

# Masterarbeit

B. Sc. Julian Lange

Charakterisierung und Evaluierung von  
MEMS-Energy-Harvestern mit integrierten  
Mikromagneten für autarke Sensoranwendungen

B. Sc. Julian Lange

Charakterisierung und Evaluierung von  
MEMS-Energy-Harvestern mit integrierten  
Mikromagneten für autarke Sensoranwendungen

Masterarbeit eingereicht im Rahmen der Masterprüfung  
im gemeinsamen Masterstudiengang Mikroelektronische Systeme  
am Fachbereich Technik  
der Fachhochschule Westküste  
und  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.Ing. Alfred Ebberg  
Zweitgutachter : Prof. Dr.Ing. Hans Peter Kölzer

Abgegeben am 11. Juli 2019

**B. Sc. Julian Lange**

**Thema der Masterarbeit**

Charakterisierung und Evaluierung von MEMS-Energy-Harvestern mit integrierten Mikromagneten für autarke Sensoranwendungen

**Stichworte**

MEMS, Energy-Harvesting, Piezoelektrischer Effekt, Sensorsystem, Mikrocontroller, Mikromagneten

**Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit befasst sich mit den am Fraunhofer Institut für Siliziumtechnologie entwickelten MEMS-Energy-Harvestern mit integrierten Mikromagneten, ihrer Charakterisierung und Evaluierung. Sie gibt einen kurzen Einblick in die Simulation solcher Bauteile und beschreibt das Design eines energetisch autarken Sensorsystems auf Basis eines Energy-Harvesters.

**B. Sc. Julian Lange**

**Title of the paper**

Characterization and evaluation of MEMS-energy-harvesters with integrated micro-magnets for self-sufficient sensor systems

**Keywords**

MEMS, energy-harvesting, piezoelectric effect, sensor system, microcontroller, micro-magnets

**Abstract**

This report describes the characterization and evaluation of the MEMS-energy-harvesting with integrated micro magnets developed by the Fraunhofer Institute for Silicon Technology. It gives a brief overview of the simulation of such components and describes the design process of an energetically self-sufficient system based on such an energy-harvesting device.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>VI</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>VII</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>IX</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1. Energy-Harvesting . . . . .	3
2.2. Permanentmagneten . . . . .	5
2.2.1. Magnetische Materialien . . . . .	5
2.2.2. Herstellung von Permanentmagneten . . . . .	8
2.2.3. Kraftberechnung mittels Dipolapproximation . . . . .	10
2.3. Mechanik von MEMS-Biegebalken . . . . .	12
2.3.1. Biegeeigenschaften . . . . .	12
2.3.2. Eigenfrequenzen . . . . .	15
2.3.3. Dämpfung . . . . .	17
2.4. Piezoelektrischer Effekt . . . . .	21
2.5. Aufbau der Fraunhofer ISIT MEMS-Harvester . . . . .	24
<b>3. Charakterisierung der MEMS-Energy-Harvester</b>	<b>29</b>
3.1. Elektrische Charakterisierung . . . . .	29
3.2. Mechanische Charakterisierung . . . . .	35
3.2.1. Lineare Anregung am Shaker . . . . .	35
3.2.1.1. Messaufbau . . . . .	35
3.2.1.2. Durchführung . . . . .	37
3.2.1.3. Auswertung der Messergebnisse . . . . .	40
3.2.2. Messstand für Resonanzanregung mit einem Magnetrad . . . . .	45
3.2.2.1. Konzeptionierung . . . . .	45
3.2.2.2. 3D-Konstruktion . . . . .	47
3.2.2.3. Messstandinbetriebnahme . . . . .	51
3.2.3. Resonanzbetrieb am Magnetrad . . . . .	56
3.2.3.1. Lastoptimierung . . . . .	56
3.2.3.2. Ausgangsleistung . . . . .	59
3.2.3.3. Auswertung der Messergebnisse . . . . .	62
3.2.4. Optische Analyse . . . . .	64

---

<b>4. Simulation mit COMSOL Multiphysics</b>	<b>72</b>
4.1. Modellaufbau . . . . .	72
4.2. Eigenfrequenzanalyse . . . . .	76
4.3. Biegestress-Simulation . . . . .	79
4.4. Elektrisches Potential . . . . .	82
4.5. Gegenüberstellung von Charakterisierung und Simulation . . . . .	86
<b>5. Entwicklung eines energieautarken Sensorsystems</b>	<b>89</b>
5.1. Grundlegende Anforderungen . . . . .	89
5.2. Komponentenauswahl . . . . .	91
5.3. Aufstellung der Energiebilanzen . . . . .	97
5.4. Design eines Prototypen . . . . .	99
<b>6. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>103</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>105</b>
<b>A. Anhang</b>	<b>108</b>
A.1. Inhalt der beigelegten CD/DVD . . . . .	108
A.2. Gesamtschaltplan des entworfenen Harvester-Sensorsystems . . . . .	108

# Tabellenverzeichnis

2.1. Elastizitätsmodule für ausgewählte Materialien . . . . .	13
2.2. Piezoelektrische Koeffizienten für verschiedene piezoelektrische Werkstoffe [1]	22
2.3. Abmessungen der Harvesterdesigns . . . . .	27
3.1. Gemessene Resonanzfrequenzen für die verschiedenen Harvesterdesigns .	33
3.2. Leistungsmaxima der am Shaker charakterisierten 29 $\mu\text{m}$ 1005V Harvester .	44
3.3. Mittelwerte der Flussdichtemessung der Harvestermagneten . . . . .	53
3.4. Magnetkraft für die verschiedenen Magnetarrays bei verschiedenen Abständen zwischen Permanentmagnet und Harvester . . . . .	54
3.5. Gegenüberstellung von gemessenen und angepassten Spannungseffektivwerten für Design 1005V . . . . .	60
3.6. Vergleich des optimalen Lastwiderstandes für den Messaufbau mit und ohne integrierten Schwingungsdämpfern . . . . .	62
3.7. Gegenüberstellung der maximalen Ausgangsleistungen der verschiedenen Designs bei verschiedenen Abständen zwischen Harvester und Magnetrad .	63
4.1. Ergebnisse der Eigenfrequenzsimulation für die verschiedenen Harvesterdesigns . . . . .	78
4.2. Simulierte Ausgangsspannungen und entsprechender Effektivwert für Design 1005V bei 29 $\mu\text{m}$ Siliziumdicke . . . . .	85
4.3. Gegenüberstellung der Resonanzfrequenzen aus Simulation und Messung .	86
4.4. Gegenüberstellung von simulierten und gemessenen Spannungseffektivwerten	87
5.1. Stromaufnahme des MSP430FR5994 in verschiedenen Anwendungsszenarien [2] . . . . .	97
5.2. Maximale Stromaufnahme der Sensorik laut Datenblatt [3][4][5] . . . . .	98
5.3. Schalterstellungen für Versorgungs- und Sensorzuschaltung . . . . .	100
5.4. LTC-Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Jumper D0 und D1 . . . . .	101

# Abbildungsverzeichnis

1.1. Einzelner Harvesterbaustein mit integrierten Mikromagneten . . . . .	1
2.1. Ordnung der magnetischen Dipolmomente in ferro-, antiferro- und ferrimagnetischen Stoffen [6] . . . . .	7
2.2. Schematische Darstellung der Weiß'schen Bezirke in einem Ferromagnetischen Material in unterschiedlich starken Magnetfeldern nach [7] . . . . .	8
2.3. Magnetisierungskurve eines Ferromagnetikums [6] . . . . .	9
2.4. Kraftereinwirkung auf einen Balken uniformen Querschnittes [8] . . . . .	12
2.5. Querschnittsansicht einer mehrschichtigen Balkenstruktur unterschiedlicher Materialien [9] . . . . .	14
2.6. Zweidimensionale Darstellung der ersten drei Eigenfrequenzen für verschiedene Balkenarten [10] . . . . .	15
2.7. Schematische Darstellung eines ungedämpften Systems mit einem Freiheitsgrad [10] . . . . .	17
2.8. Schematische Darstellung eines gedämpften Systems mit einem Freiheitsgrad [10] . . . . .	18
2.9. Darstellung der Zeitsignale für verschiedene Dämpfungsfaktoren [10] . . . . .	19
2.10. Schematische Ansicht einer Longitudinalanordnung mit Kraftereinwirkung in der Z-Achse und der resultierenden elektrischen Verschiebung nach [1] . . . . .	22
2.11. Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Aufbringen der Piezochicht und Elektrodenmaterialien . . . . .	24
2.12. Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Strukturierung der Elektroden und Aufbringen der Metallisierung . . . . .	25
2.13. Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Ätzen und Befüllen der Magnetkavitäten . . . . .	25
2.14. Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Freistellen der Magneten auf der Bauteilunterseite . . . . .	26
2.15. Maskendesign eines Wafer Reticles mit neun verschiedenen Designs für MEMS-Harvester . . . . .	27
2.16. Exemplarische Ansicht einer Wafermap mit Markierungen der einzelnen Reticle	28
3.1. Auf Leiterplatte aufgebauter und gebondeter 1005V Harvester . . . . .	29
3.2. Messkurve der gemessenen Kapazität über die Frequenz von Harvester W19 A4 1005V . . . . .	31
3.3. Messkurve des gemessenen Verlustwinkels über die Frequenz von Harvester W19 A4 1005V . . . . .	32

3.4. Messkurve der gemessenen Impedanz über die Frequenz von Harvester W19 A4 1005V . . . . .	34
3.5. Blockschaftbild des Shakermessaufbaus [11] . . . . .	35
3.6. Aufnahme des Shakermessplatzes [11] . . . . .	36
3.7. Blocksignal für den Frequenzsweep von Harvester W19 D9 1005V bei 1 M $\Omega$ Lastwiderstand und einem Amplitudenfaktor von 0,035 . . . . .	38
3.8. Blocksignal für die konstante Resonanzanregung des Harvesters W19 D9 1005V bei 1 M $\Omega$ Lastwiderstand und einem Amplitudenfaktor von 0,035 . . . . .	39
3.9. Lastwiderstandsbestimmung von Harvester W19 B7 2005V am Shaker . . . . .	41
3.10. Leistungsmaxima über steigenden Amplitudenfaktor, bei optimaler Last, von Harvester W19 B7 2005V . . . . .	42
3.11. Leistungsmaxima über steigenden Amplitudenfaktor, bei optimaler Last, von Harvester W19 D9 1005V . . . . .	43
3.12. 3D-Ansicht des konzeptionierten Messaufbaus . . . . .	47
3.13. Ansicht auf 3D-Modell des axialen Magnetrades . . . . .	48
3.14. Ansicht auf 3D-Modell des radialen Magnetrades . . . . .	49
3.15. 3D-Modelle der entwickelten Halterungen für die Magneträder . . . . .	50
3.16. 3D-Modelle der entwickelten Halterungen für die Harvesterplatinen . . . . .	50
3.17. Messergebnisse des 3-achsigen Hallsensors für ein 32-poliges Magnetrad im stationären Zustand über den Abstand . . . . .	51
3.18. Messergebnisse des 3-achsigen Hallsensors für ein 32-poliges Magnetrad bei 15 Umdrehungen/min in 0,5 mm Abstand . . . . .	52
3.19. Graphische Darstellung der mittels Dipolapproximation ermittelten Magnetkräfte für die verschiedenen Magnetarraygrößen aufgetragen über den Abstand 55	55
3.20. Ausgangsleistung der Harvester F5, A4 und D2 1005V über verschiedene Lastwiderstände zur Bestimmung des Leistungsmaximums . . . . .	57
3.21. Effektivwert der Ausgangsspannung der Harvester F5, A4 und D2 1005V aufgetragen über den Abstand unter Verwendung des zuvor bestimmten optimalen Lastwiderstandes . . . . .	59
3.22. Ausgangsleistung der Harvester F5, A4 und D2 1005V aufgetragen über den Abstand unter Verwendung des zuvor bestimmten optimalen Lastwiderstandes 61	61
3.23. Aufnahme von Beschädigungen an Harvester W19 E9 1005V vor der Charakterisierung . . . . .	64
3.24. Aufnahme von Beschädigungen an Harvester W19 A4 2005V vor der Charakterisierung . . . . .	65
3.25. Mikroskopaufnahme von Beschädigungen an Harvester W19 F5 1505V vor der Charakterisierung . . . . .	66
3.26. Mikroskopaufnahme von Beschädigungen am Magnetarray und Rahmen von Harvester W5 C7 2005V nach der Charakterisierung . . . . .	67

---

3.27. Mikroskopaufnahme von Beschädigungen am Balken und Rahmen von Harvester W5 C7 2005V nach der Charakterisierung . . . . .	68
3.28. Raster-Elektronen-Mikroskopaufnahme von der Bruchstelle von Harvester W19 D9 1510V . . . . .	70
3.29. Raster-Elektronen-Mikroskopaufnahme eines bei der Charakterisierung abgebrochenen Magnetarrays . . . . .	71
4.1. COMSOL-Modell des Designs 1005V mit 29 $\mu\text{m}$ Balkendicke . . . . .	73
4.2. Darstellung der Vernetzung des Designs 1005V mit 29 $\mu\text{m}$ . . . . .	75
4.3. Seitenansicht der ersten simulierten Eigenfrequenzmode für das Modell des 1005V Designs mit einer Siliziumbalkendicke von 29 $\mu\text{m}$ . . . . .	76
4.4. Seitenansicht der vierten simulierten Eigenfrequenzmode für das Modell des 1005V Designs mit einer Siliziumbalkendicke von 29 $\mu\text{m}$ . . . . .	77
4.5. Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester bei 29 $\mu\text{m}$ Siliziumdicke bei der ersten Eigenfrequenz und einer Krafteinwirkung von 3 $\mu\text{N}$ auf das Magnetarray . . . . .	79
4.6. Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester bei 29 $\mu\text{m}$ Siliziumdicke in einem Bereich von 5 Hz um die erste Eigenfrequenz . . . . .	80
4.7. Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester mit 29 $\mu\text{m}$ Siliziumdicke bei der ersten Eigenfrequenz und einer Krafteinwirkung von 3,991 $\mu\text{N}$ auf das Magnetarray . . . . .	82
4.8. Simulationsergebnis für einen ungedämpften 1005V-Harvester bei 29 $\mu\text{m}$ Siliziumdicke in einem Bereich von circa 5 Hz um die erste Eigenfrequenz . . . . .	83
4.9. Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester bei 29 $\mu\text{m}$ Siliziumdicke in einem Bereich von 5 Hz um die erste Eigenfrequenz . . . . .	84
5.1. Blockschaltbild des LTC3588-1 Energy Harvesting Gleichrichter ICs [12] . . . . .	92
5.2. Blockschaltbild des OPT3004 [3] . . . . .	94
5.3. Blockschaltbild des HTS221 [4] . . . . .	95
5.4. Blockschaltbild des entwickelten Sensorsystems . . . . .	99
5.5. Typische Beschaltung und Startup-Profil der LTC3588-1 Ausgangsspannung [12] . . . . .	101
5.6. Top Ansicht auf das entwickelte Sensorsystem in CADSoft EAGLE . . . . .	102

# Abkürzungsverzeichnis

**3D** 3-Dimensional

**AC** Alternate Current

**ADC** Analog to Digital Converter

**AICu** Aluminium-Kupfer

**ALD** Atomic Layer Deposition

**AlN** Aluminiumnitrit

**BNC** Bayonet-Neill-Concelman - Koaxialsteckverbinder

**CPU** Central Processing Unit

**DAQ** Data Aquisition

**DC** Direct Current

**DRIE** Deep Reactive Ion Etching

**FEM** Finite Elemente Methode

**FFT** Fast Fourier Transform

**FRAM** Ferroelectric Random Access Memory

**I2C** Inter-Integrated Circuit

**IoT** Internet of Things

**ISIT** Institut für Siliziumtechnologie

**LED** Light Emitting Diode

**LPM** Low Power Mode

**MEMS** Microelectromechanical Systems

**Mo** Molybdän

**MSP** Mixed Signal Prozessor

**NdFeB** Neodym-Eisen-Bohr

**Pt** Platin

**PZT** Blei-Zirkonat-Titanat

**RAM** Random Access Memory

**RISC** Reduced Instruction Set Computer

**RS** Rückseite

**SCL** Serial Clock

**SDA** Serial Data

**Si** Silizium

**SMCLK** Supplementary Master Clock

**SMD** Surface Mounted Devices

**SPI** Serial Programming Interface

**Ti** Titan

**UART** Universal Asynchronous Receiver Transmitter

**USB** Universal Serial Bus

**VLO** Very Low Frequency Oscillator

# 1. Einleitung

Im Rahmen des Fraunhofer-Leitprojektes *Towards Zero Power Electronics* arbeiten neun Fraunhofer-Institute innerhalb Deutschlands an Komponenten für die Realisierung von möglichst energieeffizienten Hardware-Lösungen für neuartige Internet of Things Anwendungen. Das Internet of Things (IoT) wächst kontinuierlich, während immer mehr Sensoranwendungen eine drahtlose Anbindung in Kommunikationsnetzwerke besitzen. Durch diese drahtlose Netzanbindung und hohe Anzahl an IoT-Systemen ergeben sich hohe Energieverbräuche für diese Anwendungen.

Das Fraunhofer-Institut für Siliziumtechnologie ISIT ist mit der Entwicklung von piezoelektrischen MEMS-Energy-Harvestern mit integrierten Mikromagneten an diesem Leitprojekt beteiligt. Ein solcher MEMS-Harvester mit im Biegebalken integrierten Mikromagneten ist in Abbildung 1.1 dargestellt. Die aktuelle Generation der entwickelten Energy-Harvester dient der Evaluation verschiedener Designansätze zur Maximierung der Ausgangsleistung bei geringeren Abmessungen als kommerziell erhältliche Energy-Harvester.

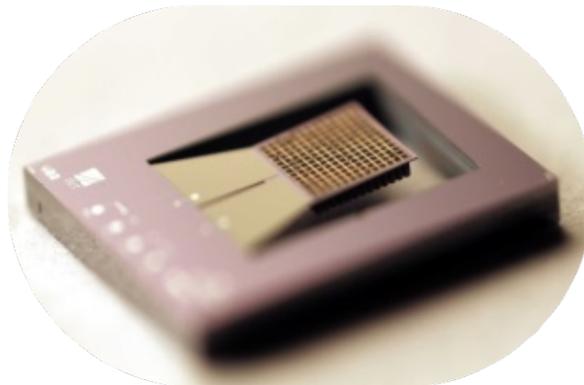


Abb. 1.1.: Einzelner Harvesterbaustein mit integrierten Mikromagneten

Ziel dieser Masterthesis ist es, einen Messaufbau für eine gezielte magnetische Kraftein-kopplung auf die ISIT MEMS-Harvester zu entwickeln und diesen in Betrieb zu nehmen. Es soll sich um einen elektromechanischen Aufbau mit Permanentmagneten handeln, welcher den späteren Einsatz der Energy-Harvester an unzugänglichen Orten, wie beispielsweise in Maschinen, nachstellt. Dieser Aufbau der Charakterisierung der aktuellen Harvester-Generation dienen, um Aufschluss über die Leistungsfähigkeit der entwickelten Harvester zu gewinnen.

Ein weiterer Bestandteil dieser Arbeit ist es, Simulationsmodelle für die entwickelten Harvesterstrukturen zu erstellen, welche mit den Messergebnissen zu vergleichen sind. Relevante Simulationen sind hierbei die verschiedenen Resonanzfrequenzen der Harvesterstrukturen, der mechanische Stress und die daraus resultierenden Ausgangsspannungen.

Finaler Bestandteil dieser Arbeit ist die Konzeptionierung eines möglichst energieautarken Sensorsystems, basierend auf der ermittelten Ausgangsleistung für ein ausgewähltes Harvester-Design. Das Sensorsystem soll so dimensioniert werden, dass die Versorgung durch verschiedene Energy-Harvester-Designs, mit unterschiedlichen Ausgangsspannungen, für den Betrieb ausreicht. Sollte die Energiebilanz des dimensionierten Sensorsystems dies allerdings nicht ermöglichen, so soll bei batteriebetriebenen Anwendungen zumindest eine Lebenszeitverlängerung durch den Einsatz des Harvesters erreicht werden.

Die nachfolgenden Grundlagenkapitel dienen einer kurzen Erläuterung des Aufbaus der am Fraunhofer ISIT entwickelten MEMS-Energy-Harvester und der Einflüsse von verschiedenen Balkenparametern auf die Resonanzfrequenzen und Biegeeigenschaften. In Kapitel 3 wird auf die Messstandkonstruktion und die Charakterisierungsmessungen eingegangen, sowie eine optische Analyse der Harvester durchgeführt. Die Entwicklung von COMSOL Modellen für die verschiedenen Harvester und die mit diesen Modellen durchgeführten Simulationen werden in Kapitel 4 beschrieben. Abschließend wird in Kapitel 5 das Konzept für ein möglichst energieautarkes Sensorsystem, unter Verwendung der Harvester als Spannungsquelle, eingegangen.

## 2. Grundlagen

### 2.1. Energy-Harvesting

Energy-Harvesting beschreibt im Allgemeinen den Vorgang, Energie aus der Umgebung eines für das Harvesting verwendeten Systems zu beziehen, welche ohne das Harvesting-System ungenutzt bleiben würde. Die bekanntesten Formen der Nutzung von Umgebungsenergie stellen hierbei Windkraft- und Photovoltaikanlagen dar, auch wenn diese Fälle umgangssprachlich nicht als Energy-Harvesting bezeichnet werden. Energy-Harvesting spielt in Systemen, welche nicht mit einem Energiespeicher, wie beispielsweise einer Batterie, versehen werden können, eine große Rolle.

Solche Szenarien umfassen zum einen medizinische Anwendungen, wie Herzschrittmacher, bei denen das Austauschen einer Batterie einen erneuten medizinischen Eingriff bedeuten würde. Zum anderen umfassen sie industrielle Anwendungen, deren Lebensdauer die einer Batterie übersteigt oder deren Betriebsumgebung die Verwendung von Batterien verbietet. Für Industrieanwendungen können die Gründe für den Verzicht auf Batterien finanzieller Natur sein, wenn das Abschalten einer Maschine für den Austausch einer Batterie einen zu großen finanziellen Verlust darstellt. Es können allerdings auch sicherheitsbedingte Risiken, wie zu hohe Temperaturen, gegen den Betrieb von Batterien sprechen. Für solche Anwendungen bieten sich Methoden an, mit denen so viel freie Energie wie möglich aus der Systemumgebung bezogen wird, um einen längeren Betrieb des Systems zu ermöglichen.

Für diese Arten von Anwendungen gibt es inzwischen mehrere Möglichkeiten, Energie aus der Umgebung umzuwandeln und zu nutzen. Welche Möglichkeit für das jeweilige System nutzbar ist, muss in jedem Fall einzeln evaluiert werden. Nachfolgend werden kurz einige Arten des Energy-Harvestings vorgestellt [13]:

- Vibrationsbasiertes Energy-Harvesting:
  - Piezoelektrische Energy-Harvester: Harvester, welche über den piezoelektrischen Effekt Vibrationen oder Schwingungen in eine Wechselspannung umsetzen. Die am häufigsten verwendete Konstellation ist ein einseitig eingespannter Balken mit einer am Ende befestigten Masse. Der Balken wird an der Basis durch Schocks oder auch Umgebungsvibrationen angeregt und hat durch die Masse an der Spitze eine höhere Schwingungsneigung mit einer höheren Auslenkung.
  - Induktionsharvester: Systeme bei denen ein Magnet durch eine gewickelte Induktivität bewegt und dadurch ein Strom in der Spule induziert wird.

- Kapazitive Ladungspumpen: Systeme, in welchen durch Änderung des Plattenabstandes eines Kondensators die Ladung des Kondensators “gepumpt” wird.
- Temperaturbasiertes Energy-Harvesting:
  - Harvester, welche den thermoelektrischen Effekt nutzen. Hierbei wird die Temperaturdifferenz zwischen zwei Punkten eines thermoelektrischen Werkstoffes genutzt, da diese einen Stromfluss zur Folge hat.

Die am häufigsten verwendete Form dieser Harvesting-Arten stellen die piezoelektrischen Vibrationsharvester dar. Bedingt durch die zum Teil großen Auslenkungen der Balken lassen sich Ausgangsspannungen im ein- bis zweistelligen Volt-Bereich generieren. Allerdings erfordern diese Harvester aufgrund ihrer Funktionsweise, welche sie eine Wechselspannung generieren lässt, in den häufigsten Anwendungsfällen einen nachgeschalteten Gleichrichter, um die Ausgangsspannung nutzen zu können.

Bei den am Fraunhofer-Institut für Siliziumtechnologie entwickelten und in dieser Arbeit behandelten Energy-Harvestern handelt es sich ebenfalls um piezoelektrische Harvester. Diese sollen allerdings nicht über Vibration angeregt werden, sondern über externe Magnetfelder. Auf die zum Verständnis dieser Arbeit benötigten Grundlagen zu Magnetismus, Mechanik, dem piezoelektrischen Effekt und dem grundlegenden Aufbau der Harvester wird in den folgenden Kapiteln eingegangen.

## 2.2. Permanentmagneten

### 2.2.1. Magnetische Materialien

Die magnetischen Eigenschaften eines Werkstoffes sind maßgeblich von zwei Materialkonstanten abhängig. Zum einen von der magnetischen Suszeptibilität  $\chi_m$ , zum anderen von der Permeabilitätszahl  $\mu_r$ . Diese sind verknüpfbar durch die in Gleichung 2.1

$$\mu_r = 1 + \chi_m \quad (2.1)$$

gegebene Beziehung [6]. Für die Beziehung zwischen magnetischer Flussdichte  $B$  und magnetischer Feldstärke  $H$  ergibt sich bei Einbringung eines Materials in das Magnetfeld eine Änderung von Gleichung 2.2

$$B = \mu_0 H \quad (2.2)$$

zu Gleichung 2.3 [6]

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu H. \quad (2.3)$$

In Abhängigkeit von der Größenordnung der Permeabilitätszahl ist es also möglich, das externe Magnetfeld zu verstärken oder zu schwächen.

Wird das externe Magnetfeld durch Einbringen eines Materials geschwächt, wird von einem diamagnetischen Material gesprochen. Für diese Materialien gilt  $\chi_m < 0$  und  $\mu_r < 1$ . Ursächlich für den Diamagnetismus sind in den Atomen des Stoffes induzierte magnetische Momente, welche durch den Einschaltprozess des externen Magnetfeldes hervorgerufen werden [6].

Paramagnetische Stoffe sind Solche, in welchen bereits nicht kompensierte magnetische Momente vorhanden sind. Ursache hierfür können nicht kompensierte Bahn- oder Spinmomente der Atome durch nicht abgeschlossene Elektronenschalen oder ungerade Elektronenzahlen sein. Ohne externes Magnetfeld sind die magnetischen Momente aufgrund von thermischer Bewegung statistisch gleichverteilt, weshalb aus ihnen keine Magnetisierung resultiert. Bei dem Einschalten eines externen Magnetfeldes werden die vorhandenen Dipolmomente entgegen der Temperaturbewegung ausgerichtet und es entsteht eine makroskopische Magnetisierung, welche das externe Magnetfeld verstärkt [6].

Unterhalb einer kritischen Temperatur können kristalline Substanzen, welche permanente magnetische Momente enthalten, in einen magnetisch geordneten Zustand übergehen. Dies wird spontane Magnetisierung genannt und geschieht ohne extern anliegendes Magnetfeld. Die Wechselwirkung zwischen den magnetischen Momenten der Atome, welche die Ursache dieser spontanen Magnetisierung ist, ist allerdings vergleichsweise klein und führt nur

bei sehr niedrigen Temperaturen zu einer spontanen Magnetisierung [6].

Bei Raumtemperatur lassen sich magnetisch geordnete Zustände auf quantenmechanische Austauschwechselwirkungen zwischen benachbarten Atomen zurückführen. Auf eine genauere Beschreibung der quantenmechanischen Austauschwechselwirkungen wird hier verzichtet, da nur das Ergebnis dieser Wechselwirkung für diese Arbeit von Relevanz ist. Ergebnis der Austauschwechselwirkung ist, dass es zu Parallel- beziehungsweise Antiparallelstellung von benachbarten Elektronenspins kommt, was einen Einfluss auf das Verhalten der Stoffe in einem externen Magnetfeld hat. Es ergeben sich drei verschiedene Ordnungszustände für die Elektronenspins, auf die nachfolgend kurz eingegangen werden soll [6].

Ferromagnetische Stoffe weisen eine parallele Ausrichtung aller Elektronenspins auf. Dadurch ergibt sich eine große Verstärkung externer Magnetfelder. Für eine permanente Magnetisierung des Materials werden allerdings hohe Sättigungsmagnetisierungen benötigt [6].

Antiferromagnetische Stoffe weisen eine antiparallele Ausrichtung benachbarter Elektronenspins auf, sodass sich die magnetischen Momente gegenseitig kompensieren. Dadurch liegt ohne äußeres Magnetfeld keine Magnetisierung vor [6].

Ferrimagnetische Stoffe ähneln den antiferromagnetischen Stoffen, wobei die magnetischen Momente eine unterschiedliche Größe aufweisen, sodass keine vollständige Kompensation stattfindet. Die Sättigungsmagnetisierung dieser Stoffe ist im allgemeinen Fall kleiner als für Ferromagnetika [6].

In Abbildung 2.1 sind diese unterschiedlichen Anordnungen für die magnetischen Dipolmomente in ferro-, antiferro- und ferrimagnetischen Stoffen dargestellt.

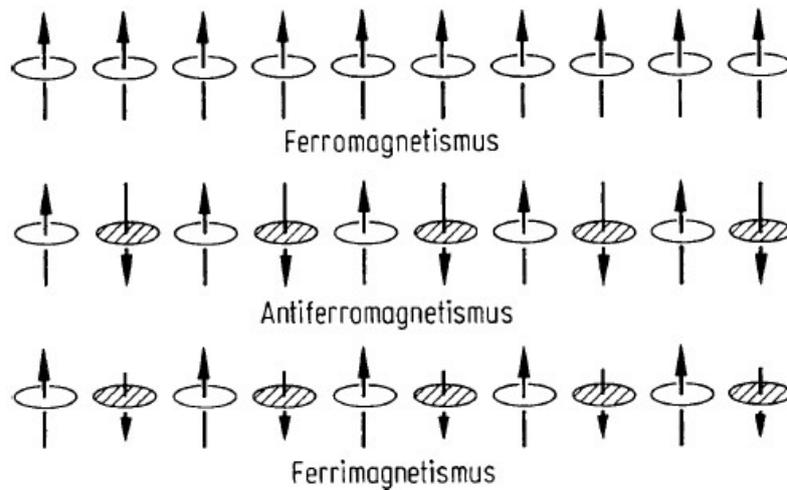


Abb. 2.1.: Ordnung der magnetischen Dipolmomente in ferro-, antiferro- und ferrimagnetischen Stoffen [6]

Wie zuvor beschrieben ist hier gut zu erkennen, dass bei rein ferromagnetischen Stoffen die gleichmäßige Ausrichtung der Dipolmomente zu einer Verstärkung eines externen Magnetfeldes führt. Die entgegengesetzte Ausrichtung bei antiferromagnetischen und ferrimagnetischen Stoffen führt hingegen zu einer Kompensation der Dipolmomente. Wobei die Kompensation für ferrimagnetische Stoffe nicht vollständig ist, weil die Größe der magnetischen Momente unterschiedlich ist. Aus diesem Grund bieten sich für die Herstellung von Permanentmagneten ferromagnetische Stoffe an, da durch die gleichförmige Ausrichtung der Dipolmomente die größtmögliche Magnetisierung erreicht werden kann [6].

### 2.2.2. Herstellung von Permanentmagneten

Für die Herstellung von Permanentmagneten werden weitestgehend ferromagnetische Materialien, wie beispielweise Neodym-Eisen-Bohr (NdFeB), verwendet. Diese ferromagnetischen Materialien verfügen, sofern das externe Magnetfeld unterhalb der Sättigungsfeldstärke des Materials liegt, über interne Domänen derselben Orientierung, sogenannte Weiß'sche Bezirke. Bei Nichtanliegen eines externen magnetischen Feldes sind die Orientierungen der Weiß'schen Bezirke so ausgerichtet, dass der magnetische Fluss weitestgehend im Material geschlossen wird [6]. Abbildung 2.2 stellt die Bezirke bei Anliegen von unterschiedlich starken externen Magnetfeldern dar.

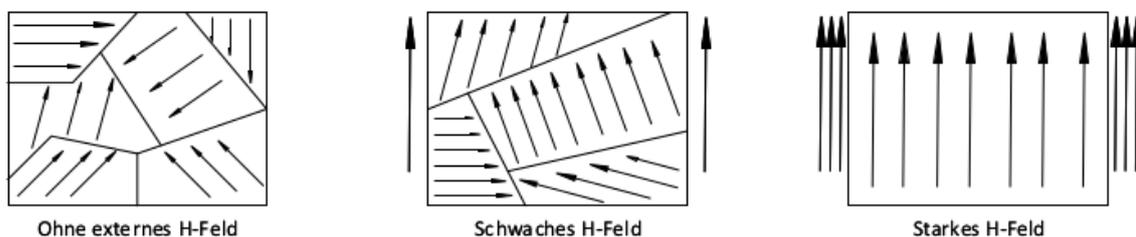


Abb. 2.2.: Schematische Darstellung der Weiß'schen Bezirke in einem ferromagnetischen Material in unterschiedlich starken Magnetfeldern nach [7]

Bei Nichtanliegen eines externen Magnetfeldes sind die Weiß'schen Bezirke in ihrer Grundanordnung und Größe unverändert. Im mittleren Teil der Abbildung wird ein schwaches externes Magnetfeld angelegt, was ein Verschieben der Bezirksgrenzen und Orientierungen des internen Flusses nach sich zieht. Schließlich zeigt der rechte Teil der Abbildung eine Anordnung, in der das externe Magnetfeld größer als die Sättigungsfeldstärke des Materials ist. Alle Weiß'schen Bezirke sind zu einem großen Bezirk mit gleicher Orientierung, nämlich der externen Feldorientierung, verschmolzen. Bei dieser Anordnung handelt es sich, auch nach Abschalten des externen Magnetfeldes, nun um einen Permanentmagneten [6].

Der Ablauf der Aufmagnetisierung eines ferromagnetischen Materials ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Teil a) der Abbildung zeigt hierbei die Hysterese, welche sich nach der ersten Aufmagnetisierung über die Sättigungsmagnetisierung des ferromagnetischen Materials ergibt, in Verbindung mit der Neukurve für ein zuvor nicht magnetisiertes Material.

Die Neukurve gilt nur für die erste Aufmagnetisierung eines Ferromagnetikums, da während des Magnetisierungsprozesses im Materialinneren irreversible Prozesse stattfinden. Durch das externe Magnetfeld verschieben sich die Grenzen der Weiß'schen Bezirke und es bilden sich größere Bezirke mit identischer Orientierung, diese Wandverschiebungsprozesse sind

irreversibel. Sobald durch Wandverschiebung keine weitere Magnetisierungserhöhung mehr möglich ist, beginnt die steigende Feldstärke des Magnetfeldes die Spins im Material in Feldrichtung auszurichten, bis diese eine parallele Anordnung zur Feldrichtung erreicht haben. Diese Drehprozesse sind ebenfalls irreversibel. Teil b) von Abbildung 2.3 zeigt die Neukurve der Magnetisierung höher aufgelöst. Durch die höhere Auflösung ist eine Kennzeichnung der irreversiblen Prozesse an den Sprungstellen möglich [6].

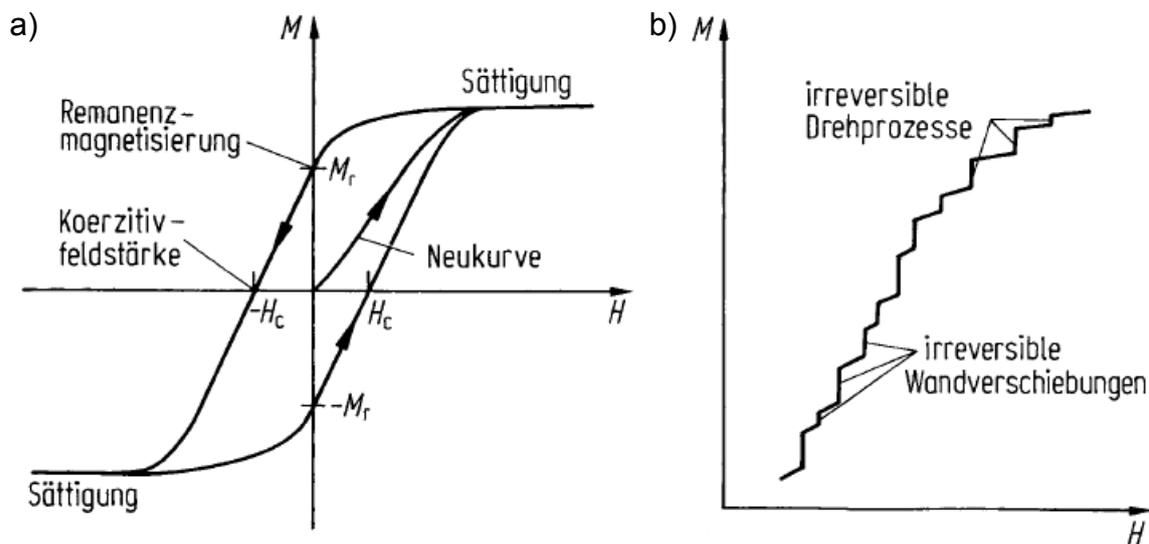


Abb. 2.3.: Magnetisierungskurve eines Ferromagnetikums [6]

- a) Hysteresekurve eines Ferromagnetikums
- b) Teil der Magnetisierungskurve höher aufgelöst

Bei Abschalten des externen Magnetfeldes bleibt nun eine Remanenzmagnetisierung  $M_r$  und analog dazu eine Remanenzinduktion  $B_r$  zurück. Diese Remanenz verschwindet erst bei Anlegen eines der Magnetisierungsrichtung entgegengerichteten Feldes in Höhe der Koerzitivfeldstärke  $-H_c$ , welche in Abbildung 2.3 als Schnittpunkt der Hysteresekurve mit der X-Achse dargestellt ist. Der Prozess kann auch mit einem entgegengerichteten Magnetfeld begonnen werden, weshalb sich auch im negativen Quadranten eine Sättigung, sowie ein Wert für die negative Remanenzmagnetisierung und Koerzitivfeldstärke ergibt [6].

### 2.2.3. Kraftberechnung mittels Dipolapproximation

Für die Berechnung der Krafteinkopplung auf einen Magneten durch ein äußeres Magnetfeld kann unter gewissen Voraussetzungen die Dipolapproximation herangezogen werden. Grundvoraussetzung ist hierbei, dass der Magnet, dessen Kraft approximiert werden soll, aus einem einzelnen Dipol besteht. Hierfür müsste der Magnet allerdings infinitesimal kleine Abmessungen haben, was realistisch nicht erreichbar ist. Auch wenn diese Bedingung nicht von den in dieser Arbeit beschriebenen Magneten erfüllt wird, kann die Dipolapproximation zumindest als Abschätzung der wirkenden Kräfte verwendet werden.

So wurde für Harvester aus einem Vorprojekt die Abschätzung aus Gleichung 2.4 vorgenommen. Mit dem magnetischen Moment des Permanentmagneten  $m$  und der magnetischen Flussdichte  $B$  des externen Magnetfeldes ergibt sich die auf einen Magneten wirkende Kraft zu [14]

$$F = \nabla(mB) = \nabla B \cdot MV. \quad (2.4)$$

Aus Gleichung 2.4 ergibt sich für das magnetische Moment  $m$  die Formel 2.5

$$m = MV, \quad (2.5)$$

mit  $M$  als Magnetisierung des Permanentmagneten und  $V$  als Magnetvolumen. Da allerdings die Magnetisierung von kommerziell erhältlichen Magneten nicht immer bekannt ist, lässt sich mit der, in Gleichung 2.6 gegebenen Beziehung, Gleichung 2.7 herleiten [6]. So ist es möglich, aus der Remanenzinduktion  $B_r$  die Remanenzmagnetisierung nach

$$B_r = \mu_0 M_r \quad (2.6)$$

zu bestimmen. Mit der Remanenzinduktion des Magneten lässt sich die Remanenzmagnetisierung  $M_r$  in Gleichung 2.5 ersetzen, um das magnetische Moment eines Permanentmagneten nach

$$m = \frac{1}{\mu_0} B_r V \quad (2.7)$$

zu bestimmen. Mit  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m als Permeabilität des Vakuums,  $B_r$  als Remanenzinduktion und  $V$  als Volumen des Permanentmagneten [?].

Während die Kraftapproximation nach Gleichung 2.4 für einen Aufbau mit einem bekannten externen Feld verwendet wurde, ist eine Berechnung für die Kraft von zwei Dipolen aufeinander etwas komplizierter. Die zugrundeliegende Formel ist in Gleichung 2.8 gegeben

$$F = \nabla(m_2 \cdot B_1), \quad (2.8)$$

mit  $B_1$  als Flussdichte des magnetischen Feldes, verursacht durch das magnetische Moment  $m_1$  an der Stelle des magnetischen Momentes  $m_2$  [15]. Nach Berechnung des Gradienten ergibt sich für die Kraftberechnung die folgende Formel

$$F(r, m_1, m_2) = \frac{3\mu_0}{4\pi|r|^4} (m_2(m_1 \cdot \hat{r}) + m_1(m_2 \cdot \hat{r}) + \hat{r}(m_1 \cdot m_2) - 5\hat{r}(m_1 \cdot \hat{r})(m_2 \cdot \hat{r})), \quad (2.9)$$

mit  $\hat{r}$  als Einheitsvektor von  $m_1$  nach  $m_2$  und  $r$  als Abstand zwischen den beiden Dipolen [15].

Mit dieser Formel berechnete Werte sind nur als Abschätzung der Krafteinkopplung zu sehen, da die in dieser Arbeit verwendeten Permanentmagneten in ihren Abmessungen keinem einfachen Dipol entsprechen. Zusätzlich dazu ist die Berechnung der Kräfte zwischen Magneten mit unterschiedlichen Bauformen, wie einem Zylinder- und einem Quadermagneten aufgrund der unterschiedlichen Feldverteilung nicht rein analytisch lösbar [16]. Da es sich bei den im Messaufbau verwendeten Magneten um Zylinder handelt und die Harvestermagneten als nahezu quadratisch betrachtet werden können, muss die Dipolapproximation für eine Bestimmung der wirkenden Kräfte ausreichen.

## 2.3. Mechanik von MEMS-Biegebalken

### 2.3.1. Biegeeigenschaften

Nachfolgend soll ein kurzer Überblick über die Biegeeigenschaften von MEMS-Biegebalken und beeinflussende Faktoren gegeben werden. Hierbei wird nur auf einige grundlegende Beziehungen eingegangen, da weitere Berechnungen mit Hilfe der Simulationssoftware COMSOL Multiphysics vorgenommen wurden.

Die Biegeeigenschaften eines einfach eingespannten Balkens werden maßgeblich von der Form und Größe seiner Querschnittsfläche, seinen Abmessungen und seinen Materialeigenschaften beeinflusst. Eine sehr wichtige Materialeigenschaft ist hierbei das Elastizitätsmodul  $E$  des Materials, deren Bedeutung nachfolgend kurz erläutert wird [17].

In Abbildung 2.4 ist ein einfacher Balken mit einem gleichmäßigem Querschnitt  $A$  und Länge  $L$  dargestellt. Auf die Querschnittsflächen an den Balkenenden wirkt jeweils die Kraft  $F$  in entgegengesetzter Richtung.



Abb. 2.4.: Krafteinwirkung auf einen Balken uniformen Querschnittes [8]

Für diese Anordnung lässt sich der axial wirkende Stress als Verhältnis zwischen der wirkenden Kraft und der Querschnittsfläche, wie in Gleichung 2.10 dargestellt

$$\sigma_{xx} = \frac{F}{A}, \quad (2.10)$$

bestimmen [8]. Durch die Krafteinwirkung auf den Balken ergibt sich eine Verformung, für dieses Beispiel soll eine Längung in axialer Richtung angenommen werden. Die axiale Verformung ergibt sich entsprechend Gleichung 2.11 aus dem Verhältnis von Längung  $\Delta\ell$  und ursprünglicher Länge  $L$  zu [8]

$$\varepsilon_{xx} = \frac{\Delta\ell}{L}. \quad (2.11)$$

Das Elastizitätsmodul entspricht somit nach

$$\sigma_{xx} = E \cdot \varepsilon_{xx}, \quad (2.12)$$

einem Proportionalitätsfaktor zwischen dem mechanischen Stress und der Verformung und lässt sich folglich aus dem Verhältnis dieser beiden Werte zu

$$E = \frac{\sigma_{xx}}{\varepsilon_{xx}} \quad (2.13)$$

bestimmen [8]. Aus dem Elastizitätsmodul lässt sich die Steifigkeit des Balkens herleiten. Diese Balkensteifigkeit  $EI$  ist das Produkt aus dem Elastizitätsmodul des Balkenmaterials  $E$  und dem Flächenmoment zweiten Grades  $I$ . Das Flächenmoment stellt die Integrationen der XY-Querschnittsflächen des Balkens über die Z-Achse dar [17].

In Tabelle 2.1 sind die Elastizitätsmodule für einige Materialien dargestellt, aus welchen die ISIT MEMS-Harvester aufgebaut werden.

Tab. 2.1.: Elastizitätsmodule für ausgewählte Materialien

Material	Elastizitätsmodul	Quelle
Silizium	100 GPa	[6]
Aluminiumnitrit	283,1 ... 314,7 GPa	[18]

Unter Berücksichtigung der Größe dieser Werte zeigt sich durch

$$y = \frac{1}{8} \frac{W\ell^3}{EI}, \quad (2.14)$$

dass das Elastizitätsmodul signifikanten Einfluss auf die Auslenkung haben kann. Hier entspricht  $y$  der Auslenkung an der Spitze des Balkens,  $W$  die gleichmäßig verteilten Masse angibt und  $\ell$  die Länge des Balkens darstellt [9].

Wie in Gleichung 2.14 für einen Balken mit gleichmäßiger Masseverteilung dargestellt, hat die Steifigkeit des Materials, welche proportional zu dessen Elastizitätsmodul ist, einen direkten Einfluss auf die Auslenkung an der Spitze des Balkens. Für Strukturen, welche aus verschiedenen Materialien bestehen, ergeben sich folglich Abweichungen, da nicht für den gesamten Aufbau dasselbe Elastizitätsmodul verwendet werden kann. So würde für einen Schichtaufbau der Materialien aus Tabelle 2.1 ein Verhältnis von circa eins zu drei für die Elastizitätsmodule gelten, was wiederum einen Einfluss auf die Biegeeigenschaften dieser Struktur hat.

In solchen Fällen können für Balkenaufbauten, welche aus einer Schichtung unterschiedlicher Materialien bestehen, Umrechnungen durchgeführt werden, bei denen die Breiten der Materialschichten entsprechend der Verhältnisse ihrer Elastizitätsmodule umgerechnet werden. Bei dieser Umrechnung wird davon ausgegangen, dass anschließend alle Schichten aus demselben Material bestehen. Eine solche Anordnung mit umgerechneter Breite der Einzelschichten ist in Abbildung 2.5 dargestellt [9].

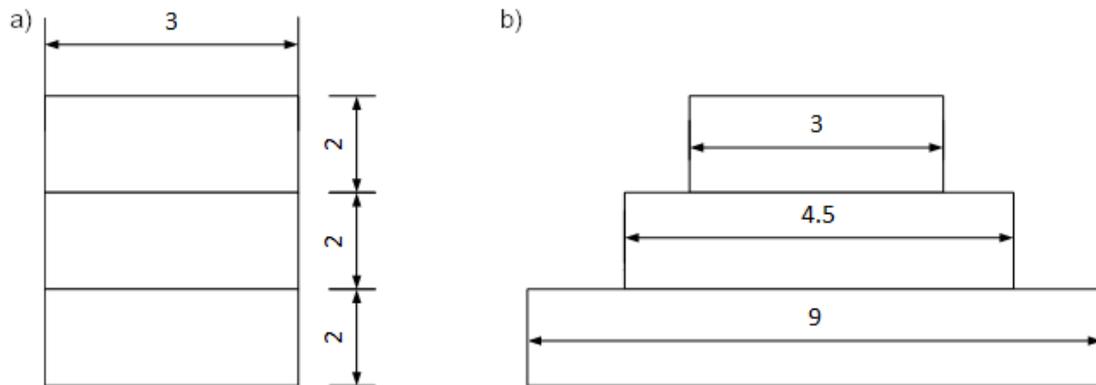


Abb. 2.5.: Querschnittansicht einer mehrschichtigen Balkenstruktur unterschiedlicher Materialien nach [9]

a) Aufbau mit physischen Abmessungen der Schichten

b) Umgerechneter Aufbau basierend auf den Elastizitätsmodulen der verschiedenen Materialien

Bedingt durch die Änderung der Schichtbreiten und die daraus resultierende Änderung des Querschnittes, ist es erforderlich, das neue Trägheitsmoment für diese Struktur zu bestimmen. Durch das resultierende einheitliche Elastizitätsmodul ergibt sich zusätzlich ein neuer Wert für die Steifigkeit des Balkens  $EI$ , welche Einfluss auf die Eigenfrequenz des Balkens hat.

### 2.3.2. Eigenfrequenzen

Für Biegebalken, wie sie in kommerziell erhältlichen Energy-Harvestern verwendet werden, gibt es eine Vielzahl an diskreten Frequenzen, bei denen das System eine erhöhte Neigung zum Schwingen hat [10]. Diese Frequenzen werden als Eigenfrequenzen oder auch Resonanzfrequenzen bezeichnet. Im Verlauf dieser Arbeit werden beide Begriffe verwendet, um dieselbe Frequenz zu beschreiben.

Für eine einfache Balkenstruktur stellt die Eigenfrequenz die Frequenz dar, mit welcher diese nach einer impulsförmigen Anregung ausschlagen würde. Eine ungedämpfte Balkenstruktur würde solange mit dieser Frequenz weiterschwingen, bis die Schwingung durch externe Einflüsse unterbrochen wird [10].

Es wird kurz auf eine Möglichkeit für die Berechnung der Eigenfrequenzen eines einfachen Biegebalkens eingegangen. Anschließend wird im nachfolgenden Kapitel 2.3.3 der Einfluss der Dämpfung auf die Eigenfrequenzen beschrieben. Abbildung 2.6 zeigt die ersten drei Moden der Eigenfrequenzen für einfache Balkenstrukturen mit einem konstanten Querschnitt.

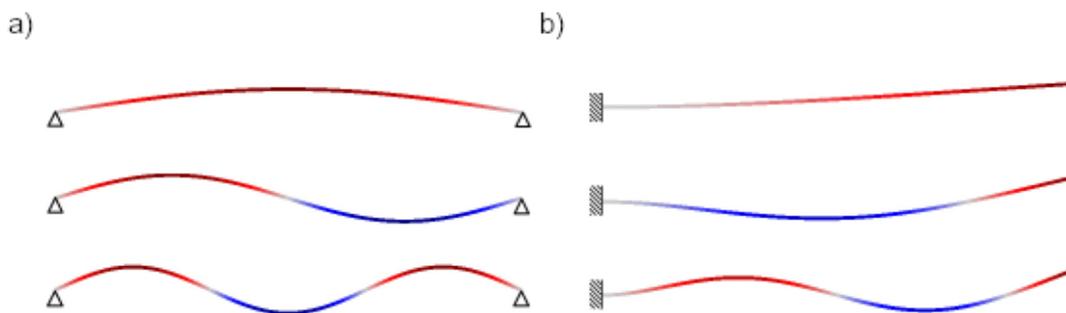


Abb. 2.6.: Zweidimensionale Darstellung der ersten drei Eigenfrequenzen für verschiedene Balkenarten [10]

- a) für einen einfach aufliegenden Balken
- b) für einen einseitig fest eingespannten Balken

Die Form der Auslenkung für einen auf zwei Seiten aufliegenden Balken, wie er in Abbildung 2.6 Teil a) dargestellt ist, lässt erkennen, dass sich über den Balken eine Schwingung mit der entsprechenden Frequenz ausbildet. Mit steigender Modenzahl steigt hierbei auch die Anzahl an Halbwellen der Eigenfrequenz, welche sich über den Balken ausbreiten.

Für einen einseitig fest eingespannten Balken, wie er für die meisten vibrationsbasierten Energy-Harvester verwendet wird, ergeben sich auf dem Balken, durch den Freiheitsgrad am Balkenende, leicht abweichende Modenformen für die unterschiedlichen Eigenfrequenzen.

Die Eigenfrequenzen für verschiedene Bauformen werden unterschiedlich berechnet. Die Berechnung für Balkenstrukturen, welche üblicherweise in Vibrationsharvestern zum Einsatz kommen, wird nachfolgend kurz erläutert. Die unterschiedlichen Moden der Eigenfrequenzen lassen sich wie in Gleichung 2.15 dargestellt berechnen [10]

$$\omega_m = k_{s,m} \cdot \frac{1}{L^2} \sqrt{\frac{EI}{\mu}}, \quad (2.15)$$

wenn  $L$  der Balkenlänge entspricht.  $EI$  entspricht einer konstanten Biegesteifigkeit des Balkens und  $\mu$  ist die Balkenmasse bezogen auf die Einheitslänge. Für  $\omega_m$  gilt gleichzeitig [10]

$$\omega_m = 2\pi f_m. \quad (2.16)$$

Die Federkonstante  $k_{s,m}$  ist abhängig von der Art der Balkenaufhängung und der zu bestimmenden Mode. Für einen einseitig eingespannten Balken, wie es der Fall für die meisten Piezo-Harvester ist, berechnet sich die Federkonstante zu [10]

$$k_{s,m} = \left( \left( m - \frac{1}{2} \right) \pi \right)^2, \quad (2.17)$$

mit  $m$  als Nummer der gewünschten Mode. Da die Anzahl an Eigenfrequenzen eines kontinuierlichen Systems unendlich hoch ist, im Normalfall aber nur die niedrigeren Moden angeregt werden, werden im späteren Verlauf dieser Arbeit auch nur die ersten sechs Moden simuliert [10].

Nachfolgend wird auf den Einfluss der Dämpfung auf die Eigenfrequenzen eingegangen.

### 2.3.3. Dämpfung

Ein wichtiger Punkt, welcher bei der Betrachtung von mechanischen Schwingungen nicht vernachlässigt werden sollte, ist der Einfluss von Dämpfung. Bei Schwingungen in einem Medium, wie beispielsweise Luft, erfährt der Schwingungskörper immer eine Dämpfung. Bei Schwingungen in Luft ist dies auf die Luftreibung zurückzuführen. Aufgrund der Komplexität der verschiedenen Dämpfungsmodelle soll der Einfachheit halber das Modell der viskosen Dämpfung zur Erklärung herangezogen werden [10].

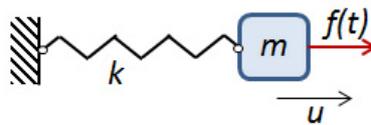


Abb. 2.7.: Schematische Darstellung eines ungedämpften Systems mit einem Freiheitsgrad [10]

In Abbildung 2.7 ist schematisch ein Feder-Masse-System mit nur einem Freiheitsgrad dargestellt. Vernachlässigt man die Möglichkeit einer Rotation des Balkens um seine Zentralachse, ist dieses System vergleichbar mit dem zuvor beschrieben, einseitig eingespanntem Biegebalken. Die mechanische Gleichung für das Zeitsignal der Massenauslenkung dieses Systems ergibt sich zu [10]

$$m\ddot{u} + ku = f(t) \quad (2.18)$$

mit  $f(t)$  als Auslenkungsfunktion der Masse  $m$ . Die Federkonstante des Systems ist gegeben durch  $k$  und  $u$  entspricht der Anregungsfunktion.

Wirkt allerdings keine externe Kraft auf die Masse ein, können dennoch von Null abweichende Lösungen existieren. Unter der Bedingung, dass

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.19)$$

gilt, lässt sich bestätigen, dass die Gleichung

$$u = A\sin(\omega_0 t) + B\cos(\omega_0 t) \quad (2.20)$$

die homogene Gleichung für die Bewegung der Masse aus Gleichung 2.18 erfüllt. Für  $\omega_0$  gilt hier  $\omega_0 = 2\pi f_0$  mit  $f_0$  als Eigenfrequenz des Systems [10]. Diese Lösung lässt sich so interpretieren, dass sobald eine Bewegung begonnen wurde, eine freie Vibration bei exakt dieser Frequenz ohne externe Anregung existieren kann. Bei einmaliger manueller Auslenkung

der Masse würde diese, sobald sie losgelassen wird und damit die Schwingung beginnt, für immer bei dieser Frequenz weiterschwingen. Da in realen Szenarien allerdings immer ein gewisser Grad an Dämpfung vorhanden ist, wird die Schwingung langsam abklingen [10] [17].

Fügt man in die Anordnung 2.7 neben der Feder ein zusätzliches Dämpfungsglied  $c$  ein, ergibt sich die in Abbildung 2.8 dargestellte Anordnung für ein gedämpftes System mit nur einem Freiheitsgrad.

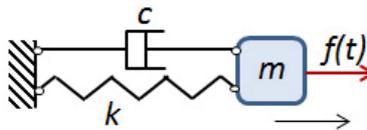


Abb. 2.8.: Schematische Darstellung eines gedämpften Systems mit einem Freiheitsgrad [10]

Die zu 2.18 analoge Gleichung für dieses System unter Berücksichtigung des Dämpfungsgliedes ist dann durch Gleichung 2.21 gegeben mit [10]

$$m\ddot{u} + c\dot{u} + ku = f(t). \quad (2.21)$$

Für die Betrachtung von harmonischen Schwingungen bietet es sich an eine komplexe Notation zu verwenden, bei welcher die harmonischen Funktionen durch  $e^{i\omega t}$  repräsentiert werden. Die Auslenkungsfunktion kann dann durch  $u = \tilde{u}e^{i\omega t}$  mit  $\tilde{u}$  als komplexwertiger Amplitude geschrieben werden. Die Funktion für die Bewegung der Masse ohne darauf wirkende externe Kräfte kann dann wie in Gleichung 2.22 umgeschrieben werden zu [10]

$$(-\omega^2 m + i\omega c + k)\tilde{u}e^{i\omega t} = 0. \quad (2.22)$$

Für den Fall, dass gilt  $\tilde{u} \neq 0$ , kann Gleichung 2.22 nur für einige diskrete Werte von  $\omega$  gelöst werden. Die Gleichung, welche für diskrete Werte lösbar ist, kann dann auch als

$$-\omega^2 + i\omega \frac{c}{m} + \frac{k}{m} = 0 \quad (2.23)$$

geschrieben werden [10]. Unter Berücksichtigung von Gleichung 2.19 für die Eigenfrequenzen und der Gleichung

$$\zeta = \frac{c}{2\sqrt{km}} \quad (2.24)$$

für den Dämpfungsfaktor  $\zeta$ , lässt sich die Eigenwertgleichung auch als

$$-\omega^2 + 2i\zeta\omega_0\omega + \omega_0^2 = 0 \quad (2.25)$$

schreiben [10]. Die Eigenwerte, welche die Lösung der quadratischen Gleichung 2.25 darstellen, lassen sich dann mit

$$\omega_{1,2} = \omega_0(i\zeta \pm \sqrt{1 - \zeta^2}) \quad (2.26)$$

bestimmen. Durch Einsetzen des zuvor bestimmten Wertes für  $\omega$  ergibt sich die komplexwertige Auslenkung damit zu [10]

$$u = \tilde{u}e^{-\zeta\omega_0 t} e^{\pm i\sqrt{1-\zeta^2}\omega_0 t} = \tilde{u}e^{-\zeta\omega_0 t} e^{\pm i\omega_d t}. \quad (2.27)$$

In Abbildung 2.9 ist das Schwingungsverhalten für verschiedene Dämpfungsfaktoren dargestellt. Gut zu erkennen ist, dass die Schwingungsfrequenz für alle Fälle konstant bleibt, während nur die Schwingungsamplitude beeinflusst wird. Für ein dämpfungsfreies System mit  $\zeta = 0$  bleibt die Amplitude konstant auf dem Startwert und das System würde unbeeinträchtigt mit dieser Amplitude weiterschwingen, bis es extern gebremst wird. Dieser Verlauf wird durch die blaue Kurve in Abbildung 2.9 dargestellt [10].

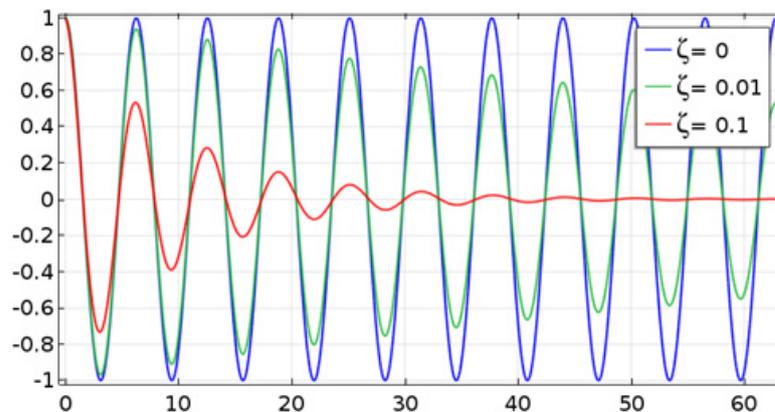


Abb. 2.9.: Darstellung der Zeitsignale für verschiedene Dämpfungsfaktoren [10]

Für Dämpfungsfaktoren  $1 > \zeta > 0$  beginnt die Schwingung bei demselben Startwert mit derselben Frequenz, die Amplitude klingt aber über die Schwingungsdauer dem Dämpfungsfaktor entsprechend exponentiell ab. Dies wird durch die grüne und die rote Kurve in Abbildung 2.9 dargestellt. Für Dämpfungsfaktoren  $\zeta > 1$  sind keine schwingenden Lösungen vorhanden, da überdämpfte Systeme bei keiner natürlichen Frequenz schwingen [10]. Es lässt sich somit festhalten, dass die Dämpfungen, bei reiner Betrachtung der Schwingungs-

frequenz, keinen Einfluss auf die Frequenz hat. Einzig die Amplitude der Eigenfrequenz wird im Schwingungsverlauf beeinträchtigt.

## 2.4. Piezoelektrischer Effekt

Der direkte piezoelektrische Effekt beschreibt eine Polarisationsänderung in der Gitterstruktur piezoelektrischer Materialien, wenn diese mechanischem Stress ausgesetzt werden. Diese Polarisationsänderung manifestiert sich als messbare Potentialdifferenz über das piezoelektrische Material. Neben dem direkten piezoelektrischen Effekt existiert ebenfalls der indirekte beziehungsweise inverse piezoelektrische Effekt. Hierbei führt eine angelegte Spannung zu einer Verformung des Materials [19].

Speziell für Aluminiumnitrit, welches Bestandteil des Schichtaufbaus der, in dieser Arbeit behandelten, Energy-Harvester ist, lässt sich der piezoelektrische Effekt durch eine Dipolbildung im Material erklären. Durch einen extern einwirkenden Druck auf das Material kommt es zu einer Ladungsschwerpunktverschiebung innerhalb der kristallinen Einheitszelle. Durch diese Schwerpunktverschiebung bilden sich Dipole aus, deren Summe der Ausgangsspannung entspricht [20].

Die mathematische Beschreibung des Stresses  $T$  für ein piezoelektrisches Material ist gegeben über

$$T = ES - e\mathcal{E}, \quad (2.28)$$

hier gilt, dass  $T$  dem Stress entspricht,  $E$  wie zuvor dem Elastizitätsmodul des Materials und  $S$  der Verformung [1]. Lässt man den Term  $-e\mathcal{E}$  außer Acht, entspricht diese Gleichung der Stress-Gleichung für nicht piezoelektrische Materialien 2.10 aus Kapitel 2.3.1. Der zusätzliche Term  $-e\mathcal{E}$  für die elektrische Kopplung setzt sich aus dem piezoelektrischen Materialkoeffizienten  $e$  und dem elektrischen Feld  $\mathcal{E}$  zusammen.

In Gleichung 2.29 ist die Berechnungsvorschrift für die elektrische Verschiebungsflussdichte  $D$  piezoelektrischer Materialien angegeben, sodass gilt [1]

$$D = e\mathcal{E} + eS. \quad (2.29)$$

Wie zuvor Gleichung 2.28 entspricht auch Gleichung 2.29 der Gleichung für die elektrische Verschiebungsflussdichte für nicht piezoelektrische Materialien  $D = e\mathcal{E}$ , sofern der Term für die mechanische Kopplung  $eS$  vernachlässigt würde [1].

Sowohl bei piezoelektrischen Aktoren, als auch bei Sensoren, ergeben sich je nach Richtung der einwirkenden Kraft und den daraus resultierenden Spannungen unterschiedliche Berechnungen. Dies ist darauf zurückzuführen, dass piezoelektrische Materialien unterschiedliche Piezokoeffizienten entsprechend der Verformungsrichtung des Materials haben. Bei der Verformungsrichtung für piezoelektrische Materialien wird zwischen der longitudinalen, also einer Kräfteinwirkung senkrecht zur Oberfläche des Materials, und der transversalen Kon-

figuration unterschieden. Bei der transversalen Konfiguration wirkt die Kraft entsprechend parallel zur Materialoberfläche. In Tabelle 2.2 sind die Koeffizienten und Elastizitätsmodule für häufig verwendete piezoelektrische Materialien aufgelistet.

Tab. 2.2.: Piezoelektrische Koeffizienten für verschiedene piezoelektrische Werkstoffe [1]

Material	Elastizitätsmodul	$e_{31}$	$e_{33}$
Aluminiumnitrit	400 GPa	-0,48 [C/m <sup>2</sup> ]	1,55 [C/m <sup>2</sup> ]
PZT-4	110 GPa	-5,2 [C/m <sup>2</sup> ]	15,1 [C/m <sup>2</sup> ]
PZT-5A	110 GPa	-5,4 [C/m <sup>2</sup> ]	15,8 [C/m <sup>2</sup> ]

Aus Tabelle 2.2 wird ersichtlich, dass der Koeffizient für die transversale Konfiguration  $e_{31}$  circa einem Drittel des Koeffizienten für die longitudinale Konfiguration  $e_{33}$  entspricht. Neben Aluminiumnitrit wird für einen Großteil aller piezoelektrischen Anwendungen Blei-Zirkonat-Titanat (PZT) als Material verwendet, da es einen verhältnismäßig hohen Piezokoeffizienten aufweist. Auch wenn PZT-Legierungen höhere Werte für die Piezokoeffizienten aufweisen, wird für integrierte Schaltungen und MEMS-Anwendungen häufig Aluminiumnitrit verwendet, da PZT nicht kompatibel mit vielen IC-Prozessierungsverfahren ist und deshalb in den meisten Reindräumen nicht verarbeitet wird [1].

Aufgrund der für die, in dieser Arbeit behandelten, Bauteile verwendeten Kräfteinkopplungsrichtung soll nachfolgend nur kurz auf die Longitudinalanordnung eingegangen werden. Diese Anordnung ist schematisch in Abbildung 2.10 dargestellt.

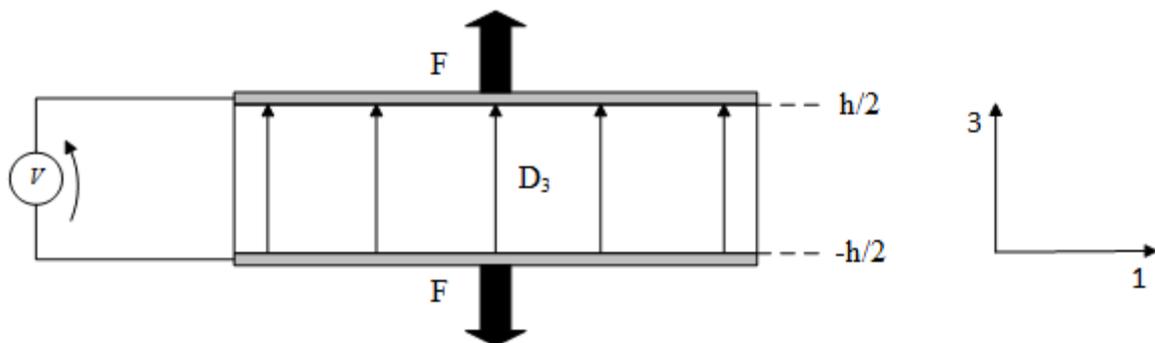


Abb. 2.10.: Schematische Ansicht einer Longitudinalanordnung mit Kräfteinwirkung in der Z-Achse und der resultierenden elektrischen Verschiebung nach [1]

Die Schichtdicke der Piezoschicht entspricht hierbei  $h$ , die Zentralachse liegt somit in der Mitte der Piezoschicht. Die Distanz zu der Ober- und Unterseitelektrode von jeweils  $h/2$  und  $-h/2$  gibt somit die Integrationsgrenzen an, welche für weitere Berechnungen genutzt

werden.

Bei einer Krafterwirkung in Auslenkungsrichtung eines schwingenden Balkens, wie in Abbildung 2.10 durch die 3-Achse dargestellt, ergibt sich folglich für die Verschiebungsflussdichte  $D_3$  die Gleichung 2.30 [1]

$$D_3 = e\mathcal{E}_3 + e_{33}S_3. \quad (2.30)$$

Unter Berücksichtigung der Beziehung zwischen Verschiebungsflussdichte  $D$  und Ladung  $Q$ , welche in Gleichung 2.31 dargestellt ist,

$$\oint_S D \cdot dA = Q \quad (2.31)$$

lässt sich damit die Ladung bestimmen. Mit dem in Gleichung 2.32 gegebenen Verhältnis zwischen Ladung und Strom

$$i = \frac{dQ}{dt} \quad (2.32)$$

kann daraus der, durch die Verformung hervorgerufene, Strom aus der Ladungsverschiebung bestimmt werden [21].

## 2.5. Aufbau der Fraunhofer ISIT MEMS-Harvester

Die Harvester, die am Fraunhofer ISIT entwickelt werden, unterscheiden sich von herkömmlichen piezoelektrischen Vibrationsharvestern insofern, dass sie keine einfache Masse an der Spitze des Balkens haben, welche die Schwingung des Balkens begünstigt. Die Masse an der Spitze der ISIT-Harvester besteht aus einer arrayartigen Säulenstruktur aus Neodym-Eisen-Bohr-Pulver (NdFeB), das nach Abschluss der Prozessierung magnetisiert werden kann. Diese Masse an der Balkenspitze ist durch die geringen Abmessungen zwar niedriger als bei herkömmlichen Vibrationsharvestern, sodass eine reine Anregung durch Vibration an der Basis nicht praktikabel ist, die ISIT-Harvester zielen allerdings auf eine Anregung des Harvesters durch ein externes Magnetfeld ab. Zur Evaluierung dieser Anregungsmethode stehen zur Zeit neun verschiedene Balkendesigns zur Verfügung, auf deren Aufbau anschließend eingegangen wird.

Zunächst soll der allgemeine Aufbau der am Fraunhofer ISIT entwickelten MEMS-Harvester und die Integration der Mikromagneten in das Bauteil vereinfacht erläutert werden. Auf einen 725  $\mu\text{m}$  dicken Polysilizium-Wafer (Si) von 200 mm Durchmesser wird zunächst eine Oxidschicht als Ätzstopp aufgebracht. Dem jeweiligen Design entsprechend, wird mit Epitaxie eine weitere Polysiliziumschicht von 29  $\mu\text{m}$  beziehungsweise 39  $\mu\text{m}$  Dicke abgeschieden, auf welcher abschließend eine weitere Oxidschicht aufgebracht wird. Auf dem präparierten Wafer wird zunächst über Evaporisierung eine 30 nm Titan- (Ti) und 100 nm Platinschicht (Pt) aufgetragen. Diese Schichten fungieren in Kombination als Unterseitenelektrode des Harvesters. Darüber wird im Anschluss durch Sputtern eine 2  $\mu\text{m}$  Aluminiumnitrid-Piezoschicht (AlN), sowie eine 100 nm Molybdän-Oberseitenelektrode (Mo) aufgebracht. Die Piezoschicht und Oberseitenelektrode werden daraufhin so strukturiert, dass eine Durchkontaktierung auf die Unterseitenelektrode erfolgen kann. In Abbildung 2.11 ist schematisch das Ergebnis dieser Prozessschritte dargestellt.

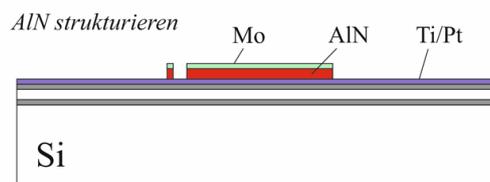


Abb. 2.11.: Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Aufbringen der Piezoschicht und Elektrodenmaterialien

Die Oberseitenelektrode wird bei der Strukturierung circa 15  $\mu\text{m}$  schmaler dimensioniert als die Unterseitenelektrode und die Piezoschicht, um das Risiko eines Kurzschlusses zwischen

Ober- und Unterseite zu reduzieren. Im Anschluss an die Strukturierung der Elektroden und der Piezoschicht wird eine Passivierung aufgebracht, in welche Vias für die Kontaktierung der Elektroden geätzt werden. Für die Kontaktierung wird auf der Befestigungsseite des Balkens bis zum Anfang der Elektroden eine Metallisierung aus einer Aluminium-Kupfer-Mischung (AlCu) aufgebracht. Dies ist in Abbildung 2.12 dargestellt.

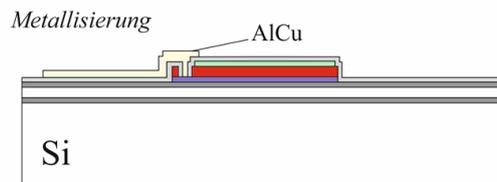


Abb. 2.12.: Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Strukturierung der Elektroden und Aufbringen der Metallisierung

Nach Aufbringen der Metallisierung wird eine 10  $\mu\text{m}$  dicke Lackschicht, zum Schutz der Oberseite beim Befüllen der Kavitäten, aufgebracht, bevor anschließend die Kavitäten für die Magneten geätzt werden. Die Kavitäten werden mit dem NdFeB-Pulver befüllt und Aluminiumoxid-Atomic-Layer-Deposition (ALD) agglomeriert, sodass sich eine Magnethöhe von circa 400  $\mu\text{m}$  ergibt. Der Schutzlack wird entfernt und die Magneten werden auf der Oberseite versiegelt. Abbildung 2.13 zeigt schematisch den Prozessschritt, in welchem die Kavitäten mit dem NdFeB-Pulver befüllt wurden, der Schutzlack allerdings noch nicht entfernt wurde.

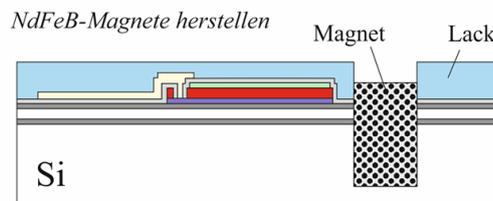


Abb. 2.13.: Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Ätzen und Befüllen der Magnetkavitäten

Im Anschluss an das Versiegeln der Magnethülsen wird in mehreren Ätzschritten der Balken vom Rahmen getrennt, sodass ein freies Schwingen möglich ist. Die Magneten werden auf der Rückseite (RS) freigestellt und der Siliziumbalken wird mittels *Deep Reactive Ion Etching* (DRIE) bis auf die Oxidschicht geätzt, sodass die gewünschte Balkendicke erreicht wird. Das Ergebnis dieser Prozessschritte ist in Abbildung 2.14 dargestellt.

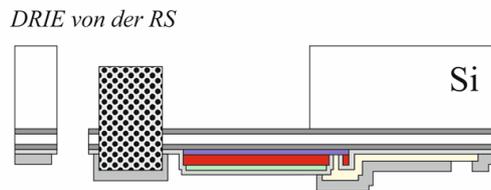


Abb. 2.14.: Schematischer Querschnitt eines Harvesters nach Freistellen der Magneten auf der Bauteilunterseite

Die in die Harvester integrierten NdFeB-Säulen sind bei Beenden der Waferprozessierung allerdings noch unmagnetisiert, sodass ein zusätzlicher Schritt für die Magnetisierung benötigt wird. Aktuell kann dieser Prozessschritt aufgrund räumlicher Limitierungen im Magnetisiergerät erst nach dem Vereinzeln der Chips durchgeführt werden, sobald diese auf eigene Platinen aufgebracht und gebondet wurden. Zukünftig soll dieser Schritt durch eine Magnetisierung auf Waferlevel ersetzt werden. Hierfür wird allerdings ein spezielles Waferlevel-Magnetisiergerät benötigt. Weiterhin ist es möglich das Bauteil durch weitere Prozessschritte in eine Vakuumverkapselung einzubringen. Da bis zum Abschluss dieser Arbeit allerdings keine funktionsfähigen Proben dieses Typs zur Verfügung standen, soll nicht weiter auf dieses Verfahren eingegangen werden.

Für die aktuelle Harvestergeneration gibt es neun verschiedene Designs, welche sich in Magnetgröße und -anzahl, Balkenform und -länge und Basisbreite unterscheiden. Die unterschiedlichen Designs sind in Abbildung 2.15 dargestellt. Die Abbildung zeigt ein sogenanntes Reticle, welches in diesem Aufbau entsprechend der Wafermap in Abbildung 2.16 auf dem Wafer wiederholt wird.

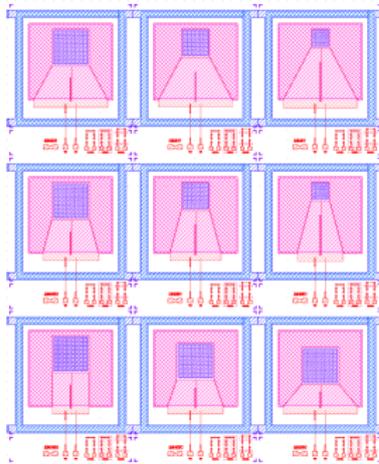


Abb. 2.15.: Maskendesign eines Wafer Reticles mit neun verschiedenen Designs für MEMS-Harvester

Einige relevante Bauteilgrößen der verschiedenen Harvesterdesigns, wie die Anzahl und Größe der Magneten, sowie Balkenlänge und Piezofläche, sind in Tabelle 2.3 dargestellt. Die Reihenfolge richtet sich dabei nach der Anordnung der Designs in Abbildung 2.15, wobei die Abbildung zeilenweise von links nach rechts durchgegangen wurde.

Tab. 2.3.: Abmessungen der Harvesterdesigns

Design	Magnetarray	Magnetgröße [ $\mu m \cdot \mu m$ ]	Piezofläche [ $mm^2$ ]	Balkenlänge [ $\mu m$ ]
2010V	8 · 8	180 · 180	5,55000	1850
1510V	6 · 6	180 · 180	6,46250	2350
1010V	5 · 5	125 · 125	7,12500	2850
2005V	8 · 8	180 · 180	4,62500	1850
1505V	6 · 6	180 · 180	4,99375	2350
1005V	5 · 5	125 · 125	4,98750	2850
2000X	8 · 8	180 · 180	3,70000	1850
2005C	8 · 8	180 · 180	3,70000	1480
2010C	8 · 8	180 · 180	3,69900	1233

Die Namensgebung der verschiedenen Designs ist so aufgebaut, dass die ersten beiden Ziffern eines Designs die Größe der Magnetarraygrundfläche angeben. So hat das Magnetarray von Design 2010V eine Kantenlänge von 2,0 mm. Für 15 und 10 als Beginnziffern ergeben sich analog dazu 1,5 mm beziehungsweise 1,0 mm Kantenlänge der Magnetarraygrundfläche. Die darauffolgenden beiden Ziffern geben das Verhältnis von Magnetarray

zur Basisbreite des Piezobalkens an.  $10$  bedeutet in diesem Fall, dass der zur Breite des Magnetarrays addierte Wert doppelt so groß ist, wie für ein Design mit  $05$ . Zuletzt gibt der Buchstabe die Balkenform an.  $X$  entspricht einem geraden Balken, während  $C$  einen trapezförmigen kürzeren Balken und  $V$  einen trapezförmigen längeren Balken beschreibt.

Neben der Namensgebung der einzelnen Designs wird für die genaue Zuordnung der Bauteile zu ihrer Position auf dem Wafer ein Koordinatensystem verwendet. Da jedes Design pro Reticle nur einmal vorhanden ist, ist eine Zuordnung nach Design und Reticle ausreichend, um die genaue Position des Bauteils auf dem Wafer zu bestimmen. Die Reticle-Bezeichnung setzt sich zusammen aus einem Buchstaben aus dem Bereich A bis G, welcher die Y-Komponente in einem zweidimensionalen Koordinatensystem darstellt, während die X-Komponente mit einer natürlichen Zahl aus dem Bereich von 1 bis 9 beschrieben wird.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
A										A
B										B
C										C
D										D
E										E
F										F
G										G
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	

Abb. 2.16.: Exemplarische Ansicht einer Wafermap mit Markierungen der einzelnen Reticle

Für das weitere Verständnis dieser Arbeit ist, neben den Bezeichnungen für die verschiedenen Designs und Reticles, ebenfalls zu erwähnen, dass für die Charakterisierung zwei Wafer mit unterschiedlichen Polysiliziumdicken unter Verwendung derselben Designs genutzt wurden. Zum einen wurde ein Wafer mit einem  $39 \mu\text{m}$  dicken Siliziumbalken verwendet, welcher weiterhin als Wafer 5, kurz W5, bezeichnet wird. Zum anderen wurde ein Wafer mit  $29 \mu\text{m}$  Siliziumdicke verwendet, Wafer 19, weiterhin als W19 bezeichnet.

# 3. Charakterisierung der MEMS-Energy-Harvester

## 3.1. Elektrische Charakterisierung

Die Charakterisierung der prozessierten Harvester beginnt, nachdem bereits eine Kapazitätsmessung der Bauteile mit einem Waferprober durchgeführt wurde. Diese Messung erfolgte bereits vor Erhalt der Bauteile und stellte lediglich einen Indikator zum Zustand der Piezoschicht dar. Stark von einem, für die Abmessungen der Piezoschicht erwartungsgemäßen Kapazitätswert, abweichende Werte würden auf Defekte in der Piezoschicht deuten und eine weitere Charakterisierung des Bauteils ausschließen.

Als erster Schritt in der Einzelcharakterisierung der MEMS-Harvester wurden Messungen mit dem Impedanzanalyzer E4990A der Firma Keysight durchgeführt. Hierfür mussten die Bauteile zunächst von der Trägerfolie des Wafers gelöst und auf einzelne Platinen aufgebracht und mittels Drahtbonding mit den Kontakten verbunden werden. Nach dem Bonding der Bauteile wurden die Bonddrähte mit Klebstoff vergossen, um ein mögliches Abreißen der Bonddrähte zu verhindern. Eine elektrische Charakterisierung der Bauteile war erst möglich, nachdem sie diesen Aufbauprozess durchlaufen haben, da zuvor keine externe Kontaktierungsmöglichkeit der Elektroden bestand. Abbildung 3.1 zeigt einen aufgebauten 1005V Harvester mit vergossenen Bonddrähten.

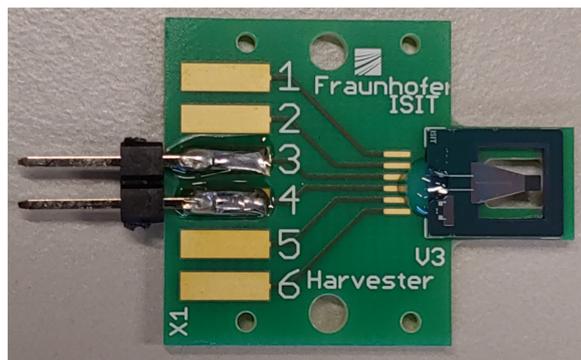


Abb. 3.1.: Auf Leiterplatte aufgebauter und gebondeter 1005V Harvester

Zunächst wurde für jeden Harvester eine Kapazitätsmessung der Piezoschicht durchgeführt, um einen Defekt auszuschließen. Die möglichen Defekte reichen hierbei von Schädigungen

der Piezoschicht, welche nach der Messung am Waferprober durch falsches Handling der Wafer entstanden sein könnten, bis zu Schädigungen des Balkens oder des Magnetarrays beim Assemblieren oder Bonding der Proben. Der Verlauf der Kapazitätsmessung gibt ebenfalls bereits einen ersten Aufschluss über die Lage der Resonanzfrequenz und ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Die Messungen wurden alle mit der zweitlängsten Integrationszeit und 501 Datenpunkten für den Graphen durchgeführt. Zunächst in einem breiten Frequenzbereich, um die Lage der ersten Resonanzfrequenz zu bestimmen und anschließend in einem 400 bis 500 Hz breiten Fenster um die Resonanzfrequenz herum. Der in Abbildung 3.2 dargestellte Messpunkt für das Minimum bei  $-329 \text{ pF}$  ergibt sich daraus, dass durch die Schwingung in Resonanzfrequenznähe eine Spannung durch den Harvester generiert wird, welche gegen die angelegte Messspannung treibt und die Messwerte verfälscht.

Die Bestimmung der Resonanzfrequenz wird dadurch ermöglicht, dass bei Anlegen einer Wechselspannung variabler Frequenz an das Bauteil gleichzeitig eine Strommessung erfolgt. Der Bereich für die Spannungsamplitude des Frequenzsweeps wird im Datenblatt mit einem Effektivwert von 1 mV bis 1 V angegeben. Die Einstellungen der Spannungsamplitude wurden für die durchgeführten Messungen nicht verändert, sodass die Standardeinstellungen mit einem Effektivwert der Amplitude von 20 - 30 mV galten [22]. Durch den inversen piezoelektrischen Effekt gerät der Harvester so leicht in Schwingung. Die Spannungs- und folglich auch die Schwingungsamplitude sind aber von so geringer Größe, dass eine Beschädigung des Harvesters ausgeschlossen ist.

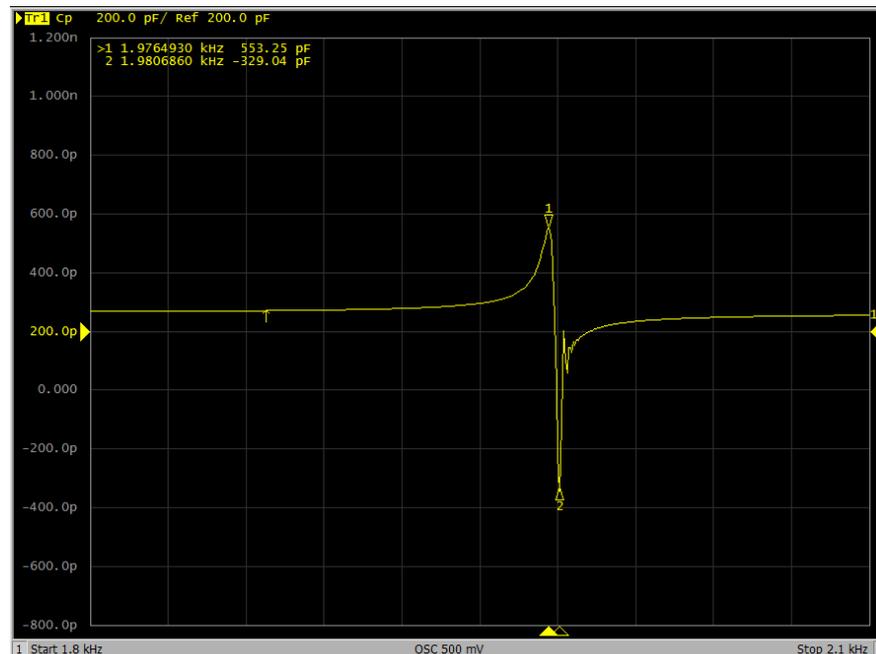


Abb. 3.2.: Messkurve der gemessenen Kapazität über die Frequenz von Harvester W19 A4 1005V

Für eine genaue Bestimmung der Resonanzfrequenz wird allerdings nicht die Kapazitätsmessung verwendet, sondern eine indirekte Messung des Verlustwinkels  $\delta$  der Piezoschicht. Hierfür stellt der Impedanzanalyzer eine Messfunktion für den Parameter  $D$  bereit, welcher laut dem Anwendungshandbuch über

$$Q = \frac{1}{D} = \frac{1}{\tan(\delta)} = \frac{X_L}{R} = \frac{-X_C}{R} \quad (3.1)$$

äquivalent mit dem Tangens des Verlustwinkels ist [23]. Diese Bestimmungsart für die Resonanzfrequenz wurde gewählt, da sich aus dem Kehrwert die Materialgüte bestimmen lässt und es sich bei den Harvestern um sehr schmalbandige Bauteile handelt. Daraus ergibt sich eine sehr schmale Spitze für den Verlustfaktor, an welchem die Resonanzfrequenz besser ablesbar ist, als an dem Verlauf für die Kapazität. Für eine Bestimmung der mechanischen Güte  $Q$  ist die bereitgestellte Messfunktion allerdings nicht geeignet, da sie nur den Kehrwert des für  $D$  gemessenen Wertes bestimmt, welcher negativ sein kann. Eine negative mechanische Güte wäre allerdings nicht plausibel, sodass die elektrische Charakterisierung nur zur Bestimmung der Resonanzfrequenz und Lastimpedanz dient. Eine Charakterisierung der mechanischen Güte benötigt einen zusätzlichen Messaufbau zur Bestimmung der Auslenkung und des Ausschwingverhaltens, welcher im Anschluss an diese Arbeit konzipiert wird.

Die aufgenommene Kurve einer solchen Verlustwinkelmessung ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

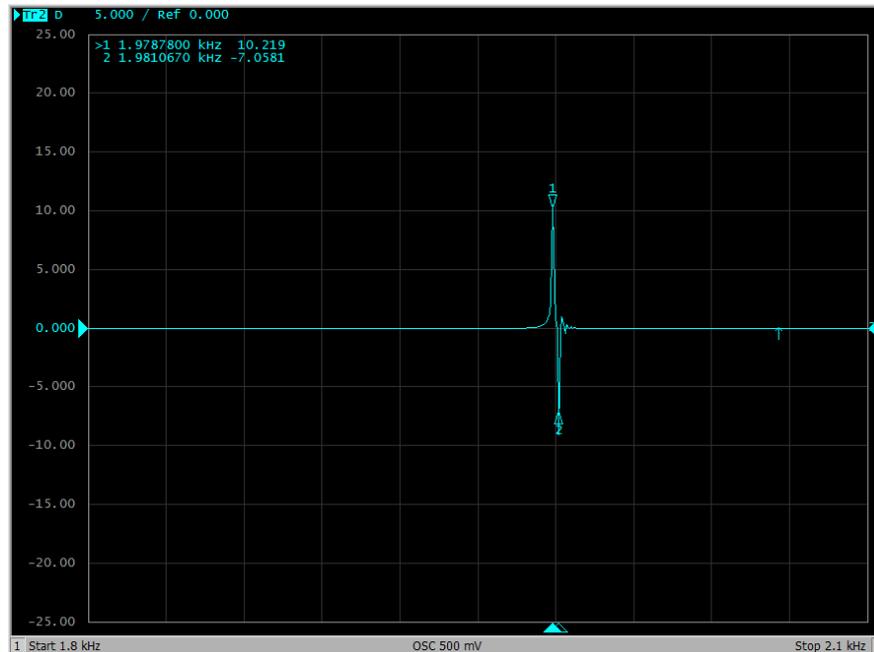


Abb. 3.3.: Messkurve des gemessenen Verlustwinkels über die Frequenz von Harvester W19 A4 1005V

Die Messkurve aus Abbildung 3.3 zeigt hier zwei Spitzen, die erste stellt hierbei die Resonanzfrequenz dar, während die zweite Spitze im negativen Bereich durch ein Ausschwingverhalten des Harvesters nach Passieren der Resonanzfrequenz herrührt. Angedeutet lässt sich dieses Ausschwingverhalten in Abbildung 3.2 direkt nach Erreichen des Minimums erkennen. Die ermittelten Werte für die Resonanzfrequenzen der verschiedenen Designvariationen sind in Tabelle 3.1 dargestellt. Die Spalte *Messung (gemittelt)* stellt hierbei das arithmetische Mittel über alle gemessenen Bauteile eines Designs dar, während die Spalten für das Maximum und das Minimum dazu dienen, die maximale Streuung für das jeweilige Design über den entsprechenden Wafer zu veranschaulichen.

Aus Tabelle 3.1 wird deutlich der in Kapitel 2.3.2 beschriebene Einfluss der Balkendicke auf die Resonanzfrequenz der Harvester ersichtlich. Zum Teil lassen sich bereits starke Schwankungen für Harvester desselben Designs auf demselben Wafer erkennen, wie beispielsweise für das Design 2010V mit  $29 \mu\text{m}$  Balkendicke, welches eine Abweichung von circa 370 Hz zwischen den Resonanzfrequenzen der einzelnen Harvester aufweist.

Tab. 3.1.: Gemessene Resonanzfrequenzen für die verschiedenen Harvesterdesigns

Design	Siliziumdicke	Messung (gemittelt)	Maximum	Minimum
2010V	39 $\mu\text{m}$	2130,33 Hz	2221,00 Hz	2041,00 Hz
2010V	29 $\mu\text{m}$	1227,65 Hz	1306,00 Hz	936,70 Hz
1510V	39 $\mu\text{m}$	2517,50 Hz	2592,00 Hz	2467,00 Hz
1510V	29 $\mu\text{m}$	1516,27 Hz	1541,90 Hz	1474,00 Hz
1010V	39 $\mu\text{m}$	3799,00 Hz	3871,00 Hz	3727,00 Hz
1010V	29 $\mu\text{m}$	2330,10 Hz	2371,00 Hz	2289,00 Hz
2005V	39 $\mu\text{m}$	2012,00 Hz	2077,00 Hz	1952,00 Hz
2005V	29 $\mu\text{m}$	1187,83 Hz	1224,00 Hz	1164,00 Hz
1505V	39 $\mu\text{m}$	2231,67 Hz	2292,00 Hz	2172,00 Hz
1505V	29 $\mu\text{m}$	1326,27 Hz	1371,00 Hz	1156,90 Hz
1005V	39 $\mu\text{m}$	3204,29 Hz	3300,00 Hz	3064,00 Hz
1005V	29 $\mu\text{m}$	1978,19 Hz	2071,90 Hz	1925,00 Hz
2000X	39 $\mu\text{m}$	1825,50 Hz	1826,00 Hz	1825,00 Hz
2000X	29 $\mu\text{m}$	1037,12 Hz	1065,00 Hz	943,00 Hz
2005C	39 $\mu\text{m}$	2373,80 Hz	2077,00 Hz	1952,00 Hz
2005C	29 $\mu\text{m}$	1439,06 Hz	1516,00 Hz	1391,00 Hz
2010C	39 $\mu\text{m}$	2907,00 Hz	2929,00 Hz	2885,00 Hz
2010C	29 $\mu\text{m}$	1680,10 Hz	1723,00 Hz	1634,00 Hz

Als finaler Parameter der elektrischen Charakterisierung der Bauteile wurde die Impedanz bestimmt. Die Bauteilimpedanz spielt eine entscheidende Rolle bei der Feststellung der optimalen Lastimpedanz, da durch die Anpassung der externen Lastimpedanz eine Leistungsanpassung erreicht wird. Durch diese Leistungsanpassung wird die maximale Ausgangsleistung erreicht, wenn Lastimpedanz und Bauteilimpedanz identisch sind. In Abbildung 3.4 ist exemplarisch der Impedanzverlauf eines Harvesters in einem 300 Hz breiten Fenster um die Resonanzfrequenz dargestellt.

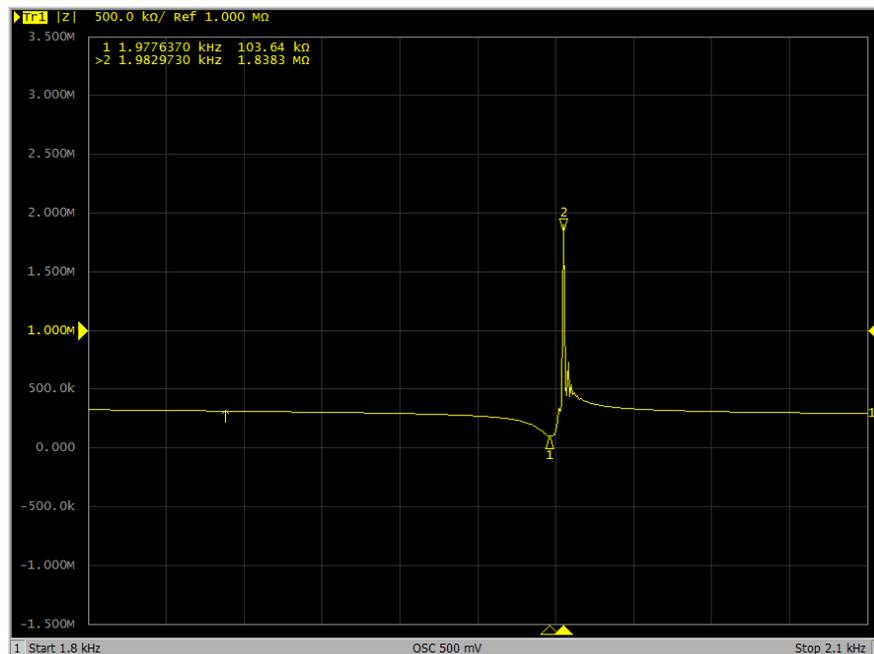


Abb. 3.4.: Messkurve der gemessenen Impedanz über die Frequenz von Harvester W19 A4 1005V

Es lässt sich erkennen, dass in Abbildung 3.4 um die Resonanzfrequenz des Bauteils herum das Minimum des Betrages der Impedanz liegt. Da die Harvester verhältnismäßig schmalbandig sind, kann die Bauteilimpedanz in einem kleinen Fenster um die Resonanzfrequenz als konstant angenommen werden.

Aus den Charakterisierungsmessungen der verschiedenen Harvesterdesigns hat sich ein Bereich von 50 kΩ bis 170 kΩ als für die Lastoptimierung zu testender Bereich ergeben. Alle Bauteile sollten im Rahmen der Messtoleranzen in diesem Widerstandsbereich ihre optimale Ausgangsleistung erbringen.

## 3.2. Mechanische Charakterisierung

### 3.2.1. Lineare Anregung am Shaker

#### 3.2.1.1. Messaufbau

Für eine lineare, vibrationsbasierte Anregung von piezoelektrischen Komponenten wurde im Rahmen mehrerer Studien- und Diplomarbeiten ein Shakermessplatz konzipiert und eine Auslesesoftware für diesen Messplatz geschrieben. Der schematische Aufbau dieses Messplatzes ist als Blockschaltbild in Abbildung 3.5 dargestellt.

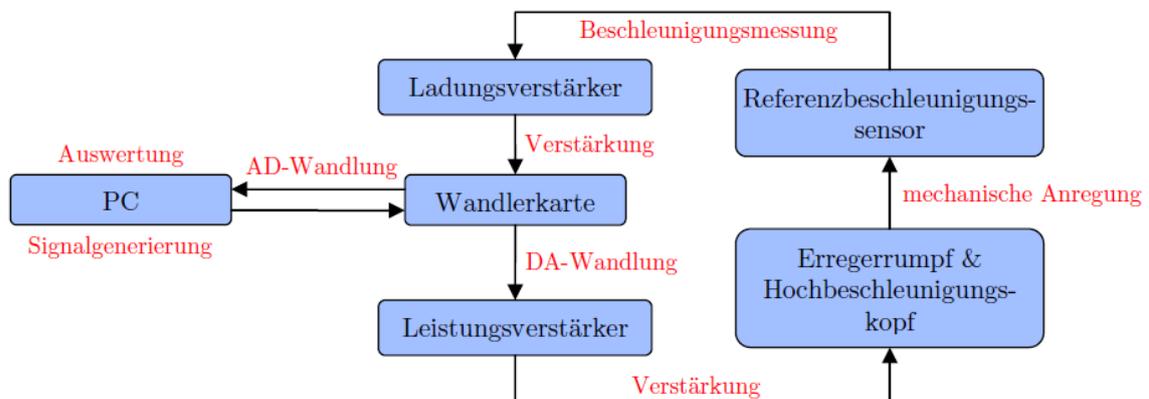


Abb. 3.5.: Blockschaltbild des Shakermessaufbaus [11]

Der Shakeraufbau besteht aus den folgenden Komponenten, welche über die Shakersoftware angesteuert und ausgelesen werden [11]:

- Erregerrumpf: Brüel & Kjær Typ 4805
- Hochbeschleunigungskopf: Brüel & Kjær Typ 4811
- Leistungsverstärker: Brüel & Kjær Typ 2707
- Ladungsverstärker: Brüel & Kjær Typ 2525
- Referenzbeschleunigungssoftware: Brüel & Kjær DeltaTron Sensor Typ 4396
- Datenerfassungskarte: National Instruments DAQ 6120, BNC-2110

In der Shakersoftware werden die gewünschten Parameter wie Beschleunigung, Frequenz und Dauer der Anregung eingestellt und über eine National Instruments Wandlerkarte auf einen Leistungsverstärker gegeben. Das verstärkte Signal stellt dann das Eingangssignal für den Erregerrumpf dar, welcher mit der eingestellten Frequenz vibriert. Die Beschleunigung wird über einen Referenzsensor aufgenommen, dessen Ausgangssignal verstärkt über die Wandlerkarte zurück in den Computer gespeist wird.

Die durch die Wandlerkarte aufgenommenen Signale für den Beschleunigungssensor und weitere angeschlossene Bauteile, wie beispielsweise die Harvester, können auf drei verschiedene Arten dargestellt werden. Zum einen gibt es in der Software die Möglichkeit, sich das Zeitsignal über die Anregungsdauer darstellen zu lassen, dies entspricht für den Beschleunigungssensor der Anregungsfrequenz und -amplitude und für den Harvester der maximalen Spannungsamplitude. Zum anderen führt die Shakersoftware eine Fast-Fourier-Transformation der Eingangssignale durch, um die spektralen Komponenten der Eingangssignale darzustellen. Des Weiteren besteht die Möglichkeit, die Software eine Blockanalyse der Eingangssignale durchführen zu lassen. Hierfür wird das Eingangssignal in  $N$  Blöcke gleicher Länge zerlegt und durch Differenzbildung der jeweiligen Maxima und Minima ein Amplitudenwert für jeden Block berechnet [11]. In Abbildung 3.6 sind die Komponenten, aus denen der Messplatz aufgebaut ist, sowie ihre Funktion dargestellt.

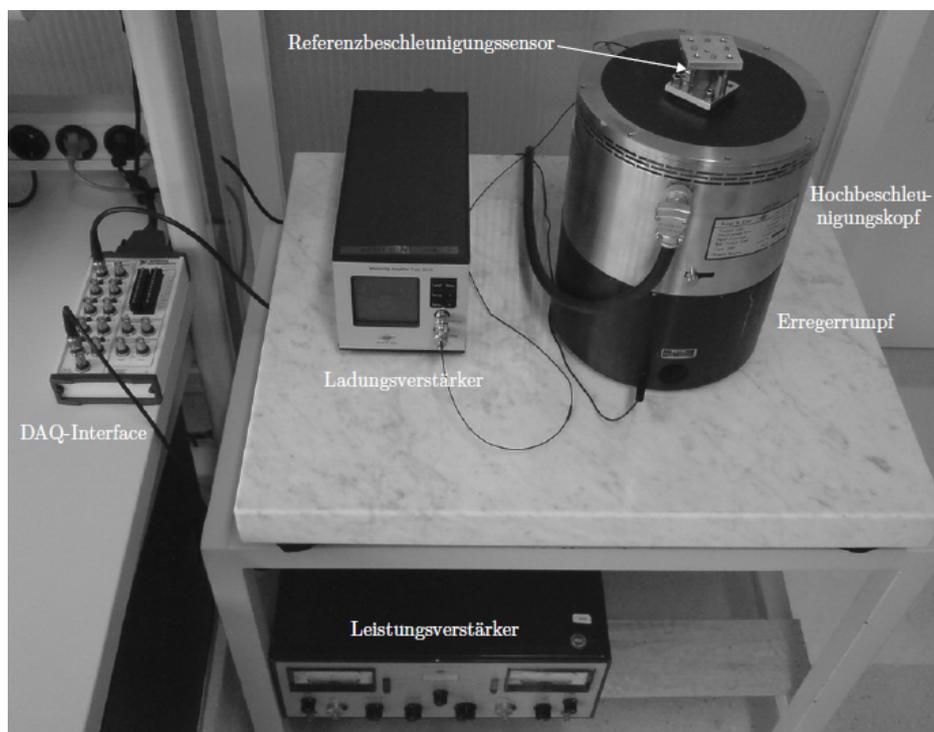


Abb. 3.6.: Aufnahme des Shakermessplatzes [11]

### 3.2.1.2. Durchführung

Der Messablauf für die Charakterisierung am Shaker wurde für alle Harvester gleichmäßig aufgebaut und soll anschließend kurz erläutert werden. So musste der Harvester zuerst sicher am Aufbau befestigt werden und in der Ansteuerungssoftware für den Shakeraufbau wurden die gewünschten Parameter eingestellt. Als Basisamplitude der Beschleunigung, welche anschließend durch den Amplitudenfaktor modifiziert wird, wurde ein Wert von  $100 \text{ m/s}^2$  eingestellt.

Der Lastwiderstand wurde mit einer Tenma 72-7270 Widerstandsdekade eingestellt. Für eine vollständige Anpassung der Lastimpedanz müsste, neben der Anpassung des Lastwiderstandes, ebenfalls eine Anpassung der induktiven und kapazitiven Last erfolgen. In diesem Messaufbau ist allerdings nur eine einfache Anpassung des Lastwiderstandes möglich, sodass eine Anpassung der kapazitiven und induktiven Last entfallen musste. Hierbei wurde zuerst ein Wert von  $1 \text{ M}\Omega$  eingestellt, welcher eine geringe Belastung der Harvester bei einer gleichzeitig möglichst hohen Ausgangsspannung zur Folge hatte. Bei eingestelltem Lastwiderstand wurde anschließend ein Sweep über den, in der elektrischen Charakterisierung ermittelten, Frequenzbereich durchgeführt, um die Resonanzfrequenz zu bestimmen. Das Blocksignal eines solchen Frequenzsweeps zur Bestimmung der Resonanzfrequenz ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Für die Bestimmung der Resonanzfrequenz wurde durch die Shakersoftware eine Fast Fourier Transformation (FFT) des Eingangssignals durchgeführt. Die spektrale Komponente mit der maximalen Amplitude entsprach hierbei der Resonanzfrequenz.

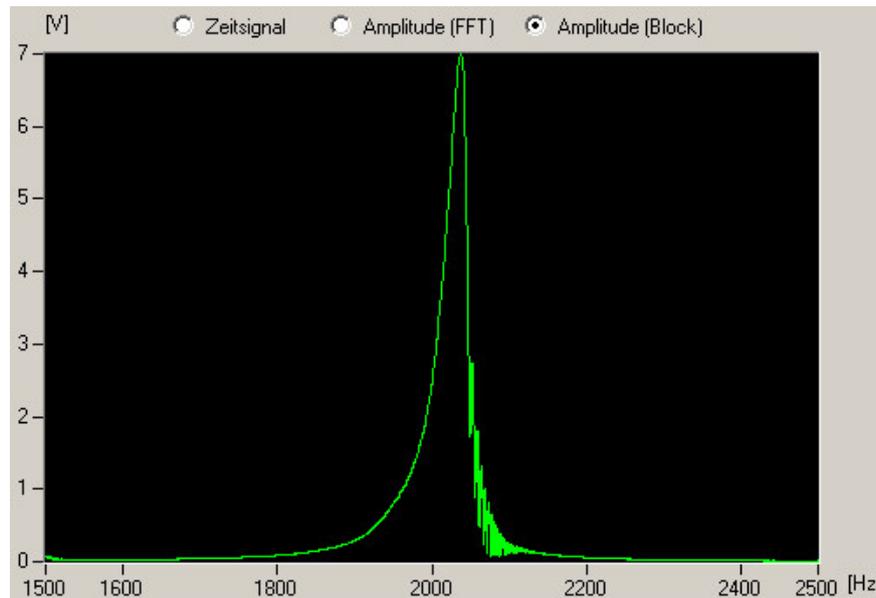


Abb. 3.7.: Blocksignal für den Frequenzsweep von Harvester W19 D9 1005V bei  $1\text{ M}\Omega$  Lastwiderstand und einem Amplitudenfaktor von 0,035

Für die Bestimmung des optimalen Lastwiderstandes musste eine konstante Anregung mit der Resonanzfrequenz eingestellt werden. Hierbei wurde eine Anregungszeit von vier Sekunden gewählt, da sich dies als ausreichend große Zeitspanne für das Einschwingen der Harvester herausgestellt hat. Die konstante Anregung mit der Resonanzfrequenz wurde, abhängig von dem zu testenden Design, für Lastwiderstände im Bereich von  $50\text{ k}\Omega$  bis  $170\text{ k}\Omega$  in  $5\text{ k}\Omega$ -Schritten durchgegangen. Zusätzlich dazu wurde eine Messung bei  $1\text{ M}\Omega$  Lastwiderstand durchgeführt, um eine Abschätzung der maximalen Ausgangsspannung für den Amplitudenfaktor zu erhalten. Das Blocksignal einer Anregung mit der konstanten Resonanzfrequenz bei  $1\text{ M}\Omega$  Lastwiderstand ist in Abbildung 3.8 dargestellt. Das Einschwingverhalten ist hierbei gut zu erkennen, sowie eine sehr stabile Spannungsamplitude nach dem Einschwingvorgang.

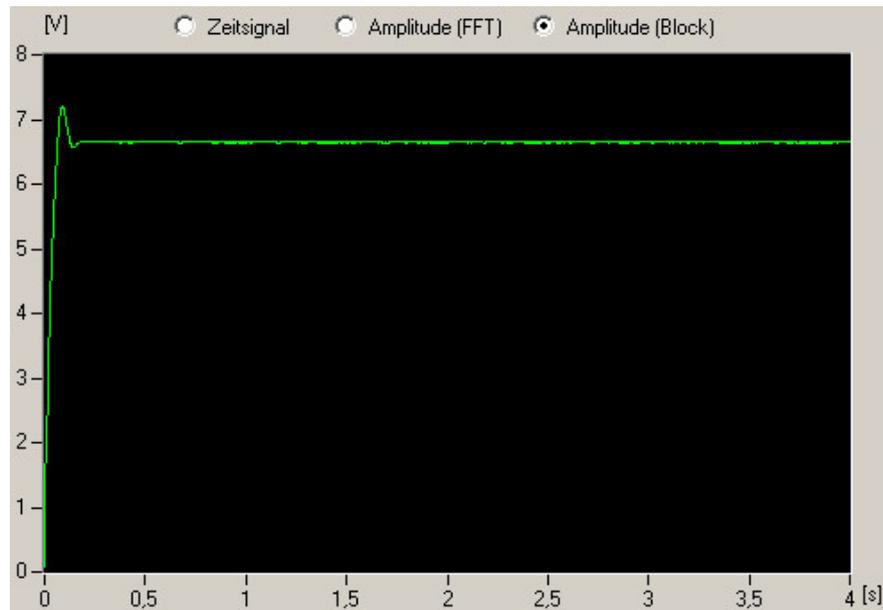


Abb. 3.8.: Blocksignal für die konstante Resonanzanregung des Harvesters W19 D9 1005V bei  $1\text{ M}\Omega$  Lastwiderstand und einem Amplitudenfaktor von 0,035

Eine Auswertung der Messdaten während des Messbetriebes war nicht möglich. Sodass es erst im Anschluss an die Messreihen möglich war den optimalen Lastwiderstand aus den Messdaten zu bestimmen. Dies ist der Grund, warum für jeden Amplitudenfaktor die Bestimmung des optimalen Lastwiderstandes erneut durchgeführt werden musste. Die graphische Auswertung der Messergebnisse, sowie die Leistungsberechnung und Bewertung der Messergebnisse erfolgt in Kapitel 3.2.1.3.

### 3.2.1.3. Auswertung der Messergebnisse

Bedingt durch die Größenordnung der Datenmenge war es erforderlich, die Auswertung der Daten im Anschluss an die Charakterisierung vorzunehmen. Die Auswertung der Messergebnisse erfolgte unter Verwendung der Software Origin, welche ebenfalls zur Erstellung der nachfolgend dargestellten Graphen verwendet wurde.

Die Bestimmung des optimalen Lastwiderstandes erfolgte über den eingestellten Lastwiderstand und die für diesen Widerstand gemessene Spannung. Der Wert für die Eingangsspannung wurde aus dem Zeitsignal im eingeschwungenen Zustand entnommen. Da es sich bei dem Ausgangssignal des Harvesters um eine Wechselspannung handelt, wurde zur Berechnung der Leistung der Effektivwert dieser Wechselspannung, wie nachfolgend dargestellt

$$U_{eff} = \frac{U_{SS}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.2)$$

aus dem Spitze-Spitze-Wert  $U_{SS}$  errechnet. Basierend auf dem Ohm'schen Gesetz, ließ sich die Ausgangsleistung der einzelnen Harvester aus Gleichung 3.3

$$P = \frac{U_{eff}^2}{R_{Load}} \quad (3.3)$$

berechnen. Die auf diese Weise berechneten Ausgangsleistungen für die Harvester wurden in einem Graphen zusammengefasst, welcher die Leistung über den steigenden Lastwiderstand darstellt. Ein solcher Graph ist exemplarisch für den Harvester W19 B7 2005V für den Amplitudenfaktor 0,008 in Abbildung 3.9 dargestellt.

Der Verhalten der Harvester bei steigendem Lastwiderstand ist für alle charakterisierten Harvester ähnlich. Für niedrige Lastwiderstände wird eine niedrige Effektivspannung generiert, woraus eine ebenfalls niedrige Ausgangsleistung resultiert. Mit steigendem Lastwiderstand flacht die Kurve der Ausgangsleistungen stark ab, sodass sich ein Plateau von sehr ähnlichen Ausgangsleistungen ergibt. Die höchsten Ausgangsspannungen wurden für sehr hohe Lastwiderstände  $\geq 1\text{M}\Omega$  gemessen, wobei durch den hohen Lastwiderstand, und die daraus resultierende Differenz zwischen Last- und Innenwiderstand, eine geringe Ausgangsleistung umgesetzt wird.

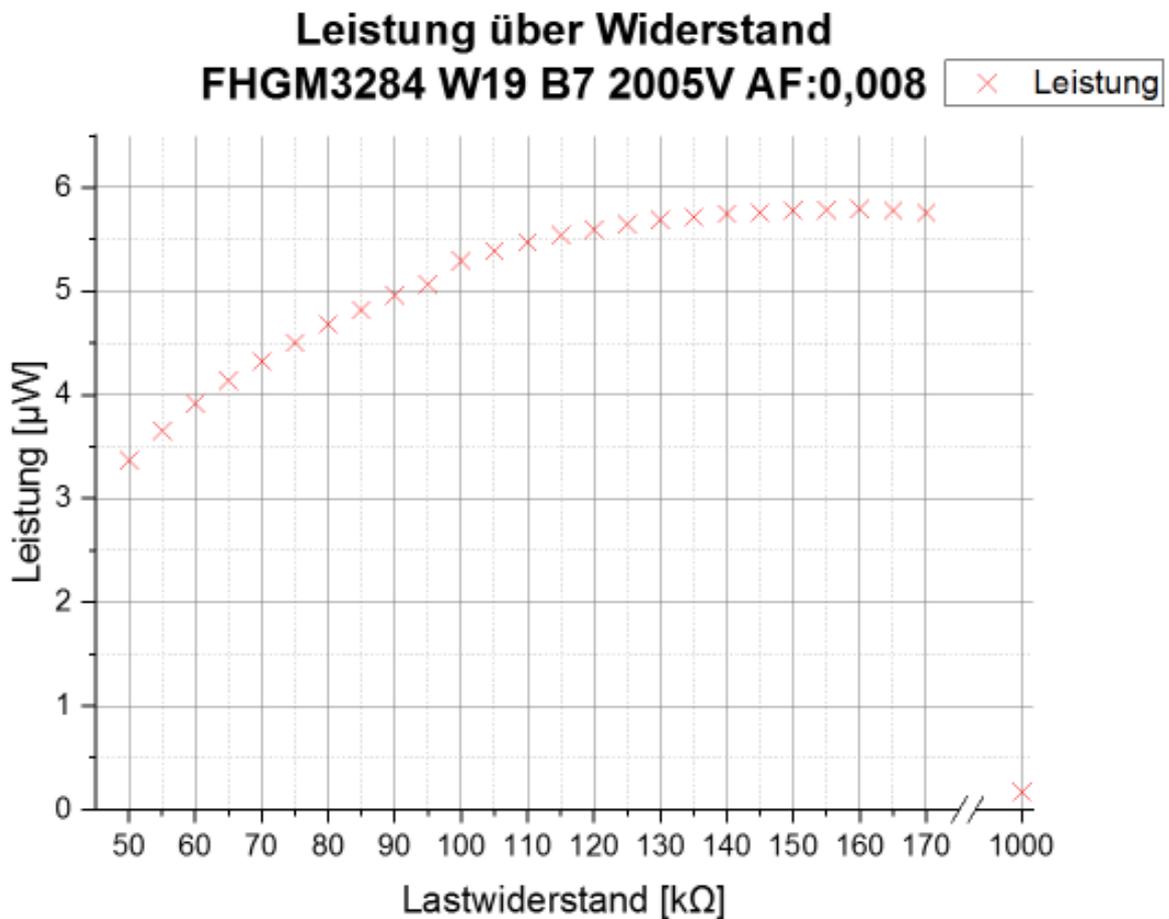


Abb. 3.9.: Lastwiderstandsbestimmung von Harvester W19 B7 2005V am Shaker

Der flache Kurvenverlauf um den optimalen Lastwiderstand herum ist insofern vorteilhaft, dass für eine spätere Anwendung der Harvester eine hohe Toleranz für Schwankungen des Lastwiderstandes gegeben ist. Dies würde es beispielsweise ermöglichen, einen Gleichrichter für ein einzelnes Design zu entwickeln. Es müsste nicht für jeden Harvester ein einzelner perfekt abgestimmter Gleichrichter existieren, da der Harvester leichte Abweichungen des Lastwiderstandes toleriert.

Anhand des so bestimmten optimalen Lastwiderstandes und der zugehörigen Ausgangsleistung wurden weitere Graphen erstellt, welche, über den Amplitudenfaktor aufgetragen, den Verlauf der maximalen Ausgangsleistung unter Berücksichtigung des Lastwiderstandes darstellen. Ein solcher Graph ist in Abbildung 3.10 dargestellt.

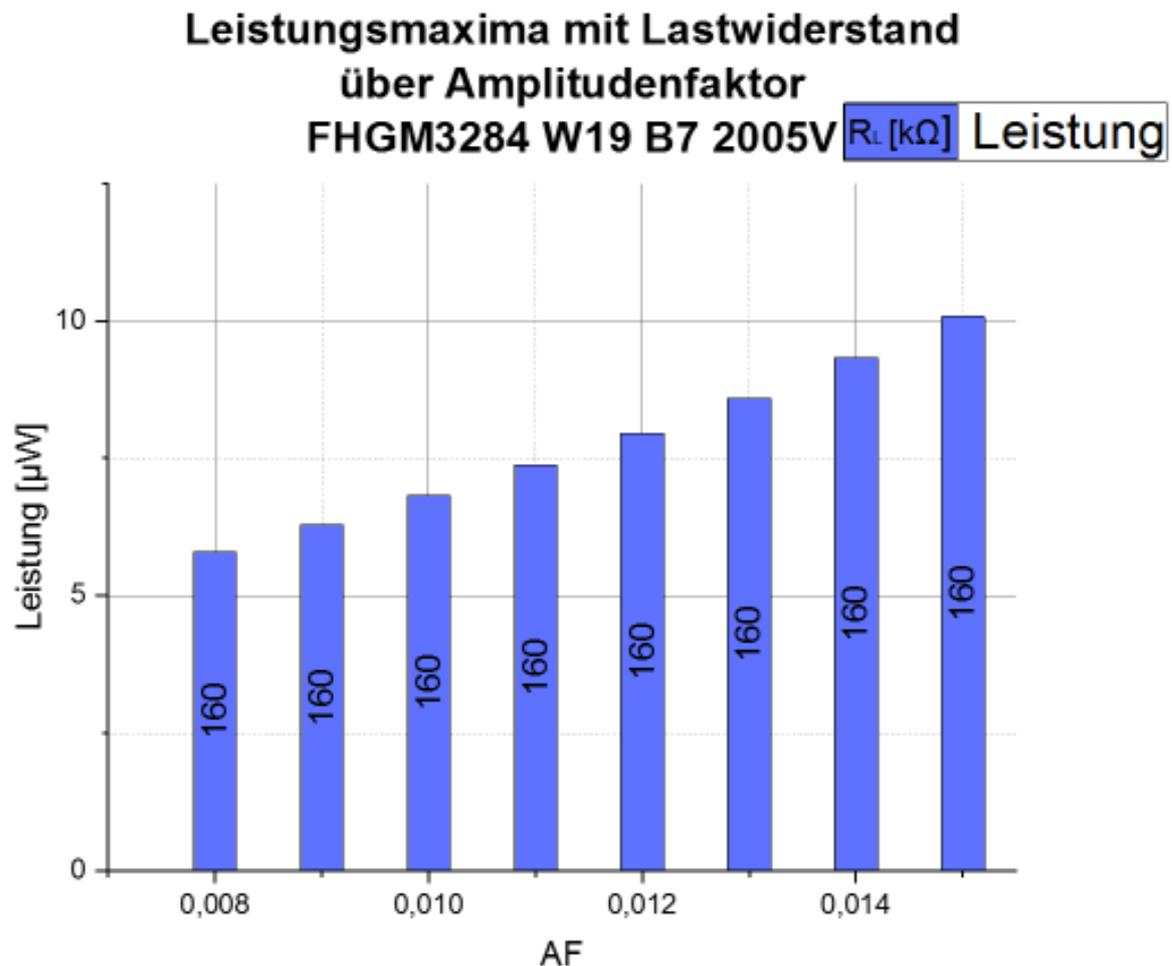


Abb. 3.10.: Leistungsmaxima über steigenden Amplitudenfaktor, bei optimaler Last, von Harvester W19 B7 2005V

Aus diesen Graphen lässt sich ein Trend für den Verlauf der maximalen Ausgangsleistung bezogen auf den Amplitudenfaktor erkennen. Dieser Trend ist allerdings stark abhängig vom jeweiligen Bauteil, so ist der in Abbildung 3.10 dargestellte Verlauf für den Harvester W19 B7 2005V nahezu linear mit einer verhältnismäßig geringen Steigung.

Der in Abbildung 3.11 dargestellte Trend weist hingegen eine höhere Steigung auf. Dieser Unterschied in der Steigung lässt sich wahrscheinlich darauf zurückführen, dass das Design 2005V eine breitere Basis hat, was einen steiferen Balken mit einer höheren Dämpfung zur Folge hat. Zusätzlich dazu konnte der Harvester B7 2005V nicht mit einem ähnlich hohen Amplitudenfaktor gemessen werden, wie der in Abbildung 3.11 dargestellte Harvester D9 1005V, da der zuvor abgebrochen ist. So ist in Abbildung 3.11 der Verlauf der Steigung für den in Abbildung 3.10 dargestellten Amplitudenfaktorbereich ähnlich flach.

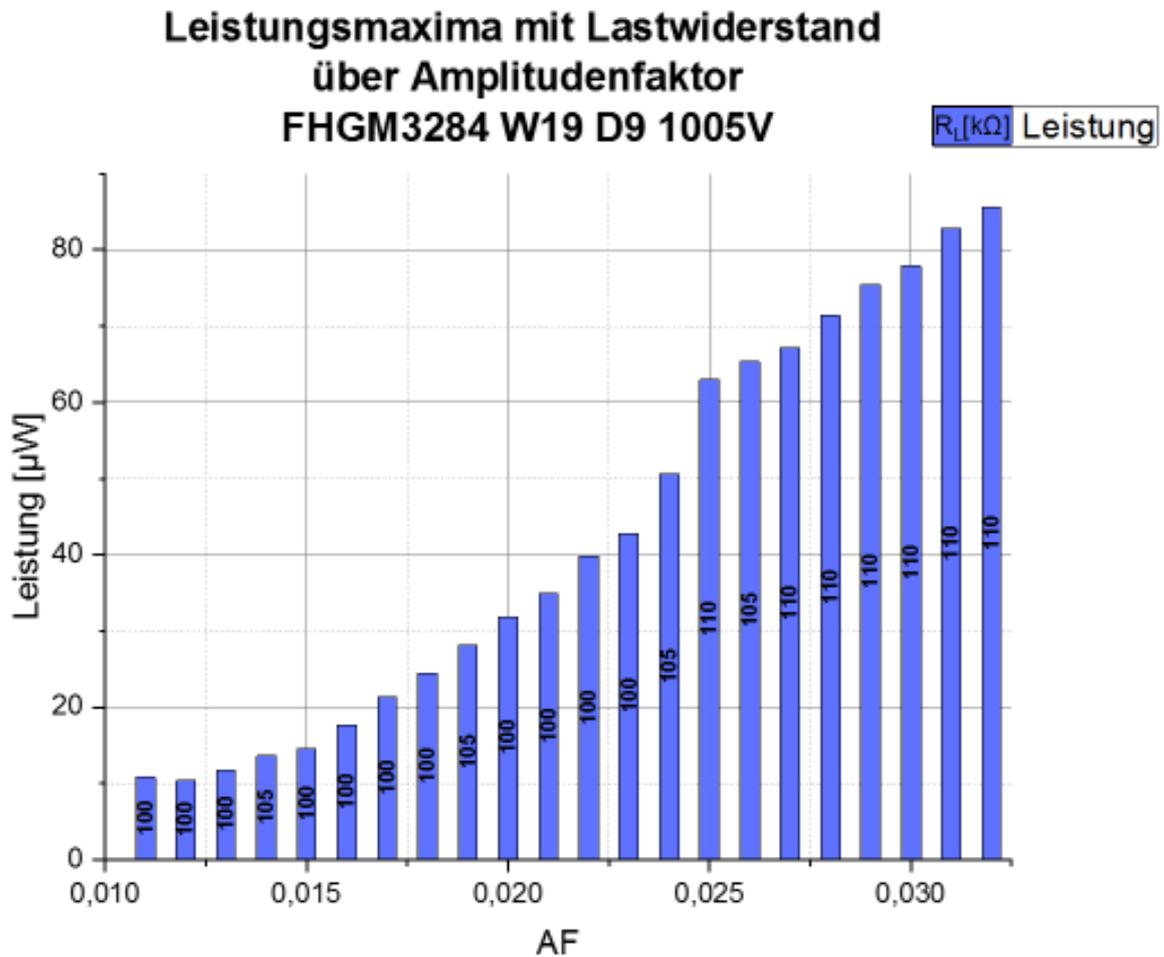


Abb. 3.11.: Leistungsmaxima über steigenden Amplitudenfaktor, bei optimaler Last, von Harvester W19 D9 1005V

Zusätzlich zu dem größeren Messbereich des Harvesters D9 1005V lassen sich in Abbildung 3.11 Schwankungen des Lastwiderstandes von bis zu 10 k $\Omega$  für den Harvesters erkennen. Diese Schwankungen des optimalen Lastwiderstandes liegen allerdings bedingt durch die Schrittgröße, mit welcher die Lastwiderstände durchgeschaltet wurden, und den flachen Verlauf der Leistungskurve über den Lastwiderstand in einem vertretbaren Bereich.

Bedingt durch die Abweichungen des Amplitudenfaktors zwischen Messungen an aufeinanderfolgenden Tagen und den daraus hervorgehenden Schwankungen in den Auslenkungen der Harvester, wurde diese Charakterisierungsmethode nur für eine geringe Anzahl an Harvestern durchgeführt. Diese Messungen sollten einen Vergleichswert für eine maximale Ausgangsleistung bei einer rein mechanischen, linearen Auslenkung liefern. Durchgeführt wurden Messungen für magnetisierte, sowie unmagnetisierte Proben. Es wurden fünf ver-

schiedene Designs gemessen, wobei das Hauptaugenmerk auf das Design 1005V gelegt wurde. Die Leistungsmaxima für die gemessenen 1005V Harvester sind in Tabelle 3.2 dargestellt.

Tab. 3.2.: Leistungsmaxima der am Shaker charakterisierten 29  $\mu\text{m}$  1005V Harvester

Design	Reticle	Maximale Leistung	Zustand nach Messung
1005V	A4	12,35540 $\mu\text{W}$	Am Magnetrad abgebrochen
1005V	D3	13,68002 $\mu\text{W}$	Am Shaker abgebrochen
1005V	D9	95,06009 $\mu\text{W}$	Am Shaker abgebrochen
1005V	E9	50,26582 $\mu\text{W}$	Defekt nach Shaker
1005V	F4	22,50937 $\mu\text{W}$	Am Shaker abgebrochen

Aus der Tabelle 3.2 ist ersichtlich, dass sich eine breite Streuung an maximalen Ausgangsleistungen für dasselbe Design ergibt. Während einige Bauteile eine verhältnismäßig hohe Ausgangsleistung und Auslenkung erreichen, brechen einige Bauteile bereits bei sehr geringen Amplitudenfaktoren. Dies kann unter anderem auf Schwankungen in der Bauteilqualität zurückgeführt werden. Diese Problematik wird in Kapitel 3.2.4 näher beschrieben.

Aufgrund der geringen Probenanzahl und geringen Vergleichbarkeit, welche weitere Tests am Shaker ausschließen, wird im folgenden Kapitel auf das Design und die Charakterisierung mit einem Teststand zur reproduzierbaren magnetischen Krafteinkopplung eingegangen.

## 3.2.2. Messstand für Resonanzanregung mit einem Magnetrad

### 3.2.2.1. Konzeptionierung

Um neben der linearen Auslenkung mittels Basisvibration am Shaker ebenfalls eine Auslenkungsmöglichkeit zu haben, welche eine magnetische Krafterkopplung auf das Harvestermagnetarray bewirkt, war es erforderlich einen Teststand zu konzeptionieren und anschließend in ein 3D-Design zu überführen, das produziert werden kann. Um eine Resonanzanregung für Harvestermodelle aus einem Vorprojekt ermöglichen zu können, wurde bereits im Vorprojekt ein Testaufbau konzeptioniert. Dieser Testaufbau bestand aus einer 1-achsigen Stage, um den Abstand der Harvester zu einem Magnetrad einzustellen. Bei dem Magnetrad handelte es sich um einen Aluminiumring mit 32 äquidistanten Bohrungen und gleichem Durchmesser, welche, ähnlich wie bereits die Harvester, mit NdFeB-Pulver befüllt und magnetisiert wurden. Problematisch hierbei war, dass sich, aufgrund von prozessbedingten Abweichungen, für jeden einzelnen Pulvermagneten eine unterschiedliche Füllmenge an Pulver ergeben hat und sich daraus eine unterschiedlich starke Magnetisierung, sowie ein unterschiedlicher Abstand zwischen Magnetfläche und Harvester ergab. Zusätzlich zu den Abweichungen in der Magnetisierung wurden die Magneträder in die Magnetradhalterung eingeklebt, was ein Wiederverwenden in einem anderen Aufbau ausschließt.

Die Harvester wurden mit doppelseitigem Klebeband an der Stage befestigt, sodass sich bei jeder Messung Abweichungen zwischen der Positionierung und Ausrichtung der Bauteile vor dem Magnetrad ergaben.

Angetrieben wurde das Magnetrad durch einen Thrust B-Spec 80T Elektromotor der Marke Absima. Es handelte sich um einen linearen DC-Motor, dessen Drehzahl nur grob über die Versorgungsspannung einstellbar war. Der Nenndrehzahlbereich des Motors reichte allerdings nur bis 5300 Umdrehungen/min, sodass sich unter Berücksichtigung der 32 Magneten des Magnetrades maximal Harvester mit einer Resonanzfrequenz von

$$\frac{5300 \text{ Umdrehungen/min}}{60} \cdot 32 = 2826\frac{2}{3} \text{ Hz} \quad (3.4)$$

betreiben ließen. Für die Bauteile aus dem Vorprojekt stellte dies, abgesehen von der nur grobmaschigen Einstellbarkeit der Resonanzfrequenz, kein Problem dar, da dort dünnere Siliziumbalken zum Einsatz kamen und folglich niedrigere Resonanzfrequenzen erreicht werden mussten, als dies im aktuellen Projekt der Fall ist. Da die Resonanzfrequenzen für die aktuellen Designs mit 39  $\mu\text{m}$  Polysiliziumdicke allerdings bis zu 3900 Hz betragen können, ist ein Motor mit einer höheren maximalen Drehzahl erforderlich.

Für den neu zu konzeptionierenden Teststand waren folgende Anforderungen zu erfüllen:

- Reproduzierbare Positionierung der Harvester in allen drei Achsen
- Höhere Motordrehzahl in Verbindung mit Steuerbarkeit der Drehzahl
- Verwendung gleichmäßig starker Magneten
- Abwärtskompatibilität zu Vorgängermagneträdern
- Flexible Magnetanzahl und Wiederverwendbarkeit der Magneträder

Hierfür wurde ein Motor der Firma Faulhaber mit seiner zugehörigen Motorsteuerung ausgewählt. Bei dem Motor handelt es sich um das Modell 3274G024BP4, welches mit einer Nenndrehzahl von 8700 Umdrehungen/min geeignet ist, Harvester mit Resonanzfrequenzen von bis zu

$$\frac{8700 \text{ Umdrehungen/min}}{60} \cdot 32 = 4640 \text{ Hz} \quad (3.5)$$

zu betreiben. Diese maximale Grenzfrequenz für die Anregung durch den Motor ist ausreichend, da die elektrische Charakterisierung der unterschiedlichen Designs eine maximale Resonanzfrequenz von circa 3900 Hz ergeben hat. Durch die zugehörige Motorsteuerung MC 5010 S RS des Herstellers Faulhaber und die bereitgestellte Motorsteuerungssoftware Motion Manager 6 wurde eine Steuerbarkeit der Motordrehzahl gewährleistet.

Die Positionierung der Harvester vor dem Magnetrad war zumindest insoweit zu optimieren, dass sie zwischen den einzelnen Designs konstant ist. Hierfür wurde eine 3-achsige Stage der Firma Thorlabs Incorporated bestellt, namentlich das Modell XRN25P-K2/M, welche über Mikrometerschrauben einen Verfahrweg von 25 mm abdecken kann. Auf der Stirnseite der Stage befanden sich M6 Gewindebohrungen, welche ein Anschrauben von Halterungen für die Harvester ermöglichen.

Nachfolgend wird auf das 3D-Design von neuen Magneträdern eingegangen, welche im Gegensatz zu den Vorgängerversionen mit einer flexiblen Anzahl an Permanentmagneten bestückbar sein sollten. Der neue Aufbau sollte allerdings weiterhin kompatibel mit Vorgängermodellen der Magneträder bleiben. Ebenfalls wird kurz auf die weiteren Komponenten eingegangen, welche für eine Ausrichtung der Harvester vor den Magneträdern und die Befestigung der Magneträder an der Motorwelle benötigt wurden. Im Anschluss an die Beschreibung des 3D-Designs wird auf die Inbetriebnahme des Teststandes eingegangen. Hierfür wurde mittels eines 3-achsigen Hallsensors die durch die Magneten verursachte Feldverteilung vor dem Magnetrad bestimmt.

### 3.2.2.2. 3D-Konstruktion

Für das Design sämtlicher neuer Magneträder, sowie Motorhalterungskomponenten, wurde die Software Creo Parametric der Firma PTC Incorporated verwendet. Die Modelle für die ausgewählten Komponenten wie Motor, Motorsteuerung und 3-achsige Stage wurden vom Hersteller zur Verfügung gestellt. Eine vollständige Modellansicht des entwickelten Testaufbaus für den axialen Betrieb ist in Abbildung 3.12 dargestellt.

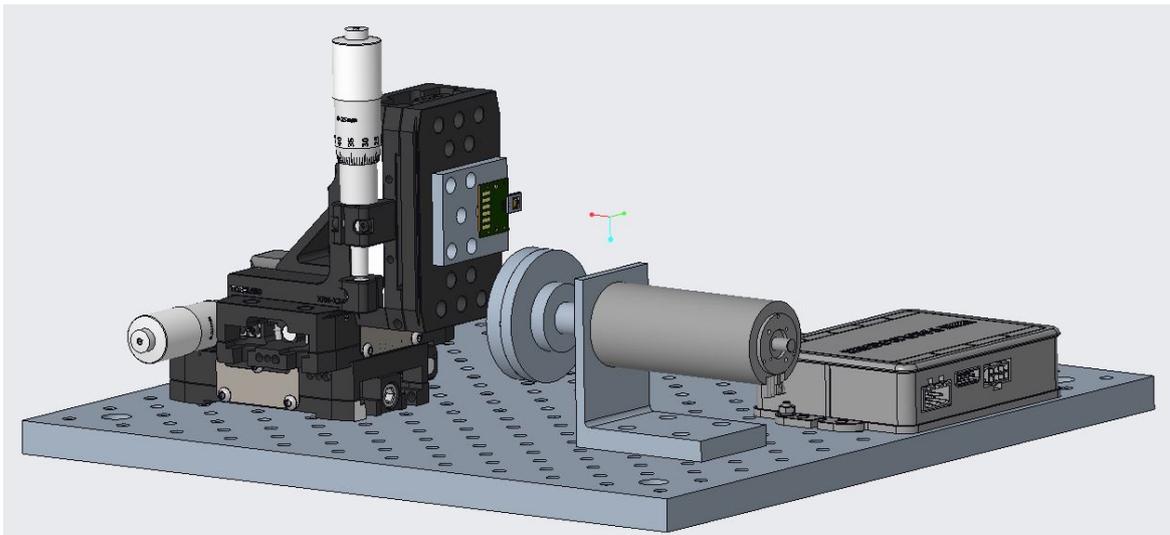


Abb. 3.12.: 3D-Ansicht des konzeptionierten Messaufbaus

Für den in Abbildung 3.12 dargestellten Magnetradteststand mussten folgende Komponenten neu entwickelt werden:

- Motorhalterung
- Magnetradhalter, abwärtskompatibel zu den Vorgängermodellen
- Deckel zum Halten des Magnetrades, für Vorgängermodelle
- Verschraubbare Halterung der Harvesterplatinen für eine reproduzierbare Position der Harvester vor dem Magnetrad

Die Motorhalterung wurde entsprechend den Bohrungsabständen der Grundplatte und Motors entworfen. Gleichzeitig wurde genug Platz unter dem Motor gelassen, um vier BGOMAL20150 Schwingungsdämpfer der Firma Misumi zwischen der Halterung und der Grundplatte einzubringen. Diese Schwingungsdämpfer sollten ein Einkoppeln von Motorschwingungen auf den Harvester verhindern. Im anschließenden Messbetrieb hat sich

allerdings gezeigt, dass durch die Schwingungsdämpfer ein Freiheitsgrad in der Motorhalterung entsteht und sich eine vermeintliche Eigenschwingung ausbreitet, welche einen zu großen Einfluss auf die Position und den Abstand des Magnetrades vor dem Harvester hat. Folglich wurden die Schwingungsdämpfer wieder entfernt, ein negativer Effekt durch ein Einkoppeln der Motorvibrationen konnte nicht festgestellt werden. Das Entfernen der Schwingungsdämpfer hat allerdings zu einer signifikanten Stabilisierung der Messergebnisse geführt und die Reproduzierbarkeit folglich ausschlaggebend verbessert.

Um eine Abwärtskompatibilität des Messstands zu gewährleisten, wurde die Magnetradhalterung, welche an der Motorwelle mit drei Madenschrauben befestigt wird, mit vier Bohrungen von 1 mm Durchmesser versehen. In diese Bohrungen können Edelstahlstifte mit 1 mm Durchmesser eingebracht werden, welche, nach leichter Modifikation der Vorgängermagneträder, ein Verdrehen des Magnetrades im Betrieb verhindern sollen. Zusätzlich zu den Edelstahlstiften wird für die Verwendung von Vorgängermodellen ein Deckel benötigt, welcher an der Magnetradhalterung angeschraubt werden kann und somit ein Abfallen des Magnetrades verhindert.

In Abbildung 3.13 ist das entwickelte Magnetrad für den axialen Betrieb dargestellt. Teil a) der Abbildung zeigt hierbei die Vorderansicht mit in grüner Farbe angedeuteten Bohrungen.

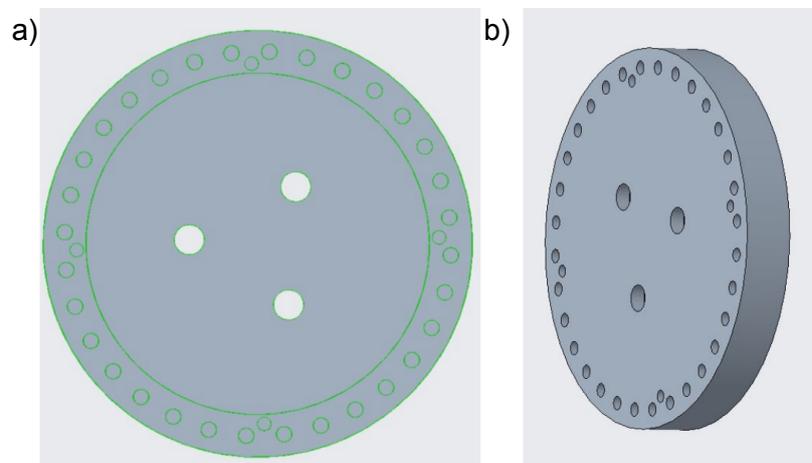


Abb. 3.13.: Ansicht auf 3D-Modell des axialen Magnetrades

- a) Frontalansicht des Magnetrades mit Bohrungen für Permanentmagneten, sowie Haltestifte und Verschraubung
- b) 3D-Schrägsicht der Rückseite des axialen Magnetrades

Die 32 äquidistanten Bohrungen waren hierbei mit Permanentmagneten eines Durchmessers von 1,7 mm befüllbar. Bei einer Bohrtiefe von 6 mm wurden im Testaufbau drei

Magneten mit einer Höhe von jeweils 2 mm verwendet. Das Magnetrad wird hierbei von der Rückseite mit Magneten befüllt und anschließend an die Magnetradhalterung angeschraubt, was ein Herausfallen der Magneten verhindert.

Die Ansicht der Rückseite, dargestellt in Teil b) von Abbildung 3.13, zeigt zusätzlich die vier 1 mm Stiftbohrungen. Für die neueren Magnetradmodelle dienen hierzu die drei Gewindebohrungen in der Rückwand, welche ein Verschrauben des Magnetrades mit der Halterung ermöglichen.

Neben dem Magnetrad zur axialen Anregung wurde zusätzlich ein Magnetrad für eine radiale Anordnung der Magneten entworfen. Zweck dieser Anordnung sollte sein, den Betrieb von Harvestern in realistischen Anwendungsszenarien, wie zum Beispiel in einer drehenden Maschine, zu untersuchen.

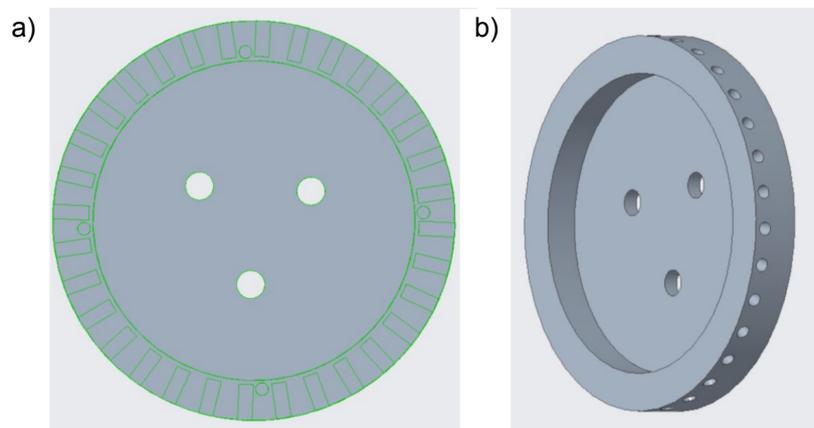


Abb. 3.14.: Ansicht auf 3D-Modell des radialen Magnetrades

- a) Frontalansicht des Magnetrades mit Bohrungen für Permanentmagneten, sowie Haltestifte und Verschraubung
- b) 3D-Schrägansicht der Rückseite des axialen Magnetrades

Allerdings befinden sich die Bohrungen für das Befüllen mit Permanentmagneten nun auf dem Außenradius und sind für ein Befüllen mit jeweils zwei 2.2 mm langen Magneten mit einem Durchmesser von 1.7 mm ausgelegt. Dies ist in Abbildung 3.14 gut zu erkennen. Um einen Verlust der Magneten im Betrieb zu verhindern, musste für das radiale Magnetrad eine separate Halterung entworfen werden, welche das Magnetrad von außen einschließt. Die Halterungen für die beiden Magnetradkonstellationen sind in Abbildung 3.15 dargestellt.

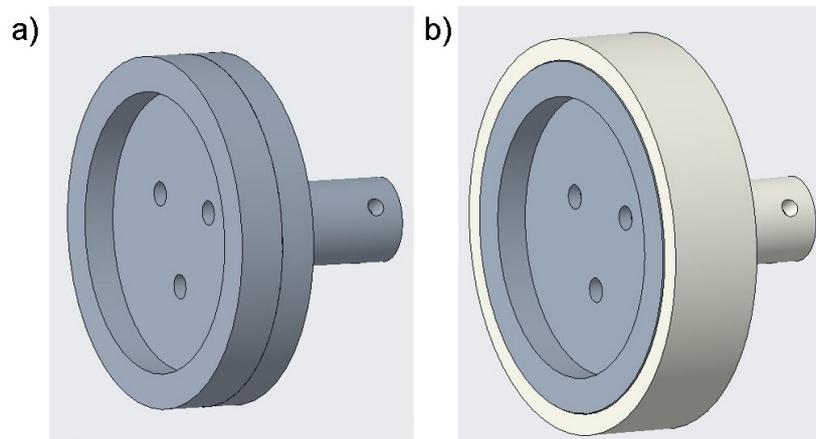


Abb. 3.15.: 3D-Modell der entwickelten Halterungen für die Magneträder

- a) für das axiale Magnetrad
- b) für das radiale Magnetrad

Für eine reproduzierbare Positionierung der Harvester vor dem Magnetrad war es erforderlich, verschraubbare Halterungen entsprechend der gewünschten Positionierungsart zu entwerfen. Somit wurde eine Halterungsplatte für den axialen Betrieb entworfen und eine weitere Halterung speziell für den radialen Betrieb. Diese sind in Abbildung 3.16 dargestellt.

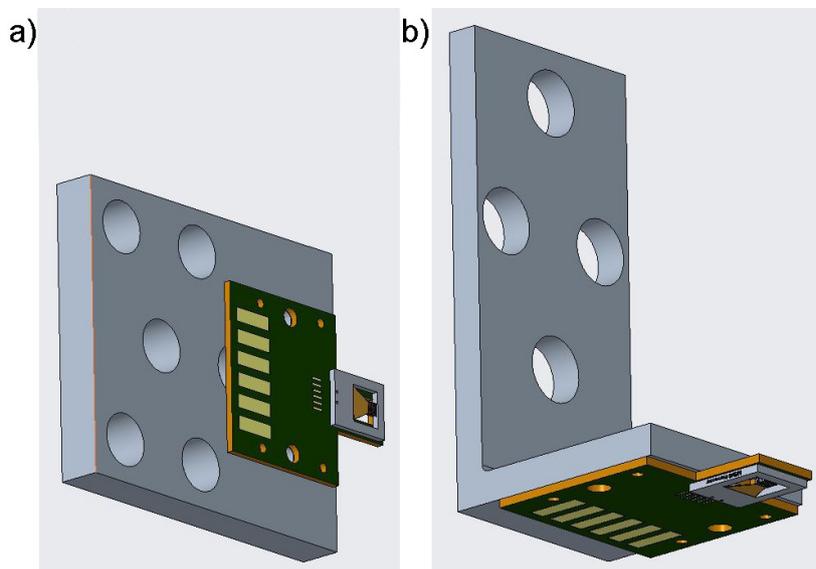


Abb. 3.16.: 3D-Modell der entwickelten Halterungen für die Harvesterplatinen

- a) für den axialen Betrieb
- b) für den radialen Betrieb

### 3.2.2.3. Messstandinbetriebnahme

Im Anschluss an die Entwicklung des Teststandes zur Resonanzanregung am Magnetrad wurde dieser in Betrieb genommen. Hierfür wurde eine Messung der magnetischen Flussdichte unter Verwendung des 3-achsigen Halleffektsensors ALS31313 der Firma Allegro microsystems durchgeführt, welcher mit einem MSP430FR5994 Mikrocontroller über seine I2C-Schnittstelle ausgelesen wurde. Der ALS31313 wurde aufgrund seines großen Messbereiches in der Z-Achse gewählt, da in der Z-Achse ein Messbereich von  $\pm 800$  mT und für die X- und Y-Achse jeweils ein Messbereich von  $\pm 200$  mT abgedeckt wird [24].

Abbildung 3.17 zeigt die Ergebnisse einer Messung für das axiale Magnetrad mit 1.7 mm Magnetdurchmesser im stationären Zustand. Die Messwerte ergeben sich aus dem Mittelwert von fünf Messwerten. Zu Beginn der Messung wurde das Magnetrad möglichst zentriert vor dem Hallsensor platziert, sodass die X- und Y-Komponente einen möglichst niedrigen Wert aufwies.

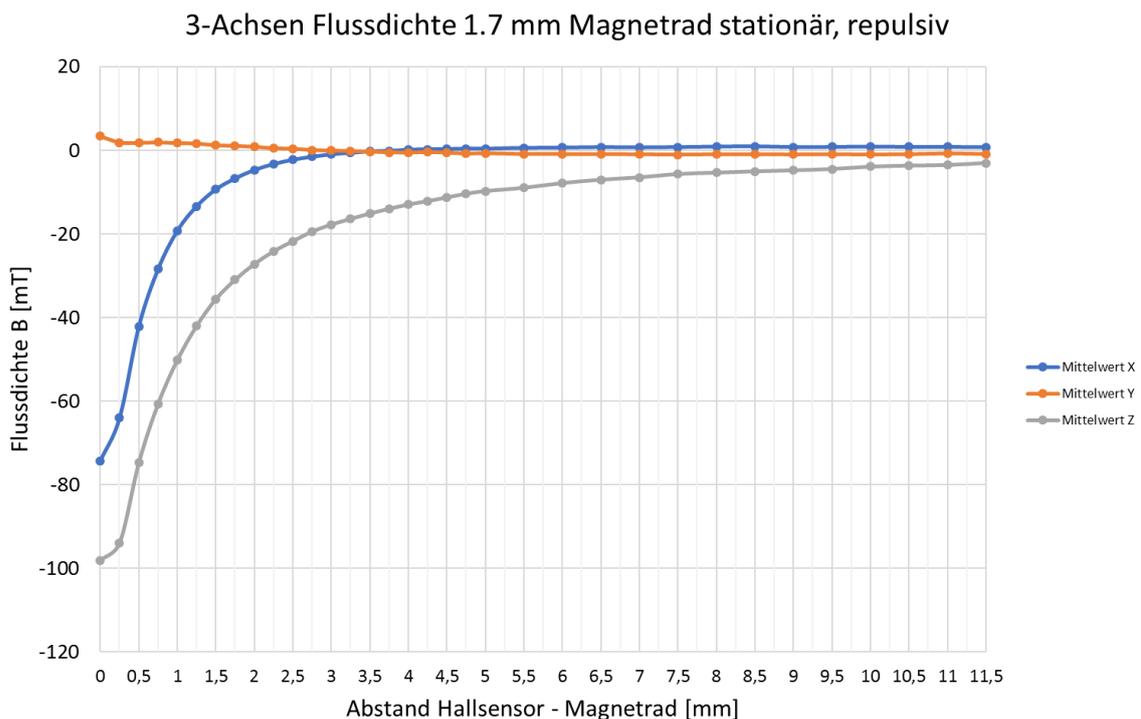


Abb. 3.17.: Messergebnisse des 3-achsigen Hallsensors für ein 32-poliges Magnetrad im stationären Zustand über den Abstand

Die Zentrierung des Hallsensors bezüglich der Y-Komponente verlief weitestgehend erfolgreich, während in Abbildung 3.17 zu erkennen ist, dass die X-Komponente einen ähnlichen

Verlauf aufweist, wie die Z-Komponente. Der Verlauf der Z-Komponente ist hierbei wie erwartet annähernd exponentiell, sodass das Ergebnis für die, anscheinend nicht vollständig zentrierte, X-Komponente realistisch erscheint. Zusätzlich zu der stationären Messung der magnetischen Flussdichte wurde ebenfalls eine Messung bei einer geringen Drehzahl durchgeführt, um die Signalform des Feldes, welches auf die Harvestermagneten wirkt, abschätzen zu können. Hierfür wurde eine Drehzahl von 15 Umdrehungen/min eingestellt und der Hallsensor so nah wie möglich an das Magnetrad herangefahren ohne es zu berühren, sodass sich ein Abstand von circa 0,5 mm ergab. Es wurden 50 Messwerte aufgenommen, aus denen sich die in Abbildung 3.18 dargestellte Signalform ergibt.

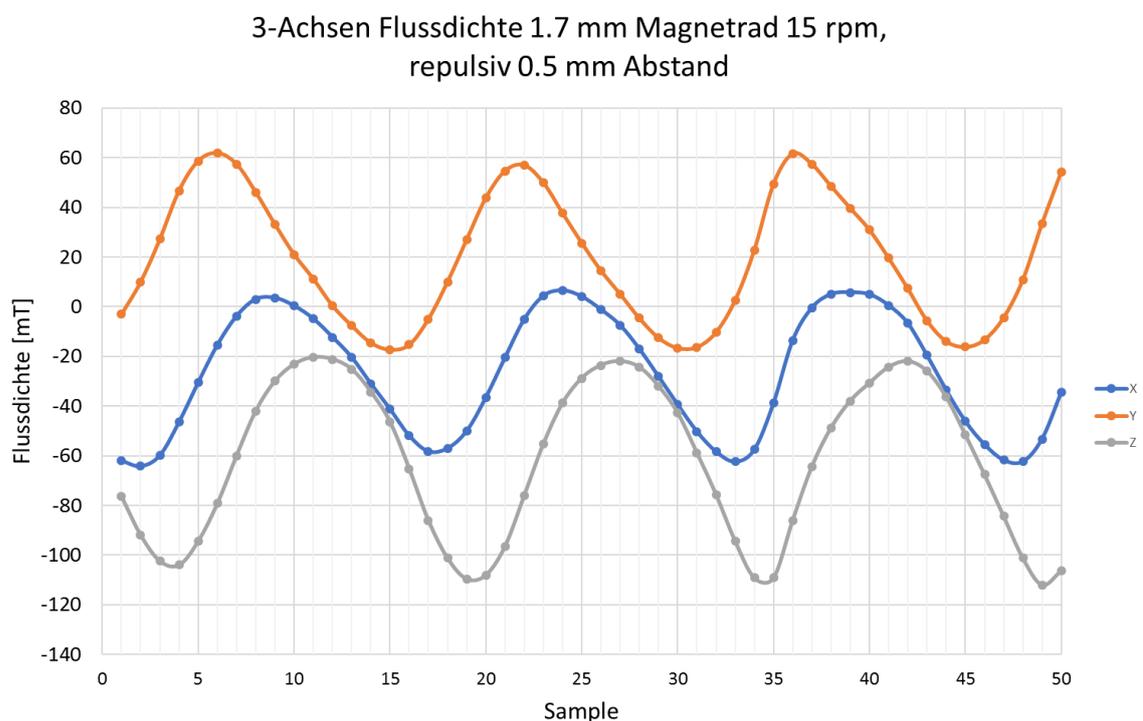


Abb. 3.18.: Messergebnisse des 3-achsigen Hallsensors für ein 32-poliges Magnetrad bei 15 Umdrehungen/min in 0,5 mm Abstand

Die Signalform der einzelnen Richtungskomponenten der Flussdichte erscheint hier sinusförmig, sodass weiterhin von einer sinusförmigen Anregung gesprochen wird. Der Magnetdurchmesser gibt hier die Breite des Anregungsimpulses, also der positiven Halbwelle, vor während der Magnetabstand die Breite der negativen Halbwelle vorgibt. Mit diesem so konzeptionierten und in Betrieb genommenem Teststand konnten anschließend die Charakterisierungsmessungen durchgeführt werden. Dies wird im nachfolgenden Kapitel beschrieben.

Neben der Signalform und Flussdichte der Magneten im Magnetrad hat die Magnetisierung der Harvestermagneten einen Einfluss auf die Kraft, welche auf die Harvester während der Charakterisierung wirkt. Aus diesem Grund wurde die magnetische Flussdichte der Harvesterarrays mit demselben 3D-Hallsensor vermessen. Die Ergebnisse dieser Messung für die drei unterschiedlichen Magnetarrays sind in Tabelle 3.3 dargestellt. Alle dargestellten Messwerte entsprechen der Z-Komponente der Flussdichte.

Tab. 3.3.: Mittelwerte der Flussdichtemessung der Harvestermagneten

Arraygröße	Mittelwert der Flussdichte	Maximum	Minimum
2,0 mm	10,81 mT	14,08 mT	7,60 mT
1,5 mm	11,23 mT	15,20 mT	7,36 mT
1,0 mm	6,95 mT	11,36 mT	4,08 mT

Hierbei handelt es sich um die Mittelwerte für das jeweilige Magnetarray aus allen Messwerten, welche bei einem Abstand von 0,5 mm aufgenommen wurden. Die Harvester wurden vor dem Sensor zentriert indem das Maximum der Z-Achsen Komponente bei gleichzeitigen Nullstellen für die X- und Y-Komponente gesucht wurde.

Die breite Streuung der Messwerte um den Mittelwert ist darauf zurückzuführen, dass im Magnetisierungsprozess die Sättigungsfeldstärke nicht erreicht werden kann, sodass sich für jeden Magneten eine abweichende Remanenz ergibt. Ebenso auffällig ist, dass die mittlere Magnetarraygröße höhere Werte bei der Flussdichtemessung aufweist, als das größte Magnetarray. Erwartungsgemäß sollte bei einer größeren Anzahl an Magneten mit gleicher Magnetsierung durch die Überlagerung der einzelnen Felder eine größere Flussdichte messbar sein.

Trotz der angesprochenen Abweichungen sollen diese Messwerte im weiteren Verlauf dieser Arbeit für eine Abschätzung der Kräfte dienen, welche auf die Magneten des Harvesters während der Charakterisierung wirken. Unter Verwendung von Formel 2.9 für die Kraft zwischen zwei Magneten auf Basis der Dipolapproximation ergeben sich dann die in Tabelle 3.4 dargestellten Magnetkräfte für die verschiedenen Magnetarraygrößen. Alle Berechnungen wurden für den Messaufbau mit Zylindermagneten von 1.7 mm Durchmesser und 6 mm Höhe durchgeführt.

Tab. 3.4.: Magnetkraft für die verschiedenen Magnetarrays bei verschiedenen Abständen zwischen Permanentmagnet und Harvester

Arraygröße	Abstand Harvester-Magnet	Kraft
2,0 mm	3,5 mm	4,634 $\mu\text{N}$
2,0 mm	2,0 mm	24,836 $\mu\text{N}$
1,5 mm	3,5 mm	2,707 $\mu\text{N}$
1,5 mm	2,0 mm	14,512 $\mu\text{N}$
1,0 mm	3,5 mm	0,744 $\mu\text{N}$
1,0 mm	2,0 mm	3,991 $\mu\text{N}$

Die in Tabelle 3.4 verwendeten Abstände haben sich im, in den nachfolgenden Kapiteln beschriebenen, Messbetrieb als relevante Konstanten erwiesen. Der Abstand von 3 mm zwischen Harvester und Magnetrad, folglich 3,5 mm zwischen Harvester und Permanentmagnet, ließ sich als sichere Distanz für die meisten Bauteile identifizieren.

Die Distanz von 1,5 mm, 2 mm zwischen Harvester und Magnet, wurde als minimaler Abstand gewählt, da die meisten Bauteile nicht näher an das Magnetrad herangebracht werden können. Ein näheres Heranfahren der Harvester an das Magnetrad könnte, aufgrund der Auslenkung des Balkens und möglicher Abweichungen in der Anbringung des Magnetrades auf der Motorwelle, bereits zu Kontakt zwischen Balken und Magnetrad und somit zur Zerstörung des Bauteils führen.

Die Zwischenwerte für die mittels Dipolapproximation bestimmten Kräfte für die Abstände im Bereich von 3,5 mm - 1,5 mm sind in Abbildung 3.19 dargestellt. Die Namensgebung der unterschiedlichen Kräfte basiert auf den Magnetgrößenbezeichnungen wie sie für die Harvester Designs verwendet werden. F20 entspricht somit dem größtmöglichen Magnetarray mit 2 mm Kantenlänge.

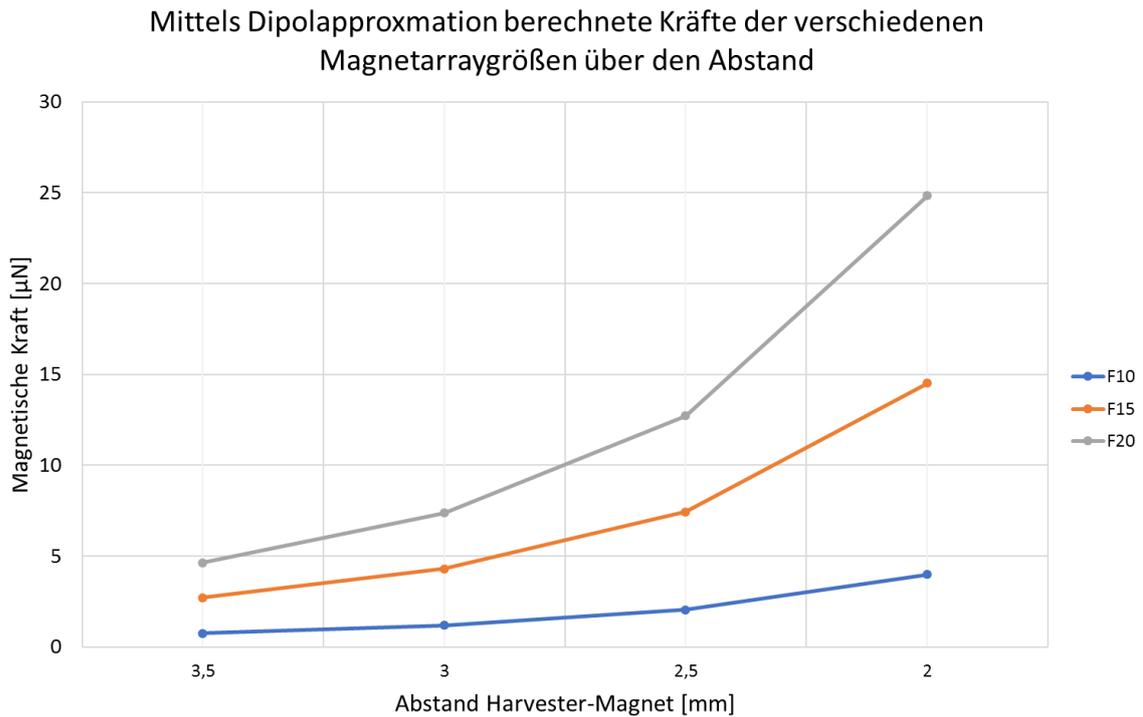


Abb. 3.19.: Graphische Darstellung der mittels Dipolapproximation ermittelten Magnetkräfte für die verschiedenen Magnetarraygrößen aufgetragen über den Abstand

Die in Abbildung 3.19 dargestellten Kurven zeigen einen erwartungsgemäß näherungsweise exponentiellen Verlauf, welcher sich mit dem exponentiellen Verlauf der magnetischen Flussdichte über den Abstand deckt. Die berechneten Kräfte für die kleineren Magnetarraygrößen sind aufgrund des Einflusses des Magnetvolumens auf das magnetische Moment entsprechend kleiner, trotz zum Teil größerer Remanenz des Magnetarrays, wie beispielsweise für die Magnetarrays mit 1,5 mm Kantenlänge.

### 3.2.3. Resonanzbetrieb am Magnetrad

#### 3.2.3.1. Lastoptimierung

Die Bestimmung des optimalen Lastwiderstandes wurde am Magnetrad, ähnlich wie bereits für die Shakermessungen, mit einer Tenma 72-7270 Widerstandsdekade durchgeführt. Hierbei wurde zuerst bei einem Lastwiderstand von  $1\text{ M}\Omega$  die Resonanzfrequenz unter Verwendung eines Tektronix TBS1104 Oszilloskopes eingestellt bis die maximale Spannungsamplitude erreicht wurde. Im Anschluss an die Resonanzfrequenz wurde die X- und Y-Position des Bauteils angepasst, bis das Amplitudenmaximum für die eingestellte Frequenz gefunden wurde. Aufgrund der niedrigen Auflösung der Messfunktion des Oszilloskopes wurden die Spannungen mit einem DMM6500 Digitalmultimeter der Marke Keithley gemessen. Die Berechnung der Ausgangsleistung erfolgte, wie für die Shakermessungen, basierend auf dem Effektivwert der gemessenen Spannung, welche durch die AC-Messfunktion des Multimeters direkt ausgegeben wurde, sowie dem eingestellten Lastwiderstand.

Bei eingestellter Resonanzfrequenz und festgelegtem Abstand wurde für den Lastwiderstand in  $5\text{ k}\Omega$  Schritten ein Messbereich von  $50\text{ k}\Omega$  bis  $170\text{ k}\Omega$  durchgegangen. Der Messbereich wurde anhand der Messwerte für die Bauteilimpedanz aus Kapitel 3.1 bestimmt, welche sich ebenfalls in diesem Bereich bewegt. Zusätzlich wurde ein Messwert bei einem Lastwiderstand von  $1\text{ M}\Omega$  aufgenommen, um die Ausgangsspannung bei Nichtbelastung des Harvesters darzustellen. Abbildung 3.20 stellt die Bestimmung des Lastwiderstandes für drei verschiedene Harvester des Designs 1005V mit einer Polysiliziumdicke von  $29\text{ }\mu\text{m}$  exemplarisch dar.

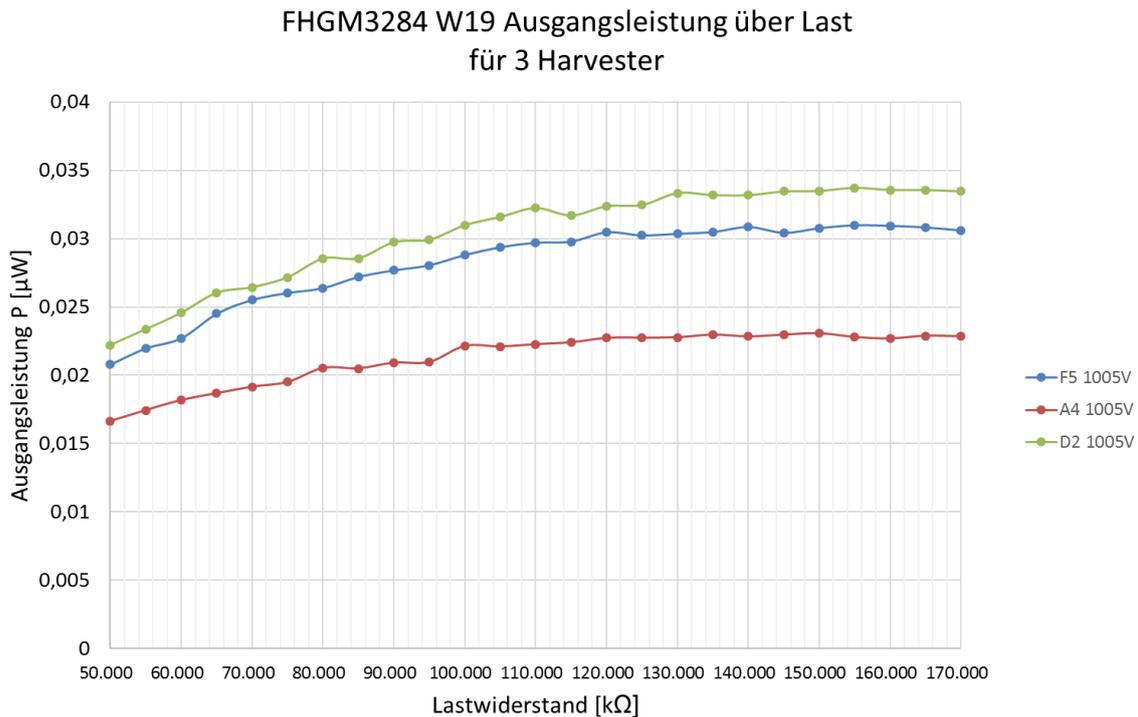


Abb. 3.20.: Ausgangsleistung der Harvester F5, A4 und D2 1005V über verschiedene Lastwiderstände zur Bestimmung des Leistungsmaximums

Die Messwerte wurden hierbei alle in einem Abstand von 5 mm zwischen Harvester und Magnetrad aufgenommen, sodass der Abstand zwischen Harvester und Magnet hier jeweils 5,5 mm betrug. Es ist nötig, auf einen ausreichenden Sicherheitsabstand bei dieser Messung zu achten, da eine vorzeitige Beschädigung vor Bestimmen des optimalen Lastwiderstandes eine weitere Charakterisierung des Bauteils ausschließt.

Eine erneute Bestimmung des Lastwiderstandes war durchzuführen, nachdem die Polungsrichtung der Magneten umgekehrt wurde. Dies sollte zeigen, inwieweit die Polungsrichtung der Magneten einen Einfluss auf die Ausgangsleistung der Bauteile hat. Zu erwarten war hier, dass der Lastwiderstand nicht signifikant von der Magnetpolung abhängig sein sollte, da der Lastwiderstand größtenteils vom Material bestimmt wird.

Gut zu erkennen ist, dass die Ausgangsleistung im Bereich von 50 kΩ bis 100 kΩ kontinuierlich steigt, während für höhere Lastwiderstände keine signifikant größere Ausgangsleistung generiert wird. Ein starkes Abfallen der Ausgangsleistung erfolgt im Bereich von 100 kΩ bis 170 kΩ allerdings auch nicht. Bedingt durch den in diesem Bereich fast waagerechten Kurvenverlauf, lässt sich festhalten, dass eine leichte Schwankung des Lastwiderstandes von

benötigten Anpassnetzwerken keine gravierenden Auswirkungen auf die Ausgangsleistung hat.

Im Gegensatz zu den am Shaker durchgeführten Messungen, wurde der Test zur Lastoptimierung am Magnetrad nur zu Beginn einmal durchgeführt. Anschließend wurde bei optimaler Last der Abstand des Harvesters zum Magnetrad verringert, um eine größere Auslenkung und somit Ausgangsspannung zu erzielen.

Eine Aufstellung der im Mittel optimalen Lastwiderstände für zwei verschiedene Harvesterdesigns mit den maximalen Abweichungen zum Mittelwert wird in Tabelle 3.6 in Kapitel 3.2.3.3 dargestellt. Bedingt durch die zuerst im Messaufbau integrierten Schwingungsdämpfer ergaben sich für anfänglich durchgeführte Messungen stärkere Schwankungen bei der Bestimmung des optimalen Lastwiderstandes, diese Schwankungen werden ebenfalls in Tabelle 3.6 dargestellt. Durch den nur langsamen Anstieg der Ausgangsleistung im Bereich um den optimalen Lastwiderstand, welcher in Abbildung 3.20 dargestellt ist, befinden sich diese Abweichungen des Lastwiderstandes für die Bestimmung der maximalen Ausgangsleistung in einem vertretbaren Toleranzbereich. Es wird in der Auswertung der Messergebnisse darauf hingewiesen, welche Messwerte mit Schwingungsdämpfer ermittelt und welche Messwerte nach Ausbau der Schwingungsdämpfer aufgenommen wurden.

Nach Bestimmung des optimalen Lastwiderstandes für den jeweiligen Harvester wurde als nächstes die maximale Ausgangsleistung, bei dem zuvor bestimmten Lastwiderstand, für die verschiedenen Designs bestimmt. Auf die Bestimmung der maximalen Ausgangsleistung wird im folgenden Kapitel 3.2.3.2 eingegangen.

### 3.2.3.2. Ausgangsleistung

Im erstellten Messaufbau hat der Abstand der Harvester zum Magnetrad als variabler Parameter einen signifikanten Einfluss auf die Magnetkräfte, die zwischen Harvester und Permanentmagneten wirken. Aus diesem Einfluss auf die wirkenden Kräfte ergibt sich folglich ein Einfluss auf die Auslenkung und somit auf die Ausgangsspannung der Harvester. Zur Bestimmung der maximalen Ausgangsleistung wurde dieser Parameter verändert und es wurden für jeden Abstandswert Spannungsmesswerte aufgenommen.

Aufgrund des näherungsweise quadratischen Verlaufes der magnetischen Flussdichte und des ebenfalls quadratischen Verlaufes der magnetischen Kräfte, welche auf die Harvestertermagneten wirken, war ebenfalls ein quadratischer Anstieg für die Ausgangsspannung bei Verringerung des Abstandes zu erwarten. Wie in Abbildung 3.21 für drei Harvester des Designs 1005V mit  $29\ \mu\text{m}$  Siliziumdicke dargestellt, ließ sich diese Vermutung bestätigen. Die in Abbildung 3.21 dargestellten Effektivspannungen wurden bei dem optimalen Lastwiderstand aufgenommen, welcher für diese drei 1005V-Harvester  $150\ \text{k}\Omega$  und  $155\ \text{k}\Omega$  betrug.

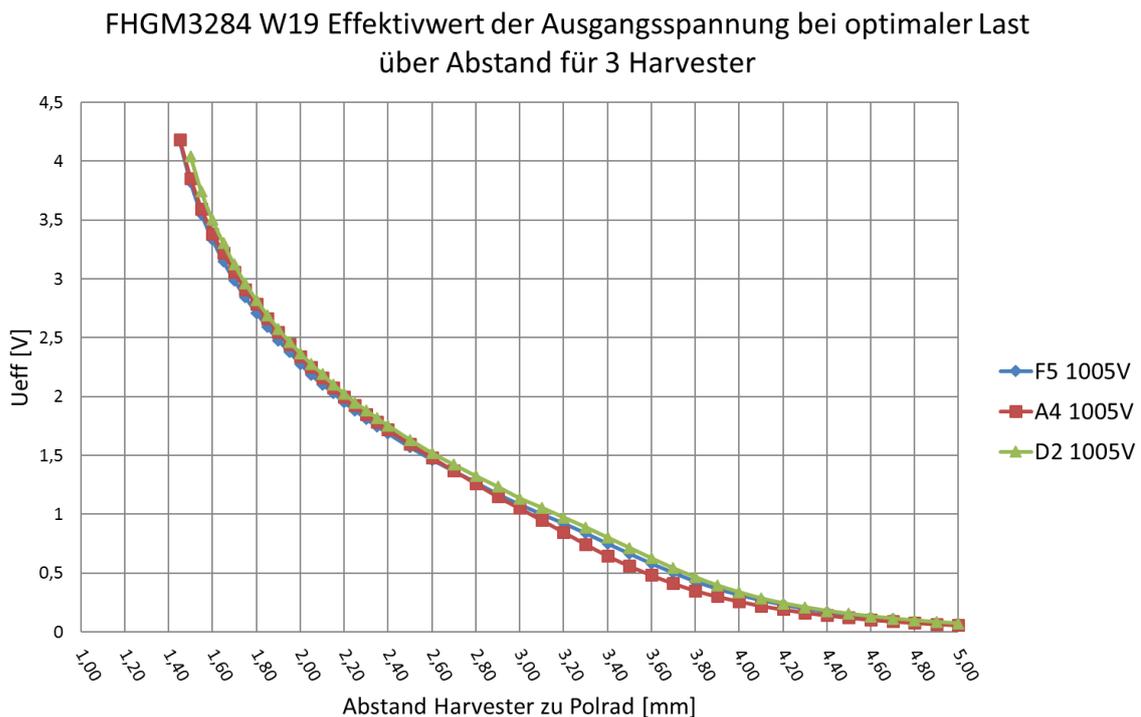


Abb. 3.21.: Effektivwert der Ausgangsspannung der Harvester F5, A4 und D2 1005V aufgetragen über den Abstand unter Verwendung des zuvor bestimmten optimalen Lastwiderstandes

Da das Heranfahen der Harvester an das Magnetrad allerdings ein hohes Zerstörungsrisiko aufgrund der vergrößerten Krafteinwirkung mit sich bringt, wurden nur Spannungsmesswerte bei dem optimalen Lastwiderstand aufgenommen. Aufgrund der geringen Anzahl an Proben, welche für jedes Design zur Verfügung standen, war die maximale Ausgangsleistung für das Projekt von größerem Interesse als die Leerlaufspannung der Harvester. Für eine Approximation der Leerlaufspannung wurde das Verhältnis zwischen Effektivspannung bei optimalem Lastwiderstand und  $1\text{ M}\Omega$  bestimmt. Mit diesem Verhältnis, welches sich bei sinkendem Abstand zwischen Harvester und Magnetrad dem Wert 1 annähert, wurde eine Abschätzung der maximalen Ausgangsspannung durchgeführt, um eine Vergleichbarkeit mit den Simulationsergebnissen zu erreichen.

Das Verhältnis weist designabhängige Abweichungen auf, wobei der niedrigste aufgenommene Wert für das Verhältnis verwendet wurde, um eine konservative Abschätzung durchführen zu können. Der niedrigste bestimmte Wert für das Verhältnis entspricht dem Wert 1,45. Die Ausgangsspannung bei optimaler Last entspricht, nach Multiplikation mit dem Faktor 1,45, somit der Ausgangsspannung bei einem Lastwiderstand von  $1\text{ M}\Omega$ .

Zusätzlich zu den designabhängigen Abweichungen ergab sich eine abstandsabhängige Abweichung. So wurde für einen Abstand von 3 mm zwischen Harvester und Magnetrad ein Faktor von 1,6 bestimmt. Der zuvor bestimmte Faktor von 1,45 gilt für einen Abstand von 1,5 mm zwischen Harvester und Magnetrad. Diese beiden Faktoren wurden zur Bestimmung der maximalen Ausgangsspannung genutzt, um die Messwerte mit den Simulationsergebnissen in Kapitel 4.5 vergleichen zu können. Mit dieser Umrechnung ergeben sich für die Mittelwerte der gemessenen Effektivwerte des Designs 1005V die in Tabelle 3.5 dargestellten angepassten Effektivwerte.

Tab. 3.5.: Gegenüberstellung von gemessenen und angepassten Spannungseffektivwerten für Design 1005V

Abstand	Effektivwert (gemessen)	Effektivwert (angepasst)
3,0 mm	1,090 V	1,744 V
1,5 mm	3,908 V	5,666 V

Die Bestimmung der Ausgangsleistung für die Harvester erfolgte wie bereits für die Shakermessungen unter Verwendung des Ohmschen Gesetzes mit dem gemessenen Effektivwert der Ausgangsspannung und dem Lastwiderstand. Der berechnete Verlauf für die Ausgangsleistung von den drei 1005V-Harvestern, deren Effektivspannung in Abbildung 3.21 dargestellt ist, ist entsprechend in Abbildung 3.22 dargestellt.

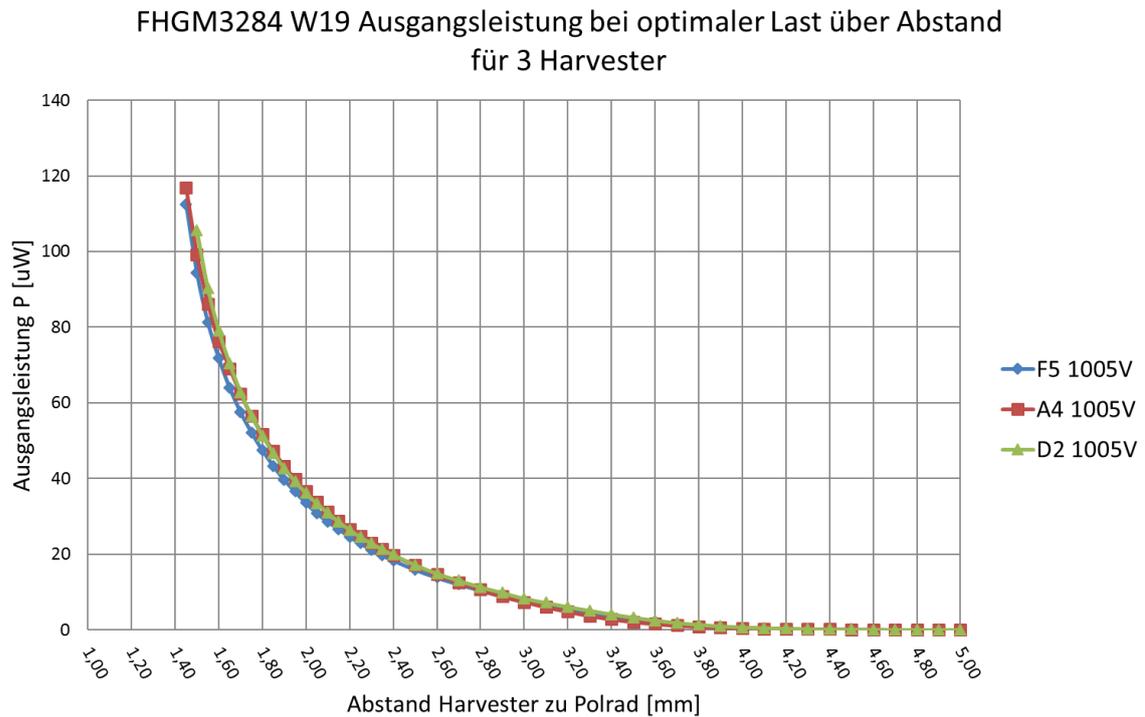


Abb. 3.22.: Ausgangsleistung der Harvester F5, A4 und D2 1005V aufgetragen über den Abstand unter Verwendung des zuvor bestimmten optimalen Lastwiderstandes

Auch für die Ausgangsleistung lässt sich ein näherungsweise quadratisch ansteigender Verlauf bei Verringerung des Abstandes erkennen, welcher zum rechnerisch bestimmten Verlauf der Krafteinwirkung passt. Der Verlauf für die Effektivspannung und die Ausgangsleistung bei optimalem Lastwiderstand ist für die drei 1005V-Harvester nahezu identisch, was für eine hohe Reproduzierbarkeit der Messergebnisse nach dem Entfernen der Schwingungsdämpfer spricht.

### 3.2.3.3. Auswertung der Messergebnisse

Die aufgenommenen Messwerte sind, aufgrund der durch die Schwingungsdämpfer eingebrachten Vibrationen, kritisch zu betrachten. Die durch die Vibrationen induzierten Schwankungen von Abstand und Ausrichtung der Harvester zum Magnetrad, haben signifikanten Einfluss auf die wirkenden Kräfte und somit die Auslenkung. In Tabelle 3.6 sind die ermittelten optimalen Lastwiderstände für zwei Harvesterdesigns dargestellt. Die Bestimmung der optimalen Lastwiderstände erfolgte zunächst mit im Aufbau verbauten Schwingungsdämpfern. Die Messungen wurden anschließend ohne die Schwingungsdämpfer wiederholt. Die Ergebnisse beider Messungen werden in Tabelle 3.6 gegenübergestellt.

Tab. 3.6.: Vergleich des optimalen Lastwiderstandes für den Messaufbau mit und ohne integrierten Schwingungsdämpfern

Design	Mittelwert des optimalen Lastwiderstandes	Abweichung	Schwingungsdämpfer
1005V	110 $k\Omega$	$\pm 45 k\Omega$	mit
1005V	105 $k\Omega$	$\pm 5 k\Omega$	ohne
1510V	90 $k\Omega$	$\pm 30 k\Omega$	mit
1510V	135 $k\Omega$	$\pm 10 k\Omega$	ohne

Es lässt sich erkennen, dass sich für die Messungen mit eingebauten Schwingungsdämpfern eine größere Streuung der Messwerte ergibt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass durch die Schwingungen des Motors, bei eingebauten Schwingungsdämpfern, die Anregung der Harvester mit der Resonanzfrequenz weniger stabil ist. Für die ermittelten Lastwiderstände unter Verwendung der Schwingungsdämpfer ergaben sich zum Teil Abweichungen von 90  $k\Omega$  zwischen zwei Harvestern desselben Designs und von demselben Wafer. Abweichungen dieser Größenordnung befinden sich nicht im Toleranzbereich von Prozessschwankungen und werden deshalb auf die Schwingungen im Messstand zurückgeführt.

Während die Abweichungen des Lastwiderstandes aufgrund des flachen Kurvenverlaufes für die Ausgangsleistung einen tolerierbaren Einfluss auf die Messergebnisse haben, ist der Einfluss der Abstands- und Positionsänderung durch die Vibrationen nicht tolerierbar. Die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse leidet unter den, durch die Dämpfer induzierten, Eigenfrequenzen der Motorhalterung. Da diese Eigenfrequenzen, abhängig von der Motordrehzahl, unterschiedliche Amplituden aufweisen, ist dieser Parameter nicht vollständig reproduzierbar, da durch die Drehzahlregelung immer leichte Abweichungen in der aktuellen Drehzahl vorhanden sind und sich dadurch abweichende Vibrationsmuster der Motorhalterung ergeben. Diese unterschiedlichen Vibrationsmuster treten aufgrund der Schwankungen zwischen den Resonanzfrequenzen für Harvester bereits für Harvester

desselben Designs auf, sodass, bei Verwendung der Schwingungsdämpfer, keine reproduzierbaren Aussagen über die Ausgangsleistung getroffen werden konnten. In Tabelle 3.7 sind die gemittelten Ausgangsleistungen und maximalen Abweichungen für die gemessenen Designs aufgetragen.

Tab. 3.7.: Gegenüberstellung der maximalen Ausgangsleistungen der verschiedenen Designs bei verschiedenen Abständen zwischen Harvester und Magnetrad

Design	Abstand	maximale Ausgangsleistung (gemittelt)	Abweichung	Dämpfer
1005V	3,0 mm	7,757 $\mu$ W	$\pm 7\%$	ohne
1005V	3,0 mm	6,011 $\mu$ W	$\pm 30\%$	mit
1005V	3,0 mm	99,660 $\mu$ W	$\pm 5\%$	ohne
2010V	3,0 mm	9,854 $\mu$ W	$\pm 75\%$	mit
1510V	3,0 mm	10,131 $\mu$ W	$\pm 78\%$	mit
2005V	3,0 mm	5,569 $\mu$ W	$\pm 206\%$	mit
1505V	3,0 mm	7,988 $\mu$ W	$\pm 20\%$	mit
2005C	3,0 mm	3,731 $\mu$ W	$\pm 64\%$	mit

Aus Tabelle 3.7 ist ersichtlich, dass die Abweichungen innerhalb eines Designs bei gleichem Abstand signifikant geringer sind, wenn keine Schwingungsdämpfer verwendet werden. Dies ist zum einen auf die stabilere Bestimmung des Lastwiderstandes, zum anderen auf die fehlenden Schwingungen der Motorhalterung zurückzuführen. Für eine verlässliche Bewertung der Designs nach ihrer maximalen Ausgangsleistung und Ausgangsspannung sind weitere Messungen ohne Schwingungsdämpfer für alle Designs erforderlich.

Die aufgezeigten Schwankungen in den Messergebnissen sind auf den zusätzlichen Freiheitsgrad zurückzuführen, welcher durch die Schwingungsdämpfer in das System eingebracht wurde. Aus diesem Grund sollen weiterhin nur die Messergebnisse als Grundlagen für den Vergleich mit der Simulation genutzt werden, welche nach Entfernen der Schwingungsdämpfer gewonnen wurden, da diese reproduzierbar sind.

### 3.2.4. Optische Analyse

Da es sich bei den MEMS-Harvestern um ein elektromechanisches System handelt und bereits kleine Unterschiede bei Parametern wie Balkendicke oder Magnetgröße zu teils großen Unterschieden im Schwingungs- beziehungsweise Anregungsverhalten führen können, wurde eine optische Analyse der bereits charakterisierten Harvester durchgeführt. Des Weiteren wurden zukünftig zu charakterisierende Harvester analysiert, um im Vorfeld Rückschlüsse auf die Stabilität der Bauteile und die Qualität der Fertigungsprozesse ziehen zu können.

Zunächst wurden noch nicht charakterisierte Harvester untersucht, da die Produktionscharge, aus welcher diese stammten, mit dem bloßen Auge erkennbare Beschädigungen aufwies. Die aufgebauten Harvester konnten bei dem Auswählen und Entnehmen der Bauteile von der Trägerfolie des Wafers, nur auf augenscheinliche Unversehrtheit der Oberseite überprüft werden, da die Trägerfolie undurchsichtig ist. Aus diesem Grund sollte nachträglich untersucht werden, ob Mikrobeschädigungen vorlagen, welche die Stabilität und Performance einschränken könnten. Bei dem verwendeten Mikroskop handelt es sich um das Modell Axiotron der Firma Carl Zeiss. Sämtliche Aufnahmen wurden mit einer 2,5-fachen Vergrößerung durchgeführt. Um ein Beschädigen der Proben bei Aufnahmen der Unterseite zu vermeiden, wurden die Harvester auf zwei weitere Platinen aufgelegt, damit das Bauteil nicht auflag.

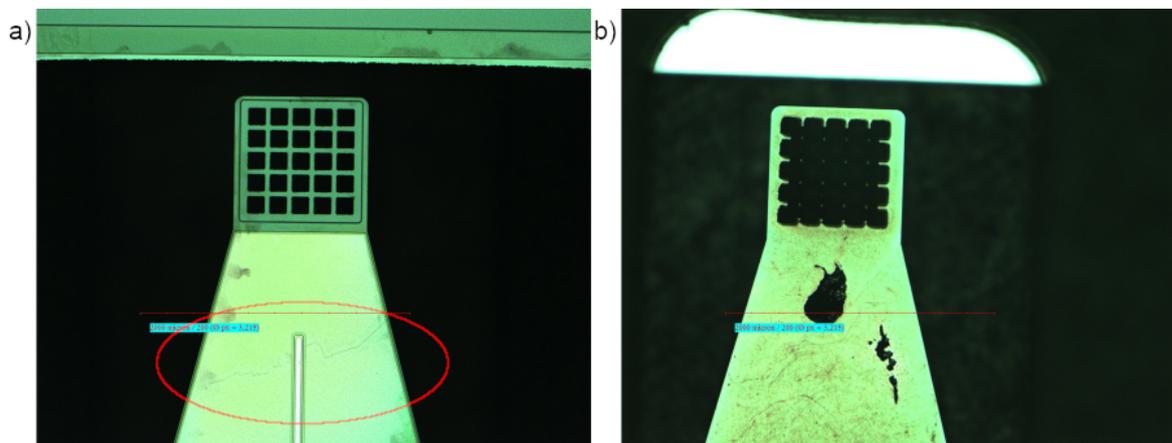


Abb. 3.23.: Aufnahme von Beschädigungen an Harvester E9 1005V vor der Charakterisierung

- a) Oberseite des Biegebalkens mit erkennbarem Haarriss
- b) Unterseite des Biegebalkens mit erkennbaren Verunreinigungen

Die Aufnahmen mit dem Mikroskop zeigten diverse Fehlerbilder bei den augenscheinlich intakten Proben auf, welche reproduzierbare Messergebnisse unrealistisch erscheinen lassen. So ist zum Beispiel in Abbildung 3.23 a) auf der Oberseite des Piezobalkens ein Haarriss quer zur Auslenkungsrichtung zu erkennen. Anhand der Aufnahme allein lässt sich nicht feststellen, wie tief dieser Riss tatsächlich ist und ob neben der Passivierung eventuell die obere Elektrode oder sogar die darunter befindliche Piezoschicht geschädigt ist. In jedem Fall stellt dieser Haarriss eine Einschränkung in der Stabilität des Bauteils dar, die durch die erkennbaren Verunreinigungen auf der Unterseite des Balkens, welche in Teil b) von Abbildung 3.23 erkennbar ist, verstärkt wird. Bei der Verunreinigung handelte es sich um Materialablagerungen, sodass sich an dieser Stelle die Dicke des Balkens, sowie die Gesamtelastizität, unterscheiden und dort folglich ein anderer Stress wirkt, als wenn keine Ablagerung vorhanden wäre. Deshalb wird der Balken wahrscheinlich früher brechen als andere Proben und somit eine geringere maximale Ausgangsleistung erbringen. Ebenfalls würde sich für diesen Balken eine andere mechanische Resonanzfrequenz ergeben, als für einen nicht verunreinigten Balken.

Neben generellen Verunreinigungen und Beschädigungen der Piezobalken sind Verunreinigungen beziehungsweise Beschädigungen der Magnetarrays ebenfalls ein Faktor, welcher die Reproduzierbarkeit und Verlässlichkeit von Messergebnissen beeinflusst. So ist in Abbildung 3.24 a) ein vermeintlich intaktes Magnetarray zu erkennen, während Teil b) der Abbildung zeigt, dass das Magnetarray auf der Unterseite stark verunreinigt und teilweise ausgelaufen ist.

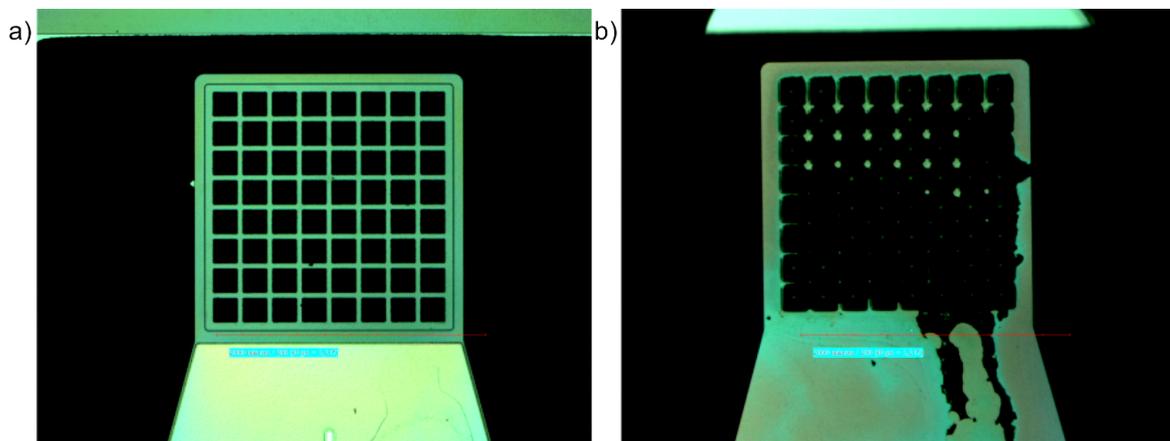


Abb. 3.24.: Aufnahme von Beschädigungen an Harvester A4 2005V vor der Charakterisierung

a) Oberseite des vermeintlich komplett intakten Magnetarrays

b) Unterseite des Magneten mit erkennbaren starken Verunreinigungen

Aus den so dargestellten Beschädigungen ergeben sich unterschiedliche Endmassen für den Biegebalken, welche das Schwingungsverhalten verändern. So ist hier nicht mehr davon auszugehen, dass das Verhalten idealisiert symmetrisch sein kann und durch die Beschädigung an den einzelnen Magneten ergeben sich unterschiedliche magnetische Kräfte im Vergleich zu einem komplett intakten Array. Dies ist darin begründet, dass sowohl die Form des Magneten, was zu einer veränderten Feldverteilung führt, als auch die Menge an vorhandenem magnetisierbarem Material abweicht. Diese Abweichung in der Menge an magnetisierbarem Material hat ein anderes magnetisches Moment und somit abweichende magnetische Kräfte zur Folge.

In Abbildung 3.25 treten sowohl die genannten Beschädigungen aus Abbildung 3.23 als auch aus Abbildung 3.24 gesammelt auf einem Baustein auf. Hinzu kommt hier noch, dass im rechten Teil von Abbildung 3.25 zu erkennen ist, dass die Magneten Abplatzungen aufweisen, welche die Form und Größe der einzelnen Magneten im Array verändern.

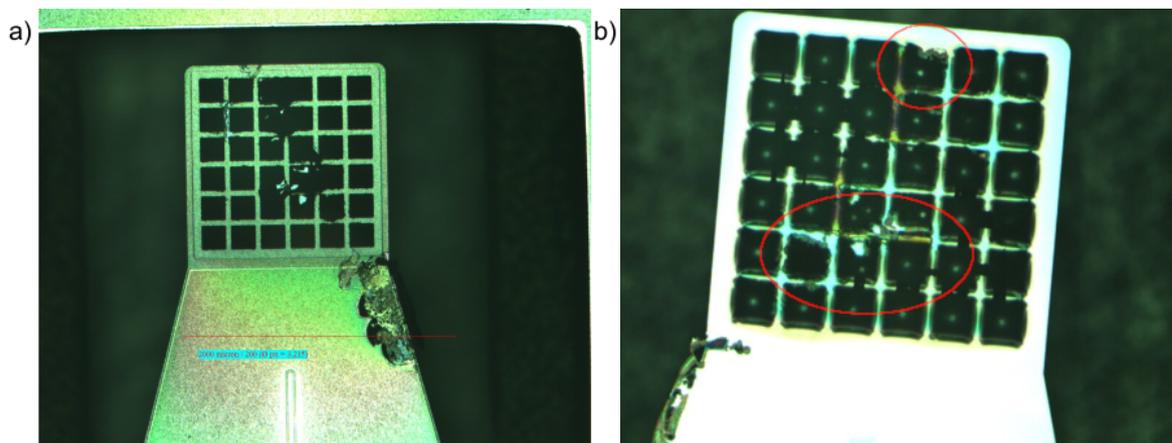


Abb. 3.25.: Aufnahme von Beschädigungen an Harvester F5 1505V vor der Charakterisierung

- a) Oberseite des Magnetarrays mit Beschädigungen des Balkens und Magnetarrays
- b) Unterseite des Magneten mit erkennbaren Beschädigungen der einzelnen Magneten

Eine solche Formabweichung der Magneten in einem Array führt dazu, dass diese einzelnen Magneten eine unterschiedliche Feldverteilung aufweisen. Dies könnte im schlimmsten Fall zu einer früheren Zerstörung des Bauteils führen, in jedem Fall beeinflusst dies aber die Magnetkraft des Magnetarrays und im Umkehrschluss auch die Auslenkung im geplanten Betrieb mit Permanentmagneten, da andere Magnetkräfte wirken, als bei einem intakten Magnetarray.

Zusätzlich zu den Beschädigungen, welche die Bauteile bereits direkt nach der Prozessierung aufweisen können, kommen Beschädigungen hinzu, welche aus einem Betrieb an der Belastungsgrenze des Bauteils herrühren. Diese Beschädigungen können zu einer vollständigen Zerstörung des Bauteils führen und so eine weitere Charakterisierung ausschließen oder aber eine Teilschädigung darstellen. Eine solche Teilschädigung ist in Abbildung 3.26 dargestellt. Der dargestellte Harvester wurde sowohl am mit Permanentmagneten bestückten Magnetrad, als auch an einem Pulvermagnetrad betrieben. In beiden Fällen konnte der Harvester eine positive Performance aufweisen.

Nach dem Betrieb am Magnetrad mit Pulvermagneten ließ die Performance des Harvesters allerdings nach und es wurde eine optische Analyse unter dem Mikroskop durchgeführt, wobei sich die in den Abbildungen 3.26 und 3.27 dargestellten Fehlerbilder ergaben. In Teil a) der Abbildung 3.26 ist ein Teilbruch und eine Abplatzung des Rahmens zu erkennen, sowie mehrere punktförmige Schädigungen. Während in Teil b) der Abbildung 3.26 eindeutig eine stressbedingte Bläschenbildung an der Kante zwischen Magnetarray und Piezobalken zu erkennen ist.

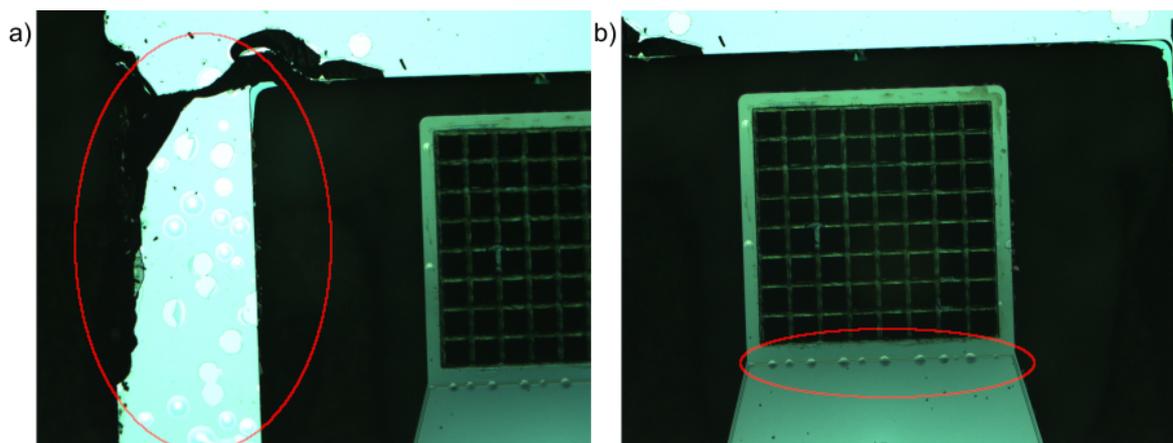


Abb. 3.26.: Aufnahme von Beschädigungen am Magnetarray und Rahmen von Harvester W5 C7 2005V nach der Charakterisierung

- a) Abplatzung und Bruch des Bauteilrahmens nach Betrieb am Powder-MEMS Magnetrad
- b) Stressbedingte Beschädigungen an der Kante der Piezoschicht zum Magnetarray

Die beschriebene Stressbläschenbildung findet sich auch in Abbildung 3.27 a) an der Verankerung des Balkens wieder. Zusätzlich zu den Stressbläschen an den Übergängen vom dünnen Piezobalken zu Schichten unterschiedlicher Dicke, hier Bauteilrahmen und Magne-

tarray, sind auf dem Balken dieselben kreisförmigen Beschädigungen auf der Topelektrode erkennbar wie in Abbildung 3.26 a). Diese Beschädigungen könnten einen negativen Einfluss auf die Performance und Stabilität des Bauteils haben.

Bei Betrachtung von Teil b) der Abbildung 3.27 ist eine Beschädigung der Leiterbahn, welche die Topelektrode mit den Bondpads verbindet, erkennbar, was eine Erklärung für die schlechtere Performance sein kann. Neben der Beschädigung lässt sich auch gut eine Verunreinigung des Bauteils erkennen, welche vor der Charakterisierung nicht vorhanden war.

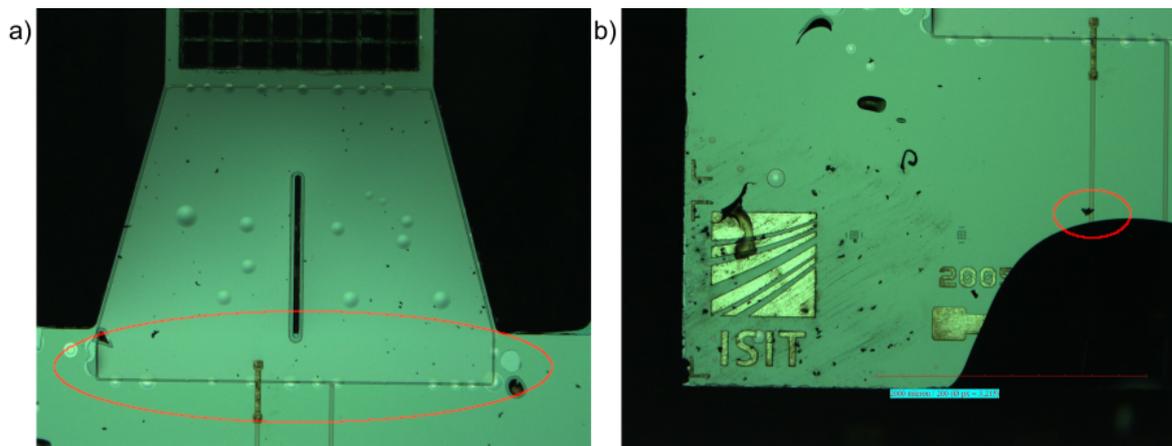


Abb. 3.27.: Aufnahme von Beschädigungen am Balken und Rahmen von Harvester W5 C7 2005V nach der Charakterisierung

- a) Stressbläschen und punktförmige Schädigungen auf dem Piezobalken
- b) Beschädigung der Leiterbahn vom Bondpad zur Oberseitelektrode

Bedingt durch die Abplatzungen, sowie die punktförmigen Schädigungen und Verunreinigungen, ist es wahrscheinlich, dass durch die Magnetisierung des Harvesters womöglich einzelne Partikel aus den Pulvermagneten des Magnetrades gelöst wurden und auf dem Bauteil aufgeschlagen sind. Für diese Theorie spricht, dass die Beschädigungen und Abplatzungen großflächig über das Bauteil verteilt aufgetreten sind. Die Teilschädigung am Übergang zwischen dem Magnetarray und dem Piezobalken, sowie zwischen dem Piezobalken und seiner Verankerung, sprechen gegen eine weitere Charakterisierung des Bauteils, da diese mit einem hohen Bruchrisiko einhergehen würde, während die Performance aufgrund der Beschädigungen wahrscheinlich nicht aussagekräftig für dieses Design wäre.

Neben der Überprüfung intakter Bauteile war es ebenfalls von Interesse, während der Charakterisierung zerstörte Harvester unter dem Mikroskop zu betrachten, um Rückschlüsse auf die genaue Bruchursache ziehen zu können. Dafür wurde eine Untersuchung der

Bruchstellen unter Verwendung eines Raster-Elektronen-Mikroskops durchgeführt. Verwendet wurde das Modell Crossbeam 1540EsB der Firma Carl ZEISS.

Für die Überprüfung der Bruchstellen wurden sowohl magnetisierte als auch nicht magnetisierte Proben betrachtet, die bei der Charakterisierung zerstört wurden. Obwohl nicht alle Proben magnetisiert waren, ergab sich für so gut wie alle Proben dasselbe Bruchmuster. In fast allen Fällen bricht das Magnetarray an der ersten Magnetreihe ab. In Abbildung 3.28 ist die Bruchstelle eines Harvesters mit  $29\ \mu\text{m}$  Siliziumdicke dargestellt, welcher nicht magnetisiert wurde und bei linearer Anregung am Shaker gebrochen ist. Bei Betrachtung von Teil a) der Abbildung 3.28, der in 1000-facher Vergrößerung die Bruchstelle eines Siliziumstegs zwischen zwei Magneten zeigt, wird klar, warum dies der Fall ist. In der Abbildung sind die Kavitäten, welche mit dem NdFeB-Pulver befüllt wurden, rot markiert. Diese Kavitäten stellen eine Perforation der Siliziumgrundfläche des Magnetarrays dar und schränken somit die Stabilität ein.

Prinzipiell beruht die gesamte Stabilität des Magnetarrays auf den  $40\ \mu\text{m}$  Siliziumstegen zwischen den einzelnen Magneten. Die Bruchstelle ist in Abbildung 3.28 b) erneut in 2000-facher Vergrößerung dargestellt. In der Abbildung ist klar die Piezoschicht auf der Balkenoberseite zu erkennen. Zusätzlich dazu lässt sich sehr gut erkennen, dass eine Verjüngung des Siliziumbalkens zur rechten Seite vorhanden ist, was eine Einschränkung in der Stabilität zur Folge hatte. Es ist wahrscheinlich, dass die Schwankungen in der Dicke prozessbedingt sind, da der Prozess noch nicht vollkommen ausgereift ist und somit weiterer Optimierungen bedarf. Da der dargestellte Bruch nicht am Magnetrad unter Rotation, sondern bei linearer Anregung am Shaker entstanden ist, kann ausgeschlossen werden, dass die Verjüngung durch Torsion bei der Charakterisierung entstanden ist.

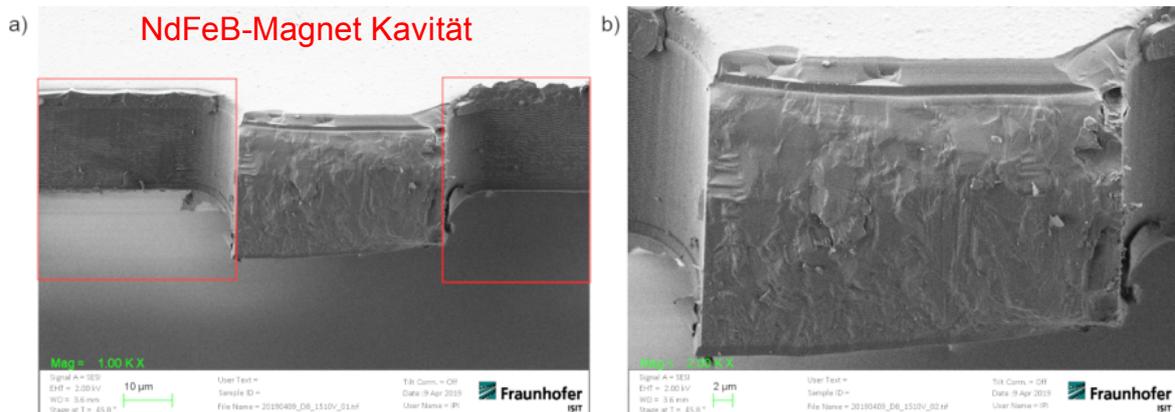


Abb. 3.28.: Bruchstellenaufnahme von Harvester W19 D9 1510V nach der Charakterisierung  
 a) Aufnahme der Bruchstelle des Magnetarrays  
 b) Nahaufnahme der Bruchstelle, Verjüngung des Siliziumbalkens zur rechten Seite erkennbar

Um die Einflüsse des Betriebes vor Permanentmagneten zu betrachten, wurden ebenfalls Aufnahmen von der Rückseite eines am Magnetrad abgebrochenen Magnetarrays angefertigt. Bei dem abgebrochenen Magnetarray handelte es sich um ein Array mit  $8 \cdot 8$  Magneten, das größtmögliche Magnetarray der aktuellen Harvestergeneration.

In Abbildung 3.29 a) sind Beschädigungen der einzelnen Magnethüllen rot markiert. Es ist erkennbar, dass an einigen Stellen NdFeB-Pulver aus den Einzelmagneten ausgetreten ist und sich somit die Masse, sowie die Magnetkraft des Magneten verändert hat. In Teil b) der Abbildung ist zu erkennen, dass die ALD-Hülle eines Einzelmagneten stehen geblieben ist, während der gesamte Pulvermagnet von einem der benachbarten Magneten angezogen wurde. In der dahinterliegenden Reihe des Magnetarrays wurden die Magneten vollständig abgerissen. Diese, durch den Betrieb am Magnetrad mit Permanentmagneten hervorgerufenen, Beschädigungen der Harvestermagneten zeigen auf, dass die Krafteinwirkung durch die Permanentmagneten zu groß für die ALD-Hüllen der Harvestermagneten ist.

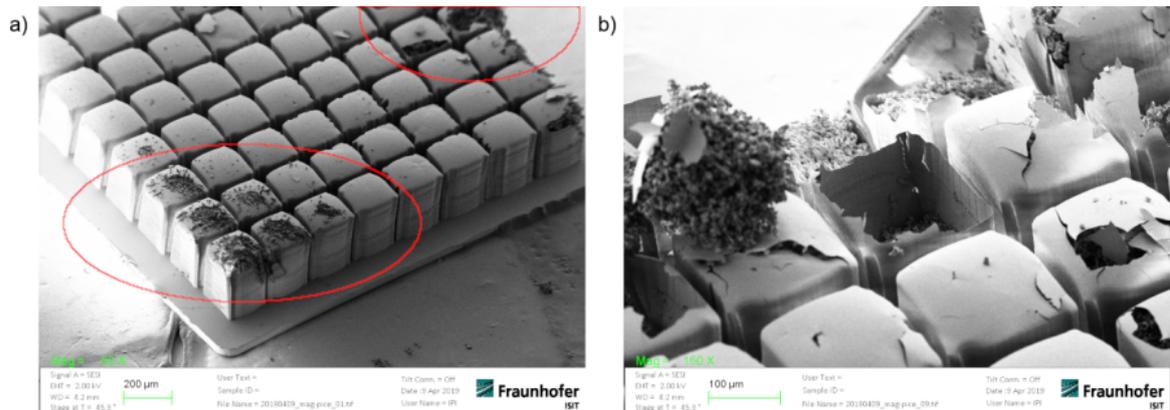


Abb. 3.29.: Raster-Elektronen-Mikroskopaufnahme eines bei der Charakterisierung abgebrochenen Magnetarrays

- a) Ansicht von oben, aufgeplatzte Magneten mit ausgetretenem NdFeB-Pulver erkennbar
- b) Nahaufnahme eines aufgeplatzten Magneten, leere ALD-Hülle erkennbar, NdFeB-Pulvermagnet wurde vom nächstgelegenen Magneten angezogen

Die in den optischen Analysen der Bauteile festgestellten Abweichungen in der Gleichmäßigkeit der Balkendicke, Form und Füllmenge der Magneten, sowie Symmetrie des Magnetarrays haben zum Teil starken Einfluss auf die Eigenschaften der Bauteile und können ein Grund für die variierenden Messergebnisse sein. Die veränderten Bauteileigenschaften sind relevant bei den in Kapitel 4 beschriebenen COMSOL-Simulationen für die Eigenfrequenzen, Oberflächenstress und daraus resultierendes elektrisches Potential.

# 4. Simulation mit COMSOL Multiphysics

## 4.1. Modellaufbau

Für die Simulation der Harvester in COMSOL Multiphysics war es erforderlich, Modelle aller neun verschiedenen Designs anzufertigen. Aufgrund des Einflusses der Balkendicke auf das Schwingungsverhalten für einseitig eingespannte Balkenstrukturen, wie in Kapitel 2.3.1 beschrieben, mussten von jedem Design zwei Modelle für die unterschiedlichen Siliziumdicken angefertigt werden. Sämtliche Maße, die für die Modellierung verwendet wurden, sind den Prozessmasken für die Waferprozessierung entnommen worden. Schwankungen der Fertigungsprozesse und die daraus resultierenden, in Kapitel 3.4 beschriebenen, Abweichungen der Bauteileigenschaften wurden in den Simulationen nicht berücksichtigt.

Die Harvestermodelle haben einen grundsätzlich identischen Aufbau. Dieser Aufbau besteht aus dem Magnetarray, dem Biegebalken mit der aufgetragenen Piezoschicht und dem Rahmen. Der Rahmen entspricht hier der Stelle, an welcher der Siliziumbalken in den Rahmen übergeht und die Piezofläche auf dem Rahmen aufliegt. Für den Aufbau der einzelnen Modelle wurden zunächst die einzelnen Magnetarrays vorbereitet, sodass diese in die finalen Modelle importiert werden konnten und es keine Abweichungen zwischen den Magneten unterschiedlicher Designs gibt. Hierfür wurde ein Polysiliziumquader mit entsprechenden Außenmaßen und entsprechender Dicke erstellt. Auf einer, zur Grundfläche des Quaders parallelen, Arbeitsebene wurden dann die Grundflächen der einzelnen Magnetsäulen gezeichnet und extrudiert. Diese extrudierten Säulen wurden von der Grundfläche des Siliziumquaders abgezogen, um die in das Polysilizium geätzten Kavitäten nachzubilden. Ein erneutes Extrudieren um  $400\ \mu\text{m}$  der Säulen entspricht dann den mit NdFeB-Pulver gefüllten Kavitäten.

Die Balkenform wurde, wie auch die Magnetsäulen, auf einer Arbeitsebene als Polygon gezeichnet. Die Eckpunkte des Trapezes wurden aus den Maskendaten berechnet und manuell eingegeben. Diese Polygone wurden entsprechend der gewünschten Siliziumdicke von  $29\ \mu\text{m}$  beziehungsweise  $39\ \mu\text{m}$  für den Balken und  $2\ \mu\text{m}$  Piezoschichtdicke extrudiert. Für die Piezoschicht wurde ein entsprechender Versatz um die Dicke der Siliziumschicht verwendet, damit die Piezoschicht auf dem Siliziumbalken aufliegt. Auf eine Modellierung der Ober- und Unterseitenelektroden wurde aufgrund der Schichtdicken verzichtet. Eine Schichtdicke von  $100\ \text{nm}$  würde für die Berechnung ein sehr feines Gitternetz benötigen. Dies würde eine stark verlängerte Berechnungszeit nach sich ziehen, bei geringem Einfluss auf die Eigenfrequenzen. Dadurch, dass die Balkendicke insgesamt  $31\ \mu\text{m}$  beziehungsweise  $41\ \mu\text{m}$  umfasst, können  $200\ \text{nm}$  Elektrodendicke als vernachlässigbar betrachtet werden.

Der Schlitz in der Mitte des Balkens wurde durch einen einfachen Quader modelliert, welcher von der bisherigen Balkenstruktur subtrahiert wurde.

Finaler Bestandteil der verschiedenen Modelle ist die Auflagefläche der Piezoschicht auf dem Harvesterrahmen. Diese Auflagefläche wurde modelliert, um den Einfluss der Hebelwirkung an der Auflagekante betrachten zu können. Die Größe der Auflagefläche wurde ebenfalls den Designmasken entnommen. Die Polysiliziumdicke an dieser Stelle wurde mit  $500\ \mu\text{m}$  angenommen. Da die Auflage als unbeweglich modelliert wurde, hat die Auflagendicke allerdings keinen Einfluss auf die zu simulierenden Eigenfrequenzen. Als finaler Schritt in der Geometriedimensionierung für das Modell wird die gesamte Geometrie zu einer Einheit zusammengefügt. In Abbildung 4.1 ist die Schrägansicht auf das COMSOL Modell für das Design 1005V mit  $29\ \mu\text{m}$  Polysiliziumdicke dargestellt. Auf eine Modellierung der vollständigen äußeren Rahmenstruktur wurde verzichtet, um das Modell möglichst einfach und den Simulationsaufwand möglichst gering zu halten.

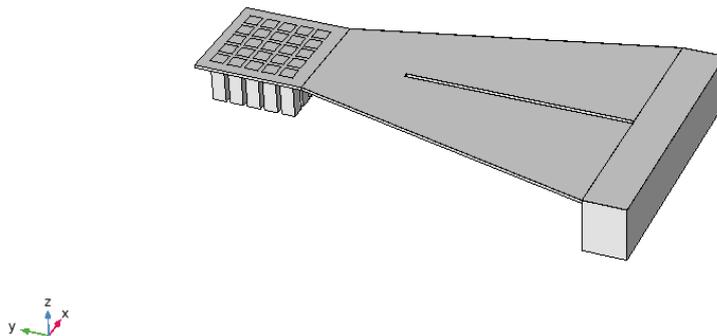


Abb. 4.1.: COMSOL-Modell des Designs 1005V mit  $29\ \mu\text{m}$  Balkendicke

Für die einzelnen Schichten wurden die dem Design entsprechenden Materialien verwendet. Den Magnetsäulen wurde NdFeB als Material zugewiesen, dem Biegebalken, der Magnetarraygrundfläche und der Auflagefläche polykristallines Silizium und der Piezoschicht Aluminiumnitrit. Die Materialien wurden der Materialbibliothek von COMSOL entnommen und verfügten somit bereits über, die für die weiteren Berechnungen benötigten, Materialkonstanten. Für die geplanten Simulationen mussten zusätzlich noch mehrere Randbedingungen festgelegt werden, damit das Modell für die Berechnungen ausreichend definiert ist.

Für die Eigenfrequenzanalyse des Balkens war es erforderlich, sogenannte Festlager anzugeben, an denen das Modell fest eingespannt wird. Für die erstellten Modelle wurden hierfür alle Seitenflächen der Balkenaufgabe verwendet, da der Harvesterrahmen im Betrieb näherungsweise bewegungslos sein sollte. Zusätzlich musste festgelegt werden, welche Schichten als linear-elastisches Material zu betrachten sind und welche Schichten für die piezoelektrische Kopplung genutzt werden, da hierfür unterschiedliche Koeffizienten zur Berechnung genutzt werden.

Für die Bestimmung des Oberflächenpotentials war es erforderlich ein Bezugspotential über eine Erdung einzubringen. Als Erdung wurde die Unterseite der Piezoschicht ausgewählt, da dort im realen Bauteil die Unterseitenelektrode angebracht ist und das Ausgangssignal der Harvester als Differenz der beiden Elektrodensignale betrachtet werden kann. Neben den Festlagern ist für die Bestimmung des Oberflächenstress und des Potentials eine Krafteinwirkung erforderlich, hierfür wurde eine Oberflächenlast verwendet, welche auf die Stirnflächen der Magnetsäulen gegeben wird. Die verwendeten Werte für die Oberflächenlast entsprechen den mittels Dipolapproximation berechneten magnetischen Kräften für die verschiedenen Magnetarraygrößen.

Da es sich bei COMSOL Multiphysics um eine Finite Elemente (FEM) Simulationssoftware handelt, soll nachfolgend kurz auf das Prinzip dieser Simulationsart eingegangen werden. Für komplizierte geometrische Systeme sind Berechnungen von Verformungen und Spannungen nicht trivial, sodass es einfacher ist, die Geometrien in kleinere Einzelgeometrien endlicher Größe herunterzubrechen. Diese kleineren, vereinfachten Geometrien werden als finite Elemente bezeichnet. Die Verbindungen zwischen diesen Elementen werden als Knoten bezeichnet, wobei als Vereinfachung vorausgesetzt wird, dass benachbarte Elemente nur an Knotenpunkten aufeinander einwirken können. Für die Berechnungen der finiten Elemente ergeben sich Matrizen deren Größe proportional zur Anzahl an Knoten im System ist [17].

Die Einstellungen bezüglich der Anzahl finiter Elemente, welche für das Modell gelten, werden über das sogenannte *Mesh* oder die Vernetzung des Modells vorgenommen. Ein feineres Mesh ergibt eine feinere Auflösung, da entsprechend mehr Knotenwerte bestimmt werden, gleichzeitig steigt allerdings auch die Simulationszeit stark an. Es muss ein Kompromiss zwischen ausreichend hoher Auflösung und möglichst geringer Simulationszeit gefunden werden. Aufgabe der Simulationssoftware ist es anschließend, eine Gleichung zu finden, deren Ergebnisse für alle Knoten innerhalb der eingestellten Fehlertoleranzen liegt. Problematisch hierbei kann sein, dass für die eingestellten Randbedingungen und die Knotenanzahl keine konvergierende Lösung innerhalb der Fehlertoleranz bestimmbar ist. Ist dies der Fall kann entschieden werden, die Fehlertoleranz anzuheben, sodass die Modellgenauigkeit sinkt, oder die Randbedingungen beziehungsweise die Knotenanzahl

zu verändern, sodass wieder eine konvergierende Lösung gefunden werden kann. Dies ist ein zum Teil langwieriger, iterativer Prozess, bei dem für jedes Modell eigene Prioritäten festgelegt werden müssen.

In Abbildung 4.2 ist exemplarisch das Mesh für das in Abbildung 4.1 dargestellte Modell zu sehen.

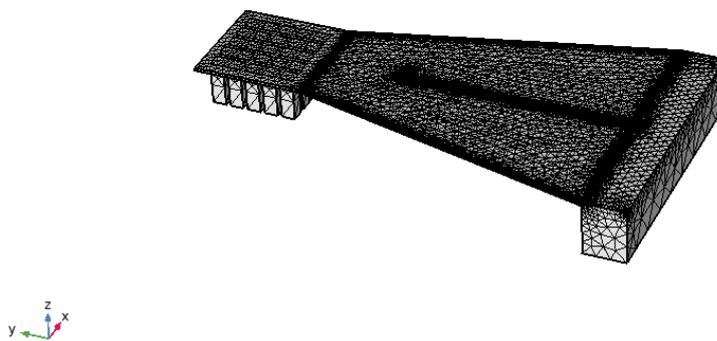


Abb. 4.2.: Darstellung der Vernetzung des Designs 1005V mit  $29 \mu\text{m}$

Der Fokus bei der Festlegung der Einstellungen für das Mesh wurde für die Modelle auf die Kanten des Modells gelegt. An den Übergängen zwischen unterschiedlichen Balkendicken, wie unter anderem zwischen Biegebalken und Auflagefläche, ist der größte Stress zu erwarten. Dadurch wurden für diesen Bereich kleinere Elementgrößen gewählt, als für erwartungsgemäß stressärmere Bereiche, wie beispielsweise die Festlager. Die Mesh-Einstellungen wurden für alle Modelle übernommen, sodass sich, je nach Modellabmessungen, eine Anzahl von Freiheitsgraden zwischen 400.000 und 600.000 ergab. Dies war ein guter Kompromiss zwischen Auflösung und Simulationszeit, um den Einfluss verschiedener Parameter auf die Simulationsergebnisse zu überprüfen.

## 4.2. Eigenfrequenzanalyse

Für die Bestimmung der Eigenfrequenzen stellt COMSOL Multiphysics einen eigenen Studientypen bereit, welcher die gewünschte Anzahl an Eigenfrequenzen für ein Modell bestimmt und diese anschließend graphisch darstellt. Im Rahmen dieses Studientyps werden zuvor eingegebene mechanische Randbedingungen, wie beispielsweise auf das Magnetarray wirkende Kräfte ignoriert und es wird die reine Eigenfrequenz des Balkens in Abhängigkeit von seinen Abmessungen bestimmt. Wie bereits in Kapitel 2.3.3 erläutert wurde, hat die Dämpfung keinen Einfluss auf den Realteil der Eigenfrequenz. Für gedämpfte Systeme ergibt sich eine vom Realteil identische Eigenfrequenz mit einem zusätzlichen Imaginärteil, welcher nur Einfluss auf das Ausschwingverhalten und die Schwingungsamplitude hat. In Abbildung 4.3 ist exemplarisch die Seitenansicht der ersten Eigenmode für das Harvesterdesign 1005V mit einem  $29\ \mu\text{m}$  dicken Siliziumbalken dargestellt.

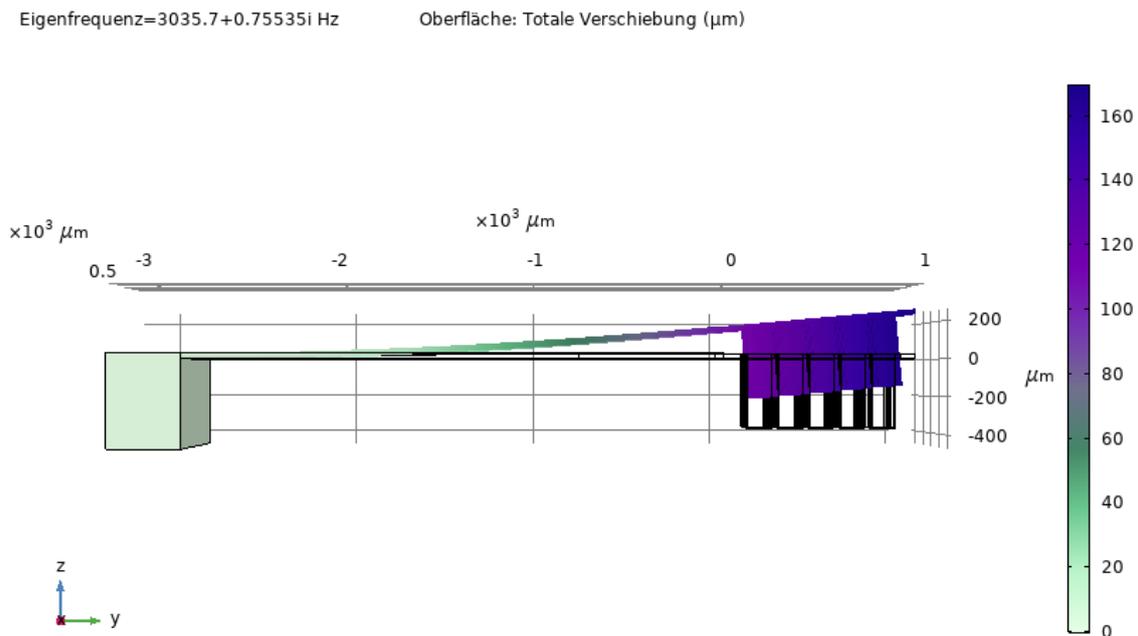


Abb. 4.3.: Seitenansicht der ersten simulierten Eigenfrequenzmode für das Modell des 1005V Designs mit einer Siliziumbalkendicke von  $29\ \mu\text{m}$

Die dargestellte Auslenkung ist allerdings nicht maßstabsgetreu und nicht mit reellen Auslenkungen zu vergleichen, da die Simulation wirkende Kräfte bei der Eigenfrequenzbestimmung außer Acht lässt. Somit lassen sich keine Rückschlüsse auf realistische Auslenkungsamplituden ziehen.

Bedingt durch die Schlitzung in der Mitte des Balkens ergeben sich zudem zusätzliche Moden, welche bei Frequenzen zwischen den ersten drei Eigenmoden für eine durchgehende Balkenstruktur angesiedelt sind. Eine solche Zwischenmode ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Hierbei handelt es sich um die vierte simulierte Eigenmode, bei welcher, durch die Schlitzung, beide Balkenteile gegenläufig in Schwingung geraten können und zu einer Torsion des Magnetarrays führen. Solche möglichen Eigenmoden könnten im Betrieb zu einer sofortigen Zerstörung des Bauteils führen, sind aber aufgrund des hohen Frequenzwertes von hier über 40 kHz schwierig anzuregen.

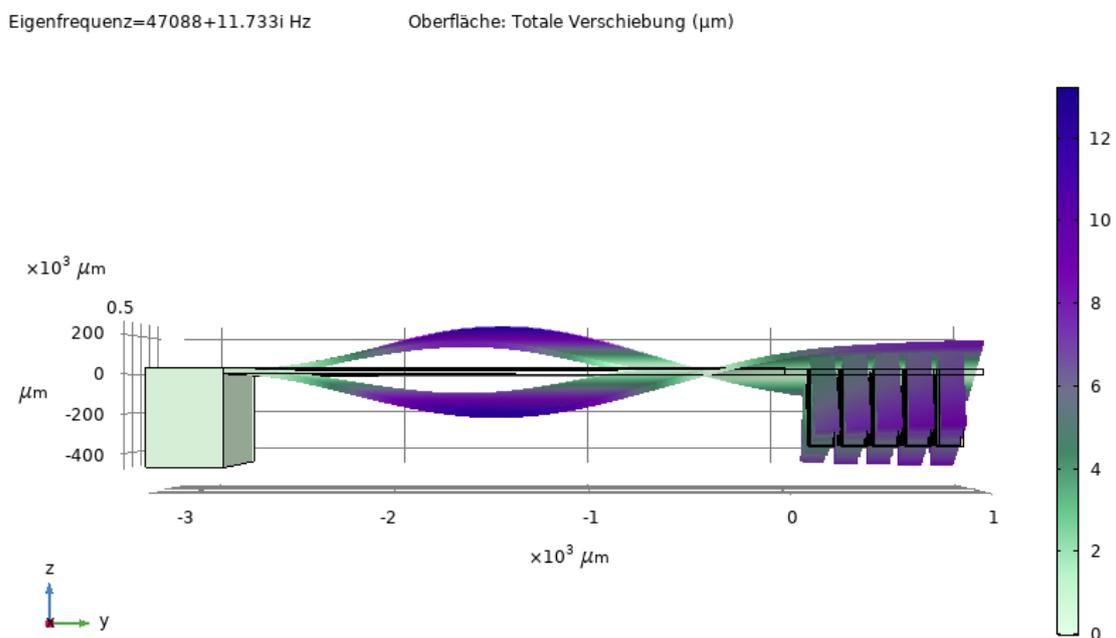


Abb. 4.4.: Seitenansicht der vierten simulierten Eigenfrequenzmode für das Modell des 1005V Designs mit einer Siliziumbalkendicke von 29 μm

Die möglichen Zwischenmoden sind designabhängig unterschiedlich und sollten hier nur der Vollständigkeit halber kurz erwähnt werden, um das Risiko einer halbseitigen Anregung des Balkens aufzuzeigen.

Wie in Kapitel 2.3.2 bereits erwähnt, ließen sich die Eigenfrequenzen der Harvester durch Änderung diverser Parameter verschieben. Änderungen von Balkenlänge, -material und -dicke, Magnetgröße und -material sowie Basisbreite führten zu zum Teil signifikanten Verschiebungen. Die Simulationen bestätigten, dass längere, dünnere Balken niedrigere Eigenfrequenzen aufweisen, da diese Strukturen weniger steif sind. Ähnliche Effekte lassen

sich auch mit einer Vergrößerung der Masse an der Balkenspitze oder einer Änderung des Balkenmaterials erreichen. Nachfolgend sollen in Tabelle 4.1 die simulierten Realteile der Eigenfrequenzen für die verschiedenen idealisierten Harvesterdesigns dargestellt werden.

Tab. 4.1.: Ergebnisse der Eigenfrequenzsimulation für die verschiedenen Harvesterdesigns

Design	Siliziumdicke	Realteil der ersten Eigenmode
2010V	39 $\mu\text{m}$	3383,9 Hz
2010V	29 $\mu\text{m}$	2341,6 Hz
1510V	39 $\mu\text{m}$	3833,1 Hz
1510V	29 $\mu\text{m}$	2659,5 Hz
1010V	39 $\mu\text{m}$	5033,8 Hz
1010V	29 $\mu\text{m}$	3584,1 Hz
2005V	39 $\mu\text{m}$	3131,7 Hz
2005V	29 $\mu\text{m}$	2166,1 Hz
1505V	39 $\mu\text{m}$	3416,9 Hz
1505V	29 $\mu\text{m}$	2370,1 Hz
1005V	39 $\mu\text{m}$	4273,1 Hz
1005V	29 $\mu\text{m}$	3035,7 Hz
2000X	39 $\mu\text{m}$	2782,0 Hz
2000X	29 $\mu\text{m}$	1924,1 Hz
2005C	39 $\mu\text{m}$	3794,8 Hz
2005C	29 $\mu\text{m}$	2623,5 Hz
2010C	39 $\mu\text{m}$	4634,2 Hz
2010C	29 $\mu\text{m}$	3206,2 Hz

Die mittels Eigenfrequenzanalyse ermittelten Realteile für die verschiedenen Designs werden anschließend in Kapitel 4.5 mit den messtechnisch Frequenzen ermittelten gegenübergestellt.

### 4.3. Biegestress-Simulation

Neben der Eigenfrequenzanalyse stellt COMSOL Studientypen für die Untersuchung der Modelle bei vorgegebenen Frequenzen bereit. Mit einer solchen Frequenzstudie lässt sich das Modell bei den zuvor bestimmten Eigenfrequenzen betrachten.

Da für die Frequenzstudien, im Gegensatz zur Eigenfrequenzanalyse, die mechanischen Randbedingungen mit einbezogen werden, war es zunächst erforderlich die magnetischen Kräfte, welche durch die magnetische Anregung entstehen, abzuschätzen. Hierfür wurde die in Kapitel 2.2.3 vorgestellte Dipolapproximation verwendet. Die so bestimmten Werte aus Tabelle 3.4 wurden als Grundlage für die Simulation verwendet. Sie wurden als Oberflächenlast auf den Stirnflächen der einzelnen Magnetoberflächen definiert. Für das Design 1005V mit einer Siliziumdicke von  $29 \mu\text{m}$  ergibt sich bei Anregung mit der Eigenfrequenz und einem materialbedingten Dämpfungsfaktor von  $\eta_s = 1,14 \cdot 10^{-4}$  eine Stressverteilung wie in Abbildung 4.5 dargestellt.

Damp=1.14E-4, Force=3.991E-6 freq(58)=3035.7 Hz Isolinien: von Mises-Spannung (GPa)

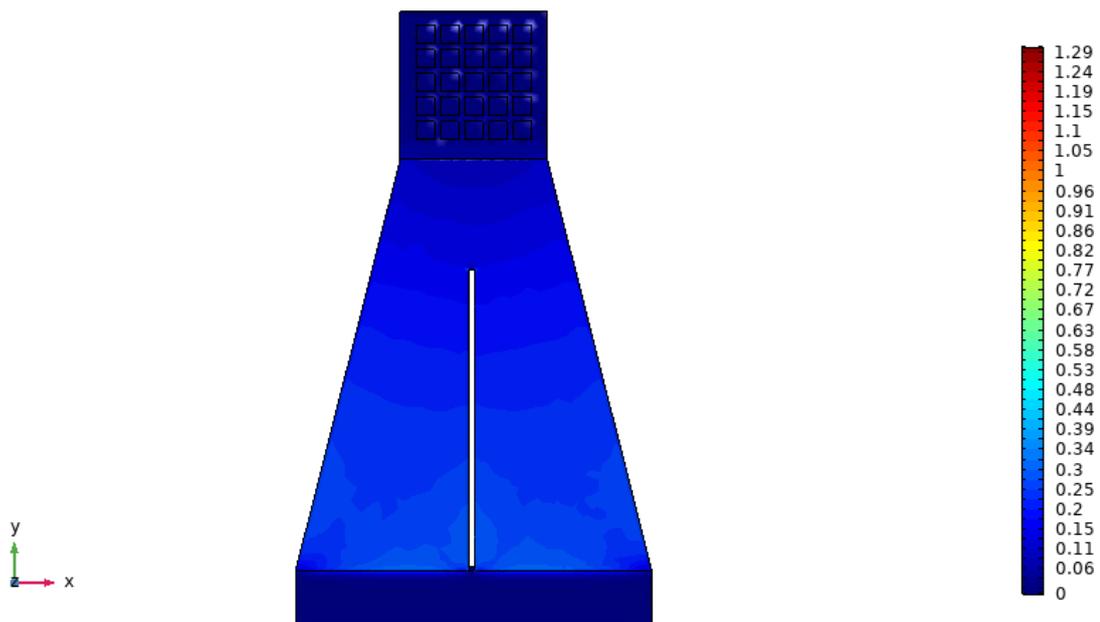


Abb. 4.5.: Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester bei  $29 \mu\text{m}$  Siliziumdicke bei der ersten Eigenfrequenz und einer Kräfteinwirkung von  $3 \mu\text{N}$  auf das Magnetarray

Der größte Flächenstress wirkt an der Balkenaufhängung, was sich mit den Bruchstellen

einiger charakterisierter Harvester aus Kapitel 3.4 deckt. Des Weiteren wirkt ein hoher punktueller Stress an scharfen Kanten im Inneren der Balkenstruktur. Dies sind beispielsweise die Eckpunkte des Schlitzes im Balken, sowie die Ecken der einzelnen Magnetsäulen. Der Stress an den Eckpunkten des Schlitzes ist für dieses Modell nur von geringer Relevanz, da der tatsächliche Schlitz abgerundete Enden aufweist und somit ein weniger abrupter Übergang zwischen Vollmaterial und Luft stattfindet. Der hohe Stress an den Eckpunkten der einzelnen Magneten deckt sich mit den Beobachtungen aus Kapitel 3.4, dass die meisten Harvester an der ersten Magnetreihe gebrochen sind. Die Größenordnung des an diesen Stellen wirkenden Stresses ist so groß, dass die  $40\ \mu\text{m}$  breiten Siliziumstege zwischen den Magnetsäulen diesem nicht dauerhaft standhalten können.

Unter Verwendung der beiden bestimmten Magnetkräfte ergibt sich dann für den Mittelwert des Oberflächenstresses in einem Bereich von 5 Hz um die erste Eigenfrequenz ein Kurvenverlauf wie in Abbildung 4.6.

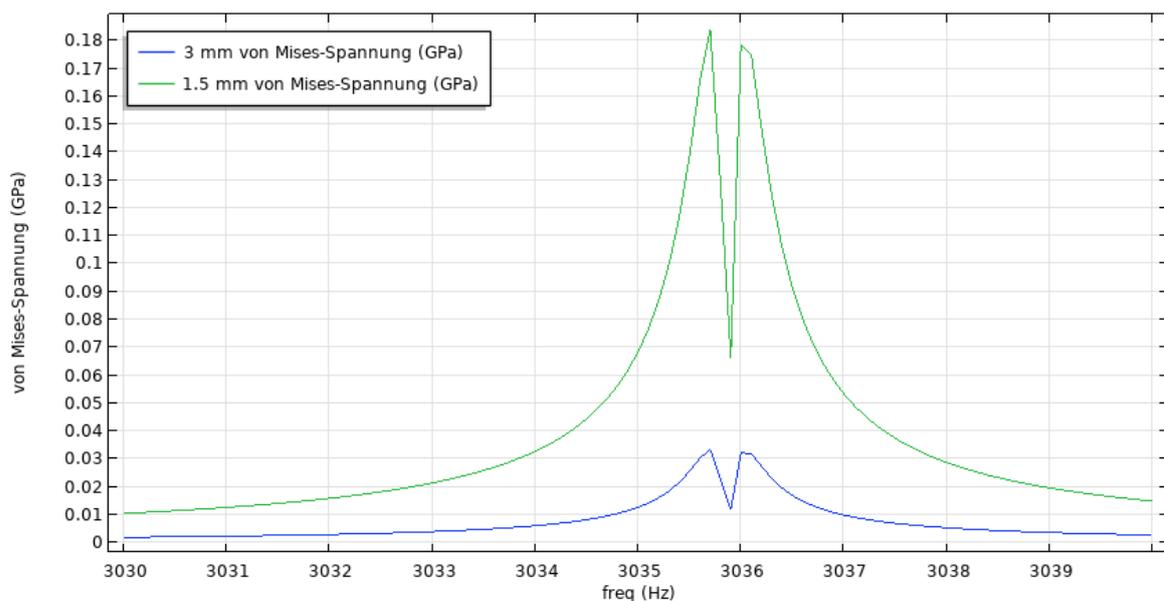


Abb. 4.6.: Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester bei  $29\ \mu\text{m}$  Siliziumdicke in einem Bereich von 5 Hz um die erste Eigenfrequenz

Die Signalform entspricht weitestgehend den Erwartungswerten, nach denen bei der Eigenfrequenz der maximale Stress auf die Oberfläche wirkt. Ebenfalls ergibt sich für eine geringere Magnetkraft ein geringerer Oberflächenstress, bedingt durch eine geringere Auslenkung. Entgegen der Erwartung wird der maximale Mittelwert für den Oberflächenstress nicht bei der Eigenfrequenz, sondern bei Frequenzen  $\pm 0,2\ \text{Hz}$  neben der Eigenfrequenz

erreicht. Dies könnte auf eine geringere Auflösung der verwendeten Löserkonfiguration zurückzuführen sein. Für feinere Lösereinstellungen konnten keine konvergierenden Lösungen gefunden werden, sodass die Genauigkeit der gefundenen Lösung .

Die Ergebnisse der Simulation des Oberflächenstressses gehen maßgeblich in die Simulation zur Bestimmung des elektrischen Potentials im nachfolgenden Kapitel 4.4 ein.

## 4.4. Elektrisches Potential

Bedingt durch die, in Kapitel 2.4 erläuterte, Kopplung von mechanischem Stress und elektrischem Potential, hat die zuvor bestimmte Oberflächenstressverteilung einen maßgeblichen Einfluss auf das elektrische Potential der Piezofläche. Für die in Kapitel 4.3 simulierte Stressverteilung des Designs 1005V mit  $29 \mu\text{m}$  Siliziumdicke,  $3,991 \mu\text{N}$  Krafteinwirkung und einem materialbedingten Dämpfungsfaktor von  $\eta_s = 1,14 \cdot 10^{-4}$  ergibt sich die in Abbildung 4.7 dargestellte Verteilung für das elektrische Potential der Oberfläche.

Damp=1.14E-4, Force=3.991E-6 freq(58)=3035.7 Hz Oberfläche: Elektrisches Potential (V)

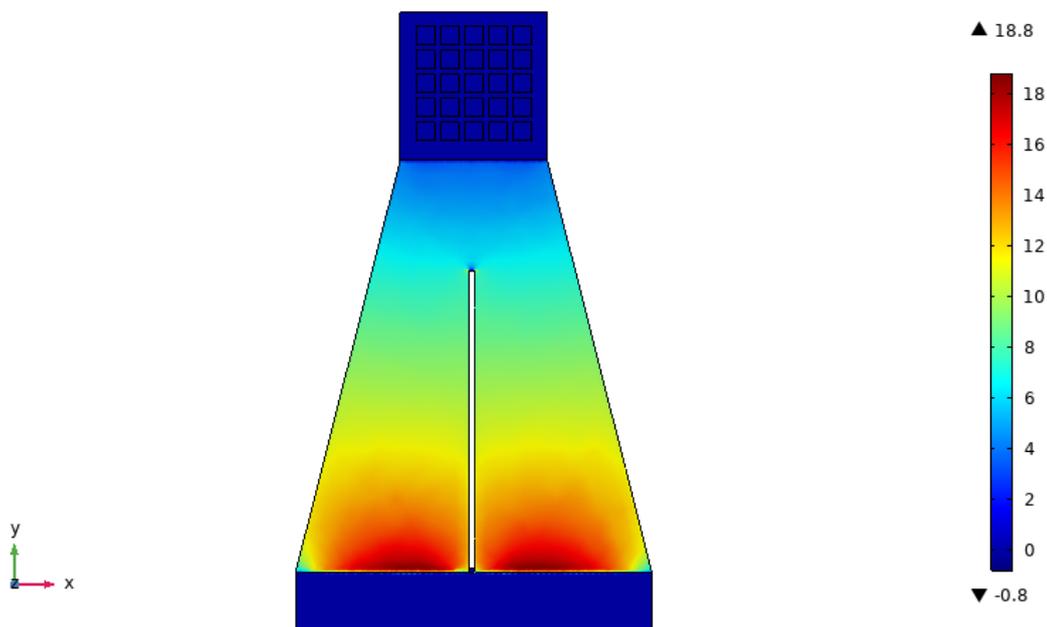


Abb. 4.7.: Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester mit  $29 \mu\text{m}$  Siliziumdicke bei der ersten Eigenfrequenz und einer Krafteinwirkung von  $3,991 \mu\text{N}$  auf das Magnetarray

Die Verteilung des elektrischen Potentials auf der Oberfläche lässt sich durch die, in Abbildung 4.5 dargestellte, Stressverteilung erklären. Aufgrund der Aufhängung an der unbeweglichen Siliziumauflage ergibt sich durch die Hebelwirkung der größte Flächenstress an der Aufhängungskante. Das elektrische Potential nimmt mit steigendem Abstand zur Aufhängungskante und schmäler werdender Balkenbreite ab. Durch die Verringerung der Balkenbreite verliert der Balken immer weiter an Steifigkeit, sodass eine geringere Kraft für die Auslenkung benötigt wird und ein geringerer Stress auf der Oberfläche entsteht.

Die Umrechnung des elektrischen Potentials in eine Ausgangsspannung für den Leerlaufzustand erfolgt vereinfacht über die Mittelwertbildung des elektrischen Oberflächenpotentials. Für die beiden zuvor bestimmten Werte für die Magnetkraft aus Tabelle 3.4 ergibt sich für einen ungedämpften Harvester der in Abbildung 4.8 dargestellte Verlauf.

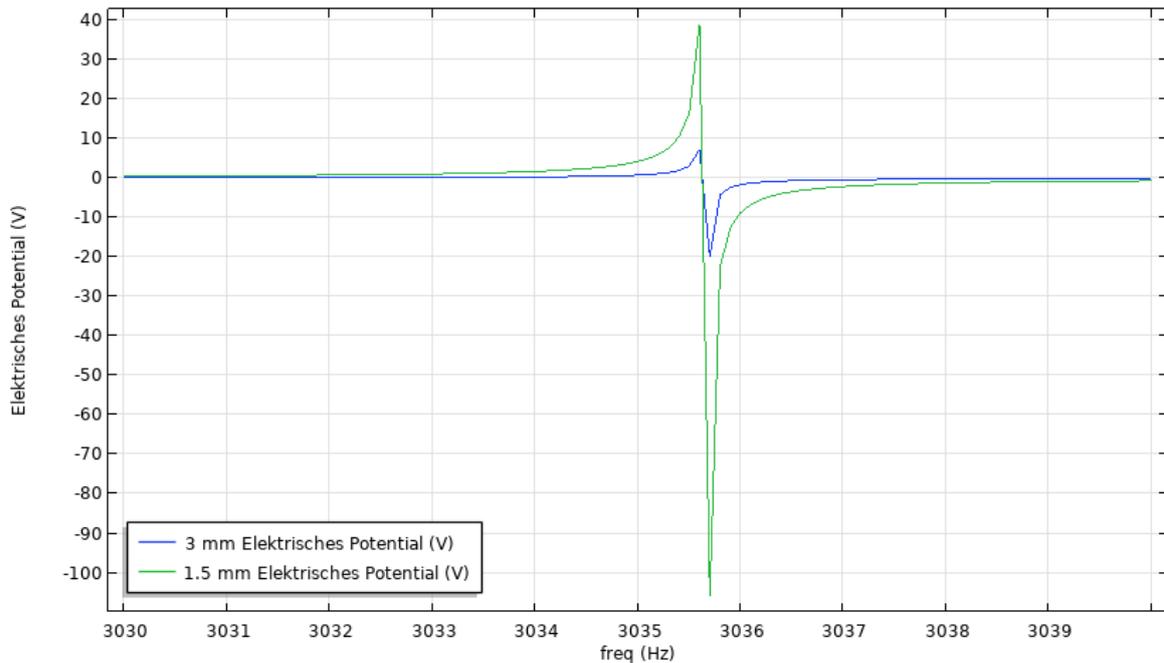


Abb. 4.8.: Simulationsergebnis für einen ungedämpften 1005V-Harvester bei  $29 \mu\text{m}$  Siliziumdicke in einem Bereich von circa 5 Hz um die erste Eigenfrequenz

Während der Verlauf des elektrischen Potentials um die Resonanzfrequenz herum stark an den Verlauf der Kurven für die Kapazitätsmessung am Impedanzanalyzer erinnert, sind die lokalen Maxima der Kurve mit 40 V und -100 V, sowie 8 V und -18 V weit von den reellen Messwerten entfernt. Zudem ist eine starke Asymmetrie zwischen positiver und negativer Halbwelle erkennbar. Der Grund hierfür ist, dass in realen Systemen Dämpfungen vorhanden sind, welche in der Simulation von Abbildung 4.8 nicht berücksichtigt wurden.

Für einen Vergleich mit den gemessenen Spannungswerten sind die Simulationsergebnisse unter Vernachlässigung der Dämpfung allerdings nicht geeignet, da in jedem mechanischen Schwingungssystem eine Dämpfung vorhanden ist. Die Bestimmung der materialabhängigen Dämpfung, welche zusätzlich noch durch die nicht uniforme Balkenform beeinflusst wird, ist allerdings nicht trivial [25]. Aus diesem Grund wurden dem Simulationsmodell mechanische Dämpfungen für die linear-elastischen und die piezoelektrischen Schichten hinzugefügt, deren Wert über einen iterativen Prozess ermittelt wurde. Der in Abbildung 4.5

mitsimulierte, materialbedingte Dämpfungsfaktor von  $\eta_s = 1,14 \cdot 10^{-4}$  hat sich, für das Design 1005V, als näherungsweise passender Dämpfungsfaktor erwiesen. In Abbildung 4.9 ist erneut der 5 Hz Bereich um die Eigenfrequenz dargestellt, diesmal unter Berücksichtigung der zuvor bestimmten Dämpfung.

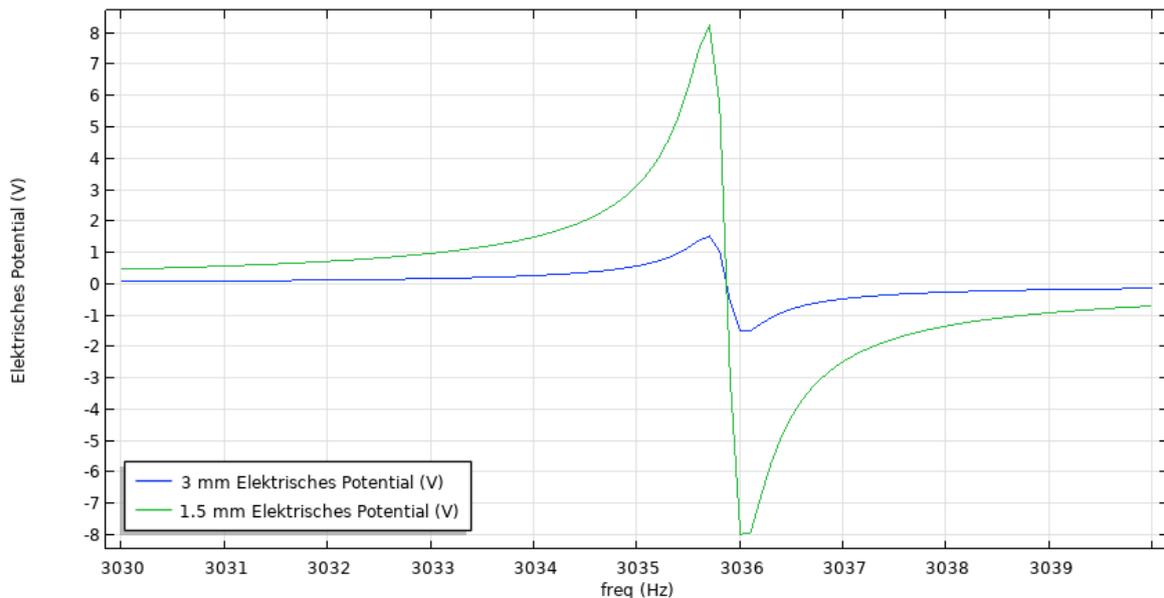


Abb. 4.9.: Simulationsergebnis für einen gedämpften 1005V-Harvester bei  $29 \mu\text{m}$  Siliziumdicke in einem Bereich von 5 Hz um die erste Eigenfrequenz

Es lässt sich klar erkennen, dass die Dämpfung erwartungsgemäß nur einen Einfluss auf die Amplitude, nicht aber auf den Realteil der Eigenfrequenz hat. Die Dämpfung führt zusätzlich zu einem symmetrischeren Verlauf für die Mittelwertfunktionen des elektrischen Potentials. Der Kurvenverlauf für den Mittelwert des elektrischen Potentials in Abbildung 4.9 deckt sich mit dem Verlauf des Mittelwerts des Oberflächenstress aus Abbildung 4.6. So entsprechen die beiden Maxima in der Stresskurve dem Maximum und Minimum im Graphen für den Mittelwert des elektrischen Potentials. Dies entspricht den Erwartungen, da der Oberflächenstress unabhängig von der Auslenkungsrichtung des Balkens positiv ist.

In Tabelle 4.2 sind die aus der, in Abbildung 4.9 dargestellten, Simulation gewonnenen Werte für das Maximum und Minimum des elektrischen Potentials dargestellt. Die Angabe für den Abstand ergibt sich aus der verwendeten Kraft, welche basierend auf den Abständen der Magneten im Messaufbau berechnet wurde und so eine Vergleichbarkeit zu den Messergebnissen herstellen soll.

Tab. 4.2.: Simulierte Ausgangsspannungen und entsprechender Effektivwert für Design 1005V bei 29  $\mu\text{m}$  Siliziumdicke

Abstand	Maximum	Minimum	Effektivwert
3,0 mm	1,540 V	-1,485 V	1,067 V
1,5 mm	8,260 V	-7,964 V	5,738 V

Es lässt sich trotz wirkender Dämpfung weiterhin eine leichte Asymmetrie der Auslenkung zwischen Maximum und Minimum erkennen, wobei diese weitaus geringer ist, als für ein dämpfungsfreies System. Aus dem Maximum und Minimum wurde vereinfacht ein Effektivwert errechnet. Dieser Wert soll der Vergleichbarkeit mit den aufgenommen Messwerten dienen. Die Gegenüberstellung von Simulationsergebnissen und Messwerten erfolgt im nachfolgenden Kapitel 4.5.

## 4.5. Gegenüberstellung von Charakterisierung und Simulation

Die Gegenüberstellung der gemessenen Resonanzfrequenzen und der simulierten Eigenfrequenzen für die verschiedenen Harvester-Designs zeigt starke Abweichungen auf. Die Gegenüberstellung ist Tabelle 4.3 zu entnehmen.

Tab. 4.3.: Gegenüberstellung der Resonanzfrequenzen aus Simulation und Messung

Design	Siliziumdicke	Simulation	Messung (gemittelt)	Abweichung
2010V	39 $\mu\text{m}$	3383,9 Hz	2130,33 Hz	-37,04%
2010V	29 $\mu\text{m}$	2341,6 Hz	1227,65 Hz	-47,57%
1510V	39 $\mu\text{m}$	3833,1 Hz	2517,50 Hz	-34,32%
1510V	29 $\mu\text{m}$	2659,5 Hz	1516,27 Hz	-42,98%
1010V	39 $\mu\text{m}$	5033,8 Hz	3799,00 Hz	-24,53%
1010V	29 $\mu\text{m}$	3584,1 Hz	2330,10 Hz	-34,98%
2005V	39 $\mu\text{m}$	3131,7 Hz	2012,00 Hz	-35,75%
2005V	29 $\mu\text{m}$	2166,1 Hz	1187,83 Hz	-45,16%
1505V	39 $\mu\text{m}$	3416,9 Hz	2231,67 Hz	-34,68%
1505V	29 $\mu\text{m}$	2370,1 Hz	1326,27 Hz	-44,04%
1005V	39 $\mu\text{m}$	4273,1 Hz	3204,29 Hz	-25,01%
1005V	29 $\mu\text{m}$	3035,7 Hz	1978,19 Hz	-34,83%
2000X	39 $\mu\text{m}$	2782,0 Hz	1825,50 Hz	-34,38%
2000X	29 $\mu\text{m}$	1924,1 Hz	1037,12 Hz	-46,09%
2005C	39 $\mu\text{m}$	3794,8 Hz	2373,80 Hz	-37,44%
2005C	29 $\mu\text{m}$	2623,5 Hz	1439,06 Hz	-45,15%
2010C	39 $\mu\text{m}$	4634,2 Hz	2907,00 Hz	-37,27%
2010C	29 $\mu\text{m}$	3206,2 Hz	1680,10 Hz	-47,59%

In allen Fällen liegen die gemessenen Resonanzfrequenzen unter den simulierten Eigenfrequenzen. Dies kann darauf zurückzuführen sein, dass die Balkenstrukturen der realen Bauteile dünner sind, als angegeben, sodass sich niedrigere Resonanzfrequenzen ergeben. Eine andere Möglichkeit wäre, dass die Tiefe der Kavitäten, welche mit NdFeB-Pulver befüllt werden, tiefer ist als angegeben und sich somit eine größere Masse an der Spitze des Piezobalkens befindet. Auffällig ist, dass die prozentuale Schwankung für die Designs mit dünnerer Siliziumdicke um circa 10% höher ist. Dies lässt die Vermutung zu, dass es sich um eine Mischung aus Abweichungen der Balkendicke und größerer Magnetmasse an der Balkenspitze handelt, da der Einfluss der Spitzenmasse bei dünneren, und somit flexibleren, Balken größer ist als bei steiferen Strukturen. Für eine genauere Feststellung der

Abweichungsursache ist es erforderlich, die Balkendicke und Spitzenmasse der aktuellen Harvester-Generation zu untersuchen, um eventuelle Prozessabweichungen festzustellen.

Für den Vergleich von simuliertem elektrischen Potential und gemessenen Ausgangsspannungen mussten zunächst mehrere Dinge beachtet werden. Zunächst, dass die Simulation des elektrischen Potentials ohne Lastwiderstand erfolgte, sodass davon ausgegangen werden musste, dass es sich um einen Leerlauf mit maximaler Ausgangsspannung handelt. Daraus folgend sind diese Werte nur vergleichbar mit Messwerten, welche mit dem maximalen Lastwiderstand aufgenommen wurden.

Da bei den Messungen am Magnetrad nicht für jeden eingestellten Abstand ein Spannungsmesswert mit einem Lastwiderstand von  $\geq 1 \text{ M}\Omega$  aufgenommen wurde, sondern nur unter Verwendung des optimalen Lastwiderstandes gemessen wurde, fehlten für diesen Vergleich Werte. Aus diesem Grund wurden für einige Designs Vergleichsmessungen durchgeführt, um zu überprüfen, ob das Verhältnis der Spannung bei dem optimalen Lastwiderstand und Leerlauf über den Abstand zwischen Harvester und Magnetrad vergleichsweise konstant ist.

Aufgrund der geringen Anzahl vorhandener Proben konnte diese Vergleichsmessung nicht für alle Designs durchgeführt werden. Es zeigten sich in den durchgeführten Messungen Abweichungen für das Verhältnis zwischen Leerlaufspannung und der Ausgangsspannung bei dem optimalen Lastwiderstand. So nahm die Ausgangsspannung bei optimaler Last im Verhältnis zur Leerlaufspannung bei sinkendem Abstand zu. Für das Verhältnis der Spannungen ergaben sich Unterschiede zwischen den Designs, welche aufgrund der geringen Stichprobenanzahl und der Tatsache, dass nicht alle Designs vermessen werden konnten, sowie auf bauteilbedingte Schwankungen zurückführbar wären. Zur Vereinfachung wurde für eine konservative Abschätzung der maximalen Ausgangsspannungen die jeweils niedrigsten Werte von 1,6 bei einem Abstand von 3 mm und 1,4 bei einem Abstand von 1,5 mm für das Ausgangsspannungsverhältnis angenommen.

Die simulierten Effektivwerte wurden den, mit den Korrekturfaktoren multiplizierten, gemessenen Effektivwerten in Tabelle 4.4 gegenübergestellt. Die simulierten Effektivwerte wurden hierbei aus dem Oberflächenmittelwert des elektrischen Potentials für einen Dämpfungsfaktor von  $\eta_s = 1,14 \cdot 10^{-4}$  bestimmt.

Tab. 4.4.: Gegenüberstellung von simulierten und gemessenen Spannungseffektivwerten

Abstand	Effektivwert (simuliert)	Effektivwert (gemessen)	Abweichung
3,0 mm	1,067 V	1,744 V	+63,44%
1,5 mm	5,738 V	5,666 V	-1,25%

Die Effektivwerte für beide Messpunkte befinden sich, für den verwendeten Dämpfungsfaktor, in einer Größenordnung mit den simulierten Werten. Der Dämpfungsfaktor wurde über einen iterativen Prozess ermittelt, da eine genaue Bestimmung der Materialdämpfungen extensive Berechnungen nach sich ziehen würde, für die genaueste Kenntnisse über die Stressverteilungsfunktionen jeder Eigenfrequenz benötigt werden [25]. Die verhältnismäßig starken Abweichungen für den größeren Abstand ergeben sich daraus, dass bereits kleine Abweichungen der Ausgangsspannung einen großen prozentualen Anteil ausmachen. Die Möglichkeit, dass eine größere Spitzenmasse vorhanden ist, welche die Abweichungen für die simulierten Eigenfrequenzen erklärt, würde dazu führen, dass andere magnetische Kräfte wirken. Ein größeres Magnetvolumen an der Balkenspitze würde das magnetische Moment und die wirkenden Kräfte verändern. Deshalb muss für eine genauere Bestimmung der wirkenden Kräfte eine Messung der wirkenden Magnetkräfte erfolgen, um die einwirkende Kraft im Modell den reell wirkenden Kräften anpassen zu können.

# 5. Entwicklung eines energieautarken Sensorsystems

## 5.1. Grundlegende Anforderungen

Um ein energieautarkes Sensorsystem, welches durch den ISIT-MEMS-Harvester versorgt wird, zu entwickeln, war es zunächst erforderlich grundlegende Anforderungen an das System zu stellen und diese auf ihre Realisierbarkeit zu überprüfen. Die Anforderungen sind möglichst energetisch günstig zu wählen, da die Simulationen und Charakterisierungen eine hohe Bandbreite an möglichen Ausgangsleistungen der Bauteile ergeben haben und mit allen Designvarianten ein funktionsfähiges Sensorsystem zu gewährleisten ist.

Zum einen soll das Sensorsystem eine eigenständige Datenverarbeitung und Speicherung der Messwerte ermöglichen, um vollständig energieautark sein zu können. Zum anderen ist eine Schnittstelle zum Extrahieren der Messwerte aus dem Sensorsystem erforderlich. Da das Augenmerk auf einem niedrigen Energieverbrauch liegt, wird hierbei auf eine Funkschnittstelle verzichtet, da eine Funkübertragung der Messdaten über beispielsweise Bluetooth Low Energy einen stark erhöhten Energieverbrauch im Gegensatz zu kabelgebundenen Kommunikationsformen aufweist. Für die späteren Anwendungsszenarien der Harvester stehen kabellose Übertragungsverfahren im Fokus, hierfür werden allerdings energiesparende Sender- und Empfängerbausteine benötigt, die mit den aktuellen Energieanforderungen nicht zur Verfügung stehen. Alternativ müsste die Energieausbeute der Harvester so weit gesteigert werden, dass aktuell erhältliche Sender- und Empfängerbausteine verwendet werden können.

Weiterhin soll das Sensorsystem eigenständig durch die Ausgangsspannung des Harvesters betrieben werden können, um die Einsetzbarkeit des Harvesters in rauen Umgebungen, welche den Einsatz von Batterien untersagen, zu prüfen. Sollte die Energiebilanz des dimensionierten Sensorsystems dies allerdings nicht ermöglichen, so soll bei batteriebetriebenen Anwendungen zumindest eine Lebenszeitverlängerung durch den Einsatz des Harvesters erreicht werden.

Aufgrund des breiten Spektrums an möglichen Anwendungsgebieten für den MEMS-Harvester soll das Sensorsystem unterschiedliche Parameter erfassen, welche für das entsprechende Anwendungsszenario relevant sind. Hierfür wurden als Messparameter Temperatur, Luftfeuchtigkeit und Lichtstärke ausgewählt, da es sich hierbei in vielen Fällen um wichtige Prozessparameter handelt.

Ebenfalls ist zu beachten, dass das Sensorsystem zur Verwendung mit einem einzelnen Harvester ausgelegt sein muss, da sich durch prozessbedingte Schwankungen unterschiedliche Leistungsoptima und Resonanzfrequenzen für dasselbe Design ergeben können. Das Sensorsystem soll aber auf unterschiedliche Harvester-Ausgangsspannungen ausgelegt sein, um einen möglichst flexiblen Einsatz mit verschiedenen Designs zu ermöglichen.

Zusammenfassen lassen sich die Anforderungen an das Sensorsystem also wie folgt:

- Eigenständige Datenverarbeitung und Datenspeicherung
- Kabelgebundene Kommunikation zwischen Sensorsystem und Nutzer
- Ausreichende Spannungsversorgung durch einen einzelnen Harvester
- Implementierung von Temperatur-, Luftfeuchtigkeits- und Lichtstärkesensoren

Mit diesen Anforderungen soll weiterführend in dieser Arbeit ein Prototyp eines Sensorsystems entwickelt werden. Der Prototyp stellt in diesem Fall ein Mittel zur Überprüfung der Realisierbarkeit eines energieautarken Systems dar. Hierbei ist zu beachten, dass bei einem energieautarken System nicht davon ausgegangen werden kann, über eine USB-Schnittstelle Daten auszulesen, dies aber für die Funktionalitätsprüfung in Kauf genommen werden muss.

Die Auswahl der zu verwendenden Komponenten für ein Sensorsystem mit diesen Anforderungen erfolgt in Kapitel 5.2. Im Anschluss daran werden in Kapitel 5.3 die Energiebilanzen für verschiedene Anwendungsszenarien, unter Verwendung der in Kapitel 5.2 ausgewählten Komponenten, dargestellt. Das Platinendesign für das Sensorsystem wird kurz in Kapitel 5.4 beschrieben.

## 5.2. Komponentenauswahl

Für den Aufbau eines energieautarken Sensorsystems, unter Berücksichtigung der zuvor aufgestellten Anforderungen, lässt sich eine Aufstellung über die essentiell notwendigen Komponenten erstellen. Die benötigten Komponenten sind hierbei:

- Ein Mikrocontroller, welcher die Steuerung der Sensoren übernehmen kann und für Auswertung und Übertragung beziehungsweise Speicherung der Daten verantwortlich ist
- Eine Gleichrichterschaltung, welche die durch den Harvester induzierte Wechselspannung gleichrichtet und über einen Spannungsregler in eine Gleichspannung überführt
- Eine ausreichend groß dimensionierte Kapazität, die als Puffer für die Versorgungsspannung des Systems dienen soll
- Die gewünschten Sensoren, inklusive der benötigten Beschaltung
- Eine Verbindungskomponente zwischen Harvester-Platine und Sensorsystem, um defekte Harvester ersetzen zu können

Hinzu kommen zusätzlich optionale Komponenten, welche sich nach der Art der Datenübertragung richten würden und folglich anders zu dimensionieren wären. Auf diese Komponenten soll nur kurz gegen Ende dieses Kapitels eingegangen werden, da diese nicht im aufgebauten Sensorsystem eingesetzt wurden.

Die wichtigste Komponente des Sensorsystems, neben dem Harvesterbaustein, ist der verwendete Gleichrichterbaustein, welcher dazu dient, die Ausgangsspannung des Harvesters in eine Gleichspannung zu überführen, die als Versorgungsspannung für den Mikrocontroller und die Sensoren genutzt werden kann. Hierfür wurde ein LTC3588-1 der Firma Linear Technology verwendet. Dieser kommerziell erhältliche Gleichrichterbaustein ist in der Lage Wechselspannungen von 2,7 V bis 20 V gleichzurichten und über einen Spannungsregler auf eine von vier wählbaren Ausgangsspannungen herunterzuregeln. Das Blockschaltbild des LTC3588-1 ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

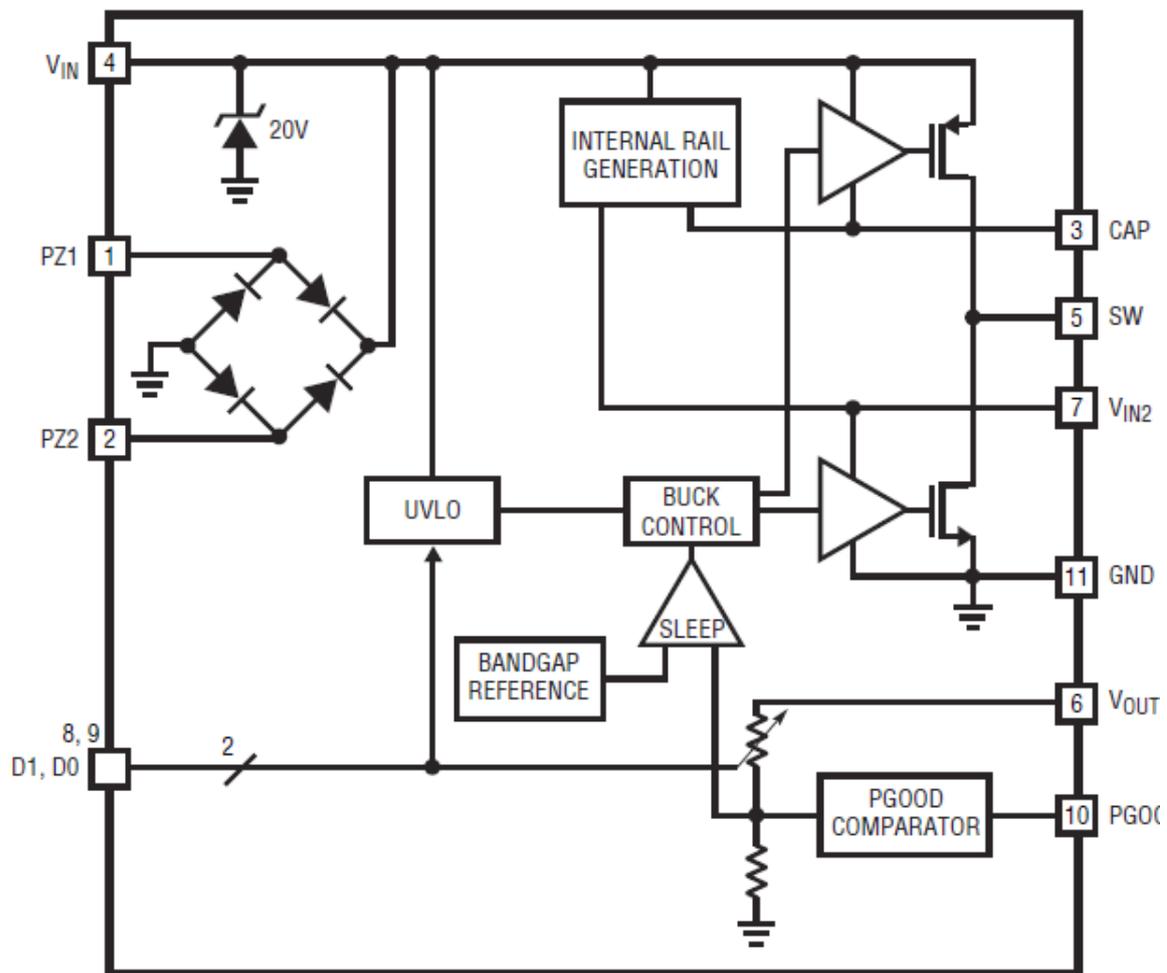


Abb. 5.1.: Blockschaltbild des LTC3588-1 Energy Harvesting Gleichrichter ICs [12]

Um zu hohe Eingangsspannungen und somit Schädigungen am Bauteil zu vermeiden, verfügt der Gleichrichterbaustein über eine in Durchbruchrichtung geschaltete Z-Diode nach Masse mit einer Durchbruchspannung von 20 V, welche gut in Abbildung 5.1 zu erkennen ist. Zusätzlich verfügt der LTC3588-1 über einen Logikausgang, der mit einem High-Pegel, welcher der Ausgangsspannung entspricht, signalisiert, dass die Ausgangsspannung stabil ist. Über zwei Pins lässt sich die gewünschte Ausgangsspannung einstellen, hier kann zwischen 1,8 V, 2,4 V, 3,3 V oder 3,6 V gewählt werden. Diese möglichen Versorgungsspannungskonstellationen geben somit vor, in welchem Versorgungsspannungsbereich der verwendete Mikrocontroller und die Sensoren funktionsfähig sein müssen.

Aufgrund bereits vorhandener Erfahrung mit den Mikrocontrollern der MSP430-Familie von Texas Instruments und unter Berücksichtigung des Versorgungsspannungsbereiches, sowie der gewünschten geringen Stromaufnahme, wurde der MSP430FR5994 als Mikrocontroller ausgewählt. Als Mitglied der MSP430 Familie handelt es sich bei dem MSP430FR5994 um einen 16-bit Reduced Instruction Set (RISC) Mixed Signal Processor (MSP), welcher sowohl analoge, als auch digitale Eingangssignale verarbeiten kann. Er verfügt über einen in 4 kB Random Access Memory (RAM) und 256 kB Ferroelectric Random Access Memory (FRAM) aufgeteilten internen Speicher. Von Vorteil ist dabei, dass der FRAM gegenüber einem einfachen Flash RAM energetisch günstiger zu betreiben ist, da eine niedrigere Spannung für Schreibvorgänge benötigt wird [26]. Hauptaugenmerk bei der Auswahl lag allerdings auf den möglichen Betriebsmodi des MSP430-Mikrocontrollers, welche als sogenannte Low Power Modes (LPMs) bezeichnet werden. Es gibt verschiedene Abstufungen von Low Power Modi, bei denen, abhängig vom gewählten Modus, unterschiedliche Module des Systems, wie zum Beispiel die unterschiedlichen Taktquellen und die Central Processing Unit (CPU), abgeschaltet werden, um die Stromaufnahme des Systems zu reduzieren.

Neben dem großen internen Speicher, der ausreichend Platz für den Programmcode, sowie die generierten Messwerte bietet, verfügt der MSP430FR5994 über die gängigen Schnittstellen zur Kommunikation mit der gewünschten Sensorik, sowie einem Computer. Zu diesen Schnittstellen gehören die BUS-Interfaces Serial Programming Interface (SPI), Inter-Integrated Circuit (I2C) und 20 Analog to Digital Converter (ADC) Kanäle zum Auslesen der Messwerte und mehreren Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) Kanälen zur Kommunikation mit beispielsweise einem Computer. Für die Prototypenentwicklung bot sich der MSP430FR5994 zusätzlich an, da er als Experimentierboard, welches als Launchpad bezeichnet wird, erhältlich ist und deshalb über eine Vielzahl von Debugmöglichkeiten verfügt. Dadurch war das Auslesen der Daten über den USB-Anschluss leicht realisierbar. Ein weiterer Vorteil des verwendeten MSP430FR5994 Launchpads war, dass bei dieser speziellen Version ein 0,2 F Kondensator mit zuschaltbarem Ladewiderstand verbaut ist, welcher in der Lage ist, das Launchpad, bei abgetrennter externer Spannungsversorgung, eine Zeit lang zu versorgen [2] [27].

Basierend auf den in Kapitel 5.1 aufgestellten Grundanforderungen an das Sensorsystem und bedingt durch die zur Verfügung stehenden Kommunikationsschnittstellen des MSP430FR5994 wurden drei verschiedene Sensoren ausgewählt, welche für das Prototypendesign genutzt werden sollten. Zum einen ein Lichtstärkesensor der Firma Texas Instruments, namentlich der OPT3004, welcher über I2C ansteuerbar ist und einen Messbereich von 0,01 - 83.000 Lux abdeckt. Der Versorgungsspannungsbereich von 1,6 V bis 3,6 V entspricht den Anforderungen, welche durch den Gleichrichterbaustein vorgegeben wurden. Abbildung 5.2 zeigt das Blockschaltbild des OPT3004 Ambient Light Sensors, welcher grundlegend aus einer Photodiode besteht, deren Ausgangssignal verstärkt und über einen

Analog zu Digital Konverter digitalisiert wird. Anschließend kann das interne I2C-Interface den Messwert an den I2C-Master übertragen [3].

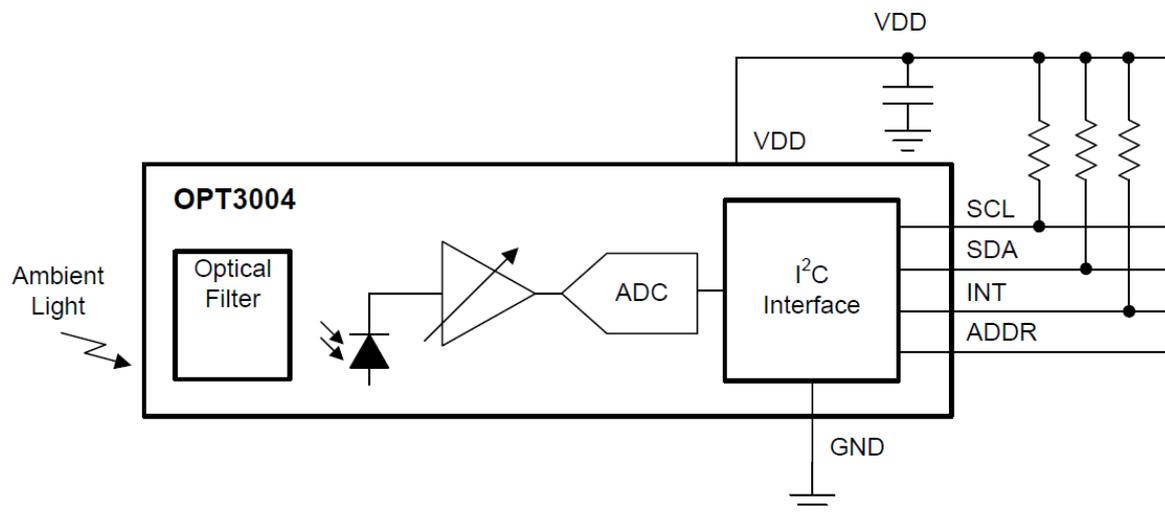


Abb. 5.2.: Blockschaltbild des OPT3004 [3]

Zum anderen wurde der Luftfeuchtigkeits- und Temperatursensor HTS221 der Firma ST microelectronics ausgewählt. Sowohl der Versorgungsspannungsbereich mit 1,7 V bis 3,6 V stimmt mit den Anforderungen überein, als auch die vom Sensor unterstützten Kommunikationsschnittstellen, namentlich SPI und I2C. Der Messbereich des HTS221 ist mit  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  bis  $120\text{ }^{\circ}\text{C}$  für den Temperatursensor und 0 bis 100% relativer Luftfeuchtigkeit angegeben. In Abbildung 5.3 ist das Blockschaltbild des HTS221 dargestellt, aus welchem die grundlegende Funktionsweise hervorgeht. So wird über ein kapazitives Sensorelement die Luftfeuchtigkeit bestimmt, das Ausgangssignal verstärkt und mit dem Temperaturmesswert in einen Multiplexer gegeben. Das Ergebnis wird anschließend erneut verstärkt und über einen Analog zu Digital Konverter in ein für den I2C-Baustein verarbeitbares Signal gewandelt, welches abschließend über die Kommunikationsschnittstelle ausgegeben werden kann [4].

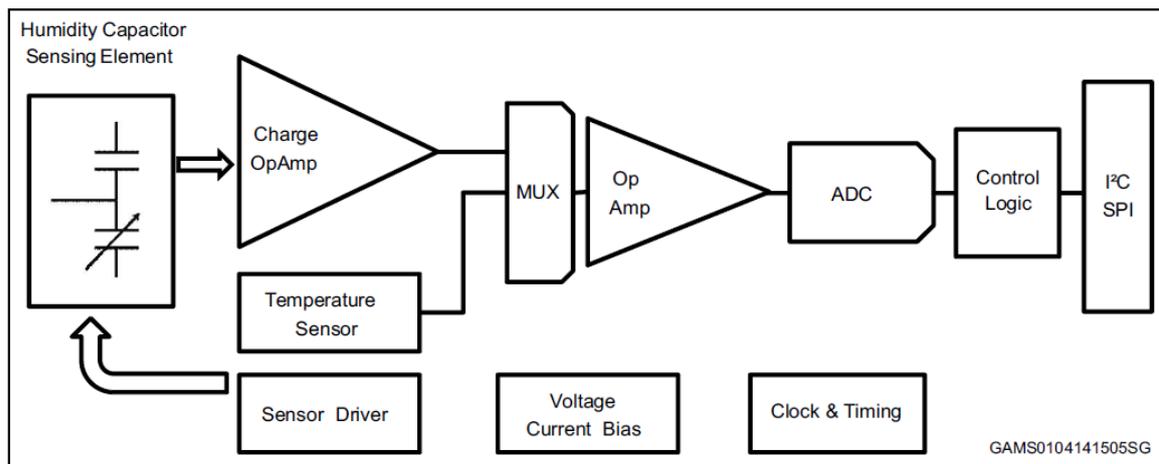


Abb. 5.3.: Blockschaltbild des HTS221 [4]

Neben zwei Sensoren, deren Messwerte über Kommunikationsschnittstellen ausgelesen werden können, wurde zusätzlich ein Temperatursensor mit einem analogen Signalausgang ausgewählt, da vor Inbetriebnahme des Systems mit einem Harvester nicht einhundertprozentig davon auszugehen war, dass die Spannungsversorgung durch den Harvester ausreicht, um den Mikrocontroller während der Kommunikation zu versorgen. Ausgewählt wurde der LM94022 von Texas Instruments, welcher einen passenden Versorgungsspannungsbereich von 1,5 V bis 5,5 V unterstützt und einen Messbereich von  $-50\text{ °C}$  bis  $150\text{ °C}$  abdeckt. Dieser Messbereich überdeckt somit den Messbereich des HTS221 um jeweils mindestens  $\pm 10\text{ °C}$  [5].

Neben den oben genannten Sensoren wurde zusätzlich noch eine einfache Leuchtdiode (LED) eingeplant, welche als Indikator der Funktionalität dienen sollte. Der Eingang der LED wurde hierbei mit einem zusätzlichen Buffer Baustein beschaltet, um den benötigten Schaltstrom der Leuchtdiode zu erreichen. Hierfür wurde der SN74AUP1G34 Low Power Buffer Baustein der Firma Texas Instruments verwendet, da dieser im gewünschten Versorgungsspannungsbereich funktioniert und bereits bei einer Versorgungsspannung von 1,65 V den benötigten Schaltstrom für die LED treiben kann [28].

Bei dem Design des Prototypen ist davon ausgegangen worden, dass der Harvester sowohl die Sensoren, als auch den Mikrocontroller versorgen können soll. Eine Designvariante, bei welcher der Harvester nur die Sensoren versorgt und der Mikrocontroller über beispielsweise USB versorgt werden soll, wurde in Betracht gezogen. Problematisch bei dieser Herangehensweise wäre allerdings, dass ein Übersetzerbaustein für die I2C-Kommunikationsleitungen nötig gewesen wäre, da es zwei unterschiedliche High-Pegel gegeben hätte, nämlich die Versorgungsspannung der Sensoren, welche vom Gleichrichter

vorgegeben wird, und die 3,3 V Versorgung des Mikrocontrollers. Bedingt dadurch hätte es zu Fehlern in der Datenübertragung kommen können. Bausteine, welche diese Funktion übernehmen könnten, wie beispielweise der ISO1541-Q1 der Firma Texas Instruments haben allerdings eine verhältnismäßig hohe Stromaufnahme mit bis zu 3,5 mA pro Übertragungskanal und benötigen mit mindestens 3 V eine zu hohe Versorgungsspannung. Da der I2C-Übersetzer auf beiden Seiten eine Versorgungsspannung benötigt, um die entsprechenden High-Pegel richtig erkennen zu können, wäre es nicht möglich, ihn nur über die USB-Versorgungsspannung zu versorgen [29]. Für das analoge Ausgangssignal des LM94022 hätte sich ein ähnliches Problem ergeben, sodass hierfür ebenfalls ein Übersetzerbaustein erforderlich gewesen wäre.

Zusätzlich war es für den Prototypen erforderlich die Versorgung der einzelnen Sensoren zu- beziehungsweise abschalten zu können, um ein genaueres Bild davon erhalten zu können, wie viel Last der Harvester treiben kann. Für ein komplett energieautarkes Sensorsystem wären hierfür natürlich digital ansteuerbare Schalter verwendet worden, sodass über den Mikrocontroller selbst gesteuert wird, welche Lasten zu- beziehungsweise abgeschaltet werden sollen. Da der in dieser Arbeit entwickelte Prototyp allerdings so energetisch günstig wie möglich entworfen werden sollte und solche Schalter ebenfalls eine Spannungsversorgung benötigen, wurden stattdessen manuell zu bedienende Analogschalter verwendet.

Im folgenden Kapitel werden die Energiebilanzen der ausgewählten Komponenten in verschiedenen Betriebsszenarien aufgestellt und es findet eine Gegenüberstellung mit einigen exemplarischen Harvestermessergebnissen statt.

### 5.3. Aufstellung der Energiebilanzen

Für die im vorherigen Kapitel ausgewählten Komponenten ließen sich verschiedene Anwendungsszenarien basierend auf ihrer Stromaufnahme, sowie dem realistischen Bereich von Ausgangsleistungen der Harvester erstellen. Als Kernstück des Sensorsystems ist hierbei als erstes der Mikrocontroller für die Datenverarbeitung zu betrachten, da die Stromaufnahme je nach Anwendung die Größenordnung wechselt. So ist die Stromaufnahme im aktiven Betrieb stark abhängig davon, ob das Programm aus dem RAM oder aus dem FRAM ausgeführt wird und wie hoch die Taktfrequenz des Systems ist.

In den Low Power Modi ist sie abhängig davon, welche Quelle für den Systemtakt verwendet wird, wenn die internen Digitaloszillatoren und die zugehörigen Regelungen abgeschaltet werden. In Tabelle 5.1 sind einige Stromaufnahmewerte aus dem Datenblatt entsprechend ihrem jeweiligen Anwendungsszenario entnommen, wobei bei mehreren Angaben für die Versorgungsspannung der höhere Wert angenommen wurde. Gleiches gilt für die Stromaufnahme, da das System auch im schlimmstmöglichen Fall betrieben können werden soll. Die Anmerkungen zu den Low Power Modi in Tabelle 5.1 beziehen sich auf die Taktquelle und ihre Frequenz, so wird der Supplementary Master Clock (SMCLK) im Low Power Modus 0 mit 1 MHz Takt betrieben, während jeweils im Low Power Modus 2 und Low Power Modus 3 der interne Very Low Frequency Oscillator (VLO) genutzt wird, welcher intern mit einer vorgegebenen Frequenz von 10 kHz läuft.

Tab. 5.1.: Stromaufnahme des MSP430FR5994 in verschiedenen Anwendungsszenarien [2]

Bauteil	Versorgungsspannung	Stromaufnahme	Leistungsaufnahme
Active Mode, RAM only	3,0 V	140,0 $\mu\text{A}$	420,0 $\mu\text{W}$
LPM 0, 1 MHz SMCLK	3,0 V	85,0 $\mu\text{A}$	255,0 $\mu\text{W}$
LPM 2, VLO	3,0 V	1,0 $\mu\text{A}$	3,0 $\mu\text{W}$
LPM 3, VLO	3,0 V	0,5 $\mu\text{A}$	1,5 $\mu\text{W}$
I2C-Modul, 100 kbaud	3,6 V	4,0 $\mu\text{A}/\text{MHz}$	14,4 $\mu\text{W}/\text{MHz}$
ADC, low power mode	3,0 V	125,0 $\mu\text{A}$	375,0 $\mu\text{W}$

Aus Tabelle 5.1 wird direkt ersichtlich, dass ein Dauerbetrieb des MSP430FR5994 mit alleiniger Versorgung durch den Harvester nicht möglich ist. Die benötigten 420  $\mu\text{W}$  übersteigen die im Idealfall durch den Harvester bereitgestellten 100 - 120  $\mu\text{W}$ , sodass auch ein dauerhafter Betrieb im Low Power Modus 0 entfällt. Die Betriebsmodi Low Power Modus 2 und Low Power Modus 3 entsprechen mit ihrer Leistungsaufnahme einem realistischeren Ansatz, wobei hier in festgelegten Intervallen, oder zusätzlich interruptbasiert bei Übersteigerung von festgelegten Grenzwerten, der MSP430FR5994 kurz zur Datenverarbeitung in den aktiven

Betrieb wechseln muss, sodass eine ausreichende Pufferung der Versorgungsspannung des Systems notwendig ist. Neben der Leistungsaufnahme des Mikrocontrollers ist zusätzlich die Leistungsaufnahme der einzelnen Sensoren zu beachten. Tabelle 5.2 stellt analog zu Tabelle 5.1 die Strom- und Leistungsaufnahme der einzelnen Sensoren dar.

Tab. 5.2.: Maximale Stromaufnahme der Sensorik laut Datenblatt [3][4][5]

Bauteil	Versorgungsspannung	Stromaufnahme	Leistungsaufnahme
OPT3004	3,6 V	2,5 $\mu\text{A}$	9,0 $\mu\text{W}$
HTS221	2,5 V	2,0 $\mu\text{A}$	5,0 $\mu\text{W}$
LM94022	1,5 V - 5,5 V	9,0 $\mu\text{A}$	13,5 $\mu\text{W}$ - 49,5 $\mu\text{W}$

Aus Tabelle 5.2 wird ersichtlich, dass die beiden über I2C ansteuerbaren Sensoren eine günstigere Energiebilanz aufweisen als der analoge Temperatursensor, da dieser permanent eine Ausgangsspannung generieren muss. Zusätzlich zu der höheren Leistungsaufnahme des Sensors kommt hier noch die Leistungsaufnahme des ADC-Moduls des Mikrocontrollers hinzu, welche ebenfalls in Tabelle 5.2 gelistet ist. Die Stromaufnahme des ADC-Moduls ist allerdings selbst im energetisch günstigeren single-ended Low Power Mode mit 375  $\mu\text{W}$  so hoch, dass diese Art der Messwerterfassung energetisch unpraktikabel erscheint. Die digital ansteuerbaren Sensoren HTS221 und OPT3004, sowie das I2C-Modul haben hingegen zusammengerechnet eine realistisch scheinende Leistungsaufnahme, sodass der entwickelte Prototyp zur Überprüfung der Realisierbarkeit eines energieautarken Systems herangezogen werden konnte. Bedingt durch die Vorgabe, dass alle verwendeten Sensoren von der durch den Harvester generierten Versorgungsspannung getrennt werden können sollten, war die Integration des LM94022, trotz seiner hohen Stromaufnahme, zur Evaluierung der Nutzung von Analogsensoren unproblematisch.

## 5.4. Design eines Prototypen

Für das Design eines Prototypen, basierend auf den zuvor ausgewählten Komponenten, wurde zunächst festgelegt, dass der Prototyp als Aufsteckplatine, auch als Boosterpack bezeichnet, für ein MSP430FR5994 Launchpad erstellt werden soll. Der Grund hierfür ist, dass das Launchpad bereits mit einem funktionalen Emulator ausgestattet ist, der eine Programmierung des Mikrocontrollers und ein Auslesen der Messwerte über den USB-Anschluss ermöglicht. Dadurch ist es möglich die Abmessungen des Prototypen klein und die Anzahl möglicher Fehlerquellen im Design gering zu halten. Die Nutzung einer Aufsteckplatine für das Launchpad ermöglicht zusätzlich die Nutzung des 0,2 F Kondensators als Puffer für die Spannungsversorgung, welcher im Idealfall die Leistungsaufnahmespitzen in den Datenverarbeitungsphasen abpuffern kann. Die nachfolgende Abbildung 5.4 stellt das entwickelte System in Form eines Blockschaltbildes dar.

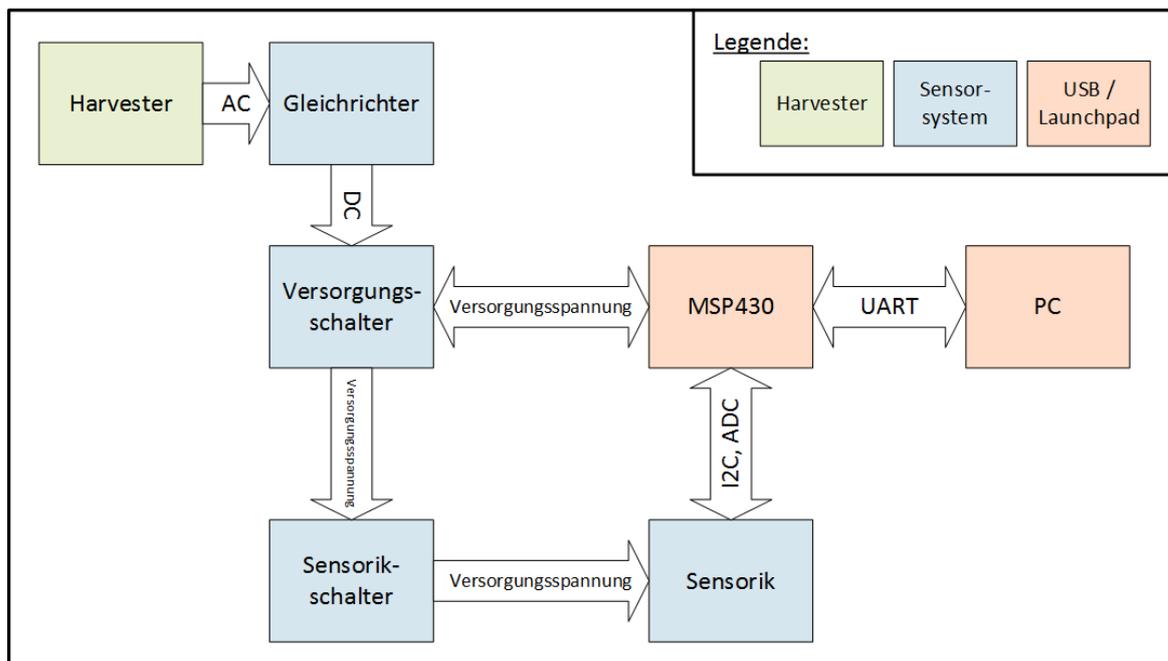


Abb. 5.4.: Blockschaltbild des entwickelten Sensorsystems

Für die Nutzung des 0,2 F Kondensators ist auf dem Launchpad ein Jumper vorhanden, welcher festlegt, ob der 0,2 F Kondensator aufgeladen, als Versorgungspuffer genutzt oder nicht verwendet werden soll. Der Jumper wird im Prototypendesign über eine Buchsenleiste auf der Platinenunterseite und durch einen Schalter auf der Oberseite ersetzt, sodass der Kondensator an die Ausgangsspannung des LTC3588-1 geschaltet werden kann. In Tabelle 5.3 werden vereinfacht die einzelnen Effekte für die verschiedenen Schalterstellungen

dargestellt. Hierbei ist die Schaltung so geplant worden, dass der Ausgang von Versorgungsschalter 1 auf den Eingängen aller weiteren Schalter liegt, um die Möglichkeit zu bieten, die LTC Ausgangsspannung nicht durchzuschalten, um einen Rückwärtsbetrieb zu vermeiden, während ein USB-Kabel zur Programmierung beziehungsweise zum Auslesen der Messdaten angeschlossen ist. Ebenfalls bietet sich so die Möglichkeit den Kondensator über die USB-Versorgung vorzuladen, sodass die Harvesterversorgung nur zu einer Laufzeitverlängerung, wie in Kapitel 5.1 erwähnt, führt. Für ein Laden des Kondensators müssen dann die Versorgungsschalter 1 und 4 offen gelassen werden, während Schalter 2 und 3 geschlossen sind.

Tab. 5.3.: Schalterstellungen für Versorgungs- und Sensorzuschaltung

Schalter	Stellung	Effekt
Versorgung 1	geschlossen	LTC Ausgangsspannung wird durchgeschaltet
Versorgung 2	geschlossen	Spannung lädt den Kondensator
Versorgung 3	geschlossen	Mikrocontrollerversorgung wird aufgeschaltet
Versorgung 4	geschlossen	Kondensator wird zur Nutzung aufgeschaltet
Sensorik 1	geschlossen	OPT3004 wird mit Spannung versorgt
Sensorik 2	geschlossen	HTS221 wird mit Spannung versorgt
Sensorik 3	geschlossen	LM94022 wird mit Spannung versorgt
Sensorik 4	geschlossen	LED Buffer wird mit Spannung versorgt

Für die Beschaltung des Gleichrichterbausteins LTC3588-1 wurden die Design Guidelines aus dem Datenblatt als Orientierung benutzt, wobei die Kapazitäten, welche als Eingangs- und Ausgangspuffer dienen sollen, jeweils größer dimensioniert wurden. Abbildung 5.5 zeigt die typische Beschaltung, sowie ein Ein- und Ausgangsspannungsprofil für den LTC3588-1.

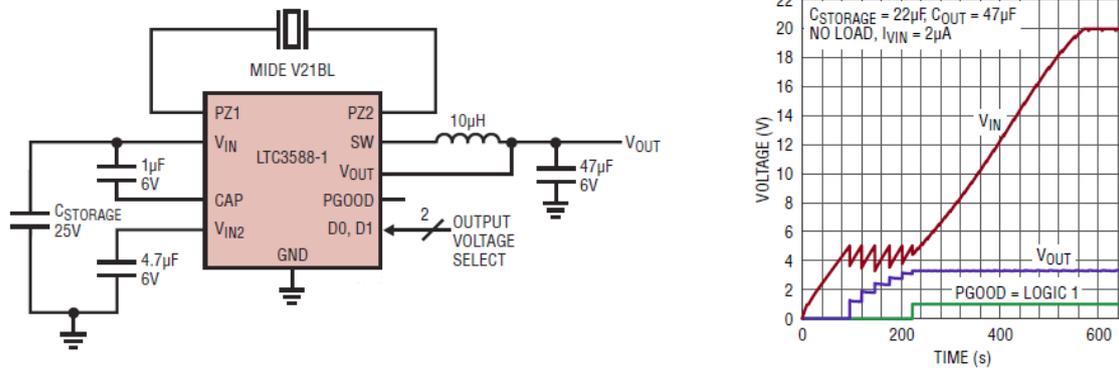


Abb. 5.5.: Typische Beschaltung und Startup-Profil der LTC3588-1 Ausgangsspannung [12]

Die Auswahl der gewünschten Ausgangsspannung über die zwei Pins D0 und D1 wurde über zwei Jumper gelöst. So kann D0 beziehungsweise D1 entweder mit GND verbunden werden, was einer logischen 0 entspricht, oder mit VIN2, dies entspricht wiederum einer logischen 1. Die verschiedenen Einstellungsmöglichkeiten werden in Tabelle 5.4 dargestellt.

Tab. 5.4.: LTC-Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Jumper D0 und D1

D0	D1	Ausgangsspannung
0	0	1,8 V
0	1	2,4 V
1	0	3,3 V
1	1	3,6 V

Die Beschaltung der verwendeten Sensoren wurde den entsprechenden Datenblättern entnommen. Hierbei konnten einheitlich  $10\text{ k}\Omega$  als Pullup-Widerstände für die I2C-Datenleitung SDA und die I2C-Taktleitung SCL, sowie die Interruptleitungen der über I2C ansteuerbaren Sensoren OPT3004 und HTS221 verwendet werden. Als Pufferkapazitäten für die Spannungsversorgung der Sensoren wurden  $100\text{ nF}$  Keramikkondensatoren gewählt. Es ergab sich damit das Platinenlayout, welches in Abbildung 5.6 schematisch dargestellt ist. Der entsprechende Schaltplan zu dem Platinendesign ist dem Anhang dieser Arbeit zu entnehmen.

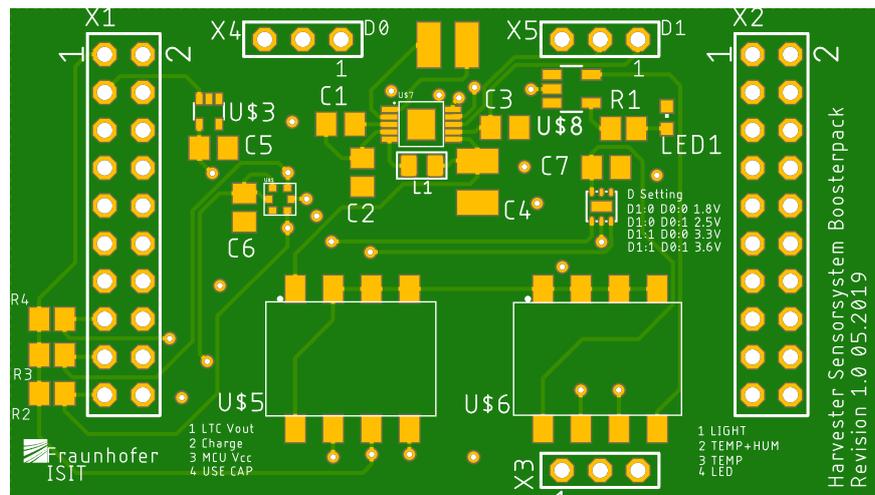


Abb. 5.6.: Top Ansicht auf das entwickelte Sensorsystem in CADSoft EAGLE

Die Mindestmaße für das Platinendesign wurden vorgegeben durch die selbst gewählte Vorgabe, den Prototypen als Aufsteckplatine für das Launchpad zu entwerfen, sodass die Abstände für die Buchsenleisten auf der Unterseite die Abmessungen grundlegend bestimmen haben. Insgesamt ließ sich das Sensorsystem auf einer zweilagigen Platine mit 58,42 mm Breite und 33,02 mm Länge realisieren, wobei mit Ausnahme der Stift- und Buchsenleisten eine einseitige Bestückung mit Surface Mounted Devices (SMD) erfolgen konnte.

Aufgrund von Lieferverzögerungen bei der Bestellung des Gleichrichters, sowie der Sensoren, war es nicht mehr möglich, das Sensorsystem vor Abgabe dieser Arbeit aufzubauen und in Betrieb zu nehmen. Aufbau, Inbetriebnahme und Evaluierung des Sensorsystems erfolgen deshalb im Anschluss an diese Arbeit.

## 6. Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war die Konzeptionierung und Nutzung eines Messaufbaus zur Charakterisierung der am Fraunhofer-ISIT entwickelten MEMS-Harvester, die Modellierung der Harvester in der Simulationssoftware COMSOL Multiphysics, sowie der Entwurf eines möglichst energieautarken Sensorsystems auf Basis eines einzelnen Energy-Harvesters.

Es wurde ein Messaufbau für die kontrollierte magnetische Krafteinkopplung unter Verwendung von Permanentmagneten in einem Magnetrad, welches mit einer Halterung an einer Motorwelle befestigt werden kann, erstellt. Durch die Verwendung von 32 Magneten lassen sich Resonanzfrequenzen von bis zu 4,5 kHz anregen, sodass alle Bauteile mit niedrigeren Resonanzfrequenzen charakterisiert werden können. Die Motordrehzahl ist über die Steuerungssoftware einstellbar, sodass eine Feineinstellung der Anregungsfrequenz möglich ist. Die magnetischen Kräfte, welche zwischen Permanentmagnet und Harvester entstehen, wurden rechnerisch approximiert. Für diese Berechnungen wurden zunächst die magnetischen Flussdichten des Messaufbaus und der verschiedenen Harvester bestimmt. Die so bestimmten magnetischen Kräfte konnten anschließend in die Erstellung der Simulationsmodelle einfließen. Die Harvester wurden elektrisch und mechanisch charakterisiert. Hierbei wurden die Resonanzfrequenzen, der optimale Lastwiderstand, sowie der Effektivwert der Ausgangsspannung und die maximale Ausgangsleistung aufgenommen. Für die Charakterisierung wurden sowohl der entworfene Messaufbau zur rotationsbasierten Anregung genutzt, als auch ein bereits vorhandener Shakermessstand zur linearen Vibrationsanregung. Der im Rahmen dieser Arbeit entworfene Messaufbau weist, nach einfachen Optimierungen, eine, im Vergleich zum zuvor verwendeten Messaufbau, höhere Reproduzierbarkeit der Messwerte auf. Bedingt durch eine zu geringe Spannungsversorgung für den Motor und die Motorsteuerung, muss die Charakterisierung von Bauteilen mit höheren Resonanzfrequenzen nachträglich erfolgen.

Für die Simulation der Harvester wurden 18 Harvestermodelle in der Simulationssoftware COMSOL Multiphysics erstellt. Für alle 18 Modelle wurden Eigenfrequenzanalysen durchgeführt, um die idealen Resonanzfrequenzen festzustellen. Die simulierten Eigenfrequenzen wurden mit den gemessenen Resonanzfrequenzen verglichen, wobei sich signifikante Abweichungen ergeben haben. Die Abweichungen der Resonanzfrequenzen sind höchstwahrscheinlich auf Prozessschwankungen zurückzuführen, sodass hier weitere Untersuchungen der prozessierten Bauteile erforderlich sind. Für das Design, dessen Messergebnisse die höchste Reproduzierbarkeit aufwiesen, wurden Simulationen für den Oberflächenstress und das elektrische Potential um die erste Eigenfrequenz herum durchgeführt. Diese Simulation benötigte als Randbedingung die magnetischen Kräfte, welche auf die Harvester einwirken und eine Verformung zur Folge haben. Bestimmt wurden diese

Kräfte mittels Dipolapproximation aus den Messwerten für die Remanenzinduktion der verwendeten Permanentmagneten und der Harvestermagneten. Diese Simulationsergebnisse wurden mit den gemessenen Werten verglichen und nach Einbringen einer Dämpfung in das Modell konnte so eine gute Übereinstimmung erreicht werden. Eine Verbesserung der Übereinstimmung kann durch eine Messung der tatsächlich wirkenden magnetischen Kräfte erreicht werden, welche im Anschluss an diese Arbeit vorgenommen wird.

Basierend auf den maximalen Ausgangsleistungen für die Energy-Harvester, welche in der Charakterisierung bestimmt wurden, wurde ein möglichst energieautarkes Sensorsystem entworfen. Das entworfene Sensorsystem ermöglicht die Aufnahme und Speicherung von Messwerten für Lichtstärke, Temperatur und Luftfeuchtigkeit. Aufbau und Inbetriebnahme des entworfenen Sensorsystems müssen aufgrund von Lieferverzögerungen im Anschluss an diese Arbeit erfolgen. Die Betrachtung der Energiebilanzen zeigt allerdings, im Zusammenhang mit den Messergebnissen, vielversprechende Aussichten für den erfolgreichen Betrieb eines entsprechend Sensorsystems.

Im Anschluss an diese Arbeit werden weitere Harvester charakterisiert. Diese neuen Harvester haben ein identisches Design, zu den in dieser Arbeit charakterisierten Harvestern, sind zusätzlich aber vakuumverkapselt. Die Vakuumverkapselung soll eine Senkung der Dämpfung bewirken, sodass bei derselben Kraftereinwirkung auf die Harvester höhere Auslenkungen erreicht werden können. Gleichzeitig führt die Verringerung der Dämpfung zu einem längeren Ausschwingverhalten. Dieses verlängerte Ausschwingverhalten soll idealerweise auch bei Anregung mit Frequenzen, welche nicht der Resonanzfrequenz entsprechen, zu einer angemessenen Leistungsausbeute führen.

Zusätzlich dazu wird ein weiterer Messaufbau konzeptioniert, welcher eine Messung der Balkenauslenkung unter einem Laser-Doppler-Vibrometer ermöglicht. Dieser Messaufbau soll genauere Aussagen über das Auslenkungsverhalten und die tatsächlich vorliegenden Schwingungsmodi der Balken bei rotationsbasierten Anregungen durch den Magnetradaufbau liefern. Aus einer genauen Bestimmung der Auslenkung können weitere Rückschlüsse auf die wirkenden Kräfte und ihre Richtungskomponenten bestimmt werden, welche für eine Optimierung der Simulationsmodelle genutzt werden können.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass erfolgreich eine Validierung der aktuellen Harvester-Generation durchgeführt wurde. Während dieser Validierung wurden Prozessvariationen festgestellt, die weiter untersucht werden müssen. Bei Betrachtung der aufgenommenen Messwerte und den immer weiter sinkenden Stromaufnahmen für Übertragungsbausteine werden energieautarke Sensorsysteme stetig realisierbarer.

# Literaturverzeichnis

- [1] V. Kaajakari, *Practical MEMS*. small gear publishing, 2009.
- [2] *MSP430FR5994 Datasheet*, Texas Instruments, March 2016, Revised August 2018. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/slase54c/slase54c.pdf>
- [3] *OPT3004 Datasheet*, Texas Instruments, December 2018. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opt3004.pdf>
- [4] *HTS221 Datasheet*, STMicroelectronics, May 2014, Revised October 2015. [Online]. Available: [https://www.st.com/content/st\\_com/en/products/mems-and-sensors/humidity-sensors/hts221.html](https://www.st.com/content/st_com/en/products/mems-and-sensors/humidity-sensors/hts221.html)
- [5] *LM94022 Datasheet*, Texas Instruments, May 2006, Revised September 2015. [Online]. Available: <https://www.st.com/en/mems-and-sensors/stlm20.html>
- [6] H. Niedrig and M. Sternberg, "Physik," in *Das Ingenieurwissen*, H. Czichos and M. Hennecke, Eds. Springer, 2012, ch. B.
- [7] C. Poudel, "Inverted Linear Halbach Array for Separation of Magnetic Nanoparticles," 2014.
- [8] COMSOL, "Introduction to Structural Mechanics," revised May 8 2018. [Online]. Available: <https://www.comsol.de/multiphysics/introduction-to-structural-mechanics>
- [9] R. J. Roark and W. C. Young, *Formulas for Stress and Strain Fifth Edition*. McGraw Hill International Editions, 1976.
- [10] COMSOL, "Introduction to Eigenfrequency Analysis." [Online]. Available: <https://www.comsol.de/multiphysics/eigenfrequency-analysis>
- [11] F. Stoppel and D. Knobbe, "Bedienungsanleitung Brüel & Kjær Vibrationsmessplatz."
- [12] *LTC3588-1 Datasheet*, Linear Technology, September 2010, Revised August 2015. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/35881fc.pdf>
- [13] H. Kim, Y. Tadesse, and S. Priya, "Piezoelectric energy harvesting," in *Energy Harvesting Technologies*, S. Priya and D. J. Inman, Eds. Springer, 2009, ch. 1.
- [14] F. Lofink *et al.*, "Magnetically driven energy-harvester with monolithically integrated high-energy-density magnets," in *Proceedings of the 19th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (Transducers)*. IEEE, June 2017, pp. 351–354.

- [15] K. W. Yung *et al.*, "An analytic solution for the force between two magnetic dipoles," *Magnetic and Electrical Separation*, vol. 9, January 1998.
- [16] D. Vokoun *et al.*, "Magnetostatic interactions and forces between cylindrical permanent magnets," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 321, November 2009.
- [17] J. Wittenburg, H. Richard, J. Zierep, and K. Bühler, "Technische Mechanik," in *Das Ingenieurwissen*, H. Czichos and M. Hennecke, Eds. Springer, 2012, ch. E.
- [18] O. Madelung, U. Rössler, and M. Schulz, Eds., *Aluminum nitride (AlN) bulk modulus, Young's and shear modulus*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2001, pp. 1–6. [Online]. Available: [https://doi.org/10.1007/10551045\\_44](https://doi.org/10.1007/10551045_44)
- [19] COMSOL, "Introduction to Structural Mechanics," revised February 21 2017. [Online]. Available: <https://www.comsol.de/multiphysics/piezoelectric-effect>
- [20] S. Marauska, "Hochempfindliche mikromechanische magnetoelektrische Magnetfeldsensoren," Ph.D. dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2013.
- [21] H. Clausert, K. Hoffmann, W. Mathis, G. Wiesemann, and H.-P. Beck, "Elektrotechnik," in *Das Ingenieurwissen*, H. Czichos and M. Hennecke, Eds. Springer, 2012, ch. G.
- [22] Keysight Technologies, "E4990A Impedance Analyzer Datasheet." [Online]. Available: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3890EN.pdf?id=2459964>
- [23] —, "Impedance Measurement Handbook." [Online]. Available: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>
- [24] *ALS31313-JOY Datasheet*, Allegro microsystems, March 2018, Revised May 2018. [Online]. Available: <https://www.allegromicro.com/en/Products/Magnetic-Linear-And-Angular-Position-Sensor-ICs/Linear-Position-Sensor-ICs/ALS31313.aspx>
- [25] Y. Kume, F. Hashimoto, and S. Maeda, "Material damping of cantilever beams," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 80, 1982.
- [26] Texas Instruments, "FRAM FAQs." [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/slat151/slat151.pdf>
- [27] *MSP430FR5994 LaunchPad Development Kit User's Guide*, Texas Instruments, November 2016, Revised April 2019. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso1541-q1.pdf>
- [28] *SN74AUP1G34 Datasheet*, Texas Instruments, August 2004, Revised October 2014. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74aup1g34.pdf>

- [29] *ISO1541-Q1 Datasheet*, Texas Instruments, March 2016, Revised April 2016. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso1541-q1.pdf>

# **A. Anhang**

Der Anhang dieser Arbeit befindet sich auf der beigelegten CD/DVD und ist bei Prüfer Prof. Dr.-Ing. Alfred Ebberg und Prof. Dr.-Ing. Hans Peter Kölzer einzusehen.

## **A.1. Inhalt der beigelegten CD/DVD**

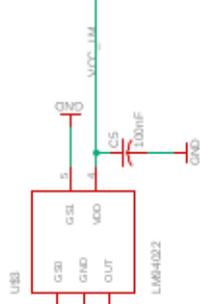
Die beigelegte CD/DVD enthält folgende Unterlagen:

- Masterarbeit in PDF (Lange\_Masterarbeit\_2019.pdf)
- Schaltplan des Sensorsystems in PDF (Harvester\_Sensorsystem\_Rev1\_0.pdf)
- Verwendete Datenblätter

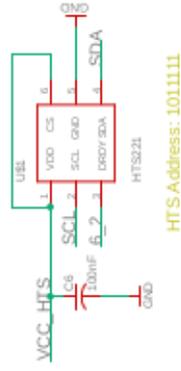
## **A.2. Gesamtschaltplan des entworfenen Harvester-Sensorsystems**

# Sensors

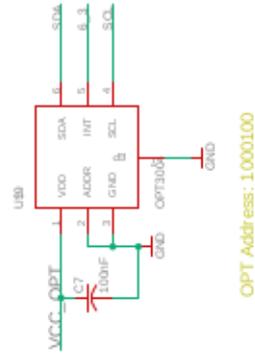
Analog Temperature



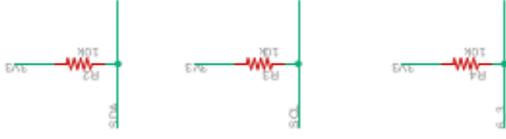
I2C Temperature + Humidity



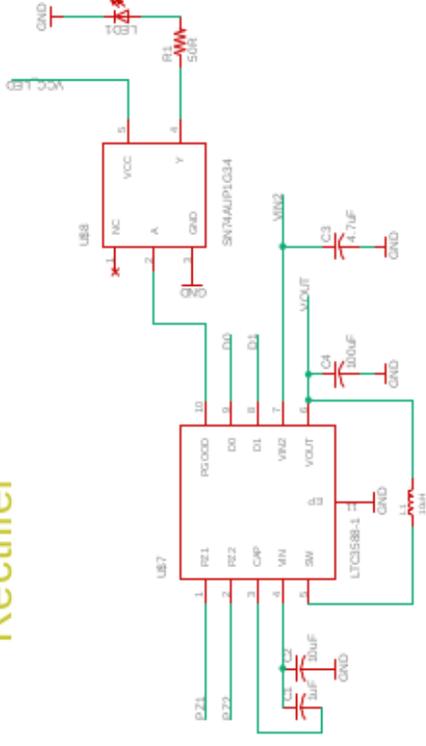
I2C Ambient Light



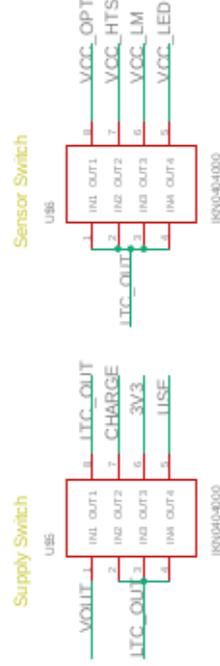
# I2C Pullups



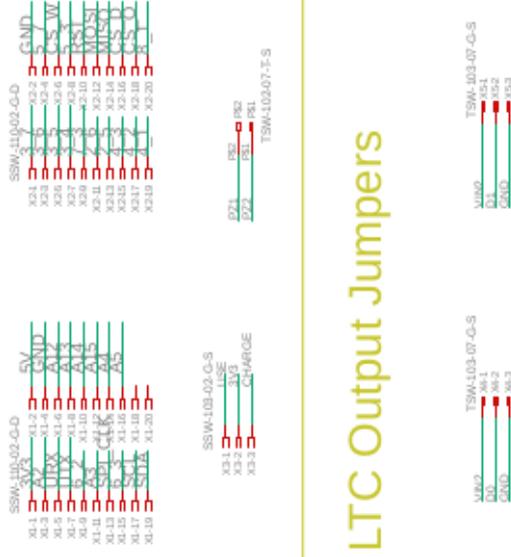
# Rectifier



# Switches



# Connectors



# LTC Output Jumpers

D1 = 0 & D0 = 0 -> 1.8V Vout  
 D1 = 0 & D0 = 1 -> 2.5V Vout  
 D1 = 1 & D0 = 0 -> 3.3V Vout  
 D1 = 1 & D0 = 1 -> 3.6V Vout

# Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 11. Juli 2019

Ort, Datum

Unterschrift