



Thomas Posch, BSc

# **Messung der räumlichen Verteilung des Magnetfeldes oberhalb von Halbleiterbausteinen zur Erkennung fehlender Bonddrähte**

## **MASTERARBEIT**

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Biomedical Engineering

eingereicht an der

**Technischen Universität Graz**

Betreuer

Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Hermann Scharfetter

Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. Bernhard G. Zagar

Institut für Medizintechnik, Technische Universität Graz

Institut für Elektrische Messtechnik, Johannes Kepler Universität Linz

In Zusammenarbeit mit Infineon Technologies AG Villach, Abteilung Testentwicklung



# Vorwort

Mit Abschluss dieser Diplomarbeit bedanke ich mich recht herzlich bei allen daran Mitwirkenden. In erster Linie geht mein Dank an die betreuenden Professoren Hermann Scharfetter (Technische Universität Graz) und Professor Bernhard Zagar (Johannes Kepler Universität), die die Zusammenarbeit zwischen dem Medizintechnik Institut an der TU–Graz und dem Institut für elektrische Messtechnik an der JKU–Linz ermöglicht haben. Weiter richte ich meinen Dank an das Unternehmen Infineon Austria AG, bei dem ich mein Diplomarbeitsthema verwirklichen konnte. Hier danke ich vor allem DI Petar Fanic als technischen Leiter sowie DI Achim Osterloh und Dr Michael Nelhiesel, die die Diplomarbeit im Rahmen eines geförderten Projektes unterstützten. Ebenso bedanke ich mich bei DI Patrick Hölzl von der JKU, der immer ein offenes Ohr für Fragen hatte.

Ein Studienabschluss funktioniert vor allem mit einem guten familiären Hintergrund. Daher gilt mein ganz besonderer Dank meinen lieben Eltern sowie meinen Großeltern, die mich stets in jeglicher Art und bester Weise unterstützt haben. Klagenfurt, am 8. Oktober 2015

Thomas Posch



# Kurzfassung

Die Masterarbeit befasst sich mit der magnetischen Detektion von Produktionsfehlern in Halbleiterbausteinen. Die elektrische Verbindung zwischen der elektrischen Schaltung (engl. Die) im Gehäuseinneren des ICs, und dem Gehäusepin, erfolgt über sogenannte Bonddrähte. Ab einer gewissen Stromstärke müssen mehrere Bonddrähte parallel platziert werden, um den Widerstand und dadurch die Verlustleistung an den Bonddrähten zu reduzieren. Bei dem zu Testzwecken verwendeten Chiptyp BTS-5120-2EKA, welcher über zwei Kanäle verfügt, sind jeweils drei Bonddrähte pro Kanal vorhanden. Tritt bei einem der Bonddrähte ein Defekt auf, müssen die verbleibenden zwei Bonddrähte den gesamten Strom tragen, was zu einer thermischen Mehrbelastung und kürzeren Lebensdauer des ICs führt. An Komponenten die in automobilen, sicherheitsrelevanten Systemen, wie Airbagsteuerungen oder Antiblockiersystemen zum Einsatz kommen, werden erhöhte Anforderungen an ihre Zuverlässigkeit gestellt [1]. Tritt ein Defekt in der Produktion an einem der Bonddrähte auf, muss dieser entweder mit einer hinreichenden Wahrscheinlichkeit erkannt werden, oder die Bonddrähte müssen mehrfach redundant ausgelegt werden, was zu erhöhten Produktionskosten führt.

Diese Arbeit stellt ein "Proof of Concept" dar und soll ausloten, inwieweit eine Detektion der Fehlerfälle möglich ist und welche Herausforderungen für eine erfolgreiche Integration des Testkonzeptes in die Produktion noch gemeistert werden müssen. Das Testkonzept besteht dabei einerseits aus der Messung der räumlichen Verteilung des Magnetfeldes oberhalb der Bonddrähte und andererseits aus der darauf folgenden Datenverarbeitung zur Erkennung von defekten Chips. Abhängig vom Defektbild ändert sich die Stromdichte pro Bonddraht und dadurch auch die räumliche Verteilung des Magnetfeldes außerhalb der Bonddrähte. Zur Messung des Magnetfeldes kamen Prototypen von GMR Zeilensensoren zum Einsatz, die von Infineon entwickelt wurden. Zu Beginn der Arbeit wurde ein Zeilensensor mit 6 GMR-Elementen verwendet, später wurde mit einem neueren Sensordesign gemessen, das 26 GMR-Elemente umfasste.

In der Medizintechnik werden auch sehr oft magnetische Felder gemessen die entweder technischen oder biologischen Ursprunges sind. Die biologisch vorkommenden magnetischen Flussdichten wurden dabei mit den gemessenen Signalgrößen verglichen und ein möglicher Einsatz der verwendeten Sensoren in der Medizintechnik diskutiert. Abschließend wurden die Messergebnisse mit den theoretisch simulierten Ergebnissen verglichen, die im Zuge einer Dissertation an der JKU Linz erarbeitet worden sind.



# Abstract

This thesis is about an electrical fault detection method for production faults in semiconductors. The integrated circuit (IC) is electrically connected over several wirebonds to the package pins. Above a certain current level, two or more wirebonds have to be placed in parallel to minimize the power dissipation and to guarantee the output resistance of the chip. The device under test (DUT) is a two channel highside switch BTS-5120-2EKA from Infineon, which has three wirebonds per channel. In case of a fault at one or more of them, the remaining wirebonds have to carry the current and due to this, the thermal stress is increasing which is resulting in a shortened lifetime. Because the DUT is used in automobile applications, higher reliability requirements are applying [1]. The probability of fault detection has to be sufficient high or redundant wirebonds have to be placed, what is increasing the production costs.

This work is a "Proof of Concept" and shows the possibility of detecting wirebond faults by measuring the magnetic field distribution above the chip, caused by currents through the wirebonds. Therefore the sum of the currents through the wirebonds is equal for all fault conditions of the three wirebonds. This is the reason why the magnetic field distribution above the chip varies with the different fault conditions. Prototypes of GMR based sensor arrays were used for measuring the magnetic field. The sensors were produced for this purpose by Infineon. The first sensor array had 6 GMR-elements and the second improved one had 26 GMR-elements.

Magnetic fields in biomedical applications are either biological origin or technical origin. This magnetic field strengths were compared to the field strengths caused by the different fault conditions above the chip. A possible biomedical application of the sensors is discussed. Furthermore the measured magnetic field distributions of the fault conditions were compared with a simulation, which was developed on the JKU Linz during a PHD-thesis.



# Inhaltsverzeichnis

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Motivation und Aufbau der Arbeit</b>           | <b>1</b>  |
| <b>2</b> | <b>Magnetische Sensorprinzipien</b>               | <b>4</b>  |
| 2.1      | Halleffekt . . . . .                              | 5         |
| 2.2      | AMR Effekt . . . . .                              | 6         |
| 2.3      | GMR-Effekt . . . . .                              | 8         |
| 2.4      | TMR-Effekt . . . . .                              | 10        |
| 2.5      | CMR-Effekt . . . . .                              | 11        |
| 2.6      | SQUID Sensoren . . . . .                          | 11        |
| 2.7      | Auswahlwahlkriterien des Sensorprinzips . . . . . | 12        |
| <b>3</b> | <b>Testequipment</b>                              | <b>14</b> |
| 3.1      | Device Under Test . . . . .                       | 14        |
| 3.2      | Teradyne Microflex Testsystem . . . . .           | 17        |
| 3.2.1    | Mechanischer Testaufbau . . . . .                 | 17        |
| 3.2.2    | Elektrischer Testaufbau . . . . .                 | 17        |
| <b>4</b> | <b>GMR-Sensoren</b>                               | <b>25</b> |
| 4.1      | Ausrichtung des Sensors . . . . .                 | 25        |
| 4.2      | GMR-Sensoren der 1. Generation . . . . .          | 27        |
| 4.3      | GMR-Sensoren der 2. Generation . . . . .          | 28        |
| 4.3.1    | Auswahl des GMR-Typs . . . . .                    | 28        |
| 4.3.2    | GMR-Zeilensensor 1×26 . . . . .                   | 31        |
| 4.4      | Bestimmung der Sensitivität . . . . .             | 33        |
| 4.4.1    | Helmholtzspule . . . . .                          | 33        |
| 4.4.2    | Verstärkerschaltung . . . . .                     | 34        |
| 4.4.3    | GMR-Sensoren der 1. Generation . . . . .          | 37        |
| 4.4.4    | GMR-Sensoren der 2. Generation . . . . .          | 37        |
| 4.5      | Rauschmessung . . . . .                           | 39        |
| 4.6      | Bestimmung des Auflösungsvermögens . . . . .      | 46        |
| <b>5</b> | <b>Messabweichung</b>                             | <b>48</b> |
| 5.1      | Bestimmung der Instrumentengenauigkeit . . . . .  | 50        |
| 5.2      | Bestimmung der Messabweichung . . . . .           | 53        |

|           |  |            |
|-----------|--|------------|
| 5.3       | Vergleich der Sensorgenerationen . . . . .             | 55         |
| <b>6</b>  | <b>Messprinzip und Programmierung der Testhardware</b> | <b>56</b>  |
| 6.1       | Temperatureinfluss . . . . .                           | 58         |
| 6.2       | Messstrategie . . . . .                                | 59         |
| 6.3       | Programmierung der Testerhardware . . . . .            | 61         |
| 6.4       | Chip- und Sensorcheck . . . . .                        | 62         |
| 6.5       | Testinstanz 1 . . . . .                                | 63         |
| 6.5.1     | Sensordesign der 1. Generation . . . . .               | 64         |
| 6.5.2     | Sensordesign der 2. Generation . . . . .               | 64         |
| 6.6       | Testinstanz 2 . . . . .                                | 65         |
| 6.7       | Datenverarbeitung . . . . .                            | 66         |
| <b>7</b>  | <b>Platinendesign</b>                                  | <b>69</b>  |
| 7.1       | Schalten der Sense-Leitungen . . . . .                 | 69         |
| 7.2       | Relaissteuerung . . . . .                              | 71         |
| 7.2.1     | Serienschaltung . . . . .                              | 74         |
| 7.2.2     | Parallelschaltung . . . . .                            | 75         |
| 7.3       | Implementierte Schaltung . . . . .                     | 77         |
| <b>8</b>  | <b>Messergebnisse</b>                                  | <b>82</b>  |
| 8.1       | Mechanischer Einfluss . . . . .                        | 82         |
| 8.2       | GMR-Sensoren der 1. Generation . . . . .               | 85         |
| 8.3       | GMR-Sensoren der 2. Generation . . . . .               | 89         |
| 8.4       | Vergleich mit simulierten Ergebnissen . . . . .        | 93         |
| <b>9</b>  | <b>Datenanalyse und Auswertelgorithmen</b>             | <b>95</b>  |
| 9.1       | Datenstruktur . . . . .                                | 95         |
| 9.2       | Algorithmen . . . . .                                  | 96         |
| 9.2.1     | Limit-Methode . . . . .                                | 97         |
| 9.2.2     | Statistischer Vergleich . . . . .                      | 99         |
| <b>10</b> | <b>Diskussion und Ausblick</b>                         | <b>104</b> |
| 10.1      | Biomedizinische Anwendung der Sensoren . . . . .       | 104        |
| 10.2      | Alternative Detektionsmöglichkeiten . . . . .          | 107        |
| 10.2.1    | Magnetooptische Messmethode . . . . .                  | 107        |
| 10.2.2    | $R_{on}$ Vergleich der Ausgänge . . . . .              | 108        |
| 10.3      | Implementation in der Produktion . . . . .             | 108        |
|           | <b>Literaturverzeichnis</b>                            | <b>110</b> |

# Abbildungsverzeichnis

|      |  |    |
|------|--|----|
| 1.1  | Statistische Verteilung des Ausgangswiderstandes $R_{on}$ zufolge $N$ -Messungen. . .  | 1  |
| 2.1  | Magnetische Flussdichten biologischen Ursprungs. Diese reichen von evozierten kortikalen Aktivitäten im femto-Tesla-Bereich bis hin zu Kardiogrammen im hohen piko-Tesla-Bereich [5]. . . . .  | 4  |
| 2.2  | Halleffekt. . . . .  | 5  |
| 2.3  | Winkel $\theta$ zwischen der Stromrichtung und der Magnetisierung ist entscheidend für den Widerstand des AMR Elementes. . . . .   | 7  |
| 2.4  | a: Stromrichtung und magnetische Feldrichtung sind parallel, der Widerstand erreicht ein Maximum. b: Stromrichtung und magnetische Feldrichtung sind orthogonal, der Widerstand erreicht ein Minimum. . . . .  | 7  |
| 2.5  | Aufbau eines GMR-Elementes. . . . .  | 8  |
| 2.6  | Streuung zweier Leitungselektronen an den Grenzschichten eines GMR Elementes. Die Ausrichtungen der mag. Momente in den zwei Schichten sind antiparallel, dadurch nimmt die mittlere freie Weglänge der Elektronen ab und der Widerstand bleibt dadurch groß. . . . .                        | 8  |
| 2.7  | Streuung zweier Leitungselektronen im GMR-Element bei anliegendem externen Magnetfeld. Die Ausrichtungen der mag. Momente in den zwei Schichten sind parallel, dadurch nimmt die mittlere freie Weglänge der Elektronen zu und der Widerstand sinkt. . . . .                                 | 9  |
| 2.8  | Spinvalve – Struktur eines GMR-Elementes. . . . .  | 10 |
| 2.9  | Spinvalve-Struktur eines TMR-Elementes. . . . .  | 10 |
| 2.10 | Kristallstruktur einer Perowskit Manganit Verbindung. Dabei ist Re ein Ion einer seltene Erde, z.B. Lanthan (La) oder Praseodym (Pr) und A ein Alkali, z.B. Kalzium (Ca) oder Strontium (Sr). . . . .  | 11 |
| 2.11 | Detektionsgrenzen von LTS- und HTS-SQUIDS [5]. . . . .   | 12 |
| 2.12 | Der Abstand $d$ zwischen den drei Bonddrähten BD08, BD09 und BD10 beträgt $330 \mu\text{m}$ . Die 6 GMR-Element (rot) sind in einem Abstand $l = 330 \mu\text{m}$ über den Bonddrähten angeordnet. Je nach Sensortyp kann die Anzahl und der Abstand $d$ der GMR-Elemente variieren. . . . . | 13 |
| 3.1  | Die Pins der jeweiligen Ausgänge OUT0 (12, 13 und 14) und OUT1 (8, 9 und 10) sind intern am Leadframe verbunden. Die Messungen des Magnetfeldes fanden oberhalb der Bonddrähte des Ausganges OUT1 statt (rot markiert). . . . .  | 14 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 3.2  | Röntgenbild des Fehlertyps NO08. . . . .   | 16 |
| 3.3  | Röntgenbild des Fehlertyps NO09. . . . .   | 16 |
| 3.4  | Röntgenbild des Fehlertyps NO10. . . . .   | 16 |
| 3.5  | Röntgenbild des Fehlertyps EX08. . . . .   | 16 |
| 3.6  | Röntgenbild des Fehlertyps EX09. . . . .   | 16 |
| 3.7  | Röntgenbild des Fehlertyps EX10. . . . .   | 16 |
| 3.8  | Teile des mechanischen Messaufbaus. 1: Kontakteinheit mit Leistungshalbleiter (DUT) im unteren und GMR-Sensor im oberen Teil, wird auf der Leiterplatte des DIB verschraubt. 2: Device Interface Board (DIB) bestehend aus einem Aluminiumrahmen und einer Leiterplatte (grün) für die Kontaktierung. 3: Teradyne Microflex Testsystem mit Stiftleisten die von unten die Leiterplatte des DIB kontaktieren. . . . . | 18 |
| 3.9  | 1: Oberer Teil der Kontakteinheit mit Sensorplatine (blau) und GMR-Sensor (grün). 2: Unterer Teil der Kontakteinheit mit Leistungshalbleiter (rot). . . . .  | 19 |
| 3.10 | CAD Zeichnung der Sensorplatinenhalterung welche auch zur mechanischen Versteifung der Sensorplatine dient. . . . .  | 19 |
| 3.11 | CAD Zeichnung des Sensors im Sockel. . . . .   | 19 |
| 3.12 | Prober Interface Board (DIB) mit 4 Sites (0 bis 3) die jeweils redundant ausgeführt sind. Am linken und rechten Rand des Boards sind die Kontakte für die Stiftleisten (J1 bis J50) des Testsystems zu sehen. Ansicht von oben. . . . .  | 20 |
| 3.13 | Das Teradyne Microflex Testsystem kann mit bis zu 50 Stiftleisten (J1 bis J50) ausgerüstet werden. Jede Stiftleiste besteht aus 4 mal 38 Stiften. Über die Software sind die dahinter stehenden Instrumente über die Kombination Stiftleiste-Pinname ansprechbar, z.B. J24.A1. . . . .   | 20 |
| 3.14 | Der Arbeitsbereich erstreckt sich über alle vier Quadranten. Je nach Arbeitspunkt verhält sich das DC30/DC90 Instrument als Quelle oder Senke. . . . .   | 21 |
| 3.15 | DC30 Instrument. Das Local-Kelvin Relais ist zum Verbinden der Force- und Senseleitungen. DGS steht für Device Ground Sense, alle DC30 Instrumente verwenden diesen Knoten als Bezugspunkt (globale Masse). . . . .  | 22 |
| 3.16 | Das Bezugspotenzial des DC90 Instruments ist von der globalen Masse getrennt, eine sogenannte Floating Ground Konfiguration. Werden nur die Forceleitungen des Instruments benötigt, können Force und Sense intern über das Local-Kelvin Relais kurzgeschlossen werden. . . . .  | 22 |
| 3.17 | Prinzipskizze des Differenzial-Meters mit Differenzverstärker. Zur Begrenzung der Messsignalbandbreite wird ein Tiefpass verwendet. . . . .  | 24 |
| 4.1  | Durch die Ballbondingtechnik wird die maximale Höhe des Bonddrahtes schon kurz nach dem Die erreicht. Der Bonddrahtdurchmesser beträgt 50 $\mu\text{m}$ . . . . .  | 25 |
| 4.2  | a: Röntgenbild des Chips mit eingezeichneten Sensorelementen (rot) des 1 $\times$ 6 Sensors. b: Die $x$ -Position wird von der Mitte des Pin 1 aus gemessen, die $y$ -Position wird von der Kante des Chipgehäuses aus gemessen. . . . .   | 26 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 4.3  | Schichtaufbau eines GMR-Elementes. Die Position des GMR-Elementes wurde so gewählt, dass das magnetische Feld um den Bonddraht (grün) eine maximale Widerstandsänderung im GMR-Element verursacht. Dies ist dann gegeben, wenn das externe Magnetfeld (grüner Pfeil) parallel zur fixierten Magnetisierung (roter Pfeil) läuft. Siehe Kapitel 2.3 auf Seite 8. . . . . | 26 |
| 4.4  | Schalbild des ersten Sensordesigns. Jedes GMR-Element ( $R1$ bis $R6$ ) besitzt eigene Senseleitungen um bei der Messung die parasitären Anschlusswiderstände zu eliminieren. . . . .  | 27 |
| 4.5  | Layout des GMR-Zeilensensors mit 6 GMR-Elementen mit einem Abstand von $200\ \mu\text{m}$ . . . . .  | 27 |
| 4.6  | Layoutbild der Anordnung der 13 GMR-Elemente des Sensortyps DB11. . . . .  | 30 |
| 4.7  | Layoutbild der Anordnung der 26 GMR-Elemente des Sensortyps DB22. . . . .  | 30 |
| 4.8  | Layoutbild der 2-dimensionalen Anordnung der GMR-Elemente des Sensortyps DB34. . . . .   | 30 |
| 4.9  | Layoutbild der Brückenanordnung der GMR-Elemente des Sensortyps DB43. . .  | 31 |
| 4.10 | Schalbild des Sensortyps DB22. Die GMR-Elemente ( $R1$ bis $R26$ ) teilen sich jeweils eine Senseleitung. . . . .  | 31 |
| 4.11 | Das verwendete Sensordesign wird intern mit $DB22$ bezeichnet. Der Sensor besitzt 30 Kontaktpads (helle Flächen), die zur Verbindung der Versorgungs- und Senseleitungen dienen. Die GMR-Elemente sind am unteren Bildrand zu erkennen. . .  | 31 |
| 4.12 | Auf diesen Bild sind zwei Sensorelemente zu sehen. Der Abstand zwischen den Elementen beträgt $60\ \mu\text{m}$ . Gut erkennbar sind die 5 Streifen der beiden GMR-Elemente, davon sind 2 nicht sensitiv da diese nicht vom Sensorstrom durchflossen werden. . . . .   | 32 |
| 4.13 | Der 8 Zoll Wafer ist schon gesägt und befindet sich auf der Sägefolie (blau). Die hellen Strukturen am faver sind Kontaktpads der unterschiedlichen Sensoren. . .  | 32 |
| 4.14 | Helmholtzspule zur Bestimmung der Sensitivität der GMR-Sensoren. Der Sensor wird dabei im Ursprung des Koordinatensystems platziert. Zur Variation des Stromes wurde eine Stromquelle von Agilent vom Typ 6652A verwendet. . . . .   | 34 |
| 4.15 | Messung des Spannungsabfalls an einem GMR-Element in Abhängigkeit des magnetischen Feldes $\vec{H}$ , welches durch die Helmholtzspule erzeugt wird. . . . .   | 35 |
| 4.16 | Die Schaltung der Konstantstromquelle besteht aus einem Operationsverstärker vom Typ AD8551 der nichtinvertierend beschaltet ist. Zur Begrenzung von Stromspitzen wurde ein Baustein von Texas Instruments (LM334) verwendet. . .  | 36 |
| 4.17 | Verstärkerschaltung mit einstellbarer Verstärkung. Mit den Widerständen $226\ \text{k}\Omega$ und $33\ \text{k}\Omega$ kann die Verstärkung eingestellt werden. . . . .  | 36 |
| 4.18 | Feldverlauf im Ursprung des Koordinatensystems erzeugt durch die Helmholtzspule. Um eine mögliche Hysterese des Sensors feststellen zu können, wurde das magnetische Feld linear variiert. . . . .   | 38 |
| 4.19 | Widerstandsänderung des GMR-Elements 1. . . . .  | 38 |
| 4.20 | Sensitivität des GMR-Elements 1. . . . .   | 38 |

---

|      |  |    |
|------|--|----|
| 4.21 | Widerstandsänderung des GMR-Element 2. . . . .   | 39 |
| 4.22 | Sensitivität des GMR-Element 2. . . . .  | 39 |
| 4.23 | Blockschaltbild des Lock-In Verstärkers SR810 von Stanford Research Systems. Bei der Netzfrequenz von 50 Hz und der ersten Oberwelle bei 100 Hz kommen zur Dämpfung Notch Filter zum Einsatz. Das Herzstück des Lock-In Verstärker ist der Phase Sensitive Detector, der Frequenzen mit einer Auflösung von bis zu 0,01 Hz erkennen kann. Entnommen aus [18]. . . . .                                | 41 |
| 4.24 | Zur Rauschmessung aufgebaute Sensorplatinen. Zum Schutz der Bonddrähte wurden der Sensoren mit Epoxidharz vergossen. . . . .   | 42 |
| 4.25 | Die Schaltung zur Rauschmessung ist doppelt mit $\mu$ -Metall abgeschirmt. . . . .   | 42 |
| 4.26 | Brückenschaltung zur Messung der Rauschspannung. Als Versorgung wurde eine Batterie verwendet. a: Brückenschaltung aus GMR-Elementen. b: Zum Vergleich wurde die Brückenschaltung aus 1 k $\Omega$ Widerständen aufgebaut. . . . .   | 43 |
| 4.27 | Verlauf der Rauschspannungsdichte für die Schaltung bestehend aus vier 1 k $\Omega$ Metallfilmwiderständen. Das Rauschen fällt bis zu einer Frequenz von ca. 1 kHz mit einer Steigung von -8,2 dB/Dekade ab und geht für Frequenzen größer 1 kHz in thermisches Rauschen über. . . . .   | 44 |
| 4.28 | Verlauf der Rauschspannungsdichte für den Sensor 1. . . . .  | 45 |
| 4.29 | Verlauf der Rauschspannungsdichte für den Sensor 2. . . . .  | 45 |
| 5.1  | Schaltung zur Messung des Spannungsabfalles an einem GMR-Element. Das verwendete Voltmeter ist dabei umrahmt. . . . .  | 49 |
| 5.2  | Histogramm und Wahrscheinlichkeitsverteilung der Messpunkte des Sensorstromes. Die Verteilung der Messwerte entspricht einer Normalverteilung. . . . .   | 51 |
| 5.3  | Histogramm und Wahrscheinlichkeitsverteilung der Messpunkte der Nullspannung. Die Verteilung der Messwerte entspricht einer Normalverteilung. . . . .  | 52 |
| 5.4  | Histogramm und Wahrscheinlichkeitsverteilung der Messpunkte der Laststromes. Die Verteilung der Messwerte entspricht einer Normalverteilung. . . . .   | 52 |
| 6.1  | Für eine Impulsbelastung benötigte Beschaltung des Chips. Der Laststrom wird über den Ausgang OUT1 für eine Zeit $T_{pulse}$ eingepreßt und ist für die Erzeugung des magnetischen Feldes nötig. Die Quelle VS-DC30 wird für die Chipversorgung benötigt und stellt die Betriebsspannung zur Verfügung. Das Massepotenzial des Chips am GND-Pin wird mit der GND-DC30 Quelle bereitgestellt. . . . . | 57 |
| 6.2  | Beschaltung des Sensors. Das DC30-Instrument liefert den Versorgungsstrom $I_s$ der während der gesamten Pulsdauer konstant bleibt. Der Spannungsabfall am GMR Element wird mit einem Differenzial Voltmeter gemessen. . . . .   | 57 |
| 6.3  | Drift des Sensorwiderstandes des 2ten GMR-Elements eines 1 $\times$ 6 Sensors. Die Laststrompulslänge $T_{pulse}$ betrug 50 ms bei einer Stromhöhe von 4,9 A. . . . .  | 59 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 6.4  | Vergleich der Teststrategien, auf der linken Seite wird mit mehreren kurzen Laststrompulsen gemessen, auf der rechten Seite wird mit einem einzelnen längeren Laststrompuls gemessen. Die Samplefrequenz $f_s$ ist bei beiden Teststrategien die selbe. . . . .   | 60 |
| 6.5  | Einschwingverhalten der Laststromquelle, $R_L \leq 1 \Omega$ . Aufgenommen mit einem Oszilloskop. . . . .   | 61 |
| 6.6  | Flussdiagramm des Testprogrammes für den Sensor der 2. Generation. Für den Sensor der 1. Generation wurde nur die erste Testinstanz ausgeführt. . . . .   | 62 |
| 6.7  | Programmierung der Quelle zur Überprüfung des Kontaktwiderstandes $R_L$ . Die dargestellten Kontaktwiderstände $R_{L1}$ , $R_{L2}$ und $R_{L3}$ sind unterschiedlich groß, $R_{L1} > R_{L2} > R_{L3}$ . . . . .   | 63 |
| 6.8  | Messwerte des GMR-Widerstandes eines GMR-Elements. Aus den Messwerten wurde die durchschnittliche Widerstandsänderung berechnet. Ein leichter Drift des Sensorwiderstandes, aufgrund der Erwärmung durch den Laststrom, ist über die 10 Perioden erkennbar. Da die Temperatur jedoch über eine Periode konstant bleibt, fällt der Temperaturdrift durch Differenzbildung weg. . . . .   | 64 |
| 6.9  | Messwerte des GMR-Widerstandes eines GMR-Elements. Die Messwerte 1 bis 200 wurden ohne Laststrom aufgenommen, die Messwerte 201 bis 400 wurden mit Laststrom aufgenommen. Die Widerstandsänderung $\Delta R$ wurde aus der Differenz der Mittelwerte berechnet. Ein Drift des Sensorwiderstandes ist nicht zu erkennen. . . . .   | 65 |
| 6.10 | Messwerte des GMR-Widerstandes eines GMR-Elements. Die Messwerte 1 bis 36 wurden ohne Laststrom aufgenommen, die Messwerte 37 bis 72 wurden mit Laststrom aufgenommen. Die Widerstandsänderung $\Delta R$ wurde aus der Differenz der Mittelwerte der Messwerte berechnet. Ein Drift des Sensorwiderstandes ist nicht zu erkennen. . . . .  | 66 |
| 6.11 | Ordnerstruktur der abgelegten Messdaten. Der gemessene Chiptyp wird im Ordnernamen mit fortlaufender Nummer vermerkt und die Messdaten der einzelnen GMR-Elemente werden in Textdateien abgespeichert. Bei der darauffolgenden Auswertung der Messdaten mit MATLAB, kann eine Datenstruktur basierend auf der Ordner und Dateistruktur aufgebaut werden. . . . .  | 68 |
| 7.1  | Blockschaltbild des PhotoMOS-Relais vom Typ Panasonic AQW216EH. . . . .   | 70 |
| 7.2  | Linkes Diagramm: Leckstrom als Funktion der Spannung am Ausgang. Rechtes Diagramm: Einschaltzeit als Funktion des LED Stromes. Entnommen aus dem Datenblatt des PhotoMOS-Relais AQW216EH [24]. Der Leckstrom des Schaltkontakts, im verwendeten Spannungsbereich bis 20 V, liegt im $pA$ -Bereich und kann vernachlässigt werden. Der LED Strom muss zwischen minimalen 3 mA, welcher gerade noch das Relais einschaltet, und maximalen 50 mA liegen. . . . . | 70 |

---

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 7.3 | Senorarray mit 26 GMR-Elementen. Zur besseren Veranschaulichung der Messreihenfolge der einzelnen GMR-Elemente wurde auf die Darstellung der zusätzlichen Beschaltung und Beschriftung verzichtet. Pro Iteration können 4 GMR-Elemente zeitgleich gemessen werden. Zum Messen aller 26 GMR-Elemente werden 7 Iterationen benötigt. Pro Iterationsschritt müssen nur 4 Senseleitungen geschaltet werden. . . . .   | 72 |
| 7.4 | Serielle Schaltung der 4 Kanäle. . . . .  | 74 |
| 7.5 | Parallele Schaltung zweier Kanäle. . . . .  | 75 |
| 7.6 | Verschaltung der Senseleitungen des Sensors mit den PhotoMOS-Relais und den HSD-Instrumenten zur Relaissteuerung. . . . .   | 79 |
| 7.7 | Verschaltung der Senseleitungen des Sensors mit den PhotoMOS-Relais und den HSD-Instrumenten zur Relaissteuerung. . . . .   | 80 |
| 7.8 | Verschaltung der einzelnen GMR-Elemente mit den PhotoMOS-Relais. . . . .  | 81 |
| 8.1 | Die Messung wurde ohne mechanische Manipulation 20 mal wiederholt. . . . .  | 83 |
| 8.2 | Der Chip wurde aus dem Sockel genommen und wieder dort platziert. Insgesamt 20 mal. . . . .   | 83 |
| 8.3 | 20 verschiedene Chips vom gleichen Chiptyp <i>AllB</i> wurden vermessen. . . . .  | 84 |
| 8.4 | Widerstandsänderung der verschiedenen Chiptypen. Die GMR-Elemente 1 und 5, welche sich bei $0\ \mu\text{m}$ und $800\ \mu\text{m}$ befinden, sind aufgrund von ESD-Events beschädigt. . . . .   | 85 |
| 8.5 | Magnetischer Feldverlauf der drei Fehlertypen EX08, EX09 und EX10, der magnetische Feldverlauf ist nur eine quantitative Darstellung. Der Fehlertyp EX10 (nur der rechte Bonddraht ist vorhanden) verursacht durch sein magnetisches Feld die größte Widerstandsänderung am GMR-Element 2. Der weitere Feldverlauf ist hin zu den folgenden GMR-Elementen 3, 4 und 6 abfallend, wobei die Widerstandsänderung der GMR-Elemente noch recht groß ist, was dafür spricht, dass sich das GMR-Element 2 knapp neben den Maxima des magnetischen Feldes liegt. Beim Fehlertyp EX09 (nur der mittlere Bonddraht ist vorhanden) ist das Maximum des gemessenen Feldes wieder am GMR-Element 2, jedoch ist dieses Maximum kleiner als bei dem Fehlerfall EX10. Der weitere Feldverlauf ist wieder hin zu den folgenden GMR-Elementen 3, 4 und 6 abfallend. Beim Fehlertyp EX08 (nur der linke Bonddraht ist vorhanden) liegt, wie bei den anderen beiden Fehlertypen, das Maxima bei dem GMR-Element 2 und die folgenden GMR-Elemente 3, 4 und 6 messen einen abfallenden Feldverlauf. Das Maximum des Fehlertyps EX08 am GMR-Element 2 ist im Vergleich zu den anderen Maxima das kleinste. . . . . | 86 |
| 8.6 | Boxplot für die Chiptypen NO08 und NO09. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten <i>AllB</i> eingezeichnet. . . . .  | 87 |
| 8.7 | Boxplot für die Chiptypen NO10 und EX08. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten <i>AllB</i> eingezeichnet. . . . .  | 87 |
| 8.8 | Boxplot für die Chiptypen EX09 und EX10. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten <i>AllB</i> eingezeichnet. . . . .  | 88 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 8.9  | Widerstandsänderung der verschiedenen Chiptypen. Alle Sensoren funktionieren. Beim Chiptyp EX10 kommt es ab $1400\ \mu\text{m}$ zu einem Fehler bei der Interpolation, die Interpolationsfunktion steigt wieder an, was jedoch nicht dem tatsächlichen magnetischen Feldverlauf entspricht. Die einzelnen GMR-Elemente wurden zugunsten der Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet, man findet diese jedoch in den folgenden Abbildungen der verschiedenen Fehlertypen. . . . .   | 89 |
| 8.10 | Boxplot für den Chiptyp NO08 und NO09. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten <i>AllB</i> eingezeichnet. . . . .   | 90 |
| 8.11 | Boxplot für den Chiptyp NO10 und EX08. Auf Grund der erhöhten Stromdichte bei den Fehlerfällen EX08, resultiert auch eine höhere magnetische Feldstärke, was in einer höheren Widerstandsänderung $\Delta R$ in den Diagrammen erkennbar ist. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten <i>AllB</i> eingezeichnet. . . . .  | 90 |
| 8.12 | Boxplot für den Chiptyp EX09 und EX10. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten <i>AllB</i> eingezeichnet. Auf Grund der erhöhten Stromdichte bei den Fehlerfällen EX09 und EX10, resultiert auch eine höhere magnetische Feldstärke, was in einer höheren Widerstandsänderung $\Delta R$ in den Diagrammen erkennbar ist. Beim Chiptyp EX10 kommt es ab $1400\ \mu\text{m}$ zu einem Fehler bei der Interpolation, die Interpolationsfunktion steigt wieder an, was jedoch nicht dem tatsächlichen magnetischen Feldverlauf entspricht. . . . . | 91 |
| 8.13 | Vergleich der beiden Testinstanzen. Wird während des Schaltens der Senseleitungen der Laststrom abgeschaltet, können pro GMR-Element 400 Messwerte aufgenommen werden, wenn nicht werden 72 Messwerte pro GMR-Element aufgenommen. Für Details siehe Kapitel 6 auf Seite 56. . . . .   | 92 |
| 8.14 | Darstellung des Stromes durch die Bonddrähte, simuliert mit COMSOL. . . . .  | 93 |
| 8.15 | Magnetischer Feldstärkenverlauf mit COMSOL simuliert. . . . .  | 93 |
| 8.16 | Bei den dargestellten magnetischen Feldverläufen der Chiptypen NO08, NO09 und NO10 fehlt jeweils ein Bonddraht. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten <i>AllB</i> eingezeichnet. . . . .  | 94 |
| 9.1  | Datenstruktur in MATLAB. Für jeden Chiptyp gibt es eine Struct-Variable die alle Messdaten als 3 dimensionales Array enthält. Vom Chiptyp <i>AllB</i> wurden 100 Chips mit einem Sensor mit 26 GMR-Elementen vermessen. Es wurden 400 Messpunkte pro GMR-Element aufgenommen. Von den Chiptypen mit Defekten an den Bonddrähten (EX08, EX09, EX10, NO08, NO09 und NO10) wurden jeweils 50 Chips vermessen. . . . .   | 96 |
| 9.2  | Aufbau eines 3 dimensional Arrays in MATLAB, entnommen aus der MATLAB-Hilfe. . . . .   | 96 |
| 9.3  | a: Ein unbekannter Chiptyp (rot) wird mit den berechneten Schranken des Chiptyp A verglichen. Der unbekannte Chiptyp passt nicht innerhalb der Schranken und somit wird auch keine Zuordnung des Chiptyps A getroffen. b: Der unbekannte Chiptyp (rot) passt zwischen die ober und untere Schranke des Chiptyps B. Dem unbekanntem Chip wird der Chiptyp B zugeordnet. . . . .   | 98 |

|      |  |     |
|------|--|-----|
| 9.4  | Für jedes GMR-Element des Sensors wird eine obere Schranke (grün) und eine untere Schranke (blau) berechnet, Gl. 9.3 auf Seite 97 und 9.4 auf Seite 97. Passt ein unbekannter Datensatz in die Schranken eines bekannten Datensatzes, wird der bekannte Chiptyp dem unbekanntem zugeordnet. . . . .  | 98  |
| 9.5  | Die Chiptyp-Liste mit den dazugehörigen Korrelationskoeffizienten wird absteigend sortiert. Die Größe der Korrelationskoeffizienten ist zur Veranschaulichung willkürlich gewählt. . . . .   | 101 |
| 9.6  | Als Unbekannter Chip wird ein Chip vom Typ AllB angenommen, die Liste ist schon absteigend nach den Korrelationskoeffizienten sortiert. a: $k = 1$ , durch das Betrachten des ersten Elements in der Liste mit dem höchsten Korrelationskoeffizienten wird eine falsche Zuordnung getroffen. b: $k = 3$ , der Chiptyp AllB wird als Ergebnis ausgegeben, da dieser als erster Chiptyp $k$ -mal in der Liste absteigend vorkommt. . . . . | 103 |
| 10.1 | Erregersolenoid. Die magnetische Flussdichte $B$ wird am Empfänger berechnet. Dabei wird angenommen, dass die Ausdehnung des GMR-Sensors in Z-Richtung so gering ist, dass das magnetische Feld im Bereich des GMR-Sensors homogen ist.  | 105 |
| 10.2 | System zur optischen Darstellung des magnetischen Feldes oberhalb eines Chips.   | 107 |
| 10.3 | a: Die Chips werden durch die Schwerkraft nach unten gezogen und mit einer Mechanik (grün) zur Kontaktierung mit einer Kraft $F$ auf die Kontakteinheit (rot) gepresst. Der Sensor (blau) befindet sich dabei in der Mechanik, die Sensorbeschaltung ist nicht eingezeichnet. b: Dabei wird die Kontakteinheit in die Mechanik eingebaut, der Sensor sitzt im mechanisch nicht belasteten Teil. . . . .                                  | 109 |

# Tabellenverzeichnis

|     |  |     |
|-----|--|-----|
| 1.1 | Bonddrahtwiderstand . . . . .  | 2   |
| 2.1 | Ladungsträgerdichten . . . . .   | 6   |
| 3.1 | DC30 Spannungsbereiche . . . . .   | 21  |
| 3.2 | DC30 Strombereiche . . . . .   | 21  |
| 3.3 | DC90 Spannungsbereiche . . . . .   | 23  |
| 3.4 | DC90 Strombereiche . . . . .   | 23  |
| 3.5 | DC Differenzial Meter . . . . .  | 23  |
| 4.1 | Vor- und Nachteile der verschiedenen Sensordesigns . . . . .                   | 29  |
| 4.2 | Helmholtzspule . . . . .   | 34  |
| 4.3 | Sensitivität des 1×6 Sensors. . . . .  | 37  |
| 4.4 | Sensitivität des 1×26 Sensors . . . . .  | 39  |
| 4.5 | Spezifikation für das Eingangssignal des Lock-In Verstärkers . . . . .         | 40  |
| 4.6 | Spezifikation für das interne Referenzsignal des Lock-In Verstärkers . . . . . | 41  |
| 4.7 | Brückenschaltung zur Messung der Rauschspannung . . . . .                      | 43  |
| 5.1 | Bauteilwerte und Stromhöhen . . . . .  | 53  |
| 5.2 | Messabweichung der Beschaltung eines Sensors der 1. Generation. . . . .        | 54  |
| 5.3 | Messabweichung der Beschaltung eines Sensors der 2. Generation. . . . .        | 54  |
| 5.4 | Bauteilwerte und Stromhöhen . . . . .  | 55  |
| 6.1 | Chips und Messwerte pro Testinstanz . . . . .                                  | 67  |
| 7.1 | AQW216EH . . . . .   | 70  |
| 7.2 | Messiterationen . . . . .  | 71  |
| 9.1 | Limit-Methode . . . . .  | 99  |
| 9.2 | Vergleich der Korrelationskoeffizienten, Sensor 1×6 . . . . .                  | 101 |
| 9.3 | Vergleich der Korrelationskoeffizienten, Sensor 1×26, n=400 . . . . .          | 102 |
| 9.4 | Vergleich der Korrelationskoeffizienten, Sensor 1×26, n=72 . . . . .           | 102 |



# 1 Motivation und Aufbau der Arbeit

Um die Ausfallsicherheit und den spezifizierten Ausgangswiderstand gewährleisten zu können, werden bei den Hochstromausgängen von Halbleiterbausteinen mehrere Bonddrähte pro Ausgang parallel geschaltet. Da diese Bonddrähte einen sehr geringen Widerstand aufweisen, kann das Fehlen eines Bonddrahtes nur mit sehr hohem Aufwand durch eine Strom-Spannungsmessung bestimmt werden. Zur Zeit gibt es keinen Test, um die Bonddrähte im fertigen Chip elektrisch zu überprüfen. Ist der spezifische Widerstand  $\rho$  des verwendeten Bonddrahtmaterials, der

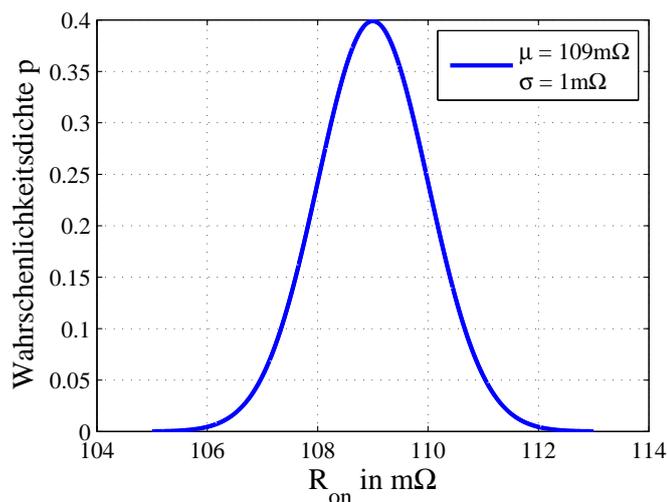


Abbildung 1.1: Statistische Verteilung des Ausgangswiderstandes  $R_{on}$  zufolge  $N$ -Messungen.

Querschnitt  $A$  und die Länge  $l$  eines Bonddrahtes bekannt, kann dessen Widerstand  $R$  mit der Gleichung  $R = \rho l / A$  berechnet werden. Für einen Bonddraht aus Kupfer mit einem Durchmesser von  $50 \mu\text{m}$  und einer Länge von  $1,7 \text{mm}$  ergibt sich ein Widerstand von ca.  $15 m\Omega$  [2]. Der Ausgangswiderstand des Chips weist in der Produktion eine annähernde Normalverteilung auf, die eine gewisse Streuung hat, siehe Abb. 1.1. Bei den vorgenommenen Messungen wurde der Baustein Infineon BTS5120-2EKA mit einem nominellen Ausgangswiderstand von  $120 m\Omega$  verwendet. Die Streuung des Ausgangswiderstandes ist so groß ( $\pm 3\sigma = \pm 3 m\Omega$ ), dass eine Widerstandsänderung aufgrund eines fehlenden Bonddrahtes, nicht mehr zuverlässig detektiert werden kann. Tab. 1.1 auf der nächsten Seite zeigt, wie sich der Widerstand beim Fehlen eines

| Anzahl der Bonddrähte | Widerstand |
|------------------------|------------|
| 1                      | 15 mΩ      |
| 2                      | 7,5 mΩ     |
| 3                      | 5 mΩ       |

Tabelle 1.1: Bei einem fehlenden Bonddraht ändert sich der Widerstand nur um 2,5 mΩ, bei zwei fehlenden Bonddrähten verdreifacht sich der Widerstand schon.

oder mehrerer Bonddrähte ändert. Die Widerstandsänderung hervorgerufen durch einen fehlenden Bonddraht, geht in der Streuung des Ausgangswiderstandes unter. Im Falle eines Defekts an einem oder mehreren Bonddrähten, steigt die Stromdichte in den verbleibenden Bonddrähten an. Die dabei in einem Zeitraum  $T = t_1 - t_2$  an den Bonddrähten dissipierte Energie  $E_v$  und damit auch die thermische Belastung, nimmt, unter der Annahme eines über die Zeit konstanten Widerstandes, quadratisch mit der Stromhöhe zu, Gl. 1.1.

$$E_v = \int_{t_2}^{t_1} u(t)i(t) dt = R \int_{t_2}^{t_1} i(t)^2 dt \quad (1.1)$$

Die Idee ist es, die Stromdichte in den Bonddrähten zu überprüfen um eine direkte Aussage treffen zu können, ob eine Beschädigung eines Drahtes vorliegt. Durch das Durchflutungsgesetz (Amper'sches Gesetz) kann ein direkter Zusammenhang zwischen dem Stromfluss (der Durchflutung  $\Theta$ ) in einem Leiter und der daraus resultierenden magnetischen Feldstärke hergestellt werden, Gl. 1.2, [3].

$$\oint_s \vec{H} d\vec{s} = \sum_{i=1}^n I_i = \Theta \quad (1.2)$$

Durch das Messen der magnetischen Flussdichte oberhalb der Bonddrähte, lässt sich folglich auch der Stromfluss durch diese feststellen. Zur Detektion des Magnetfeldes wurden GMR (Giant Magnetoresistance) Zeilensensoren verwendet. Die GMR-Sensoren zählen zur Klasse der magnetoresistiven Sensoren, dabei ist der Sensorwiderstand eine Funktion der magnetischen Feldstärke. Zu den wichtigsten magnetoresistiven Effekten zählen:

- Halleffekt
- Anisotroper magnetoresistiver (AMR) Effekt
- Giant magnetoresistiver (GMR) Effekt
- Tunnel magnetoresistiver (TMR) Effekt
- Colossal magnetoresistiver (CMR) Effekt

---

Für Diagnose- und Forschungszwecke werden auch im medizinischen Bereich magnetische Felder biologischen Ursprungs gemessen.

- Magnetoenzephalographie, Messung der magnetischen Felder des Gehirnes
- Magnetokardiogramm, Messung der magnetischen Felder des Herzens
- Magnetomyographie, Messung der magnetischen Felder von Muskeln
- Magnetogastrographie, Messung der magnetischen Felder des Magen- und Darmtraktes

Weitere medizinische Anwendungen welche auf der Messung des Magnetfeldes basieren sind z.B. magnetische Tracer zur Untersuchung des Verdauungstraktes oder magnetische Nanopartikel welche als Marker zur DNA Sequenzierung zum Einsatz kommen, [4].

## **Aufbau der Arbeit**

Die Arbeit teilt sich in drei große Bereiche. Der erste Bereich umfasst eine Erläuterung der am häufigst verwendeten magneto-resistiven Sensorkonzepte und die Begründung weshalb die Sensorwahl zu Gunsten des GMR-Sensorprinzips fiel. Danach wird das verwendete Testequipment erklärt, welches alle benötigten Instrumente zur Bonddrahtdetektion beinhaltet.

Im zweiten Teil wird näher auf den Sensor, die Messstrategie und das Platinendesign eingegangen. Nach der Charakterisierung der Sensitivität und Bestimmung des Auflösungsvermögens der GMR-Sensoren wird die zu erwartende Messabweichung durch die Beschaltung des Sensors abgeschätzt. Anschließend werden zwei entwickelten Messstrategien diskutiert, welche die Basis für die Schaltungsentwicklung der Sensorbeschaltung darstellen. Die mit er entwickelten Beschaltung des Sensors aufgenommenen Messergebnisse der verschiedenen Bondingfehler, sind im nächsten Kapitel dargestellt, sowie die Abschätzung des mechanischen Fehlereinflusses welcher sich durch die Positionierung des Chips ergibt.

Im dritten und letzten Teil geht es um die Verarbeitung der Messdaten und die Diskussion der Ergebnisse der Arbeit. In *Matlab*<sup>®</sup> wurden anschließend zwei Methoden entwickelt, um aus den aufgenommenen Messdaten, Bondingfehler erkennen zu können. Am Ende der Arbeit wird ein möglicher biomedizinischer Einsatz der Sensoren diskutiert und auf alternative Detektionsmethoden zur Erkennung von Bondingfehlern eingegangen. Zum Schluss wird aufgezeigt wie eine mögliche Umsetzung dieses Testkonzeptes in eine produktive Umgebung aussehen könnte und welche Herausforderungen hierzu noch gemeistert werden müssen.

## 2 Magnetische Sensorprinzipien

Im technischen und medizintechnischen Bereich werden magnetische Flussdichten in der Größenordnung von einigen femto Tesla bis hin zu einigen Tesla gemessen. Je nach der Größe der zu messenden Flussdichte, kommen passende Sensoren zum Einsatz. Von großem Interesse sind in dieser Arbeit vor allem magnetoresistive (MR) Sensorkonzepte, bei welchen der Sensorwiderstand eine Funktion der magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$  ist. Die Widerstandsänderung des bipolaren oder unipolaren MR-Sensors wird dabei in den häufigsten Fällen relativ zu  $R_0$  angegeben, Gl. 2.1, in manchen Fällen ist es jedoch praktischer die absolute Widerstandsänderung  $\Delta R$  anzugeben, um z.B. auf die absolute Feldstärke rückrechnen zu können [5].

$$R_{rel} = \frac{R - R_0}{R_0} = \frac{\Delta R}{R_0} \quad (2.1)$$

Magnetische Felder biologischen Ursprungs sind im Vergleich zu den anderen Feldern sehr klein,

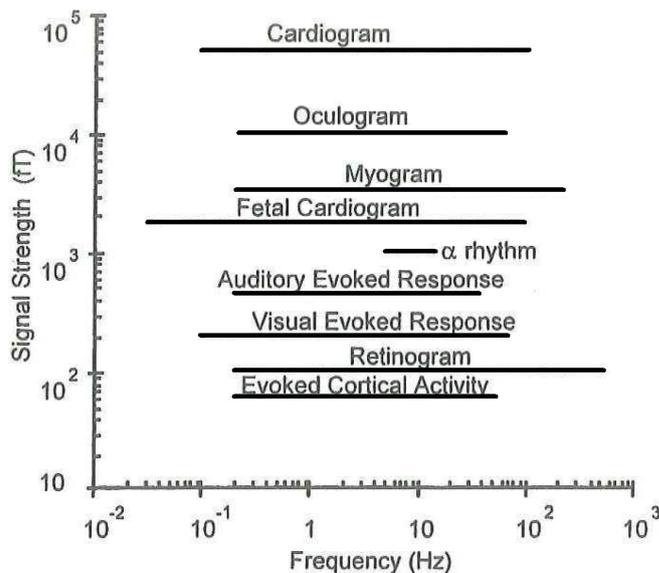


Abbildung 2.1: Magnetische Flussdichten biologischen Ursprungs. Diese reichen von evozierten kortikalen Aktivitäten im femto-Tesla-Bereich bis hin zu Kardiogrammen im hohen piko-Tesla-Bereich [5].

Abb. 2.1. Zum Messen dieser kleinsten Flussdichten im Bereich von piko-Tesla bis femto-Tesla, bedarf es extrem sensitiven Magnetometern, sogenannten SQUIDs (Superconducting Quantum Interference Device).

## 2.1 Halleffekt

Der Halleffekt wurde 1879 durch Edwin Hall entdeckt. Der Effekt beschreibt die Widerstandsänderung eines dünnen leitenden Blättchens aufgrund eines magnetischen Feldes. Bewegt sich eine elektrische Ladung mit der Geschwindigkeit  $\vec{v}$  durch ein magnetisches Feld  $\vec{B}$ , wirkt eine Kraft  $\vec{F}$ , die Lorentzkraft, gemäß der Gleichung 2.2, auf diese Ladung. Das Vorzeichen der Ladung gibt an, in welche Richtung diese abgelenkt wird.

$$\vec{F} = q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.2)$$

Die Ladungsträger werden durch die Lorentzkraft abgelenkt, dadurch kommt es zu einer Ladungstrennung und es entsteht ein elektrisches Feld  $\vec{E}$ , Abb. 2.2. Es kommt zu einem Gleichgewichtszustand zwischen der Coloumbkraft zufolge des elektrischen Felds und der Lorentzkraft,

$$q\vec{E}_H + q(\vec{v} \times \vec{B}) = 0. \quad (2.3)$$

Die Hallspannung  $U_H$  kann mit Gl. 2.4 auf der nächsten Seite berechnet werden. Sie ist

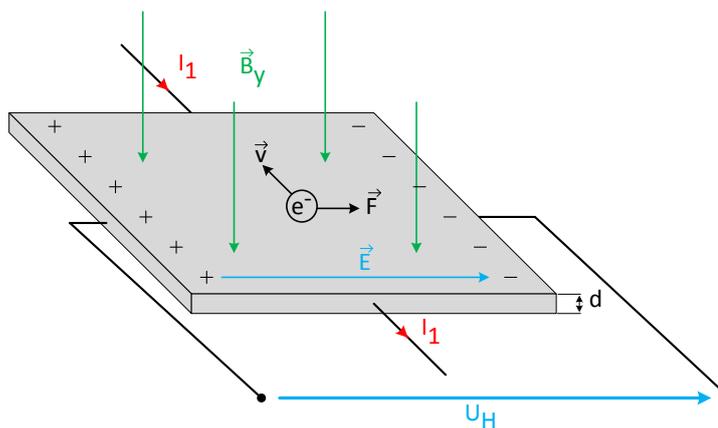


Abbildung 2.2: Halleffekt.

abhängig von der Dicke  $d$  des Blättchens und der Dichte der freien Ladungsträger im Material des Blättchens. Je dünner das Blättchen ist, desto größer wird die Hallspannung und je höher die Dichte der Ladungsträger  $n$  ist, desto kleiner wird die Hallspannung. Da Halbleiter viel kleinere Ladungsträgerdichten aufweisen als Metalle, kommen diese vorzugsweise in Hallelementen zum

Einsatz.  $A_H$  bezeichnet den Hallkoeffizienten und  $n$  ist die Dichte der freien Ladungen in  $\text{cm}^{-3}$ , Tab. 2.1. Es können damit Felder bis in den nT-Bereich gemessen werden [6].

$$U_H = \frac{A_H}{d} I_1 B_y \quad (2.4)$$

$$A_H \approx \frac{1}{qn} \quad (2.5)$$

| Material | Ladungsträgerdichte $n$ in $\text{cm}^{-3}$ |
|----------|---|
| Cu       | $10^{23}$                                   |
| Si       | $1,02 \cdot 10^{13}$                        |
| GaAs     | $2,1 \cdot 10^6$                            |

Tabelle 2.1: Je kleiner die Ladungsträgerdichte des Materials ist, desto größer wird die Hallspannung  $U_H$  in diesem Material.

In der Tabelle 2.1 sind Ladungsträgerdichten für verschiedene Materialien angeführt. Mithilfe des Halleffektes können auch Driftgeschwindigkeiten der Ladungsträger gemessen werden. Dabei ist das magnetische Feld  $\vec{B}$  konstant und es wird die Hallspannung in Abhängigkeit der Driftgeschwindigkeit gemessen. So kann z.B. in Gefäßen die Geschwindigkeit des Blutflusses bestimmt werden. Dabei werden die im Blut vorkommenden Natriumionen  $\text{Na}^+$  und Chlorionen  $\text{Cl}^-$  durch die Lorentzkraft in entgegengesetzte Richtung abgelenkt. Dies führt zu einer Hallspannung  $U_H$  die an den Außenwänden des Blutgefäßes gemessen werden kann. Ist das Magnetfeld senkrecht zur Flussrichtung ausgerichtet, kann die Fließgeschwindigkeit mit Gl. 2.6 berechnet werden.  $d$  steht dabei für die Dicke des Blutgefäßes.

$$v = \frac{U_H}{Bd} \quad (2.6)$$

## 2.2 AMR Effekt

Der **Anisotrope Magneto-resistive Effekt** (Anisotropic Magnetoresistance: AMR) geht auf die anisotropische Spin-Bahnkopplung der Elektronen zurück. Der AMR Effekt wurde 1857 durch William Thomson entdeckt und ist der am längsten bekannte MR-Effekt. Je nach Stärke des Magnetfeldes richten sich die Spins der Atome des AMR Materials nach diesem aus, folglich kommt es zu einer räumlichen Änderung der Atomorbitale, welche von der Richtung des Magnetfeldes abhängt, Abb. 2.4 auf der nächsten Seite. Dabei ist der Winkel  $\theta$  zwischen der Stromrichtung und der Richtung der Magnetisierung des Materials für die Streuung der Elektronen ausschlaggebend, Abb. 2.3 auf der nächsten Seite. Da die Stromrichtung in den meisten Fällen

fixiert ist, hängt der Widerstand vom äußeren Magnetfeld und dessen Winkel zur Stromrichtung ab, Gl. 2.7. Dabei ist  $\rho$  der spezifische Widerstand in Abhängigkeit von  $\theta$ .  $\rho_0$  ist der spezifische Widerstand bei  $\theta = 0^\circ$  und  $\rho_p$  bei  $\theta = 90^\circ$ . Bei  $\theta = 0^\circ$  erreicht der Widerstand sein Maximum und bei  $\theta = 90^\circ$  sein Minimum. Typische Widerstandsänderungen  $\Delta R/R$  liegen bei 3 bis 4% [5].

$$\rho(\theta) = \rho_0 + (\rho_p - \rho_0)\cos^2(\theta) = \rho_0 + \Delta\rho \cos^2(\theta) \quad (2.7)$$

Ein oft verwendetes Material für AMR Sensoren ist Permalloy (81% Ni und 19% Fe). AMR

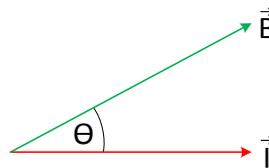


Abbildung 2.3: Winkel  $\theta$  zwischen der Stromrichtung und der Magnetisierung ist entscheidend für den Widerstand des AMR Elementes.

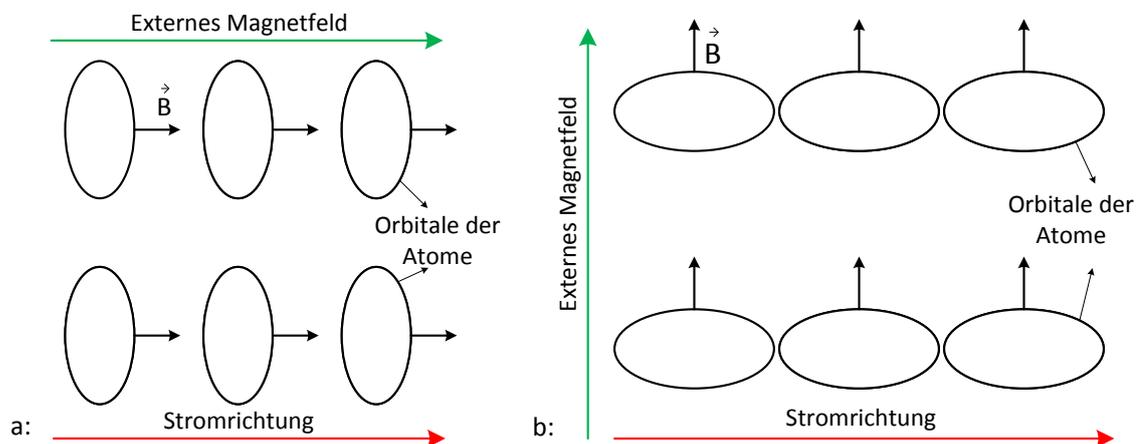


Abbildung 2.4: a: Stromrichtung und magnetische Feldrichtung sind parallel, der Widerstand erreicht ein Maximum. b: Stromrichtung und magnetische Feldrichtung sind orthogonal, der Widerstand erreicht ein Minimum.

Sensoren werden unter anderem in Leseköpfen für Festplatten und in der Automobilindustrie eingesetzt. Es können damit Felder bis in den Bereich von nT gemessen werden.

### 2.3 GMR–Effekt

Der **Gigantische Magnetoresistive Effekt** (Giant Magnetoresistance: GMR) wurde 1988 von Peter Grünberg und Albert Fert entdeckt wofür ihnen 2007 der Nobelpreis für Physik verliehen wurde. Der GMR–Effekt basiert auf einer spinabhängigen Streuung der Leitungselektronen an Grenzschichten. Der Aufbau eines GMR–Sensors besteht im einfachsten Fall aus zwei sehr dünnen ferromagnetischen Schichten die durch eine leitende, nicht ferromagnetische Schicht getrennt sind, Abb. 2.5. Die mittlere freie Weglänge eines Elektrons ist die Distanz, die ein Elektron

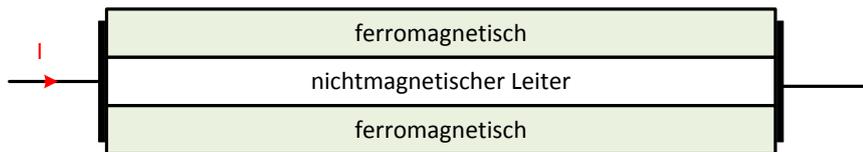


Abbildung 2.5: Aufbau eines GMR–Elementes.

ungehindert zurücklegen kann, bis es zu einer Interaktion mit einem Atom kommt. Ist die Dicke der ferromagnetischen Schichten kleiner als die mittlere freie Weglänge eines Elektrons (10 nm bis 20 nm), wird dieses früher an einer der Schichtgrenzen gestreut. Dies führt dazu, dass die mittlere freie Weglänge abnimmt und der Widerstand in dünnen Schichten steigt. Die Ausrichtung der magnetischen Momente der Atome hängt von der Magnetisierung der Schicht ab in der sich die Elektronen aufhalten. Trifft nun ein Elektron auf die Grenzfläche einer ferromagnetischen Schicht, wird das Elektron dort stark gestreut, wenn der Spin antiparallel zum magnetischen Moment liegt, also zur Magnetisierung. Die mittlere freie Weglänge bleibt kurz. In Abb. 2.6 ist der mögliche Weg zweier Leitungselektronen gezeigt (Blau und Grün). Wird nun ein externes

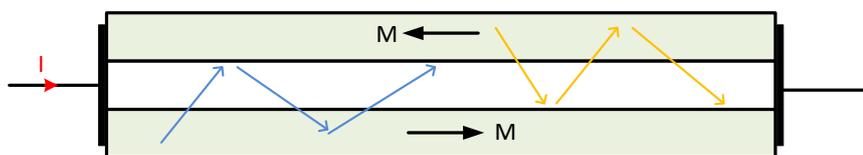


Abbildung 2.6: Streuung zweier Leitungselektronen an den Grenzschichten eines GMR Elements. Die Ausrichtungen der mag. Momente in den zwei Schichten sind antiparallel, dadurch nimmt die mittlere freie Weglänge der Elektronen ab und der Widerstand bleibt dadurch groß.

Magnetfeld angelegt, das groß genug ist um die Magnetisierung einer ferromagnetischen Schicht zu drehen, nehmen die magnetischen Momente der Atome in den beiden ferromagnetischen Schichten den gleichen Zustand an. Die Wahrscheinlichkeit, dass nun ein Elektron mit einem Spinzustand parallel zur Magnetisierungsrichtung an den Grenzschichten gestreut wird nimmt

stark ab. Dadurch vergrößert sich die mittlere freie Weglänge der Elektronen und der Widerstand des GMR-Elementes sinkt, Abb. 2.7. Es kommen also zwei Effekte zum Tragen:

1. Die Widerstandserhöhung aufgrund der Einschränkung der freien mittleren Weglänge in dünnen Schichten.
2. Die spinabhängige Streuung an den Grenzschichten.

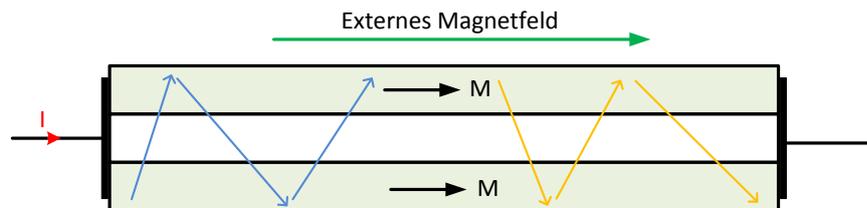


Abbildung 2.7: Streuung zweier Leitungselektronen im GMR-Element bei anliegendem externen Magnetfeld. Die Ausrichtungen der mag. Momente in den zwei Schichten sind parallel, dadurch nimmt die mittlere freie Weglänge der Elektronen zu und der Widerstand sinkt.

In Abb. 2.8 auf der nächsten Seite wird die Magnetisierung der unteren ferromagnetischen Schicht mithilfe einer antiferromagnetischen Schicht fixiert, diese Layerstruktur wird als sogenanntes Spin Valve bezeichnet. Die zweite ferromagnetische Schicht ändert in Abhängigkeit vom externen magnetischen Feld ihre Orientierung. Dies führt wiederum zu einer Widerstandsänderung die abhängig vom äußeren Feld ist. Der maximale Widerstand  $R_{\max}$  des GMR-Elementes wird erreicht, wenn die Magnetisierungen in den beiden ferromagnetischen Schichten antiparallel sind. Der minimale Widerstand  $R_{\min}$  wird erreicht wenn die Magnetisierungen in den beiden ferromagnetischen Schichten parallel sind.

Der Widerstand des GMR-Elementes ist also abhängig vom Winkel  $\theta$  zwischen dem externen Magnetfeld und der Magnetisierungen der fixierten Schicht und kann mit Gl. 2.8 [5] beschrieben werden. Dabei werden je nach gewünschten Einsatzzweck des Sensors Widerstandsänderungen ( $\Delta R/R$ ) von 4% bis 100% erzielt.

$$R(\theta) = R_{par} + \left(\frac{\Delta R}{2}\right) * (1 - \cos(\theta)) \quad (2.8)$$

$$\Delta R = R_{anti} - R_{par} = R_{\max} - R_{\min} \quad (2.9)$$

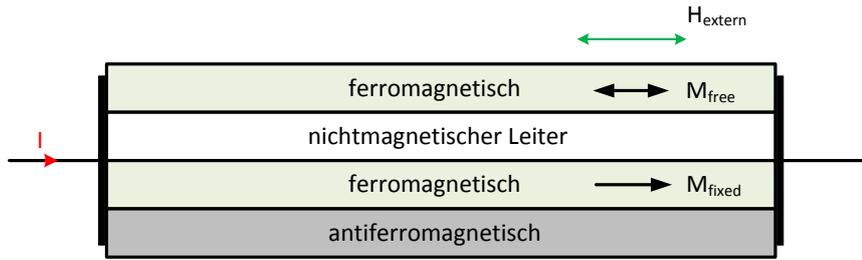


Abbildung 2.8: Spinvalve – Struktur eines GMR-Elementes.

## 2.4 TMR-Effekt

Der **T**unnel **M**agneto**r**esistive Effekt (Tunnel Magnetoresistance: TMR) wurde von M. Julliere 1975 entdeckt [7]. Der Aufbau eines einfachen TMR-Sensors ähnelt dabei stark dem eines GMR-Sensors, Abb. 2.8. Dabei kommt statt der nichtferromagnetischen leitenden Schicht, eine sehr dünne ( $<5$  nm) Isolatorschicht ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ , MgO) zum Einsatz, Abb. 2.9. Der Stromfluss ist dabei vertikal. Diese sehr dünne, nur einige nm dicke, isolierende Schicht, ermöglicht es den Elektronen zwischen den oben und unten liegenden ferromagnetischen Schichten zu tunneln. Die Tunnelwahrscheinlichkeit der Elektronen mit einem bestimmten Spin hängt dabei vom Winkel zwischen den Magnetisierungen der beiden ferromagnetischen Schichten ab. Weist eine ferromagnetische Schicht eine fixe Magnetisierungsrichtung auf und die andere ferromagnetische Schicht richtet sich nach dem externen Magnetfeld aus, kann die Wahrscheinlichkeit des Durchtunnelns der Elektronen von außen beeinflusst werden und somit auch der Widerstand des TMR-Elementes. Der Ladungstransport erfolgt ausschließlich über das Tunneln der Elektronen, dies führt zu einem sehr hohen Widerstand  $R_0$  des TMR-Elementes. Durch den TMR-Effekt werden Widerstandsänderungen ( $\Delta R/R$ ) bis zu 400% erzielt [8]. Verwendet werden TMR-Sensoren vor allen in Leseköpfen von Festplatten, als Sensoren im automobilen Bereich und auch in der Speichertechnik als Magnetoresistiv Random Access Memory (MRAM).

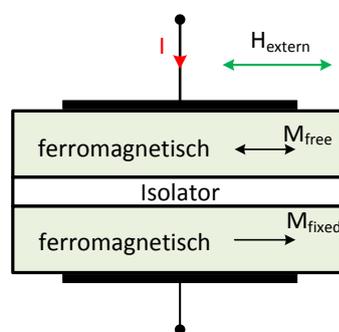


Abbildung 2.9: Spinvalve-Struktur eines TMR-Elementes.

## 2.5 CMR-Effekt

Der **Colossal Magnetoresistive Effekt** (Colossal Magnetoresistance: CMR) wurde 1950 erstmals von G. H. Jonker und J.H van Santen entdeckt [9] [10]. Der CMR Effekt tritt dabei in Perovskit Manganat Verbindungen auf:  $\text{Re}_{1-x}\text{A}_x\text{MnO}_3$ , Abb. 2.10. Re steht dabei für Ionen einer seltenen Erde und A für ein Erdalkali.  $x$  stellt das Verhältnis zwischen Re und A dar, welches die magnetoresistiven Eigenschaften der Verbindung definiert. Der CMR-Effekt tritt nur bei sehr hohen magnetischen Feldern (im Tesla Bereich) und in einem kleinen Temperaturbereich um die Curie Temperatur  $T_C$  auf [8] und [11]. Bei dieser Temperatur kommt es zu einer relativen Widerstandsverringering in der Größenordnung von bis zu  $10^6$  [11]. Aufgrund des kleinen Temperaturbereiches in dem diese großen Widerstandsänderungen auftritt und der geringen Sensitivität, ist die kommerzielle Anwendung der Sensoren noch sehr eingeschränkt. Es wird daran gearbeitet die Sensitivität zu erhöhen und den Temperaturbereich der Sensoren auszuweiten.

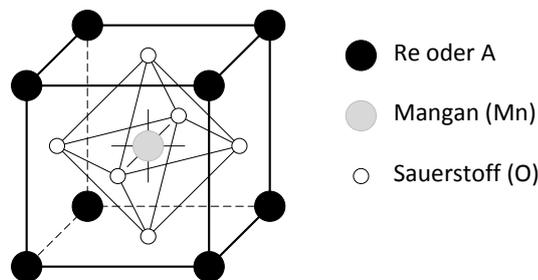


Abbildung 2.10: Kristallstruktur einer Perovskit Manganit Verbindung. Dabei ist Re ein Ion einer seltene Erde, z.B. Lanthan (La) oder Praseodym (Pr) und A ein Alkali, z.B. Kalzium (Ca) oder Strontium (Sr).

## 2.6 SQUID Sensoren

SQUID bedeutet **S**uperconducting **Q**uantum **I**nterference **D**evice. Mit SQUIDS ist es möglich geringste Änderungen der magnetischen Feldstärke zu messen, jedoch nicht den absoluten Wert der Feldstärke zu bestimmen. Da der Sensor nur im supraleitenden Zustand arbeiten kann, sind entsprechend tiefe Temperaturen nötig. Dabei gibt es LTS (low temperature superconductor) und HTS (high temperature superconductor) SQUIDS, je nachdem welches Material zur Fertigung eingesetzt wird. LTS SQUIDS arbeiten mit flüssigem Helium bei einer Temperatur von 4,2 K. HTS SQUIDS arbeiten hingegen mit flüssigem Stickstoff bei einer Temperatur von 77 K. Im medizinischen Bereich finden SQUIDS Anwendung zum Messen von sehr kleinen magnetischen Feldern biologischen Ursprungs bis in den niedrigen  $fT$ -Bereich, 2.11 und 2.1 auf Seite 4. Die Funktionsweise dieser hochpräzisen Magnetometer wird näher in [5, 12, 13] beschrieben.

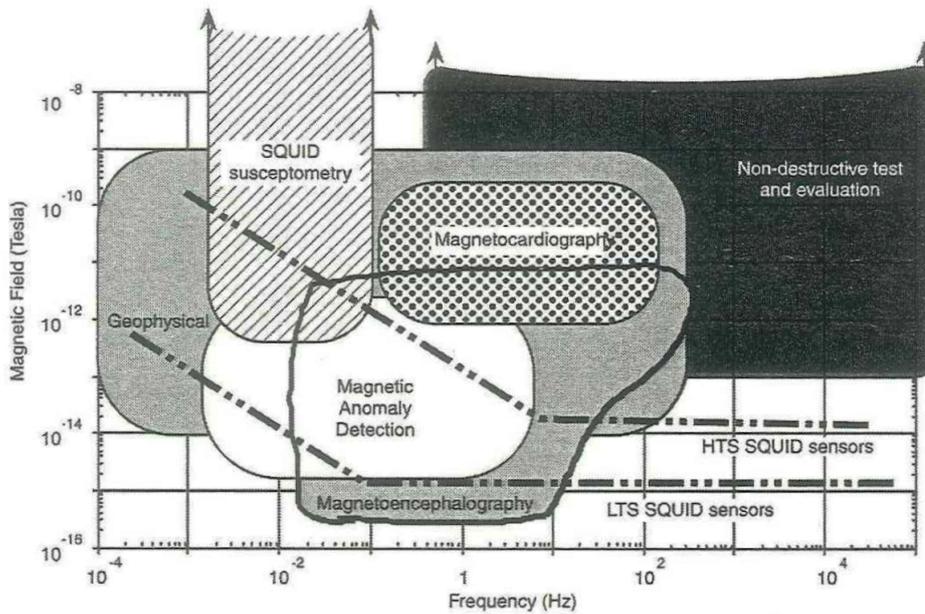


Abbildung 2.11: Detektionsgrenzen von LTS- und HTS-SQUIDs [5].

## 2.7 Auswahlkriterien des Sensorprinzips

Um die magnetische Feldverteilung oberhalb der Bonddrähte messen zu können, muss die Sensitivität und vor allem die Ortsauflösung der Sensoren entsprechend gut sein. Diese Voraussetzung bieten neben GMR-Sensoren auch AMR- und TMR-Sensoren.

Letztlich entscheidend für die Auswahl des GMR-Sensorprinzips war die Möglichkeit, dass die GMR-Sensoren die von Infineon gefertigt werden, für die Anwendung zur Bonddrahtdetektion angepasst werden konnten. Um einen GMR-Sensor anpassen zu können, muss die Geometrie der Bonddrähte bekannt sein sowie die zu erwartenden Unterschiede in der magnetischen Feldstärke zwischen einem guten und defekten Chip. Dies wurde im Zuge einer Dissertation an der JKU Linz in COMSOL simuliert und die Anforderungen an den GMR-Sensor definiert, siehe Kapitel 8.4 auf Seite 93. Der Messbereich der GMR-Elemente des Sensors soll sich von 0 bis ca. 1000 A/m mit einer Auflösung von 1 A/m erstrecken.

Dabei werden die einzelnen GMR-Elemente so über den drei Bonddrähten platziert, Kapitel 4.1 auf Seite 25, dass einerseits das magnetische Feld infolge des Laststromes durch die Bonddrähte, eine maximale Widerstandsänderung in den GMR-Elementen hervorruft und andererseits, die magnetische Feldverteilung aufgenommen werden kann.

In der Abbildung 2.12 ist ein Sensor mit 6 GMR-Elementen eingezeichnet welche symmetrisch über den drei Bonddrähten des Chips platziert sind. Für erste Tests stand ein GMR-Zeilensarray mit 6 GMR-Elementen zur Verfügung, später wurden von Infineon vier verschiedene GMR-Sensordesigns, mit unterschiedlich vielen GMR-Elementen, in verschiedenen geometrischen und elektrischen Anordnungen gebaut. Aufgrund der erhöhten Anzahl der GMR-Elemente der vier Sensordesigns wurde eine externe Beschaltung nötig um alle GMR-Elemente schnell auslesen

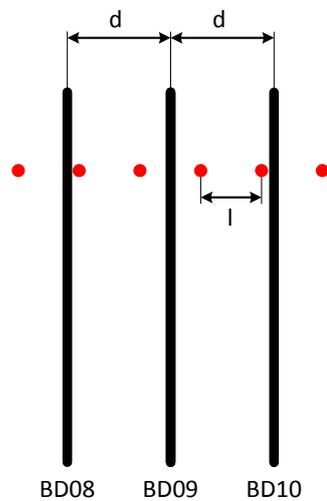


Abbildung 2.12: Der Abstand  $d$  zwischen den drei Bonddrähten BD08, BD09 und BD10 beträgt  $330 \mu\text{m}$ . Die 6 GMR-Element (rot) sind in einem Abstand  $l = 330 \mu\text{m}$  über den Bonddrähten angeordnet. Je nach Sensortyp kann die Anzahl und der Abstand  $d$  der GMR-Elemente variieren.

zu können. Aus diesem Grund musste eines der vier Sensordesigns, nach abwägen der Vor- und Nachteile, zum Aufbau ausgewählt werden, siehe Kapitel 4.3 auf Seite 28.

# 3 Testequipment

In diesem Kapitel wird auf die verwendeten Geräte zur Umsetzung der Diplomarbeit eingegangen welche aus dem Chip an welchem die Magnetfeldmessungen vorgenommen wurden, dem Teradyne Testsystem, den zusätzlichen Messgeräten zur Rauschmessung und den GMR-Sensoren bestehen.

## 3.1 Device Under Test

Als Device Under Test (DUT) wurde ein PROFET (Protected-FET) Chip vom Typ Infineon BTS5120-2EKA verwendet, dabei handelt es sich um einen zwei Kanal Highside Power MosFET Switch mit einem spezifizierten Einschaltwiderstand von  $120\text{ m}\Omega$  zum Schalten von elektrischen Lasten im automobilen Bereich, Abb. 3.1. Pro Ausgangskanal werden drei Bonddrähte parallel platziert, wobei die Bonddrähte im Package am Leadframe elektrisch verbunden sind. Beide Ausgänge können mit einem Dauerstrom von max.  $2,5\text{ A}$  belastet werden. Im Kurzschlussbetrieb limitiert der Chip den Ausgangsstrom auf einen maximalen Strom von  $9\text{ A}$ , für detailliertere Information zum IC siehe Datenblatt [14].

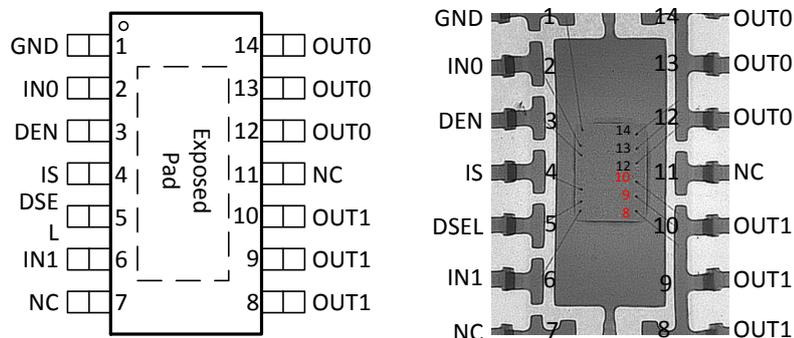


Abbildung 3.1: Die Pins der jeweiligen Ausgänge OUT0 (12, 13 und 14) und OUT1 (8, 9 und 10) sind intern am Leadframe verbunden. Die Messungen des Magnetfeldes fanden oberhalb der Bonddrähte des Ausganges OUT1 statt (rot markiert).

## Fehlerfälle

Standardmäßig werden pro MosFET–Ausgang drei parallele Bonddrähte zur Verbindung des DIES mit den Pins, welche am Leadframe zusammenschaltet sind, eingesetzt, Abb. 3.1 auf der vorherigen Seite. Daher ergeben sich bei der Betrachtung des Ausganges OUT1 sechs unterschiedliche Fehlerpermutationen:

- NO08: Bonddraht Nr. 8 fehlt, Abb. 3.2 auf der nächsten Seite.
- NO09: Bonddraht Nr. 9 fehlt, Abb. 3.3 auf der nächsten Seite.
- NO10: Bonddraht Nr. 10 fehlt, Abb. 3.4 auf der nächsten Seite.
- EX08: Nur Bonddraht Nr. 8 ist vorhanden, Abb. 3.5 auf der nächsten Seite.
- EX09: Nur Bonddraht Nr. 9 ist vorhanden, Abb. 3.6 auf der nächsten Seite.
- EX10: Nur Bonddraht Nr. 10 ist vorhanden, Abb. 3.7 auf der nächsten Seite.

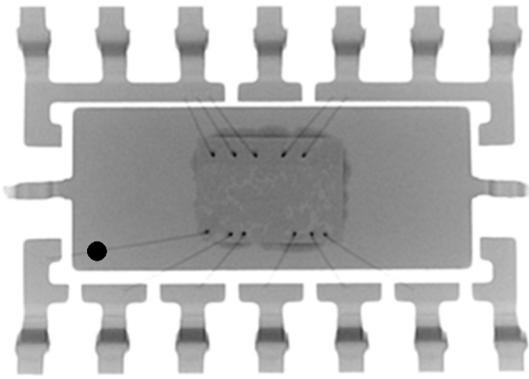


Abbildung 3.2: Röntgenbild des Fehler-  
typs NO08.

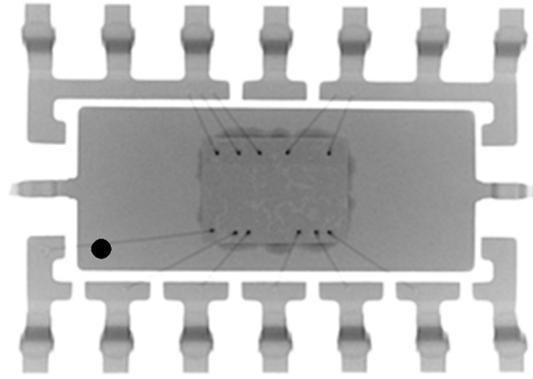


Abbildung 3.3: Röntgenbild des Fehler-  
typs NO09.

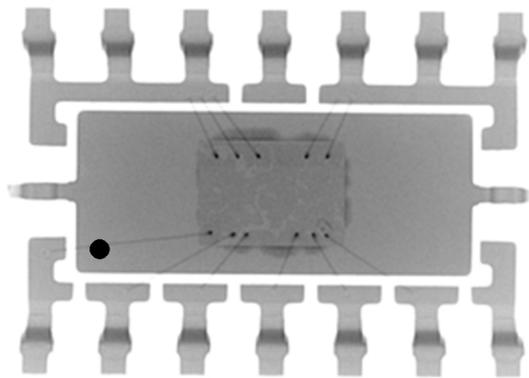


Abbildung 3.4: Röntgenbild des Fehler-  
typs NO10.

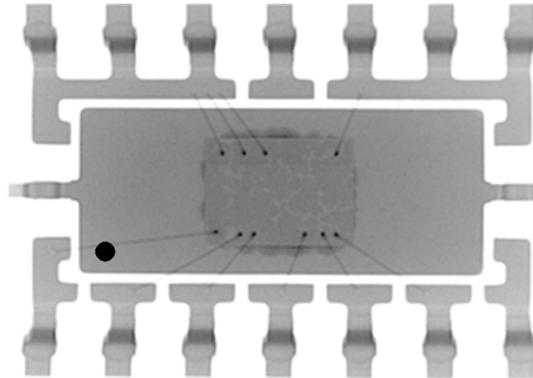


Abbildung 3.5: Röntgenbild des Fehler-  
typs EX08.

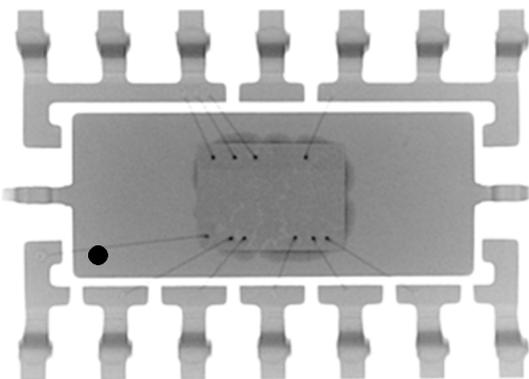


Abbildung 3.6: Röntgenbild des Fehler-  
typs EX09.

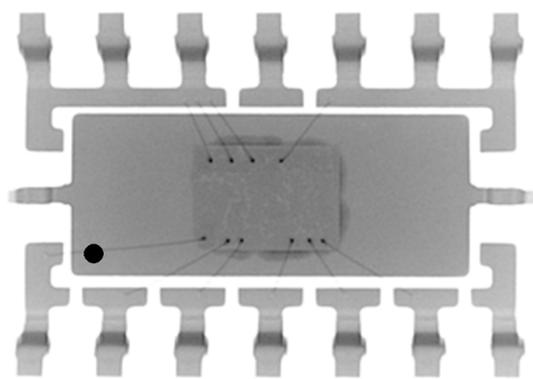


Abbildung 3.7: Röntgenbild des Fehler-  
typs EX10.

## 3.2 Teradyne Microflex Testsystem

Dieses System wird bei Infineon vor allem zum Testen von Chips eingesetzt und stellt alle benötigten Instrumente wie Strom/Spannungsquellen und Messinstrumente zur Verfügung. Im Wesentlichen besteht das System aus dem mechanischen Testaufbau und den elektrischen Instrumenten die nun in Folge genauer analysiert werden sollen.

### 3.2.1 Mechanischer Testaufbau

Die Basis des mechanischen Messaufbaus bildet das Testsystem Microflex von Teradyne. Für jeden Chip von Infineon wird ein sogenanntes Device Interface Board (DIB) entwickelt, Abb. 3.12 auf Seite 20. Das DIB ist die Schnittstelle zwischen dem zum Testen benötigten Instrumenten des Testsystems und dem Chip, auch Device Under Test (DUT) genannt. Das DIB besteht aus einer Leiterplatte die auf einem Aluminiumrahmen geschraubt ist. Das DIB wird mit seinem Metallrahmen am Testsystem mechanisch stabil verriegelt. Der Kontakt zwischen dem Testsystem und dem DIB wird über die Stiftleisten des Testsystems hergestellt die auf der Unterseite der Leiterplatte beim Verriegeln des DIBs kontaktiert werden.

Je nach Komplexität des zu testenden Chips können mehrerer Chips parallel getestet werden, was zu einer Testzeitersparnis und somit eine Kostenreduktion führt. Da bei diesem Projekt die Parallelität des Testens keine Rolle spielte, wurde aus den Quellen und Messinstrumenten der verbleibenden parallelen Testplätze ein gemeinsamer Testplatz geschaffen, welcher alle Quellen und Messinstrumente für die Beschaltung des GMR-Sensors und des DUTs bereit stellte. Zum Kontaktieren des DUTs und zum Abgreifen der Quellen und Messinstrumente von den parallelen Messplätzen, wurden passende Kontakteinheiten verwendet. In Abb. 3.8 auf der nächsten Seite ist der mechanische Messaufbau zusammengefasst.

Die Kontakteinheit, mit welcher das DUT kontaktiert wird, besitzt im oberen Teil eine runde Öffnung, in welche der GMR-Sensor zum DUT geführt und oberhalb des Ausgangs OUT1 fixiert wird, Abb. 3.9 auf Seite 19. In Abb. 3.10 auf Seite 19 ist der Aufbau der Sensorplatinenhalterung als CAD Modell zu sehen und in Abb. 3.11 auf Seite 19 ist das System bestehend aus Sensor, Sockel und IC als CAD Modell dargestellt. Die Position des Sensors wurde so gewählt, dass bei einem Ausfall eines oder mehrerer Bonddrähte die größtmögliche Feldänderung gemessen werden kann.

### 3.2.2 Elektrischer Testaufbau

Im Folgenden wird auf den elektrischen Messaufbau eingegangen und die verwendeten Instrumente näher vorgestellt. In Abb. 3.12 auf Seite 20 ist zu erkennen, dass jeder der vier Messplätze, auch Sites genannt, am DIB redundant ausgeführt ist. Die Pins der redundanten Sites (z.B. Site 1.1

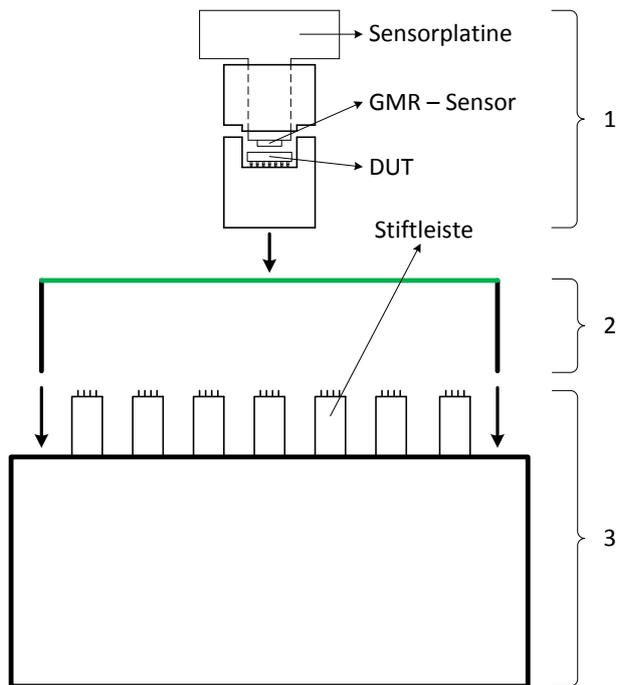


Abbildung 3.8: Teile des mechanischen Messaufbaus. 1: Kontakteinheit mit Leistungshalbleiter (DUT) im unteren und GMR-Sensor im oberen Teil, wird auf der Leiterplatte des DIB verschraubt. 2: Device Interface Board (DIB) bestehend aus einem Aluminiumrahmen und einer Leiterplatte (grün) für die Kontaktierung. 3: Teradyne Microflex Testsystem mit Stiftleisten die von unten die Leiterplatte des DIB kontaktieren.

und Site 1.2) sind elektrisch parallel verbunden. Beim Testen der Halbleiterprodukte spielt aus Kostengründen die Testzeit eine große Rolle. Aus diesem Grund werden mit dem DIB jeweils 4 Chips gleichzeitig getestet, z.B. je ein Chip auf Sites x.1. Während des Testens werden schon vier weitere Chips auf den redundanten Sites x.2 zum Testen vorbereitet. Ist der Test auf den Sites x.1 fertig, müssen die vorbereiteten Chips nur mehr in die Kontakteinheit gedrückt werden. Dies hat den Vorteil, dass die Zeit die benötigt wird um den Chip von außen in die Kontakteinheit zu bringen, wegfällt und somit die Durchsatzrate beim Testen erhöht wird.

### DC30-Instrument

Dieses Instrument wurde zur DUT und GMR-Sensorversorgung eingesetzt. Es kann eine Spannung von bis zu 30V liefern, dabei steht DC für Direct Current. Das DC30 Instrument ist eine auf Masse (DGS, Device Ground Sense) referenzierte Vier-Quadranten-Quelle mit Force- und Senseanschlüssen, Abb. 3.15 auf Seite 22. Der Vier Quadranten Arbeitsbereich ermöglicht es,

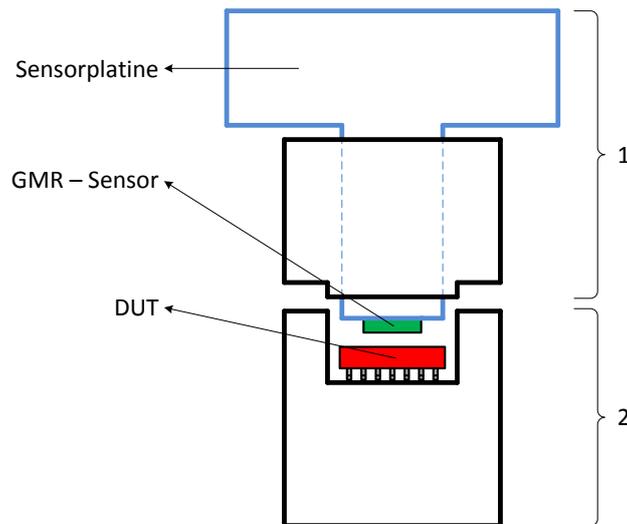


Abbildung 3.9: 1: Oberer Teil der Kontaktseinheit mit Sensorplatine (blau) und GMR-Sensor (grün). 2: Unterer Teil der Kontaktseinheit mit Leistungshalbleiter (rot).

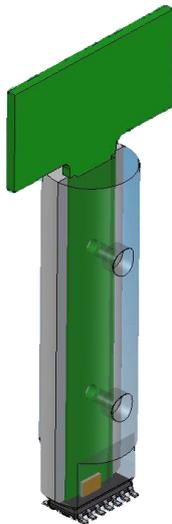


Abbildung 3.10: CAD Zeichnung der Sensorplatinenhalterung welche auch zur mechanischen Versteifung der Sensorplatine dient.

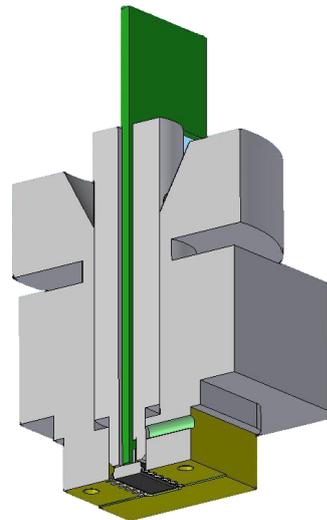


Abbildung 3.11: CAD Zeichnung des Sensors im Sockel.

das Instrument sowohl als Strom/Spannungs-Quelle oder Senke zu betreiben, Abb. 3.14 auf Seite 21. Durch die 4-Leiter Konfiguration mit Force- und Senseanschlüsse sind sehr präzise Spannungsmessungen möglich. Wenn nur eine Versorgungsleitung benötigt wird, ist es ausreichend nur die Forceleitung zu verwenden. In diesem Fall gibt es die Möglichkeit, die Force- und

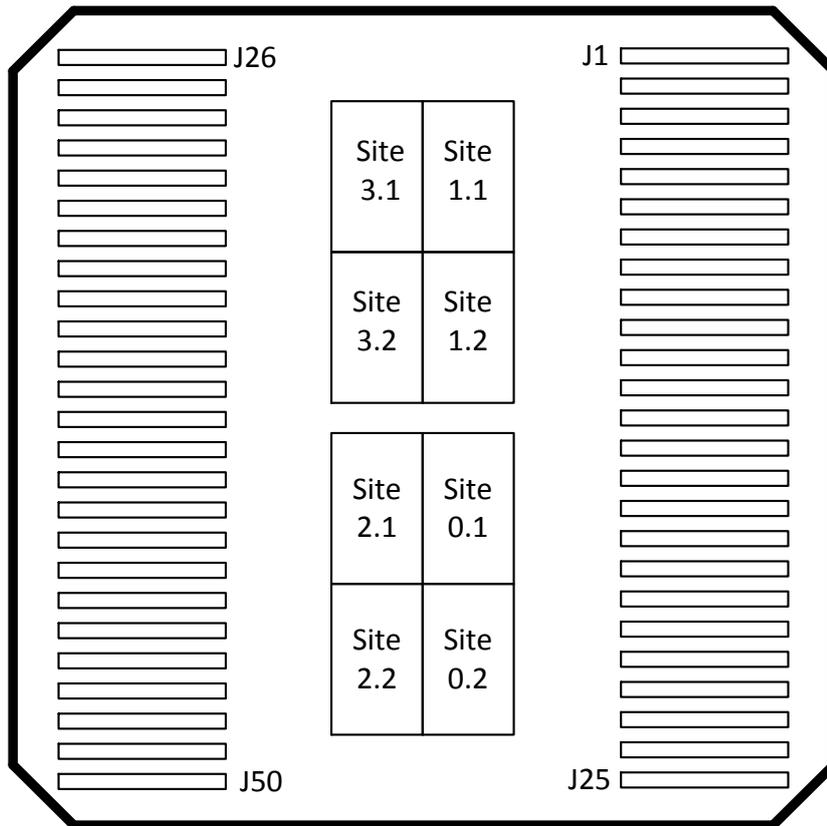


Abbildung 3.12: Prober Interface Board (DIB) mit 4 Sites (0 bis 3) die jeweils redundant ausgeführt sind. Am linken und rechten Rand des Boards sind die Kontakte für die Stiftleisten (J1 bis J50) des Testsystems zu sehen. Ansicht von oben.

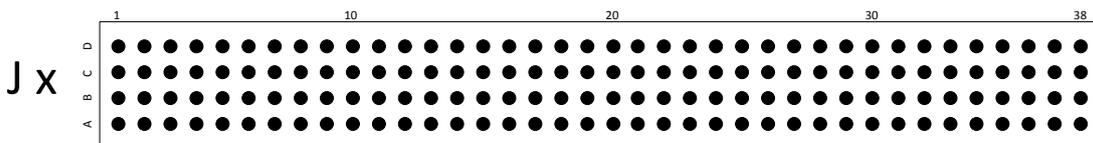


Abbildung 3.13: Das Teradyne Microflex Testsystem kann mit bis zu 50 Stiftleisten (J1 bis J50) ausgerüstet werden. Jede Stiftleiste besteht aus 4 mal 38 Stiften. Über die Software sind die dahinter stehenden Instrumente über die Kombination Stiftleiste–Pinname ansprechbar, z.B. J24.A1.

Senseleitung mithilfe des Local Kelvin Relais im Instrument selbst zu verbinden, dadurch liegt der Sensepunkt nicht mehr am DUT und die Genauigkeit einer Spannungsmessung verringert sich. In Tab. 3.1 auf der nächsten Seite und 3.2 auf der nächsten Seite ist die Genauigkeit für verschiedene Spannungs- und Strombereiche dargestellt.

| Spannungsbereich | Genauigkeit der Spannungsquelle | Messgenauigkeit der Spannung |
|------------------|---------------------------------|------------------------------|
| 0,5V             | 0,05% + 0,9mV                   | 0,05% + 0,9mV                |
| 1V               | 0,05% + 1mV                     | 0,05% + 1mV                  |
| 2V               | 0,05% + 1,2mV                   | 0,05% + 1,2mV                |
| 5V               | 0,05% + 1,6mV                   | 0,05% + 2mV                  |
| 10V              | 0,05% + 2,6mV                   | 0,05% + 4mV                  |
| 20V              | 0,05% + 5mV                     | 0,05% + 7mV                  |
| 30V              | 0,05% + 8mV                     | 0,05% + 10mV                 |

Tabelle 3.1: Genauigkeit des DC30 Instrumentes in verschiedenen Spannungsbereichen [15].

| Strombereiche | Genauigkeit der Stromquelle | Messgenauigkeit des Stromes |
|---------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 20 $\mu$ A    | 0,1% + 30nA                 | 0,1% + 18nA                 |
| 200 $\mu$ A   | 0,1% + 300nA                | 0,1% + 180nA                |
| 2mA           | 0,1% + 3 $\mu$ A            | 0,1% + 1,8 $\mu$ A          |
| 20mA          | 0,1% + 30 $\mu$ A           | 0,1% + 18 $\mu$ A           |
| 200mA         | 0,1% + 300 $\mu$ A          | 0,1% + 180 $\mu$ A          |

Tabelle 3.2: Genauigkeit des DC30 Instrumentes in verschiedenen Strombereichen [15].

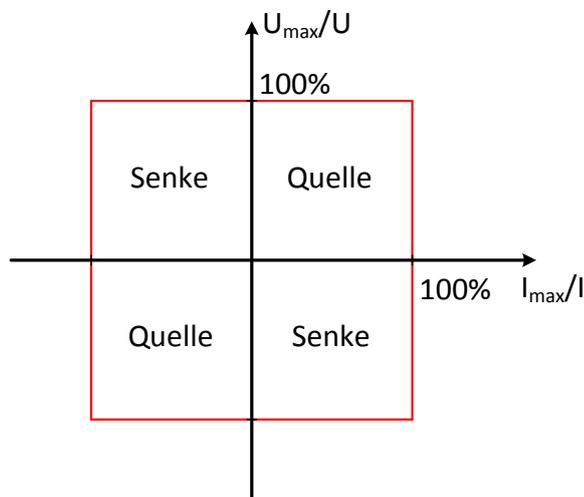


Abbildung 3.14: Der Arbeitsbereich erstreckt sich über alle vier Quadranten. Je nach Arbeitspunkt verhält sich das DC30/DC90 Instrument als Quelle oder Senke.

### DC90–Instrument

Das DC90–Instrument ist wie das DC30 Instrument ein 4-Quadranten Instrument, Abb. 3.14, mit Force– und Senseleitungen. Das Instrument kann bis zu 90V liefern und ist dabei nicht wie

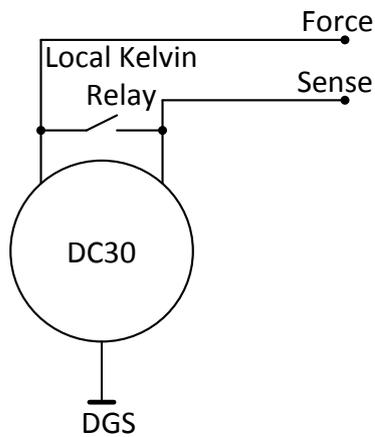


Abbildung 3.15: DC30 Instrument. Das Local-Kelvin Relais ist zum Verbinden der Force- und Senseleitungen. DGS steht für Device Ground Sense, alle DC30 Instrumente verwenden diesen Knoten als Bezugspunkt (globale Masse).

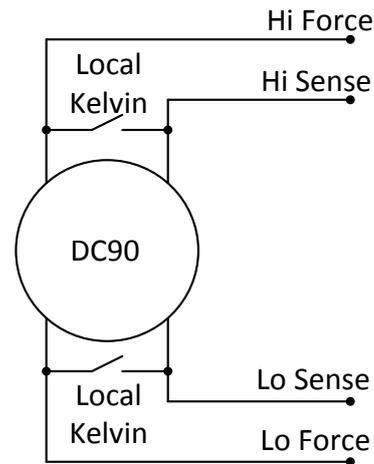


Abbildung 3.16: Das Bezugspotenzial des DC90 Instruments ist von der globalen Masse getrennt, eine sogenannte Floating Ground Konfiguration. Werden nur die Forceleitungen des Instruments benötigt, können Force und Sense intern über das Local-Kelvin Relais kurzgeschlossen werden.

das DC30 Instrument auf DGS referenziert, sondern das Bezugspotenzial kann mit dem Lo Pin, welcher auch über getrennte Force- und Senseleitungen verfügt, selbst definiert werden, Abb. 3.16. Das DC90-Instrument wurde verwendet, um den Laststrom  $I_L$  zur Erzeugung des magnetischen Feldes über die Bonddrähte, einzuprägen. In Tab. 3.3 auf der nächsten Seite und 3.4 auf der nächsten Seite sind die Genauigkeiten verschiedene Spannungs- und Strombereiche dargestellt.

### Differenzial-Meter

Der Differenzial-Meter wird für hoch genaue Spannungsmessungen verwendet. Das Instrument besitzt zwei Senseleitungen mit welchen die zu messende Potenzialdifferenz abgegriffen werden kann, Abbildung 3.17 auf Seite 24. Insgesamt sind vier dieser Instrumente parallel verfügbar. Sie wurden verwendet um den Spannungsabfall  $U_{gmr}$  an den einzelnen GMR-Elementen zufolge eines Stromes aus dem DC30-Instrument zu messen. In der Tabelle 3.5 auf der nächsten Seite sind die Genauigkeiten für verschiedene Spannungsbereiche aufgeführt.

| Spannungsbereich | Genauigkeit der Spannungsquelle | Messgenauigkeit der Spannung |
|------------------|---------------------------------|------------------------------|
| 0,5V             | 0,05% + 4mV                     | 0,05% + 2mV                  |
| 1V               | 0,05% + 4mV                     | 0,05% + 2mV                  |
| 2V               | 0,05% + 4mV                     | 0,05% + 2,5mV                |
| 5V               | 0,05% + 5mV                     | 0,05% + 5mV                  |
| 10V              | 0,05% + 5mV                     | 0,05% + 20mV                 |
| 20V              | 0,05% + 5mV                     | 0,05% + 40mV                 |
| 50V              | 0,05% + 11mV                    | 0,05% + 50mV                 |
| 100V             | 0,05% + 21mV                    | 0,05% + 80mV                 |
| 200V             | 0,1% + 25mV                     | 0,1% + 160mV                 |

Tabelle 3.3: Genauigkeit des DC90 Instrumentes in verschiedenen Spannungsbereichen [15].

| Strombereich | Genauigkeit der Stromquelle | Messgenauigkeit des Stromes |
|--------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 200 $\mu$ A  | 0,1% + 500nA                | 0,1% + 500nA                |
| 20mA         | 0,1% + 20 $\mu$ A           | 0,1% + 30 $\mu$ A           |
| 200mA        | 0,1% + 200 $\mu$ A          | 0,1% + 500 $\mu$ A          |
| 1A           | 0,1% + 1mA                  | 0,1% + 1,5mA                |
| 2A           | 0,1% + 2mA                  | 0,1% + 2mA                  |
| 5A           | 0,1% + 5mA                  | 0,1% + 5mA                  |
| 10A          | 0,1% + 15mA                 | 0,15% + 15mA                |

Tabelle 3.4: Genauigkeit des DC90 Instrumentes in verschiedenen Strombereichen [15].

| Spannungsbereich | Messgenauigkeit (Linearitäts-, Offset-, Commonmode-Fehler) |
|------------------|--|
| 50mV             | 0,05% + 120 $\mu$ V + 6 $\mu$ V/V                          |
| 100mV            | 0,05% + 130 $\mu$ V + 10 $\mu$ V/V                         |
| 250mV            | 0,05% + 180 $\mu$ V + 18 $\mu$ V/V                         |
| 500mV            | 0,05% + 260 $\mu$ V + 32 $\mu$ V/V                         |
| 1V               | 0,05% + 460 $\mu$ V + 57 $\mu$ V/V                         |
| 2,5V             | 0,05% + 1mV + 126 $\mu$ V/V                                |
| 5V               | 0,05% + 2mV + 224 $\mu$ V/V                                |

Tabelle 3.5: Genauigkeit des DC Differenzial-Meter in verschiedenen Spannungsbereichen [15].

### High Speed Digital (HSD)

Das HSD-Instrument kann extrem schnelle Spannungsflanken (bis zu 1,5 V/ns, [15]) für digitale Signale liefern. Wie das DC30 Instrument ist auch das HSD-Instrument auf DGS referenziert. Das HSD-Instrument besitzt eine Treibereinheit und eine Empfängereinheit. Mit der Treibereinheit können in der Zeit und Amplitude frei programmierbare digitale Signale ausgegeben werden. Mit der Empfängereinheit können digitale Signale zu diskreten Zeitpunkten eingelesen und weiterverarbeitet werden. Die Treibereinheit des HSD-Instrumentes wurde dazu verwendet,

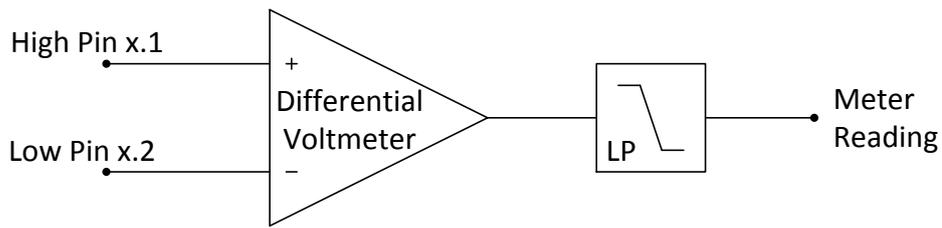


Abbildung 3.17: Prinzipskizze des Differenzial-Meters mit Differenzverstärker. Zur Begrenzung der Messsignalbandbreite wird ein Tiefpass verwendet.

die PhotoMOS-Relais anzusteuern mit welchen die Senseleitungen der GMR-Sensoren zu den Messinstrumenten geschaltet wurden, Kapitel 7 auf Seite 69. Das Instrument kann mit maximal 100 mA in einem Spannungsbereich von  $-1\text{ V}$  bis  $7\text{ V}$  belastet werden.

## 4 GMR–Sensoren

Es wurden zwei Generationen von GMR–Sensoren verwendet. Mit der ersten Sensorgeneration kam ein GMR–Zeilensensor mit 6 GMR–Elementen im Abstand von  $200\ \mu\text{m}$  zum Einsatz, mit der darauf folgenden Generation standen vier verschiedene Sensordesigns zur Auswahl, welche sich durch die geometrische Anordnung ihrer GMR–Sensorelemente unterschieden. Nach dem Abwägen der Vor– und Nachteile der vier Sensordesigns wurde eine Design zum Aufbau eines Messsystems ausgewählt. Der Aufbau dieses Messsystem bestand in der Entwicklung einer Platine zur Beschaltung des Sensors und der Software zum Auslesen der Sensorelemente.

### 4.1 Ausrichtung des Sensors

Um die maximale Widerstandsänderung des Sensors durch das externe Magnetfeld zu erreichen, ist eine genaue Positionierung über dem IC notwendig. Die maximale Höhe des Bonddrahtes ist durch die Ballbondingtechnik kurz nach dem Die, Abb. 4.1. An dieser Stelle kann auch an der Chipoberfläche die größte magnetische Feldstärke gemessen werden. Die absolute Positionierung des Sensors ist in der Abbildung 4.2 auf der nächsten Seite dargestellt. Um dieses magnetische Feldma-

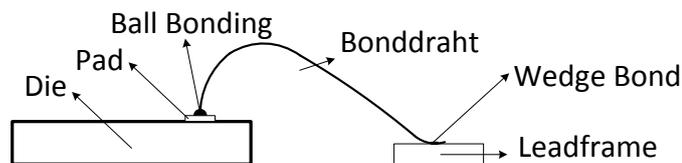


Abbildung 4.1: Durch die Ballbondingtechnik wird die maximale Höhe des Bonddrahtes schon kurz nach dem Die erreicht. Der Bonddrahtdurchmesser beträgt  $50\ \mu\text{m}$ .

ximum auch in eine maximale Sensorwiderstandsänderung umzusetzen, müssen die magnetischen Schichten des Sensors optimal darauf ausgerichtet sein. Ein einzelnes GMR–Element besteht aus einer Serienschaltung von drei GMR–Streifen, welche wiederum aus einzelnen Schichten zu einer Spin–Valve Struktur zusammengefügt sind, Abb. 4.3 auf der nächsten Seite.

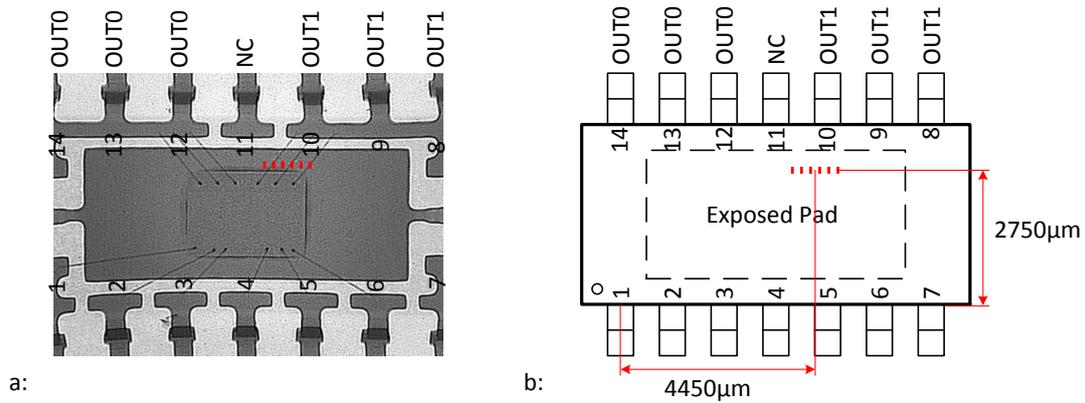


Abbildung 4.2: a: Röntgenbild des Chips mit eingezeichneten Sensorelementen (rot) des 1×6 Sensors. b: Die  $x$ -Position wird von der Mitte des Pin 1 aus gemessen, die  $y$ -Position wird von der Kante des Chipgehäuses aus gemessen.

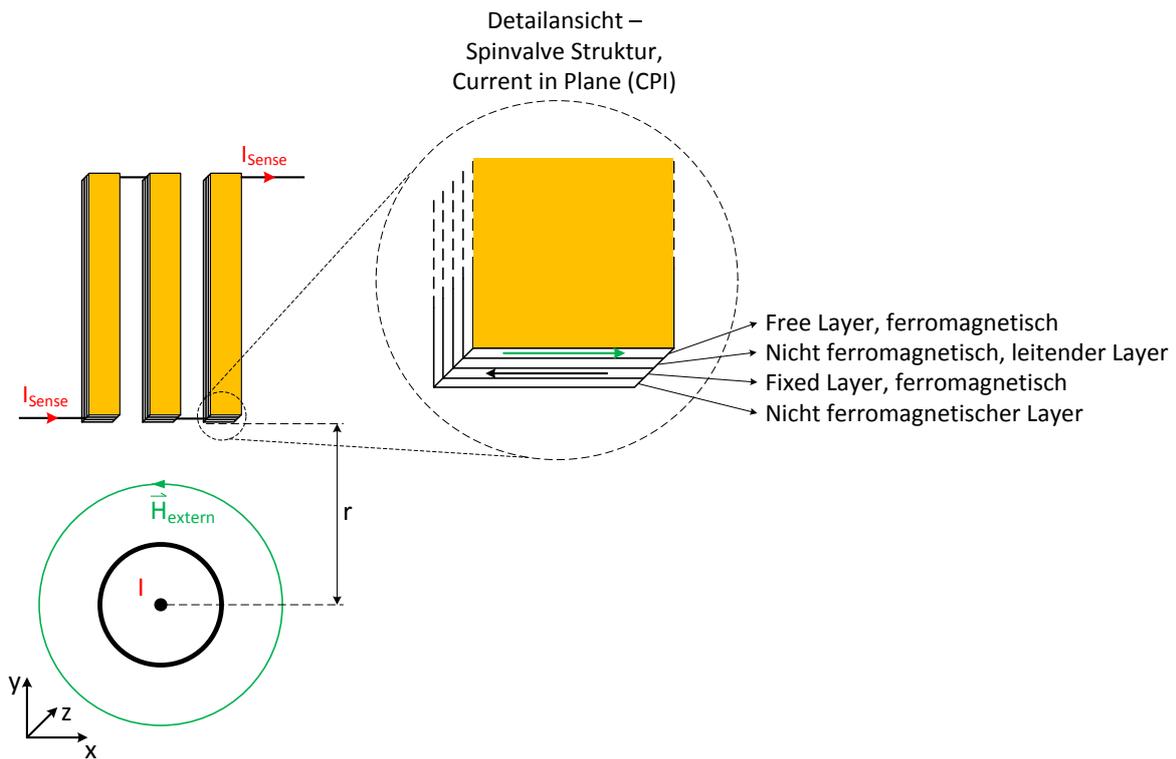


Abbildung 4.3: Schichtaufbau eines GMR-Elementes. Die Position des GMR-Elementes wurde so gewählt, dass das magnetische Feld um den Bonddraht (grün) eine maximale Widerstandsänderung im GMR-Element verursacht. Dies ist dann gegeben, wenn das externe Magnetfeld (grüner Pfeil) parallel zur fixierten Magnetisierung (roter Pfeil) läuft. Siehe Kapitel 2.3 auf Seite 8.

## 4.2 GMR-Sensoren der 1. Generation

Für erste Tests wurde ein GMR-Zeilensensor mit 6 GMR-Elementen mit  $200\ \mu\text{m}$  Abstand verwendet. Diese einzelnen GMR-Elemente sind in Serie geschaltet und weisen einen nominalen Widerstand von ca.  $120\ \Omega$  pro GMR-Element auf. Jedes GMR-Element ist in einer Vierleiterkonfiguration ausgeführt und besitzt damit zwei Senseleitungen, die zum Messen des Spannungsabfalles verwendet werden. Dieser Sensor benötigte aufgrund der geringen Anzahl

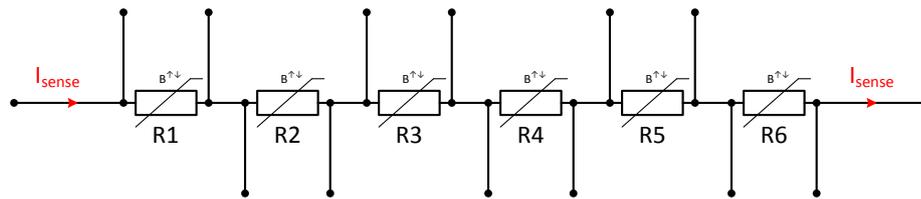


Abbildung 4.4: Schaltbild des ersten Sensordesigns. Jedes GMR-Element ( $R_1$  bis  $R_6$ ) besitzt eigene Senseleitungen um bei der Messung die parasitären Anschlusswiderstände zu eliminieren.

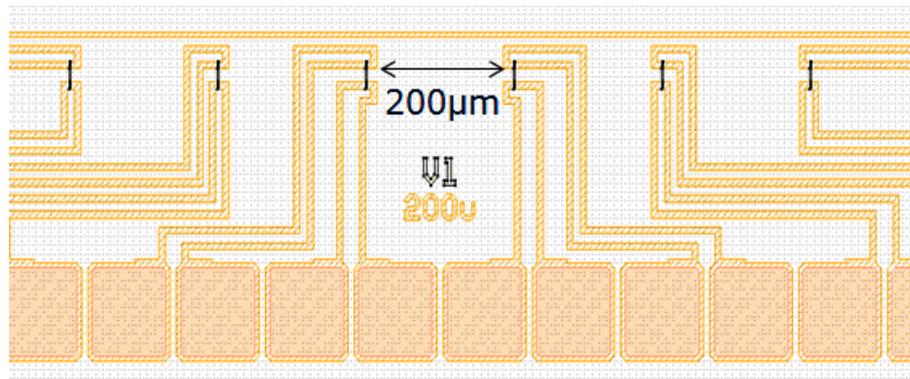


Abbildung 4.5: Layout des GMR-Zeilensensors mit 6 GMR-Elementen mit einem Abstand von  $200\ \mu\text{m}$ .

von nur 6 GMR-Elementen keine externe Beschaltung zum Multiplexen der Senseleitungen. Die Sensorversorgung und die Senseleitungen des GMR-Zeilensensors konnten direkt mit den Instrumenten des Testsystems verbunden werden. Jedoch steigt die Wahrscheinlichkeit eines ESD (Electrostatic Discharge) Schadens durch das direkte Verbinden der GMR-Elemente mit dem Testsystem sehr stark an.

## 4.3 GMR-Sensoren der 2. Generation

Bei den GMR-Sensoren der 2. Generation standen vier verschiedene Designs zur Auswahl. Aufgrund der höheren Anzahl der einzelnen GMR-Elemente pro Sensor im Vergleich zur 1. Sensorgeneration war es notwendig für das ausgewählte Sensordesign eine eigene Platine zu entwickeln, welche es ermöglicht, die einzelnen GMR-Elemente so schnell und genau wie möglich auslesen zu können.

### 4.3.1 Auswahl des GMR-Typs

Zur Verbesserung der Messergebnisse, im Vergleich zum ersten Sensor mit 6 GMR-Elementen, standen vier unterschiedliche Sensordesigns zur Verfügung aus welchen ein Sensordesign für weitere Messungen ausgewählt werden musste:

- Sensordesign DB11 mit 13 GMR-Elementen in Serie, Abb. 4.6 auf Seite 30.
- Sensordesign DB22 mit 26 GMR-Elementen in Serie, Abb. 4.7 auf Seite 30.
- Sensordesign DB34 mit 24 GMR-Elementen in einer 2D Anordnung, Abb. 4.8 auf Seite 30.
- Sensordesign DB43 mit 32 GMR-Elementen in 8 Brückenschaltungen, Abb. 4.9 auf Seite 31.

Bei dem ersten Sensordesign mit 6 GMR-Elementen trat das Problem auf, dass zwei der sechs GMR-Elemente durch ESD-Entladungen beschädigt wurden. Bei der Auswahl des neuen Sensortyps lag aus diesem Grund das Hauptaugenmerk auf Redundanz. Weiters sollte die Positionierung des Sensors über dem Chip gleich bleiben, um einen Umbau des Sockels, der den Sensor beinhaltet, möglichst zu vermeiden.

Nach Abwägung der Vor- und Nachteile fiel die Entscheidung auf das Sensordesign DB22, da es die größtmögliche Anzahl an GMR-Elementen (26) bietet und die Messergebnisse, aufgrund des Linienarrays, mit den Messergebnissen des ersten Sensors vergleichbar sind. Der durch die notwendigen gemeinsamen Senseleitungen verursachte Fehler, wird durch eine Differenzmessung eliminiert.

| Sensortyp | Vorteile  | Nachteile   |
|-----------|---|---|
| DB11:     | <ul style="list-style-type: none"> <li>• 13 GMR-Elemente.</li> <li>• 2 Senseleitungen pro GMR-Element.</li> <li>• Durch das Zeilenarray bleibt die Position des Sensors gleich.</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Aufgrund der zwei Senseleitungen pro GMR-Element erhöht sich auch der schaltungstechnische Aufwand pro GMR-Element.</li> <li>• Längere Testzeit pro GMR, da durch die 2 Senseleitungen zwei Schaltvorgänge zum Umschalten benötigt werden.</li> </ul>  |
| DB22:     | <ul style="list-style-type: none"> <li>• 26 GMR-Elemente.</li> <li>• Durch das Zeilenarray bleibt die Position des Sensors gleich.</li> <li>• Durch die gemeinsamen Senseleitungen der GMR-Elemente verringert sich der Schaltungsaufwand.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Durch die gemeinsamen Senseleitungen wird auch immer ein größerer Zuleitungswiderstand mitgemessen, als bei GMR-Elementen mit jeweils zwei getrennten Senseleitungen.</li> </ul>   |
| DB34:     | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Verteilung des magnetischen Feldes kann in eine zweite Achsrichtung gemessen werden.</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Der Sensor muss neu über dem Chip positioniert werden.</li> <li>• Mit ersten Messergebnissen schwer vergleichbar.</li> </ul>   |
| DB43:     | <ul style="list-style-type: none"> <li>• 32 GMR-Elemente in 8 Brücken angeordnet.</li> <li>• Temperaturkompensation.</li> <li>• Größere prozentuale Widerstandsänderung bei gleicher magnetischen Feldstärke.</li> </ul>                              | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Effektiv nur 8 Messpunkte.</li> <li>• Bei einem defekten GMR-Element, fällt eine ganze Brücke aus.</li> <li>• Die hohe Kontaktpaddichte macht das Kontaktieren schwierig.</li> <li>• Geringere örtliche Auflösung durch die größere geometrische Ausdehnung der Brückenschaltung.</li> </ul> |

Tabelle 4.1: Vor- und Nachteile der verschiedenen Sensordesigns.

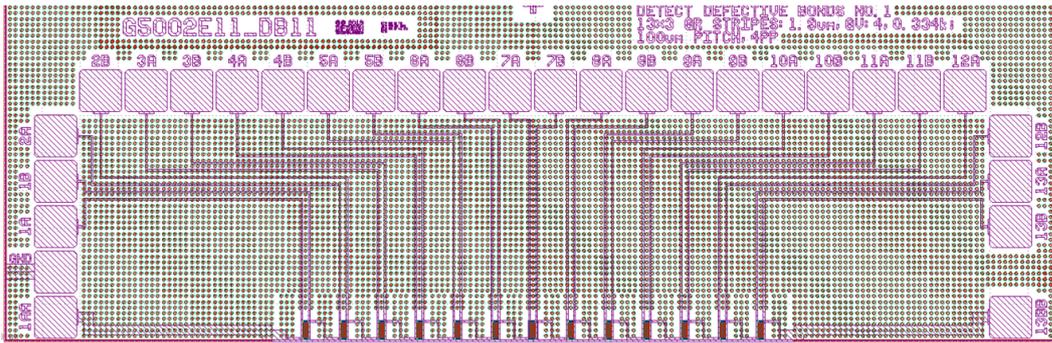


Abbildung 4.6: Layoutbild der Anordnung der 13 GMR-Elemente des Sensortyps DB11.

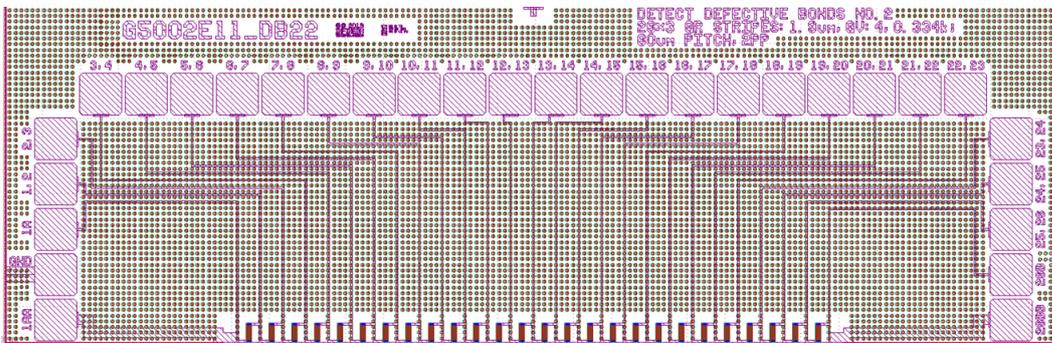


Abbildung 4.7: Layoutbild der Anordnung der 26 GMR-Elemente des Sensortyps DB22.

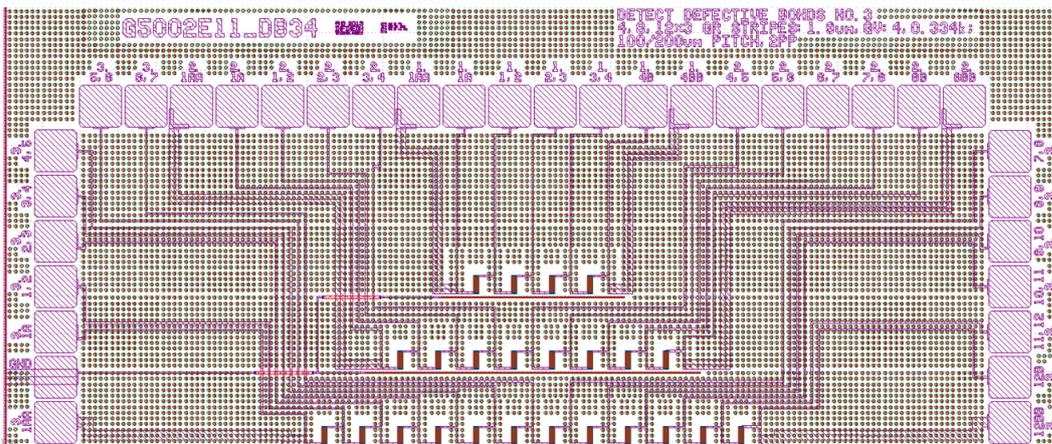


Abbildung 4.8: Layoutbild der 2-dimensionalen Anordnung der GMR-Elemente des Sensortyps DB34.

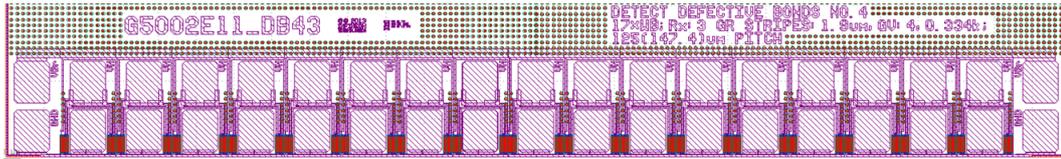


Abbildung 4.9: Layoutbild der Brückenanordnung der GMR-Elemente des Sensortyps DB43.

### 4.3.2 GMR-Zeilensensor $1 \times 26$

Das ausgewählte Sensordesign DB22 besitzt 26 GMR-Elemente mit ca.  $970 \Omega$  pro GMR-Element welche als Linienarray in einem Raster von  $60 \mu\text{m}$  angeordnet sind. Durch die hohe Anzahl an GMR-Elementen werden die Senseleitungen reduziert, um den Verdrahtungsaufwand in Grenzen zu halten. So teilen sich nun zwei GMR-Elemente jeweils eine Senseleitung, Abb. 4.10. Der

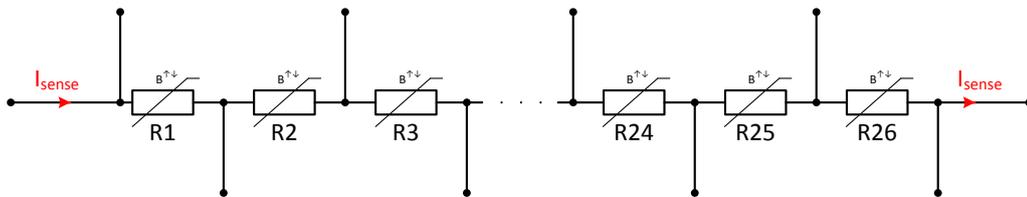


Abbildung 4.10: Schaltbild des Sensortyps DB22. Die GMR-Elemente ( $R1$  bis  $R26$ ) teilen sich jeweils eine Senseleitung.

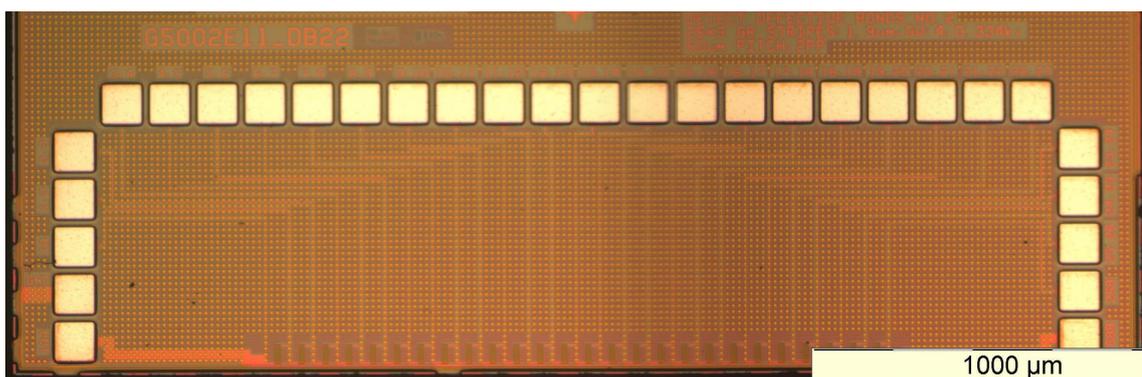


Abbildung 4.11: Das verwendete Sensordesign wird intern mit  $DB22$  bezeichnet. Der Sensor besitzt 30 Kontaktpads (helle Flächen), die zur Verbindung der Versorgungs- und Senseleitungen dienen. Die GMR-Elemente sind am unteren Bildrand zu erkennen.

verwendete Sensortyp befand sich, zusammen mit anderen Sensordesigns, auf einem Wafer,

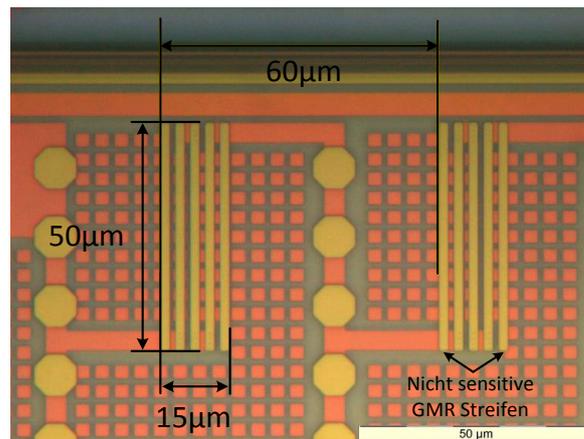


Abbildung 4.12: Auf diesem Bild sind zwei Sensorelemente zu sehen. Der Abstand zwischen den Elementen beträgt  $60 \mu\text{m}$ . Gut erkennbar sind die 5 Streifen der beiden GMR-Elemente, davon sind 2 nicht sensitiv, da diese nicht vom Sensorstrom durchflossen werden.

Abb. 4.13. Um die Strukturen des Sensors genauer zu betrachten, wurde eine Aufnahme des Sensors in der Fehleranalyse in Auftrag gegeben, Abb. 4.11 auf der vorherigen Seite.

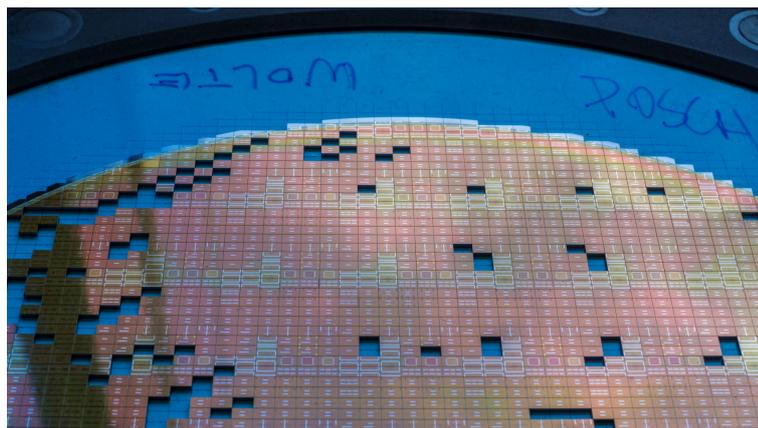


Abbildung 4.13: Der 8 Zoll Wafer ist schon gesägt und befindet sich auf der Sägefolie (blau). Die hellen Strukturen am Wafer sind Kontaktpads der unterschiedlichen Sensoren.

## 4.4 Bestimmung der Sensitivität

Die Bestimmung der Sensitivität der GMR-Sensoren, fand an der Johannes Kepler Universität (JKU) in Linz statt, da dort ein Messplatz mit Helmholtzspule und Verstärkerschaltung vorhanden ist. Der Messaufbau besteht zum einen aus einer Helmholtzspule zur Erzeugung des magnetischen Feldes, und zum anderen aus der Sensorversorgung und einer Verstärkerschaltung, die die Sensorsignale verstärkt.

### 4.4.1 Helmholtzspule

Zur Bestimmung der Sensitivität der Sensoren wird ein räumlich homogenes magnetisches Feld benötigt, welches mit einer Helmholtzspule erzeugt wurde. Als Helmholtzspule wird eine Anordnung von zwei Spulen bezeichnet, deren Radius  $r$  und Abstand  $d$  zueinander im Verhältnis  $r = 2d$  stehen. Die Spulen werden gleichsinnig von Strömen der selben Höhe durchflossen. Die genauen geometrischen Abmessungen der Spulenordnung sind in Tab. 4.2 auf der nächsten Seite und Abb. 4.14 auf der nächsten Seite festgehalten. Es kommt zu einer additiven Überlagerung der beiden magnetischen Felder die durch die Spulen erzeugt werden. Die resultierende magnetische Feldstärkenkomponente  $H_z$  ist linear vom Spulenstrom  $I_C$  abhängig,

$$H_z(z, 0) = \frac{1}{2}r^2I_C \left[ \frac{1}{[r^2 + (d+z)^2]^{\frac{3}{2}}} + \frac{1}{[r^2 + (d-z)^2]^{\frac{3}{2}}} \right]. \quad (4.1)$$

Im Ursprung des Koordinatensystems, Abb. 4.14 auf der nächsten Seite, sind die durch Spule eins und Spule zwei erzeugten Felder gleich groß. Durch Einsetzen von  $z = 0$  und  $d = r/2$  in Gl. 4.1 erhält man

$$H_z(0, 0) = \frac{1}{2}r^2I_C \left[ \frac{1}{[r^2 + (\frac{r}{2})^2]^{\frac{3}{2}}} + \frac{1}{[r^2 + (\frac{r}{2})^2]^{\frac{3}{2}}} \right] = r^2I_C \left[ \frac{1}{[r^2 + (\frac{r}{2})^2]^{\frac{3}{2}}} \right]. \quad (4.2)$$

$$H_z(0, 0) = r^2I_C \left[ \frac{1}{\sqrt{\frac{125}{64}r^3}} \right] = I_C \frac{8}{\sqrt{125}r} \quad (4.3)$$

Die durch Gl. 4.3 berechnete magnetische Feldstärkenkomponente bezieht sich auf ein Spulenpaar mit jeweils einer Windung ( $N = 1$ ) pro Spule. Wenn beide Spulen die gleiche Windungszahl besitzen, kann die magnetische Feldstärkenkomponente durch Multiplikation der Gl. 4.3 mit der Windungszahl  $N$  der Spulen berechnet werden,

$$H_z(0, 0) = I_C \frac{8}{\sqrt{125}r} N. \quad (4.4)$$

Mit den Daten zur verwendeten Helmholtzspule aus Tab. 4.2 auf der nächsten Seite und einem maximalen Spulenstrom  $I_{C,\max} = \pm 10$  A, kann mit Gl. 4.4 auf der vorherigen Seite eine maximale

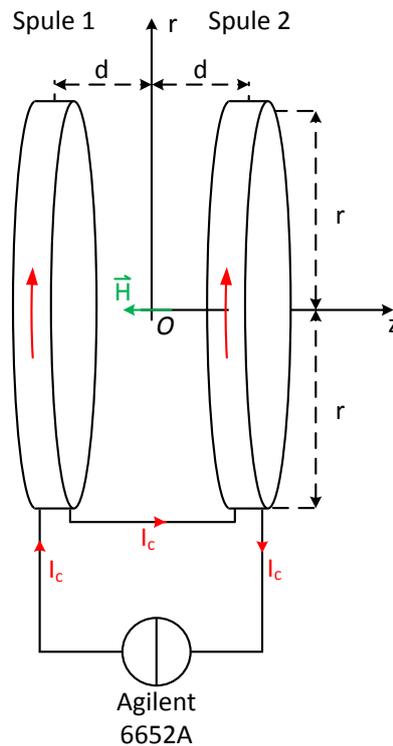


Abbildung 4.14: Helmholtzspule zur Bestimmung der Sensitivität der GMR-Sensoren. Der Sensor wird dabei im Ursprung des Koordinatensystems platziert. Zur Variation des Stromes wurde eine Stromquelle von Agilent vom Typ 6652A verwendet.

magnetische Feldstärke von  $H_{z,\max} = \pm 1730 \text{ A/m}$  im Mittelpunkt der beiden Spulen berechnet werden.

#### 4.4.2 Verstärkerschaltung

Um den Temperatureinfluss durch die Eigenerwärmung der Sensoren möglichst gering zu halten, wurden die GMR-Elemente mit einem Strom  $I_s$  von  $150 \mu\text{A}$  versorgt. Die dementsprechend geringe Sensorspannung  $U_{gmr}$  an den einzelnen GMR-Elementen musste verstärkt werden. Zur

|                    |
|--------------------|
| $N = 50$           |
| $d = 100\text{mm}$ |
| $r = 207\text{mm}$ |

Tabelle 4.2: Daten zu der verwendeten Helmholtzspule.

Erzeugung des Stromes  $I_s$  und zur Verstärkung der Sensorspannung  $U_{gmr}$  der GMR-Elemente, wurde eine an der JKU entwickelte Konstantstromquelle und eine geeignete Verstärkerschaltung verwendet. Zum Messen der verstärkten Spannung wurde eine National Instrument DAQ PCI-6221 Karte eingesetzt, Abb. 4.15. Die Schaltung der Konstantstromquelle ist in Abb. 4.16 auf der

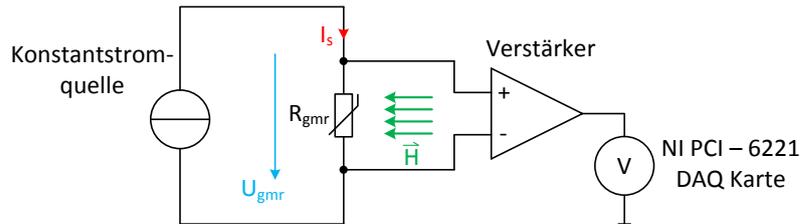


Abbildung 4.15: Messung des Spannungsabfalls an einem GMR-Element in Abhängigkeit des magnetischen Feldes  $\vec{H}$ , welches durch die Helmholtzspule erzeugt wird.

nächsten Seite dargestellt. Der Sensorstrom  $I_s$  kann über den variablen Widerstand  $R_P$  in einem Bereich von  $18 \mu\text{A}$  bis  $960 \mu\text{A}$  eingestellt werden. Der Sensorstrom  $I_s$  wird wie folgt berechnet:

$$U_1 = 5 \text{ V} \cdot \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 160 \text{ k}\Omega} = 1,92 \text{ V} \quad (4.5)$$

$$U_1 = U_2 \quad (4.6)$$

$$I_s = \frac{U_2}{2 \text{ k}\Omega + R_P} \quad (4.7)$$

$$I_{s,low} = \frac{1,92 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} = 19 \mu\text{A} \quad (4.8)$$

$$I_{s,high} = \frac{1,92 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega + 1 \Omega} = 960 \mu\text{A} \quad (4.9)$$

Zum Messen des Spannungsabfalles an den GMR-Elementen wurde die Verstärkerschaltung in Abb. 4.17 auf der nächsten Seite verwendet. Das Herzstück bildet dabei der High-Side-Current-Sense-Verstärker MAX9922 von Maxim. Mit einem Operationsverstärker vom Type AD8551 der als Spannungsfolger beschaltet ist, wurde der Potenziereingang des Verstärkers hochohmig verbunden. Die Verstärkung (250, 120, 30) der Schaltung kann mit einem Schalter über die  $226 \text{ k}\Omega$  und  $33 \text{ k}\Omega$  Widerstände eingestellt werden. Die verstärkte Sensorspannung  $U_{gmr}$  wurde mit einem NI PCI-6221 DAQ aufgenommen, Abb. 4.15.

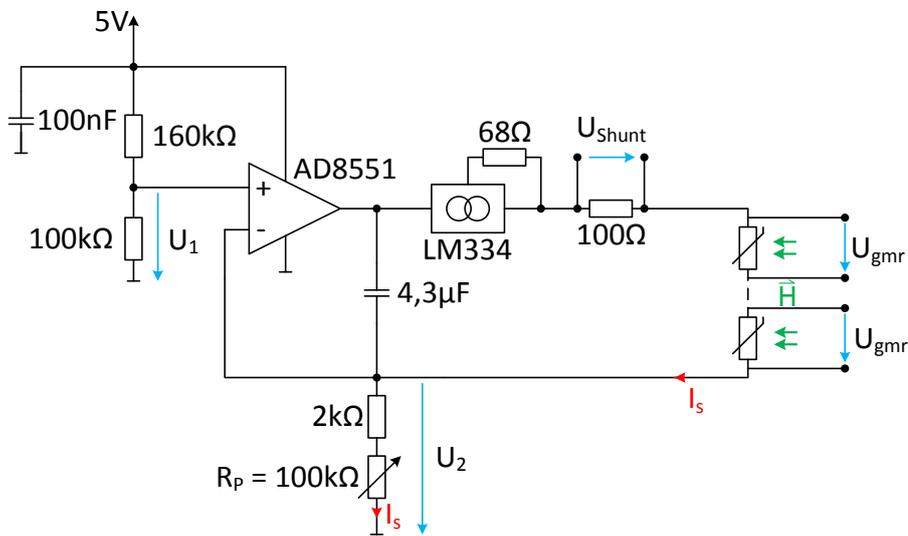


Abbildung 4.16: Die Schaltung der Konstantstromquelle besteht aus einem Operationsverstärker vom Typ AD8551 der nichtinvertierend beschaltet ist. Zur Begrenzung von Stromspitzen wurde ein Baustein von Texas Instruments (LM334) verwendet.

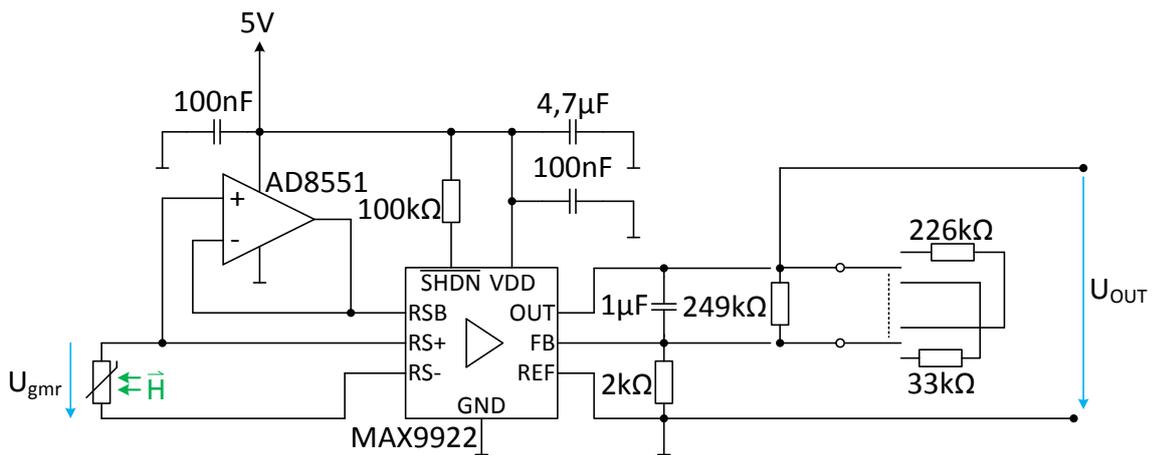


Abbildung 4.17: Verstärkerschaltung mit einstellbarer Verstärkung. Mit den Widerständen 226 kΩ und 33 kΩ kann die Verstärkung eingestellt werden.

### 4.4.3 GMR–Sensoren der 1. Generation

Der Spulenstrom  $I_C$  der Helmholtzspule wurde zwischen  $\pm 10$  A variiert und dabei die resultierende Widerstandsänderung der GMR–Elemente durch Strom/Spannungsmessung bestimmt, Abb. 4.19 auf der nächsten Seite. In Abb. 4.18 auf der nächsten Seite ist der aus dem Spulenstrom und den geometrischen Abmessungen der Spule, berechnete Feldverlauf dargestellt, Gl. 4.4 auf Seite 33. Die so bestimmte Sensitivität ist in Tab. 4.3 dargestellt und beträgt somit im Mittel ca.  $1,6 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$ .

| GMR–Element | Sensitivität $s$ in $\text{m}\Omega/\text{A}/\text{m}$ | Sensitivität $s$ in $\text{m}\Omega/\mu\text{T}$ |
|-------------|--|--|
| 1           | 1,718  | 1,367  |
| 2           | 1,775  | 1,413  |
| 3           | 1,55   | 1,233  |
| 4           | 1,123  | 0,894  |
| 5           | 1,848  | 1,47   |
| 6           | 1,624  | 1,292  |

Tabelle 4.3: Sensitivität der verschiedenen GMR–Elemente des  $1 \times 6$  Zeilensensors. Für die Berechnung der Sensitivität in  $\text{m}\Omega/\mu\text{T}$  wurde ein  $\mu_r$  von 1 angenommen.

Im Zuge der Charakterisierung der ersten Sensorgeneration mit 6 GMR–Elementen wurde der GMR–Sensor nochmals mit dem Messsockel, Abb. 3.11 auf Seite 19 im Kapitel 3.2 auf Seite 17, in der Helmholtzspule charakterisiert. Dies diente zur Überprüfung ob im Sockel ferromagnetische Materialien verbaut sind welche die Messungen verfälschen könnten. Das Ergebnis der Messungen ist identisch mit denen ohne Sockel, ein Sockeleinfluss kann damit ausgeschlossen werden.

### 4.4.4 GMR–Sensoren der 2. Generation

Zur Anregung des Sensors wurde der gleiche Aufbau wie bei dem  $1 \times 6$  Sensor verwendet. Die so bestimmte Sensitivität ist in Tab. 4.4 auf Seite 39 dargestellt und beträgt somit im Mittel ca.  $15,26 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$  oder  $12,14 \text{ m}\Omega/\mu\text{T}$ . In der Abbildung 4.22 auf Seite 39 ist exemplarisch der gemessene Sensitivitätsverlauf eines einzelnen GMR–Elements dargestellt. Die mittlere Sensitivität ist ca. um das 10–fache höher als beim  $1 \times 6$  Sensor der ersten Generation, bei nahezu gleichbleibender Ortsauflösung.

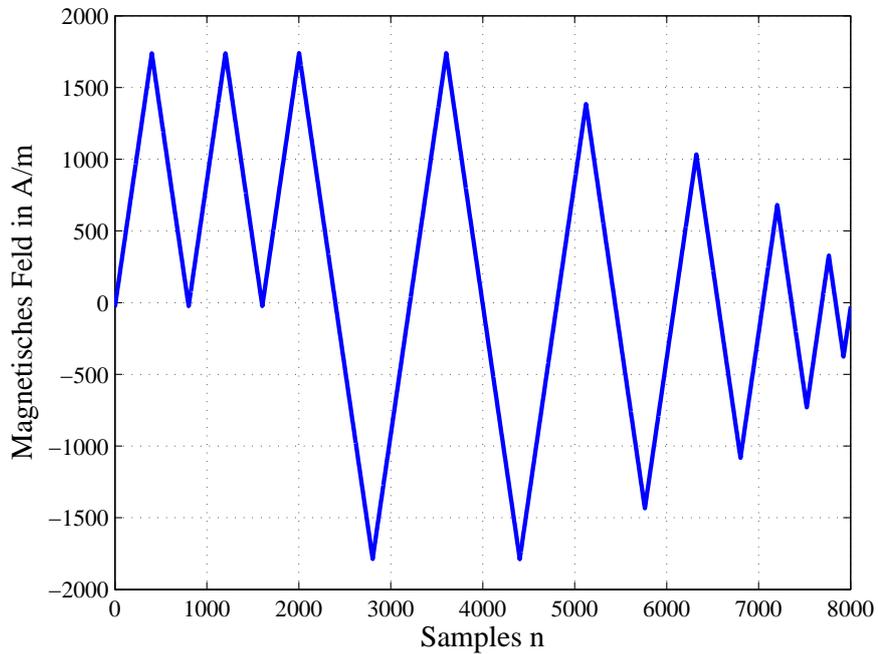


Abbildung 4.18: Feldverlauf im Ursprung des Koordinatensystems erzeugt durch die Helmholtzspule. Um eine mögliche Hysterese des Sensors feststellen zu können, wurde das magnetische Feld linear variiert.

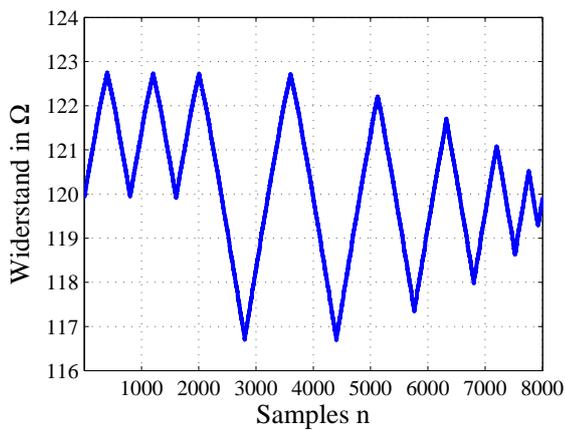


Abbildung 4.19: Widerstandsänderung des GMR-Elements 1.

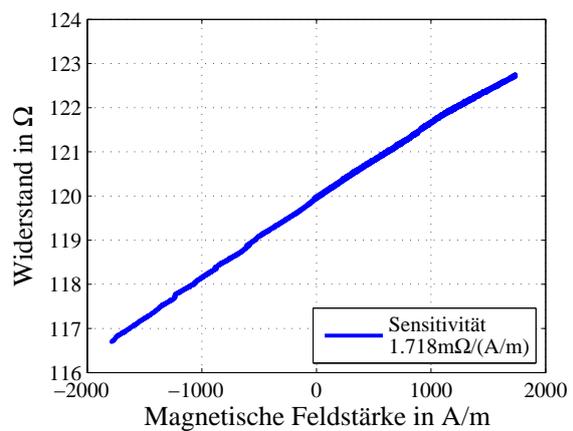


Abbildung 4.20: Sensitivität des GMR-Elements 1.

| GMR-Element | Sensitivität $s$ in $\text{m}\Omega/\text{A}/\text{m}$ | Sensitivität $s$ in $\text{m}\Omega/\mu\text{T}$ |
|-------------|--|--|
| 2           | 14,747   | 11,735   |
| 6           | 15,105   | 12,02  |
| 10          | 15,484   | 12,321   |
| 14          | 15,097   | 12,014   |
| 18          | 15,65  | 12,454   |
| 22          | 15,112   | 12,026   |
| 26          | 15,609   | 12,421   |

Tabelle 4.4: Sensitivität der verschiedenen GMR-Elemente des  $1 \times 26$  Zeilensensors. Für die Berechnung der Sensitivität in  $\text{m}\Omega/\mu\text{T}$  wurde ein  $\mu_r$  von 1 angenommen.

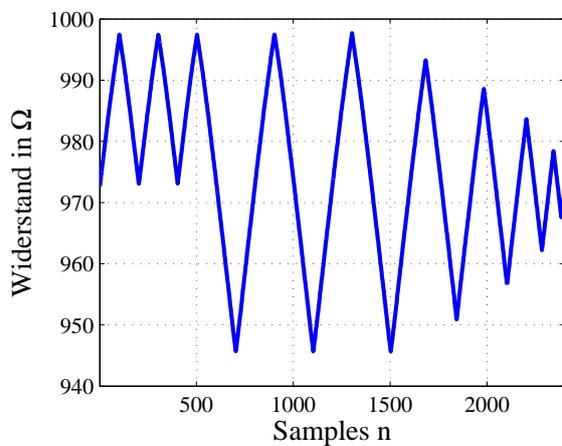


Abbildung 4.21: Widerstandsänderung des GMR-Element 2.

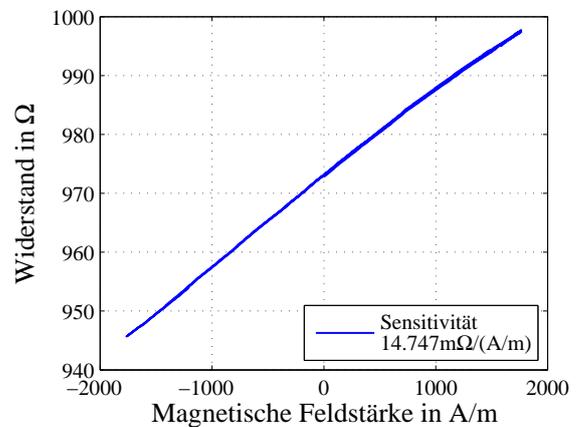


Abbildung 4.22: Sensitivität des GMR-Element 2.

## 4.5 Rauschmessung

Das Rauschen des GMR-Sensors definiert die untere detektierbare magnetische Feldstärke. Die Rauschmessung wurde an zwei Sensoren der zweiten Generation durchgeführt, da vom Sensordesign der ersten Generation keine Sensoren zum Aufbau der Rauschmessung mehr verfügbar waren. Ursächlich für Rauschen sind unterschiedliche physikalische Effekte wie z.B. die thermische Bewegung von Ladungsträgern die als thermisches Rauschen (Johnson Rauschen) bezeichnet wird, oder Schrotrauschen (Stromrauschen) welches vor allem an Kontaktstellen und Materialübergängen auftritt. Eine weitere Art des Rauschens ist das  $1/f$  Rauschen welches mit steigender Frequenz abfällt, typisch mit 10 dB pro Dekade und für welches es noch keine allgemein gültige physikalische Erklärung gibt [16, 17].

## Messschaltung

Vier GMR-Elemente des Sensors wurden zu einer Brückenschaltung verbunden und die Brückenspannung gemessen. Durch die Brückenschaltung der GMR-Elemente werden Rauscheinflüsse durch die Spannungsquelle minimiert, da sich diese Störungen in beiden Brückenzweigen gleich auswirken und somit keinen Einfluss auf die Brückenspannung haben. Zum Vergleich der Ergebnisse der Rauschmessung an den GMR-Elementen wurde zusätzlich das Rauschen einer Widerstandsbrücke mit  $1\text{ k}\Omega$  gemessen, Abb. 4.26 auf Seite 43.

Zum Messen der Brückenspannung wurde eine Lock-In Verstärker von Stanford Research System (SR810) verwendet, Abb. 4.23 auf der nächsten Seite. Das Messinstrument kann über einen General Purpose Interface Bus (GPIB) gesteuert werden. Dabei können Messwerte ausgelesen als auch Instrumenteinstellungen angepasst werden, siehe [18]. Mit einem Lock-In Verstärker ist es möglich sehr kleine Signale die auf einem Trägersignal moduliert sind, frequenzselektiv zu messen. Dadurch wird die Rauschspannung  $u_r$ , die das zu messende Signal überlagert, minimiert, Gl. 4.10. Dabei ist  $u_a$  die Rauschspannungsdichte eines Verstärkers mit der Verstärkung  $V$  und einer Bandbreite  $B$  und  $u_r$  die resultierende Rauschspannung. Kenndaten des Lock-In Verstärkers sind in den Tabellen 4.5 und 4.6 auf der nächsten Seite eingetragen.

$$u_r = u_a \sqrt{BV} \quad (4.10)$$

|                          |   |
|--------------------------|---|
| Spannungseingang:        | Einfach (A) oder Differenziell (A-B)                              |
| Sensitivität:            | 2 nV bis 1 V  |
| Eingangsimpedanz:        | $10\text{ M}\Omega // 25\text{ pF}$                               |
| Verstärkungsgenauigkeit: | 1 % von $20\text{ }^\circ\text{C}$ bis $30\text{ }^\circ\text{C}$ |
| Eingangsrauschen:        | $6\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$                                    |
| Eingangsfiler:           | 50 Hz und 100 Hz Notch-Filter (Q=4)                               |
| CMRR:                    | 100 dB bei 10 kHz   |
| Dynamic Reserve:         | >100 dB   |
| Harmonic Distortion:     | -80 dB  |

Tabelle 4.5: Spezifikation für das Eingangssignal des Lock-In Verstärkers. Entnommen aus [18].

Für die Bestimmung des Sensorrauschen wurden zwei Sensordies aufgebaut, Abb. 4.24 auf Seite 42. Der Die wurde auf einer Platine befestigt und die Kontakte der Sensorversorgung und der Senseleitungen mit Bonddrähten kontaktiert. Um den Aufbau mechanisch zu stabilisieren und Beschädigungen beim Handling zu vermeiden, wurde der Die und die Bonddrähte mit einem nichtleitenden Epoxidharz vergossen. Die Messschaltung ist in Abb. 4.26 auf Seite 43

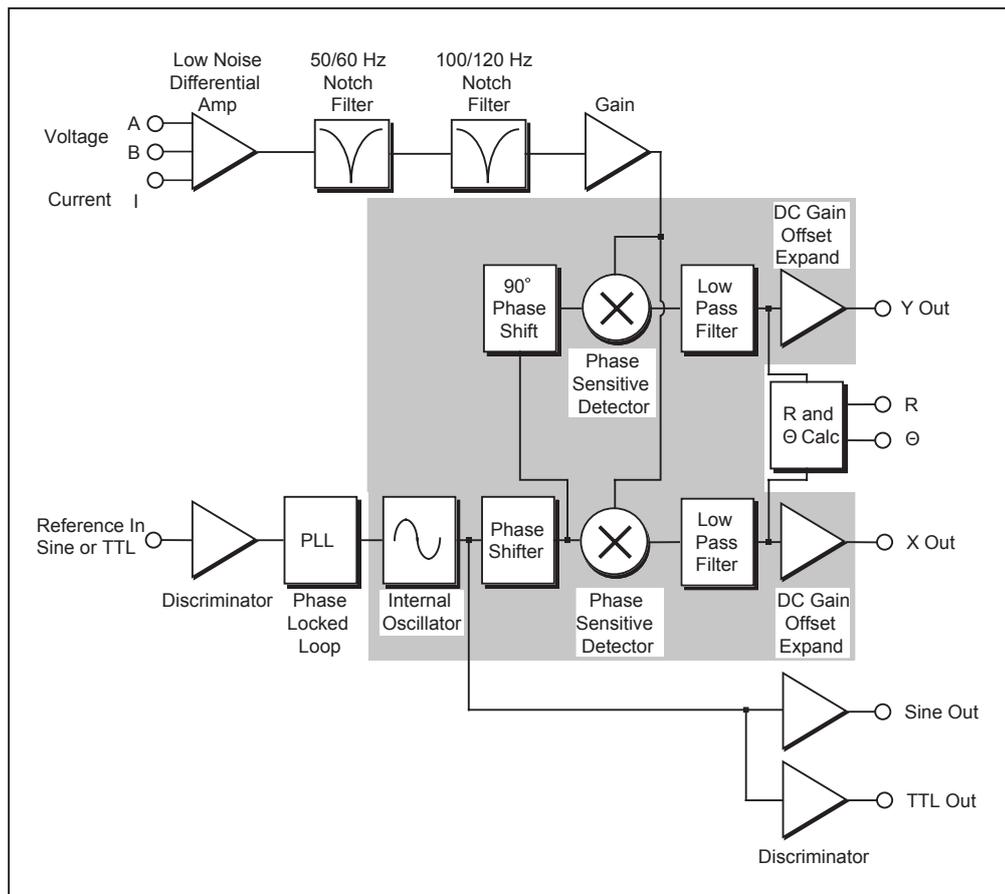


Abbildung 4.23: Blockschaltbild des Lock-In Verstärkers SR810 von Stanford Research Systems. Bei der Netzfrequenz von 50 Hz und der ersten Oberwelle bei 100 Hz kommen zur Dämpfung Notch Filter zum Einsatz. Das Herzstück des Lock-In Verstärker ist der Phase Sensitive Detector, der Frequenzen mit einer Auflösung von bis zu 0,01 Hz erkennen kann. Entnommen aus [18].

|                                       |                         |
|---------------------------------------|-------------------------|
| Frequenzbereich:                      | 1 mHz bis 102 kHz       |
| Phasenauflösung:                      | 0,01 °                  |
| Phasenfehler absolut:                 | <1 °                    |
| Phasenfehler relativ:                 | <0,01 °                 |
| Phasenrauschen der internen Referenz: | <0,0001 ° rms bei 1 kHz |

Tabelle 4.6: Spezifikation für das interne Referenzsignal des Lock-In Verstärkers. Entnommen aus [18].

zu sehen. Um äußere Störeinflüsse zu minimieren wurde die gesamte Schaltung doppelt mit  $\mu$ -Metall abgeschirmt, Abb. 4.25 auf der nächsten Seite. Bei  $\mu$ -Metall handelt es sich um eine Eisen-Nickellegierung mit einem Nickelanteil von bis zu 80%. Durch seine extrem hohe magnetische

Permeabilität werden magnetische Felder sehr gut abgeschirmt.

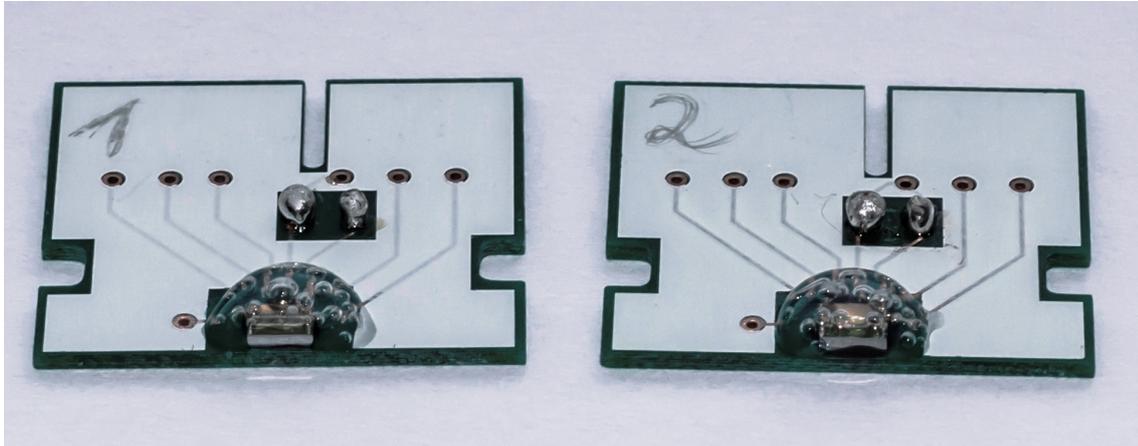


Abbildung 4.24: Zur Rauschmessung aufgebaute Sensorplatten. Zum Schutz der Bonddrähte wurden der Sensoren mit Epoxidharz vergossen.

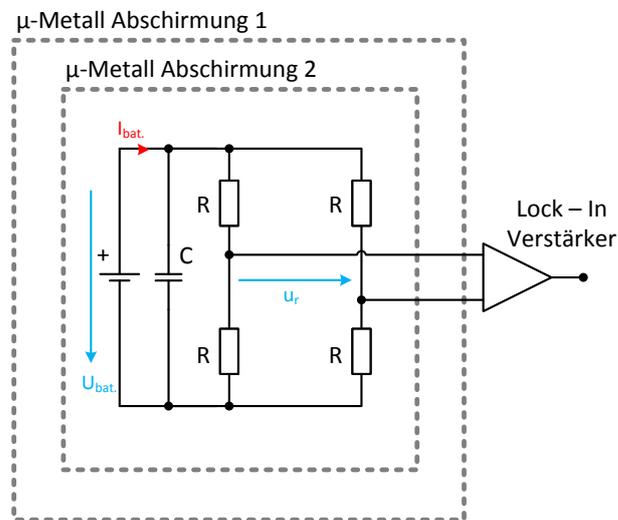


Abbildung 4.25: Die Schaltung zur Rauschmessung ist doppelt mit  $\mu$ -Metall abgeschirmt.

$$\begin{aligned}
 U_{bat} &= 2 \text{ V} \\
 R_{gmr} &= 970 \Omega \\
 R &= 1 \text{ k}\Omega \\
 C &= 10 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

Tabelle 4.7: Bauteilwerte der Brückenbeschaltung.

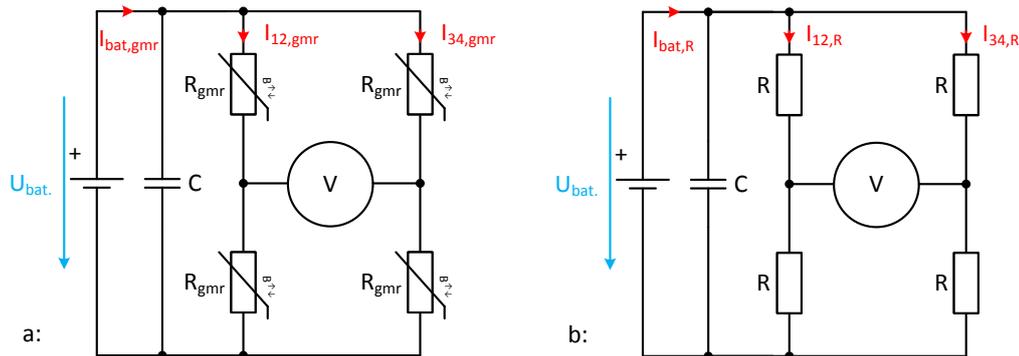


Abbildung 4.26: Brückenschaltung zur Messung der Rauschspannung. Als Versorgung wurde eine Batterie verwendet. a: Brückenschaltung aus GMR-Elementen. b: Zum Vergleich wurde die Brückenschaltung aus  $1 \text{ k}\Omega$  Widerständen aufgebaut.

Der Strom  $I_{bat,gmr}$  bzw.  $I_{bat,R}$  den die Batterie der Brückenschaltung liefert, berechnet sich aus dem Brückenwiderstand  $R_{B,gmr}$  bzw.  $R_{B,R}$ , der sich aus den Widerständen  $R_{gmr}$  für die Sensorbrücke und  $R$  für die Widerstandsbrücke ergibt und der Batteriespannung  $U_{bat}$ :

$$R_{B,gmr} = \frac{2R_{gmr} * 2R_{gmr}}{4R_{gmr}} = R_{gmr} = 970 \Omega \quad (4.11)$$

$$I_{bat,gmr} = \frac{U_{bat.}}{R_{B,gmr}} = \frac{2 \text{ V}}{970 \Omega} = 2,06 \text{ mA} \quad (4.12)$$

$$R_{B,R} = \frac{2R * 2R}{4R} = R = 1 \text{ k}\Omega \quad (4.13)$$

$$I_{bat,R} = \frac{U_{bat.}}{R_{B,R}} = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA} \quad (4.14)$$

Die Brückenstromströme  $I_{12,gmr}$  bzw.  $I_{12,R}$  und  $I_{34,gmr}$  bzw.  $I_{34,R}$  entsprechen jeweils:

$$I_{12,gmr} = I_{34,gmr} = \frac{I_{bat,gmr}}{2} = \frac{2,06 \text{ mA}}{2} = 1,03 \text{ mA} \quad (4.15)$$

$$I_{12,R} = I_{34,R} = \frac{I_{bat,R}}{2} = \frac{2 \text{ mA}}{2} = 1,0 \text{ mA} \quad (4.16)$$

Der Brückenstrom  $I_{12,gmr}$  und  $I_{34,gmr}$  sind größer als der Sensorstrom in der Beschaltung die zur Bonddrahtdetektion verwendet wird, Kapitel 7 auf Seite 69. Bedingt durch den größeren Strom  $I_{12,gmr}$  steigt die Temperatur der GMR-Elemente an und somit vergrößert sich auch die Rauschspannung. Dies führt dazu, dass die gemessene Rauschspannungsdichte sicher größer ist als in der Applikation.

Zur Bestimmung des Eigenrauschens des Lock-In Verstärkers wurde die Rauschspannung einer Widerstandsbrücke, bestehend aus vier  $1\text{ k}\Omega$  Metallfilmwiderständen aufgenommen und von den gemessenen Rauschspannungen der zwei Sensoren abgezogen.

Die Maxima bei 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz und 200 Hz, die im Spektrum der Rauschspannungsdichte

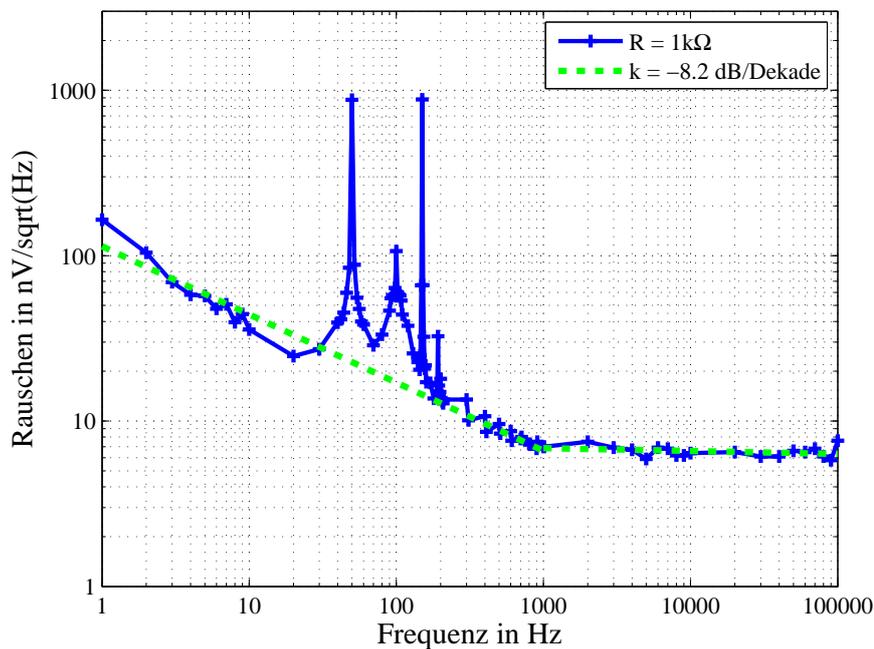


Abbildung 4.27: Verlauf der Rauschspannungsdichte für die Schaltung bestehend aus vier  $1\text{ k}\Omega$  Metallfilmwiderständen. Das Rauschen fällt bis zu einer Frequenz von ca.  $1\text{ kHz}$  mit einer Steigung von  $-8,2\text{ dB/Dekade}$  ab und geht für Frequenzen größer  $1\text{ kHz}$  in thermisches Rauschen über.

auftreten, sind auf die Netzfrequenz und deren Harmonischen zurückzuführen. Bei  $50\text{ Hz}$  und  $100\text{ Hz}$  besitzt der Lock-In Verstärker Notchfilter zur Dämpfung von Störungen, daher wird die Netzfrequenz und deren erste Oberwelle bei den Messungen der Sensoren 1 und 2 gut gefiltert, die 2. Oberwelle bei  $150\text{ Hz}$  tritt jedoch sehr stark hervor. Bei einer Frequenz von  $200\text{ Hz}$  ist auch die dritte Oberwelle der Netzfrequenz gut erkennbar.

Bei den GMR-Sensoren dominiert das  $1/f$  Rauschen bis zu der maximal möglichen messbaren Frequenz des Lock-In Verstärkers von  $100\text{ kHz}$ . Das  $1/f$  Rauschen der Sensoren wird vor allem durch Schrotrauschen und Popcornrauschen hervorgerufen welches aufgrund des Stromflusses durch den Sensor zustande kommt. Bei der vermessenen Widerstandsbrücke geht das  $1/f$  Rauschen ab einer Knickfrequenz von ca.  $1\text{ kHz}$  in ein über die Frequenz konstante Rauschleis-

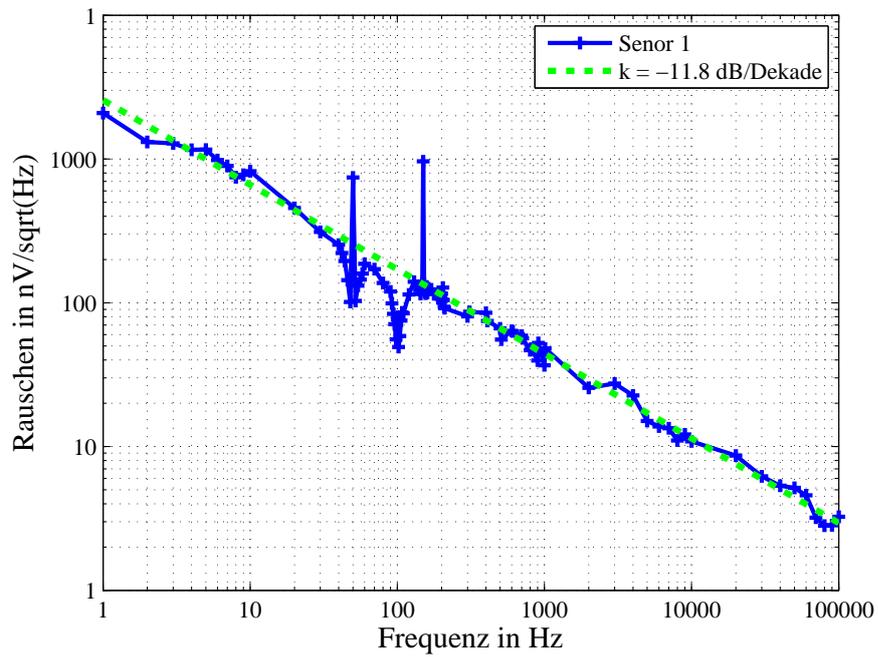


Abbildung 4.28: Verlauf der Rauschspannungsdichte für den Sensor 1.

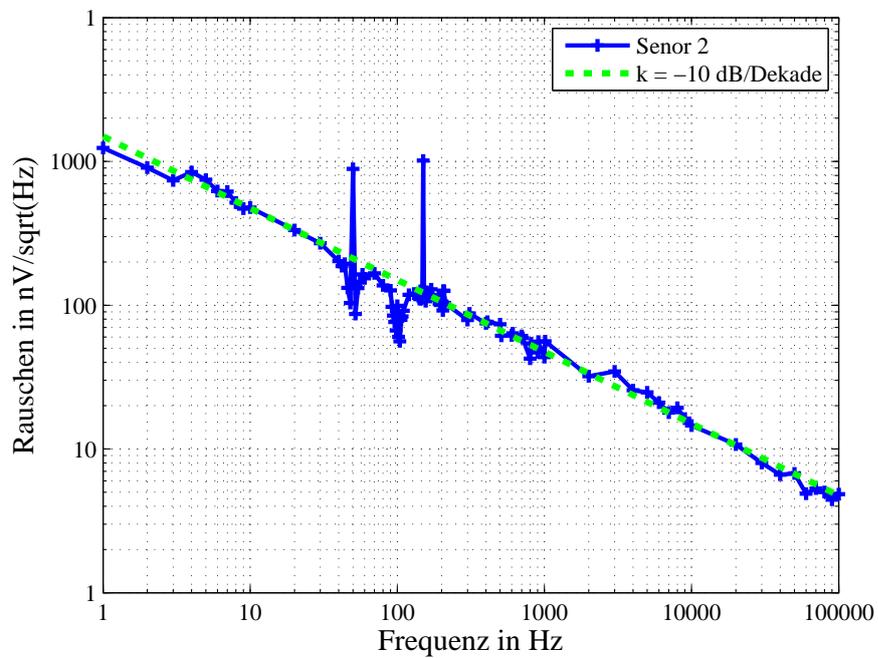


Abbildung 4.29: Verlauf der Rauschspannungsdichte für den Sensor 2.

tungsdichte über was vor allem durch thermisches Widerstandsrauschen bestimmt ist [19].

## 4.6 Bestimmung des Auflösungsvermögens

Aus der Spektralen Rauschspannungsdichte (SD) kann der Effektivwert des Rauschens (Root Mean Square (RMS)) berechnet werden [20]:

$$n_{rms} = \sqrt{\int_{f_l}^{f_c} (SD(f))^2 df} \quad (4.17)$$

Zur Berechnung des RMS-Rauschens wird die interpolierte Funktion, in den Abbildungen 4.28 auf der vorherigen Seite und 4.29 auf der vorherigen Seite grün dargestellt, verwendet um den Einfluss der parasitären Rauschanteile, verursacht durch die Netzfrequenz von 50 Hz, minimal zu halten. Das Messsignal wird über einen Tiefpassfilter erster Ordnung des Differenzial-Voltmeters auf 500 Hz begrenzt. Da das Ausgangssignal des Tiefpassfilters erster Ordnung nicht unendlich steil abfällt sondern mit 20 dB/Dekade, fließen auch Rauschanteile höherer Frequenzen als die Filtergrenzfrequenz in das RMS-Rauschen mit ein. Dies wird mit einem Koeffizienten  $k = 1,57$  berücksichtigt. Daraus ergibt sich für eine Bandbreite  $B = 500$  Hz ein RMS-Rauschen der Sensoren von:

$$n_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (SD[i]^2) \cdot \sqrt{B} \cdot k} \quad (4.18)$$

$$n_{rms,sensor1} = 256,89 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{500 \text{ Hz}} \cdot 1,57 = 9,02 \mu V \quad (4.19)$$

$$n_{rms,sensor2} = 177,1 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{500 \text{ Hz}} \cdot 1,57 = 6,22 \mu V \quad (4.20)$$

Für die Berechnung der minimalen Auflösung der Sensoren muss das Peak-to-Peak-Rauschen aus dem RMS-Rauschen berechnet werden. Bei Rauschsignalen entspricht das RMS-Rauschen der Standardabweichung  $\sigma_n$ . Das Peak-to-Peak-Rauschen  $n_{p-p}$  befindet sich an den Rändern der Verteilung und kann dadurch über die Standardabweichung  $\sigma_n$  und dadurch durch das RMS-Rauschen  $n_{rms}$  beschrieben werden. Bei dieser Berechnung wird angenommen, dass das Peak-to-Peak-Rauschen  $n_{p-p}$   $6\sigma_n$  entspricht. Die minimale Sensorauflösung kann nun mit der Sensitivität  $s$  berechnet werden [21]:

$$A = \frac{n_{p-p}}{s} = \frac{6\sigma_n}{s} = \frac{6n_{rms}}{s} \quad (4.21)$$

Da die Rauschspannung in der  $1/f$ -Region des Rauschdichtespektrums direkt proportional zum angelegten Strom ist, muss zur Berechnung der minimalen Auflösung das RMS-Rauschen auf

den Speisestrom  $I_{12,gmr} = I_{34,gmr} = I_{xx,gmr} = 1,03 \text{ mA}$ , normiert werden, welcher bei der Rauschmessung verwendet wurde.

$$A_{sensor1} = \frac{6n_{rms,sensor1}/I_{xx,gmr}}{s_{sensor1}} = \frac{6 \cdot 9,02 \mu\text{V}/1,03 \text{ mA}}{15,26 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}} = 0,574 \text{ A}/\text{m} = 721,03 \text{ nT} \quad (4.22)$$

$$A_{sensor2} = \frac{6n_{rms,sensor2}/I_{xx,gmr}}{s_{sensor2}} = \frac{6 \cdot 6,22 \mu\text{V}/1,03 \text{ mA}}{15,26 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}} = 0,395 \text{ A}/\text{m} = 497,06 \text{ nT} \quad (4.23)$$

Dies ergibt ein durchschnittliches minimales Auflösungsvermögen der GMR-Sensoren von  $0,4845 \text{ A}/\text{m}$  oder  $609,05 \text{ nT}$ .

## 5 Messabweichung

Da die verwendeten Instrumente zum Messen des Spannungsabfalles  $U_{gmr}$ , zum Einprägen des Sensorstromes  $I_L$  und zum Treiben des Laststromes  $I_L$  einer Messabweichung unterliegen, muss der erwartete Messfehler abgeschätzt werden. Neben der Messabweichung die durch die elektrische Beschaltung des Sensors und des Chips hervorgerufen wird, gibt es auch eine Messabweichung die durch Positionierungstoleranzen zwischen Chip und Sensor begründet ist. In diesem Kapitel wird näher auf die Messabweichung der elektrischen Beschaltung eingegangen. Details zur Messabweichung durch Positionierungstoleranzen finden sich im Kapitel 8 auf Seite 82.

Der Messfehler setzt sich aus einem systematischen und einem zufälligen Anteil zusammen. Um den systematischen Anteil und auch einen Teil des zufälligen Anteils am Messfehler zu minimieren, wurde eine Differenzmessung durchgeführt. Diese hat den Vorteil, dass alle systematischen und zufälligen Anteile, die innerhalb der Messdauer konstant bleiben, wegfallen. Im besten Fall ist der, innerhalb der Messdauer konstante, Anteil am Messfehler viel größer, als der innerhalb der Messdauer nicht konstante Anteil. Kehrt sich dieses Verhältnis um, können auch mit einer Differenzmessung keine Verbesserungen mehr erzielt werden. Wie diese tatsächliche Zusammensetzung des Messfehler ist, geht aus den Datenblättern des Geräteherstellers nicht hervor. Aus diesem Grund wird der Messfehler zuerst ohne Differenzmessung, der schlimmstmögliche Fall, abgeschätzt und anschließend mit Differenzmessung, der bestmögliche Fall.

Das Ersatzschaltbild des verwendeten Voltmeters mit dem parasitärem Innenwiderstand  $R_i$  und den Widerständen  $R_{sense,L1}$  und  $R_{sense,L2}$  der Senseleitungen des GMR-Elementes, ist in Abb. 5.1 auf der nächsten Seite eingezeichnet. Dadurch kommt es zu einer Aufteilung des Sensorstromes  $I_s$  in einen Strom  $I_i$ , der über den Innenwiderstand des verwendeten Voltmeters fließt und einen Strom  $I_{gmr}$ , Gl. 5.1, der über das GMR-Element  $R_{gmr}$  fließt.

$$I_{gmr} = I_s \frac{R_i + R_{sense,L1} + R_{sense,L2}}{R_i + R_{sense,L1} + R_{sense,L2} + R_{gmr}} \quad (5.1)$$

Da die Summe der Widerstände der beiden Senseleitungen viel kleiner ist, als der Innenwiderstand des Voltmeters, kann die Gleichung 5.1 zu

$$R_{sense,L1} + R_{sense,L2} \ll R_i \quad (5.2)$$

$$I_{gmr} = I_s \frac{R_i}{R_i + R_{gmr}} \quad (5.3)$$

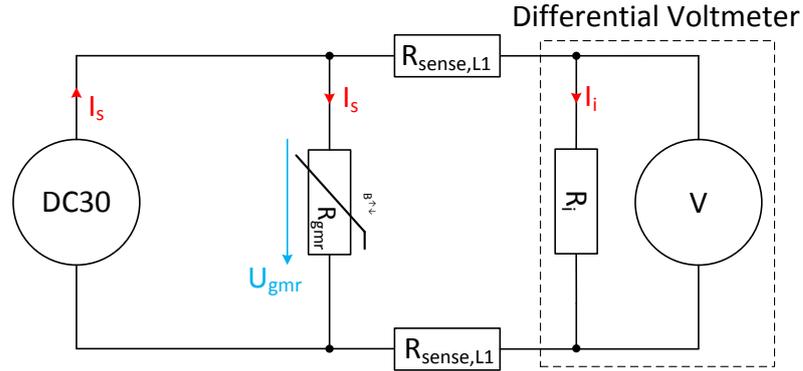


Abbildung 5.1: Schaltung zur Messung des Spannungsabfalles an einem GMR-Element. Das verwendete Voltmeter ist dabei umrahmt.

vereinfacht werden. Zur Vereinfachung wird angenommen, dass das magnetische Feld

$$\vec{H} = \frac{I}{2\pi r} \quad (5.4)$$

durch einen in Stromrichtung unendlich ausgedehnten und unendlich dünnen Leiter im Abstand  $r$  erzeugt wird.

Der Widerstand eines GMR-Elements setzt sich aus einem konstanten Anteil  $R_0$  und einem vom extern angelegten Magnetfeld und der Sensorsensitivität  $S$  abhängigen Anteil  $R_H$  zusammen:

$$R_{gmr} = R_0 + R_H = R_0 + Hs = R_0 + \frac{I_L}{2\pi r} s \quad (5.5)$$

$$R_{gmr} = R_0 + I_L c \quad (5.6)$$

$$c = \frac{s}{2\pi r} \quad (5.7)$$

Der Schätzwert des GMR-Widerstandes kann durch die gemessene Spannung  $U_{gmr}$  und den berechneten Strom  $I_{gmr}$  berechnet werden:

$$\hat{R}_{gmr} = \frac{U_{gmr}}{I_{gmr}} \quad (5.8)$$

Durch Einsetzen von Gl. 5.3 auf der vorherigen Seite für den Strom  $I_{gmr}$  und Gl. 5.6 für den Widerstand  $R_{gmr}$  in Gl. 5.8, erhält man:

$$\hat{R}_{gmr} = \frac{U_{gmr}}{I_s \frac{R_i}{R_i + R_{gmr}}} = \frac{U_{gmr}(R_i + R_{gmr})}{I_s R_i} = \frac{U_{gmr}(R_i + R_0 + cI_L)}{I_s R_i} \quad (5.9)$$

Nun kann die Widerstandsdifferenz, welche durch das magnetische Feld der Bonddrähte verursacht wird,  $\hat{R}_{mag} = \hat{R}_{gmr}(I_L > 0) - \hat{R}_{gmr}(I_L = 0)$ , berechnet werden:

$$\hat{R}_{mag} = \frac{U_{gmr}(R_i + R_0 + cI_L)}{I_s R_i} - \frac{U_{gmr}(R_i + R_0)}{I_s R_i} = \frac{U_{gmr} c I_L}{I_s R_i} \quad (5.10)$$

Der im Mittel zu erwartende und der maximal zu erwartende Messfehler, kann allgemein mit Gl. 5.11 und Gl. 5.12 berechnet werden, [22, 23]. Wichtig ist, dass bei der Berechnung des Messfehlers mittels der Gauß'schen-Fehlerfortpflanzung die Fehler, verursacht durch die Messinstrumente, normalverteilt sein müssen.

$$\Delta \hat{y}_{max} = \sum_i \left| \frac{\partial y}{\partial x_i} \right| \Delta x_i \quad (5.11)$$

$$\Delta \hat{y}_{mean} = \sqrt{\sum_i \left( \left| \frac{\partial y}{\partial x_i} \right| \Delta x_i \right)^2} \quad (5.12)$$

Der im Mittel zu erwartende Fehler kann mit folgenden Gleichungen beschrieben werden, wenn die Messwerte eine Normalverteilung aufweisen:

$$\Delta \hat{R}_{gmr,mean} = \sqrt{\left( \frac{R_i + R_0 + cI_L}{I_s R_i} \Delta U_{gmr} \right)^2 + \left( \frac{c U_{gmr}}{I_s R_i} \Delta I_L \right)^2 + \left( -\frac{U_{gmr}(R_i + R_0 + cI_L)}{I_s^2 R_i} \Delta I_s \right)^2} \quad (5.13)$$

$$\Delta \hat{R}_{mag,mean} = \sqrt{\left( \frac{c I_L}{I_s R_i} \Delta U_{gmr} \right)^2 + \left( \frac{c U_{gmr}}{I_s R_i} \Delta I_L \right)^2 + \left( -\frac{U_{gmr} c I_L}{I_s^2 R_i} \Delta I_s \right)^2} \quad (5.14)$$

Die Fehler verursacht durch  $\Delta U_{gmr}$  und  $\Delta I_s$  werden bei der Betrachtung des Messfehlers des Differenzwiderstandes  $\Delta \hat{R}_{mag,mean}$  viel geringer gewichtet als bei der Betrachtung des Messfehlers  $\Delta \hat{R}_{gmr,mean}$ .

## 5.1 Bestimmung der Instrumentengenauigkeit

Da die eingesetzten Testsysteme diese Messabweichung in einem sehr großen Temperaturbereich von  $-50^\circ\text{C}$  bis  $150^\circ\text{C}$  einhalten müssen und die Streuung zwischen verschiedenen Testsystemen vom gleichen Typ innerhalb dieser Grenzen liegen muss, ist die Messabweichung sehr hoch. Die realen Instrumentenabweichungen eines Testsystems bei Raumtemperatur sind viel geringer. Um die Berechnung des Messfehlers nach Gauß, mit Gl. 5.13 und 5.14, durchführen zu können, müssen normalverteilte Messwerte vorliegen. Es soll gezeigt werden, dass die Messwerte normalverteilt sind und das die Messinstrumente besser sind als aus dem Datenblatt ersichtlich ist.

Um zu überprüfen ob die Messwerte eine Normalverteilung aufweisen, wurden 512 Messwerte, was die maximal mögliche Speicherkapazität der Instrumente darstellt, mit einer Samplefrequenz von  $f_s = 100\text{ kHz}$  aufgenommen. Mit dem Differenzial-Meter wurde die Spannung von  $0\text{ V}$  über eine, Kurzschluss gemessen, mit der DC30-Quelle wurden Messpunkte des Sensorstromes  $I_s = 195\ \mu\text{A}$  aufgenommen und mit der DC90-Quelle wurden Messpunkte des Laststromes

$I_L = 4,9\text{ A}$  aufgezeichnet, Abb. 5.2, Abb. 5.3 auf der nächsten Seite und Abb. 5.4 auf der nächsten Seite. Legt man eine Gauß'sche-Glockenkurve über die Histogramme und zeichnet eine Normalverteilung in den Wahrscheinlichkeitsverteilungen ein, kann von einer Normalverteilung der Messwerte ausgegangen werden.

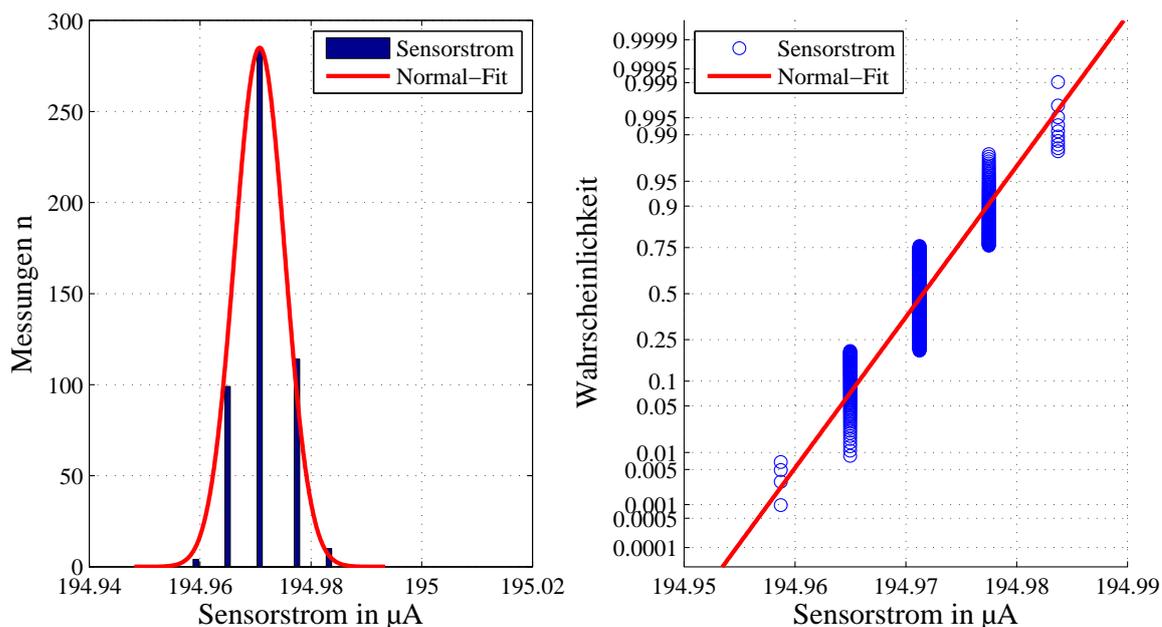


Abbildung 5.2: Histogramm und Wahrscheinlichkeitsverteilung der Messpunkte des Sensorstromes. Die Verteilung der Messwerte entspricht einer Normalverteilung.

Die Standardabweichung der Messwerte kann nun mit

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (5.15)$$

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (5.16)$$

aus den Messwerten berechnet werden:

$$\sigma_{I_s} = 4,52\text{ nA} \quad (5.17)$$

$$\sigma_{Diff} = 1,29\text{ }\mu\text{V} \quad (5.18)$$

$$\sigma_{IL} = 135,6\text{ }\mu\text{A} \quad (5.19)$$

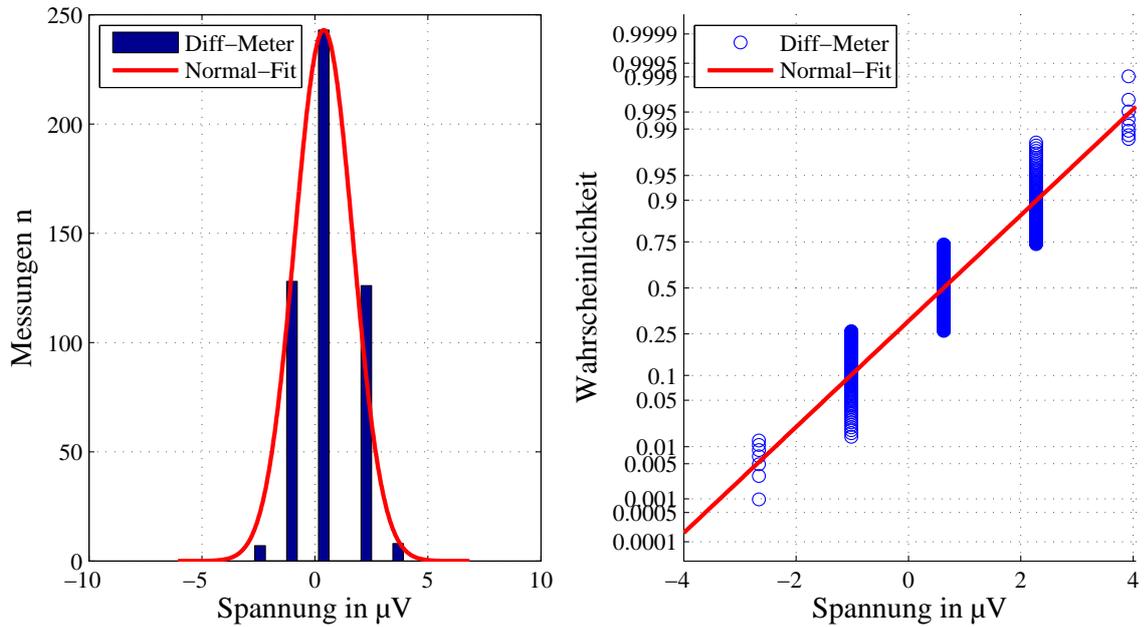


Abbildung 5.3: Histogramm und Wahrscheinlichkeitsverteilung der Messpunkte der Nullspannung. Die Verteilung der Messwerte entspricht einer Normalverteilung.

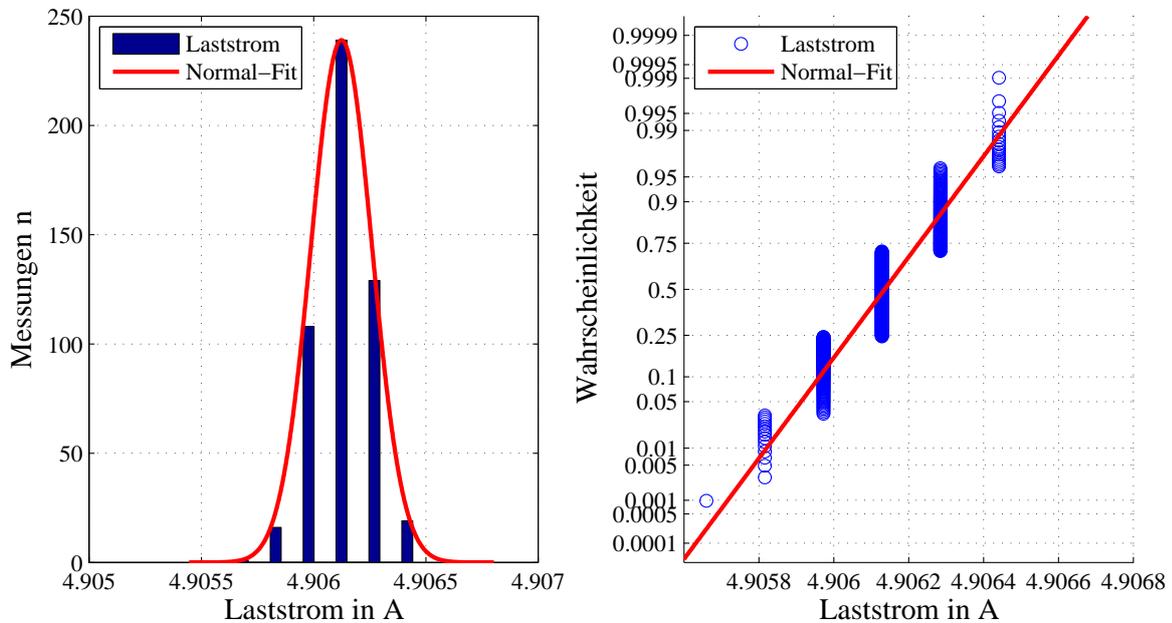


Abbildung 5.4: Histogramm und Wahrscheinlichkeitsverteilung der Messpunkte der Laststromes. Die Verteilung der Messwerte entspricht einer Normalverteilung.

Für die Abweichungen der Messgeräte wurden jeweils  $\pm 5\sigma$  veranschlagt, was einem Konfidenzintervall von 99,999 942 669 7 % entspricht.

$$\Delta I_s = \pm 5\sigma_{I_s} = 45,24 \text{ nA} \quad (5.20)$$

$$\Delta U_{gmr} = \pm 5\sigma_{Diff} = 12,9 \mu\text{V} \quad (5.21)$$

$$\Delta I_L = \pm 5\sigma_{I_L} = 1,36 \text{ mA} \quad (5.22)$$

## 5.2 Bestimmung der Messabweichung

Die Messabweichung verursacht durch die Beschaltung des Sensors kann mit Differenzmessung (untere Grenze der Messabweichung) oder ohne Differenzmessung (obere Grenze der Messabweichung) berechnet werde. Da nicht bekannt ist, welche Anteile des Messfehlers während der Messdauer konstant sind, muss die tatsächliche Messabweichung innerhalb dieser Grenzen liegen. Die Ausgangswerte zur Berechnung der Messabweichung sind in der Tabelle 5.1 dargestellt. Die Messabweichungen werden mit den in Kapitel 5.1 auf Seite 50 bestimmten Instrumentengenauigkeiten bestimmt.

Von Interesse ist die Messabweichung des magnetischen Feldes. Diese kann mithilfe der

| Sensor Gen. 1                               | Sensor Gen. 2                                |
|---|--|
| $R_0 = 120 \Omega$                          | $R_0 = 970 \Omega$                           |
| $s = 1,6 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$ | $s = 15,3 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$ |
| $R_i = 50 \text{ M}\Omega$                  | $R_i = 50 \text{ M}\Omega$                   |
| $I_L = 4,9 \text{ A}$                       | $I_L = 4,9 \text{ A}$                        |
| $I_s = 195 \mu\text{A}$                     | $I_s = 195 \mu\text{A}$                      |
| $r = 500 \mu\text{m}$                       | $r = 500 \mu\text{m}$                        |

Tabelle 5.1: Verwendete Parameter zur Berechnung der Messabweichung. Die Sensoren der zwei Generationen unterscheiden sich im Widerstand  $R_0$  und der Sensitivität  $s$ .

Sensorsensitivität  $s = 1,6 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$  und den in der Tabelle 5.2 auf der nächsten Seite berechneten Werten bestimmt werden und liegt für den Sensor der ersten Generation zwischen  $44,9 \text{ A}/\text{m}$  und  $44,9 \times 10^{-6} \text{ A}/\text{m}$ .

Aus den Werten der Tabelle 5.3 auf der nächsten Seite und der Sensitivität  $s = 15,3 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$  kann nun die Messabweichung des magnetischen Feldes der Sensoren der zweiten Generation berechnet werde. Diese liegt zwischen  $15,33 \text{ A}/\text{m}$  und  $11,1 \times 10^{-6} \text{ A}/\text{m}$ .

Die berechnete untere Grenze der Messabweichung der beiden Sensorgenerationen ist von theoretischer Natur und die tatsächliche Messabweichung wird im Bereich der oberen Grenze liegen. Dies begründet sich damit, dass die untere Grenze der Messabweichung über die Differenzmessung berechnet wurde und der Differenzmessung die Annahme zu Grunde liegt,

| Messabweichung<br>verursacht durch: | ohne Differenzmessung<br>(obere Grenze)           | mit Differenzmessung<br>(untere Grenze)           |
|-------------------------------------|---|---|
| $U_{gmr}$                           | 66,2 m $\Omega$                                   | 3,30 n $\Omega$                                   |
| $I_L$                               | 1,66 n $\Omega$                                   | 1,66 n $\Omega$                                   |
| $I_s$                               | 27,8 m $\Omega$                                   | 1,39 n $\Omega$                                   |
| <b>Gesamt</b>                       | $\Delta\hat{R}_{gmr,mean} = 71,8 \text{ m}\Omega$ | $\Delta\hat{R}_{mag,mean} = 3,95 \text{ n}\Omega$ |

Tabelle 5.2: Messabweichung der Beschaltung eines Sensors der 1. Generation. Berechnet mit den Gleichungen 5.13 auf Seite 50 und 5.14 auf Seite 50

| Messabweichung<br>verursacht durch: | ohne Differenzmessung<br>(obere Grenze)            | mit Differenzmessung<br>(untere Grenze)         |
|-------------------------------------|--|---|
| $U_{gmr}$                           | 66,2 m $\Omega$                                    | 31,5 n $\Omega$                                 |
| $I_L$                               | 128,5 n $\Omega$                                   | 128,5 n $\Omega$                                |
| $I_s$                               | 225,1 m $\Omega$                                   | 26,7 n $\Omega$                                 |
| <b>Gesamt</b>                       | $\Delta\hat{R}_{gmr,mean} = 234,6 \text{ m}\Omega$ | $\Delta\hat{R}_{mag,mean} = 17 \text{ n}\Omega$ |

Tabelle 5.3: Messabweichung der Beschaltung eines Sensors der 2. Generation. Berechnet mit den Gleichungen 5.13 auf Seite 50 und 5.14 auf Seite 50

dass während der Messdauer alle Fehlereinflüsse durch die Instrumente konstant bleiben, dies ist jedoch nur zu einem bestimmten Anteil richtig. Im Kapitel 8.1 auf Seite 82 wird die auf die Streuung der Messwerte genauer eingegangen. Dabei ist die mittlerer Streuung  $\sigma_{loop} = 21,3 \text{ m}\Omega$  groß. Nimmt man für die Bestimmung der tatsächlichen Messabweichung  $\pm 5\sigma_{loop} = 213 \text{ m}\Omega$  entspricht dies knapp weniger als der oberen berechneten Grenze von 234,6 m $\Omega$ .

### 5.3 Vergleich der Sensorgenerationen

Da nun alle Sensorparameter bestimmt wurden, können beide Sensorgenerationen verglichen werden. Die zweite Sensorgeneration bietet nicht nur 20 zusätzliche GMR-Elemente, sondern ist

|  | 1. Generation                          | 2. Generation                           |
|--|--|---|
| Anzahl der GMR-Elemente:                               | 6                                      | 26                                      |
| Abstand der GMR-Elemente:                              | 100 $\mu\text{m}$                      | 60 $\mu\text{m}$                        |
| Widerstand $R_0$ :                                     | 120 $\Omega$                           | 970 $\Omega$                            |
| Sensitivität:  | 1,6 $\text{m}\Omega/\text{A}/\text{m}$ | 15,3 $\text{m}\Omega/\text{A}/\text{m}$ |
| min. Auflösung:  | -                                      | 485 $\text{mA}/\text{m}$                |
| Obere Grenze der Messabweichung durch die Beschaltung: | 44,9 $\text{A}/\text{m}$               | 15,33 $\text{A}/\text{m}$               |

Tabelle 5.4: Das Design der zweiten Generation weist nicht nur eine fast zehn mal so hohe Sensitivität  $s$  auf im Vergleich zur ersten Generation, sondern es sinkt auch die Messabweichung, verursacht durch die Beschaltung des Sensors, fast um den Faktor 3.

auch in allen anderen Parametern der ersten Sensorgeneration überlegen. Neben der fast dreimal geringeren Messabweichung und zehn mal so hohen Sensitivität ist vor allem die höhere Anzahl an GMR-Elementen wichtig, welche eine exaktere Messung der magnetischen Feldverteilung oberhalb des Chips ermöglicht.

# 6 Messprinzip und Programmierung der Testhardware

In diesem Kapitel wird der Messablauf erklärt, welcher die Basis für die Entwicklung einer Platine zur Sensorbeschaltung darstellt, Kapitel 7 auf Seite 69. Bei der Erstellung eines Prüfprogramms für einen Halbleiterchip, steht nicht nur die Stabilität im Vordergrund, sondern auch eine möglichst kurze Testzeit, um die produktanteiligen Kosten des Bauteilprüfens so klein wie nötig zu halten. In der vorliegenden Arbeit soll der Nachweis der Funktionalität der vorgeschlagenen Messmethode präsentiert werden, daher liegt die Qualität der aufgenommenen Daten im Vordergrund. Jedoch soll die Testzeit, mit Hinblick auf eine mögliche industrielle Umsetzung des Messverfahrens, nicht aus den Augen verloren werden.

Um ein magnetisches Feld über den Bonddrähten zu erzeugen, muss ein Strom  $I_L$  durch diese fließen. Der Strom  $I_L$  ist während der Pulsdauer  $T_{pulse}$  konstant und teilt sich auf die  $n$ -parallelen Bonddrähte zu je  $I_L/n$  auf. Ein Fehlen eines Bonddrahtes bewirkt, dass sich der Strom auf die verbleibenden  $n - 1$  Bonddrähte aufteilt, was wiederum zu einer höheren magnetischen Feldstärke um die verbleibenden Bonddrähte führt. Die Beschaltung des Chips ist in der Abbildung 6.1 auf der nächsten Seite zu sehen. Neben dem DC90 Instrument, welches den Strompuls über den MosFET-Kanal OUT1 erzeugt, werden zur Versorgung und zum Schalten des Ausganges OUT1 noch zusätzliche DC30-Instrumente benötigt. Durch die Force- und Sense-Verbindungen des DC90-Instruments, sind sehr genaue Spannungsmessungen möglich, welche benötigt werden um den Einschaltwiderstand des Chips exakt zu messen.

Die magnetische Feldstärke wird oberhalb des Chips mit GMR-Sensoren, welche bis zu 26 einzelne GMR-Elemente integriert haben, aufgenommen. Proportional zur magnetischen Feldstärke ändern die einzelnen GMR-Elemente im Sensor ihren Widerstand. Bleibt der Sensorstrom  $I_s$  durch die GMR-Elemente konstant, kann durch die Messung des Spannungsabfalles an den GMR-Elementen auf die magnetische Feldstärke zurückgeschlossen werden. Zum Einprägen des Sensorstromes  $I_s$  wird ein DC30-Instrument verwendet. Der Spannungsabfall  $U_{gmr}$  an einem GMR-Element, wird mit einem Differenzial-Voltmeter gemessen. Die Sensorbeschaltung ist in Abbildung 6.2 auf der nächsten Seite festgehalten.

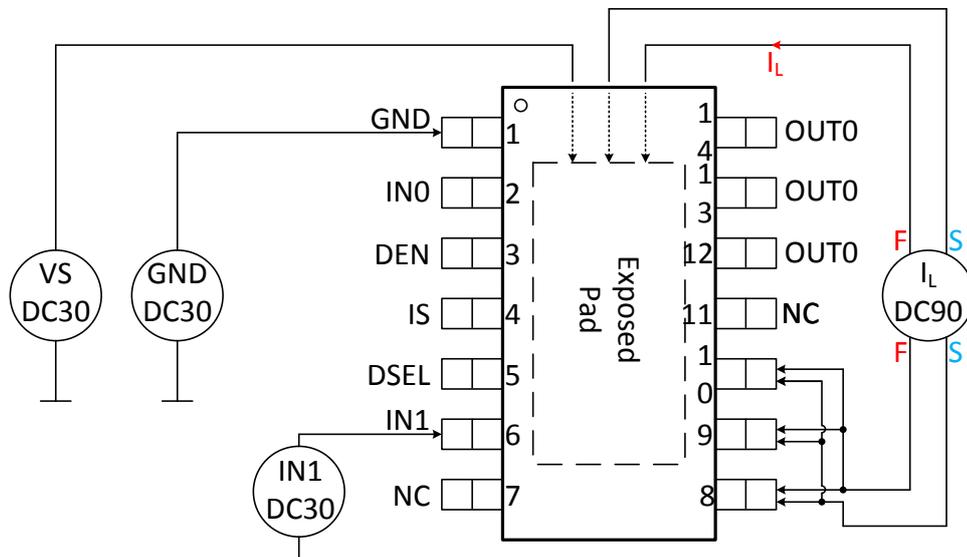


Abbildung 6.1: Für eine Impulsbelastung benötigte Beschaltung des Chips. Der Laststrom wird über den Ausgang OUT1 für eine Zeit  $T_{pulse}$  eingepreßt und ist für die Erzeugung des magnetischen Feldes nötig. Die Quelle VS-DC30 wird für die Chipversorgung benötigt und stellt die Betriebsspannung zur Verfügung. Das Massepotenzial des Chips am GND-Pin wird mit der GND-DC30 Quelle bereitgestellt.

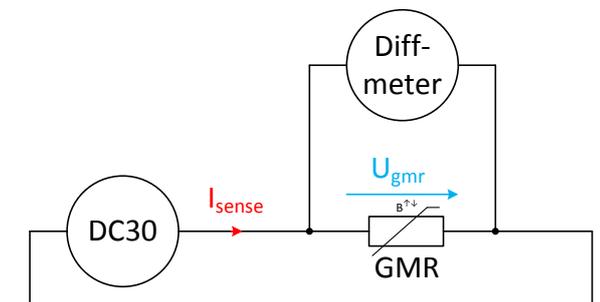


Abbildung 6.2: Beschaltung des Sensors. Das DC30-Instrument liefert den Versorgungsstrom  $I_s$ , der während der gesamten Pulsdauer konstant bleibt. Der Spannungsabfall am GMR Element wird mit einem Differenzial Voltmeter gemessen.

## 6.1 Temperatureinfluss

Da sich der Widerstand der GMR-Elemente des Sensors, mit ca.  $0,1 \text{ \%}/^\circ\text{C}$  von  $R_0$  ändert [5], muss dieser Temperatureinfluss bei der Messung berücksichtigt werden. Die im Chip dissipierte Energie  $E$ ,

$$E = \int_0^{T_{pulse}} u(t)i_L(t)dt \quad (6.1)$$

$$E = R \int_0^{T_{pulse}} i_L^2(t)dt \quad (6.2)$$

$$E = RI_L^2T_{pulse} \quad (6.3)$$

die durch den Laststrompuls  $i_L(t)$  und den dadurch resultierenden Spannungsabfall  $u(t)$  am Widerstand  $R$ , erzeugt wird, führt zu einer Erwärmung des Chips. Der Widerstand  $R$  setzt sich dabei im Groben aus dem Einschaltwiderstand des DMOS, dem Bonddrahtwiderstand und den Kontaktwiderständen der Messfassung zusammen. Die vom Chip ausgehende Erwärmung beeinflusst den darüber platzierten GMR-Sensor, Abb. 6.3 auf der nächsten Seite, es kommt zu einem unerwünschten Drift des Sensorwiderstandes.

Unter der Annahme, dass der Widerstand  $R$  über die Zeit konstant bleibt und der Laststrompuls rechteckförmig ist, kann die dissipierte Energie mit der Gleichung 6.3 beschrieben werden. Bei einem Laststrompuls der Höhe  $I_L = 4,9 \text{ A}$  und einer Dauer von  $T_{pulse} = 50 \text{ ms}$  bei einem Widerstand des Chips von  $R_{on} = 120 \text{ m}\Omega$  wird eine Energie von  $144 \text{ mJ}$  dissipiert.

Je kürzer die Pulsdauer  $T_{pulse}$  des Laststromes ist, desto geringer wird der Einfluss auf den Sensor. Dabei muss die Pulsdauer so kurz gewählt werden, dass die Sensortemperatur innerhalb der Pulsdauer als konstant angenommen werden kann. Durch die Differenzbildung fällt nun der durch die Starttemperatur bedingte Fehler  $R_{temp}$  weg und es bleibt die Widerstandsänderung  $\Delta R$ , bedingt durch das magnetische Feld oberhalb des Chips, übrig, Gl. 6.6.

$$R_1 = R_{temp} + R_0 \quad (6.4)$$

$$R_2 = R_{temp} + R_0 + \Delta R \quad (6.5)$$

$$\Delta R = R_1 - R_2 \quad (6.6)$$

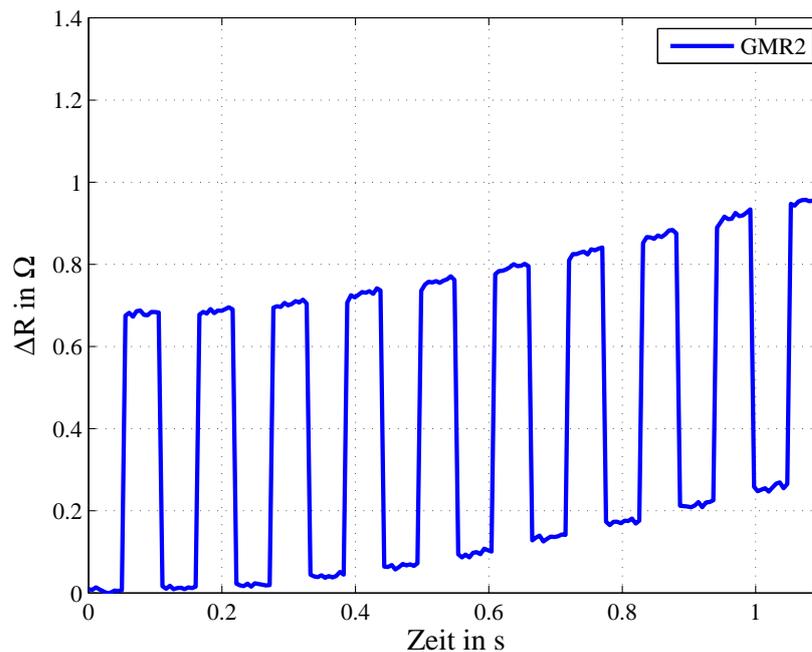


Abbildung 6.3: Drift des Sensorwiderstandes des 2ten GMR-Elements eines  $1 \times 6$  Sensors. Die Laststrompulslänge  $T_{pulse}$  betrug 50 ms bei einer Stromhöhe von 4,9 A.

## 6.2 Messstrategie

Die zwei getesteten GMR-Zeilennarrays besitzen jeweils mehrere GMR Elemente, das erste Sensordesign besitzt 6 GMR-Elemente, das zweite Sensordesign verfügt schon über 26 GMR-Elemente. Zum Messen des Spannungsabfalles an den GMR-Elementen standen jedoch nur 4 Differenzial-Voltmeter zur Verfügung. Zeitgleich konnte also der Spannungsabfall an maximal 4 GMR-Elementen gemessen werden. Die Senseleitungen der einzelnen GMR-Elemente wurden mit zwei Strategien geschaltet:

1.  $1 \times 6$  und  $1 \times 26$  Sensor: Während des Schaltens der Senseleitungen fließt kein Laststrom,  $I_L = 0$ , über die Bonddrähte, dies führt zu mehreren kurzen Laststrompulsen mit einer Pulsdauer von jeweils  $T_{pulse} = 4$  ms. Die Anzahl der Laststrompulse hängt dabei von der notwendigen Anzahl der Schaltvorgänge ab, für den Sensor mit 26 GMR-Elementen wurden 7 Iterationen, für den Sensor mit 6 GMR-Elemente nur zwei Iterationen benötigt, um alle GMR-Elemente des jeweiligen Sensors messen zu können. Dies hat den Vorteil, dass einerseits die dissipierte Energie so klein wie möglich gehalten werden kann und andererseits die Zeitdifferenz  $T_{diff}$  zwischen den Messpunkten zur Differenzbildung minimal bleibt. Des Weiteren ist die Anzahl der Schaltvorgänge minimal, da auf die Messung des Offsetwiderstandes  $R_0$  sofort die Messung der Samples mit Laststrom folgt.

- 1×26 Sensor: Während des Schaltens der Senseleitungen bleibt der Laststrom  $I_L$  konstant, dies führt zu einem langen Laststrompuls von  $T_{pulse} = 55$  ms. Dies hat den Vorteil, dass sich ein mögliches Hystereseverhalten des Sensors nicht auswirkt. Nachteilig ist, dass durch die längere Pulsdauer die dissipierte Energie größer wird, was zu einer stärkeren Erwärmung des Sensors führt. Zudem wird die Zeit  $T_{diff}$  zwischen den Messpunkten, die zur Differenzbildung herangezogen werden, größer, was einen möglichen Temperatureinfluss begünstigt. Diese Messmethode wurde nur für das GMR–Zeilenarray mit 26 GMR–Elementen implementiert.

Bei dem ersten Sensordesign wurden pro GMR–Element noch bis zu 10 Laststrompulse aufgezeichnet, einerseits um den Drift des Sensorwiderstandes bedingt durch die Erwärmung einschätzen zu können und andererseits um für die spätere Auswertung mehr Daten zu generieren.

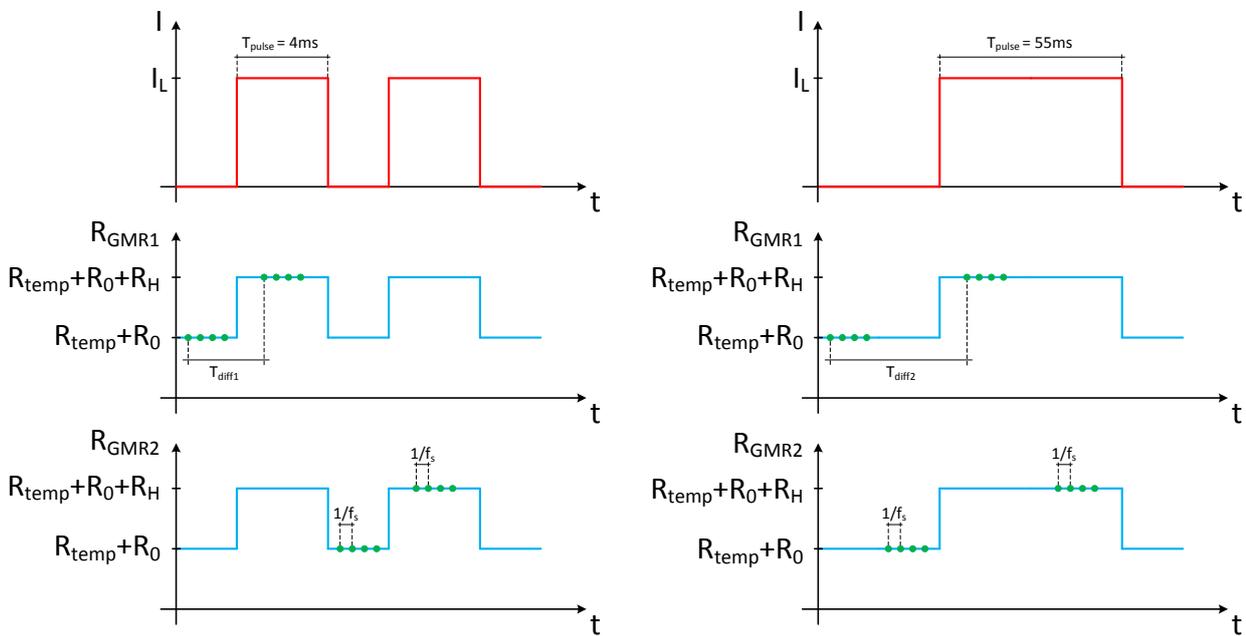


Abbildung 6.4: Vergleich der Teststrategien, auf der linken Seite wird mit mehreren kurzen Laststrompulsen gemessen, auf der rechten Seite wird mit einem einzelnen längeren Laststrompuls gemessen. Die Samplefrequenz  $f_s$  ist bei beiden Teststrategien die selbe.

## 6.3 Programmierung der Testerhardware

Zur Erkennung der Bonddrahtdefekte wurden zwei unterschiedliche Messstrategien (siehe Kapitel 6.2 auf Seite 59), welche sich im Schalten der Senseleitungen unterscheiden, implementiert. Die Programmierschnittstelle von Teradyne basiert auf Visual Basic for Applications (VBA) und bietet verschiedene Module, mit welchen auf die benötigten Instrumente (DC30, DC90, HSD und Differential-Meter) zugegriffen werden kann. Der schematische Messablauf ist in Abbildung 6.6 auf der nächsten Seite dargestellt. Vor der Ausführung der zwei Testinstanzen wird der Chip und der Sensor überprüft. Wenn der Chip richtig kontaktiert und der Sensor in Ordnung ist, werden beide Testinstanzen ausgeführt. Für das Sensordesign der 1. Generation wurde nur das 1. Testsetup durchgeführt.

Da die Laststromquelle und die PhotoMOS-Relais zum Schalten der Senseleitungen eine gewisse Zeit zum Einschalten benötigen, wird eine Pause von 2 ms vor dem Messen der ersten Samples gewartet. Die Abb. 6.5 zeigt das Einschwingverhalten der Stromquelle. Die Höhe des Laststromes ist dabei für beide Testinstanzen 4,9 A. Die Slewrate des Laststromes beträgt  $125 \text{ mA}/\mu\text{s}$ .

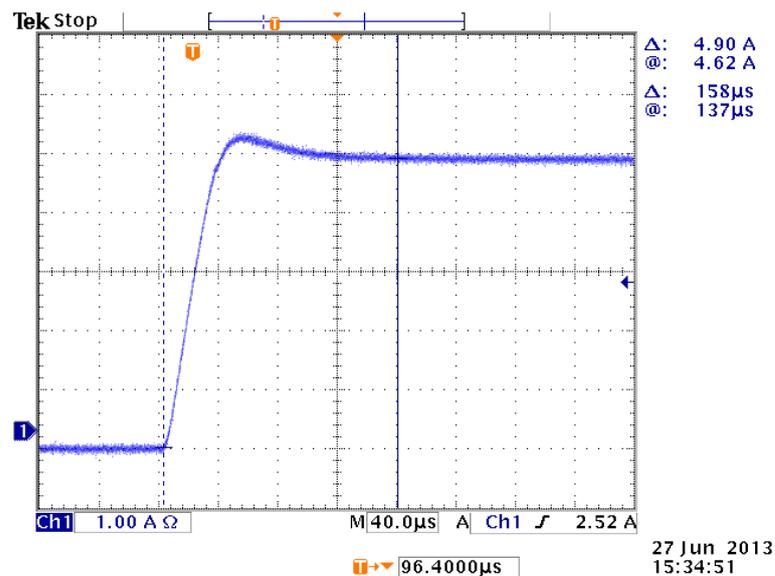


Abbildung 6.5: Einschwingverhalten der Laststromquelle,  $R_L \leq 1 \Omega$ . Aufgenommen mit einem Oszilloskop.

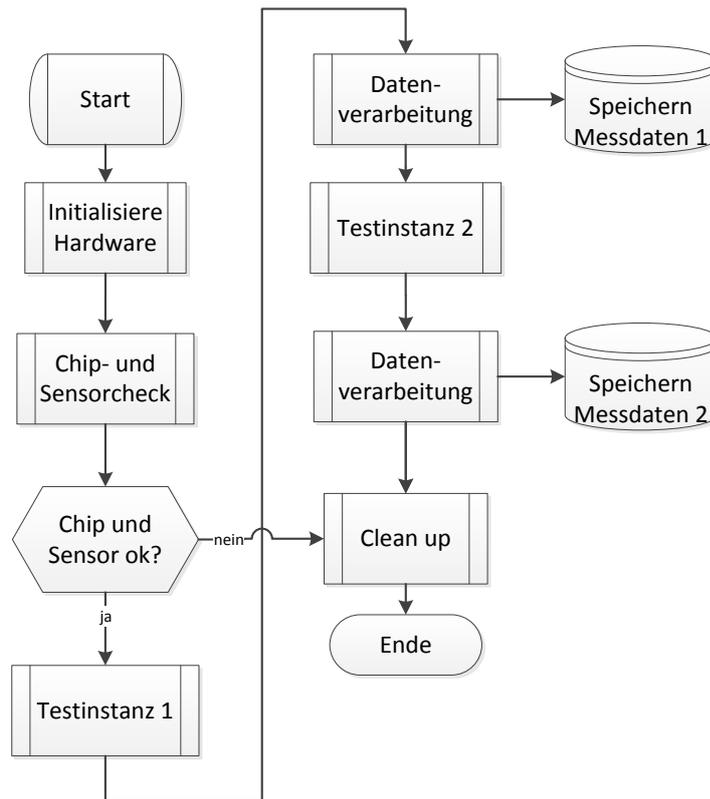


Abbildung 6.6: Flussdiagramm des Testprogrammes für den Sensor der 2. Generation. Für den Sensor der 1. Generation wurde nur die erste Testinstanz ausgeführt.

## 6.4 Chip- und Sensorcheck

Zur Erzeugung des magnetischen Feldes, wird ein Strom  $I_L = 4,9 \text{ A}$ , gepulst über den Ausgang OUT1 eingepreßt. Bei schlechter Kontaktierung, kann es aufgrund der erhöhten Energiedissipation zu einer thermischen Beschädigung des Sockels kommen, zusätzlich verfälscht die thermische Kopplung zwischen dem Chip und dem Sensor das Messergebnis. Aus diesen Gründen muss sichergestellt werden, dass alle Pins des Chips, welche den Laststrompuls führen, korrekt mit dem Sockel verbunden sind. Um einen erhöhten Kontaktwiderstand erkennen zu können, wird mittels der Quelle, welche den Laststrompuls erzeugt, ein Laststrom von  $I_L = 500 \text{ mA}$  vorgegeben, wobei die Spannungsbegrenzung auf  $U_L = 500 \text{ mV}$  programmiert wird, Abb. 6.7 auf der nächsten Seite. Der Lastwiderstand  $R_L$  setzt sich aus zwei Kontaktwiderständen  $R_{K1}$  und  $R_{K2}$ , dem Einschaltwiderstand  $R_{on}$  und dem Bonddrahtwiderstand  $R_{BD}$  des Chips zusammen:

$$R_L = R_{K1} + R_{on} + R_{BD} + R_{K2} = 2R_K + R_{BD} + R_{on} \quad (6.7)$$

Die Quelle verhält sich solange als Stromquelle, solange der Spannungsabfall  $U_L$  am Widerstand  $R_L$  kleiner als  $500 \text{ mV}$  ist. Steigt der Widerstand  $R_L$  aufgrund von erhöhten Kontaktwiderständen  $R_{K1}$  und  $R_{K2}$  an, geht die Spannungsquelle in Begrenzung und kann den programmierten Strom

von 500mA nicht mehr treiben, ein Alarm des Instrumentes ist die Folge und der Programmablauf wird unterbrochen. Der Eckpunkt P(500mA, 500mV) in der Abbildung 6.7 entspricht dabei einem Widerstand von  $R_L = 1\Omega$ . Bei einem typischen Einschaltwiderstand von  $R_{on} + R_{BD} = 120\text{ m}\Omega$  entspricht der maximal erlaubte Kontaktwiderstand pro Anschluss  $R_{K,max} = 440\text{ m}\Omega$ .

Der Sensor wird überprüft, indem der Gesamtwiderstand der 26 GMR-Elemente gemessen wird. Bei einem typischen Widerstand von  $R_{GMR} = 970\Omega$  bei Raumtemperatur, beträgt der Widerstand der gesamten Sensorkette ohne magnetischem Feld ca. 25 k $\Omega$ .

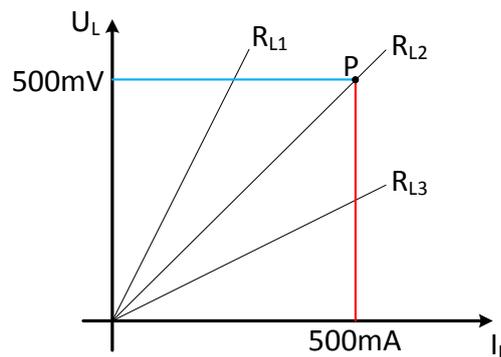


Abbildung 6.7: Programmierung der Quelle zur Überprüfung des Kontaktwiderstandes  $R_L$ . Die dargestellten Kontaktwiderstände  $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$  und  $R_{L3}$  sind unterschiedlich groß,  $R_{L1} > R_{L2} > R_{L3}$ .

## 6.5 Testinstanz 1

Die erste Testinstanz zeichnet sich dadurch aus, dass beim Schalten der Senseleitungen zu den Messinstrumenten, kein Laststrom über den Ausgang OUT1 fließt. Die aufgezeichneten Samples können sofort nach dem Messen eines GMR-Elements aus dem Speicher der Messinstrumente ausgelesen werden. Dies hat den Vorteil, dass für jede Messung eines GMR-Elements die gesamte Speichergröße von 512 Samples pro Messgerät zur Verfügung steht. Das Einschalten der Laststromquelle und die Aufzeichnung der Messwerte wird mit einem sogenannten Pattern in Echtzeit ausgeführt, das Schalten der Senseleitungen der GMR-Elemente beider Sensorgenerationen erfolgt dabei im normalen Sourcecode. Patterns werden verwendet wenn eine Echtzeitprogrammierung notwendig ist. Die verschiedenen Instrumente (DC30, DC90, HSD und Differential Meter) unterscheiden sich in ihren kleinsten programmierbaren Zeiteinheiten.

### 6.5.1 Sensordesign der 1. Generation

Für die 1. Sensorgeneration wurden mehrere Strompulse pro GMR-Element aufgenommen, dabei wurden vor jedem Laststrompuls 10 Messwerte der GMR-Spannung und während jedes Laststrompulses 10 Messwerte der GMR-Spannung mit einer Samplefrequenz von 10 kHz aufgenommen. Diese entspricht einen zeitlichen Abstand der Messpunkte von  $100 \mu\text{s}$ . Insgesamt wurden 10 Laststrompulse mit insgesamt 200 Messwerte der GMR-Spannung pro GMR-Element gemessen, Abb. 6.8, was bei 6 GMR-Elementen 1200 Messwerte pro gemessenen Chip ergibt. Die Pulslänge des Laststrompulses betrug dabei 6,2 ms.

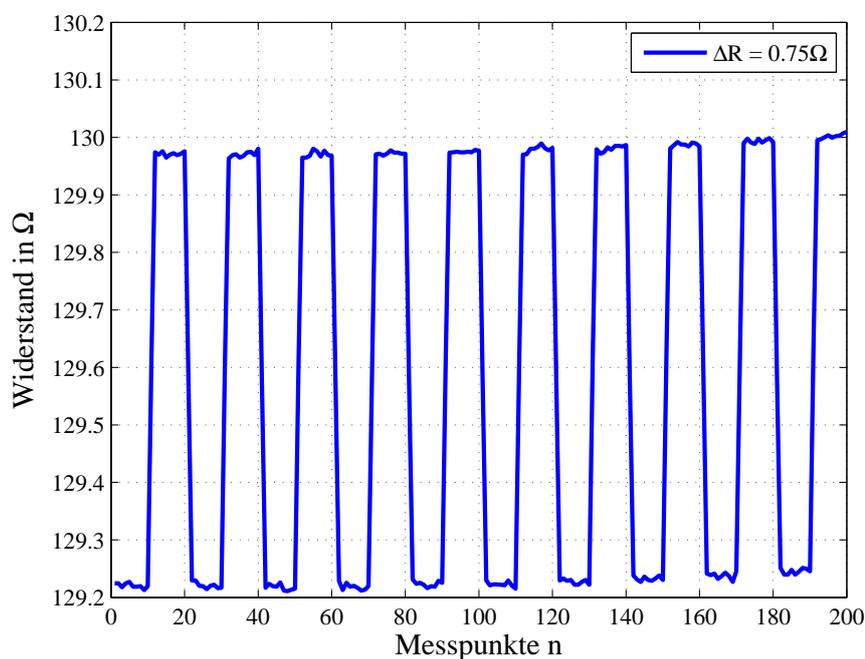


Abbildung 6.8: Messwerte des GMR-Widerstandes eines GMR-Elements. Aus den Messwerten wurde die durchschnittliche Widerstandsänderung berechnet. Ein leichter Drift des Sensorwiderstandes, aufgrund der Erwärmung durch den Laststrom, ist über die 10 Perioden erkennbar. Da die Temperatur jedoch über eine Periode konstant bleibt, fällt der Temperaturdrift durch Differenzbildung weg.

### 6.5.2 Sensordesign der 2. Generation

Jedes GMR-Element der 2. Sensorgeneration wurde im Unterschied zur 1. Sensorgeneration, nur mehr mit einem Laststrompuls mit einer Pulslänge von 4 ms gemessen. Vor jedem Laststrompuls und während des Laststrompulses werden jeweils 200 Messwerte der GMR-Spannung in einem zeitlichen Abstand von  $10 \mu\text{s}$  aufgenommen. Dies entspricht einer Samplefrequenz von 100 kHz,

Abb. 6.9. Dies ergibt 400 Messwerte der GMR-Spannung pro GMR-Element und bei 26 GMR-Elementen, 10400 Messwerte für einen Chip.

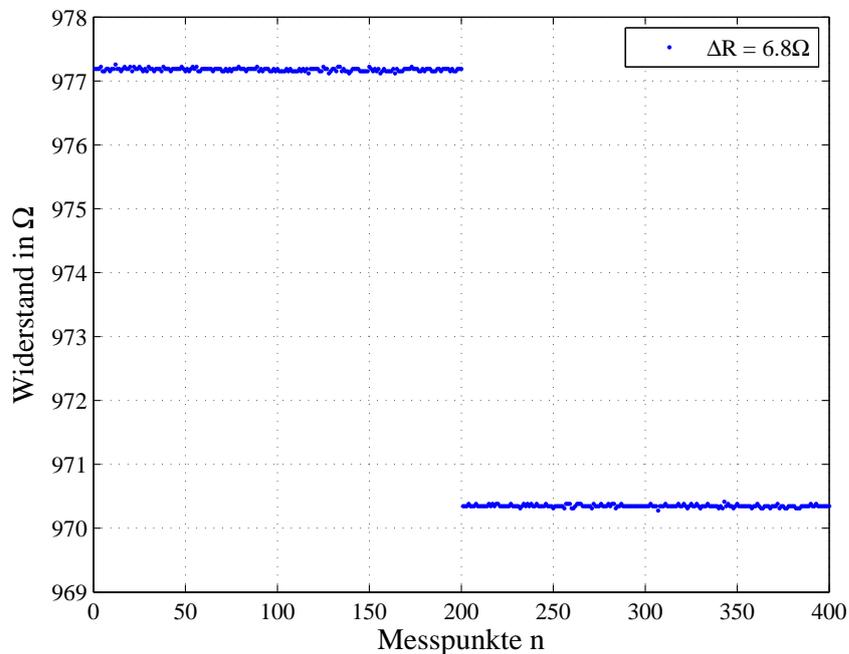


Abbildung 6.9: Messwerte des GMR-Widerstandes eines GMR-Elements. Die Messwerte 1 bis 200 wurden ohne Laststrom aufgenommen, die Messwerte 201 bis 400 wurden mit Laststrom aufgenommen. Die Widerstandsänderung  $\Delta R$  wurde aus der Differenz der Mittelwerte berechnet. Ein Drift des Sensorwiderstandes ist nicht zu erkennen.

## 6.6 Testinstanz 2

Die zweite Testinstanz soll einem möglichst produktionsnahen Szenario nachempfunden werden. Bei der Endkontrolle eines Chips wird neben anderen Parametern auch der Ausgangswiderstand bestimmt. Dies geschieht mit einem durchgehenden Strompuls und gleichzeitiger Messung des Spannungsabfalles am DMOS. Aus diesem Grund werden in der zweiten Testinstanz auch die Senseleitungen der GMR-Elemente während des Strompulses geschaltet. Es wird zur Messung aller 26 GMR-Elemente nur ein Laststrompuls benötigt. Bedingt durch die Schaltzeiten der PhotoMOS-Relais, fällt die Pulsdauer von 55 ms deutlich länger aus, als die kurzen Pulse der ersten Testinstanz. Das Schalten der Senseleitungen und die Messungen werden in Echtzeit in einem Pattern ausgeführt was dazu führt, dass der interne Speicher der Messinstrumente genau eingeteilt werden muss, da dieser während der Echtzeitausführung nicht ausgelesen werden kann. Jedes Messinstrument muss die Messwerte von maximal 7 GMR-Elementen im internen Speicher

ablegen, was bei einer Speichergröße von 512 Samples zu einer Anzahl von 72 Messwerten pro GMR-Element führt, davon werden jeweils 36 Messwerte der GMR-Spannung ohne Laststrom und 36 Messwerte der GMR-Spannung mit Laststrom aufgenommen, Abb. 6.10. Für die Messung eines Chips werden 1872 Messwerte aufgezeichnet.

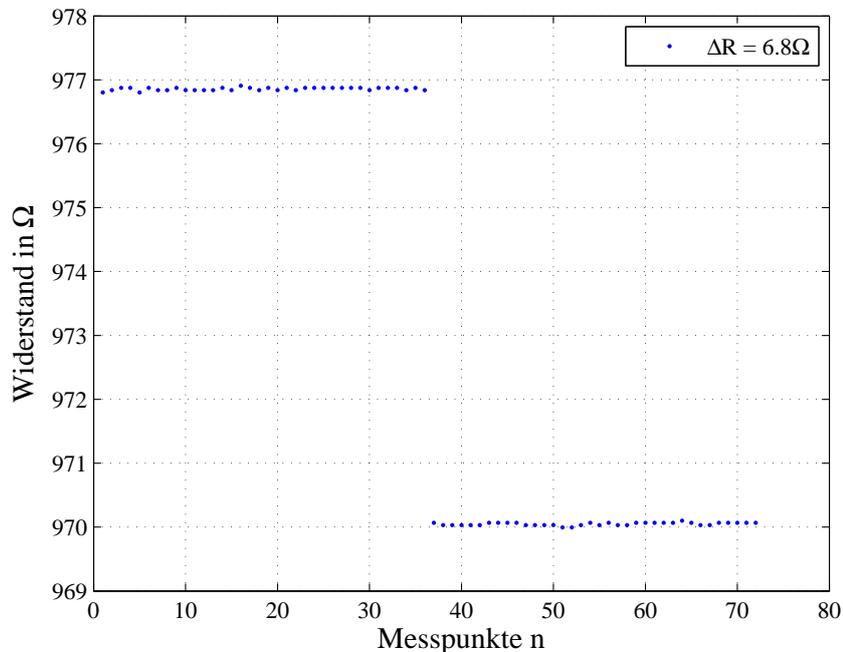


Abbildung 6.10: Messwerte des GMR-Widerstandes eines GMR-Elements. Die Messwerte 1 bis 36 wurden ohne Laststrom aufgenommen, die Messwerte 37 bis 72 wurden mit Laststrom aufgenommen. Die Widerstandsänderung  $\Delta R$  wurde aus der Differenz der Mittelwerte der Messwerte berechnet. Ein Drift des Sensorwiderstandes ist nicht zu erkennen.

## 6.7 Datenverarbeitung

Nach jeder Testinstanz werden die gemessenen Samples aus dem Speicher der Instrumente ausgelesen und für die weitere Datenanalyse in Textdateien gespeichert. Das Auslesen der Messdaten erfolgt in der ersten Testinstanz nach jeder Messung eines GMR-Elements. Alle Messwerte im internen Speicher eines Instrumentes können dem jeweiligen GMR-Element zugeordnet werden. In der zweiten Testinstanz werden Messwerte mehrerer GMR-Elemente in den internen Speicher geschrieben. Die internen Speicher der Messinstrumente sind FIFO (First In, First Out) Speicher. Das Auslesen der Samples muss aus diesem Grund in der gleichen Reihenfolge erfolgen wie das Abspeichern der Messwerte. Die Messdaten für jedes GMR-Element werden in getrennten Textdateien, mit der GMR-Elementnummer als Namen, gespeichert. Die Zeit die zum Auslesen

und Abspeichern der Messwerte benötigt wird, ist im Vergleich zu Messdauer selbst sehr klein und kann vernachlässigt werden. Der Ordnername indem sich die Textdateien einer Messung befinden, wird nach dem vermessenen Fehlertypen bezeichnet und fortlaufend nummeriert, da Messungen von mehreren gleichen Fehlertypen vorgenommen wurden, Abb. 6.11 auf der nächsten Seite. Mit MATLAB kann nun durch einfaches Iterieren der Ordner, aus dem Ordnernamen und Dateinamen der Textdatei, eine Datenstruktur aufgebaut werden, die zur weiteren Datenanalyse dient.

|  | Anzahl der<br>vermessenen Chips                       | Messwerte pro<br>GMR-Element/pro Chip | Pulslänge<br>in ms |
|--|---|---------------------------------------|--------------------|
| <b>Sensor 1×6,<br/>Testinstanz 1:</b>  | 140 Chips, von<br>jedem Chiptyp 20 Chips              | 200/1200                              | 6,2                |
| <b>Sensor 1×26,<br/>Testinstanz 1:</b> | 400 Chips, 100 ohne Defekt,<br>50 von jedem Fehlertyp | 400/10400                             | 4                  |
| <b>Sensor 1×26,<br/>Testinstanz 2:</b> | 400 Chips, 100 ohne Defekt,<br>50 von jedem Fehlertyp | 72/1872                               | 55                 |

Tabelle 6.1: Je nach Sensordesign und Testinstanz werden unterschiedlich viele Messwerte aufgenommen. Mit dem 1. Sensordesign wurden 140 Chips vermessen, mit dem 2. Sensordesign 400.

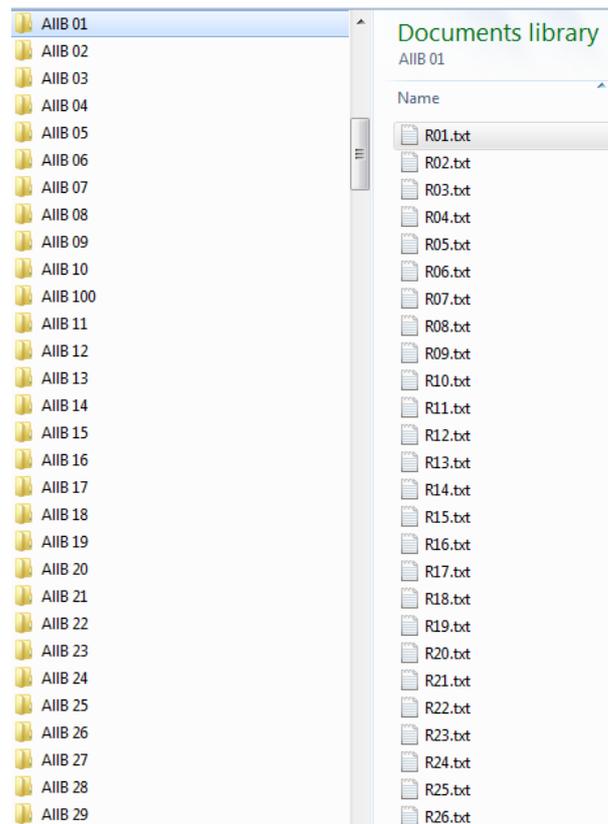


Abbildung 6.11: Ordnerstruktur der abgelegten Messdaten. Der gemessene Chiptyp wird im Ordernamen mit fortlaufender Nummer vermerkt und die Messdaten der einzelnen GMR-Elemente werden in Textdateien abgespeichert. Bei der darauffolgenden Auswertung der Messdaten mit MATLAB, kann eine Datenstruktur basierend auf der Ordner und Dateistruktur aufgebaut werden.

# 7 Platinendesign

Die Platine auf der der Sensor aufgebracht ist, positioniert einerseits den Sensor präzise über dem Chip, andererseits befinden sich weitere Bauteile zum Schalten der Senseleitungen auf ihr. Der Sensor der ersten Generation besaß eine Platine welche die GMR-Elemente ohne zusätzliche Bauteile direkt mit dem Tester verband. Dies war aufgrund der geringen Anzahl von 6 GMR-Elementen möglich. Für die zweite Sensorgeneration musste eine neue Platine entwickelt werden, welche es ermöglicht, die Senseleitungen der GMR-Elemente zu den vorhandenen Messinstrumenten zu schalten.

## 7.1 Schalten der Sense-Leitungen

Mit den vorhandenen Messinstrumenten kann der Spannungsabfall maximal an vier GMR-Elemente zeitgleich gemessen werden. Aus diesem Grund ist es erforderlich die Senseleitungen des Sensors zu den vier Messgeräten zu schalten. Um Leckströme über die Senseleitungen zu vermeiden, müssen zum Schalten dieser, Relais mit sehr kleinen Leckströmen verwendet werden. Die Entscheidung fiel auf ein PhotoMOS-Relais von Panasonic vom Typ AQW216EH, Abb. 7.1 auf der nächsten Seite, welches einen äußerst geringen Leckstrom, Abb. 7.2 auf der nächsten Seite, und eine hohe Durchbruchspannung von 5000 V zwischen Ein- und Ausgang besitzt, was einen gewissen Grad an ESD-Schutz bietet. Der Einschaltwiderstand der Relais spielt zum Messen des Spannungsabfalles an den GMR-Elementen keine Rolle, da durch das sehr hochohmige Messinstrument kein Stromfluss über die Senseleitungen zustande kommt. Der niedrige Leckstrom und die hohe Durchbruchspannung sind die größten Vorteile diese Relais Typen, ein kleiner Nachteil ist jedoch die langsame typische Einschaltzeit  $t_{on} = 0,5 \text{ ms}$  des Relais. Die wichtigsten Parameter des PhotoMOS-Relais sind in der Tabelle 7.1 auf der nächsten Seite dargestellt.

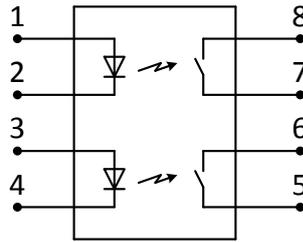


Abbildung 7.1: Blockschaltbild des PhotoMOS-Relais vom Typ Panasonic AQW216EH.

|                           | min.   | typisch | max.      |
|---------------------------|--------|---------|-----------|
| Leckstrom $I_L$ bei 600 V |        |         | 1 $\mu$ A |
| Einschaltzeit $t_{on}$    |        | 0,5 ms  | 2 ms      |
| Ausschaltzeit $t_{off}$   |        | 0,04 ms | 1 ms      |
| Diodenstrom $I_D$         | 3 mA   |         | 50 mA     |
| Diodenspannung $U_D$      | 1,14 V | 1,25 V  | 1,5 V     |

Tabelle 7.1: Die wichtigsten Parameter des PhotoMOS-Relais Panasonic AQW216EH, [24].

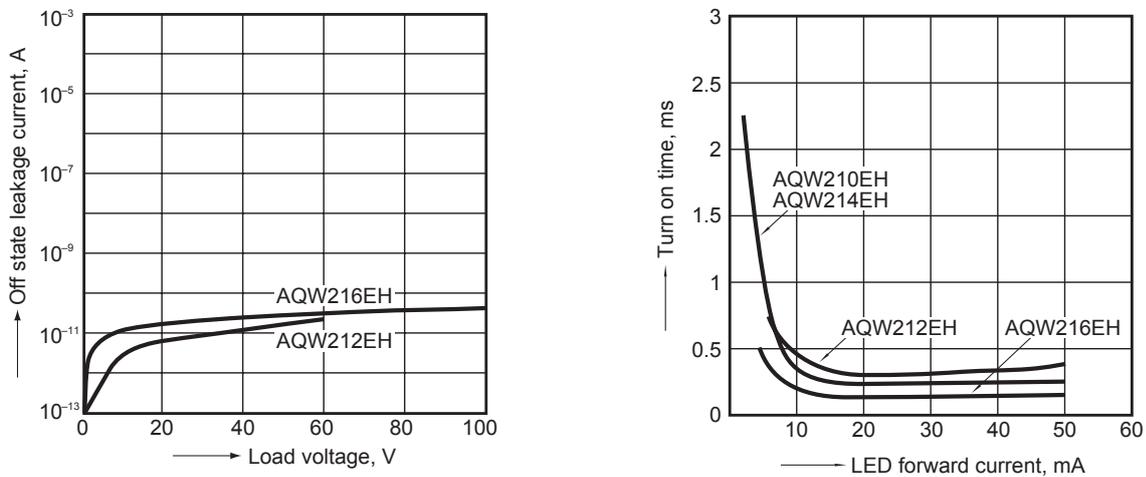


Abbildung 7.2: Linkes Diagramm: Leckstrom als Funktion der Spannung am Ausgang. Rechtes Diagramm: Einschaltzeit als Funktion des LED Stromes. Entnommen aus dem Datenblatt des PhotoMOS-Relais AQW216EH [24]. Der Leckstrom des Schaltkontakts, im verwendeten Spannungsbereich bis 20 V, liegt im  $pA$ -Bereich und kann vernachlässigt werden. Der LED Strom muss zwischen minimalen 3 mA, welcher gerade noch das Relais einschaltet, und maximalen 50 mA liegen.

## 7.2 Relaissteuerung

Um die Testzeit so gering wie möglich zu halten, musste die Schaltreihenfolge der Senseleitungen auf eine minimale Anzahl an Schaltvorgängen zur Messung des Spannungsabfalles an den GMR-Elementen, ausgelegt werden. Der Sensor besitzt 26 GMR-Elemente mit 27 Senseleitungen, welche zu den vier zur Verfügung stehenden Messinstrumenten, geschaltet werden müssen. Draus ergeben sich 7 zu messende GMR-Elemente für die ersten drei Messinstrumente (GMR1–GMR7, GMR8–GMR14, GMR15–GMR21) und 5 zu messende GMR-Elemente für das letzte Messinstrument (GMR22–GMR26), Tab. 7.2. Um vier GMR-Elemente gleichzeitig messen zu können,

| Iteration n | Messinstr. 1 | Messinstr. 2 | Messinstr. 3 | Messinstr. 4 |
|-------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| 1           | GMR1         | GMR8         | GMR15        | GMR22        |
| 2           | GMR2         | GMR9         | GMR16        | GMR23        |
| 3           | GMR3         | GMR10        | GMR17        | GMR24        |
| 4           | GMR4         | GMR11        | GMR18        | GMR25        |
| 5           | GMR5         | GMR12        | GMR19        | GMR26        |
| 6           | GMR6         | GMR13        | GMR20        |              |
| 7           | GMR7         | GMR14        | GMR21        |              |

Tabelle 7.2: Pro Iterationen können 4 GMR-Elemente zeitgleich gemessen werden. Zum Messen aller 26 GMR-Elemente werden 7 Iterationen benötigt.

müssen bei der ersten Messung 8 Senseleitungen zu den vier Messinstrumenten verbunden werden. Aufgrund dessen, dass sich zwei GMR-Elemente jeweils eine Senseleitung teilen, Abb. 4.10 auf Seite 31, muss zum Messen jedes weiteren GMR-Elements nur noch eine Senseleitung pro GMR-Element umgeschaltet werden. Insgesamt müssen dadurch, pro Messzyklus, vier Senseleitungen umgeschaltet werden.

Der komplette Messzyklus beinhaltet 7 Iterationen, in welchen die Senseleitungen der jeweiligen GMR-Elemente, zu den Messinstrumenten geschaltet werden. Die Schaltreihenfolge ist in Tabelle 7.2 dargestellt und so gewählt, dass nicht aufeinanderfolgende GMR-Elemente zeitgleich gemessen werden, sondern immer ein Teil der Verteilung der magnetischen Feldstärke aufgenommen wird. Welches GMR-Element, bei welchem Iterationsschritt  $n$ , mit welchem Messinstrument  $M$  gemessen wird, ist mit der Gleichung 7.1 beschreibbar, welche nur im Bereich  $1 \leq GMR \leq 26$  gültig ist.

$$GMR(n, M) = n + 7(M - 1) \quad (7.1)$$

Geschaltet werden die PhotoMOS-Relais mit den in Kapitel 3.2.2 auf Seite 23 beschriebenen HSD-Instrumenten (High Speed Digital), die eine sehr schnelle digitale Ansteuerung ermöglichen. Die Beschaltung der Relais ist in Abbildung 7.5 auf Seite 75 dargestellt. Das HSD-Instrument fungiert dabei als digitale Spannungsquelle, welche 0 V oder 7 V, bei einem maximalen Strom von 50 mA, liefert. Da es vor allem zum Testen von digitalen Funktionen mit hohen Frequenzen

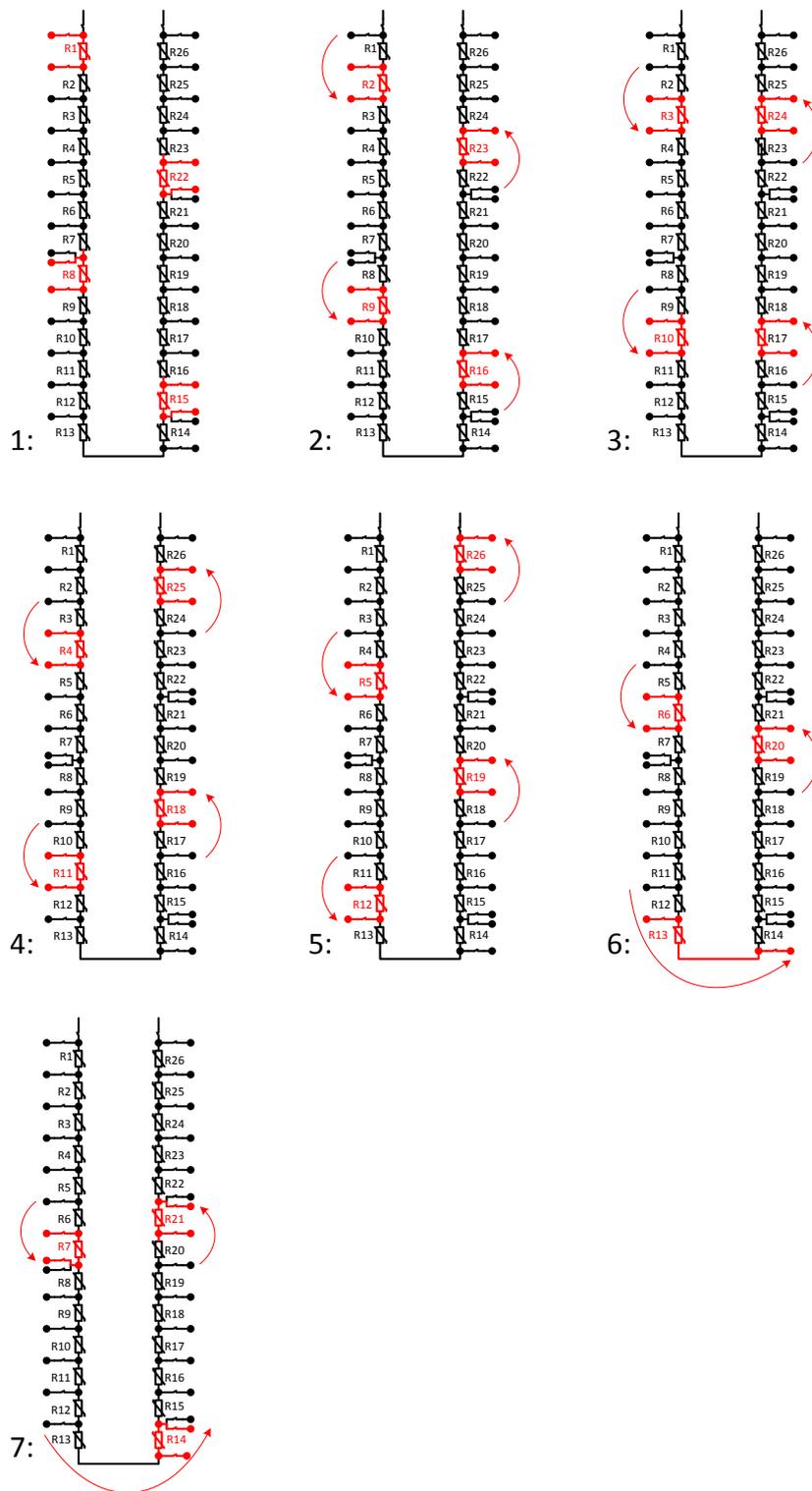


Abbildung 7.3: Sensorarray mit 26 GMR-Elementen. Zur besseren Veranschaulichung der Messreihenfolge der einzelnen GMR-Elemente wurde auf die Darstellung der zusätzlichen Beschaltung und Beschriftung verzichtet. Pro Iteration können 4 GMR-Elemente zeitgleich gemessen werden. Zum Messen aller 26 GMR-Elemente werden 7 Iterationen benötigt. Pro Iterationsschritt müssen nur 4 Senseleitungen geschaltet werden.

ausgelegt ist, besitzt das Instrument einen  $50\ \Omega$  Widerstand  $R_{HSD}$  zur Impedanzanpassung. Dieser Widerstand muss bei den Schaltungsberechnungen berücksichtigt werden. Aus dem Datenblatt des PhotoMOS-Relais geht hervor, dass ein Strom von mindestens 3 mA bis maximal 50 mA durch die LED fließen muss, um den jeweiligen Kanal zu schalten. Die Vorwärtsspannung  $U_D$  der LED kann dabei zwischen 1,14 V bis 1,5 V bei gleichem Strom variieren und liegt bei typischen 1,25 V [24]. Zur synchronen Betätigung von vier Kanäle, müssen diese entweder mit einem Widerstand zur Strombegrenzung in Serie, Abb. 7.4 auf der nächsten Seite, oder jeweils zwei Kanäle, mit Symmetrierungswiderständen, parallel geschaltet werden, Abb. 7.5 auf Seite 75. Die Schaltungen wurden dabei auf einen nominalen LED Strom von 15 mA ausgelegt welcher je nach Schaltung und Bauteiltoleranzen variiert. Um eine schnelle und vor allem einheitliche Einschaltzeit  $t_{on}$  der PhotoMOS-Relais sicherstellen zu können, muss der LED Strom größer 10 mA sein, Abb. 7.2 auf Seite 70 rechtes. Die Einschaltzeit ist wichtig, da im Testprogramm eine fixe Zeit nach dem Schalten der Senseleitungen gewartet werden muss, bis die ersten Messpunkte aufgenommen werden können. Um diese Wartezeit vor dem Messen später weiter optimieren zu können, muss sichergestellt werden, dass die Relais die zeitgleich geschaltet werden auch gleich schnell einschalten, um einen negativen Einfluss auf das Messergebnis zu verhindern. Folgend werden die Vor- und Nachteile der Serien- und Parallelschaltung genauer betrachtet.

### 7.2.1 Serienschaltung

Eine Serienschaltung von vier Kanälen ist aufgrund der maximalen Diodenspannung von 1,5 V und dem Spannungsabfall am internen Widerstand  $R_{HSD}$  des HSD-Instruments nicht zu empfehlen. Aufgrund der minimalen und maximalen Diodenspannungen kommt es zu Schwankungen des Diodenstroms  $I_D$ , Gl. 7.2 bis Gl. 7.4. Der Vorwiderstand  $R$  wurde für einen Diodenstrom  $I_D$  von 15mA bei einer typischen Diodenspannung  $U_{D,typ}$  von 1,25V ausgelegt:

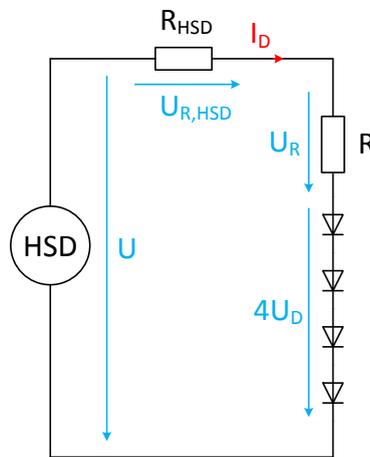


Abbildung 7.4: Serielle Schaltung der 4 Kanäle.

$$R = \frac{U - 4U_{D,typ}}{I_D} - R_{HSD} = \frac{7\text{V} - 4 \cdot 1,25\text{V}}{15\text{mA}} - 50\ \Omega = 83,3\ \Omega \quad (7.2)$$

$$I_{D,min} = \frac{U - 4U_{D,max}}{R + R_{HSD}} = \frac{7\text{V} - 4 \cdot 1,5\text{V}}{83,3\ \Omega + 50\ \Omega} = 7,5\ \text{mA} \quad (7.3)$$

$$I_{D,max} = \frac{U - 4U_{D,min}}{R + R_{HSD}} = \frac{7\text{V} - 4 \cdot 1,14\text{V}}{83,3\ \Omega + 50\ \Omega} = 18,3\ \text{mA} \quad (7.4)$$

Je nach Diodenspannung  $U_D$  liegt der tatsächliche Diodenstrom  $I_D$  zwischen einem Minimum von 7,5mA und maximal 18,3mA. Dies kann im schlimmsten Fall für  $I_{D,min}$  zu einer Erhöhung der Einschaltzeit führen, Abb. 7.2 auf Seite 70 rechts. Der Vorteil der Serienschaltung ist, dass durch alle Dioden der selbe Diodenstrom  $I_D$  fließt und dadurch die Schaltgeschwindigkeit aller angesteuerten PhotoMOS-Relais gleich ist, Abb. 7.2 auf Seite 70.

### 7.2.2 Parallelschaltung

Der schaltungstechnische Aufwand wird im Vergleich zur Serienschaltung durch die parallele Verschaltung zweier Kanäle, um einen Vorwiderstand erhöht, Abb. 7.5. Der Vorteil der Parallelschaltung liegt darin, dass größere Vorwiderstände verwendet werden können, was zu einer geringeren Schwankungsbreite der Diodenströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  aufgrund von unterschiedlichen Diodenspannungen führt. Die Vorwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  können mit der Gleichung 7.5 berechnet

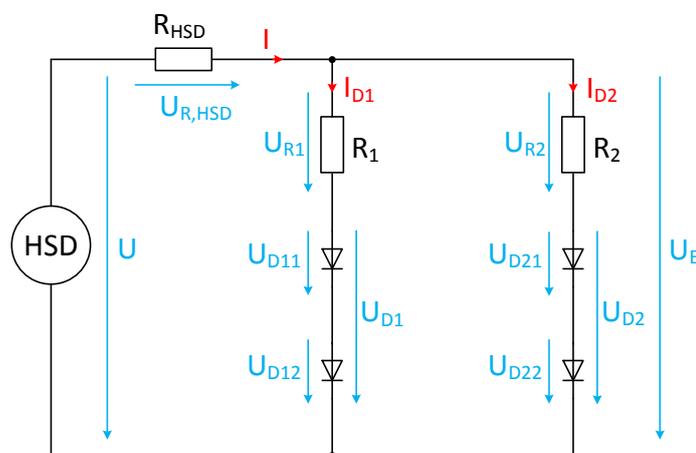


Abbildung 7.5: Parallele Schaltung zweier Kanäle.

werden. Dabei wird eine typischen Diodenspannungen  $U_{D,typ}$  von 1,25 V und ein Diodenstrom  $I_{D1} = I_{D2} = I_D$  von 15 mA angenommen.

$$R_1 = R_2 = \frac{U - 2U_{D,typ}}{I_D} - 2R_{HSD} = \frac{7\text{ V} - 2 \cdot 1,25\text{ V}}{15\text{ mA}} - 2 \cdot 50\ \Omega = 200\ \Omega \quad (7.5)$$

Nun stellt sich die Frage, wie groß die Schwankungsbreite der Diodenströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  zufolge unterschiedlicher Diodenspannungen mit gleichen Vorwiderständen ist? Die zwei in jedem Parallelzweig enthaltenen Diodenspannungen  $U_{D1x}$  und  $U_{D2x}$  können als gleich groß angenommen werden, da einerseits jeweils zwei Kanäle eines Chips pro Zweig verwendet wurden was bedeutet, dass sich beide Dioden auf dem gleichen Chip befinden und somit auch gleiche Fertigungsschwankungen aufweisen und andererseits, beide Dioden eines Chips von dem selben Strom durchflossen werden.

$$U_{D11} + U_{D12} = U_{D1} \quad (7.6)$$

$$U_{D21} + U_{D22} = U_{D2} \quad (7.7)$$

Zu unterschiedlichen Diodenströmen kommt es also, wenn die Diodenspannungen  $U_{D1}$  und  $U_{D2}$  unterschiedlich groß sind. Um die Schwankungsbreite der Ströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  aufgrund dessen berechnen zu können, muss zuerst die Spannung  $U_E$  berechnet werden:

$$U_E = U - U_{R,HSD} = U - \frac{R_1 R_{HSD}(U - U_{D2}) + R_2 R_{HSD}(U - U_{D1})}{R_1 R_2 + R_1 R_{HSD} + R_2 R_{HSD}} \quad (7.8)$$

Die Vorwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  sind durch die Berechnung mit der typische Diodenspannung  $U_{D,typ}$  gegeben, Gl. 7.5 auf der vorherigen Seite. Dadurch kann die Gleichung 7.8 vereinfacht werden:

$$U_E = U - \frac{R_{HSD}(2U - U_{D1} - U_{D2})}{R + 2R_{HSD}} \quad (7.9)$$

Die Zweigströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  können nun mit den Gleichungen 7.10 und 7.11 berechnet werden:

$$I_{D1} = \frac{U_E - U_{D1}}{R} \quad (7.10)$$

$$I_{D2} = \frac{U_E - U_{D2}}{R} \quad (7.11)$$

Setzt man Gleichung 7.9 in Gleichungen 7.10 und 7.11 ein, erhält man nach Umformung die Gleichungen 7.16 und 7.17, die die beiden Teilströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  beschreiben:

$$I_{D1} = \frac{UR - U_{D1}(R + R_{HSD}) + U_{D2}R_{HSD}}{R(R + 2R_{HSD})} \quad (7.12)$$

$$I_{D2} = \frac{UR - U_{D2}(R + R_{HSD}) + U_{D1}R_{HSD}}{R(R + 2R_{HSD})} \quad (7.13)$$

Die Minima und Maxima der Teilströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  können mit den Gleichungen 7.12 und 7.13 berechnet werden, indem der Zähler einmal ein Minimum und einmal ein Maximum erreicht.

$$U_{D1,\min} = U_{D2,\min} = U_{D,\min} = 2U_{D,\min} = 2 \cdot 1,14 \text{ V} = 2,28 \text{ V} \quad (7.14)$$

$$U_{D1,\max} = U_{D2,\max} = U_{D,\max} = 2U_{D,\max} = 2 \cdot 1,5 \text{ V} = 3 \text{ V} \quad (7.15)$$

$$I_{D1,\min} = I_{D2,\min} = I_{Dx,\min} = \frac{UR - U_{D,\max}(R + R_{HSD}) + U_{D,\min}R_{HSD}}{R(R + 2R_{HSD})} \quad (7.16)$$

$$I_{D1,\max} = I_{D2,\max} = I_{Dx,\max} = \frac{UR - U_{D,\min}(R + R_{HSD}) + U_{D,\max}R_{HSD}}{R(R + 2R_{HSD})} \quad (7.17)$$

$$I_{Dx,\min} = \frac{7 \text{ V} \cdot 200 \Omega - 3 \text{ V} \cdot (200 \Omega + 50 \Omega) + 2,28 \text{ V} \cdot 50 \Omega}{(200 \Omega + 2 \cdot 50 \Omega) \cdot 200 \Omega} = 12,7 \text{ mA} \quad (7.18)$$

$$I_{Dx,\max} = \frac{7 \text{ V} \cdot 200 \Omega - 2,28 \text{ V} \cdot (200 \Omega + 50 \Omega) + 3 \text{ V} \cdot 50 \Omega}{(200 \Omega + 2 \cdot 50 \Omega) \cdot 200 \Omega} = 16,3 \text{ mA} \quad (7.19)$$

Geht man nun vom optimalen Fall aus, in dem die Diodenspannungen  $U_{D1}$  und  $U_{D2}$  gleich groß sind und wofür die Vorwiderstände ausgelegt wurden,  $U_{D1} = U_{D2} = U_D$ , werden auch

die Teilströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  gleich groß,  $I_{D1} = I_{D2} = I_D$ . Der Strom  $I_D$  kann nun mit der Gleichung 7.20 beschrieben werden.

$$I_D = \frac{U - U_D}{R + 2R_{HSD}} = \frac{7\text{V} - 1,25\text{V}}{200\ \Omega + 2 \cdot 50\ \Omega} = 15\text{ mA} \quad (7.20)$$

## 7.3 Implementierte Schaltung

Aufgrund der geringeren Variation der Diodenströme, fiel die Entscheidung zugunsten der Parallelschaltung. Durch diese ist sichergestellt, dass die PhotoMOS-Relais auch im schlechtesten Fall zuverlässig und schnell einschalten, da der Zweigstrom  $I_{Dx}$  immer  $\geq 12,7\text{ mA}$  ist. Die Abweichungen der Diodenströme, verursacht durch die Schwankungsbreite der Diodenspannungen, ist im Vergleich zur Serienschaltung viel geringer. Der Nachteil der Parallelschaltung ist, dass die beiden Diodenströme unterschiedlich groß sein können und sich dadurch unterschiedliche Einschaltgeschwindigkeiten der PhotoMOS-Relais ergeben. Der Unterschied in den Einschaltzeiten ist jedoch vernachlässigbar gering, da sich der minimal zu erwartende Diodenstrom  $I_{Dx,min} = 12,7\text{ mA}$ , in einem Bereich der Kennlinie befindet, in der die Einschaltzeit nur mehr geringfügig vom Strom abhängt, Abb. 7.2 auf Seite 70. Diese geringe Variation der Einschaltzeiten der PhotoMOS-Relais ist wichtig, um bei einer späteren Optimierung der Wartezeit vor dem Messen, keine negativen Einflüsse auf das Messergebnis zu erhalten.

Einen Spezialfall stellt die Beschaltung des PhotoMOS-Relais K17 dar, welches die Sensorversorgung schaltet, Abb. 7.7 auf Seite 80. Dabei wird nur ein PhotoMOS-Relais angesteuert, der Vorwiderstand  $R$  ist gleich groß wie die Vorwiderstände zum Schalten zwei paralleler PhotoMOS-Relais. Dadurch erhöht sich der Strom durch die LEDs auf:

$$I_{K17,min} = \frac{U - U_{D,min}}{R + R_{HSD}} = \frac{7\text{V} - 3\text{V}}{50\ \Omega + 200\ \Omega} = 16\text{ mA} \quad (7.21)$$

$$I_{K17,max} = \frac{U - U_{D,max}}{R + R_{HSD}} = \frac{7\text{V} - 2,28\text{V}}{50\ \Omega + 200\ \Omega} = 18,88\text{ mA} \quad (7.22)$$

Zum Multiplexen der Senseleitungen des Sensors zu den vier Messinstrumenten wurden 9 HSD-Instrumente zur Ansteuerung der PhotoMOS-Relais verwendet, Abb. 7.6 auf Seite 79, 7.7 auf Seite 80 und 7.8 auf Seite 81. Mit dieser Beschaltung ist eine optimale Schaltreihenfolge der Senseleitungen zu den Messinstrumenten gegeben um die GMR-Elemente so schnell wie möglich vermessen zu können.

Die Platine wurde anschließend von der Firma T.I.P.S. Messtechnik GmbH angefertigt. Die Relaissteuerung ist in den Abbildungen 7.6 auf Seite 79 und 7.7 auf Seite 80 zu sehen. Zwei GMR-Elemente teilen sich immer eine Senseleitung, die Senseleitungen werden mit  $Sxxyy$  bezeichnet, wobei  $xx$  und  $yy$  für die Nummern der GMR-Elemente stehen, die sich diese Senseleitung teilen. z.B. S0102 bedeutet, dass sich das GMR-Element 1 und das GMR-Element 2 diese Senseleitung teilen. Ähnlich ist es auch bei den vier verfügbaren Differenzial-Metern. Jeder Differenzial-Meter besitzt zwei Eingangspins. Diese Eingangspins werden mit  $Diffx.y$  bezeichnet wobei  $x$  für die

Nummer des Differenzial-Meter steht (1 bis 4) und  $y$  für den jeweiligen Pin des Instruments. z.B. *Dif3.2* bedeutet das es sich um den dritten Differenzial-Meter mit den zweiten Eingangspin handelt. In der Abbildung 7.8 auf Seite 81 sind die GMR-Elemente mit den Bezeichnungen der Senseleitungen und der verwendeten Instrumente zu sehen.

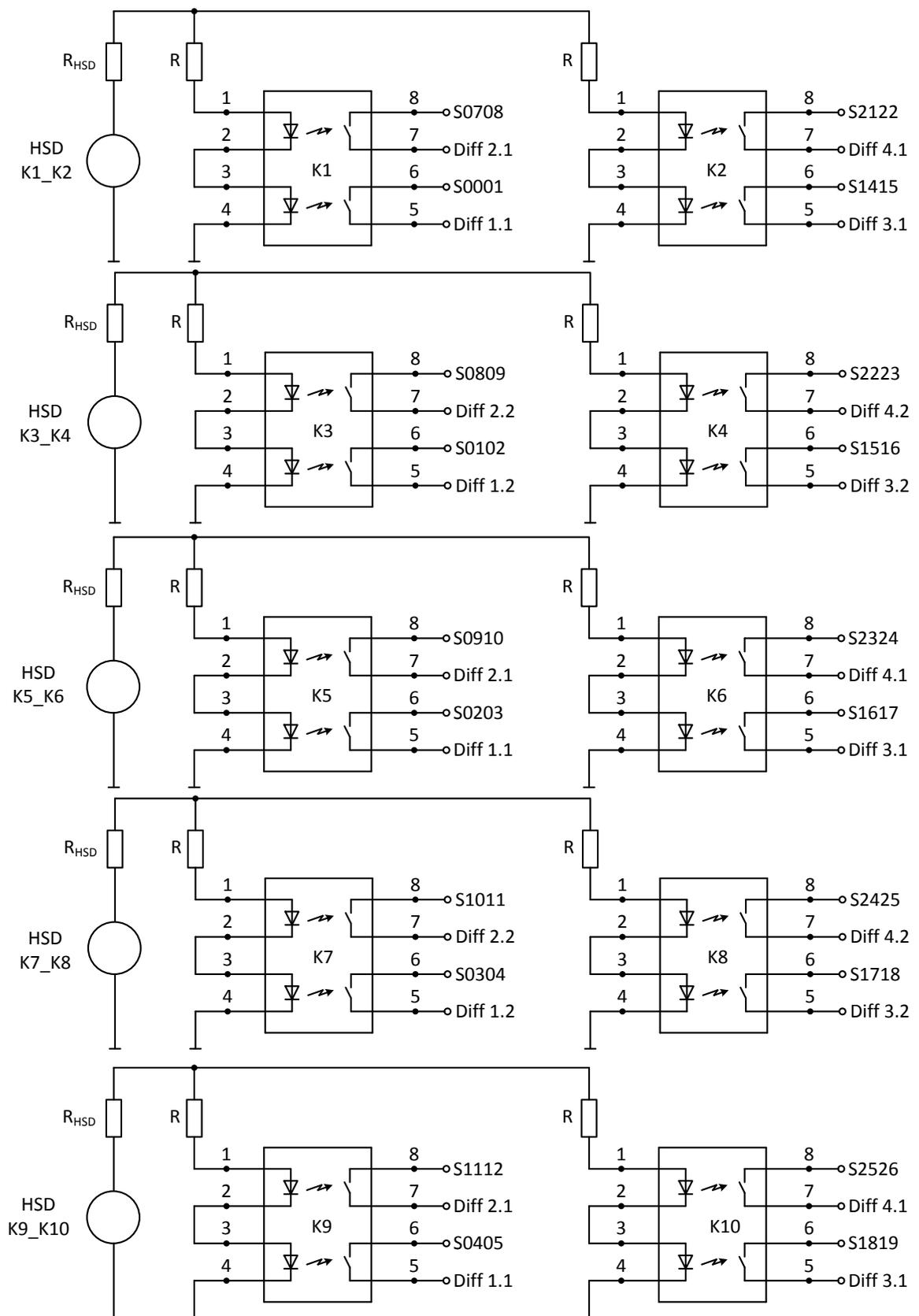


Abbildung 7.6: Verschaltung der Senseleitungen des Sensors mit den PhotoMOS-Relais und den HSD-Instrumenten zur Relaissteuerung.

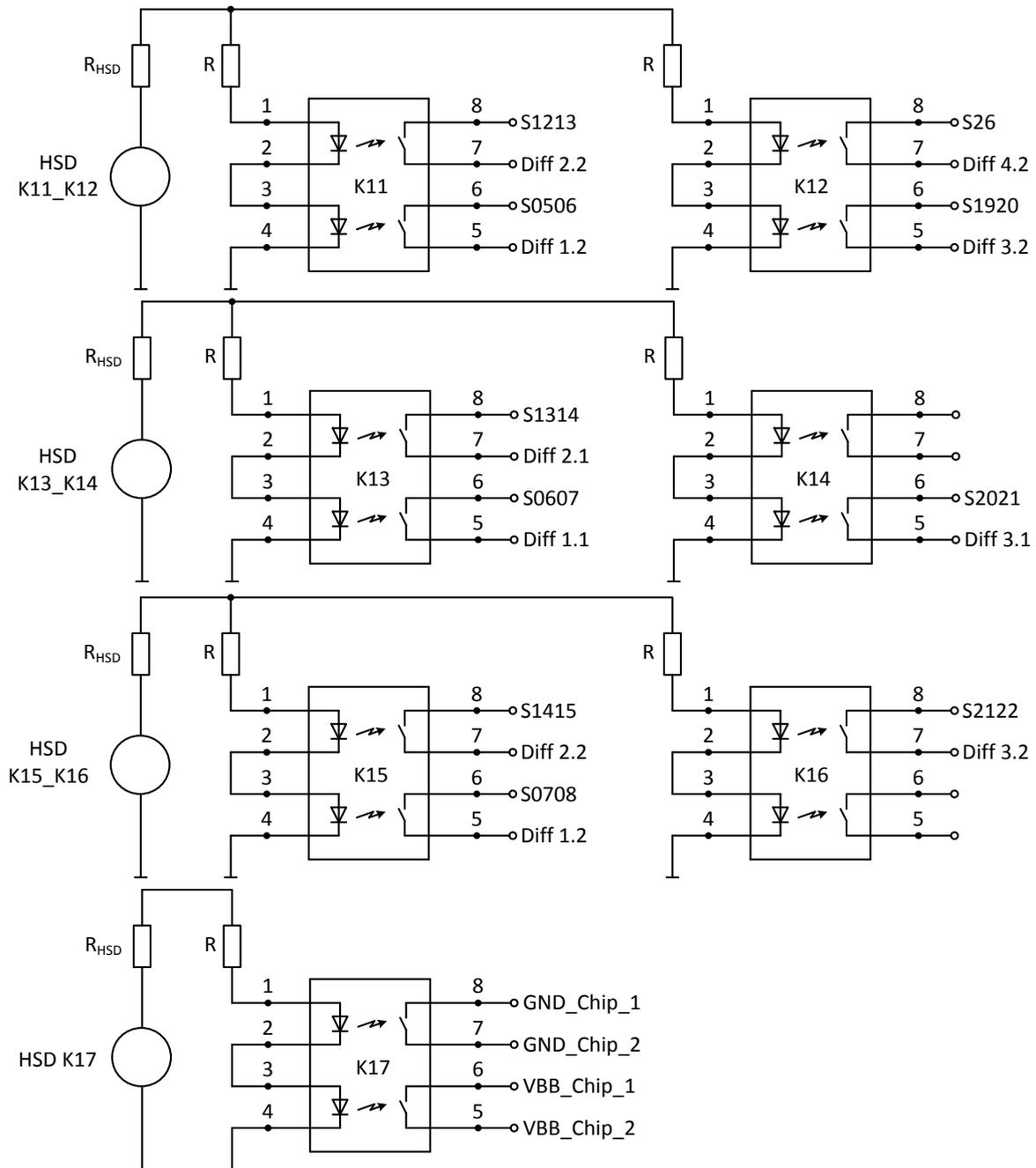


Abbildung 7.7: Verschaltung der Senseleitungen des Sensors mit den PhotoMOS-Relais und den HSD-Instrumenten zur Relaissteuerung.

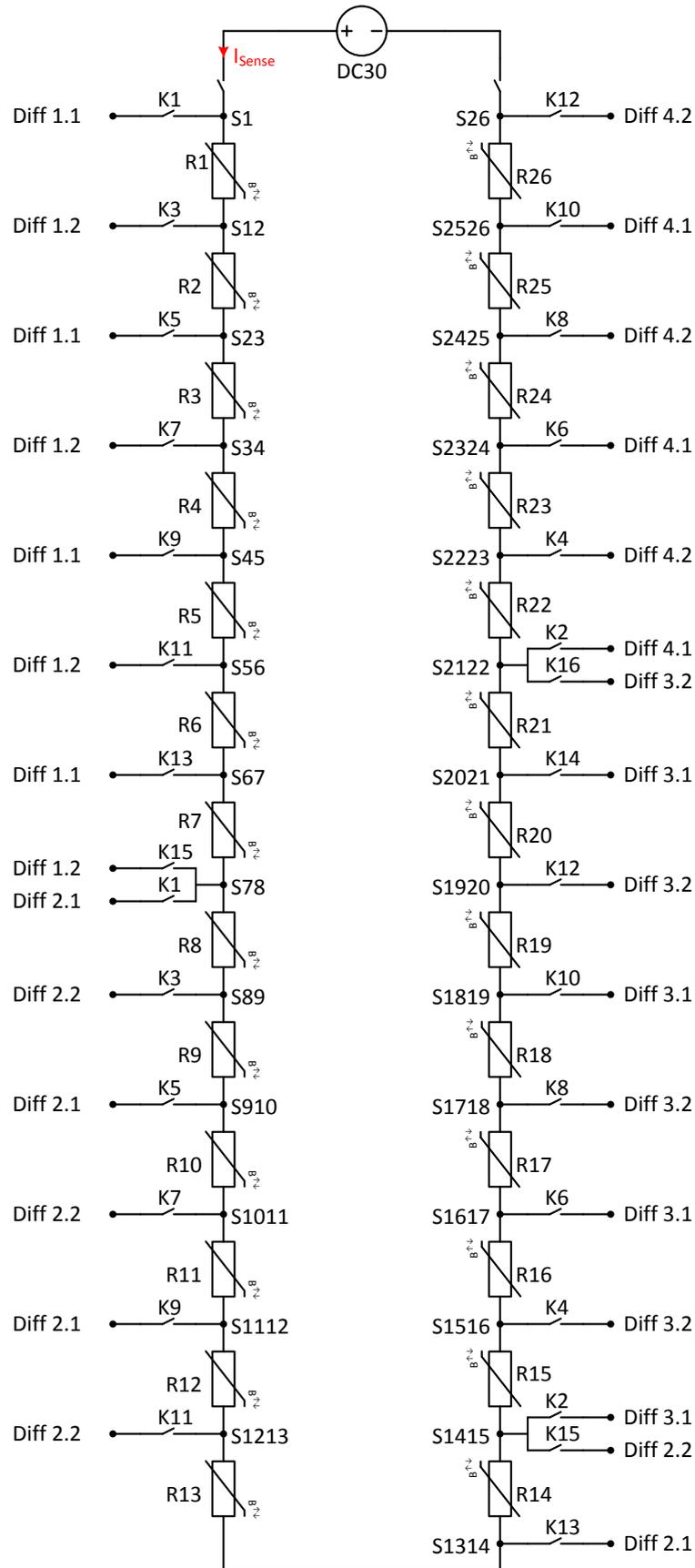


Abbildung 7.8: Verschaltung der einzelnen GMR-Elemente mit den PhotoMOS-Relais.

# 8 Messergebnisse

## 8.1 Mechanischer Einfluss

Mechanische Toleranzen hatten einen großen Einfluss auf die gemessene magnetische Feldstärkenverteilung oberhalb des Chips. Einerseits kam die Toleranz der Positionierung des Chips im Sockel zum Tragen, andererseits unterliegt der Prozess des Bondings einer gewissen Streuung, was sich auf die Bonddrahtgeometrie gleicher Fehlerbilder negativ auswirkt. Zur Bestimmung des Einflusses der mechanischen Toleranzen auf das Messergebnis wurden folgende Tests mit 20 Bauteilen des Chiptyps *AllB* ausgeführt:

- Die Messung des gleichen Chips wurde mehrfach, ohne mechanische Manipulation, durchgeführt, Abb. 8.1 auf der nächsten Seite. Es fließt nur der zufällige Messfehler der Messinstrumente in das Ergebnis ein.
- Zwischen den Messungen wurde der gleiche Chip aus dem Sockel genommen und wieder im Sockel fixiert, Abb. 8.2 auf der nächsten Seite. Zusätzlich zum zufälligen Messfehler der Messinstrumente wirkt nun auch die mechanische Toleranz der Positionierung des Chips im Sockel auf das Ergebnis ein.
- Abschließend wurden 20 unterschiedliche Chips vom Chiptyp *AllB* vermessen, Abb. 8.3 auf Seite 84, zusätzlich zum zufälligen Messfehler und der Positionierungstoleranz kommt nun noch eine mögliche Abweichung der Bonddrahtgeometrie hinzu.

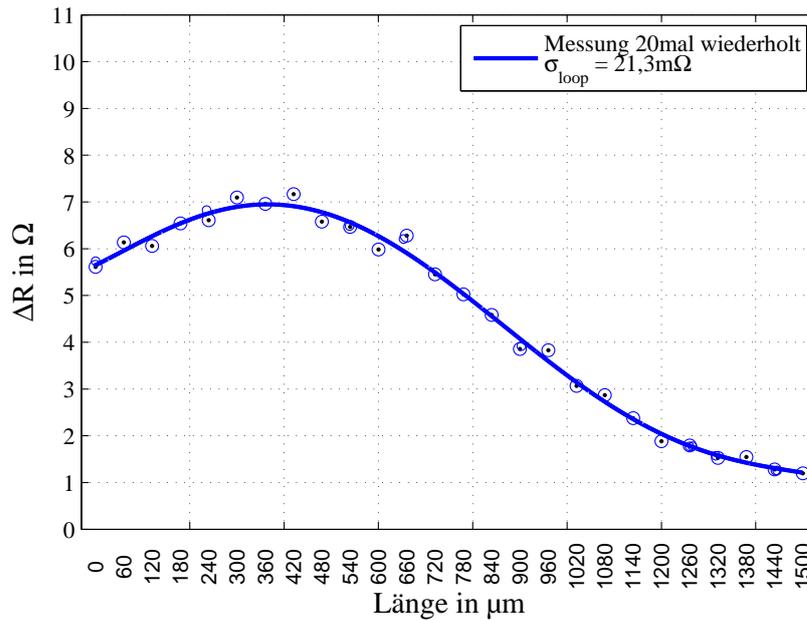


Abbildung 8.1: Die Messung wurde ohne mechanische Manipulation 20 mal wiederholt.

Die Standardabweichung  $\sigma_{loop} = 21,3\text{m}\Omega$  bei der Messung ohne mechanische Manipulation ist sehr niedrig. Betrachtet man  $\sigma_{loop}$  in einem Konfidenzintervall von  $\pm 5\sigma$  erhält man einen Widerstand von  $213\text{m}\Omega$  was knapp unter der berechneten oberen Grenze der Messabweichung liegt, siehe Kapitel 5.2 auf Seite 53. Wird der Chip aus dem Sockel genommen und der gleiche Chip

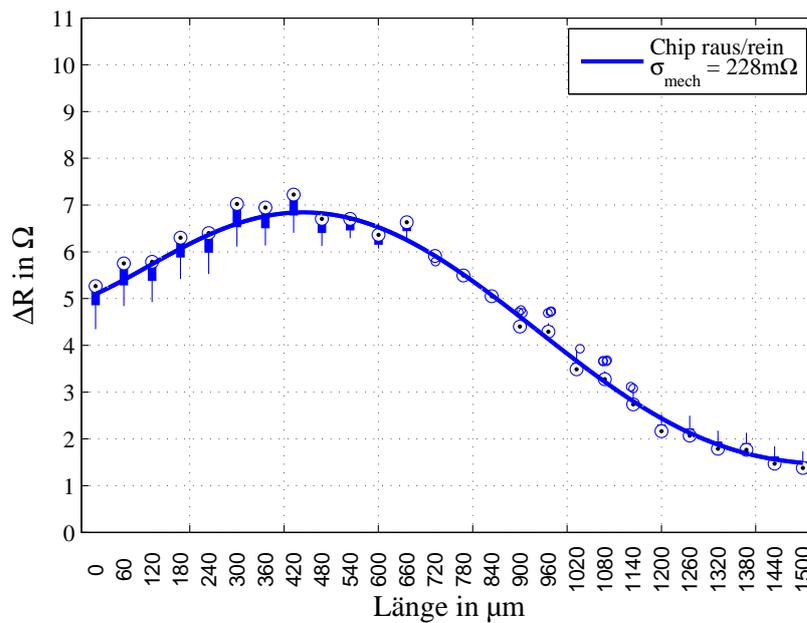


Abbildung 8.2: Der Chip wurde aus dem Sockel genommen und wieder dort platziert. Insgesamt 20 mal.

wieder im Sockel eingesetzt, steigt die durchschnittliche Standardabweichung  $\sigma_{mech} = 228 \text{ m}\Omega$  der GMR-Elemente an. Die größte Standardabweichung  $\sigma_{mech,chip} = 308 \text{ m}\Omega$  wurde beim Messen verschiedene Chips vom gleichen Chiptyp festgestellt.

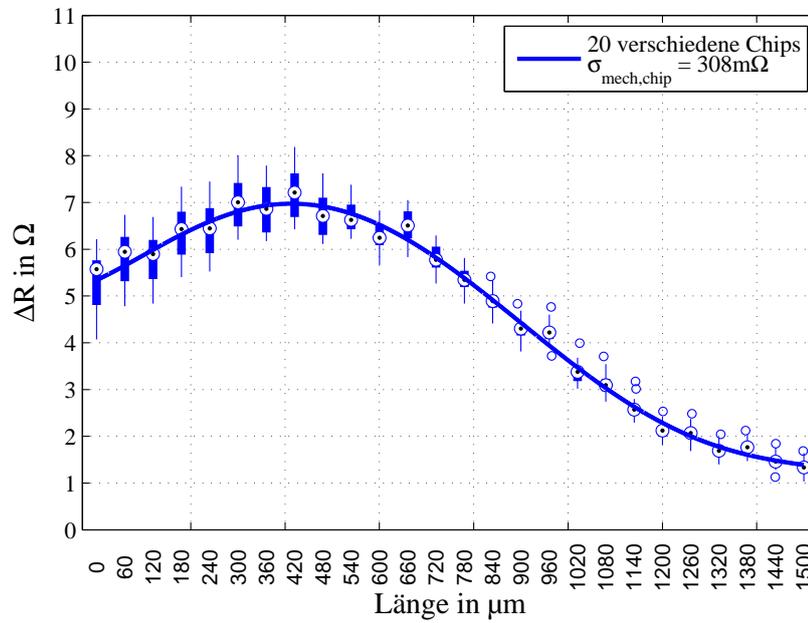


Abbildung 8.3: 20 verschiedene Chips vom gleichen Chiptyp *AllB* wurden vermessen.

## 8.2 GMR-Sensoren der 1. Generation

Die ersten Messungen wurden mit dem  $1 \times 6$  Sensor vorgenommen. Bei den GMR-Elementen 1 und 5 des Sensors konnte keine Widerstandsänderung durch die erzeugte magnetische Feldstärke festgestellt werden, der Widerstand blieb konstant, Abb. 8.4. Da die Senseleitungen der GMR-Elemente der 1. Sensorgeneration direkt mit dem Testequipment verbunden wurden, vergrößert sich die Möglichkeit einer ESD-Beschädigung eines oder mehrerer GMR-Elemente stark, so dass mit großer Wahrscheinlichkeit die GMR-Elemente 1 und 5 durch ESD-Events beschädigt wurden. Bei der Darstellung der Messwerte der einzelnen Chiptypen wurde auf eine Interpolation verzichtet, da dadurch die tatsächlichen Messwerte der verbleibenden 4 GMR-Elemente zu stark verfälscht würden.

In der Abbildung 8.5 auf der nächsten Seite sind die verschiedenen Chiptypen nach der maximalen

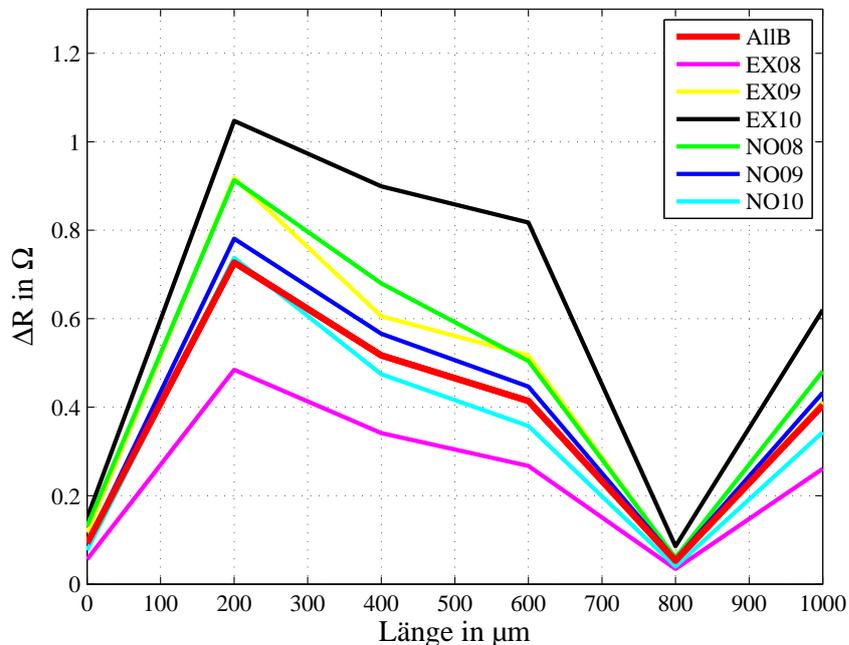


Abbildung 8.4: Widerstandsänderung der verschiedenen Chiptypen. Die GMR-Elemente 1 und 5, welche sich bei  $0 \mu\text{m}$  und  $800 \mu\text{m}$  befinden, sind aufgrund von ESD-Events beschädigt.

Widerstandsänderung mit den dazugehörigen Fehlerbildern zu sehen. Daraus geht hervor, dass der Sensor zum Bonddraht 10 hin verschoben ist und dadurch diese Reihung der Maxima verursacht.

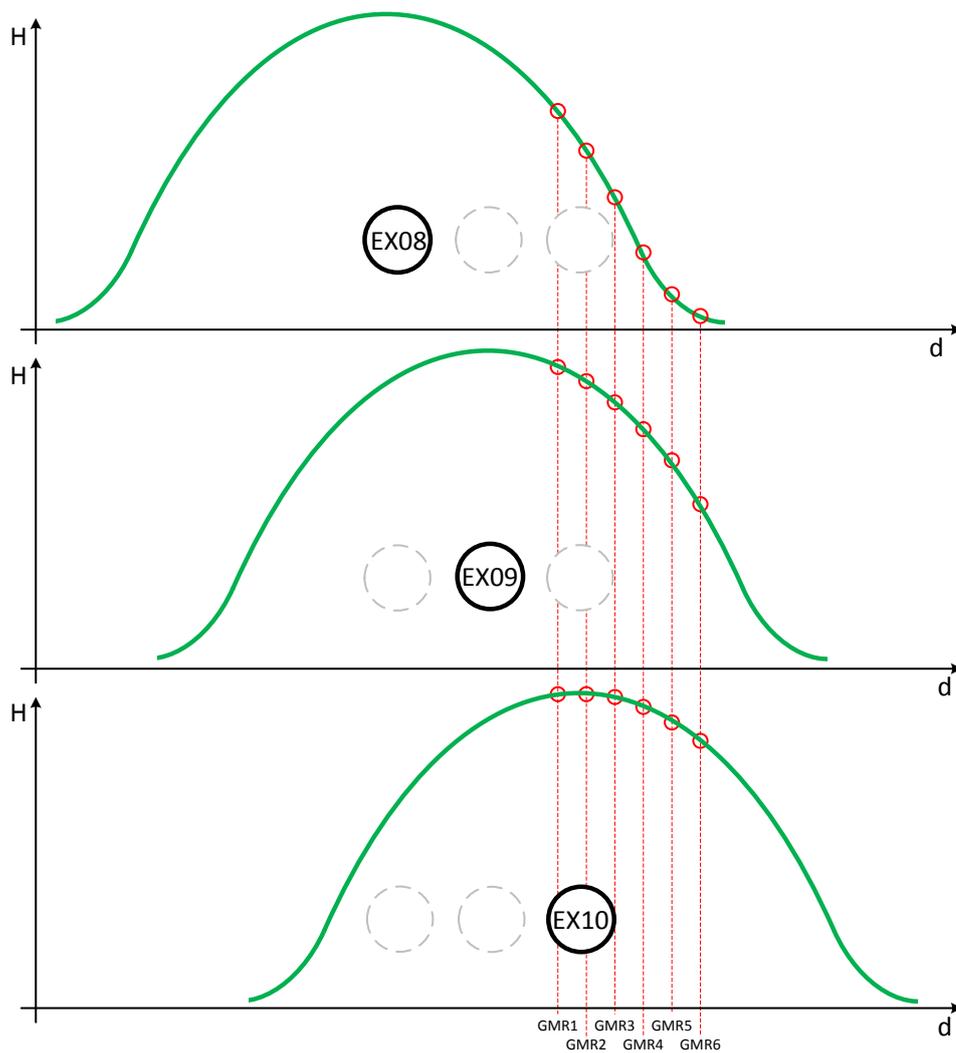


Abbildung 8.5: Magnetischer Feldverlauf der drei Fehlertypen EX08, EX09 und EX10, der magnetische Feldverlauf ist nur eine quantitative Darstellung. Der Fehlertyp EX10 (nur der rechte Bonddraht ist vorhanden) verursacht durch sein magnetisches Feld die größte Widerstandsänderung am GMR-Element 2. Der weitere Feldverlauf ist hin zu den folgenden GMR-Elementen 3, 4 und 6 abfallend, wobei die Widerstandsänderung der GMR-Elemente noch recht groß ist, was dafür spricht, dass sich das GMR-Element 2 knapp neben den Maxima des magnetischen Feldes liegt. Beim Fehlertyp EX09 (nur der mittlere Bonddraht ist vorhanden) ist das Maximum des gemessenen Feldes wieder am GMR-Element 2, jedoch ist dieses Maximum kleiner als bei dem Fehlerfall EX10. Der weitere Feldverlauf ist wieder hin zu den folgenden GMR-Elementen 3, 4 und 6 abfallend. Beim Fehlertyp EX08 (nur der linke Bonddraht ist vorhanden) liegt, wie bei den anderen beiden Fehlertypen, das Maximum bei dem GMR-Element 2 und die folgenden GMR-Elemente 3, 4 und 6 messen einen abfallenden Feldverlauf. Das Maximum des Fehlertyps EX08 am GMR-Element 2 ist im Vergleich zu den anderen Maxima das kleinste.

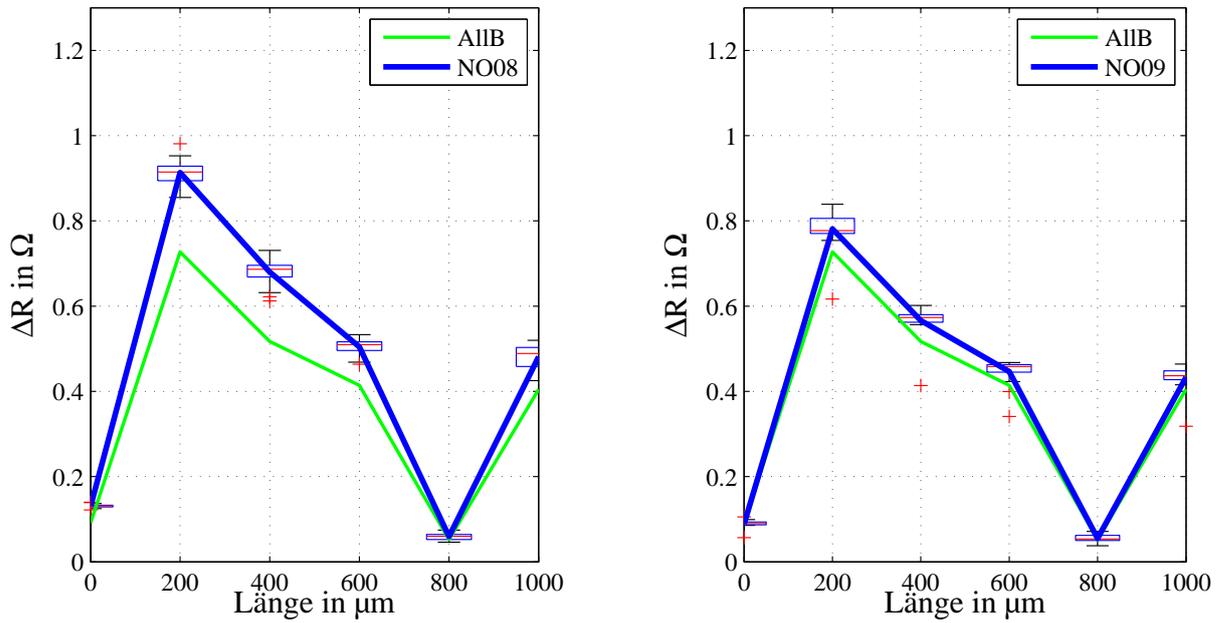


Abbildung 8.6: Boxplot für die Chiptypen NO08 und NO09. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten *AllB* eingezeichnet.

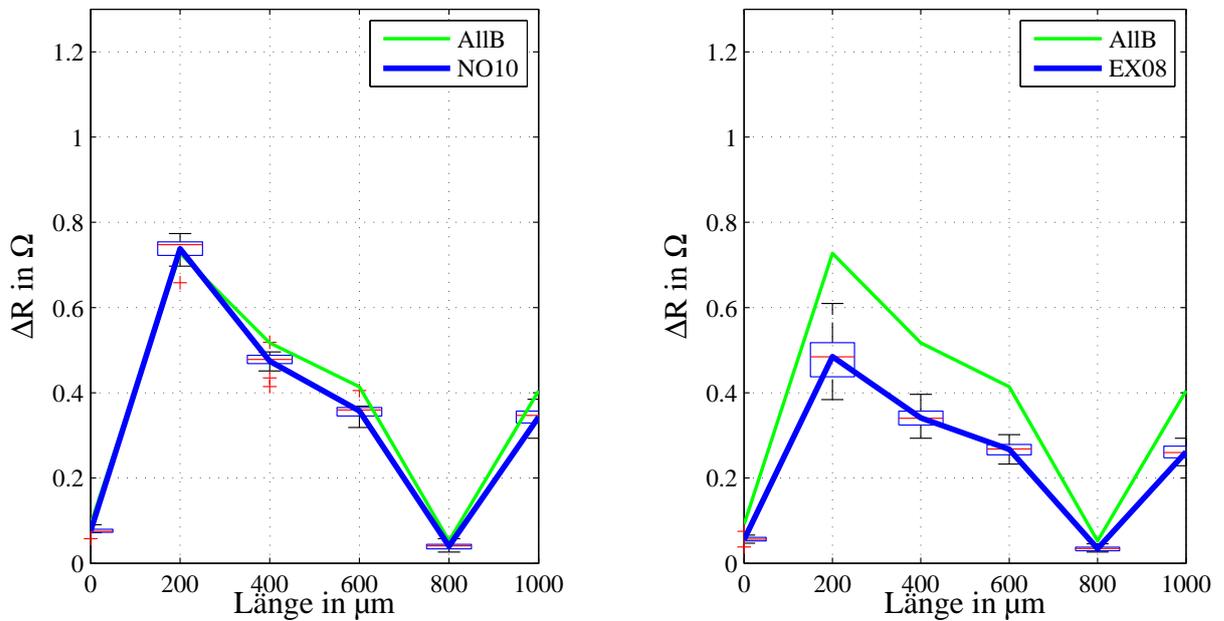


Abbildung 8.7: Boxplot für die Chiptypen NO10 und EX08. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten *AllB* eingezeichnet.

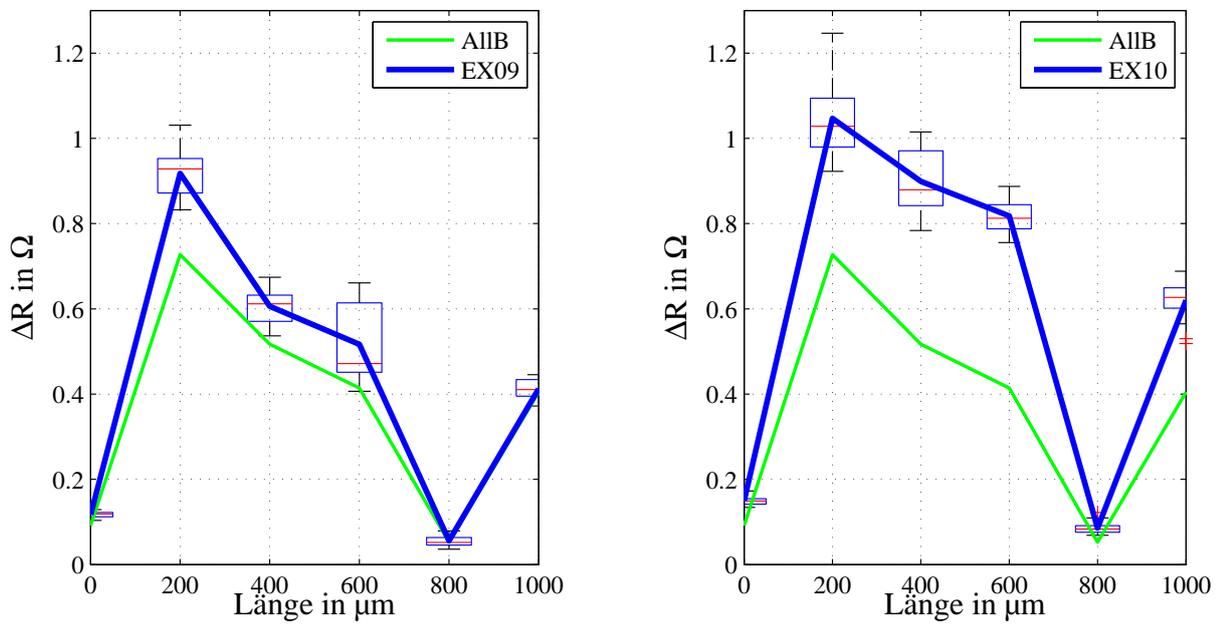


Abbildung 8.8: Boxplot für die Chiptypen EX09 und EX10. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten *AIB* eingezeichnet.

### 8.3 GMR-Sensoren der 2. Generation

Durch die höhere Sensitivität des  $1 \times 26$  Sensors und der größeren Anzahl an GMR Elementen konnte eine deutliche Verbesserung des aufgezeichneten Verlaufes der magnetischen Feldstärke erzielt werden. Alle GMR-Elemente des Sensors lieferten plausible Widerstandsänderungen. Durch die hohe Anzahl von GMR-Elementen ist es sinnvoll eine Interpolationsfunktion durch die Messpunkte zu legen, Abb. 8.9.

Wie auch der Sensor der 1. Generation, ist auch der Sensor der 2. Generation leicht in Richtung

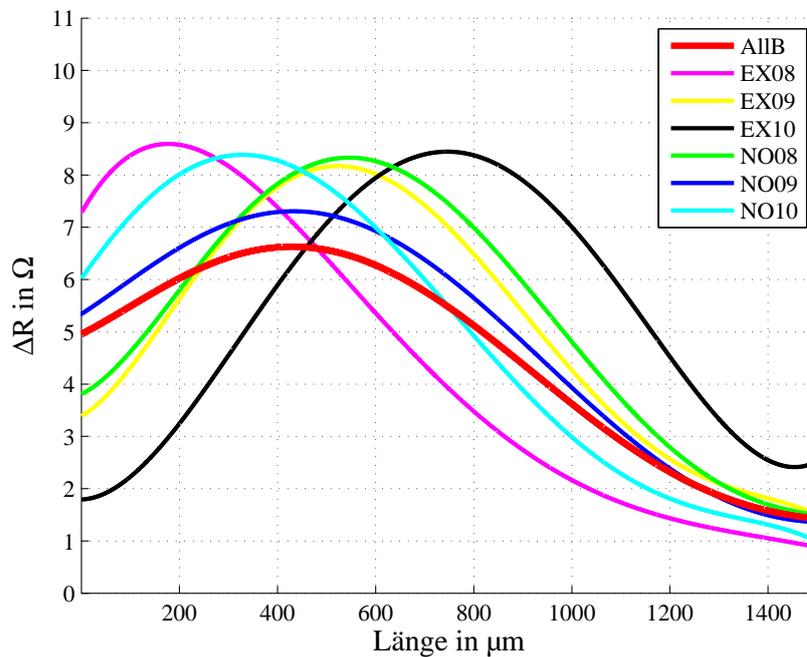


Abbildung 8.9: Widerstandsänderung der verschiedenen Chiptypen. Alle Sensoren funktionieren. Beim Chiptyp EX10 kommt es ab  $1400 \mu\text{m}$  zu einem Fehler bei der Interpolation, die Interpolationsfunktion steigt wieder an, was jedoch nicht dem tatsächlichen magnetischen Feldverlauf entspricht. Die einzelnen GMR-Elemente wurden zugunsten der Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet, man findet diese jedoch in den folgenden Abbildungen der verschiedenen Fehlertypen.

Bonddraht BD10 verschoben. Gut erkennbar ist dies bei den Fehlertypen die nur einen funktionierenden Bonddraht aufweisen. Normalerweise muss die magnetische Feldverteilung bei dem Chiptyp EX09, bei dem nur der mittlere Bonddraht vorhanden ist, ein Maximum in der Mitte des Sensors verursachen, jedoch liegt das Maximum der magnetischen Feldstärkenverteilung bei ca.  $500 \mu\text{m}$  statt bei ca.  $780 \mu\text{m}$  was einen Fehler in der Positionierung des Sensors von ca.  $280 \mu\text{m}$  ergibt. Dieser Positionierungsfehler kann entweder durch die Positionierung des Sensors im Sockel oder der Positionierung des Sensordies auf der Platine verursacht werden.

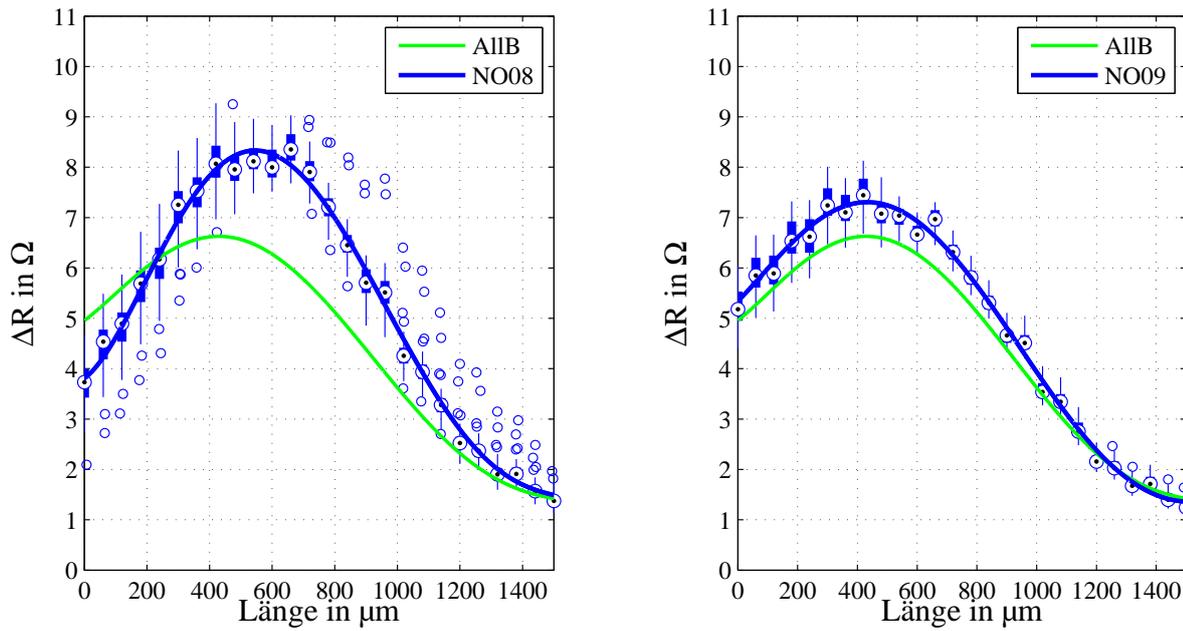


Abbildung 8.10: Boxplot für den Chiptyp NO08 und NO09. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten *AIIIB* eingezeichnet.

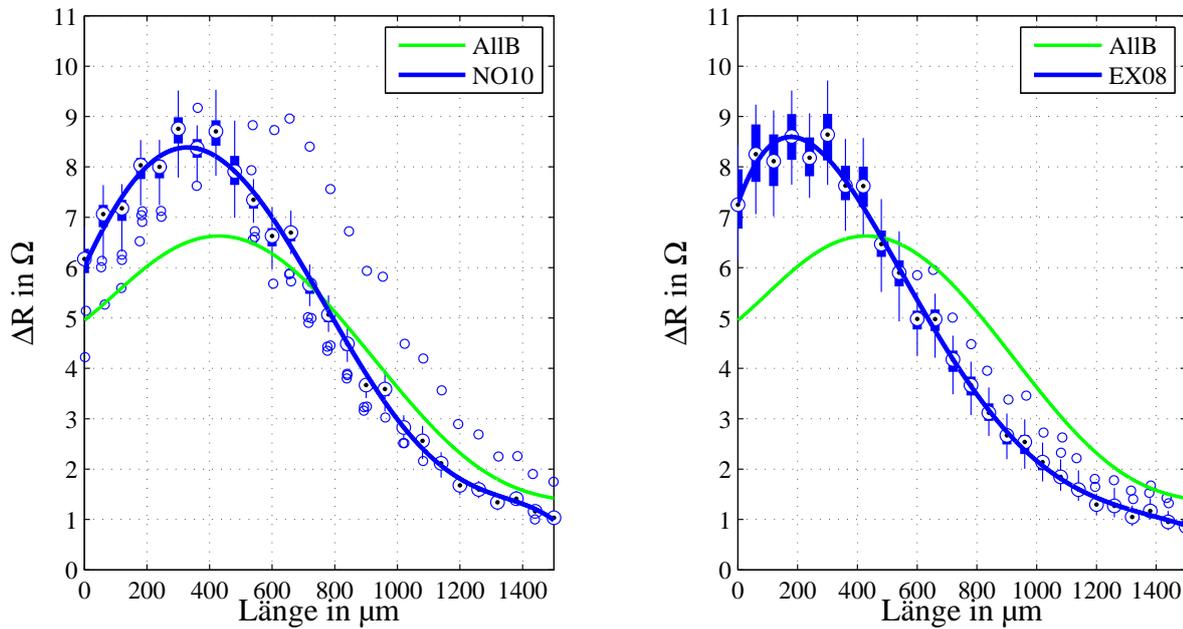


Abbildung 8.11: Boxplot für den Chiptyp NO10 und EX08. Auf Grund der erhöhten Stromdichte bei den Fehlerfällen EX08, resultiert auch eine höhere magnetische Feldstärke, was in einer höheren Widerstandsänderung  $\Delta R$  in den Diagrammen erkennbar ist. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten *AIIIB* eingezeichnet.

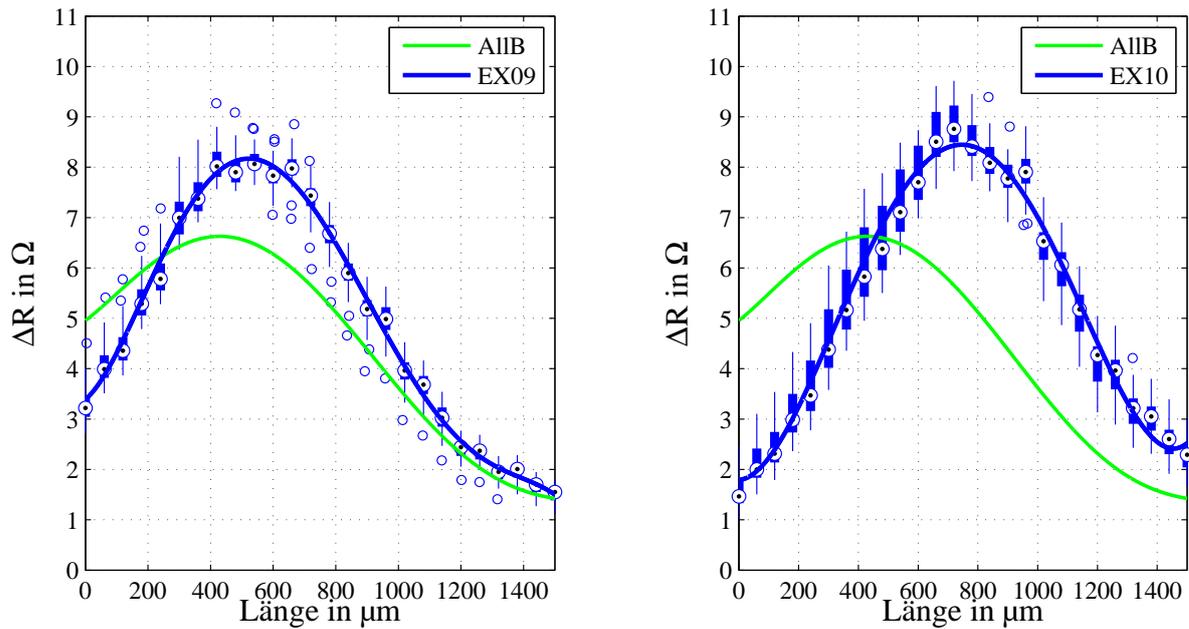


Abbildung 8.12: Boxplot für den Chiptyp EX09 und EX10. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten *AllB* eingezeichnet. Auf Grund der erhöhten Stromdichte bei den Fehlerfällen EX09 und EX10, resultiert auch eine höhere magnetische Feldstärke, was in einer höheren Widerstandsänderung  $\Delta R$  in den Diagrammen erkennbar ist. Beim Chiptyp EX10 kommt es ab  $1400 \mu\text{m}$  zu einem Fehler bei der Interpolation, die Interpolationsfunktion steigt wieder an, was jedoch nicht dem tatsächlichen magnetischen Feldverlauf entspricht.

Die Diagramme in den Abb. 8.10 auf der vorherigen Seite, 8.11 auf der vorherigen Seite und 8.12 wurden aus Messdaten der ersten Testinstanz erstellt in der 400 Messwerte pro GMR-Element gemessen wurden. Die Diagramme in Abb. 8.13 auf der nächsten Seite zeigen den Vergleich der zwei Testinstanzen für den Chiptyp *AllB*, es sind nur minimale Unterschiede im Verlauf und in der Streuung der Messwerte feststellbar.

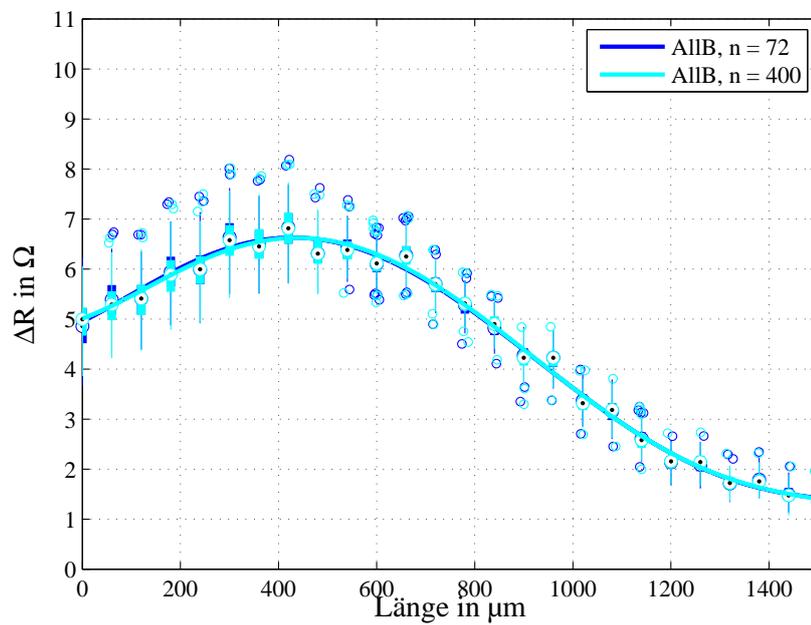


Abbildung 8.13: Vergleich der beiden Testinstanzen. Wird während des Schaltens der Senseleitungen der Laststrom abgeschaltet, können pro GMR-Element 400 Messwerte aufgenommen werden, wenn nicht werden 72 Messwerte pro GMR-Element aufgenommen. Für Details siehe Kapitel 6 auf Seite 56.

## 8.4 Vergleich mit simulierten Ergebnissen

Im Zuge einer Dissertation an der JKU-Linz, wurde in COMSOL ein FEM-Modell erstellt, Abb. 8.14 und 8.15, mit welchem die zu erwartenden magnetischen Feldstärken oberhalb des Chips für verschiedene Fehlerbilder simuliert wurden.

COMSOL Modell von OUT1 und berechnete Feldkomponente  $H_x$  für  $I_{OUT1} = 1A$ ,  $150\mu m$  über dem Chip.

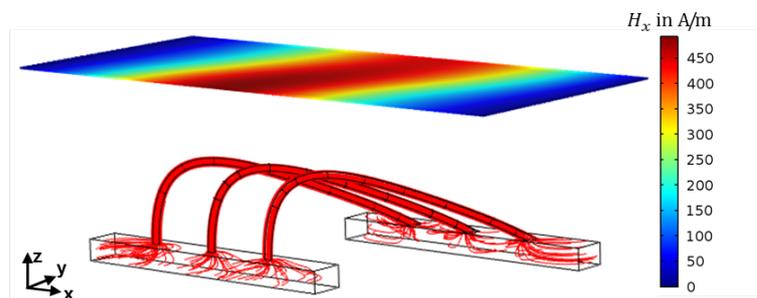


Abbildung 8.14: Darstellung des Stromes durch die Bonddrähte, simuliert mit COMSOL.

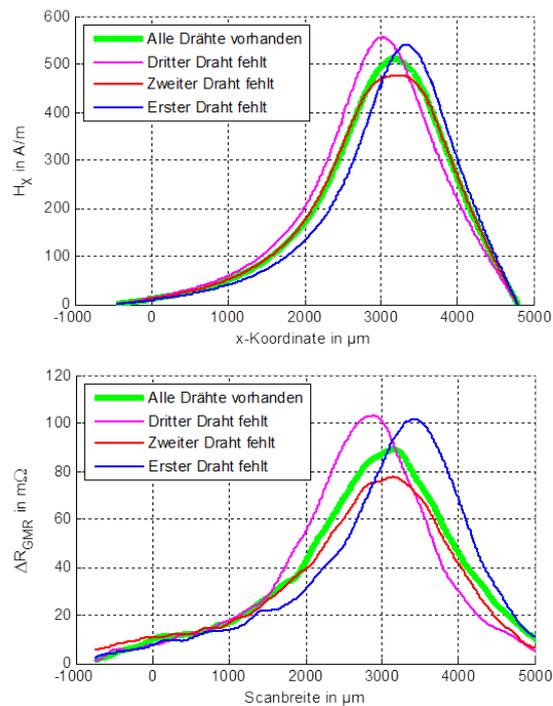


Abbildung 8.15: Magnetischer Feldstärkenverlauf mit COMSOL simuliert.

Das FEM-Modell ist spiegelverkehrt zur Messung, aus diesem Grund sind auch die magnetischen Feldverläufe der Chiptypen NO08 und NO10 in Abb. 8.16 genau verkehrt. Ein weiterer Unterschied ist, dass bei der Auswertung der Messung der Chiptyp AllB, welcher keine Bonddrahtdefekte aufweist, unter dem des Chiptypen NO09 liegt, bei welchem der mittlere der drei Bonddrähte fehlt. Dies kann mit der Verschiebung des Sensors zum Bonddraht BD10 hin erklärt werden. Da der Sensor nun näher am BD10 positioniert ist und dadurch einem größeren magnetischen Feld des Chiptypen NO09 ausgesetzt ist, welcher den Strom nur mit zwei Bonddrähten tragen muss, kommt es im Vergleich zum Chiptyp AllB zu einer Erhöhung des GMR-Widerstandes.

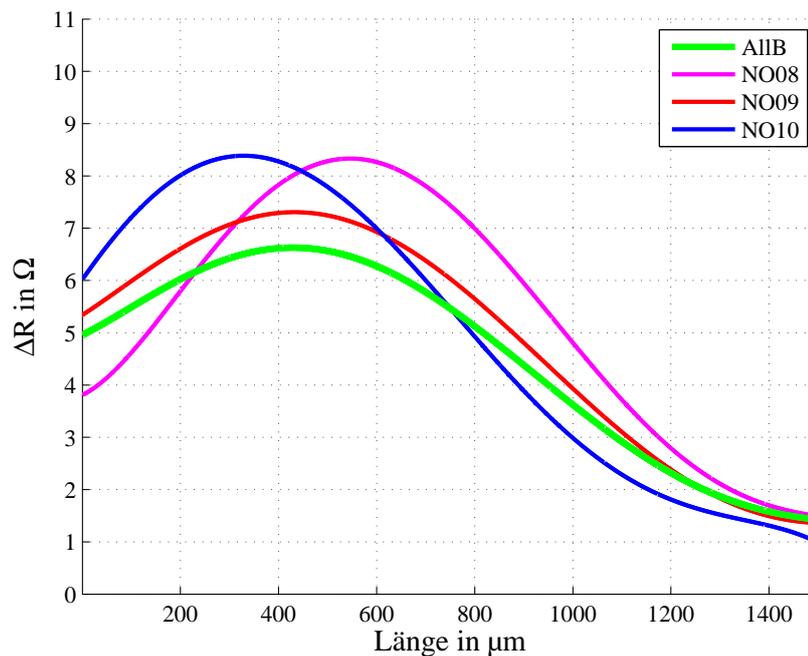


Abbildung 8.16: Bei den dargestellten magnetischen Feldverläufen der Chiptypen NO08, NO09 und NO10 fehlt jeweils ein Bonddraht. Als Referenz ist der Chiptyp ohne Defekte an den Bonddrähten AllB eingezeichnet.

# 9 Datenanalyse und Auswertealgorithmen

Nach der Vermessung von verschiedenen Chiptypen (AllB, NO08, NO09, NO10, EX08, EX09, EX10, siehe Kapitel 3.1 auf Seite 15) wurden die aufgenommenen Messdaten mit MATLAB weiterverarbeitet. Zwei unterschiedliche Detektionsmethoden wurden entwickelt, um Chips mit defekten Bonddrähten erkennen zu können.

## 9.1 Datenstruktur

Um die Messdaten effizienter verarbeiten zu können, wurde in MATLAB eine Datenstruktur mit den Messwerten aufgebaut. Zum schnellen Wiedereinlesen der Messdaten wurde die Datenstruktur in einer *\*.mat*-Datei gespeichert. Die Datenstruktur besteht aus einem Array von Struct-Variablen. Jede Struct-Variable enthält die Messdaten eines Chiptyps, wobei von jedem Chiptyp mehrere Chips gemessen wurden. Die Messdaten eines Chiptyps sind in einem 3-dimensionalen Arrays enthalten, Abb. 9.1 auf der nächsten Seite und 9.2 auf der nächsten Seite, um systematisch darauf zugreifen zu können.

| Field ▲ | Value             |
|---------|-------------------|
| AIIB    | 100x26x400 double |
| EX08    | 50x26x400 double  |
| EX09    | 50x26x400 double  |
| EX10    | 50x26x400 double  |
| NO08    | 50x26x400 double  |
| NO09    | 50x26x400 double  |
| NO10    | 50x26x400 double  |

Abbildung 9.1: Datenstruktur in MATLAB. Für jeden Chiptyp gibt es eine Struct-Variable die alle Messdaten als 3 dimensionales Array enthält. Vom Chiptyp AIIB wurden 100 Chips mit einem Sensor mit 26 GMR-Elementen vermessen. Es wurden 400 Messpunkte pro GMR-Element aufgenommen. Von den Chiptypen mit Defekten an den Bonddrähten (EX08, EX09, EX10, NO08, NO09 und NO10) wurden jeweils 50 Chips vermessen.

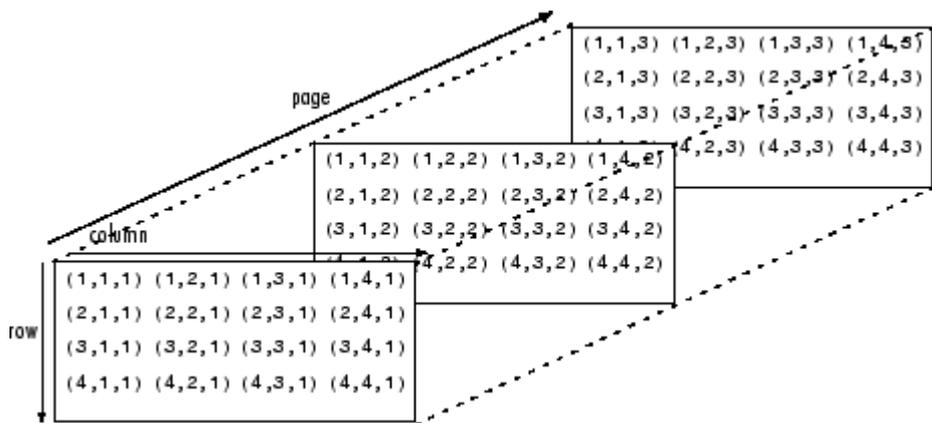


Abbildung 9.2: Aufbau eines 3 dimensionalen Arrays in MATLAB, entnommen aus der MATLAB-Hilfe.

## 9.2 Algorithmen

Zur Erkennung der Chiptypen mit einem Defekt an den Bonddrähten des Ausganges OUT1, wurden zwei unterschiedliche Algorithmen entwickelt, die Limit-Methode und die Korrelationsmethode, auf welche nachfolgend genauer eingegangen wird. Die Algorithmen wurden anschließend mit den zuvor aufgenommenen Messdaten getestet. Dabei wurde ein Teil der vermessenen Chips als bekannt angenommen und versucht, den verbleibenden Teil der Chips dem richtigen Chiptyp zuzuordnen, mindestens jedoch, zwischen defekten und nicht defekten Chip zu unterscheiden. Die Algorithmen geben folgende vier Werte für den jeweiligen Chiptyp aus.

1. richtig negativ ( $r_n$ ): Ein guter Chip wird als guter Chip erkannt.
2. richtig positiv ( $r_p$ ): Ein fehlerhafter Chip wird als fehlerhafter Chip erkannt.
3. falsch negativ ( $f_n$ ): Ein fehlerhafter Chip wird als guter Chip erkannt.
4. falsch positiv ( $f_p$ ): Ein guter Chip wird als fehlerhafter Chip erkannt.

Aus diesen Werten können anschließend weitere Parameter wie die Sensitivität und Spezifität

$$\text{Sensitivität} = \frac{r_p}{r_p + f_n} \quad (9.1)$$

$$\text{Spezifität} = \frac{r_n}{r_n + f_p} \quad (9.2)$$

des Algorithmus berechnet werden und eine Aussage über die Eignung des Algorithmus getroffen werden. Die Sensitivität gibt an, wie gut der Algorithmus defekte Chips erkennen kann. Die Spezifität gibt hingegen an, wie gut der Algorithmus Chips ohne Defekt erkennen kann. Neben der Sensitivität ist die Spezifität sehr wichtig, da eine niedrige Spezifität zu sehr hohen, unnötigen Ausschuss von Bauteilen führt, die eigentlich in Ordnung sind.

### 9.2.1 Limit-Methode

Bei der Limit-Methode geht es darum, für jeden der 7 Chiptypen eine obere und eine untere Schranke zu berechnen. Ein unbekannter Datensatz eines Chips wird nun dahingehend überprüft, ob sein magnetischer Feldverlauf innerhalb der berechneten Schranken eines bekannten Chiptyps passt, Abb. 9.3 auf der nächsten Seite. Die Limit-Methode wurde nur mit der ersten Sensorgeneration implementiert. Die Messdaten beinhalten von jedem Chiptyp 20 Datensätze, was insgesamt 140 gemessene Chips ergibt. Die obere und untere Schranke wird mit

$$\text{Limit}_{high,gmrx} = \bar{x}_{gmrx} + k\sigma_{gmrx} \quad (9.3)$$

$$\text{Limit}_{low,gmrx} = \bar{x}_{gmrx} - k\sigma_{gmrx} \quad (9.4)$$

für jeden Chiptyp berechnet. Dabei ist  $\bar{x}_{gmrx}$  der Mittelwert und  $\sigma_{gmrx}$  die Standardabweichung eines GMR-Elementes aus allen Messungen eines Chiptyps. Zur Berechnung der Schranken werden alle Chips eines Chiptyps verwendet. Der Faktor  $k$  ist ein Skalierungsfaktor um die Limits entweder einzuengen oder aufzuweiten. Die besten Ergebnisse wurden mit einem Faktor  $k = 1,6$  erzielt. Die Standardabweichung  $\sigma_{gmrx}$  und der Mittelwert  $\bar{x}_{gmrx}$  werden aus bekannten Datensätzen eines Chiptyps für jedes GMR-Elementes berechnet, Abb. 9.4 auf der nächsten Seite. Bei dieser Methode wird der Datensatz nicht aufgeteilt. Es werden zuerst alle Datensätze zur Berechnung der Schranken der unterschiedlichen Chiptypen herangezogen. Sind die Schranken der verschiedenen Chiptypen berechnet, wird jeder Datensatz einmal als unbekannt angenommen

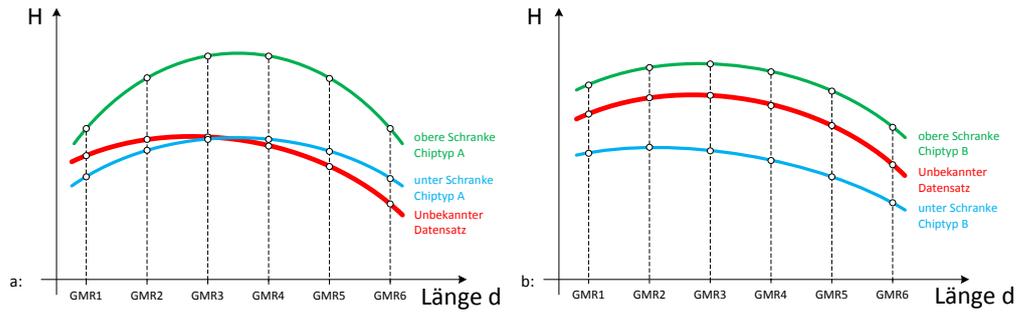


Abbildung 9.3: a: Ein unbekannter Chiptyp (rot) wird mit den berechneten Schranken des Chiptyp A verglichen. Der unbekannte Chiptyp passt nicht innerhalb der Schranken und somit wird auch keine Zuordnung des Chiptyps A getroffen. b: Der unbekannte Chiptyp (rot) passt zwischen die obere und untere Schranke des Chiptyps B. Dem unbekanntem Chip wird der Chiptyp B zugeordnet.

und überprüft ob dieser Datensatz korrekt zugeordnet werden kann. Mit den Ergebnissen  $r_n = 10$ ,

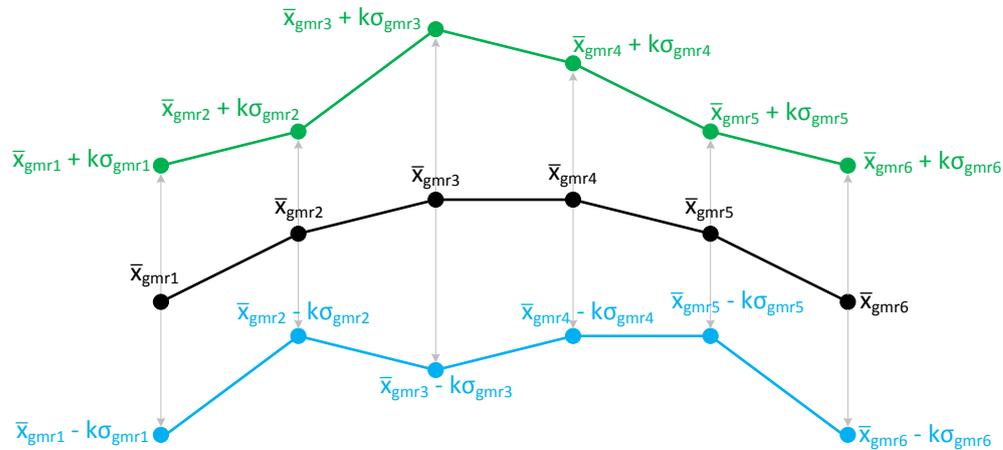


Abbildung 9.4: Für jedes GMR-Element des Sensors wird eine obere Schranke (grün) und eine untere Schranke (blau) berechnet, Gl. 9.3 auf der vorherigen Seite und 9.4 auf der vorherigen Seite. Passt ein unbekannter Datensatz in die Schranken eines bekannten Datensatzes, wird der bekannte Chiptyp dem unbekanntem zugeordnet.

$r_p = 119$ ,  $f_n = 1$  und  $f_p = 10$  können nun die Sensitivität und die Spezifität berechnet werden:

$$Sensitivität = \frac{119}{119 + 1} = 0,99 \tag{9.5}$$

$$Spezifität = \frac{10}{10 + 10} = 0,50 \tag{9.6}$$

Dieser Algorithmus zeigte nur eine sehr schlechte Spezifität, da sehr viele Chips nicht eindeutig oder gar nicht einem Chiptypen zugeordnet werden konnten. Aus diesem Grund wurde der Algorithmus nicht mehr mit dem neuen Sensordesign implementiert. Von 20 guten Chips (Chiptyp AllB) konnten 9 Chips nicht erkannt werden oder wurden einem Chiptyp doppelt zugeordnet, Tab. 9.1. Eine doppelte Zuordnung passiert, wenn der magnetische Feldverlauf zwischen die obere und untere Schranke von mehr als einem bekannten Chiptyp passt. Die Sensitivität ist sehr hoch, da Chips die nicht erkannt oder nicht eindeutig erkannt werden, zu den defekten Chips gezählt wurden. Für die Produktion ist eine hohe Spezifität notwendig, um nicht zu viele

| Chiptyp | Mehrfacherkennung | keine Erkennung |
|---------|-------------------|-----------------|
| AllB    | 4                 | 5               |
| NO08    | 1                 | 2               |
| NO09    | 0                 | 1               |
| NO10    | 0                 | 3               |
| EX08    | 0                 | 5               |
| EX09    | 0                 | 7               |
| EX10    | 0                 | 9               |

Tabelle 9.1: Die Limits wurden mit einem Faktor  $k = 1,6$  berechnet. Es kommt zu einem hohen Ausschuss aufgrund keiner Erkennung oder keiner eindeutige Erkennung beim Chiptyp AllB.

Chips die keinen Fehler aufweisen, als Defekt auszusortieren was wiederum zu einer Erhöhung der Kosten führt.

### 9.2.2 Statistischer Vergleich

Diese Methode basiert auf dem Vergleich eines unbekanntes Datensatzes mit einer Menge an bekannten Datensätzen. Die vorhandenen Messdaten können zum Testen des Algorithmus in zwei Teile aufgeteilt werden. Der erste Teil der Messdaten wird als bekannt angenommen und der zweite Teil als unbekannt. Nun wird versucht die unbekanntes Datensätze durch die bekannten Datensätze richtig zuzuordnen. Allgemein können die vorhandenen Messdaten mit der Anzahl von  $k$  Datensätze, in einen Teil mit  $x$  Datensätzen, welcher als unbekannt angenommen wird und einem anderen Teil mit  $k - x$  Datensätzen, welcher als bekannt angenommen wird, aufgeteilt werden, wobei  $0 < x < k$  gilt.

In der Produktion wird ein Chip gemessen, von dem nicht bekannt ist ob Defekte an den Bonddrähten vorliegen. Der einzelne Datensatz des unbekanntes Chips muss nun mit einer bestimmten Anzahl an bekannten Datensätzen verglichen werden, um eine Aussage über einen Defekt an diesem unbekanntes Chip treffen zu können. In diesem Fall wird  $x = 1$  und die Anzahl der bekannten Datensätze wird zu  $k - 1$ . Dies wurde auch zum Testen des Algorithmus verwendet.

Dabei wurde jeder einzelne Datensatz einmal als unbekannt angenommen und versucht, mit den verbleibenden Datensätzen, diesen einzelnen unbekanntem Datensatz, zu bestimmen.

Je nach Sensorgeneration wurden verschieden viele Chips vermessen. Mit dem Sensor der ersten Generation wurden von jedem Chiptyp (Kapitel 3.1 auf Seite 15) 20 Chips gemessen, was insgesamt 140 Chips entspricht. Mit dem Sensor der zweiten Generation wurden von dem Chiptyp *AllB* 100 Chips gemessen und von den Fehlertypen NO08, NO09, NO10, EX08, EX09 und EX10 wurden jeweils 50 Chips gemessen, was insgesamt 400 Chips ausmacht.

Jedoch werden die Daten der unbekanntem Messung nicht gegen feste Grenzen verglichen, sondern es werden zwischen dem unbekanntem Datensatz  $x$  und den bekannten Datensätzen  $y_1$  bis  $y_{k-1}$  die Korrelationskoeffizienten  $r_{xy}$  berechnet, Gl. 9.12. Mit den Korrelationskoeffizienten kann die Ähnlichkeit zwischen zwei Signalen bestimmt werden [25]:

$$\hat{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (9.7)$$

$$\hat{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i \quad (9.8)$$

$$C_{xy} = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{x})(y_i - \hat{y}) \quad (9.9)$$

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{x})^2} \quad (9.10)$$

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y})^2} \quad (9.11)$$

$$r_{xy} = \frac{C_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (9.12)$$

Wobei  $x_i$  und  $y_i$  die Werte der zu vergleichenden Messdaten sind,  $\hat{x}$  und  $\hat{y}$  die Mittelwerte,  $\sigma_x$  und  $\sigma_y$  die Standardabweichung und  $C_{xy}$  die Kovarianz der Messreihen.

Nach der Berechnung der Korrelationskoeffizienten zwischen dem unbekanntem Datensatz und den bekannten Datensätzen erhält man eine Liste, in welcher die bekannten Chiptypen mit den berechneten Korrelationskoeffizienten stehen. Sortiert man die Liste nach den Korrelationskoeffizienten absteigend, ist das erste Element der Liste der bekannte Datensatz, mit dem größten Korrelationskoeffizienten, Abb. 9.5 auf der nächsten Seite. Die magnetische Feldverteilung des Fehlertyps NO09 ist der magnetischen Feldverteilung der Chips ohne Defekt (*AllB*) sehr ähnlich, Abb. 8.10 auf Seite 90. Dadurch kommt es oft vor, dass nach dem Sortieren der Liste fälschlicherweise ein Chiptyp NO09 einem Chiptyp *AllB*, oder umgekehrt, zugeordnet wird. Um diese falsche Erkennung zu verhindern, wird die sortierte Liste durchsucht, der Chiptyp der als erstes  $n$ -mal gefunden wird, wird dem unbekanntem Chip zugeordnet. Ist  $n = 1$ , wird der Chiptyp in der ersten Zeile der sortierten Liste als Ergebnis ausgegeben, Abb. 9.6 auf Seite 103. Der Vorteil gegenüber der Limit-Methode ist es, dass es keine Mehrfach- oder Null-Zuordnungen geben kann.

In der Tabelle 9.2 auf der nächsten Seite sind die Ergebnisse des Algorithmus auf der Basis von den mit dem 1. Sensordesign aufgenommenen Messdaten.

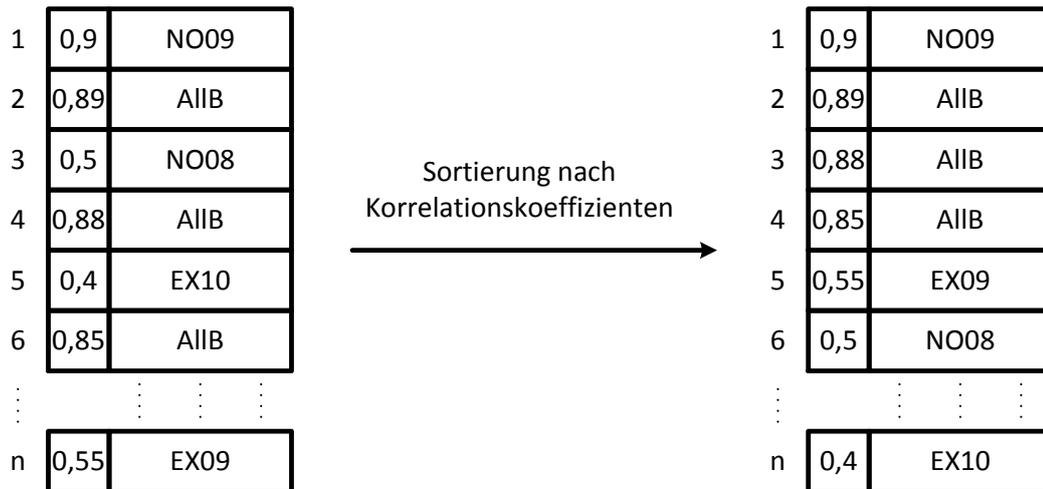


Abbildung 9.5: Die Chiptyp–Liste mit den dazugehörigen Korrelationskoeffizienten wird absteigend sortiert. Die Größe der Korrelationskoeffizienten ist zur Veranschaulichung willkürlich gewählt.

In der Tabelle 9.3 auf der nächsten Seite und 9.4 auf der nächsten Seite wurden die Messdaten mit dem 2. Sensordesign aufgenommen. Wichtig ist eine hohe Sensitivität und vor allem eine hohe Spezifität des Chiptyp *AllB*. Das beste Ergebnis wurden mit dem 2. Sensordesign und der 1. Testinstanz, bei der während des Schaltens der Senseleitungen kein Laststrom über den Ausgang OUT1 fließt, erzielt. Als Grund dafür, kann die hohe Anzahl von 400 Messwerte pro GMR–Element und die anschließender Mittlung dieser, angeführt werden.

| Chiptyp | $r_n$ | $r_p$ | $f_n$ | $f_p$ | Sensitivität in % | Spezifität in % |
|---------|-------|-------|-------|-------|-------------------|-----------------|
| AllB    | 19    | 120   | 0     | 1     | 100               | 95              |
| NO08    | 20    | 120   | 0     | 0     | 100               | 100             |
| NO09    | 19    | 118   | 2     | 1     | 98                | 95              |
| NO10    | 19    | 118   | 2     | 1     | 98                | 95              |
| EX08    | 19    | 120   | 0     | 1     | 100               | 95              |
| EX09    | 20    | 120   | 0     | 0     | 100               | 100             |
| EX10    | 20    | 120   | 0     | 0     | 100               | 100             |

Tabelle 9.2: Ergebnisse des Korrelationsalgorithmus mit dem Sensordesign der 1. Generation. Mit  $k = 2$ .

| <b>Chiptyp</b> | $r_n$ | $r_p$ | $f_n$ | $f_p$ | <b>Sensitivität in %</b> | <b>Spezifität in %</b> |
|----------------|-------|-------|-------|-------|--------------------------|------------------------|
| <b>AllB</b>    | 98    | 296   | 4     | 2     | 99                       | 98                     |
| <b>NO08</b>    | 48    | 349   | 1     | 2     | 100                      | 96                     |
| <b>NO09</b>    | 46    | 349   | 1     | 4     | 100                      | 92                     |
| <b>NO10</b>    | 49    | 348   | 2     | 1     | 99                       | 98                     |
| <b>EX08</b>    | 50    | 350   | 0     | 0     | 100                      | 100                    |
| <b>EX09</b>    | 49    | 350   | 0     | 1     | 100                      | 98                     |
| <b>EX10</b>    | 50    | 348   | 2     | 0     | 99                       | 100                    |

Tabelle 9.3: Ergebnisse des Korrelationsalgorithmus mit dem Sensordesign der 2. Generation. Mit  $k = 4$ . Die Messdaten wurden mit der Testinstanz 1 aufgenommen.

| <b>Chiptyp</b> | $r_n$ | $r_p$ | $f_n$ | $f_p$ | <b>Sensitivität in %</b> | <b>Spezifität in %</b> |
|----------------|-------|-------|-------|-------|--------------------------|------------------------|
| <b>AllB</b>    | 98    | 295   | 5     | 2     | 98                       | 98                     |
| <b>NO08</b>    | 48    | 349   | 1     | 2     | 100                      | 96                     |
| <b>NO09</b>    | 45    | 349   | 1     | 5     | 100                      | 90                     |
| <b>NO10</b>    | 49    | 348   | 2     | 1     | 99                       | 98                     |
| <b>EX08</b>    | 50    | 350   | 0     | 0     | 100                      | 100                    |
| <b>EX09</b>    | 49    | 350   | 0     | 1     | 100                      | 98                     |
| <b>EX10</b>    | 50    | 348   | 2     | 0     | 99                       | 100                    |

Tabelle 9.4: Ergebnisse des Korrelationsalgorithmus mit dem Sensordesign der 2. Generation. Mit  $k = 4$ . Die Messdaten wurden mit der Testinstanz 2 aufgenommen.

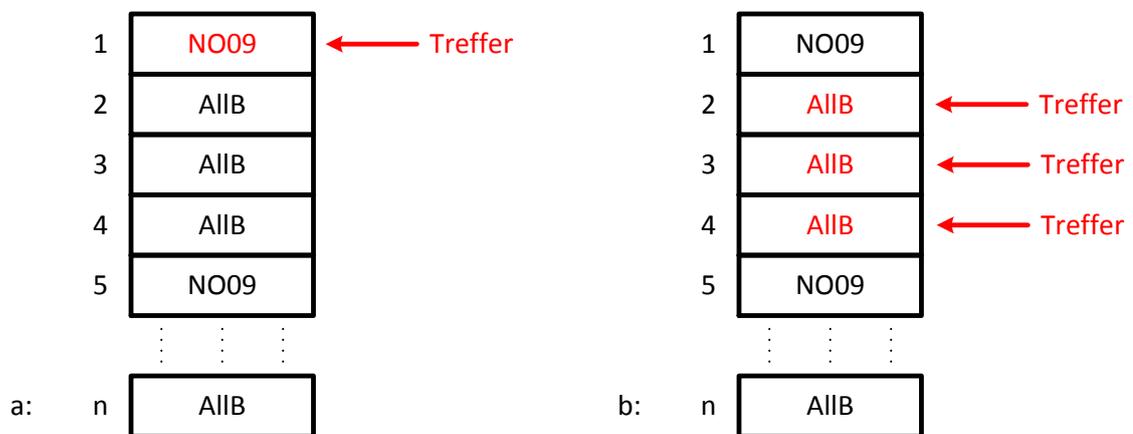


Abbildung 9.6: Als Unbekannter Chip wird ein Chip vom Typ AIB angenommen, die Liste ist schon absteigend nach den Korrelationskoeffizienten sortiert. a:  $k = 1$ , durch das Betrachten des ersten Elements in der Liste mit dem höchsten Korrelationskoeffizienten wird eine falsche Zuordnung getroffen. b:  $k = 3$ , der Chiptyp AIB wird als Ergebnis ausgegeben, da dieser als erster Chiptyp  $k$ -mal in der Liste absteigend vorkommt.

# 10 Diskussion und Ausblick

In dieser Arbeit wurde gezeigt, dass eine Detektion von defekten Bonddrähten in einem Leistungshalbleiter vom Typ Infineon BTS5120-2EKA durch die Messung der magnetischen Feldstärkeverteilung oberhalb der Bonddrähte, möglich ist. Zur Messung der magnetischen Feldstärkeverteilung wurden zwei verschiedene GMR-Zeilensensorarrays verwendet.

Nach der Sensitivitätsbestimmung, Messung der minimalen Auflösung der Sensoren und Abschätzung des zu erwartenden Messfehlers, wurde eine Leiterplatte entwickelt, die es ermöglichte, die Aufnahme der Messdaten auf Testequipment durchführen zu können, das bei der Firma Infineon Technologies AG standardmäßig zum Testen der meisten Halbleiterprodukten zum Einsatz kommt. Ausgewertet wurden die aufgenommenen Messdaten anschließend mit zwei Algorithmen die in MATLAB implementiert wurden. Die Erkennungsrate von schweren Bondingfehlern, bei welchen 2 der 3 Bonddrähte fehlten, lag bei 100 %. Die größte Herausforderung stellte die Detektion des Fehlers dar, bei welchem der mittlere der 3 Bonddrähte fehlte. Da die magnetische Feldstärkeverteilung dieses Fehlertyps (NO09) sehr ähnlich zur magnetischen Feldstärkeverteilung von Chips ohne Defekt ist und es durch die mechanischen Toleranzen zu einer Überlappung der Feldverteilungen zwischen defekten und nicht defekten Chips kommt.

## 10.1 Biomedizinische Anwendung der Sensoren

GMR-Sensoren werden in vielen Applikationen zur Messung von magnetischen Feldstärken eingesetzt. Die in dieser Arbeit verwendeten Sensoren mit einer Sensitivität von  $15,26 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$  und minimalen Auflösung von  $609,05 \text{ nT}$  im Bereich von  $1 \text{ Hz}$  bis  $500 \text{ Hz}$ , können aufgrund der zu geringen Sensitivität und Auflösung nicht für das Messen von magnetischen Feldern biologischen Ursprungs verwendet werden, Abb. 2.1 auf Seite 4. Jedoch werden GMR-Sensoren mit ähnlicher Sensitivität [26] zur Detektion von magnetischen Nanopartikel-Markern verwendet, um Proteinkonzentrationen zu messen [4, 27].

Eine weitere interessante Anwendung des GMR-Sensors wäre, ihn als Empfänger in der magnetischen Induktionstomographie (MIT) einzusetzen. Die MIT ist eine nichtinvasive, kontaktlose Methode, um Leitfähigkeitunterschiede in einer Probe zu bestimmen. Hierfür wird die Probe einem magnetischen Wechselfeld ausgesetzt und die dadurch verursachte Perturbation  $\Delta B$

mit einem Empfänger gemessen. Um abschätzen zu können, ob der verwendete GMR-Sensor für diese Anwendung geeignet ist, muss zuerst das zu messende magnetische Feld und das maximal erlaubte Rauschen  $n_{\max}$  des Sensors bestimmt werden. Die Grenzfrequenz von GMR-Sensoren liegt in einem sehr hohen Bereich, z.B. in Leseköpfen von Festplatten werden GMR-Sensoren mit Frequenzen bis in den GHz-Bereich betrieben [28]. NVE spezifiziert für seine analogen GMR-Sensoren, die vergleichbar mit den hier verwendeten Sensoren sind, Operationsfrequenzen von  $> 1$  MHz [29]. Deshalb wurde die Grenzfrequenz der eingesetzten GMR-Sensoren nicht bestimmt sondern als ausreichend groß angenommen.

Als Grundlage zur Berechnung dient der in Abbildung 10.1 dargestellte Aufbau [30]. Das

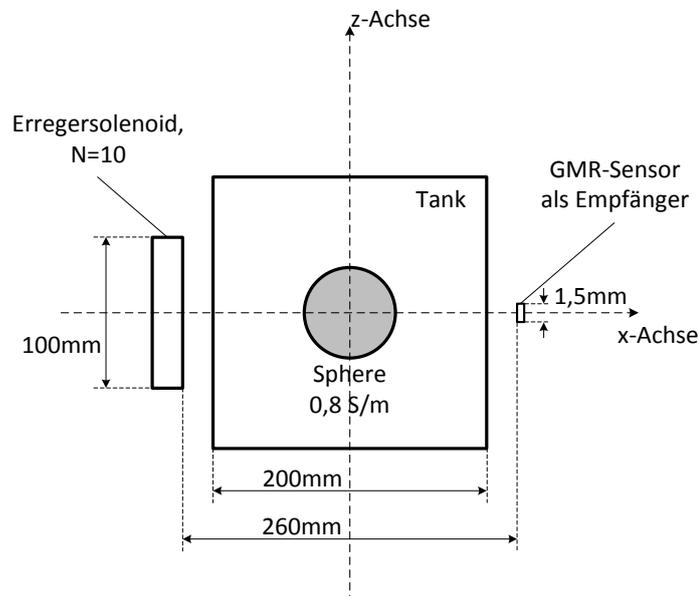


Abbildung 10.1: Erregersolenoid. Die magnetische Flussdichte  $B$  wird am Empfänger berechnet. Dabei wird angenommen, dass die Ausdehnung des GMR-Sensors in Z-Richtung so gering ist, dass das magnetische Feld im Bereich des GMR-Sensors homogen ist.

Erregersolenoid hat einen Radius  $r = 5$  cm, eine Windungszahl von  $N = 10$  und wird von einem Strom von  $i_{coil} = 10$  A<sub>PP</sub> mit einer Frequenz  $f = 500$  kHz versorgt. Die Abmessungen des GMR-Sensors sind durch den geringen Abstand der 26 einzelnen GMR-Elemente von  $60 \mu\text{m}$ , sehr klein (ca.  $1500 \mu\text{m}$ ). Aufgrund dessen wird das durch die Erregerspule erzeugte magnetische Feld im Bereich des GMR-Sensors als homogen angenommen. Die axiale magnetische Feldstärke

in x-Richtung in einem Abstand von 260 mm zur Erregerspule kann nun mit dem Gesetz von Biot-Savart berechnet werden, [5]:

$$H(0,0) = \frac{r^2 i_{coil} N}{2(r^2 + d^2)^{2/3}} \quad (10.1)$$

$$H(0,0) = \frac{(0,05 \text{ m})^2 \cdot 10 \text{ A} \cdot 10}{2 \left( (0,05 \text{ m})^2 + (0,26 \text{ m})^2 \right)^{2/3}} = 6,73 \text{ A/m} \quad (10.2)$$

$$B(0,0) = B = \mu_0 \mu_r \cdot H(0,0) = 8,46 \mu\text{T} \quad (10.3)$$

für  $\mu_r$  wurde die relative Permeabilität des Vakuums angenommen.  $\Delta B$  kann nun aus dem Verhältnis, auch Signal to Carrier Ratio (SCR) genannt,  $\Delta B/B = 0,0015\%$  berechnet werden [31]:

$$\Delta B = B \cdot 0,0015\% = 8,46 \mu\text{T} \cdot \frac{0,0015\%}{100} = 127 \text{ pT} \quad (10.4)$$

Bei einer Sensitivität  $s = 15,26 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$  des Sensors und einem Sensorstrom  $I_{sens} = 200 \mu\text{A}$  ergibt sich eine zu verstärkende Spannungsänderung von 67 nV, was eine sehr große Herausforderung an den Entwickler der Auswerteelektronik darstellt. Eine einfache Möglichkeit ist es, den Sensorstrom zu erhöhen, jedoch steigt dadurch auch der Fehler der durch die Erwärmung des Sensors hervorgerufen wird.

Wird zusätzlich noch ein SNR von 20 dB verlangt, um eine sinnvolle Bildrekonstruktion berechnen zu können, kann die Rauschgrenze  $n_{\max}$  des GMR-Sensors berechnet werden mit:

$$n_{\max} = \frac{\Delta B}{10^{SNR/20}} = 12,7 \text{ pT} \quad (10.5)$$

Das Rauschdichtespektrum der GMR-Sensoren wurde bis zu einer Frequenz von 100 kHz aufgenommen, Kapitel 4.5 auf Seite 39. Der  $1/f$ -Knick ist im Rauschdichtespektrum bis zu der maximal gemessenen Frequenz von 100 kHz noch nicht zu erkennen, jedoch kann auch nicht genau abgeschätzt werden wo dieser  $1/f$ -Knick liegen wird. Aufgrund dessen wird der schlechteste Fall angenommen, in dem das Rauschdichtespektrum ab 100 kHz konstant  $2,94 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  bleibt und nicht weiter abnimmt. Für eine Bandbreite von 0,1 Hz beträgt das Sensorrauschen  $n_{sens}$  also:

$$n_{sens,V} = 2,94 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot \sqrt{0,1 \text{ Hz}} = 930 \text{ pV} \quad (10.6)$$

Das Sensorrauschen  $n_{sens,V}$  kann nun über den Sensorstrom und die Sensitivität  $s = 15,26 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}$  umgerechnet werden in:

$$n_{sen,B} = \frac{n_{sens,V}/I_{sens}}{s} = \frac{930 \text{ pV}/1,03 \text{ mA}}{15,26 \text{ m}\Omega/\text{A}/\text{m}} = 59 \mu\text{A}/\text{m} = 74 \text{ pT} \quad (10.7)$$

Das Sensorrauschen  $n_{sen,B}$  ist mit 74 pT fast fünf mal größer als das maximal erlaubte Rauschen  $n_{\max} = 12,7 \text{ pT}$ . Dies entspricht einem  $SNR = 20 \cdot \log \left( \frac{127 \text{ pT}}{74 \text{ pT}} \right) = 4,69 \text{ dB}$  was deutlich zu gering ist. In diesem SNR ist das Rauschen der Auswerteelektronik noch nicht berücksichtigt.

Um das SNR zu verbessern, muss einerseits das Sensorrauschen verringert werden und andererseits muss die durch  $\Delta B$  verursachte Widerstandsänderung vergrößert werden, was eine Erhöhung der Sensitivität des Sensors bedeutet.

## 10.2 Alternative Detektionsmöglichkeiten

Abschließend wird auf zwei Alternativen zur Detektion von Bondingfehlern eingegangen und eine mögliche Umsetzung des Messkonzeptes im Produktionsprozess diskutiert.

### 10.2.1 Magnetooptische Messmethode

Bei dieser Methode wird ein magnetooptische Faraday-Effekt ausgenutzt, um das Magnetfeld oberhalb des Chips optisch darzustellen. Eine magnetooptische Schicht wird knapp oberhalb des Chipgehäuses aufgebracht, welche je nach magnetischer Feldstärke innerhalb der magnetooptischen Schicht, die Polarisationsachse des einfallenden polarisierten Lichts dreht, Abb. 10.2. Die Drehung der Polarisationsachse wird mit Hilfe des Analysators und einer CCD-Kamera in ein Bild umgewandelt. Der Vorteil dieses Systems ist, dass einerseits keine zusätzliche elektrische

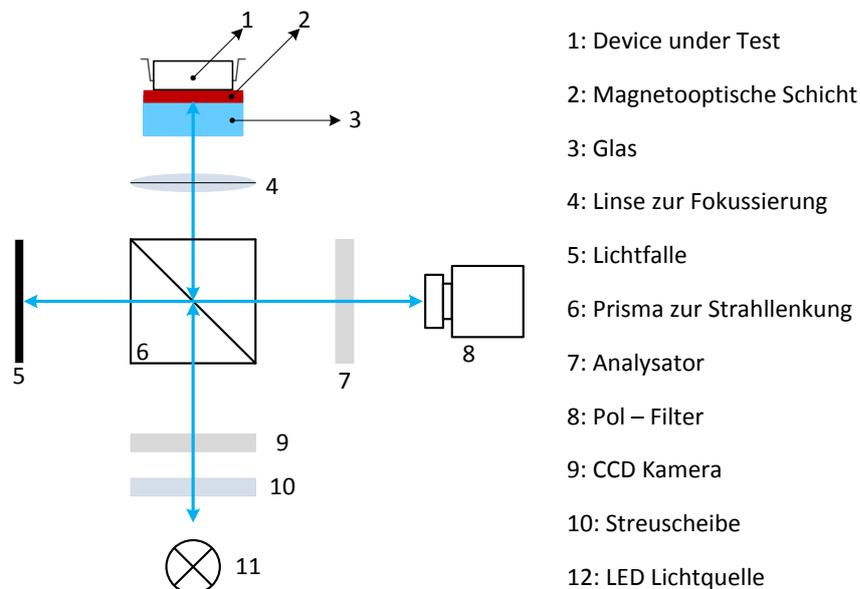


Abbildung 10.2: System zur optischen Darstellung des magnetischen Feldes oberhalb eines Chips.

Beschaltung für einen Sensor notwendig ist und andererseits die örtliche Auflösung des magnetischen Feldes im  $\mu\text{m}$ -Bereich sehr hoch ist. Jedoch muss ausreichend Platz zur Unterbringung des optischen Systems vorhanden sein.

### 10.2.2 $R_{on}$ Vergleich der Ausgänge

Wie im Kapitel 1 auf Seite 1 erklärt, kann ein defekter Bonddraht aufgrund der produktionsbedingten Streuung  $\sigma_{ron}$  des Einschaltwiderstandes nicht exakt detektiert werden. Bei einem Chip mit zwei Kanälen, kann die Differenz der Einschaltwiderstände der beiden Kanäle mit

$$R_{delta} = R_{on,0} - R_{on,1} \quad (10.8)$$

berechnet werden. Da beide Kanäle am selben Substrat, symmetrisch angeordnet und sehr nahe zusammen liegen, ist die Streuung  $\sigma_{delta}$  des Differenzwiderstandes  $R_{delta}$  sehr viel kleiner, als die Streuung  $\sigma_{ron}$  des Einschaltwiderstandes  $R_{on}$ . Wie groß die Streuung  $R_{delta}$  tatsächlich ist (bewegt sich im sehr niedrigen  $\text{m}\Omega$ - bis  $\mu\Omega$ -Bereich) und ob eine zuverlässige Detektion dadurch möglich wird, muss untersucht werden. Der große Vorteil dieser Methode ist, dass keine zusätzliche Hardware nötig ist, da die Einschaltwiderstände standardmäßig in der Produktion überprüft werden. Dadurch bleiben die Kosten des Testens gering.

## 10.3 Implementation in der Produktion

Für eine Integration des Messkonzeptes gibt es mehrere Möglichkeiten. Bei der Endkontrolle befinden sich die Chips in einer Schiene, von der aus die Chips durch die Schwerkraft nach unten vor eine Kontakteinheit geschoben werden. Über eine Mechanik wird der Chip zum Kontaktieren in die davor liegende Kontakteinheit gepresst und die elektrische Prüfung beginnt. Dieses Konzept wird als Gravity Feed bezeichnet, Abb. 10.3 auf der nächsten Seite. Der Sensor kann bei dieser Anordnung nur in der Mechanik integriert werden, was zu einem erheblichen Aufwand führt um die sensible Elektronik vor den großen mechanischen Belastungen, die auf diese einwirkt, zu schützen.

Eine andere Möglichkeit ist es, die Mechanik, welche die Kraft auf den Chip bringt, als Kontakteinheit zu nützen und in den mechanisch fixierten Teil den GMR-Sensor zu integrieren. Dies hat den Vorteil, dass der Sensor nicht mehr so starken mechanischen Belastungen ausgesetzt ist. Der Nachteil ist die mechanische Belastung auf die in die Mechanik integrierte Kontakteinheit mit ihrer Verkabelung.

Eine weitere Möglichkeit wäre, das Messkonzept gänzlich in einen eigens dafür konstruierten Tester auszulagern und so in den Produktionsprozess zu integrieren.

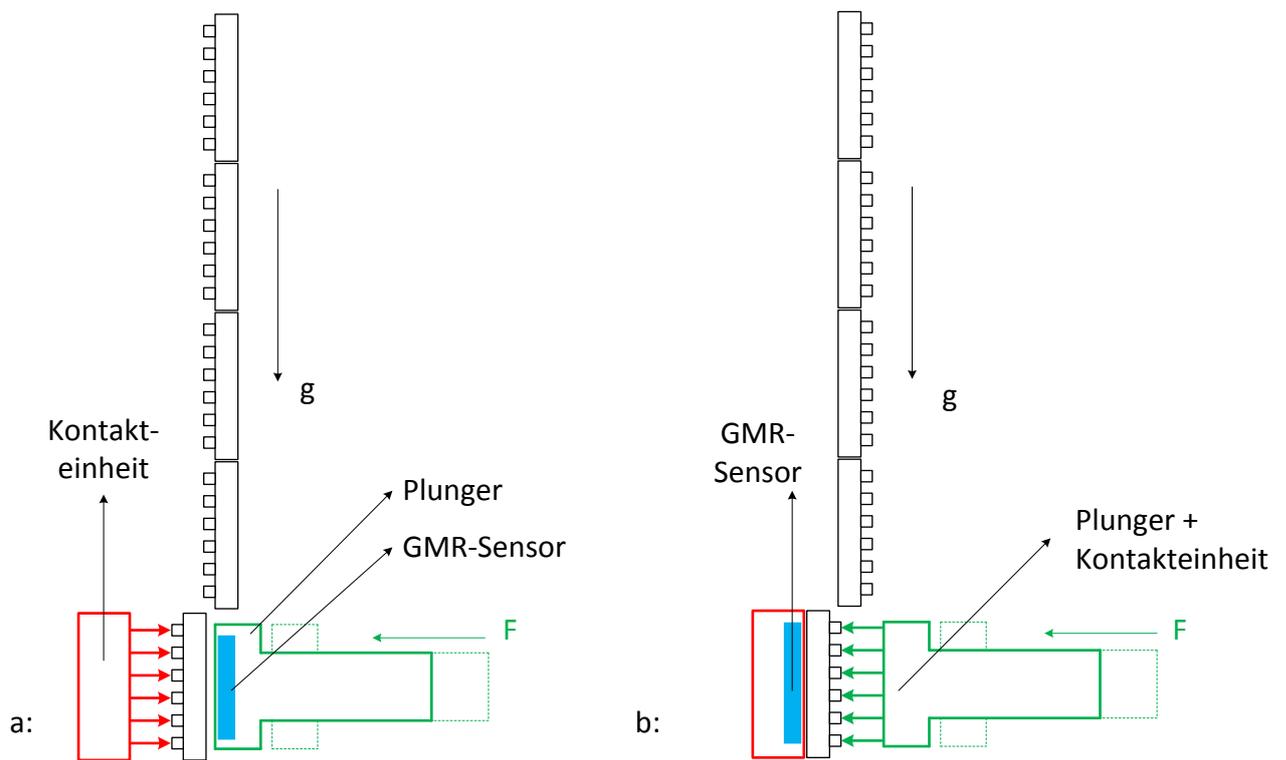


Abbildung 10.3: a: Die Chips werden durch die Schwerkraft nach unten gezogen und mit einer Mechanik (grün) zur Kontaktierung mit einer Kraft  $F$  auf die Kontakteinheit (rot) gepresst. Der Sensor (blau) befindet sich dabei in der Mechanik, die Sensorbeschaltung ist nicht eingezeichnet. b: Dabei wird die Kontakteinheit in die Mechanik eingebaut, der Sensor sitzt im mechanisch nicht belasteten Teil.

# Literaturverzeichnis

- [1] I. O. for Standardization, “Iso26262, road vehicles – functional safet,” 2012.
- [2] P. Ripka, *Magnetic Sensors and Magnetometers*. Artech House, Inc., 2001.
- [3] Stanford Research Systems, *Stanford Research Systems - DSP Lock-In Amplifier SR810*, 2005. Revision 1.8.
- [4] Panasonic, *Panasonic AQE216EH, PhotoMOS Relay*, 2010.
- [5] C. L. Helmut Lindner, Harry Brauer, *Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik*. Fach, 1999.
- [6] D. S. Wilfried Plaßmann, *Handbuch der Elektrotechnik*. Vieweg+Teubner, 2009.
- [7] M. K. et. al., “Rapid dna multi-analyte immunoassay on a magneto-resistance biosensor,” *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 24, pp. 1893–1898, 2009.
- [8] H. H. A. Sandhu, “Practical hall sensors for biomedical instrumentation,” *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 41, pp. 4123–4127, 2005.
- [9] M. Julliere, “Tunneling between ferromagnetic films,” *Physics Letters A*, vol. 54, pp. 225 – 226, 1975.
- [10] T. Shinjo, *Nanomagnetism and Spintronics*. Elsevier, 2014.
- [11] J. V. S. G.H. Jonker, “Ferromagnetic compounds of manganese with perovskite structure,” *Physica*, vol. 16, pp. 337–349, 1950.
- [12] G. Jonker, “Magnetic compounds with perovskite structure iv conducting and non-conducting compounds,” *Physica*, vol. 22, pp. 707–722, 1956.

- [13] Y. T. Y. Tokura, “Colossal magnetoresistive manganites,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 200, pp. 1–23, 1999.
- [14] H. L. H. Ibach, *Festkörperphysik*. Springer Verlag Berlin, 2009.
- [15] A. I. B. J. Clarke, *The SQUID Handbook*. Wiley-VCH Verlag, 2004.
- [16] Infineon Technologies AG, *BTS5120-2EKA, Smart High-Side Power Switch*, 2011. Revision 2.1.
- [17] Teradyne, Inc., *Terdyne - IG-XL Help*, 2010. V5.10.55.
- [18] C. S. Ulrich Tietze, *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer- Verlag Berlin, 2002.
- [19] M. V. G. Vojta, *Taschenbuch der statistischen Physik*. Teubner, 2000.
- [20] p. B. R. van de Veerdonk, “1/f noise in anisotropic and giant magnetoresistive elements,” *Applied Physics*, vol. 82, no. 12, pp. 6152–6164, 1997.
- [21] H. Zumbahlen, *Linear Circuit Design Handbook*. Analog Devices, 2008.
- [22] B. P. J. Doll, *Piezoresistor, Design and Applications*. Springer Verlag Berlin, 2013.
- [23] L. R. E. Schrüfer, ed., *Elektrische Messtechnik*. Hanser, 2007.
- [24] R. Lerch, *Elektrische Messtechnik*. Springer Verlag Berlin, 2012.
- [25] U. Kiencke, *Messtechnik*. Springer Verlag Berlin, 2008.
- [26] D. H. et. al., “Gmr biosensor arrays: A system perspective,” *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 25, pp. 2051–2057, 2010.
- [27] J. S. et al, “Comparison of a prototype magnetoresistive biosensor to standard fluorescent dna detection,” *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 19, pp. 1149–1156, 2014.
- [28] P. P. F. et. al., “Magnetoresistive sensors,” *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 19, pp. 1–21, 2007.
- [29] N. Corporation, *AA and AB-Series Analog Sensors*. NVE.

- [30] H. S. et. al., “Planar gradiometer for magnetic induction tomography (mit): theoretical and experimental sensitivity maps for a low-contrast phantom,” *Physiological Measurement*, vol. 25, pp. 1–9, 2004.
- [31] H. S. et. al., “Sensitivity maps for low-contrast perturbations within conducting background in magnetic induction tomography,” *Physiological Measurement*, vol. 23, pp. 195–202, 2002.

# Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am 8. Oktober 2015

Thomas Posch



# Statutory Declaration

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Graz, am 8. Oktober 2015

Thomas Posch