

# **Abschlussbericht**

## **Magnetische Strahlstrom-Messung hoher Dynamik mittels optimierter magnetoresistiver (MR) Sensortechnik im GSI-FAIR-Projekt (facility for antiprotons and ion research)**

Zeitraum der Forschungs- und Entwicklungsarbeiten  
März 2004 bis März 2007

Verfasser:

Markus Häpe, Werner Ricken, Wolf-Jürgen Becker

Universität Kassel, FB Elektrotechnik / Informatik, FG Messtechnik  
Prof. Dr. rer. nat. Wolf-Jürgen Becker

Abschlussbericht der Forschungs- und Entwicklungsarbeiten, die im Rahmen des Kooperationsvertrages zwischen der Gesellschaft für Schwerionenforschung GmbH in Darmstadt und der Universität Kassel durchgeführt wurden.

März 2007

## **Inhaltsverzeichnis**

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Recherche verschiedener Magnetfeldsensoren</b>	<b>4</b>
<b>3</b>	<b>Grundlagen der Magneto Resistance- (MR-) Sensoren</b>	<b>4</b>
<b>3.1</b>	<b>Magneto-resistive Effekte</b>	<b>4</b>
<b>3.2</b>	<b>AMR (Anisotropic Magneto Resistance)</b>	<b>6</b>
<b>3.3</b>	<b>GMR (Giant Magneto Resistance)</b>	<b>7</b>
<b>3.4</b>	<b>GMI- (Giant Magnetic Impedance-) Effekt</b>	<b>10</b>
<b>4</b>	<b>Stromzangenprinzip</b>	<b>12</b>
<b>4.1</b>	<b>Grundlagen zur Stromzange</b>	<b>12</b>
<b>4.2</b>	<b>Untersuchte AMR- und GMR-Sensoren</b>	<b>14</b>
<b>5</b>	<b>Aufbau eines Messplatzes zur Erzeugung und Messung von magnetischen Gleichfeldern</b>	<b>17</b>
<b>5.1</b>	<b>AMR-Sensor HMC1001</b>	<b>20</b>
<b>5.2</b>	<b>AMR-Sensor KMY20S</b>	<b>22</b>
<b>5.3</b>	<b>AMR-Sensor KMZ10A</b>	<b>24</b>
<b>5.4</b>	<b>GMR-Sensor AA002</b>	<b>26</b>
<b>5.5</b>	<b>GMI-Messungen</b>	<b>27</b>
<b>5.5.1</b>	<b>HF-Charakterisierung des GMI-Elementes</b>	<b>27</b>
<b>5.5.2</b>	<b>Magnetisch steuerbarer Oszillator</b>	<b>33</b>
<b>6</b>	<b>Aufbau eines Messplatzes zur Erzeugung und Messung von magnetischen Wechselfeldern</b>	<b>36</b>
<b>6.1</b>	<b>Magnetischer Arbeitspunkt</b>	<b>45</b>
<b>6.2</b>	<b>AMR-Sensor KMY20M</b>	<b>47</b>
<b>6.3</b>	<b>GMR-Streifen</b>	<b>48</b>
<b>6.4</b>	<b>GMR-Sensor AA002</b>	<b>49</b>
<b>6.5</b>	<b>GMR-Sensor AA005</b>	<b>51</b>
<b>6.6</b>	<b>Impulsantwort der Sensoren</b>	<b>52</b>
<b>7</b>	<b>Weitere Sensoren zur Messung von magnetischen Wechselfeldern</b>	<b>57</b>
<b>7.1</b>	<b>GMR-DIE's Typ AB001</b>	<b>57</b>
<b>7.2</b>	<b>Rogowski-Spule</b>	<b>60</b>
<b>7.3</b>	<b>Magneto-optischer Aufnehmer / Faraday Effekt</b>	<b>61</b>
<b>8</b>	<b>Vergleich der verschiedenen Sensoren</b>	<b>63</b>
<b>9</b>	<b>Festlegung der vorläufigen Sensorik</b>	<b>65</b>

<b>10 Optimierung / Modellierung und Simulation mit FEM</b>	<b>66</b>
<b>11 Zukünftige Arbeiten</b>	<b>66</b>
<b>11.1 Aufbau von Funktionsmustern</b>	<b>66</b>
<b>11.2 EMV gerechte Entwicklung</b>	<b>66</b>
<b>11.3 Signalverarbeitung</b>	<b>67</b>
<b>11.4 Störgrößenunterdrückung</b>	<b>67</b>
<b>11.5 Festlegung der endgültigen Sensorik</b>	<b>69</b>
<b>12 Ausblick</b>	<b>76</b>
<b>13 Offene Fragen</b>	<b>76</b>
<b>14 Zusammenfassung</b>	<b>76</b>
<b>15 Eigene Literatur zu diesem Projekt</b>	<b>78</b>
<b>15.1 Interne Berichte an die GSI</b>	<b>78</b>
<b>15.2 Eigene Literatur (Vorträge, Poster)</b>	<b>78</b>
<b>16 Literaturverzeichnis</b>	<b>78</b>
<b>17 Anhang</b>	<b>80</b>
<b>17.1 Umrechnungen der verschiedenen Einheiten</b>	<b>80</b>
<b>17.2 AMR, HMC1001</b>	<b>81</b>
<b>17.3 AMR, KMY20M (KMY20S)</b>	<b>85</b>
<b>17.4 AMR, KMZ10A</b>	<b>87</b>
<b>17.5 GMR, AA002 - AA006</b>	<b>91</b>
<b>17.6 Paper Lyon, Dezember 2004</b>	<b>93</b>
<b>17.7 Paper DIPAC Lyon, Juni 2005</b>	<b>97</b>
<b>17.8 Paper EMSA Bilbao, Juli 2006</b>	<b>100</b>

## **1 Einleitung**

Der Abschlussbericht gibt die Arbeiten im Rahmen des Forschungs- und Entwicklungsvertrages zwischen der Gesellschaft für Schwerionenforschung (GSI) und der Universität Kassel (UNIK) wieder. Ziel dieser Arbeiten ist die Erforschung und Entwicklung eines geeigneten Sensors zur Messung des Strahlstroms in einem Ringbeschleuniger nach dem Messprinzip der Stromzange.

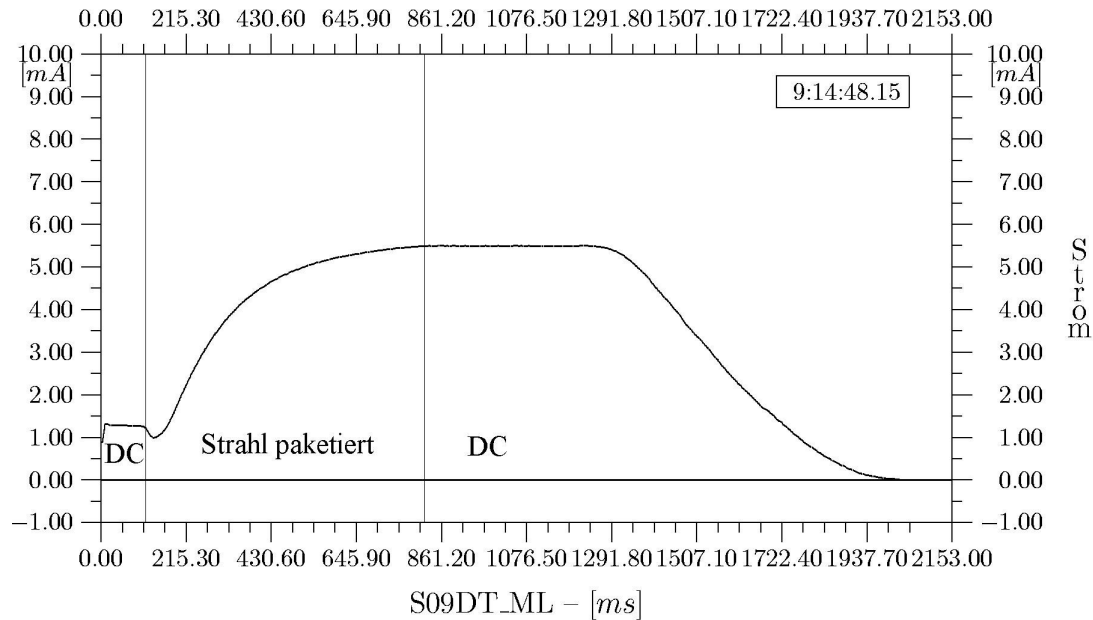
Die Arbeiten gliedern sich laut Vertrag in drei Phasen:

1. Recherche und Studie von geeigneten magnetischen Sensoren und deren Messprinzip,
2. Erfassung und Charakterisierung von Hochfrequenzeigenschaften der verwendeten Sensoren,
3. Entwicklung des Prototyps eines magnetischen Strahlstromsensors.

Anhand eines Zeitplanes (s. Tab. 1.1) wurden die verschiedenen Themen bearbeitet. Die sich hieraus ergebenden Teilergebnisse wurden in regelmäßigen Abständen durch Berichte der GSI mitgeteilt. Auch wurden die wissenschaftlichen Ergebnisse auf verschiedenen Fachtagungen und Workshops präsentiert.

Aufgrund der hohen technischen Herausforderung einen magnetischen Strahlstromsensor mittels Stromzangenprinzip zu realisieren, sind technische Spezifikationen unerlässlich. Diese wurden zu Beginn des Projektes und während mehrfacher Zusammenkünfte der beteiligten Partnern an den verschiedenen Standorten eingehend diskutiert.

Die derzeitige Planung des Synchrotrons im Rahmen des GSI-FAIR-Projektes sieht eine Amplitude von maximal 200 A im Bunchbetrieb vor. Die maximale Frequenz der Beschleunigerspannung soll ca. 5,4 MHz betragen. Der Bunchbetrieb soll minimale Pulsbreite von 20 ns bei 200 A ermöglichen. In **Abb. 1.1** wird der Verlauf des Strahlstroms in der bestehenden Beschleunigeranlage gezeigt.



**Abb. 1.1: Signalverlauf des Strahlstroms bei der GSI gemessen mit einem Gleichstromtransformator (DCCT)**

Für eine magnetische Messung (siehe **Abb. 4.1**) des Strahlstroms mit hoher Dynamik wurden verschiedene Sensoren auf ihre Tauglichkeit überprüft. Hierbei werden die Kennlinien der einzelnen Sensoren aufgenommen und mit denen der Datenblätter (soweit vorhanden) verglichen. Die Sensoren wurden in einem statischen und einem dynamischen Magnetfeld vermessen. Durch diese Messungen soll geklärt werden, welche Sensoren aufgrund ihrer Eigenschaften für die Strahlstrommessung in Frage kommen.

Auf der Basis des Forschungs- und Entwicklungsvertrages vom Dezember 2003 wird für jeden Arbeitsvorgang/Meilenstein ein Resümee/Schlussfolgerung und der Status zum Berichtstermin aufgezeigt (**Tab. 1.1**).

<i>Thema</i>	<i>Laufzeit</i>	<i>Status</i>	<i>Kapitel</i>
<b>Recherche</b>	<b>April - Oktober 2004</b>	Abgeschlossen	2 u. 3
<b>Aufbau eines Messplatzes</b>	<b>April 2004 (DC-Messplatz) April - August 2005 (AC-Messplatz)</b>	Abgeschlossen	5 6
<b>Magnetisch steuerbarer Oszillator (GMI)</b>	<b>Ab April 2004</b>	Bei UNIK weiter in Bearbeitung, durch GSI zurückgestellt	3 u. 5
<b>AMR- und GMR-Sensoren für Stromzangenprinzip</b>	<b>April 2004 - Februar 2006</b>	Abgeschlossen	4
<b>Diplomarbeit für Diplom II</b>	<b>Oktober 2004 - März 2005 GMI-Effekt</b>	Abgeschlossen	3 u. 5
<b>Rogowski-Spule</b>	<b>Ab Oktober 2005</b>	Abgeschlossen	7
<b>Magnetooptischer Aufnehmer</b>	<b>Ab März 2006, ab Januar 2007 durch A. Schlörit (Master)</b>	durch GSI weiter bearbeitet	7
<b>Vergleich der verschiedenen Sensoren</b>	<b>Dezember 2005 - Februar 2006</b>	Abgeschlossen	8
<b>Frequenzselektive Magnetfeldmessung</b>	<b>Ab Juli 2005</b>	Abgeschlossen	6
<b>Störgrößenunterdrückung</b>	<b>immer</b>	nicht abgeschlossen	11.4
<b>Festlegung der vorläufigen Sensorik</b>	<b>Februar 2006</b>	Abgeschlossen	9
<b>Aufbau von Funktionsmustern</b>	<b>Ab Juli 2006</b>	Abgeschlossen	11.1
<b>Optimierung / Modellierung und Simulation mit FEM</b>	<b>Ab Juli 2005 durch A. Schlörit</b>	in Bearbeitung bei GSI, nicht abgeschlossen	10
<b>EMV-gerechte Entwicklung</b>	<b>Ab August 2006</b>	nicht abgeschlossen	11.2
<b>Signalverarbeitung</b>	<b>Ab Mai 2006</b>	nicht abgeschlossen	11.3
<b>Festlegung der endgültigen Sensorik</b>	<b>Februar 2007</b>	Abgeschlossen	11.5

**Tab. 1.1: Übersicht über die geleisteten Arbeiten nach dem Zeitplan des Kooperationsvertrages**

## 2 Recherche verschiedener Magnetfeldsensoren

Durch die Recherche wurde ein Überblick über die derzeit kommerziell erhältlichen Magnetfeldsensoren geschaffen. Hierbei wurde das Hauptaugenmerk auf die GMR-, AMR- und Hall-Sensoren gerichtet. Der GMI-Effekt, die Rogowski-Spule, sowie die magnetooptischen Aufnehmer wurden zu Beginn des Projektes durch die GSI zurückgestellt (siehe auch **Tab. 1.1**). Bei den recherchierten Hall-Sensoren haben die untersuchten bzw. ermittelten Eigenschaften nicht den Anforderungen entsprochen und letztendlich wurden diese Sensoren nicht weiter in die Untersuchungen mit einbezogen. Die Bandbreite, sowie die Empfindlichkeit der Hall-Sensoren sind zu gering. Während der gesamten Projektzeit wurden die Entwicklungen bei den einzelnen Sensoren und deren Herstellern beobachtet, um die Weiterentwicklungen für das Projekt nutzen zu können.

## 3 Grundlagen der Magneto Resistance- (MR-) Sensoren

### 3.1 Magnetoresistive Effekte

Das magnetische Verhalten von Festkörpern wird durch die Art und Stärke der Elementarmagnete und ihrer Wechselwirkung untereinander, d. h. durch kooperative Effekte geprägt. Bisher war es allerdings nicht möglich, das elektrische Verhalten eines Festkörpers (zum Beispiel seinen elektrischen Widerstand) mit von außen angelegten Magnetfeldern stark zu beeinflussen. Das heißt, der Magnetwiderstand bzw. die Magnetowiderstandseffekte waren sehr klein und für technische Anwendungen deshalb nur begrenzt nutzbar. Als Magnetowiderstandseffekt bezeichnet man im Allgemeinen die Größe gemäß **Gleichung 3.1.1**.

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R(H) - R(0)}{R(0)} \quad (3.1.1)$$

Magnetowiderstandseffekte können sowohl positiv als auch negativ sein, je nachdem ob der Widerstand im Magnetfeld zu- oder abnimmt. In der Literatur wird bei negativem Magnetowiderstandseffekt häufig eine Normierung auf  $R(H)$  (Widerstand mit äußerem Feld  $H$ ) gemacht. Falls  $R(H)$  viel kleiner als  $R(0)$  (Widerstand ohne äußeres Feld  $H$ ) ist, erhält man dadurch sehr große Werte.

*Nichtmagnetische Metalle* zeigen üblicherweise eine Widerstandszunahme (positiver Magnetowiderstand), die quadratisch mit dem angelegten Magnetfeld skaliert ist. Dieser Effekt ist aber meist wesentlich kleiner als 1% bei angelegten Feldern in der Größenordnung 1T. Lange bekannt ist auch der anisotrope Magnetowiderstandseffekt in *ferromagnetischen Metallen*. Hierbei nutzt man den Effekt aus, dass der elektrische Widerstand für elektrische Ströme parallel und senkrecht zur Magnetisierungsrichtung unterschiedlich groß ist. In günstigen Fällen liegt der Unterschied bei einigen Pro-

zent.

Das Interesse an Magnetowiderstandseffekten hielt sich lange Zeit in Grenzen, da die Größe der bekannten Effekte für viele technische Anwendungen nicht ausreichte. Dies hat sich mit den kürzlich entdeckten neuen Effekten, welche als riesiger und kolossaler Magnetowiderstandseffekt (GMR, CMR) bezeichnet werden, stark geändert. Jene Effekte erlauben es, den elektrischen Widerstand eines Festkörpers sehr effizient mit Hilfe von äußeren Magnetfeldern zu ändern. Es wurden Änderungen von mehreren 10% beim riesigen (GMR) und Spitzenwerte von mehreren 100.000% beim kolossalen (CMR) Magnetowiderstand erreicht. Diese Magnetowiderstandseffekte sind als Quantenphänomene von großem Interesse für die physikalische Grundlagenforschung. Sie besitzen aber gleichzeitig auch eine hohe Anwendungsrelevanz. Mit ihrer Hilfe können magnetoelektronische Grundelemente entwickelt werden, auf denen die Magnetoelektronik aufbaut.

Heute unterscheidet man zwischen folgenden magneto-resistiven Effekten:

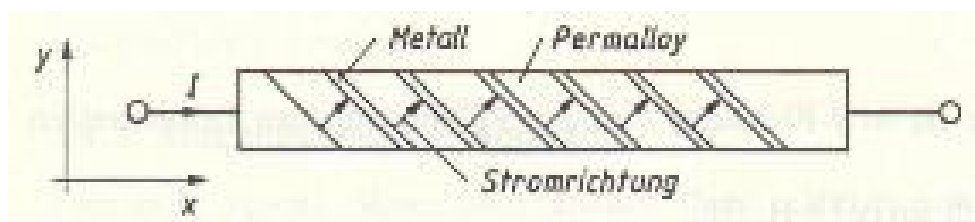
- **AMR (Anisotropic Magneto Resistance)**
- **GMR (Giant Magneto Resistance)**
- **CMR (Colossal Magneto Resistance)**
- **TMR (Tunneling Magneto Resistance)**
- **GMI (Giant Magneto Impedance)**

Die zur Zeit wichtigsten Magnetowiderstände werden im Folgenden genannt. Es handelt sich um den AMR, den GMR und dem GMI. Außer dem AMR-Effekt wurden im Prinzip alle Magnetowiderstandseffekte nach 1988 entdeckt. Das bedeutet, dass die heutige Magnetoelektronik ein sehr junges und noch stark wachsendes Forschungsgebiet ist, von dem enorme Innovationsimpulse für die Bereiche Sensorik für den Maschinenbau, Fahrzeugbau, die Medizintechnik sowie für den Bereich der Elektronik und Informationstechnik ausgehen.



### 3.2 AMR (Anisotropic Magneto Resistance)

Wie bereits erwähnt, ändern ferromagnetische Materialien ihren elektrischen Widerstand, wenn sie einem äußeren Magnetfeld ausgesetzt werden. Dies wird als magnetoresistiver Effekt bezeichnet. Der Strom  $I$  fließt durch einen langgestreckten Streifen von ferromagnetischem Material (**Abb. 3.2.1**), zum Beispiel dem meist verwendeten Permalloy. Es hat eine magnetische Vorzugsrichtung (Anisotropie) in x-Richtung (easy axis). Da diese Widerstandsänderung einen rein quadratischen Verlauf hat (**Abb. 3.2.2**, strichliniert dargestellt), ist es zunächst als Sensor unbrauchbar. Mit einem Trick lässt sich jedoch die Kennlinie linearisieren. Von der Gesamtmagnetisierung zur x-Achse (easy axis) wurde der Winkel  $\varphi$  und zum Strom der Winkel  $\Theta$  getrennt definiert. Man kann nun den Strom  $I$  gegenüber der x-Achse um  $45^\circ$  drehen, wenn man in den Leiterstreifen aus ferromagnetischem Material (Permalloy) unter  $45^\circ$  geneigte hochleitende Streifen (zum Beispiel aus Gold) einfügt. Diese Konfiguration ist in **Abb. 3.2.1** dargestellt und wird als Barberpole-Anordnung bezeichnet.



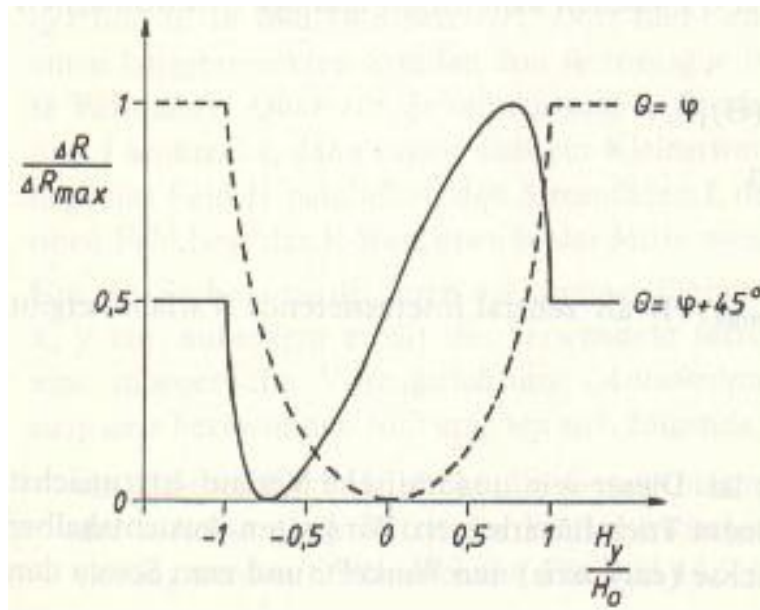
**Abb. 3.2.1: Barberpole-Konfiguration [11]**

Ist nun  $\Theta = \varphi + 45^\circ$ , dann lässt sich die Größe  $\Delta R/\Delta R_{\max}$  in

$$\frac{\Delta R}{\Delta R_{\max}} = \frac{1}{2} + \frac{H_y}{H_0} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2} \quad (3.2.1)$$

ausdrücken. Das linearisierte Signal ist in **Abb. 3.2.2** dargestellt. Der ursprüngliche Zusammenhang wurde strichliniert wiedergegeben. Die Manipulation der Winkel erzeugt einen eingeschränkten linearen Bereich.

Bei marktgängigen Sensoren werden die Barberpole-Streifen unter  $45^\circ$  und  $-45^\circ$  angebracht und in eine Vollbrückenordnung aus vier ferromagnetischen Leiterstreifen im Sensor zusammengefügt. Damit ergeben sich recht empfindliche Anordnungen, die für die verschiedensten Zwecke (vom Initiator bis zur linearen Abstandsmessung) brauchbar sind.



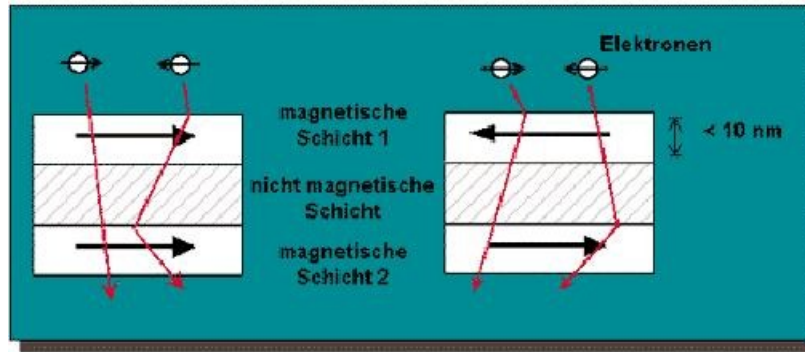
**Abb. 3.2.2 Linearisierte Kennlinie eines magnetoresistiven Sensors mit Barberpole-Konfiguration [11]**

### 3.3 GMR (Giant Magneto Resistance)

Ein neues Sensorkonzept, das einfache und kostengünstigere Systemlösungen ermöglicht, beruht auf dem so genannten riesigen Magnetowiderstandseffekt. Dieser Effekt wurde 1988 von Grünberg und Fert erstmals in ultradünnen Fe/Cr-Multilagern beobachtet. Erste kommerzielle GMR-Sensoren sind seit 1996 verfügbar, d. h. in weniger als 10 Jahren konnte hier ein neuartiger physikalischer Effekt in ein Produkt umgesetzt werden.

Ein Strom, der senkrecht zu dem in **Abb. 3.3.1** abgebildeten Schichtsystem fließt, erfährt abhängig von der relativen Magnetisierungsrichtung der magnetischen Schichten einen unterschiedlich großen Widerstand. Ursache ist die bei paralleler bzw. antiparalleler Ausrichtung der Magnetisierung unterschiedliche Streuung der Elektronen durch die beiden in den Elektronen vertretenen Spins. Der GMR-Effekt wird in ultradünnen Schichtstapeln, im einfachsten Fall Co/Cu/Co, beobachtet. Seine Größe wird wesentlich von den Grenzflächen beeinflusst.

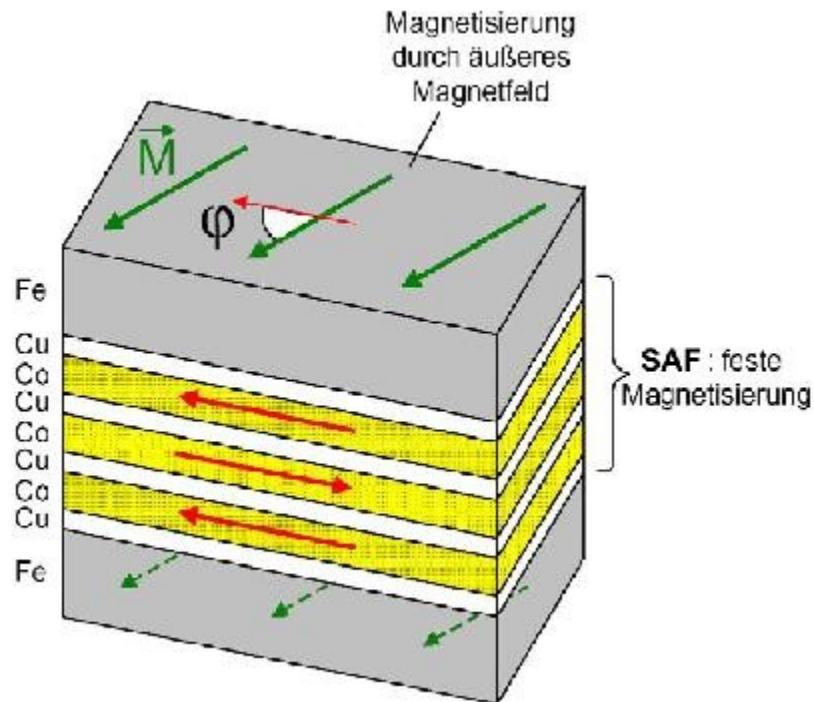
Bei paralleler Magnetisierung ist die Streuung geringer als bei antiparallel angeordneter Magnetisierung (**Abb. 3.3.1**). Die relative Änderung des elektrischen Widerstandes  $\Delta R/R$  zwischen beiden Zuständen kann in besonderen Schichtanordnungen bis zu 100% betragen. Für praktische Sensoren liegen die Signalhübe aber typisch im Bereich zwischen 5 und 10%. Dafür sind diese Sensoren so ausgelegt, dass schon kleine Magnetfelder ausreichen, um die Magnetisierungskonfiguration zu schalten, also das maximale Sensorsignal zu erhalten (so genannte Spin-Valve-Sensoren [1]).



**Abb. 3.3.1: Grundprinzip des GMR-Effektes [10]**

Um die in **Abb. 3.3.1** gezeigten Schichtstapel als Sensoren einzusetzen, ist es notwendig, die Eigenschaften der Schichten so herzustellen, dass sie unterschiedlich auf äußere Magnetfelder reagieren. Eine magnetische Schicht muss als Messschicht, die andere als Referenzschicht ausgelegt werden. Als Messschicht wird im einfachsten Fall Eisen gewählt, das als weichmagnetische Schicht äußeren Feldern leicht folgen kann. Die hartmagnetische Schicht, die die Referenzmagnetisierung liefert, darf dagegen durch das ansteuernde äußere Magnetfeld möglichst nicht beeinflusst werden. Es hat sich gezeigt, dass diese Gegenfeldstabilität besonders bei hohen Betriebstemperaturen durch einen so genannten künstlichen Antiferromagneten (synthetischen Antiferromagneten (SAF)) etwa aus Co und Cu gewährleistet werden kann (**Abb. 3.3.2**). In diesem Schichtsystem wird zunächst durch geeignete Wahl der Cu-Schichtdicke eine Antiparallelstellung der Co-Lagen erreicht, die nur durch sehr hohe Magnetfelder aufgehoben werden kann. Wählt man die Dicken der Co-Schichten zusätzlich so, dass die resultierende Magnetisierung klein ist, dann lässt sich die magnetische Vorzugsrichtung des Antiferromagneten nur schwer durch ein äußeres Magnetfeld verändern. Die maximale Widerstandsänderung, der GMR-Hub, beträgt bei dem einfachen Sensoraufbau nach **Abb. 3.3.2** etwa 5%. Höhere Hübe sind prinzipiell möglich, wobei aber auch der Einfluss auf andere relevante Sensoreigenschaften wie Empfindlichkeit oder Temperaturstabilität zu berücksichtigen ist.

Die Herstellung der aktiven Sensorschichten sowie der zusätzlichen Keim- und Schutzschichten erfolgt mittels Sputterdeposition. Bei der Strukturierung der Sensoren, die aus einigen  $\mu\text{m}$  breiten Mäanderstrukturen bestehen, wird auf Verfahren aus der Halbleitertechnologie, wie zum Beispiel Photolithographie und Ar-Ionenstrahlätzen, zurückgegriffen. Die Abmessungen der Mäanderbahnen sind so gewählt, dass Widerstände um  $1 \text{ k}\Omega$  entstehen, die für die elektronische Verarbeitung des Sensorsignals günstig sind. Die Sensoren werden nach der Strukturierung einzeln und in Standardgehäuseformen verbaut.



**Abb. 3.3.2: Schematische Darstellung des Aufbaus eines Siemens GMR-Sensors [10]**

Die während der Recherche beschafften kommerziellen Sensoren wurden nach ihren Eigenschaften ausgewählt. Hierbei wurden Empfindlichkeit, Linearität, Messbereich und die Bandbreite berücksichtigt.

Die beschafften Sensoren werden im Folgenden genannt und die Untersuchungen zu Ihren Eigenschaften dargestellt.

Resümee: Verschiedene Magnetfeld-Sensoren sind kommerziell erhältlich. Deren Eigenschaften müssen untersucht und die Eignung für dieses Projekt ermittelt werden.

Die Funktionsweisen der Sensoren und Ihre physikalischen Effekte wurden recherchiert und zusammengefasst.

Status: abgeschlossen, Oktober 2004

Die Recherche weiterer Magnetfeld-Sensoren erfolgt weiterhin zu den laufenden Arbeiten.

### 3.4 GMI- (Giant Magnetic Impedance) Effekt

Der Riesen-Magnetoimpedanz-Effekt (GMI) beschreibt die starke Abhängigkeit der Impedanz weichmagnetischer Mikrodrähte oder dünner Schichtsysteme von der Größe eines angelegten, relativ kleinen externen Feldes. Die Impedanzänderung kann bei mehreren hundert Prozent liegen. In magnetostruktionsfreien, amorphen Drähten kann der GMI-Effekt 100 bis 1200 %/mT betragen und in dünnen Filmen sind immer noch 20 bis 80 %/mT möglich. Fast alle erdenklichen Anwendungen sind möglich, z. B. das Messen von extrem kleinen Feldern. Ein weiterer Vorteil ist die nahezu rückwirkungsfreie Erfassung des zu messenden Feldes und die große Bandbreite durch eine hohe mögliche Messstrom-Frequenz (10 – 500 MHz). Zur Integration und Montage eignen sich Dünnschichtsysteme besser als Drähte.

Als Sensorsignal wird der Wechselspannungsabfall am Sensor als Funktion des angelegten externen Magnetfeldes bei gegebenen HF-Strom gemessen. Im einfachsten Fall kann man das GMI-Element als Serienschaltung eines ohmschen und eines induktiven Widerstandes verstehen. Beide Anteile werden bei entsprechender Frequenz durch die starke Abhängigkeit der Permeabilität  $\mu_\phi$  des magnetischen Materials von einem externen Magnetfeld stark beeinflusst.

Der resultierende GMI-Effekt wird nach [18] als das Verhältnis von

$$\frac{\underline{Z}(H) - \underline{Z}(H_{max})}{\underline{Z}(H_{max})} \quad (3.4.1.10)$$

definiert.

Die magnetische Struktur ist stark von der magnetischen Anisotropie des Materials abhängig. Diese Eigenschaft bestimmt die GMI-Charakteristik. Bei hochfrequenten Strömen verteilen diese sich nur an der Oberfläche (Skin-Effekt). Die Eindringtiefe  $\delta$  ist abhängig von der Frequenz  $\omega$ , dem spezifischen Widerstand  $\rho$  und der Permeabilität  $\mu$ . Bei nichtferromagnetischen Metallen ist  $\mu$  unabhängig von der Frequenz  $f$  und dem angelegten magnetischen Feld  $H$ . In ferromagnetischen Stoffen hängt die Permeabilität von der Frequenz, der Amplitude des magnetischen Wechselfeldes und anderen Parametern, wie der Größe und Richtung des externen magnetischen Gleichfeldes, mechanische Spannungen und der Temperatur ab.

Die Ursachen des GMI-Effektes sind die große Permeabilität von weichmagnetischen Metallen und die starke Abhängigkeit von der Vorzugsrichtung des magnetischen Feldes. Bei der Wahl des magnetischen Sensormaterials ist daher die Permeabilität  $\mu$  von entscheidender Bedeutung.

Neben der Messung des Spannungsabfalls am GMI-Element bei gegebenem HF-Strom mittels eines Impedanzanalysators (z.B. Vierpunktmessung), kann der GMI-Effekt auch mit Hilfe einer Oszilla-

torschaltung gemessen werden. Das Signal ergibt sich aus der Abhängigkeit der Frequenz vom externen magnetischen Feld. Je nach Art der verwendeten Oszillatorschaltung, *LC* oder *RC*, geht vorwiegend der ohmsche oder der induktive Anteil in die Impedanz ein.

Der GMI-Effekt ist bei magnetostruktionsfreien Materialien am größten. Daher sollte das GMI-Element magnetostruktionsfrei, bzw. magnetostruktionsarm sein, um ein möglichst großes Messsignal zu erhalten. Durch den GMI-Effekt steigt oder sinkt die Impedanz des amorphen Streifens mit zunehmenden Feld, je nach verwendetem Material.

Die Diplomarbeit II [3] von Markus Häpe mit dem Thema „Untersuchung des GMI-Effektes und Abschätzung dessen Nutzung zur Strahlstrom-Messung an einer Beschleuniger-Anlage“ zur Erlangung des Diplom II an der UNIK als Voraussetzung für die Qualifikationsstelle wurde in dem dafür vorgesehenen Zeitrahmen erfolgreich absolviert.

Resümee: Erste eigene Untersuchungen zeigten keine zufriedenstellenden Ergebnisse. Daraufhin wurden weitere Untersuchungen vorerst zurückgestellt.

Die Diplomarbeit II [3] von M. Häpe wurde im März 2005 erfolgreich abgeschlossen. Ab 01. April 2005 bearbeitet Herr Häpe das Projekt auf einer Qualifikationsstelle als wissenschaftlicher Mitarbeiter.

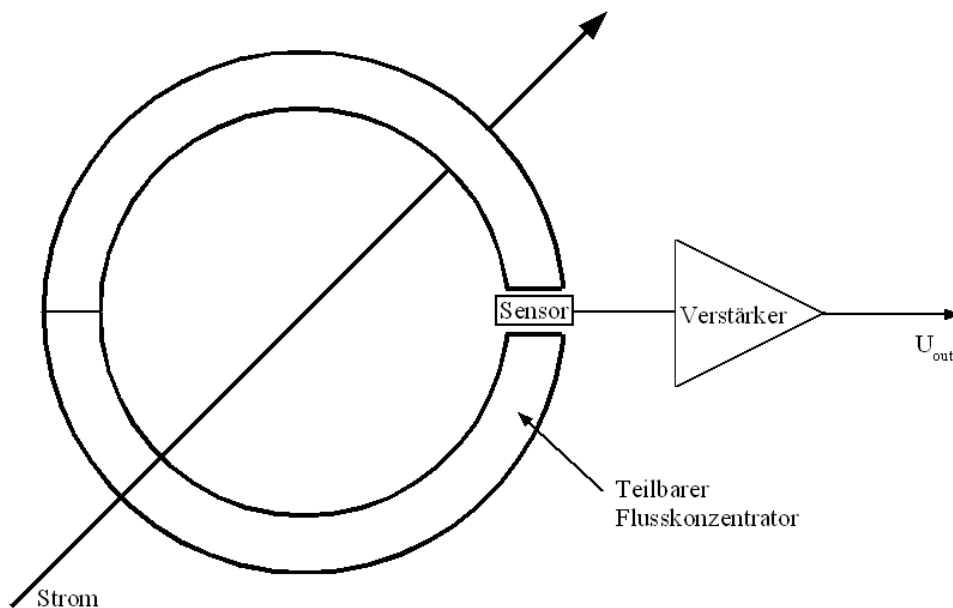
Status: abgeschlossen

Da das GMI-Prinzip nach Ansicht der UNIK erfolgsversprechend erscheint, werden die Untersuchungen von der UNIK mit eigenen, separaten Arbeiten durch eigene Mitarbeiter fortgeführt. Die Arbeiten wurden bei diversen Treffen bekannt gegeben.

## 4 Stromzangenprinzip

Mit Hilfe der recherchierten Sensordaten konnten verschiedene AMR- und GMR-Sensoren beschafft werden. In der **Tab. 4.2.1** sind alle beschafften MR-Sensoren aufgelistet. Hierbei wurden hauptsächlich Absolutfeld messende Sensoren beschafft, da nach der derzeitigen Planung des gesamten Sensorsystems die Sensoren in dem Luftspalt des externen Flusskonzentrators ein Absolutfeld messen.

Die Stromzange (Strommesszange oder Zangenamperemeter) ist ein Messgerät, welches zur berührungslosen Messung von Strömen genutzt wird (**Abb. 4.1**). Während bei der direkten Messung eines Stromes der Stromkreis aufgetrennt werden muss, um das Amperemeter in Reihe zum Verbraucher schalten zu können, ist dies bei der indirekten Messung mit der Stromzange nicht erforderlich, da die magnetische Wirkung des Leiterstroms gemessen wurde. Mittels eines zangenartig teilbaren Eisenkerns, kann man Leiter oder Stromschienen umfassen, ohne in den Stromkreis eingreifen zu müssen. Deshalb kann auch an Anlagen gemessen werden, die nicht abgeschaltet werden können. Ein weiterer Vorteil ist die galvanische Trennung. Das Messsignal ist also gegenüber der zu messenden Größe vollkommen potentialfrei.



**Abb. 4.1: Prinzip der Stromzange**

### 4.1 Grundlagen zur Stromzange

Die mathematischen Zusammenhänge zwischen dem Strom  $I$  und dem zu messenden Magnetfeld wird im Folgenden gezeigt. Grundlage ist das Ampere-Laplace'sche Gesetz

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \oint \frac{\vec{e}_l \times \vec{e}_r}{r^2} dl \quad (4.1.1)$$

Hierbei ist  $\vec{e}_t$  der tangentielle und  $\vec{e}_r$  der radiale Einheitsvektor. Die Permeabilität des Vakuums ist

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \approx 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (4.1.2)$$

Im Sonderfall des geraden, unendlich langen Leiters ergibt sich nach Biot und Savart

$$B = \mu_0 \frac{I}{2 \pi r} \quad (4.1.3)$$

Hierbei ist  $r$  der Abstand zur Mitte des Leiters und  $I$  der Strom, der durch diesen fließt. Da bei einer Stromzange ein Flusskonzentrator mit einem Luftspalt verwendet wird, muss diese Formel erweitert werden.

Der allgemeine Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte  $B$  und der magnetischen Feldstärke ist in **Gleichung 4.1.4** gegeben.

$$B = \mu \cdot H = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \Rightarrow H = \frac{B}{\mu} \quad (4.1.4)$$

Da der magnetische Fluss und bei konstantem Querschnitt auch die magnetische Flussdichte im Luftspalt und im Ringkern gleich sind, ergibt sich

$$H_L \cdot \mu_L = H_{Fe} \cdot \mu_{Fe} \quad (4.1.5)$$

Die Permeabilitätszahl  $\mu_L$  in Luft ist 1. Damit ergibt sich aus **Gleichung 4.1.5**

$$H_L = H_{Fe} \cdot \mu_{Fe} \quad (4.1.6)$$

Die **Gleichung 4.1.3** lässt sich wie folgt umstellen.

$$I = \frac{B}{\mu} \cdot 2 \pi r \quad (4.1.7)$$

Die Länge der Feldlinien ist mit dem Umfang im Abstand  $r$  gegeben.



$$l = 2\pi r \quad (4.1.8)$$

Die Länge des Luftspaltes  $l_L$  ist bei der vorgesehenen Konstruktion des Flusskonzentrators mit 8 mm vorgegeben. Die Länge des Ringkerns ergibt sich damit aus **Gleichung 4.1.9**.

$$l_{Fe} = 2\pi r - l_L \quad (4.1.9)$$

Setzt man nun die **Gleichung 4.1.4** und die **Gleichung 4.1.8** in die **Gleichung 4.1.7** ein, so erhält man

$$I = H \cdot l \quad (4.1.10)$$

Durch den Ringkern mit Luftspalt ergibt sich

$$I = H_{Fe} \cdot l_{Fe} + H_L \cdot l_L \quad (4.1.11)$$

Setzt man nun die **Gleichung 4.1.6** ein, dann erhält man

$$I = \frac{H_L}{\mu_{Fe}} \cdot l_{Fe} + H_L \cdot l_L \quad (4.1.12)$$

Da die magnetische Feldstärke nicht bekannt ist, wird die **Gleichung 4.1.12** durch Einsetzen der **Gleichung 4.1.4** zu

$$I = \frac{B_L}{\mu_{Fe} \cdot \mu_0} \cdot l_{Fe} + \frac{B_L}{\mu_0} \cdot l_L \quad (4.1.13)$$

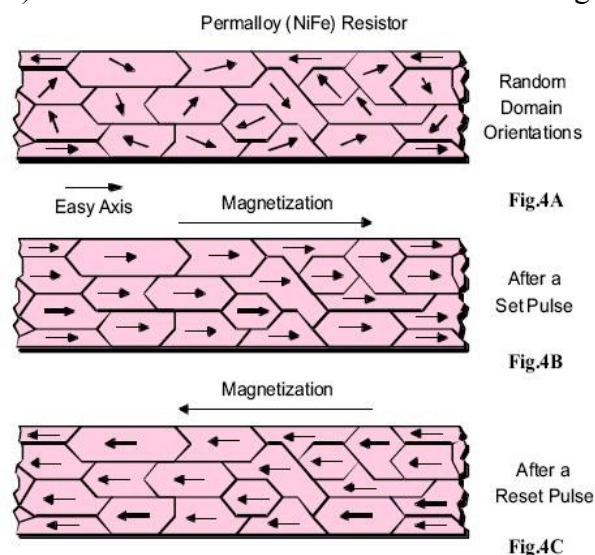
**Gleichung 4.1.13** zeigt den Zusammenhang zwischen dem erregenden Strom  $I$  und der gemessenen magnetischen Flussdichte  $B_L$  im Luftspalt.

## 4.2 Untersuchte AMR- und GMR-Sensoren

Die **AMR-Sensoren** haben gegenüber den GMR-Sensoren den Vorteil, dass mit ihnen die Richtung der Magnetfelder detektiert werden kann. Die Messbereiche entsprechen in etwa denen der GMR-Sensoren. Die zusätzliche Beschaltung, welche notwendig ist, um mit diesen Sensoren

messen zu können, haben einen größeren schaltungstechnischen Aufwand zur Folge. Man benötigt bei den AMR-Sensoren Stabilisierungsfelder, die mittels Spulen oder Permanentmagneten erzeugt werden können. Diese Felder beeinflussen die Steilheit der Sensoren und damit den Messbereich. Zusätzlich benötigt man so genannte „Antiflippingfelder“, die das spontane Ummagnetisieren in der AMR-Schicht vermeiden sollen. Der Sensor sollte vor jeder Messung ein Set- oder Reset-Puls bekommen, damit die Elementarmagnete in den MR-Schichten alle in einer Richtung ausgerichtet werden. Dies ist wichtig, um reproduzierbare Messergebnisse zu erhalten.

Wenn MR-Sensoren einem wechselnden magnetischen Feld ausgesetzt werden, dann werden die Elementarmagnete in unterschiedliche Richtungen ausgerichtet (siehe **Fig. 4A** in **Abb. 4.2.1**). Dies führt zu einer geringeren Empfindlichkeit der Sensoren. Ein Stromimpuls (Set) an dem Set-Eingang des Sensors richtet die magnetischen Domänen in einer Richtung (leichte Achse) aus (siehe **Fig. 4B** in **Abb. 4.2.1**). Damit wird eine hohe Empfindlichkeit und Reproduzierbarkeit erreicht. Ein negativer Impuls (Reset) dreht die magnetische Domänenorientierung in die entgegengesetzte Richtung (siehe **Fig. 4C** in **Abb. 4.2.1**). Dadurch wird die Polarität der Sensorausgangsspannung umgekehrt.



**Abb. 4.2.1: Domänen vor und nach Set- und Reset-Impuls**

Die **GMR-Sensoren** haben im Gegensatz dazu eine einfache Beschaltung. Hier reicht die Versorgungsspannung aus, um mit den Sensoren reproduzierbare Ergebnisse erzielen zu können. Diese Sensoren haben den Nachteil, dass sie aufgrund ihrer Kennlinie keine Richtungsabhängigkeit des magnetischen Feldes erkennen können. Die Strukturen der GMR-Sensoren sind wesentlich kleiner als bei den AMR-Sensoren, daher sollten diese Sensoren besser für hohe Frequenzen geeignet sein, was die Untersuchungen zeigen sollen. Die GMR-Sensoren haben im Gegensatz zu den AMR-Sensoren eine größere Hysterese.

Sensortyp	Sensorbezeichnung	Hersteller	Messeigenschaften
GMR	AA002	NVE	Absolutsensor
GMR	AA003	NVE	Absolutsensor
GMR	AA004	NVE	Absolutsensor
GMR	AA005	NVE	Absolutsensor
GMR	AA006	NVE	Absolutsensor
GMR	AAL002	NVE	Absolutsensor
GMR	AB001	NVE	Differentialsensor
AMR	HMC1001	Honeywell	Absolutsensor
AMR	HMC1002	Honeywell	Absolutsensor
AMR	KMY20M	HL-Planar	Absolutsensor
AMR	KMY20S	HL-Planar	Absolutsensor
AMR	KMZ20S	HL-Planar	Absolutsensor
AMR	KMZ10A	Philips	Absolutsensor
AMR	KMZ10A1	Philips	Absolutsensor
AMR	KMZ10B	Philips	Absolutsensor
AMR	KMZ10C	Philips	Absolutsensor

**Tab. 4.2.1: Recherchierte und beschaffte Sensoren**

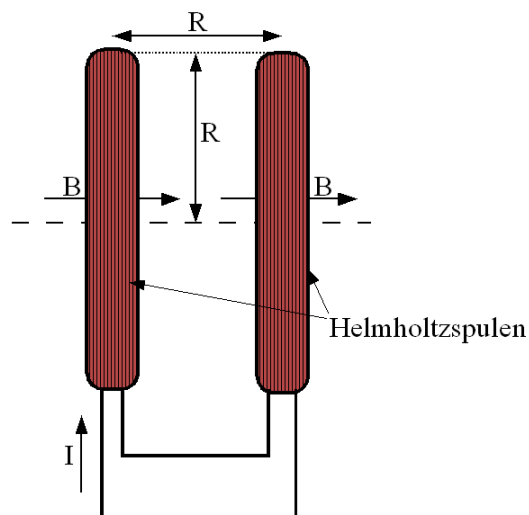
Resümee: Es wurden die Eigenschaften zahlreicher AMR- und GMR- Sensoren zur Absolut-Magnetfeldmessung untersucht. Nur diese Absolutfeld-Sensoren sind für eine Magnetfeld-Messung im Luftspalt eines Flusskonzentrators geeignet. Zum derzeitigen Zeitpunkt erscheinen nur die GMR-Sensoren für dieses Strahlstrom-Messsystem geeignet.

Status: abgeschlossen

## 5 Aufbau eines Messplatzes zur Erzeugung und Messung von magnetischen Gleichfeldern

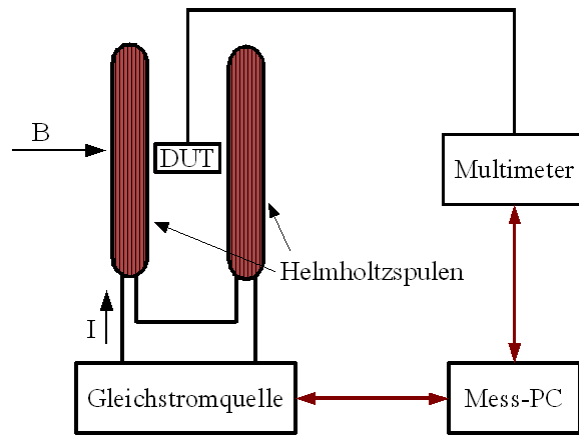
Es wurden zwei Messplätze aufgebaut. Die Messplätze wurden für die Erfassung von *Gleichfeldeigenschaften* und *Wechselfeldeigenschaften* entwickelt.

Zur Messung der magnetischen Gleichfeldeigenschaften wurde ein Messplatz mit zwei Helmholtzspulen aufgebaut, siehe **Abb. 5.1**. Diese wurden mit einer Gleichstromquelle, die über einen PC (Mess-PC) gesteuert wurde, betrieben. Dieser PC hat ein GPIB-Interface und eine AD/DA-IO-PCI-Bus-Karte für mess-, steuer- und regelungstechnische Aufgaben. Die Helmholtz-Spulen mit Halterung wurden so konstruiert, dass diese in einem geschlossenen Mumetalgehäuse betrieben werden können. Dieses schirmt äußere magnetische Gleichfelder um einen Faktor von ca. 25 (28 dB) ab. Der Messaufbau wurde in einem geerdeten Aluminiumgehäuse platziert, um hochfrequente Störungen und thermische Einflüsse zu minimieren.

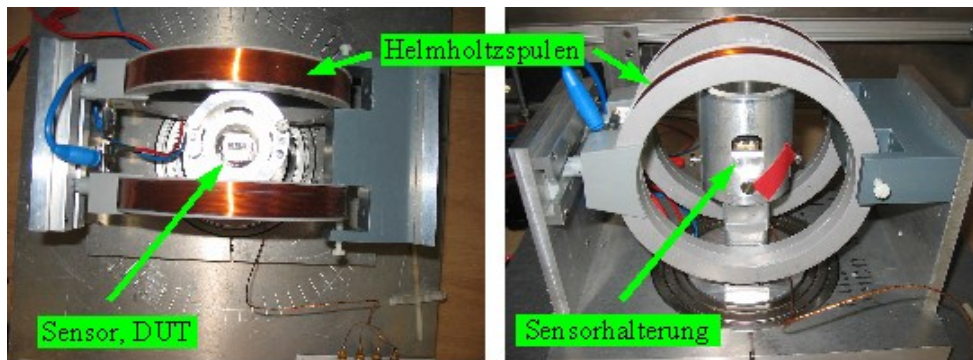


**Abb. 5.1: Skizze der Helmholtz-Spulenordnung**

Die Helmholtz-Spulen wurden drehbar gelagert, um das zu messende Gleichfeld in die sensitive Richtung der Sensoren justieren zu können, siehe **Abb. 5.2** und **Abb. 5.3**. Die Spulen haben je 320 Windungen und dürfen mit einem maximalen Spitzenstrom von 2 A betrieben werden. Sie haben einen mittleren Durchmesser von 150 mm, eine Dicke von 20 mm und eine Höhe von 10 mm. Die beiden Spulen sind parallel angeordnet und befinden sich in einem mittleren Abstand von 75 mm. Dieses entspricht dem halben Durchmesser und ist notwendig, damit das magnetische Feld im Inneren der Spulenordnung nahezu homogen ist. Die Stromquelle wird über den PC gesteuert und das Ausgangssignal der Sensoren (DUT) wird über ein Multimeter aufgenommen und an den PC übermittelt. Die Daten werden auf dem PC gespeichert und mittels MatLab visualisiert.

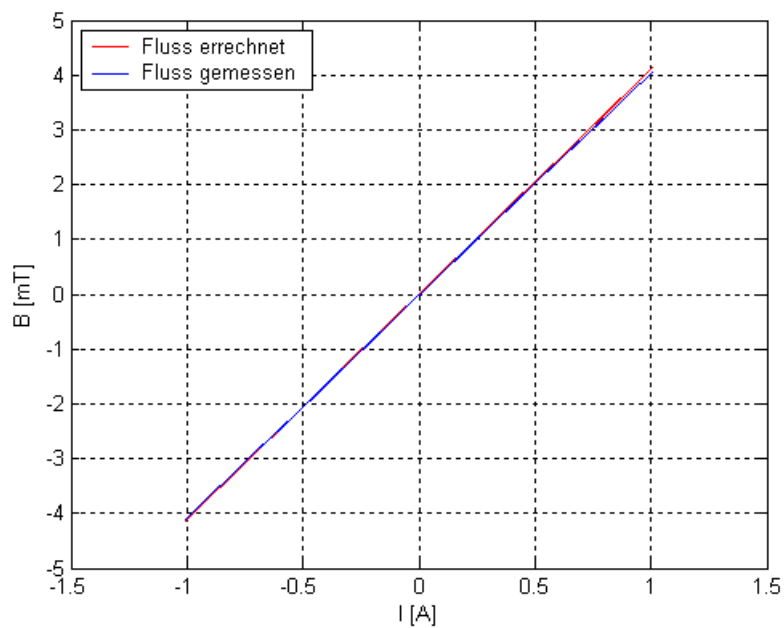


**Abb. 5.2: Skizze des Aufbaus des Helmholtz-Spulenmessplatzes**



**Abb. 5.3: Messplatz mit Helmholtz-Spulen für Sensorkennlinien im magnetischen Gleichfeld**

Die Kennlinie des Gleichfeldmessplatzes wurde mittels Gaussmeter (Hallsonde) aufgenommen, um eine Aussage über die später gewonnenen Sensorkennlinien machen zu können (**Abb. 5.4**).



**Abb. 5.4: Kennlinie des Gleichfeldmessplatzes**

In **Abb. 5.4** ist deutlich zu erkennen, dass der Zusammenhang zwischen dem Erregerstrom und dem erzeugtem Gleichfeld linear ist.

Mit Hilfe der **Gleichung 5.1** für Helmholtz-Spulen

$$B = \frac{4}{5} \cdot \sqrt{\frac{4}{5}} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{r} \quad (5.1)$$

kann die Flussdichte berechnet werden.

Mit den Konstanten

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \approx 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am} \quad \text{Magnetische Feldkonstante}$$

$$N = 320 \text{ Wdg} \quad \text{Windungszahl der Helmholtz-Spule}$$

$$r = 70 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{Mittlerer Radius der Helmholtz-Spulen}$$

ergibt sich

$$B = 0,0411 \frac{Vs}{Am^2} \cdot I \quad (5.2)$$

wobei der Strom  $I$  in A angegeben und  $B$  in T errechnet wird.

Die verschiedenen Sensoren wurden mit diesem Gleichfeldmessplatz vermessen. Die Messdaten wurden mittels PC unter Agilent-VEE gespeichert und unter MatLab visualisiert. Die Messergebnisse wurden mit denen aus den Datenblättern verglichen, siehe **Kapitel 5.1** bis **5.4**.

Die Ergebnisse zu den magnetischen Gleichfeldeigenschaften der Sensoren wurden in den internen Berichten [1, 2, 6, 7] präsentiert.

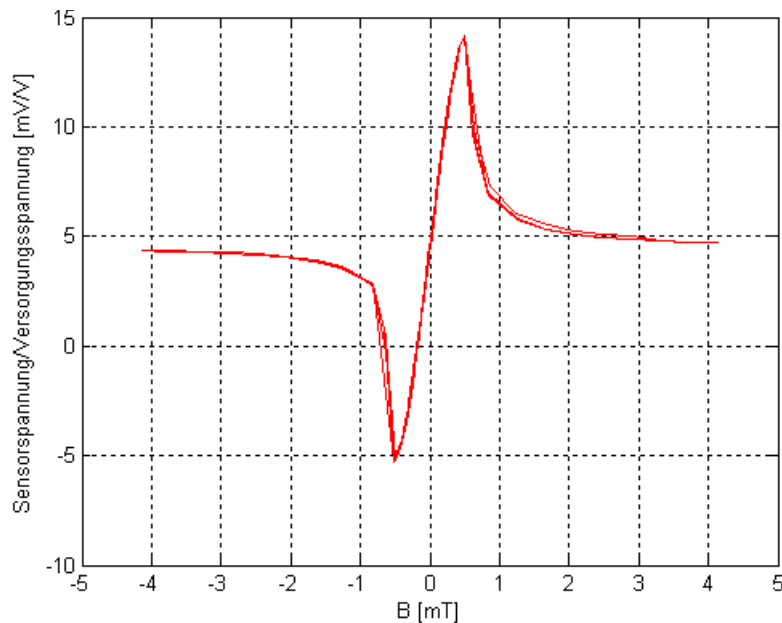
Die einzelnen Sensoren wurden zunächst auf kleine Platinen gelötet, welche speziell für die Sensoren angefertigt wurden. Die Platinen wurden mit Anschlussdrähten versehen und auf Funktion getestet. Danach konnten alle Sensoren nacheinander zwischen den Helmholtz-Spulen platziert und die Kennlinien aufgenommen werden. Der maximale Gleichstrom, der im Dauerbetrieb durch die Helmholtz-Spulen fließen darf, beträgt 2000 mA. Um Schäden an den Spulen zu vermeiden, wurden die Messungen mit einem maximalen Gleichstrom von  $\pm 1000$  mA durchgeführt. Um das Hystereseverhalten der Sensoren sichtbar machen zu können, wurden mindestens zwei Durchläufe ge-

messen. Einige Sensoren verfügen über Korrekturschaltungen wie Set- oder Reset-Anschlüsse. Diese wurden sowohl ohne als auch mit Korrektur gemessen.

### 5.1 AMR-Sensor HMC1001

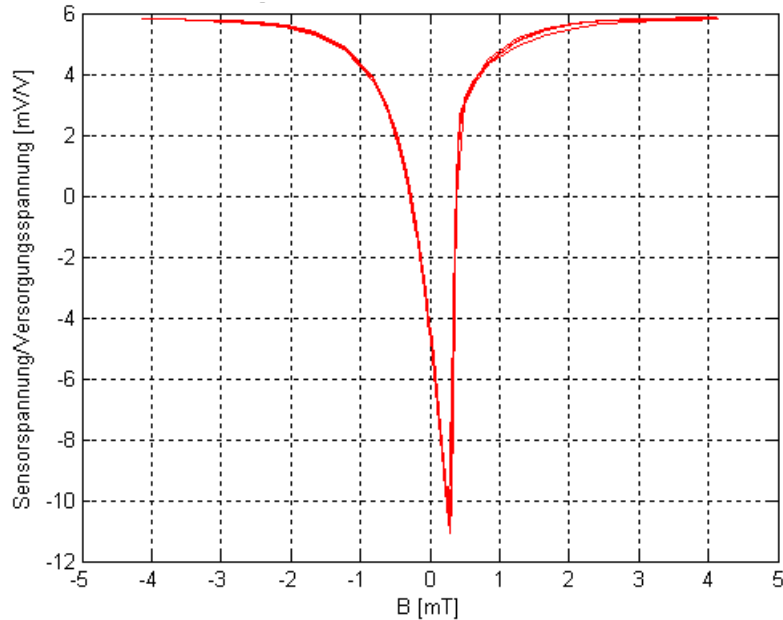
Der AMR-Sensor HMC1001 benötigt eine zusätzliche Beschaltung, die einen Set- oder Reset-Impuls (siehe **Abb. 4.2.1**) erzeugt. Der Aufbau einer solchen Schaltung ist in dem Datenblatt [23] genau beschrieben. Daher lässt sich die Kennlinie dieses Sensors relativ einfach aufnehmen. Es muss bei diesem Sensor jedoch beachtet werden, dass vor der Messwertaufnahme laut Datenblatt mindestens zwei Durchläufe des gesamten Messbereiches durchfahren werden. Erst dann sind die Messwerte reproduzierbar. In **Abb. 5.1.1** ist die gemessene Kennlinie abgebildet. Es wurden mehrere Zyklen gemessen.

Der Verlauf der gemessenen Kennlinien decken sich mit der aus dem Datenblatt (**Abb. 5.1.3**). Der maximale Hub des Ausgangssignals ist nahezu gleich, die gemessene Kennlinie hat aber einen größeren Offset, welcher durch das Erdmagnetfeld hervorgerufen wird. Die Kennlinie aus dem Datenblatt ist bis zu einer Feldstärke von 20 Oe gemessen worden, dieses entspricht einer magnetischen Flussdichte von 2 mT. Bei allen Sensoren wurde bis  $\pm 4$  mT gemessen.

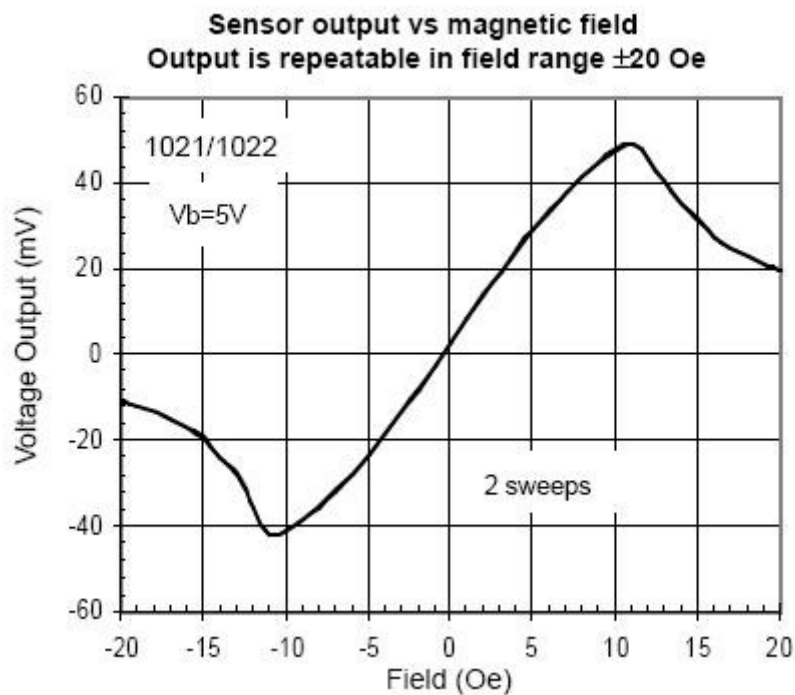


**Abb. 5.1.1: Gleichfeldcharakteristik des HMC1001 (Fa. Honeywell)**

In **Abb. 5.1.2** ist die Kennlinie des HMC1001 zu sehen, jetzt bei nicht korrekt ausgerichteten Helmholtz-Spulen. Hier ist zu erkennen, dass die Kennlinie einen ganz anderen Verlauf hat als im Datenblatt beschrieben wird. Dieses liegt hauptsächlich daran, dass der Sensor im Magnetfeld der Helmholtz-Spulen nicht korrekt ausgerichtet war.



**Abb. 5.1.2:** HMC1001 Ausrichtung im Magnetfeld nicht korrekt



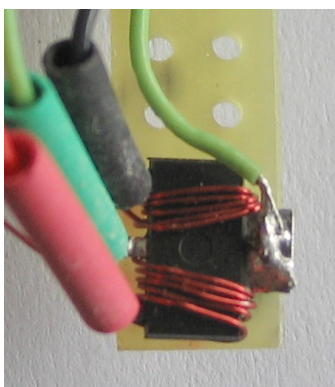
**Abb. 5.1.3:** Kennlinie aus dem Datenblatt des HMC1001



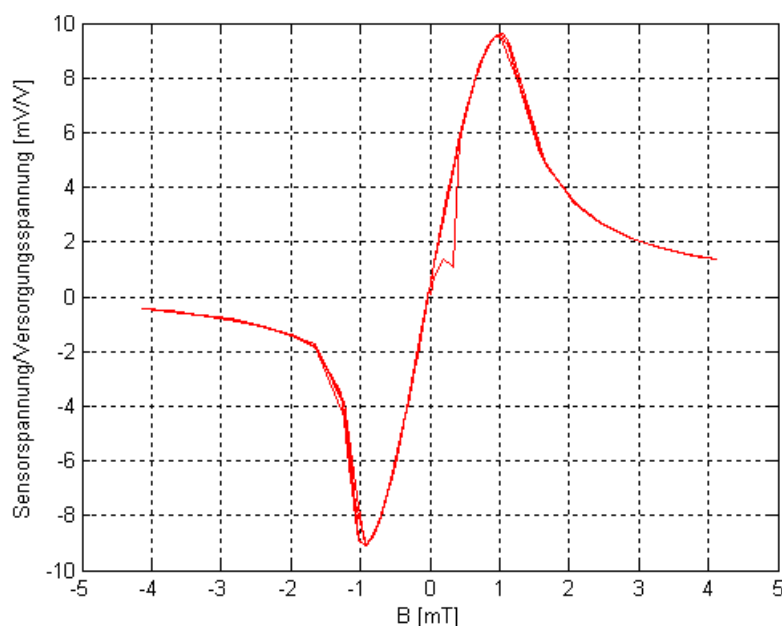
## 5.2 AMR-Sensor KMY20S

Als zweiter AMR-Sensor wurde der KMY20S [24] vermessen. Dieser Sensor verfügt über keinen zusätzlichen Anschluss, an dem ein Set- oder Reset-Impuls angelegt werden kann. Dieser magnetische Impuls muss vor jeder Messung erzeugt werden, Daher wurde um den Sensor eine kleine Drahtspule gewickelt (**Abb. 5.2.1**). Das Umwickeln des Sensors erweist sich als sehr schwierig, da die Spule zwischen den Anschlussbeinchen des Sensors hindurch gewickelt werden muss. In **Abb. 5.2.2** ist die Kennlinie mit Reset-Impuls zu sehen. Hier liegen die Messkurven von mehreren Zyklen nahezu exakt übereinander.

Im Vergleich dazu wurde der Sensor ohne Reset-Impuls gemessen. Die Messkurven der einzelnen Zyklen liegen dann nicht mehr übereinander. Die Messungen sind dadurch nicht reproduzierbar. Dieser Sensor kann nur mit entsprechender Reset-Schaltung verwendet werden.

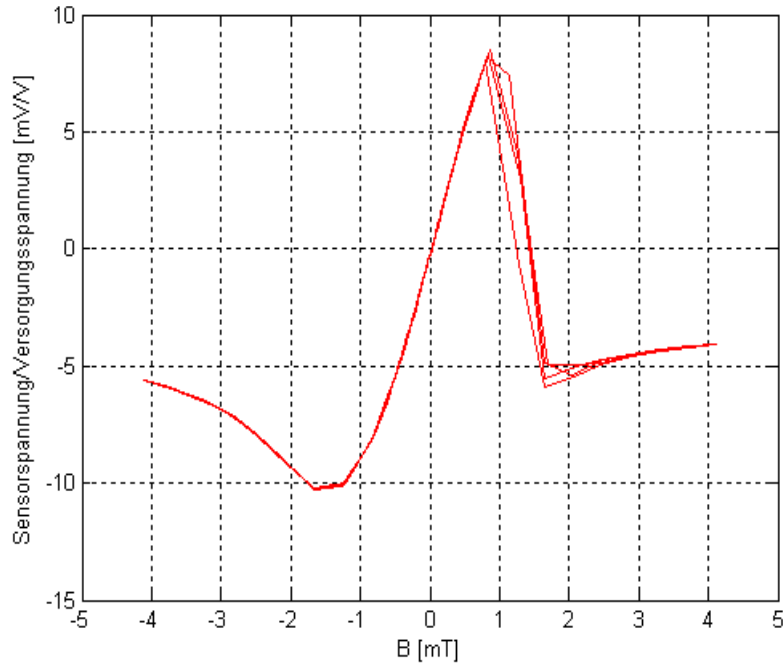


**Abb. 5.2.1: Foto des KMY20S (Fa. HL-Planar) [24] mit Spule**



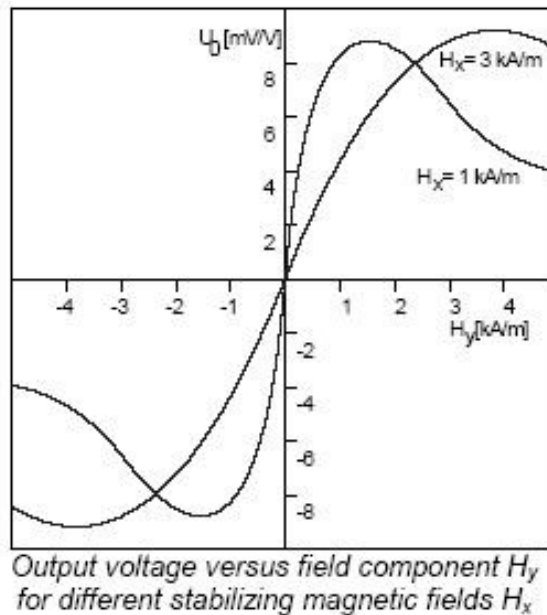
**Abb. 5.2.2: Gleichfeldcharakteristik des KMY20S (Fa. HL-Planar) mit Reset-Impuls**

Der Hub sowie der Verlauf der gemessenen Kennlinien stimmen mit denen aus dem Datenblatt überein. Hierbei muss die Kennlinie (**Abb. 5.2.4**) aus dem Datenblatt [24] mit dem Stabilisierungsfeld  $H_x = 1 \text{ kA/m}$  betrachtet werden und bei der gemessenen die Kennlinie mit Reset-Impuls, **Abb. 5.2.2**.



**Abb. 5.2.3: AMR-Sensor KMY20S mit Reset-Impuls defekt**

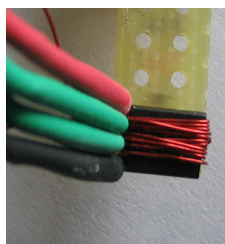
Es wurden zwei Sensoren des Typs KMY20S vermessen, da der erste nicht die Ergebnisse geliefert hat, die laut Datenblatt angegeben sind. Der Kennlinienverlauf ist in der **Abb. 5.2.3** dargestellt. Hier ist deutlich zu erkennen, dass der Sensor eine stärkere Hysterese bei positiver magnetischer Flussdichte aufweist. Zusätzlich ist die Kennlinie nicht um 0 mV/V symmetrisch. Hier scheint ein Gleichfeld-Offset vorhanden zu sein, der das Sensorsignal in positive Richtung verschiebt. Dieses deutet auf einen Defekt des Sensors hin.



**Abb. 5.2.4: Kennlinie aus dem Datenblatt des KMY20S**

### 5.3 AMR-Sensor KMZ10A

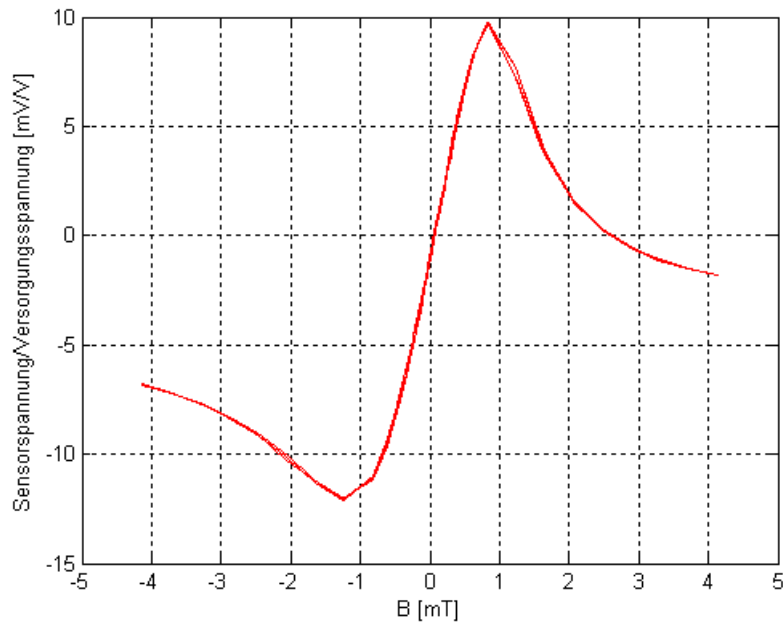
Als dritter AMR-Sensor wurde der KMZ10A [26] gemessen. Dieser Sensor benötigt ein Stabilisierungsfeld, welches über einen Permanentmagneten oder eine Spule erzeugt werden kann. In unserem Fall wurde eine kleine Spule um den Sensor gewickelt und mit einem Gleichstrom bestromt. Das Umwickeln des Sensors erweist sich auch bei diesem Sensor als sehr schwierig, da die Spule ebenfalls zwischen den Anschlussbeinchen des Sensors hindurch gewickelt werden muss (**Abb.5.3.1**). Das erzeugte Magnetfeld diente dann als Stabilisierungsfeld. In **Abb. 5.3.2** ist das Messergebnis mit Stabilisierungsfeld zu sehen. Hier ist zu erkennen, dass alle Messkurven der einzelnen Zyklen exakt übereinander liegen.



**Abb. 5.3.1: Foto des KMZ10A (Fa. Philips) mit Stabilisierungsspule**

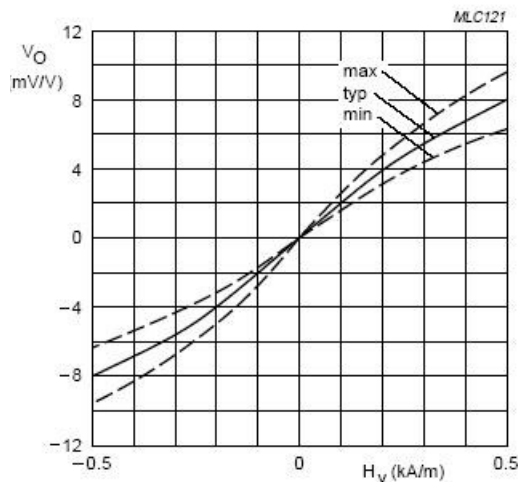
Da in dem Sensor HMC1001 auch eine Spule in den Sensor integriert ist, über die die Set- bzw. Reset-Impulse erzeugt wurden, wurde der KMZ10A versuchsweise ebenfalls mit Reset-Impulsen auf die umwickelte Spule untersucht. Die Messwerte der einzelnen Zyklen liegen dann nicht mehr über-

einander. Daher ist keine reproduzierbare Messung möglich. Ebenso verhält es sich ohne Stabilisierungsfeld. Bei diesem Sensor ist das Stabilisierungsfeld zwingend erforderlich, um fehlerfrei und reproduzierbar messen zu können.



**Abb. 5.3.2: Gleichfeldcharakteristik des KMZ10A (Fa. Philips) mit Stabilisierungsfeld**

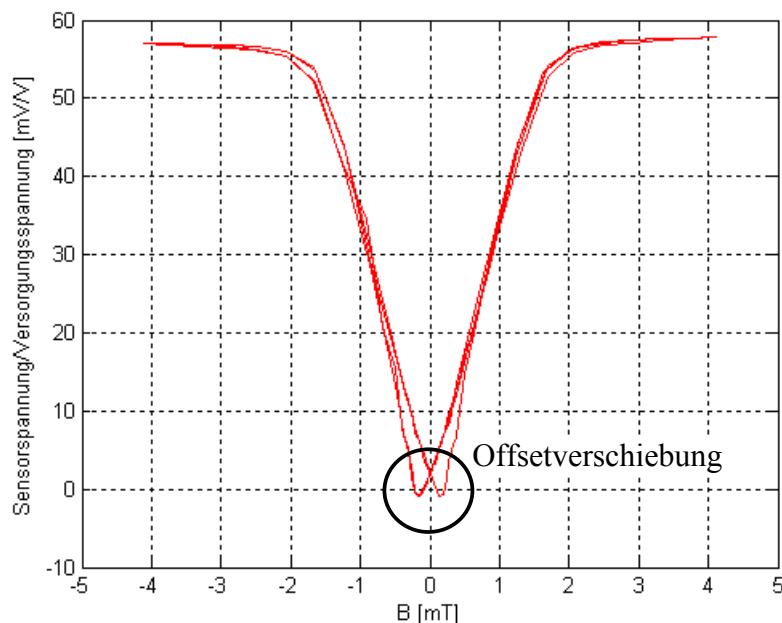
Bei den gemessenen Kennlinien ist gegenüber der Kennlinie (**Abb. 5.3.3**) aus dem Datenblatt [26] mit  $\pm 4$  mT ein größerer Messbereich untersucht worden. Bei der Kennlinie aus dem Datenblatt wurde nur bis 0,5 kA/m gemessen, dieses entspricht 0,63 mT. Es wurde also nur der lineare Teil der Kennlinie aufgenommen. Betrachtet man die Maximalwerte, dann sieht man, dass auch hier die Werte übereinstimmen. Die gemessene Kennlinie hat einen Offset und geht daher nicht durch den Koordinatenursprung.



**Abb. 5.3.3: Kennlinie aus dem Datenblatt des KMZ10A**

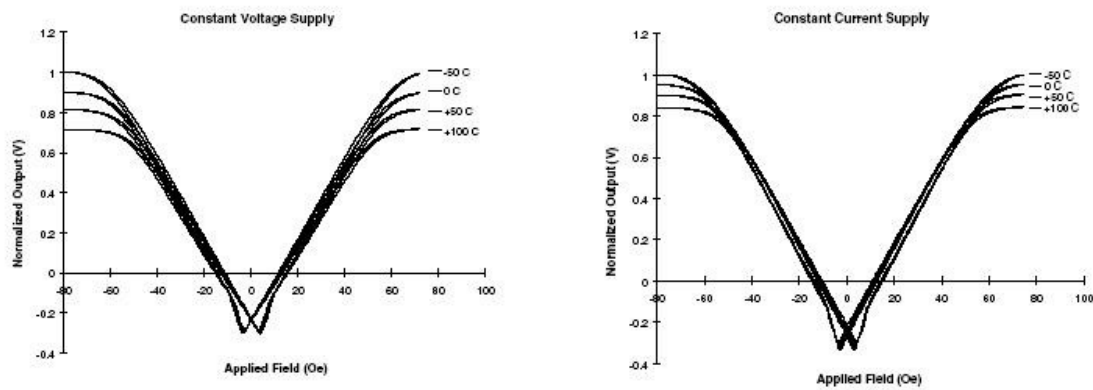
#### 5.4 GMR-Sensor AA002

Es wurde ein GMR-Sensor vermessen. Es handelt sich hierbei um den AA002 [25]. Dieser Sensor benötigt keinen Reset-Impuls und auch kein Stabilisierungsfeld. In **Abb. 5.4.1** ist zu ersehen, dass die Maxima nicht übereinander, sondern mit gleichem Abstand links und rechts neben der Ordinate liegen. Auch bei mehreren gemessenen Zyklen entstehen keine weiteren Maxima, daher liegen die Kurven exakt übereinander. Der Sensor weist eine Hysterese auf. Der GMR-Sensor hat mit ca. 55 mV/V die höchste Empfindlichkeit. Die AMR-Sensoren liegen alle bei ca. 20 mV/V.



**Abb. 5.4.1: Gleichfeldcharakteristik des AA002 (Fa. NVE)**

Bei der gemessenen Kennlinie ist ebenfalls ein Offset zu erkennen (siehe **Abb. 5.4.2**), der die Ausgangsspannung des Sensors (Kennlinie) auf die Abszisse (0V) verschiebt. Das maximale Feld, welches bei der Kennlinie (**Abb. 5.4.2**) aus dem Datenblatt [25] verwendet wurde, wurde mit diesem Messaufbau nicht erreicht. Der prinzipielle Verlauf aber ist deutlich zu erkennen. Es gibt zwei Maxima in der Nähe von 0 T. Die Kennlinien in **Abb. 5.4.2** zeigen einen Sensor mit einem größeren Messbereich als der untersuchte Sensor. Da im Datenblatt nicht genannt wird, um welchen Sensor es sich handelt, kann an dieser Stelle nur der prinzipielle Verlauf betrachtet werden.

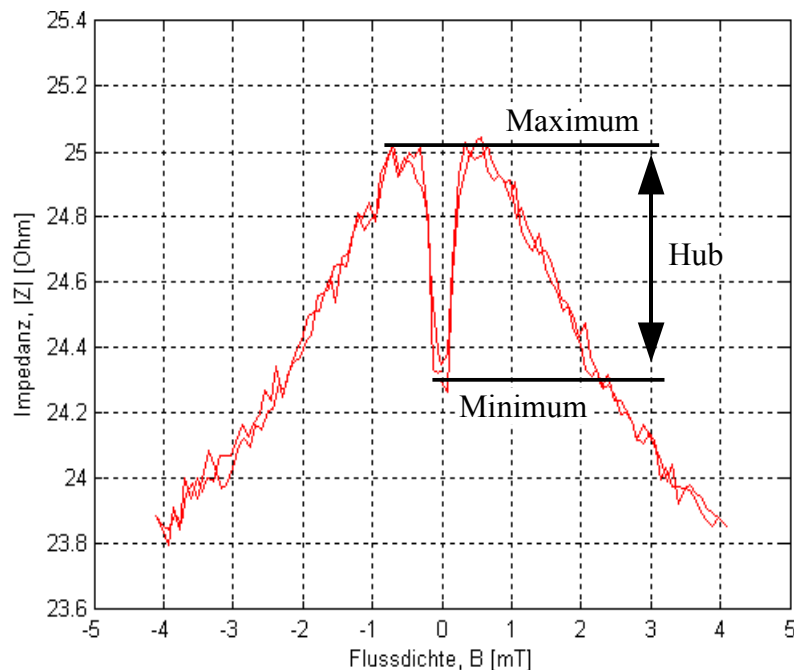


**Abb. 5.4.2: Kennlinie aus dem Datenblatt des AA002**

## 5.5 GMI-Messungen

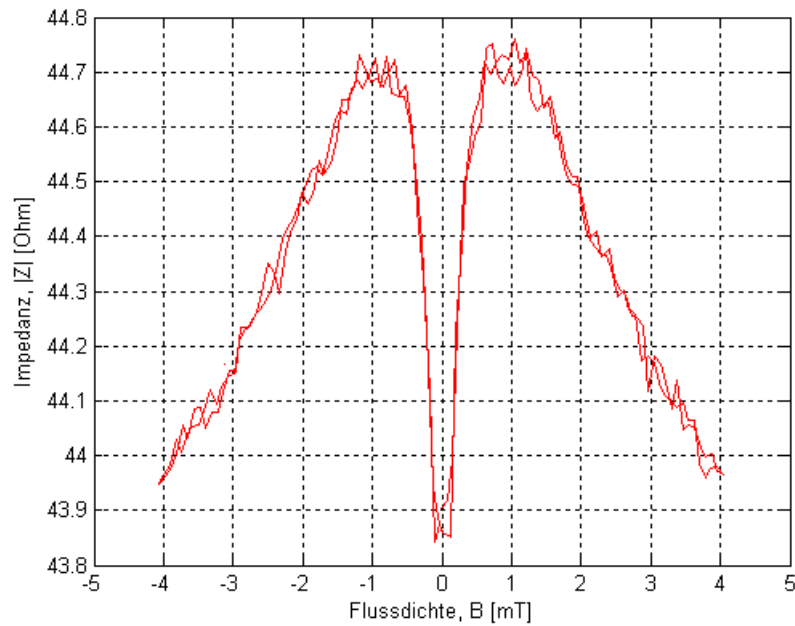
### 5.5.1 HF-Charakterisierung des GMI-Elementes

Als GMI-Element wurde das Material Vitrovac 6025Z mit den Abmaßen 0,025x2,5x25 mm verwendet. Die Impedanz des GMI-Elementes wurde mittels eines Impedanzanalysators bei unterschiedlichen Frequenzen gemessen (siehe **Abb. 5.5.1.1**). Hierbei wurde klar, dass der Hub (Minimum zu Maximum) der Impedanz von der Betriebsfrequenz abhängig ist. Das Minimum bei 0 mT (Ordinate) ist um so ausgeprägter, desto höher die Betriebsfrequenz ist [3] (**Abb. 5.5.1.2**).



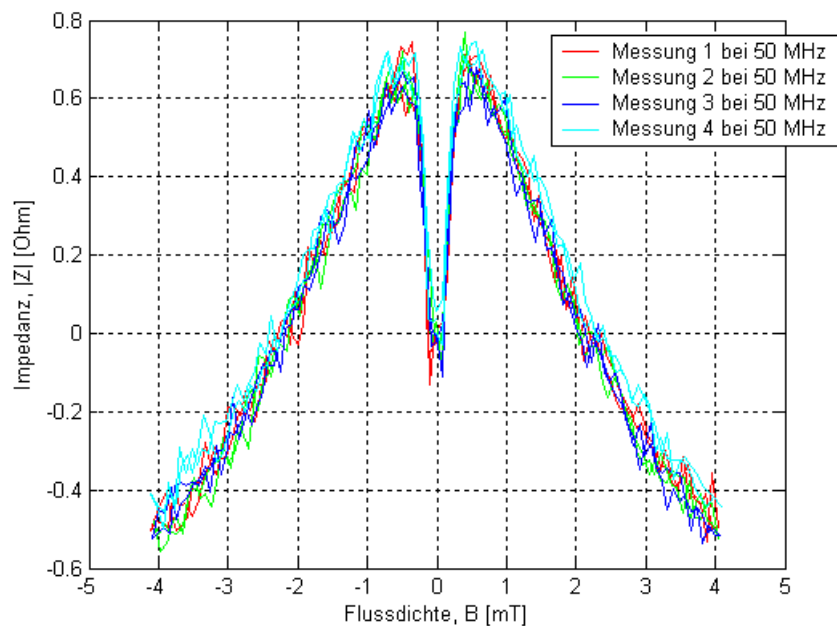
**Abb. 5.5.1.1: Impedanz eines GMI-Elementes, gemessen bei 50 MHz**

Der Hub in **Abb. 5.5.1.1** beträgt rund 0,7  $\Omega$  und in **Abb. 5.5.1.2** rund 0,8  $\Omega$ . Der Hub ist also mit steigender Frequenz größer geworden (siehe auch **Tab. 5.5.1.1** und **5.5.1.2**).



**Abb. 5.5.1.2: Impedanz eines GMI-Elementes, gemessen bei 100 MHz**

Um eine Aussage über die Reproduzierbarkeit der Impedanzmessung machen zu können, wurden verschiedene GMI-Elemente mit gleichen Abmaßen mehrfach gemessen und gegenübergestellt.



**Abb. 5.5.1.3: Vergleich der Impedanz mehrerer GMI-Elemente, gemessen bei 50 MHz**

Zur Gegenüberstellung der gemessenen Kurven bei 50 MHz ist es sinnvoll, den Anfangswert bei 0 mT von allen anderen abzuziehen, da nicht immer der gleiche Startwert erreicht wird. In der **Abb. 5.5.1.3** ist zu sehen, dass alle Kurven den gleichen Verlauf haben und sehr dicht übereinander liegen.

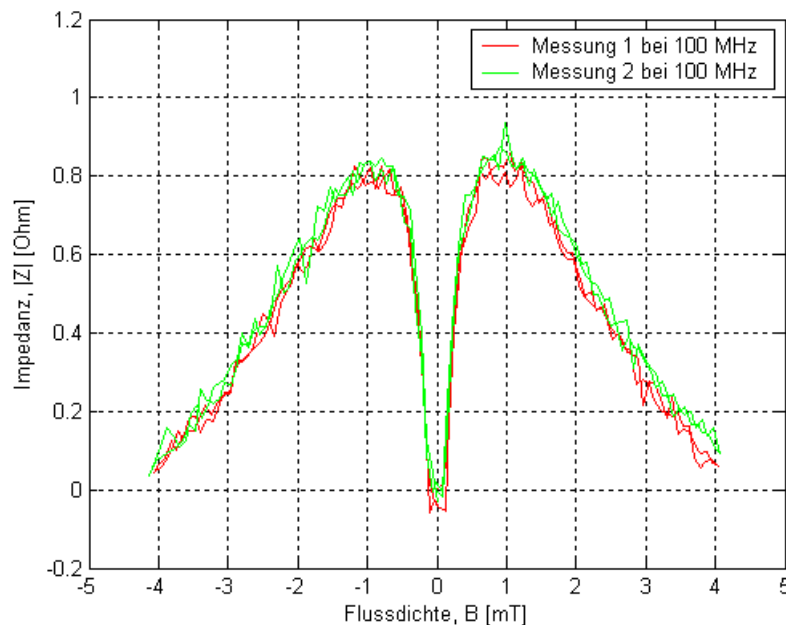
$$|Z| = |Z(B)| - |Z(B=0)| \quad (5.5.1.1)$$

Durch die Umrechnung ergibt sich für das lokale Minimum bei 0 mT eine Impedanz von 0 Ω. Hier können nur die Differenzen betrachtet werden. In der **Tab. 5.5.1.1** sind die ermittelten Werte für **Abb. 5.5.1.3** angegeben.

<b>Flussdichte <math>B</math> in mT</b>	-4	-0,5	0	0,5	4
<b>Impedanz <math> Z </math> in Ω</b>	-0,5	0,7	0	0,7	-0,5

**Tab. 5.5.1.1: Werte ermittelt aus dem Vergleich bei 50 MHz**

Für **Abb. 5.5.1.3** ergibt sich eine ermittelte Punktsteigung  $m = \frac{|Z| - |Z_1|}{B - B_1}$  von  $7,3 \cdot 10^3 \text{ Ω/T}$  für den Bereich 150 μT bis 320 μT bei einer Frequenz von 50 MHz.



**Abb. 5.5.1.5: Vergleich der Impedanz zweier GMI-Elemente, gemessen bei 100 MHz**

Zur Gegenüberstellung der gemessenen Kurven bei 100 MHz ist es ebenfalls sinnvoll, den Anfangswert bei 0 mT von allen anderen abzuziehen, da durch Ungenauigkeiten nicht immer der gleiche Startwert erreicht wird. In der **Abb. 5.5.1.5** ist zu sehen, dass alle Kurven den gleichen Verlauf haben und sehr dicht übereinander liegen.

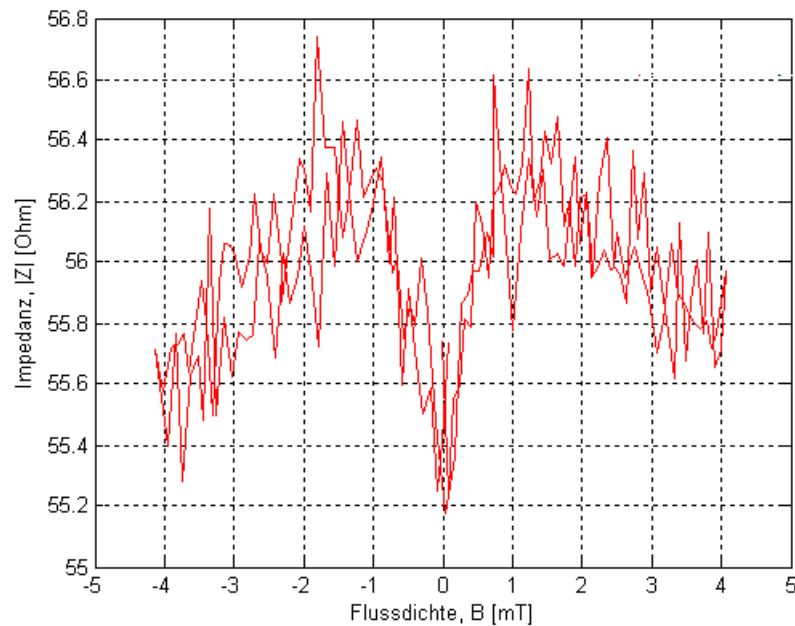
Durch die Umrechnung ergibt sich für das lokale Minimum bei 0 mT eine Impedanz von 0 Ω. Hier können ebenfalls nur die Differenzen betrachtet werden. In der **Tab. 5.5.1.2** sind die ermittelten Werte für **Abb. 5.5.1.5** angegeben.



<b>Flussdichte <math>B</math> in mT</b>	-4	-1	0	1	4
<b>Impedanz <math>Z</math> in <math>\Omega</math></b>	0,05	0,8	0	0,8	0,05

**Tab. 5.5.1.2: Werte ermittelt aus dem Vergleich bei 100 MHz**

In **Abb. 5.5.1.6** ist deutlich zu erkennen, dass ab einer Frequenz von 150 MHz die Messergebnisse nicht mehr verwendbar sind. Hier sind die Störungen gegenüber dem Nutzsignal zu groß. Der Prinzipielle Verlauf der Kennlinie ist hier noch zu erkennen.



**Abb. 5.5.1.6: Impedanz eines GMI-Elementes, gemessen bei 150 MHz**

Bei den Messungen wird deutlich, dass die beiden Maxima links und rechts neben der Ordinate bei höheren Frequenzen immer weiter auseinander driften. Messungen haben gezeigt, dass bei einer niedrigeren Frequenz (bis 1 MHz) die beiden Maxima bei 0 mT zusammentreffen und scheinbar nur noch ein Maxima entsteht. Es ist bei den Messungen zu sehen, dass sich der Abstand der Maxima bei 50 MHz, von ca. 0,5 mT, und 100 MHz, auf ca. 1 mT, verdoppelt hat.

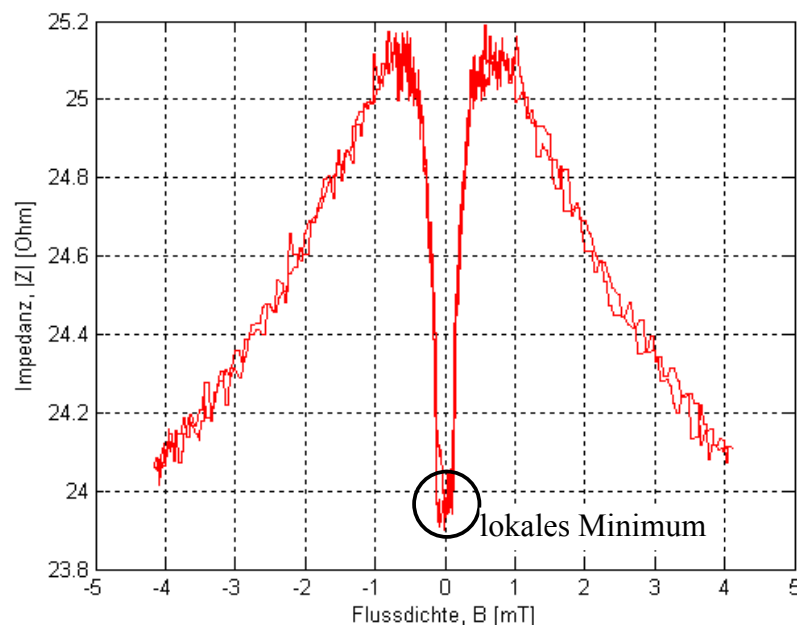
Auch der Wert der Impedanz hat sich bei 50 MHz von 24,3  $\Omega$  auf 43,7  $\Omega$  bei 100 MHz fast verdoppelt. Hier kann man darauf schließen, dass das GMI-Element bei geringeren Frequenzen mit einem höheren Strom durchflossen wird, da der Impedanzanalysator immer die gleiche Leistung an den Ausgang legt (0 dBm voreingestellt). „dBm“ bedeutet, dass der Wert auf 1 mW bezogen wird. Die Umrechnung der Ausgangsleistung des Impedanzanalysators von dB-Wert in die Leistung ergibt sich über den formalen Zusammenhang

$$v = 10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2} \quad (5.5.1.4)$$

Da  $P_2 = 1 \text{ mW}$  beträgt, ist bei 0 dBm ebenfalls  $P_1 = 1 \text{ mW}$ .

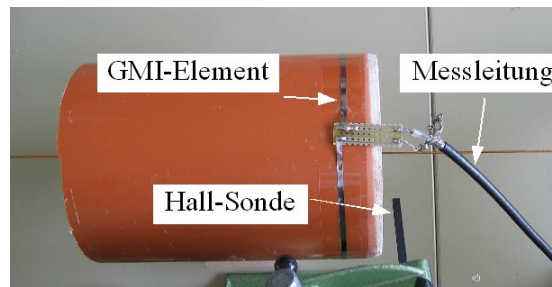
Um ausschließen zu können, dass die Doppelhöckerstruktur durch Eigenspannungen entstehen, wurde die Probe bei ca. 325 °C getempert. Hierbei wurden die Proben auf Glasträger gelegt und in einen Rohrofen von Raumtemperatur (ca. 25 °C) auf 325 °C aufgeheizt. Die Regelung des Rohrofens hat dann die Temperatur auf 325 °C gehalten, wobei durch die Regelung eine Abweichung von maximal  $\pm 5 \text{ °C}$  aufgetreten ist. Nach 60 Minuten wurde die Regelung wieder auf Zimmertemperatur eingestellt. Der Ofen mit den Proben hat sich langsam wieder abgekühlt. Nach ca. 120 Minuten war die Zimmertemperatur wieder erreicht und die Proben konnten entfernt werden. Hierdurch werden Spannungen, die durch Druck oder Zug in das Material eingeleitet wurden, entfernt.

Nachdem die Proben wieder abgekühlt waren, wurden diese in dem Aufbau mit Helmholtz-Spulen wieder gemessen. In **Abb. 5.5.1.7** ist zu erkennen, dass Eigenspannungen in der Probe vorhanden waren, da das lokale Minimum auf der Ordinate wesentlich kleiner ist als vorher. Die Doppelhöckerstruktur (Maxima links und rechts neben der Ordinate) ist durch das Tempern nicht verschwunden, sondern noch stärker ausgeprägt. Die Abstände der beiden Maxima haben sich auf  $\pm 0,7 \text{ mT}$  etwas vergrößert. Der maximale Hub von Minimum zu Maximum beträgt hier ca.  $2,2 \text{ } \Omega$  gegenüber vorherigen  $0,7 \text{ } \Omega$ .



**Abb. 5.5.1.7: Impedanz eines GMI-Elementes nach dem Tempern, gemessen bei 50 MHz**

Die Grundidee zur Nutzung des GMI-Effektes ist die Messung des Strahlstromes mittels langem GMI-Element um das Strahlrohr. Somit könnte der Flusskonzentrator gespart werden, da das Element selbst als Flusskonzentrator dient, siehe **Abb. 5.5.1.8**.



**Abb. 5.5.1.8: GMI-Element um PVC-Rohr**

Durch das PVC-Rohr wurde ein Kupferdraht gespannt. Dieser wurde exakt in der Mitte ausgerichtet. Die Hall-Sonde des Gaussmeters wurde im Abstand des GMI-Elementes platziert. Der Gleichstrom durch den Kupferleiter wurde zwischen 0 und 3 A variiert. Die Impedanz des GMI-Elementes wurde gemessen, siehe **Tab. 5.5.1.1**. Der Abstand  $r$  zum GMI-Element beträgt 55 mm. Über die **Gleichung 4.1.3** ergibt sich damit ein  $B$  von rund 11  $\mu\text{T}$ .

<i>Strom</i>	<i>Impedanz GMI-Element</i>	<i>Gemessenes Feld</i>
0 A	34,2 $\Omega$	0,054 mT
3 A	34,3 $\Omega$	0,044 mT

**Tab. 5.5.1.1: Messungen mit GMI-Element um PVC-Rohr**

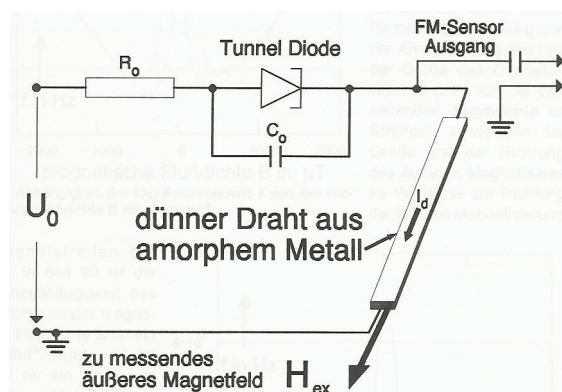
Aus **Tab. 5.5.1.1** ist zu erkennen, dass sich das Feld um 10  $\mu\text{T}$  geändert hat. Somit würden 0,1  $\Omega$  diesen 10  $\mu\text{T}$  entsprechen. Die Auflösung dieser Anordnung ist noch zu gering, damit Stromänderungen von 1 mA gemessen werden können.

Weitere Untersuchungen werden derzeit durchgeführt. Hierbei soll ein Oszillator gefunden werden, der es ermöglicht die GMI-Elemente mit dem Oszillator zu einem GMI-Sensor zu kombinieren. Da dieses noch in Bearbeitung ist und somit kein kompletter Sensor zur Verfügung steht, können diese Sensoren noch nicht weiter untersucht werden.

Ein generelles Problem ist hierbei das lange GMI-Element. Der ohmsche Anteil der Impedanz des Elementes bedämpft den Oszillator. Somit würde der Oszillator nicht oder sehr instabil schwingen.

## 5.5.2 Magnetisch steuerbarer Oszillator

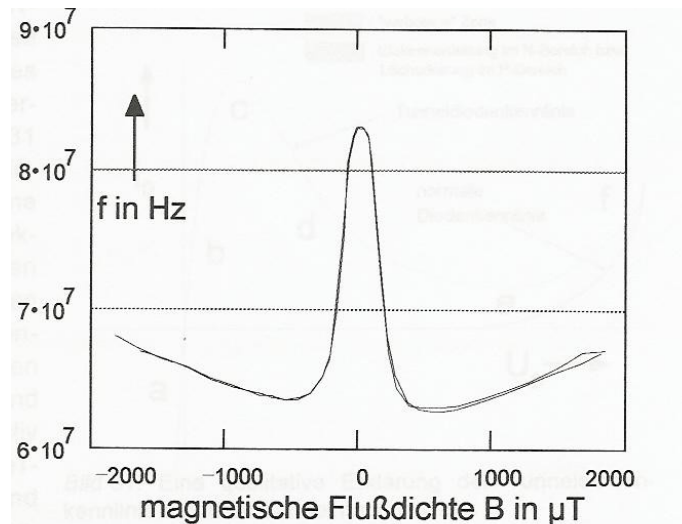
Die GMI-Sensoren (magnetisch steuerbarer Oszillator) sind derzeit noch nicht kommerziell erhältlich. Daher wurden hierfür eigene Prototypen entwickelt, aufgebaut, getestet und vermessen (siehe **Abb. 5.5.2.1**). Die Ergebnisse zu den Untersuchungen mit den GMI-Elementen sind den internen Berichten [1, 2, 6, 7, 8] zu entnehmen.



**Abb. 5.5.2.1: Oszillator nach [21] aufgebaut**

Der Sensor aus **Abb. 5.5.2.1** beruht auf der Habilitationsarbeit von Herrn Dr. Barjenbruch, welcher in den Jahren vor 1994 eine magnetfeldabhängige Impedanzänderung eines amorphen Streifens bei Hochfrequenz gemessen hatte. Mit Hilfe dieses Streifens entwickelte er einen Magnetfeldsensor. Der Streifen ist frequenzbestimmendes Bauteil einer Oszillatorschaltung, im weiteren magnetfeldgesteuerter Oszillator (magnetic controlled oszillator, MCO) genannt. Das aktive Element ist eine Esaki-Diode. In **Abb. 5.5.2.1** ist das Grundprinzip des Sensors aufgezeichnet.  $R_0$  ist hierbei der gesamte ohmsche Widerstand der Schaltung und  $C_0$  die gesamte Schaltungskapazität. Die Induktivität, die für den Schwingkreis erforderlich ist, wird mit einem dünnen Metallfilmstreifen oder Draht realisiert. Wenn ein externes Magnetfeld auf den dünnen Metallstreifen einwirkt, so wechselt die Permeabilität auf unterschiedliche Weise. Diese ist abhängig vom inneren magnetischen Verhalten des Metalls. Die Änderung der Permeabilität ruft wiederum eine Änderung der Induktivität des Streifens und damit eine Frequenzänderung des Oszillators hervor. Bei fester Größe des Metallstreifens wird die Permeabilitätsänderung von der Anregungsfrequenz, dem Oszillatorstrom und dem äußeren Magnetfeld bestimmt. Eine Rolle spielt hierbei die Richtung der inneren Magnetisierung des Metallstreifens.

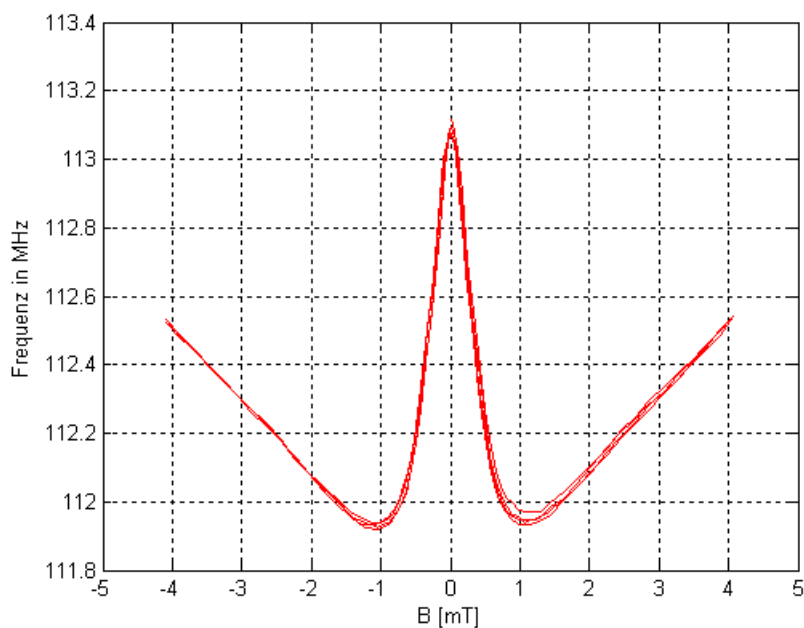
In der **Abb. 5.5.2.2** ist die Kennlinie des ursprünglichen Sensors von Herrn Dr. Barjenbruch mit einem Metallstreifen, der aus dem Material VC6025Z bestand, abgebildet. Das Sensorprinzip entspricht dem eines GMI-Sensors.



**Abb. 5.5.2.2: Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte [21]**

Die Änderung der Impedanz wird dazu benutzt, um die Resonanzfrequenz des Oszillators zu verstimmen. Die Abweichung der Oszillatorfrequenz ist dann ein Maß des Magnetfeldes, welches auf das GMI-Element einwirkt (**Abb. 5.5.2.3**). Die folgenden Messergebnisse sind mit dem Nachbau des MCO nach [21] aufgenommen worden.

Der Prototyp eines MCO's schwingt im Erdmagnetfeld bei ca. 113 MHz. Bei Erhöhung des Magnetfeldes verringert sich zunächst die Resonanzfrequenz. In **Abb. 5.5.2.3** ist zu erkennen, dass die Kennlinie ab 90  $\mu\text{T}$  bis 500  $\mu\text{T}$  fast linear verläuft. Die Messungen wurden mit dem selben sensitiven Material wie in Abschnitt 5.5.1 durchgeführt.



**Abb. 5.5.2.3: Oszillatorfrequenz eines GMI-Sensor-Prototyp in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte**

Hier ist zu erkennen, wie anfangs schon erwähnt, dass die Impedanz gegenüber der gemessenen Frequenz einen inversen Verlauf hat.

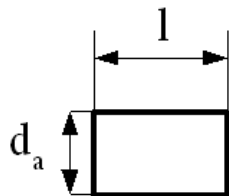
Es wurden mehrere Messungen durchgeführt und an dieser Stelle nur eine Messung dargestellt, da diese keine neuen Ergebnisse zeigen.

Weitere Untersuchungen wurden in der UNIK an verschiedenen Oszillatorschaltungen und unterschiedlichen Längen der GMI-Element durchgeführt. Hierbei konnte festgestellt werden, dass es weniger auf die Oszillatorschaltungen ankommt, als viel mehr auf die Länge und das Material der GMI-Elemente. Zusätzlich wurden erste Schaltungen realisiert, mit denen über einen Diskriminator die Frequenzänderung in eine Gleichspannungsänderung gewandelt wird. Somit ist es möglich, mit einem handelsüblichen Multimeter das Magnetfeld messen zu können. Weitere Untersuchungen sind hierzu allerdings noch erforderlich.

## 6 Aufbau eines Messplatzes zur Erzeugung und Messung von magnetischen Wechselfeldern

Zur Messung der magnetischen *Wechselfeldeigenschaften* wurden verschiedene Möglichkeiten in Betracht gezogen. Die einzelnen Lösungsmöglichkeiten, sowie die Ergebnisse sind im folgenden beschrieben und in der **Tab. 6.1** zusammengefasst.

### a) Luftspule



**Abb. 6.1:** Skizze der Luftspule/Zylinderspule

Zur Berechnung der magnetischen Feldstärke der Luftspule/Zylinderspule gilt (**Abb. 6.1**) die allgemeine Gleichung

$$H = \frac{N \cdot I}{l} \quad , \quad (6.1)$$

wobei  $N$  die Anzahl der Windungen,  $I$  der Strom durch die Spule und  $l$  die Länge der Spule ist. Die  $z$ -Komponente der magnetischen Feldstärke berechnet sich für  $l \gg d_a$  wie folgt.

$$H_z = \frac{I}{2} \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{3/2}} \quad (6.2)$$

$r$  ist der Radius und  $z$  ist ein beliebiger Punkt (hier 0).

Zur Berechnung der Spuleninduktivität gilt die **Gleichung 6.3**.

$$L = \mu N^2 \frac{A}{l} \quad (6.3)$$

$A$  ist die Fläche der Spule und ergibt sich aus der **Gleichung 6.4**.

$$A = \pi \frac{d_a^2}{4} \quad (6.4)$$

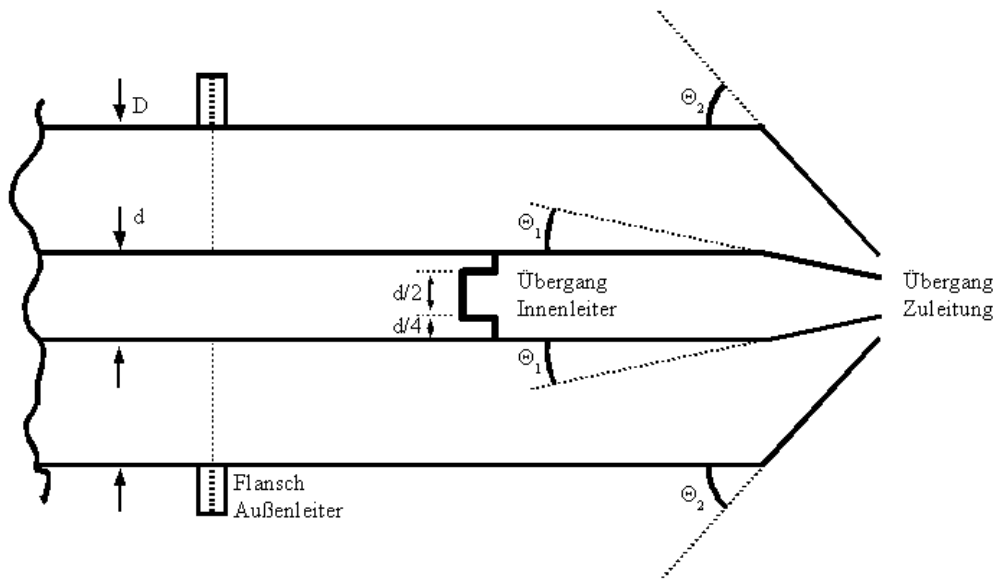
Der Zusammenhang des Betrages der Reluktanz  $X$  und der Spulenspannung  $U$  ergibt sich aus

$$X_L = 2\pi f L = \frac{U}{I} \quad (6.5)$$

Hierbei ist  $f$  die Frequenz, mit der das System angeregt wird.

Bei den Berechnungen hat sich gezeigt, dass die Anordnung eine sehr hohe Betriebsspannung benötigt, um ein magnetisches Feld von 1 mT bei höheren Frequenzen zu erzeugen. Da diese Hochspannung nicht praktikabel ist, wurde von einer Realisierung dieser Anordnung abgesehen.

### b) Koaxialleiter



**Abb. 6.2: Skizze des Koaxialleiters**

Bei einer Koaxialleiteranordnung (**Abb. 6.2**) ist es wichtig, dass die Anpassung an die Impedanz der Quelle gewährleistet ist, um stehende Wellen zu vermeiden und die Verluste gering zu halten. Daher müssen die Ankopplungen an das Zuleitungskabel entsprechend geformt werden. Die Gleichungen, die für eine Berechnung dieser Anordnung benötigt werden, werden im Folgenden beschrieben. In der **Gleichung 6.6** ist der Zusammenhang zwischen der Frequenz  $f$ , der Lichtgeschwindigkeit  $v$  und der Wellenlänge  $\lambda$  gegeben. Die Länge der Anordnung sollte nicht im Bereich der Wellenlänge liegen ( $l \gg \lambda$ ).

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (6.6)$$



Im Koaxialleiter entspricht die Ausbreitungsgeschwindigkeit 60% der Lichtgeschwindigkeit. Zur Berechnung der Impedanz der Anordnung gilt allgemein die **Gleichung 6.7**.

$$Z_L = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \cdot \sqrt{\frac{1 - \frac{jR'}{\omega L'}}{1 - \frac{jG'}{\omega C'}}} \quad (6.7)$$

Unter 10 MHz kann die hintere Wurzel vernachlässigt werden, da diese sehr kleine Änderungen verursacht. Die vereinfachte Berechnung der Impedanz  $Z_L$  ist in **Gleichung 6.8**, in einer Zahlenwertgleichung gegeben und wird in  $\Omega$  berechnet.

$$Z_L = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (6.8)$$

Hierbei ist  $D$  der äußere Durchmesser und  $d$  der innere. Die relative Permittivität (Dielektrizitätskonstante)  $\epsilon_r$  ist materialabhängig und in Luft 1. Die Übergänge der Koaxialleiteranordnung zum Anschlusskabel muss ebenfalls mit dem gleichen Wellenwiderstand berechnet werden, um stehende Wellen zu vermeiden. Die Berechnung der Übergänge ergibt sich aus der **Gleichung 6.9**.

$$Z_L = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{\tan\left(\frac{\Theta_2}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\Theta_1}{2}\right)}\right) \quad (6.9)$$

Bei dieser Anordnung ist es ebenfalls erforderlich mit einer hohen Spannung zu arbeiten, da nur ein großer Strom das benötigte magnetische Feld erzeugen kann. Hierbei entsteht ein zusätzliches Problem, da der zu untersuchende Sensor sehr nahe am Innenleiter platziert werden muss. Dadurch ist die Gefahr gegeben, dass es Hochspannungsüberschläge von der Erregung (Innenleiter) zum Sensor geben kann. Dieses würde nicht nur den Sensor, sondern unter Umständen auch die Messgeräte zerstören.

Als weitere Anordnung wurde die Stripline, oder auch Mikrostrip, in die Überlegungen mit einbezogen. Aufgrund des ungünstigen Feldverlaufes der Feldlinien, wurde diese Anordnung nicht weiter in die Betrachtung einbezogen.

c) Ringkern mit Luftspalt

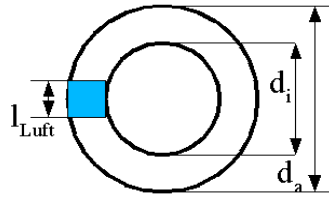


Abb. 6.3: Skizze des geschlitzten Ringkerns

Wie bereits zum Teil unter **Kapitel 4** beschrieben, ergibt sich die Berechnung des geschlitzten Ringkerns (**Abb. 6.3**) wie folgt. Der Zusammenhang zwischen  $B$  und  $H$  wurde in den **Gleichungen 4.4, 4.5** und **4.6** gezeigt.

Damit ergibt sich mit der **Gleichung 6.1** unter Berücksichtigung des Luftspaltes die folgende **Gleichung 6.10** (Durchflutungsgesetz).

$$N \cdot I = H_{Fe} \cdot l_{Fe} + H_L \cdot l_L \quad (6.10)$$

Wenn man nun die **Gleichung 4.6** in die **Gleichung 6.10** einsetzt, erhält man

$$N \cdot I = \frac{H_L}{\mu_{Fe}} \cdot l_{Fe} + H_L \cdot l_L \quad (6.11)$$

Unter Berücksichtigung des vorgegebenen magnetischen Flusses und Einsetzen der **Gleichung 4.4** ergibt sich die **Gleichung 6.12**.

$$N \cdot I = \frac{B_L}{\mu_{Fe} \cdot \mu_0} \cdot l_{Fe} + \frac{B_L}{\mu_0} \cdot l_L \quad (6.12)$$

Ein ausgesuchter Ringkern hat die Durchmesser  $d_{\text{innen}} = 66 \text{ mm}$ ,  $d_{\text{außen}} = 102 \text{ mm}$ , die Breite  $b = 15 \text{ mm}$  und die Länge des Luftspaltes  $l_L = 8 \text{ mm}$  (festgelegt aufgrund der Sensorabmessungen). Die Permeabilitätszahl beträgt  $\mu_{Fe} = 125$  für den Ringkern. Die mittlere Feldlinienlänge im Kern beträgt

$$l_{Fe} = u_{\text{mittel}} - l_L = 255,894 \text{ mm} \quad . \text{ Der mittlere Umfang } u_{\text{mittel}} \text{ ergibt sich durch}$$

$$u_{\text{mittel}} = \left[ \frac{d_{\text{außen}} - d_{\text{innen}}}{2} + d_{\text{innen}} \right] \cdot \pi = 263,894 \text{ mm} \quad (6.13)$$

Aufbau	N	$l_{\text{Luft}}$ in mm	Feldlinienlänge in mm	$d_i$ in mm	$d_a$ in mm	L in $\mu\text{H}$	$X_L$ in $\Omega$	$R_{\text{cu}}$ in $\Omega$	$U_{\text{max}}$ in V	$I_{\text{max}}$ in mA	Generator	Probleme
Zylinderspule in Luft	100	-	80	-	40	197,92	41 k	0,446	26000	634,9	?	Spannung / Widerstand
Spule mit Kern geschlossen (x)	48	-	62,8	15	25	576	119 k	0,068	500	4,2		Spannung / Widerstand
Spule mit Kern geschlossen (x)	97	-	62,8	15	25	2350	487 k	0,551	1000	2,1		Spannung / Widerstand
Spule mit Kern und Luftspalt (x)	97	8	62,8	15	25	144,2	29,9 k	0,551	2000	67,3		Spannung / Widerstand
Spule mit Kern und Luftspalt (x)	48	8	62,8	15	25	35,3	7,3 k	0,068	995	135,9		Spannung / Widerstand
Spule mit Kern und Luftspalt (x)	24	8	62,8	15	25	8,8	1,8 k	0,034	497	271,7	SP-801 A	Spannung / Widerstand
Spule mit Kern und Luftspalt (x)	12	8	62,8	15	25	2,2	458	0,017	248,7	543	SP-801 A	
Spule mit Kern und Luftspalt (*)	12	8	255,89	66	102	1,8	374	0,044	248,8	664,5	SP-801 A	
Koaxialleiter	-	13	62,8	20	46	-	50	0,009	2500	50000	Kabelpulser	Strom / Spannung

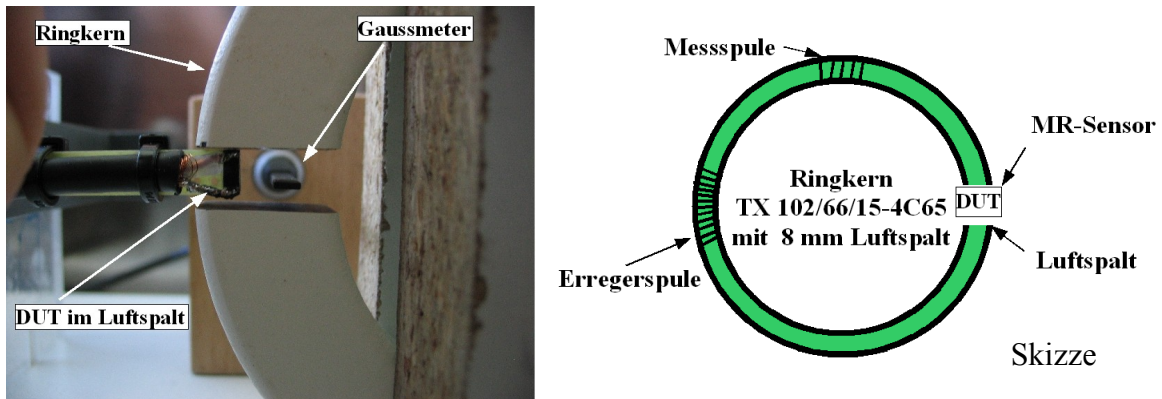
**B = 1 mT am Sensor**

**F = 33 MHz (ei 97 Wdg ist  $d_{\text{draht}} = 0,4 \text{ mm}$ )**

**(x) Kernmaterial von Thomson H20, FT25 (\*) Kernmaterial 4C65**

**Tab. 6.1: Gegenüberstellung der möglichen Messplätze zur Messung der Wechselfeldeigenschaften von Magnetfeldsensoren**

Zur Messung der magnetischen *Wechselfeldeigenschaften* wurde aufgrund der vorher beschriebenen Ergebnisse ein Messplatz mit einem geschlitzten Ringkern TX102/66/15 mit dem Material 4C65 aufgebaut, siehe **Abb. 6.4**. Der Luftspalt wurde nachträglich in den Kern gesägt. Die Polflächen müssen parallel zueinander verlaufen und die Oberfläche muss glatt sein, damit das Magnetfeld im Luftspalt homogen ist. Der Luftspalt wurde durch eine externe Firma auf 8 mm Breite gesägt. Durch die gute Oberfläche der Pole ist es relativ unkritisch, an welcher Stelle der Sensor im Luftspalt platziert wird.



**Abb. 6.4:** Messplatz mit geschlitzten Ringkern zur Messung des magnetischen Wechselfeldes

Das magnetische Wechselfeld wurde über eine HF-Spule (Erregerspule) erzeugt und mittels Messspulen aufgenommen, um über das Messprogramm eventuell notwendige Korrekturen der Erregung durchführen zu können. Der Zusammenhang zwischen der induzierten Spannung  $U_{AC}$  und der magnetischen Flussdichte  $B$  wird in den **Gleichungen 6.14 bis 6.17** gezeigt. Das Induktionsgesetz ist mit der **Gleichung 6.14** gegeben.

$$U_{AC}(t) = -N \frac{d\phi}{dt} = -N \cdot A \frac{dB}{dt} \quad (6.14)$$

Die magnetische Flussdichte setzt sich aus dem Gleich- und dem Wechselanteil zusammen.

$$B = B_0 + \hat{B} \cdot \cos(\omega t) \quad (6.15)$$

Durch Ableiten erhält man

$$\frac{dB}{dt} = -\hat{B} \cdot \omega \cdot \sin(\omega t) \quad (6.16)$$

Für den Spitzenwert der Spannung  $U_{AC}$  gilt  $\sin(\omega t) = 1$ . Setzt man nun die Gleichung 6.16 in die Gleichung 6.14 ein, so erhält man die Gleichung 6.17.

$$U_{AC} = N \cdot A \cdot B_{AC} \cdot \omega = N \cdot A \cdot B_{AC} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \quad (6.17)$$

Da die Windungszahl  $N$ , die Fläche  $A$  und die Flussdichte  $B_{AC}$  konstant sind, ist die induzierte Spannung nur noch von der Frequenz  $f$  abhängig.

Das magnetische Gleichfeld (Magnetischer Arbeitspunkt, siehe **Kapitel 6.1**) wurde ebenfalls eingestellt. Der gesamte Messplatz wurde über ein Programm unter Agilent-VEE gesteuert und die Messdaten auf einem PC (Mess-PC) gespeichert. Die Ergebnisse wurden mittels MatLab visualisiert.

Dieser Messplatz wurde ebenfalls für die Aufnahme der *Impulsantworten* der Sensoren genutzt. Hierbei wurde die Erregerspule an einen Pulsgenerator angeschlossen.

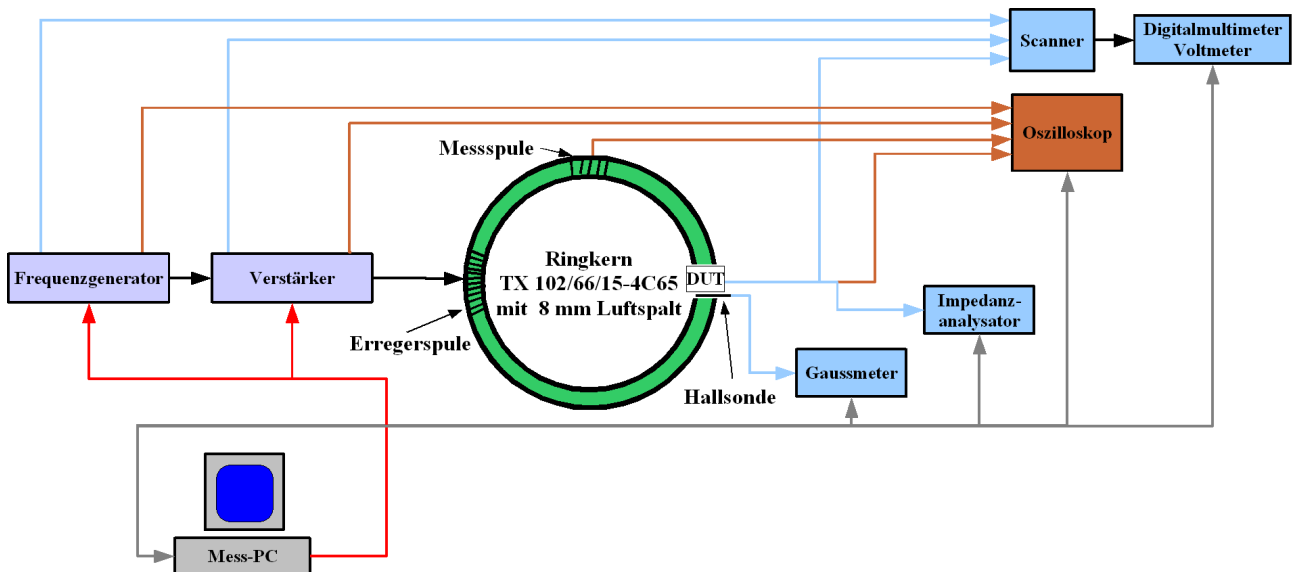
Die Ergebnisse zu den magnetischen Wechselfeldeigenschaften sowie die Impulsantworten der Sensoren wurden in den internen Berichten [5, 6, 7, 8] präsentiert.

Es wurden zunächst die Frequenzgänge der Sensoren aufgenommen. Da sich die Beschaffung eines Leistungsverstärkers, der Gleichströme bis Wechselströme im MHz-Bereich verstärken kann, als sehr schwierig erwies, wurden erste Messungen mit Audio-Endstufen zur Orientierung und Überprüfung der Tauglichkeit des Aufbaus durchgeführt. Die Endstufen ließen Messungen bis 50 kHz zu. Da diese Verstärker für einen Frequenzbereich bis 20 kHz konstruiert wurden und gleichspannungsentkoppelt arbeiten, werden diese Messergebnisse hier nicht weiter diskutiert. Die Ergebnisse hierzu sind in [5] diskutiert worden.

Die Messungen mit dem speziell für die Erzeugung der Wechselfeldamplituden beschafften Verstärker Typ PFL-118-U040-512 der Fa. Rohrer werden im folgenden erläutert. Da dieser Verstärker von DC bis 1 MHz verstärkt, konnten alle Einstellungen, wie Wechselfeldamplitude und Arbeitspunkt (Gleichfeldoffset), mit einem Frequenzgenerator vorgenommen werden. **Abb. 6.5** zeigt das Blockschaltbild des Messaufbaus mit den verwendeten Geräten.

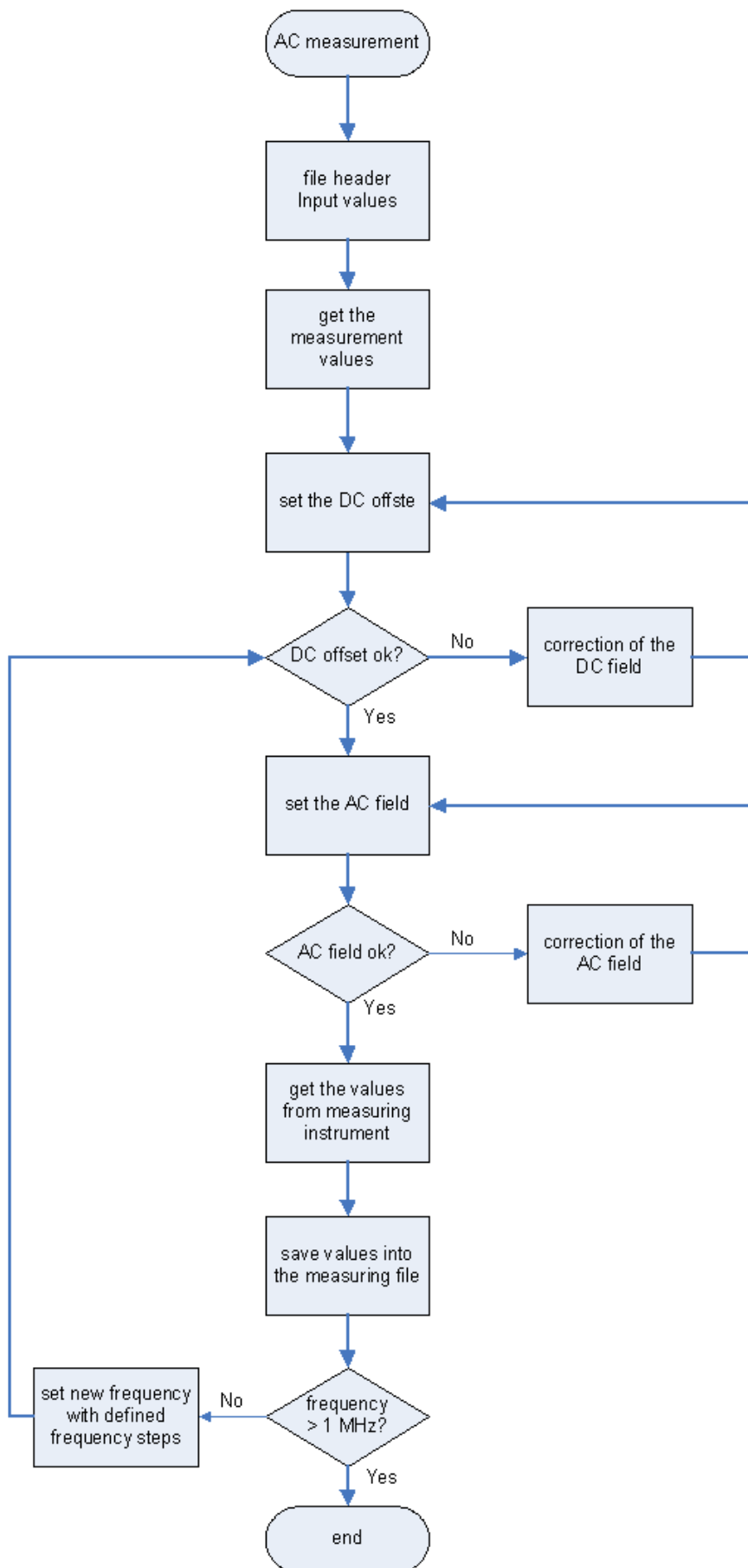
Die Bedeutungen der Farben in **Abb. 6.5** werden im folgenden erläutert.

- **Rot** sind die Steuerleitungen vom PC zur Ansteuerung der Messung.
- **Orange** sind die Messleitungen für die AC-Messung zum Oszilloskop.
- **Blau** sind die DC-Messleitungen zum Multimeter mit Scanner, sowie die Messleitung des Impedanzanalysators für die GMI-Sensoren und dem Gaussmeter.
- **Schwarz** sind die Zuleitungen für die Erregerspule.
- **Grau** sind die Bus-Leitungen zwischen den Messgeräten und dem Mess-PC.



**Abb. 6.5: Blockschaltbild zur Messung der magnetischen Wechselfeldamplitude**

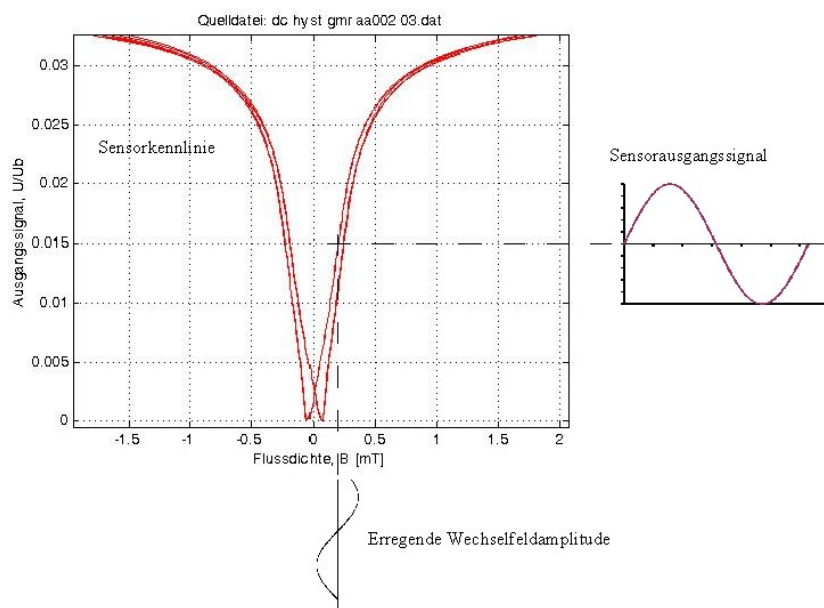
Es wurde ein *Messprogramm* unter Agilent-VEE entwickelt (siehe **Abb. 6.6**). Dieses wurde für die verschiedenen Messungen jeweils angepasst. Mit dem Messprogramm wird der DC-Offset und somit der Arbeitspunkt der Sensoren, der von dem Benutzer vorgegeben wird, eingestellt und während der gesamten Messung kontrolliert und gegebenenfalls nachgeregelt. Das magnetische Gleichfeld wird über die Hall-Sonde des Gaussmeters gemessen. Die magnetische Wechselfeldamplitude wird über eine auf dem geschlitzten Ringkern befindliche Messspule gemessen. Die induzierte Messspannung (siehe **Gleichung 6.17**) der Messspule wird im Messprogramm in das tatsächliche Wechselfeld umgerechnet und während der Messung nachgeregelt, damit diese konstant bleibt. Die Frequenz der Wechselfeldamplitude wird, in den vom Benutzer angegebenen Schritten, von einer eingegebenen Startfrequenz bis 1 MHz eingestellt. Für jede Frequenz werden die Messwerte von den Messgeräten ausgelesen und in eine Messdatei gespeichert. Für die Messdatei wird durch das Messprogramm ein Kopf generiert, in dem alle wichtigen Informationen zur durchgeführten Messung enthalten sind. Diese Einträge können vom Benutzer am Anfang des Messprogramms geändert werden. Die Visualisierung der Messergebnisse wird mittels MatLab realisiert. Hier werden die verschiedenen Messwerte aus der Messdatei eingelesen und grafisch dargestellt.



**Abb. 6.6: Flussdiagramm zur Messung der magnetischen Wechselfeldamplitude**

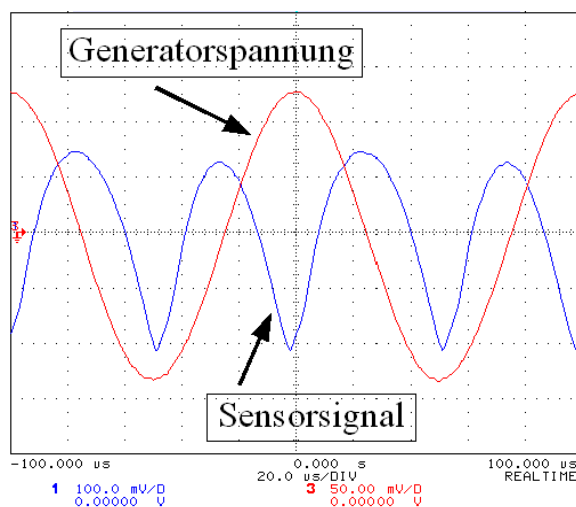
## 6.1 Magnetischer Arbeitspunkt

Der Arbeitspunkt der Sensoren ist von großer Bedeutung, da sich die Aussteuerung für die Wechselfeldamplitude im linearen Bereich befinden muss (**Abb. 6.7**).



**Abb. 6.7: Ansteuerung eines GMR-Sensors im Arbeitspunkt**

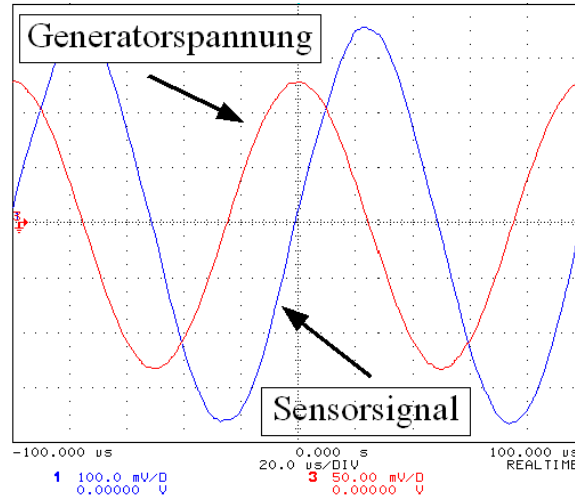
Wenn der Arbeitspunkt verschoben wird, so kann es dazu kommen, dass der Sensor nicht mehr im linearen Teil der Kennlinie betrieben wird. Die **Abb. 6.8**, **6.9** und **6.10** zeigen verschiedene Arbeitspunkte. Nur in **Abb. 6.9** ist der Arbeitspunkt optimal gewählt. In **Abb. 6.8** ist der Arbeitspunkt zu klein gewählt worden und in **Abb. 6.10** zu groß. Die Wechselfeldamplitude wurde mit  $300 \mu\text{T}$  vorgegeben.



**Abb. 6.8: Arbeitspunkt zu klein gewählt (0 mT)**

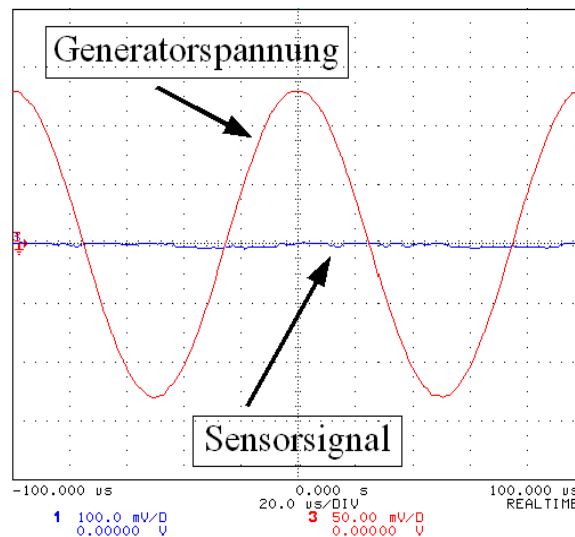


Die **Abb. 6.8** zeigt am Ausgangssignal des Sensors eine Verdopplung der Frequenz. Dieses geschieht dadurch, dass die Kennlinie des GMR-Sensors durch die positive und negative Aussteuerung um den Arbeitspunkt von 0 mT immer einen positiven Wert liefert. Der Arbeitspunkt ist in dem nichtlinearen Teil des Sensorsignals gelegt worden.



**Abb. 6.9: Arbeitspunkt korrekt gewählt (0,4 mT)**

In **Abb. 6.9** wird das anregende Signal korrekt wiedergegeben, da der Arbeitspunkt (0,4 mT) hier genau in der Mitte der linearen Kennlinie gewählt wurde. Die Aussteuerung durch die Wechselfeldamplitude ist so gewählt worden, dass der Sensor in dem linearen Bereich angesteuert wird.



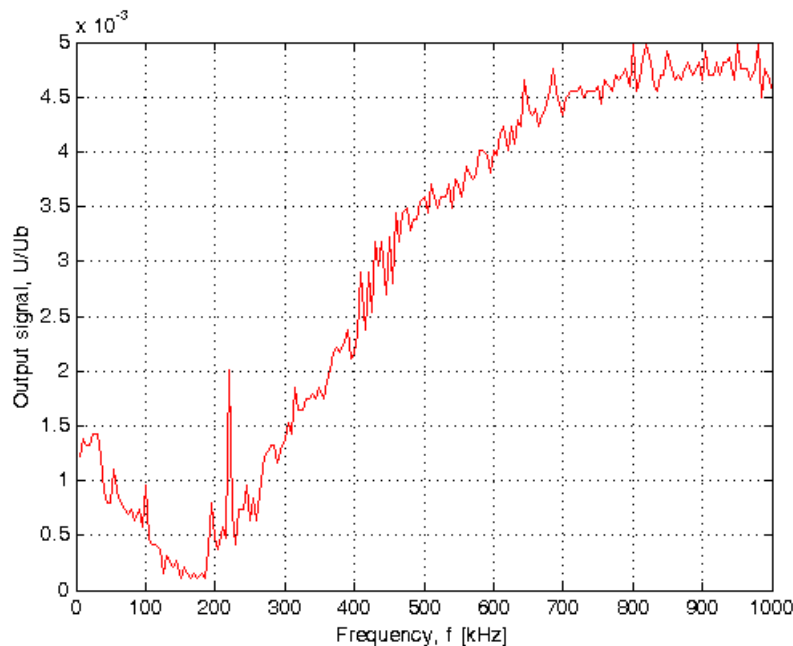
**Abb. 6.10: Arbeitspunkt zu groß gewählt (2,8 mT)**

Mit der **Abb. 6.10** wird das Sensorausgangssignal gezeigt, wenn der Arbeitspunkt weit in der Sätti-

gung (2,8 mT) des Sensors liegt. Wie zu erwarten war, liefert der Sensor kein Wechselfeld proportionales Ausgangssignal.

## 6.2 AMR-Sensor KMY20M

In **Abb. 6.2.1** ist das Sensorausgangssignal des AMR-Sensors bei einer magnetischen Wechselfeldamplitude von 100  $\mu\text{T}$  über der Frequenz bis 1 MHz aufgetragen. Die Brückenspeisespannung  $U_b$  wurde auf 12 V eingestellt.

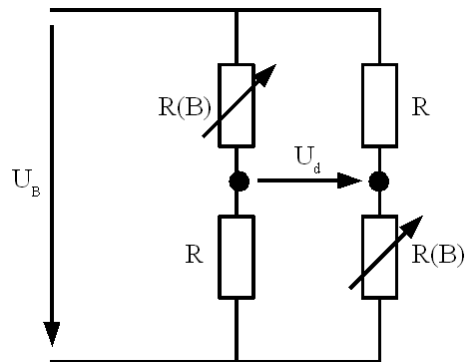


**Abb. 6.2.1: Frequenzgang des AMR-Sensors KMY20M**

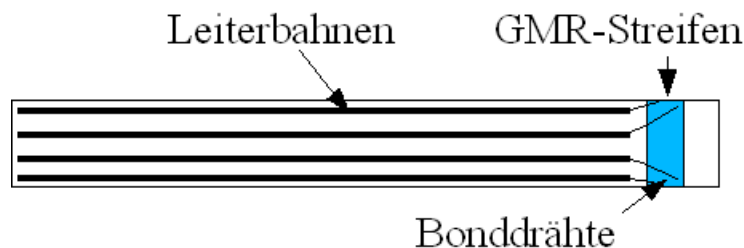
In der **Abb. 6.2.1** ist deutlich zu sehen, dass die Amplitude bis ca. 190 kHz abnimmt. Dieses Verhalten kann als Wirkung der Wirbelströme in den internen Flusskonzentratoren bzw. in dem Permanentmagneten zur Stabilisierung des Sensorsignals gedeutet werden. Durch die Bedämpfung in den elektrisch leitfähigen internen Flusskonzentratoren infolge von Wirbelströmen verringert sich die Empfindlichkeit des Sensorausgangssignals. Dieses von der Struktur und den Materialkenngrößen abhängige Verhalten wird durch die Wirkung von induzierten Spannungen überlagert. In dem hier vorliegendem Fall steigt das Ausgangssignal des Sensors bei ca. 190 kHz. Der Anstieg setzt sich bis 470 kHz konstant fort. Dieses Verhalten wird mit den induzierten Spannungen in den Leiterbahnen des Sensors begründet. Die Abschwächung des Anstieges ab 470 kHz wird als Wirkung der induzierten Wirbelströmen in den AMR-Strukturen gedeutet.

### 6.3 GMR-Streifen

In der **Abb. 6.3.3** wird das Ausgangssignal einer Messbrücke (**Abb. 6.3.1**) mit eigens präparierten und gebondeten GMR-Streifen (**Abb. 6.3.2**) gezeigt (Hub,  $\Delta R/R$  ist ca. 5 %). Die Abmessungen der GMR-Streifen betragen 3 mm Breite und 7 mm Länge. Die Amplitude der magnetischen Flussdichte betrug 100  $\mu\text{T}$ , das Offsetfeld lag bei 800  $\mu\text{T}$ . Es wurden zwei Festwiderstände und zwei GMR-Streifen zu einer Halbbrücke verschaltet. Die gesamte Brücke hat einen Widerstand von ca. 25  $\Omega$  und wurde mit einer Betriebsspannung  $U_b$  von 1,25 V betrieben. Dieses entspricht einem Strom von 50 mA. Da die Festwiderstände ab 400 kHz eine Frequenzabhängigkeit zeigen, wurden die Messungen bis ca. 270 kHz durchgeführt. Der Sensor besitzt keine Flusskonzentratoren. Daher sind bei diesem Sensor keine Signalabschwächungen durch Wirbelströme zu erwarten. Durch die große Struktur der gesamten Messbrücke wird aber die induzierte Spannung nicht zu vernachlässigen sein.

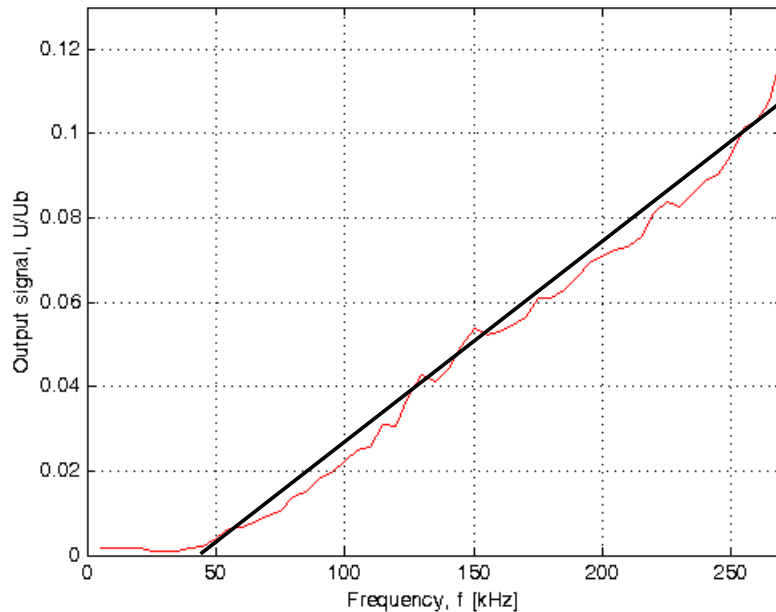


**Abb. 6.3.1: Schaltbild der Messbrücke mit GMR-Streifen**



**Abb. 6.3.2: GMR-Streifen (3 x 7 mm) auf Träger mit Leiterbahnen**

**Abb. 6.3.3** verdeutlicht, dass bis 50 kHz das Ausgangssignal konstant bleibt. Ab 50 kHz steigt die Ausgangsspannung durch die induzierten Spannungen an.



**Abb. 6.3.3: Frequenzgang der Messbrücke mit gebondeten GMR-Streifen und Festwiderständen**

**Abb. 6.3.3** zeigt deutlich, dass das Sensorsignal ab 50 kHz nahezu konstant ansteigt. Zur Verdeutlichung wurde eine Gerade über das gemessene Signal gelegt. Die maximale Änderung gegenüber dem Anfangswert bei 5 kHz ist ca. 9,9 %. Somit ergibt sich eine Steigung von ca. 0,49 %/kHz. Dieses deutet auf eine induzierte Spannung hin, da die Änderungen der GMR-Streifen als konstant angenommen werden.

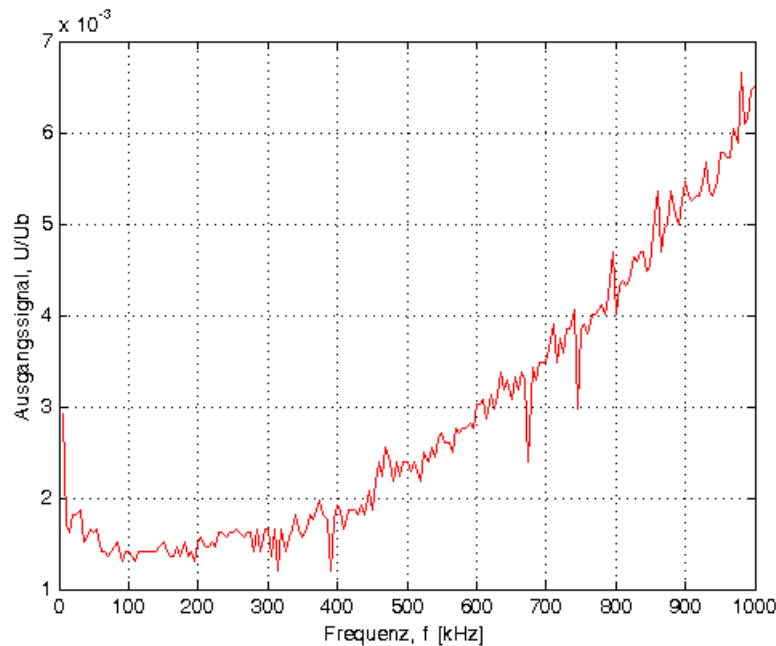
Die GMR-Streifen sollen für weitere Untersuchungen im Wechselfeld verkleinert und die Festwiderstände mittels SMD-Widerstände ausgeführt werden. Für die Herstellung der GMR-Schichten wurden Kontakte zum IPHT in Jena geknüpft. Hier besteht die Möglichkeit, die benötigten GMR-Schichten herstellen zu lassen. In persönlichen Gesprächen wurde eine Zusage gemacht.

Untersuchungen mit SMD-Widerständen brachten keine neuen Erkenntnisse. Daher werden die Ergebnisse hier nicht weiter diskutiert.

#### 6.4 GMR-Sensor AA002

Weitere Messungen wurden mit kommerziell erhältlichen GMR-Sensoren durchgeführt. Hierbei wurde der AA002 der Fa. NVE ausgewählt. Der AA002 ist der empfindlichste Sensor der Fa. NVE. Die Ergebnisse sind in **Abb. 6.4.1** zu sehen. Der Sensor besitzt eine Steilheit bzw. Empfindlichkeit

von  $30000 \frac{mV/V}{T}$ . Der Sensor wurde mit einer Betriebsspannung  $U_b = 30$  V betrieben.



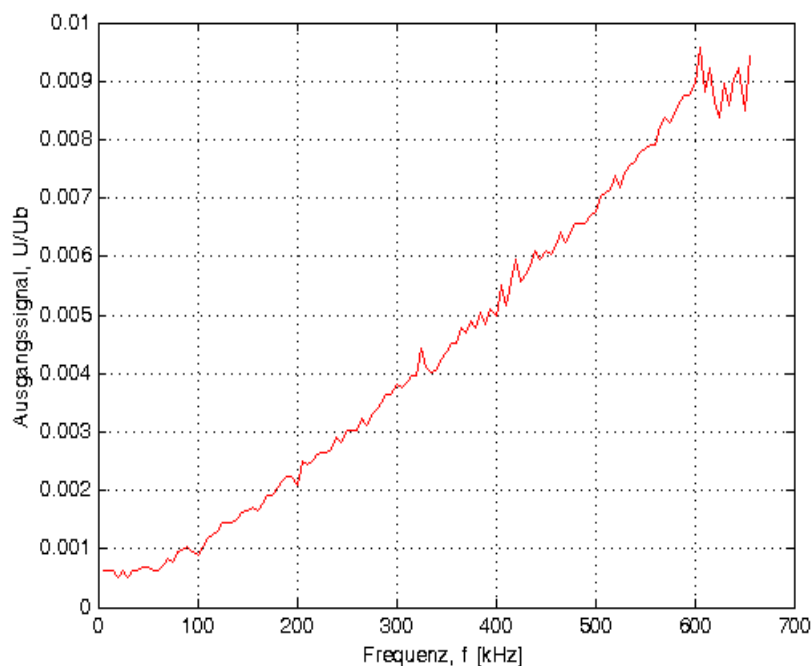
**Abb. 6.4.1: Frequenzgang des GMR-Sensors AA002**

**Abb. 6.4.1** zeigt, wie auch im **Kapitel 6.2** für AMR-Sensoren zu sehen, Bereiche des Frequenzganges mit ab- und zunehmenden Ausgangssignal. Die am Anfang des gemessenen Frequenzganges entstehende Abschwächung bis ca. 100 kHz kann als Wirkung der Wirbelströme in den internen Flusskonzentratoren des Sensors gedeutet werden. Durch die Bedämpfung in den elektrisch leitfähigen internen Flusskonzentratoren infolge von Wirbelströmen verringert sich die Empfindlichkeit des Sensors und damit das Ausgangssignal. Deutlich ist zu erkennen, dass das Sensorausgangssignal ab 200 kHz ansteigt. Der Verlauf ist im Gegensatz zur **Abb. 6.3.3** parabelförmig. Durch die Überlagerung der Wirkung der induzierten Wirbelströme und den induzierten Spannungen kann der parabelförmige Anstieg des Sensorsignals gedeutet werden. Nach der Theorie zu den Wirbelströmen eines zylindrischen geraden Leiters wächst der ohmsche Anteil der Impedanz mit einer Proportionalität zur Wurzel der Frequenz ( $R \sim 1/\sqrt{f}$ ). Bei höheren Frequenzen wird der Einfluss der induzierten Spannungen größer, daher steigt die Spannung dann nahezu linear an.

## 6.5 GMR-Sensor AA005

Als zweiter kommerzieller Sensor wurde der AA005 der Fa. NVE ausgewählt. Der AA005 ist der unempfindlichste Sensor der Fa. NVE mit dem größten Messbereich. Die Ergebnisse zur Frequenzgangmessung sind in **Abb. 6.5.1** zu sehen. Der Sensor besitzt eine Steilheit bzw. Empfindlichkeit

von  $4500 \frac{mV/V}{T}$ . Der Sensor wurde mit der Betriebsspannung  $U_b = 30 \text{ V}$  betrieben.

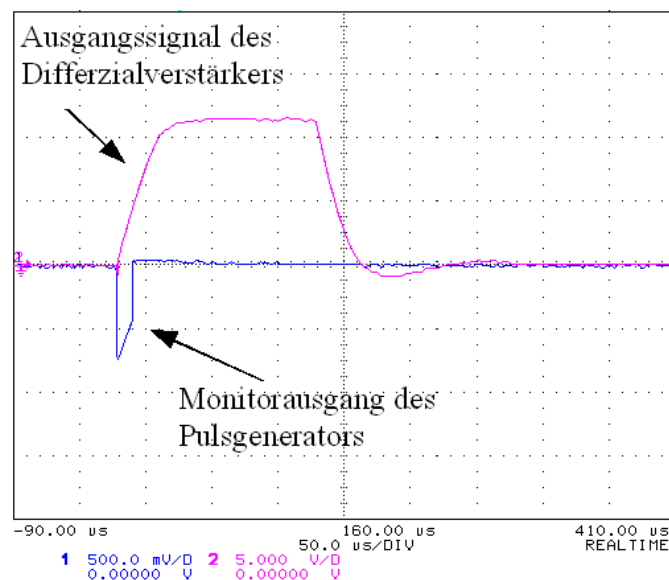


**Abb. 6.5.1: Frequenzgang des GMR-Sensors AA005**

In der **Abb. 6.5.1** ist deutlich zu erkennen, dass das Sensorausgangssignal bis ca. 80 kHz konstant ist. Ab 80 kHz steigt das Sensorsignal nahezu linear an. Der Einfluss der induzierten Spannungen ist stärker, da bei diesem Sensor nur sehr kleine interne Flusskonzentratoren integriert sind. Daher sind die Einflüsse durch Wirbelströme geringer. Der Einfluss der induzierten Spannungen wird mit steigender Frequenz größer, daher steigt die Spannung nahezu linear an (vgl. **Gleichung 6.17**). Ab einer Frequenz von 600 kHz war keine Messung möglich, da der Verstärker für die Erregung bei den gewählten Magnetfeldern überlastet war.

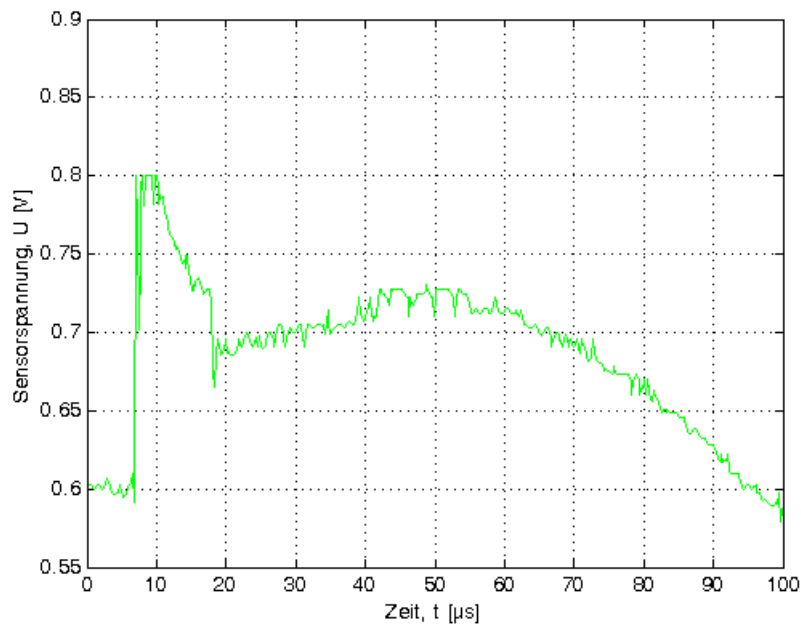
## 6.6 Impulsantwort der Sensoren

In **Abb. 6.6.1** wird exemplarisch der Verlauf einer Impulsantwort des GMR-Sensors AA002 mit nachgeschalteten Differenzverstärker gezeigt. Bei ersten Messungen konnten keine sinnvollen Ergebnisse erzielt werden, da der Arbeitspunkt nicht stabil gehalten werden konnte. Zusätzlich entstehen Induktionsspannungen bzw. Übersprechen während der Schaltzeiten der Impulse in dem Messsignal (siehe **Abb. 6.6.4**). Dadurch konnten die Sensorausgangssignale schlecht gedeutet werden. Die Ergebnisse zu den Impulsantworten der Sensoren wurden in den internen Berichten [5, 6, 7, 8] präsentiert. Die Störeinflüsse wurden minimiert und weitere Messungen durchgeführt.



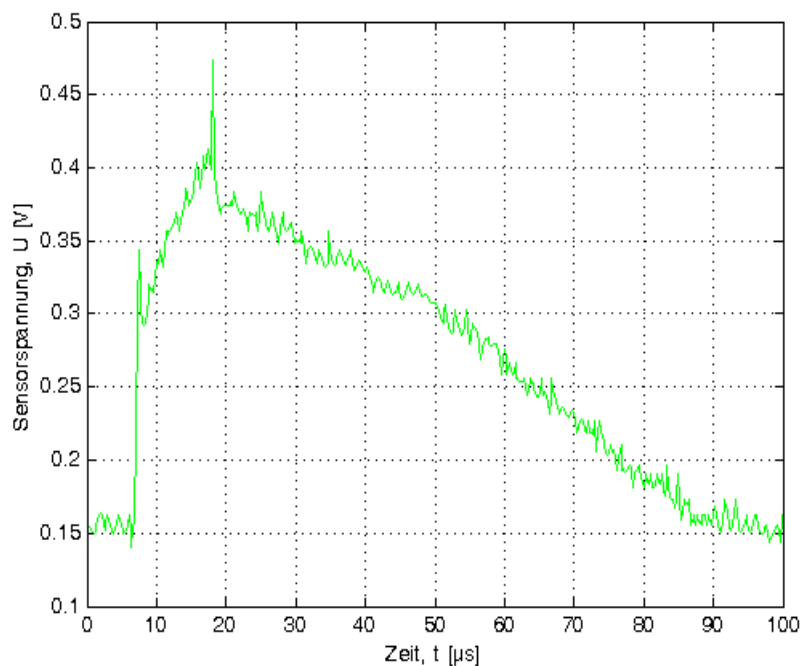
**Abb. 6.6.1: Impulsantwort des GMR-Sensors AA002 mit nachgeschalteten Differenzverstärker**

In **Abb. 6.6.1** ist deutlich zu erkennen, dass das Sensorausgangssignal bzw. das Ausgangssignal des Differenzverstärkers (rot) wesentlich länger ist, als der erregende Impuls (Monitorausgang des Pulsgenerators, blau). Weitere Versuche haben gezeigt, dass diese Verlängerung der Impulsantwort nicht durch Messelektronik entstanden sein kann. Es wird vermutet, dass dieses Verhalten durch eine magnetische Speicherung (s. **Abb. 6.6.2** und **6.6.3**) in den verwendeten weichmagnetischen Werkstoffen (geschlitzter Ringkern, interne Flusskonzentratoren der Sensoren) verursacht wird.



**Abb. 6.6.2: Impulsantwort des GMR-Sensors AA002**

Die Impulsantwort des AA002-Sensors wird in **Abb. 6.6.2** während der Impulsdauer (4  $\mu\text{s}$  bis 16  $\mu\text{s}$ ) des erregenden Impulses gezeigt. Der Effekt, dass die Impulsantwort des Sensors wesentlich länger ist als der erregende Impuls, ist aber auch hier zu sehen.



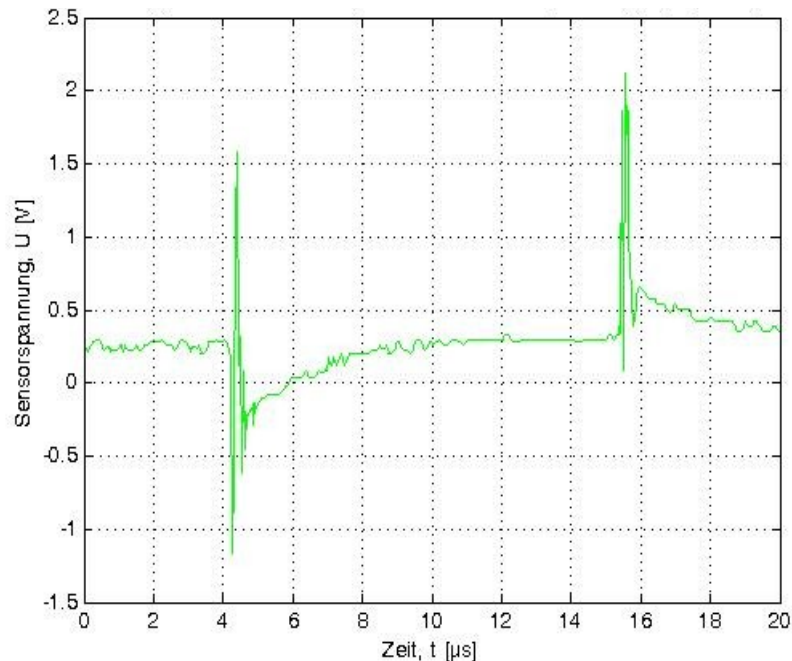
**Abb. 6.6.3: Impulsantwort des GMR-Sensors AA005**

In der **Abb. 6.6.3** zeigt die Messung mit dem AA005-Sensor und gleicher Impulsbreite. Die Impulsantwort des Sensors weist die gleiche Tendenz wie die des AA002 auf. Das zeitliche Abklingen



des Messsignals ist auch hier deutlich zu sehen.

Der erregende Impuls hatte bei allen Messungen eine Pulslänge von  $12\ \mu\text{s}$ . Die Amplitude des Monitorausgangs ist um  $40\ \text{dB}$  gegenüber der tatsächlichen Ausgangsspannung abgeschwächt. Die hier gewählte Amplitude liegt bei ca.  $700\ \text{mV}$ . Damit ist die Ausgangsamplitude ca.  $70\ \text{V}$ .



**Abb. 6.6.4: Impulsantwort des AA002 mit Übersprechen, gezoomt auf die Pulslänge**

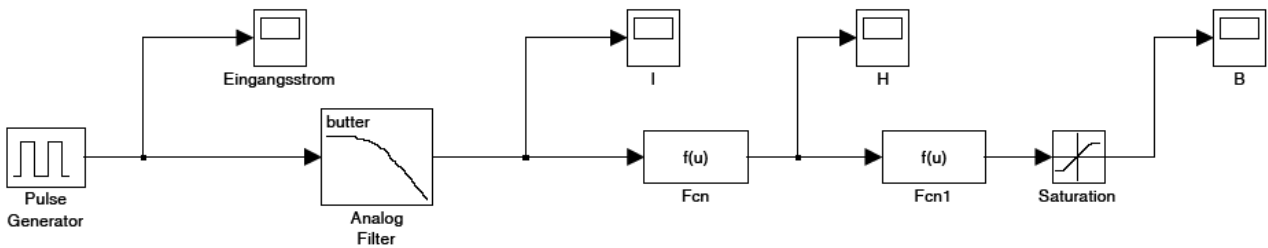
Die **Abb.6.6.4** zeigt nur den Ausschnitt bis  $20\ \mu\text{s}$ . Der erregende Puls ( $t_p = 12\ \mu\text{s}$ ) lag hierbei zwischen  $4\ \mu\text{s}$  und  $16\ \mu\text{s}$ . Hier ist deutlich das Übersprechen in den Schaltflanken zu erkennen.

Die Reproduzierbarkeit der Messungen erwies sich als kritisch, da durch Übersprechen in den Messleitungen Störsignale auftraten. Daher wurden entsprechende Maßnahmen zur Störgrößenunterdrückung, wie z.B. Schirmung und Impedanzanpassung vorgenommen.

Um die Ergebnisse der Impulsantworten der Sensoren besser deuten zu können, wurden anhand eines Modells Simulationen mittels MatLab / Simulink durchgeführt. Das hierfür verwendete Modell wird in **Abb. 6.6.5** gezeigt. Es handelt sich um das elektrische Modell bei Impulsanregung einer Spule und geschlitzten Ringkern. Es berechnet die magnetische Impulsanregung im Luftspalt des Ringkerns.

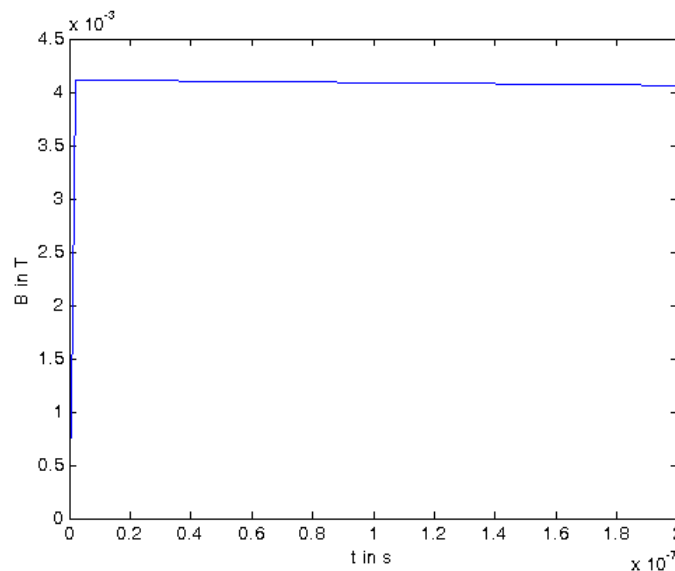
Die Pulse des Pulsgenerators aus **Abb. 6.6.5** werden über einen Tiefpass (Ersatzschaltbild aus ohmschen Verlusten  $R$  und der Induktivität  $L$  der Spule mit Ringkern) gefiltert. Zur Simulation wurde die Grenzfrequenz des Filters variiert. Der Ausgangsstrom wird zunächst in die magnetische Feldstärke  $H$  (**Fcn**) und dann in die magnetische Flussdichte  $B$  (**Fcn1**) umgerechnet. Die Sättigung

des Kernmaterials kann in dem Feld „**Saturation**“ eingegeben werden. Das Ausgangssignal wird bei diesen Grenzen begrenzt. Der Filter entspricht hierbei dem Ringkern mit Erregerspule.



**Abb. 6.6.5: Modell mit MatLab / Simulink**

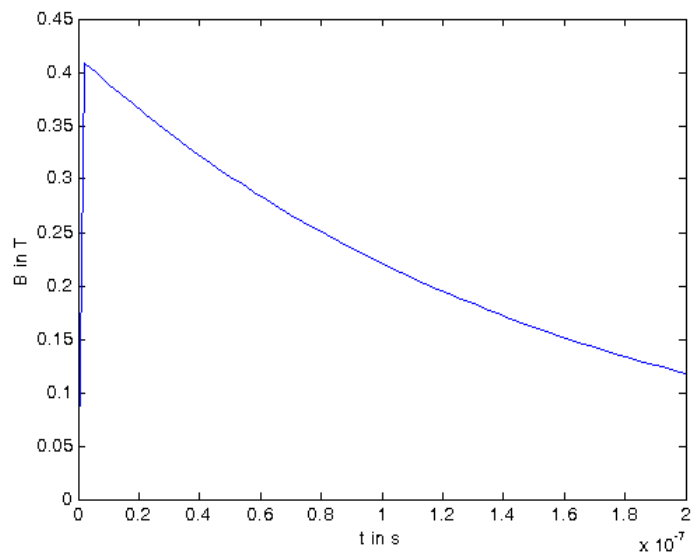
In **Abb. 6.6.6** und **Abb. 6.6.7** sind die Ergebnisse der Simulation bei Filterfrequenzen von 10 kHz und 1 MHz gezeigt. Die Impulsbreite beträgt hierbei 20 ns mit einer Amplitude von 200 A. Die Simulation wurde linear durchgeführt. In **Abb. 6.6.6** ist zu erkennen, dass die Amplitude am Ausgang des Filters kaum abfällt. Dieses bedeutet, dass bei einem folgenden Puls die Amplitude weiter ansteigt und das System des Ringkerns als magnetischer Speicher in Sättigung gebracht würde. Dieses erfolgt aufgrund der geringen Ausgangsamplitude langsam. Wird hingegen die Filterfrequenz auf 1 MHz angehoben (**Abb. 6.6.7**), so fällt die Amplitude schneller wieder ab. Dafür ist die Ausgangsamplitude um den Faktor 1000 größer als bei der geringeren Grenzfrequenz. Bei einer Folge von Impulsen würde das System schneller in die Sättigung gehen.



**Abb. 6.6.6: Flussdichte bei einer Filterfrequenz von 10 kHz**

Es muss sichergestellt werden, dass die in der Beschleunigeranlage erzeugten Pulse den externen und den internen Flusskonzentrator des Sensor-Systems nicht in die Sättigung bringen kann. Zusätz-

lich muss die Arbeitspunktstabilisierung schnell genug sein, um schnelle aufeinanderfolgende Pulse auszuregeln.



**Abb. 6.6.7: Flussdichte bei einer Filterfrequenz von 1 MHz**

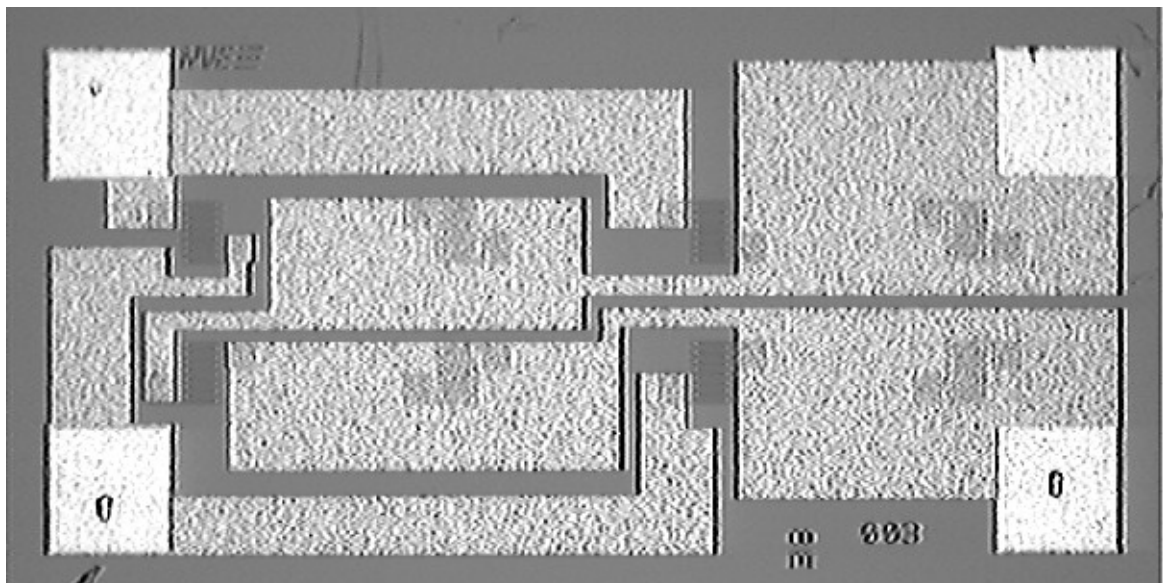
Resümee: Das Gleich- und Wechselfeld-Verhalten, das heißt der Frequenzgang verschiedener AMR- und GMR-Sensoren wurden ermittelt. Messungen zur Sprung- bzw. Impulsantwort der verschiedenen käuflichen AMR- und GMR- Sensoren wurden gemessen. Ergebnisse wurden im Bezug auf Anwendung bei der GSI diskutiert. Ein Modell wurde entwickelt, mit dessen Hilfe das Abklingverhalten des Messsignals erklärt wird.

Status: Abgeschlossen

## 7 Weitere Sensoren zur Messung von magnetischen Wechselfeldern

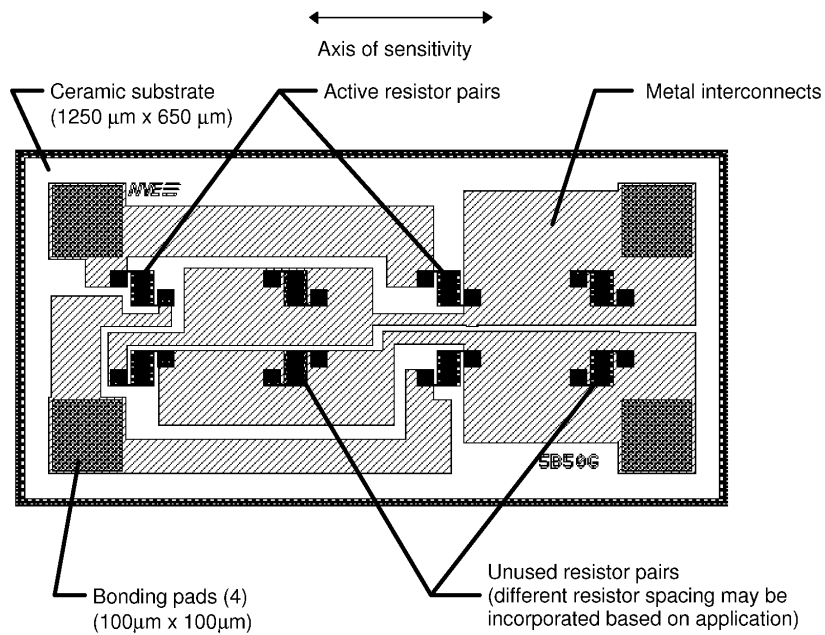
### 7.1 GMR-DIE's Typ AB001

Weitere Untersuchungen sollen mit Sensoren durchgeführt werden, welche als DIE's (AB001, **Abb. 7.1.1** und **Abb. 7.1.2**) der Fa. NVE aufgebaut vorliegen. Der AB001 ist ein Sensor der als Differenzialsensor aufgebaut ist und somit keine Flusskonzentratoren (**Abb. 7.1.3**) besitzt. Der Sensor soll mittels einer Konstantstromquelle betrieben und der Spannungsabfall über dem gesamten Sensor gemessen werden. Das DIE wird in der UNIK gebondet, damit die Messleitungen an dem Sensor befestigt werden können. Hierzu wird das DIE auf einer Platine befestigt (geklebt) und die Anschlussleitungen über Leiterbahnen an das DIE herangeführt.

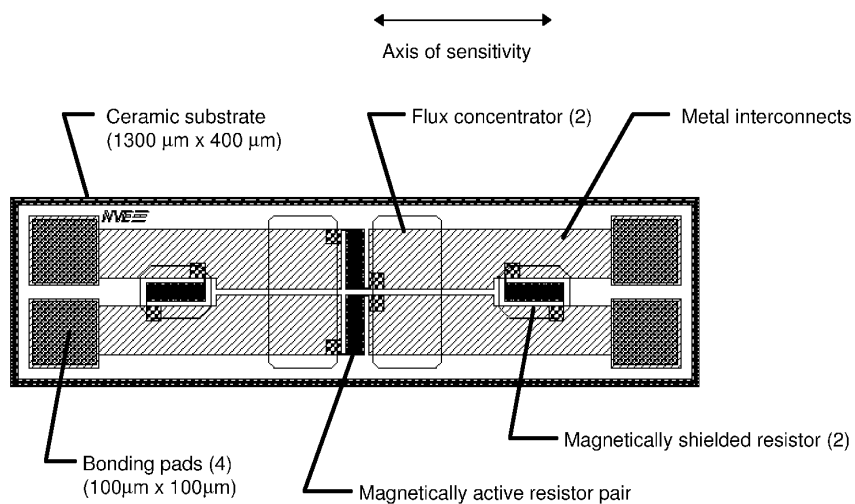


**Abb. 7.1.1: Foto eines Dies mit Mikroskop**

Die Absolutfeld-messenden Sensoren sind immer als Halbbrücke aufgebaut. Dadurch müssen zwei der vier sensitiven Schichten abgeschirmt werden. Dies wird mit Hilfe von Flusskonzentratoren realisiert. Sie werden über den zu schirmenden sensitiven Schichten aufgebracht. Somit sind diese magnetisch kurzgeschlossen. Ohne diese Flusskonzentratoren liegt daher automatisch ein Differenzialsensor vor. Die Anordnung der sensitiven Schichten ist bei Differenzialsensoren anders als bei Absolutfeldsensoren (vgl. **Abb. 7.1.2** und **Abb. 7.1.3**).

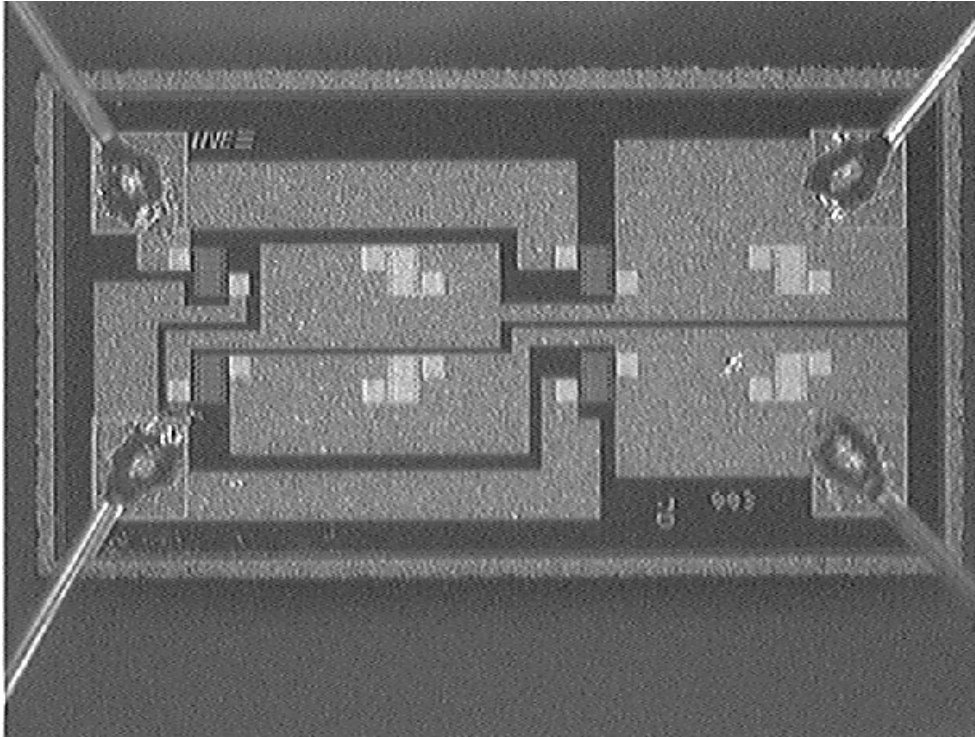


**Abb. 7.1.2: Struktur eines AB001 Differenzial-Sensors ohne Flusskonzentratoren**



**Abb. 7.1.3: Struktur eines AAXXX Absolutfeld-Sensors mit Flusskonzentratoren**

Da es nachträglich nicht möglich ist, die Flusskonzentratoren als Schirm der zwei nichtsensitiven GMR-Schichten aufzubringen, werden die DIE's als Gesamtwiderstand benutzt. Es wurden zwei DIE's mit SMD-Festwiderständen zu einer Brücke zusammengeschaltet (vgl. **Abb. 6.3.1**). Die DIE's wurden vorher mittels Zweikomponentenkleber auf eine Anschlussplatine geklebt und anschließend mit Bonddrähten kontaktiert (siehe **Abb. 7.1.4**). Die Bonddrähte sind hier jeweils in den äußeren Ecken zu sehen. Zwei so präparierte Platinen wurden an den Unterseiten miteinander befestigt (siehe **Abb. 7.1.5**). Die Festwiderstände mit 2,2 kΩ wurden auf die Platinen aufgelötet. Der Widerstand der DIE's beträgt ebenfalls ~ 2,2 kΩ. Dieser Wert wurde im Vorfeld messtechnisch ermittelt und schließt alle GMR-Widerstände des DIE's ein.



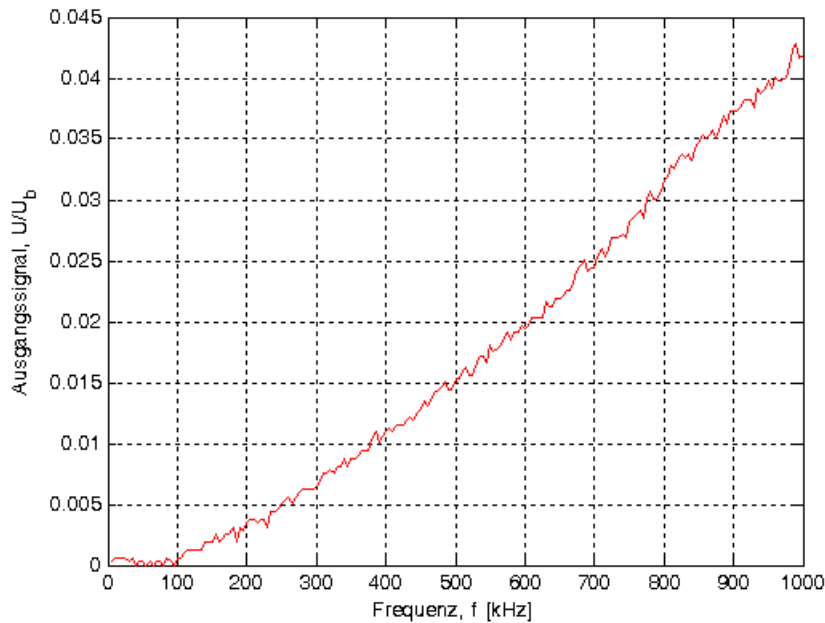
**Abb. 7.1.4: Ansicht eines gebondeten DIE mit Mikroskop vergrößert**



**Abb. 7.1.5: Skizze vom Aufbau der Brücke mit GMR-DIE's und Festwiderständen**

Die Messung des Frequenzganges der aufgebauten Brücke wurde auf die oben beschriebene Weise durchgeführt. Der magnetische Arbeitspunkt wurde bei 2 mT festgelegt und das zu messende Wechselfeld mit 200  $\mu\text{T}$  eingestellt. Durch die fehlenden Flusskonzentratoren ist der Gesamtsensor sehr unempfindlich, daher musste hier eine größere Wechselfeldamplitude gewählt werden. Die Betriebsspannung der Brücke betrug  $\pm 5\text{ V}$ .

Das Ergebnis ist in **Abb. 7.1.6** gegeben. Hier ist deutlich ein Anstieg des Ausgangssignals ab ca. 100 kHz zu sehen. Dieser Anstieg verläuft nahezu linear und entspricht den Erwartungen (vgl. 6.3). Die Messergebnisse decken sich mit der oben aufgestellten Behauptung, dass bei einem Sensor ohne Flusskonzentrator nur die induzierten Spannungen Einfluss auf das Ausgangssignal des Sensors haben.

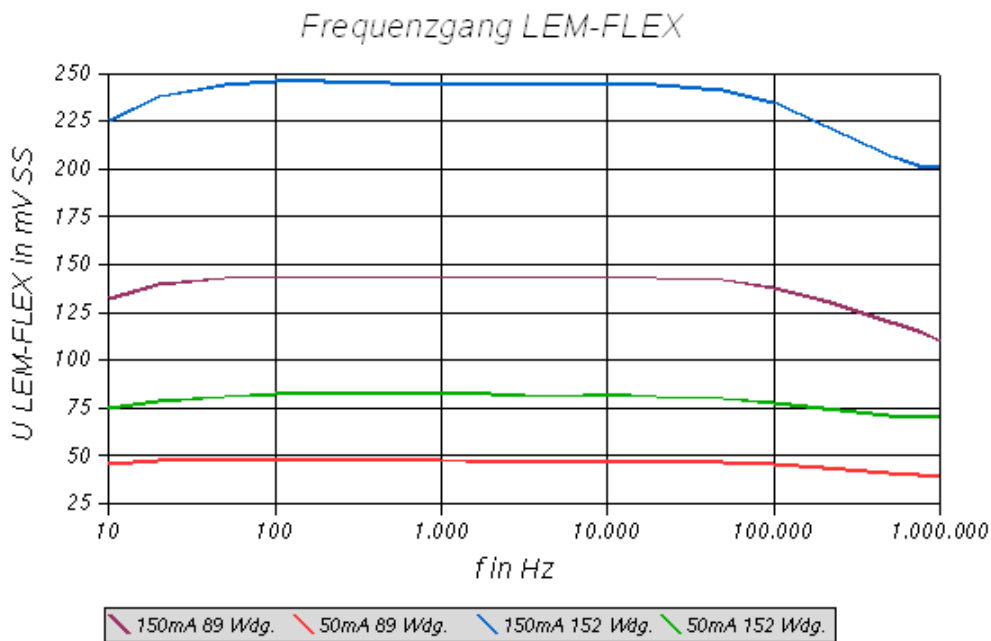


**Abb. 7.1.6: Frequenzgang der GMR-DIE Brücke**

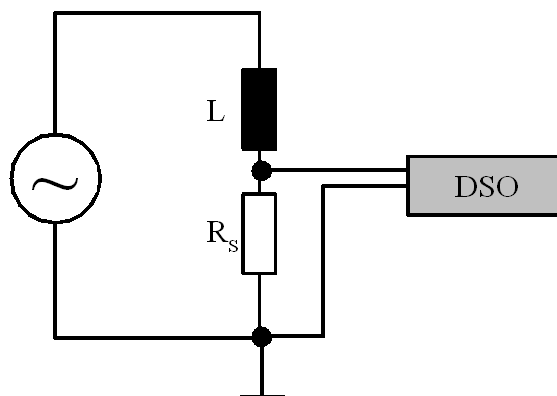
## 7.2 Rogowski-Spule

Eine Rogowski-Spule (HEF3000) der Fa. LEM wurde angeschafft. Bei diesem Sensor wurde der Frequenzgang aufgenommen [7]. Hierbei wurden die Angaben des Herstellers zur Messung von magnetischen Wechselfeldern bestätigt. Diese Sensoren sind nicht für die magnetische Gleichfeldmessungen geeignet wohl aber für Wechselfelder (siehe **Abb. 7.1.1**) ab 1 Hz.

Die Messungen wurden mittels Shuntwiderstand  $R_s$  und einem digitalen Speicheroszilloskop (DSO) durchgeführt (**Abb. 7.1.2**). Hierbei wurde der Strom durch die Erregerwicklung  $L$  zur Erzeugung des magnetischen Wechselfeldes konstant gehalten und die Frequenz  $f$  in logarithmischen Schritten erhöht. Damit hätte das Ausgangssignal der Rogowskispule über die Frequenz konstant bleiben müssen. Dieses Ausgangssignal wurde ebenfalls mit einem digitalen Speicheroszilloskop aufgenommen. Die **Abb. 7.1.1** zeigt, dass das Sensorsignal über einen Frequenzbereich von ca. 50 Hz bis rund 100 kHz konstant bleibt. Der vom Hersteller angegebene Frequenzbereich von 1 Hz bis 1 MHz in einer Grenze von 3 dB konnte bestätigt werden.



**Abb. 7.1.1: Frequenzgang einer Rogowski-Spule der Fa. LEM**



**Abb. 7.1.2: Schaltung zur Messung des Frequenzganges der Rogowskispule**

### 7.3 Magnetooptischer Aufnehmer

Bei der Recherche zu den optischen Messverfahren wurden *FBG-Sensoren* (Faser Bragg Gitter) gefunden, welche zur Messung großer Magnetfelder eingesetzt werden. Es hat sich herausgestellt, dass die *FBG-Sensoren* ursprünglich für Stress- und Temperaturmessungen konstruiert wurden. Bei großen Magnetfeldern werden mit diesen Systemen über die Magnetostriktion und damit die Gitterverschiebungen die magnetischen Felder gemessen. Da die Methode über die Magnetostriktion zu viele Unsicherheiten und eine zu kleine Empfindlichkeit hat, sind diese Sensoren für die geforderte Messaufgabe nicht geeignet.

Der *Faraday-Effekt*, der ebenfalls zur Messung des Magnetfeldes mit einem optischen System eingesetzt werden kann, ist derzeit nicht als kommerzieller Sensor erhältlich.



Zur Zeit sind für die Messung eines Magnetfeldes mit optischen Systemen bisher keine kommerziellen Sensoren erhältlich. Die optischen Verfahren zur Magnetfeldmessung fanden daher keine weiteren Berücksichtigungen.

Durch die Kontakte zu der Fa. Laser 2000 GmbH und der Fa. Micron Optics werden weiter optischen Messsysteme für den Einsatz zur Messung des Strahlstroms diskutiert.

Resümee: Das Prinzip der Rogowski-Spule ist nur zur Messung des hochfrequenten Anteils des Strahlstroms geeignet. Die Empfindlichkeit steigt prinzipiell proportional mit der Frequenz.

Die optische Messung mit Lichtwellenleitern ist prinzipiell möglich. Ein optisches Magnetfeld-Messsystem ist derzeit kommerziell nicht erhältlich, daher müsste hierfür eine Grundsatz-Untersuchung anlaufen.

Status: nicht abgeschlossen

Das Prinzip der Rogowski-Spule wird von der UNIK mit eigenem Personal weiter verfolgt werden.

Bei der optischen Magnetfeld-Messung wird die technische Entwicklung beobachtet. A. Schlörit wird seine Master-Arbeit auf dem Gebiet der optischen Magnetfeldmess-technik durchführen.

## 8 Vergleich der verschiedenen Sensoren

Die Sensoren wurden während der gesamten Zeit immer wieder miteinander verglichen. Das Funktionsprinzip der wichtigsten Sensoren wurde in dem Bericht [1] erläutert. Aufgrund der unterschiedlichen Funktionsweisen und der damit notwendigen zusätzlichen Beschaltung der einzelnen Sensoren, werden die GMR-Sensoren favorisiert. Bei diesen Sensoren ist keine zusätzliche Beschaltung notwendig. Die Messbereiche dieser GMR-Sensoren sind für die Anwendung *geeignet*. Für die Untersuchungen wurden die GMR-Sensoren AA002 und AA005 gewählt. Der AA002 hat den kleinsten Messbereich, dafür aber die höchste Empfindlichkeit. Der AA005 hat den größten Messbereich, dafür aber die kleinste Empfindlichkeit. Die AMR-Sensoren werden bei allen weiteren Untersuchungen mit in die Beurteilung zur Realisierung des Messsystems einbezogen.

Ein zusätzlicher Sensor (PNI SEN-S65) [27] wurde durch die GSI von der Fa. PNI beschafft. Dieser Sensor wurde für einen Kompass entwickelt und braucht eine spezielle Ansteuer- und Auswertelektronik. Er nutzt den magnetoinduktiven Effekt. Durch nicht eindeutige Informationen zu der Ansteuerung der Sensoren, war lange Zeit nicht klar, ob diese überhaupt nutzbar sein könnten. Nach einigen Diskussionen über erste Ergebnisse und die vermeintlichen Ausfälle der Sensoren, konnte festgestellt werden, dass diese nicht geeignet sind. Sie werden über die Ansteuerelektronik nur im ms-Bereich ausgelesen. Alle weiteren Sensoren der Fa. PNI wurden bei den Messungen nicht mehr weiter berücksichtigt, da diese für das Messsystem mit dem Luftspalt nicht geeignet sind.

In der **Tabelle 8.1** wurden alle untersuchten Sensoren gegenübergestellt.

Resümee: Die vergleichenden Untersuchungen von AMR- und GMR-Sensoren für ein Strahlstrom-Messsystem mit externen Flusskonzentratoren zeigen, dass die GMR-Sensoren wegen des Messbereichs und der Empfindlichkeit für dieses System geeignet sind.

Status: abgeschlossen, laufende Ergänzungen durch neue Sensoren

Sensorarten	Sensoren	DC Empfindlichkeit		Auflösung		Messbereich		Frequenzgang		EMV	Verfügbarkeit	Bemerkungen
		Herstellerdaten	Eigene Ergebnisse	Herstellerdaten	Eigene Ergebnisse	Herstellerdaten	Eigene Ergebnisse	Herstellerdaten	Eigene Ergebnisse			
GMR	AA002	++	+	x	x	-	-	> 1MHz	-	-	++	Einfache Beschaltung, Masseprobleme durch Masse in der Messbrücke
	AA003	+	+	x	x	o	o	> 1MHz	-	-	++	
	AA004	o	o	x	x	o	o	> 1MHz	-	-	++	
	AA005	o	o	x	x	+	+	> 1MHz	-	-	++	
	AA006	o	o	x	x	+	+	> 1MHz	-	-	++	
	AAL002	x	+	x	x	x	o	> 1MHz	-	-	++	
	AA1001	x	+	x	x	x	o	> 1MHz	-	-	++	
	Streifen	x	o	x	x	x	-	x	-	?	x	Eigene Herstellung
	DIE's	x	-	x	x	x	+	> 1MHz	-	-	-	Von NVE zur Verfügung gestellt
AMR	KMY20S	-	o	x	x	+	o	x	-	-	++	Zusätzliche Beschaltung notwendig
	KMY20M	-	o	x	x	+	o	x	-	-	++	
	KMZ20S	-	o	x	x	+	o	x	-	-	++	
	KMZ10A	o	o	x	x	o	-	1 MHz	-	-	++	
	KMZ10A1	o	o	x	x	o	-	1 MHz	-	-	++	
	KMZ10B	o	o	x	x	o	-	1 MHz	-	-	++	
	KMZ10C	o	o	x	x	o	-	1 MHz	-	-	++	
	HMC1001	++	+	+	x	-	-	5 MHz	-	-	++	
GMI	Streifen	x	+	x	x	x	o	x	?	-	-	Oszillator und Demodulator erforderlich
	Prototyp	x	++	x	x	x	o	x	?	-	-	
MI	PNI	++	-	++	-	++	-	x	--	-	++	Spezielle Schaltung erforderlich
HF-Spule	12 Wdg	x	o	x	x	x	+	x	+	-	++	Spule aus HF-Litze
	6 Wdg	x	o	x	x	x	+	x	++	-	++	
Rogowskispule	HEF3000	+(1 kHz)	+	+	x	++	++	1 Hz – 1 MHz	++	?	++	Stromzange

Tabelle 8.1: Gegenüberstellung und Bewertung aller untersuchten Sensoren in Anwendung einer Strahlstrommessung

Legende:

sehr gut	gut	mittelmäßig	schlecht	sehr schlecht	keine Angaben	noch nicht gemessen
++	+	o	-	--	x	?

## 9 Festlegung der vorläufigen Sensorik

Aufgrund der bisherigen Erkenntnisse wurden die GMR-Sensoren für die vorläufige Sensorik festgelegt. Durch die Erkenntnisse aus den dynamischen Messungen [5, 6, 7, 8] muss festgestellt werden, dass die Sensoren wegen der Wirbelströme keine internen Flusskonzentratoren besitzen dürfen. Da die Flusskonzentratoren gleichzeitig die Abschirmung der nicht sensitiven MR-Schichten sind, werden die Sensoren ohne Flusskonzentrator damit automatisch zu Differenzialsensoren. Das Feld im Luftspalt des externen Flusskonzentrators des zu bauenden Sensorsystems ist ein Absolutfeld. Zur Gestaltung eines Gradientenfeldes wurden Vorschläge gemacht. Mit Hilfe von FEM-Feldsimulationen soll der Feldverlauf im Luftspalt berechnet werden. Die kommerziell erhältlichen Differenzialsensoren brauchen ein Gradientenfeld, welches quer zum Magnetfeld im Luftspalt verläuft. Daher scheiden diese Sensoren aus. Kontakte zu Sensorherstellern (NVE, IPHT Jena) wurden diesbezüglich hergestellt.

Resümee: Von den vorgeschlagenen und untersuchten Magnetfeld-Sensoren erscheinen die GMR-Sensoren derzeit geeignet. Alle kommerziell erhältlichen Absolutfeld-GMR-Sensoren enthalten einen intern eingebauten Flusskonzentrator. Für das vorgesehene Magnetfeld-Messsystem mit externem Flusskonzentrator sind nach dem derzeitigen Stand der Untersuchungen nur Sensoren ohne internen Flusskonzentrator geeignet. Diese sind dann automatisch Differenzialsensoren. Daher müsste der externe Flusskonzentrator so konstruiert sein, dass Differenzial-GMR-Sensoren in einem Gradienten-Magnetfeld angeordnet sind. Absprache mit der GSI zur Feldberechnung wurden getroffen. Desweiteren wurde mit Sensor-Herstellern die Problematik einer Differenzialfeldmessung im Luftspalt des Ringkern diskutiert. Spezielle DIE's mit Differenzialsensoren wurden beschafft.

Für das derzeitige Messsystem mit Luftspalt werden die kommerziellen GMR-Absolutfeldsensoren favorisiert.

Status: GMR-Sensor – abgeschlossen

Externer Flusskonzentrator bei der GSI– laufend

## **10 Optimierung / Modellierung und Simulation mit FEM**

Eine Simulation des externen Flusskonzentrators des gesamten Sensorsystems wurde für den statischen Fall bei der GSI durchgeführt (Diplomarbeit Schlörit). Die dynamische Simulation für die Wirbelströme wurde begonnen und erste Ergebnisse werden erwartet. Eine Optimierung des gesamten Sensorsystems kann daher erst im Anschluss erfolgen.

Die Ergebnisse der Simulation ergaben, dass für die Vorgaben derzeit keine dynamische Simulation möglich ist.

Resümee: Eine Simulation des externen Flusskonzentrators für den statischen Fall wurde von der GSI durchgeführt; Ergebnisse einer Simulation für den dynamischen Fall (Wirbelströme) durch die GSI steht noch aus.

Status: nicht abgeschlossen

## **11 Zukünftige Arbeiten**

### **11.1 Aufbau von Funktionsmustern**

Die Funktionsmuster werden aufgebaut, sobald eine Klärung mit den Sensorherstellern zum Aufbau und Realisierung der benötigten Sensoren erzielt wurde. Diese Gespräche werden derzeit geführt und die Ergebnisse hierzu zu einem späteren Zeitpunkt erörtert.

Ein Aufbau von speziellen Funktionsmustern ist aus Kostengründen nicht möglich. Die Spezialanfertigung ist sehr teuer, da hierbei Einzelstücke produziert werden.

Resümee: Kontakte mit Sensorherstellern wurden hergestellt, die Problematik wurde diskutiert.

Status: aus Kostengründen eingestellt, Kontakte werden aufrecht erhalten

### **11.2 EMV gerechte Entwicklung**

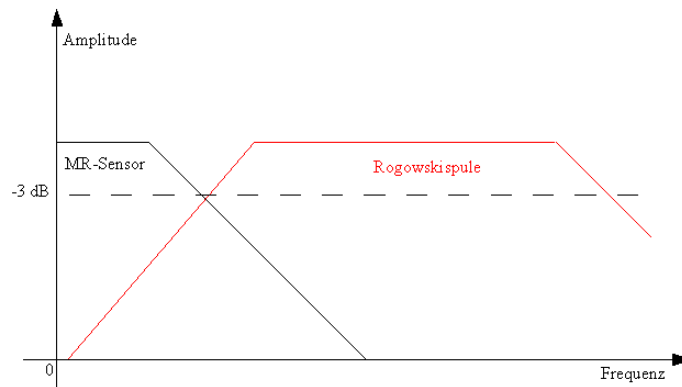
Nach Festlegung des realisierbaren GMR-Sensors für den Luftspalt kann eine EMV gerechte Entwicklung der Sensoren beginnen. Dieses ist aus oben besprochenen Gründen derzeit noch nicht möglich.

Durch die hohen Kosten der Spezialherstellungen bei den Sensorfirmen kommen nur kommerzielle Sensoren in Frage. Daher können an den Sensoren selbst keine EMV gerechte Veränderungen vorgenommen werden. Sie beschränkt sich hierbei vielmehr auf die Messwertaufnahme und Verarbeitung.

Status: nicht abgeschlossen

### 11.3 Signalverarbeitung

Die endgültige Signalverarbeitung wird, sobald der endgültige Sensor fest liegt, in Absprache mit der GSI durchgeführt. Hierbei kann es nötig sein, dass Messergebnisse von verschiedenen Sensoren in einer Sensordatenfusion mit Hilfe eines Modells miteinander verknüpft werden müssen. Erste Überlegungen hierzu sind in [8, 9] vorgestellt worden. In **Abb. 11.3.1** ist ein Beispiel für eine Aufteilung des Frequenzbandes auf einen MR-Sensor im niederfrequenten Bereich und einer Rogowski-Spule im hochfrequenten Bereich gezeigt.



**Abb. 11.3.1: Frequenzaufteilung bei der Sensorfusion mit zwei unterschiedlichen Sensoren**

Status: nicht abgeschlossen

### 11.4 Störgrößenunterdrückung

Die Störgrößenunterdrückung wurde bei allen Messungen durch verschiedene Maßnahmen immer wieder praktiziert. Bei den Messungen am Messplatz ist dieses eine besondere Herausforderung, da das Störsignal die gleiche Frequenz hat, wie das Nutzsignal. Die Trennung zwischen Nutz- und Störsignal ist daher nur durch Schirmung und Impedanzanpassung zu realisieren. Dieses gelingt leider nicht immer.

Bei allen weiteren Messungen müssen verschiedene Maßnahmen zur Störgrößenunterdrückung angewandt werden, wie z. B. die phasenselektive Gleichrichtung, Synchrondemodulator und ähnlichem.

In einer derzeitigen Arbeit wird geklärt, ob es möglich ist, an dem Versuchsaufbau unter Nutzung der  $90^\circ$  Phasendrehung (Real- zu Imaginärteil) zum MR-Signal Nutz- und Störsignal trennen zu können. Durch die Gewinnung eines Referenzsignals, mit dessen Hilfe die Phase zwischen Erregungs- und Messsignal bestimmt werden kann, wird das Sensorsignal in Real- und Imaginärteil aufgeteilt. Grundlage liefert dafür die Umrechnung der Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten und die Möglichkeit der Berechnung der einzelnen Größen über den Winkel  $\varphi$ . Man kann eine komplexe Größe in Polarkoordinaten und kartesischen Koordinaten angeben.

$$|Z| \cdot e^{j\varphi} = |Z| \cdot \cos \varphi + j |Z| \cdot \sin \varphi = R + jX \quad (11.4.1)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (11.4.2)$$

$$\tan \varphi = \frac{X}{R} \quad (11.4.3)$$

Mit den **Gleichungen 11.4.1, 11.4.2 und 11.4.3** kann über eine MatLab-Routine das Ausgangssignal des Sensors in den Real- und Imaginärteil bestimmt werden. Hierzu wird über das Messprogramm ein kompletter Datensatz zu jeder Frequenz aufgenommen. Am Ausgang des Breitbandverstärkers wird hierzu ein Shunt-Widerstand angeschlossen, welcher bis 1 MHz eine nahezu konstante Phase aufweist. Über die Spannung am Widerstand kann die Phase der Erregung ermittelt werden. Da die MR-Spannung eine reelle Größe ist, muss die Phase mit der ermittelten Phase übereinstimmen. Die Differenz zwischen der Phase des Sensorsignals und der Erregung wird durch induzierte Spannungen hervorgerufen. Der Betrag und die Phase des Sensorsignals können ebenfalls aus den Datensätzen über die MatLab-Routine gewonnen werden. Die ersten Ergebnisse haben gezeigt, dass der Shunt die Phase im Messsignal dreht und daher keine Berechnung möglich ist. Spezielle Shunt-Widerstände müssen beschafft werden, die über den Frequenzbereich bis 1 MHz konstant sind und die Phase nicht drehen. Es muss mit der GSI geklärt werden, ob es eine Möglichkeit gibt, über die Erregerfrequenz des Beschleunigers der GSI die Phase zu bestimmen, um die Methode zur Trennung von Nutz- und Störsignal in einer späteren Anwendung bei der GSI nutzen zu können.

Resümee: Eine Beeinflussung des Nutzsignals (Strahlstrom) durch Störquellen (Netz usw.) infolge Induktion von Wirbelströmen ist nicht zu vermeiden, deshalb müssen stets geeignete Maßnahmen zur Störgrößenunterdrückung vorgesehen werden.

Status: nicht abgeschlossen

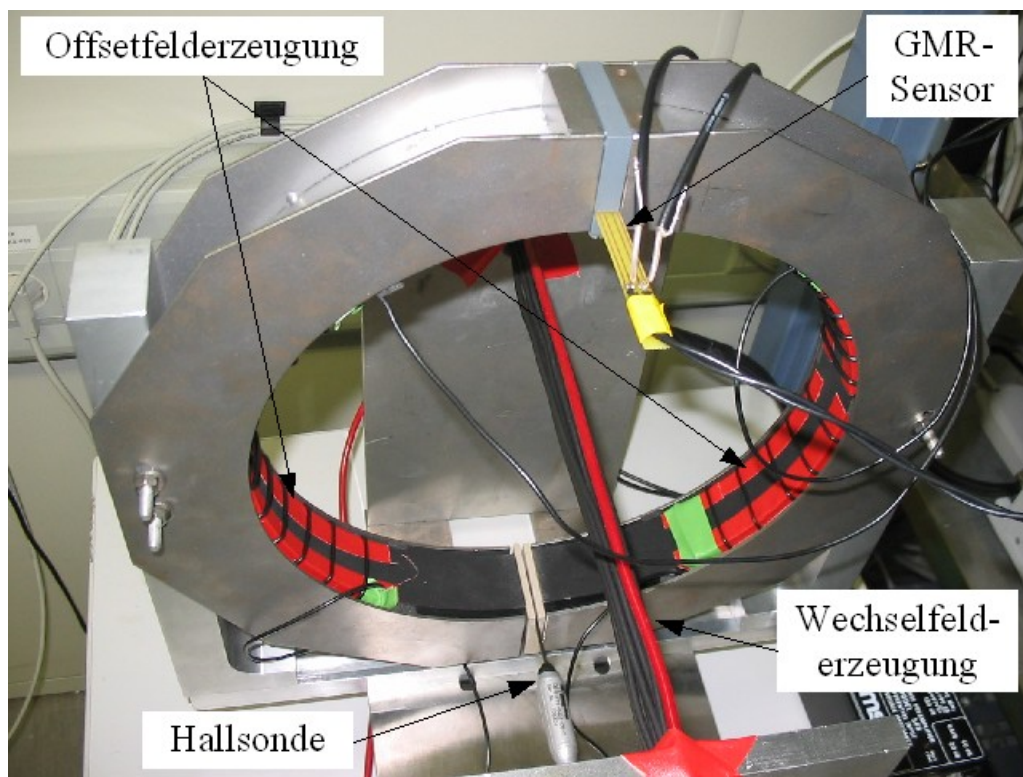
Bei der Entwicklung einer Auswerteelektronik müssen generell Maßnahmen zur Störgrößenunterdrückung (Hardware- oder/und Software-seitig) vorgesehen werden.

### 11.5 Festlegung der endgültigen Sensorik

Die endgültige Sensorik kann aus jetziger Sicht noch nicht festgelegt werden. Hierzu sind Experimente am Beschleuniger mit dem vorgesehenen Ringkern erforderlich.

Erste Messungen im Labor bei der GSI sind am Kern aus Vitrovac 6025F durchgeführt worden. Hierbei kamen die GMR-Sensoren AA002 und AA005 zum Einsatz. Diese Sensoren wurden als vorläufige Sensoren für das Gesamtsystem aufgrund der vorangegangenen Untersuchungen ausgewählt.

Das Messprogramm unter Agilent VEE wurde an die neuen Gegebenheiten und Messgeräte angepasst. Der Unterschied zum Aufbau in der UNIK besteht im wesentlichen in der Größe und dem Kernmaterial. Zudem wurden in diesem Aufbau ein zweiter Luftspalt mit je 8 mm eingebracht. In einem Luftspalt wurde der GMR-Sensor platziert und in dem anderen die Hallsonde des Gaussmeters (siehe **Abb. 11.5.1**). Zur Arbeitspunkteinstellung (Offsetfeld) wurden auf beide Kernhälften Spulen mit je 12 Windungen aufgebracht. Die Halterung der Hallsonde ist derzeit so realisiert, dass der empfindliche Sensorteil in einem Schlitz die gesamte Hallsonde hält. Diese Halterung muss erneuert werden, um eine Beschädigung der Hallsonde zu vermeiden. Die neue Halterung sollte so konstruiert werden, dass der Schaft der Hallsonde gehalten wird und die empfindliche Sensorschicht ohne mechanische Belastung in den Luftspalt eingebracht werden kann.

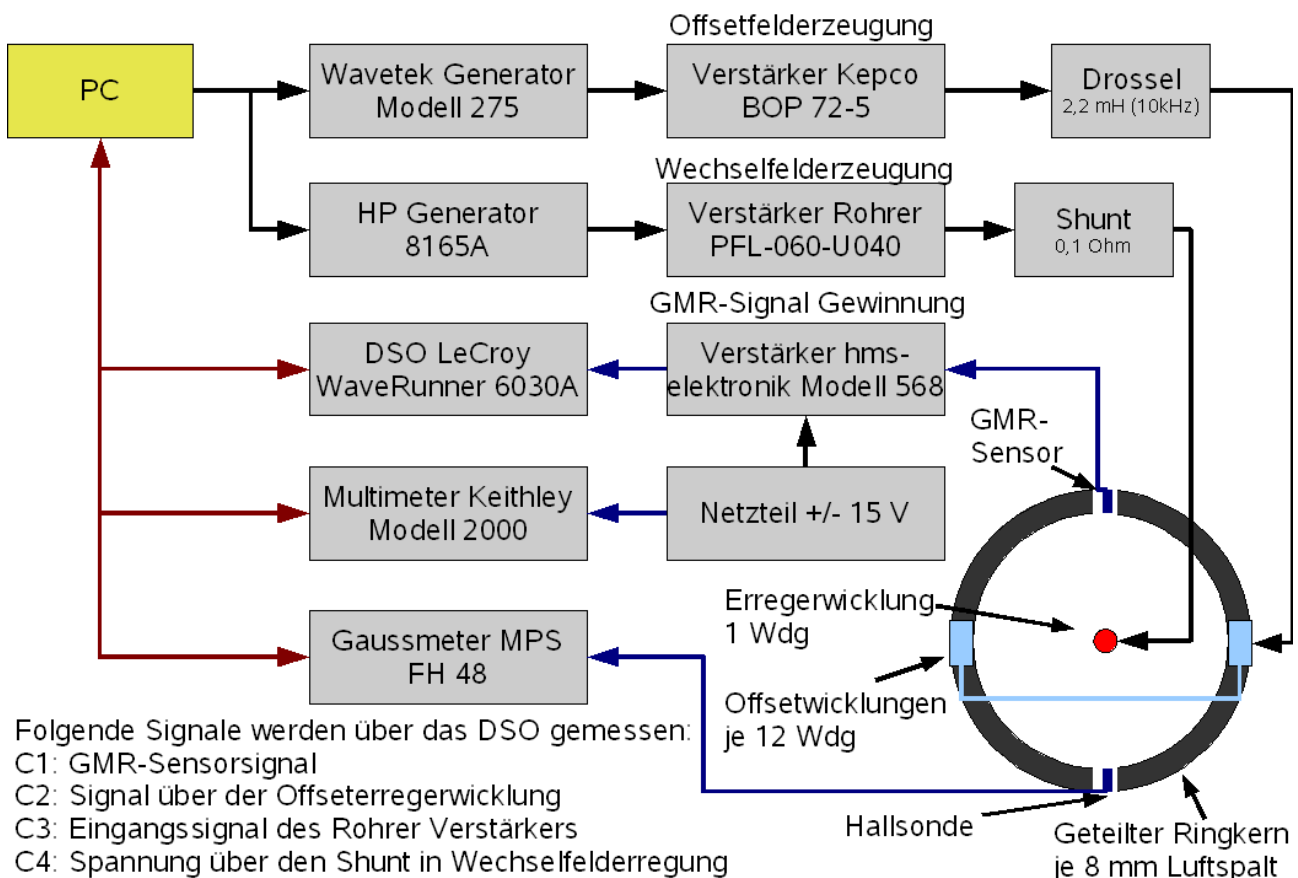


**Abb. 11.5.1: Testaufbau des geteilten Ringkerns bei der GSI**



Die Halterung für den GMR-Sensor ist ebenfalls verbesserungswürdig, da hier die Kernhälften erst auseinandergebaut werden müssen, um den Sensor tauschen zu können. Die Halterung muss so geändert werden, dass der Sensor ohne großen Aufwand von außen zu wechseln ist.

In der **Abb. 11.5.2** ist der grundsätzliche Aufbau des Messplatzes bei der GSI skizziert. Die Einstellung des Offsetfeldes und damit des Arbeitspunktes des GMR-Sensors wird über einen Generator der Fa. Wavetek realisiert. Um das Ausgangssignal auf die benötigte Amplitude zu verstärken wird ein Verstärker der Fa. Kepco eingesetzt. Am Ausgang des Verstärkers ist eine Drosselspule mit 2,2 mH (gemessen bei 10 kHz) geschaltet. Diese dient dazu, Einflüsse des Verstärkers auf die Wechselfelderregung zu minimieren. Die Kopplung der Erregerwicklung auf den Kernhälften mit der Wechselfelderregung im Zentrum des Kerns bedämpfen ohne diese Drosselspule die Wechselfelderregung. Die Wechselfelderregung wird über einen Generator der Fa. HP mit nachgeschalteten Verstärker der Fa. Rohrer. Ein Shunt (0,1  $\Omega$ ) in der Erregung dient zur Einstellung der Wechselfeldamplitude und Bestimmung der Phase zwischen Erregung und Sensorsignal. Die Erregerwicklung hat eine Windung und ist im Zentrum des Kerns befestigt.



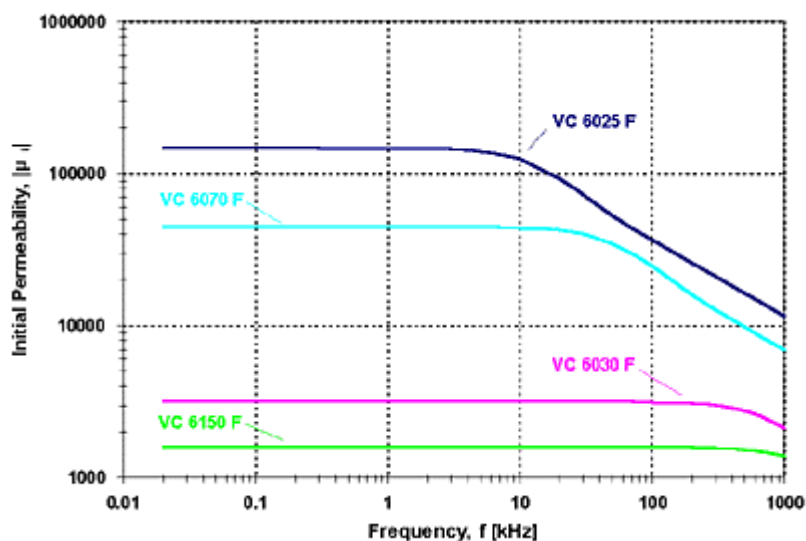
**Abb. 11.5.2: Übersichtsplan Messplatz GSI**

Die Versorgungsspannung der GMR-Sensoren wurde mittels eines Universalnetzteils auf  $\pm 15\text{ V}$  eingestellt und mit einem Multimeter der Fa. Keithley gemessen. Diese Spannung wurde ebenfalls zur Versorgung des Differenzialverstärkers der Fa. hms-elektronik genutzt. Der Verstärker kann auf eine Verstärkung von 20 dB (Faktor 10) oder 40 dB (Faktor 100) eingestellt werden und dient der Verstärkung, sowie der potentialfreien Messung der Sensorsignale der GMR-Sensoren.

Das Gaussmeter der Fa. MPS mit der Hallsonde dient der Kontrolle und Regelung des Arbeitspunktes der GMR-Sensoren.

Über das digitale Speicheroszilloskop der Fa. LeCroy werden die Signale der GMR-Sensoren (Kanal 1), das Signal über der Offseterregerwicklung (Kanal 2), Eingangssignal des Rohrer-Verstärkers (Kanal 3) und die Spannung über den Shunt (Kanal 4) gemessen.

Alle Messgeräte und Generatoren sind mit dem PC verbunden. Das Messprogramm unter VEE steuert die Einstellungen der Generatoren, nimmt gleichzeitig die Messwerte der Messgeräte auf und speichert diese in einer Messdatei ab. In dem Messprogramm sind die für diesen Kern erforderlichen Korrekturen eingearbeitet worden. Berechnungen haben gezeigt, dass Wirbelströme ab einer Frequenz von 24 kHz das Magnetfeld bedämpfen (siehe **Abb. 11.5.3**).



**Abb. 11.5.3: Frequenzgang der Permeabilität des Kernmaterials VC 6025F [28]**

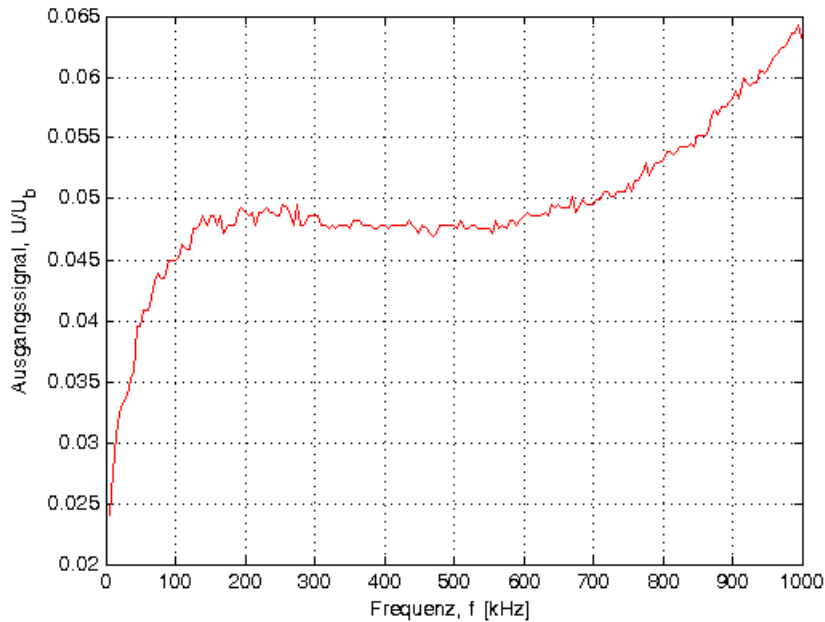
In der Gleichung 11.5.1 ist die Berechnung der Grenzfrequenz der Wirbelströme gegeben.

$$f = \frac{10^6 \cdot \rho}{\mu \cdot d^2} \quad (11.5.1)$$

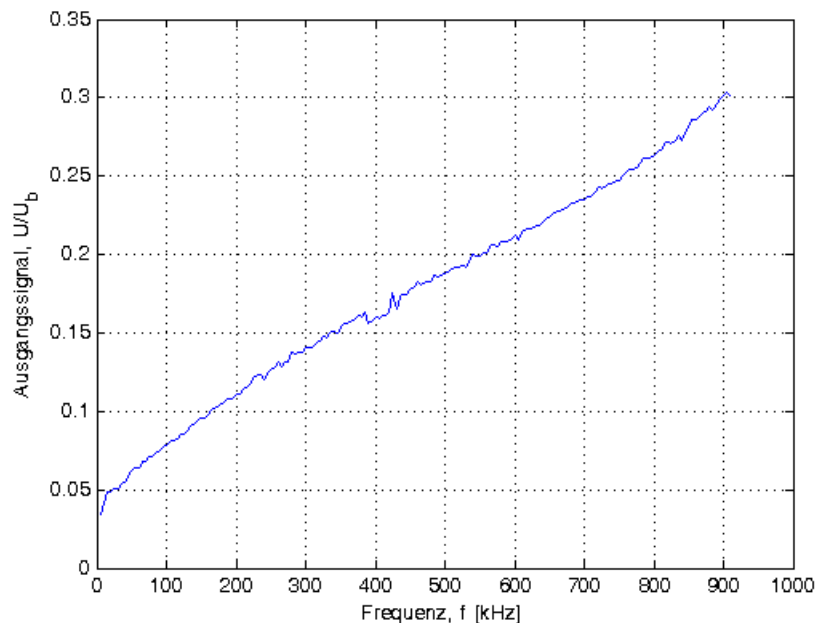
Für das Material VC 6025F ist ein spezifischer Widerstand  $\rho$  von  $1,35\ \Omega\ \text{mm}^2/\text{m}$ , eine relative Per-

meabilität  $\mu$  von 90000 und einer Dicke  $d$  von 25  $\mu\text{m}$  gegeben. Dieses ergibt die oben erwähnte Grenzfrequenz von 24 kHz. Um dieser Bedämpfung entgegenzuwirken, muss der Korrekturfaktor

mit  $1 + \sqrt{\frac{f}{f_0}}$  in die Amplitudenberechnung eingerechnet werden. Hierbei ist  $f_0$  die Grenzfrequenz und  $f$  die aktuelle Frequenz.



**Abb. 11.5.4: Frequenzgang des GMR-Sensors AA002 am geteilten Kern (VC 6025F)**

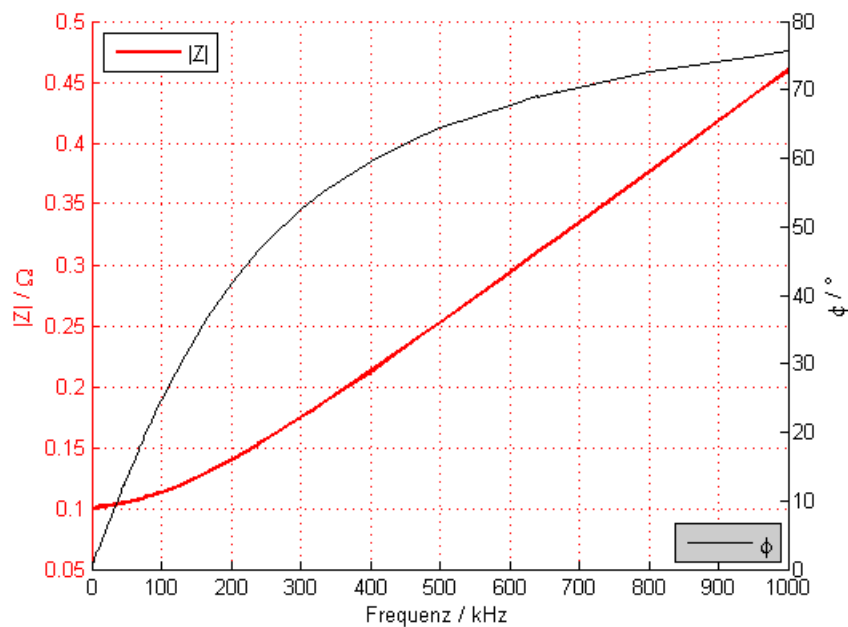


**Abb. 11.5.5: Frequenzgang des GMR-Sensors AA005 am geteilten Kern (VC 6025F)**

In der **Abb. 11.5.4** und **11.5.5** sind die Ergebnisse dieser Messung dargestellt. Beide Sensoren zei-

gen einen Anstieg der Sensorausgangsspannung bei höheren Frequenzen. Dieses deckt sich prinzipiell mit den vorangegangenen Untersuchungen an der UNIK. Der Kurvenverlauf entspricht hierbei allerdings nicht exakt denen, die bei den Untersuchungen in der UNIK aufgenommen wurden.

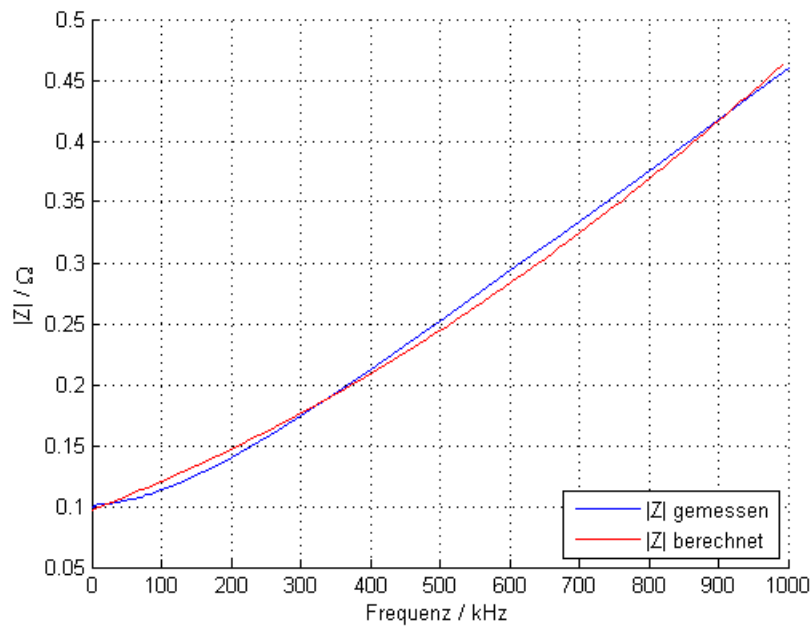
Da die Amplitude des Wechselfeldes in der UNIK über eine Messspule konstant gehalten wurde, musste hier die Frequenzabhängigkeit dieser Spule mit eingerechnet werden. Der bei der GSI verwendete Shunt wurde als konstant über den Frequenzbereich angesehen und wurde damit konstant bzw. frequenzunabhängig eingerechnet. Spätere Untersuchungen an der UNIK ergaben, dass dieser Shunt in dem Frequenzbereich keinen konstanten Wert hat und zusätzlich die Phase des Signals verschiebt. Somit können die ebenfalls aufgenommenen Phasen zwischen Shunt-Spannung und Sensorausgangssignal nicht gewertet werden. Die Widerstandsänderung und die Phasendrehung des Shunts ist in **Abb. 11.5.6** gegeben.



**Abb. 11.5.6: Frequenzgang des Shunt**

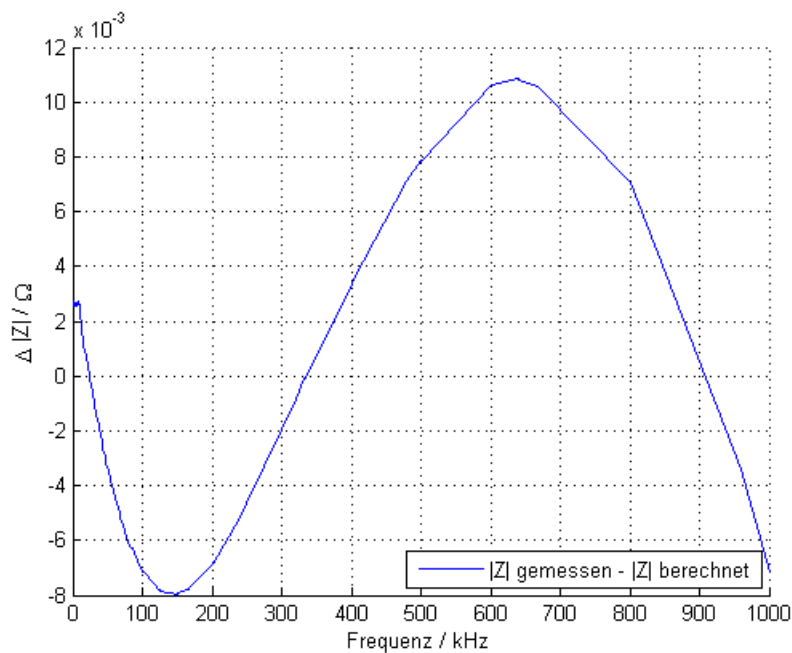
Hier ist deutlich zu erkennen, dass der Shunt bis 1 MHz seinen Ausgangswert fast verfünffacht. Somit ist die Amplitude des Wechselfeldes nicht konstant, sondern fällt steigendem Widerstand ab. Damit sind die gemessenen Kurven der GMR-Sensoren so nicht eindeutig. Man kann hier sagen, dass die Zunahme der Sensorausgangsspannung durch den Messfehler über den Shunt bedämpft ist und somit noch wesentlich stärker ausfallen muss, wenn diese Nichtlinearität mit einbezogen wird. Für die Widerstandsänderung wurde ein Polynom zweiten Grades ermittelt. Dieses ist in Gleichung 11.5.1 gegeben.

$$y=0,00000015 \cdot x^2+0,00022 \cdot x+0,0968 \quad (11.5.1)$$

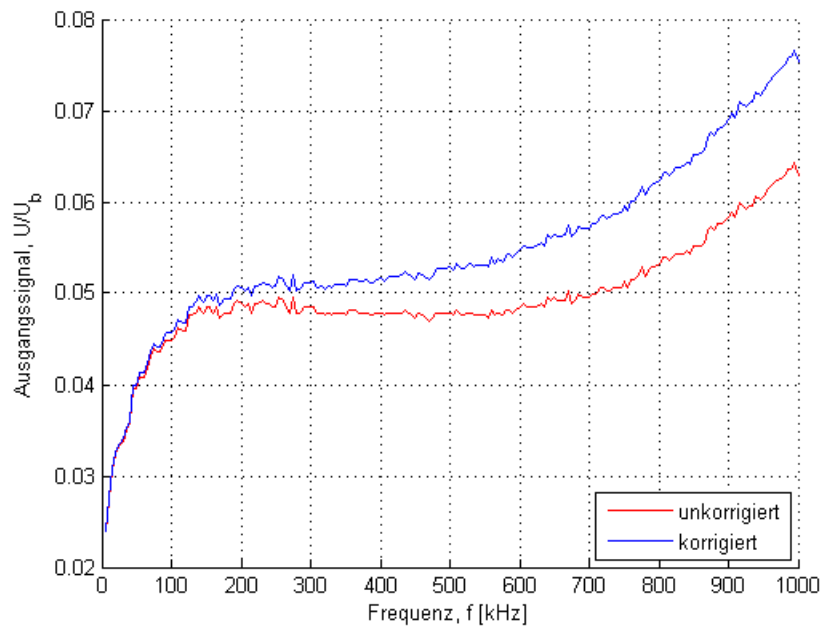


**Abb. 11.5.7: Frequenzgang des Shunt und berechneter Frequenzgang**

In der **Abb. 11.5.7** ist deutlich zu erkennen, dass sich die berechnete Kurve der gemessenen annähert. Es gibt leichte Über- und Unterschreitungen die durch Subtraktion der beiden Kurven in **Abb. 11.5.8** dargestellt werden. Hier ist zu sehen, dass die maximale Abweichung ca. 11 mΩ beträgt. Dieses entspricht einem Fehler von ca. 11 % gegenüber dem Gesamtwiderstand. Ohne diese Korrektur beläuft sich der Fehler auf fast 480 %. In den **Abb. 11.5.9** und **11.5.10** sind die mathematisch korrigierten Messkurven zu sehen.

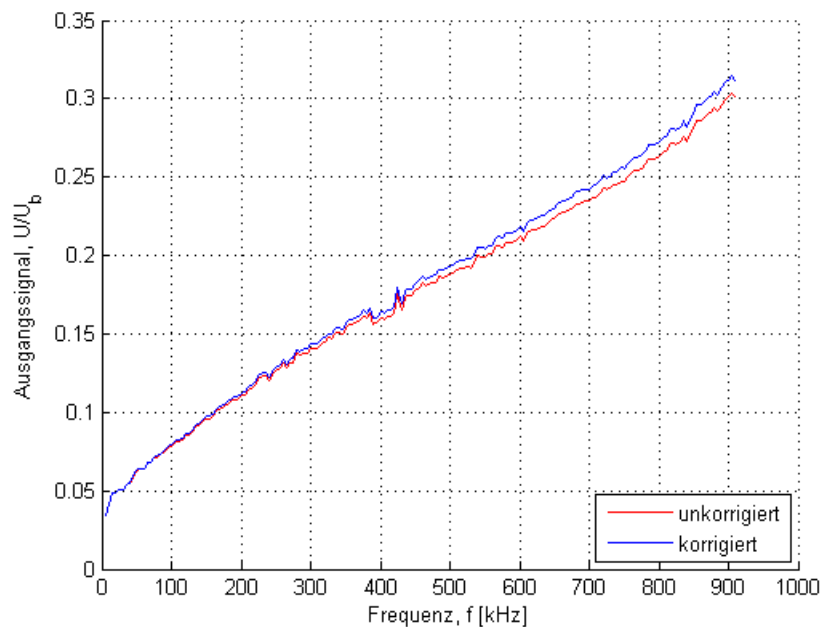


**Abb. 11.5.8: Differenz zwischen gemessener und berechneter Kurve**



**Abb. 11.5.9: Gegenüberstellung gemessenes zu korrigierten Signal (AA002)**

Das korrigierte Signal deckt sich noch besser mit den in der UNIK erzielten Ergebnisse. Die Frequenz, ab der der exponentielle Anstieg im Sensorsignal beginnt, liegt hier ebenfalls bei ca. 500 kHz. Der Unterschied beim AA005 Sensor in **Abb. 11.5.10** ist geringer als beim AA002 Sensor, da dieser Sensor unempfindlicher ist.



**Abb. 11.5.10: Gegenüberstellung gemessenes zu korrigierten Signal (AA005)**

Die nachträgliche Korrektur zeigt tendenziell, dass das Ausgangssignal der Sensoren noch stärker ansteigt. Hier müssen die Messungen mit einem anderen Shunt oder aber korrigiert wiederholt wer-

den. Die Ergebnisse müssen dann mit den hier beschriebenen verglichen werden.

Resümee: erste Testmessungen abgeschlossen, weitere Untersuchungen müssen bei der GSI durchgeführt werden.

Status: nicht abgeschlossen

## **12 Ausblick**

Der derzeitige Stand der Entwicklungen zum Projekt liegt genau in dem Anfangs vorgegebenen Zeitplan. Durch die dreimonatige Verzögerung des geplanten Projektstarts und der damit verbundenen späteren Einstellung von Herrn Häpe, verschieben sich die anfangs festgelegten Zeiträume um drei Monate nach hinten.

Es ist realistisch, einen geeigneten Sensor zur magnetischen Strahlstrommessung zu entwickeln. Da das Gesamtsystem einen externen Flusskonzentrator besitzen soll, bei dem die gleichen Probleme durch Wirbelströme entstehen können, müssen auch Messungen mit dem externen Flusskonzentrator durchgeführt werden.

Bei weiteren Untersuchungen würden die derzeit favorisierten Sensoren an dem Beschleuniger mit dem Ringkern untersucht werden. Gegebenenfalls müssen spezielle Sensoren in Auftrag gegeben werden, die für die Anwendung speziell hergestellt werden.

## **13 Offene Fragen**

Der derzeitige Stand des Projektes erfordert eine Weiterführung um mindestens ein Jahr, also bis Ende 2007. Die in dem Vertrag festgehaltenen Zeiträume würden dieses zulassen.

Die Simulation mit dynamischer Anregung und somit der Wirbestromverluste muss vorliegen, um eine Realisierung des Messsystems mit externen Flusskonzentrator abschätzen zu können.

Der Aufbau von Funktionsmustern, die EMV gerechte Entwicklung sowie die Störgrößenunterdrückung können erst mit den Untersuchungen des gesamten Systems an der Beschleunigeranlage abschließend durchgeführt werden.

## **14 Zusammenfassung**

Die bisher erzielten Ergebnisse sind sehr viel versprechend und deuten darauf hin, dass mittels Kombination verschiedener Sensoren ein Sensorsystem aufgebaut werden kann, welches den bisher bekannten Anforderungen der GSI gerecht wird.

Durch die Ergebnisse, die bei den Untersuchungen der MR-Sensoren gewonnen wurden, ist klar geworden, dass es bisher keine Untersuchungen zu den Sensoren gibt, die die Angaben der Hersteller

im Bezug auf die Bandbreite bestätigen. Persönliche Gespräche mit Herstellern haben gezeigt, dass ein großes Interesse an den hier durchgeführten Untersuchungen vorhanden ist. Die erzielten Ergebnisse zum Frequenzgang wurden seitens der Sensorhersteller als höchst interessant eingestuft. Da es auch seitens der Hersteller keine vergleichbaren Untersuchungen gibt, müssen die erzielten Ergebnisse durch eigene Arbeiten belegt und erklärt werden. Die aufgestellten Vermutungen zu den Signalverläufen müssen noch weiter untersucht und verifiziert werden.

Dies belegt die Tatsache, dass diese Arbeit Grundlagen zur *Messung von hochfrequenten Magnetfeldern* liefert.

Der derzeitige Stand der Untersuchungen hat gezeigt, dass GMR-Sensoren zur Lösung der Messaufgabe geeignet erscheinen. Daher werden alle weiteren Untersuchungen an GMR-Sensoren durchgeführt. Es ist hierbei aber klar, dass mit **einem** Sensor die Messaufgabe nicht gelöst werden kann. Unter den **Kapiteln 11.3** und **11.4** wurden hierzu Lösungsvorschläge gemacht. Der verwendete Flusskonzentrator muss mittels eines Gegenfeldes immer in einem konstanten Arbeitspunkt betrieben werden, damit die GMR-Sensoren definierte Ausgangssignale liefern können. Ebenso muss ein Aufmagnetisieren der Kernhälften unterdrückt werden.

Die Lösung der Messaufgabe hat sich im Laufe des Projektes als schwieriger erwiesen, als zu Beginn angenommen wurde. Die Sensoren, welche von den Herstellern mit hohen oberen Grenzfrequenzen angegeben werden, wurden seitens der Hersteller hierfür nie spezifiziert. Die erzielten Ergebnisse können daher nicht mit Datenblättern verglichen werden. Andere Arbeitsgruppen, die sich mit den gleichen oder ähnlichen Frequenzmessungen an MR-Sensoren beschäftigen sind uns bisher nicht bekannt.

Im Rahmen dieser Forschungs- und Entwicklungsarbeit wurden zahlreiche Kontakte während der Teilnahme an Fachtagungen und Workshops (Care-Workshop Lyon 2004, DIPAC Lyon 2005, EMSA'06 Bilbao 2006) hergestellt. Hierzu zählen Industrie als auch Universitäten und Institute. Zu nennen sind die Fa. NVE (USA), Fa. HL-Planar, Fa. Sensitec, IPHT in Jena, Wolfson Centre in Cardiff (UK) und Ulugdag University in Gorukle Brusa (Türkei).

Das Interesse an einer Zusammenarbeit wurde stets bekräftigt.



## 15 Eigene Literatur zu diesem Projekt

### 15.1 Interne Berichte an die GSI

- [1] Häpe, Markus: *Bericht über statische Messungen von Magnetfeldsensoren*, Kassel, Juni 2004
- [2] Häpe, Markus: *Untersuchung des GMI-Effektes und Abschätzung dessen Nutzung zur Strahlstrom-Messung an einer Beschleuniger-Anlage*, Kassel, März 2005
- [3] Häpe, Markus: *Bericht über dynamische Messungen an Magnetfeldsensoren*, Kassel, Oktober 2005
- [4] Häpe, Markus: *Erste Ergebnisse der dynamischen Messungen*, Kassel, November 2005
- [5] Häpe, Markus: *Messung hochfrequenter Magnetfelder mittels GMR-Sensoren*, Kassel, Februar 2006

### 15.2 Eigene Literatur (Vorträge, Poster)

- [6] Häpe, Markus: *Magnetic beam current measurement of high dynamics by means of optimised magneto-resistance (MR) sensor engineering in the GSI-FAIR project (facility for antiprotons and ion research)*, Lyon, Dezember 2004
- [7] Häpe, Markus et al: *High dynamic magnetic beam current measurements by means of optimised magneto-resistance (MR) sensor engineering*, Lyon, Juni 2005
- [8] Häpe, Markus et al: *Development and construction of a simulator for high frequency magnetic field measurements*, Bilbao, Juli 2006
- [9] Ricken, Werner et al: *Beam current measurements at a heavy ion accelerator by clip-on-ammeter*, Bilbao, Juli 2006

## 16 Literaturverzeichnis

- [10]Gross, Rudolf; Marx, Achim: *Grundlagen der Magnetelektronik - Vorlesungsskript zur Vorlesung im WS 2000/2001*, Walther-Meissner-Institut, Lehrstuhl für Technische Physik (E23), Walther-Meissner-Strasse 8, D-85748 Garching, 2000.
- [11]Haug, Albert; Haug, Franz: *Angewandte Elektrische Messtechnik*, Vieweg & Sohn Verlag Braunschweig – Wiesbaden, 1993
- [12]Dettmann, F.; Loreit, U.: *Institut für Mikrostrukturtechnologie und Optoelektronik*, Im Amtmann 6, 6330 Wetzlar-Blankenfeld
- [13]Ricken, Werner: *Wegmessung mit magnetoresistiven Sensoren*, Universität Kassel, Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik, Fachgebiet Messtechnik, interne Mitteilung, 22 Februar 2001

- [14]Kohlrausch, Friedrich: *Praktische Physik* Band 2, B.G. Teubner Stuttgart, 1996
- [15]Hauser, H.; Steindl, R.; Hausleitner, C.; Nicolics, J.; Pohl, A.: *Miniaturized Magnetic Field Sensors Utilizing GMI Effect and SAW Technology*, Sensor & Packaging, ÖVE, Wien, Austria, 2003 (Seite 127 – 136)
- [16]Hauser, Hans; Kraus, Ludek; Ripka, Pavel: *Giant Magnetoimpedance Sensors*, IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, Juni 2001
- [17]Simonyi, K.: *Theoretische Elektrotechnik*, 10.Auflage, Barth Verlagsgesellschaft mbH, 1993
- [18]Varzquez, M.; Knobel, M.; Sanchez, M. L.; Valenzuela, R.; Zhukov, A. P.; *Giant magnetoimpedance effect in soft magnetic wires for sensor application*. Sens. Act. A 59, 20 (1997)
- [19]Bertotti, et al: *Magnetic Alloys for Technical Applications. Soft Magnetic Alloys, Invar and Elinvar Alloys*, Group III: Solid State Physics, Vol 19, Magnetic Properties of Metals, Subvolume i1, Ed.: Wijn, H.P.J., in Landolt-Börnstein, Springer-Verlag, 1994, p. 138
- [20]Häpe, M.: *Aufbau und Justierung einer Apparatur zur Messung magnetischer Größen mittels Ansteuerung eines im Labor Messtechnik befindlichen Leistungselektromagneten*, Universität Kassel, Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik, Fachgebiet Messtechnik, August 2003
- [21]Barjenbruch, Ullrich: *Hochauflösende Magnetfeldmessung*, Reihe 8, Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik, Nr. 549, Forschungsberichte VDI, VDI Verlag 1996
- [22]Papula, Lothar: *Mathematische Formelsammlung - Für Ingenieure und Naturwissenschaftler*, 5. Auflage, Vieweg Fachbücher der Technik, 1998
- [23]Honeywell: *HMC1001*, Datenblatt, [http://www.ssec.honeywell.com/magnetic/datasheets/hmc1001-2\\_1021-2.pdf](http://www.ssec.honeywell.com/magnetic/datasheets/hmc1001-2_1021-2.pdf)
- [24]HL PLANAR TECHNIK: *KMY20M*, Datenblatt, [http://cms.hlplanar.de/data-live-planar/docs/pdf/Datasheets\\_ger/KMY20Mger.pdf](http://cms.hlplanar.de/data-live-planar/docs/pdf/Datasheets_ger/KMY20Mger.pdf)
- [25]NVE: *AA002-AA006 Series*, Datenblatt, [http://www.nve.com/Downloads/analog\\_catalog.pdf](http://www.nve.com/Downloads/analog_catalog.pdf)
- [26]Philips: *KMZ10A*, Datenblatt, <http://www.semiconductors.philips.com/products/sensors/index.html>
- [27]PNI: *SEN-S65*, Datenblatt, <http://www.pnicorp.com/productDetail?nodeId=c33>
- [28][http://www.technicome.com/SM\\_alliages\\_1vitrovac.htm](http://www.technicome.com/SM_alliages_1vitrovac.htm)

## 17 Anhang

### 17.1 Umrechnungen der verschiedenen Einheiten

Umrechnung der verschiedenen Einheiten aus den Datenblättern wird im Folgenden beschrieben.

$$1 \text{ Oe} = 79,5775 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (5.1.1)$$

oder

$$1 \frac{\text{A}}{\text{m}} = \frac{4 \cdot \pi}{1000} \text{ Oe} = 0,01257 \text{ Oe} \quad (5.1.2)$$

Um von der magnetischen Feldstärke  $H$  zur magnetischen Flussdichte  $B$  zu gelangen, gilt in Vakuum bzw. in Luft folgender Zusammenhang:

$$B = \mu_0 \cdot H \quad , \quad (5.1.3)$$

wobei  $\mu_0$  die magnetische Feldkonstante ist. Sie hat den Wert:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} = 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (5.1.4)$$

Befindet sich ein Stoff im Magnetfeld, so ändert sich die magnetische Flussdichte  $B$ . Für die Berechnung gilt folgende Formel:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad (5.1.5)$$

$\mu_r$  ist die Permeabilitätszahl, sie hängt von dem Material ab.

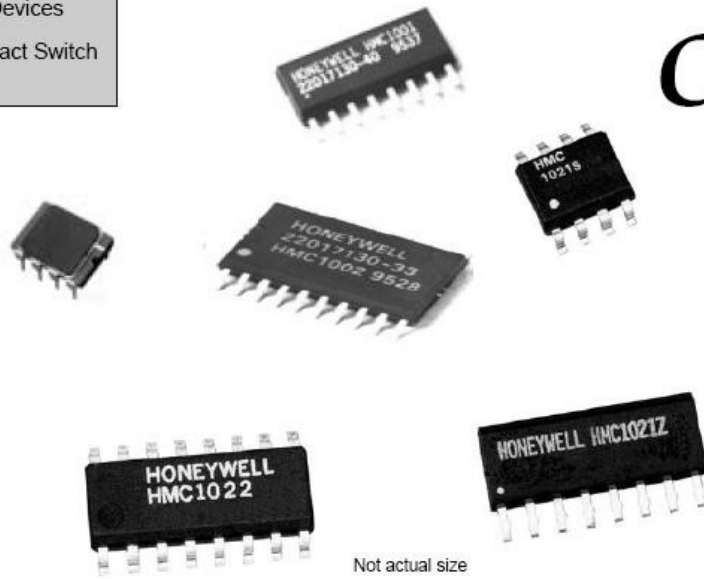
Es wird in den Datenblättern die Einheit Gauss (G) genannt. Diese ist ebenfalls unzulässig, die SI-Einheit ist Tesla (T). Die Umrechnung erfolgt wie folgt:

$$1 \text{ T} = 1 \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{m}^2} = 10^4 \text{ G} \quad (5.1.6)$$

- APPLICATIONS**
- Compassing
  - Navigation Systems
  - Attitude Reference
  - Traffic Detection
  - Medical Devices
  - Non-Contact Switch

# 1- and 2-Axis Magnetic Sensors

**HMC1001 / 1002**  
**HMC1021 / 1022**



Configured as a 4-element wheatstone bridge, these magnetoresistive sensors convert magnetic fields to a differential output voltage, capable of sensing magnetic fields as low as 30  $\mu$ gauss. These MRs offer a small, low cost, high sensitivity and high reliability solution for low field magnetic sensing.

## FEATURES AND BENEFITS

- Wide Field Range** Field range up to  $\pm 6$  gauss, (earth's field = 0.5 gauss)

---

- Small Package**
  - Designed for 1- and 2-axis to work together to provide 3-axis (x, y, z) sensing
  - 1-axis part in an 8-pin SIP or an 8-pin SOIC or a ceramic 8-pin DIP package
  - 2-axis part in a 16-pin or 20-pin SOIC package

---

- Solid State** These small devices reduce board assembly costs, improve reliability and ruggedness compared to mechanical fluxgates.

---

- On-Chip Coils** Patented on-chip set/reset straps to reduce effects of temperature drift, non-linearity errors and loss of signal output due to the presence of high magnetic fields  
Patented on-chip offset straps for elimination of the effects of hard iron distortion

---

- Cost Effective** The sensors were specifically designed to be affordable for high volume OEM applications.

# LINEAR MAGNETIC FIELD SENSORS

## HMC1001/1002 SPECIFICATIONS

Characteristics	Conditions*	Min	Typ	Max	Unit
Bridge Supply	V <sub>bridge</sub> referenced to GND		5	12	Volts
Bridge Resistance	Bridge current = 10mA	600	850	1200	ohm
Operating Temperature (4)		-55		150	°C
Storage Temperature (4)	Unbiased	-55		175	°C
Field Range (4)	Full scale (FS), total applied field	-2		+2	gauss
Linearity Error (4)	Best fit straight line ±1 gauss ±2 gauss		0.1 1	0.5 2	%FS
Hysteresis Error (4)	3 sweeps across ±2 gauss		0.05	0.10	%FS
Repeatability Error (4)	3 sweeps across ±2 gauss		0.05	0.10	%FS
S/R Repeatability (1) S/R Repeatability (2)	Output variation after alternate S/R pulses		2	10 100	μV
Bridge Offset	Offset = (OUT+) – (OUT-), Field=0 gauss after Set pulse, V <sub>bridge</sub> =8V	-60	-15	30	mV
Sensitivity	S/R Current = 3A	2.5	3.2	4.0	mV/V/gauss
Noise Density (4)	Noise at 1 Hz, V <sub>bridge</sub> =5V		29		nV/ Hz
Resolution (4)	Bandwidth=10Hz, V <sub>bridge</sub> =5V		27		μgauss
Bandwidth (4)	Magnetic signal (lower limit = DC)		5		MHz
OFFSET Strap	Measured from OFFSET+ to OFFSET-		2.5	3.5	ohm
OFFSET Strap Ω Tempco (4)	T <sub>A</sub> = -40 to 125° C		0.39		%/° C
OFFSET Field (4)	Field applied in sensitive direction	46	51	56	mA/gauss
Set/Reset Strap	Measured from S/R+ to S/R-		1.5	1.8	ohm
Set/Reset Current (2) (3) (4)	2 μs current pulse, 1% duty cycle	3.0	3.2	5	Amp
Set/Reset Ω Tempco (4)	T <sub>A</sub> = -40 to 125° C		0.37		%/° C
Disturbing Field (4)	Sensitivity starts to degrade. Use S/R pulse to restore sensitivity.	3			gauss
Sensitivity Tempco (4)	T <sub>A</sub> = -40 to 125° C V <sub>bridge</sub> =8V I <sub>bridge</sub> =5mA	-0.32	-0.3 -0.06	-0.28	%/° C
Bridge Offset Tempco (4)	T <sub>A</sub> = -40 to 125° C no Set/Reset V <sub>bridge</sub> =5V with Set/Reset		±0.03 ±0.001		%/° C
Resistance Tempco (4)	T <sub>A</sub> = -40 to 125° C		0.25		%/° C
Cross-Axis Effect (4)	Cross field=1gauss no Set/Reset (see AN-205) with Set/Reset		±3 +0.5		%FS
Max. Exposed Field (4)	No perming effect on zero reading			10000	gauss
Weight	HMC1001 HMC1002		0.14 0.53	gram	

(1) V<sub>Bridge</sub> = 4.3V, I<sub>S/R</sub> = 3.2A, V<sub>OUT</sub> = V<sub>SET</sub> – V<sub>RESET</sub>

(2) If V<sub>Bridge</sub> = 8.0V, I<sub>S/R</sub> = 2.0A, lower S/R current leads to greater output variation.

(3) Effective current from power supply is less than 1mA.

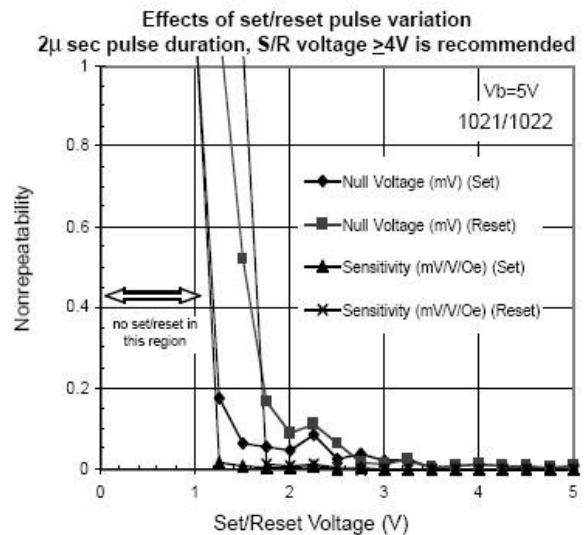
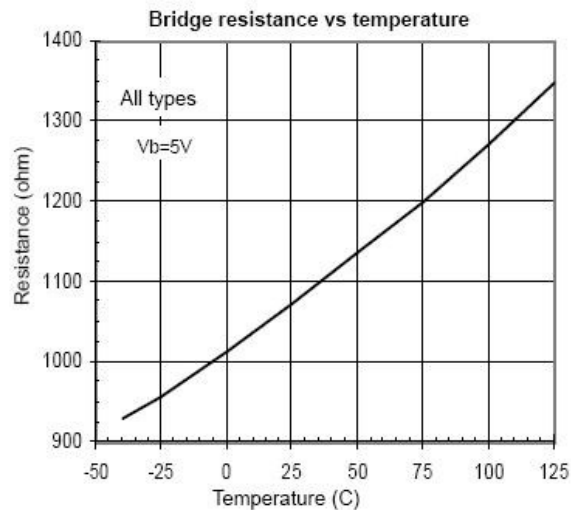
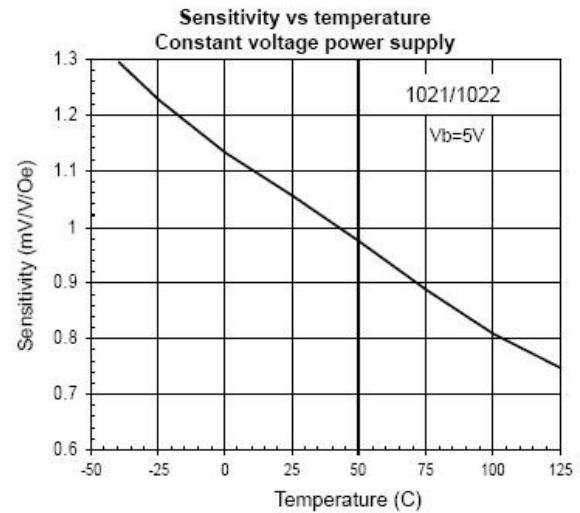
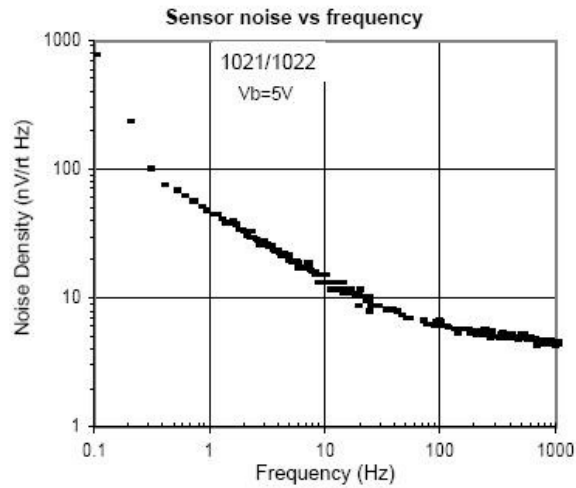
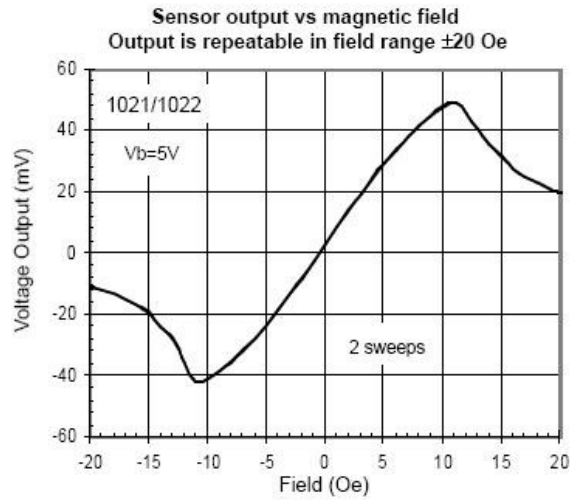
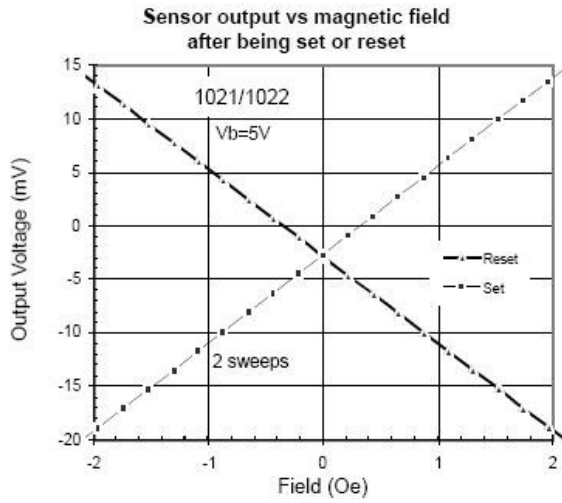
(4) Not tested in production, guaranteed by characterization.

(\*) Tested at 25° C except otherwise stated.

Units: 1 gauss (g) = 1 Oersted (in air), = 79.58 A/m, 1G = 10E-4 Tesla, 1G = 10E5 gamma.

# LINEAR MAGNETIC FIELD SENSORS

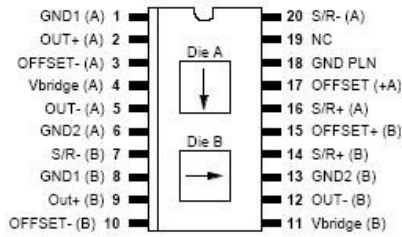
## KEY PERFORMANCE DATA



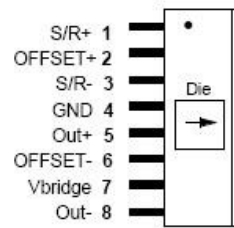
# LINEAR MAGNETIC FIELD SENSORS

## PACKAGE / PINOUT SPECIFICATIONS

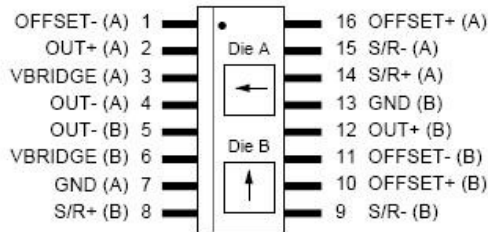
**HMC1002—Two-Axis MR Microcircuit**



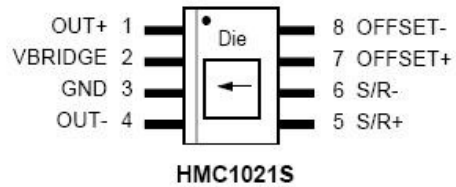
**HMC1001—One Axis MR Microcircuit**



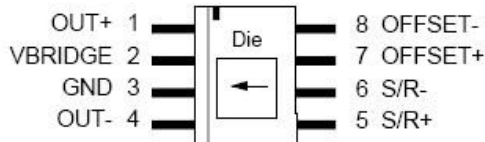
**HMC1022—Two-Axis MR Circuit**



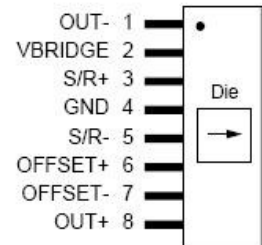
**HMC1021S—One-Axis MR Circuit**



**HMC1021D—One-Axis MR Circuit**



**HMC1021Z—One-Axis MR Circuit**

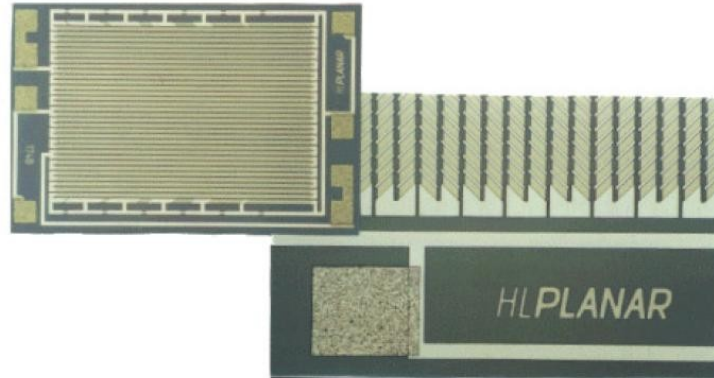


Arrow indicates direction of applied field that generates a positive output voltage after a SET pulse.

## 17.3 AMR, KMY20M (KMY20S)



## Magnetic Field Sensors KMY 20 M



### Function principle

Magnetostrictive materials can change their resistivity in an external magnetic field. The variation of the resistivity is determined by the rotation of magnetisation with respect to the direction of the current flow. Permalloy ( $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$ ) is commercially used as magnetostrictive material. The relative change of resistivity is 2-3 % for this material. The high sensitive and small size magnetostrictive sensor consists of the chip 174B coated with thin film permalloy stripes. These stripes form a Wheatstone bridge, whose output voltage is proportional to the magnetic field component  $H_y$ .

### Characteristic

The bridge imbalance is a value for the magnetic field component  $H_y$  in the plane of the chip. It is of advantage to apply an auxiliary field  $H_x = 3 \text{ kA/m}$  which avoids flipping of the magnetisation of the stripes caused by disturbing magnetic fields. A perpendicular field  $H_x$  is necessary to stabilize sensor operation. This can be done by using a small permanent magnet. Magnetic fields vertical to the chip surface have no influence on the output voltage.

### Special feature

In contrast to KMY 20 S, sensor KMY 20 M features a permanent magnet integrated in the housing. The compact sensor is ready to use. No external auxiliary fields are required for safe operation in a disturbing field up to 30 kA/m.

## Sensors in thin film technology

---

HL-Planartechnik GmbH

Hauert 13, D - 44 227 Dortmund, Tel.: +49 (0) 231/97400, Fax.: +49 (0) 231/974020  
Internet: <http://www.hlplanar.com> E-Mail: [service@hlplanar.de](mailto:service@hlplanar.de)



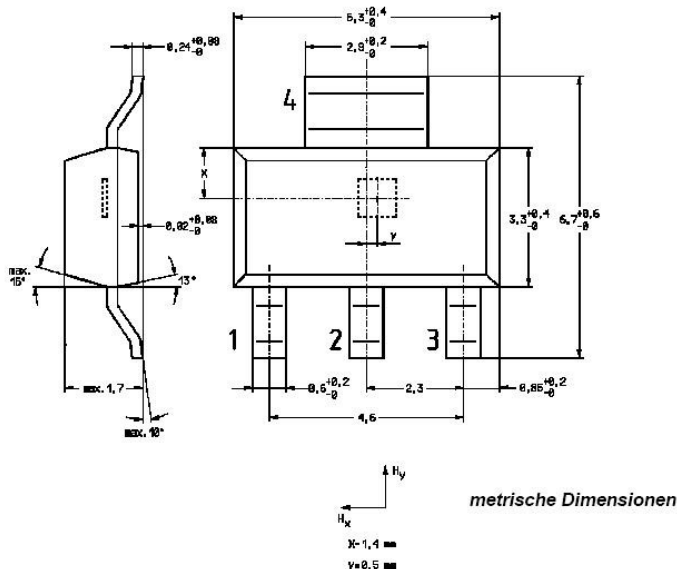
### Technical data

Absolute maximum ratings			
Parameter	Symbol	Unit	Value
Supply voltage	$V_B$	V	12
Total power dissipation	$P_{to}$	mW	120
Operating temperature range	$T_{amb}$	°C	-40 ... +125
Storage temperature range	$T_{stg}$	°C	-65 ... +150
Disturbing field	$H_d$	kA/m	$\leq 30$

Electrical characteristics ( $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ )			
Parameter	Symbol	Unit	Value
Bridge resistance	$R_B$	kOhm	1.4 ... 2.2
Open circuit sensitivity	$S_V$	(mV/V)/(kA/m)	$5.5 \pm 1.5$
Output voltage range	$\Delta V_O/V_B$	mV/V	$18.0 \pm 4.0$
Hysteresis of output voltage	$V_{OH}/V_B$	$\mu\text{V/V}$	$\leq 50$
Offset voltage	$V_{OFF}/V_B$	mV/V	$\leq \pm 1.5$
Permanent auxiliary field	$H_x$	kA/m	$1.5 \pm 0.4$

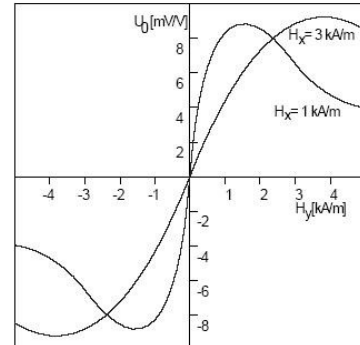
Temperature coefficients (-25 °C < $T_{amb}$ < 125 °C) of			
Parameter	Symbol	Unit	Value
Bridge resistance	$T_{CBR}$	%/K	$0.30 \pm 0.05$
Open circuit sensitivity			
( $V_B = \text{const}$ )	$T_{CSV}$	%/K	$-0.25 \pm 0.05$
( $I_B = \text{const}$ )	$T_{CSI}$	%/K	$0.05 \pm 0.05$
Offset voltage	$T_{COFF}$	( $\mu\text{V/V}$ )/K	$\leq \pm 3$
Difference of offset voltage for sensor pair	$\Delta T_{COFF}$	( $\mu\text{V/V}$ )/K	$\leq \pm 0.5$

### Housing KMY 20: SOT-223-S



### Applications

- detection of weak magnetic fields, e.g. earth magnetic field
- contactless mechanical switch
- displacement measurement with high resolution
- revolution speed detection on ferromagnetic gear wheels
- contactless angle measurement
- galvanically separated current measurement



Output voltage versus field component  $H_y$  for different stabilizing magnetic fields  $H_x$

### 2 KMY 20 M

We also offer selected pairs of KMY 20 M. These pairs have a similar temperature characteristic of the voltage offset and are well suited for differential measuring techniques. The temperature drift of the magnetoresistive sensor is strongly reduced by applying this technique.

SOT-223-S  
1:  $+V_0$  2:  $-V_0$   $V_0$ : Ausgangsspannung  
3:  $+V_B$  4:  $-V_B$   $V_B$ : Betriebsspannung

## Sensors in thin film technology

HL-Planartechnik GmbH

Hauert 13, D - 44 227 Dortmund, Tel.: +49 (0) 231/97400, Fax.: +49 (0) 231/974020  
Internet: <http://www.hlplanar.com> E-Mail: [service@hlplanar.de](mailto:service@hlplanar.de)

7.12.01

**Magnetic field sensor**

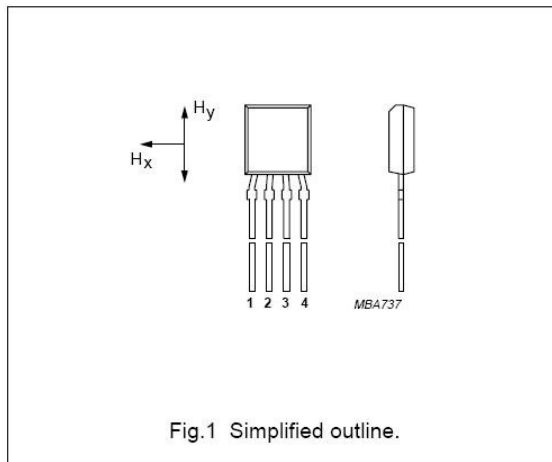
**KMZ10A**

**DESCRIPTION**

The KMZ10A is an extremely sensitive magnetic field sensor, employing the magnetoresistive effect of thin-film permalloy. Its properties enable this sensor to be used in a wide range of applications for navigation, current and field measurement, revolution counters, angular or linear position measurement and proximity detectors, etc.

**PINNING**

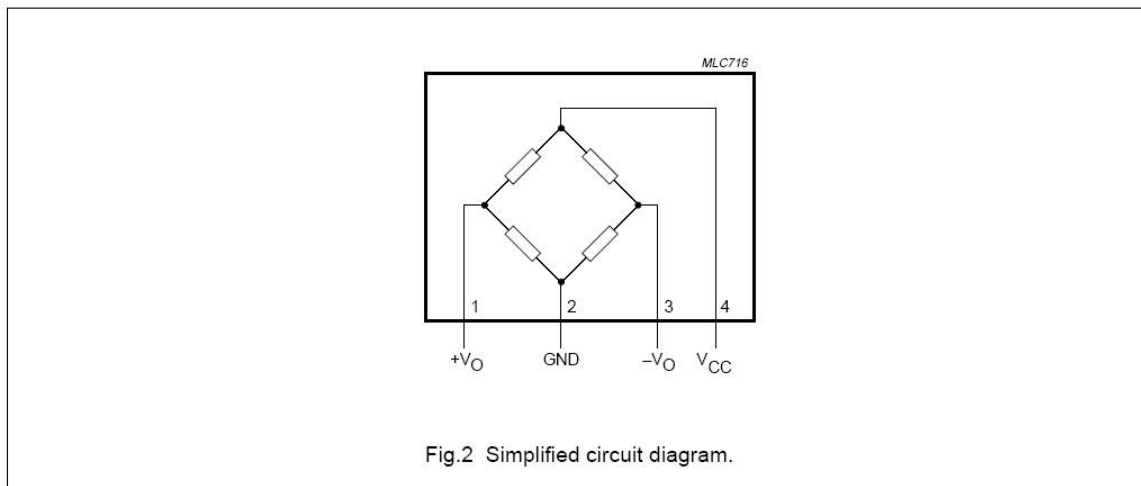
PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
1	+V <sub>O</sub>	output voltage
2	GND	ground
3	-V <sub>O</sub>	output voltage
4	V <sub>CC</sub>	supply voltage



**QUICK REFERENCE DATA**

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V <sub>CC</sub>	bridge supply voltage	-	5	-	V
T <sub>bridge</sub>	bridge operating temperature	-40	-	+150	°C
H <sub>y</sub>	magnetic field strength	-0.5	-	+0.5	kA/m
H <sub>x</sub>	auxiliary field	-	0.5	-	kA/m
S	sensitivity	-	16	-	$\frac{mV/V}{kA/m}$
R <sub>bridge</sub>	bridge resistance	0.8	-	1.6	kΩ
V <sub>offset</sub>	offset voltage	-1.5	-	+1.5	mV/V

**CIRCUIT DIAGRAM**



## Magnetic field sensor

KMZ10A

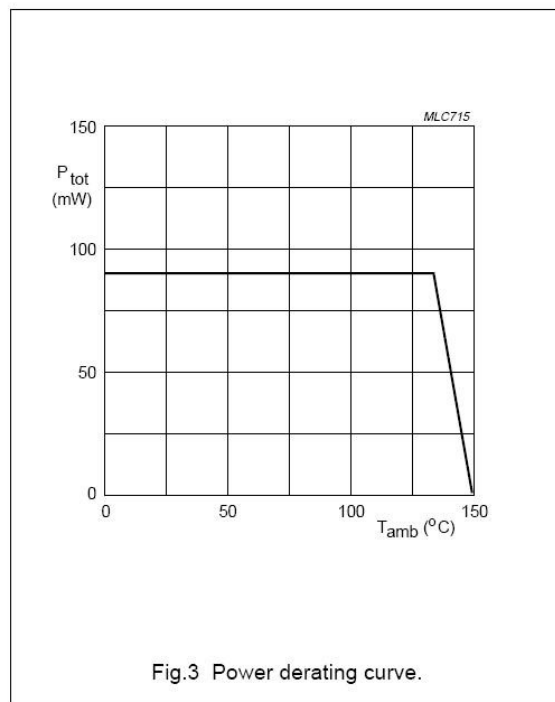
**LIMITING VALUES**

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{CC}$	bridge supply voltage		–	9	V
$P_{tot}$	total power dissipation	up to $T_{amb} = 134\text{ °C}$	–	90	mW
$T_{stg}$	storage temperature	note 1	–65	+150	°C
$T_{bridge}$	bridge operating temperature		–40	+150	°C

**Note**

- Maximum operating temperature of the thin-film permalloy.



## Magnetic field sensor

KMZ10A

## THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	180	K/W

## CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25\text{ °C}$ ;  $H_x = 0.5\text{ kA/m}$ ; notes 1 and 2;  $V_{CC} = 5\text{ V}$  unless otherwise specified.

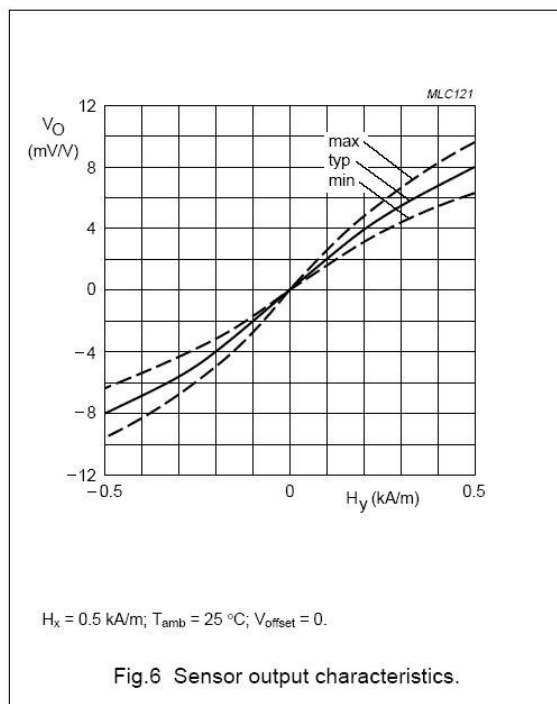
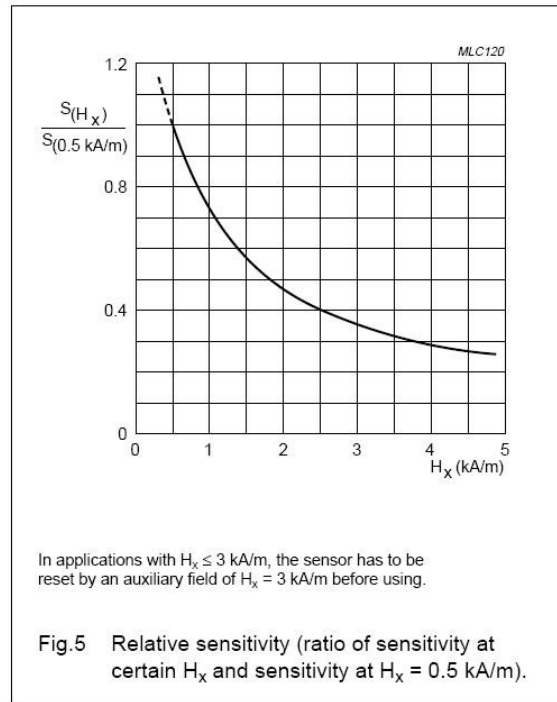
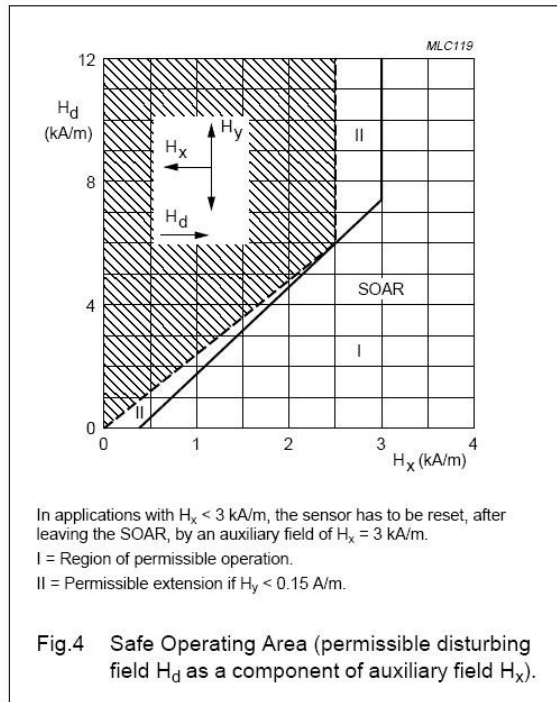
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$H_y$	magnetic field strength	note 2	-0.5	-	+0.5	kA/m
S	sensitivity	notes 2 and 3	13	-	19	$\frac{mV/V}{kA/m}$
$TCV_O$	temperature coefficient of output voltage	$V_{CC} = 5\text{ V}$ ; $T_{amb} = -25\text{ to }+125\text{ °C}$	-	-0.4	-	%/K
		$I_{CC} = 3\text{ mA}$ ; $T_{amb} = -25\text{ to }+125\text{ °C}$	-	-0.15	-	%/K
$R_{bridge}$	bridge resistance		0.8	-	1.6	k $\Omega$
$TCR_{bridge}$	temperature coefficient of bridge resistance	$T_{bridge} = -25\text{ to }+125\text{ °C}$	-	0.25	-	%/K
$V_{offset}$	offset voltage		-1.5	-	+1.5	mV/V
$TCV_{offset}$	offset voltage drift	$T_{bridge} = -25\text{ to }+125\text{ °C}$	-6	-	+6	$\frac{\mu V/V}{K}$
FL	linearity deviation of output voltage	$H_y = 0\text{ to } \pm 0.25\text{ kA/m}$	-	-	0.8	%-FS
		$H_y = 0\text{ to } \pm 0.4\text{ kA/m}$	-	-	2.5	%-FS
		$H_y = 0\text{ to } \pm 0.5\text{ kA/m}$	-	-	4.0	%-FS
FH	hysteresis of output voltage		-	-	0.5	%-FS
f	operating frequency		0	-	1	MHz

## Notes

- Before first operation or after operation outside the SOAR (Fig.4) the sensor has to be reset by application of an auxiliary field  $H_x = 3\text{ kA/m}$ .
- No disturbing field ( $H_d$ ) allowed; for stable operation under disturbing conditions see Fig.4 (SOAR) and see Fig.5 for decrease of sensitivity.
- $$S = \frac{(V_O \text{ at } H_y = 0.4\text{ kA/m}) - (V_O \text{ at } H_y = 0)}{0.4 \times V_{CC}}$$

Magnetic field sensor

KMZ10A

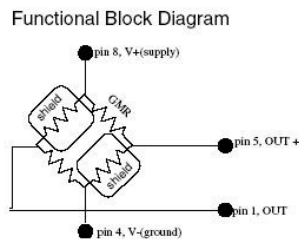
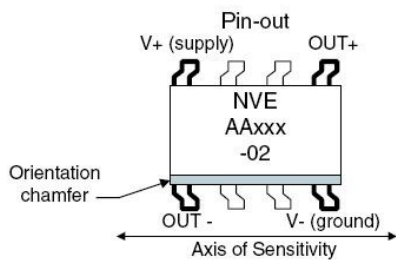
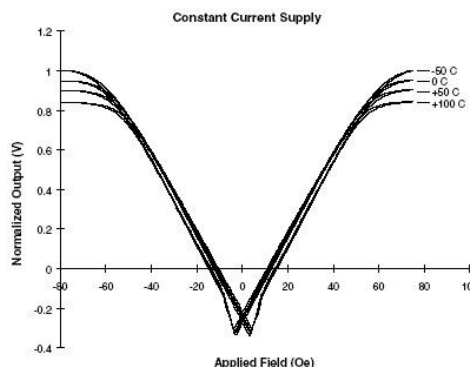
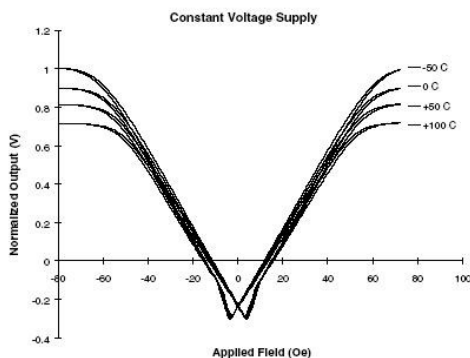




NVE's Giant Magnetoresistive Field Sensors offer unique and unparalleled magnetic sensing capabilities. The high sensitivity and ability to sense static magnetic fields provides superior performance which set them apart from other sensors on the market today. NVE's sensors provide high sensitivity, temperature stability, low power consumption, and small size.

NVE's Sensors can be applied to :

- Proximity Sensing
- Motion, Speed, and Position Sensing
- Current Detection
- Magnetic Media Detection
- Synchronization
- Earth's Field Sensing



**Magnetic Characteristics (5 kΩ ± 20% bridge)**

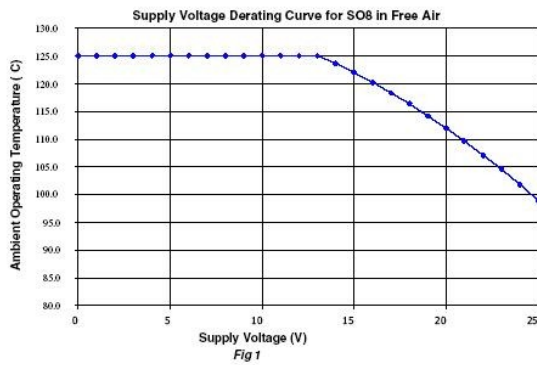
Part Number	Saturation Field (Oe)	Specified Linear Range (Oe)		Sensitivity (mV/V/Oe)		Package <sup>2</sup>	Die <sup>3</sup> Size(μm)	Marking
		Min	Max	min	max			
AA002-02	15	0	10.5	3	4.2	SO8	436x3370	NVE
AA003-02	20	0	14	2	3.2	SO8	436x3370	
AA004-02	50	0	35	0.9	1.3	SO8	411x1458	
AA005-02	100	0	70	0.45	0.65	SO8	411x1458	
AA004-00	50	0	35	0.9	1.3	TSSOP	411x1458	CDB

**Low Power Magnetic Field Sensor (30 kΩ ± 20% bridge)**

Part Number	Saturation Field (Oe)	Specified Linear Range (Oe)		Sensitivity (mV/V/Oe)		Package <sup>2</sup>	Die <sup>3</sup> Size(μm)	Marking
		Min	Max	min	max			
AA006-02	50	0	35	0.9	1.3	SO8	836x1986	NVE
AA006-00	50	0	35	0.9	1.3	TSSOP	836x1986	CBC

**General Characteristics Magnetic Field Sensors**

Property	Min	Nominal	Max	Unit
Input Voltage Range			±25 <sup>4</sup>	V
Operating Frequency	DC		>1 <sup>5</sup>	MHz
Temperature Range	-50		125 <sup>4</sup>	°C
Electrical Offset (V)	-4		4	mV/V
Max Output		45 <sup>1</sup>		mV/V
Nonlinearity			2 <sup>6</sup>	% (unipolar)
Hysteresis			4 <sup>6</sup>	% (unipolar)
TCR		+0.14		% / K
TCOI		+0.03		% / K
TCOV		-0.1		% / K
Off-axis Characteristic		Cos. β <sup>7</sup>		
ESD		400		V pin to pin HBM



**Notes:**

1. The output is differential. The use of a common ground for power and output will result in an output that is not within specifications.
2. For SO8 package dimensions, see package dimension bulletin.
3. Sensors can be provided in die/wafer form by special request.
4. See Fig 1.
5. GMR has been tested to 1 MHz.
6. Output measured at bipolar saturation. Normal unipolar use will result in significantly smaller values.
7. Beta (β) is any angle from sensitive axis.

**Magnetic beam current measurement of high dynamics by means of optimised magneto-resistance (MR) sensor engineering in the GSI-FAIR project (facility for antiprotons and ion research)**

Markus Häpe, University of Kassel, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Measurement Engineering, Prof. Dr. W.-J. Becker, D-34109 Kassel, Germany

**Introduction**

The department of Measurement Engineering at University of Kassel caught attention of GSI with the development of a sensor by Mr. Barjenbruch ten years ago.

The sensor acts as a magnetic controlled oscillator with an amorphous micro strip. It has been reconstructed according to an idea of Mr. Barjenbruch. After the current state of knowledge the sensor is based on the principle of the GMI-effect.

**Basic idea**

The sensor will be designed in form of a "clip-on" amperemeter. This is required because of operating conditions of the accelerator. High temperatures are needed to maintain a vacuum. Also, in case the sensor needs to be changed the accelerator must not be opened.

The sensor is frequency dependent. The operating point has to be stabilised. The flux concentrator consists of a soft-magnetic material. The sensor must have high dynamics and high speed to measure the high currents during the bunch operation.

**Simulation of the magnetic flux concentrator**

The contour plot of the absolute values of the magnetic flux for an excitation current of 10 A is shown in Figure 2. The simulation has been carried out within a final year project at GSI. The results are used for the clip-on amperemeter within this research.

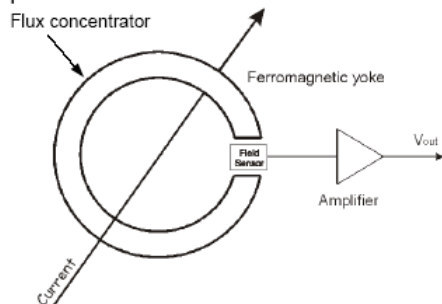


Figure 1: The open loop sensor [5]

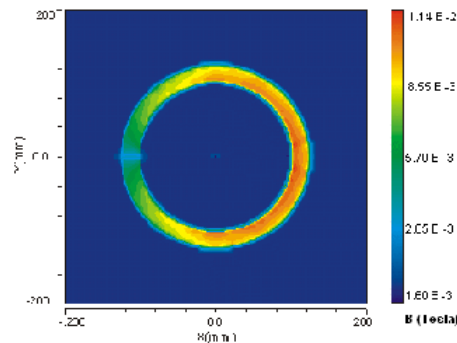


Figure 2: contour plot of the magnetic flux [5]

The material of the flux concentrator is VITROVAC 6025F. The air gap of the flux concentrator is 5 mm.

**Principle Investigations on commercial MR-Sensors**

Firstly the AMR and GMR sensor characteristics were determined. The characteristics have been measured in the range of +/- 4mT (Figure 3). Sensor characteristics like hysteresis, linearity and sensitivity have been measured within the magnetic field of a Helmholtz coil.

Secondly the lowest detectable value (S/N) will be determined. Therefore the 1/f-noise, the Barkhausen noise and the thermal noise from the sensor and the flux concentrator need to be detected. It is also necessary to measure the bandwidth of the sensor.

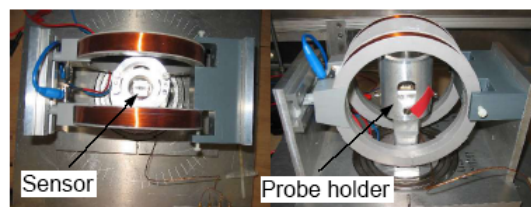


Figure 3: Sensors in the field of Helmholtz-coils



**Evaluation of sensors**

The sensors have been examined under laboratory conditions. Five AMR-sensors have been tested within different external electrical circuit. The first three sensors used a set- or reset- pulse to measure correctly. The remaining two sensors used a stabilisation field.

**AMR-sensors:**

- Honeywell: HMC1001
- HL PLANAR: KMY20S, KMY20M
- Philips: KMZ10A, KMZ43T



Figure 4: AMR-sensor stripe with Barberpole structure [3]

Magneto-resistive effect of an AMR-sensor stripe:

$$R(\theta) = R + \Delta R \cdot \cos^2(\theta) \quad \theta = \varphi - \psi$$

Two GMR-sensors were measured. The first is an absolute measurement sensor, the second is a differential sensor.

**GMR-sensors:**

- NVE: AA002, AB001

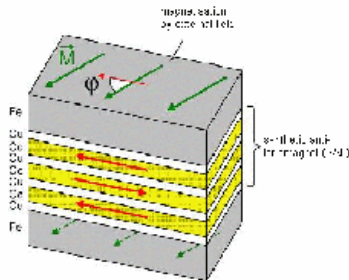


Figure 5: Structure of a GMR-multilayersensor [6]

The investigated sensors were based on a GMR-multilayer system.

**AMR-sensor characteristics**

The measured characteristics compared well with the data sheet characteristics. It shows that the sensor characteristics can be determined with the measuring system.

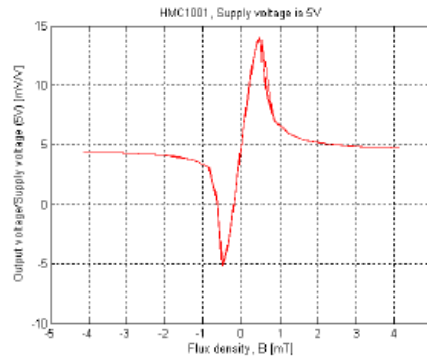


Figure 6: Measurement characteristics of HMC1001

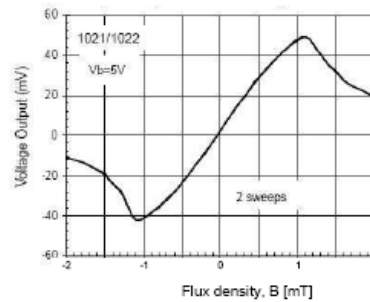


Figure 7: Data sheet characteristics of HMC1001 [1]

**GMR-sensor characteristics**

The measured characteristics compared well with the data sheet characteristics. It also shows that the sensor characteristics can be determined with the measuring system.

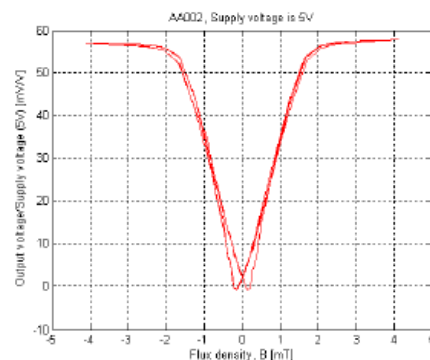


Figure 8: Measurement characteristics of AA002

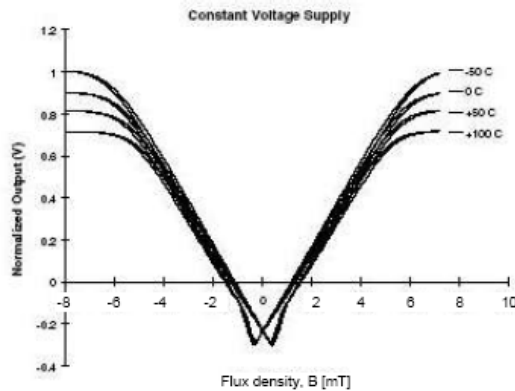


Figure 9: Data sheet characteristics of AA002 [2]

### Summary of the AMR and GMR measurement

The measurement results show that the characteristics were reproducible.

Nevertheless, some measurement problems can occur when using the sensors. The usage of the stabilisation field, set- and reset- pulse, limitations of commercial sensors and the difficult orientation in the "clip-on" amperemeter can have effects on the reproducibility of the measured values.

Sensor	Measuring range	Sensitivity	Nonlinearity	Hysteresis
HMC1001 AMR [1]	$\pm 0,150 \frac{kA}{m}$	$31,4...50,3 \frac{mV/V}{kA/m}$	1%	0,05%
AA002 GMR [2]	$1,194 \frac{kA}{m}$	$37,7...52,8 \frac{mV/V}{kA/m}$	2%	4%

Table 1: Table technical data from data sheets [1,2]

Resolutions of  $10^{-10}$  T for AMR and  $10^{-13}$  T for GMR can be obtained with optimised sensor strips on best laboratory conditions [4].

### Magnetic controlled oscillator (MCO)

The sensor is a magnetic controlled oscillator which uses the GMI-effect to tune the oscillator frequency. These sensors are called GMI-sensors.

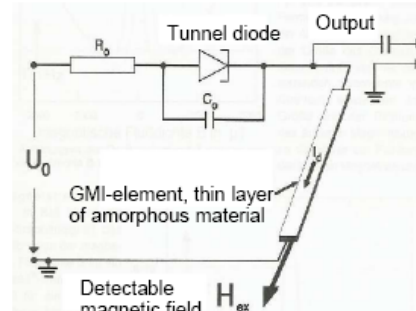


Figure 10: Principle structure of the sensor [7]

### Technical data [7]:

- 3,5 mm up to 10 mm length (sensitivity increases with length)
- 100  $\mu$ m width
- $R_0$  is the entire real part of the circuit impedance
- $C_0$  is the entire part of circuit capacity (~50 pF)

### GMI-sensor characteristics

The frequency components of the oscillator were measured with a spectrum analyser.

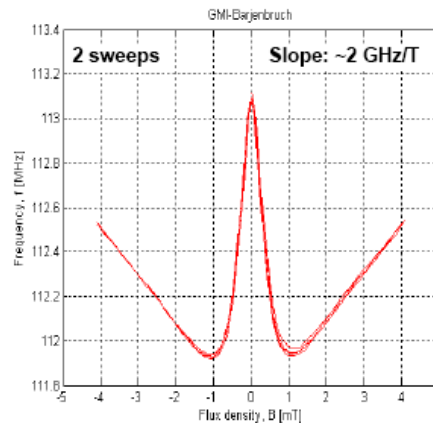


Figure 11: Measurement characteristics of the GMI modulated MCO

Investigations have shown that the GMI-stripe is suitable for measurements within a range of  $\pm 1$  mT. The frequency modulation caused by GMI achieves a peak frequency deviation of 1 MHz. The oscillator frequency is 113,1 MHz.

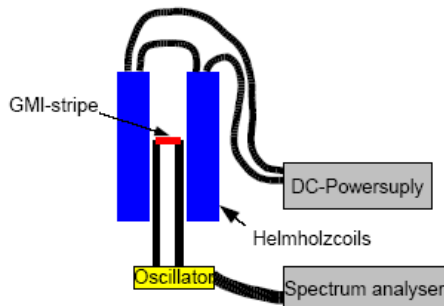


Figure 14: Principle structure of the measuring system with the MCO

The magnetic operating point of the GMI-sensor needs to be optimised and the magnetic saturation effect needs more investigation. The EMC (Electromagnetic compatibility) has to be checked. The signal of the GMI-sensor is detected by spectral analysis. The frequency of the GMI-sensor has to be stable. The geometry, the contact and the material of the amorphous wire have to be specified.

### Further proceeding, questions and discussion

Further examinations will involve dynamic field measurements. Therefore a construction of a simulation device with a 50 ohm cable impedance will be constructed.

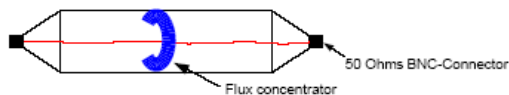


Figure 12: Drawing of the simulation device

After the measurements with the sensors have been done, a suitable sensor principle has to be selected. More information about the GMI-effect can be found in the master thesis "Investigation of the GMI-effect and an estimation of the use for the beam current measurement".

### Summary

The beam current measurement with high dynamics by means of MR sensors in "clip-on" amperemeter design. Capability study of the GMI-effect for the measurement of the beam current. Selection of the suitable sensor types.

### References

- [1] Data sheet, Honeywell, HMC1001/HMC1002
- [2] Data sheet, NVE, AA002-AA006 Series
- [3] Dr.-Ing. Werner Ricken: *Wegmessung mit magnetoresistiven Sensoren*, Kassel, Februar 2001
- [4] Mengel, S.: *Technologie-Früherkennung, Technologieanalyse Magnetismus*, Band 2, XMRTechnologie, Hrsg.: VDI Technologiezentrum Physikalische Technologien, Düsseldorf, 1997
- [5] Natalya Miski-Oglu: *Simulation of the magnetic field distribution in a toroidal magnetic flux concentrator*, Diploma Thesis, Darmstadt 2004
- [6] Prof. Dr. Rudolf Gross / Dr. Achim Marx: *Grundlagen der Magnetelektronik - Vorlesungsskript zur Vorlesung im WS 2000/2001*, Walther-Meissner-Institut, Lehrstuhl für Technische Physik (E23), Garching, 2000.
- [7] Dr. rer. nat. Ullrich Barjenbruch: *A novel highly sensitive magnetic sensor*, Sensors and Actuators A, 1993, 37-38, 466-470

## HIGH DYNAMIC MAGNETIC BEAM CURRENT MEASUREMENTS BY MEANS OF OPTIMISED MAGNETO-RESISTANCE (MR) SENSOR ENGINEERING

Markus Häpe, Wolf-Jürgen Becker, Werner Ricken, University of Kassel (UNIK), Germany  
 Andreas Peters, Hansjörg Reeg, Piotr Kowina, GSI Darmstadt, Germany

**Abstract**

A new sensor for the beam current measurement is under design at the department of Measurement Engineering at University of Kassel and GSI Darmstadt. An overview of the commercial available magnetic sensors like AMR- (anisotropic magneto-resistance) and GMR- (giant magneto-resistance) sensors and also the new magnetic GMI-effect (giant magneto-impedance) is given. These sensors have been investigated for their suitability for the clip-on ampere-meter. The results will be discussed and an outlook for further development will be presented.

### BASIC IDEA

The GSI-FAIR project (facility for antiprotons and ion research) will comprehend DC currents up to around 1.2 A in the SIS 100 synchrotron and after bunch compression down to 30 ns pulse length the peak currents will reach up to 200 A.

The current measurement device itself will be designed in form of a clip-on ampere-meter, see Figure 1.

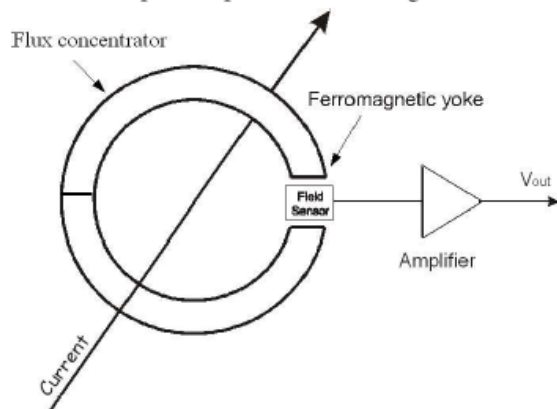


Figure 1: The open loop sensor

This configuration would have big advantages in contrast to a normal DCCT, because it can be dismantled without opening the vacuum due to its separable core. An alternative to a DCCT was looked for because of their problems with the high peak current in the bunch structure of 1 MHz up to 5 MHz. This difficulty was discussed at the 2<sup>nd</sup> CARE-HHH-ABI-meeting in Lyon end of last year, see Ref. [9] for more details.

To meet the challenging demands of beam current measurements – high dynamics, large current peaks – at the SIS100 new sensor techniques are foreseen, which will be reviewed in this paper.

### SIMULATION OF THE MAGNETIC FLUX CONCENTRATOR

The flux concentrator consists of soft-magnetic VITROVAC 6025F. The air gap of the flux concentrator is assumed to be around 5 mm, the inner diameter to be 200 mm (cf. Figure 1). The contour plot of the absolute values of the magnetic flux for an excitation current of 10 A is shown in Figure 2. The simulation has been carried out at GSI.

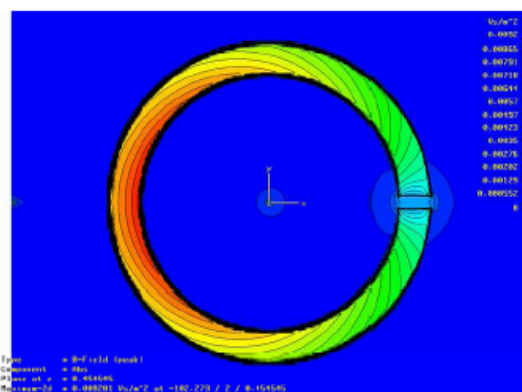


Figure 2: Contour plot of the magnetic flux

The estimated maximal field in the gap is derived to be around 27.4 mT for a beam current of 200 A peak, whereas the magnetic field in the core still keeps away from saturation. The resolution of this device is aimed to be 1 mA (corresponding to only 137 nT in the gap) in beam current, corresponding to a system dynamic of around 106 dB ( $2 \cdot 10^5$ ). The results of the magnetic flux simulation deliver the input data for the sensor parameters – the range of the detectable fields can only be influenced by the material choice and geometry optimisation.

### PRINCIPLE INVESTIGATIONS ON MR-SENSORS

The characteristics like hysteresis, linearity and sensitivity of commercial AMR- and GMR-sensors as well as a GMI prototype sensor have been measured within the magnetic field of Helmholtz coils in a range of +/-4 mT at UNIK (see Figure 9).

The lowest detectable value (S/N) must be determined. Therefore the 1/f-noise, the Barkhausen noise and the thermal noise from the different sensors and the flux concentrator need to be investigated.

## AMR- AND GMR-SENSOR CHARACTERISTICS

Five AMR-sensors have been tested, integrated within different external electrical circuits. Modern sensors from Honeywell and HL PLANAR use a set- or reset-pulse to measure correctly. The sensors from Philips use a stabilisation field. The investigated AMR-sensors are:

Honeywell: HMC1001  
 HL PLANAR: KMY20S, KMY20M  
 Philips: KMZ10A, KMZ43T

All these AMR-sensors were based on AMR-strips with barber pole structure (Figure 3).



Figure 3: AMR-stripe with barber pole structure [3]

The measured characteristic for the HMC1001 is shown in Figure 4.

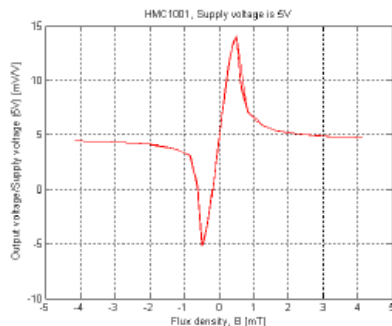


Figure 4: Measurement characteristics of HMC1001

Until now, one GMR-sensor, type NVE AA002 was measured. The multi-layer-structure of such a device is shown in Figure 5, the measurement of its characteristics in Figure 6.

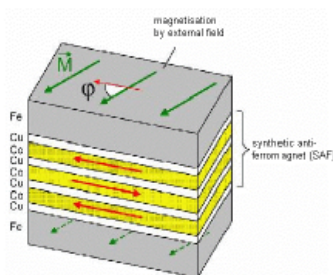


Figure 5: Structure of a GMR-multi-layer sensor [5]

The reproducibility of the measured characteristics in Figure 4 and Figure 6 as well as comparable results in comparison to the data sheets was given. Nevertheless, some measurement problems can occur when using the sensors. The usage of the stabilisation fields, set- and reset-pulses and the needed precision of the orientation in

the gap of the clip-on ampere-meter can have effects on the reproducibility of the measured values.

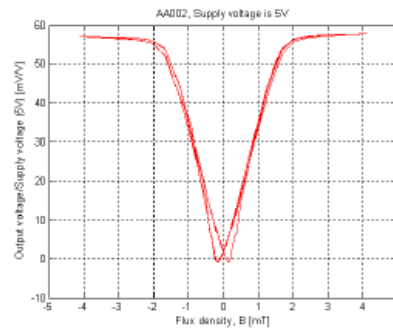


Figure 6: Measurement characteristics of AA002

The measuring range, sensitivity and hysteresis of the investigated sensors were nearly the same as from the datasheet. Therefore only the results of one AMR- and one GMR-sensor are shown:

Sensor	Measuring range	Sensitivity	Nonlinearity	Hysteresis
HMC1001 AMR [1]	$\pm 0,2$ mT	$25 \dots 40 \frac{V}{V} \frac{1}{T}$	1%	0,05%
AA002 GMR [2]	1,05 mT	$30 \dots 42 \frac{V}{V} \frac{1}{T}$	2%	4%

Table 1: Table technical data from data sheets [1, 2]

The bandwidth and the dynamics of the commercial sensors are not well published from the manufacturers. Therefore we have to investigate these parameters with a special simulator in the next step.

## GMI-PROTOTYPE SENSOR

Up to now commercial giant magneto-impedance (GMI)-sensors are not available. Therefore a GMI-prototype sensor was constructed at UNIK (Figure 8).

GMI is another magneto-inductive effect observed in soft ferromagnetic metals. The ac impedance in a GMI-element has a strong dependence on the applied magnetic field [6 - 8]. This is shown in Figure 7. The effect occurs at high frequencies and can be explained by classical electrodynamics.

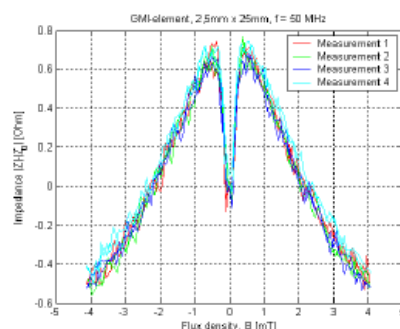


Figure 7: Measurement characteristics of GMI [7], the impedance  $|Z_0| = 24,3 \Omega$ .

Radio frequency (RF) current is not homogeneous over the cross section of a conductor (skin effect). The skin depth  $\delta = \sqrt{2 \cdot \rho / (\omega \cdot \mu)}$  describes the exponential decay of the current density from the surface towards the interior of the conductor. It depends on the circular frequency of the RF current  $\omega$ , the resistivity  $\rho$ , and the permeability  $\mu$ . In ferromagnetic materials the permeability depends on the orientation of a bias dc magnetic field, the amplitude of the ac magnetic field and the frequency. The high permeability of the soft magnetic metal and its strong dependence on the bias magnetic field are the origin of the GMI effect. At frequencies above 1 MHz, eddy currents heavily damp the domain wall movements, and only magnetization rotations are responsible for magnetic permeability [8].

The prototype sensor itself is a magnetic controlled oscillator that uses the GMI-effect to tune the oscillator's frequency. It is shown in Figure 8.

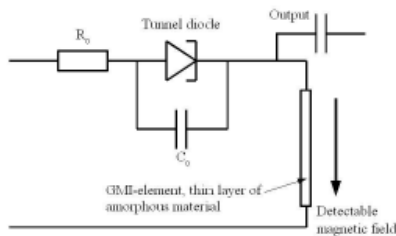


Figure 8: Principle structure of the sensor [6, 7]

The frequency components of the oscillator were measured with a spectrum analyser in the simulation device with Helmholtz coils (Figure 9).

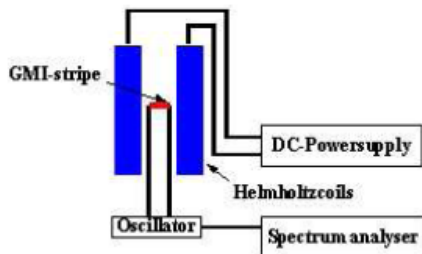


Figure 9: Principle structure of the measuring system with the MCO and spectrum analyser

The measurement characteristics for the GMI-prototype sensor is shown in Figure 10. This investigations have shown that the GMI-stripe is suitable for measurements within a range of  $\pm 1$  mT. The frequency modulation caused by GMI achieves a peak frequency deviation of 1 MHz, resulting in a measured slope of around 2 GHz/T. The oscillator frequency is 113.1 MHz for this special set-up.

The curve progression from the measurement characteristics of the GMI-prototype sensor (Figure 10) and the GMI-element (Figure 7) are proportional inverted. This effect is given by the formula of the resonant frequency. If the impedance grows it reduces the oscillator frequency.

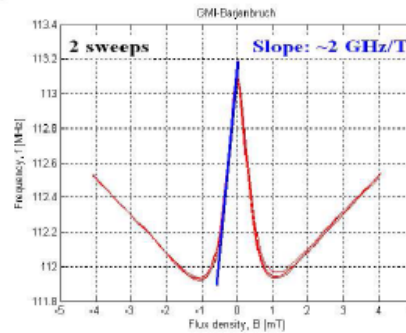


Figure 10: Measurement characteristics of the GMI-prototype sensor

## CONCLUSION AND OUTLOOK

The measuring range of all investigated sensors is yet too small, while the resolution of all the investigated sensors is small enough to measure the required beam current of 1 mA. Furthermore other sensors with enhanced parameters must be looked for. Another possibility is to build the clip-on ampere-meter based on a compensation system.

The next steps will be investigations of the sensor parameters in high-dynamic magnetic fields. Therefore a simulation device will be constructed and intensive measurements will be carried out in the next months. In parallel, a first core arrangement will be set up.

## REFERENCES

- [1] Data sheet, Honeywell, HMC1001/HMC1002.
- [2] Data sheet, NVE, AA002-AA006 Series.
- [3] Ricken, Werner: *Wegmessung mit magnetoresistiven Sensoren*, Internal Paper, FB 16, Messtechnik, Universität Kassel, Februar 2001.
- [4] Mengel, S.: *Technologie-Früherkennung, Technologieanalyse Magnetismus*, Band 2, XMRTechnologie, Hrsg.: VDI Technologiezentrum Physikalische Technologien, Düsseldorf, 1997.
- [5] Gross, Rudolf; Marx, Achim: *Grundlagen der Magneto Elektronik - Vorlesungsskript zur Vorlesung im WS 2000/2001*, Walther-Meissner-Institut, Lehrstuhl für Technische Physik, Garching, 2000.
- [6] Barjenbruch, Ullrich: *A novel highly sensitive magnetic sensor*, Sensors and Actuators A, 1993.
- [7] Häpe, Markus: *Untersuchung des GMI-Effektes und Abschätzung dessen Nutzung zur Strahlstrom-Messung an einer Beschleuniger-Anlage*, Diploma Thesis, FB 16, Messtechnik, Universität Kassel, March 2005.
- [8] Hauser, H.; Steindl, R.; Hausleitner, C.; Nicolics, J.; Pohl, A.: *Miniaturized Magnetic Field Sensors Utilizing GMI Effect and SAW Technology*, Sensor & Packaging, ÖVE, Wien, Austria, 2003.
- [9] <http://desyntwww.desy.de/mdc/CARE/Lyon/ABI-Lyon.htm>

## DEVELOPMENT AND CONSTRUCTION OF A SIMULATOR FOR HIGH FREQUENCY MAGNETIC FIELD MEASUREMENTS

W.-J. Becker<sup>1</sup>, M. Häpe<sup>1</sup>, W. Ricken<sup>1</sup>, A. Peters<sup>2</sup>, H. Reeg<sup>2</sup>, A. Schlörit<sup>3</sup>

<sup>1</sup>UNIK University of Kassel, 34369 Kassel, Germany;

<sup>2</sup>GSI Gesellschaft für Schwerionenforschung, 64291 Darmstadt, Germany;

<sup>3</sup>FHW Fachhochschule Wiesbaden, 65428 Rüsselsheim, Germany;

### Abstract

A new sensor for the beam current measurement is under design at the department of Measurement Engineering at University of Kassel and GSI Darmstadt. AMR, GMR and GMI sensors have been investigated for their suitability for the clip-on ampere-meter. The results will be discussed and an outlook for further development will be presented.

### BASIC IDEA

The GSI-FAIR project (Facility for Antiprotons and Ion Research) will incorporate DC currents up to around 1.2 A in the SIS 100 synchrotron and after bunch compression down to 30 ns pulse length the peak currents will reach up to 200 A.

The current measurement device itself will be designed in the form of a clip-on ampere-meter, see Figure 1.

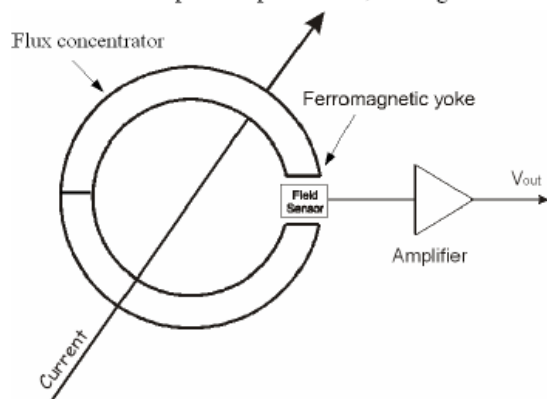


Figure 1: Principle of clip-on ampere-meter

This configuration would have major advantages in contrast to a conventional DCCT (DC current transformer), because it can be dismantled without opening the vacuum due to its separable core. An alternative to a DCCT was looked for because of their problems with the high peak current in the bunch structure of 1 MHz up to 5 MHz. This difficulty was discussed at the 2<sup>nd</sup> CARE-HHH-ABI-meeting in Lyon at the end of 2004, (cf. Ref. [3] for more details).

To meet the challenging demands of beam current measurements – high dynamics, large current peaks – at the SIS100 new sensor techniques are envisaged, which will be reviewed in this paper.

### MAGNETIC FLUX CONCENTRATOR

The flux concentrator for the clip-on ampere-meter consists of soft-magnetic VITROVAC 6025F. The air gaps of the flux concentrator are 8 mm, the inner diameter is 230 mm (cf. Figure 2). The contour plot of the absolute values of the magnetic flux for an excitation current of 1 A is shown in Figure 3.

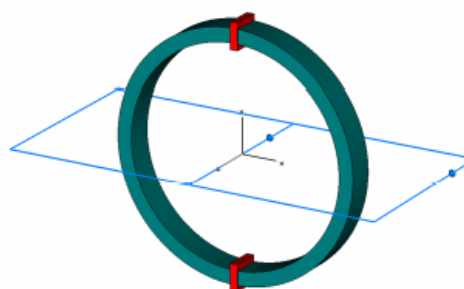


Figure 2: Simulated toroid [8]

The estimated maximal field in the gap is around 18.8 mT for a DC-current of 200 A, whereas the magnetic field in the core still is free from saturation. The resolution of the beam current sensor is 1 mA (corresponding to only 94 nT in the gap), corresponding to a system dynamic of around 106 dB. The results of the magnetic flux simulation deliver the input data for the field-sensor.

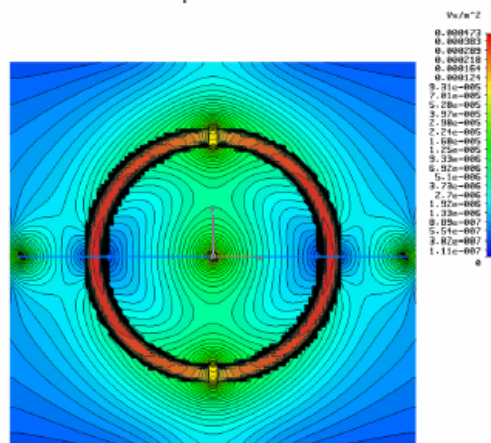


Figure 3: Contour plot of the magnetic flux [8]

## PRINCIPAL INVESTIGATIONS ON MAGNETIC FIELD SENSORS

The characteristics like hysteresis, linearity and sensitivity of commercial AMR- and GMR-sensors as well as a GMI prototype sensor have been measured within the magnetic field of Helmholtz coils in a range of  $\pm 4$  mT under laboratory conditions [4]. The measured signals of the AMR- and GMR-sensors correspond with the datasheet characteristics [5, 6]

Up to now commercial giant magneto-impedance (GMI)-sensors are not available. Therefore a prototype was constructed at UNIK (Figure 4). GMI is another magneto-inductive effect observed in soft ferromagnetic metals. The ac impedance in a GMI-element has a strong dependence on the applied magnetic field [1, 2, 4]. The effect occurs at high frequencies ( $f > 1$  MHz) and can be explained by classical electrodynamics.

The prototype sensor itself is a magnetically controlled oscillator that uses the GMI-element (consisting of VITROVAC 6025Z) to tune the oscillator frequency.

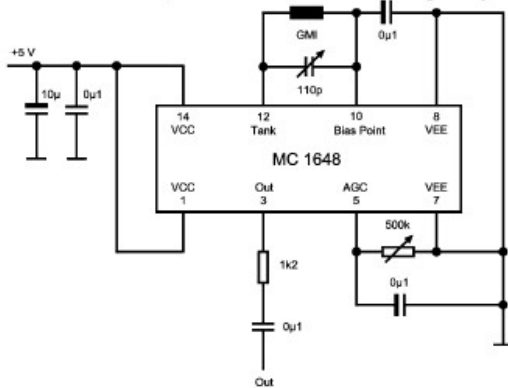


Figure 4: Principal schematic of the GMI prototype [7]

The frequency output of the oscillator was measured with a spectrum analyser (Figure 5). The GMI-element was placed in the test setup with Helmholtz coils [3, 4].

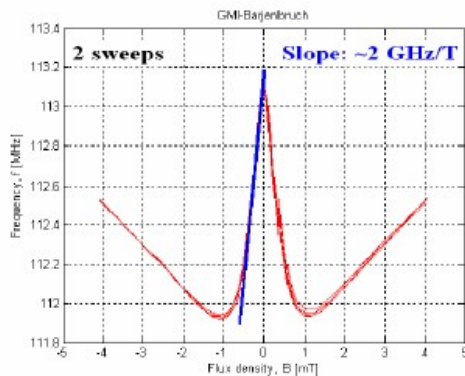


Figure 5: Measurement characteristics of the GMI-prototype sensor

Our investigations have shown that the used GMI-stripe is suitable for measurements within a range of  $\pm 1$  mT. The frequency modulation caused by GMI achieves a

peak frequency deviation of around 1 MHz, resulting in a measured slope of around 2 GHz/T at an oscillation frequency of 113.1 MHz.

## MEASUREMENT OF FREQUENCY RESPONSE

The AC-characteristics and the pulse response of the magnetic field sensors were determined in a simulator. The construction is shown in Figure 6 as a slotted soft magnetic toroid (TX102/66/15) with an air-gap of 8 mm. The material is ferrite 4C65 with a constant complex permeability up to 100 MHz. The field coil has six windings. The magnetic field sensor (device under test, DUT) was placed in the air-gap like shown in Figure 6. The DC-Offset-field was controlled with a Gaussmeter (hall probe). The AC-field was detected with a measuring-coil on the toroid.

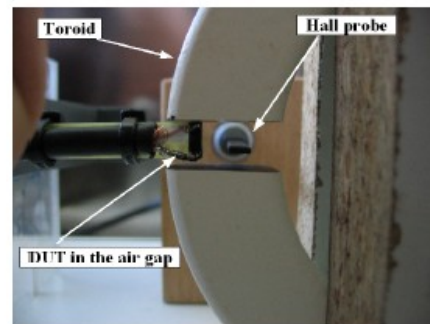


Figure 6: Air-gap of the simulator

The frequency response of MR-sensors was measured up to 1 MHz by a digital storage oscilloscope (8 bits per channel and 500 MHz bandwidth). In the frequency range from 5 kHz up to 100 kHz the MR-effect is clearly shown in Figure 7 by a constant output signal  $U/U_b = 1.5 \cdot 10^{-3}$ . At higher frequencies the induced voltage grows. Therefore we could no longer be sure to measure only the MR-effect of the sensor. The frequency response occurs as nonlinear curve in Figure 7. Up to 200 kHz the signal is composed of MR-effect and induced voltage. Over 200 kHz the signal only consists of induced voltage.

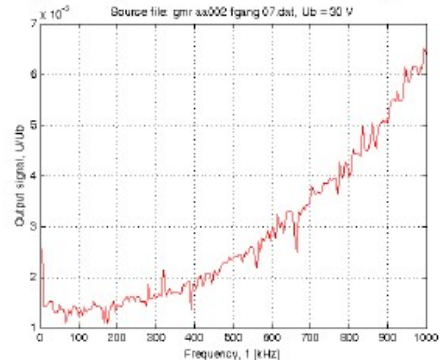


Figure 7: Frequency response of a GMR-Sensor AA002

The most serious problem of the absolute measuring sensor in an AC-field environment is the flux



concentrator. Eddy currents are induced in flux concentrators which grow with higher frequencies. Therefore the sensor sensitivity decreases at frequencies higher than 200 kHz.

The AMR-sensors take up a larger area than GMR-sensors resulting in an increase of induced voltage (cf. Figure 7 and 8). This voltage grows faster in the frequency range from 200 kHz up to 600 kHz.

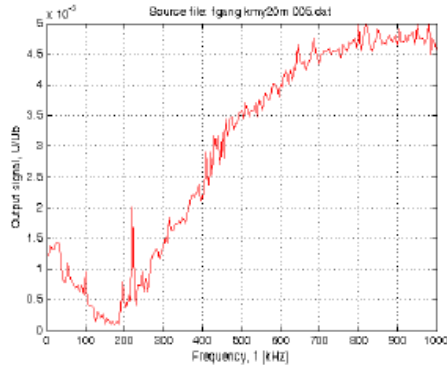


Figure 8: Frequency response of an AMR-Sensor KMY20M,  $U_b = 12$  V

Because of the planned application the pulse responses of GMR-sensors were measured and the result is presented in Figure 9. The blue line (1) is the pulse and the red line (2) is the answer of the GMR-sensor.

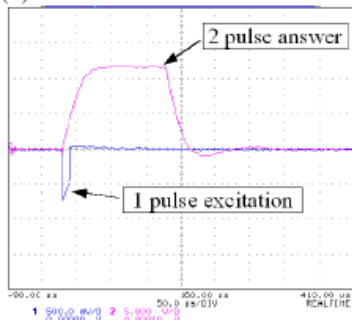


Figure 9: Impulse response of the GMR-Sensor AA002

It is obviously from Figure 9 that the signal of the sensor is much longer than the pulse length. This problem is also caused by the flux concentrator in the sensor. After the pulse incident the flux concentrator stays for 100  $\mu$ s in saturation referring to the output voltage. This effect needs more investigations.

## CONCLUSION AND OUTLOOK

The AMR-sensors are not useful for measurements in AC-field condition. The electrical components e.g. stabilisation circuits increase the sensitivity of disturbance like induced voltages. The influences of eddy currents are greater than in GMR-sensors.

The GMI-sensor is not useful yet because it is a prototype. Further investigations carry on with an amorphous wire [9] consists of CoFeSiB (diameter 125  $\mu$ m, magnetostriction  $\approx 0$ ).

The GMR-sensors are envisaged because of their high sensitivity in static field measurements. All investigated sensors have a small frequency range to measure the beam current in the specified spectrum. Therefore the next steps will be investigations of the sensor parameters with differential GMR-sensors by UNIK. These sensors have no flux concentrator. Therefore they could have a wider spectrum to measure AC fields with higher frequency. This means that the flux concentrator must have a new design. The differential GMR-sensor needs a gradient field in the air-gap.

Another possibility proposed by UNIK is to use the multi-sensor data fusion. The magnetic field in the lower bandwidth could be measured with the GMR-sensor and a RF coil could be useful for measuring at higher frequencies (Figure 10). A compensation system could be realised with the help of multi-sensor data fusion.

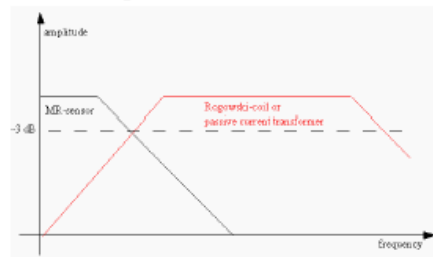


Figure 10: Example for multi-sensor data fusion

## REFERENCES

- [1] Barjenbruch, Ullrich: *A novel highly sensitive magnetic sensor*, Sensors and Actuators A, 1993.
- [2] Hauser, H.; Steindl, R.; Hausleitner, C.; Nicolics, J.; Pohl, A.: *Miniaturized Magnetic Field Sensors Utilizing GMI Effect and SAW Technology*, Sensor & Packaging, ÖVE, Wien, Austria, 2003.
- [3] Häpe, M., Peters, A., Reeg, H.: Workshop, 2<sup>nd</sup> CARE- HHH-ABI, December 2004, Lyon, <http://adweb.desy.de/mdi/CARE/Lyon/ABI-Lyon.htm>
- [4] Häpe, M.; Becker, W.-J.; Peters, A.; Reeg, H., Kowina, P.: *High dynamic magnetic beam current measurements by means of optimised magneto resistance (MR) sensor engineering*, DIPAC 2005, Lyon, <http://accelconf.web.cern.ch/accelconf/>
- [5] KMY20M, Data sheet, HL PLANAR TECHNIK, [http://cms.hlplanar.de/data-live-planar/docs/pdf/Datasheets\\_ger/KMY20Mger.pdf](http://cms.hlplanar.de/data-live-planar/docs/pdf/Datasheets_ger/KMY20Mger.pdf)
- [6] AA002-AA006 Series, Data sheet, NVE, [http://www.nve.com/Downloads/analog\\_catalog.pdf](http://www.nve.com/Downloads/analog_catalog.pdf)
- [7] Wachsmuth, Kai: *Untersuchung von Oszillatorschaltungen zur Entwicklung eines auf dem GMI-Effekt basierenden Magnetfeld-Sensor*, diploma thesis, 2006, Kassel, to be published
- [8] Schlörit, Andreas: *Entwurf, Auslegung und Aufbau von teilbaren, geschützten Flusskonzentratoren für Strahlstrom-Messsensorik*, diploma thesis, 2006, FH Wiesbaden, to be published
- [9] Wolfson Centre for Magnetic Technology, Cardiff, Wales UK, 2005

# BEAM CURRENT MEASUREMENTS AT A HEAVY ION ACCELERATOR BY CLIP-ON AMPERE-METER

W. Ricken<sup>1\*</sup>, W.-J. Becker<sup>1</sup>, M. Häpe<sup>1</sup>, A. Peters<sup>2</sup>, H. Reeg<sup>2</sup>, A. Schlörit<sup>3</sup>

<sup>1</sup>UNIK University of Kassel, 34369 Kassel, Germany;

<sup>2</sup>GSI Gesellschaft für Schwerionenforschung, 64291 Darmstadt, Germany;

<sup>3</sup>FHW Fachhochschule Wiesbaden, 65428 Rüsselsheim, Germany;

**Keywords:** Ampere-meter; AMR-sensor; GMR-sensor; frequency response

## Abstract

The measurement of the beam current at the accelerator facilities of the “Gesellschaft für Schwerionenforschung” (GSI) is to be realised by means of a clip-on ampere-meter. Such sensor is under design in respect of an easy to handle maintenance and a high measurement dynamic. Conventional clip-on ampere-meters are equipped with hall sensors and have a frequency range of 100 kHz. The application as beam current sensor requires a higher frequency bandwidth. The qualification of AMR- and GMR-sensors for the use in a clip-on ampere-meter is examined. First results and solutions will be discussed.

## INTRODUCTION

Due to the GSI-FAIR project (Facility for Antiprotons and Ion Research) at GSI Darmstadt (Germany) a new sensor for beam current measurement in form of a clip-on ampere-meter has to be developed in cooperation with the University of Kassel (Germany).

The circulation of ions in the vacuum tube of a heavy ion synchrotron acts as an electrical current. It generates a circumferential magnetic field. At present the measurement of the DC current is taken from a DCCT (DC current transformer, flux gate sensor [1]) (cf. Fig. 1). This system works excellent for low beam currents. The expansion plan of the accelerator will provide higher beam currents with a higher frequency bandwidth. The ions will speed up in bunches of one to twenty items per tube length by the accelerator. This state of local inhomogeneous distribution of the ion beams will induce pulse current (200 A and a minimum width of 30 ns) with a high frequency bandwidth. These dynamic signals require measurements of the magnetic field in a wider frequency range. The idea was to develop a clip-on ampere-meter using commercial magnetic field sensors.

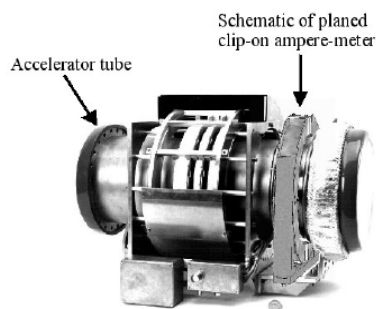


Figure 1: DCCT current transformer [4]

\* corresponding author, werner.ricken@uni-kassel.de

## CLIP-ON AMPERE-METER

The motivation of a clip-on ampere-meter for beam current measurement was the facility of sensor maintenance without opening the vacuum system of the accelerator. The basic is a slotted soft magnetic ring consisting of VITROVAC 6025F. With the help of this flux concentrator the magnetic field in the air gap can be measured [2, 3]. The mechanical dimensions of a thickness of 10 mm and an inner diameter of 230 mm are given by the diameter of the accelerator beam tube. The magnetic field sensors are placed in two air gaps of an approximately width of 8 mm.

The new accelerator SIS100 will work with a DC beam current  $I$  up to 2 A. The magnetic field is calculated using a finite integration method (FIT) program [4]. A linear behaviour of the magnetisation of the soft magnetic material is needed for reproducible measurements with magnetic field sensors in the air gap. The calculations show that the magnetic flux density does not saturate the flux concentrator by DC current excitation. A maximum flux density of  $B = 188 \mu\text{T}$  ( $I = 2 \text{ A}$ ) inside the flux concentrator does not limit the linear range of the soft magnetic material. The resolution of the current sensor should be 1 mA which means a flux density  $B$  of 94 nT in the gap. This value defines the resolution of the magnetic sensor which has to be guaranteed for a wider frequency range.

## MAGNETIC SENSORS IN AN AC-FIELD CONDITION

Magneto-resistive sensors [5] are usually utilized for DC magnetic measurements. Features are sensitivity, linear behaviour, measurement range, hysteresis and temperature stability. The high dynamic of beam currents needs the investigation of DC and AC sensor qualification. Therefore we use a mixed excitation

$B(t) = B_0 + \hat{B} \cos(\omega t)$  with a static magnetic flux density  $B_0$  and a sinusoidal field with the amplitude  $\hat{B}$ . Figure 2 shows the relationship between excitation signal and the normalised sensor signal output  $U/U_B$ . AMR- and GMR-sensor characteristic curves are limited by a saturation field (s. Fig. 2, C). The linear range of the GMR characteristic curve in Figure 2 defines the operating point (s. Fig. 2, B).

The sensor hysteresis restricts the reproducibility of the measurement (s. Fig. 2, A). We have varied the DC magnetic flux density  $B_0$  from nearly zero to 2.8 mT holding the excited AC flux density amplitude  $\hat{B} = 300 \mu\text{T}$  constant. The sensor signals were taken from a digital storage oscilloscope. Figure 3 shows the

measurement results of the sensor output signal at an operating point in the linear range. The AC magnetic field is proportionally depending on the excitation. With the help of a low resistive shunt the excited AC current is measured.

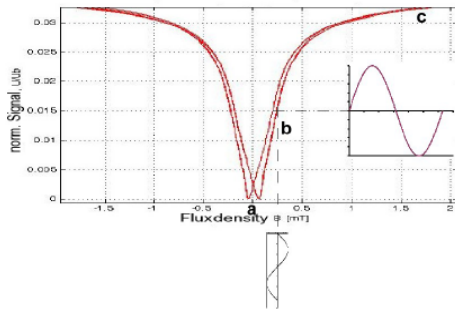


Figure 2: AC field excitation and signal paths

The signal  $U_R$  is plotted in Fig. 3. The comparison between the sensor output signal and the AC magnetic field shows that the sensor works in a linear range. For clear measurement data the working point has to be stabilised.

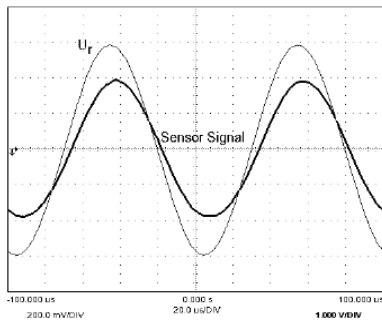


Figure 3: Dynamic field measurement

## RESULTS OF FREQUENCY RESPONSE MEASUREMENTS

The AC-characteristics and the pulse response of the magnetic field sensors were determined in a simulator. The construction is shown in Figure 6 as a slotted soft magnetic toroid (TX102/66/15) with an air-gap of 8 mm. The material is ferrite 4C65 with a constant complex permeability up to 100 MHz. The field coil has six windings. The magnetic field sensor (device under test, DUT) was placed in the air-gap like shown in Figure 6. The DC-Offset-field was controlled with a Gaussmeter (hall probe). The AC-field was detected with a measuring-coil on the toroid.

A test setup for high dynamic magnetic field measurements was developed [6]. A slotted soft magnetic ferrite 4C65 (Ferroxcube) toroid guarantees frequency response measurements up to 100 MHz without material influences. A broadband power amplifier excites the AC magnetic field. The amplitude of the magnetic flux density  $\hat{B}$  is PC-controlled. The DC magnetic flux density  $B_0$  was measured by a gauss meter and adjusted to the measurement range of the used sensors.

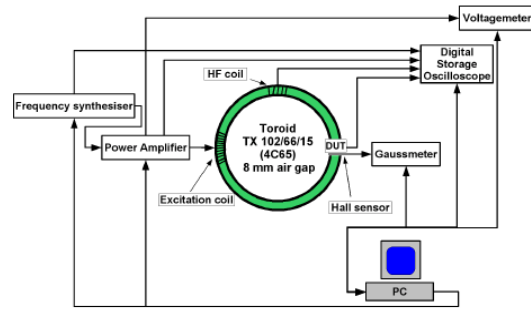


Figure 4: Measurement equipment

All measurement instruments (cf. Fig. 4) were controlled by a program on a PC. The generated sinusoidal signal was amplified. The magnetic flux density can be measured over the frequency range with a constant amplitude  $\hat{B}$ . The MR-sensors (Device Under Test, DUT) were placed in the air-gap.

To control the magnetic field amplitude the AC-field was measured with a HF coil placed on the toroid shown in Figure 4. The dynamic measurement data were taken by a digital storage oscilloscope.

The used GMR-sensors [7] work linearly at a typical DC flux density operating point around  $B_0 = 400 \mu\text{T}$  and 1 mT. The program setup for the AMR-sensor stabilised the DC field range less than  $20 \mu\text{T}$  for the measurement.

The frequency response is measured up to a frequency limit of 1 MHz. The results of four different types of MR-sensors are given in Figure 6, 7 and 8. To compare the different signals the measured bridge voltage  $U$  was normalised to the supply voltage  $U_B$  (cf. Fig.5).

Commercial

sensors are typically constructed with four MR stripes on a chip. These elements are wired as a measurement bridge for absolute field measurements.

The absolute sensor (cf. Fig. 5) consists of two sensitive

MR elements and two shielded elements. Soft magnetic material is used for shielding and flux concentration. This material shows a frequency dependency. Therefore the sensor sensitivity varies over the frequency range.

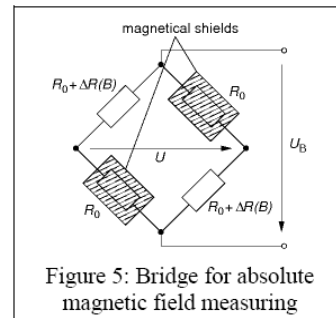


Figure 5: Bridge for absolute magnetic field measuring

Also sensor structures and additional internal magnetic components influence the frequency response. The size and geometry of the MR wires and the hard magnetic material for the stabilisation of AMR-sensors determine the facility of an AC field measurement. The curves of the measurement data show complex structures (s. Fig. 6, 7, and 8). The results can be interpreted as a superposition of different effects. Eddy currents in the flux concentrators damp the magnetic field and therefore the sensitivity is reduced. This decrease of the sensor signal results in a negative degree of the trend of the frequency response shown in Figure 6 up to a frequency of 180 kHz.

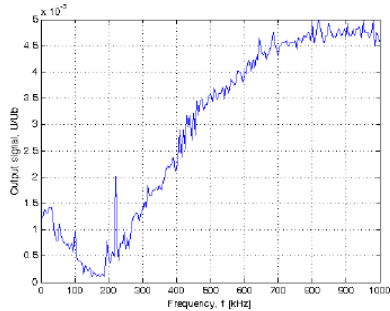


Figure 6: Frequency response of AMR-sensor

The induced voltages are another important influence of the characteristic of frequency response. We consider that the sensor output signal consists of a voltage which is caused by the MR effect and the electromagnetic induction. Because of the frequency dependency of induced voltages in the loop of the MR wire the sensitivity should increase. Hence, a positive trend of measured data in Figure 6, 7 and 8 is observed. The used AMR-sensor has a bigger size of the MR structure than GMR-sensors. Additional electrical conductive material is used for the barber pole structure. This properties cause a more complex behaviour of the sensor in an AC field. The positive trend of the frequency response shown in Figure 6 attenuates for frequencies over 500 kHz. Further investigations have to follow.

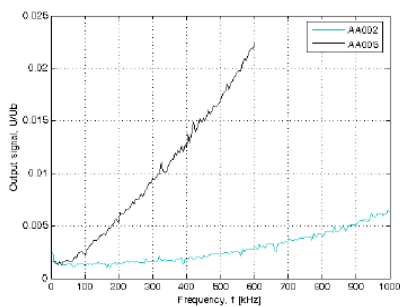


Figure 7: Frequency response of GMR-sensors

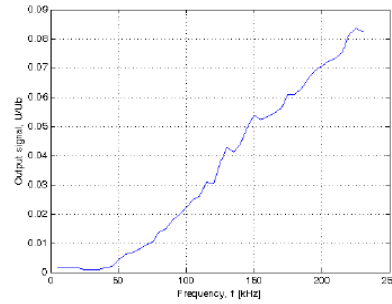


Figure 8: Frequency response of GMR-stripe

The differences in the slope (cf. Fig. 7) of the frequency response can be explained by an interaction of eddy currents and induced voltages. To clarify the frequency dependency we used a single GMR stripe without flux concentrators. Two single stripes [8] are wired with two fixed resistances in a half bridge. Because of the bigger structural size of the stripes induced voltages dominate. The sensor signal increases disproportionately up to  $U/U_B = 0.12$  at a frequency of 270 kHz (cf. Fig. 8). This demonstrates the influence of induced voltages on the frequency response without eddy currents.

## CONCLUSION AND OUTLOOK

Magnetoresistive sensors are qualified for a clip-on ampere-meter for beam current measurements. Investigations have shown that the internal structure and the used materials of the sensors are frequency determining. These material properties affect the AC field sensitivity. For these reasons GMR-sensors are suitable for AC field measurements with a high bandwidth. Commercial sensors are optimised for the DC field measurement and therefore not be qualified for the beam current measurement. The development of a GMR-sensor for this application is mandatory. The external flux concentrator also determines the dynamic behaviour of the clip-on ampere-meter. Further investigations of the total system have to follow. Additional data for a wider frequency range provide a system of multi-sensor data fusion with GMR-sensors and HF measurement coils.

## REFERENCES

- [1] Reeg, H.: *Performance Limitations of the DCCTs at GSI*, 2nd CARE-N3-HHH-ABI Workshop, Lyon, 2004, <http://adweb.desy.de/mdi/care/lyon/abi-lyon.htm>
- [2] Häpe, M.; Becker, W.-J.; Ricken, W.; Peters, A.; Reeg, H.; Kowina, P.: *High dynamic magnetic beam current measurements by means of optimised magneto resistance (MR) sensor engineering*, Poster, DIPAC 2005, Lyon
- [3] Häpe, M.; Peters, A.; Reeg, H.: Workshop 2<sup>nd</sup> CARE-HHH-ABI, Lyon, Dec. 2004, <http://adweb.desy.de/mdi/CARE/Lyon/ABI-Lyon.htm>
- [4] Schlörit, A.: *Entwurf, Auslegung und Aufbau von teilbaren, geschlitzten Flusskonzentratoren für*

- Strahlstromsensorik*, Diploma thesis, FH Wiesbaden, not yet published
- [5] Perez, L; Dolabdjian, C.; Waché, W. Butin, L.: *New NDE perspectives with magnetoresistance array technologies – from research to industrial applications*, Proceeding of 16th WCNDT 2004 - World Conference on NDT, Montreal, Canada, 2004, <http://www.ndt.net/abstract/wcndt2004/296.htm>
  - [6] Becker, W.J.; Häpe, M.; Ricken, W.; Peters, A.; Reeg, H.; Schlörit, A.: *Development and construction of a simulator for high frequency magnetic field measurements*, Proceeding of EMSA 2006, Bilbao 2006
  - [7] AA00X series, Data sheet, NVE Comp., <http://www.nve.com>
  - [8] Spin Valve IPHT-V-0271, Institut für physikalische Hochtechnologie, IPHT Jena 2000
  - [9] KMY 20M, Data sheet, HL-Planar, <http://cms.hlplanar.de/index.php>