

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität München,  
Lehrstuhl für Technische Elektrophysik

## Entwurf, Modellierung und Realisierung eines kammstrukturbasierten MEMS-Mikrofons

Johannes Simon Kilian Manz

Vollständiger Ausdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender	Prof. Dr. rer. nat. Franz Kreupl
Prüfende der Dissertation	1. Prof. Dr. rer. nat. habil. Gabriele Schrag
	2. Prof. Dr. rer. nat. Marc Tornow

Die Dissertation wurde am 19.09.2018 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 08.05.2020 angenommen.



# Kurzfassung

Elektronische Systeme übernehmen in unserer modernen Gesellschaft vielfältigste Aufgaben. In der Schnittstelle zwischen Mensch und elektronischem System, sowie in den Schnittstellen zwischen den einzelnen Systemen, erfüllen Sensoren die Aufgabe, Daten unterschiedlichster Art zu erfassen und für die weitere Verarbeitung bereitzustellen. Die Detektion von Schallsignalen zur Aufnahme von Musik und Sprache mit Hilfe von Mikrofonen spielt hierbei eine große Rolle. In kompakten und portablen Geräten, in denen geringe Baugröße wichtig ist, beispielsweise in Mobiltelefonen, werden hierfür die in Silizium-Technologie hergestellten MEMS-Mikrofone verwendet, welche die Vorteile niedriger Produktionskosten und geringer Abmessungen mit einer sehr guten Performanz vereinen.

In dieser Arbeit wurde ein alternatives Konzept eines MEMS-Mikrofons entworfen, um das Signal-Rausch-Verhältnis im Hinblick auf die stetig wachsenden Anforderungen an die Aufnahmequalität zu verbessern. Im Gegensatz zu konventionellen MEMS-Mikrofonen, in denen das Signal-Rausch-Verhältnis durch Luftdämpfung in den perforierten Elektrodenplatten limitiert ist, wird im neuen Bauelementkonzept das Schallsignal durch eine Kapazitätsänderung in einer mikromechanischen Kammstruktur detektiert. Zur Unterstützung des Entwurfsprozesses wurde ein physikalisch basiertes und damit skalierbares Simulationsmodell abgeleitet, das die gesamte Mikrofonfunktion prädiktiv abbildet. Mit Hilfe des modularen Simulationsmodells wurden der Designraum und das Layout für die hergestellten Prototypen definiert. Weiterhin wurde das Signal-Rausch-Verhältnis der verschiedenen Varianten abgeschätzt sowie der Einfluss verschiedener Geometrie- und Umgebungsparameter auf die Mikrofoncharakteristik bestimmt.

Die erfolgreiche Umsetzung des Konzeptes zeigt sich in den realisierten Prototypen, die zusammen mit umfassenden theoretischen Untersuchungen das Potential des neuartigen Mikrofonkonzeptes unterstreichen.



# Abstract

In our modern society, electronic systems perform a wide variety of tasks. In the interface between human and electronic systems, as well as in the interfaces between the individual electronic systems, sensors perform the task of collecting data and making it available for further processing. The detection of sound signals for recording music and speech with the help of microphones plays an important role here. In compact and portable devices, for example in mobile phones, size and power consumption are important parameters. For these applications, MEMS microphones which are manufactured in silicon technology are used, as they combine the advantages of low production costs and small dimensions with very good performance.

In this work, an alternative concept of a MEMS microphone was designed to improve the signal-to-noise ratio in view of the ever-increasing demands on recording quality. In contrast to conventional MEMS microphones, in which the signal-to-noise ratio is limited by air damping in the perforated backplate, the new concept detects the sound signal by a capacitance change in a micromechanical comb drive. To support the design process, a physically based and thus scalable simulation model was derived that predictively maps the entire microphone function. With the help of the modular simulation model the design space and layout for the manufactured prototypes were defined. Furthermore, the signal-to-noise ratio of the different variants was estimated, and the influence of different geometry and environmental parameters on the microphone characteristics was determined.

The successful implementation of the concept is reflected in the shown characteristics of the realized prototypes, which, together with comprehensive theoretical investigations, underline the potential of the new microphone concept.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Kapazitive MEMS-Mikrofone . . . . .	3
1.2	Anforderungen an die Modellierung . . . . .	7
<b>2</b>	<b>Das kammstrukturbasierte MEMS-Mikrofon</b>	<b>11</b>
2.1	Grundlegendes Konzept . . . . .	11
2.2	Entwurf des Wandlerchips . . . . .	15
2.3	Realisierung des Wandlerchips . . . . .	18
2.4	Integration des Wandlerchips in ein Mikrofongehäuse . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Modulare Systemmodellierung des MEMS-Mikrofons</b>	<b>25</b>
3.1	Aufbau des modularen Systemmodells . . . . .	25
3.2	Generalisierte Kirchhoffsche Netzwerke . . . . .	28
3.3	Teilmodelle der Mechanik . . . . .	32
3.3.1	Reibung . . . . .	33
3.3.2	Masse . . . . .	33
3.3.3	Steifigkeit . . . . .	34
3.4	Teilmodelle der Fluidik . . . . .	34
3.4.1	Couette-Fluss . . . . .	35
3.4.2	Stationäre Kanalströmung . . . . .	36
3.4.3	Fluidische Übertragungsleitung . . . . .	37
3.4.4	Blendenströmung . . . . .	41
3.4.5	Übergangsströmung . . . . .	42
3.4.6	Inkompressible Reynoldsgleichung . . . . .	43
3.4.7	Schallabstrahlung einer oszillierenden Fläche . . . . .	43
3.4.8	Abgeschlossenes Volumen . . . . .	45
3.5	Kopplungselemente zwischen den Energieformen . . . . .	46
3.5.1	Fluidisch - mechanisches Kopplungselement . . . . .	46
3.5.2	Mechanisch - elektrisches Kopplungselement . . . . .	48
3.6	Dämpfung und Rauschen in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk	48
<b>4</b>	<b>Zerlegung des MEMS-Mikrofons in Basiselemente</b>	<b>51</b>
4.1	Wandlerchip . . . . .	51
4.1.1	Membran-Gegelektroden-System . . . . .	52
4.1.2	Luftdämpfung zwischen Membran und Gegelektrode . . . . .	54

---

4.1.3	Elektromechanisches Kopplungselement . . . . .	64
4.1.4	Fluidmechanisches Kopplungselement . . . . .	69
4.1.5	Ventilation . . . . .	70
4.1.6	Parasitäre elektrische Kapazitäten . . . . .	71
4.2	Mikrofongehäuse . . . . .	72
4.2.1	Schalloch . . . . .	72
4.2.2	Rückvolumen . . . . .	74
4.3	Ausleseschaltung . . . . .	77
4.4	Ankopplung an die Umgebung . . . . .	78
<b>5</b>	<b>Gesamtmodell des MEMS-Mikrofons</b>	<b>81</b>
5.1	Aufbau des Systemmodells aus Basiselementen . . . . .	81
5.2	Validierung der Modelle . . . . .	83
5.3	Simulationsstudie des MEMS-Mikrofons . . . . .	88
5.3.1	Sensitivität des Standarddesigns . . . . .	88
5.3.2	Rauschen des Standarddesigns . . . . .	89
5.3.3	Variation von Designparametern . . . . .	90
<b>6</b>	<b>Experimentelle Ergebnisse und Vergleich mit simulierten Kenndaten</b>	<b>95</b>
6.1	Elektrische Messung der Schnappspannung . . . . .	95
6.2	Akustische Messungen . . . . .	96
6.2.1	Sensitivitätsmessungen . . . . .	97
6.2.2	Rauschmessungen . . . . .	98
6.2.3	Klirrfaktor-Messungen . . . . .	100
6.3	Zusammenfassung der gemessenen Kenndaten . . . . .	101
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>103</b>



# 1 Einleitung

Elektronische Geräte unterstützen uns bei vielfältigen Aufgaben in unserer modernen Gesellschaft und sind dabei an vielen Stellen des täglichen Lebens nicht mehr wegzudenken. Die Schnittstelle zwischen unserer Umwelt und den elektronischen Systemen übernehmen Sensoren und Aktoren. Sensoren nehmen Umwelteinflüsse wie Schall, Druck oder Beschleunigung auf und leiten sie an eine verarbeitende Elektronik weiter. Mittels Aktoren kann die Umwelt durch das elektronische System beeinflusst werden, zum Beispiel durch das Ansteuern eines Ventils in einer Heizungsanlage. Mit immer besseren Sensoren können die elektronischen Systeme genauer und spezifischer auf äußere Reize reagieren und somit komplexere Aufgaben erfüllen. Eine Anwendung hierzu ist zum Beispiel das autonome Fahren im Automobilmarkt. Durch eine Vielzahl von Sensoren im Fahrzeug wird die Umgebung kontinuierlich überwacht und das Fahrzeug kann aufgrund dieser Informationen selbständig die Steuerung übernehmen. Eine weitere Anwendung von Sensoren und Aktoren ist im Bereich des sogenannten Internets der Dinge gegeben, in dem Geräte und Maschinen über das Internet miteinander vernetzt werden, um miteinander zu kommunizieren. Die Sensordaten einzelner Geräte können so dem gesamten Netzwerk zur Verfügung gestellt werden. In der direkten Interaktion Mensch - Maschine hat die Sprachsteuerung in den letzten Jahren einen großen Aufschwung erlebt<sup>1</sup>. Der Mobilfunkbereich ist mit der ständigen Weiterentwicklung des Smartphones ein weiterer großer Markt, in welchem immer bessere Sensoren für Audio und Bildaufnahmen verwendet werden. Dabei hat das Mikrofon als Sensor für Audiosignale im letzten Jahrzehnt einen kontinuierlichen Aufschwung erlebt. Abbildung 1.1 zeigt die starke Nachfrage an Mikrofonen mit einer prognostizierten jährlichen Wachstumsrate (englisch: CAGR) von 11,3%. Unterschieden wird hierbei in die traditionellen Elektretmikrofone [48] und die neueren MEMS-Mikrofone. Das Akronym MEMS steht hierbei für die englische Abkürzung **Micro-Electro-Mechanical-System** und wird im deutschen allgemein als Mikrosystem bezeichnet. Ein solches Mikrosystem zeichnet sich durch die Verbindung von mechanischen und elektrischen Komponenten in einem kleinen Bauteil aus. Dabei liegen die Abmessungen eines solchen Systems im Millimeterbereich. Die Herstellung der Mikrosysteme erfolgt kostengünstig in Siliziumtechnologie.

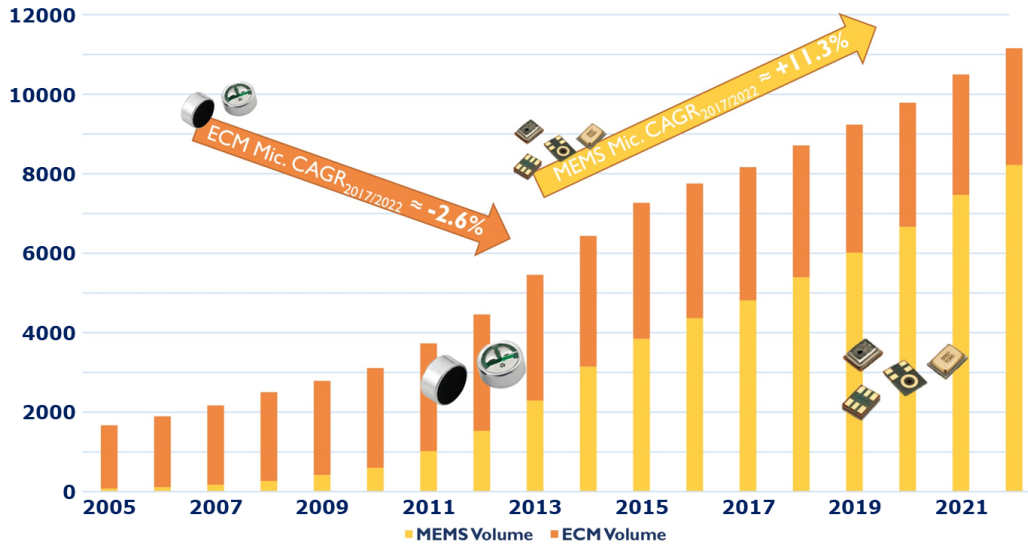
In dieser Arbeit soll der Entwurf und die Entwicklung eines neuen Mikrofondesigns erfolgen. Dabei wird ein neuartiger Auslesemechanismus basierend auf einer Kammstruktur verwendet. Ziel ist es, ein MEMS-Mikrofon mit einem neuartigen kapazitiven Ausleseme-

---

<sup>1</sup>Geschätzte Verkaufszahlen von sprachgesteuerten Assistenzsystemen im Heimbereich liegen für 2017 im zweistelligen Millionenbereich [10].

## The microphone market since 2005 - In Munits

(Source: Acoustic MEMS and Audio Solutions 2017 report, April 2017, Yole Développement)



**Abbildung 1.1:** Entwicklung und Prognose des Mikrofonmarkts von Elektretmikrofonen und MEMS-Mikrofonen von 2005 bis 2022 in Millionen Einheiten [1]. Gut zu erkennen ist der kontinuierlich ansteigende Bedarf an Mikrofonen, wobei MEMS Mikrofone einen immer größeren Marktanteil einnehmen.

chanismus, von der ersten Idee bis zu den funktionierenden Prototypen, zu entwerfen. Im neuen Konzept wird die aktive Kapazität des Mikrofon durch eine Kammstruktur realisiert, mit dem Zweck, das Rauschen im Mikrofon zu reduzieren. Um das Potential des neuen Mikrofonkonzepts abzuschätzen, wird ein dezidiertes Simulationsmodell aufgestellt, sowie Prototypen zur experimentellen Untersuchung hergestellt und vermessen. Das erstellte Simulationsmodell folgt einem allgemeinen modularen Modellierungsansatz, welcher ebenso auf andere Mikrosysteme angewendet werden kann. So können die hier gewonnenen Ergebnisse wiederverwendet werden. Das Simulationsmodell soll alle zum Verständnis des Systems nötigen physikalischen Vorgänge im Mikrofon abbilden. Insbesondere sollen die Rauschquellen im Mikrofon identifiziert und quantifiziert werden.

Zur Einordnung der Arbeit wird sie in Bezug zu den direkten Vorgängern in der MEMS Gruppe des Lehrstuhls für Technische Elektrophysik an der TU München gesetzt. Bei Nießner [38] wird aufbauend auf Schrag [46] die Kompaktmodellierung am Beispiel eines MEMS-Hochfrequenzschalters durchgeführt [39]. Speziell wird hier die automatisierte Erstellung eines verteilten Netzwerks zur Simulation der fluidischen Effekte in einer dünnen Luftschicht im Bauteil behandelt. Künzig stellt in seiner Arbeit allgemein verschiedene Modellierungsmethoden in der MEMS-Entwicklung vor und diskutiert diese am Beispiel eines Hochfrequenzschalters und eines Mikrofon [31]. Hierbei wird ebenfalls auf verteilte Effekte, insbesondere auf die räumlich verteilten Rauschquellen unter der Mikrofonmembran, einge-

gangen. Während die Vorgängerarbeiten zum Ziel hatten methodische Ansätze abzuleiten und anhand dieser bestehende Bauteile zu validieren, bezieht sich diese Arbeit auf die Neuentwicklung eines Mikrosystems. Dabei wird das gesamte Mikrosystem einschließlich aller Komponenten sowie des Gehäuses in der Simulation modelliert.

In den folgenden Abschnitten dieses Kapitels wird zunächst auf die Grundlagen eines kapazitiven MEMS-Mikrofons eingegangen und ein Überblick über die Anforderungen an die Simulation von Mikrosystemen gegeben.

## 1.1 Kapazitive MEMS-Mikrofone

Das in dieser Arbeit entwickelte MEMS-Mikrofon beruht auf einem kapazitiven Auslesemechanismus. Dieser Auslesemechanismus ist neben dem piezoelektrischen Ausleseprinzip [25], [50] der am weitesten verbreitete. Im Folgenden soll genauer auf die generelle Funktionsweise dieses Mikrontyps und anschließend auf die für den Betrieb wichtigen Kenngrößen eines Mikrofons eingegangen werden.

**Funktionsweise** Ein konventionelles Mikrofon besteht aus einer beweglichen Membran, welche parallel zu einer festen Gegenelektrode angeordnet ist. Membran und Gegenelektrode sind elektrisch leitfähig und bilden eine Kondensatoranordnung. Nähert man Membran und Gegenelektrode durch zwei parallele Platten an, wird die elektrische Kapazität durch

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (1.1)$$

berechnet. Hierbei bezeichnet  $A$  die Plattenfläche,  $d$  den Abstand zwischen den Platten und  $\varepsilon$  die Permittivität. Durch eine eintreffende Schallwelle wird die Membran ausgelenkt und es ändert sich der Abstand  $d$  zur Gegenelektrode. Diese Änderung führt nach Gleichung 1.1 zu einer Änderung der elektrischen Kapazität  $C$ , welche mithilfe einer elektrischen Ausleseschaltung detektiert wird. Die Kapazität  $C$  wird im Folgenden als aktive Kapazität bezeichnet, um sie von anderen Kapazitäten, wie zum Beispiel Parasitärkapazitäten im Mikrofon, abzugrenzen.

In MEMS-Mikrofonen wird die Membran meist durch eine dünne Siliziumschicht realisiert, welche je nach Bauart teilweise oder allseitig eingespannt ist [55]. Die Gegenelektrode verläuft im Abstand von einigen Mikrometern parallel zur Membran. Sie ist mechanisch wesentlich steifer als die Membran konzipiert und zudem fluidisch durchlässig, sodass sie nicht oder nur wenig vom Schalldruck bewegt wird. Die fluidische Durchlässigkeit wird durch viele Löcher in der Gegenelektrode erreicht. Man spricht hier von einer perforierten Gegenelektrode. In Abbildung 1.2 ist der Aufbau eines Mikrofons am Beispiel eines industriell gefertigten Mikrofons der Firma Infineon gezeigt [18]. Auf der linken Seite ist

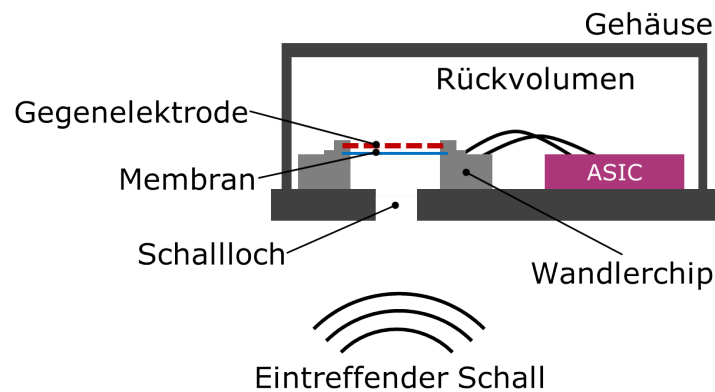
der in Silizium-Technologie gefertigte Wandlerchip, in der Mitte das geöffnete Mikrofon mit Wandlerchip und Ausleseschaltung und rechts das geschlossene Mikrofon abgebildet. Um eine möglichst große aktive Fläche zu erhalten, ist der Wandlerchip fast vollständig von der Membran ausgefüllt. Der vergrößerte Ausschnitt am Rand der Membran zeigt die Gegenelektrode und die darunter liegende Membran. Zum weiteren Verständnis zeigt



**Abbildung 1.2:** Industriell gefertigtes Mikrofon von Infineon Technologies AG [18].

Abbildung 1.3 einen 2D-Schnitt durch ein Mikrofon. Im Gehäuse sind der Wandlerchip und die Ausleseschaltung (ASIC) positioniert. Der Schall tritt durch eine Öffnung, das Schallloch, an der Gehäuseunterseite in das Mikrofon ein. Unter der Membran wurde das Substrat des Wandlerchips entfernt, sodass eine Kavität entsteht, welche an der oberen Seite durch die Membran abgeschlossen ist. Das Gehäuse des Mikrofons schützt Wandlerchip und Ausleseschaltung vor äußeren Einflüssen wie Feuchtigkeit oder Schmutz, und zusätzlich schirmt es die Oberseite der Membran von der Druckänderung durch die Schallwelle ab. Dies ist nötig, da die Wellenlänge der Schallwellen größer als die Abmessungen des Mikrofons ist. Selbst bei hohen Frequenzen von 10 kHz beträgt die Wellenlänge  $\approx 3,4$  cm und ist damit größer als die Abmessungen des Mikrofons, welche typischerweise bei einigen Millimetern liegen. Somit würde ohne die Abschirmung vor und hinter der Membran annähernd der gleiche Druck herrschen und es gäbe keine Auslenkung der Membran. Andererseits muss im Mikrofon ein Druckausgleich auf langen Zeitskalen möglich sein, um Druckunterschiede durch Wetteränderungen oder Höhenunterschiede auszugleichen. Dafür wird die Membran mit einem oder mehreren kleinen Löchern versehen. Durch diese Öffnung kann sich der Druck im Rückvolumen an den Umgebungsdruck anpassen. Dieser Effekt wird als Ventilation des Mikrofons bezeichnet.

Prinzipiell gibt es viele Möglichkeiten die Geometrie der Membran und der Gegenelektrode zu gestalten. In allen uns bekannten kommerziellen MEMS-Mikrofonen wird, wie oben beschrieben, in der Membran-Gegenelektroden-Geometrie die aktive Kapazität durch Änderung des Abstands  $d$  (vgl. Gleichung 1.1) variiert [55]. Die Grundidee, die im Konzept dieser Arbeit verfolgt wird ist es, anstatt den Abstand zu variieren, die Fläche  $A$  in der Kapazität zu ändern. Der Schall bewirkt eine Bewegung der Elektroden parallel zueinan-



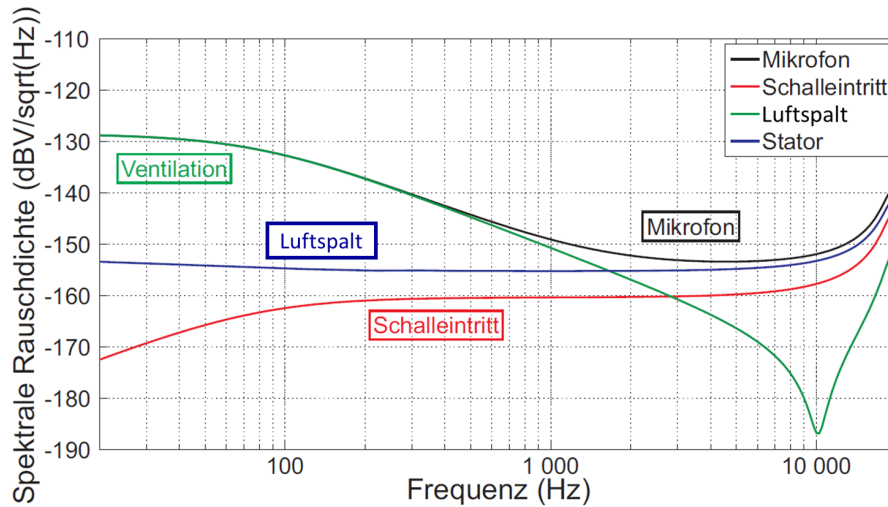
**Abbildung 1.3:** 2D-Schnitt eines MEMS-Mikrofons mit kapazitivem Auslesemechanismus.

der, wodurch die überlappende Fläche in der Kapazität verändert wird. Die Verwirklichung dieses Konzepts wird mit Hilfe einer Kammstruktur realisiert. Aufbau und Design wird im Detail in Kapitel 2 diskutiert.

Das allgemeine Funktionsprinzip eines kapazitiven MEMS-Mikrofons wurde in den letzten Jahren immer weiter verbessert und modifiziert, sodass die Performanz der Mikrofone, insbesondere das Signal-Rausch-Verhältnis, immer besser wurde. Allerdings kommt es bei der herkömmlichen Form der Elektrodenanordnung zu einem sogenannten Perforationsrauschen im Luftspalt zwischen Membran und Gegenelektrode und in den Perforationslöchern der Gegenelektrode. Die sich bewegende Membran verdrängt Luft, welche gegen die Gegenelektrode und durch die Perforationslöcher gedrückt wird. Die damit zusammenhängende fluidische Dämpfung führt zu einem erheblichen Rauschbeitrag im Mikrofon. Die Rauschbeiträge für solch ein Mikrofon wurden im Detail von Künzig untersucht [31]. Abbildung 1.4 zeigt die simulierte Rauschdichte eines konventionellen Mikrofons. Man sieht, dass im Bereich über 1,5 kHz der Rauschanteil im Luftspalt dominant ist. Um diesen Rauschbeitrag zu minimieren und so ein größeres Signal-Rausch-Verhältnis zu erreichen, wird ein neues Design der Elektrodengeometrie mit einer Kammstruktur entwickelt.

**Kenngrößen** In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Kenngrößen eines MEMS-Mikrofons vorgestellt und es wird kurz auf die sich daraus ergebenden Herausforderungen in der Mikrofonentwicklung eingegangen.

Silizium-Mikrofone werden vor allem in mobilen Endgeräten wie Handys oder Tablets, aber auch in stationären Geräten wie zum Beispiel in Sprachassistenzsystemen verwendet. Dort werden sie aufgrund ihrer geringen Größe und relativ billigen Herstellung in großen Stückzahlen eingesetzt. Für die Hersteller dieser Geräte sind zunächst Größe, Formfaktor und Leistungsaufnahme wichtig, um das Mikrofon problemlos in das Endprodukt zu integrieren. Weiterhin sind die akustischen Kenngrößen Sensitivität, Signal-Rausch-Verhältnis



**Abbildung 1.4:** Spektrale Rauschdichte eines Mikrofons, aufgespalten in die verschiedenen Rauschbeiträge (ohne den Rauschbeitrag der elektrische Ausleseschaltung) [31]

und Klirrfaktor für die Aufnahme von Sprache und Musik essentiell.

**Sensitivität** Die Sensitivität  $S$  des Mikrofons beschreibt das Verhältnis von Eingangsschalldruck  $P_{\text{ein}}$  in Pascal zu Ausgangsspannung  $U_{\text{AS}}$  in Volt der Ausleseelektronik, wobei eine möglichst hohe Sensitivität wünschenswert ist, um niedrigste Schallpegel zu detektieren

$$S = \frac{U_{\text{aus}}}{P_{\text{ein}}}. \quad (1.2)$$

**Signal-Rausch-Verhältnis** Das Signal-Rausch-Verhältnis wird im Englischen mit **Signal to Noise Ratio** bezeichnet und wird durch das Akronym SNR abgekürzt. Es ist eine weitere wichtige Größe zur Charakterisierung des Mikrofons. Es setzt das Eigenrauschen im Mikrophon in Bezug zur Ausgangsspannung des Mikrofons. Das Eigenrauschen im Mikrophon wird durch die effektive Rauschspannung  $U_{\text{R, eff}}$  beschrieben, welche den effektiven Mittelwert der Rauschamplitude am Ausgangsknoten des Mikrofons angibt. Die Rauschspannung setzt sich aus mehreren Rauschbeiträgen zusammen und wird in Volt angegeben. Demgegenüber steht die Ausgangsspannung  $U_{\text{AS, 1 kHz, 1 Pa}}$  am Mikrophon, welche bei einem Schalldruck von 1 Pa und einer Frequenz von 1 kHz gemessen wird. Das Signal-Rausch-Verhältnis berechnet sich zu:

$$\text{SNR} = \frac{U_{\text{AS, 1 kHz, 1 Pa}}}{U_{\text{R, eff}}}. \quad (1.3)$$

Das Rauschen im Mikrofon ist frequenzabhängig. Die effektive Rauschspannung wird durch Integration der Rauschdichte über den akustisch hörbaren Frequenzbereich (20 Hz bis 20 kHz) berechnet. Weiterhin wird der Frequenzgang des menschlichen Gehörs berücksichtigt, indem die Rauschdichte mit einer Bewertungsfunktion gewichtet wird. Hierbei hat sich die sogenannte A-Bewertung eingebürgert [14]. Eine Herleitung der effektiven Rauschspannung aus den einzelnen Rauschquellen des Systems wird in Abschnitt 3.6 gegeben.

**Klirrfaktor** Nimmt man ein ursprünglich sinusförmiges Wechselsignal als Eingangsgröße im Bauteil an, bezeichnet der Klirrfaktor das Maß der unerwünschten Verzerrungen im Ausgangssignal. Diese entstehen durch nichtlineares Verhalten im Bauteil. Der Klirrfaktor wird quantifiziert über das Verhältnis der gesamten Leistung im Signal  $P_{\text{tot}}$  zur Leistung in der ersten Harmonischen  $P_1$

$$\text{THD} = \frac{P_{\text{tot}} - P_1}{P_1}, \quad (1.4)$$

wobei das Akronym für den Klirrfaktor vom englischen Begriff **T**otal **H**armonic **D**istortion abgeleitet wurde.

Kommerzielle Mikrofone erreichen aktuell Werte von 13 mV/Pa für die Sensitivität und 64 – 70 dB für das Signal-Rausch-Verhältnis [28], [29], [18]. Der Klirrfaktor moderner Mikrofone liegt im Bereich  $< 2\%$  für Schalldrücke von 130 dB SPL<sup>2</sup>.

## 1.2 Anforderungen an die Modellierung

Modellierung ist ein wichtiger Aspekt in der modernen Entwicklung von Mikrosystemen [46], [43], [38], [31]. Durch sie kann schnell und kostengünstig eruiert werden, ob ein Bauteil die gewünschte Funktionalität aufweist, wie die physikalischen Effekte im Bauteil zusammenspielen und darauf aufbauend, wie sich ein Bauteil optimieren lässt. Die Vorteile einer detaillierten Modellierung werden durch die aufwendige Erstellung eines Modells erkaufte. Im speziellen Fall von Mikrosystemen müssen die auftretenden verschiedenen Energieformen berücksichtigt werden. So wird zum Beispiel im Mikrofon der akustische Schall in eine mechanische Bewegung der Membran und weiter in ein elektrisches Signal umgewandelt. Das Gesamtmodell des Mikrofons muss somit Effekte von drei Energieformen: Akustik/Fluidik, Mechanik und Elektrik behandeln bzw. miteinander verbinden. Analytisch geschlossene Lösungen für ein voll gekoppeltes System existieren nicht und obwohl mit modernen Programmen [15], [2] gekoppelte Probleme mit finiten Elementen gelöst werden können, ist es nach derzeitigem Stand der Technik nicht möglich oder zu aufwendig, das gesamte Bauteil voll gekoppelt zu berechnen, insbesondere wenn das Bauteil so komplex wie das hier betrachtete Mikrofon ist. Die grundlegende Modellierungsidee in dieser Arbeit

---

<sup>2</sup>SPL steht hierbei für das englische Akronym **S**ound **P**ressure **L**evel

ist es, das Bauteil in Gebiete zu unterteilen, deren Verhalten auf wenige Freiheitsgrade reduziert werden können, ohne signifikant an Genauigkeit zu verlieren.

Es werden im Folgenden generelle Anforderungen an die Modellierung formuliert, welche bei der Ableitung des hier entwickelten Modellierungskonzepts berücksichtigt werden.

**Physikalisch basiert** Um möglichst nahe am wirklichen Verhalten des Bauteils zu bleiben, wird das Mikrosystem durch die entsprechenden physikalischen Grundgleichungen modelliert. Fitparameter werden soweit wie möglich vermieden. Zudem handelt es sich um transparente Modelle. Das heißt, die Berechnungen im Modell können immer auf den entsprechenden physikalischen Zusammenhang zurückgeführt werden und in der Herleitung des Modells sind alle Näherungen angegeben, sodass der Anwender selbst entscheiden kann, ob das verwendete Modell auf sein aktuelles Problem anwendbar ist. Idealerweise wird dabei der Gültigkeitsbereich des Modells angegeben.

**Beschreibung unterschiedlicher Energieformen** Falls die Funktion des zu simulierenden Mikrosystems mehrere Energieformen beinhaltet, muss das Modell die unterschiedlichen Energieformen behandeln und ihre Wechselwirkung untereinander beschreiben. Dies ist insbesondere für das Mikrofon wichtig, da hier die akustische Energie in Form des Schalls in ein elektrisches Auslesesignal umgewandelt wird.

**Skalierbarkeit mit Designparametern** Das Modell soll skalierbar mit den relevanten Designparametern sein. Das heißt, die Modelle sollten für einen möglichst großen Designraum gelten und die Abhängigkeiten von den einzelnen Größen müssen sorgfältig implementiert werden. Dadurch können erstens Designvariationen am Computer getestet werden, ohne langwierige Versuchsreihen zu starten, und zweitens Aussagen über Designvarianten getroffen werden, die mit den aktuellen Fertigungsprozessen noch nicht hergestellt werden und somit experimentell nicht verfügbar sind.

**So einfach wie möglich - so genau wie nötig** Die Modellierung von Mikrosystemen sollte immer so einfach wie möglich gehalten werden. Dies bedeutet, nur diejenigen Effekte werden berücksichtigt, welche einen signifikanten Einfluss auf die gewünschte Ausgangsgröße haben. Dies reduziert Rechenzeit und hält das Simulationsmodell überschaubar, was essentiell zur Fehlervermeidung ist. Ein nicht unerheblicher Anteil bei der Erstellung eines Simulationsmodells wird dafür verwendet, die überflüssigen Aspekte im Modell zu eliminieren. Auf der anderen Seite sollte immer so genau wie nötig simuliert werden, um alle wichtigen Phänomene abzubilden.

**Reduzierung der Freiheitsgrade** Zur Reduzierung der Freiheitsgrade wird das Bauteil in funktionale Blöcke aufgeteilt, welche je nach Anforderung in kleinere Einheiten unterteilt werden können. Das Verhalten innerhalb einer Einheit wird durch eine reduzierte Anzahl an Zustandsvariablen beschrieben. Hierdurch werden die zu berechnenden Freiheitsgrade



enorm reduziert, da die physikalischen Eigenschaften innerhalb einer Einheit zusammengefasst werden.

**Modularität** Einzelne funktionale Blöcke sollten, ähnlich zur objektorientierten Programmierung, erstens abgeschlossen sein und zweitens sollte die Schnittstellen zwischen den Teilmodellen standardisiert werden. So kann der Anwender, je nach Anwendungsfall, einzelne Teilmodelle modifizieren, hinzufügen oder entfernen ohne den Rest des Gesamtsystems zu beeinflussen. Auf diese Weise kann das Modell mit eigenen Teilmodellen erweitert werden, ohne dass die Funktionalität des Modells verloren geht.

**Kalibrierung und Validierung der Modelle** Das Gesamtmodell und seine Teilmodelle werden mit numerischen Simulationen oder Experimenten kalibriert und validiert. Unter Kalibrierung wird in dieser Arbeit verstanden, dass unbekannte Parameter aus Messungen oder Finite-Elemente-Rechnungen bestimmt werden. Validierung ist dagegen der Vergleich eines Modells oder seiner Teilmodelle mit Messungen bzw. Finite-Elemente-Rechnungen. Da einzelne Teilmodelle experimentell nicht zugänglich sein können, muss in diesen Fällen das Modell durch eine numerische Simulation kalibriert bzw. validiert werden.

Um diese Punkte zu erfüllen, fällt die Wahl der Modellierung auf ein bekanntes Prinzip aus der Elektrotechnik: Das System wird mit einem Kirchhoffschen Netzwerk aus konzentrierten Elementen beschrieben. Dieses für elektrische Größen verwendete Prinzip kann auf weitere Energieformen, wie die Fluidik und Mechanik, erweitert werden. Weiterführende Literatur kann in [53], [19], [54], [32] und [45] gefunden werden.



## 2 Das kammstrukturbasierte MEMS-Mikrofon

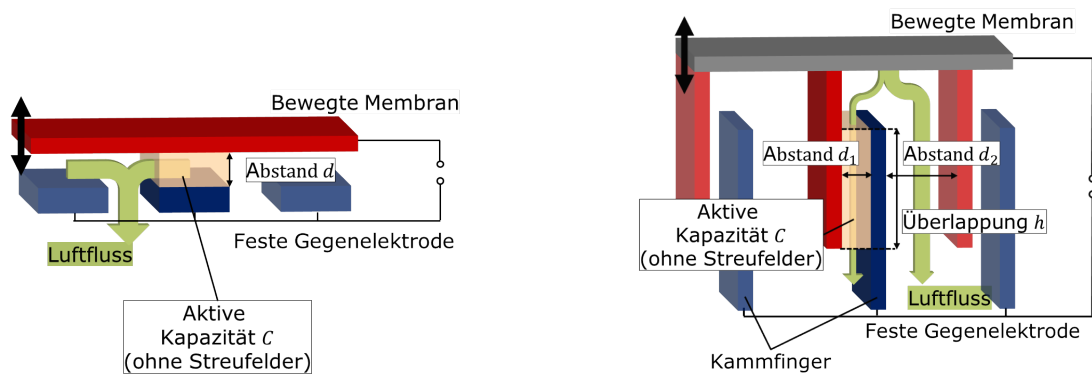
In diesem Kapitel werden das Konzept und die Realisierung des kammstrukturbasierten MEMS-Mikrofons im Detail vorgestellt. Das Mikrofon besteht aus einem Gehäuse, in dem ein elektronischer Auslesechip und der Wandlerchip integriert sind. Für den Aufbau des Gehäuses sowie des Wandlerchips werden erprobte Lösungen von Infineon Technologies AG verwendet. Der Wandlerchip hingegen wird neu entworfen. In dem neuen Konzept wird der kapazitive Auslesemechanismus durch eine Kammstruktur realisiert [17], [35]. Im Folgenden wird zunächst auf die Idee und das grundlegende Design eingegangen. Anschließend werden konkrete Entwürfe sowie die Realisierung des Wandlerchips in Siliziumtechnologie vorgestellt. Abschließend wird der komplette Aufbau des Mikrofons mit Wandlerchip und Ausleseschaltung in einem Gehäuse erläutert.

### 2.1 Grundlegendes Konzept

Es ist das Ziel des neuen Mikrofonkonzepts, das Eigenrauschen zu reduzieren. Im Speziellen soll der Rauschbeitrag des Perforationsrauschens [31] im Luftspalt zwischen Membran und Gegenelektrode minimiert werden. Da das Rauschen über das Nyquist Theorem [40] mit der Dämpfung verbunden ist, soll die Dämpfung in der Membran-Gegenelektroden-Struktur verringert werden. Hierzu wird ein neues Konzept für die Elektrodengeometrie verwendet. Im Mikrofon wird die Schallwelle über die Veränderung der aktiven Kapazität zwischen Membran und Gegenelektrode detektiert. In konventionellen kapazitiven Mikrofonen bewegen sich die gegenüberliegenden Flächen der Membranelektrode und der Gegenelektrode aufeinander zu.

Im neuen Konzept bewegen sich die Elektrodenflächen parallel aneinander vorbei. Dabei bleibt der Abstand der Flächen konstant, es ändert sich jedoch die Fläche der Kapazität. Realisiert wird dies über eine Kammstruktur, bei der ein Teil der Finger an der Membran befestigt ist und der andere Teil der Finger am Substrat fixiert wird. Die Kammstruktur kann entweder seitlich oder ober-/unterhalb der Membran positioniert werden. Im ersten Fall erhält man eine sehr geringe Dämpfung durch Luftreibung zwischen den Fingern der Kammstruktur. Da die Kammstruktur allerdings nicht abgedeckt ist, kann Luft durch die

Kammstruktur an der Membran vorbeifließen und im ungünstigsten Fall das Mikrofon akustisch kurzschließen. (Die Luft bewegt nicht mehr die Membran, sondern fließt um die Membran herum.) Dieser Effekt lässt sich zwar durch Verwendung von sehr kleinen Spaltabständen in der Kammstruktur verringern, jedoch bleibt das grundsätzliche Problem, dass der Effekt mit der Größe der Kammstruktur wächst. Damit sind die Größe der aktiven Kapazität und die Ventilation keine unabhängigen Designparameter mehr. Der Ansatz einer seitlich positionierten Kammstruktur wird näher in [33] und [34] untersucht. Bringt man die Kammstruktur jedoch unter der Membran an, ist sie durch diese abgedeckt und unabhängig von der Ventilation. Weiterhin kann die Membran allseitig eingespannt werden, was zu einer sehr guten mechanischen Stabilität führt. In dieser Arbeit wird das Konzept der Kammstruktur unter der Membran verfolgt. In Abbildung 2.1 werden die Prinzipien eines kamm-basierten Auslesemechanismus mit einem konventionellen Auslesemechanismus miteinander verglichen. Im konventionellen Design (Abbildung 2.1a) ändert sich der vertikale Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode. Dadurch wird die Luft zusammengepresst und muss durch die Perforationslöcher entweichen. Das Zusammenpressen und Entweichen führt zu einem Rauschbeitrag, wobei Künzig festgestellt hat, dass der Rauschbeitrag der Perforationslöcher dominiert [31]. Im neuen Konzept (Abbildung 2.1b) greifen die Kammfinger der Membran (rot) und die der Gegenelektrode (blau) ineinander. Dabei haben sie den Abstand  $d$  zueinander und überlappen sich mit der Höhe  $h$ . Bewegt sich die Membran, so ändert sich die Höhe der Überlappung, was zu einer Änderung der aktiven Kapazität führt. Die von der Membran verdrängte Luft wird durch die Kammstruktur abgeführt. Die Anordnung der Kammfinger wird dabei asymmetrisch gewählt, um die fluidische Dämpfung auf einer Seite zu minimieren, indem man einen breiten Ausströmungsbereich zur Verfügung stellt (Abstand  $d_1 < \text{Abstand } d_2$ ).



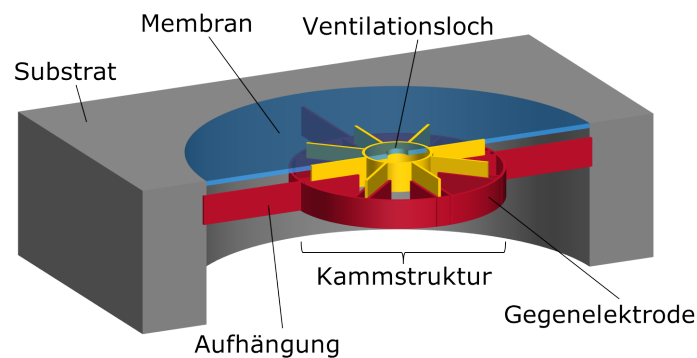
(a) Parallele Gegenelektrode unter der Membran.

(b) Kammstruktur unter der Membran.

**Abbildung 2.1:** Vergleich der Ausleseprinzipien des neuartigen Mikrofondesigns mit einer Kammstruktur und der konventionellen Elektrodengeometrie mit einer zur Membran parallelen Gegenelektrode.

Für die Realisierung des Mikrofons wurde das in Abbildung 2.2 gezeigte Design verwendet: Die Kammstruktur ist unterhalb der Membran rotationssymmetrisch angeordnet, wobei

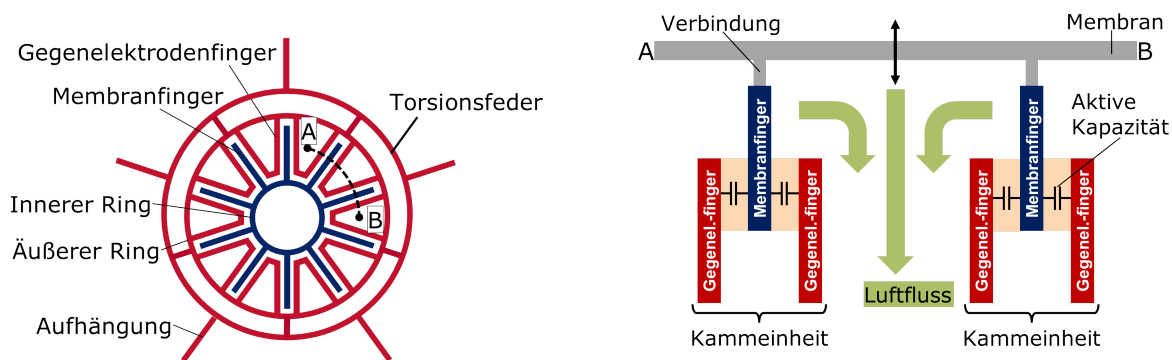
ein Teil der Kammfinger an der Membran befestigt ist. Sie werden im Folgenden Membranfinger genannt. Der andere Teil der Kammfinger formt die Gegenelektrode und ist über starre Aufhängungen am Substrat angebracht. Diese Finger werden im Folgenden Gegenelektrodenfinger genannt. Weiterhin sind die Kammfinger radial nach außen angeordnet, um die Zylindersymmetrie der kreisrunden Membran zu erhalten. Ein zylindersymmetrisches Design ist wünschenswert, da sich die mechanischen Spannungen in der Membran gleichmäßiger verteilen können und somit mechanische Spannungsspitzen vermindert auftreten. Im Bild ist die Membran in blau, die Membranfinger sind in gelb und die Gegenelektrodenfinger sind zusammen mit den Aufhängungen in rot eingezeichnet. Die Finger der Kammstruktur sowie die Aufhängungen werden aus schmalen Siliziumbalken aufgebaut. Um einen statischen Druckausgleich zu ermöglichen, ist in der Mitte der allseitig eingespannten Membran ein Ventilationsloch eingefügt. Unterhalb des Membran-Gegenelektroden-Systems befindet sich die Kavität des Wandlerchips.



**Abbildung 2.2:** Konzeptskizze des Silizium-Mikrofons mit einer Kammstruktur.

In der Aufsicht der Struktur in Abbildung 2.3a wird die asymmetrische Verteilung der Finger in der Kammstruktur ersichtlich. Im rotationssymmetrischen Design liegen die Membranfinger zur Stabilisierung an einem inneren Ring an. Auch die Gegenelektrodenfinger sind auf ihrer inneren Seite zur Stabilisierung verbunden und an ihrer äußeren Seite an dem äußeren Ring der Kammstruktur befestigt. Um den äußeren Ring ist eine Torsionsfeder angebracht, welche eine Verwindung der Gegenelektrode an dieser Stelle erlaubt. Diese Verwindung wird benötigt, um einen Versatz zwischen Membran- und Gegenelektrodenfinger zu erreichen. Hierauf wird später genauer eingegangen. Abbildung 2.3b zeigt den Schnitt durch die Kammstruktur im Bereich der Finger. Die Membranfinger sind an der Membran durch Verbindungen aus Silizium befestigt, während die Gegenelektrodenfinger von außen gehalten werden. Dabei bilden je zwei Gegenelektrodenfinger und ein Membranfinger eine sogenannte Kammeinheit. In einer Kammeinheit ist der Spalt so klein wie möglich gewählt, um eine möglichst große aktive Kapazität zu erhalten. Zwischen zwei Kammeinheiten ist ein breiter Spalt, durch den die von der Membran verdrängte Luft abfließen kann. Dieses asymmetrische Design verbindet also die Vorteile eines kleinen Spaltabstands zur Maxi-

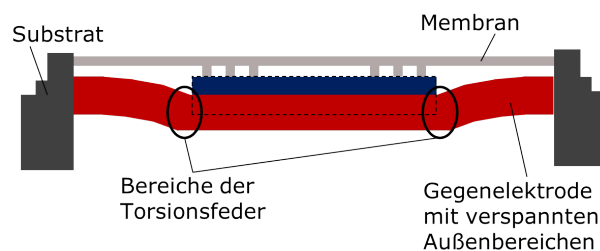
mierung der elektrischen Kapazität mit den Vorteilen eines großen Spaltabstands für eine geringe fluidische Dämpfung.



(a) Aufsicht der Kammstruktur im Mikrofon. (b) Schnitt an der Linie von A nach B.

**Abbildung 2.3:** Aufsicht und Schnitt durch die Kammstruktur.

Im zweidimensionalen Schnitt in Abbildung 2.3b der Kammstruktur ist ein Versatz der Membranfinger zu den Gegenelektrodenfingern zu erkennen, welcher idealerweise bei 50 % der Fingerhöhe liegt, wodurch der größtmögliche Dynamikumfang des Mikrofons ermöglicht wird<sup>1</sup>. Es ist nicht trivial, diesen Versatz zu realisieren, da die Membran- und Gegenelektrodenfinger im gleichen Fabrikationsschritt erstellt werden, um eine perfekte Ausrichtung in der Kammstruktur zu erhalten. Deswegen sind die Membran- und Gegenelektrodenfinger zunächst auf der gleichen Höhe. Aufgrund thermischer Effekte in der Produktion des Chips kommt es allerdings zu unterschiedlichen mechanischen Spannungen in den einzelnen Schichten des Bauteils. Die mechanische Vorspannung in der Gegenelektrode führt zu einem Verbiegen der Aufhängungen und weiterhin zu einem Absenken der Gegenelektrode, wie in Abbildung 2.4 skizziert. Durch die Torsionsfeder am Ende der Aufhängungen wird ein Knick in der Gegenelektrode ermöglicht.



**Abbildung 2.4:** Verbiegung der Aufhängungen durch mechanische Verspannungen aus der Produktion. Die Torsionsfeder nimmt diese Verspannungen auf und die Kammstruktur wird nach unten abgesenkt.

<sup>1</sup>In dieser Anordnung kann sich die Membran bei Schallaufnahmen um 50 % der Fingerhöhe nach oben und unten bewegen.

Es wird nun eine kurze Zusammenfassung der Kernpunkte des neuen Mikrofonkonzepts gegeben:

- Der kapazitive Auslesemechanismus des Mikrofons wird mit einer Kammstruktur realisiert.
- Durch die Anbringung der Kammstruktur unter der Membran lässt sich der Ventilationspfad unabhängig von der aktiven Kapazität einstellen.
- Die asymmetrische Anordnung der Kammfinger in Kammeinheiten führt zu einer hohen elektrischen Kapazität bei gleichzeitig niedriger fluidischer Dämpfung.
- Das radial nach außen gerichtete Design der Kammfinger erhält die Rotationssymmetrie der Membran und führt zu einem mechanisch stabilen Mikrofon.

Im nächsten Abschnitt wird der konkrete Entwurf des Wandlerchips beschrieben und es wird auf die hergestellten Prototypen eingegangen.

## 2.2 Entwurf des Wandlerchips

Im Rahmen dieser Arbeit wurde für das neue Mikrofonkonzept ein Grunddesign entwickelt und davon wurden zahlreiche Parametervariationen abgeleitet. Hier sollen nun das Grunddesign und beispielhaft zwei weitere Designvarianten im Detail diskutiert werden. Das Grunddesign ist die Ausgangsstruktur, welche auf angemessene Performanz bei guter Zuverlässigkeit ausgelegt wurde. Es beinhaltet alle Konzeptideen aus dem vorherigen Abschnitt und wird für die Parametervariationen nur in einzelnen Designparametern abgewandelt. Die erste Designvariante ist auf maximale Zuverlässigkeit und hohe Schnappspannungen<sup>2</sup> optimiert, was auf Kosten der aktiven Kapazität geht. Die zweite Variante realisiert eine größtmögliche aktive Kapazität, um eine hohe Sensitivität zu erreichen.

**Grunddesign** Abbildung 2.5 zeigt die Aufsicht des Grunddesigns. Die kreisrunde Membran liegt am Rand allseitig auf einer Verankerungsstruktur auf, wodurch eine stabile und gleichmäßige Aufhängung ermöglicht wird. Unter der Membran verlaufen von außen nach innen die Aufhängungsbalken, die bei circa halben Radius auf die Torsionsfeder treffen. Die Torsionsfeder ist über die Aufhängungsbalken mit der Kammstruktur verbunden. Die Kammstruktur bildet einen Kreisring mit innerem Radius  $r_1$  und äußerem Radius  $r_2$ . In der Mitte der Membran befindet sich das Ventilationsloch.

Zum besseren Verständnis ist in Abbildung 2.6 die Kammstruktur vergrößert dargestellt. Die Kammstruktur wird außen und innen von einem Doppelring eingerahmt, um die

---

<sup>2</sup>Mit Schnappspannung wird die Spannung bezeichnet, bei der die elektrische Kraft die mechanische Rückstellkraft überwiegt und die Membran schlagartig zur Gegenelektrode gezogen wird [26].

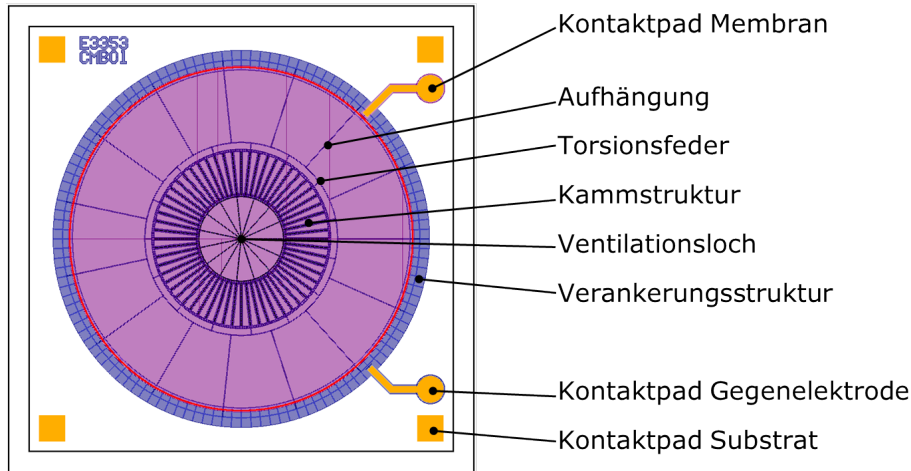


Abbildung 2.5: Grunddesign des Kammmikrofons.

Aufhängung der Finger möglichst stabil zu gestalten und Verbiegungen innerhalb der Kammstruktur zu vermeiden. Außerdem ist zwischen den rot eingefärbten Gegenelektrodenfingern und den blau eingefärbten Membranfingern der Luftspalt zu sehen. Die hellblau markierten Bereiche sind die Stellen der Verbindung zur Membran.

Bei der Dimensionierung des Radius des äußeren und inneren Kreisrings werden folgende Überlegungen durchgeführt: Der äußere Radius  $r_2$  des Kreisrings wird auf die Hälfte des Membranradius festgelegt, um einen ausreichend großen elastischen Teil der Membran zu erhalten, denn die Membran wird im Bereich der Kammstruktur durch die mit ihr verbundenen Finger sehr steif. Dies wird nicht durch Simulation oder Rechnung festgelegt, sondern ist ein erster Schätzwert, der einen guten Kompromiss zwischen maximaler aktiver Kapazität und minimaler Steifigkeit der Membran darstellt. Ist der äußere Radius festgelegt, gibt es für den inneren Radius  $r_1$  einen Wert mit maximaler aktiver Kapazität. Dazu wird verwendet, dass die aktive Kapazität  $C_{\text{aktiv}}$  proportional zum Produkt der Anzahl der Kammeinheiten  $N_{\text{KE}}$  und der Länge einer Kammeinheit  $l_{\text{KE}} = r_2 - r_1$  ist

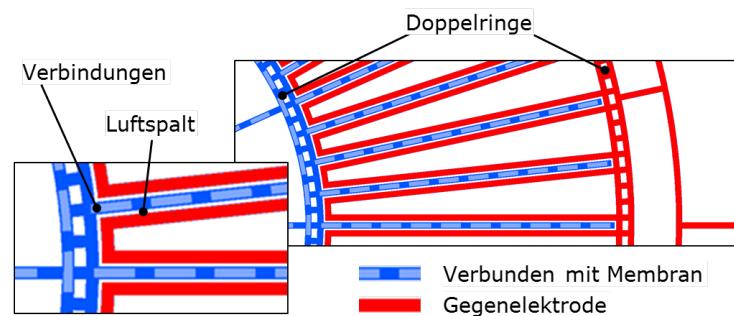
$$C_{\text{aktiv}} \propto N_{\text{KE}, \text{max}} \cdot l_{\text{KE}} = \frac{2\pi r_1}{b_{\text{KE}}} \cdot (r_2 - r_1), \quad (2.1)$$

wobei für die maximale Anzahl der Kammeinheiten der Quotient  $N_{\text{KE}, \text{max}} = \frac{2\pi r_1}{b_{\text{KE}}}$  aus Umfang am Radius  $r_1$  und der Breite einer Kammeinheit  $b_{\text{KE}}$  verwendet wird. Die Funktion aus Gleichung 2.1 wird für  $r_1 = \frac{1}{2}r_2$  maximal und somit wird der innere Radius des Kreisrings auf die Hälfte des äußeren Radius gesetzt.

Elektrisch sind Membran und Gegenelektrode über Leitungsbahnen mit den Kontaktpads verbunden. Zusätzlich sind in den Ecken Kontaktpads mit Verbindung zum Substrat vorhanden, um dieses auf ein festes elektrisches Potential zu legen. Dies ist nötig, da sich ein undefiniertes Potential statisch aufladen kann und so die Ladungen der aktiven Kapazität

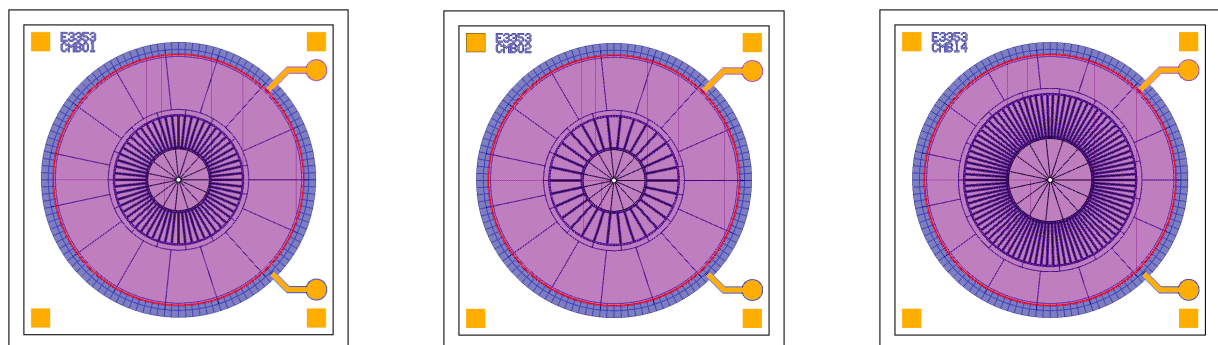


störend beeinflusst.



**Abbildung 2.6:** Zoom in die Kammstruktur des Grunddesigns.

Die Chipgröße wird mit 1,6 mm auf 1,6 mm so groß gewählt, dass der Wandlerchip zusammen mit dem Chip der elektrischen Ausleseschaltung in ein Standard Mikrofon Gehäuse passt. Die Höhe des Wafers und damit des Wandlerchips beträgt 0,4 mm. Ausgehend hiervon ist der Membrandurchmesser auf 1,2 mm festgelegt worden. Dies ist der größte Membrandurchmesser, bei dem die Ränder des Chips mechanisch stabil bleiben. Dünnere Ränder wären zwar in der Herstellung realisierbar, allerdings sind solche Chips als Prototypen ungeeignet, da sie in Versuchsreihen zu schnell brechen und damit unbrauchbar werden. Aus obigen Überlegungen folgt daraus ein innerer und äußerer Radius von  $r_1 = 150 \mu\text{m}$  und  $r_2 = 300 \mu\text{m}$ . Aus technologischen Gründen wird die Breite der Siliziumbalken auf



(a) Grunddesign: Standarddesign mit 60 Kammeinheiten der Länge  $\sim 150 \mu\text{m}$ .

(b) Designvariante 1: Im Vergleich zum Standarddesign mit 30 Kammeinheiten der Länge  $150 \mu\text{m}$ .

(c) Designvariante 2: Maximierung der aktiven Kapazität durch 90 Kammeinheiten der Länge  $200 \mu\text{m}$

**Abbildung 2.7:** Grunddesign und Designvarianten des Wandlerchips.

$b_{\text{Ba}} = 3 \mu\text{m}$  und ihre Höhe auf  $h_{\text{Ba}} = 15 \mu\text{m}$  festgelegt. Als Abstand zwischen den parallel verlaufenden Membran- und Gegenelektrodenfingern wird der minimal technologisch realisierbare Abstand von  $1,6 \mu\text{m}$  verwendet. Da die Kammeinheiten radial nach außen verlaufen, variiert der Abstand zwischen den Kammeinheiten. Am inneren Radius ist er am

kleinsten. Um einen ausreichend großen Ausströmungsbereich für die von der Membran verdrängte Luft bereitzustellen, wird ein minimaler Abstand von  $5\ \mu\text{m}$  gewählt. Damit ergibt sich für die Anzahl an Kammeinheiten ein Wert von  $N_{\text{KE}} = 60$ . Abschließend wird der Radius des Ventilationslochs, ausgehend von Erfahrungen der Firma Infineon Technologies AG, auf  $r_{\text{VL}} = 10\ \mu\text{m}$  festgelegt. Alle Größen sind in Tabelle 2.1 angegeben.

**Designvarianten** Ausgehend von dem oben beschriebenen Grunddesign werden zwei Designvarianten vorgestellt, siehe Abbildung 2.7. Bei Designvariante 1 wird die Anzahl der Kammeinheiten auf 30 halbiert. So entsteht ein robustes Bauteil, welches sich als die zuverlässigste Variante behauptet hat. Designvariante 2 wird auf maximale Kapazität optimiert. Hierfür wird die Länge der Kammeinheiten auf  $200\ \mu\text{m}$  vergrößert und ihre Anzahl auf 90 erhöht, wobei der innere und äußere Radius entsprechend angepasst wird. Eine Zusammenfassung aller Größen ist wiederum in Tabelle 2.1 gegeben.

**Tabelle 2.1:** Designparameter des Wandlerchips.

	Symbol	Grunddesign	Variante 1	Variante 2
Seitenlänge Wandlerchip	$x_{\text{WC}}$	1,6 mm	1,6 mm	1,6 mm
Höhe Wandlerchip	$h_{\text{WC}}$	0,4 mm	0,4 mm	0,4 mm
Membranradius	$r_{\text{Mem}}$	0,6 mm	0,6 mm	0,6 mm
Innerer Radius	$r_1$	150 $\mu\text{m}$	150 $\mu\text{m}$	200 $\mu\text{m}$
Äußerer Radius	$r_2$	300 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
Breite der Siliziumbalken	$x_{\text{Ba}}$	3 $\mu\text{m}$	3 $\mu\text{m}$	3 $\mu\text{m}$
Höhe der Siliziumbalken	$z_{\text{Ba}}$	15 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$
Horizontaler Abstand Membranfinger - Gegenelektrodenfinger	$d_1$	1,6 $\mu\text{m}$	1,6 $\mu\text{m}$	1,6 $\mu\text{m}$
Abstand Kammeinheiten	$d_2$	5..20 $\mu\text{m}$	21..52 $\mu\text{m}$	3..17 $\mu\text{m}$
Anzahl Kammeinheiten	$N_{\text{KE}}$	60	30	90
Radius Ventilationsloch	$r_{\text{VL}}$	10 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$

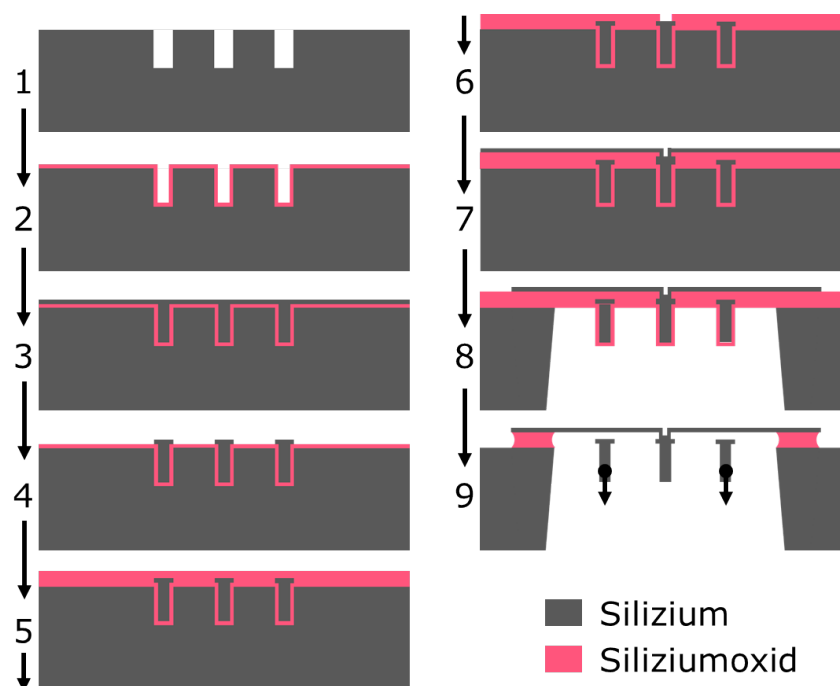
## 2.3 Realisierung des Wandlerchips

Sämtliche Prototypen wurden mit der Technologie von Infineon Technologies AG hergestellt. Im Weiteren werden zunächst die Grundzüge des Prozessablaufs zur Herstellung der Prototypen besprochen und anschließend Mikroskopieaufnahmen der gefertigten Prototypen besprochen.

**Prozessablauf** Ohne auf Details des Fertigungsprozesses einzugehen, wird der Ablauf der Herstellung im Folgenden skizziert (siehe Abbildung 2.8):

1. Ätzen von Gräben in das Siliziumsubstrat.

2. Aufwachsen und Glätten einer Siliziumoxidschicht.
3. Aufwachsen einer Siliziumschicht. Dabei werden die Gräben vollständig aufgefüllt. Die aufgefüllten Gräben bilden später die Siliziumbalken für die Kammfinger und Aufhängungen.
4. Strukturierung des aufgewachsenen Siliziums.
5. Aufwachsen und Glätten einer weiteren Siliziumoxidschicht.
6. Strukturierung der Siliziumoxidschicht.
7. Aufwachsen einer Siliziumschicht (Membran). Da die Siliziumoxidschicht strukturiert ist, wächst die Membran an den offenen Stellen direkt mit den darunterliegenden Siliziumbalken zusammen. Dies ergibt die Verbindungen zwischen Membran und Membranfingern.
8. Anisotropes Freiätzen der Kavität mit Stopp auf Siliziumoxid.
9. Freiätzen der Siliziumbalken. An den Rändern der Membran ist genügend Siliziumoxid vorhanden, sodass nach der Ätzung ein Sockel stehen bleibt, auf dem die Membran aufliegt.

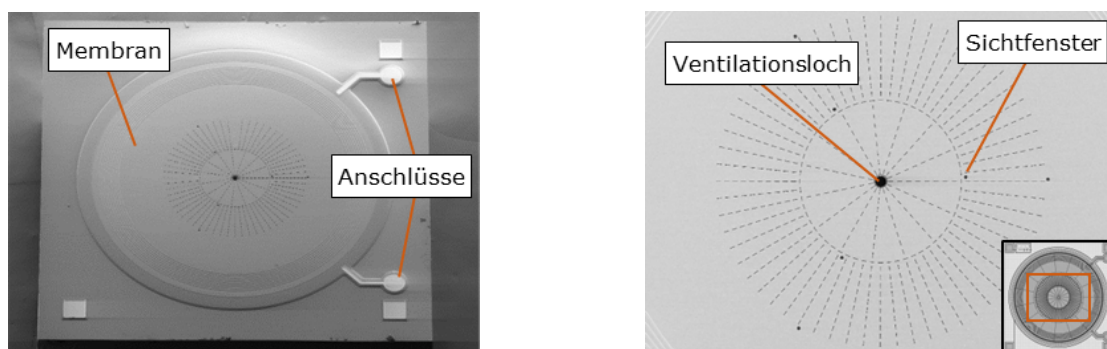


**Abbildung 2.8:** Verkürzter Prozessfluss zur Fertigung des Wandlerchips.

Nach der Freiätzung (Schritt 9) können die freistehenden Siliziumbalken relaxieren und

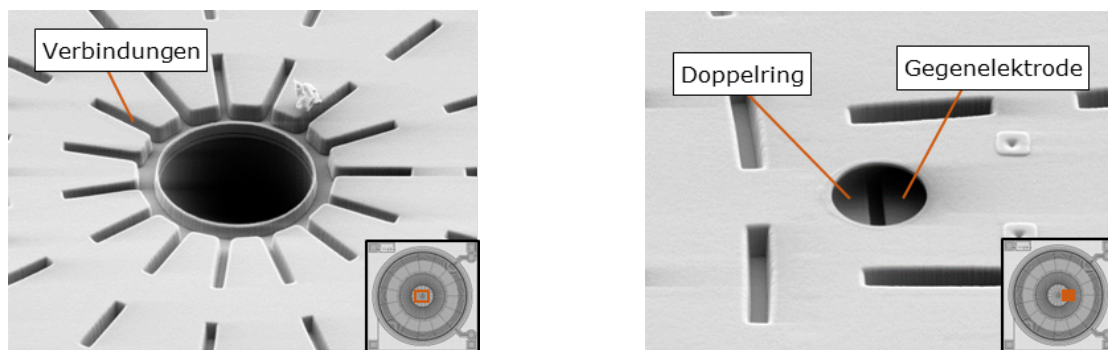
sich durch die im Fertigungsprozess eingeprägten mechanischen Spannungen nach unten biegen. Hervorzuheben ist an dieser Stelle, dass alle Siliziumbalken innerhalb eines Schrittes (Schritt 1) prozessiert werden, wodurch die Membran- und Gegenelektrodenfinger perfekt zueinander ausgerichtet sind.

**Mikroskopieaufnahmen** Mithilfe eines Rasterelektronenmikroskops wurden Bilder der prozessierten Strukturen angefertigt. Die Aufnahmen in Abbildung 2.9 zeigen die Oberseite des Wandlerchips. Die kreisrunde Membran füllt fast die gesamte Oberfläche des Chips aus. Am Rand sind die elektrischen Anschlüsse zu sehen. Die gestrichelten Linien sind die Verbindungen der Membran zu den darunter liegenden Siliziumbalken. An diesen Stellen ist die Membran mit dem darunter liegenden Siliziumbalken verwachsen. Das Ventilationsloch und der Blick durch ein „Sichtfenster“ werden in Abbildung 2.10 gezeigt. Das Sichtfenster wurde in die Membran eingebaut, um die Bewegung der Gegenelektrode von oben vermessen zu können. Bei dieser Vergrößerung kann man deutlich die Verbindungen der Membran zu den darunter liegenden Siliziumbalken sehen. Im Sichtfenster sind die Gegenelektrode und ein Teil des Doppelrings zu erkennen.

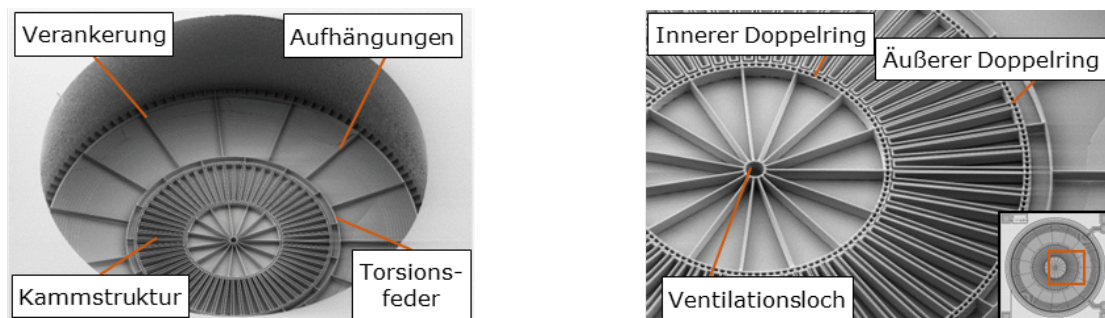


**Abbildung 2.9:** Oberseite des aus Silizium gefertigten Wandlerchips. Im rechten Bild ist die Vergrößerung auf den mittleren Bereich der Membran zu sehen. Die Verbindungen zu der unter der Membran liegenden Kammstruktur sind anhand der dunklen Bereiche (gestrichelte Linien) zu erkennen.

In Abbildung 2.11 sind die Rasterelektronenaufnahmen der Unterseite gezeigt. Durch die Kavität des Substrats sind die Rückseite der Membran und die Gegenelektrode mit der Verankerung, den Aufhängungsbalken, der Torsionsfeder und der Kammstruktur zu sehen. Gut zu erkennen sind außerdem der innere und äußere Doppelring sowie das Ventilationsloch. Die Bereiche am inneren und äußeren Ende der Kammstruktur sind in den Abbildungen 2.12 gezeigt. Zwischen den Membran- und Gegenelektrodenfingern befindet sich der Luftspalt der aktiven Kapazität. Im linken Bild von Abbildung 2.11 ist ein weiteres interessantes Detail zu erkennen. In der rot umrandeten Vergrößerung ist der Bereich zwischen einem Siliziumbalken und der Membran gezeigt, in welchem die Verbindung zwischen Membran und Gegenelektrode zu sehen ist. Mit einer Ionenfeinstrahlanlage (Focused Ion Beam) wurde ein Schnitt durch die Membran und die darunter liegenden Finger der Kammstruktur gemacht. Abbildung 2.13 zeigt auf der linken Seite die Position des Schnitts und



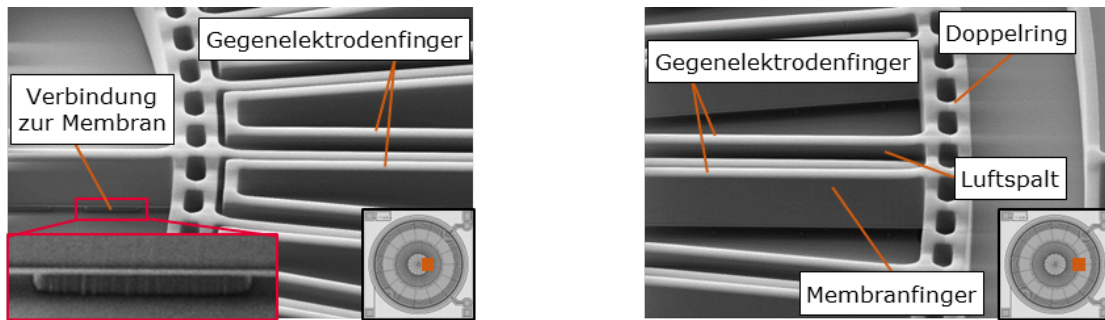
**Abbildung 2.10:** Details der Oberseite des aus Silizium gefertigten Wandlerchips. Im linken Bild ist das Ventilationsloch zu sehen, wobei die Vertiefungen, an denen sich die Membran mit den darunter liegenden Siliziumbalken verbindet, zu sehen sind. Im rechten Bild ist ein Sichtfenster zu erkennen. Darunter sieht man die Siliziumbalken der Gegenelektrode und des inneren Doppelrings.



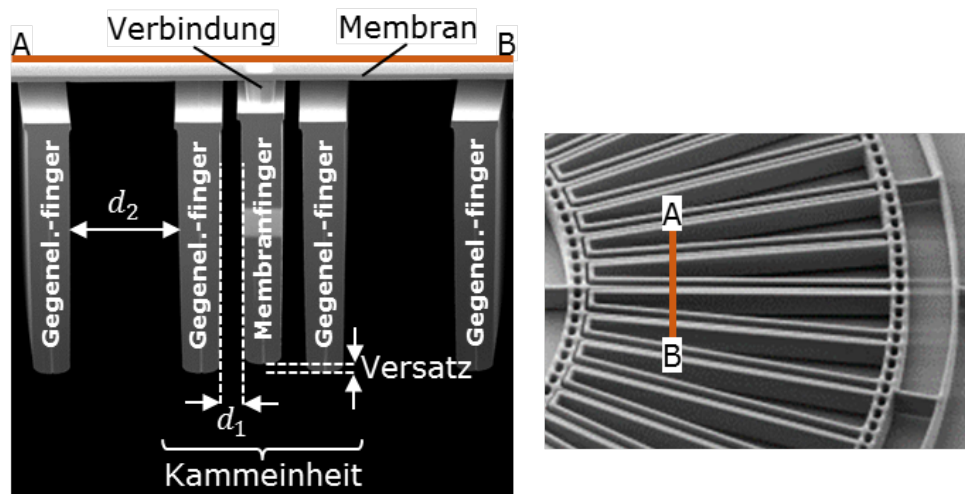
**Abbildung 2.11:** Unterseite des aus Silizium gefertigten Wandlerchips. Das Substrat unter der Membran ist vollständig weggeätzt und gibt den Blick auf die Unterseite des Membran-Gegenelektroden-Systems frei. Im rechten Bild ist eine Vergrößerung auf die Kammstruktur gezeigt, welche zwischen dem inneren und dem äußeren Doppelring aufgehängt ist.

auf der rechten Seite die Kammstruktur. Am oberen Bildrand ist die Membran zu sehen, welche mit dem mittleren Membranfinger verbunden ist. Rechts und links des Membranfingers sind die Gegenelektrodenfinger angeordnet und bilden zusammen eine Kammeinheit. In der Kammeinheit ist der kleine Luftspalt  $d_1$  der aktiven Kapazität und zwischen zwei Kammeinheiten der große Abstand  $d_2$  zu sehen. Leider war es nicht möglich einen Versatz von 50 % zwischen Membran und Gegenelektrodenfingern zu erzielen. Es ist lediglich ein Höhenunterschied von  $0,6 \mu\text{m}$  erreicht worden.

Abschließend ist zu sagen, dass sich das Design im Fertigungsprozess als sehr stabil herausgestellt hat. Die Ausbeute auf Waferlevel war nahezu hundert Prozent. Nachdem nun das Design und die Realisierung des Wandlerchips vorgestellt wurden, zeigt der nächste Abschnitt den letzten Schritt, um ein voll funktionsfähiges Mikrofon aufzubauen: die Integration des Wandlerchips in ein Mikrofongehäuse mit der dazugehörigen Ausleseschaltung.



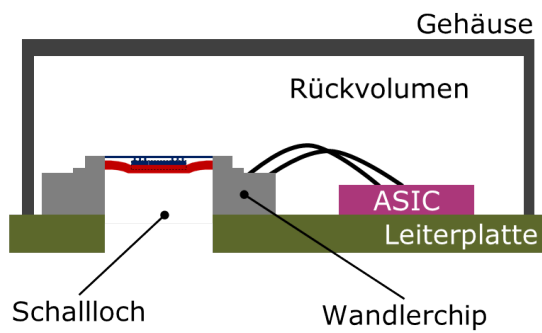
**Abbildung 2.12:** Vergrößerung auf die Randbereiche der Kammstruktur. Im linken Bild ist der innere Bereich und im rechten Bild der äußere Bereich zu sehen.



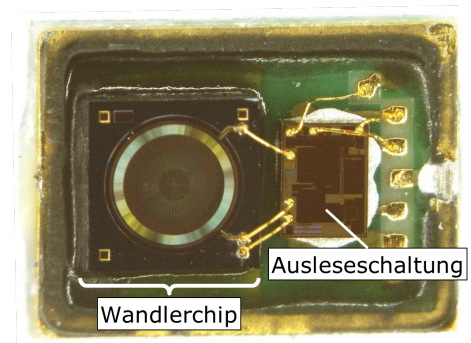
**Abbildung 2.13:** Schnitt durch die Kammstruktur des Mikrofons.

## 2.4 Integration des Wandlerchips in ein Mikrofongehäuse

Zum Aufbau eines vollständigen Mikrofons wird der Wandlerchip in ein Gehäuse eingebaut und mit einer Ausleseschaltung verbunden. Wandlerchip und Ausleseschaltung werden auf eine dünne Leiterplatte geklebt. Dabei schließt die Kavität des Wandlerchips mit einer kreisrunden Öffnung in der Leiterplatte ab, sodass Kavität und Öffnung in der Leiterplatte einen Zylinder formen, welcher als Schallloch bezeichnet wird. Die Höhe des Schalllochs errechnet sich aus der Höhe der Kavität  $h_K$  und der Höhe der Leiterplatte  $h_{LP}$ . Der Radius des Schalllochs ist ca. 0,6 mm. Zum Abschluss des Rückvolumens wird auf die bestückte Leiterplatte ein Deckel geklebt. Damit ist das Mikrofon fertig aufgebaut. Ein zweidimensionaler Schnitt und der Blick auf ein geöffnetes Mikrofon sind in Abbildung 2.14 gegeben. Die Designparameter für das Gehäuse sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst, wobei die Höhe der Kavität näherungsweise der Höhe des Wandlerchips entspricht.



(a) Skizze eines 2D-Schnitts durch das Mikrofon.



(b) Bild eines geöffneten Mikrofons. Wandler- und Auslesechip sind auf die Leiterplatte geklebt und elektrisch kontaktiert.

**Abbildung 2.14:** Gehäustes Mikrofon mit Wandlerchip und Ausleseschaltung (ASIC).

**Tabelle 2.2:** Designparameter des Mikrofongehäuses.

	Symbol	Wert
Höhe Leiterplatte	$h_{LP}$	0,4 mm
Höhe Kavität	$h_K$	0,4 mm
Höhe Schallloch	$h_{SL}$	0,8 mm
Radius Schallloch	$r_{SL}$	0,6 mm
Volumen Rückvolumen	$V_{RV}$	7,6 mm <sup>3</sup>





# 3 Modulare Systemmodellierung des MEMS-Mikrofons

In diesem Kapitel werden der allgemeine Aufbau des Simulationsmodells und die theoretischen Grundlagen der Modellierung des MEMS-Mikrofons behandelt. Dabei wird zunächst die modulare Partitionierung des Mikrofons in Teilsysteme eingegangen. Anschließend werden die Grundlagen eines generalisierten Kirchhoffschen Netzwerks mit mehreren Energieformen besprochen. In den darauf folgenden Abschnitten wird näher auf die mechanischen und fluidischen Teilmodelle des Mikrofons, sowie die Kopplungselemente zwischen den Energieformen eingegangen. Abschließend wird die Modellierung von Rauschen in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk beschrieben.

## 3.1 Aufbau des modularen Systemmodells

Das Silizium-Mikrofon ist ein komplexes Mikrosystem mit mehreren Bauteilen: Wandlerchip, Ausleseschaltung und Gehäuse. Zusätzlich sind im Mikrofon aufgrund seiner Wandlereigenschaft mehrere Energiedomänen involviert. Um solch ein System zu simulieren, wird das Gesamtsystem in handhabbare Teilsysteme aufgeteilt, für die jeweils Teilmodelle entwickelt werden. Die Teilmodelle ihrerseits können je nach Bedarf weiter aufgespaltet werden, bis sich die Komplexität genügend reduziert hat. Die Aufteilung in Teilmodelle kann durch räumliche Einteilung, Gliederung in energetische Bereiche oder auch durch abstraktere Aufteilungen vorgenommen werden. In dieser Arbeit wird zunächst eine räumliche Zerlegung des Bauteils durchgeführt und anschließend werden die Energiebereiche gruppiert. Die räumliche Zerlegung hat den Vorteil, dass die Simulationsmodelle eine anschauliche Darstellung des Bauteils ergeben, welche erstens leicht erweitert werden kann und zweitens intuitiv von Anwendern des Modells verstanden werden kann.

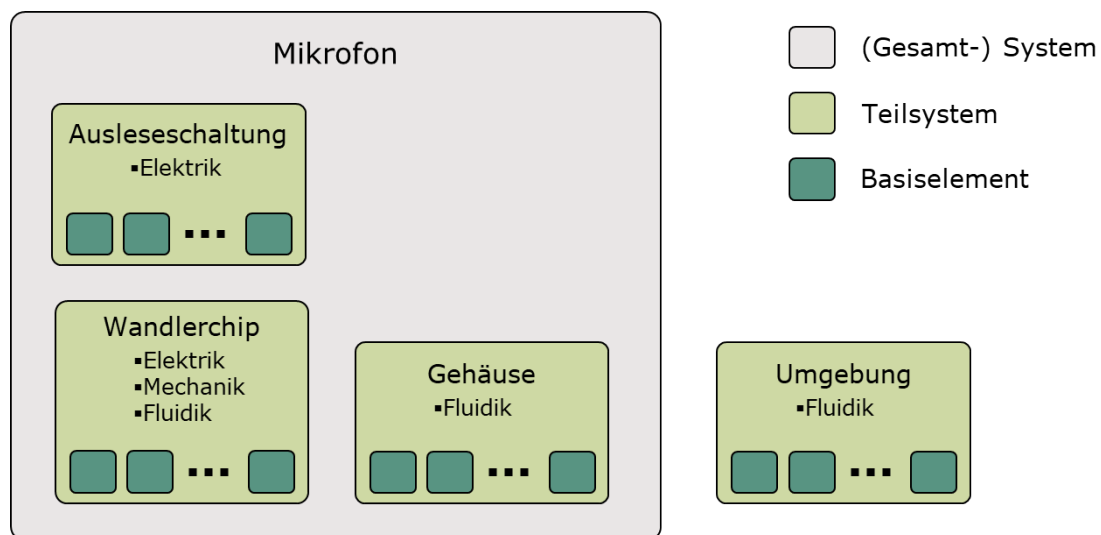
Es wird, wie in [57] vorgeschlagen, drei Schritte zur Modellierung des Mikrosystems durchgeführt:

**1) Partitionierung in Teilsysteme** Das komplexe Gesamtsystem wird in möglichst einfache und gut abgrenzbare Teilsysteme zerlegt. Falls nötig, werden die Teilsysteme wiederum in Untersysteme unterteilt, bis die Komplexität auf ein erwünschtes Maß reduziert

ist. Innerhalb dieser Zerlegung wird die Topologie des Problems festgelegt. Das heißt, hier wird definiert welche Teilsysteme untereinander wechselwirken.

**2) Modellierung der Teilsysteme** Für jedes Teilsystem wird ein Simulationsmodell erstellt. Dabei wird festgelegt, über welche physikalischen Zustandsvariablen das Teilsystem mit anderen Teilsystemen verknüpft ist. Weiterhin werden für die Teilsysteme Anschlüsse definiert, über welche die Teilsysteme miteinander wechselwirken.

**3) Verknüpfung der Teilsysteme** Im letzten Schritt werden die Teilsysteme entsprechend der Topologie des Gesamtsystems zusammengesetzt. Dabei wechselwirken sie über die in Schritt 2 festgelegten Anschlüsse. So erhält man ein vollständig gekoppeltes System. Dieser allgemeine Ansatz wird nun auf das Mikrofon angewendet. Schritt 1, die Aufteilung



**Abbildung 3.1:** Aufteilung des Mikrofons in Teilsysteme.

in Teilsysteme, geschieht hier in intuitiver Art mit einer Aufteilung des Mikrofons in seine einzelnen Bauteile. Diese Vorgehensweise hat erstens den Vorteil, dass sie intuitiv nachvollziehbar ist, was den gesamten Modellierungsprozess weniger fehleranfällig macht, zweitens ist sie leicht erweiterbar, falls im Mikrosystem Funktionalitäten durch weitere Bauteile hinzugefügt werden und drittens können die so gewonnenen Simulationsergebnisse physikalisch interpretiert werden.

Das Mikrofon besteht aus einem Gehäuse, in dem der Wandlerchip und der Chip für die Ausleseelektronik untergebracht sind. Somit ergibt sich die in Abbildung 3.1 vorgeschlagene Unterteilung des Gesamtsystems in den Wandlerchip, die Ausleseschaltung und das Gehäuse. Zusätzlich ist der Einfluss der Umgebung durch ein weiteres Teilsystem berücksichtigt. Da diese Teilsysteme nach wie vor sehr komplex sind, werden sie weiter in sogenannte Basiselemente unterteilt. Bei der Aufteilung in Basiselemente werden die Energieform und

damit auch die Zustandsvariablen festgelegt, die in dem jeweiligen Basiselement betrachtet werden.

**Ausleseschaltung** Die Ausleseschaltung hat die Aufgabe, das elektrische Signal des Wandlerchips auszulesen, sodass es von einer externen Elektronik weiter verarbeitet werden kann. Die Ausleseschaltung wird rein elektrisch betrachtet.

**Gehäuse** Im Gehäuse müssen die Effekte des Rückvolumens und des Schalllochs beschrieben werden. So stellt das Schallloch in erster Linie einen fluidischen Widerstand dar. Allerdings müssen auch Trägheits- und Kompressionseffekte berücksichtigt werden. Im Rückvolumen wird die Kompression der Luft modelliert. Rückvolumen und Schallloch werden in der fluidischen Energieform modelliert.

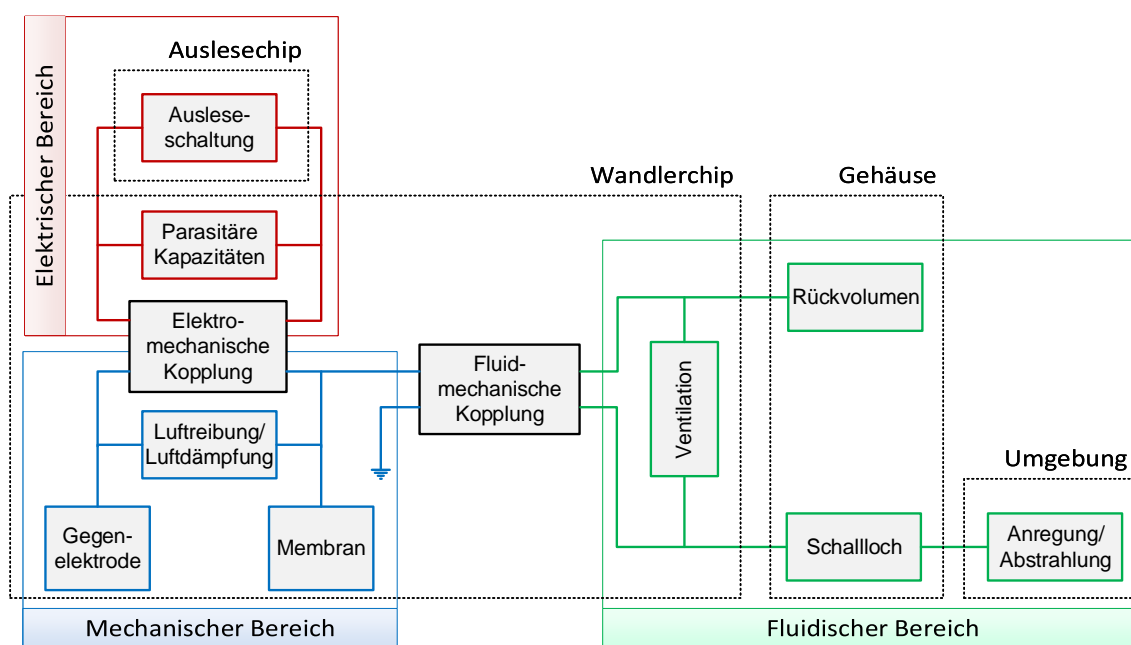
**Umgebung** Hier wird der Einfluss der umgebenden Luft auf das System modelliert.

**Wandlerchip** Der Wandlerchip wandelt ein fluidisches Signal in eine mechanische Bewegung um, welche dann wiederum in ein elektrisches Signal überführt wird. Daher benötigt man zwei Kopplungselemente zwischen den Energieformen: ein fluidmechanisches und ein elektromechanisches Kopplungselement. Zudem muss die Bewegung der Membran und der Gegenelektrode sowie die Luftreibung zwischen ihnen modelliert werden. Im Folgenden wird die Luftreibung auch Luftdämpfung genannt, da sie im Systemmodell einer Dämpfung entspricht. Ein weiterer, nicht zu vernachlässigender Effekt sind parasitäre elektrische Kapazitäten im Wandlerchip. Die Membran, die Gegenelektrode und die Luftreibung werden in der mechanischen Energieform und die parasitären Kapazitäten in der elektrischen Energieform modelliert.

Bis jetzt wurde nur die Physik innerhalb der Basiselemente besprochen. Nun muss festgelegt werden, auf welche Weise die Elemente Energie oder Signale austauschen. Dazu bietet sich das Konzept eines verallgemeinerten Kirchhoffschen Netzwerks an. Bekannt sind Kirchhoffsche Netzwerke aus der Elektrotechnik. Hier werden elektronische Bauteile zu konzentrierten Elementen zusammengefasst und daraus ein Netzwerk gebildet. Die Spannungen und Ströme im Netzwerk werden durch Lösen eines Gleichungssystems, welches mithilfe von Knoten- und Maschenregeln aufgestellt wird, berechnet [13]. Von [53], [8] und [47] wurde gezeigt, dass sich das Prinzip eines Kirchhoffschen Netzwerks auf unterschiedliche Energieformen, wie die fluidische und die mechanische, erweitern lässt.

Ausgehend von der groben Unterteilung des Gesamtsystems in Teilsysteme aus Abbildung 3.1 zeigt Abbildung 3.2 weiterführend ein detaillierteres Netzwerk von Basiselementen. Dabei sind die Basiselemente je nach ihrer Energieform eingefärbt: blau für die Mechanik, rot für die Elektrik und grün für die Fluidik. Es ist möglich, das Netzwerk in drei abgeschlossene Bereiche für die jeweiligen Energieformen zu unterteilen. Damit benötigt man insgesamt nur zwei Kopplungselemente zwischen den Energiebereichen. Dies ist möglich,

da auf verteilte Effekte in der Membran verzichtet wird. Genauer gesagt, wird die Bewegung der Membran als Starrkörperbewegung mit nur einem Freiheitsgrad modelliert. Die ortsabhängige Auslenkung der Membran wird über Effektivwerte, näher beschrieben in den Abschnitten 4.1.1 - 4.1.4, beschrieben. Würde man mehrere Freiheitsgrade erlauben, um zum Beispiel eine Superposition mehrerer Modenformen zuzulassen (wie z.B. in [38]), müsste für jeden zusätzlichen Freiheitsgrad ein weiteres fluidmechanisches und ein weiteres elektromechanisches Kopplungselement hinzugefügt werden. Die schwarz-gepunktet



**Abbildung 3.2:** Schematisches Netzwerk eines Mikrofons, aufgebaut aus Basiselementen.

eingerahmten Bereiche entsprechen den in Abbildung 3.1 definierten Teilsystemen.

Nach dieser grundlegenden Beschreibung des Modellierungsansatzes für das MEMS-Mikrofon wird im nächsten Kapitel auf die Theorie zur Beschreibung der Basiselemente und des Netzwerks eingegangen.

## 3.2 Generalisierte Kirchhoffsche Netzwerke

In der Thermodynamik wird ein physikalisches System durch konjugierte Paare von intensiven Zustandsvariablen  $Y$  und extensiven Zustandsvariablen  $X$  beschrieben. Extensive Variablen verhalten sich additiv. Das heißt: wenn zwei Gebiete zusammengeschlossen werden, addieren sich die extensiven Variablen, während die intensiven Variablen anstreben,

**Tabelle 3.1:** Konjugierte Variablen, sowie Potentialdifferenz und Flussgröße in verschiedenen Energieformen.

	Elektrik	Mechanik	Fluidik
Intensive Variable	Potential $\Phi(\text{V})$	Geschwindigkeit $v(\text{m/s})$	Druck $P(\text{Pa})$
Extensive Variable	Ladung $Q_{\text{el}}(\text{C})$	Impuls $p(\text{kg m/s})$	Volumen $V(\text{m}^3)$
Potentialdifferenz	Spannung $\Delta\Phi = U(\text{V})$	Geschwindigkeitsdifferenz $\Delta v(\text{m/s})$	Druckdifferenz $\Delta P(\text{Pa})$
Flussgröße	Strom $I(\text{A})$	Kraft $F(\text{N})$	Volumenfluss $Q(\text{m}^3/\text{s})$

sich homogen in einem Gebiet zu verteilen. Es lässt sich zeigen, dass extensive Variablen fließen können [8]. Diese Transporteigenschaft lässt sich mittels einer Flussdichte der extensiven Variablen  $\vec{j}_X$  beschreiben. Die Stromdichten der extensiven Variablen sind nach Onsager [41] über Transportkoeffizienten  $L$  mit dem Gradienten der intensiven Variablen verbunden

$$\vec{j}_X = L(-\nabla Y). \quad (3.1)$$

Gleichung 3.1 wird so interpretiert, dass der Gradient einer intensiven Größe eine „treibende Kraft“ darstellt, welche die extensive Variable zwischen Gebieten unterschiedlicher Werte der intensiven Variable fließen lässt. Wird ein thermodynamisches System nicht nur von einem einzelnen konjugierten Paar von Zustandsvariablen bestimmt, sondern von  $i \in \mathbb{N}$  Paaren, wird Gleichung 3.1 zu

$$\vec{j}_{X_i} = \sum_i L_{i,j}(-\nabla Y_j). \quad (3.2)$$

In den Transportkoeffizienten  $L_{i,j}$  ist sowohl die Verbindung von extensiven und intensiven Variablen innerhalb eines konjugierten Paares, als auch die Kopplung der Paare untereinander gegeben.

Für das Mikrophon benötigt man drei Paare von konjugierten Variablen: Eines für die Beschreibung der elektrischen Prozesse, ein weiteres für die Beschreibung der mechanischen Prozesse und ein drittes für die Beschreibung der fluidischen Prozesse. Dies kann als Aufteilung des thermodynamischen Systems in Energiebereiche interpretiert werden, wobei jeder Bereich durch ein Paar von Variablen beschrieben wird. Tabelle 3.1 fasst die jeweiligen intensiven und extensiven Variablen der Energiebereiche zusammen.

Das räumliche und zeitliche Verhalten der Stromdichten  $\vec{j}_{X_i}$  wird durch eine Bilanzgleichung beschrieben. In integraler Form (Gleichung 3.3) besagt diese, dass die zeitliche

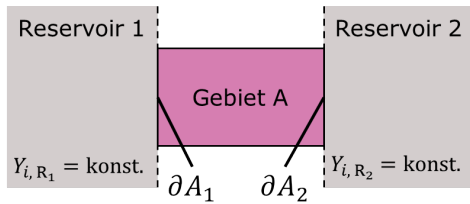
Änderung einer extensiven Variablen in einem Volumen  $V$  durch den Zu-/Abfluss durch den Rand  $\partial V$  des Volumens und durch die Generation  $\Pi_{X_i}$  der extensiven Variablen im Volumen verursacht wird

$$\frac{d}{dt}X_i = - \int_{\partial V} \vec{j}_{X_i} d\vec{s} + \int_V \Pi_{X_i} d^3r. \quad (3.3)$$

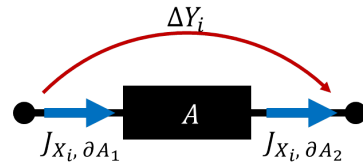
Der Fluss der extensiven Größe in einem Gebiet kann nun berechnet werden. Hierzu wird ein System, wie in Abbildung 3.3a, dargestellt betrachtet. Das Gebiet  $A$  befindet sich zwischen zwei Reservoirs  $R_1$  und  $R_2$  mit jeweils konstanter intensiver Variable

$$Y_{i,R_1} = \text{konstant} \neq Y_{i,R_2} = \text{konstant}. \quad (3.4)$$

Die Grenzfläche zwischen  $R_1$  und  $A$  wird mit  $\partial A_1$  und die Grenzfläche zwischen  $R_2$  und  $A$  mit  $\partial A_2$  bezeichnet. Der obere und untere Rand des Gebiets ist abgeschlossen, sodass thermodynamische Größen nur über die Ränder  $\partial A_1$  und  $\partial A_2$  zwischen  $A$  und den beiden Reservoirs  $R_1$  und  $R_2$  ausgetauscht werden können. Integriert man Gleichung 3.3 über das



(a) Schematische Darstellung.



(b) Abstrakte Darstellung als konzentriertes Element.

**Abbildung 3.3:** Fluss einer extensiven Variablen durch ein Gebiet  $A$ .

Volumen  $V_A$  des Gebiets  $A$ , erhält man

$$\frac{d}{dt}X_i = J_{X_i, \partial A_1} - J_{X_i, \partial A_2} + J_{\Pi, A}, \quad (3.5)$$

wobei

$$J_{X_i, \partial A_1} = \int_{\partial A_1} \vec{j}_{X_i} d\vec{s} \quad (3.6)$$

$$J_{X_i, \partial A_2} = \int_{\partial A_2} \vec{j}_{X_i} d\vec{s} \quad (3.7)$$

die Ströme durch die Grenzflächen  $\partial A_1$  und  $\partial A_2$  und

$$J_{\Pi, A} = \int_{V_A} \Pi_{X_i} d^3r \quad (3.8)$$

die Generation der extensiven Variable im Volumen  $V_A$  beschreiben. Für die Netzwerkdarstellung wird das Gebiet  $A$  als konzentriertes Element beschrieben, in das die Flüsse  $J_{X_i, \partial A_1}$

**Tabelle 3.2:** Überblick über die generischen Eigenschaften eines Gebiets.

Eigenschaft	Generisches Element	Beschreibende Gleichung	Typ
resistiv (leitfähig)	generischer Widerstand $R$ (generischer Leitwert $G$ )	$\Delta X_i = R \cdot J_{X_i}$ $(J_{X_i} = G \cdot \Delta X_i)$	passiv, dissipativ
kapazitiv	generische Kapazität $C$	$J_{X_i} = \frac{d}{dt}(C \cdot \Delta Y_i)$	passiv, speichernd
induktiv	generische Induktivität $L$	$\Delta Y_i = \frac{d}{dt}(L \cdot J_{X_i})$	passiv, speichernd
Quelle	generische Quelle	$J_{X_i} = f(\dots)^1$	aktiv

und  $J_{X_i, \partial A_2}$  hinein bzw. hinaus fließen, siehe Abbildung 3.3b. Zwischen den beiden Seiten des konzentrierten Elements ergibt sich die Differenz der intensiven Variablen der beiden Reservoirs  $\Delta Y_i = Y_{i, R_2} - Y_{i, R_1}$ , welche allgemein als Potentialdifferenz bezeichnet wird. Die Flüsse und Potentialdifferenzen der Elektrik, Mechanik und Fluidik sind in Tabelle 3.1 aufgeführt.

Die Eigenschaften eines Gebiets werden durch die Bilanzgleichung 3.5 in Verbindung mit der Onsagerschen Reziprozitätsbeziehung 3.2 bestimmt. Es lässt sich zeigen, dass vier generische Eigenschaften für ein solches Gebiet existieren [52], [47]:

- Das Gebiet kann leitend sein, das heißt die extensive Variable fließt ohne zeitliche Änderung oder Generation im Volumen durch das Gebiet und somit ist der Eingangsfluss gleich dem Ausgangsfluss. Diese Eigenschaft wird auch resistiv oder dissipativ genannt, da hier Energie verbraucht wird.
- Das Gebiet kann kapazitiv sein. Hierbei wird Energie im Element gespeichert.
- Das Gebiet kann induktiv sein. Hierbei wird ebenfalls Energie im Element gespeichert.
- Das Gebiet kann eine Quelle sein, wobei durch den Generationsterm die extensive Variable im Volumen erzeugt wird. Dies ist im Gegensatz zu den oberen drei passiven Eigenschaften eine aktive Eigenschaft.

Alle aufgeführten Eigenschaften, bis auf die generische Quelle, sind passiv. In Tabelle 3.2 sind die jeweiligen Elemente, ihre beschreibende Gleichung und der Typ zusammengefasst.

Bis zu dieser Stelle wurde besprochen, wie ein einzelnes Gebiet in ein generisches Element überführt wird. Möchte man nun ein größeres Gebiet in mehrere Bereiche aufteilen, kann dies auf folgende Weise durchgeführt werden: An den Grenzflächen zwischen den

<sup>1</sup>Der Fluss aus der Quelle wird durch eine Funktion  $f(\dots)$  beschrieben, welche von unterschiedlichen Größen abhängen kann.

**Tabelle 3.3:** Impedanzen der einzelnen Energiebereiche.

	Elektrik	Mechanik	Fluidik
Widerstand	$U = R_{\text{el}}I$	$\Delta v = R_{\text{me}}F$	$\Delta P = R_{\text{fl}}Q$
Leitwert	$I = L_{\text{el}}U$	$F = d\Delta v$	$Q = G_{\text{fl}}\Delta P$
Kapazität	$I = C_{\text{el}}\frac{d}{dt}U$	$F = m\frac{d}{dt}\Delta v$	$Q = C_{\text{fl}}\frac{d}{dt}\Delta P$
Induktivität	$U = L_{\text{el}}\frac{d}{dt}I$	$\Delta v = L_{\text{me}}\frac{d}{dt}F$	$\Delta P = L_{\text{fl}}\frac{d}{dt}Q$

Bereichen muss die intensive Variable als näherungsweise konstant angenommen werden können. Dann kann das Gebiet an dieser Grenzfläche in zwei Bereiche aufgeteilt werden, welche jeweils durch ein einzelnes generisches Element repräsentiert wird. Die zwei Gebiete werden über einen Knoten miteinander verbunden. Für den Knoten wird angenommen, dass sein Volumen gegen Null geht ( $V_{\text{Kn}} \rightarrow 0$ ) und somit keine extensiven Variablen in ihm gespeichert werden können. Auf diese Art und Weise lässt sich ein großes Gebiet in ein Netzwerk aus beliebig vielen generischen Elementen überführen, in welchem aufgrund der Flusserhaltung die Kirchhoffsche Knotenregel und aufgrund der Energieerhaltung die Kirchhoffsche Maschenregel gelten. Für die Energiebereiche lassen sich generische Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten finden. Analog zur Elektrotechnik werden diese als Impedanzen bezeichnet. In dieser Arbeit werden die Widerstände mit  $R$ , die Leitwerte mit  $G$ , die Induktivitäten mit  $L$  und die Kapazitäten mit  $C$  bezeichnet. Dabei werden die einzelnen Energieformen mit einem entsprechenden Index markiert. In der Mechanik entspricht der Leitwert einer Dämpfung und die Kapazität einer Masse. Deswegen werden hier die Bezeichnung  $d$  bzw.  $m$  gewählt, siehe Tabelle 3.3. Widerstände, Leitwerte, Induktivitäten und Kapazitäten sind passive Elemente in denen Energie zwar gespeichert oder verbraucht werden kann, jedoch keine Energie zugeführt wird. Ein aktives Element dagegen fügt Energie hinzu. Dies kann zum Beispiel durch eine Quelle, die eine extensive Größe generiert, beschrieben werden. Solche Quellen werden in dieser Arbeit verwendet, um den Energiefluss zwischen zwei Energiebereichen zu modellieren. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird das Mikrofon, entsprechend der physikalischen Anforderungen, in Gebiete unterteilt. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden die Impedanzen für diese Gebiete hergeleitet. Dabei wird zunächst auf die Impedanzen des mechanischen Energiebereichs und anschließend auf die Impedanzen des fluidischen Energiebereichs eingegangen.

### 3.3 Teilmodelle der Mechanik

In der Mechanik wird für die Potentialdifferenz der intensiven Variable die Geschwindigkeitsdifferenz  $\Delta v$  und als Flussgröße die Kraft  $F$  gewählt. Im Modell des Mikrofons werden die Massen und die Steifigkeiten der Membran und der Gegenelektrode im mechanischen



Energiebereich modelliert. Die Luftreibung in der Kammstruktur wird mithilfe eines fluid-mechanischen Netzwerks simuliert, aus dem eine mechanische Dämpfung errechnet wird. Die Membran und Gegenelektrode werden durch eindimensionale Feder-Massenschwinger modelliert, deren ortsabhängige Verformung durch Effektivwerte berücksichtigt wird.

### 3.3.1 Reibung

Zur Beschreibung der Reibung wird ein mechanischer Leitwert  $d$  verwendet:

$$\Delta v = d \cdot F. \quad (3.9)$$

Die Dämpfung wird in dieser Arbeit zur Modellierung der Luftreibung im Membran-Gegenelektroden-System verwendet. Hierbei wird zunächst ein fluid-mechanisches Netzwerkmodell erstellt und aus diesem ein Term zur Beschreibung der mechanischen Dämpfung extrahiert. Dies wird im Detail in Abschnitt 4.1.2 behandelt.

### 3.3.2 Masse

Das zweite Newtonsche Gesetz beschreibt die Beziehung zwischen Kraft und Beschleunigung  $\frac{dv}{dt}$  eines Massepunkts mit der Masse  $m$

$$F = m \cdot \frac{dv}{dt}. \quad (3.10)$$

Gleichung 3.10 entspricht der Form einer generischen Kapazität und wird als solche im Schaltungssimulator implementiert. Damit ergibt sich der triviale Zusammenhang zwischen Masse und mechanischer Kapazität zu

$$C_{\text{me}} = m. \quad (3.11)$$

Im Mikrofon bewegt sich die Membran nicht stempelförmig. Die Bewegung weist eine Ortsabhängigkeit auf, welche durch die Beschreibung mit einer effektiven Masse  $m_{\text{eff}}$  berücksichtigt wird. Dazu wird die kinetische Energie einer gleichförmigen Bewegung  $E_{\text{kin, eff}}$  mit der kinetischen Energie einer ortsabhängigen Bewegung  $E_{\text{kin, ortsabhängig}}$  gleichgesetzt

$$E_{\text{kin, eff}} = E_{\text{kin, ortsabhängig}} \quad (3.12)$$

$$\frac{1}{2} m_{\text{eff}} v_0^2 = \frac{1}{2} \int_V \rho \cdot v(\vec{r})^2 dV = \frac{1}{2} \int_V \rho \cdot (v_0 \Psi(\vec{r}))^2 dV \quad (3.13)$$

$$m_{\text{eff}} = \int_V \rho \Psi(\vec{r})^2 dV. \quad (3.14)$$

Dabei bezeichnet  $V$  das Volumen und  $\rho$  die Dichte der verteilten Masse.  $v_0$  ist die Geschwindigkeit des Massepunkts bzw. die Maximalgeschwindigkeit der ortsabhängigen Bewegung. Die Funktion  $\Psi(\vec{r})$  beschreibt hierbei die auf eins normierte Ortsabhängigkeit der Verformung.  $\Psi(\vec{r})$  wird im Folgenden als Biegelinie bezeichnet. Für Membran und Gegenelektrode wird die ortsabhängige Auslenkung in Abschnitt 4.1.1 behandelt und die Biegelinie der Membran ist in Gleichung 4.1 angegeben.

### 3.3.3 Steifigkeit

Die Auslenkung  $\Delta x$  einer Struktur, unter Kraftereinwirkung  $F$ , lässt sich im eindimensionalen, linearen Fall durch das Hooksche Gesetz mit einer Steifigkeit  $k$  beschreiben

$$F = k \cdot \Delta x. \quad (3.15)$$

Leitet man Gleichung 3.15 nach der Zeit ab, erhält man

$$\Delta v = \frac{1}{k} \cdot \frac{d}{dt} F, \quad (3.16)$$

was der Form einer generischen Induktivität entspricht. Damit ergibt sich der Zusammenhang zwischen Steifigkeit und mechanischer Induktivität zu

$$L_{\text{me}} = \frac{1}{k}. \quad (3.17)$$

Zur Berechnung einer Steifigkeit für eine ortsabhängige Verformung existieren Lösungen, welche einen ähnlichen Ansatz analog zur Berechnung der effektiven Masse verfolgen. Es werden die potentiellen Energien der punktuellen Auslenkung mit der potentiellen Energie der ortsabhängigen Bewegung gleichgesetzt und hieraus die Steifigkeit errechnet [20]. Allerdings wird in dieser Arbeit darauf verzichtet die Steifigkeiten analytisch zu berechnen, da es im Herstellungsprozess des Wandlerchips zu nicht bekannten mechanischen Vorspannungen im Material kommt. Deswegen wurde die Steifigkeit aus Eigenfrequenzmessungen bestimmt (siehe Abschnitt 4.1.1).

## 3.4 Teilmodelle der Fluidik

Zur Beschreibung der fluidischen Prozesse im Mikrofon werden für die Potentialdifferenz die Druckdifferenz  $\Delta P$  und für die Flussgröße der Volumenfluss  $Q$  verwendet. In den folgenden Abschnitten werden die fluidischen Effekte für die im Mikrofon relevanten Geometrien

besprochen. Grundlage bildet hierfür die Navier-Stokes-Gleichung

$$\underbrace{\rho \frac{d}{dt} \vec{v}}_{\text{Trägheitskräfte}} - \underbrace{\frac{1}{3} \mu \nabla \operatorname{div} \vec{v}}_{\text{Dilatationskräfte}} - \underbrace{\mu \nabla^2 \vec{v}}_{\text{Reibungskräfte}} + \underbrace{\nabla P}_{\text{Druckgradientenkräfte}} - \underbrace{X}_{\text{Externe Kräfte}} = 0, \quad (3.18)$$

mit der allgemein das Verhalten eines Fluids beschrieben wird. Hierbei ist  $\rho$  die Dichte,  $\mu$  die dynamische Viskosität,  $P$  der Druck und  $\vec{v}$  die Geschwindigkeit im Fluid.  $X$  bezeichnet hier die Summe aller äußeren Kräfte.

In den folgenden Abschnitten werden die für die Modellierung wichtigen fluidischen Grundlagen erarbeitet. Für den fluidischen Widerstand in der Kammstruktur werden der Couette-Fluss (Abschnitt 3.4.1), die stationäre Kanalströmung (Abschnitt 3.4.2) und die hier eingeführte Übergangsströmung (Abschnitt 3.4.5) sowie ein Dämpfungsterm benötigt, welcher aus der inkompressiblen Reynoldsgleichung (Abschnitt 3.4.6) extrahiert wird. Für die Luftbewegung in der Kammstruktur werden nur resistive Elemente verwendet. Es ist nicht nötig, Kapazitäten und Induktivitäten, welche Kompression bzw. Trägheit entsprechen würden, zu berücksichtigen, da die Luftvolumina in der Kammstruktur viel kleiner als im Rückvolumen und im Schallloch sind und somit gegenüber diesen vernachlässigt werden können. Das Strömungsverhalten der Luft im Schallloch wird durch ein Ersatzschaltbild einer Übertragungsleitung (Abschnitt 3.4.3) modelliert, in welchem die gerade angesprochenen Trägheitseffekte berücksichtigt sind. Auch beinhaltet das verwendete Modell Kompression und den dadurch auftretenden Energieverlust durch Erwärmung. Die Strömung durch eine Blende (Abschnitt 3.4.4) wird zusätzlich zur stationären Kanalströmung für die Modellierung des Ventilationslochs benötigt. Hier wird ebenfalls auf die Modellierung von Trägheit und Kompression verzichtet, da die betrachteten Gebiete klein gegenüber Rückvolumen und Schallloch sind. Des Weiteren wird der Einfluss der Umgebung durch eine Strahlungsimpedanz (Abschnitt 3.4.7) am äußeren Ende des Schalllochs modelliert. Abschließend wird in Abschnitt 3.4.8 das Verhalten eines abgeschlossenen Volumens zur Beschreibung der Luft im Rückvolumen des Gehäuses behandelt.

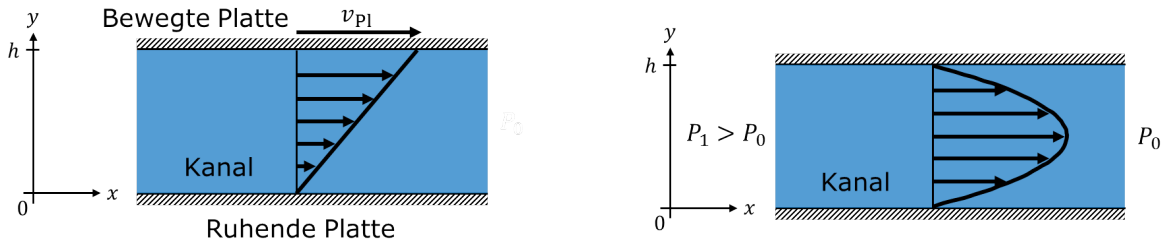
### 3.4.1 Couette-Fluss

Es wird ein in  $x$ -Richtung unendlich ausgedehnter zweidimensionaler Kanal mit der Höhe  $h$  betrachtet, siehe Abbildung 3.4a. Auf der oberen Seite wird der Kanal von einer Platte begrenzt, welche sich mit der Geschwindigkeit  $v_{\text{PI}} \vec{e}_x$  bewegt. Die untere Seite wird von einer ruhenden Platte begrenzt. Die Geschwindigkeit des Fluids soll nur eine Komponente in  $x$ -Richtung haben und unabhängig von der  $x$ -Komponente sein. Geht man vom stationären, inkompressiblen Fall ohne äußeren Druck und ohne externe Kräfte aus, reduziert sich die Navier-Stokes-Gleichung auf die Reibungskräfte. Damit ergibt sich ein lineares

Geschwindigkeitsprofil im Kanal [47], der sogenannte Couette-Fluss

$$\vec{v} = \frac{y}{h} v_{\text{Pl}} \vec{e}_x. \quad (3.19)$$

Daraus ergibt sich eine auf die Platten wirkende Scherspannung



(a) Lineares Strömungsprofil zwischen zwei Platten bei einer Scherbewegung.

(b) Parabolisches Strömungsprofil zwischen zwei Platten bei ruhenden Platten und anliegender Druckdifferenz.

**Abbildung 3.4:** Zweidimensionale Strömung zwischen Platten.

$$\tau = -\mu \frac{\partial v_x}{\partial y} = -\mu \frac{v_{\text{Pl}}}{h}. \quad (3.20)$$

Bei einer Plattenfläche  $A_{\text{Pl}}$  wirkt so eine Gesamtkraft

$$F = \underbrace{\mu \frac{A_{\text{Pl}}}{h}}_{d_{\text{Scher}}} v_{\text{Pl}} \quad (3.21)$$

auf die Platten, wobei der Term

$$d_{\text{Scher}} = \mu \frac{A_{\text{Pl}}}{h} \quad (3.22)$$

als mechanische Dämpfung der Scherbewegung interpretiert wird. Diese Scherdämpfung wird später zur Modellierung der Reibungskräfte zwischen den Kammfingern der Kammstruktur des Mikrofons verwendet.

### 3.4.2 Stationäre Kanalströmung

Es wird vom stationären, inkompressiblen Fall ohne externe Kräfte ausgegangen. Somit reduziert sich die Navier-Stokes-Gleichung auf die Druckgradienten- und Reibungskräfte.

**Zweidimensionale Kanalströmung** Betrachtet wird ein Kanal zwischen festen Kanalwänden, wie in Abbildung 3.4b gezeigt. Im zweidimensionalen Fall mit einem Kanal zwi-

schen zwei parallelen Platten mit dem Abstand  $h$ , ergibt sich ein parabolisches Strömungsprofil für die Geschwindigkeit des Fluids

$$\vec{v} = \frac{1}{2\mu}(y^2 - hy)\frac{\partial\Delta P}{\partial x}\vec{e}_x. \quad (3.23)$$

Durch Integration über den Kanalquerschnitt erhält man für einen Kanal der Länge  $l$  den fluidischen Widerstand

$$R_{\text{fl, 2D, Kanal}} = \frac{\Delta P}{Q} = \frac{12\mu l}{h^3}. \quad (3.24)$$

**Zylindersymmetrische Kanalströmung** Betrachtet man einen zylindrischen Kanal mit der  $x$ -Achse als Symmetrieachse und dem Radius  $r_0$ , erhält man ein ebenfalls parabolisches Geschwindigkeitsprofil in Abhängigkeit des Radius  $r$

$$\vec{v} = \frac{1}{4\mu}(r_0^2 - r^2)\frac{\partial\Delta P}{\partial x}\vec{e}_x. \quad (3.25)$$

Durch Integration über den Kanalquerschnitt erhält man für einen zylindrischen Kanal der Länge  $l$  den fluidischen Widerstand

$$R_{\text{fl, zyl, Kanal}} = \frac{\Delta P}{Q} = \frac{8\mu l}{\pi r_0^4}. \quad (3.26)$$

Die Kanalströmung wird im weiteren Verlauf zur Beschreibung des Luftstroms durch die Kammstruktur und zur Modellierung des fluidischen Widerstands des Ventilationslochs im Mikrofon verwendet.

### 3.4.3 Fluidische Übertragungsleitung

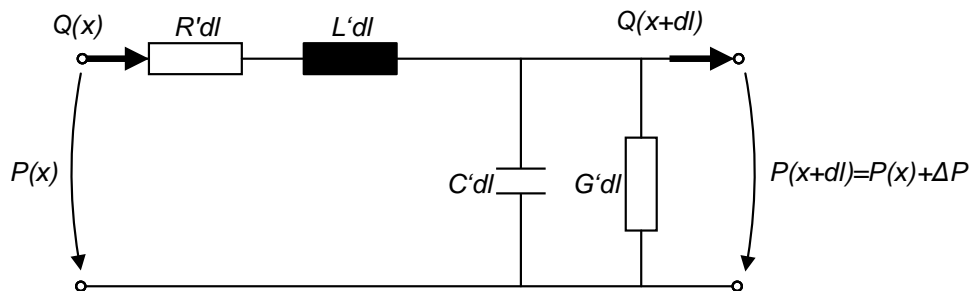
Der fluidische Widerstand eines Kanals wurde im vorigen Abschnitt für eine stationäre, inkompressible Strömung behandelt. Dadurch wurden Trägheits- und Volumenänderungskräfte in der Navier-Stokes-Gleichung vernachlässigt. Von Schädel [44] wird in Analogie zur Elektrotechnik ein Ersatzschaltbild für einen fluidischen Kanal hergeleitet, welches Trägheit und Kompressibilität im Fluid berücksichtigt. Dafür wird eine Kleinsignalnäherung verwendet, welche es erlaubt, das Problem im Frequenzraum zu lösen. Weitere Annahmen sind, dass die Wellenlänge groß gegenüber dem Kanaldurchmesser und die Strömungsgeschwindigkeit klein gegenüber der Schallgeschwindigkeit ist. Mit diesen Annahmen wird das Geschwindigkeits- und Temperaturprofil im Kanal aus den physikalischen Grundgleichungen hergeleitet. Schädel führt die Rechnungen für einen Kanal mit kreisrundem Querschnitt sowie für einen Kanal mit rechteckigem Querschnitt durch. In dieser Arbeit wird jedoch nur der Ausdruck für den kreisrunden Querschnitt zur Beschreibung des Schallochs benötigt.

Das von Schädel hergeleitete Ersatzschaltbild, siehe Abbildung 3.5, gilt für einen kleinen Abschnitt des Kanals mit der Länge  $dl$  und dem Radius  $r_0$ . Es besteht aus einer Serienschaltung eines fluidischen Widerstands und einer fluidischen Induktivität, sowie einer Parallelschaltung einer fluidischen Kapazität und eines fluidischen Leitwerts. Widerstand, Induktivität, Kapazität und Leitwert gelten jeweils nur für ein Kanalstück der Länge  $dl$ . In der Literatur spricht man für den Grenzwert  $dl \rightarrow 0$  von einem Leitungsbelag bzw. einer bezogenen Impedanz [23]. Mithilfe der Knoten- und Maschenregel erhält man folgende Beziehungen

$$\frac{\partial \Delta P}{\partial x} = -(R' + i\omega L')Q = -Z' \cdot Q \quad (3.27)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial x} = -(G' + i\omega C')Q = -Y' \cdot \Delta P, \quad (3.28)$$

wobei  $Z' = R' + i\omega L'$  als bezogene Serienimpedanz und  $Y' = G' + i\omega C'$  als bezogene Paralleladmittanz bezeichnet wird.  $Z'$  und  $Y'$  werden aus den strömungsmechanischen und thermodynamischen Grundgleichungen hergeleitet. Die Herleitung der Serienimpedanz aus dem Strömungsprofil wird kurz zusammengefasst. Bei der Paralleladmittanz werden nur die Ergebnisse angegeben und auf die Herleitung von Schädel [44] verwiesen.



**Abbildung 3.5:** Ersatzschaltbild eines Leitungselements der fluidischen Übertragungsleitung mit der Länge  $dl$ .

**Herleitung der Serienimpedanz aus dem Geschwindigkeitsprofil** Zur Berechnung des Geschwindigkeitsprofils wird die Navier-Stokes-Gleichung in Zylinderkoordinaten ohne externe Kräfte gelöst. Durch die Näherung, dass die interessierenden Wellenlängen groß gegenüber dem Kanaldurchmesser sind, können die Geschwindigkeitskomponenten senkrecht zur Kanalrichtung vernachlässigt werden. Für den absoluten Druck  $P_{\text{tot}}$  wird eine Kleinsignalnäherung verwendet, in der kleine zeitlich veränderliche Druckänderungen  $P'$  um den Atmosphärendruck  $P_0$  erlaubt sind

$$P_{\text{tot}} = P_0 + P'. \quad (3.29)$$

Für das Geschwindigkeitsfeld wird angenommen, dass kein Nettofluidfluss auftritt und die Geschwindigkeit (nur die axiale Komponente  $v_{\text{axial}}$  wird berücksichtigt) nur kleine Werte annimmt. Es wird eine harmonische Schwingung für die Druckänderung und die Geschwindigkeit angenommen:

$$P' = \Delta P e^{j\omega t} \quad (3.30)$$

$$v_{\text{axial}} = v e^{j\omega t}. \quad (3.31)$$

Hierbei bezeichnet  $\omega = 2\pi f$  die Kreisfrequenz der Schwingung mit Frequenz  $f$ . Mit diesen Vereinfachungen reduziert sich die Navier-Stokes-Gleichung zu

$$\frac{\partial^2 v}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial v}{\partial r} - j \frac{\omega \rho}{\mu} v = \frac{1}{\mu} \frac{\partial \Delta P}{\partial x}, \quad (3.32)$$

wobei  $r$  die Abhängigkeit vom Radius beschreibt. Die Lösung dieser Differentialgleichung lässt sich mithilfe der Besselfunktion nullter Ordnung  $J_0$  darstellen:

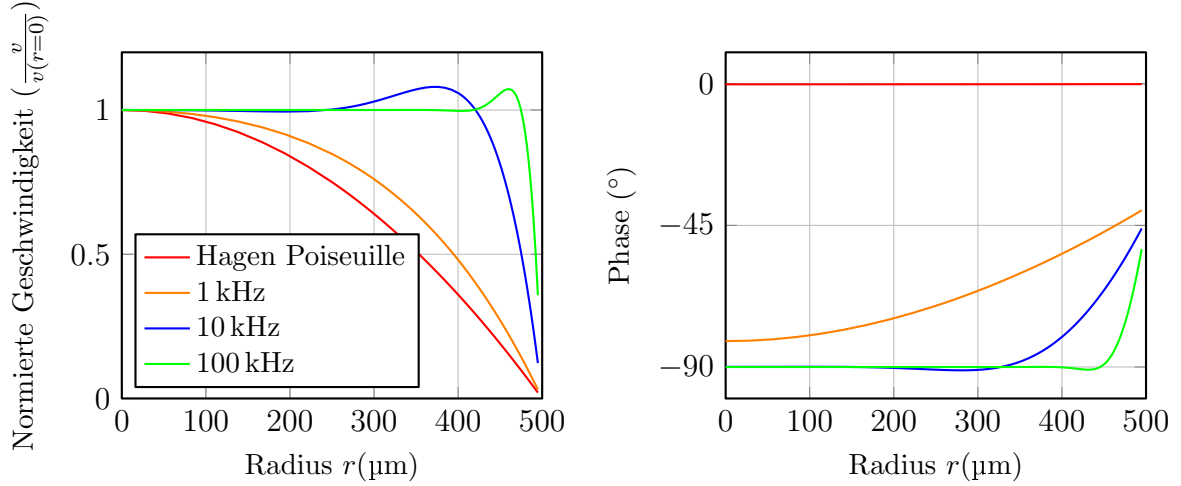
$$v(r, \omega) = \frac{1}{j\omega\rho} \left[ \frac{J_0\left(r\sqrt{\frac{\omega\rho}{\mu}}j^{3/2}\right)}{J_0\left(r_0\sqrt{\frac{\omega\rho}{\mu}}j^{3/2}\right)} - 1 \right] \frac{\partial \Delta P}{\partial x}. \quad (3.33)$$

Hierbei wird die Randbedingung  $v(r = r_0) = 0$  verwendet. Weiterhin bezeichnet  $\rho$  die Dichte und  $\mu$  die Viskosität des Fluids. Aufgrund der Trägheitseffekte im Fluid ist die Geschwindigkeitsverteilung von der Frequenz abhängig, wobei der Grenzwert für niedrige Frequenzen das bekannte parabolische Profil der Hagen-Poiseuille-Strömung ergibt

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} v(r, \omega) = \frac{1}{4\mu} [r_0^2 - r^2] \frac{\partial \Delta P}{\partial x}. \quad (3.34)$$

In Abbildung 3.6 ist die Amplitude und Phase des normierten Geschwindigkeitsprofils bei verschiedenen Frequenzen für einen Kanal mit Radius  $r_0 = 0,5 \text{ mm}$  aufgetragen. Man erkennt, dass sich das Strömungsprofil für niedrige Frequenzen der parabolischen Form der stationären Hagen-Poiseuille-Strömung angleicht. Mit steigender Frequenz bewegt sich das Fluid im inneren Teil des Kanals gleichförmig mit einem Phasenversatz von  $90^\circ$  zum Druck  $\Delta P$ , was dem Verhalten einer fluidischen Induktivität entspricht. Am Rand, nahe der Kanalwand, verringert sich dieser Phasenversatz. Anschaulich kann man dieses Verhalten so verstehen: In der Mitte des Kanals dominieren bei hohen Frequenzen die Trägheitskräfte gegenüber den Reibungskräften. Am Rand des Kanals dominiert die Reibung im Fluid, wodurch dieser Effekt weniger stark ausgeprägt ist.

Durch Integration des Geschwindigkeitsprofils (Gleichung 3.33) über den Kanalquerschnitt  $A = r_0^2\pi$  erhält man den Volumenfluss  $Q$  in Abhängigkeit der Druckdifferenz pro Längenein-



**Abbildung 3.6:** Amplitude und Phase des Geschwindigkeitsprofils in einem kreisrunden Kanal mit Radius  $r_0 = 500 \mu\text{m}$  bei verschiedenen Frequenzen.

heit  $\frac{\partial P}{\partial z}$  und daraus die fluidische Impedanz pro Längeneinheit

$$Z'(\omega) = \frac{\partial P}{\partial z} = \frac{j\omega}{A} \left[ 1 - \frac{2J_1(x_B)}{x_B J_0(x_B)} \right]^{-1}, \quad (3.35)$$

wobei  $J_1$  die Besselfunktion erster Ordnung ist. Dabei wurde der Term  $x_B = r_0 \sqrt{\frac{\omega\rho}{\mu}} j^{3/2}$  eingeführt. Die komplexe Impedanz  $Z'$  kann entsprechend Gleichung 3.27 in einen frequenzabhängigen Widerstand pro Länge und eine frequenzabhängige Induktivität pro Länge umgeschrieben werden

$$Z'(\omega) = R'(\omega) + j\omega L'(\omega), \quad (3.36)$$

mit

$$R'(\omega) = \text{Re}(Z') \quad (3.37)$$

$$L'(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{Im}(Z'). \quad (3.38)$$

**Betrachtung der Paralleladmittanz** Nach der Herleitung der Serienimpedanz wird nun die Paralleladmittanz  $Y'$  betrachtet, wobei hier nur das Ergebnis einer längeren Herleitung angegeben wird. Aus der Temperatur- und Dichteverteilung im Kanal leitet Schädel [44] die Paralleladmittanz eines Leitungsstücks her und kommt zu folgendem Ergebnis

$$Y'(\omega) = \frac{\partial Q / \partial z}{\Delta P} = \frac{j\omega\rho A}{\frac{c_p}{c_v} P_0} \left[ 1 + \left( \frac{c_p}{c_v} - 1 \right) \frac{2J_1(x_T)}{x_T J_0(x_T)} \right], \quad (3.39)$$



wobei der Term  $x_T = r_0 \sqrt{\frac{\omega}{\nu_T}} j^{3/2}$  mit der Temperaturleitfähigkeit  $\nu_T$  eingeführt wurde.  $c_p$  ist die spezifische Wärme bei konstantem Druck und  $c_V$  bei konstantem Volumen. Die frequenzabhängige und komplexe Admittanz kann nach Gleichung 3.28 in einen fluidischen Leitwert  $G'$  und eine fluidische Kapazität  $C'$  umgeschrieben werden

$$Y'(\omega) = G'(\omega) + j\omega C'(\omega), \quad (3.40)$$

mit

$$G'(\omega) = \operatorname{Re}(Y') \quad (3.41)$$

$$C'(\omega) = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}(Y'). \quad (3.42)$$

Durch eine Aneinanderreihung mehrerer Leitungsstücke mit den Leitungsbelägen aus den Gleichungen 3.38, 3.38, 3.41 und 3.37 lässt sich die fluidische Impedanz eines Kanals unter Berücksichtigung der Trägheit und der Kompressibilität des Fluids berechnen. In dieser Arbeit wird sie dazu verwendet den Einfluss des Schalllochs im Mikrofon zu modellieren. Dabei können durch die Berücksichtigung der Trägheit hochfrequente Effekte berücksichtigt werden.

### 3.4.4 Blendenströmung

Als Blende bezeichnet man eine Öffnung in einer unendlich dünnen und unendlich ausgedehnten Platte. Nach Hasimoto [22] berechnet sich der fluidische Widerstand einer elliptischen Blende zu

$$R_{\text{fl, Blende, Ellipse}} = \frac{3\pi\mu s}{2A^2}, \quad (3.43)$$

wobei  $s$  der Umfang und  $A$  die Fläche der Blende ist. Für eine kreisrunde Blende mit Radius  $r$  ergibt sich somit

$$R_{\text{fl, Blende, Kreis}} = \frac{3\mu}{r^3}. \quad (3.44)$$

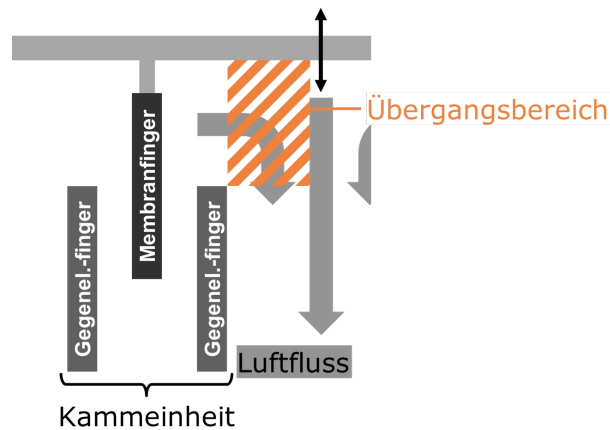
Betrachtet wird nun eine rechteckige Blende mit großem Aspektverhältnis. Dabei bezeichnet  $h$  die Höhe und  $l \gg h$  die Länge der Blendenöffnung. Der fluidische Widerstand wird durch Gleichung 3.43 angenähert, wobei  $A = hl$  und  $s = 2(h + l) \approx 2l$  verwendet wird. Dies ergibt

$$R_{\text{fl, Blende, Rechteck}} = \frac{3\pi\mu}{h^2 l}. \quad (3.45)$$

Der fluidische Widerstand einer Blende wird im Modell des Mikrofons dazu verwendet, das Ausströmen der Luft aus dem Schallloch bei niedrigen Frequenzen zu beschreiben. Zudem wird ein abgewandelter Ausdruck eines Blendenwiderstands im Bereich der Kammstruktur verwendet. Dies wird im folgenden Abschnitt behandelt.

### 3.4.5 Übergangsströmung

Der Begriff Übergangsströmung bezeichnet in dieser Arbeit das Ausströmen der Luft zwischen der Oberseite der Gegenelektrodenfinger und der Unterseite der Membran. In der Abbildung 3.7 wird dieser Bereich schraffiert hervorgehoben. Sattler schlägt für solch eine



**Abbildung 3.7:** Skizze des Übergangsbereichs (schraffierter Bereich) in der Kammstruktur, vergleiche Abbildung 2.3b.

Geometrie einen modifizierten Blendenwiderstand vor [43]. Dieser bildet das Ausströmen des Fluids zwischen unterer Membranseite und Gegenelektrodenfinger ab. Da jedoch das Fluid nicht in den freien Raum, sondern in den begrenzten Bereich zwischen Membran und den Kammeinheiten abfließt, wird ein Korrekturfaktor  $\tau$  eingeführt. Hieraus ergibt sich mit Gleichung 3.45 für eine Blende mit der Höhe  $h$  und der Länge  $l \gg h$  der fluidische Widerstand des Übergangsbereichs zu

$$R_{\text{fl, Überg}} = \frac{3\pi\mu}{h^2l} \cdot \tau. \quad (3.46)$$

Der Korrekturfaktor muss für jede Geometrie eigens angepasst werden. Für die Abmessungen der Kammstruktur im hier betrachteten Mikrophon wurde durch Vergleich mit FE-Simulationen ein Wert von  $\tau = 0.45$  gefunden, siehe Abschnitt 4.1.2.

### 3.4.6 Inkompressible Reynoldsgleichung

Die Reynoldsgleichung beschreibt die Strömung in einer dünnen Fluidschicht der Dicke  $h$  zwischen zwei unendlich ausgedehnten Platten. Insbesondere lässt sich die Dämpfungskraft einer Fluidschicht berechnen, wenn sich die Platten vertikal aufeinander zu bewegen. Wird im Fluid die Kompressibilität vernachlässigt, ergibt sich die inkompressible Reynoldsgleichung

$$\nabla \left( \frac{h^3}{12\mu} \nabla P \right) = \frac{\partial h}{\partial t}. \quad (3.47)$$

Betrachtet man eine Platte mit einer Breite  $b$  (in  $x$ -Richtung) und einer unendlichen Länge  $l \rightarrow \infty$  (in  $y$ -Richtung), verändern sich Druck und Geschwindigkeit nur entlang der kurzen Seite und Gleichung 3.47 vereinfacht sich zu

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} = -\frac{12\mu v_P}{h^3}, \quad (3.48)$$

wobei  $v_P = \frac{\partial h}{\partial t}$  die vertikale Geschwindigkeit der Platte ist. Hieraus kann die Druckverteilung unter der Platte errechnet werden, welche über die Breite  $b$  der Platte integriert die zweidimensionale Dämpfungskraft pro Länge ergibt:

$$F_{2D} = \frac{\mu b^3}{h^3} \cdot v_P. \quad (3.49)$$

Hieraus lässt sich nach Gleichung 3.67 ein fluidischer Widerstand der Anordnung berechnen

$$R_{fl, 2D, Rey} = \frac{\mu b}{h^3}. \quad (3.50)$$

Dieser fluidische Widerstand wird in Abschnitt 4.1.2 dazu verwendet, das Zusammenpressen der Luft zwischen der Membranunterseite und der oberen Fläche der Gegenelektrodenfinger zu beschreiben.

### 3.4.7 Schallabstrahlung einer oszillierenden Fläche

Oszilliert ein Körper in Luft, wird von seiner Oberfläche eine Schallwelle abgestrahlt. In [36] werden für verschiedene Geometrien einer oszillierenden Fläche die resultierenden Druckfelder hergeleitet. Aus der Nahfeldnäherung dieser Felder kann der Druck, der direkt auf die Oberfläche des Objekts wirkt, berechnet werden. Integriert man diesen Druck über die entsprechende Oberfläche, erhält man die rückstellende Kraft auf das Objekt. Aus der Geschwindigkeit der oszillierenden Oberfläche und der rückwirkende Kraft wird zunächst die mechanische und daraus die fluidische Impedanz der Abstrahlung berechnet.

Im Mikrofon tritt an sich keine Schallabstrahlung auf, da die Membran nicht aktiv angetrieben wird. Allerdings wird bei der Simulation des Rauschens eine Abschlussimpedanz am äußeren Ende des Schallochs benötigt. Rauschen entspricht, vereinfacht gesagt, der spontanen Fluktuation der thermodynamischen Größen. Durch diese Fluktuationen wird das Mikrofon zur Schwingung angeregt und es wird, ähnlich zu einem Lautsprecher, Schall abgestrahlt, welcher wiederum auf die Membran rückwirkt.

Die Strahlungsimpedanz einer oszillierenden Kreisfläche  $A_0$  mit Radius  $r_0$  wird in [36] hergeleitet. Die Kreisfläche bewegt sich mit der Geschwindigkeit

$$\vec{v}(t) = v_0 e^{j\omega t} \vec{n}, \quad (3.51)$$

wobei  $\vec{n}$  der Normaleneinheitsvektor auf die Fläche,  $\omega = 2\pi f$  die Kreisfrequenz der Oszillation und  $v_0$  die Maximalgeschwindigkeit ist. Die mechanische Rückstellkraft auf die Fläche  $A_0$  berechnet sich nach [36] zu:

$$F_R = A_0 \rho c (\Theta_0 + j\xi_0) \cdot v_0, \quad (3.52)$$

wobei  $c$  die Schallgeschwindigkeit in der Luft ist. Die Größen  $\Theta_0$  und  $\xi_0$  sind in den Gleichungen 3.53 und 3.54 angegeben

$$\Theta_0 = 1 - \frac{2}{\gamma} J_1(\gamma) \quad , \gamma = \frac{2\omega r_0}{c} \quad (3.53)$$

$$\xi_0 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(\gamma \cos(\alpha)) \sin^2(\alpha) d\alpha. \quad (3.54)$$

Aus Gleichung 3.52 kann das Verhältnis von Kraft und Geschwindigkeit gewonnen werden. Dies wird als mechanische Impedanz  $Z_{\text{me}} = \frac{v_0}{F}$  im Frequenzraum interpretiert. Diese Impedanz wird mit Gleichung 3.67 in eine fluidische Impedanz umgerechnet:

$$Z_{\text{fl, Abstr}} = \frac{\Delta P}{Q} = \frac{1}{A_0^2} \frac{F_R}{v_0} \quad (3.55)$$

$$= \frac{1}{A_0} \rho c (\Theta_0 + j\xi_0) \quad (3.56)$$

$$= R_{\text{fl, Abstr}}(\omega) + j\omega L_{\text{fl, Abstr}}(\omega). \quad (3.57)$$

Die frequenzabhängige und komplexe Impedanz kann in einen Real- und Imaginärteil aufgespalten werden, welche als fluidischer Widerstand  $R_{\text{fl, Abstr}}$  und fluidische Induktivität  $L_{\text{fl, Abstr}}$  interpretiert werden:

$$R_{\text{fl, Abstr}}(\omega) = \text{Re}(Z_{\text{fl, Abstr}}) \quad (3.58)$$

$$L_{\text{fl, Abstr}}(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{Im}(Z_{\text{fl, Abstr}}). \quad (3.59)$$

Bei niedrigen Frequenzen im Grenzwert  $\omega \rightarrow 0$  geht die Schallabstrahlung in ein Ausströmen der Luft über. Dies ist in der Herleitung von [36] nicht berücksichtigt. In dieser Arbeit wird das statische Ausströmen der Luft durch einen Blendenwiderstand modelliert, welcher zur Impedanz aus Gleichung 3.57 addiert wird:

$$R_{\text{fl, Abstr}}(\omega) = \text{Re}(Z_{\text{fl, Abstr}}) + \frac{3\mu}{r_0^3}. \quad (3.60)$$

Dabei wurde der Blendenwiderstand aus Gleichung 3.44 verwendet.

### 3.4.8 Abgeschlossenes Volumen

Die Luft im Rückvolumen des Gehäuses wird bei Bewegung der Membran komprimiert. Die dabei auftretenden thermischen Verluste können nicht vernachlässigt werden. Zur Beschreibung der akustischen Impedanz des Volumens werden die Arbeiten von [16] und [51] verwendet, in denen ein Ausdruck für die akustische Impedanz eines geschlossenen Volumens abgeleitet wird. Dabei wird eine adiabatische Kapazität parallel mit einer frequenzabhängigen Impedanz geschaltet. Die adiabatische Kapazität  $Z_a$  beschreibt die Kompressibilität des Fluids. Die parallelgeschaltete frequenzabhängige Impedanz  $Z_t$  erweitert das Modell um thermische Effekte. Die Gesamtimpedanz des abgeschlossenen Volumens ergibt sich zu

$$Z_{\text{fl, vol}} = \left( \frac{1}{Z_a} + \frac{1}{Z_t} \right)^{-1}. \quad (3.61)$$

Die adiabatische Kapazität berechnet sich in Abhängigkeit der Kreisfrequenz  $\omega = 2\pi f$  zu

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_0}, \quad C_0 = \frac{V}{\rho c^2}, \quad (3.62)$$

mit  $\rho$  der Dichte und  $c$  der Schallgeschwindigkeit unter Normalbedingungen.  $C_0$  bezeichnet die fluidische Kapazität eines rein adiabatischen Volumens [5]. Mit einer Kleinsignalnäherung für die Temperatur und Druckverteilung im Volumen und der Annahme, dass die Wellenlänge größer als die Ausdehnung des Volumens ist, ergibt sich für die thermische Impedanz:

$$Z_t = \frac{\beta^2 r^2}{3j\omega C_0 \left( \frac{c_p}{c_v} - 1 \right) (\beta r \coth(\beta r) - 1)}, \quad \beta^2 = \frac{j\omega \rho c_p}{\kappa}. \quad (3.63)$$

Hierbei bezeichnet  $\kappa$  die thermische Leitfähigkeit,  $c_p$  die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck und  $c_v$  die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Volumen. Für

diesen Ausdruck existiert eine Niederfrequenznäherung

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} Z_t = \frac{1}{j\omega C_0 \left( \frac{c_p}{c_v} - 1 \right)} + \frac{r^2 \rho c_p}{15 C_0 \left( \frac{c_p}{c_v} - 1 \right) \kappa}, \quad (3.64)$$

welche gegenüber der vollen Gleichung den Vorteil eines frequenzunabhängigen Realteils hat, welcher als akustischer Widerstand interpretiert wird.

## 3.5 Kopplungselemente zwischen den Energieformen

Um das mikromechanische Bauteil als Gesamtsystem zu untersuchen und die Effekte aller Energiedomänen zu kombinieren, ist es nötig, die Umwandlung der Fluss- und Potentialgrößen zwischen den Energieformen zu beschreiben. Zusätzlich können die fluidischen und mechanischen Impedanzen ineinander umgerechnet werden.

### 3.5.1 Fluidisch - mechanisches Kopplungselement

In der Fluidik ist die Potentialgröße der Druck  $P$  und die Flussgröße der Volumenfluss  $Q$ . Dem gegenüber steht in der Mechanik die Geschwindigkeit  $v$  als mechanische Potentialgröße und die Kraft als mechanische Flussgröße  $F$ . Bewegt sich eine Fläche  $A$  mit der Geschwindigkeit  $v$ , schiebt sie ein Fluidvolumen vor sich her. Es gilt

$$Q = vA. \quad (3.65)$$

Der Zusammenhang zwischen Kraft und Druck ist

$$F = PA. \quad (3.66)$$

Die Fläche  $A$  entspricht hier einem Transferkoeffizienten. Die Gleichungen 3.65 und 3.66 werden im Netzwerk durch Quellen implementiert und stellen die Kopplung zwischen fluidischem Fluss und mechanischer Geschwindigkeit, beziehungsweise die Kopplung zwischen mechanischer Kraft und fluidischem Druck dar. Weiterhin lässt sich aus den beiden Gleichungen ein Zusammenhang zwischen mechanischer Impedanz  $Z_{me}$  und fluidischer Impedanz  $Z_{fl}$  ableiten

$$Z_{me} = \frac{v}{F} = \frac{1}{A^2} \frac{Q}{P} = \frac{1}{A^2} \frac{1}{Z_{fl}}. \quad (3.67)$$

Die anschauliche Erklärung obiger Gleichungen gilt jedoch nur für die Bewegung eines Starrkörpers. Im Mikrofon ist die Bewegung der Membran nicht gleichförmig, sondern

hängt vom Ort ab. Um dies zu berücksichtigen, werden Transferkoeffizienten  $a_{\text{fl}}$  und  $a_{\text{me}}$  eingeführt. Diese beschreiben zunächst nur den Zusammenhang zwischen Volumenfluss und Geschwindigkeit der Membran bzw. den Zusammenhang zwischen Kraft und Druck auf die Membran:

$$Q = va_{\text{fl}} \quad (3.68)$$

$$F = Pa_{\text{me}}. \quad (3.69)$$

Über die Leistung, die durch das Kopplungselement übertragen wird, kann ein Ausdruck für die Transferkoeffizienten gefunden werden. Das Kopplungselement ist energieerhaltend, somit gilt für die Eingangsleistung  $P_{\text{ein}}$  und für die Ausgangsleistung  $P_{\text{aus}}$ :

$$P_{\text{ein}} = P_{\text{aus}} \quad (3.70)$$

$$PQ = vF \quad (3.71)$$

$$Pva_{\text{fl}} = vPa_{\text{me}} \quad (3.72)$$

und hieraus folgt sofort, dass die Transferkoeffizienten gleich sind  $a_{\text{fl}} = a_{\text{me}} = A_{\text{eff}}$ . Somit gilt:

$$Q = vA_{\text{eff}} \quad (3.73)$$

$$F = PA_{\text{eff}}, \quad (3.74)$$

wobei der Transferkoeffizient als effektive Fläche  $A_{\text{eff}}$  interpretiert wird. Diese lässt sich durch die Integration der vom Ort  $\vec{r}$  abhängigen Geschwindigkeit  $v'(\vec{r})$  errechnen:

$$Q = vA_{\text{eff}} = \int_A v'(\vec{r})dA. \quad (3.75)$$

Ist die Ortsabhängigkeit der Fläche durch eine Biegelinie  $\Psi(\vec{r})$  gegeben, erhält man mit  $v$  als Maximalgeschwindigkeit der Fläche:

$$vA_{\text{eff}} = \int_A v'(\vec{r})dA \quad (3.76)$$

$$= v \int_A \Psi(\vec{r})dA \quad (3.77)$$

$$A_{\text{eff}} = \int_A \Psi(\vec{r}). \quad (3.78)$$

Dabei muss die Biegelinie auf eins normiert sein. Mit Gleichung 3.78 lässt sich der benötigte Transportkoeffizient zur Kopplung der Energiedomänen berechnen.

### 3.5.2 Mechanisch - elektrisches Kopplungselement

Die Kopplung des elektrischen Energiebereichs mit dem mechanischen Energiebereich funktioniert über die elektrischen Felder zwischen den Elektroden der aktiven Kapazität. Mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit wird die mechanische Kraft  $F$  auf die Elektroden aus der Änderung der elektrischen Energie  $E$  berechnet. Eine virtuelle Positionsänderung  $\partial x$  der Elektroden führt zu einer virtuellen Energieänderung  $\partial E$  in der Kapazität. Die elektrische Energie in der Kapazität ist bei einer angelegten Spannung  $U$  durch

$$E = \frac{1}{2}CU^2 \quad (3.79)$$

gegeben. Die Kraft berechnet sich damit zu

$$F = \frac{\partial E}{\partial x} = \frac{1}{2}U^2 \frac{\partial C}{\partial x}. \quad (3.80)$$

Der elektrische Strom  $I$  ist die Änderung der Ladung  $Q$  pro Zeit  $t$ . Die Ladung in einer Kapazität ist gegeben durch

$$Q = CU. \quad (3.81)$$

Somit ergibt sich für den elektrischen Strom

$$I = \frac{d(CU)}{dt} = U \frac{\partial C}{\partial t} + C \frac{\partial U}{\partial t}. \quad (3.82)$$

Zu beachten ist, dass in Gleichung 3.82 die Kapazität über den Term  $\frac{\partial C}{\partial t}$  von der Position der Elektroden abhängt.

Die Gleichungen 3.80 und 3.82 verknüpfen die mechanische und elektrische Energiedomäne und werden im Kopplungselement durch Quellen implementiert. Sie stellen die Kopplung zwischen mechanischer Kraft und elektrischer Potentialdifferenz, beziehungsweise die Kopplung zwischen elektrischem Strom und mechanischer Bewegung dar.

## 3.6 Dämpfung und Rauschen in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk

In dieser Arbeit wird das Rauschen durch das sogenannte thermische Rauschen oder Wärmerauschen beschrieben. Anschaulich lässt sich diese Art des Rauschens als spontane Fluktuation der thermodynamischen Größen verstehen. Zur Beschreibung dieses Rauschens wird das Fluktuations-Dissipations-Theorem verwendet, welches den Zusammenhang zwi-



schen thermischem Rauschen und Dissipation beschreibt. Dieser Zusammenhang wurde zunächst von Nyquist [40] für elektrische Systeme gezeigt und dann von Callen und Welton [9] auf weitere Energiebereiche erweitert. Fluktuation und Dissipation hängen inhärent miteinander zusammen. Dabei lassen sich die Fluktuationen durch einen (Rausch-)Fluss oder ein (Rausch-)Potential quantifizieren. In dieser Arbeit wird zur Implementierung des Rauschens die Flussgröße der jeweiligen Energieform  $J_{X_i}$  verwendet. Nach [9] ergibt sich für den quadratisch gemittelten zeitlichen Mittelwert des durch Fluktuationen erzeugten Rauschflusses  $\overline{dJ_{X_i}^2}$  in einem Frequenzintervall  $df$

$$\overline{dJ_{X_i}^2} = \frac{4k_B T}{R} df = n df. \quad (3.83)$$

Hierbei bezeichnet  $k_B$  die Boltzmann-Konstante,  $T$  die Temperatur und  $R$  den Widerstand des dissipativen Elements. Die spektrale Dichte des Rauschflusses  $n$  ist konstant in der Frequenz (wird als weißes Rauschen bezeichnet). Im Netzwerk wird der Rauschfluss eines dissipativen Elements durch eine Flussquelle, mit einem Fluss entsprechend Gleichung 3.83, parallel zu diesem Element implementiert. Somit führt jedes dissipative Element im Netzwerk zu einer Rauschquelle.

Im Mikrofon ist man am Rauschen der Ausgangsspannung interessiert. Man erhält von jedem dissipativen Element  $j$  einen Rauschanteil am Ausgangsknoten des Netzwerks. Dieser wird als quadratischer Mittelwert der elektrischen Rauschspannung  $\overline{dU_{R,j}^2}$  für ein Frequenzintervall  $df$  angegeben. Aufgrund der frequenzabhängigen Übertragungsfunktionen im Mikrofon sind die quadratischen Mittelwerte der Rauschspannung am Ausgangsknoten abhängig von der Frequenz. Mithilfe der spektralen Rauschdichte der Spannung  $n_{U,j}$  lässt sich schreiben:

$$\overline{dU_{R,j}^2} = n_{U,j}(f) df. \quad (3.84)$$

Befinden sich mehrere Rauschquellen in einem Netzwerk, addieren sich ihre Beiträge am Ausgangsknoten. Dabei sind die Fluktuationen der einzelnen Rauschquellen unkorreliert und kompensieren sich teilweise. Deswegen werden die Beiträge quadratisch addiert:

$$\overline{dU_R^2} = \sum_j \overline{dU_{R,j}^2} = \sum_i n_{U,i}(f) df = n_U(f) df. \quad (3.85)$$

Somit beschreibt  $\overline{dU_R^2}$  das quadratische Mittel der Rauschspannung aller Rauschquellen am Ausgangsknoten und  $n_U(f)$  bezeichnet die gesamte spektrale Rauschdichte aller Rauschquellen am Ausgangsknoten.

Das Gesamtrauschen des Netzwerks  $N_U$  kann aus der spektralen Rauschdichte durch Integration über den entsprechenden Frequenzbereich berechnet werden. Hierbei wird über den akustischen Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz integriert, wobei die frequenzabhängige Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs durch die sogenannte A-Bewertung  $A(f)$  [14]

berücksichtigt wird:

$$N_U = \int_{20 \text{ Hz}}^{20 \text{ kHz}} n_U(f) A(f) df. \quad (3.86)$$

Anstatt des quadratischen Mittels der Rauschspannung wird häufig der Effektivwert der Rauschspannung angegeben:

$$U_{R, \text{ eff}} = \sqrt{N_U}. \quad (3.87)$$

Der Effektivwert kann letztendlich mit der Ausgangsspannung am Mikrofon verglichen werden und auf diese Weise kann das Signal-Rausch-Verhältnis berechnet werden. Weiterführende Literatur zum Rauschen in elektrischen und verallgemeinerten Netzwerken findet man z.B. in [31], [11] und [12].

## 4 Zerlegung des MEMS-Mikrofons in Basiselemente

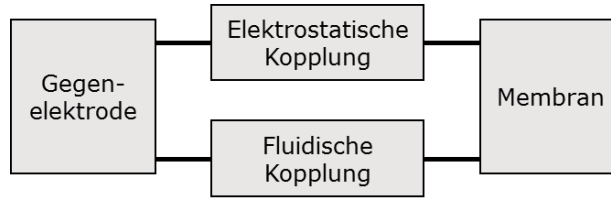
In diesem Kapitel wird das vorgestellte Mikrofon in seine Basiselemente zerlegt. In Übereinstimmung mit Abbildung 3.1 wird das Mikrofon zunächst in die Teilsysteme Wandlerchip, Gehäuse, Ausleseschaltung und Umgebung aufgeteilt. Jedes dieser Teilsysteme wird dann weiter in funktionale Blöcke, die Basiselemente, zerlegt. In den Basiselementen werden die physikalischen Zusammenhänge durch konzentrierte Elemente in der jeweiligen Energieform beschrieben. Dabei wird, je nach benötigtem Detailgrad, die Funktionalität im Basiselement durch ein einziges konzentriertes Element oder ein Netzwerk aus konzentrierten Elementen modelliert. Dabei wird auf die Modelle aus Kapitel 3 zurückgegriffen.

### 4.1 Wandlerchip

Der Wandlerchip des Mikrofons ist in Siliziumtechnologie gefertigt und wandelt die akustische Energie des Schalls in elektrische Energie um. Kernelement ist hier das Membran-Gegelektroden-System, welches Schallenergie in Bewegungsenergie der Membran umsetzt und daraus ein elektrisches Signal generiert. Im Betrieb wechselwirken Membran und Gegelektrode über zwei Kopplungskräfte, die elektrostatischen Kräfte in der aktiven Kapazität und die fluidischen Reibungskräfte in der Luft zwischen Membran und Gegelektrode. Eine mechanische Wechselwirkung über das Substrat wird vernachlässigt, da die Verankerungen der Membran und der Gegelektrode als ideal starr angenommen werden können. Neben der Umwandlung von akustischer in elektrische Energie wird über ein kleines Ventilationsloch in der Membran der statische Druckausgleich zwischen Umgebung und Rückvolumen sichergestellt. Durch die verwendete Schichttechnologie bei der Fabrikation des Wandlerchips sind in bestimmten Bereichen die elektrischen Gebiete von Membran und Gegelektrode nur durch eine dünne Isolationsschicht (Siliziumoxid) getrennt. Daher kommt es zu nicht vernachlässigbaren parasitären Kapazitäten im Wandlerchip. Diese Effekte werden nun in den folgenden Abschnitten diskutiert.

### 4.1.1 Membran-Gegelektroden-System

Das Membran-Gegelektroden-System ist der zentrale Bestandteil des Mikrofons. Dabei ist eine Besonderheit des hier behandelten Systems, dass neben der Membran auch die Gegelektrode aufgrund der langen Aufhängungsbalken beweglich ist. Das heißt, sie kann nicht als starr angenommen werden und somit können sich Membran **und** Gegelektrode verformen. Beide Systeme wechselwirken über elektrostatische und fluidische Kräfte und man erhält ein gekoppeltes System zweier mechanischer Schwinger. Dies wird im Folgenden als elektrostatische bzw. fluidische Kopplung bezeichnet. Das Schema in Abbildung 4.1 veranschaulicht die Kopplung. Ein guter Überblick über gekoppelte harmonische Oszillatoren ist in [56] gegeben und eine detaillierte systemtheoretische Untersuchung der Kopplungseffekte des hier behandelten Systems wird in [6], [7] beschrieben.



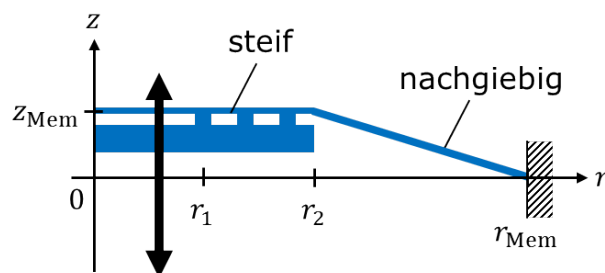
**Abbildung 4.1:** Schema des gekoppelten Membran-Gegelektroden-Systems.

Membran und Gegelektrode werden jeweils durch einen eindimensionalen Feder-Masse-Schwinger beschrieben, welcher durch die Parallelschaltung einer mechanischen Kapazität  $C_{me}$  und einer mechanischen Induktivität  $L_{me}$  modelliert wird. Nach den Gleichungen 3.11 und 3.17 entspricht die mechanische Kapazität einer Masse  $m$  und die mechanische Induktivität dem Kehrwert der Steifigkeit  $k$  der Feder.

**Effektive Massen** Die effektiven Massen von Membran und Gegelektrode werden durch Integration der gewichteten Dichte über das Volumen errechnet. Für Membran und Gegelektrode wird hierbei die Biegelinie aus Gleichung 4.1 verwendet und die Massenbereiche in den mechanischen Schwingern werden entsprechend gewichtet. Es wird eine konstante Auslenkung im inneren Bereich (versteift durch die Siliziumbalken der Membranfinger) und eine linear ansteigende Biegelinie im äußeren Bereich angenommen, vergleiche Abbildung 4.2. Die Biegelinie wird auf die Maximalauslenkung normiert und ergibt sich in Abhängigkeit des Radius  $r$  zu

$$b(r) = \begin{cases} 1 & \text{für } r < r_2 \\ -\frac{1}{r_{Mem}-r_2}(r - r_{Mem}) & \text{für } r_2 \leq r < r_{Mem}. \end{cases} \quad (4.1)$$

Die dadurch errechneten effektiven Massen sind in Tabelle 4.1 für die Membran  $m_{Mem, eff}$  und für die Gegelektrode  $m_{GE, eff}$  angegeben. Zum Vergleich sind die realen Massen  $m_{Mem}$



**Abbildung 4.2:** Vereinfachte Biegelinie der Membran mit einer konstanten Auslenkung in der Mitte.

und  $m_{GE}$  ebenfalls aufgeführt.

**Steifigkeiten** Prinzipiell lassen sich die Steifigkeiten aus der Biegelinie berechnen oder können aus FE-Simulationen gewonnen werden. Allerdings sind für die Prototypen die dafür nötigen Schichtspannungen nicht hinreichend genau bekannt. Deshalb werden die Steifigkeiten aus Messungen der Eigenfrequenzen bestimmt. Mit

$$2\pi f_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (4.2)$$

lässt sich bei bekannter Masse  $m$  und Eigenfrequenz  $f_0$  die Steifigkeit  $k$  ermitteln. Es muss jedoch beachtet werden, dass hier die Eigenfrequenz eines einzelnen Oszillators berechnet wird. Um nicht die verschobenen Eigenfrequenzen des gekoppelten Oszillator-Systems zu messen, müssen die elektrostatische und die fluidische Wechselwirkung unterdrückt werden. Zur Unterdrückung der fluidischen Wechselwirkung wird der Versuch bei niedrigem Druck<sup>1</sup>, in einer Vakuumkammer durchgeführt. In der Messung wird das Membran-Gegenelektroden-System durch eine elektrische Spannung vorausgelenkt. Dann wird die elektrische Spannung auf null gesetzt und Membran bzw. Gegenelektrode oszillieren um ihre jeweilige Ruhelage. Diese Oszillation wird mit einem Laser-Doppler-Vibrometer gemessen. Sie entspricht der Sprungantwort des Systems, aus welcher die Eigenfrequenzen extrahiert werden.

In Tabelle 4.1 werden die gemessenen Eigenfrequenzen und die daraus berechneten Steifigkeiten angegeben. Zusätzlich ist die in der Mikrofontechnik übliche fluidische Nachgiebigkeit der Membran  $c_{Mem}$  angegeben, welches das Verhältnis von Auslenkung der Membran  $z_{Mem}$  zu angelegter Druckdifferenz  $\Delta P$  angibt. Mit den effektiven Flächen der Membran

<sup>1</sup>Vorversuche ergaben, dass ein Druck von 3 mbar ausreicht, um die fluidische Wechselwirkung zu vernachlässigen.

$A_{\text{eff}}$  aus Tabelle 4.5 kann die Nachgiebigkeit aus der Steifigkeit  $k_{\text{Mem}}$  berechnet werden:

$$c_{\text{Mem}} = \frac{x_{\text{Mem}}}{\Delta P} = \frac{A_{\text{eff}}}{k_{\text{Mem}}}. \quad (4.3)$$

Hierbei wurde  $\Delta P = \frac{F}{A_{\text{eff}}}$  und  $F = k_{\text{Mem}} \cdot z_{\text{Mem}}$  verwendet.

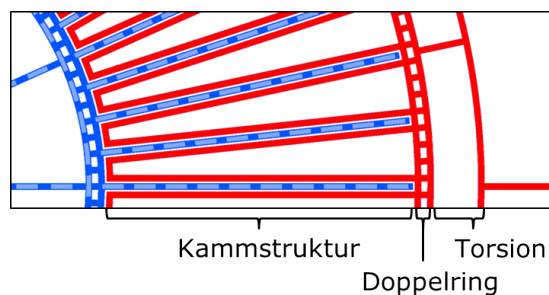
**Tabelle 4.1:** Werte für Masse und Steifigkeit von Membran und Gegenelektrode für alle Designvarianten.

	Symbol	Grunddesign	Variante 1	Variante 2
Membran				
Masse	$m_{\text{Mem}}$	$1,8 \cdot 10^{-9}$ kg	$1,4 \cdot 10^{-9}$ kg	$2,6 \cdot 10^{-9}$ kg
Effektive Masse	$m_{\text{Mem, eff}}$	$1,3 \cdot 10^{-9}$ kg	$0,90 \cdot 10^{-9}$ kg	$2,1 \cdot 10^{-9}$ kg
Eigenfrequenz	$f_{0, \text{Mem}}$	28 kHz	32 kHz	25 kHz
Steifigkeit	$k_{\text{Mem}}$	38 N/m	37 N/m	36 N/m
Nachgiebigkeit	$c_{\text{Mem}}$	14 nm/Pa	14 nm/Pa	17 nm/Pa
Gegenelektrode				
Masse	$m_{\text{GE}}$	$2,7 \cdot 10^{-9}$ kg	$2,0 \cdot 10^{-9}$ kg	$4,3 \cdot 10^{-9}$ kg
Effektive Masse	$m_{\text{GE, eff}}$	$2,2 \cdot 10^{-9}$ kg	$1,5 \cdot 10^{-9}$ kg	$3,8 \cdot 10^{-9}$ kg
Eigenfrequenz	$f_{0, \text{GE}}$	51 kHz	64 kHz	43 kHz
Steifigkeit	$k_{\text{GE}}$	230 N/m	243 N/m	280 N/m

### 4.1.2 Luftdämpfung zwischen Membran und Gegenelektrode

Die Reibungskräfte im Luftvolumen zwischen Membran und Gegenelektrode tragen wesentlich zur Dämpfung und damit zum Rauschen im Mikrofon bei. Aufgrund der Komplexität der Struktur wird diese zunächst in zwei Bereiche zerlegt. Der Hauptteil der Dämpfung wird von der Kammstruktur verursacht und ein geringer Anteil von dem Bereich der Torsionsfeder und des Doppelrings. Der Einfluss der Aufhängungsbalken wird vernachlässigt. Die Aufteilung der Bereiche ist in Abbildung 4.3 gezeigt. Für die Bereiche werden zunächst FE-Simulationen durchgeführt, um erste Erkenntnisse über die Strömungen und Druckverläufe im Fluid zu erhalten. Daraus können dann Anhaltspunkte für ein kompaktes Netzwerkmodell gewonnen werden oder man kann direkt die mechanische Dämpfung aus der FE-Simulation gewinnen.

**A) Bereich der Kammstruktur** Zum Verständnis des Strömungsverhaltens und der Extraktion der Dämpfung wird ein zweidimensionaler Schnitt durch die Kammstruktur simuliert. Das zu untersuchende Simulationsgebiet ist in Abbildung 4.4 gezeigt. Es sind zwei nebeneinander liegende Kammeinheiten zu sehen. Membran und Membranfinger sind blau, die Gegenelektrodenfinger rot markiert. Aufgrund der Symmetrie muss nur das Ge-

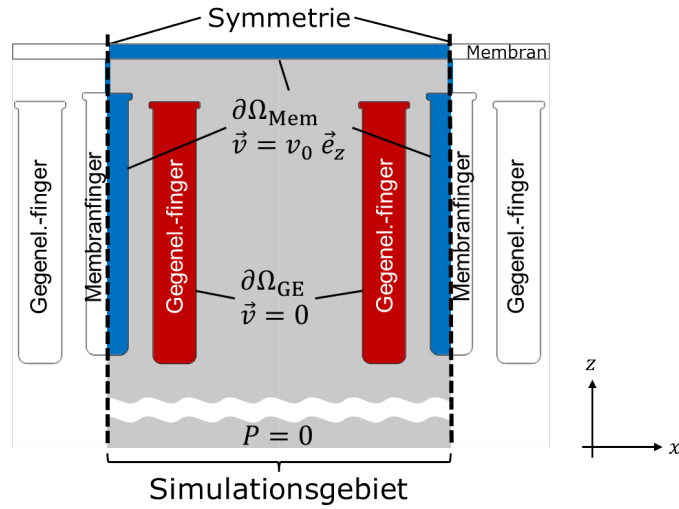


**Abbildung 4.3:** Räumliche Bereiche zur Simulation der fluidischen Dämpfung.

biet zwischen den beiden gestrichelten Linien simuliert werden<sup>2</sup>. Im Gebiet  $\Omega$  (grau) wird die inkompressible Navier-Stokes-Gleichung<sup>3</sup> mit finiten Elementen gelöst. Die gewellte Unterbrechung im unteren Bereich deutet an, dass hier das Simulationsgebiet deutlich weiter nach unten fortgesetzt wurde, um ein homogenes Ausströmen des Fluids am unteren Rand zu ermöglichen. Es wurde durch Vorsimulationen festgestellt, dass ab einer Höhe von ca.  $50\ \mu\text{m}$  des Simulationsgebiets die Strömung am unteren Ende konstant über der  $x$ -Achse ist. An den Rändern der Gegenelektrodenfinger  $\partial\Omega_{\text{GE}}$  wird die Geschwindigkeit des Fluids auf null gesetzt ( $\vec{v}_{\text{F}} = 0$ ), was einer Haftrandbedingung (kein Schlupf) entspricht. Die Ränder der Membran und der Membranfinger werden zusammengefasst und mit  $\partial\Omega_{\text{Mem}}$  bezeichnet. Auf  $\partial\Omega_{\text{Mem}}$  wird die Geschwindigkeit auf  $\vec{v}_{\text{F}} = v_{\text{Mem}}\vec{e}_z$  gesetzt, um die Bewegung der Membran zu simulieren. An den seitlichen Rändern, die nicht mit einem Finger abschließen, wird eine Symmetrierandbedingung gewählt und am unteren Ende des Gebiets wird der Druck auf null gesetzt. Das Strömungsprofil der stationären Lösung des Problems wird in Abbildung 4.5 für zwei verschiedene Abstände zwischen Membran- und Gegenelektrodenfinger gezeigt. Die Farbskala entspricht dem normierten Geschwindigkeitsbetrag der Luft, die Pfeile stellen das Strömungsfeld dar. In beiden Fällen sieht man, dass der Hauptteil der Strömung durch den Bereich in der Mitte verläuft, und nur ein kleiner Teil zwischen Membran- und Gegenelektrodenfinger fließt. Innerhalb des mittleren Bereichs ergibt sich eine Hagen-Poiseuille Strömung mit parabolischem Geschwindigkeitsprofil. Unterhalb des Kanals weitet sich die Strömung wie bei einer Blende auf. Im oberen Teil entspricht die Strömung für große Abstände einer Blendenströmung, für kleine Abstände ist ein starkes Ausströmen des Fluids zwischen Membran und der oberen Seite der Gegenelektrodenfinger zu sehen. Aus diesen Beobachtungen ergibt sich später ein fluidmechanisches Netzwerkmodell.

<sup>2</sup>Im Grunde genommen muss von dem angegebenen Simulationsgebiet nur eine Hälfte simuliert werden, da es eine vertikale Symmetrieachse in der Mitte besitzt. Aus Anschauungs- und Verständnisgründen werden die Ergebnisse jedoch anhand des gesamten grau hinterlegten Bereichs diskutiert.

<sup>3</sup>Bis zu einer Geschwindigkeit im Fluid von ca.  $v = 100\ \text{m/s}$  kann inkompressibel gerechnet werden, da hierbei für die Mach-Zahl  $MA = \frac{v}{c} < 0.3$  gilt [27].  $c = 343\ \text{m/s}$  bezeichnet hierbei die Schallgeschwindigkeit bei Raumtemperatur in Luft.



**Abbildung 4.4:** Gebiet zur fluidischen Simulation der stationären Strömung in der Kammstruktur.

**Extraktion der Dämpfung aus der FE-Simulation** Aus der FE-Simulation kann direkt die mechanische Dämpfung der zweidimensionalen Kammstruktur extrahiert werden:

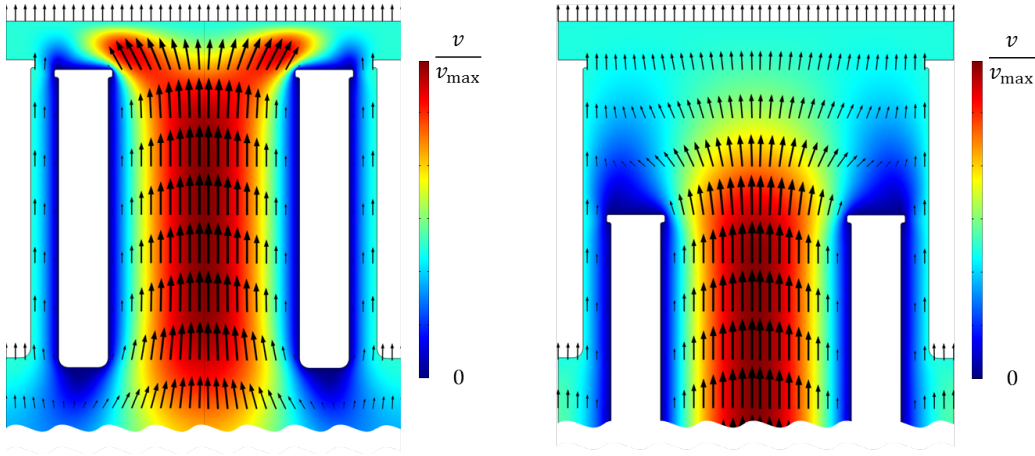
$$d_{m, 2D, KS} = \frac{F_{\partial\Omega_{Mem}}}{\Delta v}. \quad (4.4)$$

$\Delta v$  ist die Differenzgeschwindigkeit zwischen Membran und der ruhenden Gegenelektrode  $\Delta v = v_{Mem}$ . Die Kraft  $F_{\partial\Omega_{Mem}}$  wird durch Integration der  $z$ -Komponente der mechanischen Spannungen auf der Fläche der Membranstruktur  $\partial\Omega_{Mem}$  aus dem Strömungsfeld der FE-Simulation gewonnen. Wird die Simulation für verschiedene Designparameter durchgeführt, kann hieraus eine Nachschlagetabelle für ein Netzwerkmodell generiert werden. In dieser Arbeit wird jedoch ein Netzwerkmodell entworfen und die Ergebnisse der FE-Simulationen zur Validierung dieses Netzwerkmodells verwendet.

**Modellierung der Dämpfung über ein fluidmechanisches Netzwerkmodell** Das betrachtete Gebiet wird als fluidmechanisch gekoppeltes System behandelt. Zunächst wird es, wie in Abbildung 4.6a gezeigt, in drei Bereiche aufgeteilt: erstens zwei Scherbereiche, welche durch eine mechanische Impedanz beschrieben werden und zweitens einen Strömungsbereich, für den ein fluidisches Netzwerkmodell entworfen wird. In den beiden Scherbereichen der äußeren Gebiete gleiten die Kammfinger aneinander vorbei. Im mittleren Strömungsbereich tritt nahezu der gesamte fluidische Fluss auf. Der geringe fluidische Fluss in den Scherbereichen kann dem gegenüber vernachlässigt werden.

Der Scherbereich besteht aus zwei Teilen, siehe Abbildung 4.6b. Im oberen Teil überlappen sich Membran- und Gegenelektrodenfinger, sodass die Breite dieses Scherbereichs gleich dem Abstand  $d_1$  Membran- zu Gegenelektrodenfinger ist. Im unteren Teil wird eine effektive





**Abbildung 4.5:** Strömung in der Kammstruktur für einen Abstand zwischen Membran- und Gegenelektrodenfinger von  $z = 2,5 \mu\text{m}$  und  $z = 10 \mu\text{m}$ .

Breite  $d'_1$  verwendet. Aus der FE-Simulation lässt sich eine Linie bestimmen, auf der  $v_F = v_{\text{Mem}}$  gilt. Der Abstand dieser Linie (schwarz) zum Gegenelektrodenfinger wird als effektive Breite des unteren Scherbereichs verwendet. Für die hier verwendete Geometrie ergibt sich ein effektiver Abstand  $d'_1 = 2 \mu\text{m}$ . Nach Gleichung 3.22 berechnet sich die Dämpfung für den oberen Bereich zu

$$d_{2D, \text{ Scher, oben}} = \mu \frac{f_1(z)}{d_1} \quad (4.5)$$

und für den unteren Bereich zu

$$d_{2D, \text{ Scher, unten}} = \mu \frac{f_2(z)}{d'_1}, \quad (4.6)$$

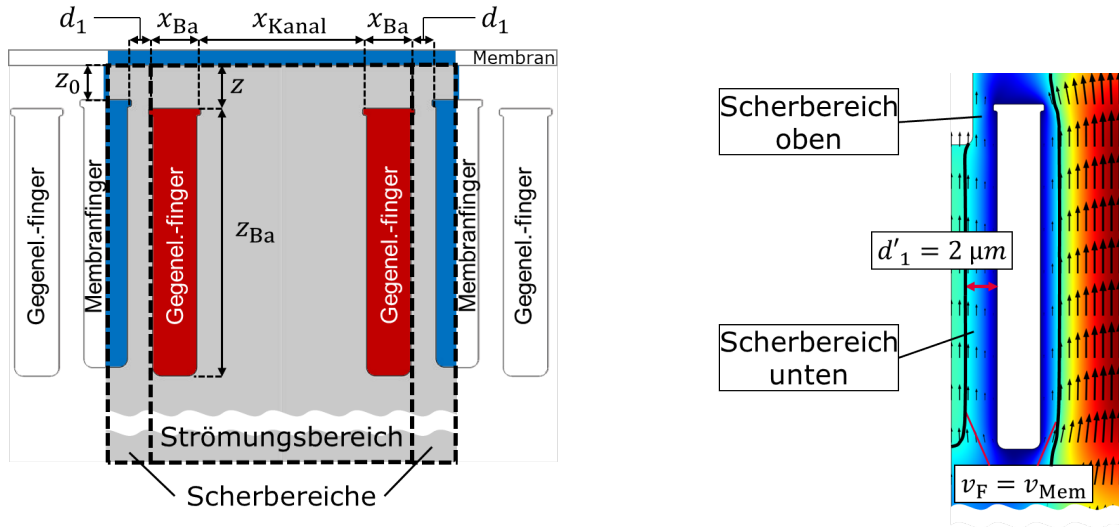
wobei die Funktionen  $f_1(z)$  und  $f_2(z)$  die jeweilige Länge der Scherbereiche angeben:

$$f_1(z) = \begin{cases} z_{\text{Ba}} + (z - z_0) & \text{für } z < z_0 \\ z_{\text{Ba}} - (z - z_0) & \text{für } z_0 \leq z < z_{\text{Ba}} \\ 0 & \text{für } z \geq z_{\text{Ba}} \end{cases} \quad (4.7)$$

und

$$f_2(z) = \begin{cases} 0 & \text{für } z < z_0 \\ z - z_0 & \text{für } z \geq z_0. \end{cases} \quad (4.8)$$

Für den Strömungsbereich wird ein fluidisches Netzwerkmodell verwendet. Betrachtet man den Druckverlauf in Abbildung 4.7a, stellt man fest, dass dieser nicht homogen über die Membranoberfläche verteilt ist. Somit kann für die obere Seite des Strömungsbereichs kein einzelner Druckknoten angenommen werden. Um die kontinuierliche Druckverteilung un-



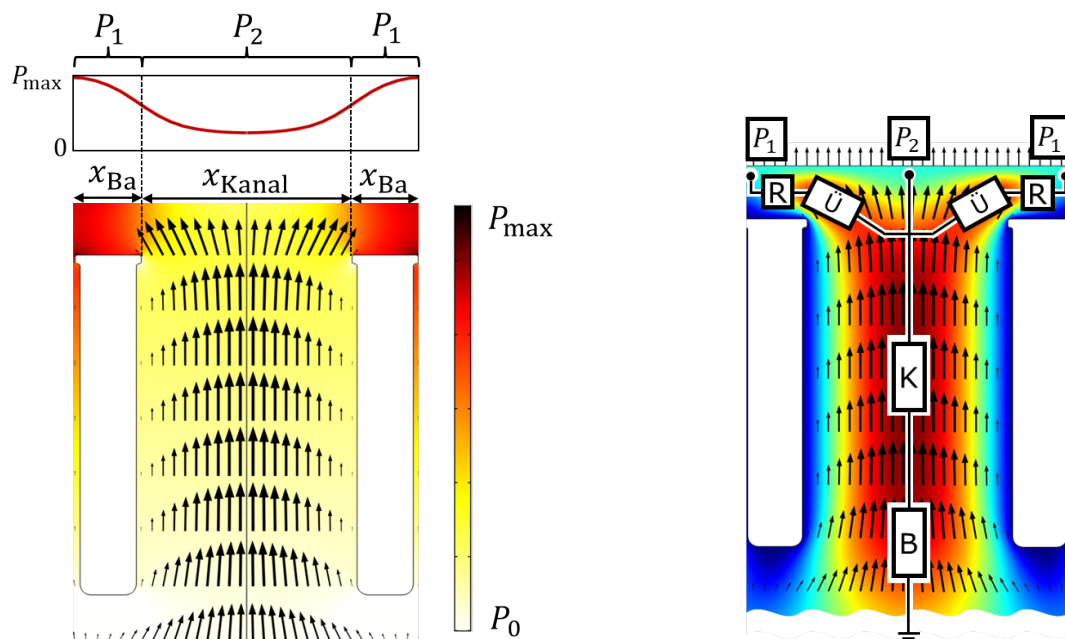
(a) Aufteilung des Simulationsgebiets in (b) Veranschaulichung des unteren und oberen Strömungsbereich und Scherbereiche. Scherbereichs.

**Abbildung 4.6:** Bereiche in der Kammstruktur.

ter der Membran näherungsweise zu berücksichtigen, werden drei Bereiche mit jeweils konstantem Druck angenommen. Über den Siliziumbalken wird ein konstanter Druck  $P_1$  und über dem Kanalbereich ein konstanter Druck  $P_2$  angenommen. Dies ergibt drei separate Druckknoten an der Membran, wie in Abbildung 4.7b dargestellt. Hierbei wird darauf hingewiesen, dass der Druck zwar konstant aber nicht fest ist. Die Drücke an den jeweiligen Knoten stellen sich aufgrund der Knoten- und Maschenregeln selbstkonsistent ein. Von den beiden äußeren Knoten muss das Fluid durch einen Reynoldswiderstand  $R_{fl, 2D, Reynold}$  und durch den Übergangswiderstand  $R_{fl, 2D, Überg}$  fließen, bevor es das Kanalgebiet erreicht. Im oberen Bereich des Kanalgebiets schließen sich die Volumenflüsse der äußeren Pfade  $Q_1$  und der Volumenfluss des inneren Pfads  $Q_2$  zu einem Gesamtfluss  $Q_{tot}$  zusammen, welcher im Kanalgebiet durch einen Kanalwiderstand  $R_{fl, 2D, Kanal}$  und einen Blendenwiderstand  $R_{fl, 2D, Blende}$  fließt. Die fluidischen Widerstände des Strömungsgebiets sind in Abbildung 4.8 zusammen mit den mechanischen Dämpfungen der Scherbereiche in einem fluidmechanischen Netzwerkmodell zusammengefasst. Dabei wird ein Kopplungselement „Membran“ zwischen den fluidischen und mechanischen Größen eingefügt. Dieses Netzwerkmodell kann in dieser Form in einem Schaltungssimulator implementiert werden. Hier wird jedoch dieses relativ einfache Netzwerk mit den Knoten- und Maschenregeln analysiert und eine mechanische Gesamtdämpfung der Kammstruktur berechnet, welche dann im Gesamtmodell des Mikrofons verwendet wird.

Nach Gleichungen 3.65 und 3.66 ergeben sich die Kraft auf den Strömungsbereich  $F_{Ström}$  und die fluidischen Flüsse  $Q_1$  und  $Q_2$  zu

$$F_{Ström} = 2P_1x_{Ba} + P_2x_{Kanal} \quad (4.9)$$



(a) Druckverteilung im Strömungsbereich. Der Verlauf des Drucks unter der Membran ist im oberen Graphen dargestellt.

(b) Anschauliche Anordnung der fluidischen Widerstände im Strömungsbereich.

**Abbildung 4.7:** Druckverteilung und Anordnung der fluidischen Widerstände im Strömungsgebiet. Die schwarzen Pfeile stellen das Strömungsprofil dar.

$$Q_1 = v_{\text{Mem}} x_{\text{Ba}} \quad (4.10)$$

$$Q_2 = v_{\text{Mem}} x_{\text{Kanal}}. \quad (4.11)$$

Aus den Gleichungen 4.10 und 4.11 folgt für das Verhältnis der Flüsse  $Q_1$  und  $Q_2$

$$Q_1 = \frac{x_{\text{Ba}}}{x_{\text{Kanal}}} Q_2. \quad (4.12)$$

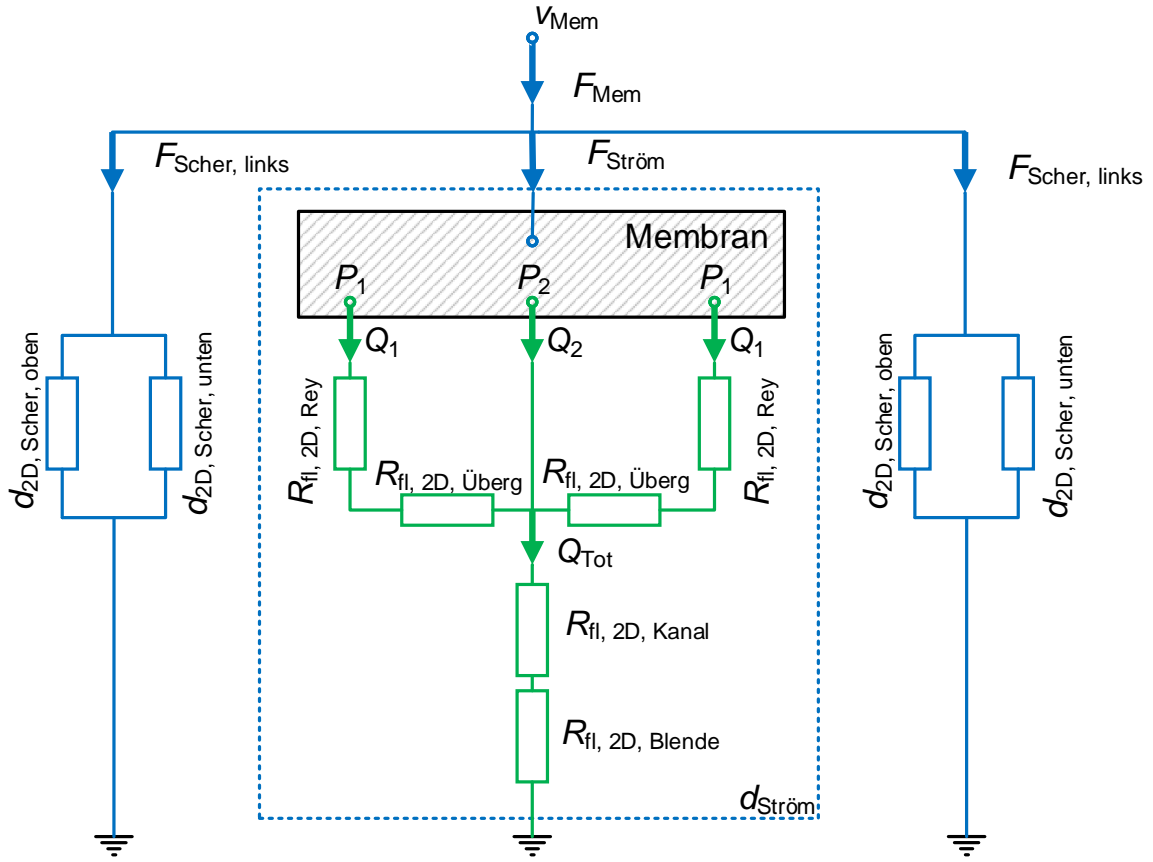
Der Druckabfall zwischen  $P_1$  und  $P_2$  beziehungsweise  $P_2$  und Masse ( $P = 0$ ) berechnet sich zu

$$P_1 - P_2 = (R_{\text{fl, 2D, Rey}} + R_{\text{fl, 2D, Überg}}) Q_1 \quad (4.13)$$

$$P_2 = (R_{\text{fl, 2D, Kanal}} + R_{\text{fl, 2D, Blende}})(2Q_1 + Q_2). \quad (4.14)$$

Setzt man nun die Gleichungen 4.12 - 4.14 in Gleichung 4.9 ein, erhält man die Kraft auf das Strömungsgebiet

$$F_{\text{Ström}} = 2P_1 x_{\text{Ba}} + P_2 x_{\text{Kanal}} \quad (4.15)$$



**Abbildung 4.8:** Schematische Zerlegung des Simulationsgebiets in ein fluidmechanisches Netzwerkmodell. Der mechanische Teil (blau) wird über die Membran mit dem fluidischen Teil (grün) verbunden.

$$\begin{aligned}
 &= \left[ (2x_{Ba})^2 \frac{R_{fl, 2D, Rey} + R_{fl, 2D, Überg}}{2} \right. \\
 &\quad \left. + (2x_{Ba} + x_{Kanal})(R_{fl, 2D, Kanal} + R_{fl, 2D, Blende}) \right] v_{Mem}. \quad (4.16)
 \end{aligned}$$

Teilt man Gleichung 4.16 durch  $v_{Mem}$ , ergibt sich die mechanische Dämpfung des gesamten Strömungsgebiets

$$d_{2D, Ström} = (2x_{Ba})^2 \frac{R_{fl, 2D, Rey} + R_{fl, 2D, Überg}}{2} + (2x_{Ba} + x_{Kanal})(R_{fl, 2D, Kanal} + R_{fl, 2D, Blende}). \quad (4.17)$$

Für die fluidischen Widerstände werden die Gleichungen 3.50, 3.46, 3.24 und 3.45 verwen-

det. Der Blenden- und Übergangswiderstand wurde in Kapitel 3 für eine rechteckige Fläche mit großem Aspektverhältnis angegeben. Um hieraus den Widerstand pro Länge  $R_{\text{fl}, 2\text{D}}$  zu erhalten, muss der ursprüngliche Widerstand auf die Länge  $l$  normiert werden

$$R_{\text{fl}, 2\text{D}} = R_{\text{fl}} \cdot l. \quad (4.18)$$

Es ergibt sich für die fluidischen Widerstände im Strömungsbereich der Kammstruktur

$$R_{\text{fl}, 2\text{D}, \text{Rey}} = \frac{\mu x_{\text{Ba}}^3}{z^3} \quad (4.19)$$

$$R_{\text{fl}, 2\text{D}, \text{Überg}} = \tau \frac{3\pi\mu}{z^2} \quad (4.20)$$

$$R_{\text{fl}, 2\text{D}, \text{Kanal}} = \frac{12\mu z_{\text{Ba}}}{x_{\text{Kanal}}^3} \quad (4.21)$$

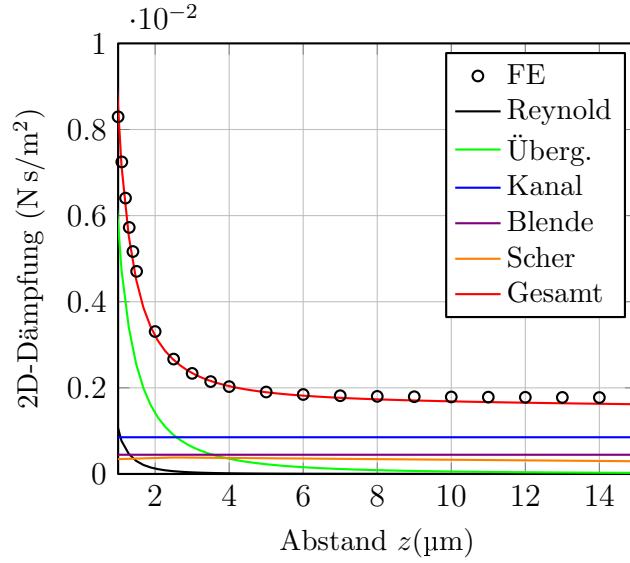
$$R_{\text{fl}, 2\text{D}, \text{Blende}} = \frac{3\pi\mu}{x_{\text{Kanal}}^2}. \quad (4.22)$$

Der Faktor  $\tau$  für den Übergangswiderstand wird aus den FE-Simulationen zu 0,45 bestimmt. Durch die Gleichungen 4.17 - 4.22 wird die mechanische Dämpfung des Strömungsbereichs beschrieben.

Nun werden die Dämpfungen der Scherbereiche  $d_{2\text{D}, \text{Scher}, \text{oben}}$  und  $d_{2\text{D}, \text{Scher}, \text{unten}}$  sowie die Dämpfung des Strömungsbereichs  $d_{2\text{D}, \text{Ström}}$  entsprechend des Netzwerks (Abbildung 4.8) zusammengefasst. Die gesamte Dämpfung der Kammstruktur ergibt sich damit durch die Summe der einzelnen Dämpfungsterme:

$$d_{2\text{D}, \text{Kamm}} = d_{2\text{D}, \text{Ström}} + 2(d_{2\text{D}, \text{Scher}, \text{oben}} + d_{2\text{D}, \text{Scher}, \text{unten}}). \quad (4.23)$$

**Vergleich der Ergebnisse der FE-Simulation und des Netzwerkmodells** Durch Gleichung 4.23 kann die zweidimensionale Dämpfung eines Querschnitts in der Kammstruktur berechnet werden. Die Ergebnisse der FE-Simulation und des Netzwerkmodells sind in Abbildung 4.9 für einen weiten Bereich des Abstands zwischen Membran und Gegenelektrode  $z$  abgebildet. Dabei wird eine Kammstruktur mit einer Höhe von  $z_{\text{Ba}} = 15 \mu\text{m}$  und einer Breite von  $x_{\text{Ba}} = 3 \mu\text{m}$  der Siliziumbalken und einer Kanalbreite von  $x_{\text{Kanal}} = 10 \mu\text{m}$  simuliert. Die Gesamtdämpfung aus dem Netzwerkmodell stimmt sehr gut mit der FE-Simulation überein. Zusätzlich können aus dem Netzwerkmodell die Beiträge der einzelnen Dämpfungsterme extrahiert werden. Für große Abstände  $z$  dominieren die konstanten Terme der Blende und des Kanals zusammen mit dem leicht abfallenden Scherwiderstand. Erst bei kleinen Abständen haben der Reynolds- und der Übergangswiderstand einen signifikanten Einfluss. Ein Überlapp der Membran- und Gegenelektrodenfinger von 50 % entspricht einem Abstand von Membran und Gegenelektrode  $z = 10 \mu\text{m}$ . Bei diesem Abstand sind die Übergangs- und Reynoldswiderstände vernachlässigbar. Allerdings beträgt in den gefertigten Prototypen der Abstand in der Ruhelage  $z = 2,6 \mu\text{m}$  und die Dämpfungskräfte



**Abbildung 4.9:** Vergleich der Ergebnisse der FE-Simulation und des Netzwerkmodells für die Dämpfung eines 2D-Schnitts durch die Kammstruktur. Zusätzlich sind die Beiträge der Dämpfungsterme im Netzwerkmodell aufgeführt.

von Reynolds- und Übergangswiderstand können nicht vernachlässigt werden.

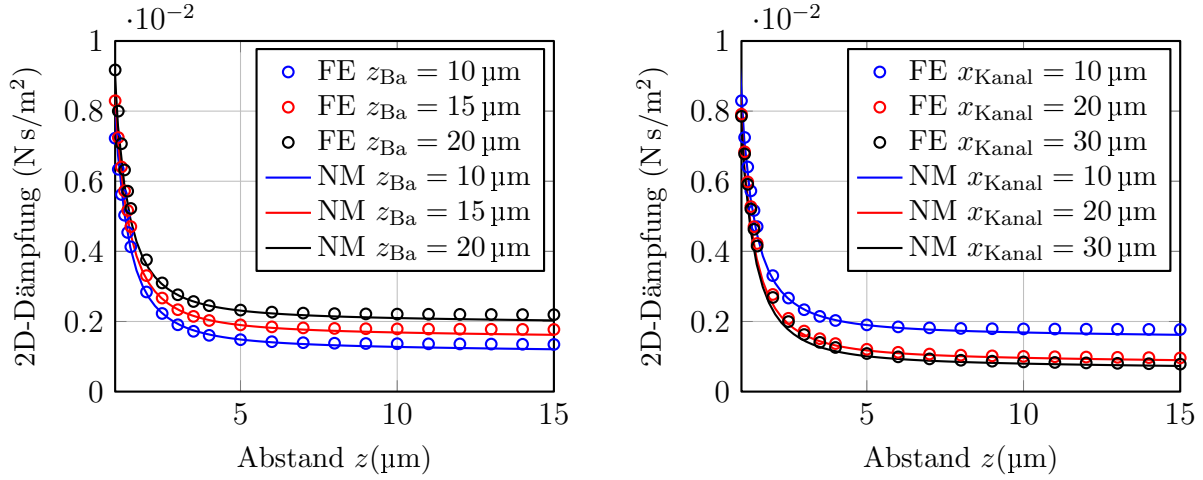
Um das Modell für weitere Designvariationen zu validieren, sind in den Abbildungen 4.10a und 4.10b die Höhe der Siliziumbalken  $z_{\text{Ba}}$  und die Kanalbreite  $x_{\text{Kanal}}$  variiert. Letzteres ist insofern wichtig, da der Abstand zwischen den Kammeinheiten bei den radial nach außen zeigenden Kämmen vom Radius abhängt und somit stark variiert. Insgesamt ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung, die erst ab einem Abstand von  $z > 12 \mu\text{m}$  einen Fehler von 5% übersteigt.

Bis hierher wurde ein Schnitt durch die Kammstruktur simuliert und modelliert. Zur Berechnung der Dämpfung der gesamten Kammstruktur wird  $d_{2\text{D}, \text{Kamm}}$  mit der Anzahl  $N_{\text{KE}}$  und Länge  $l_{\text{KE}}$  der Kammeinheiten multipliziert

$$d_{3\text{D}, \text{Kamm}} = d_{2\text{D}, \text{Kamm}} \cdot l_{\text{KE}} \cdot N_{\text{KE}}. \quad (4.24)$$

Hierbei muss beachtet werden, dass die Kanalbreite über die Länge des Kanals variiert, da die Kämmen radial nach außen verlaufen. Bei der Berechnung von  $d_{2\text{D}, \text{Kamm}}$  wird eine mittlere Kanalbreite  $\bar{x}_{\text{Kanal}}$  verwendet. Diese wird aus einer FE-Simulationsstudie, in der die Kanalbreite variiert wurde, für die drei Designvarianten des Kammmikrofons bestimmt. Die Ergebnisse dieser Simulationsstudie sind in Tabelle 4.2 aufgeführt.

**B) Doppelring und Torsionsfeder** Es wurden ausführliche FE-Simulationen zum Dämpfungsbeitrag des Doppelrings und der Torsionsfeder durchgeführt [4], [3]. Allerdings

(a) Variation der Balkenhöhe  $z_{\text{Ba}}$ .(b) Variation der Kanalbreite  $x_{\text{Kanal}}$ .

**Abbildung 4.10:** Variationen von Designparametern zur Validierung des fluidmechanischen Netzwerkmodells. Die Ergebnisse der FE-Simulation sind mit „FE“ und die des Netzwerkmodells mit „NM“ gekennzeichnet.

**Tabelle 4.2:** Kanalbreite für die Designvariationen des Kammmikrofons.

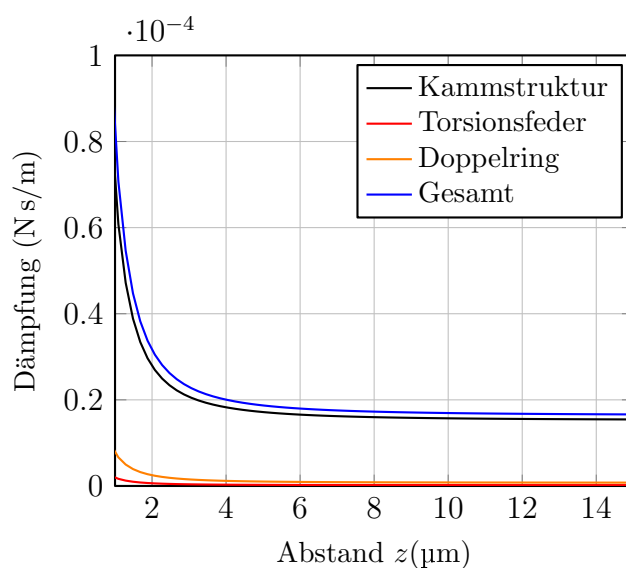
	Symbol	Grunddesign	Variante 1	Variante 2
reale Kanalbreite (von - bis)	$x_{\text{Kanal}}$	5 – 20 $\mu\text{m}$	20 – 50 $\mu\text{m}$	3 – 17 $\mu\text{m}$
mittlere Kanalbreite	$\bar{x}_{\text{Kanal}}$	9,8 $\mu\text{m}$	32,6 $\mu\text{m}$	8,9 $\mu\text{m}$

haben diese zusammen nur einen geringen Anteil von circa 10% an der Gesamtdämpfung, sodass auf eine ausführliche Diskussion an dieser Stelle verzichtet wird. In den Modellen wird die Dämpfung der Torsionsfeder und des Doppelrings, welche aus den FE-Simulationen extrahiert wurde, durch Fitfunktionen berücksichtigt [4].

Die Gesamtdämpfung des Membran-Gegenelektroden-Systems  $d_{\text{MGS}}$  ergibt sich aus der Summe der Dämpfung der Kammstruktur, der Dämpfung der Torsionsfeder  $d_{\text{fit, Tor}}$  und der Dämpfung des Doppelrings  $d_{\text{fit, DR}}$

$$d_{\text{me, MGS}} = d_{3\text{D, Kamm}} + d_{\text{fit, Tor}} + d_{\text{fit, DR}}. \quad (4.25)$$

Abbildung 4.11 zeigt zum Vergleich die simulierte Dämpfung der Kammstruktur, des Doppelrings und der Torsionsfeder im Vergleich zur Gesamtdämpfung. Damit ist die Modellierung der Dämpfung durch Luftreibung im Membran-Gegenelektroden-System abgeschlossen. Die Gesamtdämpfung des Systems wird nach Gleichung 4.25 als mechanischer Leitwert in das Netzwerkmodell des Mikrofons eingebaut. Im folgenden Abschnitt werden das Kopplungselement zwischen Elektrik und Mechanik sowie das Kopplungselement zwischen Mechanik und Fluidik behandelt.



**Abbildung 4.11:** Beiträge der Kammstruktur, des Doppelrings und der Torsionsfeder zur Gesamtdämpfung im Membran-Gegelektroden-System.

### 4.1.3 Elektromechanisches Kopplungselement

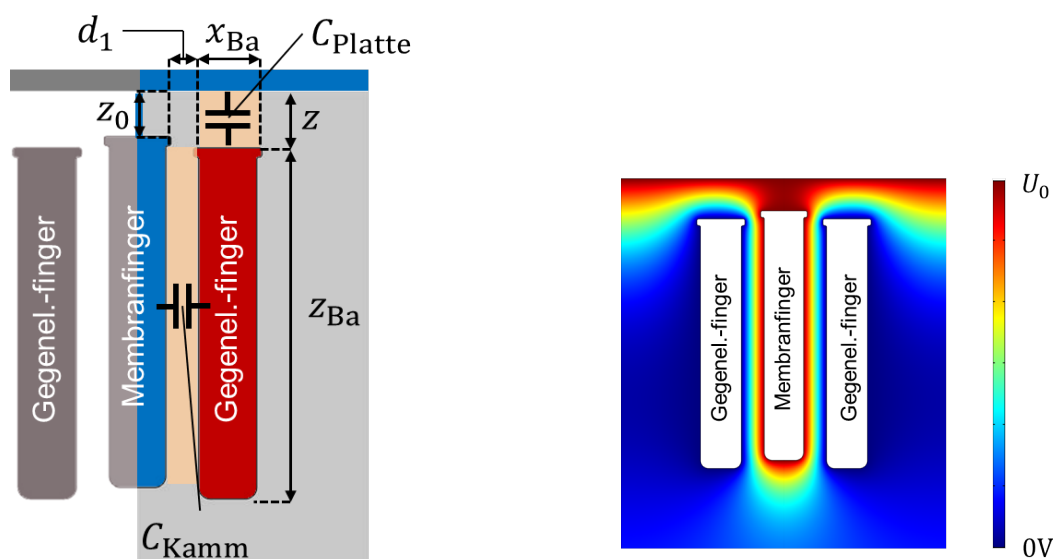
Das elektromechanische Kopplungselement verbindet den mechanischen und den elektrischen Energiebereich und wandelt die entsprechenden Fluss- und Potentialgrößen ineinander um. Dabei modelliert das Kopplungselement die elektrostatische Kopplung durch die elektrostatischen Kräfte zwischen Membran und Gegenelektrode in der aktiven Kapazität.

Im Betrieb des Mikrofons wird zwischen Membran und Gegenelektrode eine elektrische Spannung angelegt, welche die Kapazität auflädt. Eine relative Bewegung der Membran zur Gegenelektrode führt zu einer Änderung der aktiven Kapazität und damit zu einer Ladungsverschiebung auf den Elektroden. Dies ist der Kopplungsmechanismus von der Mechanik zur Elektrik. Dem gegenüber steht der Kopplungsmechanismus von der Elektrik zur Mechanik: Eine Spannungsänderung an den Elektroden führt zu einer Veränderung der elektrischen Felder, wodurch sich die elektrostatischen Kräfte auf Membran und Gegenelektrode verändern und eine Bewegung induziert wird. Diese beiden Effekte werden im Kopplungselement mit zwei gesteuerten Flussquellen realisiert. Die Kraftquelle im mechanischen Teil des Kopplungselements fungiert zusätzlich als Kopplung zwischen Membran und Gegenelektrode, da sie einen Kraftfluss zwischen dem mechanischen Oszillator Membran und dem mechanischen Oszillator Gegenelektrode einprägt. Zur Berechnung der Kopplung und Energieumwandlung zwischen den Energiebereichen wird die aktive Kapazität zwischen Membran und Gegenelektrode benötigt. Im Folgenden wird diese zunächst in Abhängigkeit des Abstands  $z$  zwischen Membran und Gegenelektrode hergeleitet und danach der Aufbau des Kopplungselements besprochen.



Zur Modellierung der aktiven Kapazität wird, ähnlich zur Modellierung der fluidischen Dämpfung, das Membran-Gegenelektroden-System in Kammstruktur, Doppelring und Torsionsfeder unterteilt, vgl. Abbildung 4.3.

**Kammstruktur** Zur Berechnung der elektrischen Kapazität der Kammstruktur wird zunächst ein 2D-Schnitt einer Kammeinheit betrachtet, siehe Abbildung 4.12a. Das Gebiet zwischen Membran und Gegenelektrode wird in zwei Hauptkapazitäten eingeteilt. Die Kapazität zwischen den Seitenflächen der Membranfinger und der Gegenelektrodenfinger wird als Kammkapazität  $C_{\text{Kamm}}$  bezeichnet und die Kapazität zwischen Oberseite der Gegenelektrodenfinger und der Membranunterseite wird als Plattenkapazität  $C_{\text{Platte}}$  bezeichnet. Diese beiden Kapazitäten werden zunächst durch eine Plattenkondensatornäherung beschrieben, wobei Streufelder durch eine künstliche Vergrößerung der Kammkapazität berücksichtigt werden. Dafür werden die Kammfinger um eine effektive Höhe  $h_{\text{eff}}$  verlängert. Die Kapazität



(a) Aufteilung der Kapazität in der Kammstruktur in einen Anteil der Plattenkapazität und einen Anteil der Kammkapazität. (b) FE-Simulation des Potentialverlaufs in der Kammstruktur.

**Abbildung 4.12:** Schnitt durch eine Kammeinheit in der Kammstruktur des Mikrofons zur Simulation der elektrischen Kapazität.

eines zweidimensionalen Plattenkondensators mit der Breite  $b$  und der Höhe  $h$  berechnet sich zu

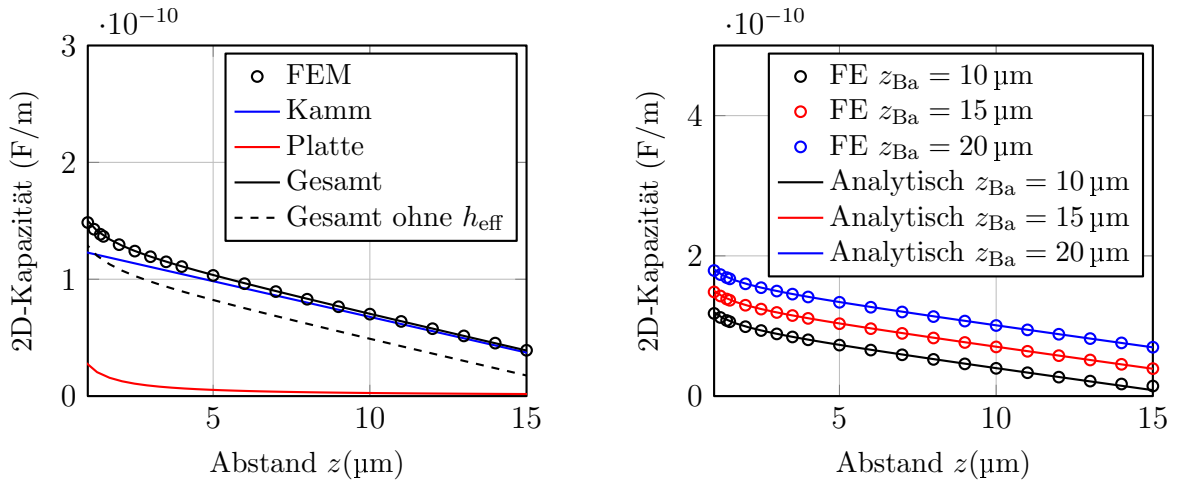
$$C_{2D} = \epsilon_0 \frac{b}{h}. \quad (4.26)$$

Damit ergibt sich für die Kapazität in der Kammstruktur

$$C_{2D, KS} = C_{\text{Platte}} + C_{\text{Kamm}} \quad (4.27)$$

$$= \epsilon_0 \frac{x_{\text{Ba}}}{z} + \epsilon_0 \frac{z_{\text{Ba}} - (z - z_0) + h_{\text{eff}}}{d_1}. \quad (4.28)$$

Die effektive Höhe  $h_{\text{eff}}$  wurde durch Vergleich mit FE-Simulationen auf  $4,0 \mu\text{m}$  bestimmt. Abbildung 4.12b zeigt beispielhaft den per FE-Simulation simulierten Verlauf des elektrischen Potentials zwischen Membran und Gegenelektrode. Aus weiteren FE-Simulationen wurde die Kapazität für verschiedene Abstände  $z$  zwischen Membran und Gegenelektrode extrahiert. In Abbildung 4.13 werden die Ergebnisse aus Gleichung 4.28 mit den FE-Simulationen verglichen. Die analytische Lösung zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit der Simulation. Zusätzlich werden die Beiträge der Plattenkapazität und der Kammkapazität einzeln gezeigt. Die Plattenkapazität hat erst bei einem Abstand  $z < 4 \mu\text{m}$  einen nennenswerten Anteil. Im Arbeitspunkt des fertiggestellten Mikrofons bei  $z \approx 2,6 \mu\text{m}$  liegt der Anteil der Plattenkapazität bei 9% der Gesamtkapazität. Weiterhin ist die Kapazität unter Vernachlässigung der Streufelder ( $h_{\text{eff}} = 0$ ) eingezeichnet. Es ist klar zu erkennen, dass die Streufelder einen signifikanten Einfluss auf die Gesamtkapazität haben (23%).



(a) Platten und Kammkapazität in einer Kammeinheit.

(b) Variation der Höhe der Siliziumbalken in einer Kammeinheit.

**Abbildung 4.13:** Vergleich der zweidimensionalen Kapazität der Kammstruktur mit FE-Simulationen.

Zur Berechnung der gesamten Kapazität der Kammstruktur wird die zweidimensionale Kapazität einer Einheitszelle mit der Anzahl  $N_{\text{KE}}$  und der Länge  $l_{\text{KE}}$  der Kammeinheiten multipliziert

$$C_{3D, KS} = C_{2D, KS} \cdot l_{\text{KE}} \cdot N_{\text{KE}}. \quad (4.29)$$

Im Gegensatz zur fluidischen Dämpfung ist die elektrische Kapazität der Kammstruktur

**Tabelle 4.3:** Parameter für die Fitfunktion 4.30 der Kapazität der Unterstrukturen.

$A_{\text{eff}}$	$2,8 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2$
$q_1$	$3,1 \cdot 10^{-13} \text{ F}$
$q_2$	$-2,0 \cdot 10^{-8} \text{ F/m}$
$q_3$	$5,9 \text{ F/m}^2$

unabhängig vom Radius, da in einer Kammeinheit Membran und Gegenelektrodenfinger parallel zueinander verlaufen.

**Torsionsfeder und Doppelring** Zur Simulation der Kapazitäten der Torsionsfeder und des Doppelrings wurden FE-Simulationen durchgeführt [4], [3]. Dabei wurde die Höhe der Kammfinger  $z_{\text{Ba}}$  und der Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode  $z$  variiert. Aufgrund der Komplexität der Unterstrukturen wird keine analytische Lösung vorgeschlagen, sondern es wird zur Berechnung der Kapazität eine Fitfunktion verwendet:

$$C_{3\text{D}, \text{Tor+DR}} = \underbrace{\epsilon_0 \frac{A_{\text{eff}}}{z}}_{\text{Term 1}} + \underbrace{q_1 + q_2 z + q_3 z^2}_{\text{Term 2}}. \quad (4.30)$$

Die Fitfunktion ist aus zwei Termen aufgebaut. Term 1 kann als Plattenkondensator mit einer effektiven Fläche  $A_{\text{eff}}$  interpretiert werden. Der zweite Term ist ein quadratischer Korrekturterm, welcher die Streufelder berücksichtigt. Dabei hat die Wahl einer quadratischen Abhängigkeit keinen physikalischen Hintergrund. Es wurde lediglich ein Korrekturpolynom gesucht, wobei sich herausstellte, dass ein Polynom zweiter Ordnung ausreichend ist, um in dieser Geometrie die Ergebnisse der FE-Simulationen zu reproduzieren. Mit den in Tabelle 4.3 angegebenen Werten für die Parameter  $q_{11}, q_{12}, q_{13}$  und  $A_{\text{eff}}$  bleibt der relative Fehler der Fitfunktion in Bezug auf die FE-Simulation im Bereich  $z_{\text{Ba}} = 10 - 20 \mu\text{m}$  und  $z = 0,2 - 13 \mu\text{m}$  unter 5,7%. Bei Abständen  $z > 13 \mu\text{m}$  wird der Fehler zu groß und die Fitfunktion sollte nicht mehr verwendet werden.

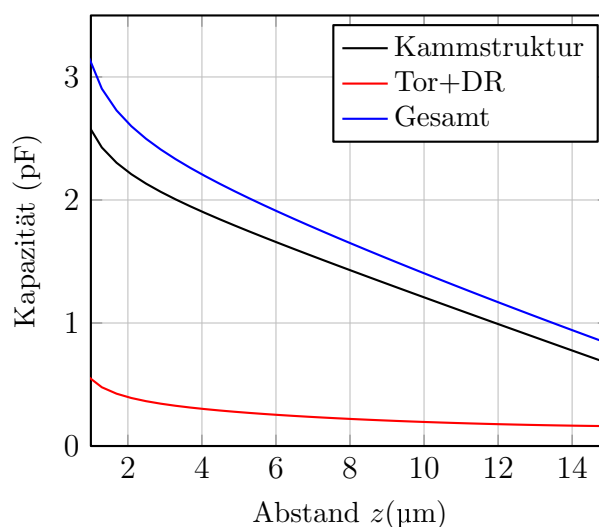
**Gesamtkapazität** Die Gesamtkapazität ergibt sich aus der Summe der Kapazitäten der Kammstruktur und der Unterstrukturen

$$C_{\text{el, aktiv}} = C_{3\text{D}, \text{KS}} + C_{3\text{D}, \text{Tor+DR}}. \quad (4.31)$$

In Abbildung 4.14 sind die Beiträge der Käme und der Unterstrukturen aufgezeigt. Die Unterstrukturen haben im betrachteten Bereich einen Einfluss von 13 – 21%. Die aktive Kapazität wird für alle Designvarianten berechnet, siehe Tabelle 4.4. Zur Validierung der Simulationemethode wurden Messungen an Prototypen durchgeführt, welche ebenfalls in Tabelle 4.4 angegeben sind. Die gute Übereinstimmung mit der Messung bestätigt den Modellierungsansatz der aktiven Kapazität mithilfe zweier Plattenkondensatoren für die Kammstruktur und einer auf FE-Simulation basierten Fitfunktion für die Unterstrukturen.

**Tabelle 4.4:** Aktive Kapazitäten der Designvarianten des Mikrofons im Ruhezustand  $z = z_0$ .

	Symbol	Grunddesign	Variante 1	Variante 2
Simulation	$C_{\text{el, aktiv}}$	2,5 pF	1,4 pF	4,8 pF
Messung	$C_{\text{el, aktiv}}$	2,6 pF	1,5 pF	4,9 pF



**Abbildung 4.14:** Vergleich der Kapazität der Kammstruktur mit der gemeinsamen Kapazität von Torsionsfeder (Tor) und Doppelring (DR).

Nach der Berechnung der aktiven Kapazität  $C_{\text{el, aktiv}}$  wird nun das elektromechanische Wandlerlement mit den darin vorkommenden Quellen des elektrischen Stromes und der mechanischen Kraft beschrieben. Vergleichbar mit der Vorgehensweise in der Elektrotechnik wird das elektromechanische Kopplungselement durch ein Zweitorelement mit einem elektrischen und einem mechanischen Tor beschrieben, siehe Abbildung 4.15. Ein Zweitorelement besteht aus ein zwei sogenannten Toren mit jeweils zwei Knoten. Dabei ist die Flussgröße durch die beiden Knoten eines Tores gegengleich.

Im elektromechanischen Kopplungselement des Mikrofons wird der Fluss zwischen den Knoten des elektrischen Tors durch eine gesteuerte Stromquelle modelliert. Der eingeprägte Strom wird nach Gleichung 3.82 berechnet:

$$I = U \frac{\partial C_{\text{el, aktiv}}}{\partial t} + C_{\text{el, aktiv}} \frac{\partial U}{\partial t}. \quad (4.32)$$

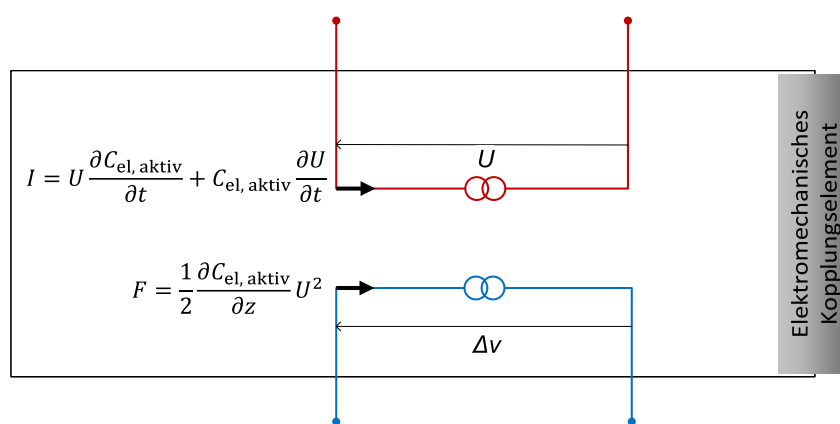
Zwischen den Knoten des mechanischen Tors wird eine Kraft eingeprägt. Nach Glei-

chung 3.80 berechnet sich die eingeprägte Kraft zu:

$$F = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{\text{el, aktiv}}}{\partial z} U^2. \quad (4.33)$$

Dabei bezeichnet  $U$  die momentan anliegende Spannung.

In dieser Beschreibung legt das Kopplungselement die Flussgrößen  $I$  und  $F$  durch die Knoten fest. Die korrespondierenden Potentialdifferenzen  $\Delta v$  und  $U$  werden durch den Netzwerksimulator in Abhängigkeit des angeschlossenen Netzes berechnet.



**Abbildung 4.15:** Kopplungselement zwischen mechanischem und elektrischem Energiebereich.

#### 4.1.4 Fluidmechanisches Kopplungselement

Im fluidmechanischen Kopplungselement werden die Fluss- und Potentialgrößen des mechanischen und fluidischen Energiebereichs ineinander umgerechnet.

Der Druckunterschied zwischen der Ober- und Unterseite der Membran bei einer eintreffenden Schallwelle übt eine Kraft auf die Membran aus. Dies ist der Kopplungsmechanismus von der Fluidik zur Mechanik. Dem gegenüber steht der Kopplungsmechanismus von der Mechanik zur Fluidik: Eine Bewegung der Membran führt zu einem Verdrängen der Luft, was einem fluidischen Fluss entspricht. Die Umwandlung zwischen den Energiebereichen wird durch ein Zweitorelement mit einem mechanischen Tor und einem fluidischen Tor modelliert. Zwischen den Knoten eines Tors befindet sich jeweils eine gesteuerte Flussquelle. Auf der mechanischen Seite wird eine Kraftquelle nach Gleichung 3.73

$$Q = v A_{\text{eff}} \quad (4.34)$$

implementiert und auf der fluidischen Seite eine Volumenflussquelle nach Gleichung 3.74

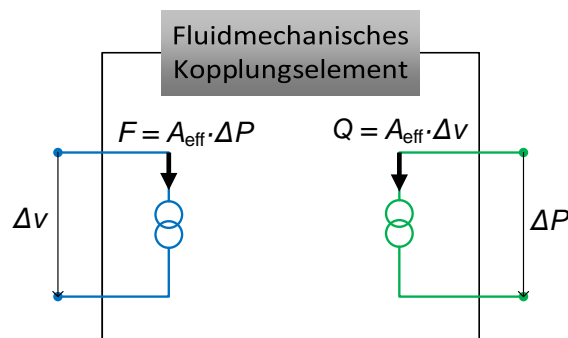
**Tabelle 4.5:** Vergleich der effektiven Flächen für das fluidmechanische Kopplungselement.

	Symbol	Grunddesign	Variante 1	Variante 2
Aus Biegelinie	$A_{\text{eff}}$	0,66 mm <sup>2</sup>	0,66 mm <sup>2</sup>	0,79 mm <sup>2</sup>
Aus Messung	$A_{\text{eff}}$	0,52 mm <sup>2</sup>	0,52 mm <sup>2</sup>	0,62 mm <sup>2</sup>

verwendet:

$$F = PA_{\text{eff}}. \quad (4.35)$$

Abbildung 4.16 zeigt das Ersatzschaltbild für das fluidmechanische Kopplungselement. Die



**Abbildung 4.16:** Kopplungselement zwischen mechanischem und fluidischem Energiebereich.

effektive Fläche kann nach Gleichung 3.78 mithilfe der Biegelinie der Membran (Gleichung 4.1) berechnet werden. Allerdings hat sich in Messungen gezeigt, dass damit die Fläche überschätzt wird. Für die Simulation des Mikrofons werden die aus Testmessungen gewonnenen effektiven Flächen der Designvarianten des Mikrofons verwendet. Tabelle 4.5 vergleicht die Werte aus Messung und analytischer Rechnung. Es konnte nicht eindeutig geklärt werden, warum die berechneten Werte um ca 27 % über den gemessenen Werten liegen.

### 4.1.5 Ventilation

Durch das Ventilationsloch in der Membran kann ein Fluidfluss zwischen Umgebung und Rückvolumen stattfinden. Dieser ist nötig, um einen quasistatischen Druckausgleich bei Luftdruckänderungen, zum Beispiel aufgrund des Wetters, zu ermöglichen. Durch die geringe Größe des Ventilationslochs ist dieser Fluidfluss sehr klein und beeinträchtigt die Sensitivität des Mikrofons nicht. In diesem Design wurde ein einzelnes zentrales Ventilationsloch in der Membran gewählt. Prinzipiell wären jedoch auch andere Konzepte möglich,

zum Beispiel ein Ring aus kleineren Löchern am Rand der Membran. In jedem Fall empfiehlt sich aus mechanischen Stabilitätsgründen ein rotationssymmetrisches Design.

Das Loch in der Membran ist kreisrund und wird unterhalb der Membran durch einen umlaufenden Siliziumring verlängert (vgl. Abbildungen 2.11). Dadurch ergibt sich ein zylindrischer Kanal mit Radius  $r_{Ve} = 10 \mu\text{m}$  und Länge  $l_{Ve} = 15 \mu\text{m}$ . Die Luftströmung im Kanal wird mit einem Kanalwiderstand und das Ausströmen ober- und unterhalb der Membran durch einen Blendenwiderstand modelliert. Der Gesamtwiderstand ergibt sich mit den Gleichungen 3.26 und 3.44 zu

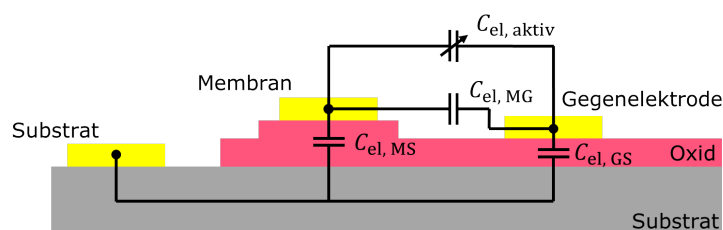
$$R_{fl, Ve} = R_{fl, zyl, Kanal} + R_{fl, Blende, Kreis} \quad (4.36)$$

$$= \frac{8\mu l_{Ve}}{\pi r_{Ve}^4} + \frac{3\mu}{r_{Ve}^3}. \quad (4.37)$$

In der Serienschaltung von Blende und Kanalwiderstand wird die Trägheit der Luft, welche einer fluidischen Induktivität entsprechen würde, vernachlässigt, da die Trägheitseffekte in der Ventilation sehr klein im Vergleich zu den Trägheitseffekten im Schallloch sind und somit gegenüber diesen vernachlässigt werden können.

#### 4.1.6 Parasitäre elektrische Kapazitäten

Membran und Gegenelektrode sind durch eine Grunddotierung homogen leitend und bilden jeweils ein elektrisches Potentialgebiet. Ein weiteres elektrisches Potentialgebiet bildet das Substrat. Zwischen diesen drei Potentialgebieten existieren parasitäre Kapazitäten. Dies ist in der Skizze in Abbildung 4.17 verdeutlicht, in der die Kapazität zwischen Membran und Gegenelektrode  $C_{el, MG}$ , die Kapazität zwischen Membran und Substrat  $C_{el, MS}$  und die Kapazität zwischen Gegenelektrode und Substrat  $C_{el, GS}$  sowie die aktive Kapazität  $C_{el, aktiv}$  eingezeichnet sind.



**Abbildung 4.17:** Skizze der parasitären Kapazitäten im Mikrofon. Die Bereiche unterschiedlicher elektrischer Potentiale sind durch dünne Oxidschichten (rot) getrennt und jeweils mit einem metallischen Kontaktpad (gelb) versehen.

Diese Kapazitäten können durch FE-Simulationen oder eine einfache Plattenkondensa-

**Tabelle 4.6:** Zusammenfassung der berechneten und gemessenen parasitären Kapazitäten im Wandlerchip.

Kapazität	Symbol	Plattenkondensatornäherung	Messung
Membran - Gegenelektrode	$C_{el, MG}$	0,70 pF	0,85 pF
Membran - Substrat	$C_{el, MS}$	0,15 pF	0,26 pF
Gegenelektrode - Substrat	$C_{el, GS}$	20 pF	32 pF

tornäherung bestimmt bzw. abgeschätzt werden. In dieser Arbeit werden sie mit der Plattenkondensatornäherung abgeschätzt sowie experimentell vermessen. Tabelle 4.6 fasst die Ergebnisse für die parasitären Kapazitäten zusammen. Die parasitäre Kapazität  $C_{el, GS}$  ist deutlich größer als die anderen Kapazitäten, da die Gegenelektrode durch die Verankerungsstruktur im Substrat befestigt ist. Die Verankerungsstruktur besteht aus vielen im Substrat vergrabenen Siliziumbalken, welche nur durch eine dünne Oxidschicht vom Substrat getrennt sind. Dadurch ergibt sich eine große parasitäre Kapazität. Um den Einfluss dieser parasitären Kapazität zu unterbinden, werden Substrat und Gegenelektrode in der elektrischen Ansteuerung kurzgeschlossen. Die gemessenen Werte der Kapazitäten liegen alle deutlich über den simulierten Werten, was durch Streufelder oder durch Fabrikationsschwankungen der Isolationsschichten erklärt werden kann. In den Simulationen des Mikrofons werden die gemessenen Kapazitäten verwendet.

## 4.2 Mikrofongehäuse

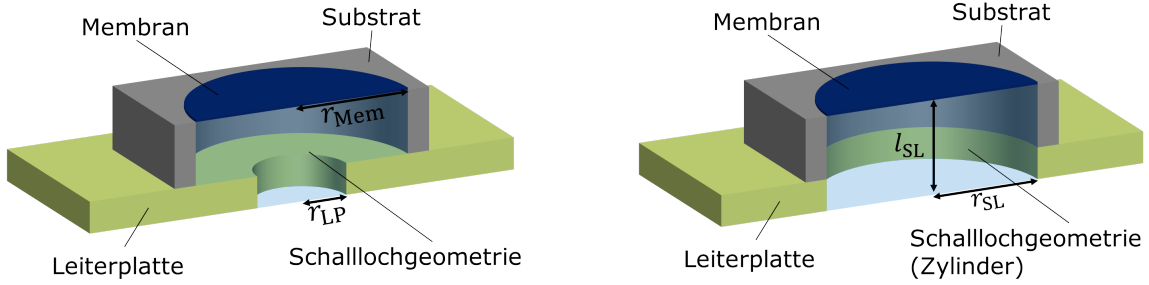
Das Mikrofongehäuse hat auf der unteren Seite eine Öffnung, durch welche der Schall ins Mikrophon eintritt. Diese wird durch einen fluidischen Widerstand, Schallloch genannt, modelliert. Weiterhin entspricht das Luftvolumen im Gehäuse (Rückvolumen) einer fluidischen Kapazität, wobei die thermischen Verluste beim Komprimieren der Luft durch eine frequenzabhängige Impedanz berücksichtigt werden.

### 4.2.1 Schallloch

Das Schallloch des Mikrofons wird durch eine kleine Öffnung im Gehäuse realisiert. Durch diese Öffnung gelangt die Schallwelle zur Membran. Im hier verwendeten Mikrofonaufbau ist die Unterseite des Gehäuses eine Leiterplatte auf welcher der Wandlerchip sitzt. Über der Öffnung in der Leiterplatte befindet sich die Kavität des Wandlerchips. Um den Wandlerchip zu schützen, wird die Öffnung des Gehäuses in der Regel klein gewählt, siehe Abbildung 4.18a. Die gesamte Schalllochgeometrie setzt sich also aus zwei übereinander gesetzten Zylindern unterschiedlicher Radien zusammen. In dieser Arbeit wird jedoch eine vereinfachte Schalllochgeometrie mit vermindertem fluidischen Rauschen verwendet. Dies



stellt sicher, dass das Gesamttrauschen des Mikrofons nicht durch das Rauschen im Schallloch dominiert wird. Dabei werden die Radien der Kavität und der Leiterplatte gleichgesetzt, siehe Abbildung 4.18b. Das Schallloch kann nun durch einen einfachen Zylinder der Länge  $l_{\text{SL}}$  mit Radius  $r_{\text{SL}}$  beschrieben werden. Durch das große Volumen im Schall-



(a) Normale Schalllochgeometrie im Mikrophon.

(b) Vereinfachte Geometrie.

**Abbildung 4.18:** Skizzen unterschiedlicher Schalllochgeometrien eines Mikrofons.

loch können die Trägheitseffekte nicht vernachlässigt werden. Das Schallloch wird durch eine fluidische Übertragungsleitung modelliert, welche aus einer Serienschaltung von Leitungselementen besteht. Die Herleitung dieser Leitungselemente wird in Abschnitt 3.4.3 behandelt. Zur Modellierung im Mikrophon werden 10 Leitungselemente mit einer jeweiligen Länge  $l_{\text{LE}} = \frac{l_{\text{SL}}}{10}$  verwendet. Die Impedanzen für ein infinitesimal kurzes Leitungselement sind durch die Gleichungen 3.37, 3.38, 3.42 und 3.41 gegeben. Multipliziert man sie mit der Länge eines Leitungselements  $l_{\text{LE}}$  ergibt sich für die Induktivität  $L_{\text{fl, LE}}$ , den Widerstand  $R_{\text{fl, LE}}$ , die Kapazität  $C_{\text{fl, LE}}$  und den Leitwert  $G_{\text{fl, LE}}$  eines Leitungselements folgender Zusammenhang:

$$Z(\omega) = \frac{j\omega}{r_{\text{SL}}^2 \pi} \left[ 1 - \frac{2J_1(x_{\text{B}})}{x_{\text{B}} J_0(x_{\text{B}})} \right]^{-1} \cdot l_{\text{LE}} \quad , x_{\text{B}} = r_{\text{SL}} \sqrt{\frac{\omega \rho}{\mu}} j^{3/2} \quad (4.38)$$

$$R_{\text{fl, LE}}(\omega) = \text{Re}(Z) \quad (4.39)$$

$$L_{\text{fl, LE}}(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{Im}(Z) \quad (4.40)$$

$$(4.41)$$

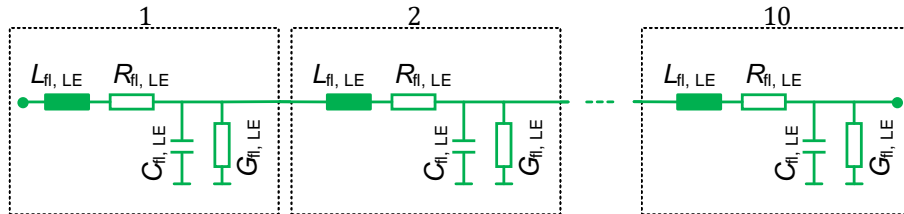
$$Y(\omega) = \frac{j\omega \rho r_{\text{SL}}^2 \pi}{c_{\text{v}} P_0} \left[ 1 + \left( \frac{c_{\text{p}}}{c_{\text{v}}} - 1 \right) \frac{2J_1(x_{\text{T}})}{x_{\text{T}} J_0(x_{\text{T}})} \right] \cdot l_{\text{LE}} \quad , x_{\text{T}} = r_{\text{SL}} \sqrt{\frac{\omega}{\nu_{\text{T}}}} j^{3/2} \quad (4.42)$$

$$G_{\text{fl, LE}}(\omega) = \text{Re}(Y) \quad (4.43)$$

$$C_{\text{fl, LE}}(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{Im}(Y) \quad (4.44)$$

Mit diesen Ausdrücken können die Impedanzen der Leitungselemente bestimmt werden. Das Schallloch wird nun durch die Aneinanderreihung mehrerer Leitungselemente, wie in Abbildung 4.19 gezeigt, modelliert. Dabei werden aus Platzgründen nur die ersten beiden

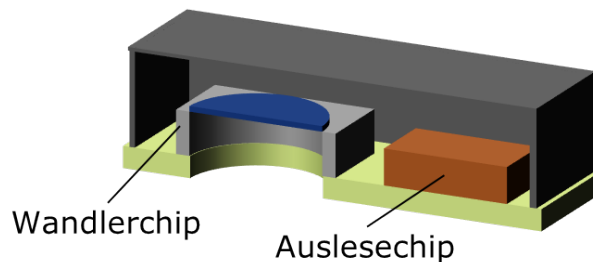
und das letzte Leitungselement explizit ausgeführt. Die dazwischen liegenden Leitungselemente werden durch die drei Punkte angedeutet.



**Abbildung 4.19:** Serienschaltung von Leitungselementen zur Modellierung der Schalllochgeometrie als fluidische Übertragungsleitung.

## 4.2.2 Rückvolumen

Innerhalb des Gehäuses befinden sich der Wandler- und der Auslesechip. Das verbleibende Luftvolumen wird als Rückvolumen bezeichnet und stellt für den Wandlerchip einen quasi-statischen Referenzdruck bezüglich der momentanen Druckveränderungen der Schallwelle bereit. In einem typischen Mikrofon besteht es aus einem quaderförmigen Hohlvolumen, siehe Abbildung 4.20. Für die weiteren Betrachtungen sind insbesondere das Volumen des Luftraums  $V_{RV}$  und die gesamte Oberfläche aller Innenseiten  $O_{RV}$  im Rückvolumen interessant.



**Abbildung 4.20:** Skizze des Gehäuses mit Wandler- und Auslesechip.

In [30] und [18] wird das Rückvolumen durch eine adiabatische Kapazität (vergleiche Gleichung 3.62) beschrieben

$$C = \frac{V}{\rho c^2}. \quad (4.45)$$

Dieses einfache Modell birgt den Nachteil, dass thermische Verluste nicht berücksichtigt werden und somit der Rauschbeitrag des Rückvolumens vernachlässigt wird. Deswegen

wird in dieser Arbeit ein Modell von Thompson [51] verwendet. Dort wird für ein kugelförmiges Volumen mit Radius  $r$  eine fluidische Parallelschaltung aus der adiabatischen Kapazität  $C_{\text{fl, RV, a}}$  und einer komplexen Impedanz  $Z_{\text{fl, therm}}$  hergeleitet<sup>4</sup>. Für die fluidische Gesamtimpedanz des Volumens ergibt sich

$$Z_{\text{fl, RV}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{fl, RV, a}} + \frac{1}{Z_{\text{fl, therm}}}}. \quad (4.46)$$

Nach Gleichung 3.63 und 3.62 gilt

$$C_{\text{fl, RV, a}} = \frac{4\pi r^3}{3\rho c^2} \quad (4.47)$$

$$Z_{\text{fl, therm}} = \frac{\beta^2 r^2}{3j\omega C_{\text{fl, RV, a}} \left(\frac{c_p}{c_v} - 1\right) (\beta r \coth(\beta r) - 1)}, \quad \beta^2 = \frac{j\omega \rho c_p}{\kappa}. \quad (4.48)$$

Die frequenzabhängige thermische Impedanz  $Z_{\text{fl, therm}}$  lässt sich für den Grenzwert  $\omega \rightarrow 0$  zu einer Serienimpedanz aus einem Widerstand  $R_{\text{fl, RV, therm}}$  und einer Kapazität  $C_{\text{fl, RV, therm}}$  vereinfachen (vergleiche Gleichung 3.64):

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} Z_{\text{therm}} = R_{\text{fl, RV, therm}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{fl, RV, therm}}} \quad (4.49)$$

mit

$$R_{\text{fl, RV, therm}} = \frac{r^2 \rho c_p}{15 C_{\text{fl, RV, a}} \left(\frac{c_p}{c_v} - 1\right) \kappa} \quad (4.50)$$

$$C_{\text{fl, RV, therm}} = C_{\text{fl, RV, a}} \left(\frac{c_p}{c_v} - 1\right). \quad (4.51)$$

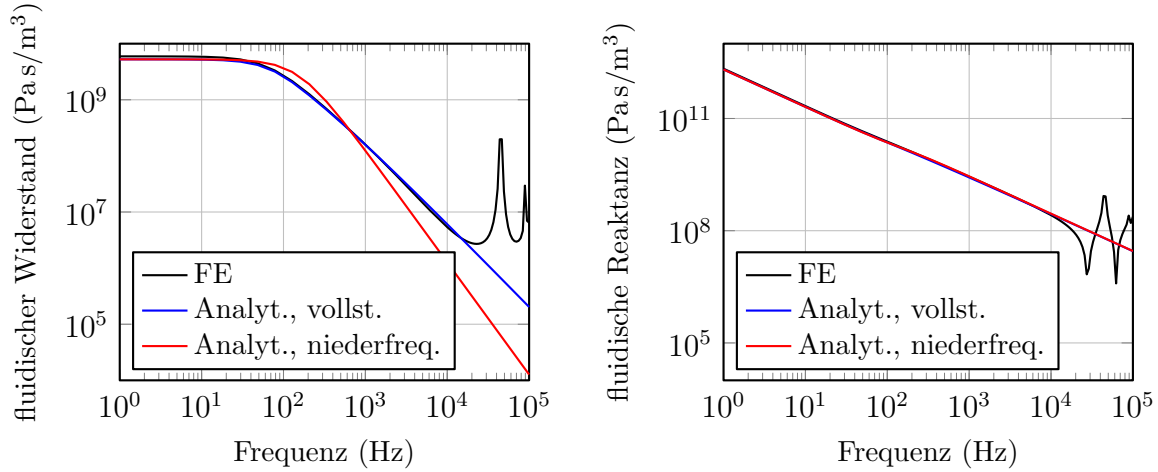
Diese Impedanzen gelten für ein kugelförmiges Volumen mit dem Radius  $r$ . Für das annähernd quaderförmige Volumen des realen Rückvolumens muss nun ein effektiver Radius  $r_{\text{eff}}$  gefunden werden. Dabei ist zu beachten, dass die thermischen Verluste nicht alleine vom Volumen, sondern vom Verhältnis Volumen  $V$  zu Oberfläche  $O$  abhängen. Zur Berechnung des effektiven Radius wird deswegen das Volumen-zu-Oberflächen-Verhältnis einer effektiven Kugel mit dem des Rückvolumens gleichgesetzt:

$$\frac{V_{\text{Kugel}}}{O_{\text{Kugel}}} = \frac{V_{\text{RV}}}{O_{\text{RV}}} \quad (4.52)$$

$$\frac{1}{3} r_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{RV}}}{O_{\text{RV}}}. \quad (4.53)$$

<sup>4</sup>Der Index „therm“ soll den thermischen Charakter dieser Impedanz verdeutlichen. Es werden jedoch alle Impedanzen im Rückvolumen in der fluidischen Energieform beschrieben.

Die effektive Kugel soll dabei den Radius  $r_{\text{eff}}$  besitzen. Aus Gleichung 4.53 lässt sich



(a) Fluidischer Widerstand des Rückvolumens. (b) Fluidische Reaktanz des Rückvolumens.

**Abbildung 4.21:** Vergleich der FE-Simulation (FE) mit der niederen analytischen Lösung nach Gleichung 4.49 (Analyt., niederfreq.) und der vollständigen Lösung nach Gleichung 4.48 (Analyt., vollst.).

der effektive Radius berechnen. Die in dieser Arbeit verwendeten Gehäuse haben ein Rückvolumen von  $V_{\text{RV}} = 7,6 \text{ mm}^3$  und eine innere Gesamtoberfläche  $O_{\text{RV}} = 33 \text{ mm}^2$ . Damit ergibt sich ein effektiver Radius von  $r_{\text{eff}} = 0,7 \text{ mm}$ . Abbildung 4.21 vergleicht die Ergebnisse einer FE-Simulation mit den analytischen Lösungen des Rückvolumens. Für die FE-Simulation wurde eine dreidimensionale Simulation des Gehäuses durchgeführt. Zusätzlich zur FE-Simulation werden die Frequenzgänge der analytischen Lösungen dargestellt. Die vollständige analytische Lösung (blau) bezieht sich auf die Parallelschaltung der adiabatischen Kapazität aus Gleichung 4.47 und der thermischen Impedanz aus Gleichung 4.48. Die niederfrequente analytische Lösung (rot) bezieht sich auf die Parallelschaltung der adiabatischen Kapazität aus Gleichung 4.47 und der niederfrequenten Näherung der thermischen Impedanz aus Gleichung 4.49. In der linken Abbildung wird der Realteil der Gesamtimpedanz  $\text{Re}(Z_{\text{fl, RV}})$  gezeigt, welcher dem fluidischen Widerstand des Rückvolumens entspricht. Bei ca. 20 kHz zeigt die FE-Simulation Resonanzen, welche nicht durch die analytischen Lösungen abgebildet werden können. Unterhalb 20 kHz stimmen die analytischen Lösungen gut mit der FE-Simulation überein. Insbesondere die vollständige Lösung entspricht exakt der numerischen Simulation. In der rechten Abbildung ist der Imaginärteil der Gesamtimpedanz  $\text{Im}(Z_{\text{fl, RV}})$  gezeigt. Der Imaginärteil wird von der adiabatischen Kapazität  $C_{\text{fl, RV, a}}$  dominiert und stimmt sehr gut mit der FE-Simulation überein. Zwischen der vollständigen analytischen und der niederfrequenten analytischen Lösung gibt es keinen signifikanten Unterschied. Im Netzwerkmodell zur Simulation des Mikrofons wird die niederfrequente Näherung verwendet, da sie nach Gleichung 4.46 und Gleichung 4.49 durch ein Ersatzschaltbild aus einem Widerstand zwei Kapazitäten, welche keine Frequenzabhängigkeiten aufweisen, beschreiben lässt. Das verwendete Ersatzschaltbild ist in Abbildung 4.22 gezeigt.

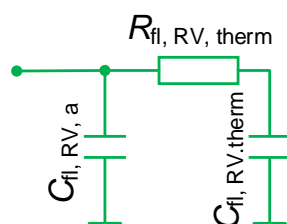


Abbildung 4.22: Ersatzschaltbild zur Modellierung des Rückvolumens.

### 4.3 Ausleseschaltung

Zur Modellierung der elektrischen Ausleseschaltung wird ein stark vereinfachtes Ersatzschaltbild mit zwei Eingangsknoten auf Mikrofonseite und einem Ausgangsknoten verwendet (vgl. Abbildung 4.23). Die beiden Eingangsknoten führen zur Elektrode der Membran beziehungsweise der Gegenelektrode, und am Ausgangsknoten wird das Signal des Mikrofon zur weiteren Verarbeitung abgegriffen.

Grundsätzlich gibt es zwei Methoden, um ein kapazitives Mikrofon elektrisch auszulesen. Bei konstant gehaltener Spannung an der aktiven Kapazität wird der Ladungsfluss auf die Kapazität gemessen oder es wird die Spannungsänderung an der aktiven Kapazität bei konstant gehaltener Ladung detektiert. In dieser Arbeit standen nur Schaltungen zur Verfügung, welche die Spannung bei konstanter Ladung messen. Für dieses Messprinzip müssen mindestens die folgenden Eigenschaften durch ein Ersatzschaltbild abgebildet werden: Zunächst muss eine elektrische Vorspannung gegeben sein, um die Kapazität zu laden. Weiterhin soll die Ladung auf der Kapazität konstant gehalten werden und drittens fungiert die Schaltung als Impedanzwandler, um die aktive Kapazität nicht sofort über eine anliegende Last zu entladen. Eine aktive Verstärkung des Mikrofonsignals ist nicht vorgesehen.

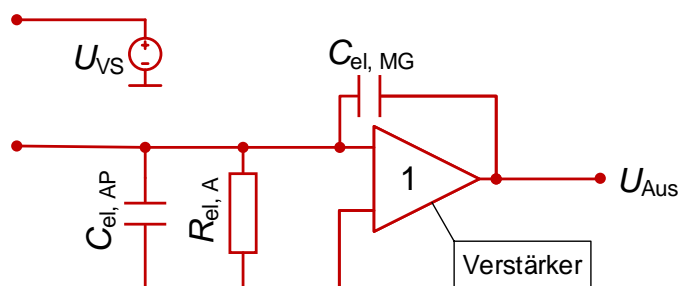


Abbildung 4.23: Ersatzschaltbild zur Modellierung der Ausleseschaltung.

Das hier vorgestellte Ersatzschaltbild soll keine exakte Modellierung der realen Ausleseschaltung darstellen. Es soll jedoch alle oben beschriebenen Eigenschaften reproduzieren können. Dazu wird das in Abbildung 4.23 gezeigte Ersatzschaltbild verwendet. Die elektrische Vorspannung der aktiven Kapazität wird mit Hilfe einer Gleichspannungsquelle  $U_{VS}$  am Eingangsknoten der Gegenelektrode realisiert. Zur Realisierung der konstanten Ladung auf der aktiven Kapazität wird der Widerstand  $R_{el, A}$  sehr hoch gewählt und bildet mit der aktiven Kapazität des Mikrofons ein RC-Glied mit der Zeitkonstante  $\tau = R_{el, A} C_{aktiv}$ . Durch den großen Widerstand  $R_{el, A}$  fließen Ladungen nur sehr langsam von der aktiven Kapazität ab. Ist die Zeitkonstante  $\tau$  sehr viel größer als die Zeitkonstante der mechanischen Bewegung, kann die Ladung als konstant angenommen werden. Die Eigenschaft des Impedanzwandlers wird durch einen idealen Verstärker mit Verstärkung 1 realisiert, wobei durch die parasitäre Kapazität  $C_{el, MG}$  eine Rückkopplung der Ausgangsspannung auf das System erlaubt ist. Diese hat jedoch in diesem Mikrophon keinen relevanten Einfluss und wird nur zur Vollständigkeit eingebaut. Zusätzlich wird eine Eingangskapazität der Ausgangsschaltung durch die Kapazität  $C_{el, AP}$  modelliert. In Tabelle 4.7 sind die Werte für die erforderlichen Parameter der Ausleseschaltung aufgelistet.

**Tabelle 4.7:** Werte des Ersatzschaltbilds der Ausleseschaltung. Elektrische Vorspannung, Eingangs- und Rückkopplungskapazität wurden aus Datenblättern entnommen. Der Widerstand ist sehr hoch gewählt, um die Ladung an der aktiven Kapazität konstant zu halten.

	Symbol	Wert
Elektrische Vorspannung	$U_{VS}$	0 – 18V
Eingangskapazität	$C_{el, AP}$	0,5 pF
Rückkopplungskapazität	$C_{el, gs}$	0,6 pF
Widerstand	$R_{el, A}$	120 G $\Omega$

## 4.4 Ankopplung an die Umgebung

Für die Simulation des Gesamtrauschens und für die Modellierung eines Testaufbaus, in dem das Mikrophon wie ein Lautsprecher verwendet wird, ist es vonnöten, die Abstrahlung von Schall und deren Rückwirkung auf das Mikrophon zu berücksichtigen. Die Abstrahlung in die Umgebung wird mit Hilfe einer fluidischen Induktivität, welche die Massenträgheit der Luft berücksichtigt, und einem fluidischen Widerstand, welcher die Reibung im Fluid beschreibt, modelliert. Induktivität und Widerstand werden in Serie geschaltet, sodass sich für die Impedanz der Abstrahlung folgender Zusammenhang ergibt:

$$Z_{fl, Abstr} = R_{fl, A} + L_{fl, A}. \quad (4.54)$$

---

Dabei wird für die fluidische Induktivität  $L_{fl, A}$  der Ausdruck aus Gleichung 3.59 und für den fluidischen Widerstand  $R_{fl, A}$  der Ausdruck aus Gleichung 3.60 verwendet.





# 5 Gesamtmodell des MEMS-Mikrofons

Das Gesamtmodell des Mikrofons wird wie in Kapitel 3 beschrieben aus Basiselementen zusammengesetzt. Alle dafür nötigen Basiselemente sind im vorherigen Kapitel behandelt worden. Nun wird im ersten Abschnitt dieses Kapitels das Gesamtmodell aus besagten Basiselementen zusammengesetzt. Im zweiten Abschnitt wird eine experimentelle Validierung anhand eines Testaufbaus durchgeführt und im letzten Abschnitt wird mit dem kalibrierten und validierten Modell eine Simulationsstudie durchgeführt.

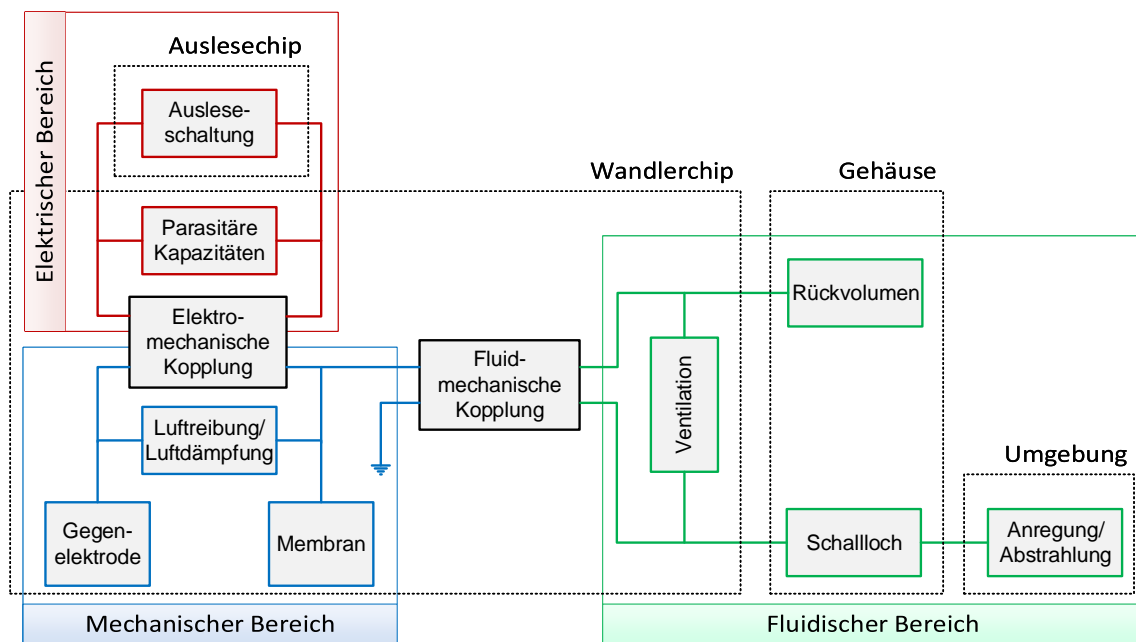
## 5.1 Aufbau des Systemmodells aus Basiselementen

Zum besseren Verständnis wird an dieser Stelle der schematische Aufbau des Netzwerks aus Abschnitt 3.1 wiederholt und mit dem detaillierten Wissen über die Basiselemente aus Kapitel 4 besprochen. Abbildung 5.1 zeigt das schematische Netzwerk zur Simulation des Mikrofons. Das Mikrofon wird hierbei in drei Energiebereiche unterteilt.

Im mechanischen Bereich (blau) wird das Membran-Gegelektroden-System beschrieben. Dabei sind Membran und Gegelektrode über die Luftdämpfung und das elektromechanische Kopplungselement gekoppelt. Im fluidischen Bereich (grün) werden die Ventilation, das Gehäuse mit Rückvolumen und Schalloch, sowie der Einfluss der Umgebung modelliert. Je nach Simulation wird für den Einfluss der Umgebung mit einem anderen Element modelliert. So benötigt man für die Simulation der Sensitivität eine Anregung durch eine Schallquelle. Für die Analyse des Rauschens wird eine Abschlussimpedanz benötigt, welche durch eine Abstrahlungsimpedanz realisiert wird. Die parasitären Kapazitäten des Wandlerchips sowie die Ausleseschaltung des Auslesechips befinden sich im elektrischen Bereich des Netzwerkmodells (rot).

Um die einzelnen Bereiche unterschiedlicher Energieformen zu verbinden, werden ein elektromechanisches Kopplungselement und ein fluidmechanisches Kopplungselement an der jeweiligen Stelle eingesetzt.

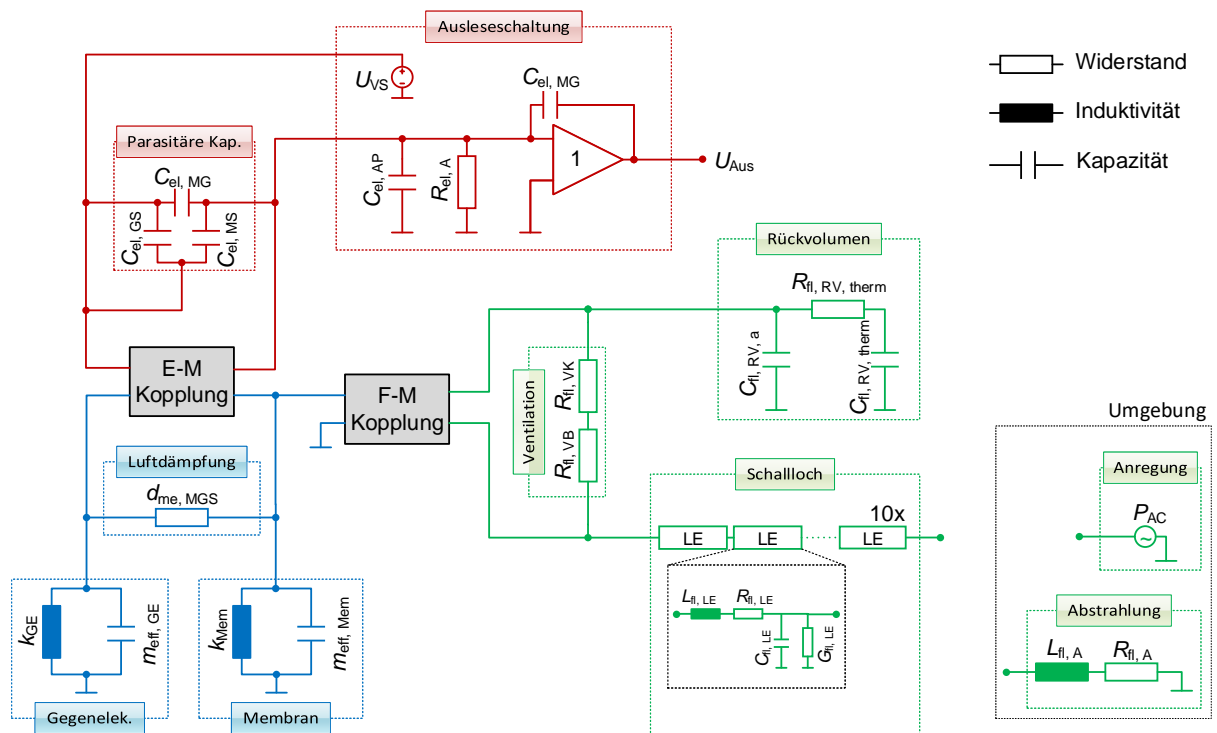
An dieser Stelle wird nochmals auf den modularen Aufbau des Modellierungsansatzes mit einem Netzwerkmodell aus Basiselementen hingewiesen. Je nach behandeltem Mikrosystem kann ein solches Netzwerk aus Basiselementen aufgestellt werden. Die Art und Anzahl der Basiselemente hängt hierbei vom einzelnen Mikrosystem ab. In den Basiselementen wird



**Abbildung 5.1:** Schematisches Netzwerk des Mikrofons, aufgebaut aus Basiselementen.

die Physik so genau wie nötig behandelt. Die physikalischen Effekte können entweder durch ein einzelnes konzentriertes Element, wie zum Beispiel den mechanischen Widerstand in der Luftdämpfung, oder durch ein räumlich diskretisiertes Ersatzschaltbild, wie in der fluidischen Übertragungsleitung des Schalllochs, modelliert werden. Dieses Zusammenschalten von Modellen unterschiedlichen Detailgrads wird von Schrag mit „Mixed-Level Modellierung“ bezeichnet [46]. Weiterhin kann das physikalische Verhalten eines Basiselements für erste Untersuchungen durch eine einfache Nachschlagetabelle aus FE-Simulationen implementiert werden. Dadurch bietet dieses Vorgehen zur Simulation von Mikrosystemen große Freiheiten bei der Erstellung des Modells. So kann der Detailgrad der einzelnen Modelle sowie die Anzahl der konzentrierten Elemente je nach Bedarf angepasst werden.

Implementiert man die Ersatzschaltbilder und Impedanzen aus Kapitel 4 für die Basiselemente, erhält man das Netzwerk in Abbildung 5.2. Hier sind alle konzentrierten Elemente der jeweiligen Basiselemente dargestellt. Dieses Netzwerk kann nun mit einem Schaltungssimulator simuliert werden. In dieser Arbeit wurde der Schaltungssimulator SIMatrix [49] verwendet. Für die Kapazitäten, Induktivitäten und Widerstände wurde die Elementbibliothek des Schaltungssimulators verwendet. Für komplexere nicht-konstante Impedanzen (Abhängigkeiten von Frequenz, Potential- oder Flussgrößen oder deren Ableitungen) wurden Verilog A Modelle geschrieben.

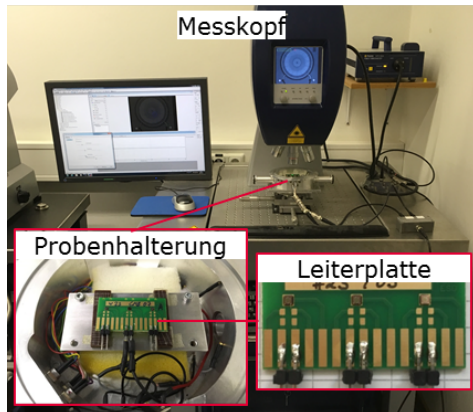


**Abbildung 5.2:** Generalisiertes Kirchhoffsches Netzwerk zur Simulation des Mikrofons. Im elektrischen Bereich (rot) wird als Potentialdifferenz die elektrische Spannung  $U$  und als Flussgröße der elektrische Strom  $I$  verwendet. In der Mechanik (blau) wird als Potentialdifferenz die Geschwindigkeitsdifferenz  $\Delta v$  und als Flussgröße wird die Kraft  $F$  verwendet und schließlich wird im fluidischen Bereich als Potentialdifferenz die Druckdifferenz  $\Delta P$  und als Flussgröße der Volumenfluss  $Q$  verwendet.

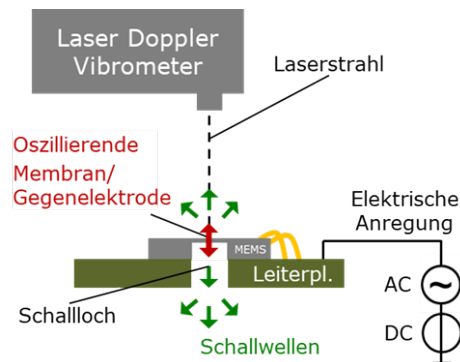
## 5.2 Validierung der Modelle

Bei der Simulation von Mikrosystemen und vor allem bei der Anwendung eines neuen Simulationsmodells ist es wichtig, das Modell sorgfältig zu validieren, um verlässliche Aussagen aus der Simulation zu erhalten. Zahlreiche Untermodelle wurden in Kapitel 4 numerisch durch FE-Simulationen oder experimentell durch Vorversuche validiert. In diesem Abschnitt wird ein Testaufbau vorgestellt, mit dem das Zusammenspiel der einzelnen Bauelemente validiert wird. Insbesondere wird die Kopplung des Membran-Gegenelektroden-Systems mit der fluidischen Dämpfung und den elektrostatischen Kräften überprüft. Zusätzlich wird die Modellierung des Schalllochs als fluidische Übertragungsleitung getestet.

Im Testaufbau, siehe Abbildung 5.3, wird der Wandlerchip auf eine Leiterplatte geklebt und durch Drahtbonden mit den Anschlüssen einer Leiterplatte elektrisch verbunden. Unter dem Wandlerchip befindet sich ein Loch in der Leiterplatte, mit dem gleichen Radius wie die Kavität des Wandlerchips. Die Leiterplatte mit Wandlerchip wird in die Proben-



(a) Bild des Versuchsaufbaus. Unter dem Laser-Doppler-Vibrometer ist die Probe angebracht.



(b) Skizze des Versuchsaufbaus: Die elektrische Anregung führt zu einer Bewegung der Membran, welche mit dem Laser-Doppler-Vibrometer gemessen wird. Zusätzlich bewegt die Membran die Luft in der Umgebung und im Schallloch (grüne Pfeile).

**Abbildung 5.3:** Versuchsaufbau für die Testmessungen an gefertigten Prototypen.

halterung eines Laser-Doppler-Vibrometers eingebaut. Wird nun über einen elektrischen Signalgenerator die Membran (und Gegenelektrode) zur Schwingung angeregt, kann ihre Bewegung durch das Laser-Doppler-Vibrometer erfasst werden. Das an den Wandlerchip angelegte elektrische Signal besteht aus einer Superposition einer konstanten elektrischen Vorspannung und einer sinusförmigen Wechselspannung. Soweit nicht anders angegeben, beträgt die konstante elektrische Vorspannung 4 V und die Amplitude der Wechselspannung 2 V. In dieser Konfiguration wird der Wandlerchip wie ein elektrisch angetriebener Lautsprecher verwendet. Die Schwingung der Membran erzeugt Schallwellen, welche sich oberhalb der Membran ausbreiten und auf der Unterseite zunächst durch das Schallloch laufen und danach in den freien Raum austreten.

Zur Modellierung des Testaufbaus wird das vorgestellte Simulationsnetzwerk aus Abbildung 5.2 entsprechend abgeändert. Anstatt der Ausleseschaltung wird die Signalquelle mit einem Wechsel- und Gleichspannungsanteil an die Membranelektrode angeschlossen, während die Gegenelektrode auf Masse gesetzt wird. Das mechanische Teilsystem wird beibehalten. Im fluidischen Bereich wird das Rückvolumen entfernt und eine Abstrahlung an die obere Seite der Membran und eine weitere an das untere Ende des Schalllochs angefügt, um die abgestrahlten Schallwellen zu berücksichtigen. Dies führt zum Netzwerkmodell des Testaufbaus in Abbildung 5.4. Durch die physikalische Modellierung, bei der alle Designparameter berücksichtigt worden sind, kann dieses Netzwerk für alle Designvarianten des Wandlerchips verwendet werden.

Im Folgenden werden für das Grunddesign und die Designvarianten simulierte Frequenzspektren mit Messungen verglichen. Zunächst wird das Frequenzspektrum des Grunddesi-

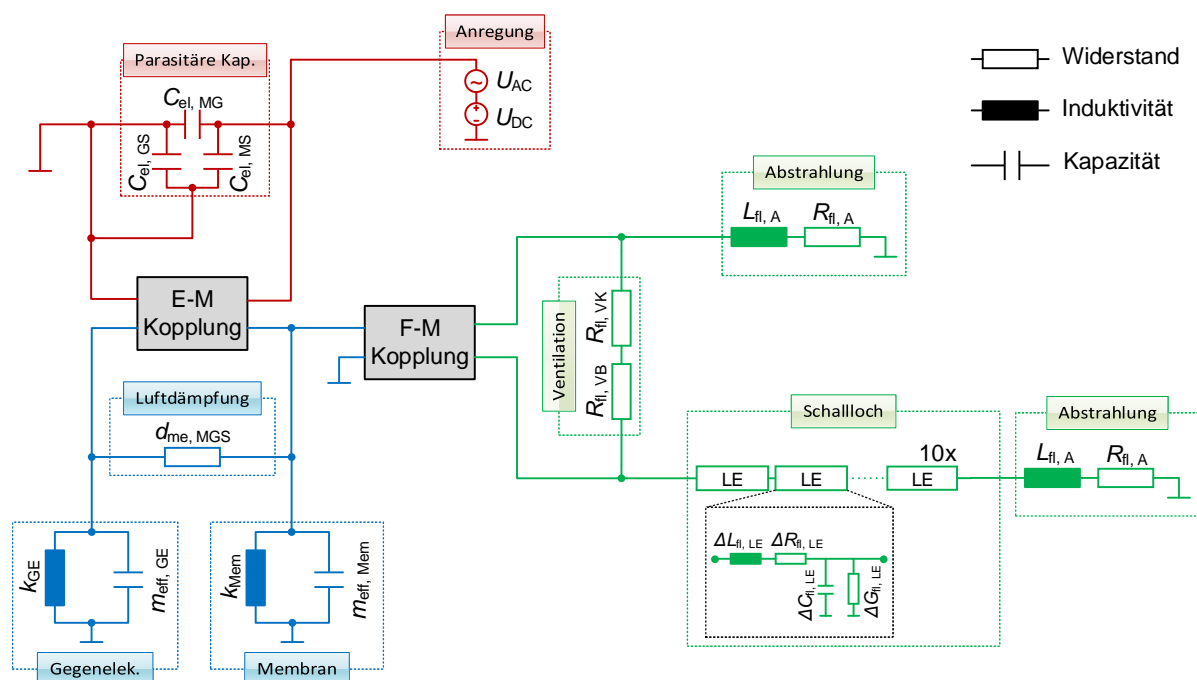


Abbildung 5.4: Netzwerkmodell zur Simulation des Testaufbaus.

gns in Abbildung 5.5 betrachtet. In rot ist jeweils die Messung und in schwarz die entsprechende Simulation dargestellt. Neben der sehr guten qualitativen Übereinstimmung sind fünf Merkmale des Frequenzspektrums erwähnenswert:

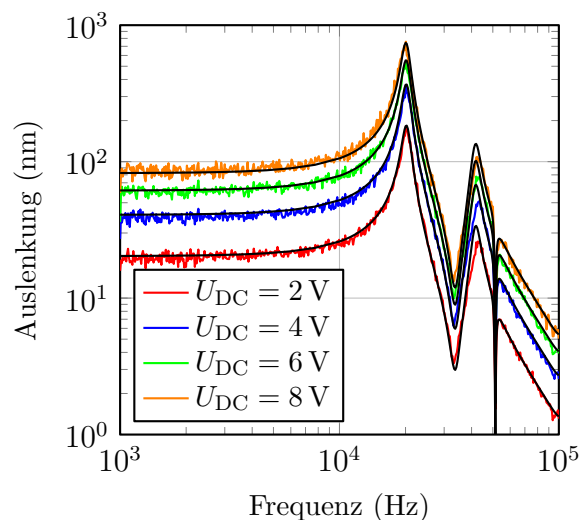
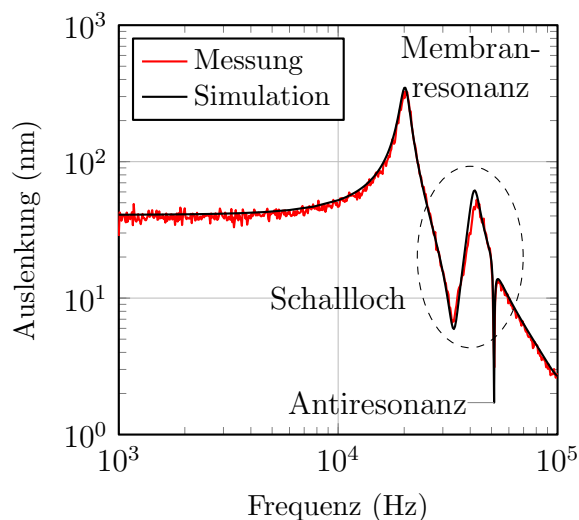
- Quantitative Übereinstimmung der Auslenkung bei niedrigen Frequenzen: Hier können Dämpfungs- und Trägheitseffekte vernachlässigt werden, da sich das System quasi-statisch verhält. Somit wird die Auslenkung nur noch von der elektrostatischen Kraft und der Steifigkeit bestimmt. Zusätzlich stimmen Simulation und Messung ebenfalls für unterschiedliche elektrische Vorspannungen überein, siehe Abbildung 5.5b. Dies validiert zum einen die elektromechanische Kopplung, insbesondere das elektrische Kapazitätsmodell und zum zweiten die Werte für die Steifigkeiten der Strukturen.
- Die Position der Membranresonanz sowie die Position der Antiresonanz<sup>1</sup> werden von der Simulation exakt wiedergegeben. Dies bestätigt, dass es sich hier um ein gekoppeltes System zweier Schwinger handelt. Es validiert den allgemeinen Ansatz, Membran und Gegenelektrode als zwei gekoppelte Oszillatoren zu betrachten. Weiterhin bestätigt es die hier verwendete Kopplung zwischen den Oszillatoren über den Dämpfungsterm der Luftdämpfung und die Kraftquelle im elektromechanischen Kopplungselement.

<sup>1</sup>Die Position der Antiresonanz im Frequenzspektrum der Membran liegt exakt an der Position der ersten Resonanz der Gegenelektrode (51 kHz, siehe Tabelle 4.1). Bei dieser Frequenz ist die gesamte Energie des gekoppelten Systems in der Bewegung der Gegenelektrode gebunden.

- Die Position der Membranresonanz bei 20 kHz im Testaufbau ist gegenüber der Eigenfrequenz der Membran von  $f_{0, \text{Mem}} = 28 \text{ kHz}$  deutlich verschoben. Dies liegt am Einfluss der umgebenden Luft und des Schalllochs. Anschaulich gesehen wirkt die umgebende Luft wie eine mitschwingende Masse, welche die Eigenfrequenz reduziert. Dies validiert eindrucksvoll die Abstrahlungsimpedanzen sowie ihr Zusammenspiel mit der fluidischen Übertragungsleitung, welche das Schallloch modelliert.
- Weiterhin wird die Breite des Resonanzpeaks der Membran sehr gut von der Simulation abgebildet. Vernachlässigt man in grober Näherung die Gegenelektrode, kann die Bewegung der Membran als eindimensionaler harmonischer Oszillator beschrieben werden. In diesem Fall entspricht die Breite des Resonanzpeaks der Dämpfung im System. Somit kann angenommen werden, dass die Reibungsverluste aufgrund der fluidischer Dämpfung im System korrekt simuliert sind.
- Die Form des Frequenzspektrums im Bereich zwischen 20 kHz und 60 kHz (hervorgehoben durch das gestrichelte Oval) ist auf den Einfluss des Schalllochs, dessen Resonanz bei circa 30 kHz liegt, zurückzuführen. Dieses Verhalten konnte nur mit einer fluidischen Übertragungsleitung nachgebildet werden. Ein einfaches Modell mit nur einem Leitungselement zeigt hier nicht das erwünschte Ergebnis. Allerdings ist für die Simulation des Frequenzspektrums im Audibereich (20 Hz bis 20 kHz) der Einfluss des Schalllochs bei den verwendeten Größen vernachlässigbar. Hier könnte man für die reine Simulation des Audibereichs das Modell vereinfachen und auf die aufwändige Implementierung einer Übertragungslinie verzichten. In dieser Arbeit wurde das ausführliche Modell verwendet, da hiermit ein größerer Bereich des Frequenzspektrums nachgebildet und damit die Ergebnisse der Testaufbau-Messungen nachvollzogen werden konnten.

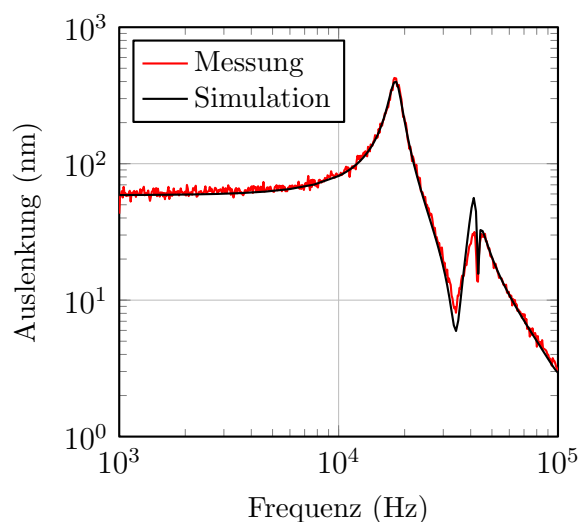
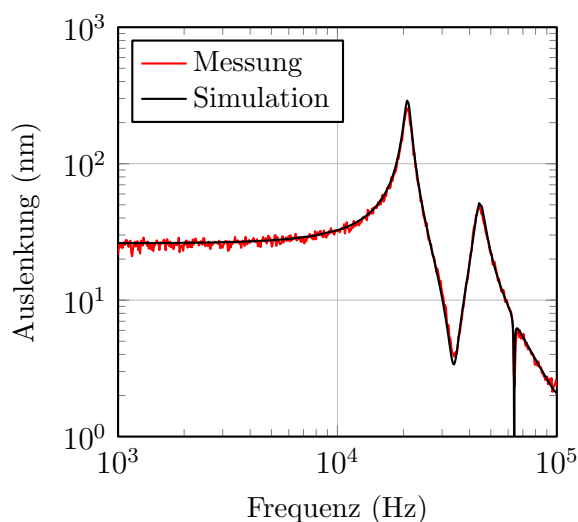
Die Skalierbarkeit des Modells wird stichprobenartig durch die Messungen der Designvarianten bestätigt. Abbildung 5.6 zeigt den Vergleich der Simulationen mit Messungen. Die Frequenzspektren der Designvariationen werden ebenso exakt, wie das Frequenzspektrum des Grunddesigns wiedergegeben.

Die einzigen Basiselemente, die mit diesem Testaufbau nicht erfasst werden, sind die Ausleseschaltung, das Rückvolumen und die Ventilation. Das Rückvolumen wurde mithilfe von FE-Simulationen in Abschnitt 4.2.2 verifiziert und zeigt eine perfekte Übereinstimmung mit der vollständigen analytischen Lösung und eine gute Übereinstimmung mit der in der Simulation verwendeten niederfrequenten Näherung. Das Ventilationsloch ist eine einfache Geometrie und kann mit Modellen aus der Literatur modelliert werden. Eine Validierung mit Messungen ist nur über einen Vergleich der unteren Grenzfrequenz eines vollständig aufgebauten Mikrofons möglich, siehe Kapitel 6. Die Ausleseschaltung wird in dieser Arbeit nicht näher validiert, da der Fokus hier primär auf die Eigenschaften des Wandlerchips und des Gehäuses gelegt wird.



(a) Vergleich von Testmessung und Simulation. (b) Einfluss der elektrischen Vorspannung  $U_{DC}$  auf die Auslenkung.

**Abbildung 5.5:** Validierung der Simulation durch Testmessungen am Wandlerchip des Grunddesigns.



(a) Vergleich von Testmessung und Simulation der Designvariante 1. (b) Vergleich von Testmessung und Simulation der Designvariante 2.

**Abbildung 5.6:** Validierung der Simulation durch Testmessungen am Wandlerchip der Designvariante 1 und der Designvariante 2.

## 5.3 Simulationsstudie des MEMS-Mikrofons

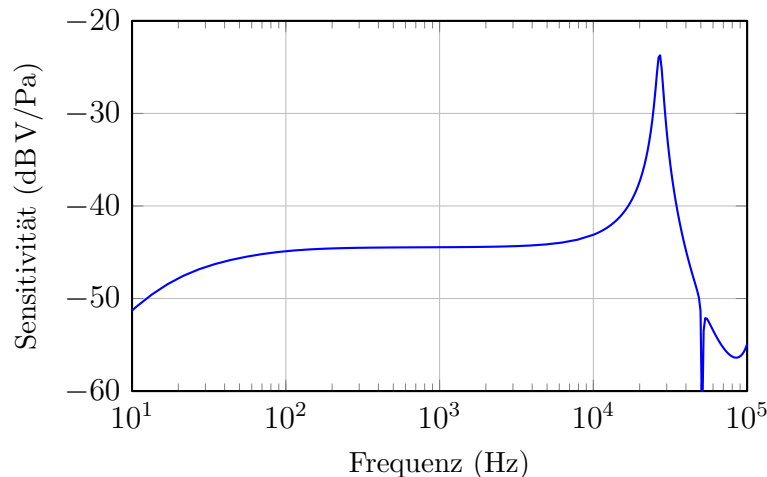
Das Simulationsmodell ist nun kalibriert und validiert. Es wird in diesem Abschnitt verwendet, um eine Simulationsstudie durchzuführen und das Potential des neuen Mikrofonkonzepts zu bestimmen. Zunächst wird für das Standarddesign des Mikrofons die Sensitivität und das Rauschen des Mikrofons im Detail besprochen und anschließend werden ausgetestete Designparameter variiert.

### 5.3.1 Sensitivität des Standarddesigns

Zur Simulation der Sensitivität wird das Mikrofon durch einen harmonischen Wechseldruck mit der Amplitude von 1 Pa angeregt und die Ausgangsspannung an der Ausleseschaltung  $U_{\text{Aus}}$  abgegriffen. Dabei entspricht die Amplitude von 1 Pa einem Schalldruckpegel von 94 dB SPL und ist eine Standardgröße zur Charakterisierung der Mikrofonsensitivität. Der Simulator führt zunächst eine Arbeitspunktberechnung durch, gefolgt von einer Kleinsignalanalyse des Netzwerks. Abbildung 5.7 zeigt die simulierte Sensitivität in dB V/Pa. Dabei wird die in der Akustik übliche Angabe der Sensitivität in Dezibel verwendet:

$$\text{Sensitivität}(1 \text{ kHz}) = 20 \log_{10} (U_{\text{Aus}}(1 \text{ kHz})|_{1 \text{ Pa}}). \quad (5.1)$$

Das Spektrum kann in drei Bereiche unterteilt werden:



**Abbildung 5.7:** Simulierte frequenzabhängige Sensitivität des Standarddesigns.

**Abgedämpfter Bereich, < 100 Hz** Bei niedrigen Frequenzen wird das Mikrofon durch den Ventilationspfad kurzgeschlossen. Zusammen mit der fluidischen Kapazität des Rück-



volumens bildet der fluidische Widerstand der Ventilation ein RC-Glied, welches bei niedrigen Frequenzen das Verhalten des Mikrofons dominiert. Dies führt zu einem Hochpassverhalten. Die Grenzfrequenz dieses Hochpasses, auch untere Grenzfrequenz  $f_G$  des Mikrofons genannt, liegt bei 21,5 Hz. Beim Einstellen der Grenzfrequenz muss eine Abwägung getroffen werden. Bei kleinen Grenzfrequenzen kann das Mikrofon niederfrequente Schallwellen detektieren, allerdings ist es stark sensitiv auf niederfrequentes Rauschen. Bei einer höheren Grenzfrequenz verliert das Mikrofon natürlicherweise Signalstärke im niederfrequenten Bereich, dämpft jedoch auch das unerwünschte Rauschen bei niedrigen Frequenzen ab. Deswegen muss hier eine Abwägung stattfinden. Je nach Anwendung wird die Grenzfrequenz durch Ändern des Ventilationswiderstands angepasst. Dies wird zum Beispiel durch Verringern oder Vergrößern des Radius des Ventilationslochs realisiert. Es sei angemerkt, dass diese Anpassung keine Einflüsse auf andere Größen des Systems hat.

**Plateau, 100 Hz bis 10 kHz** Im mittleren Bereich des Frequenzspektrums ist der Verlauf annähernd konstant, was zu der gewünschten frequenzunabhängigen Detektion des Schallpegels im Arbeitsbereich des Mikrofons führt. Die Sensitivität erreicht bei 1 kHz einen Wert von  $-44,5 \text{ dB V/Pa} \equiv 6,0 \text{ mV/Pa}$ . Für ein Mikrofon dieser Membranfläche ist dies ein vergleichsweise niedriger Wert. Kommerzielle Mikrofone erreichen Werte von  $-38 \text{ dB V/Pa} \equiv 13 \text{ mV/Pa}$  [28], [29], [18].

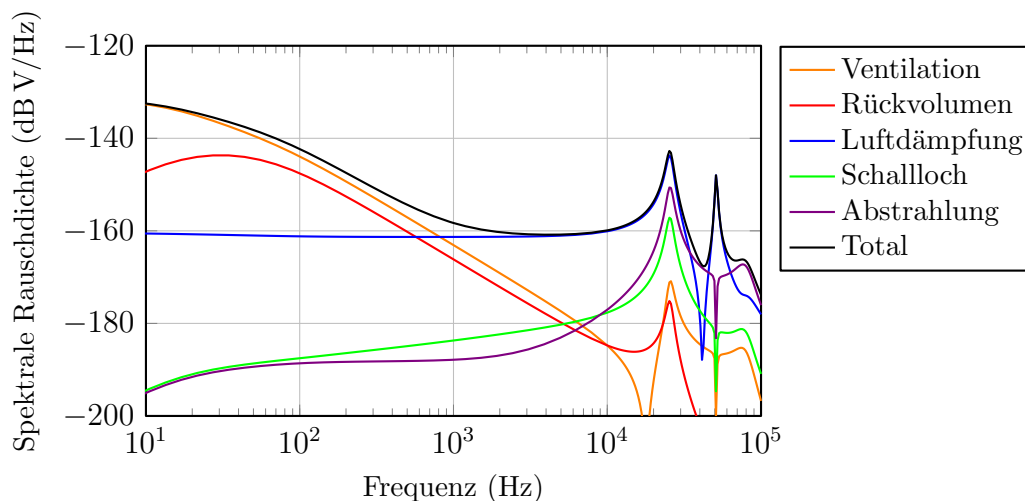
**Resonanzen, > 10 kHz** In diesem Bereich sieht man die Einflüsse der mechanischen Eigenresonanzen der Membran und der Gegenelektrode. Die Resonanz bei 27 kHz ist auf die Eigenresonanz der Membran zurückzuführen. Dabei ist sie durch den Einfluss der mit-schwingenden Luft leicht gegenüber der Eigenresonanz der isolierten Membranschwingung von  $f_{\text{Mem}} = 28 \text{ kHz}$  verschoben (siehe Tabelle 4.1). Der Einfluss der Gegenelektrode ist bei 51 kHz zu sehen. Hier bildet das Spektrum eine Antiresonanz aus. Anschaulich beschrieben ist an der Antiresonanz die gesamte Energie des gekoppelten Systems in der Bewegung der Gegenelektrode gebunden und die Membran steht annähernd still.

Die fluidische Resonanz des Schalllochs, welche im Testaufbau bei ca. 30 kHz zu sehen war, ist in dieser Simulation zu höheren Frequenzen verschoben, da das Schallloch im Mikrofon mit 0,8 mm deutlich kürzer als im Testaufbau ist.

### 5.3.2 Rauschen des Standarddesigns

In den meisten Schaltungssimulatoren ist eine Rauschanalyse implementiert. Diese kann schnell und effizient ohne weiteren Programmieraufwand seitens des Anwenders verwendet werden. Die Rauschanalyse simuliert das Rauschen am gewählten Knoten. Hier wird der Ausgangsknoten der Ausleseschaltung gewählt. Jedem resistiven Element, also jedem Widerstand im Netzwerk, wird eine Rauschquelle zugeordnet. Der Simulator berechnet nun den Rauschbetrag jedes resistiven Elements am Ausgangsknoten. Dadurch ist es möglich,

die einzelnen Beiträge des Gesamtrauschens zu identifizieren und den jeweiligen Quellen zuzuordnen. Damit ist eine dezidierte Beurteilung des Konzepts hinsichtlich des Rauschens möglich.



**Abbildung 5.8:** Simulierte frequenzabhängige spektrale Rauschdichte des Standarddesigns. Das Gesamtrauschen im Mikrofon ist in schwarz dargestellt, die einzelnen Rauschbeiträge sind farbig markiert.

Abbildung 5.8 zeigt das gesamte Rauschen aller Rauschquellen (schwarz) und die Beiträge der einzelnen Rauschquellen (farbig) im Netzwerk. Die dominierenden Rauschquellen im Mikrofon sind die Ventilation, das Rückvolumen und die Luftdämpfung im Membran-Gegelektroden-System, während die Einflüsse des Schalllochs und der Abstrahlung vernachlässigt werden können. Während im Audiobereich das Ventilationsrauschen und das Rauschen des Rückvolumens mit einer Steigung von  $-20$  dB pro Dekade abfallen, bleibt das Rauschen der Luftdämpfung annähernd konstant.

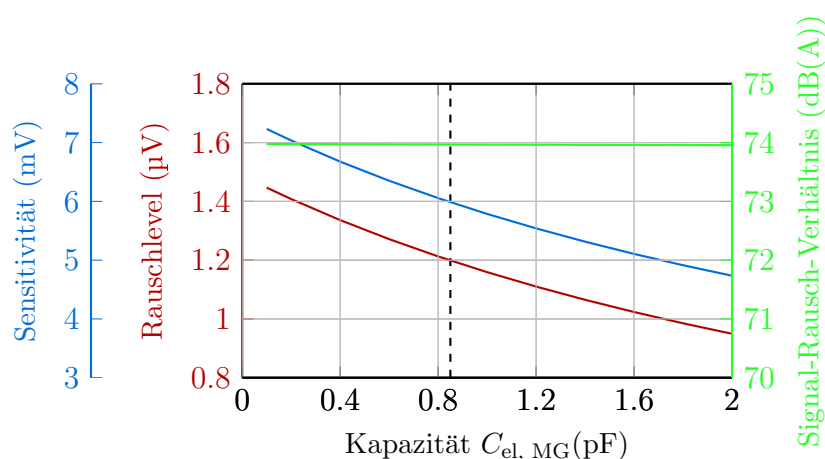
Aus der simulierten Sensitivität und der spektralen Rauschdichte berechnet sich nach Gleichung 1.3 das Signal-Rausch-Verhältnis zu  $74$  dB(A). Dies ist ein sehr guter Wert, der aktuelle Silizium-Mikrofone deutlich übertrifft [21]. Allerdings muss beachtet werden, dass in der Simulation das Rauschen der Ausleseschaltung nicht berücksichtigt wurde. Im folgenden Kapitel wird man sehen, dass die verfügbare Ausleseschaltung einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss hat.

### 5.3.3 Variation von Designparametern

In diesem Abschnitt werden ausgesuchte Designparameter des Mikrofons variiert und ihr Einfluss auf die Sensitivität sowie auf das Rauschlevel getestet. Dabei wird jeweils die Sensitivität in mV, das integrierte Rauschen (A-Bewertet) in  $\mu$ V und das hieraus resultierende

Signal-Rausch-Verhältnis in dB(A) angegeben.

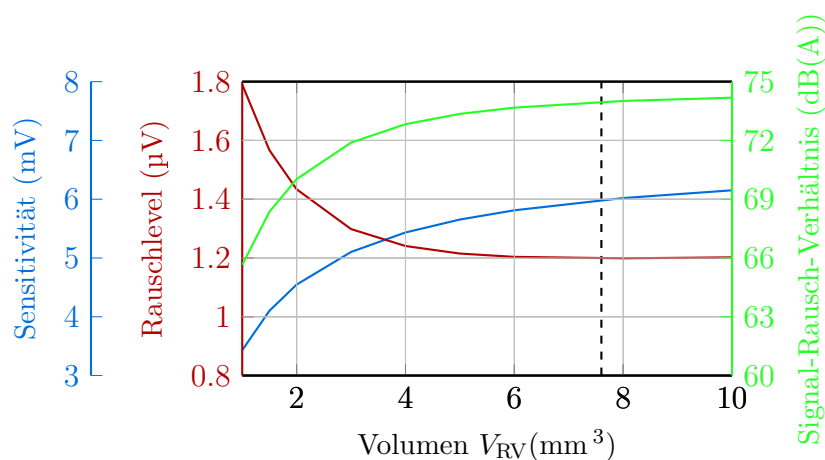
Im Detail wird hierbei auf die parasitären Kapazitäten, das Rückvolumen, die Länge des Kammsystems, die Membranfläche und abschließend auf den Versatz in der Kammstruktur eingegangen.



**Abbildung 5.9:** Variation der parasitären elektrischen Kapazität zwischen Membran und Gegenelektrode  $C_{el, MG}$ . Die gestrichelte Linie gibt den bei den Prototypen gemessenen Wert der parasitären Kapazität  $C_{el, MG} = 0,85 \text{ pF}$  an.

**Parasitäre Kapazitäten** Die parasitären elektrischen Kapazitäten des Wandlerchips werden durch drei elektrische Kapazitäten beschrieben. Die Kapazitäten  $C_{el, MG}$  und  $C_{el, MS}$  sind parallel zur aktiven Kapazität geschaltet. Damit reduzieren sie direkt das Ausgangssignal. Die Kapazität  $C_{el, GS}$  ist in der verwendeten Verschaltung kurzgeschlossen und hat somit keinen Einfluss auf die Kenngrößen des Mikrofons. Beispielhaft wird die parasitäre Kapazität zwischen Membran und Gegenelektrode  $C_{el, MG}$  variiert. In Abbildung 5.9 sind Sensitivität, Rauschen und Signal-Rausch-Verhältnis dargestellt. Mit steigender Kapazität nehmen Sensitivität und Rauschen ab, was zu einem annähernd gleichbleibenden Signal-Rausch-Verhältnis führt. Die in den Prototypen gemessene Kapazität liegt bei  $0,85 \text{ pF}$ , was einer Sensitivität von  $6,0 \text{ mV}$  entspricht. Würde sich diese Kapazität zum Beispiel auf  $0,1 \text{ pF}$  reduzieren (kleinere Werte sind mit der gewählten Technologie unrealistisch), würde das einen Sensitivitätszuwachs von  $1,5 \text{ dB}$  auf  $7,2 \text{ mV}$  ergeben.

**Rückvolumen** Um den Einfluss des Rückvolumens auf Signal und Rauschen zu testen, wird das Volumen des Gehäuses von  $1 \text{ mm}^3$  bis  $10 \text{ mm}^3$  variiert, siehe Abbildung 5.10. Zwei Effekte sind hier zu beobachten: Das Rauschen nimmt mit größer werdendem Volumen ab. Dies hat folgenden Grund: Die thermischen Verluste im Rückvolumen treten nur in der Randschicht des Volumens auf [24], [36]. Bei größerem Volumen sinkt das Verhältnis von Oberfläche zu Volumen und somit wird der Einfluss der thermischen Randschicht kleiner,



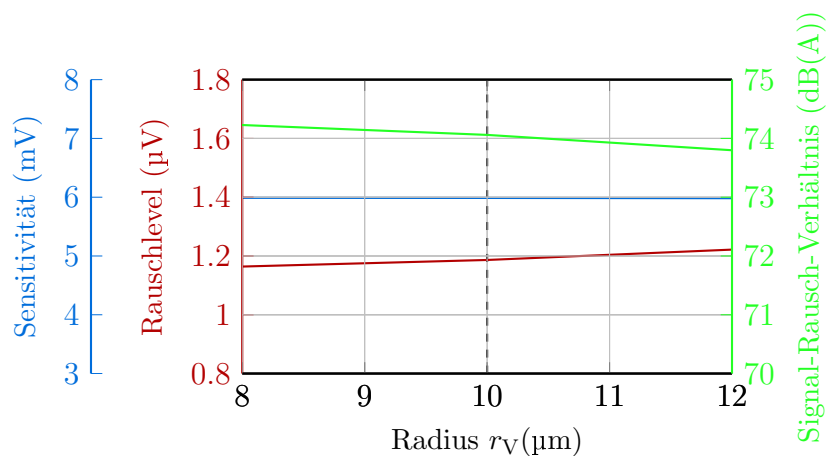
**Abbildung 5.10:** Variation des Rückvolumens des Gehäuses  $V_{RV}$ . Die gestrichelte Linie gibt den in den Prototypen verwendeten Wert des Rückvolumens  $V_{RV} = 7,6 \text{ mm}^3$  an.

was zu dem beobachteten geringeren Rauschen führt. Zweitens ist zu erkennen, dass die Sensitivität mit dem Volumen steigt. Dies liegt an der „Federwirkung“ des Rückvolumens. Das komprimierte Fluid erzeugt eine entgegengesetzte Kraftwirkung, welche als Feder interpretiert werden kann. Je kleiner das Volumen ist, desto härter wird die fluidische Feder und desto kleiner wird die Sensitivität des Mikrofons. Zur Optimierung des Signal-Rausch-Verhältnisses sollte das größtmögliche Rückvolumen verwendet werden. Da dies jedoch im Gegensatz zu dem begrenzten Platzangebot in mobilen Geräten, wie zum Beispiel Smartphones, steht, kann das Rückvolumen in der Realität nicht beliebig groß gewählt werden. In den Prototypen dieser Arbeit wurde ein Rückvolumen von  $7,6 \text{ mm}^3$  verwendet. An den Graphen in Abbildung 5.10 sieht man, dass eine Vergrößerung des Rückvolumens kaum zu einer weiteren Verbesserung der Kenngrößen führen würde.

**Ventilation** Um den Widerstand des Ventilationspfads zu variieren, werden Simulationen mit verschiedenen Radien des Ventilationslochs durchgeführt, siehe Abbildung 5.11. Während die Sensitivität fast konstant bleibt, steigt das Rauschen moderat an und es kommt zu einem leichten Absinken des Signal-Rausch-Verhältnisses. Dies zeigt, dass der Ventilationsradius und damit die untere Grenzfrequenz des Mikrofons variiert werden kann, ohne dass sich Sensitivität und Rauschen signifikant ändern. Somit kann die untere Grenzfrequenz des Mikrofons ohne nennenswerte Beeinflussung des Rauschens oder der Sensitivität durch das Einstellen des Radius des Ventilationslochs eingestellt werden.

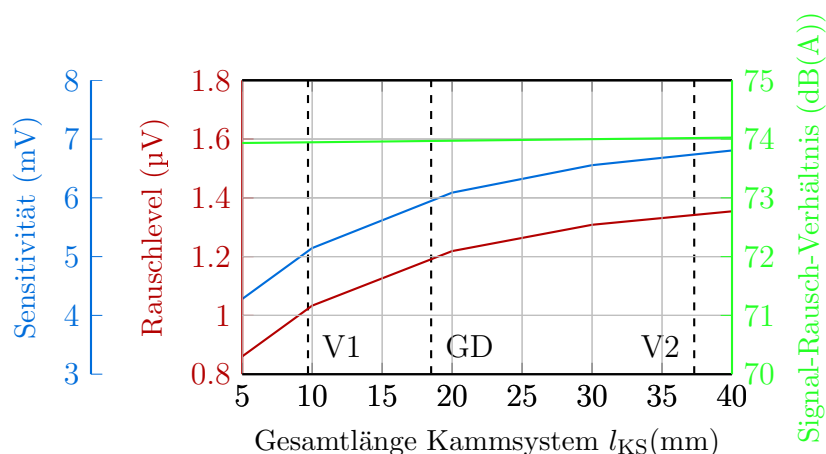
**Kammsystem** In einer weiteren Simulation wird die Größe der aktiven Kapazität durch eine fiktive Verlängerung des Kammsystems variiert. Dabei wird nur die Länge des Kammsystems

$$l_{KS} = l_{KE} \cdot N_{KE} \quad (5.2)$$



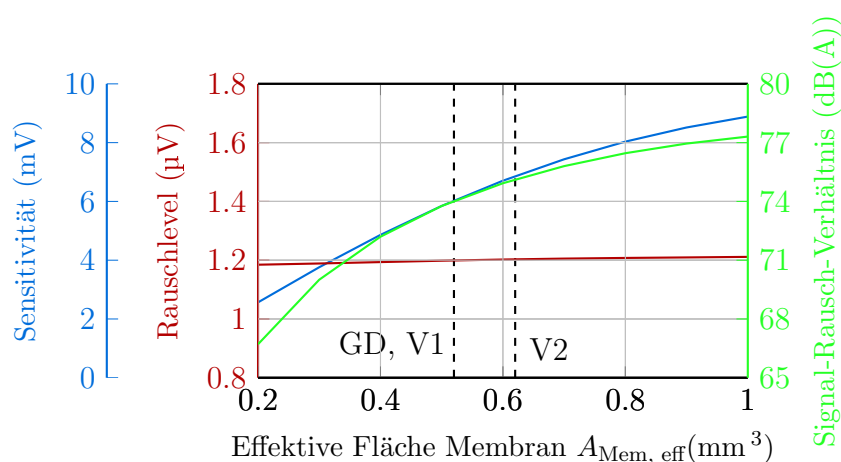
**Abbildung 5.11:** Variation des Radius des Ventilationslochs  $r_V$ . Die gestrichelte Linie gibt den Wert des in den Prototypen verwendeten Radius  $r_V = 10 \mu\text{m}$  an.

in der Berechnung der aktiven Kapazität verändert. Alle anderen Parameter, wie Masse und Steifigkeit, bleiben unverändert. Es handelt sich also um eine rein theoretische Überlegung, die den Einfluss der elektrischen Kapazität zeigen soll. In Abbildung 5.12 sieht man, dass sich das Signal-Rausch-Verhältnis kaum verändert, da Sensitivität und Rauschen in etwa gleich ansteigen. Die Längen der Kammsysteme für die Designvarianten liegen bei 18,5 mm für das Standarddesign, 9,7 mm für die Designvariante 1 und 37,3 mm für die Designvariante 2. Man sieht, dass eine weitere Erhöhung der Kapazität zu einer kaum merklichen Erhöhung der Sensitivität führen würde.



**Abbildung 5.12:** Variation der Gesamtlänge des Kammsystems  $l_{KS}$ . Die gestrichelten Linien geben die jeweiligen Werte der Prototypen an. „GD“ bezeichnet das Grunddesign mit  $l_{KS} = 18,5 \text{ mm}$ , „V1“ die Designvariante 1 mit  $l_{KS} = 9,7 \text{ mm}$  und „V2“ die Designvariante 2 mit  $l_{KS} = 37,3 \text{ mm}$ .

**Membranfläche** In der Simulation von Abbildung 5.13 wird die effektive Membranfläche variiert. Auch hier wird nur die Fläche verändert und alle anderen Parameter, wie Masse und Steifigkeit der Membran, werden gleich gelassen. Hier steigt die Sensitivität deutlich mit größer werdender Membranfläche an. Gleichzeitig bleibt das Rauschlevel fast konstant. Dies zeigt, dass eine Erhöhung der Membranfläche zu einem deutlich besseren Signal-Rausch-Verhältnis führen würde. Im Standarddesign hat die Membran eine effektive Fläche von  $0,52 \text{ mm}^2$ . Wäre es möglich diese zu verdoppeln, ohne die anderen Parameter des Mikrofons, wie zum Beispiel die Steifigkeit, zu verändern, ergäbe sich deutlich besseres Signal-Rausch-Verhältnis von  $77,3 \text{ dB(A)}$ , was einer Erhöhung von  $3,3 \text{ dB}$  entsprechen würde.



**Abbildung 5.13:** Variation der effektiven Membranfläche  $A_{\text{Mem, eff}}$ . Die linke gestrichelte Linie gibt den Wert der effektiven Membranfläche des Grunddesigns und der Designvariante 1 an ( $0,5 \text{ mm}^2$ ). Die rechte gestrichelte Linie zeigt den Wert der Membranfläche der Designvariante 2 an ( $0,62 \text{ mm}^2$ ).

**50 % Versatz in der Kammstruktur** Abschließend wird der 50-prozentige Versatz zwischen den Membran- und Gegenelektrodenfingern diskutiert. Die Simulation ergab eine nur geringfügig kleinere Sensitivität von  $5,5 \text{ mV}$  und ein sehr niedriges Rauschlevel von  $0,81 \mu\text{V}$ , was zu einem exzellenten Signal-Rausch-Verhältnis von  $76,6 \text{ dB(A)}$  führt. Im Rahmen dieser Arbeit war es jedoch technologisch nur möglich einen Versatz von  $0,6 \mu\text{m}$  (4 % der Fingerhöhe) zu erzielen.

# 6 Experimentelle Ergebnisse und Vergleich mit simulierten Kenndaten

In diesem Kapitel werden die Messungen der Mikrofon-Prototypen vorgestellt. Um einen Mikrofon-Prototypen zu erhalten, wird der Wandlerchip zusammen mit einer Ausleseschaltung in ein Gehäuse eingebaut (vgl. Abschnitt 2.4). Zur Charakterisierung der Prototypen wurden unterschiedliche Messaufbauten verwendet: Mit einem elektrischen Aufbau wurde die Schnappspannung gemessen und mit einem akustischen Messaufbau wurden die Sensitivität, das Rauschen und der Klirrfaktor der verschiedenen Designvarianten bestimmt.

Die Ergebnisse der akustischen Messungen werden mit den Werten der Simulation des Netzwerkmodells aus dem vorigen Kapitel verglichen. Zum Klirrfaktor und der Schnappspannung werden keine Simulationen durchgeführt. Dies wäre jedoch mit der Modellierungsmethode ebenfalls möglich, wie zum Beispiel in [31] und [38] gezeigt wird.

## 6.1 Elektrische Messung der Schnappspannung

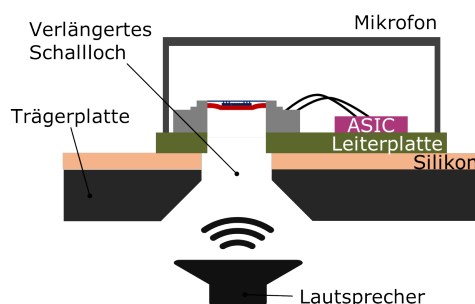
Der Begriff Schnappspannung bezeichnet jene Spannung, bei der die mechanischen Rückstellkräfte des Membran-Gegelektroden-Systems nicht mehr ausreichen, um die elektrostatischen Kräfte aufgrund der anliegenden elektrischen Spannung zu kompensieren. Aufgrund der Nichtlinearität der elektrostatischen Kräfte erfolgt dies nicht kontinuierlich. Überschreitet die angelegte elektrische Spannung einen gewissen Wert, existiert kein stabiler Gleichgewichtspunkt des Systems mehr. Die nichtlinearen elektrostatischen Kräfte überwiegen die linear ansteigenden mechanischen Rückstellkräfte. In der Folge beschleunigen die Elektroden aufeinander zu, bis sie schließlich aneinanderstoßen. Dieser Vorgang wird als „Schnappen“ oder im Englischen als „Pull-In“ bezeichnet<sup>1</sup>. Im hier vorgestellten Mikrofon können Membran und Gegelektrode durch eine vertikale und horizontale Bewegung aneinanderstoßen. Während beim vertikalen Schnappen die Membranunterseite mit der oberen Fläche der Gegelektrodenfinger zusammenstößt, verbiegen sich beim horizontalen Schnappen die Finger der Kammstruktur seitwärts, bis sich die Seitenflächen der Membranfinger und der Gegelektrodenfinger berühren. In der Messung wurden Strom-

---

<sup>1</sup>Weiterführende Literatur zum statischen Schnappen eines Mikrosystems findet sich z.B. in [58] und zum dynamischen Schnappen in [37] und [42].

Spannungskennlinien aufgenommen. Stoßen Membran und Gegenelektrode horizontal zusammen, ergibt sich eine kurze Stromspitze, da sich die Kapazität auflädt. Nach dem Aufladen sinkt der Strom wieder auf null, da Membran und Gegenelektrodenfinger durch elektrisch neutrale Abstandshalter voneinander getrennt sind. An den Seitenflächen der Kammfinger existiert jedoch keine elektrische Trennung. Somit führt ein seitliches Berühren zu einem elektrischen Kurzschluss und damit zu konstantem Stromfluss. Auf diese Weise können die Art und die Größe der Schnappspannung bestimmt werden.

Die Experimente mit verschiedenen Teststrukturen zeigten, dass die Art des Schnappens stark von der mechanischen Vorspannung der Membran und dem Design der Kammstruktur abhängt. Bei den hier vorgestellten Prototypen ergab sich für das Standarddesign ein horizontales Schnappen bei 12,4 V. Bei den Designvariante 1 und 2 ein vertikales Schnappen bei 18,4 V bzw. 11,4 V. Damit liegen alle Designvarianten über 10 V. Durch die deutlich höhere Schnappspannung in der Designvariante 1 war es möglich, hier eine hohe elektrische Vorspannung von knapp 18 V anzulegen und damit eine hohe Sensitivität mit sehr gutem Signal-Rausch-Verhältnis zu erlangen (siehe Abschnitt 6.3).



**Abbildung 6.1:** Platzierung des Mikrofons auf einer Trägerplatte mit Silikonabschluss.

## 6.2 Akustische Messungen

Zur Messung der akustischen Größen wird das Mikrofon in einer schallisolierten Kammer über einem Lautsprecher platziert. Mit dem Lautsprecher wird ein Frequenzspektrum durchfahren und das Ausgangssignal am Mikrofon gemessen. Dabei wird der Schallpegel in der Kammer durch ein Referenzmikrofon kalibriert, um einen konstanten Schalldruckpegel während der Messung zu gewährleisten. Zur Interpretation der Messergebnisse muss beachtet werden, dass im Messaufbau die Halterung des Mikrofons wie eine effektive Verlängerung des Schalllochs wirkt. Dies ist in Abbildung 6.1 verdeutlicht. Das Mikrofon liegt mit seiner unteren Seite auf einer Trägerplatte mit Silikonabschluss. In der Trägerplatte befindet sich ein Loch, durch welches der Schall aus dem Lautsprecher auf das Mikrofon trifft. Das konisch geformte Loch der Trägerplatte wirkt fluidisch wie ein

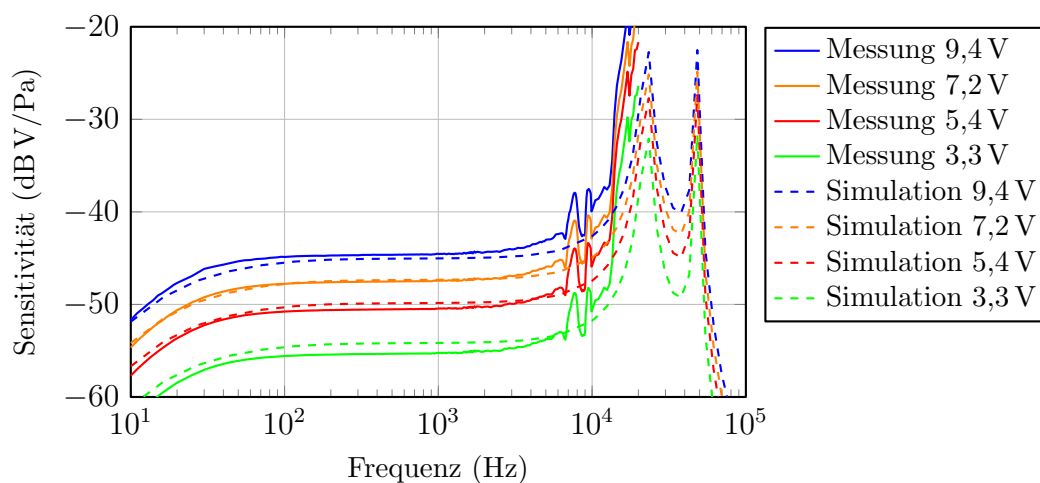


verlängertes Schallloch. Für die Simulationen wird eine effektive Länge von 2,3 mm für das Schallloch verwendet.

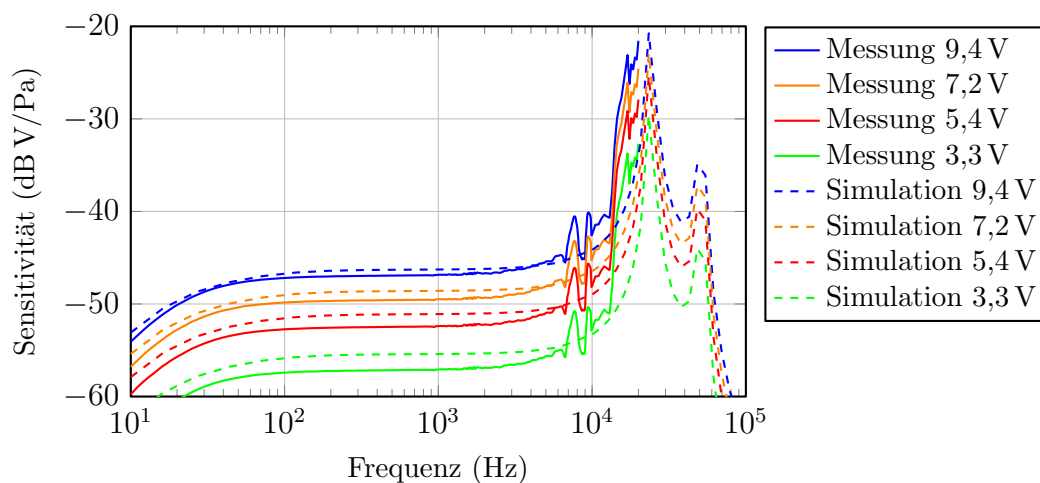
Im Folgenden werden Ergebnisse der Messungen des Grunddesigns und der Designvariante 1 diskutiert. Eine Zusammenfassung aller gemessenen Kenndaten erfolgt in Abschnitt 6.3.

### 6.2.1 Sensitivitätsmessungen

Die Messungen der Sensitivität bei verschiedenen elektrischen Vorspannungen sind in Abbildung 6.2 für das Standarddesign und in Abbildung 6.3 für die Designvariante 1 gezeigt. Der verwendete Auslesechip konnte eine maximale elektrische Vorspannung von



**Abbildung 6.2:** Simulation und Messung der Sensitivität des Standarddesigns.



**Abbildung 6.3:** Simulation und Messung der Sensitivität der Designvariante 1.

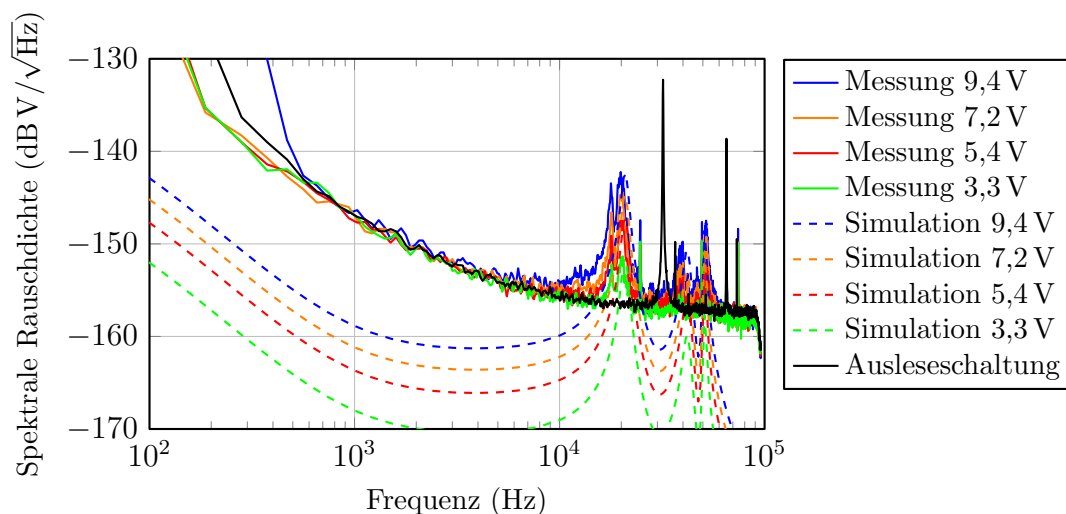
9,4 V bereitstellen. Bei dieser Vorspannung erreicht das Mikrofon eine Sensitivität von  $-44,9$  dB V/Pa bzw.  $5,7$  mV/Pa bei 1 kHz. Dies bestätigt die von der Simulation vorhergesagten niedrigen Werte der Sensitivität. Verglichen mit kommerziellen Mikrofonen ist die Sensitivität um circa 7 dB geringer [21]. Die untere Grenzfrequenz des Mikrofons liegt bei 20 Hz. Hierfür musste ein leicht größerer Radius für das Ventilationsloch von  $10,8$   $\mu\text{m}$ , statt der tatsächlichen  $10$   $\mu\text{m}$  angenommen werden. Die Verlängerung des Schalllochs durch den Testaufbau bewirkt eine deutliche Verschiebung der Membranresonanz von 28 kHz aus der Simulation ohne Trägerplatte zu 20 kHz. Hier zeigt sich, dass bei der Interpretation von experimentellen Ergebnissen der Einfluss des Messsetups oftmals nicht vernachlässigt werden kann. Durch die physikalische Modellierung im Simulationsmodell kann dieser Effekt jedoch in der Simulation berücksichtigt werden, wodurch die Simulation zum Verständnis der Messungen beiträgt. Weiterhin sind im Bereich von 6 kHz bis 10 kHz kleinere Resonanzen in der Messung zu erkennen. Diese sind auf Resonanzen in der Versuchskammer zurückzuführen und beschreiben keinen Effekt im Mikrofon.

Der Vergleich der Messungen mit Simulationen zeigt eine gute Übereinstimmung der Frequenzspektren für verschiedene elektrische Vorspannungen. Bei niedrigeren elektrischen Vorspannungen wird die Sensitivität leicht von der Simulation überschätzt. Es ergibt sich jedoch eine gute Übereinstimmung für die Messung bei 9,4 V.

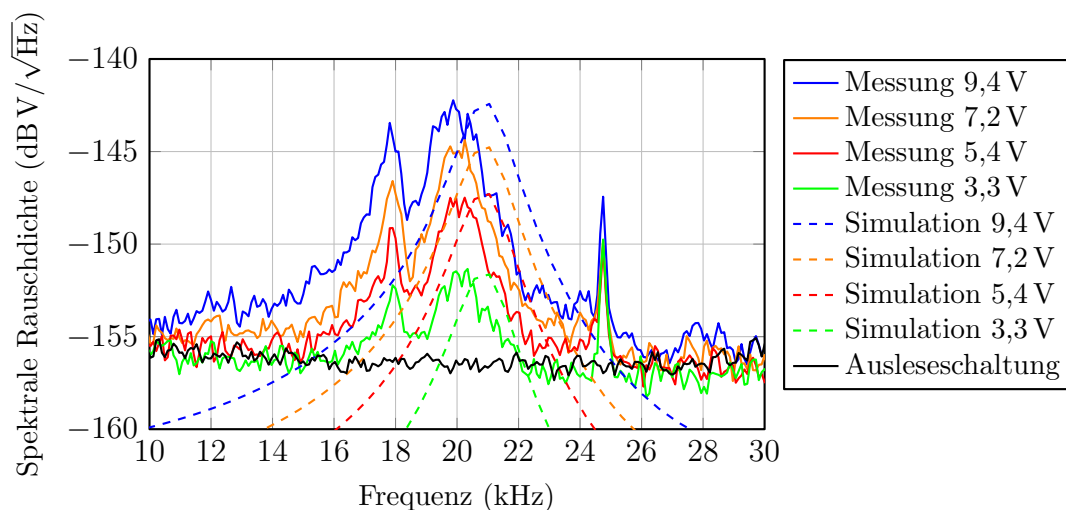
## 6.2.2 Rauschmessungen

Zur Messung des Rauschens wird die gleiche schallisolierte Messkammer wie zur Messung der Sensitivität verwendet. In der Rauschmessung wird das Ausgangssignal des Mikrofons bei ausgeschaltetem Lautsprecher gemessen. Da das Mikrofon nicht durch äußere Einflüsse, wie zum Beispiel Schalleinwirkung, angeregt wird, sind die Fluktuationen der elektrischen Spannung am Ausgangspin auf die Rauschquellen des Mikrofons und der Umgebung zurückzuführen. Diese Spannung wird über eine ausreichend lange Zeit gemessen und in ein Frequenzspektrum überführt.

Abbildung 6.4 zeigt die spektrale Rauschdichte des Ausgangssignals bei verschiedenen elektrischen Vorspannungen für das Standarddesign. Die gemessene Rauschdichte ist unabhängig von der elektrischen Vorspannung und liegt, außer im Bereich der Resonanzen, deutlich über den simulierten Rauschdichten. Diese Diskrepanz lässt sich erklären, wenn man das Rauschen der Ausleseschaltung hinzuzieht. Dazu wurde das Rauschen in einem weiteren Versuch unter Niederdruckbedingungen bei 1 mbar vermessen. Bei diesem Druck sind die fluidischen Rauschquellen vernachlässigbar und es verbleibt nur das Rauschen der Ausleseschaltung. Dies ist als schwarze Linie in Abbildung 6.4 eingezeichnet. Im größten Teil des Spektrums liegen die Rauschdichten der Ausleseschaltung und des Mikrofons übereinander. Nur im Bereich der Resonanzen der Membran (20 kHz) und des Schalllochs (40 kHz) liegt das Rauschen des Mikrofons über dem der Ausleseschaltung. Hier wird das Rauschen des Wandlers durch die mechanische Resonanzüberhöhung der Membran beziehungsweise des



**Abbildung 6.4:** Simulation und Messung der spektralen Rauschdichte des Standarddesigns.



**Abbildung 6.5:** Vergrößerung der Frequenzspektren des Standarddesigns. Die spektrale Rauschdichte ist im Bereich der Membranresonanz dargestellt.

Schalllochs verstärkt und über das Niveau des Rauschens der Ausleseschaltung gehoben.

Abbildung 6.5 zeigt eine Vergrößerung des Frequenzspektrums im Bereich der Membranresonanz. Man erkennt in dieser Darstellung, dass die Höhe der Resonanzen von Simulation und Messung perfekt für alle elektrischen Vorspannungen übereinstimmen. Die Position ist nur um ca 1 kHz verschoben. Die Breite des Resonanzpeaks lässt sich nur schwer mit der Messung vergleichen, da sie einerseits leicht verrauscht ist und andererseits bei genauerer Betrachtung aus zwei Resonanzen besteht. Der Ursprung der ersten Resonanz bei ca 18 kHz konnte nicht geklärt werden. Die zweite Resonanz bei 20 kHz entspricht sehr gut dem simulierten Ergebnis. Diese gute Übereinstimmung bestätigt die physikalisch basier-

te Simulation des Mikrofons mithilfe des Netzwerkmodells. Darüber hinausgehend können über die Simulation Rückschlüsse über die Verteilung der Rauschbeiträge gewonnen werden (siehe Abschnitt 5.3.2).

Um das Potential der niedrigen fluidischen Dämpfung in diesem Mikrofon auszuschöpfen, müsste eine deutlich rauschärmere Ausleseschaltung verwendet werden. Diese stand während dieser Arbeit nicht zur Verfügung. Ausleseschaltungen mit geringerem Rauschen sind allerdings in der Herstellung durch einen größeren Chipflächenbedarf teurer. Zusammen mit den Ergebnissen der Sensitivitätsmessung aus dem vorherigen Abschnitt führt die hier gemessene spektrale Rauschdichte zu einem guten Signal-Rausch-Verhältnis von ca 64 dB(A). Dies ist aufgrund des dominierenden Rauschens der Ausleseschaltung nicht der erwartete hohe Wert von 74 dB(A) aus der Simulation (siehe Abschnitt 5.3.2). Dennoch ist dies für den ersten Prototypen des neuen Ausleseprinzips ein guter Wert, der im Bereich kommerzieller Mikrofone liegt.

### 6.2.3 Klirrfaktor-Messungen

Zur vollständigen experimentellen Charakterisierung des Mikrofons wurden Messungen zum Klirrfaktor durchgeführt. Der Klirrfaktor wurde bei einer elektrischen Vorspannung von 9,4 V für alle Designvarianten gemessen. Abbildung 6.6 zeigt den Klirrfaktor in Prozent für Schalldruckpegel von 90 dB SPL bis 130 dB SPL. Während sich das Standarddesign und die Variante 1 annähernd gleich verhalten, zeigt Variante 2 deutlich stärkeres nichtlineares Verhalten. Zum Vergleich erreichen aktuelle Mikrofone mit einer Gegenelektrode bei 130 dB SPL einen Klirrfaktor von 4,5 % und mit einer Doppel-Gegenelektrodengeometrie sogar einen Klirrfaktor von nur 0,5 % [21]. Damit entspricht der Klirrfaktor des neuen Mikrofons nicht den Standards kommerzieller Mikrofone und es bedarf an dieser Stelle weiterer Optimierung, um das neuartige Mikrofonkonzept konkurrenzfähig zu machen.

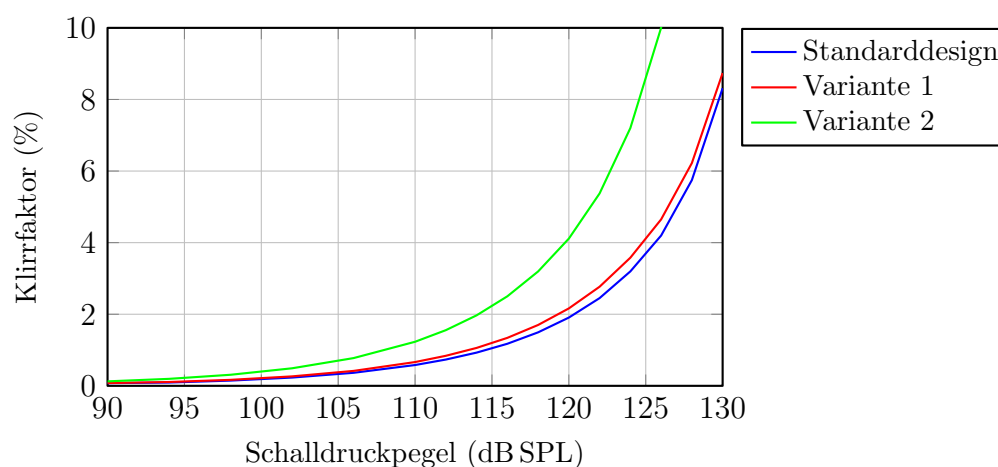


Abbildung 6.6: Klirrfaktoren der Designvarianten.

## 6.3 Zusammenfassung der gemessenen Kenndaten

Neben den bis hierher vorgestellten Messungen wurden weitere Messreihen zur Sensitivität, dem Rauschen, der elektrischen Schnappspannung und des Klirrfaktors durchgeführt. Hierbei wurden das Standarddesign und die Designvarianten 1 und 2 vermessen. Die gemessenen Ergebnisse sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Wie erwartet zeigt die Variante 1

**Tabelle 6.1:** Zusammenfassung der Messergebnisse. Die Messungen zu Sensitivität und Rauschen wurden mit einer elektrischen Vorspannung von ( $U_{VS} = 9,3\text{ V}$ ) durchgeführt.

	Grunddesign	Variante 1	Variante 2
Sensitivität in mV/Pa	$5,8 \pm 0,1$	$4,5 \pm 0,1$	$6,7 \pm 0,7$
Sensitivität in dB V/Pa	$-44,7 \pm 0,2$	$-47,0 \pm 0,2$	$-43,5 \pm 0,9$
Rauschlevel in $\mu\text{V(A)}$	$3,4 \pm 0,3$	$3,2 \pm 0,3$	$3,1 \pm 0,2$
SNR in dB(A)	$64,8 \pm 0,8$	$62,8 \pm 0,8$	$66,7 \pm 0,4$
Schnappspannung in V	12,4	18,4	11,4
Klirrfaktor bei 130 dB SPL	8,3 %	8,7 %	34 %

wegen der kleineren aktiven Kapazität eine geringere Sensitivität von  $-47,0 \pm 0,2$  dB V/Pa. Entsprechend verhält sich Designvariante 2, bei der die aktive Kapazität maximiert wurde und die größte Sensitivität von  $-43,5 \pm 0,9$  dB V/Pa erreicht wurde. Das Grunddesign erreicht eine Sensitivität von  $-44,7 \pm 0,2$  dB V/Pa. Das gemessene Rauschen liegt bei allen drei Designvarianten im Bereich von  $3\ \mu\text{V}$ . Durch Vergleich der Messung mit einer Rauschanalyse aus der Simulation aus Abschnitt 6.2.2 kann das hier gemessene Rauschen der Ausleseschaltung zugerechnet werden. Die gemessenen Sensitivitäten und Rauschlevel ergeben Signal-Rausch-Verhältnisse von  $62,8 \pm 0,8 - 66,7 \pm 0,4$  dB(A), wobei die Designvariante 2 durch das größere Signal das beste Signal-Rausch-Verhältnis erreicht. Die Ausleseschaltung ist darauf ausgelegt, im Betrieb eine maximale elektrische Vorspannung von  $9,3\text{ V}$  zu liefern. Die Schnappspannung liegt bei allen Designvarianten der Prototypen über diesem Wert. Besonders Designvariante 1 zeigt eine sehr hohe Schnappspannung von  $18,4\text{ V}$ . Temporär kann die hier verwendete Ausleseschaltung eine höhere Spannung bis zu  $17,9\text{ V}$  liefern. Bei dieser Spannung ergibt sich eine Sensitivität von  $-35,3$  dB V/Pa bzw.  $17\text{ mV/Pa}$  und ein exzellentes Signal-Rausch-Verhältnis von  $68,8$  dB(A). Diese Messung zeigt das Potential des neuen Mikrofonkonzepts bezüglich eines optimierten Signal-Rausch-Verhältnisses.



## 7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein neues Mikrofonkonzept entwickelt. Um das fluidische Rauschen im Mikrofon zu reduzieren, wurde ein alternativer Auslesemechanismus entwickelt. Dabei wurde die aktive Kapazität des MEMS-Mikrofons durch eine Kammstruktur, welche unterhalb der Membran angeordnet ist, realisiert. Es wurden voll funktionierende Prototypen entworfen, hergestellt und charakterisiert. Zudem ist ein umfangreiches Simulationsmodell basierend auf Kirchhoffschen Netzwerken entwickelt worden.

Das Hauptaugenmerk in der Entwicklung des neuartigen Mikrofons liegt auf dem Design und der Auslegung des Wandlerchips und dessen Kammstruktur. Der Wandlerchip besitzt eine kreisrunde Membran, unter der sich die Kammstruktur mit den radial nach außen laufenden Kammfingern befindet. Durch diese Anordnung kann das Prinzip der allseitig eingespannten Membran mit der Geometrie einer Kammstruktur verbunden werden. Ein Teil der vertikal ausgerichteten Kammfinger ist an der Membran befestigt und wird mit der Membran mitbewegt. Der andere Teil der Kammfinger ist fest mit dem Substrat verbunden. Auf diese Weise verändert sich bei einer Auslenkung der Membran die überlappende Fläche zwischen den Kammfingern der Membran und den feststehenden Kammfingern. Dies resultiert in einer Kapazitätsänderung, welche mit der elektrischen Ausleseschaltung detektiert wird. Zur Optimierung der fluidischen Eigenschaften und Maximierung der elektrischen Kapazität wurde eine asymmetrische Anordnung der Kammfinger innerhalb der Kammstruktur gewählt. Die hier vorgestellten Prototypen erreichen je nach Designvariante eine aktive Kapazität von 1,4 pF - 4,8 pF und eine akustischen Nachgiebigkeit von 14 nm/Pa - 17 nm/Pa. Der Membrandurchmesser beträgt dabei in allen Varianten 1,2 mm. Aufgrund des mechanisch stabilen Designs wurde eine nahezu hundertprozentige Ausbeute bei der Herstellung erreicht, wodurch reproduzierbare Ergebnisse bei der Charakterisierung der Prototypen ermöglicht wurden.

Zur Modellierung des Mikrofons wurde ein verallgemeinertes Kirchhoffsches Netzwerk aus diskreten Elementen verwendet. Die Beschreibung eines komplexen Systems mit Hilfe eines solchen Netzwerks ist aus der Elektrotechnik bekannt. Das Prinzip lässt sich neben elektrischen Systemen ebenfalls auf Systeme anderer Energieformen anwenden. Es ist zudem möglich, die Kopplung zwischen Bereichen unterschiedlicher Energieformen in einem verallgemeinerten Kirchhoffschen Netzwerk zu behandeln. Im Mikrofon sind hierbei neben der elektrischen Energieform die fluidische und die mechanische Energieform relevant. Zur Simulation des neuartigen Mikrofons wurde ein Netzwerkmodell erstellt, welches das Mikrofon in seine Teilsysteme und diese wiederum in Basiselemente zerlegt. Die physikalischen

Effekte innerhalb eines Basiselements werden durch diskrete Elemente modelliert. Dabei kann je nach Komplexität des jeweiligen Basiselements ein einzelnes Element ausreichen, oder es ist nötig ein detailliertes Subnetzwerk aus vielen Elementen aufzubauen. Alle für das neuartige Mikrofon benötigten Netzwerkelemente werden im Theorieteil dieser Arbeit angeführt. Dabei werden die Elemente in ihrer jeweiligen Energieform behandelt. So wird zum Beispiel die Strömung im Schallloch mit einer fluidischen Übertragungsleitung modelliert. Aus den Basiselementen wird das Gesamtnetzwerk des Mikrofons erstellt. Dabei sind in den Modellen die Designparameter und Materialkonstanten enthalten, wodurch sich ein skalierbares Simulationsmodell ergibt. Das Rauschen im Netzwerk wird mittels thermischen Rauschens beschrieben. Zu jedem resistiven Element (elektrisch und nicht-elektrisch) wird ein entsprechender Rauschstrom eingeprägt. Durch eine Rauschanalyse werden die Beiträge jeder einzelnen Rauschquelle identifiziert und es wird das Gesamtrauschen der Schaltung simuliert.

Eine experimentelle Besonderheit des hier entwickelten Wandlerchips ist es, dass die Gegenelektrode durch ihre hohe Masse eine relativ niedrige Eigenfrequenz aufweist (43 kHz - 64 kHz), wodurch sie nicht als vollkommen starr angenommen werden kann. Deswegen wurde das Membran-Gegenelektroden-System durch ein gekoppeltes System zweier Feder-Masse-Schwinger beschrieben. Die exzellente Übereinstimmung der Form der Frequenzspektren aus den Simulationen mit den Testmessungen bestätigt eindrucksvoll das gewählte Modell. Es ist gelungen, die fluidische Dämpfung in der Kammstruktur durch ein fluidmechanisch Netzwerkmodell zu modellieren. Durch die Testmessungen wurde das Simulationsmodell validiert. Alle Resonanzen der gemessenen Frequenzspektren wurden exakt wiedergegeben, sodass davon ausgegangen wird, dass die relevanten physikalischen Effekte im Modellverhalten korrekt beschrieben sind. So werden die Frequenzverschiebung der Membranresonanz, der Einfluss des Schalllochs und die Kopplung von Membran und Gegenelektrode für alle Designvarianten korrekt simuliert. Mit dem so validierten Simulationsmodell wurden Sensitivitäts- sowie Rauschanalysen durchgeführt. Das Grunddesign erreicht in der Simulation eine Sensitivität von  $-44,5 \text{ dB V/Pa}$  ( $6,0 \text{ mV/Pa}$ ) und ein Signal-Rausch-Verhältnis von  $74 \text{ dB(A)}$ . Die Sensitivität ist für ein MEMS-Mikrofon dieser Membrangröße im Vergleich zu bestehenden Konzepten zu gering. Dagegen liegt das simulierte Signal-Rausch-Verhältnis deutlich über den Signal-Rausch-Verhältnissen kommerziell erhältlicher Mikrofone.

Die akustischen Messungen der Mikrofone bestätigen die simulierten Werte der Sensitivität. Je nach Designvariante wurde eine Sensitivität von  $-47 \text{ dB V/Pa}$  bis  $-43,5 \text{ dB V/Pa}$  ( $4,5 \text{ mV/Pa}$  bis  $6,7 \text{ mV/Pa}$ ) bei einer elektrischen Vorspannung von  $10 \text{ V}$  gemessen. Durch das stabile Design der Designvariante 1 konnte hier eine höhere elektrische Vorspannung von  $17,9 \text{ V}$  angelegt werden, wodurch sich eine hohe Sensitivität von  $-35,3 \text{ dB V/Pa}$  ( $17 \text{ mV/Pa}$ ) ergibt. Die Rauschmessungen an den Prototypen sind durch das Eigenrauschen der verwendeten Ausleseschaltung dominiert, sodass die sehr guten Vorhersagen aus der Simulation nicht realisiert werden konnten. Die gemessenen Signal-Rausch-Verhältnisse bewegen sich für die einzelnen Designvarianten bei einer elektrischen Vorspannung von  $10 \text{ V}$  zwischen



62,8 dB(A) und 66,7 dB(A). Mit der hohen elektrischen Vorspannung von 17,9 V bei Designvariante 1 konnte ein sehr gutes Signal-Rausch-Verhältnis von 68,8 dB(A) gemessen werden. Während die simulierten Werte der Sensitivität des Mikrofans durch die Messungen bestätigt wurden, waren die gemessenen Signal-Rausch-Verhältnisse deutlich geringer. Diese Diskrepanz wurde durch das Eigenrauschen der elektrischen Ausleseschaltung hervorgerufen.

Aufbauend auf die entworfenen Prototypen kann in zukünftigen Arbeiten das hier vorgestellte Mikrofonkonzept weiter verbessert werden. Die Optimierungen sollten darauf abzielen, die Sensitivität des Mikrofans zu erhöhen und den Versatz in der Kammstruktur auf 50 % der Fingerhöhe zu vergrößern. Ersteres ist nötig, um vergleichbare Signalstärken wie bei kommerziell erhältlichen Mikrofonen zu erreichen. Die Vergrößerung des Versatzes in der Kammstruktur würde das fluidische Rauschen in der Kammstruktur deutlich verringern und nur einen leichten Verlust an Sensitivität bedeuten. Des Weiteren sollte ein elektrischer Auslesechip mit niedrigerem Eigenrauschen verwendet werden. Dadurch würde das Potential der geringen fluidischen Dämpfung in der Kammstruktur des neuartigen Mikrofans voll ausgeschöpft werden. Das erstellte Simulationsmodell kann genutzt werden, um die zukünftigen Prototypen virtuell am Computer zu testen. Dadurch können langwierige Produktionszyklen vermieden werden, wodurch sich die Entwicklungszeit verringert.

Das in dieser Arbeit entwickelte Simulationsmodell beschreibt die physikalischen Effekte und gibt damit das Verhalten der Prototypen prädiktiv wieder. Allerdings musste viel Arbeit in die Entwicklung sowie in die Kalibrierung und Validierung der einzelnen Modelle investiert werden. Für die Zukunft der MEMS-Entwicklung wäre es wünschenswert, eine umfassende Modellbibliothek von fertigen Basismodellen zur Verfügung zu haben. Dies würde die Entwicklungszeit von Simulationsmodellen drastisch senken. Auch könnte mit einem standardisierten Modellkatalog eine automatisierte Modellerstellung realisiert werden. Wie in [38] für ein Teilsystem eines Mikrosystems gezeigt, kann so zum Beispiel aus der Geometrie des Bauteils automatisiert eine Netzliste des Modells erstellt werden. Einen Schritt weiter geht die Idee, die Simulation nicht nur als Abbild eines Bauteils zu sehen, sondern mit Hilfe der Simulation den grundlegenden Aufbau des Bauteils zu entwickeln. So könnte ein Optimierungsalgorithmus nach Festlegung der Rahmenbedingungen und Zielgrößen eines Mikrosystems einen optimalen Satz von Basiselementen aus einer Modellbibliothek auswählen und sie in einer entsprechenden Topologie zusammenführen. Das daraus entstehende Simulationsmodell wäre ein „virtueller Prototyp“, der zur Realisierung eines realen Bauteils wertvolle Informationen liefern würde.



# Literatur

- [1] *Acoustic MEMS and Audio Solutions 2017*. 1. Apr. 2017. URL: <http://www.yole.fr/2014-gallery-MEMS.aspx#I0002f773> (siehe S. 2).
- [2] ANSYS. *Ansys, version 18.2*. ANSYS Inc. 2017. URL: [www.ansys.com](http://www.ansys.com) (siehe S. 7).
- [3] S. ANZINGER u. a. „A Comb-Based Capacitive MEMS Microphone with High Signal-to-Noise Ratio: Modeling and Noise-Level Analysis“. In: *Multidisciplinary Digital Publishing Institute Proceedings*. Bd. 1. 4. 2017, S. 346 (siehe S. 62, 67).
- [4] S. ANZINGER. *Kompaktmodellierung kamm-basierter MEMS-Mikrofone mit Hilfe verallgemeinerter Kirchhoffscher Netzwerke*. Techn. Ber. Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, 1. Juli 2017 (siehe S. 62, 63, 67).
- [5] R. G. BALLAS, G. PFEIFER und R. WERTHSCHÜTZKY. *Elektromechanische Systeme der Mikrotechnik und Mechatronik: Dynamischer Entwurf - Grundlagen und Anwendungen*. Springer Science & Business Media, 2009 (siehe S. 45).
- [6] G. BOSETTI u. a. „Modeling of an out-of-plane Capacitive MEMS transducer with dynamically coupled electrodes“. In: *2017 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*. 2017, S. 1–5 (siehe S. 52).
- [7] G. BOSETTI. *Development of a system-level physics-based model of a novel MEMS comb-finger based microphone with dynamically coupled elektrodes*. Techn. Ber. Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, 1. Mai 2017 (siehe S. 52).
- [8] H. B. CALLEN. *Thermodynamics and an introduction to thermostatistics*. 1998 (siehe S. 27, 29).
- [9] H. B. CALLEN und T. A. WELTON. „Irreversibility and generalized noise“. In: *Physical Review* 83.1 (1951), S. 34 (siehe S. 49).
- [10] C. CHAO und J. TSAI. „Amazon Echo series device shipments expected to surpass 10 million in 2017“. In: *Digitimes* (1. Juni 2017) (siehe S. 1).
- [11] J. CHOMA. *Electronic noise characterization part I: Circuit noise characteristics*. Techn. Ber. University of Southern California, Los Angeles, 2011 (siehe S. 50).
- [12] J. CHOMA. *Electronic noise characterization part II: Circuit noise characteristics*. Techn. Ber. University of Southern California, Los Angeles, 2011 (siehe S. 50).
- [13] L. O. CHUA, C. A. DESOER und E. S. KUH. *Linear and nonlinear circuits*. McGraw-Hill College, 1987 (siehe S. 27).

- [14] I. E. COMMITTEE u. a. *IEC 61672-1: 2002. Electroacoustics Sound level meters Part 1: Specifications*. 2002 (siehe S. 7, 49).
- [15] COMSOL. *COMSOL Multiphysics Reference Manual, version 5.3*. Comsol Inc. 2017. URL: [www.comsol.com](http://www.comsol.com) (siehe S. 7).
- [16] F. B. DANIELS. „Acoustical impedance of enclosures“. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 19.4 (1947), S. 569–571 (siehe S. 45).
- [17] A. DEHÉ, M. HERRMANN und J. MANZ. *Microelectromechanical device, a microelectromechanical system, and a method of manufacturing a microelectromechanical device*. US Patent App. 15/662,389. 2018 (siehe S. 11).
- [18] A. DEHÉ u. a. „Design of a poly silicon MEMS microphone for high signal-to-noise ratio“. In: *2013 Proceedings of the European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*. 2013, S. 292–295 (siehe S. 3, 4, 7, 74, 89).
- [19] D. C. van DUYN und S. MIDDELHOEK. „Information transduction in solid-state transducers: A general thermodynamic systems approach“. In: *not123* 21.1 (1990). Proceedings of the 5th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators and Eurosensors III, S. 25 –32. ISSN: 0924-4247. DOI: [http://dx.doi.org/10.1016/0924-4247\(90\)85004-N](http://dx.doi.org/10.1016/0924-4247(90)85004-N). URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/092442479085004N> (siehe S. 9).
- [20] A. FRANGI u. a. „Optimization of sensing stators in capacitive MEMS operating at resonance“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 24.4 (2015), S. 1077–1084 (siehe S. 34).
- [21] M. FÜLDNER und A. DEHÉ. „Dual back plate silicon MEMS microphone: Balancing high performance“. In: *DAGA* (2015) (siehe S. 90, 98, 100).
- [22] H. HASIMOTO. „On the flow of a viscous fluid past a thin screen at small Reynolds numbers“. In: *Journal of the Physical Society of Japan* 13.6 (1958), S. 633–639 (siehe S. 41).
- [23] M. H. HOFFMANN. *Hochfrequenztechnik: ein systemtheoretischer Zugang*. Springer-Verlag, 2013 (siehe S. 38).
- [24] M. H. JENSEN. *Theory of thermoviscous acoustics: Thermal and viscous losses*. 27. Feb. 2014. URL: <https://www.comsol.com/blogs/theory-of-thermoviscous-acoustics-thermal-and-viscous-losses/> (siehe S. 91).
- [25] R. C. JOHNSON. *Industrys Most Sensitive MEMS Mic*. Hrsg. von A. T. EDITOR. Vesper Technologies. 1. Jan. 2015. URL: [https://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1326730](https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1326730) (siehe S. 3).
- [26] V. KAAJAKARI u. a. „Practical MEMS: Design of microsystems, accelerometers, gyroscopes, RF MEMS, optical MEMS, and microfluidic systems“. In: *Las Vegas, NV: Small Gear Publishing* (2009) (siehe S. 15).
- [27] G. KARNIADAKIS und A. BEŞKÖK. *Microflows: fundamentals and simulation*. Springer, 2001 (siehe S. 55).

- [28] „Knowles Introduces Analog MEMS Microphone with 70 dB SNR for Voice and ANC Applications“. In: *audioXpress* (13. Okt. 2017). URL: <http://www.audioexpress.com/news/knowles-introduces-new-analog-mems-microphone-with-70-db-snr-for-voice-and-anc-applications> (siehe S. 7, 89).
- [29] A. KOPETZ. „Dual back plate MEMS microphone design for highest performance“. In: *Product Design and Development* (1. März 2017) (siehe S. 7, 89).
- [30] T. KÜNZIG u. a. „Performance and noise analysis of capacitive silicon microphones using tailored system-level simulation“. In: *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), 2015 Transducers-2015 18th International Conference on*. IEEE. 2015, S. 2192–2195 (siehe S. 74).
- [31] T. KÜNZIG. „Problemangepasste Modellierung und Simulation von Mikrosystemen mit physikalisch basierten Modellen“. Diss. Technische Universität München, eingereicht 2017 (siehe S. 2, 5–7, 11, 12, 50, 95).
- [32] T. KWAAITAAL. „The fundamentals of sensors“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 39.2 (1993), S. 103–110 (siehe S. 9).
- [33] J. MANZ, A. DEHÉ und G. SCHRAG. „Modeling high signal-to-noise ratio in a novel silicon MEMS microphone with comb readout“. In: *SPIE Microtechnologies*. International Society for Optics und Photonics. 2017, S. 1024608–1024608 (siehe S. 12).
- [34] J. MANZ u. a. „Modellierung eines neuartigen Kamm-Mikrofons mit hohem Signal-Rausch-Verhältnis.“ In: *MikroSystemTechnik Kongress 2017*. 2017 (siehe S. 12).
- [35] J. MANZ u. a. „A novel silicon “star-comb” microphone concept for enhanced signal-to-noise-ratio: Modeling, design and first prototype“. In: *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), 2017 19th International Conference on*. IEEE. 2017, S. 67–70 (siehe S. 11).
- [36] P. MORSE und K. INGARD. *Theoretical acoustics*. Princeton, New Jersey: Princeton university press, 1968 (siehe S. 43–45, 91).
- [37] G. NIELSON und G. BARBASTATHIS. „Dynamic pull-in of parallel-plate and torsional electrostatic MEMS actuators“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 15.4 (2006), S. 811–821 (siehe S. 95).
- [38] M. NIESSNER. *Modellierung und Simulation des elektro-fluid-mechanisch gekoppelten Verhaltens von Mikrobauanteilen auf der Systemebene*. Bd. Band 48 in Ausgewählte Probleme der Elektronik und Mikromechanik. Aachen: Shaker Verlag, 2015 (siehe S. 2, 7, 28, 95, 105).
- [39] M. NIESSNER u. a. „Macromodel-based simulation and measurement of the dynamic pull-in of viscously damped RF-MEMS switches“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 172.1 (2011), S. 269–279 (siehe S. 2).
- [40] H. NYQUIST. „Thermal agitation of electric charge in conductors“. In: *Physical review* 32.1 (1928), S. 110 (siehe S. 11, 49).

- [41] L. ONSAGER. „Reciprocal relations in irreversible processes. I.“ In: *Physical review* 37.4 (1931), S. 405 (siehe S. 29).
- [42] L. A. ROCHA, E. CRETU und R. F. WOLFFENBUTTEL. „Using dynamic voltage drive in a parallel-plate electrostatic actuator for full-gap travel range and positioning“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 15.1 (2006), S. 69–83 (siehe S. 95).
- [43] R. SATTLER. *Physikalisch basierte Mixed-Level Modellierung von gedämpften elektromechanischen Systemen*. Bd. Band 28 in *Ausgewählte Probleme der Elektronik und Mikromechanik*. Aachen: Shaker Verlag, 2007 (siehe S. 7, 42).
- [44] H. SCHAEDEL. „Theoretische Untersuchungen an homogenen Übertragungsleitungen der Fluidik“. In: *Frequenz* 23.12 (1969), S. 350–358 (siehe S. 37, 38, 40).
- [45] G. SCHRAG und G. WACHUTKA. „System-Level Modeling of MEMS Using Generalized Kirchhoffian Networks - Basic Principles“. In: *System-Level Modeling of MEMS*. 2013 (siehe S. 9).
- [46] G. SCHRAG. *Modellierung gekoppelter Effekte in Mikrosystemen auf kontinuierlicher Feldebene und Systemebene*. Bd. Band 6 in *Ausgewählte Probleme der Elektronik und Mikromechanik*. Aachen: Shaker Verlag, 2002 (siehe S. 2, 7, 82).
- [47] S. D. SENTURIA. *Microsystem design*. Springer Science & Business Media, 2007 (siehe S. 27, 31, 36).
- [48] G. M. SESSLER und J. E. WEST. „Foil-Electret Microphones“. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 40.6 (1966), S. 1433–1440 (siehe S. 1).
- [49] SIMETRIX. *SIMetrix/SIMPLIS Users Manual, version 8*. SIMetrix Technologies Ltd. 2015. URL: [www.simetrix.co.uk](http://www.simetrix.co.uk) (siehe S. 82).
- [50] S. TARANOVICH. *Vesper Piezoelectric MEMS Microphone with 68 dB SNR*. Hrsg. von V. P.M. M. with 68 dB SNR. Vesper Technologies. 11. Juni 2015. URL: <https://www.edn.com/electronics-products/electronic-product-reviews/other/4439679/Vesper-Piezoelectric-MEMS-Microphone-with-68-dB-SNR> (siehe S. 3).
- [51] S. C. THOMPSON und J. L. LOPRESTI. „Thermal boundary layer effects on the acoustical impedance of enclosures and consequences for acoustical sensing devices“. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 119.3 (2008), S. 3377–1370 (siehe S. 45, 75).
- [52] P. VOIGT. *Compact Modelling of Microsystems*. Bd. Band 7 in *Ausgewählte Probleme der Elektronik und Mikromechanik*. Shaker Verlag, 2003 (siehe S. 31).
- [53] G. WACHUTKA. „Tailored modeling: A way to the virtual microtransducer fab“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 47.1 (1995), S. 603–612. ISSN: 0924-4247 (siehe S. 9, 27).
- [54] G. WACHUTKA. „The Thermodynamic Model as Common Base for Modeling Integrated Microsensors and Smart Electronic Devices“. In: *Numerical Modeling of Processes and Devices for Integrated Circuits, 1992. NUPAD IV. Workshop on. IEEE*, S. 71–76 (siehe S. 9).

- 
- [55] Z. WANG u. a. „The era of silicon MEMS microphone and look beyond“. In: *2015 Transducers - 2015 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*. 2015, S. 375–378. DOI: 10.1109/TRANSDUCERS.2015.7180939 (siehe S. 3, 4).
- [56] W. WEAVER JR, S. P. TIMOSHENKO und D. H. YOUNG. *Vibration problems in engineering*. John Wiley & Sons, 1990 (siehe S. 52).
- [57] J. C. WILLEMS. „The behavioral approach to open and interconnected systems“. In: *IEEE Control Systems* 27.6 (2007), S. 46–99 (siehe S. 25).
- [58] M. I. YOUNIS. *MEMS linear and nonlinear statics and dynamics*. Bd. 20. Springer Science & Business Media, 2011 (siehe S. 95).





# Danksagung

Ich möchte mich bei allen herzlich bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr. Gerhard Wachutka, der es mir ermöglicht hat, am Lehrstuhl für Technische Elektrophysik diese Arbeit zu verfassen. Dabei profitierte ich von der sehr guten Infrastruktur und den exzellenten Arbeitsbedingungen. Es wurde mir ermöglicht, in einem interdisziplinären Team an spannenden physikalischen und elektrotechnischen Themen zu forschen und Lösungen zu erarbeiten.

Weiterhin möchte ich meiner Gruppenleiterin Prof. Dr. Gabriele Schrag herzlichst für all ihre Unterstützung während der gesamten Doktorarbeit danken. Im speziellen danke ich ihr für ihre angenehme und überaus kompetente Leitung der MEMS-Gruppe, für die unzähligen Besprechungen, die sehr zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben, und nicht zuletzt für das ausführliche Korrekturlesen sowie das Einspringen als Erstgutachterin.

Herrn Prof. Dr. Alfons Dehé danke ich herzlichst für die Betreuung meiner Arbeit bei Infineon. Er unterstützte mich in jeder Hinsicht. Besonders möchte ich mich für die vielen zielführenden Diskussionen bedanken, die für meine Arbeit sehr wertvoll waren.

Herrn Prof. Dr. Marc Tornow danke ich herzlichst für die Begutachtung dieser Arbeit, sowie Herrn Prof. Dr. Franz Kreupl für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission und der damit verbundenen Aufgaben.

Ich möchte allen Kolleginnen und Kollegen am Lehrstuhl für Technische Elektrophysik für den kollegialen Umgang und die gute Arbeitsatmosphäre danken. Insbesondere möchte ich mich an dieser Stelle bei Regine Behlert für die vielen Diskussionen und Denkanstöße bedanken.

Ebenfalls möchte ich allen Kolleginnen und Kollegen in der Innogruppe dafür danken, dass ich so überaus freundlich im Team aufgenommen wurde. Die gesamte Gruppe stand mir immer mit Rat und Tat zur Seite.

Zu guter Letzt möchte ich mich bei Viola und meinen Eltern bedanken, die mich immer unterstützt haben.

Vielen Dank.