magnetfeldamplitude von 220 A/cm mikromagnetisch charakterisiert. Die folgende Abbildung erläutert den Messeffekt anhand der Barkhausenrausch-Profilkurven zweier Kolbenringe mit unterschiedlicher Nht:



**Abbildung 92:** Barkhausenrausch-Profilkurven für Kolbenringe mit einer Nht von 77 µm (linkes Diagramm) bzw. 142 µm (rechtes Diagramm) (Magnetisierungsfrequenz: 25 Hz; analysierter Frequenzbereich des Barkhausenrauschens: 2–24 kHz)

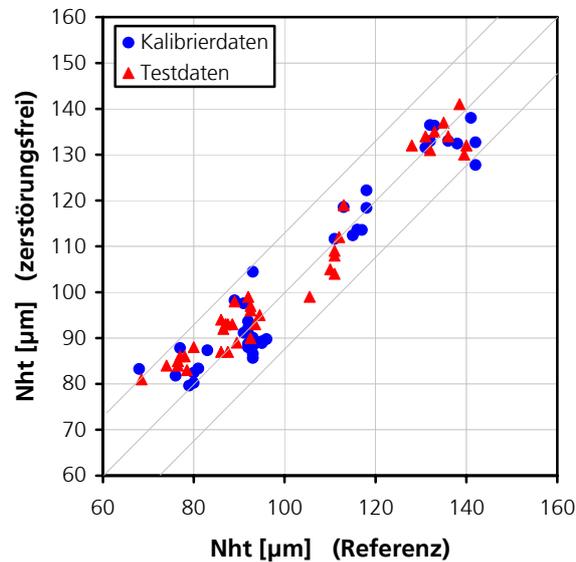
Man erkennt, dass die Amplitude der inneren Maxima (niedriger Feldstärkebetrag) nahezu konstant ist, während diejenige der äußeren Maxima (hoher Feldstärkebetrag) eine Abhängigkeit von der Nht aufweist. Die Software des neuen Prüfsystems erlaubte eine getrennte Auswertung beider Maxima (vgl. farbliche Hervorhebung der beiden Teilkurven in den obigen Diagrammen). Es besteht eine lineare Korrelation zwischen der Amplitude des äußeren Maximums und der Nht, wie Abbildung 93 zeigt:



**Abbildung 93:** Maximale Amplitude  $M_{\text{MAX,außen}}$  der Barkhausenrausch-Profilkurve im Feldstärkebereich  $|H| > 110 \text{ A/cm}$  als Funktion der Nitrierhärte (Nht)

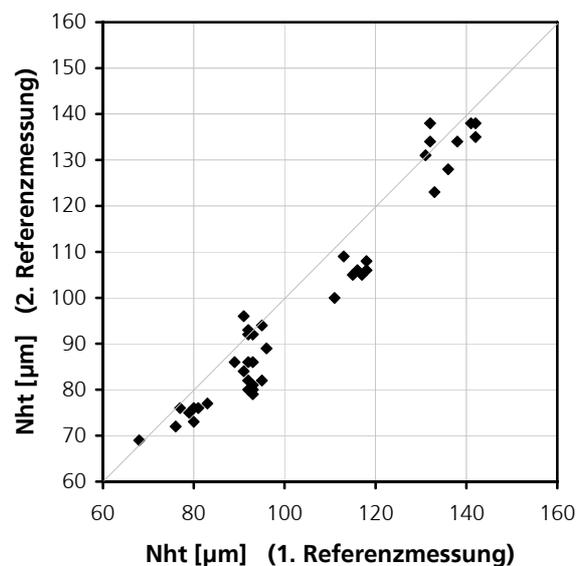
Das Prüfsystem wurde mittels Regressionsanalyse kalibriert, wobei die aus der Barkhausenrausch-Profilkurve abgeleiteten Prüfgrößen den wesentlichen Beitrag leisteten. Die Kalibrierung erreichte einen Standardfehler (RMSE) von 7.3 µm (95%-Vertrauensintervall:  $\pm 14.6 \text{ µm}$ ). Abbildung 94 zeigt die Korrelation zwischen der zerstörungsfrei bestimmten Nht und den vom

Auftraggeber ermittelten Referenzwerten sowohl anhand der Kalibrierdaten als auch von Testmessungen, die durch den Auftraggeber an 40 weiteren, dem System unbekanntem Kolbenringen durchgeführt wurden. Alle Testmessungen lagen innerhalb des Vertrauensintervalls.



**Abbildung 94:** Korrelation zwischen zerstörungsfrei bestimmter Nht und den jeweiligen Referenzwerten für Kalibrierdaten und für Testmessungen des Auftraggebers an weiteren 40 Ringen (graue Linien kennzeichnen Idealverlauf und Grenzen des 95%-Vertrauensintervalls)

Der Auftraggeber hat die Referenzmessung der 40 Testproben zweimal an benachbarten Positionen durchgeführt, so dass die Genauigkeit des Referenzverfahrens abgeschätzt werden konnte. Abbildung 95 zeigt eine Auftragung des zweiten Messergebnisses über dem ersten (in Abbildung 94 wurden die Mittelwerte beider Messungen als Referenzwert genutzt).



**Abbildung 95:** Wiederholgenauigkeit des Referenzverfahrens

Die Referenzmessung besitzt mit  $RMSE = 7.6 \mu m$  etwa den gleichen Standardfehler wie die Kalibrierung des zerstörungsfreien Systems. Es ist somit davon auszugehen, dass der Standardfeh-

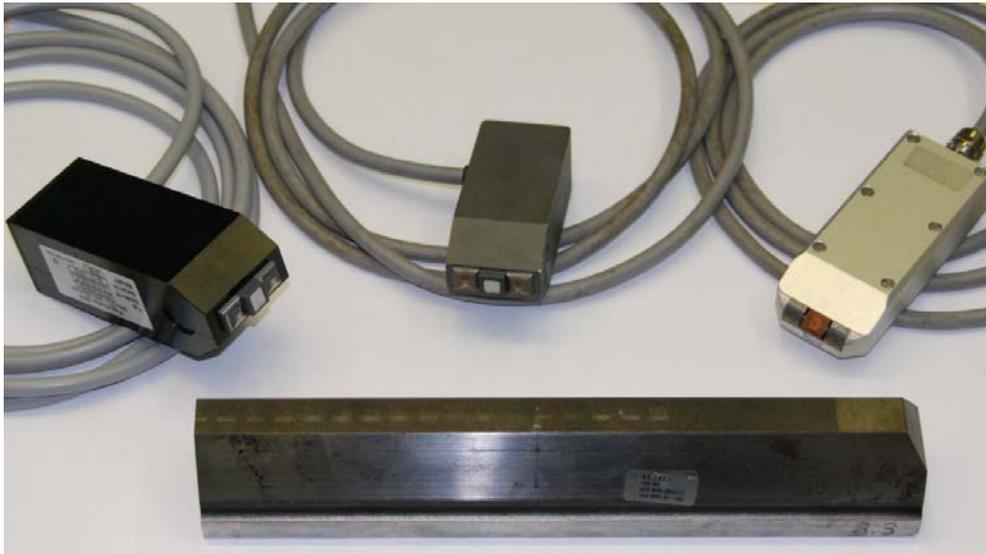
ler der Kalibrierung des zerstörungsfreien Systems zu einem großen Teil auf den Standardfehler des Referenzverfahrens zurückzuführen ist, und dass man die Genauigkeit des zerstörungsfreien Verfahrens durch genauere Referenzmessungen steigern kann.

#### **5.1.4 Quantitative Charakterisierung von Schleifbrandschädigung**

Oberflächen werden geschliffen, um Oxide zu entfernen sowie geringe Maßtoleranzen und definierte Rauigkeiten zu erzielen. Aufgrund der Reibung und der lokalen plastischen Verformung erhitzt sich dabei die Werkstoffoberfläche. Da das Grundmaterial kaum erwärmt wird, kühlt die Oberfläche nach dem Entfernen des Schleifwerkzeuges rasch wieder ab. Hierbei kann eine örtliche Gefügewandlung stattfinden, die sich in der Bildung von Neuhärtezonen sowie hohen Eigenspannungsgradienten äußert. Die Entstehung dieses sog. Schleifbrandes wird durch abgenutzte Schleifwerkzeuge oder falsche Bearbeitungsparameter begünstigt, jedoch ist eine Schleifbrandbildung auch bei richtiger Bearbeitung nicht auszuschließen. Eine Werkstoffprüfung ist daher unerlässlich.

Schleifbrand lässt sich durch Nital-Ätzung nachweisen, wobei die Gefügeveränderung sichtbar gemacht wird. Seine Auswirkung lässt sich durch Messung der Härte und Eigenspannungen an der Oberfläche sowie der Eigenspannungen wenige 100 µm unter der Oberfläche quantifizieren. Mit diesen Messungen ist jedoch eine Beschädigung der Oberfläche verbunden, so dass diese Prüfung nur stichprobenartig erfolgen kann. Eine mikromagnetische Charakterisierung der Schleifbrandschädigung ist daher für eine 100%-Prüfung von hohem Interesse.

Ein Satz von 22 Getriebezähnen unterschiedlicher Schleifbrandschädigung, welche in Form von Härte- und Eigenspannungswerten dokumentiert war, wurde mikromagnetisch charakterisiert. Hierbei wurde sowohl das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Prüfgerät als auch das 3MA-II-Prüfsystem eingesetzt. Die 3MA-II-Messungen erfolgten sowohl mit einem Standardprüfkopf, dessen Polschuh- und Sensorgeometrie im Wesentlichen mit denjenigen des neuen Prüfgerätes übereinstimmten, als auch mit einem Speziälsensor mit verringerter Verkippempfindlichkeit. Die folgende Abbildung zeigt alle Prüfköpfe und eine der untersuchten Proben:



**Abbildung 96:** Die miteinander verglichenen Prüfköpfe (links das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Prüfgerät, in der Mitte ein 3MA-II-Prüfkopf der Bauform E1030 HF, rechts ein 3MA-II-Spezialprüfkopf mit geringer Verkippempfindlichkeit) sowie im Vordergrund eine typische Probe (Getriebezahn)

Für alle 22 Proben lagen Referenzwerte der Oberflächenhärte sowie röntgendiffraktometrisch bestimmte Oberflächen-Eigenspannungswerte vor. Für 18 Proben waren darüber hinaus die Eigenspannungen in 100 µm Tiefe bekannt, welche nach dem Bohrlochverfahren bestimmt wurden.

Die mikromagnetischen Messungen erfolgten in der Umgebung derjenigen Positionen, an welchen die Referenzwerte bestimmt wurden. Für eine hohe statistische Sicherheit wurden 60 Messungen an jeder Probe durchgeführt. Die Prüfköpfe wurden ohne Verwendung einer Führung oder Halterung von Hand aufgesetzt.

Die Einstellungen der Prüfsysteme wurden für das jeweilige Prüfsystem und die Prüfaufgabe optimiert. Folgende Parameter wurden verwendet:

<u>3MA-II:</u>	Magnetisierungsfrequenz:	200 Hz	
	Magnetfeldamplituden:	Oberwellenanalyse:	35 A/cm
		Barkhausenrauschen:	60 A/cm
		Überlagerungspermeabilität:	50 A/cm
		Wirbelstromprüfung:	50 A/cm
	Barkhausenrausch-Analysierfrequenzbereich:	0.05–1 MHz	
	Überlagerungspermeabilitäts-Prüffrequenz:	500 kHz	
	Wirbelstrom-Prüffrequenzen:	500 kHz, 1 MHz,	
		1.5 MHz, 2 MHz	
	<u>neues System:</u>	Magnetisierungsfrequenz:	40 Hz
Magnetfeldamplitude:		110 A/cm	
Barkhausenrausch-Analysierfrequenzbereiche:		2–24 kHz, 10–24 kHz,	
		16–24 kHz	
Überlagerungspermeabilitäts-Prüffrequenzen:		1 kHz, 3 kHz	
Wirbelstrom-Prüffrequenzen:	1 kHz, 3 kHz		

Nach der Messdatenaufzeichnung wurden die Prüfsysteme mittels Regressionsanalyse unter jeweils gleichen Bedingungen kalibriert. Die Korrelationen zwischen zerstörungsfrei bestimmten Werten und den Referenzwerten erreichten folgende Bestimmtheitsmaße und Standardfehler:

Zielgröße	System	Prüfkopf	R <sup>2</sup>	RMSE
Eigenspannungen Oberfläche	3MA-II	Spezial	0.92	75 MPa
	3MA-II	Standard	0.92	76 MPa
	<b>neu</b>	<b>Standard (integriert)</b>	<b>0.92</b>	<b>77 MPa</b>
Eigenspannungen 100 µm Tiefe	3MA-II	Spezial	0.90	130 MPa
	3MA-II	Standard	0.76	208 MPa
	<b>neu</b>	<b>Standard (integriert)</b>	<b>0.87</b>	<b>154 MPa</b>
Härte	3MA-II	Spezial	0.76	48 HV
	3MA-II	Standard	0.65	58 HV
	<b>neu</b>	<b>Standard (integriert)</b>	<b>0.80</b>	<b>44 HV</b>

**Tabelle 23:** Bestimmtheitsmaße (R<sup>2</sup>) und Standardfehler (RMSE) der Korrelationen zwischen zerstörungsfrei bestimmten Zielgrößen und den Referenzwerten

Die Eigenspannungsbestimmung an der Oberfläche wurde von allen Prüfsystemen und Prüfköpfen in etwa gleich gut bewältigt. Bei der Bestimmung der Eigenspannungen in einer Tiefe von 100 µm übertraf das neue Prüfsystem die mit dem 3MA-II-Standardprüfkopf erzielte Genauigkeit und erreichte nahezu das mit dem 3MA-II-Spezialprüfkopf erhaltene Ergebnis. Bei der Härtebestimmung erzielte das neue Prüfsystem bessere Ergebnisse als das 3MA-II-System mit beiden Prüfköpfen.

Die Untersuchung lässt zwei Schlussfolgerungen zu:

- Das neue Prüfsystem ist zur quantitativen Charakterisierung von Schleifbrandschädigung ebenso geeignet wie das 3MA-II-Prüfsystem und erreicht ähnliche Messgenauigkeiten.
- Bei manueller Sensorhandhabung wirkt sich eine gegenüber Verkippung unempfindlichere Sensorbauform erwartungsgemäß positiv auf die Genauigkeit aus.

### 5.1.5 Messung des plastischen Verformungsgrades

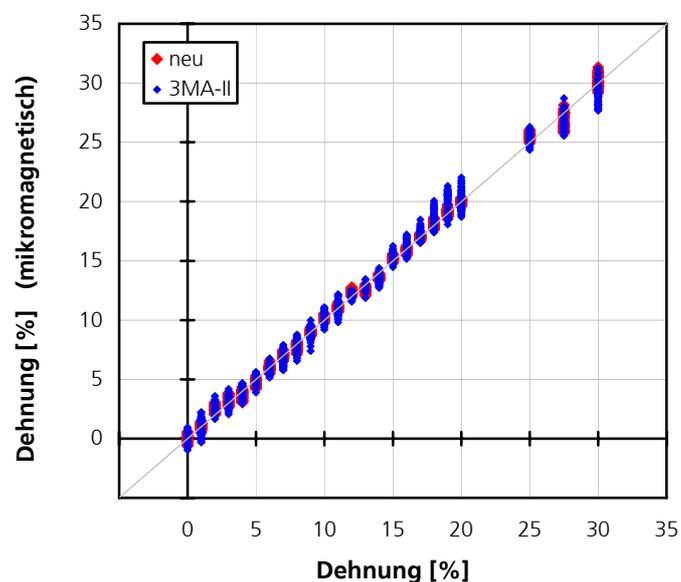
Versteifende Konstruktionselemente der Automobilkarosserie werden unter Anwendung verschiedener Verfahren der Kaltverformung sowie teilweise im Formhärteverfahren hergestellt. Die eingesetzten Werkstoffe erlangen die erforderlichen mechanischen Eigenschaften meist erst im Zuge der Verformung. Eine Messung der bleibenden Dehnung ist für die Überwachung des Verformungsvorganges von hohem Interesse. Daher wurde die Eignung mikromagnetischer Verfahren zur Dehnungsmessung an solchen Werkstoffen untersucht.

Die Messungen erfolgten an unterschiedlich stark verformten Flachzugproben sowohl unter Einsatz des 3MA-II-Prüfsystems mit einem Standardprüfkopf als auch unter Verwendung des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten, neuen Prüfsystems. Die Magnetisierung erfolgte in Probenlängsrichtung, also in Richtung der Verformung.

Folgende Einstellungen wurden verwendet:

<u>3MA-II:</u>	Magnetisierungsfrequenz:	100 Hz
	Magnetfeldamplitude:	30 A/cm
	Barkhausenrausch-Analysierfrequenzbereich:	0.1–1 MHz
	Überlagerungspermeabilitäts-Prüffrequenz:	100 kHz
	Wirbelstrom-Prüffrequenzen:	100 kHz, 200 kHz, 300 kHz, 500 kHz
<u>neues System:</u>	Magnetisierungsfrequenz:	40 Hz
	Magnetfeldamplitude:	80 A/cm
	Barkhausenrausch-Analysierfrequenzbereiche:	2–24 kHz, 10–24 kHz, 16–24 kHz
	Überlagerungspermeabilitäts-Prüffrequenzen:	1 kHz, 3 kHz
	Wirbelstrom-Prüffrequenzen:	1 kHz, 3 kHz

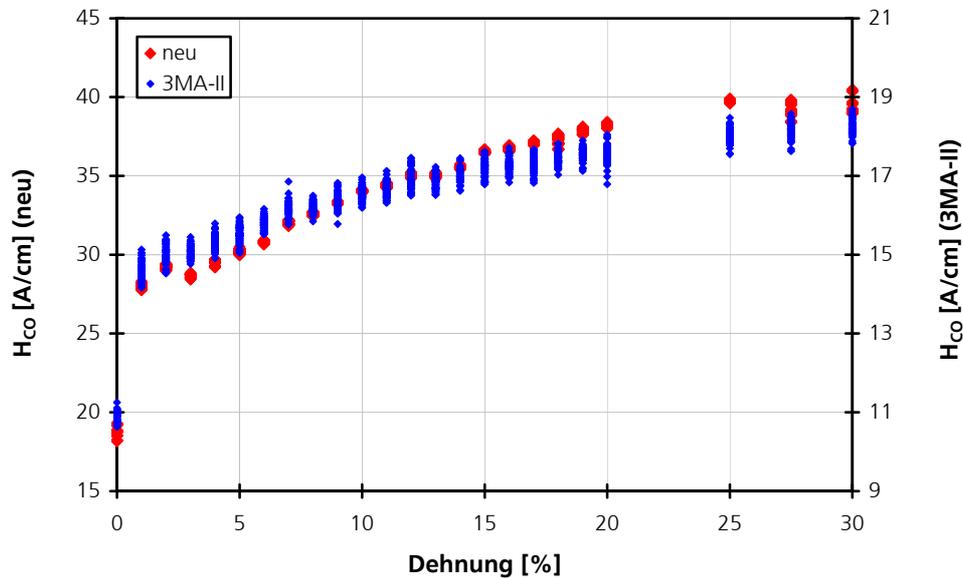
Beide Prüfsysteme zeigten eine hohe Empfindlichkeit für den Dehnungszustand und konnten unter Einsatz von Regressionsanalyse mit hoher Genauigkeit kalibriert werden. Die folgende Abbildung zeigt die erzielten Korrelationen zwischen zerstörungsfrei bestimmter und tatsächlicher Dehnung.



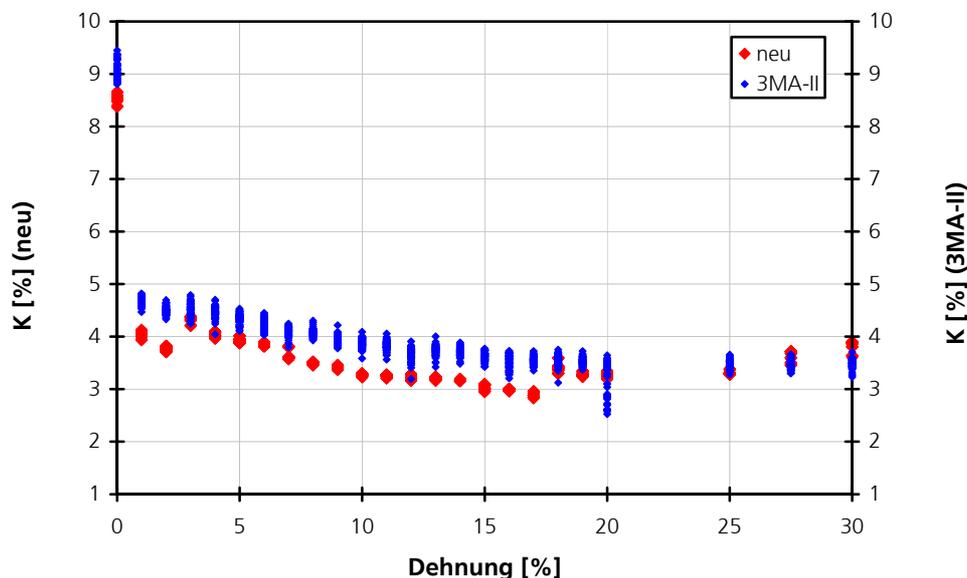
**Abbildung 97:** Korrelation zwischen zerstörungsfrei bestimmter und tatsächlicher Dehnung (3MA-II:  $R^2 = 0.993$ , RMSE = 0.67 %-Punkte; neu:  $R^2 = 0.998$ , RMSE = 0.36 %-Punkte)

Die Diagramme in Abbildung 98 bis Abbildung 104 zeigen einen Vergleich einiger Prüfgrößen beider Geräte als Funktion der Dehnung.

Die beiden folgenden Abbildungen zeigen zunächst Koerzitivfeldstärke und Klirrfaktor, die in der Oberwellenanalyse bestimmt wurden. Während die Beträge sich aufgrund verschiedener Hallsonden, verschiedener Abgleichvorschriften und verschiedener Messparameter unterscheiden, stimmen die Verläufe gut überein. Die höhere Streuung der Messwerte des 3MA-II ist auf das größere Rauschen der Hallsonde zurückzuführen (siehe Abschnitt 2.4.2).



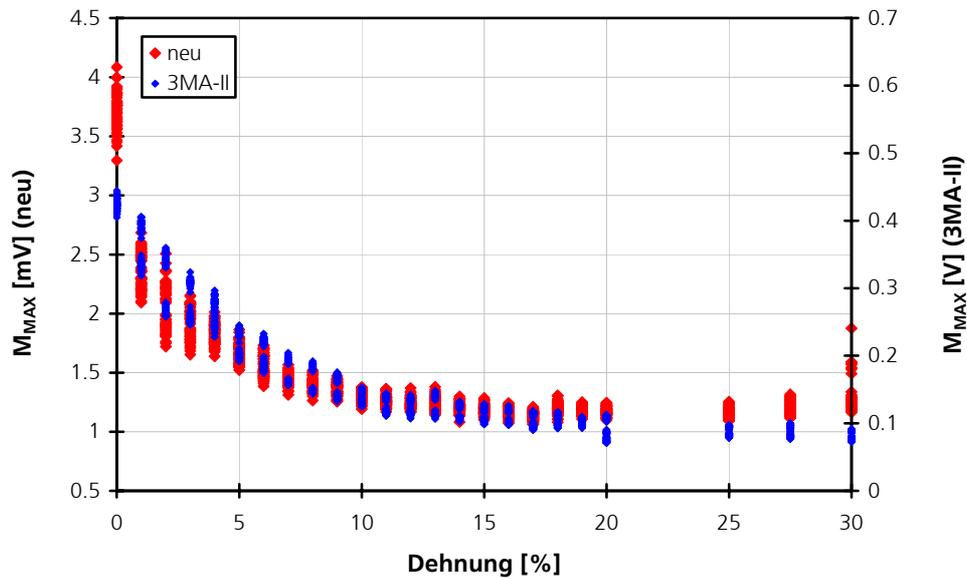
**Abbildung 98:** Näherungswert der Koerzitivfeldstärke gemäß Oberwellenanalyse ( $H_{CO}$ ) als Funktion der Dehnung



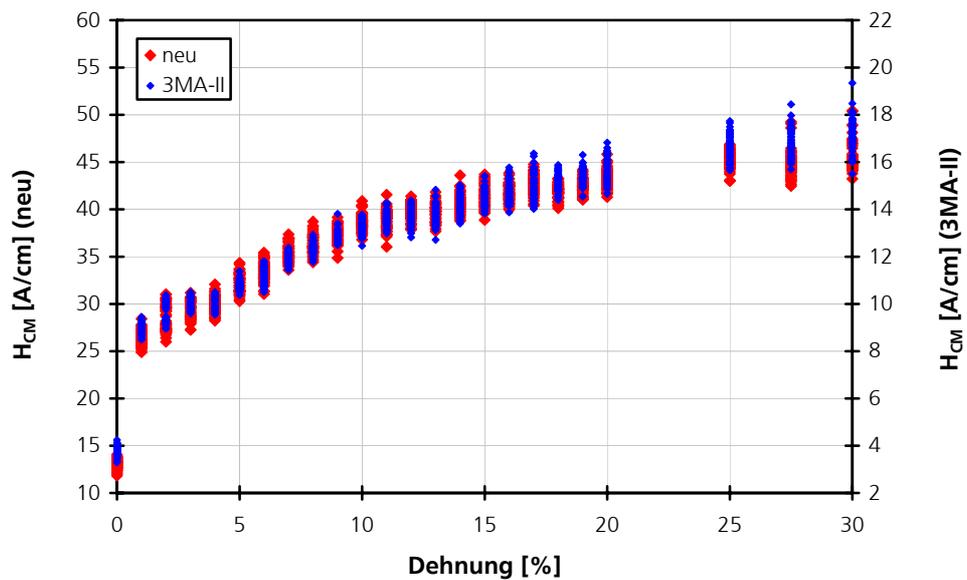
**Abbildung 99:** Klirrfaktor (K) als Funktion der Dehnung

Die folgenden Abbildungen stellen die maximale Barkhausenrauschamplitude und die aus dem Barkhausenrauschen abgeleitete Koerzitivfeldstärke dar. Auch in diesem Beispiel zeigt sich eine insgesamt sehr gute qualitative Übereinstimmung der Verläufe, allerdings besteht ein auffälliger

Unterschied in der Barkhausenrauschamplitude der unverformten Probe. Vermutlich ist dies auf die um Größenordnungen unterschiedlichen Analysierfrequenzbereiche zurückzuführen.

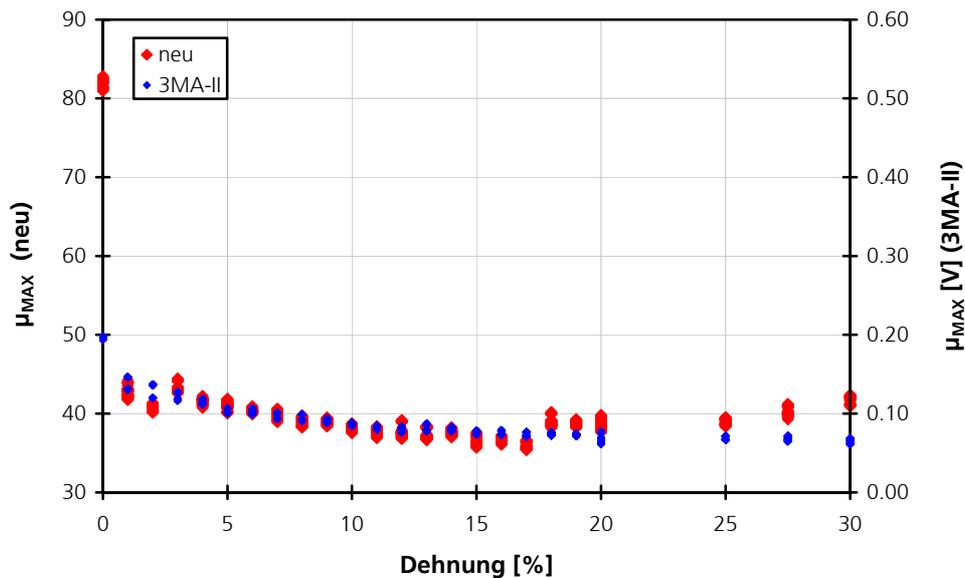


**Abbildung 100:** Maximale Barkhausenrauschamplitude ( $M_{MAX}$ ) als Funktion der Dehnung (Analysierfrequenzbereich 3MA-II: 100 kHz – 1 MHz; Analysierfrequenzbereich neu: 2 – 24 kHz)

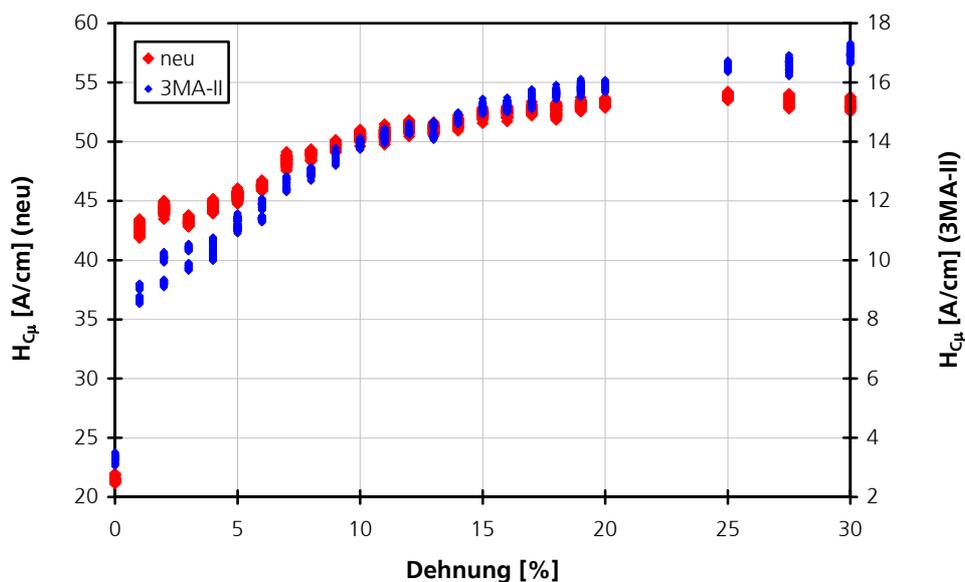


**Abbildung 101:** Koerzitivfeldstärke gemäß Barkhausenrauschanalyse ( $H_{CM}$ ) als Funktion der Dehnung (Analysierfrequenzbereich 3MA-II: 100 kHz – 1 MHz; Analysierfrequenzbereich neu: 2 – 24 kHz)

Auch die Verläufe der aus der Überlagerungspermeabilität abgeleiteten Koerzitivfeldstärke und der maximalen Überlagerungspermeabilität zeigen große Ähnlichkeiten im Vergleich beider Geräte, doch hier hebt sich die unverformte Probe noch stärker ab, was wie im Falle des Barkhausenrauschens vermutlich auf die unterschiedlichen Prüffrequenzen zurückzuführen ist.

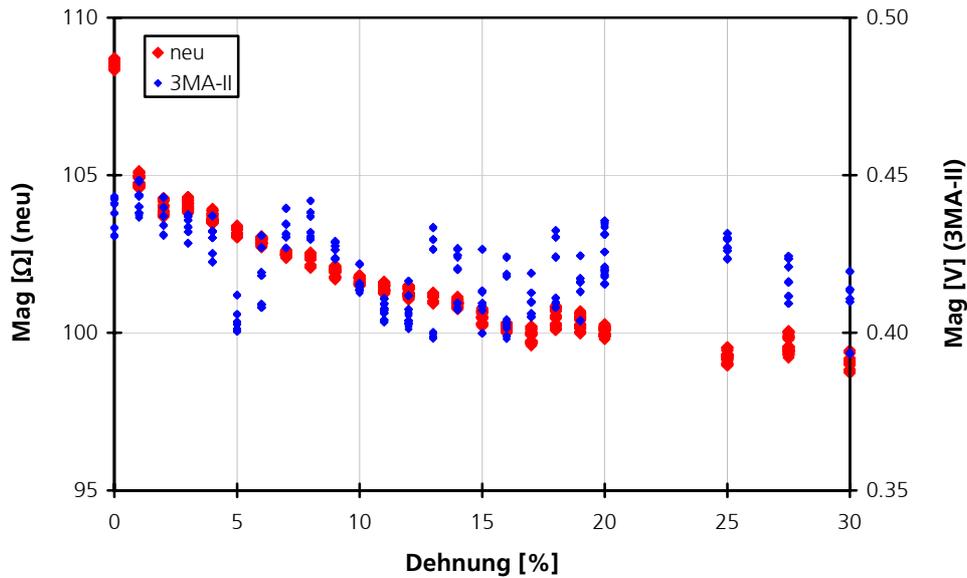


**Abbildung 102:** Maximale Überlagerungspermeabilität ( $\mu_{MAX}$ ) als Funktion der Dehnung (Überlagerungsfrequenz 3MA-II: 100 kHz; Überlagerungsfrequenz neu: 1 kHz)

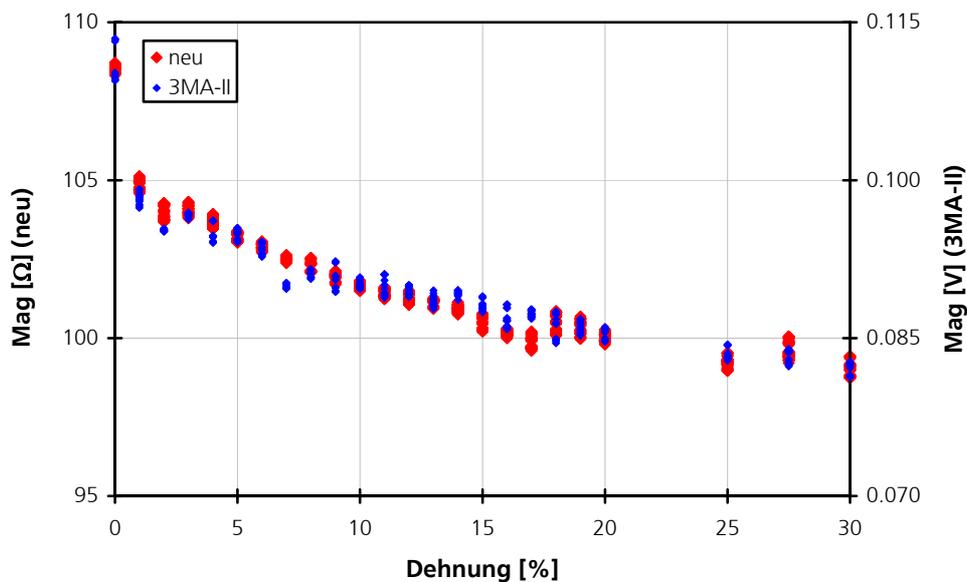


**Abbildung 103:** Koerzitivfeldstärke gemäß Überlagerungspermeabilitätsanalyse ( $H_{C\mu}$ ) als Funktion der Dehnung (Überlagerungsfrequenz 3MA-II: 100 kHz; Überlagerungsfrequenz neu: 1 kHz)

Im Betrag der Wirbelstromimpedanz wurde ein erheblicher Unterschied zwischen beiden Geräten festgestellt. Während die Prüfgröße des neuen Prüfsystems eine starke Korrelation zur Dehnung aufwies, zeigte diejenige des 3MA-II keinerlei Messeffekt (Abbildung 104). Durch einen weiteren Vergleich mit einem 3MA-Niederfrequenz-Prüfkopf konnte schließlich nachgewiesen werden, dass dies auf die Prüffrequenz zurückzuführen ist, und dass das 3MA-II-System bei niedrigen Prüffrequenzen die gleichen Verläufe ermittelt wie das neue Prüfsystem (Abbildung 105).



**Abbildung 104:** Betrag der Wirbelstrom-Transferimpedanz (Mag) als Funktion der Dehnung (Prüffrequenz 3MA-II: 100 kHz, Prüffrequenz neu: 1 kHz)



**Abbildung 105:** Betrag der Wirbelstrom-Transferimpedanz (Mag) als Funktion der Dehnung (Prüffrequenz 3MA-II (NF): 1 kHz, Prüffrequenz neu: 1 kHz)

Dieser Vergleich beider Prüfsysteme bestätigt die Ergebnisse aus 5.1.1 und belegt damit, dass das neue Prüfsystem die gleichen Informationen über den Werkstoffzustand gewinnt wie das 3MA-II-System und dabei ähnliche, teilweise sogar geringere Messwertstreuungen erzielt.

## 5.2 Anwendung der neuen messtechnischen Module in der Werkstoffforschung

Mikromagnetische Prüfsysteme werden im Rahmen der Werkstoffforschung eingesetzt, um z.B. Eigenspannungen, Versprödung und Ermüdung der unter verschiedenen Bedingungen hergestellten oder bearbeiteten Werkstoffe zu charakterisieren. In den oft mehrjährigen Forschungsvorhaben spielen die Ausfallsicherheit der Prüftechnik und die Messwertreproduzierbarkeit eine entscheidende Rolle. Aufgrund der kompakten Bauform (Kombination von Prüfkopf und Steuergerät), der geringen Herstellungskosten und hohen softwareseitigen Flexibilität stellt das entwickelte Prüfsystem eine vorteilhafte Alternative zum Laboraufbau dar, der häufig für mehrere Vorhaben genutzt wird und ständigen Veränderungen unterzogen wird.

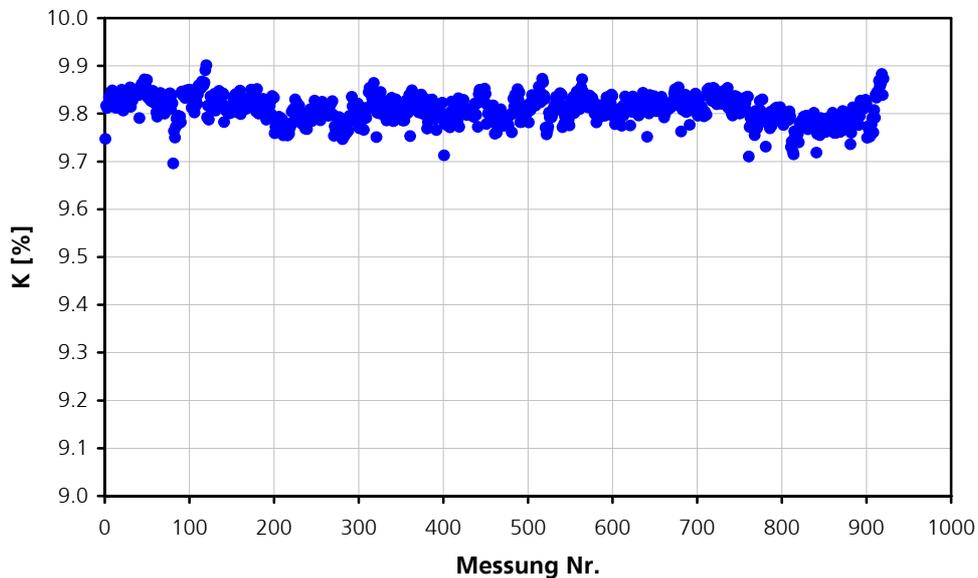
Im Rahmen eines BMWi-Forschungsvorhabens (Reaktorsicherheitsforschung, Vorhaben Nr. 150 1311, Projektträger GRS) wurde die neuentwickelte Gerätetechnik eingesetzt, um die Versprödung und Ermüdung des Werkstoffs WB 36 (15NiCuMoNb5) im Zuge thermomechanischer Alterung zu charakterisieren. Hierzu wurde das in Abbildung 106 dargestellte Prüfgerät aufgebaut.



**Abbildung 106:** Prüfgerät zur Charakterisierung der thermomechanischen Alterung des Werkstoffs WB 36 (Probenlänge ca. 15 cm, Netzteil- und USB-Anschluss rechts erkennbar)

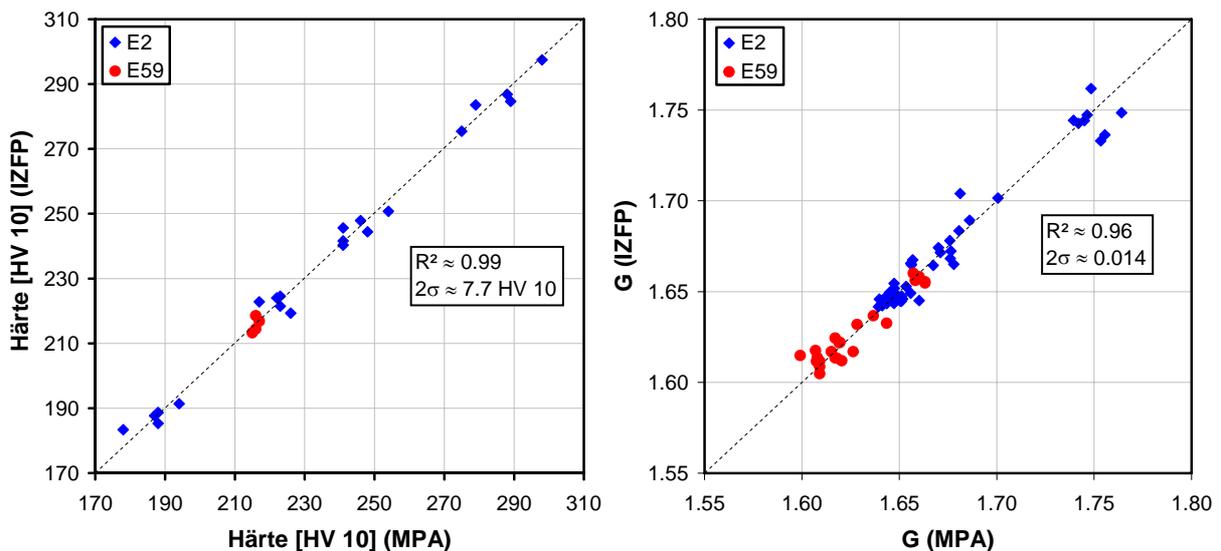
In Zusammenarbeit mit der Materialprüfungsanstalt (MPA) Stuttgart wurden Proben bei unterschiedlichen Temperaturen ermüdet (low cycle fatigue, LCF) und anschließend sowohl am IZFP elektromagnetisch als auch an der MPA mit Referenzverfahren charakterisiert. Die Referenzwerte der MPA beinhalten u. a. die Vickers-Härte (HV 10) und das elektrische Restwiderstandsverhältnis  $G$ , ein Maß für den Fortschritt des Cu-Ausscheidungsprozesses.

Im Laufe des Vorhabens wurde eine unveränderte Referenzprobe über 14 Monate hinweg in unregelmäßigen, dichten Intervallen wiederkehrend untersucht. Die Messwerte konnten stets mit hoher Genauigkeit reproduziert werden. Abbildung 107 zeigt als Beispiel den Klirrfaktor:



**Abbildung 107:** Reproduzierbarkeit des Klirrfaktors (K) einer Referenzprobe über 14 Monate hinweg (Magnetisierungsfrequenz: 25 Hz, Magnetfeldamplitude: 20 A/cm).

Im Hinblick auf eine Bestimmung des Versprödungs- und Ermüdungszustands durch elektromagnetische Messungen wurde das Prüfsystem mittels des genetischen Regressionsanalyse-Algorithmus aus Abschnitt 4.1.3.2 bezüglich G-Wert und Härte kalibriert. Folgende Abbildung zeigt, dass für beide untersuchten Schmelzen hohe Korrelationen erzielt wurden:



**Abbildung 108:** Korrelation zwischen zerstörungsfrei am IZFP bestimmten und tatsächlichen, durch die MPA Stuttgart bestimmten Härte- und G-Werten zweier Schmelzen („E2“ und „E59“) des Werkstoffs WB 36

Die Vorteile der Anwendung des neuen Prüfsystems in Forschungsvorhaben wie dem hier erwähnten sind in der Robustheit, Temperaturstabilität und infolge der geringen Bauteilanzahl niedrigen Ausfallwahrscheinlichkeit zu sehen. Aufgrund der einfachen Konstruktionsweise der Magnetisierungs- und Sensoreinheit wäre selbst im Falle einer Reparatur damit zu rechnen, dass das Ersatzgerät die gleiche Messempfindlichkeit aufweist wie das Originalgerät oder mit sehr geringem Aufwand durch die hierfür vorgesehenen Softwaremöglichkeiten abgeglichen werden kann.

## 6 Zusammenfassung, Bewertung und Ausblick

### 6.1 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Weiterentwicklung der elektromagnetischen Prüfgerätetechnik sowie, darauf aufbauend, mit neuen prüftechnischen Lösungen zur mehrparametrischen Werkstoffcharakterisierung. Im Zentrum der Arbeit standen der Aufbau und die Erprobung eines kompakten mikromagnetischen Prüfgerätes, welches sich durch folgende Merkmale auszeichnet:

- vier mikromagnetische Prüfverfahren: Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke, magnetische Barkhausenrauschenanalyse, Überlagerungspermeabilitätsanalyse und Wirbelstromimpedanzanalyse
- Signalverarbeitung nahezu vollständig auf dem PC, welcher das Gerät ansteuert: Hierdurch sind auch tiefgreifende Änderungen der Gerätefunktionalität ohne Veränderung der Hardware möglich.
- keine analoge Signalverarbeitung und reduzierte Bauteilanzahl in der Steuerelektronik und Sensorik: Das Ziel bestand hierbei in einer Vereinfachung und Verkleinerung des Geräteaufbaus. Als Nebeneffekt wurde hierdurch die Reproduzierbarkeit der Geräteeigenschaften gesteigert, was im Austausch- oder Reparaturfall relevant ist.
- hohe Temperaturstabilität durch temperaturstabile Bauteile im Analogsignalbereich sowie interne Referenzquellen zur Selbstkalibrierung
- Mobilität durch geringes Gewicht und kleine Bauform
- Anwendungsspektrum übereinstimmend mit demjenigen der 3MA-II-Prüfgeräte des IZFP
- geringe Herstellungskosten durch geringe Bauteilanzahl und fertigungsfreundlichen Aufbau

Das Erreichen der angestrebten Eigenschaften wurde anhand von Aufgabenstellungen aus der industriellen Praxis und Werkstoffforschung dokumentiert. In mehreren Fällen wurden zusätzlich vergleichende Messungen unter Einsatz der bestehenden 3MA-II-Prüftechnik durchgeführt, um aufzuzeigen, dass das neue Gerät ähnliche Messinformationen ermittelt und mit gleicher oder höherer Genauigkeit kalibriert werden kann.

Darüber hinaus wurden messphysikalische Herausforderungen der mikromagnetischen Werkstoffcharakterisierung beleuchtet und dabei geräte- sowie verfahrensseitige Verbesserungs- und Vereinfachungsmöglichkeiten aufgezeigt und umgesetzt. Hierzu zählen:

- eine Variante der Regressionsanalyse zur Gerätekalibrierung, welche ein thermisches oder verschleißbedingtes Driften von Prüfgrößen berücksichtigt und solche Lösungsansätze vermeidet, bei welchen sich die Drift von Prüfgrößen (z.B. Veränderung des gemessenen Koerzitivfeldstärkewertes) verstärkt auf das Ergebnis (z.B. den angezeigten Härtewert) niederschlagen würde
- eine Variante der Regressionsanalyse, welche einen genetischen Algorithmus zur Auswahl der relevanten Prüfgrößen nutzt und damit eine erhebliche Verbesserung der Kalibrierengenauigkeit gegenüber der Vorwärts-Regressionsanalyse erreicht
- die Realisierung eines Verfahrens zur Wirbelstrom-Transferimpedanzanalyse ohne dedizierte Bauteile, sondern unter Einsatz des im Prüfgerät ohnehin vorhandenen Elektromagneten zur Erzeugung und der ebenfalls vorhandenen Hallsonde zur Erfassung der durch Wirbelströme beeinflussten Magnetfelder
- die Demonstration des vollständig softwareseitigen Geräteabgleichs unter Vermeidung einstellbarer Bauteile, wodurch der Fertigungsprozess beschleunigt und vereinfacht wird
- Untersuchungen zum Einfluss von Sensorabständen und Luftspalten im magnetischen Kreis auf die mikromagnetischen Prüfgrößen, im Hinblick auf Möglichkeiten zum Verschleißschutz sowie zur Integration austauschbarer Sensorkomponenten (z.B. Polschuhe als Verschleißteile)

## 6.2 Bewertung der erzielten Ergebnisse

Im Abschnitt 1.2 wurde die Zielsetzung der Arbeit mit folgenden Teilzielen beschrieben:

- Realisierung einer weitgehend digitalen Signalverarbeitung (vorzugsweise im PC, der das Prüfgerät steuert)

Die analoge Signalverarbeitung im neu entwickelten Prüfsystem beschränkt sich auf die Verstärkung und Potentialverschiebung der Signale sowie die Hochpassfilterung zur Vermeidung einer Verstärkerübersteuerung. Jegliche weitere Filterung und Auswertung der Messsignale erfolgt im PC (vgl. Abschnitt 4.2).

- Nutzung von kommerziellen Funktionsbauelementen für eine technisch einfache und kostengünstig aufzubauende Gerätetechnik

Das Prüfsystem verwendet einen kommerziell erhältlichen und weit verbreiteten integrierten Schaltkreis als Datenerfassungsplattform und Signalgenerator mit USB-Schnittstelle (vgl. 4.2). Die Anzahl der übrigen Bauteile wurde auf ein Minimum beschränkt, wobei auf möglichst einfache, zuverlässige Lösungen zurückgegriffen wurde. Die kostengünstigen Bausteine er-

möglichen in Verbindung mit der vereinfachten Bauweise der Geräte eine erhebliche Zeiteinsparung beim Aufbau. Darüber hinaus führten diese Maßnahmen zu einer höheren Reproduzierbarkeit der Geräteeigenschaften.

- Aufzeigen neuer Anwendungsgebiete und Prüflösungen

Unter Abschnitt 5.1.2 ist ein grundlegend neues Verfahren zur Bestimmung der Randhärte-tiefe beschrieben, welches mit dem neuen Prüfsystem unter Einsatz einer hierfür optimierten Software mit hoher Geschwindigkeit durchgeführt werden kann. Im Abschnitt 5.1.3 wurde eine Möglichkeit zur Bestimmung der Nitrierhärte-tiefe aufgezeigt, welche durch erweiterte Analyse-möglichkeiten des magnetischen Barkhausenrauschens möglich wurde. Abschnitt 4.2.8.4 beschreibt ein neuartiges Verfahren zur dynamischen Magnetostruktionsanalyse, welches auf Basis des neuen Messsystems durchführbar ist. Darüber hinaus wurde aufgezeigt, dass auch die bereits mit dem bestehenden 3MA-Gerät häufig bearbeiteten Aufgabenstel-lungen wie Härtebestimmung und Schleifbrandcharakterisierung mit dem neuen Prüfsystem bewältigt werden können.

Über die drei Teilziele wurde das Gesamtziel der Arbeit, eine Weiterentwicklung der Verfahren und der Gerätetechnik auf dem Gebiet der mehrparametrischen elektromagnetischen Werkstoffcharakterisierung und -prüfung, erreicht. Es wurde aufgezeigt, welche Maßnahmen zu einer verbesserten Leistungsfähigkeit sowie Verringerung der Herstellungskosten und der Größe elektromagnetischer Prüfgeräte führen, und es wurden umfangreiche Vergleiche zur bestehenden 3MA-II-Prüftechnik durchgeführt.

### **6.3 Ausblick**

Die Zukunftsperspektive der neuen Prüfgerätetechnik ist vielfältig. Einige Möglichkeiten der wei-teren Entwicklung wurden im Rahmen der Arbeit beschrieben:

- wellenformeinprägende Magnetfeld- oder Flussdichteregulung, also Erzeugung bestimmter (z.B. sinusförmiger) Signalformen der magnetischen Tangentialfeldstärke an der Stelle des Sensorelementes oder Flussdichte im Elektromagneten, jeweils ohne Einfluss der Prüfkopfgeometrie: Hierdurch können definierte Anregungsbedingungen hergestellt werden, was zu einer größeren Prüfkopf-unabhängigkeit der Messergebnisse führt.
- ein Verfahren zur dynamischen Magnetostruktionsanalyse ohne EMUS-Wandler, wobei die Schallerzeugung über die Hauptmagnetisierungsvorrichtung und der Schallempfang über Schallwandler (Mikrofon, Körperschallwandler) erfolgt: Diese neuartige Möglichkeit zur tech-

nischen Umsetzung der dynamischen Magnetostruktionsanalyse ermöglicht die Erweiterung des 3MA-Verfahrens um besonders spannungsempfindliche Messgrößen

- Regelung der Magnetfeldstärke ohne Hallsonde, sondern anhand der Flussdichte im Kern, wodurch der störende Einfluss von Streufeldern, die sich im Ankopplungsbereich des Prüfkopfes bilden, beseitigt und eine verkippsichere Magnetfeldnachregelung ermöglicht wird
- Wirbelstrom-, Überlagerungspermeabilitäts- und Barkhausenrauschenanalyse im Hochfrequenzbereich durch Einsatz schnellerer A/D- und D/A-Wandler, aber unter Beibehaltung des in dieser Arbeit entwickelten Gerätekonzepts

## 7 Literaturverzeichnis

- [Altp1990] Altpeter, I.: *Spannungsmessung und Zementitgehaltsbestimmung in Eisenwerkstoffen mittels dynamischer magnetischer und magnetoelastischer Messgrößen*. Dissertation. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 1990.
- [Altp1992] Altpeter, I.; Theiner, W.: *Vorrichtung zum orts aufgelösten, zerstörungsfreien Untersuchen des Barkhausenrauschens*. Deutsches Patent DE4235387, 21. Oktober 1992.
- [Altp1995] Altpeter, I.; Dobmann, G.; Kern, R.; Theiner, A. W.: *Verfahren zur zerstörungsfreien Werkstoffprüfung*, Patent Nr. EP0683393, 1995.
- [Altp1997] Altpeter, I.; Becking, R.; Hartmann, S.; Kern, R.: *Erfassung von thermisch induzierten Eigenspannungen mit temperatur- und lastspannungsabhängigen Barkhausenrauschmessungen*. IZFP-Bericht Nr. 970136-TW. IZFP Saarbrücken, 1997.
- [Altp1996] Altpeter, I.; Detemple, I.; Kern, R.; Kopp, M.; Huber-Gommann, U.; Rühle, S.: *Zerstörungsfreie Prüfung von Nitrierschichten*. Härtereitechn. Mitt. **51**, 1996, S. 386-389.
- [Altp1999] Altpeter, I.; Becking, R.; Kern, R.; Kröning, M.; Hartmann, S.: *Mikromagnetische Ermittlung von thermisch induzierten Eigenspannungen in Stählen und weißem Gusseisen*. in: *Eigenspannungen und Verzug durch Wärmeeinwirkung* (Hrsg.: Aurich, D.; Kloos, K. H.; Lange, G. und Macherauch, E.), Deutsche Forschungsgemeinschaft, Forschungsbericht, Wiley-VCH Verlag GmbH, Weinheim, 1999, S. 407-426.
- [Altp2000] Altpeter, I.; Hoffmann, J.; Kopp, M.; Grimm, H.; Nichtl-Pecher, W.: *Charakterisierung dünner Ferromagneten mit Hilfe der Barkhausenrausch-Mikroskopie*, Praktische Metallographie **37** (5), 2000, S. 261-270.
- [Altp2002.1] Altpeter, I.; Dobmann, G.; Szielasko, K.: *Nachweis von Cu-Ausscheidungen mittels mikromagnetischer Prüfverfahren*. Abschlussbericht zum Projekt Nr. 1501219 im Rahmen der Reaktorsicherheitsforschung des BMWi. GRS-Forschungsbetreuung, Köln. IZFP-Berichtsnummer 020120-TW. 2002.
- [Altp2002.2] Altpeter, I.; Becker, R.; Dobmann, G.; Kern, R.; Theiner, W. A.; Yashan, A.: *Robust solutions of inverse problems in electromagnetic non-destructive evaluation*, Inverse problems **18**, 2002, S. 1907-1921.
- [Altp2005] Altpeter, I., Szielasko, K.: *Optimierung multifunktionaler Materialien für GMI-Sensoren und Anwendung in der Magnetfeld- und Dehnungsmessung (OMAGIA)*. Abschlussbericht des IZFP zum BMBF-geförderten Projekt Nr. 13N8146. IZFP-Bericht Nr. 050119-TW. 2005.
- [Altp2006] Altpeter, I.; Szielasko, K.; Dobmann, G.: *Optimierung und Bewertung elektromagnetischer Prüfverfahren zum Nachweis von Werkstoffveränderungen in Kraftwerkskomponenten, verursacht durch betriebsbedingte Kupferausscheidung*. Abschlussbericht zum Projekt Nr. 1501269 der Reaktorsicherheitsforschung des BMWi. GRS-Forschungsbetreuung, Köln. IZFP-Berichtsnummer 060119-TW. 2006.
- [Bark1919] Barkhausen, H.: *Zwei mit Hilfe der neuen Verstärker entdeckte Erscheinungen*. In: Physikalische Zeitschrift XX, 1919, S. 401-403.

- [Behr1958] Behrendt, D. R.; Legvold, S.; Spedding, F. H.: *Magnetic Properties of Dysprosium Single Crystals*. Phys. Rev. **109** (5), 1958, S. 1544-1547.
- [Bozo1951] Bozorth, R. M.: *Ferromagnetism*. Van Nordstrand, Princeton. 1951.
- [Bult2002] Bulte, D. P.; Langman R. A.: *Origins of the Magnetomechanical Effect*. In: Journal of Magnetism and Magnetic Materials 251, 2002, S. 229-243.
- [Cull1972] Cullity, B. D.: *Introduction to Magnetic Materials*. Addison-Wesley. 1972.
- [Dobm1988] Dobmann, G.; Pitsch, H.: *Verfahren zum zerstörungsfreien Messen magnetischer Eigenschaften eines Prüfkörpers sowie Vorrichtung zum zerstörungsfreien Messen magnetischer Eigenschaften eines Prüfkörpers*. Deutsches Patent DE3037932A1, 23. April 1988.
- [Dürr2003] Dürr, W.; Irle, M.: *Magnetinduktive Online-Messung von mechanischen Kenngrößen in einer Feuerbeschichtungsanlage*. Stahl und Eisen 123, Heft 10, S. 73-77, 2003.
- [Eber1996] Ebert, H.; Vernes, A.; Banhart, J.: *Anisotropic electrical resistivity of ferromagnetic Co-Pd and Co-Pt alloys*. Phys. Rev. **54**, 1996, S. 8479.
- [Elli1955] Elliott, J. F.; Legvold, S.; Spedding, F. H.: *Magnetic Properties of Erbium Metal*. Phys. Rev. **100** (6), 1955, S. 1595-1596.
- [EMG2008] Website der EMG-Automation GmbH, Informationsseite über IMPOC unter <http://www.emg-automation.com/de/servotechnik/qs-systeme/impoc.html>. 2008.
- [Förs1955] Förster, F.: *A Method for the Measurement of DC Field Differences and its Application to Nondestructive Testing*. Nondestructive Testing **13**, 1955, S. 31-41.
- [Förs2005] Institut Dr. Förster GmbH & Co KG: *MAGNATEST® D Prüfsystem 3.623*. Geräteblatt als Datei im PDF-Format. URL: [http://www.foerstergroup.de/pdf\\_ct/ct2.html](http://www.foerstergroup.de/pdf_ct/ct2.html). Stand: August 2005.
- [Grün1986] Grünberg, P. et al.: *Layered Magnetic Structures: Evidence for Antiferromagnetic Coupling of Fe Layers Across Cr Interlayers*. Phys. Rev. Lett. **57**, 1986, S. 2442.
- [Heis1928] Heisenberg, W.: *Zur Theorie des Ferromagnetismus*. Zeitschrift f. Physik **49**, 1928, S. 619-636.
- [Heri2002] Hering, E.; Martin, R.; Stohrer, M.: *Physik für Ingenieure*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York. 2002.
- [Horn1971] Hornreich, R. M.; Rubinstein, H.; Spain, R. J.: *Magnetic Phenomena in Metallic Materials and Some of Their Device Applications*. IEEE Transactions on Magnetics MAG-**7** (1), 1971, S. 29-48.
- [Jile1991] Jiles, D.: *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials*. Chapman and Hall, London, New York, Tokyo, Melbourne, Madras. 1991.
- [Joul1842] Joule, J. P.: *On a new class of magnetic forces*. Ann. Electr. Magn. Chem. **8**, 1842, S. 219-224.
- [Joul1847] Joule, J. P.: *On the effects of magnetism upon the dimensions of iron and steel bars*. Phil. Mag. **30**, 1847, S. 76-87 und 225-241.
- [Keff2007] Keffer, Hans-Joachim: *Entwicklung und Anwendung eines Verfahrens zur simultanen Bestimmung der Textur und der Eigenspannungen in Feinblechen auf Basis der Bestimmung von Messgrößen der elektromagnetischen Ultraschallanregung*. Diplomarbeit. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 2007.

- [Kern1987] Kern, R.; Theiner, W. A.: *Non-destructive magnetic testing of laser hardening parameters*. Laser Treatment of Materials (Hrsg.: Mordike, B. L.). DGM-Informationsgesellschaft, 1987. S. 427-434.
- [Kiku1968] Kikuchi, Y.: *Magnetostrictive Materials and Applications*. IEEE Trans. Magn. MAG-4, 1968, S. 107-117.
- [Klos2007] Kloster, A.: *Aufbau einer Entwicklungsplattform für niederfrequente magnetische Prüfverfahren*. Dissertation. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 2007.
- [Knel1962] Kneller, E.: *Ferromagnetismus*. Springer-Verlag Berlin, Göttingen, Heidelberg. 1962.
- [Kuch1999] Kuchling, H.: *Taschenbuch der Physik*. Fachbuchverlag Leipzig, 1999.
- [Kühn2000] Kühn, S.: *Eigenspannungsmessungen im Mikrometerbereich mit Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskopie*. Diplomarbeit. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 2000.
- [Mach1973] Macherauch, E.; Wohlfahrt, H.; Wolfstieg, U.: *Zur zweckmäßigen Definition von Eigenspannungen*. Härtereitechn. Mitt. **28**, 1973. S. 201.
- [Moel2006] Moeller, C.: *GMR-Sensoren*. Elektronik Industrie 11/2006. S. 43-44.
- [Nigh1963] Nigh, H. E.; Legvold, S.; Spedding, F. H.: *Magnetization and Resistivity of Dysprosium Single Crystals*. Phys. Rev. **132** (3), 1963, S. 1092-1097.
- [Pirl2005] Pirlog, M.: *Mikromagnetischer Nachweis der Werkstoffalterung in Folge von kohärenten Cu-Ausscheidungen*. Dissertation. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 2005.
- [Pits1989] Pitsch, H.: *Die Entwicklung und Erprobung der Oberwellenanalyse im Zeitsignal der magnetischen Tangentialfeldstärke als neues Modul des 3MA-Ansatzes (Mikromagnetische Multiparameter- Mikrostruktur- und Spannungsanalyse)*. Dissertation. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 1990.
- [Prak2007] Praktikumsversuch der Universität des Saarlandes im Fach Werkstoffwissenschaften zum Thema der magnetischen Hysterese und des magnetischen Barkhausenrauschens. Messung durch eine Gruppe von Studenten. 2007.
- [Rhod1958] Rhodes, B. L.; Legvold, S.; Spedding, F. H.: *Magnetic Properties of Holmium and Thulium Metals*. Phys. Rev. **109** (5), 1958, S. 1547-1550.
- [Rkk2008] Informationen des Herstellers und Vertriebs des IntroScan-Prüfgerätes, URL: <http://www.rkk.ru/products/nc/introscan.shtml>. Stand: Mai 2008.
- [Scha1990] Schaumburg, H.: *Werkstoffe*. Teubner-Verlag, Stuttgart. 1990.
- [Schne2007] Schneider, E.; Stroh, M.; Lejeune, Y.: *Zerstörungsfreie Bestimmung der Oberflächenhärtetiefe mittels Ultraschallverfahren – Erfahrungen und notwendige Weiterentwicklungen*. Vortrag und Veröffentlichung zur DGZfP-Jahrestagung 2007.
- [Schn2007] Schnubel, D.: *Charakterisierung des Eigenspannungszustandes in Fe-Cu und Fe-Cu-Ni-Legierungen mittels mikromagnetischer Prüfverfahren*. Diplomarbeit. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 2007.
- [Scho1998] Schott, C.; Burger, F.; Blanchard, H.; Chiesi, L.: *Modern integrated silicon Hall sensors*. Sens. Rev. **18** (4), 1998, S. 252-257.

- [Seeg1965] Seeger, A. (Hrsg.): *Moderne Probleme der Metallphysik (Erster Band)*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York. 1966.
- [Seeg1966] Seeger, A. (Hrsg.): *Moderne Probleme der Metallphysik (Zweiter Band)*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York. 1966.
- [Smit2002] Smith, L. I.: *A tutorial on Principal Component Analysis*, University of Otago, Neuseeland, URL: [http://www.cs.otago.ac.nz/cosc453/student\\_tutorials/principal\\_components.pdf](http://www.cs.otago.ac.nz/cosc453/student_tutorials/principal_components.pdf).
- [Stre2008] Stresstech: Produktbeschreibung und Broschüren unter URL: [www.stresstech.fi](http://www.stresstech.fi), Stand: Mai 2008.
- [Szie2001] Szielasko, K.: *Aufbau eines Modularen Messsystems auf Softwarebasis zur Zerstörungsfreien Charakterisierung des Versprödungszustandes von kupferhaltigen Stählen*. Diplomarbeit. Hochschule für Technik und Wirtschaft des Saarlandes, Saarbrücken. 2001.
- [Szie2004] Szielasko, K.; Kopp, M.; Tschuncky, R.; Lugin, S.; Altpeter, I.: *Barkhausenrausch- und Wirbelstrommikroskopie zur orts aufgelösten Charakterisierung von dünnen Schichten*. DGZfP-Jahrestagung 2004. Berichtsband der Deutschen Gesellschaft für Zerstörungsfreie Prüfung e.V. (DGZfP) V13. 2004.
- [Thei1989] Theiner, W. A.; Reimringer, B.; Kopp, H.; Gessner, M.: *3MA-Testing Equipment, Application, Possibilities and Experiences*. Characterization of materials (ed. by P. Höller, V. Hauk, G. Dobmann, C. Ruud, R. Green), Springer-Verlag Berlin. 1989.
- [Thob1958] Thoburn, W. C.; Legvold, S.; Spedding, F. H.: *Magnetic Properties of Terbium Metal*. Phys. Rev. **112** (1), 1958, S. 56-58.
- [Tipl1994] Tipler, P. A.: *Physik*. Spektrum Akademischer Verlag Heidelberg, Berlin, Oxford. 1994.
- [Tsch2004] Tschuncky, R.: *Entwicklung eines Mustererkennungs- und Klassifikationsmoduls für die indirekte Charakterisierung von Werkstoffeigenschaften*. Diplomarbeit. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 2004.
- [Tuke1958] Tukey, J. W.: *Bias and confidence in not quite large samples*. Annals of Mathematical Statistics **29**, 1958, S. 614.
- [Veng2006] Vengrinovich, V.; Tsukerman, V.; Denkevich, Y.; Bryantsev, D.: *New Parameters to Characterize Internal Stresses via Barkhausen Noise*. Proceedings of the 9<sup>th</sup> European Conference on Nondestructive Testing. 2006.
- [Vett2006] Vetterlein, T.: *Entwicklung und Aufbau von produktionsintegrierten, vollautomatischen Magnetpulver Rissprüfanlagen mit Machine Vision gestützter Defekterkennung sowie unabhängiger Parameter- und Ergebnisdokumentation*. Dissertation. Universität des Saarlandes, Saarbrücken. 2006.
- [Weis1907] Weiss, P.: *L'Hypothese du Champ Moléculaire et de la Propriété Ferromagnétique*. J. de Physique **6**, 1907, S. 661-690.
- [Wolt2005] Wolter, B.; Buchholtz, O.-W.; Hofmann, U.; Meilland, P.; Kern, R.; Schneider, E.: *Zerstörungsfreie Bestimmung von Qualitätsmerkmalen bei der Grobblechfertigung*. DGZfP-Berichtsband 94, DGZfP-Jahrestagung, 2.-4. Mai, Rostock. 2005.
- [Yash2001] Yashan, A.; Becker, R.; Dobmann, G.: *Use of GMR-Sensors for Eddy-Current Testing*. in: J. Pavo et al. (Eds.): *Electromagnetic Nondestructive Evaluation (V)*. IOS Press, 2001, S. 187-193.

- [Yash2002] Yashan, A.; Dobmann, G.: *Measurements and semi-analytical modeling of incremental permeability using eddy current coil in the presence of magnetic hysteresis*. International Workshop on Electromagnetic Nondestructive Evaluation, 12.-14. Juni 2002. Erschienen in: *Electromagnetic Nondestructive Evaluation*. IOS Press Amsterdam, Washington, Tokyo, 2002.
- [Yash2008] Yashan, A.: *Über die Wirbelstromprüfung und magnetische Streuflussprüfung mit GMR-Sensoren*. Dissertation. Universität des Saarlandes. 2008.