

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

Problemangepasste Modellierung und Simulation von Mikrosystemen mit physikalisch basierten Modellen

Thomas Künzig

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

Problemangepasste Modellierung und Simulation von Mikrosystemen mit physikalisch basierten Modellen

Thomas L. Künzig

Vollständiger Abdruck 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.-Ing. habil. Dr. h.c. Alexander W. Koch

Prüfende der Dissertation:

1. Prof. Dr. rer. nat. habil. Gabriele Schrag
2. Prof. Dr. rer. nat. Helmut Seidel
Universität des Saarlandes
3. Prof. Dr. rer. nat. Gerhard Wachutka

Die Dissertation wurde am 25.09.2017 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
am 23.03.2020 angenommen.

Kurzfassung

Mikrosysteme ermöglichen durch die Kombination aus mechanisch beweglichen Bauteilen mit elektrischen Komponenten in einem sogenannten mikroelektromechanischen System (MEMS) heute vielfältigste Sensor- und Aktorfunktionalitäten. Dank ihrer geringen Größe, der einfachen Integration in elektronische Systeme und der kostengünstigen Massenfertigung mit den Technologien der Mikrosystemtechnik halten sie Einzug in einer stetig wachsenden Zahl von Anwendungsfeldern in unserer hochtechnisierten Gesellschaft. Ein maßgeblicher Preisfaktor bei Mikrosystemen sind die vergleichsweise hohen Entwicklungskosten. Durch den Einsatz physikalischer Modelle und rechnergestützter Simulation, sogenanntes virtuelles Prototyping, kann die Entwicklung kosten- und zeiteffizient gestaltet werden. Allerdings beinhalten Mikrosysteme ein sehr breites Spektrum an verschiedenen Bauelementtypen, aus denen sich höchst unterschiedliche Anforderungen an den modellbasierten Entwurf ergeben.

Der Vielfalt an Mikrosystemen stellt die vorliegende Arbeit ein breites Spektrum von Modellierungsmethoden gegenüber, aus denen auf das jeweilige Bauelement und die Problemstellung zugeschnittene Mikrosystemmodelle erstellt werden können. Die Aufspaltung der Funktionsweise der Mikrosysteme in die beteiligten physikalischen Energiedomänen und die dazwischen wirkenden Koppelungen dient hierbei als Grundgerüst. Die einzelnen Effekte werden jeweils separat mit einer hierzu geeigneten Modellierungstechnik auf Basis der zugrundeliegenden physikalischen Gleichungen erstellt und modular zu maßgeschneiderten Mikrosystemmodellen zusammengefügt. Der virtuelle Entwurf von Mikrosystemen mit derart problemangepassten Modellen wird in dieser Arbeit anhand von zwei Demonstratoren anschaulich dargestellt. Dabei handelt es sich um einen noch im Forschungsstadium befindlichen Hochfrequenz(HF)-Mikroschalter (mikromechanisches Relais), dessen Zuverlässigkeit mithilfe eines thermischen Reaktivierungsmechanismus erhöht werden soll, und um ein produktreifes Silizium-Mikrofon, dessen Optimierungspotential ausgelotet werden soll.

Das konsequente Anwenden dieses modularen, physikalisch basierten Modellierungskonzepts führt im Fall des HF-Mikroschalters zu einem thermomechanischen Finite-Elemente-Modell, welches die dreidimensionale Verformung des Schaltrelais im Betrieb sowie die Wärmeausbreitung im Bauteil bei Aktivierung des Wiederherstellungsmechanismus im Fehlerfall detailliert erfasst. Vervollständigt wird das Modell durch analytische Beschreibungen des elektrostatischen Antriebs, der fluidischen Dämpfung und der elektrischen Wärmegeneration, welche bidirektional mit dem Finite-Elemente-Modell gekoppelt sind. Im virtuellen Experiment werden der Mikroschalter im Fehlerfall eines festhaftenden Relaisankers mithilfe des speziell entwickelten Modells detailliert

analysiert, die Funktionsfähigkeit des thermischen Reaktivierungsmechanismus überprüft und Optimierungsmöglichkeiten herausgearbeitet.

Die komplexe Struktur des MEMS-Mikrofons lässt sich dagegen nicht detailgetreu in einem homogenen Modell auf kontinuierlicher Feldebene erfassen. Deshalb wird der gesamte Signalpfad des Silizium-Mikrofons auf Systemebene in einem „verallgemeinerten Kirchhoffschen Netzwerk“ abgebildet. Dieser reicht von der in der Gehäuseöffnung eintreffenden Schallwelle und der Anregung der schallsensitiven Membran über die kapazitive Wandlung der Membranbewegung mithilfe des perforierten Stators bis hin zur Vorverstärkung des elektrischen Signals durch den im Gehäuse integrierten elektronischen Mikrochip. Finite fluidische und elektrische Netze ermöglichen hierbei die detailgetreue Abbildung verteilter Effekte in der komplexen Mikrofonstruktur auf Systemebene. Nichtlinearitäten in der kapazitiven Signalwandlung werden ebenso erfasst wie das thermische Rauschen akustisch angeregter Luftbewegungen. Im Standard-Netzwerksimulator werden mithilfe des maßgeschneiderten virtuellen Prototypen die charakteristischen Größen des Mikrofons, wie der Frequenzgang, das Signal-Rausch-Verhältnis und die Verzerrungen des Mikrofonsignals aufgrund der nicht-linearen Signalwandlung bestimmt. Die bemerkenswert geringen Rechenzeiten des generalisierten Kirchhoffschen Netzwerkmodells von nur wenigen Minuten ermöglichen zeiteffiziente Designstudien, die zur Abschätzung des Optimierungspotentials des Silizium-Mikrofons eingesetzt werden. Die einfache Erweiterbarkeit des Modells auf ein Mikrofon mit differentiellem Auslesekonzept demonstriert die Variabilität des modularen Modellierungsansatzes.

Die individuelle, problemangepasste Auswahl der Modellierungstechniken im virtuellen Entwurf führt zu sehr detailgetreuen Mikrosystemmodellen, deren Komplexität und Rechenaufwand dennoch beherrschbar bleibt. Das modulare Modellkonzept auf Grundlage der einzelnen physikalischen Effekte und deren Koppelmechanismen resultiert in konsistenten und transparenten virtuellen Prototypen, wodurch deren Kalibrierung maßgeblich erleichtert und die einfache Interpretation der Simulationsergebnisse sichergestellt werden. Das bei beiden Entwurfsprojekten kongruente Vorgehen weist einen Weg hin zu einem einheitlichen computergestützten Entwurf von Mikrosystemen. Eine kritische Betrachtung zeigt jedoch auch das notwendige Maß an Expertenwissen für die Entwicklung und geeignete Zusammenstellung maßgeschneiderter Modelle und offenbart die Schwierigkeiten, die für einen vereinheitlichten Entwurf der vielfältigen Mikrosysteme überwunden werden müssen.

Abstract

Today, microsystems provide various sensor and actuator functionalities by combining mechanical parts with electrical components in so-called micro-electro-mechanical systems (MEMS). Small size, easy integration into electronic systems and cost-effective mass production using microsystem technologies enable their application in a continuously increasing number of electronic devices in our high-tech society. Comparably high development efforts constitute a significant cost item of such microsystems. Computer-aided design based on so-called virtual prototypes can save development costs and decrease time-to-market. However, the broad variety of microsensors and microactuators makes high demands on the model-based design of such systems.

This work faces this challenge by offering a broad spectrum of modeling techniques, out of which appropriate methods can be chosen to tailor microsystem models to the specific device and the individual design task. The decomposition of the microsystem operation into the involved physical energy domains and their coupling effects is used as basic structure for modeling. Starting from the underlying physical equations, the individual effects are separately modeled by employing appropriate modeling techniques and modularly assembling them to tailored microsystem models. In this work, the virtual design of microsystems is exemplified by problem-adapted models of two demonstrators: a radio-frequency (RF) microswitch (micromechanical relay), whose reliability shall be boosted by a thermal recovery mechanism, and a mature silicon microphone, whose optimization potential shall be explored.

By consequently applying the proposed methods, a thermo-mechanical finite element model of the RF microswitch is developed that explicitly captures the three-dimensional deformation of the relay during operation as well as the heat propagation in the device while activating the recovery mechanism in a failure situation. The model is complemented by analytical expressions of the electrostatic drive, the fluidic damping and the electric heat generation, which are bi-directionally coupled to the finite element model. Employing the purpose-build model, the microswitch is virtually analyzed in the failure mode of a sticking relay anchor in order to investigate the feasibility of the thermal recovery mechanism and point out potential optimizations.

In contrast to the microswitch, the complex silicon microphone cannot reasonably be considered in a model at continuous field level. Hence, the whole flow of signal conversion in the microphone is modelled in a generalized Kirchhoffian network at system level. The considered signal path includes the incoming sound wave at the port of the microphone package and the acoustic excitation of the membrane as well as the capacitive conversion of the mechanical membrane oscillation by the perforated stator and the pre-amplification

of the electric signal in the electronic microchip that is integrated within the same package. Fluidic and electric finite networks contain distributed effects – arising in the complex microphone structure – in detail at system level. In addition, non-linearities of the capacitive signal conversion and thermal noise of the oscillating air are included. The resulting tailored virtual prototype enables the calculation of microphone characteristics like frequency response, signal-to-noise ratio and total harmonic distortion in a standard network simulator. The remarkably low computation times of the Kirchhoffian network model in the range of only few minutes allow for time-efficient design studies, which are employed to assess the optimization potential of the silicon microphone. Furthermore, the extension of the model to a microphone with differential read-out demonstrates the variability of the modular modeling approach.

In conclusion, the individual, problem-adapted selection of appropriate modeling techniques in the virtual design process results in high fidelity models that are still manageable in terms of complexity and computational effort. The modular concept on the basis of physical effects and their coupling mechanisms provides consistent and transparent virtual prototypes, which significantly facilitates a proper model calibration and ensures the reliable interpretation of simulation results. Hence, the congruent approach in both design projects outlines the way to a universal computer-aided design of microsystems. However, the critical evaluation of the design studies also shows the high amount of technical expertise inevitably needed for the development and composition of such tailored models, and illustrates the problems that have to be solved on the way to a universal design environment for the large variety of microsystems.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
1.1 Bedeutung von Mikrosystemen für Wirtschaft und Gesellschaft	1
1.2 Virtuelle Prototypen von Mikrosystemen	3
1.3 Ziele und Aufbau der Arbeit	4
2. Problemabhängige Anforderungen an die Modellierung	7
2.1 Hochfrequenz-Mikroschalter	7
2.1.1 Aufbau und Funktionsweise	8
2.1.2 Zuverlässigkeit von mikroelektromechanischen Schaltern	9
2.1.3 Thermischer Wiederherstellungsmechanismus	10
2.1.4 Anforderungen an das Modell des Hochfrequenz-Mikroschalters	12
2.2 Silizium-Mikrofon	13
2.2.1 Aufbau und Funktionsweise	13
2.2.2 Herausforderungen bei der Optimierung von Silizium-Mikrofonen	15
2.2.3 Anforderungen an das Modell des Silizium-Mikrofons	16
3. Methoden der Modellierung und Modellkalibrierung	19
3.1 Virtueller Entwurfsprozess	19
3.1.1 Ablauf des virtuellen Entwurfsprozess	19
3.1.2 Aufgabe der Modellierung im virtuellen Entwurf	21
3.1.3 Hierarchie der Modellierungsebenen	22
3.1.4 Modellierung gekoppelter Effekte	24
3.1.5 Kopplung von Teilmodellen unterschiedlicher Modellierungsebenen	25
3.2 Methoden der Modellierung	26

3.2.1	Modellierung auf kontinuierlicher Feldebene mit der Finite-Elemente-Methode	26
3.2.2	Kompaktmodellierung	29
3.2.3	Generischer Ansatz zur Modellierung auf der Basis generalisierter Kirchhoffscher Netzwerke	31
3.3	Methoden der Modellkalibrierung und -validierung	33
3.3.1	Weißlichtinterferometrie	34
3.3.2	Laser-Doppler-Vibrometrie	36
3.3.3	Parameterextraktion	38
3.4	Kriterien für leistungsfähige Modelle	38
4.	Modellierung eines Hochfrequenz-Mikroschalters	41
4.1	Modell des Hochfrequenz-Mikroschalters	41
4.1.1	Konzept der Modellierung	42
4.1.2	Mechanisches Teilmodell	43
4.1.3	Thermisches Teilmodell	47
4.1.4	Modellierung des elektrostatischen Antriebs	49
4.1.5	Fluidisches Teilmodell	51
4.2	Implementierung des Gesamtmodells	52
4.2.1	Simulation der Wärmeausbreitung	54
4.2.2	Mechanische Simulation	57
4.2.3	Thermomechanische Simulation	60
4.3	Kalibrierung und Validierung der Teilmodelle	61
4.3.1	Kalibrierung und Validierung des mechanischen Modells	61
4.3.2	Kalibrierung und Validierung des thermischen Modells	64
4.3.3	Validierung des thermomechanischen Modells	68
4.4	Ergebnisse der Simulation	70
4.4.1	Ergebnisse der thermischen Simulation	70
4.4.2	Ergebnisse der mechanischen und thermomechanischen Simulation	73
4.4.3	Optimierungspotential des Hochfrequenz-Mikroschalters	79
4.5	Bewertung der Modellierungsmethodik	82

5. Modellierung eines Silizium-Mikrofons	83
5.1 Modellierungsmethodik	83
5.1.1 Konzept des Mikrofonmodells	84
5.1.2 Vorarbeiten auf dem Gebiet der Systemsimulation	86
5.2 Modell des Silizium-Mikrofons	88
5.2.1 Mechanisches Teilmodell	88
5.2.2 Fluidisches Teilmodell	90
5.2.3 Akustische Effekte im Gehäuse	101
5.2.4 Modellierung des fluidischen Rauschens	105
5.2.5 Elektrisches Teilmodell	108
5.2.6 Elektronisches Auslesen des Mikrofonsignals	112
5.3 Implementierung des Mikrofonmodells	116
5.3.1 Teilautomatisierte Erstellung des Membran-Stator-Modells	116
5.3.2 Diskretisierung der Membran- und Statorgeometrie	119
5.3.3 Implementierung der Modelle für das Gehäuse und den Mikrochip	121
5.4 Kalibrierung und Validierung des Mikrofonmodells	122
5.4.1 Kalibrierung des mechanischen Teilmodells	123
5.4.2 Überprüfung des elektrischen Teilmodells	124
5.4.3 Validierung des Gesamtmodells	128
5.5 Ergebnisse der Simulation	132
5.5.1 Charakteristische Kenngrößen der Mikrofone	132
5.5.2 Analyse der verteilten Effekte	138
5.5.3 Designstudien	140
5.5.4 Erweiterung des Modells auf differentielle Mikrofone	149
5.6 Bewertung der Modellierungsmethodik	153
6. Zusammenfassung und Ausblick	155
6.1 Maßgeschneiderte Modelle für den effizienten Entwurf vielfältiger Mi- krosysteme	156
6.2 Verwendung von physikalisch basierten Modellen	157
6.3 Vision und Grenzen des virtuellen Entwurfs von Mikrosystemen	159

Literaturverzeichnis	161
Danksagung	168

1. Einleitung

1.1 Bedeutung von Mikrosystemen für Wirtschaft und Gesellschaft

Elektronische Geräte übernehmen heutzutage vielfältige Aufgaben im täglichen Leben. Um die gewünschten Funktionalitäten bereitzustellen, werden häufig Sensoren und Aktoren benötigt, über die die elektronischen Systeme mit der Umwelt interagieren. Für diese Sensor- und Aktorkomponenten werden neben makroskopischen Sensoren und Aktoren in stark zunehmendem Maße mikroelektromechanische Systeme, sogenannte MEMS, eingesetzt. MEMS sind miniaturisierte mechanische Bauteile, die mit den Technologien der Mikrosystemtechnik hergestellt und elektronisch ausgelesen und/oder angeregt werden. Sie finden sich in einer Vielzahl unterschiedlichster Anwendungen wieder. Angefangen bei sicherheitskritischen Fahrerassistenzsystemen im Automobil bis hin zur Lageerkennung im Mobiltelefon übernehmen Mikrosensoren und -aktoren verschiedenste Aufgaben. Diese Sensoren und Aktoren sind meist unsichtbar im Auto oder mobilen elektronischen Geräten verbaut, nehmen jedoch deutlichen Einfluss auf deren Funktionsweise. Teilweise bleiben sie unbemerkt, wenn etwa das Auto in kritischen Fahrsituationen nicht ausbricht, da Mikrosensoren die Fahrzeugbewegungen überwachen und so ein Gegensteuern des Fahrzeugs auslösen. Teilweise kann man sie deutlich wahrnehmen, wenn sich etwa beim Drehen des Smartphones sensorgesteuert auch der Bildschirminhalt dreht. Doch dies sind nur zwei Beispiele für eine Vielzahl von Anwendungen, in denen Mikrosysteme aus dem täglichen Leben nicht mehr wegzudenken sind.

Der Erfolg der mikroelektromechanischen Systeme beruht auf einer Reihe von Vorteilen gegenüber ihren herkömmlichen makroskopischen Pendanten. Wegen der geringen Größe und des geringen Gewichts sind diese Sensoren und Aktoren für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet und bieten potentiell hohe Empfindlichkeit, niedriges Rauschen und eine geringe Leistungsaufnahme [40]. Durch das Zusammenspiel von mechanischen und elektrischen Komponenten lässt sich eine elektronische Weiterverarbeitung des detektierten Signals bzw. eine elektronische Steuerung oder Regelung durch die Mikroelektronik einfach in den Sensor bzw. Aktor integrieren. Der größte Vorteil liegt jedoch in den potentiell niedrigen Herstellungskosten durch die Massenfertigung mit den Technologien der Mikrosystemtechnik. Den hohen Fixkosten dieser Technologien stehen sehr niedrige variable Kosten in der Produktion gegenüber, wodurch der Stückpreis bei hohen Stückzahlen rapide sinkt. Diese Massenproduktionsvorteile (engl. „economies of scale“) ermöglichen den Einsatz von Sensoren und Aktoren auch im Niedrigpreissegment und eröffnen mit sinkendem Stückpreis neue Anwendungsfelder.

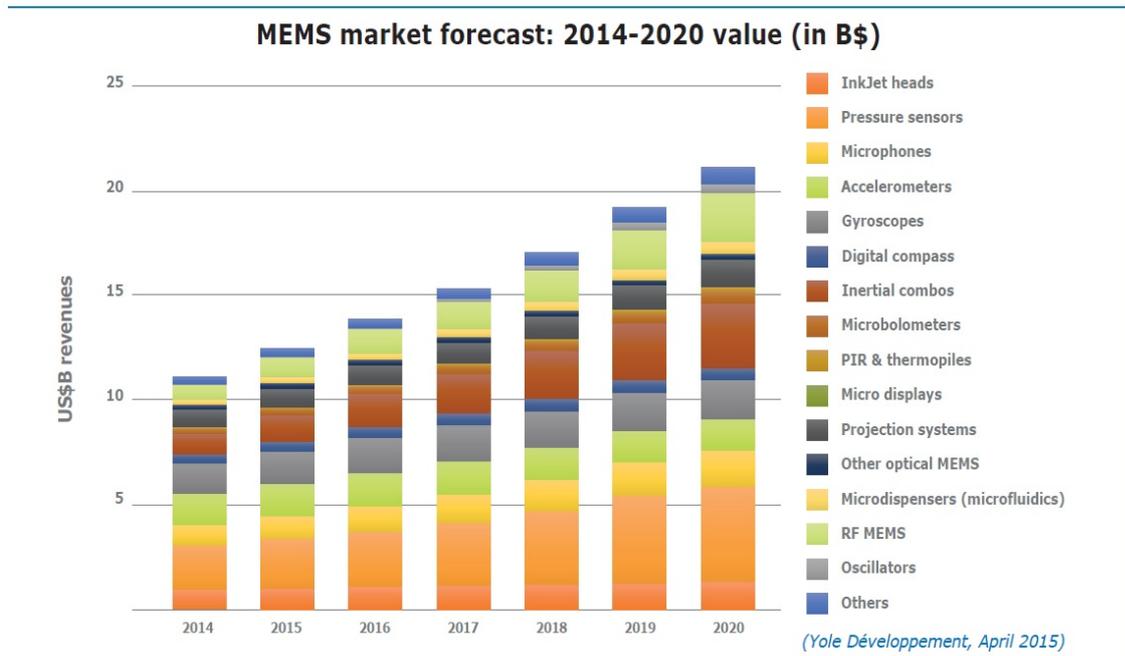


Abb. 1.1: Marktanalyse des MEMS-Markts für die kommenden Jahre [48].

Bei einem heutigen Marktvolumen von über 10 Milliarden US-Dollar haben sich mikroelektromechanische Systeme längst in verschiedensten Anwendungen etabliert und bieten aufgrund der genannten Vorteile auch weiterhin enormes Wachstumspotential. Nach der Marktanalyse von [48] in Abb. 1.1 wird sich der hart umkämpfte MEMS-Markt in den nächsten sechs Jahren annähernd verdoppeln. Die Analyse zeigt zudem die Vielzahl an mikroelektromechanischen Bauelementen, die mittlerweile in kommerziellen Produkten eingesetzt werden. Von Drucksensoren über Inertialsensoren, wie etwa Beschleunigungssensoren oder Gyroskopen, reicht die Bandbreite bis hin zu Projektoren aus Mikrospiegeln und fluidischen Bauelementen. Im Besonderen sind hier die Hochfrequenz-Mikroschalter und die Mikrofone herauszustellen, die in dieser Arbeit behandelt werden. Weitere Bauelemente wie etwa Gassensoren könnten in den nächsten Jahren Marktreife erlangen.

Neben der Vielfalt der Bauelemente sind auch die Anwendungen, in denen Mikrosysteme eingesetzt werden, breit gefächert. Sie lassen sich grob in zwei Bereiche aufteilen. Der traditionell stärkste Treiber der Mikrosysteme ist der Automobilbereich. Dort werden beispielsweise Beschleunigungssensoren zum Auslösen von Airbags in Unfallsituationen sowie Drehratensensoren bei der elektronischen Stabilisierung des Fahrzeugs eingesetzt. Als Wachstumsmotor hat jedoch der Markt für elektronische Konsumgüter, getrieben vom starken Wachstum im Bereich Smartphones und Tablets, den Automobilbereich in den letzten Jahren abgelöst. Beschleunigungs- und Drehratensensoren zur Detektion von Bewegungen, Drucksensoren zur Ermittlung der ungefähren Höhe über dem Meeresspiegel und Mikrofone zur Sprachaufzeichnung sind nur ein Teil des Spektrums an Sensoren, die in Smartphones eingesetzt werden.

Getrieben durch die Nachfrage nach elektronischen Geräten, die mit der Umwelt interagieren, hat sich ein breites Spektrum an Mikrosensoren und -aktoren und deren Anwendungen entwickelt. Aufgrund der dargestellten Vorteile der Miniaturisierung und niedriger Stückkosten wird der Markt für Mikrosysteme auch in den kommenden Jahren wachsen und weitere Anwendungsfelder erschließen. Der Trend geht sogar hin zu intelligenten Alltagsgegenständen, die über Sensoren und Aktoren mit der Umwelt in Kontakt treten und sich als Cyber-physische Systeme über elektronische Kommunikationswege im „Internet der Dinge“ selbst organisieren. Dadurch ist auch langfristig ein hohes Wachstumspotential für den Markt mikroelektromechanischer Systeme sichergestellt.

1.2 Virtuelle Prototypen von Mikrosystemen

Die Entwicklung und die Optimierung von Bauteilen in der Mikrosystemtechnik stellt einen der entscheidenden Kostenfaktoren dar. Gerade die Herstellung von Prototypen ist zeitaufwendig und, bedingt durch den hohen Fixkostenanteil im Produktionsprozess, sehr teuer. Daher wird der Entwurf von Mikrosystemen mit computergestützten Rechenmodellen, sogenannten virtuellen Prototypen, unterstützt. Diese können eine kostensparende und schnelle Alternative zur experimentellen Entwicklung darstellen und damit die Entwicklungskosten senken und kurze Produktentwicklungszyklen ermöglichen [77]. Zudem erlauben rechnergestützte Modelle Einblicke in die Funktionsweise der Mikrosysteme, die messtechnisch nicht oder nur mit hohem Aufwand erfasst werden können.

Als Vorbild für die rechnergestützte Modellierung und Simulation von mikroelektromechanischen Systemen lassen sich die kommerziellen Simulationsumgebungen der Mikroelektronik heranziehen. Auf der Basis ausgereifter Modelle für wenige elementare Bauteile wie z.B. Diode, Transistor, Widerstand und Kondensator lassen sich komplexe Schaltungen systematisch aufbauen und berechnen. Auf diese Weise können etwa Mikroprozessoren für Computer mit mehreren Milliarden Transistoren entwickelt und hergestellt werden. Obwohl die Herstellung mikroelektromechanischer Systeme auf vergleichbaren Technologien beruht, gibt es doch grundlegende Unterschiede in den Anforderungen an die Modellierung und Simulation. Während die Mikroelektronik auf wenigen funktionalen Grundbauelementen aufbaut, die dem „Mooreschen Gesetz“ [47] folgend in immer größerer Stückzahl auf einem Mikrochip integriert werden, versucht die Mikrosystemtechnik nach dem Leitsatz „More than Moore“ zusätzliche Funktionalität zusammen mit der Mikroelektronik zu integrieren. Durch diese Diversifizierung ist ein breites Spektrum an verschiedensten Mikrosensoren und -aktoren entstanden, die beispielhaft im vorherigen Abschnitt vorgestellt wurden. Die Komplexität liegt also nicht so sehr in der Topologie der Schaltungen, wie es in der Mikroelektronik der Fall ist, sondern in der Anzahl und Vielfalt der verschiedenen zu modellierenden Bauelemente. Hinzu kommt, dass bei Mikrosystemen das Zusammenspiel von unterschiedlichen physikalischen Energiedomänen (Mechanik, Elektrodynamik, Thermodynamik und Fluidik) entscheidend für deren Funktionsweise ist. Bei dieser Kopplung spielt auch der elektronische Mikrochip eine entscheidende Rolle, der die Signalauswertung und/oder Steuerung des Sensor- bzw. Aktorelements übernimmt. Diese Signalwandlung zwischen verschiedenen physikalischen

Energieformen stellt deutlich andere Anforderungen an den rechnergestützten Entwurf, als sie in der Mikroelektronik auftreten. Dennoch geht auch bei den Mikrosystemen der Trend zur Integration von mehreren Bauteilen in einem Gehäuse. Als gutes Beispiel dient das Zusammenfassen von mehreren Beschleunigungssensoren und Gyroskopen zu kombinierten Inertialsensoren. Diese Integration erhöht jedoch die Komplexität der Mikrosysteme und stellt somit hohe Anforderungen an die modellgestützte Entwicklung.

Als Plattform zur domänenübergreifenden Simulation von Mikrobauteilen werden heute meist zwei verschiedene Simulationsebenen verwendet. Einerseits werden Simulatoren basierend auf der Finite-Elemente-Methode (FEM) eingesetzt. Diese lösen die zu Grunde liegenden physikalischen Gleichungen numerisch auf einem diskretisierten Gebiet der Mikrostruktur. Die FEM bietet den Vorteil von sehr detaillierten Simulationsergebnissen, stößt aber bei komplexeren Geometrien oder der Kopplung mehrerer Energiedomänen schnell an die Grenzen bezüglich des vertretbaren Rechenaufwands. Andererseits werden häufig abstrahierende Kompaktmodelle verwendet, die das Verhalten der Bauteile sehr effizient mit nur wenigen Variablen beschreiben. Bei der Reduzierung des realen Verhaltens der Systeme auf derart kompakte Modelle sind jedoch meist grobe Näherungen zu treffen, die das Bauteil häufig nur unzureichend genau beschreiben. Die bedarfsgerechte Abbildung der Mikrosysteme erfordert jedoch häufig Modelle, die auf die speziellen Bauelemente und deren Anforderungen zugeschnitten sind und dadurch die Vorteile der FEM und Kompaktmodellierung in sich vereinen. Um die Entwicklungskosten von MEMS zu senken und die Entwicklungszyklen zu beschleunigen, wäre zudem eine einheitliche Simulationsumgebung wünschenswert, die das gesamte Spektrum der Mikrosystemmodelle abdeckt und mit der Mikroelektronik verknüpft werden kann. Die Vision ist der computerbasierte Entwurf von einem oder mehreren Mikrosensoren und -aktoren zusammen mit dem im Gehäuse integrierten elektronischen Mikrochip zur Auswertung bzw. Steuerung in einer Entwicklungsumgebung [44]. Für dieses Ziel müssen allerdings zuerst effiziente und zugleich hinreichend genaue Modelle für die einzelnen Bauteile entwickelt werden und sich eine gemeinsame Plattform für die Modellierung und Simulation herauskristallisieren.

1.3 Ziele und Aufbau der Arbeit

In dieser Arbeit wird gezeigt, wie auf Basis der heute gängigen Methoden eine effiziente und zugleich detailgetreue Modellierung von mikroelektromechanischen Sensoren und Aktoren erfolgen kann. Für zwei ausgewählte Bauelemente mit unterschiedlichem Anwendungsgebiet und Entwicklungsstand werden Modellierungsmethoden in geeigneter Form kombiniert, um das reale Verhalten bestmöglich in der Simulation nachzustellen und zugleich den Rechenaufwand so niedrig wie möglich zu halten. Auf diese Weise sollen effizient Aussagen über die Performanz und das Optimierungspotential der Bauelemente herausgearbeitet werden, auf deren Basis fundierte Entscheidungen im Entwurfsprozess getroffen werden können. Anhand der Ergebnisse der beiden Fallstudien soll die problemorientierte Herangehensweise bei der Modellierung bewertet und deren generelle Anwendbarkeit im virtuellen Entwurf von Mikrosystemen geprüft werden.

Diese Arbeit gliedert sich in sechs Kapitel. Nach dem einleitenden Überblick über Mikrosysteme und deren Entwurf in Kapitel 1 werden in Kapitel 2 zunächst die beiden ausgewählten Bauelemente – ein Hochfrequenz(HF)-Mikroschalter und ein Silizium-Mikrofon – vorgestellt und ihre Funktionsweise beschrieben. Dabei wird auf die jeweilige Problemstellung eingegangen, die mit Hilfe virtueller Prototypen genauer untersucht werden soll. Ausgehend davon werden die Anforderungen an die Modellierung formuliert. Kapitel 3 legt die verschiedenen Methoden der Modellierung und Simulation dar und erläutert ihre jeweiligen Vor- und Nachteile. Auch die verwendeten Messverfahren zur Charakterisierung der Bauelemente, die für die Modellkalibrierung und -validierung notwendig sind, werden in diesem Zusammenhang vorgestellt und bewertet. Auf Basis der in Kapitel 3 vorgestellten „Werkzeuge“ wird in den Kapiteln 4 und 5 auf die Modellierung der beiden Bauelemente eingegangen, die sich sehr stark an den in Kapitel 2 aufgestellten Anforderungen orientiert.

Kapitel 4 beinhaltet die Modellierung des HF-Mikroschalters. Dafür werden zunächst die Auswahl der Modellierungsmethodik erklärt und die einzelnen Teilmodelle und ihre Kopplungen aufgestellt und beschrieben. Auch auf die Implementierung und Anwendung des Modells sowie dessen Kalibrierung und Validierung mittels geeigneter Testmessungen wird gesondert eingegangen. Im Anschluss werden die mit Hilfe der virtuellen Prototypen gewonnenen Ergebnisse vorgestellt, bewertet und daran anknüpfend Optimierungsmöglichkeiten für den Mikroschalter diskutiert. Zuletzt wird nochmals die problemorientierte Wahl der Methodik zur Modellierung des HF-Mikroschalters herausgestellt und deren Einfluss auf die Simulationsergebnisse dargelegt.

Mit der Modellierung des Silizium-Mikrofons befasst sich Kapitel 5. Bevor die verwendeten Teilmodelle aufgestellt werden, werden zunächst das Konzept des Mikrofonmodells erläutert und Vorarbeiten zu dieser Methodik knapp zusammengefasst. Die verschiedenen Teilmodelle und ihre Kopplungen werden dann detailliert erklärt und zu einem Gesamtmodell zusammengefügt. Hierbei wird gesondert auf die teilautomatisierte Erstellung des Modells und die Implementierung der Mikrofongeometrie eingegangen. Danach wird das entwickelte Mikrofonmodell mit Vergleichsmessungen kalibriert und auf seine Genauigkeit hin überprüft, bevor es zur Untersuchung des Silizium-Mikrofons eingesetzt wird. Die Ergebnisse dieser Analysen werden im Anschluss diskutiert und mögliche Optimierungsstrategien zur Verbesserung des Bauelements aufgezeigt. Auch die Anwendbarkeit des Modellkonzepts für neuartige Mikrofontypen wird am Beispiel eines differentiellen Mikrofons gezeigt. Zuletzt wird auch die für das Mikrofon verwendete Modellierungsmethodik hinsichtlich der problemorientierten Vorgehensweise bewertet.

Abschließend werden die wichtigsten Erkenntnisse aus den unterschiedlichen Entwurfsprojekten des HF-Schalters und des Silizium-Mikrofons in Kapitel 6 zusammengefasst und mit Blick auf ihre Übertragbarkeit für weitere Mikrosysteme bzw. Problemstellungen geprüft. Die Anforderungen im virtuellen Entwurf von Mikrosystemen werden den verwendeten Modellierungsmethoden gegenübergestellt und die Bedeutung des maßgeschneiderten Zuschnitts der Modelle auf die Problemstellung hervorgehoben. Auf dieser Grundlage wird die Vision einer einheitlichen Entwicklungsumgebung für Mikrosysteme beleuchtet und ihre Realisierbarkeit diskutiert.

2. Problemabhängige Anforderungen an die Modellierung

Im Rahmen dieser Arbeit wird die problemangepasste, physikalisch basierte Modellierung von Mikrosystemen anhand von zwei unterschiedlichen Entwurfsprojekten dargestellt. Die darin untersuchten Mikrosysteme sind ein Hochfrequenz(HF)-Mikroschalter und ein Silizium-Mikrofon. Im Folgenden werden diese zwei Bauelemente vorgestellt und ihre Funktionsweise erläutert. Aufgrund des unterschiedlichen Entwicklungsstands der Demonstratoren ergeben sich verschiedene Fragestellungen, die im virtuellen Entwurfsprozess beantwortet werden sollen. Daher werden auch die zu analysierenden Szenarien vorgestellt, die in der Simulation abgedeckt werden sollen. Ausgehend von Funktion und Design der Bauelemente und der entsprechenden Problemstellung werden die jeweiligen Anforderungen an die virtuellen Prototypen abgeleitet. Dieses Anforderungsprofil bildet die Ausgangsbasis für den maßgeschneiderten, problemorientierten Modellierungsprozess.

2.1 Hochfrequenz-Mikroschalter

Als erstes Bauteil wird der Hochfrequenz-Mikroschalter vorgestellt. Bei diesem HF-Schalter handelt es sich um ein mikroelektromechanisches Relais, das hochfrequente elektrische Signale sehr effizient schalten kann. Der Terminus „Hochfrequenz“ in HF-Schalter bezieht sich dabei nur auf die Frequenz der zu schaltenden Signale. Aufgrund des mechanischen Schließvorgangs des Relais sind die möglichen Schaltfrequenzen durch die Trägheit des mechanischen Schalters auf den kHz-Bereich limitiert. Derartige Mikroschalter befinden sich noch im Forschungsstadium, da ihre Zuverlässigkeit für den kommerziellen Einsatz derzeit noch zu gering ist. Um die Zuverlässigkeit zu erhöhen, ist im Design des zu untersuchenden HF-Mikroschalters ein speziell entwickelter Wiederherstellungsmechanismus implementiert, wodurch das Bauelement sich im möglichen Fehlerfall selbst reparieren können soll. Neben der Funktionsweise des Schalters haben die Zuverlässigkeitsproblematik und die eingebaute Regenerierungsfunktionalität entscheidenden Einfluss auf die Anforderungen an den virtuellen Prototypen.

2.1.1 Aufbau und Funktionsweise

Der in dieser Arbeit untersuchte Mikroschalter wurde an der Fondazione Bruno Kessler (FBK) in Trient entworfen und hergestellt (siehe [31]) und gehört zur Klasse der elektrostatisch getriebenen, ohmschen HF-Schalter. Eine Mikroskopaufnahme in der Aufsicht und der schematische Querschnitt mit Schichtaufbau sind in Abb. 2.1 gezeigt. Der Schal-

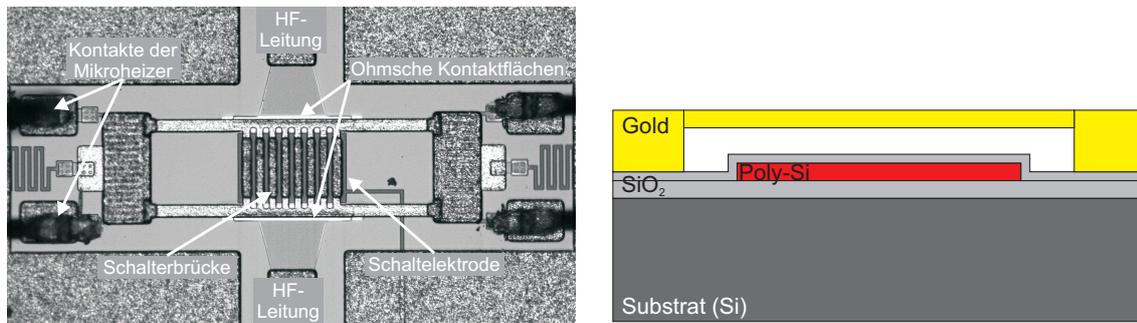


Abb. 2.1: Mikroskopaufnahme des HF-Mikroschalters in Aufsicht und schematischer Querschnitt mit Schichtaufbau.

ter selbst besteht aus einer $450\ \mu\text{m}$ langen und $150\ \mu\text{m}$ breiten Goldbrücke, die an den beiden Verankerungen aufgehängt ist. Die Dicke der Goldbrücke beträgt etwa $2\ \mu\text{m}$, der Luftspalt zwischen Brücke und Substrat etwa $3\ \mu\text{m}$. Unterhalb dieser Brücke befindet sich eine in Oxid vergrabene Elektrode aus Polysilizium, die über eine Zuleitung angesteuert werden kann. Wird zwischen der Schalterbrücke und der Schaltelektrode eine elektrische Spannung angelegt, wird die Brücke in Richtung des Substrats elektrostatisch angezogen. Quer zur Schalterbrücke verläuft die zu schaltende Hochfrequenzleitung, die unterhalb der Goldbrücke unterbrochen ist. Die zwei Enden der HF-Leitung werden zu Kontaktflächen aus Gold an die Oberfläche geführt. Überschreitet die Spannung zwischen Brücke und Bodenelektrode einen gewissen Schwellwert (Schaltspannung), ist die elektrostatische Anziehung größer als die mechanische Rückstellkraft. Die Brücke kommt auf den Kontaktflächen zum Liegen und schließt somit die Hochfrequenzleitung. Wird die Spannung abgeschaltet, so kehrt die Brücke durch die mechanischen Rückstellkräfte wieder in die Ausgangsposition zurück und die Hochfrequenzleitung ist wieder geöffnet. Die Schlitze in der Brückenmitte sind aufgrund der Herstellung in Opferschichttechnologie notwendig, um die Brückenstruktur in einem Ätzprozess freistellen zu können. Zudem reduzieren die Aussparungen die Luftdämpfung beim Öffnen und Schließen des Schalters. Des Weiteren befinden sich Mäander aus Poly-Silizium unter den Verankerungen der Brücke, die über Kontakte von außen ansteuerbar sind. Auf diese Mikroheizer wird im Folgenden noch eingegangen.

Aufgrund der Herstellung mit den Technologien der Mikrosystemtechnik treten in der Goldschicht der Schalterbrücke intrinsische mechanische Verspannungen auf, die durch unterschiedliche Prozesstemperaturen bei der Abscheidung der verschiedenen Schichten hervorgerufen werden. Diese Schichtspannungen beeinflussen massiv die mechanischen Eigenschaften der Schalterbrücke und haben daher große Auswirkungen auf das Schaltverhalten. Zudem können diese eine Verformung des Schalters bereits im Ruhezustand

bewirken. Abb. 2.2 zeigt das 3D-Profil des Schalters, das mit einem Weißlichtinterfero-

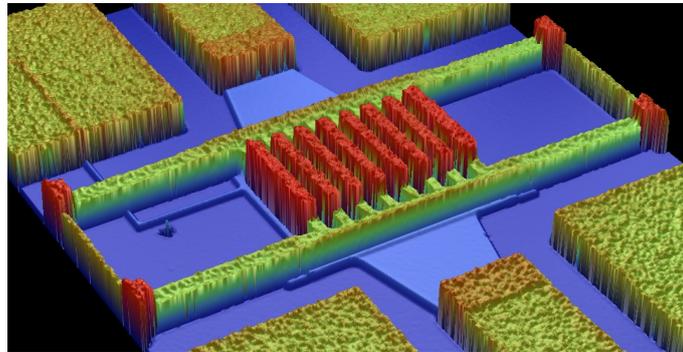


Abb. 2.2: 3D-Profil des zu untersuchenden Hochfrequenz-Mikroschalters (Messung mittels Weißlichtinterferometrie).

meter aufgenommen wurde. Die Farben entsprechen den unterschiedlichen Höhen des Profils. Es zeigt die Schalterbrücke (grün), deren Stege (rot) verstärkt wurden, um den Schalter in Querrichtung zu versteifen. Dadurch werden eine Wölbung verhindert und ein guter Kontakt zwischen der Goldbrücke und den ohmschen Kontaktflächen sichergestellt. Da die Oxidschichten bei der Messung transparent erscheinen, ist auch die unterbrochene Hochfrequenzleitung (hellblau) zu sehen, welche sich zu den Kontaktflächen hin aufweitet. Unter der Schalterbrücke ist zudem der Rand der Schaltelektrode (ebenfalls hellblau) und deren Zuleitung zu erkennen.

Derartige mikromechanische HF-Schalter bieten eine Reihe von Vor- und Nachteilen gegenüber den etablierten elektronischen Halbleiter-Schaltern, zu denen beispielsweise Transistoren zählen. Durch den Luftspalt im geöffneten Zustand und den ohmschen Metall-Metall-Kontakt im geschlossenen Zustand bieten mikromechanische HF-Schalter eine hohe Isolation und geringe Einfügedämpfung und damit vergleichsweise niedrige Verluste [64]. Nachteilig wirken sich dagegen die hohen Schaltspannungen aus, die oft mehrere zehn Volt betragen. Einsatzgebiete derartiger Schalter sind beispielsweise die Sende- und Empfangseinheit von Mobiltelefonen sowie Phasenschieber und abstimmbare Filter und Schaltungen. Auch für Satellitenanwendungen sind mikromechanische HF-Schalter interessant [21, 22]. Allerdings befinden sich die HF-Mikroschalter noch im Forschungsstadium und haben sich noch nicht am Markt durchgesetzt.

2.1.2 Zuverlässigkeit von mikroelektromechanischen Schaltern

Der Hauptgrund, der den Einsatz von mikromechanischen Schaltern in kommerziellen Anwendungen verhindert, ist die noch unzureichende Zuverlässigkeit dieser Bauelemente. Eines der kritischen Probleme ist das Festhaften der Goldbrücke an den darunter liegenden Kontaktflächen trotz abgeschalteter Steuerspannung, was zu einem sofortigen Ausfall des Schalters führt. In der Literatur haben sich zwei Fehlermechanismen herauskristallisiert, die für derartige Ausfälle verantwortlich gemacht werden. Das ist zum einen das Festhaften aufgrund mikroskopischer Schweißpunkte zwischen der

Schalterbrücke und den ohmschen Kontaktflächen [70] und zum anderen die Einlagerung von Ladungen im Oxid zwischen Schalterbrücke und Schaltelektrode [73].

Beim ersten Fehlerfall, dem sogenannten Mikroschweißen, treten bedingt durch einen schlechten Kontakt zwischen Goldbrücke und Kontaktelektrode nur kleine Strompfade und damit lokal sehr hohe Stromdichten im Signalpfad auf. Dadurch kann das Gold an der Kontaktstelle aufschmelzen und die Brücke an der Kontaktfläche festschweißen. Tritt dieses Phänomen an beiden Kontaktstellen gleichzeitig auf, so ist der Schalter, unabhängig von der Steuerspannung, permanent geschlossen und fällt aus. Beim zweiten Fehlerszenario, der Ladungseinlagerung, werden Ladungen von der Schalterbrücke in das Oxid zwischen Brücke und Schaltelektrode eingebracht. Im geschlossenen Zustand des Schalters wirkt in dieser Oxidschicht aufgrund ihrer geringen Dicke ein sehr hohes elektrisches Feld. Dadurch können Ladungen von der Brücke in das Oxid gelangen und sich dort akkumulieren und das elektrische Feld abschirmen. Sie bewirken eine Änderung der Schaltspannungen beim Ein- und Ausschalten. Die Schaltspannungen können sich soweit verschieben, dass die Brücke auch bei abgeschalteter Spannung nur aufgrund der eingelagerten Ladungen im geschlossenen Zustand bleibt und nicht mehr schaltet.

Ladungseinlagerungen in den Oxiden der HF-Schalter wurden in der Literatur bereits eingehend untersucht [73, 56, 82, 69, 41, 9, 59, 72] und Maßnahmen zur Abhilfe vorgeschlagen. Beispielsweise können angepasste Schaltspannungen das elektrische Feld im Oxid bei geschlossener Schalterbrücke minimieren und somit die Ladungseinlagerung verringern [59]. Das Verhalten der vorgestellten Mikroschalter bezüglich der Ladungseinlagerung wird in [8] ausführlich behandelt. Dagegen ist über den Mechanismus des Mikroschweißens bei ohmschen HF-Schaltern weniger bekannt, weshalb letzterer in dieser Arbeit eingehend untersucht wird.

Um die Zuverlässigkeit derartiger Mikrorelais zu verbessern, wird versucht das Design der Schalter zu optimieren. Ohne genauere Kenntnis über die Ursache des Festhaftens der Goldbrücke lässt sich die Robustheit generell durch eine höhere mechanische Rückstellkraft der beweglichen Schalterstruktur steigern. Dies kann beispielsweise durch eine steifere Brückenstruktur realisiert werden. Allerdings benötigt ein solches Design auch eine höhere Schaltspannung zum Schließen des Relais. Die hohe Schaltspannung beschränkt wiederum den Einsatzbereich des Schalters vor allem in mobilen Geräten, in denen hohe Spannungen erst aufwendig erzeugt werden müssen. Dies veranschaulicht den elementaren Kompromiss zwischen Robustheit und niedrigen Betriebsspannungen, der beim Entwurf mikromechanischer HF-Schalter eingegangen werden muss.

2.1.3 Thermischer Wiederherstellungsmechanismus

Um den im vorherigen Kapitel herausgearbeiteten Zielkonflikt aus Robustheit und breitem Anwendungsgebiet zu umgehen, hat Iannacci für den vorgestellten mikromechanischen HF-Schalter einen thermischen Wiederherstellungsmechanismus entworfen und integriert [30]. Dazu sind in Oxid eingebettete Mäander aus Poly-Silizium unterhalb der Verankerungen implementiert, die einen elektrischen Heizdraht mit etwa 25 bis 30 k Ω

Widerstand bilden. Die Aktivierung eines oder beider Mikroheizer soll, wie in Abb. 2.3

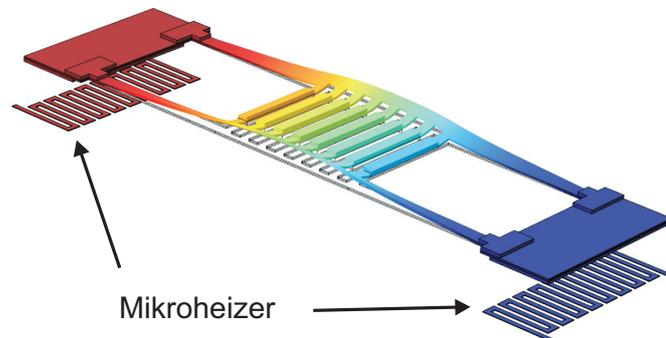


Abb. 2.3: Schematische Darstellung des thermischen Wiederherstellungsmechanismus des Hochfrequenz-Mikroschalters. Unterhalb der Verankerungen sind Mikroheizer integriert, die die Schalterbrücke bei Bedarf aufheizen können.

durch die Farbgebung veranschaulicht, das Aufheizen der Brücke bewirken (rot: hohe Temperatur, blau: Umgebungstemperatur). Durch die resultierende thermische Ausdehnung der Goldbrücke sollen Kräfte auf Mikroschweißpunkte ausgeübt werden, die diese wieder aufbrechen. Die Schalterbrücke kann sich wieder von den Kontaktelektroden lösen und die Funktionsfähigkeit des Schalters wird wiederhergestellt. Tritt ein Fehler auf, so kann der Wiederherstellungsmechanismus aktiviert werden, um die festhaftende Brücke zu lösen und somit die Lebensdauer verlängern. Auf diese Weise kann die Robustheit des Schalters erhöht werden, ohne die benötigten Schaltspannungen negativ zu beeinflussen. Auch bezüglich des zweiten Fehlerfalls, der Ladungseinlagerung, könnten die Mikroheizer eingesetzt werden. Die Erwärmung des Bauelements könnte zu einer beschleunigten Entladung der Oxidschichten führen und so die Zuverlässigkeit der Schalter weiter erhöhen.

Für die vorgestellten Mikroschalter sind im Zusammenhang mit dieser Arbeit Messungen mit einem Pulsgenerator („Transmission-Line-Pulser“) durchgeführt worden, die gezielt Mikroschweißen an den ohmschen Kontakten erzeugen können. An geschlossenen Schaltern wird dazu ein sehr kurzer Puls (100 ns) im Signalpfad eingepreßt (Details siehe [50]). Es hat sich gezeigt, dass bereits relativ kleine Spannungen (ca. 3 V) ausreichen, um einen Ausfall der Schalterfunktionalität zu provozieren. Auch konnte teilweise durch Aktivierung eines Mikroheizers die Funktionalität des Schalter wiederhergestellt werden. Untersuchungen an vergleichbaren Mikroschaltern in [30] ergeben ein ähnliches Bild und konnten zudem Mikroschweißpunkte an den ohmschen Kontaktstellen nachweisen. Für zuverlässige Aussagen zu den dort auftretenden Effekten sind jedoch weitere Untersuchungen notwendig. Da die detaillierten Vorgänge im Schalter in der Messung nur eingeschränkt erfasst werden können, wird der Fehlerfall des Mikroschweißens und die thermisch induzierte Wiederherstellung der Schalterfunktionalität in dieser Arbeit modellgestützt mit Hilfe der Simulation analysiert.

2.1.4 Anforderungen an das Modell des Hochfrequenz-Mikroschalters

Die in Kapitel 2.1.2 gezeigten Zuverlässigkeitsprobleme von Mikroschaltern sollen mit Hilfe der Modellierung und Simulation analysiert und Maßnahmen zur Verbesserung der Robustheit erarbeitet werden. Dazu wird der vorgestellte mikroelektromechanische HF-Schalter im Normalbetrieb sowie im Fehlerfall des Mikroschweißens untersucht. Auch die mögliche Regenerierung durch die Aktivierung der Mikroheizer soll hierbei miteinbezogen werden. Aus den Untersuchungen sollen Informationen über das Schalterverhalten, den Fehlerfall und die Wiederherstellung gesammelt und Maßnahmen zur Optimierung des Schalters und des Wiederherstellungsmechanismus erarbeitet werden. Das benötigte Modell für die Simulation muss folglich das Verhalten des HF-Schalters im Normalbetrieb, im Fehlerfall und bei Aktivierung der Mikroheizer hinreichend genau abbilden.

Für die Modellierung ergeben sich dadurch folgende Anforderungen. Die Mechanik der auftretenden Kräfte durch die Auslenkung und Verformung der Schalterbrücke müssen sehr detailliert betrachtet werden. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die prozessbedingten intrinsischen Spannungen im Material das Verhalten des Schalters massiv beeinflussen. Auch die elektrostatischen Kräfte zum Schließen des Schalters müssen adäquat modelliert werden. Um den thermischen Wiederherstellungsmechanismus zu simulieren, wird zudem die Ausbreitung der durch die Mikroheizer induzierten Wärme im Bauelement im Detail benötigt. Bei der Berücksichtigung dieser Effekte spielen die Kopplungen zwischen der mechanischen, elektrischen und thermischen Energiedomäne eine entscheidende Rolle. Wichtig ist hierbei die korrekte Abbildung der gegenseitigen Wechselwirkungen. So beeinflussen die elektrostatischen Kräfte das mechanische Schaltverhalten, umgekehrt bestimmt aber auch die mechanische Auslenkung die Größe der elektrostatischen Kräfte. Die Erwärmung durch Aktivieren der Mikroheizer ist wiederum entscheidend für die thermische Ausdehnung der Schalterbrücke. Aufgrund der Wechselwirkung der Schalterbrücke mit der umgebenden Luft wird die Schalterbewegung zudem fluidisch gedämpft. Bei diesem vermeintlich einfachen Bauelement spielen folglich eine ganze Reihe von physikalischen Energiedomänen und Koppeleffekten eine entscheidende Rolle, die bei der Modellierung in angemessener Form zu berücksichtigen sind.

2.2 Silizium-Mikrofon

Das zweite in dieser Arbeit untersuchte Bauelement ist ein Silizium-Mikrofon. Es detektiert Schallwellen mithilfe einer dünnen Silizium-Membran und konvertiert die resultierende Membranbewegung durch das kapazitive Wandlerprinzip in ein elektrisches Signal. Das Silizium-Mikrofon und seine Funktionsweise werden im Folgenden im Detail vorgestellt und die Herausforderungen bei deren Optimierung beleuchtet. Daraus werden die Anforderungen für den virtuellen Entwurf abgeleitet und formuliert.

2.2.1 Aufbau und Funktionsweise

Das in dieser Arbeit untersuchte Silizium-Mikrofon ist ein kommerzielles Produkt der Infineon AG [1] und gehört zur Gruppe der kapazitiven Mikrofone. In Abb. 2.4 ist der grundsätzliche Aufbau des Silizium-Mikrofons gezeigt. Der in der Mikroskopaufnahme

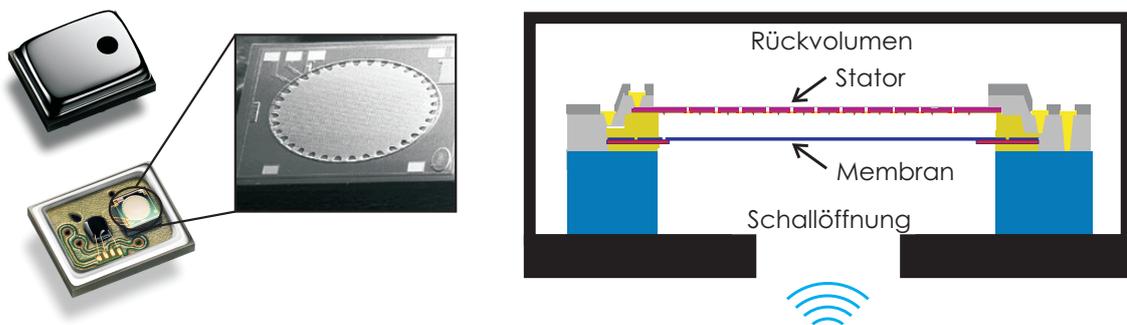


Abb. 2.4: Aufbau des Silizium-Mikrofons [1] und schematischer Querschnitt des Mikrofonchips.

dargestellte Mikrofonchip ist zusammen mit einem Mikrochip zur Signalverarbeitung in einem Gehäuse integriert und über Bonddrähte verbunden. Die eigentliche Wandlung der akustischen Wellen in ein elektrisches Signal erfolgt in dem $1,4\text{ mm} \times 1,4\text{ mm}$ großen Mikrofonchip. Dessen schematischer Aufbau ist ebenfalls in Abb. 2.4 dargestellt und zeigt die prinzipielle Funktionsweise des Mikrofons. Durch die Schallöffnung im Gehäuse gelangen die Schallwellen zur Membran aus Poly-Silizium, welche eine Dicke von 330 nm und einen Durchmesser von $1,1\text{ mm}$ besitzt. Die dünne Membran wird durch die Druckänderungen in Schwingung versetzt und folgt mit ihrer Bewegung dem akustischen Eingangssignal. Die Schallöffnung kann sich im Gehäusedeckel (siehe Abb. 2.4 links) oder unterhalb des Mikrofonchips (siehe Abb. 2.4 rechts) befinden, wobei im Folgenden stets letztere Konfiguration betrachtet wird. Oberhalb der Membran in einem Abstand von $2,2\text{ }\mu\text{m}$ befindet sich der Stator, der als Gegenelektrode dient und zusammen mit der Membran eine Kondensatoranordnung bildet. Wird zwischen Membran und Stator eine elektrische Spannung angelegt, so bewirkt die bewegungsinduzierte Änderung der Kapazität ein elektrisches Ausgangssignal. Der Stator ist dabei so steif ausgeführt, dass seine Bewegung klein im Vergleich zur Membranbewegung ist. Zudem ist er stark

perforiert (Perforationsgrad ca. 70 %), damit die im Spalt zwischen Stator und Membran befindliche Luft in Richtung Rückvolumen entweichen kann und die Rückwirkung des Stators auf die Membranschwingung gering ausfällt. Der Mikrofonchip bestehend aus Membran und Stator stellt das zentrale Wandlerelement des Mikrofons dar, den sogenannten MEMS-Wandler. Aber auch das Gehäuse und der Mikrochip beeinflussen entscheidend das Mikrofonverhalten. Das vom Gehäuse geformte Rückvolumen stellt den Referenzdruck bereit. Durch kleine Ventilationslöcher in der Membran werden quasistatische Druckänderungen im Rückvolumen zugelassen, um eine Verformung der Membran durch Schwankungen des Umgebungsdrucks zu verhindern. Der Mikrochip stellt die elektrische Vorspannung zur Verfügung, bereitet das elektrische Mikrofonsignal auf und digitalisiert es gegebenenfalls für die weitere Signalverarbeitung.

Silizium-Mikrofone haben sich am Markt in vielen Anwendungen etabliert und verdrängen mehr und mehr konventionelle Mikrofone [23]. Dabei erreichen sie zwar nicht die höchste Performanz makroskopischer Mikrofone, bestechen aber durch gute Signalwandlungseigenschaften bei kleinen Abmessungen und niedrigen Stückpreisen. Diese werden durch die Massenproduktion mit den Technologien der Mikrosystemtechnik ermöglicht. Im Vergleich zu den konkurrierenden Elektret-Mikrofonen zeichnen sich Silizium-Mikrofone zudem durch eine höhere Temperaturstabilität aus und sind damit auch für das maschinelle Reflow-Löten geeignet [39]. So können Platinen automatisiert mit Silizium-Mikrofonen bestückt werden. Das Wegfallen des aufwendigen manuellen Lötens der Mikrofone bietet einen enormen Kostenvorteil. Aufgrund der kleinen Abmessungen, des niedrigen Energieverbrauchs durch das kapazitive Wandlerprinzip und vor allem aufgrund der niedrigen Kosten werden Silizium-Mikrofone vorrangig in Mobilgeräten wie etwa Smartphones und Tablets eingesetzt. Trotz der Sättigung dieser Märkte wächst der Absatz der Silizium-Mikrofone weiter stark an, da mittlerweile mehrere Mikrofone in einem Gerät verbaut werden. So kann im Smartphone ein Mikrofon für die Aufnahme der Stimme beim Telefonieren, ein weiteres auf der Rückseite zur Aufnahme der Umgebungsgeräusche (um diese aus der Sprachaufnahme herauszufiltern) und ein drittes zur Tonaufnahme für Videos und Multimedia-Anwendungen eingesetzt werden. Dabei sind es gerade Multimedia-Anwendungen, wie etwa die Erkennung von Musiktiteln, die die höchsten Anforderungen an die Qualität der Tonaufnahme und damit an die Mikrofoneigenschaften stellen.

Der vielfältige Einsatz in Smartphones verdeutlicht, wie Silizium-Mikrofone aufgrund der kleinen Abmessungen und der geringen Kosten Anwendungsfelder erschließen. Mit weiter steigender Tonqualität haben sie das Potential, konventionelle Mikrofone in weiteren Anwendungen zu ersetzen und sich ganz neue Anwendungsfelder zu eröffnen.

2.2.2 Herausforderungen bei der Optimierung von Silizium-Mikrofonen

Um eine bestmögliche Tonqualität zu erzielen und Silizium-Mikrofone in Anwendungen mit höheren Qualitätsansprüchen einzusetzen, wird weiter an der Verbesserung dieser Bauteile geforscht und entwickelt. Eine hohe Empfindlichkeit und niedriges Rauschen resultierend in einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis sind dabei besonders entscheidend. Aber auch eine hohe Linearität der Schallwandlung und eine große Bandbreite der detektierbaren akustischen Signale sind wichtige Kenngrößen. Die Schwierigkeit bei der Optimierung der Silizium-Mikrofone liegt in der Berücksichtigung der gekoppelten fluidischen, mechanischen und elektrischen Effekte, deren Zusammenspiel letztendlich die Mikrofoneigenschaften bestimmt. Abb. 2.5 veranschaulicht dieses Zusammenspiel der

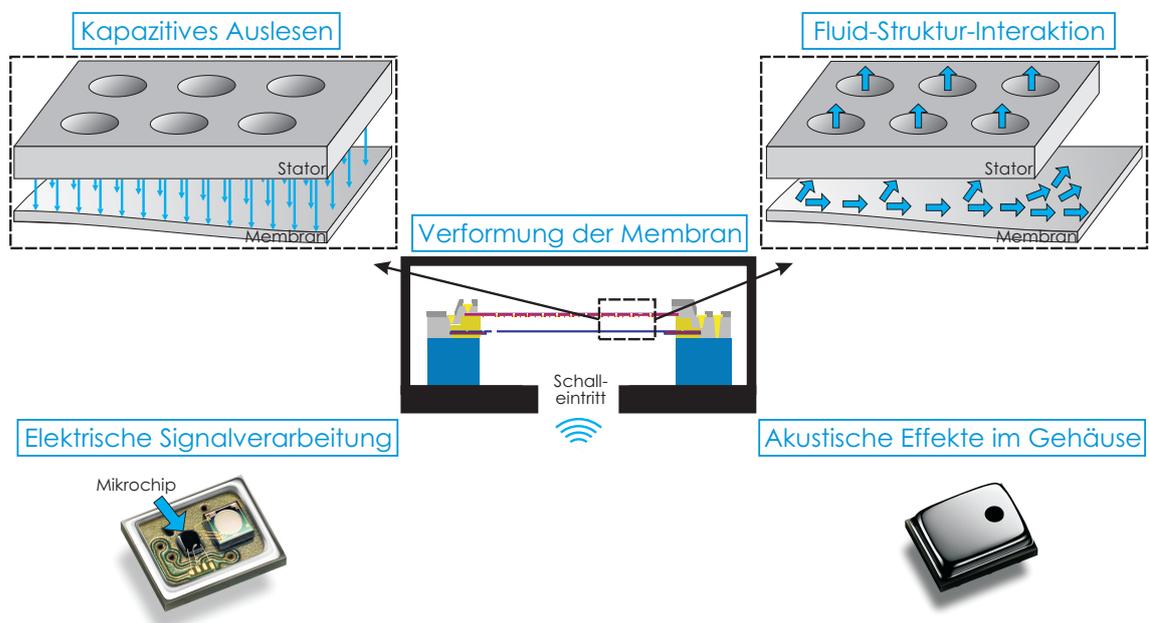


Abb. 2.5: Schematische Übersicht der relevanten Effekte im Silizium-Mikrofon.

verschiedenen Energiedomänen im Wandlerelement und der einzelnen Komponenten des Mikrofons. Die schnellen Druckvariationen in der Luft durch Schallwellen regen die Mikrofonmembran an. Aufgrund Einspannung der kreisförmigen Membran ergibt sich eine Schwingung in der für Membranen typischen ortsabhängigen Auslenkung. Im Gegenzug wirkt die Membranbewegung wiederum auf die angrenzenden Luftschichten zurück, da die Bewegung der Membran die Luft im Spalt zwischen Stator und Membran verdrängt und zu einer Strömung durch die Perforationslöcher im Stator und die Aussparungen am Rand führt. Die Luftbewegung beeinflusst die Druckverteilung und somit wiederum die Membranschwingung. Diese Fluid-Struktur-Wechselwirkung bestimmt die Anregung und die fluidische Dämpfung der Membran. Detektiert wird die resultierende Membranbewegung über die Kapazitätsänderung der Membran-Stator-Anordnung. Für diese Wandlung der mechanischen Schwingung in ein elektrisches Signal wird eine elektrische Vorspannung zwischen Membran und Stator angelegt. Diese Vorspannung führt zu elektrostati-

schen Kräften auf die Membran, die das Membranverhalten zusätzlich, wenn auch nur geringfügig, beeinflussen. Darüber hinaus haben auch thermische Fluktuationen in der Luft Einfluss auf die Membranschwingung und erzeugen Fluktuationen in der Membranbewegung, die sich über die kapazitive Wandlung in das elektrische Ausgangssignal übertragen. Dieses fluidische Rauschen verursacht einen wesentlichen Beitrag zum Gesamtrauschen des Mikrofons.

Für das vollständige Mikrofonverhalten spielt neben dem MEMS-Wandler noch das Gehäuse eine wichtige Rolle, da es signifikanten Einfluss auf das Verhalten des Bauteils hat. In der Schallöffnung schwingt die enthaltene Luft aufgrund der Schallwellen und staut sich in der Kavität unterhalb der Membran und im Rückvolumen an. Diese Effekte haben signifikanten Einfluss auf den Schalldruck in der Kavität und den Referenzdruck im Rückvolumen. Fluktuationen in der Luftbewegung im Gehäuse tragen auch hier wieder zum Rauschen bei. Zudem bestimmt das Zusammenspiel der Ventilationslöcher in der Membran und des Rückvolumens des Gehäuses die Zeitkonstante, mit der der Referenzdruck dem Umgebungsdruck folgt, und begrenzt dadurch die Bandbreite der Mikrofone in Richtung niedriger Frequenzen. Auch die im Gehäuse integrierte Elektronik zur Signalverarbeitung und die elektrische Verbindung zwischen Mikrofonchip und Elektronik sind für das Gesamtverhalten des Mikrofons von entscheidender Bedeutung. Das Rauschen der Vorverstärkerstufe addiert sich zum fluidischen Rauschen des MEMS-Wandlers und des Gehäuses. Außerdem schwächen parasitäre Kapazitäten der elektrischen Verbindungen das elektrische Signal des Mikrofons ab.

Zum Mikrofonverhalten tragen demnach eine Vielzahl an physikalischen Effekten bei, deren Zusammenspiel die Signalqualität des Silizium-Mikrofons bestimmt. Die Kenntnis über deren Auswirkungen auf das Gesamtverhalten und damit auf Kenngrößen wie Signal-Rausch-Verhältnis, Linearität und Bandbreite bildet die Grundlage für die Optimierung der Mikrofone.

2.2.3 Anforderungen an das Modell des Silizium-Mikrofons

Ziel der virtuellen Prototypen ist, die Funktionsweise des Mikrofons im Detail zu verstehen und gleichzeitig mögliche Optimierungen des Bauelements herauszuarbeiten. Um die gewünschten Erkenntnisse modellbasiert zu gewinnen, ergeben sich eine ganze Reihe von Anforderungen an das Modell des Silizium-Mikrofons.

Als Grundvoraussetzung muss das Mikrofonmodell die für das Funktionsprinzip relevanten physikalischen Effekte mit hinreichender Genauigkeit abbilden. Dazu gehören neben dem MEMS-Wandler auch die Einflüsse des Mikrofongehäuses und der Elektronik auf dem separaten Mikrochip. Da für die Tonqualität das Signal-Rausch-Verhältnis mit das entscheidende Kriterium ist, soll auch das fluidische Rauschen der Luftströmung und das elektrische Rauschen der Auswerteelektronik im Modell abgebildet werden. Allein die Vielzahl der Effekte und deren Kopplungen untereinander stellen eine große Herausforderung für die Modellierung und Simulation dar. Um die teilweise gegenläufigen Auswirkungen der einzelnen Effekte auf das Gesamtverhalten auch quantitativ erfassen zu können, wird zudem eine hohe Genauigkeit des Modells gefordert. Allerdings gibt es eine Reihe von Faktoren, die dies erschweren. Durch die lokal variierende Membranaus-

lenkung sind die fluidischen und elektrostatischen Effekte im Luftspalt zwischen Stator und Membran ortsabhängig. Für die geforderte Genauigkeit ist daher eine detailgetreue Modellierung dieser verteilten Effekte wünschenswert. Die fein strukturierte Geometrie des Stators mit mehr als zehntausend Perforationslöchern und Aussparungen am Rand erschwert die Situation zusätzlich. Des Weiteren weist die Kapazitätsänderung eine nichtlineare Abhängigkeit von der Membranauslenkung auf, die sich auf die Charakteristik der Signalwandlung auswirkt. Trotz der vielen detailliert zu modellierenden Effekte soll das Mikrofonmodell überschaubar und effizient sein, um schnelle Designstudien zur Optimierung der Bauteile durchführen zu können. Die relevanten Geometrie- und Materialparameter sollen transparent und zugänglich im Modell implementiert sein und die wichtigen Kenngrößen der Mikrofone sollen extrahiert werden können. Das Modell soll zudem einen möglichst großen Gültigkeitsbereich besitzen, um prädiktive Simulationen in einem weiten Bereich zu erlauben.

Die nähere Betrachtung der Anforderungen zeigt, dass etliche der genannten Ziele in Konflikt zueinander stehen. Gerade der Wunsch alle Effekte möglichst detailliert und exakt abzubilden, lässt sich nur schwer mit einem Gesamtsystemmodell mit geringer Rechenzeit vereinbaren. Es wird ein Konzept benötigt, das sowohl den Detailgrad der verteilten Effekte als auch das Gesamtsystem aus MEMS-Wandler, Gehäuse und Elektronik abbilden kann. Generell lässt sich sagen, dass für ein leistungsfähiges Mikrofonmodell gezielt ein guter Kompromiss zwischen Detailgrad und Effizienz getroffen werden muss.

3. Methoden der Modellierung und Modellkalibrierung

Nachdem in Kapitel 2 die zu untersuchenden Bauelemente vorgestellt und die jeweiligen Anforderungen an die Modellierung formuliert wurden, werden in diesem Kapitel methodische Konzepte zur Erstellung von Modellen dargestellt und in unterschiedliche Modellierungsebenen eingeordnet. Dafür wird zunächst der rechnergestützte virtuelle Entwurfsprozess für Mikrosysteme beschrieben und die in dieser Arbeit verwendeten Methoden zur Modellierung und Simulation im Detail ausgeführt. Im Anschluss wird auf die Kalibrierung und Validierung der erstellten Modelle mit geeigneten Messverfahren gesondert eingegangen. Kriterien zur problemorientierten Auswahl entsprechender Modellierungsmethoden und zur Bewertung der Vorhersagekraft der Modelle für mikroelektronische Systeme werden abschließend beleuchtet.

3.1 Virtueller Entwurfsprozess

Wie eingangs der Arbeit bereits erwähnt, wird der Entwurfsprozess von Mikrosystemen heutzutage durch Modellierung und Simulation (meist mit computergestützten Verfahren) unterstützt, um Entwicklungszeit und -kosten zu reduzieren. Im Folgenden wird der Ablauf des virtuellen Entwurfs dargestellt und dessen Vorteile im Vergleich zum heuristischen Entwurf auf Basis von realen Prototypen („trial and error“-Methode) herausgearbeitet. Im Anschluss werden die verschiedenen Modellierungsebenen zur Klassifizierung von Modellen vorgestellt, die sich vornehmlich in deren Abstraktionsgrad unterscheiden. Zuletzt wird die Bedeutung der Kopplungseffekte bei der Modellierung von Mikrosystemen hervorgehoben.

3.1.1 Ablauf des virtuellen Entwurfsprozess

In Anlehnung an [77, 43] lässt sich der Entwurf von Mikrosystemen in die in Abb. 3.1 gezeigten Phasen untergliedern. In der ersten Phase wird ausgehend von grundsätzlichen Überlegungen über Struktur und Funktion des Bauelements in einem groben Vorentwurf das Layout erstellt. Daraus ergeben sich die Bauelementtopografie und die Anforderungen an den Herstellungsprozess (Prozessspezifikation). In der anschließenden Phase der Prozesssimulation wird die Herstellung des Bauelements mit Hilfe von Modellen für

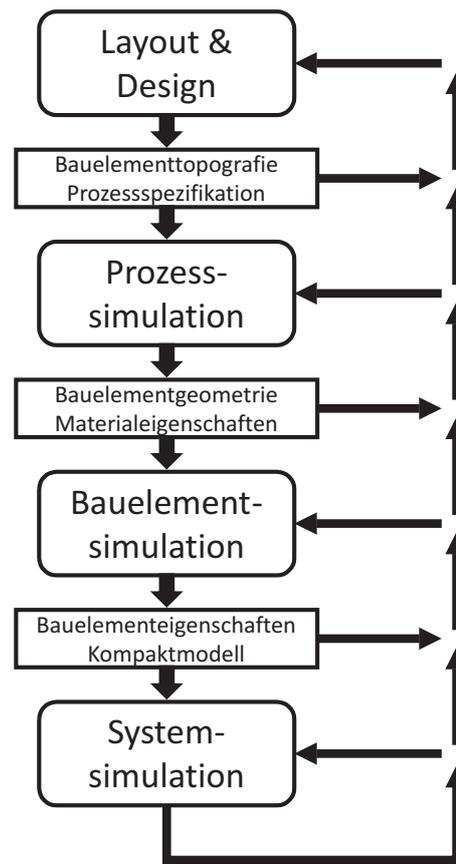


Abb. 3.1: Schematische Darstellung des Entwurfsprozesses in der Mikrosystemtechnik (nach [77]).

die einzelnen Prozessschritte simuliert. Daraus werden die Geometrie des Bauelements und die Materialeigenschaften der jeweiligen Komponenten bestimmt. Auf der Basis der Geometrie und Materialparameter kann in der dritten Phase, der Bauelementsimulation, das Verhalten des Bauteils bestimmt werden. Mit entsprechenden Modellen werden die für die Funktion des Bauelements relevanten Effekte modelliert und simuliert, um wichtige Kenngrößen des Bauelements sowie die Ein-/Ausgangscharakteristik (Klemmenverhalten) zu extrahieren. Zudem wird auf Basis der Ergebnisse der detaillierten Bauelementsimulation ein in der Komplexität reduziertes Kompaktmodell erstellt, welches das Bauelementverhalten in effizienter Weise beschreibt. In der letzten Phase, der Systemsimulation, wird dieses Kompaktmodell verwendet, um das Systemverhalten aus einem oder mehreren mikroelektromechanischen Bauteilen zusammen mit der Elektronik zur Steuerung und Signalauswertung zu untersuchen und so wichtige Kenngrößen über das gesamte Mikrosystem zu erhalten.

Der Ablauf des virtuellen Entwurfsprozess ist jedoch nicht rein sequentiell. Wird nach einer Phase des Entwurfs festgestellt, dass das gewünschte Systemverhalten nicht erreicht wird, so werden Änderungen am Bauteil vorgenommen und die entsprechende Phase wiederholt. Betreffen die Änderungen eine der vorangehenden Phasen, so wird zu dieser Phase zurückgekehrt. Dadurch werden der gesamte Entwurfsablauf oder Teile davon

zyklisch durchlaufen, bis die Spezifikation des Mikrosystems erfüllt ist oder das gesetzte Optimierungsziel erreicht wird. Dies kann etwa die Maximierung der Performanz des Mikrosystems und/oder die Minimierung der Herstellungskosten sein.

Da die in dieser Arbeit untersuchten Mikrosysteme mit bereits ausgereiften Technologien hergestellt werden, liegt der Fokus der Arbeit auf der Optimierung des Betriebsverhaltens mit Hilfe der Bauelement- und der Systemsimulation. Dennoch sind grundlegende Kenntnisse über den Herstellungsprozess von großer Bedeutung für die Erstellung von Bauelementmodellen, da dieser die Materialeigenschaften der einzelnen Bauelementkomponenten bestimmt und den möglichen Entwurfsraum eingrenzt.

3.1.2 Aufgabe der Modellierung im virtuellen Entwurf

Der im vorherigen Abschnitt gezeigte Ablauf des virtuellen Entwurfs orientiert sich an dem konventionellen, experimentellen Entwurf mittels realer Prototypen. Der Einsatz von Modellierung und Simulation im Entwurfsprozess bietet jedoch Möglichkeiten, die über den experimentellen Entwurf hinausgehen. Nach [26, 67] kann die Modellierung folgende Aufgaben übernehmen, in denen die Vorteile des virtuellen Entwurfs besonders zum Tragen kommen:

- **Funktionsweise des Mikrosystems erklärbar machen:**
Das physikalische Funktionsprinzip kann durch Modelle qualitativ und quantitativ veranschaulicht werden. Gewünschte Wandlereffekte können von parasitären Effekten differenziert werden, die im Experiment nur schwer zu separieren sind. Daraus können wichtige Erkenntnisse zur Funktion und Optimierung des Mikrosystems abgeleitet werden.
- **Detaillierte Einsicht in das Verhalten des Mikrosystems ermöglichen:**
Der einfache Zugriff auf die im Modell enthaltenen Größen erlaubt eine detaillierte Einsicht in die physikalischen Prozesse. Dadurch können auch Größen wie beispielsweise innere mechanische Spannungen, die im Experiment nicht oder nur mit hohem Aufwand zugänglich sind, erfasst und bewertet werden.
- **Entscheidungen im Entwurfsprozess unterstützen:**
Mit Hilfe der Modellierung können Abhängigkeiten des Mikrosystemverhaltens von Geometrie und Materialeigenschaften ohne die kosten- und zeitintensive Herstellung von Prototypen quantitativ erfasst werden. Verschiedene Entwurfsvarianten können auf diese Weise einfach und schnell verglichen und auf dieser Basis wichtige Entscheidungen im Entwurf getroffen werden.

Durch die genannten Vorteile liefern modellgestützte Verfahren wichtige Einblicke und Erkenntnisse, die die Entwicklung von Mikrosystemen sowie deren Optimierung beschleunigen und kostensparend gestalten können.

3.1.3 Hierarchie der Modellierungsebenen

Damit die an die Modellierung gestellten Aufgaben optimal gelöst werden können, ist die Wahl der Modelle entscheidend. In Abb. 3.2 ist eine Klassifizierung der Modelle in verschiedene Hierarchieebenen dargestellt. Grundsätzlich können Modelle die Bauteile

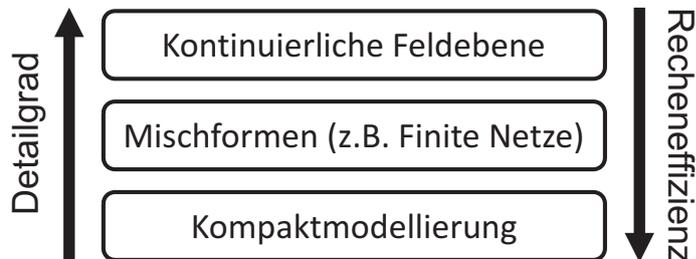


Abb. 3.2: Hierarchie der Modellierungsebenen.

auf verschiedenste Arten beschreiben. Die für die Mikrosystemtechnik wichtigsten Beschreibungsformen werden an dieser Stelle vorgestellt und den Modellierungsebenen zugeordnet.

Die erste Ebene der Modellierungshierarchie bilden die Modelle auf der Basis kontinuierlicher Felder. Da Mikrosysteme meist auf Wandlerprinzipien beruhen, bietet es sich an, die den Wandlereffekten entsprechenden physikalischen Grundgleichungen als Grundlage für das Modell zu verwenden. In der Kontinuumstheorie werden diese Vorgänge durch partielle Differentialgleichung mit kontinuierlichen physikalischen Größen (sogenannte Feldgrößen) beschrieben. Derartige Modelle werden daher unter dem Begriff der kontinuierlichen Feldebene zusammengefasst. Da sich die partiellen Differentialgleichungen nur für sehr wenige Geometrien analytisch lösen lassen, werden die Gleichungen meist diskretisiert und mit numerischen Verfahren, wie beispielsweise der in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Finite-Elemente-Methode, berechnet. Durch die ortsabhängige Beschreibung der Effekte mit kontinuierlichen Feldgrößen bieten diese Modelle einen hohen Detailgrad und somit potentiell eine sehr hohe Genauigkeit. Daraus resultiert aber auch ein hoher Rechenaufwand.

Am anderen Ende der Modellhierarchie finden sich die Kompaktmodelle, die die physikalischen Vorgänge im Bauelement in stark abstrahierter Form darstellen. Im Gegensatz zur kontinuierlichen Feldebene wird das Bauteilverhalten mit konzentrierten, integralen Größen und nicht mehr mit kontinuierlichen, ortsabhängigen Feldgrößen beschrieben. Die Beschreibung der Modelle kann mit gewöhnlichen Differentialgleichungen, analytischen Ausdrücken, aber auch mit fest hinterlegten Tabellenwerten erfolgen. Vorteile der Kompaktmodelle sind die deutlich reduzierte Komplexität durch die Abstraktion zu konzentrierten, integralen Größen und die durch die geringe Zahl an Freiheitsgraden sehr viel höhere Recheneffizienz. Im Gegenzug geht die Detailtreue durch das Zusammenfassen von kontinuierlichen zu integralen Größen verloren.

Zwischen den Modellen auf kontinuierlicher Feldebene und den Kompaktmodellen sind auch Mischformen zwischen den beiden Modellierungsebenen möglich. Ein wichtiges Beispiel sind die Finiten Netze, die vor allem bei verteilten physikalischen Effekten ihre Vorzüge ausspielen. Lassen sich ortsabhängige physikalische Effekte nur unzureichend in Kompaktmodellen abbilden, so können die zugrunde liegenden Gleichungen mit dem Finite-Volumen-Verfahren diskretisiert und die resultierende Beschreibung durch ein äquivalentes Netzwerk dargestellt werden (siehe [6]). Auf diese Weise spiegelt sich die örtliche Verteilung des Effekts in der Topologie des Netzwerks wieder. Eine weitere Möglichkeit ist die Zerlegung der Bauelementgeometrie in elementare, periodisch wiederkehrende Grundstrukturen. Diese Grundstrukturen können durch effiziente Kompaktmodelle beschrieben und in einem Netzwerk zur Gesamtstruktur zusammengefügt werden. Über die Verbindungen des Netzwerks können die einzelnen Modellkomponenten miteinander wechselwirken. Auch hier bildet die Netzwerktopologie wieder die örtliche Verteilung der Bauelementgeometrie ab. Durch den ähnlichen Ansatz lassen sich die Finiten Netze und die verschalteten Kompaktmodelle periodischer Strukturen auch leicht miteinander kombinieren. So können beispielsweise ein Gebiet durch ein Finites Netz dargestellt werden und die Randeffekte an den Grenzen des Gebiets durch Kompaktmodelle ergänzt werden. Die resultierenden Modelle können in einem Netzwerksimulator implementiert und sehr effizient gelöst werden.

Sowohl im Detailgrad als auch im Rechenaufwand bewegen sich die äquivalenten Netzwerkmodelle zwischen den Modellen der kontinuierlichen Feldebene und den Kompaktmodellen. Verteilte Effekte können berücksichtigt werden, gleichzeitig erfolgt die Beschreibung jedoch mit integralen physikalischen Größen. Die Modelleigenschaften hängen dabei sowohl von der Feinheit der Zerlegung bzw. Diskretisierung als auch von den verwendeten Kompaktmodellen für die elementaren Strukturen ab. Auf diese Weise können derartige Modelle gezielt auf die jeweilige Problemstellung zugeschnitten werden, wodurch ein guter Kompromiss zwischen dem notwendigen Detailgrad und der gewünschten Recheneffizienz des Modells erreicht werden kann.

In der Literatur werden die Modellierungsebenen häufig einzelnen Entwurfsphasen zugeordnet. Die Bauelementsimulation greift in der Regel auf Modelle der kontinuierlichen Feldebene wegen der hohen Detailtreue zurück und die Systemsimulation wird meist mit Kompaktmodellen aufgrund ihrer hohen Recheneffizienz durchgeführt. Aber auch andere Kombinationen können sinnvoll sein. Generell lässt sich festhalten, dass bei der Wahl der passenden Modellierungsebene stets ein Kompromiss zwischen Detailgrad und Recheneffizienz einzugehen ist. Je höher der Detailgrad ist, desto niedriger ist die Recheneffizienz und umgekehrt. Die Entscheidung für die Wahl der Modellierungsebene sollte somit stets problemorientiert in Abhängigkeit der Komplexität des Mikrosystems und der konkreten Fragestellung im Entwurf getroffen werden.

3.1.4 Modellierung gekoppelter Effekte

Eine Besonderheit bei der Beschreibung von Mikrosystemen ist die starke die Interaktion zwischen den verschiedenen physikalischen Energiedomänen. Im Gegensatz zur Mikroelektronik stellt der Energieaustausch zwischen den Domänen nicht nur parasitäre Effekte, sondern auch die für Sensoren und Aktoren notwendigen Wandlereigenschaften der Mikrosysteme dar. Für eine konsistente Modellierung müssen daher stets mehrere physikalische Energiedomänen und entsprechende Kopplungseffekte berücksichtigt werden. Wie der Ausdruck MEMS (mikroelektromechanisches System) bereits andeutet,

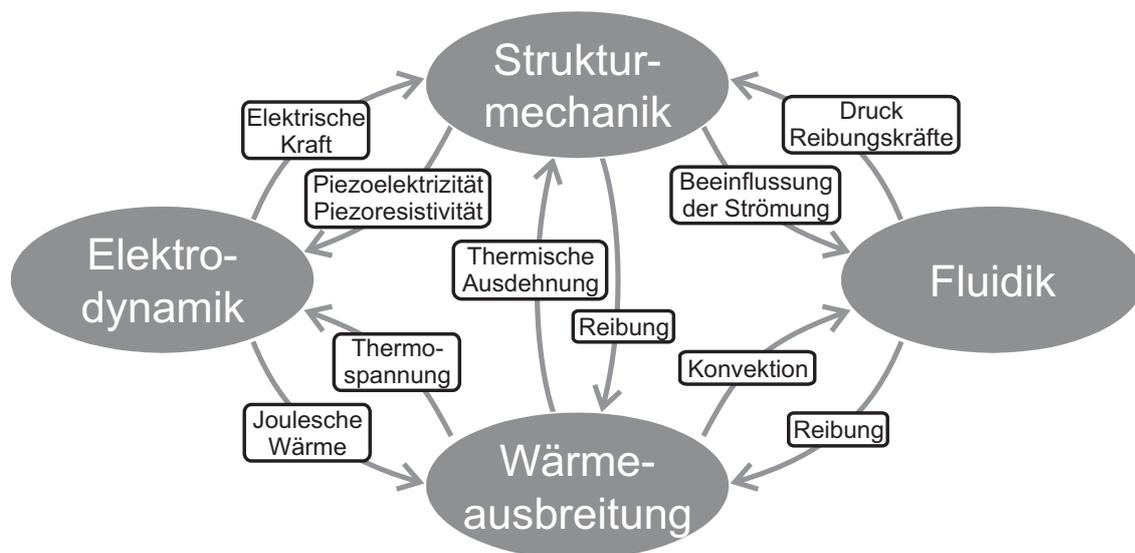


Abb. 3.3: Darstellung der physikalischen Energiedomänen in der Mikrosystemtechnik mit einer Auswahl an Kopplungseffekten (nach [67, 78]).

ist die mechanische und elektrische Energiedomäne dabei stets beteiligt. Aber auch thermische und fluidische Effekte beeinflussen häufig maßgeblich das Systemverhalten. In Abb. 3.3 werden diese Energiedomänen und wichtige Koppeleffekte veranschaulicht. Diese Effekte ermöglichen einerseits die Realisierung von Wandlern (Sensoren und Aktoren), andererseits können gleichzeitig unerwünschte Kopplungen die Funktion des Bauteils einschränken. Die Kenntnis aller für das Bauelementverhalten relevanten Effekte ist damit von elementarer Bedeutung für das Verständnis des Systemverhaltens und bildet eine wichtige Grundlage für die Erstellung von Modellen.

Neben der Zerlegung eines Mikrosystems in funktionale Komponenten oder geometrische Strukturen bietet die Aufspaltung in Energiedomänen und deren Kopplungseffekte eine weitere Möglichkeit der Zerlegung von Modellen in Teilmodelle. Vorteil der Zerlegung in Energiedomänen ist die einfache Trennung verschiedener physikalischer Vorgänge und der daraus resultierende transparente Zugang zu den wichtigen Wandlereffekten, die durch die Kopplungen zwischen den Teilmodellen beschrieben werden.

3.1.5 Kopplung von Teilmodellen unterschiedlicher Modellierungsebenen

Bei der physikalisch basierten Modellierung von Sensoren und Aktoren bietet sich, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, die Aufspaltung der Modelle in die verschiedenen beteiligten Energiedomänen an. Für die einzelnen Energiedomänen kann eine passende Modellierungsmethode den Anforderungen entsprechend gewählt werden. Um ein für ein spezielles Mikrosystem optimales Modell zu erhalten, bietet sich die Kopplung von Modellen aus unterschiedlichen Modellierungsebenen an. Dies ermöglicht es, den notwendigen Detailgrad und die gewünschte Recheneffizienz für jede Energiedomäne separat festzulegen und ein auf die Problemstellung maßgeschneidertes Gesamtmodell zu erstellen.

Eine Möglichkeit der Kopplung von Modellen unterschiedlicher Modellierungsebenen ist die Verknüpfung von Modellen auf Basis Finiter Elemente mit Kompaktmodellen. Die im Detail zu untersuchenden verteilten Effekte können dabei im Finite-Elemente-Modell detailliert untersucht und weitere Effekte in konzentrierter Form effizient in die Analyse eingebunden werden. Dies erweitert den Anwendungsbereich von Finite-Elemente-Simulationen erheblich. Es ist stets zu beachten, dass bei der Kopplung die lokalen Größen auf kontinuierlicher Feldebene in integrale Größen der Kompaktmodelle aufzusummieren und aus den integralen Größen der Kompaktmodellebene verteilte Größen zu bestimmen sind.

Eine weitere wichtige Methode ist die Kopplung von äquivalenten Netzwerkmodellen und konzentrierten Kompaktmodellen. Da auch Kompaktmodelle durch die Beschreibung mit integralen Größen als Netzwerkmodelle darstellbar sind, können derartige Kombinationen in einem gemeinsamen Netzwerk implementiert werden. Da in diesem Netzwerk physikalische Größen aus verschiedenen Energiedomänen als Potential- und Flussgröße verwendet werden, spricht man von einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk. Den Austausch von Energie zwischen den verschiedenen physikalischen Energiedomänen übernehmen gesteuerte Quellen, die die Kopplungseffekte der Sensor- und Aktorkomponenten beschreiben. Die einfach zu realisierende Verknüpfung auf Grundlage der verallgemeinerten Kirchhoffschen Netzwerke und die bidirektionale Kopplung zwischen den Energiedomänen sind ein entscheidender Vorteil dieser Kombination. Des Weiteren lassen sich derartige Modelle in kommerziellen Schaltkreissimulatoren implementieren und effizient numerisch lösen.

3.2 Methoden der Modellierung

Aus den in Kapitel 3.1.3 dargestellten Modellebenen werden nun die in dieser Arbeit verwendeten Modellierungsmethoden vorgestellt. Dazu werden einzelne Methoden detailliert beschrieben und die Eigenschaften der resultierenden Modelle herausgestellt.

3.2.1 Modellierung auf kontinuierlicher Feldebene mit der Finite-Elemente-Methode

Wie im vorherigen Kapitel bereits erwähnt, können die den Mikrosystemen zugrunde liegenden physikalischen Effekte in der Kontinuumstheorie auf Basis von partiellen Differentialgleichungen (PDG) beschrieben werden. Das vermutlich bekannteste numerische Verfahren zur Berechnung von PDGs ist die Finite-Elemente-Methode (FEM). Bei diesem Verfahren wird das Modell geometrisch diskretisiert und die Lösung auf Basis dieser Diskretisierung numerisch angenähert. Es existieren etliche kommerzielle Programme zur numerischen Lösung von PDGs, die auf der FEM basieren. Der Ablauf dieses Verfahrens wird im Folgenden beispielhaft skizziert und die Erstellung des diskretisierten Gleichungssystems aufgezeigt. Je nach Programm können einzelne Schritte variieren, das grundsätzliche Verfahren bleibt davon unberührt.

Ablauf der Finite-Elemente-Methode

Zuerst werden die Geometrie des Modells definiert und die entsprechenden Materialparameter für die Struktur eingegeben. Danach werden die zu berechnenden partiellen Differentialgleichungen der physikalischen Energiedomäne ausgewählt und den entsprechenden Simulationsgebieten zugeordnet. Die darauf folgende Wahl der Rand- und Anfangsbedingungen vervollständigt die mathematische Problemstellung. Nun wird die Modellgeometrie diskretisiert, d.h. vollständig in disjunkte, endlich große Elemente zerlegt. Diese werden als „Finite Elemente“ bezeichnet und können beispielsweise Dreiecke oder Rechtecke im Zweidimensionalen und Tetraeder oder Quader im Dreidimensionalen sein. Die Eckpunkte, an denen sich mehrere Elemente treffen, werden als Knoten bezeichnet und die Diskretisierung ist häufig unter dem Begriff Gittererstellung zu finden. Auf Basis dieses Gitters werden Ansatzfunktionen gewählt und in das Gleichungssystem der partiellen Differentialgleichungen eingesetzt. Im Gegensatz zu klassischen numerischen Verfahren erstrecken sich die Ansatzfunktionen, aus denen die Lösung des Gleichungssystems zusammengesetzt wird, nicht über das gesamte Modell, sondern sind nur an den wenigen benachbarten Elementen eines Knotens von Null verschieden und schließen kontinuierlich an die Nachbarelemente an [49]. Als Variablen der Ansatzfunktionen werden die Werte an den Knotenpunkten gewählt (Knotenpotentiale). Setzt man die Ansatzfunktionen in die Differentialgleichung ein, so erhält man ein diskretes Gleichungssystem mit den Knotenpotentialen als unbekanntenen Variablen (auch Freiheitsgrade genannt). Dieses Gleichungssystem kann nun numerisch gelöst werden. Aus den Knotenpotentialen können dann die weiteren physikalischen

Größen, wie beispielsweise Flussgrößen, abgeleitet werden.

Durch die Näherung der exakten Lösung mit Hilfe der diskreten Knotenpunkte des Gitters hängt die Genauigkeit des Verfahrens stark von der gewählten Diskretisierung und der Art der verwendeten Ansatzfunktionen ab. Eine feine Diskretisierung führt in der Regel zu nur sehr kleinen Diskretisierungsfehlern und ermöglicht damit eine hohe Genauigkeit. Auch das Auflösungsvermögen der sich im Bauelement abspielenden physikalischen Vorgänge ist vom Diskretisierungsgitter und den Ansatzfunktionen abhängig. Eine feine Diskretisierung und aufwendige Ansatzfunktionen vergrößern allerdings gleichzeitig das zu berechnende diskrete Gleichungssystem. Dadurch steigen die Rechenzeit und der Speicherbedarf der Simulation. Die Wahl des Gitters stellt somit stets einen Kompromiss zwischen Genauigkeit und Recheneffizienz der Simulation dar.

Aufstellen des diskreten Gleichungssystems

Um das Funktionsprinzip der FEM im Detail aufzuzeigen, wird die Umformung der zu lösenden partiellen Differentialgleichung in ein diskretes Gleichungssystem hier grob skizziert. Dies erfolgt in Anlehnung an [35, 33] am Beispiel eines mechanischen Randwertproblems. Dieses besteht aus der Bewegungsgleichung für einen Festkörper

$$\rho \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2} - \nabla \cdot \underline{c} \nabla \underline{u} = \underline{f} \quad (3.1)$$

und Dirichlet-Randbedingungen an den Grenzen des Simulationsgebiets Ω ($\underline{u} = 0$ für $\underline{u} \in \partial\Omega$). \underline{u} stellt hierbei den Vektor der zu lösenden mechanischen Verschiebungen, ρ die Massendichte, \underline{c} den Elastizitätstensor und \underline{f} die angreifenden äußeren Kräfte dar. Die Bewegungsgleichung (3.1) beschreibt die Kräftebilanz aus den Trägheitskräften, den inneren Spannungen und den äußeren Kräften im Festkörper. Sie wird in Kapitel 4.1.2 hergeleitet und eingehend behandelt.

Mithilfe des Prinzips der virtuellen Arbeit wird die partielle Differentialgleichung (3.1) in eine Variationsformulierung überführt. Der Festkörper wird dazu in einem aus seiner Gleichgewichtsposition geringfügig ausgelenkten Zustand betrachtet und die aufgrund der wirkenden Kräfte entstehende Arbeit berechnet. Die Komponenten u_i der zu berechnenden Auslenkung \underline{u} werden hierfür separat betrachtet. Die Bewegungsgleichung wird mit einer Testfunktion v beaufschlagt, die diese kleinen, sogenannten virtuellen Verrückungen beschreibt. Die sich daraus ergebenden Beiträge der virtuellen Arbeit werden über dem Simulationsgebiet Ω integriert.

$$\int_{\Omega} \rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} v \, dV - \int_{\Omega} \nabla \cdot \underline{c}_{\underline{i}} \nabla u_i \, v \, dV = \int_{\Omega} f_i \, v \, dV \quad (3.2)$$

$\underline{c}_{\underline{i}}$ stellt dabei den Teil des Elastizitätstensors dar, der für die Berechnung der entsprechenden Komponente benötigt wird. Die zweifache Ableitung nach dem Ort wird mithilfe der

partiellen Integration in eine einfache Ableitung umgerechnet.

$$\int_{\Omega} \nabla \cdot \underline{c}_i \nabla u_i v \, dV = \int_{\partial\Omega} \underline{c}_i \nabla u_i v \, dS - \int_{\Omega} \underline{c}_i \nabla u_i \cdot \nabla v \, dV \quad (3.3)$$

Für Dirichlet-Randbedingungen werden die virtuellen Verrückungen in v am Rand des Simulationsgebiets $\partial\Omega$ gleich Null gesetzt, da die Auslenkung bereits durch die Randbedingung festgelegt ist. Dadurch ergibt das Oberflächenintegral Null und kann weggelassen werden. Setzt man diese Beziehung in Gleichung (3.2) ein, so erhält man die schwache Formulierung der Bewegungsgleichung.

$$\underbrace{\int_{\Omega} \rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} v \, dV}_{\text{Virtuelle Arbeit der Trägheitskräfte}} + \underbrace{\int_{\Omega} \underline{c}_i \nabla u_i \cdot \nabla v \, dV}_{\text{Innere virtuelle Arbeit}} = \underbrace{\int_{\Omega} f_i v \, dV}_{\text{Virtuelle Arbeit der äußeren Kräfte}} \quad (3.4)$$

Diese beschreibt den Ausgleich der Beiträge zur virtuellen Arbeit, die von den in der Testfunktion v beschriebenen virtuellen Verrückungen hervorgerufen werden. Durch die partielle Integration sind nur mehr einfache Ableitungen nach dem Ort vorhanden. Es bleibt zu erwähnen, dass bei Neumann-Randbedingungen das Oberflächenintegral in Gleichung (3.3) zwar nicht wegfällt, es aber beim Einsetzen auf die rechte Seite der schwachen Formulierung (3.4) gebracht und zu den äußeren Kräften gezählt werden kann. Die Struktur der schwachen Formulierung bleibt damit auch bei Neumann-Randbedingungen erhalten. Darüber hinaus können die Neumann-Randbedingungen in der Mechanik auch als Vorgabe von Kräften am Rand des Simulationsgebiets interpretiert werden.

Auf Basis der schwachen Formulierung und der gewählten Diskretisierung wird nun die diskrete Näherungslösung \tilde{u}_i als Summe von Ansatzfunktionen beschrieben.

$$\tilde{u}_i = \sum_j^N \varphi_j \tilde{u}_{ij} \quad (3.5)$$

Bei der FEM werden, wie oben bereits erwähnt, lokale Ansatzfunktionen φ_j gewählt, die mit den Knotenpotentialen \tilde{u}_{ij} gewichtet werden. Die kontinuierlichen Ansatzfunktionen werden so gewählt, dass sie am entsprechenden Knoten selbst eins ergeben und nur auf angrenzenden Elementen ungleich Null sind. Auf diese Weise geben die Knotenpotentiale direkt die approximierte Lösung an den entsprechenden Stellen an. N bezeichnet hierbei die Anzahl der Knotenpunkte der Diskretisierung. Auch die Testfunktion wird als Summe der Ansatzfunktionen $v = \sum_{k=1}^N \varphi_k v_k$ angesetzt, die mit den virtuellen Verrückungen v_k an den Knoten gewichtet sind. Eingesetzt in die Variationsformulierung (3.4) können die Knotenpotentiale \tilde{u}_{ij} und virtuellen Verrückungen v_k aus den örtlichen Ableitungen und Integralen herausgezogen werden und es bleiben die Ableitungen und Integrale der Ansatzfunktionen übrig, die berechnet werden können. Da das aufgestellte lineare Gleichungssystem für beliebige Verrückungen v_k gelten soll, können diese virtuellen Verrückungen eliminiert werden. Dieses Gleichungssystem kann für alle drei Komponenten u_i aufgestellt und zusammengesetzt werden. Die Freiheitsgrade werden im Vektor $\tilde{\underline{u}}$ zusammengefasst und es resultiert das örtlich diskretisierte Gleichungssystem in der Form

$$\mathbf{M} \frac{\partial^2 \tilde{\underline{u}}}{\partial t^2} + \mathbf{K} \tilde{\underline{u}} = \underline{F}. \quad (3.6)$$

Die Komponenten der Massenmatrix M , der Steifigkeitsmatrix K und des diskretisierten Vektors der äußeren Kräfte F werden somit aus den Ansatzfunktionen berechnet. Aufgrund der lokalen Ansatzfunktionen ergeben sich für die Massen- und Steifigkeitsmatrix dünn besetzte Bandmatrizen, die eine effiziente Lösung mit numerischen Methoden ermöglichen. Dieses Gleichungssystem kann nun mit einem Zeitschrittverfahren zeitlich diskretisiert und mithilfe der Anfangsbedingungen numerisch gelöst werden.

Die lokale Formulierung (3.1) und die schwache Formulierung (3.4) sind ineinander überführbar und für die exakte Lösung äquivalent. Bei genäherten numerischen Lösungen kann es jedoch vorkommen, dass diese die integrale schwache Formulierung erfüllen, wohingegen die lokale Formulierung verletzt wird. Durch die Lösung des Gleichungssystems in der schwachen Formulierung werden integrale Größen sehr exakt bestimmt, während die numerische Lösung der einzelnen Knoten je nach Feinheit des Gitters und Komplexität der Ansatzfunktionen von der exakten Lösung abweichen kann. Aufgrund der möglichen lokalen Fehler der Knotenpotentiale, aus denen die auftretenden Flussgrößen abgeleitet werden, ist die FEM an sich nicht flusserhaltend. Bei ausreichend guter Diskretisierung erfüllen die berechneten Flüsse die zugrundeliegenden physikalischen Bilanzgleichungen jedoch in guter Näherung.

Mit der FEM lassen sich nicht nur einzelne PDGs physikalischer Energiedomänen sondern, für die Mikrosysteme entscheidend, auch gekoppelte Probleme lösen. Für gekoppelte Phänomene steigt durch die größere Zahl an zu lösenden Gleichungen auch die Zahl der Freiheitsgrade und damit die Größe des Gleichungssystems stark an, was zu hohen Rechenzeiten führt. Des Weiteren treten bei gekoppelten Problemen häufig Schwierigkeiten bei der Konvergenz der numerischen Lösung auf. Dies begrenzt die Simulation auf kontinuierlicher Feldebene meist auf wenige physikalische Effekte und kann zu Problemen bei komplexen geometrischen Strukturen führen.

Als Beispiele für kommerzielle Programme auf Basis der FEM seien die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Programme ANSYS [4] und COMSOL Multiphysics [19] genannt. In der Anwendung selbst unterscheiden sich die Programme ANSYS und COMSOL Multiphysics im Detail sehr stark. Aufgrund der transparenten Darstellung der implementierten partiellen Differentialgleichungen wurde vornehmlich das Programm COMSOL Multiphysics eingesetzt.

3.2.2 Kompaktmodellierung

Ist die räumliche Verteilung physikalischer Effekte für die zu untersuchenden Bauelemente bzw. Problemstellungen nicht relevant oder ist deren Berechnung zu aufwendig, können kompakte Modelle zur Beschreibung des Mikrosystemverhaltens verwendet werden. Für die Erstellung von Kompaktmodellen gibt es eine Vielzahl von Methoden, die sich in der Transparenz der resultierenden Modelle, ihrem Gültigkeitsbereich und der Wiederverwendbarkeit stark unterscheiden. Diese werden im Folgenden klassifiziert.

Als erstes sind die Verhaltensmodelle zu nennen, die das in Simulation oder Experiment gezeigte Verhalten eines Bauteils einfach nur nachbilden. Diese Modelle lassen

sich in der Regel sehr einfach erstellen, indem etwa durch Kurvenanpassung das Bauteilverhalten beschrieben wird. Allerdings ist ein Verhaltensmodell dadurch wenig transparent und sein Gültigkeitsbereich meist stark beschränkt und schwer abzuschätzen.

Mehr Transparenz bieten die physikalisch basierten Kompaktmodelle. Auf der Basis von analytischen Lösungen der zugrundeliegenden physikalischen Grundgleichungen oder durch entsprechende Annahmen und Näherungen wird das Bauelementverhalten in kompakter Form beschrieben. Der große Vorteil dieser Modelle ist, dass sie auf physikalischen Funktionsprinzipien beruhen. Die in den Modellen auftretenden Parameter entsprechen Material- und Geometriegrößen, was sich in der hohen Transparenz der Modelle widerspiegelt. Die bei der Herleitung getroffenen Annahmen und Näherungen legen zudem den Gültigkeitsbereich des Modells fest. Derartige Modelle sind zwar deutlich aufwendiger in der Erstellung, können dafür aber bei vergleichbaren Problemstellungen wiederverwendet werden. Zudem ermöglichen sie durch die hohe Transparenz und die Zugriffsmöglichkeit auf Material- und Geometrieparameter tieferen Einblick in physikalische Abhängigkeiten und lassen im Gültigkeitsbereich des Modells Vorhersagen für Material- und Geometrieänderungen zu. Damit sind sie für die Systemoptimierung besonders gut geeignet.

Eine weitere Möglichkeit zur Erstellung von Kompaktmodellen ist die Ordnungsreduktion. Hierbei wird ausgehend von einem verteilten Ursprungsmodell – dies kann z.B. das diskretisierte Gleichungssystem eines Modells auf kontinuierlicher Feldebene sein – durch Reduktion der Freiheitsgrade ein kompaktes Modell erstellt. Die Schwierigkeit besteht darin, trotz der reduzierten Freiheitsgrade, immer noch das wesentliche Verhalten des Bauelements abzubilden. In [27] werden verschiedene Verfahren zur Ordnungsreduktion vorgestellt. Die meisten Verfahren sind rein mathematischer Natur. Sie lassen sich gut automatisieren. Darunter leidet jedoch die Transparenz der Modelle, weshalb Designstudien auf Kompaktmodellebene damit nur beschränkt möglich sind. Da sich die Anzahl der Freiheitsgrade zwischen der kontinuierlichen Feldebene und den Kompaktmodellen frei variieren lässt, können die ordnungsreduzierten Modelle prinzipiell auch in die Kategorie der Mischformen eingeteilt werden.

Daneben gibt es aber auch physikalisch interpretierbare Verfahren zur Ordnungsreduktion von Modellen. Als wichtiges Beispiel soll die modale Superposition erwähnt werden. Die Zerlegung in Eigenmoden kann etwa in der Mechanik als Aufspaltung der Bewegung einer linear elastischen Struktur in die Eigenschwingungsformen interpretiert werden. Dies führt zu einem physikalisch transparenten Modell und vereinfacht maßgeblich die Entscheidung, wie viele Freiheitsgrade für einen guten Kompromiss aus hoher Genauigkeit und niedriger Rechenzeit gewählt werden sollten.

Um geeignete Modelle zu entwickeln, kann auch eine Kombination von verschiedenen Kompaktmodellklassen verwendet werden. So kann ein Modell beispielsweise auf einer physikalischen Beschreibung beruhen, wobei einzelne Modellparameter selbst aber an Simulation oder Experiment angepasst sind. Dies ist dann von Vorteil, wenn das grundsätzliche Verhalten des Bauelements durch einfache physikalisch basierte Modellgleichungen beschreibbar ist, aber weitere Effekte (z.B. Randeffekte) berücksich-

sichtigt werden sollen, die in der idealisierten Gleichung vernachlässigt werden. Dabei sollte auf eine gute physikalische Interpretierbarkeit der angepassten Modellparameter geachtet werden, um den Vorteil der Transparenz der physikalisch basierten Modelle nicht zunichte zu machen. Auch der Gültigkeitsbereich einer derartigen Kombination kann durch die Parameteranpassung eingeschränkt sein.

3.2.3 Generischer Ansatz zur Modellierung auf der Basis generalisierter Kirchhoffscher Netzwerke

Zwischen den Modellen auf kontinuierlicher Feldebene und den Kompaktmodellen befinden sich die bereits erwähnten äquivalenten Netzwerkmodelle, deren Stärken vor allem bei verteilten Effekten und komplexen Geometrien zum Vorschein kommen. Ein gutes Beispiel dafür sind die in Mikrosystemen häufig auftretenden perforierten Strukturen. Gerade bei einer großen Anzahl von Perforationslöchern kann es passieren, dass sich die physikalischen Grundgleichungen für die komplexe Bauelementgeometrie auf der Ebene der kontinuierlichen Felder nicht oder nur mit nicht vertretbarem Aufwand numerisch berechnen lassen. Gleichzeitig kann die Abstraktion auf ein Kompaktmodell unzureichend sein, wenn – wie im Fall der Mikrofonmembran – verteilte Effekte eine Rolle spielen. Durch die Verwendung der generalisierten Kirchhoffschen Netzwerke lassen sich dabei auch verschiedene Energiedomänen in einem äquivalenten Netzwerk vereinen.

Für die Ableitung eines Modells auf Basis der generalisierten Kirchhoffschen Netzwerke gibt es einen generischen Ansatz, der auf den Grundprinzipien der Thermodynamik fußt und in [76, 71, 36] zur Modellierung von Mikrosystemen vorgeschlagen wird. Dieser Ansatz wird in [6] ausführlich beschrieben und soll an dieser Stelle knapp skizziert werden.

Die Zustandsvariablen, die ein thermodynamisches System beschreiben, werden dazu in extensive und intensive Variablen eingeteilt. Die extensiven Größen $X \in \mathcal{E}$ sind abzählbar und skalieren mit der Größe des betrachteten Gebiets. Dies können beispielsweise die elektrische Ladung Q , das Volumen V eines Fluids oder der mechanische Impuls p sein. Die abzählbaren extensiven Größen können transportiert werden, was durch entsprechende Flussdichten \underline{j}_X beschrieben werden kann. Im elektrischen Fall ist dies die elektrische Stromdichte \underline{j} , in der Fluidik der Volumenstromdichte \underline{q} und in der Mechanik die Kraftdichte \underline{f} . Zu den extensiven Größen kann jeweils eine entsprechende konjugierte intensive Größe $Y \in \mathcal{I}$ zugeordnet werden. Intensive Größen sind unabhängig von der Größe des betrachteten Gebiets. Beispiele dafür sind das elektrische Potential Φ , der fluidische Druck p , oder die Geschwindigkeit v . Nach Onsager [55] werden die Flüsse der extensiven Größen stets von Gradienten der intensiven Größen getrieben.

$$\underline{j}_{X_i} = \sum_j L_{ij} \nabla Y_j \quad (3.7)$$

Dies beinhaltet sowohl den Einfluss der konjugierten intensiven Größe innerhalb einer Energiedomäne als auch Koppelmechanismen, die die Wechselwirkungen zwischen den

physikalischen Subsystemen beschreiben und von den intensiven Größen anderer Energiedomänen abhängen. Die Transportkoeffizienten L_{ij} beschreiben den jeweiligen Zusammenhang in der Nähe des thermodynamischen Gleichgewichts und beinhalten die Materialabhängigkeiten der entsprechenden physikalischen Effekte.

Für die abzählbaren extensiven Größen können Erhaltungsgleichungen in Form einer Bilanzgleichung

$$\frac{\partial x}{\partial t} = -\nabla \cdot \underline{j}_X + \Pi_X \quad (3.8)$$

aufgestellt werden. x stellt hierbei die Dichte der extensiven Größe X und Π_X deren Generationsrate dar. Anschaulich beschreibt die allgemeine Bilanzgleichung, dass die Zunahme der extensiven Größe in einem infinitesimal kleinen Volumen gleich der Summe aus dem Zufluss in dieses kleine Volumen (ausgedrückt durch die negative Divergenz der Stromdichte) und der im Volumen generierten extensiven Größe ist. Durch die Aufteilung der Zustandsvariablen in extensive und intensive Größen lassen sich die physikalischen Vorgänge unterschiedlicher Energiedomänen allgemein als von treibenden Kräften (Gradienten der intensiven Größen) hervorgerufene Flüsse (Transport der extensiven Größen) auffassen und darstellen.

Diese verallgemeinerte Beschreibung kann für die generische Ableitung von Modellen und deren Abbildung in ein generalisiertes Kirchhoffsches Netzwerk verwendet werden. Die Basis dafür bildet die Bilanzgleichung (3.8). Das betrachtete Simulationsgebiet wird in Finite Volumen zerlegt, in denen die Dichte der extensiven Größe und die intensive Größe jeweils näherungsweise als konstant angenommen werden. Die Volumen werden in einem Knoten des Netzwerks zusammengefasst und die intensive Größe als Knotenpotential zugeordnet. Durch das Zusammenfassen eines Volumens in einem Knoten wird die lokale Bilanzgleichung in die integrale Form der Erhaltungsgleichung überführt.

$$\underbrace{\frac{\partial X}{\partial t}}_{\text{Zunahme der extensiven Größe}} = \underbrace{-\int_{\partial V} \underline{j}_X \cdot d\underline{S}}_{\text{Zufluss der extensiven Größe}} + \underbrace{\int_V \Pi_X dV}_{\text{Generationsterm}} \quad (3.9)$$

Mithilfe des Integralsatzes von Gauß wurde das Volumenintegral über der Divergenz der Flussdichte in ein Oberflächenintegral über den Rand umgeformt und beinhaltet nun den Zufluss der extensiven Größe über den Rand des Volumens. Der erste Term $\frac{\partial X}{\partial t}$, der die Speicherung der extensiven Größe im Volumen enthält, kann durch eine generalisierte Kapazität im Netzwerk dargestellt werden, die an den entsprechenden Knoten angeschlossen ist. Der Austausch der extensiven Größen mit den Nachbarvolumen über die Flussdichte am Rand des Volumens wird in konzentrierte Flüsse $I_{X,k}$ in die einzelnen Nachbarvolumen kompaktifiziert und über die Kanten des Netzwerks dargestellt. Auf diesen Kanten wird ein verallgemeinerter Leitwert verwendet, um den Zusammenhang zwischen dem auftretenden Fluss und den treibenden Kräften zu modellieren. Der Gradient der intensiven Größe wird dazu über die Differenz der Knotenpotentiale ΔY der angrenzenden Knoten ausgedrückt. Die Kopplungen, die von Gradienten intensiver Größen aus anderen Subsystemen generiert werden, können über den Generationsterm als verallgemeinerte gesteuerte Quellen im Netzwerk einbezogen werden. Die Bilanzgleichung für ein finites

Volumen lässt sich somit in der Form

$$\frac{\partial X}{\partial t} = - \sum_k I_{X,k} + \Pi_{X,V} \quad (3.10)$$

schreiben, wobei $\Pi_{X,V}$ die integrale Generationsrate im Volumen ausdrückt. Aufgrund der im Netzwerk geltenden Kirchhoffschen Knotenregel kann diese Bilanzgleichung im Netzwerk äquivalent abgebildet werden. Auf diese Weise können Modelle auf Basis generalisierter Kirchhoffscher Netzwerke für Mikrosensoren und -aktoren generisch abgeleitet, in kommerziellen Schaltungssimulatoren implementiert und sehr effizient numerisch gelöst werden.

Die resultierenden Netzwerkmodelle basieren auf den physikalischen Grundprinzipien der Thermodynamik und bieten die Möglichkeit, die verschiedenen Energiedomänen über die verallgemeinerten gesteuerten Quellen bidirektional zu koppeln. Die als Basis dienenden Bilanzgleichungen spiegeln sich in der Netzwerktopologie wieder. Aufgrund der im Netzwerk geltenden Kirchhoffschen Gesetze sind die generierten Modelle flusserhaltend. Dieser generische Ansatz bietet den Vorteil, dass er in gleicher Weise auf verschiedenste Mikrosysteme angewendet werden kann. Einmal erstellte Modelle lassen sich daher leicht auf andere Mikrostrukturen übertragen.

3.3 Methoden der Modellkalibrierung und -validierung

Aus den vorgestellten Modellierungsmethoden kann das zu einer Problemstellung passende Modell gewählt werden. Doch bevor mit der Simulation begonnen werden kann, müssen die Modellparameter bestimmt werden. Idealerweise sind diese Parameter transparent und können direkt aus den im Herstellungsprozess gewonnenen Daten extrahiert werden. Für bestimmte Materialparameter können auch Werte aus der Literatur herangezogen werden. Allerdings gibt es in der Regel einige Modellparameter, die entweder nicht bekannt sind oder herstellungsbedingt stark schwanken. Diese Parameter müssen für die entsprechenden Modelle erst kalibriert werden. Einzelne Teilmodelle sollten dabei nach Möglichkeit stets separat kalibriert werden, da das gleichzeitige Anpassen mehrerer Parameter an eine Messgröße oft nicht eindeutig ist und zu fehlerhaften Vorhersagen des Bauteilverhaltens führen kann. Deshalb sind geeignete Testprozeduren zu entwickeln, die sensitiv auf den zu kalibrierenden Parameter sind und möglichst wenig Querempfindlichkeit bezüglich weiterer Parameter aufweisen. Nur durch eine genaue und konsistente Kalibrierung ist es möglich, die Aussagekraft der Simulationsergebnisse auch quantitativ zu gewährleisten und den Gültigkeitsbereich der Modelle voll auszuschöpfen. In der Mikrosystemtechnik sind die im Material auftretenden intrinsischen Schichtspannungen als Beispiel für stark schwankende prozessabhängige Parameter zu nennen. Da diese inneren mechanischen Spannungen das Verhalten der beweglichen Struktur des Bauteils maßgeblich beeinflussen, müssen diese in der Regel sehr genau bestimmt werden. Neben der Kalibrierung sollten die Modelle zusätzlich mit Hilfe von Messungen validiert werden. Dadurch werden zum einen Fehler in der Modellerstellung oder Implementierung aufgedeckt, zum anderen können die Genauigkeit der Simulationsergebnisse und

der Gültigkeitsbereich der Modelle über Validierungsmessungen abgeschätzt werden. Für die Kalibrierung und Validierung von Mikrosystemmodellen sind daher Messungen an Prototypen oder Teststrukturen erforderlich. Für derartige Messungen stand im Rahmen dieser Arbeit ein optisches Messlabor zur Verfügung, das mit speziell für Mikrosysteme geeigneten Messaufbauten ausgestattet ist. Im Folgenden werden die verwendeten Messplätze vorgestellt und ihre Messprinzipien, die Weißlichtinterferometrie und die Laser-Doppler-Vibrometrie, erläutert. Im Anschluss wird auf die Extraktion von Parametern auf Basis dieser Messverfahren eingegangen.

3.3.1 Weißlichtinterferometrie

Der erste Messplatz besteht aus einem Weißlichtinterferometer vom Typ Veeco WYKO NT1100¹. In Abb. 3.4 ist der Messplatz und das verwendete Messprinzip dargestellt. Das optische Messverfahren beruht auf dem interferometrischen Prinzip. Ein Lichtstrahl

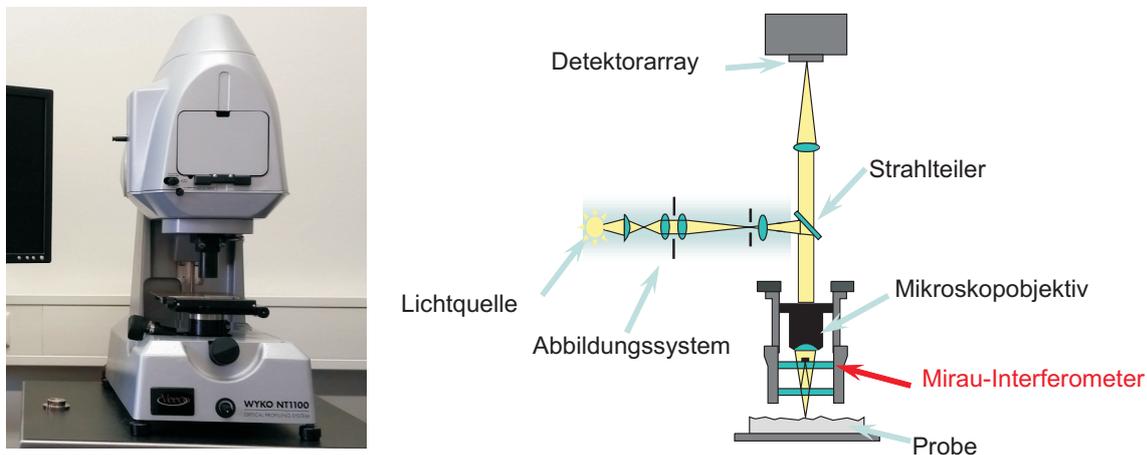


Abb. 3.4: Fotografie des verwendeten Weißlichtinterferometers und Skizze des Messprinzips (nach [83]).

wird durch ein Mikroskopobjektiv auf die Mikrostruktur (Probe) fokussiert. Unterhalb des Objektivs ist ein Mirau-Interferometer [45, 46] angebracht. Dieses spaltet mit einem halbdurchlässigen Spiegel das Licht in Mess- und Referenzstrahl auf. Der transmittierte Messstrahl wird an der Probenoberfläche reflektiert und durch das Objektiv an den Detektor weitergeleitet. Der reflektierte Referenzstrahl wird auf einen Referenzspiegel fokussiert und das dort reflektierte Licht über eine weitere Reflexion am halbdurchlässigen Spiegel mit dem Messstrahl überlagert.

Das Besondere an der Weißlichtinterferometrie im Vergleich zu anderen Interferometern ist die Verwendung einer breitbandigen Lichtquelle mit kurzer Kohärenzlänge. Da Interferenzeffekte nur in dem Bereich auftreten, in dem der Wegunterschied zwischen Mess- und Referenzpfad kleiner als die Kohärenzlänge des Lichts ist, sind die Interferenzmuster nur in einem sehr kleinen Höhenbereich sichtbar. Aus dem Licht der breitbandigen

¹ Veeco wurde aufgekauft und gehört nun zur Firma Bruker

Lichtquelle wird zwischen Abbildungssystem und Strahlteiler mit einem Farbfilter Licht mit einer speziellen Wellenlänge selektiert, um die Überlagerung von Interferenzmustern verschiedener Wellenlängen zu vermeiden. Der Probenstisch des Interferometers, auf dem sich die Mikrostruktur befindet, kann mit Hilfe eines Piezostellers vertikal verfahren werden. Dadurch verschiebt sich auch der Höhenbereich auf der Probe, in dem die Interferenzen auftreten. Aus dem Auftreten der Hell-Dunkel-Übergänge beim Verfahren des Probenstisches kann auf die absolute Höhe eines bestimmten Punkts auf der Struktur geschlossen werden. Setzt man die Information für alle Bildpunkte des Detektors zusammen, so erhält man ein 3D-Profil der untersuchten Mikrostruktur. Dabei wird aufgrund des interferometrischen Messprinzips ein hohes vertikales Auflösungsvermögen im Sub-Nanometer-Bereich erreicht [74]. Die laterale Auflösung ist durch die Optik begrenzt und damit abhängig vom verwendeten Objektiv. Wie die meisten optischen Messverfahren ist auch die Weißlichtinterferometrie nahezu rückwirkungsfrei. Eine Besonderheit dieser Messmethodik ist, dass durch die absolute Messung des Höhenwerts auch Sprünge an senkrechten Kanten der Struktur bestimmt werden können, die mit auf relativen Unterschieden beruhenden interferometrischen Verfahren nicht erfassbar sind.

Der große Vorteil des Weißlichtinterferometers liegt in der hohen vertikalen Auflösung kombiniert mit einem großen vertikalen Messbereich durch das mechanische Verfahren des Probenstisches. Des Weiteren bietet es die Möglichkeit, vertikale Kanten zu vermessen, die für die Bestimmung von Schichtdicken der Mikrostrukturen von großer Bedeutung sind. Die gemessenen 3D-Profile der Mikrostrukturen enthalten wichtige Informationen zu lateralen Abmessungen und Dicken bestimmter Schichten. Zusätzlich können über die Verformung beweglicher Strukturen wichtige Informationen über die inneren mechanischen Spannungen im Material gewonnen werden.

Allerdings sind diesem Verfahren auch Grenzen gesetzt. Transparente Materialien, wie beispielsweise Oxidschichten, können in der Messung nicht direkt erfasst werden. Ist die oberste Schicht der Mikrostruktur transparent, kommt es darauf an, an welcher Grenzfläche das Licht reflektiert wird. Selbst wenn das Licht ohne Reflexionen an der Oberfläche die transparente Schicht passiert, muss diese Schicht bei der Auswertung der Messung berücksichtigt werden. Das interferometrische Messprinzip bestimmt den optischen Wegunterschied L_{opt} , der sich im transparenten Medium abhängig von dessen Brechungsindex n_{trans} und dem geometrischen Weg L_{geom} zu

$$L_{\text{opt}} = n_{\text{trans}} \cdot L_{\text{geom}}$$

ergibt. Eventuelle Mehrfachreflexionen können zusätzlich das Messergebnis verfälschen. Auch raue Oberflächen mit geringer Reflexion führen in der Praxis zu Problemen, da das geringe Streulicht keine klare Detektion der Interferenzmuster zulässt.

Durch das Abtasten der verschiedenen Höhenebenen durch Verfahren des Probenstisches ist dieses Messverfahren vorwiegend für statische Messungen geeignet. Dennoch sind dynamische Messungen von periodischen Vorgängen möglich. Dabei wird durch eine eingebaute Stroboskopeinheit die Mikrostruktur zu ausgewählten Zeitpunkten einer Periode gepulst beleuchtet und es werden quasistatische 3D-Profile dieser Zeitpunkte erzeugt, die anschließend zu einer Bewegung zusammengesetzt werden. Jedoch erweisen

sich derartige Messungen aufgrund der sequentiellen Messung der einzelnen Zeitschritte in der Praxis als äußerst zeitaufwendig.

3.3.2 Laser-Doppler-Vibrometrie

Ein für dynamische Analysen besser geeignetes Verfahren bietet der zweite Messaufbau mit einem Laser-Doppler-Vibrometer vom Typ MSA 500 der Firma Polytec, das in Abb. 3.5 gezeigt ist. Der Aufbau ähnelt einem Mach-Zehnder-Interferometer. Ein La-

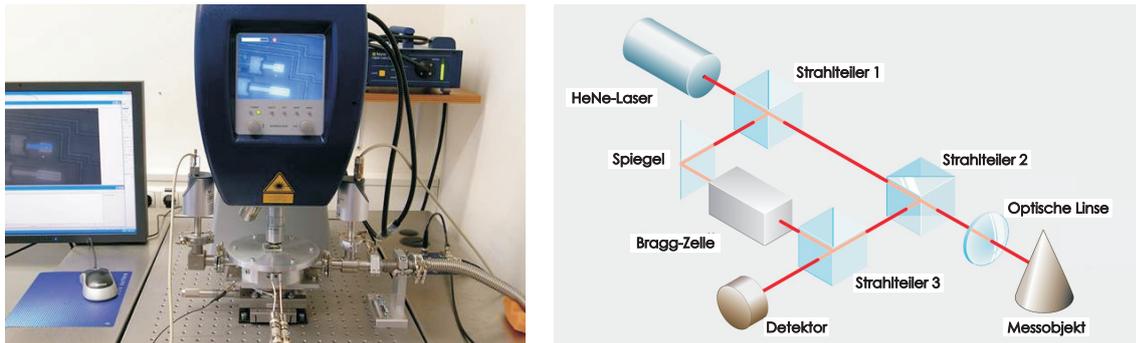


Abb. 3.5: Fotografie des verwendeten Laser-Doppler-Vibrometers und Skizze des Messprinzips [62].

serstrahl wird mit Strahlteilern in einen Mess- und Referenzstrahl aufgespalten und die beiden Strahlengänge vor dem Detektor wieder überlagert. Der Referenzstrahl läuft über einen Spiegel, während der Messstrahl auf die Mikrostruktur (Probe) fokussiert und dort reflektiert wird. Bewegt sich die Mikrostruktur entlang der Achse des einstrahlenden Lichts, wird das Licht des reflektierten Strahls nach dem Doppler-Effekt frequenzverschoben um

$$\Delta f = 2 \frac{v}{\lambda},$$

wobei v der Geschwindigkeit in Richtung des Laserstrahls und λ der Wellenlänge des verwendeten Lasers entspricht [61]. Bewegt sich die Probe auf den Laserstrahl zu, wird die Frequenz des reflektierten Lichts proportional zur Geschwindigkeit erhöht ($\Delta f > 0$), bewegt die Probe sich vom Laserstrahl weg, so verringert sich die Frequenz ($\Delta f < 0$). Da die Frequenzverschiebung klein im Vergleich zur absoluten Frequenz des Laserstrahls ist, resultiert aus der Überlagerung des Referenzstrahls und des Doppler-verschobenen Messstrahls eine Schwebung.

$$\begin{aligned} E_{\text{Detektor}} &= E_{\text{ref}} + E_{\text{mess}} = E_0(\sin(2\pi f_0 t)) + E_0(\sin(2\pi(f_0 + \Delta f)t)) \\ &= 2E_0 \sin\left(2\pi \frac{2f_0 + \Delta f}{2} t\right) \cdot \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} t\right) \end{aligned}$$

E_0 bezeichnet hierbei die Amplitude des Mess- und Referenzstrahls am Detektor, die als gleich angenommen wird, f_0 die optische Frequenz des ausgesandten Laserstrahls und t die Zeit. Da der Detektor den optischen Frequenzen nicht folgen kann, wird nur die

Einhüllende dieser Schwebung (Kosinusanteil) vom Detektor erfasst. Damit ist die Frequenz der gemessenen Schwebung proportional zur Geschwindigkeit der Mikrostruktur. Da durch die Symmetrie des Kosinus nur der Betrag der Frequenzverschiebung bestimmt werden kann, wird im Referenzpfad eine Bragg-Zelle eingefügt, die den Referenzstrahl mit einem konstanten Frequenzversatz behaftet [61]. Auf diese Weise erfährt der Kosinusterm eine Phasenverschiebung und es kann auch die Bewegungsrichtung der Mikrostruktur in der Messung unterschieden werden.

Der Messkopf des Laser-Doppler-Vibrometers bietet zusätzlich die Möglichkeit, den Laserspot auf der Mikrostruktur gezielt zu verfahren und somit periodische Vorgänge örtlich diskretisiert durch sequentielle Messung einzelner Punkte aufzuzeichnen. Dies ermöglicht die Erfassung von Schwingungsformen der beweglichen Mikrostrukturen.

Der entscheidende Vorteil der Laser-Doppler-Vibrometrie ist die Proportionalität der gemessenen Frequenz des Detektorsignals zur Geschwindigkeit der Mikrostruktur. Diese direkte Messung der Geschwindigkeit ermöglicht die sehr exakte Aufnahme dynamischer Bewegungen und lässt auch aperiodische Vorgänge zu. So können etwa Ausschwingvorgänge zur Bestimmung der Luftdämpfung aufgezeichnet werden. Durch die im Messsystem integrierte Fourier-Transformation der Messergebnisse lassen sich zudem Frequenzspektren von Schwingungen der beweglichen Mikrostrukturen sehr effizient bestimmen und Resonanzfrequenzen extrahieren. Über das örtliche Abtasten der Struktur können auch die zugehörigen Schwingungsmoden aufgezeichnet und dargestellt werden. Ein weiterer Vorteil ist die Robustheit des Messverfahrens. Durch die Detektion der Frequenzverschiebung ist die Genauigkeit des Messverfahrens nicht von den Reflexionseigenschaften der Probe oder der exakten Justierung des Laserstrahls abhängig. Solange ausreichend Licht an der Probe reflektiert wird und das Objektiv erreicht, werden gute Ergebnisse erzielt. Zudem werden die Messdaten fast in Echtzeit erfasst, so dass sehr schnell eine große Anzahl an Messungen durchgeführt werden kann. Die Grenzen der Messmethodik treten vor allem bei langsamen Vorgängen zutage. Wird die Auslenkung einer Struktur über eine längere Zeit betrachtet, so driftet das extrahierte Wegsignal und begrenzt damit die Genauigkeit der Messung. Man kann dieses Driften als Integration vieler kleiner Fehler in der Geschwindigkeitsmessung der Struktur auffassen. Des Weiteren ist durch die Methodik nur die Aufnahme von Bewegungen senkrecht zum Laserstrahl möglich.

Der Messaufbau des Laser-Doppler-Vibrometers wird durch eine am Lehrstuhl entwickelte Vakuumkammer vervollständigt, in der der Druck zwischen 0,1 mbar und Normaldruck eingestellt werden kann. Durch ein Sichtfenster im Deckel können optische Messungen an den in der Kammer befindlichen Strukturen auch bei niedrigen Drücken durchgeführt werden. Dies ermöglicht etwa die Bestimmung der rein mechanischen Resonanzfrequenzen von Mikrostrukturen ohne störenden Einfluss der Umgebungsluft. Durch die Eignung des Laser-Doppler-Vibrometers für schnelle und robuste dynamische Analysen stellt dieses Messverfahren eine sehr gute Ergänzung zu dem vorhandenen Weißlichtinterferometer da. Zusammen bieten sie vielfältige Möglichkeiten zur Vermessung und Charakterisierung von Mikrosystemen.

3.3.3 Parameterextraktion

Auf der Grundlage der statischen und dynamischen Messungen der Mikrosysteme bzw. geeigneter Teststrukturen können neben wichtigen Erkenntnissen über die Funktionsweise der Bauelemente auch fehlende Modellparameter extrahiert werden. Einige Parameter, z.B. Geometriedaten, lassen sich direkt aus den Messdaten ablesen. Andere müssen erst aufwendig in Kombination mit weiteren Informationen indirekt bestimmt werden. Zum Beispiel liefern die mit dem Weißlichtinterferometer aufgezeichneten 3D-Profile nur die Oberfläche der Struktur. Mit genauen Informationen zum Schichtaufbau aus den Layout- und Prozessdaten lassen sich an geeigneten Stufen der Struktur auch Dicken von Schichten unterhalb der Oberfläche extrahieren. Eine weitere Möglichkeit der indirekten Parameterbestimmung stellt die inverse Modellierung bereit. Mit Hilfe von Modellen wird der in der Messung erfasste Vorgang beschrieben und simuliert. Durch Variation des zu extrahierenden Modellparameters und Vergleich der resultierenden Simulationsergebnisse mit den erfassten Messdaten kann der gewünschte Parameter indirekt gewonnen werden. Dieses Verfahren wird häufig bei der Bestimmung der intrinsischen mechanischen Spannungen in beweglichen Strukturen angewandt, da eine direkte Messung nicht möglich ist. Die Messung der ersten Resonanzfrequenz und die Verformung in der Ruhelage bieten wichtige Messgrößen zur inversen Bestimmung der durch den Prozess induzierten inneren mechanischen Spannungen.

Die für die Parameterextraktion durchgeführten Messungen sollten dabei stets auf das konkrete Problem zugeschnitten sein. Der gewünschte, mit den Parametern beschriebene Effekt sollte gut messbar und Quereinflüsse vernachlässigbar sein. Falls dies nicht möglich ist, sollten mit den oben beschriebenen Methoden Quereinflüsse berechnet und herausgefiltert werden. Auch die Möglichkeit Informationen aus verschiedenen Quellen zu kombinieren, um so die Genauigkeit der extrahierten Parameter zu erhöhen, sollte in Betracht gezogen werden.

3.4 Kriterien für leistungsfähige Modelle

Um die Ziele eines kostensparenden und zeiteffizienten virtuellen Entwurfsprozesses zu verwirklichen, sollen die in Kapitel 3.1.2 dargestellten Vorteile des virtuellen Entwurfs optimal ausgenutzt werden. Zugleich bieten die in Kapitel 3.2 vorgestellten Modellierungsmethoden eine große Auswahl unterschiedlicher Modelltypen. In diesem Abschnitt werden Kriterien für gute Modelle formuliert, die eine fundierte Auswahl der Modellierungsmethoden ermöglichen. Die Bewertung der Leistungsfähigkeit eines Modells hängt dabei nicht nur vom Modell selbst, sondern auch von dem zu untersuchenden Bauelement und der speziellen Anwendung und Problemstellung ab. Deshalb sind auch die vorgestellten Kriterien stark problemorientiert.

Generell muss ein gutes Modell das Verhalten des zu untersuchenden Bauelements in dem entsprechenden Betriebszustand in adäquater Weise, also mit ausreichender Genauigkeit, beschreiben. Um dieses Ziel genauer zu spezifizieren, werden die

von Wachutka in [77, 78] aufgestellten Kriterien der „Konsistenz“, „Transparenz“ und „maßgeschneiderten Gültigkeit“ herangezogen, die sich sinngemäß auch in [43] wiederfinden.

- Konsistenz:
Das Modell muss konsistent mit den physikalischen Effekten sein, die dem Funktionsprinzip des Mikrosystems zugrunde liegen. Dies ist die Grundvoraussetzung für die adäquate Beschreibung physikalischer Vorgänge im Bauelement. Speziell bei der Verwendung mehrerer Teilmodelle ist auch die Konsistenz der einzelnen Teilmodelle untereinander zu beachten, damit diese zu einem Gesamtmodell zusammengefügt werden können.
- Transparenz:
Das Modell muss transparent und überschaubar sein. Es muss stets klar sein, welche physikalischen Effekte in welcher Form enthalten sind. Zu diesem Zweck müssen die in den Modellen verwendeten Parameter selbst transparent und interpretierbar sein. Die Transparenz legt die Grundlage für eine kritischen Bewertung und Interpretation der resultierenden Simulationsergebnisse. Gleichzeitig sollten die Modellparameter auch durch Messungen zugänglich sein, um eine Kalibrierung und Validierung des Modells durchführen zu können.
- Maßgeschneiderte Gültigkeit:
Der Gültigkeitsbereich und die Komplexität des Modells müssen sich an der Problemstellung orientieren. Zum einen müssen die getroffenen Modellannahmen und Näherungen zur Herleitung der zugrunde liegenden Modellgleichungen beachtet werden. Sie legen die Gültigkeit dieser Gleichungen und damit auch den Gültigkeitsbereich des Modells selbst fest und sind maßgeblich für die Genauigkeit und Vorhersagekraft der resultierenden Simulationsergebnisse verantwortlich. Zum anderen muss der Rechenaufwand für die Simulation an das Problem angepasst werden. Eine mögliche Reduktion der Freiheitsgrade senkt die Simulationszeiten und ermöglicht zeiteffiziente Studien. Gleichzeitig vereinfacht die Konzentration auf relevante Freiheitsgrade die Extraktion wichtiger Kenngrößen aus den Simulationsdaten. Die Modellierung sollte daher nur so detailliert wie nötig und nicht so detailliert wie möglich sein.

Anhand dieser Kriterien können problemorientiert passende Modellierungsmethoden ausgewählt und maßgeschneiderte Modelle aufgestellt, kalibriert und validiert werden. Da Modelle für Mikrosysteme meist aus Teilmodellen unterschiedlicher Strukturen oder Energiedomänen zusammengesetzt werden, muss jedes der Teilmodelle anhand dieser Kriterien ausgewählt und separat kalibriert und validiert werden, bevor sie zu einem Gesamtmodell zusammengefügt werden. Nur auf diese Weise können konsistente, transparente und maßgeschneiderte Modelle erzeugt werden, die die gewünschte Genauigkeit und Vorhersagekraft auch für das Gesamtmodell sicherstellen.

Die Verwendung physikalischer Gleichungen als Grundlage der Modellierung und

die Zerlegung des Gesamtmodells anhand physikalischer Effekte helfen dabei, die Kriterien für gute Modelle zu erfüllen. Durch die Verwendung physikalischer Gleichungen sind die Modellparameter transparent und interpretierbar. Zugleich wird die Gültigkeit des Modells durch die für die Herleitung der Gleichung notwendigen Annahmen und Näherungen festgelegt. Die Zerlegung in verschiedene physikalische Energiedomänen vereinfacht die Separierung verschiedener im Bauelement auftretender Effekte und erleichtert die Extraktion der Einflussfaktoren auf gewünschte und parasitäre Effekte.

In den beiden folgenden Kapiteln wird gezeigt, wie für die in Kapitel 2 vorgestellten Problemstellungen Mikrosystemmodelle konzipiert und erstellt werden. Die in diesem Kapitel vorgestellten Methoden zur Modellierung sowie zur Modellkalibrierung und -validierung liefern das entsprechende Werkzeug. Die im Folgenden vorgestellten Entwurfsprojekte zeigen, wie durch eine problemorientierte Vorgehensweise maßgeschneiderte Modelle entwickelt und Fragestellungen im virtuellen Entwurf effizient und gleichzeitig nachhaltig gelöst werden.

4. Modellierung eines Hochfrequenz-Mikroschalters

Dieses Kapitel befasst sich mit der Modellierung des Hochfrequenz(HF)-Mikroschalters. Basierend auf den in Kapitel 3 vorgestellten Methoden wird nun ein Modell entwickelt, das speziell auf die in Kapitel 2.1 beschriebenen Anforderungen des Mikroschalters zugeschnitten ist. Zu diesem Zweck wird ein maßgeschneidertes Konzept für die Modellierung erstellt und die einzelnen Teilmodelle aufgestellt und implementiert. Nach der anschließenden Kalibrierung und Validierung des Modells mit Hilfe von Messungen wird schließlich das Verhalten des Schalters im virtuellen Experiment untersucht. Die Ergebnisse werden vorgestellt und Optimierungsmöglichkeiten des Schalterdesigns abgeleitet. Zuletzt wird der Einfluss der problemorientierten Vorgehensweise auf die gewonnenen Erkenntnisse herausgestellt und diskutiert.

4.1 Modell des Hochfrequenz-Mikroschalters

Zur Erstellung des Schaltermodells wird zunächst ein Konzept für die Modellierung erarbeitet und ausgehend davon die einzelnen Teilmodelle aufgestellt. Grundlage dafür ist das in Kapitel 2.1 dargestellte Verhalten des Mikroschalters. Dieses umfasst die mechanische Verformung und Auslenkung der Schalterbrücke zum Schließen der HF-Leitung, welche durch die elektrostatische Anziehungskraft zwischen Brücke und Schaltelektrode angetrieben wird. Weiterhin sind durch den eingebauten thermischen Wiederherstellungsmechanismus auf Basis der Mikroheizer die elektrische Wärmegeneration, die Wärmeausbreitung im Bauelement und die dadurch resultierende thermische Ausdehnung in der Schalterbrücke von Bedeutung. Zusätzlich wird die Schalterbewegung durch die umgebende Luft gedämpft. Für die Erstellung des Modells wird dafür zunächst analysiert, welche Effekte in welchem Detailgrad im Modell enthalten sein sollen und auf welche Weise diese mit angemessenem Aufwand modelliert werden können. Auf Basis dieser Bewertung wird festgelegt, welche Modellierungsmethode für die jeweiligen Effekte verwendet wird. Im Folgenden wird das Konzept der Modellierung vorgestellt und die einzelnen Teilmodelle detailliert beschrieben.

4.1.1 Konzept der Modellierung

Für die Analyse des Mikroschalters, die den Fehlerfall der festhaftenden Schalterbrücke und die Untersuchung des Wiederherstellungsmechanismus mit einschließt, werden detaillierte Einblicke ins Bauelement benötigt. Daher ist ein Modell auf kontinuierlicher Feldebene mit dementsprechend hohem Detailgrad und hoher Genauigkeit naheliegend. Die Modellierung aller relevanten Effekte auf kontinuierlicher Feldebene würde jedoch zu einem komplexen Modell führen, das entweder nicht oder nur mit nicht vertretbarem Rechenaufwand lösbar ist. Daher wird die Funktionsweise des Schalters in die einzelnen Effekte aus unterschiedlichen Energiedomänen aufgespalten und diese auf ihre Bedeutung und den notwendigen Detailgrad bewertet. Darauf aufbauend werden vereinfachende Annahmen getroffen, die die Komplexität des Modells massiv reduzieren, ohne wesentliche Effekte in der Funktionalität des Schalters außer Acht zu lassen.

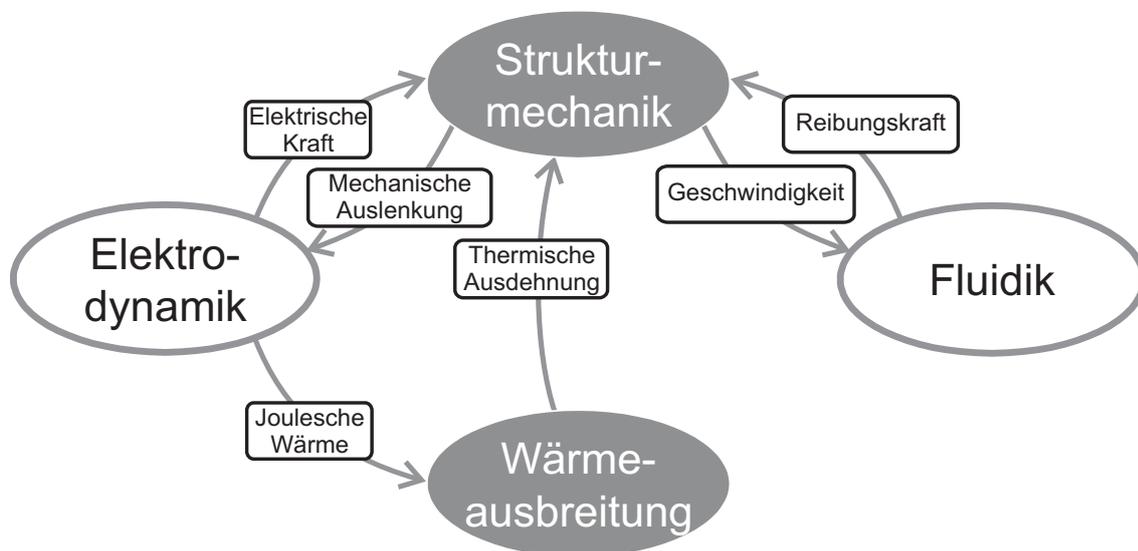


Abb. 4.1: Übersicht über die für den Hochfrequenzschalter relevanten Energiedomänen und Kopplungseffekte.

Abb. 4.1 zeigt eine Übersicht über die für den Betrieb des HF-Schalters relevanten Energieformen und Kopplungseffekte. Grau hinterlegt sind die mechanische und die thermische Domäne. Dies umfasst die durch die Strukturmechanik beschriebene komplexe Verformung des Schalters, die nur schwer in kompakter Form erfasst werden kann. Auch die Wärmeausbreitung im Bauelement und die daraus resultierende thermische Ausdehnung sind für das Verhalten in hohem Maße relevant. Aufgrund deren zentraler Bedeutung werden daher die Domänen der Strukturmechanik und der Wärmeausbreitung und deren Kopplung durch die thermische Ausdehnung detailliert auf kontinuierlicher Feldebene modelliert.

In Abb. 4.1 weiß hinterlegt sind die Elektrodynamik und die Fluidik. Im Gegensatz zur Mechanik und der Wärmeausbreitung können diese in stark vereinfachter Form im Modell berücksichtigt werden. In der elektrischen Domäne spielen zwei wesentliche

Effekte eine Rolle. Der erste ist die elektrische Wärmeerzeugung in den Mikroheizern, die in den Heizmännern in guter Näherung als homogen angenommen und analytisch bestimmt werden kann. Die berechnete Wärmeenergie kann dann an das thermische Modell gekoppelt werden. Der zweite relevante Effekt ist der elektrostatische Antrieb zum Schließen des Schalters. Wie bei der Herleitung des elektrostatischen Modells noch genauer gezeigt wird, können auch die Kräfte auf die bewegliche Schalterbrücke analytisch approximiert und an das mechanische Modell übergeben werden. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, dass diese elektrostatische Anziehungskraft stark nichtlinear vom lokal variierenden, momentanen Abstand zwischen Schalterbrücke und Anregungselektrode abhängt, weshalb die mechanische Auslenkung der Brücke in die Berechnung der elektrostatischen Kräfte mit einbezogen werden muss. Zuletzt wird die fluidische Dämpfung der Schalterbewegung durch die Umgebungsluft in das Modell eingearbeitet. Auch wenn diese nur eine untergeordnete Rolle bei der Funktion des Schalters spielt, ist die Implementierung einer dämpfenden Komponente wichtig für die Beschreibung transienter Vorgänge. Dafür wird ein möglichst einfaches Dämpfungsmodell verwendet, das die Dämpfungskraft in Abhängigkeit von der lokalen Geschwindigkeit der Schalterbrücke berechnet und an die Mechanik übergibt.

Die Wahl der jeweiligen Modellierungsmethodik für die einzelnen Teilmodelle stellt die Weichen für die Komplexität, Genauigkeit und Recheneffizienz des resultierenden Gesamtmodells. Die dabei getroffenen vereinfachenden Annahmen und Näherungen reduzieren die Komplexität des Modells signifikant, begrenzen aber auch dessen Gültigkeitsbereich. Die aus diesen Überlegungen heraus gewählten mechanischen, thermischen, elektrischen und fluidischen Teilmodelle und deren Kopplungen werden im Folgenden detailliert vorgestellt und erläutert.

4.1.2 Mechanisches Teilmodell

Das mechanische Modell des HF-Schalters dient zur Beschreibung der elastischen Verformung der Schalterbrücke und wird auf der kontinuierlichen Feldebene, basierend auf den Grundgleichungen der Kontinuumsmechanik, erstellt. Da diese Grundgleichungen maßgeblich für die in der Simulation enthaltenen physikalischen Effekte sind, werden sie im Folgenden hergeleitet und erklärt.

Die Verformung eines Körpers wird in der Kontinuumsmechanik nach [37, 34] mit dem Verschiebungsfeld $\underline{u}(\underline{r}, t)$ beschrieben.

$$\underline{u}(\underline{r}, t) = \underline{r}' - \underline{r} \quad (4.1)$$

Das Verschiebungsfeld beschreibt für jeden Punkt eines Körpers den Verschiebungsvektor zwischen dem initialen und dem deformierten Zustand zur Zeit t . \underline{r} bezeichnet hierbei den Ortsvektor im Ausgangszustand und \underline{r}' den Ortsvektor des entsprechenden Punkts im verformten Zustand. Über das Verschiebungsfeld werden alle Bewegungen und Verformungen des Körpers erfasst. Der konstante Anteil von $\underline{u}(\underline{r}, t)$ beschreibt eine reine Translation eines Starrkörpers und wird im Folgenden nicht weiter betrachtet. Verzerrungen

im Material werden in allgemeiner Form nach [37, 34] über die Änderung des Abstandes zweier benachbarter Punkte im Material bestimmt. Dieser Abstand dl' im verformten Zustand berechnet sich aus dem initialen Ortsvektor und dem Verschiebungsfeld zu

$$dl'^2 = |dr'|^2 = |d\underline{r} + d\underline{u}|^2, \quad (4.2)$$

wobei der Abstand im initialen Zustand $dl = |d\underline{r}|^2$ entspricht. Ausgehend von einem ortsfesten Koordinatensystem kann Gleichung (4.2) nach [37] mit $du_i = \sum_{j=1}^3 \frac{\partial u_i}{\partial x_j} dx_j$ umgeformt werden zu

$$dl'^2 = dl^2 + 2 d\underline{r}^T \underline{\underline{\varepsilon}} d\underline{r} \quad (4.3)$$

mit dem Dehnungs- bzw. Verzerrungstensor $\underline{\underline{\varepsilon}}$, dessen Komponenten sich zu

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} + \sum_{k=1}^3 \frac{\partial u_k}{\partial x_i} \frac{\partial u_k}{\partial x_j} \right) \quad (4.4)$$

berechnen. Aufgrund der quadratischen Anteile im Dehnungstensor ergibt sich ein nicht-linearer Zusammenhang zwischen Dehnungen und Verschiebungen. Dieser ist jedoch nur für große Deformationen relevant. Wird die relative Verformung als klein angenommen, so können die quadratischen Beiträge $\sum_{k=1}^3 \frac{\partial u_k}{\partial x_i} \frac{\partial u_k}{\partial x_j}$ vernachlässigt werden und es ergibt sich der lineare Zusammenhang

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right). \quad (4.5)$$

Unter dieser vereinfachenden Annahme lässt sich die Verformung eines Körpers direkt über die örtliche Änderung des Verschiebungsfeldes $\nabla \underline{u}$ beschreiben. $\nabla \underline{u}$ lässt sich aufspalten in einen antisymmetrischen Anteil $\frac{1}{2}(\nabla \underline{u} - (\nabla \underline{u})^T)$, der die Rotationen des Körpers beschreibt, und einen symmetrischen Anteil $\frac{1}{2}(\nabla \underline{u} + (\nabla \underline{u})^T)$, der die Verzerrungen darstellt und dem Dehnungstensor aus Gleichung (4.5) entspricht. Die Hauptdiagonalelemente des Dehnungstensors entsprechen demnach den Dehnungen entlang der entsprechenden Koordinatenachsen und seine Nebendiagonalelemente Scherungen des Körpers.

Aufgrund der elastischen Verformung des Körpers wirken Kräfte im Inneren des Materials, die mit dem Spannungstensor $\underline{\underline{\sigma}}$ beschrieben werden. Seine Komponenten σ_{ij} geben die Wirkung einer Kraft in Richtung der i -ten Koordinate auf ein Flächenelement mit der j -ten Koordinate als Normalenrichtung an. Im statischen Kräftegleichgewicht, wenn kein resultierendes Drehmoment auf ein Volumenelement des Körpers wirkt, ist auch der Spannungstensor symmetrisch. Der Zusammenhang zwischen Dehnungs- und Spannungstensor ist materialspezifisch und wird mit dem verallgemeinerten Hookeschen Gesetz beschrieben. Bei rein elastischen Verformungen ist dieses Materialgesetz linear und lässt sich mit dem Elastizitätstensor $\underline{\underline{c}}$ schreiben als

$$\underline{\underline{\sigma}} = \underline{\underline{c}} \underline{\underline{\varepsilon}} \quad (4.6)$$

Der Elastizitätstensor ist ein Tensor 4. Stufe und beschreibt die mechanischen Eigenschaften eines Festkörpers. Bei isotropen, elastischen Materialien lässt sich der

Elastizitätstensor mit Hilfe des Elastizitätsmoduls E und der Poissonzahl ν vollständig beschreiben.

Auf Basis dieses Zusammenhangs wird nun die Bewegungsgleichung erstellt. Für einen Körper im Gleichgewicht gilt, dass die Spannungen bzw. Kräfte im Körper sich stets ausgleichen müssen. Dies wird dadurch ausgedrückt, dass die inneren Kräfte (dargestellt durch die Divergenz des Spannungstensors), die auftretenden Trägheitskräfte $\rho \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2}$ und die äußeren Kräfte \underline{f} bilanziert werden.

$$\rho \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2} - \nabla \cdot \underline{\underline{\sigma}} = \underline{f} \quad (4.7)$$

Hierbei stellt ρ die Massendichte dar. Setzt man das Hookesche Gesetz in diese Kräftebilanz ein und setzt ein isotropes Material voraus, so erhält man die Bewegungsgleichung für linear elastische, dynamische, mechanische Probleme.

$$\rho \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2} - \nabla \cdot \mathbf{c} \nabla \underline{u} = \underline{f} \quad (4.8)$$

Diese partielle Differentialgleichung in \underline{u} beschreibt die linear elastische Verformung von Festkörpern und dessen Trägheit in Abhängigkeit der angreifenden äußeren Kräfte \underline{f} . Sie stellt die Grundlage zur Berechnung des mechanischen Schalterverhaltens dar. Für die genaue Beschreibung der Mechanik des Hochfrequenzschalters sind jedoch aufgrund der starken Verformung auch nichtlineare Effekte, wie sie in Gleichung (4.4) angedeutet sind, zu berücksichtigen. Details dazu sind in [18] dargestellt.

Intrinsische Spannungen

Herstellungsbedingt treten bei Mikrosystemen meist starke Verspannungen in den Materialien auf. Schichten mit unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten werden unter hohen Temperaturen zusammengefügt oder aufgewachsen, so dass bei der anschließenden Abkühlung laterale innere Spannungen auftreten. Diese führen zur Verformung der Mikrostrukturen bereits im Ruhezustand und beeinflussen deren mechanische Eigenschaften entscheidend. Der Zusammenhang zwischen den intrinsischen Spannungen $\underline{\underline{\sigma}}_0$ und der Ruheverformung des Körpers $\underline{\underline{\varepsilon}}_0$ kann im linear elastischen Fall wiederum durch das Hookesche Gesetz (siehe Gleichung (4.6)) beschrieben werden. Für Strukturen mit intrinsischen Schichtspannungen kann dieses erweitert werden zu

$$\underline{\underline{\sigma}} - \underline{\underline{\sigma}}_0 = \mathbf{c} (\underline{\underline{\varepsilon}} - \underline{\underline{\varepsilon}}_0). \quad (4.9)$$

Auch wenn sich durch die intrinsischen Spannungen in der Gleichungsstruktur nur wenig ändert, haben diese Verspannungen maßgeblichen Einfluss auf das Verhalten der mikro-mechanischen Bauelemente. Die intrinsischen Schichtspannungen müssen folglich stets bei der Modellierung berücksichtigt werden.

Mechanischer Kontakt

Für die Beschreibung des Schließvorgangs der Schalterbrücke, der gerade für den Ausfallmechanismus des Festhaftens entscheidend ist, wird die Modellierung des mechanischen Kontakts zwischen Schalterbrücke und ohmschen Kontaktflächen benötigt. Derartige Kontaktprobleme bereiten aufgrund ihres stark nichtlinearen Verhaltens den numerischen Lösungsverfahren Schwierigkeiten und führen bei der Simulation oft zu Konvergenzproblemen. Um die Problemstellung weitmöglichst zu vereinfachen, wird nur der Fall des reibungsfreien Kontakts mit zur Oberfläche senkrechten Kontaktkräften betrachtet. Ein derartiger Kontakt kann durch eine Kontaktkraft in Normalenrichtung modelliert werden, die als Randbedingung für das mechanische Problem aufgegeben wird. Im verwendeten Simulator COMSOL Multiphysics wird der durch den Kontakt resultierende Druck $p_{\text{Kontakt},n}$ mit Hilfe einer Art Straffunktion

$$p_{\text{Kontakt},n} = \begin{cases} p_n - s_n d & \text{falls } d \leq 0 \\ p_n e^{-\frac{s_n d}{p_n}} & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.10)$$

mit dem Kontaktdruck p_n und dem Straffaktor s_n aus dem Abstand d der in Kontakt tretenden Körperoberflächen berechnet (siehe [17]). Der Druck $p_{\text{Kontakt},n}$ verhindert das Eindringen der beiden beteiligten Körper ineinander, im vorliegenden Fall, das Eindringen der sich bewegenden Schalterbrücke in die Kontaktelektrode. Dafür sorgt die für negative Abstände $d \leq 0$ stark anwachsenden lineare Funktion, die eine große Gegenkraft hervorruft. Auch bei positiven Abständen wird bereits ein Normaldruck ausgeübt, der mit steigendem Abstand d jedoch vernachlässigbar klein wird. Dieser ohne Überlappung der beteiligten Körper auftretende Druck am Kontakt hat keine physikalische Bedeutung, sondern dient der Verbesserung der Konvergenzeigenschaften des mathematischen Problems. Zu diesem Zweck ist die Funktion derart gewählt, dass sowohl die Funktion selbst als auch deren Ableitung im Kontakt ($d = 0$) stetig sind. Der daraus resultierende „weiche“ Übergang ist numerisch einfacher zu lösen. Wie [58] bestätigt, ist die Wahl des Kontaktdrucks p_n und des Straffaktors s_n , der die Steifigkeit des Kontakts bestimmt, entscheidend für die Konvergenz der numerischen Lösung des Kontaktproblems. Ist der Kontakt zu steif, kann das dazu führen, dass die berechnete Lösung überhaupt nicht konvergiert. Im Gegensatz dazu kann ein zu weicher Kontakt zu einer nur sehr langsamen Konvergenz des Problems führen. Der in (4.10) angegebene Normaldruck auf die Kontaktflächen wird in der Simulationsumgebung COMSOL Multiphysics als Nebenbedingung separat berechnet und das mechanische Kontaktproblem mit der erweiterten Lagrange-Methode gelöst. Zudem soll erwähnt werden, dass neben den Kontaktparametern auch die gewählten Gitter der am Kontakt beteiligten Domänen eine Rolle bei der Konvergenz des Kontaktproblems spielen, da diese für die Berechnung des Abstands d , der im Kontakt selbst sehr kleine Werte annimmt, relevant ist. Für die genaue Bestimmung des Abstands d nahe dem Kontakt sei auf [17] verwiesen.

Thermische Ausdehnung

Ein weiterer wichtiger Effekt zur Behandlung des HF-Mikroschalters, im Speziellen für den thermischen Wiederherstellungsmechanismus, ist die thermische Ausdehnung der beweglichen Struktur. In der linearen Thermoelastizität gilt nach [79] für die thermisch induzierten Dehnungen $\varepsilon_{\text{th},ij}$ der Zusammenhang

$$\varepsilon_{\text{th},ij} = \alpha \Delta T \delta_{ij}, \quad (4.11)$$

wobei α der Längenausdehnungskoeffizient des Materials und ΔT der Temperaturunterschied zwischen der aktuellen Temperatur und der Referenztemperatur ist, bei der keine thermisch induzierten Dehnungen auftreten. Das Kronecker-Delta δ_{ij} gibt an, dass rein thermisch nur Dehnungen bzw. Stauchungen aber keine Scherungen hervorgerufen werden. Die gesamten Verzerrungen im Material können nun als Summe der mechanisch und thermisch induzierten Verzerrungen folgendermaßen zusammengefasst werden:

$$\underline{\underline{\varepsilon}} = \underline{\underline{\varepsilon}}_{\text{me}} + \underline{\underline{\varepsilon}}_{\text{th}}. \quad (4.12)$$

Da nur die mechanisch induzierten Verzerrungen Spannungen im Material hervorrufen, lässt sich das Hookesche Gesetz (4.6) erweitern zu

$$\underline{\underline{\sigma}} = \mathbf{c} \underline{\underline{\varepsilon}}_{\text{me}} = \mathbf{c} \underline{\underline{\varepsilon}} - \mathbf{c} \underline{\underline{\varepsilon}}_{\text{th}}. \quad (4.13)$$

Die Bewegungsgleichung (4.8) lässt sich analog durch Einsetzen des Hookeschen Gesetzes in die Kräftebilanz erweitern.

$$\rho \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2} - \nabla \cdot \mathbf{c} \nabla \underline{u} = \underline{f} - \alpha \Delta T \nabla \cdot \mathbf{c} \delta_{ij} \quad (4.14)$$

Der Term $\alpha \Delta T \nabla \cdot \mathbf{c} \delta_{ij}$, der die thermische Ausdehnung beschreibt, wurde auf die rechte Seite gebracht und wird als äußere Kraft interpretiert, die die Kopplung der thermischen zur mechanischen Energiedomäne darstellt. Auf diese Weise kann auf Basis der aktuellen lokalen Temperatur die thermische Ausdehnung in der Mechanik berücksichtigt werden.

Die in diesem Abschnitt vorgestellten Gleichungen beschreiben das mechanische Verhalten des HF-Mikroschalters inklusive intrinsischer mechanischer Spannungen, mechanischem Kontakt und thermischer Ausdehnung. Damit sind alle für die Funktion des HF-Mikroschalters wesentlichen mechanischen Effekte in diesem Modell auf kontinuierlicher Feldebene enthalten.

4.1.3 Thermisches Teilmodell

Das thermische Modell bildet die zweite Säule des Modells für den HF-Mikroschalter. Es beschreibt die Wärmeausbreitung im Bauteil bei Aktivierung der Mikroheizer für den thermischen Wiederherstellungsmechanismus. Auch das thermische Modell wird auf kontinuierlicher Feldebene modelliert. Die dem Modell zugrundeliegenden thermischen

Grundgleichungen werden nachfolgend hergeleitet.

Der Wärmetransport in Festkörpern kann nach [53] mit dem Fourierschen Gesetz beschrieben werden.

$$\underline{j}_Q = -\kappa \nabla T \quad (4.15)$$

Die Wärmestromdichte \underline{j}_Q fließt demnach stets von hohen zu niedrigen Temperaturen und ist proportional zum Temperaturgradienten ∇T und zur Wärmeleitfähigkeit κ , welche in isotropen Festkörpern einem Skalar entspricht. Die zweite wichtige thermische Materialeigenschaft eines Festkörpers ist die Wärmekapazität, die die im Material speicherbare Wärmemenge beschreibt und auf das Volumen oder die Masse bezogen werden kann. An dieser Stelle wird die auf die Masse normierte spezifische Wärmekapazität C_p verwendet. Die zeitliche Änderung der im Festkörper gespeicherte Wärme q pro Volumeneinheit berechnet sich daraus zu

$$\frac{\partial q}{\partial t} = \varrho C_p \frac{\partial T}{\partial t}, \quad (4.16)$$

wobei ϱ die Massendichte darstellt. Um die beiden Effekte der Wärmeleitung und der Wärmespeicherung zu verbinden, wird die Wärmebilanz aufgestellt.

$$\frac{\partial q}{\partial t} + \nabla \cdot \underline{j}_Q = h_Q \quad (4.17)$$

Bilanziert wird die Änderung der gespeicherten Wärme $\frac{\partial q}{\partial t}$ in einem infinitesimal kleinen Volumen mit der aus diesem Volumen herausfließenden Wärmemenge, die durch $\nabla \cdot \underline{j}_Q$ ausgedrückt wird. Ist die Summe der beiden Anteile ungleich Null, wird folglich Wärme im Volumen erzeugt bzw. vernichtet (d.h. in eine andere Energieform überführt). Dies wird durch den noch nicht näher spezifizierten Generationsterm h_Q auf der rechten Seite der Gleichung (4.17) berücksichtigt. Setzt man die Gleichungen (4.15) und (4.16) in diese Bilanzgleichung ein, erhält man die Wärmediffusionsgleichung

$$\varrho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot \kappa \nabla T = h_Q. \quad (4.18)$$

Diese partielle Differentialgleichung beschreibt die Wärmeausbreitung im Festkörper anhand der vom Material abhängigen Massendichte, Wärmekapazität und Wärmeleitfähigkeit.

Zuletzt wird auf den Generationsterm in der Wärmediffusionsgleichung näher eingegangen. Im Fall des Mikroschalters erfolgt die Wärmegeneration elektrisch durch die Mikroheizer unterhalb der Aufhängungen der Schalterbrücke. Diese kann in Gleichung (4.18) direkt in das thermische Modell integriert werden, indem der Generationsterm gleich der lokal erzeugten Jouleschen Wärme gesetzt wird.

$$h_Q = \underline{j} \cdot \underline{E} \quad (4.19)$$

\underline{j} bezeichnet hierbei die elektrische Stromdichte und \underline{E} das elektrische Feld im Material. Unter der Annahme einer homogenen Wärmegeneration (örtlich konstante Heizstromdichte und Feldstärke) in den Heizmäandern kann die generierte Wärme auch mit integralen Größen aus dem Quotient aus elektrisch umgesetzter Leistung und Volumen des

Heizmäanders V_H berechnet werden:

$$h_Q = \frac{U_H I_H}{V_H} = \frac{U_H^2}{R_H V_H}. \quad (4.20)$$

U_H bezeichnet hierbei die am Mikroheizer angelegte Spannung, I_H den durch den Heizer fließenden Strom und R_H den Widerstand des Heizmäanders. Mit dieser Ergänzung wird die Temperaturverteilung im Bauelement basierend auf den Effekten der Wärmeleitung, der Wärmespeicherung und der elektrischen Wärmegeneration durch die Wärmediffusionsgleichung (4.18) beschrieben und dient als Basis für das thermische Modell des HF-Mikroschalters.

4.1.4 Modellierung des elektrostatischen Antriebs

Der elektrostatische Antrieb des Hochfrequenzschalters wird durch ein Modell beschrieben, das die elektrostatische Anziehungskraft zwischen Schaltelektrode und Schalterbrücke in kompakter Form erfasst. Die dafür getroffenen Annahmen und Näherungen werden nun aufgezeigt.

Die für den HF-Mikroschalter relevanten elektrostatischen Kräfte werden mithilfe der differentiellen Plattenkondensatornäherung berechnet. Dafür wird die in Abb. 4.2

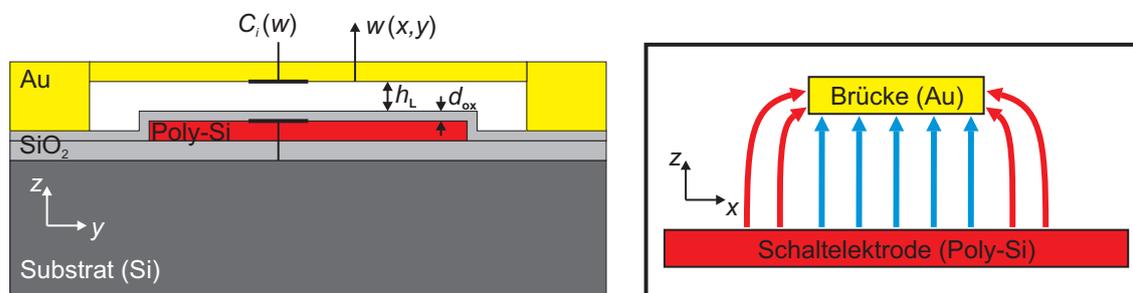


Abb. 4.2: Links ist der schematische Aufbau des Schalters mit Blick auf den elektrischen Antrieb, bestehend aus der Schaltelektrode (Poly-Si) und der Schalterbrücke (Au), gezeigt. Rechts ist qualitativ der Verlauf der elektrischen Feldlinien für einen Ausschnitt der Schalterbrücke skizziert.

skizzierte Kondensatoranordnung bestehend aus der beweglichen Schalterbrücke und der darunterliegenden Schaltelektrode lateral in kleine Zellen zerlegt, die jeweils als Plattenkondensator modelliert werden. Die resultierenden Teilkondensatoren der einzelnen Zellen werden parallel geschaltet und bilden somit die gesamte Kondensatoranordnung ab. Die Kraft auf die Elektroden eines Kondensators kann allgemein aus der im Kondensator gespeicherten Energie W_{el} berechnet werden.

$$W_{el} = \frac{1}{2} C U^2 \quad (4.21)$$

Hierbei ist C die Kapazität des Kondensators und U die konstante elektrische Spannung zwischen dessen Elektroden. Nach dem Prinzip der virtuellen Arbeit ergibt sich die elektrostatische Kraft aus der Änderung der gespeicherten elektrischen Energie dW_{el} durch die virtuelle Verrückung der Schalterbrücke dw .

$$F_{\text{el}} = \frac{dW_{\text{el}}}{dw} = \frac{1}{2}U^2 \frac{dC(w)}{dw} \quad (4.22)$$

Es bleibt anzumerken, dass hier nur vertikale Verrückungen w (in z -Richtung) berücksichtigt werden. Durch die Verwendung der Plattenkondensatornäherung lässt sich die Kapazität einer einzelnen Zelle aus den Abmessungen der Struktur und den Permittivitäten der Dielektrika im Kondensatorinneren bestimmen. Die Kapazität C_i der einzelnen Kondensatoren berechnet sich aus der Serienschaltung aus dem mit Luft gefüllten Teil C_L und dem mit Oxid gefüllten Teil C_{ox} zu

$$C_i(w_i) = \frac{1}{\frac{1}{C_L(w_i)} + \frac{1}{C_{\text{ox}}}} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r,\text{ox}} A_i}{\varepsilon_{r,\text{ox}}(h_L + w_i) + d_{\text{ox}}}. \quad (4.23)$$

ε_0 ist dabei die Vakuumpermittivität, $\varepsilon_{r,\text{ox}}$ die relative Permittivität der Oxidschicht, A_i die Fläche der Zelle, h_L die Höhe des Luftspalts, d_{ox} die Dicke der Oxidschicht oberhalb der Schaltelektrode und w_i die lokale vertikale Auslenkung der Schalterbrücke in der Zelle. Eingesetzt in Gleichung (4.22) ergibt sich die elektrische Kraft auf die Elektroden einer Zelle. Diese wird als Flächenkraftdichte

$$\underline{f}_{\text{el},i} = \frac{F_{\text{el},i}}{A_i} = -\frac{1}{2}U^2 \varepsilon_0 \frac{\varepsilon_{r,\text{ox}}^2}{(\varepsilon_{r,\text{ox}}(h_L + w_i) + d_{\text{ox}})^2} \cdot \underline{e}_z \quad (4.24)$$

dargestellt. Gleichung (4.24) stellt für jede einzelne Zelle den Zusammenhang zwischen der lokalen Auslenkung w_i und der resultierenden Kraftdichte $\underline{f}_{\text{el},i}$ her und enthält damit die beiden Schnittstellen für die bidirektionale Kopplung mit der mechanischen Domäne. Die laterale Unterteilung der Kondensatoranordnung kann dabei vom mechanischen Modell übernommen werden, für das die Brückengeometrie mit der Finite-Elemente-Methode diskretisiert wird. Die lokale Auslenkung w_i des Schalters kann aus dem mechanischen Modell ausgelesen, die elektrostatische Kraftdichte mit Gleichung (4.24) analytisch berechnet und als äußere Kraft im mechanischen Modell aufgegeben werden. Auf diese Weise ist im gekoppelten elektromechanischen Modell der Einfluss der mechanischen Bewegung auf die elektrostatische Kraftwirkung ebenso enthalten wie die Auswirkung der elektrischen Anziehungskraft auf die mechanische Bewegung des Schalters.

An dieser Stelle soll noch hervorgehoben werden, dass die Plattenkondensatornäherung nur dann eine gute Approximation darstellt, wenn die lateralen Abmessungen der Platten groß gegenüber dem Plattenabstand sind. Bei dem hier betrachteten Schalterdesign ist dies jedoch nur unzureichend erfüllt. Da die Fläche der Schaltelektrode die Strukturen der Schalterbrücke deutlich überlappt, führen die nicht mehr zu vernachlässigenden Randfelder zu Kräften auf die Goldbrücke in lateraler Richtung. Aufgrund der Achsensymmetrie des Schalters heben sich diese aber gegenseitig auf, wie in Abb. 4.2

(rechts) veranschaulicht wird. Aus diesem Grund stellt die differentielle Plattenkondensatornäherung auch für diese Geometrie eine hinreichend gute Näherung dar und kann für die Modellierung des elektrostatischen Antriebs verwendet werden.

4.1.5 Fluidisches Teilmodell

Zuletzt wird das fluidische Modell vorgestellt, das die Dämpfung der Schalterbewegung durch die umgebende Luft beschreibt. Wie oben bereits erwähnt, soll dieses Modell möglichst einfach gewählt werden. Die Strömung der Luft selbst ist hierbei nicht relevant, sondern nur deren Kraftwirkung auf die Schalterbrücke. Dazu wird angenommen, dass die Dämpfungskraft $\underline{F}_{\text{fl}}$ proportional zur aktuellen Geschwindigkeit der beweglichen Struktur ist.

$$\underline{F}_{\text{fl}} = -b \cdot \dot{w} \cdot \underline{e}_z \quad (4.25)$$

b bezeichnet den Proportionalitätsfaktor und $\dot{w} = \frac{\partial w}{\partial t}$ die Geschwindigkeit in vertikaler Richtung. Laterale Anteile in der Bewegung der Schalterbrücke werden wiederum vernachlässigt. Der noch nicht näher spezifizierte, konstante Dämpfungsfaktor b wird aus Messungen extrahiert. Dazu wird eine abklingende Schwingung der Schalterbrücke messtechnisch aufgezeichnet und deren Einhüllende $\hat{w}(t)$ bestimmt. Die Einhüllende kann durch die abklingende Exponentialfunktion

$$\hat{w}(t) - w_{\infty} = A_0 \cdot e^{-\lambda t} \quad (4.26)$$

approximiert werden, wobei w_{∞} der stationären Ruhelage der Schalterbrücke, A_0 der Amplitude der Schwingung und λ deren Abklingkonstante entspricht. Über diesen Zusammenhang kann die Abklingkonstante λ dieser Schwingung bestimmt werden.

Nimmt man das Modell eines einfachen Feder-Masse-Schwingers als Grundlage, so kann diese Abklingkonstante λ mit dem Dämpfungsfaktor b über die Masse m verknüpft werden über

$$b = 2m \cdot \lambda \quad (4.27)$$

Dieses stark vereinfachte Modell liefert eine erste Abschätzung für den Proportionalitätsfaktor b . Da die Geschwindigkeit der deformierbaren Goldbrücke jedoch positionsabhängig variiert, wird die bewegliche Struktur in lateraler Richtung in viele kleine Zellen zerlegt, in denen die Geschwindigkeit jeweils als konstant angenommen wird. Die Dämpfungskraft wird für jede Zelle separat berechnet und angenommen, dass die Dämpfungskraft der einzelnen Zellen $\underline{F}_{\text{fl},i}$ analog zu Gleichung (4.25) mit dem aus der Messung extrahierten Dämpfungsfaktor b beschrieben werden kann. Normiert auf die entsprechende Zellfläche A_i ergibt sich für die fluidische Dämpfung die Flächenkraftdichte

$$\underline{f}_{\text{fl},i} = \frac{\underline{F}_{\text{fl},i}}{A_i} = -\frac{2m_i \lambda}{A_i} \cdot \dot{w}_i \cdot \underline{e}_z = -2\lambda \varrho d \cdot \dot{w}_i \cdot \underline{e}_z. \quad (4.28)$$

Die Masse m_i der Zellen ist dazu über die Massendichte ρ des Brückenmaterials (Gold) in das Volumen umgerechnet worden. Die Kraftdichte $\underline{f}_{\text{fl},i}$ hängt somit nur noch von der aus der Messung bestimmten Abklingkonstante λ , der Massendichte ϱ , der Dicke

der Schalterbrücke d und der aktuellen vertikalen Geschwindigkeit \dot{w}_i der Zelle ab. Gleichung (4.28) liefert damit die Schnittstellen für die bidirektionale Kopplung mit dem mechanischen Modell. Die momentane Geschwindigkeit \dot{w}_i der Brücke kann aus der Mechanik ausgelesen und die analytisch berechnete Dämpfungskraft im mechanischen Modell aufgegeben werden. Für die Aufteilung in Zellen wird wiederum die Diskretisierung des mechanischen Finite-Elemente-Modells herangezogen. Auf diese Weise kann die fluidische Dämpfung, analog zur elektrostatischen Anziehung, als Kraftdichte in das mechanische Modell implementiert werden, die lokal abhängig von der mechanischen Bewegung der Schalterbrücke variiert.

Die resultierende Modellgleichung (4.28) erfasst diese Zusammenhänge auf sehr einfache und effiziente Weise und ermöglicht dadurch die Einbeziehung fluidischer Effekte in die Modellierung des Schalterverhaltens. An dieser Stelle soll jedoch noch erwähnt werden, dass hierfür eine konstante Dicke d der Brückenstruktur angenommen wird. Für ein erstes Schalterdesign mit flacher Goldbrücke liefert dieses Modell trotz der ortsabhängigen Auslenkungen der Schalterbrücke, die in dem für die Berechnung des Dämpfungsfaktors verwendeten Feder-Masse-System nicht abgebildet sind, eine sehr gute Näherung. Bei den in dieser Arbeit gezeigten Strukturen mit den Verstärkungen im Zentrum der Brücke kann jedoch keine einheitliche Brückendicke angegeben werden. Daher kann der Dämpfungsparameter nicht mehr direkt aus der Messung extrahiert werden. Die Berechnung des Dämpfungsparameters über die Brückendicke (ohne die Verstärkungen) liefert aber eine erste grobe Abschätzung für die Größe der Dämpfungskraft und dient als Startwert für die weitere Kalibrierung des fluidischen Modells. Durch inverse Modellierung kann der Dämpfungsparameter b genauer bestimmt und die Dämpfung an die extrahierten Messdaten angepasst werden.

4.2 Implementierung des Gesamtmodells

Das auf den in Kapitel 4.1 vorgestellten Modellgleichungen basierende Modell für den HF-Mikroschalter wird nun im kommerziellen Finite-Elemente(FE)-Simulator COMSOL Multiphysics [19] implementiert. Mit Hilfe des Modells sollen verschiedene Szenarien in der Simulation betrachtet werden, die den Betrieb des Mikroschalters exemplarisch nachstellen. Besonderer Fokus liegt dabei auf dem Verhalten des HF-Mikroschalters im Fehlerfall des Mikroschweißens und der anschließenden thermischen Wiederherstellung durch Aktivierung der Mikroheizer. Zur Charakterisierung des Ausfalls und des Reaktivierungsvorgangs werden die resultierenden Kräfte auf durch Mikroschweißen erzeugte, haftende Kontaktstellen untersucht.

Trotz der vielen vereinfachenden Annahmen, die bei der Aufstellung der Modellgleichungen getroffen wurden, ist die vollständige Simulation des thermomechanischen Modells auf kontinuierlicher Feldebene aufwendig. Deshalb wird ein Ablaufplan für die Simulation erstellt, der, soweit möglich, nur die relevanten Strukturen und beteiligten Teilmodelle für die einzelnen Simulationsschritte berücksichtigt. Abbildung 4.3

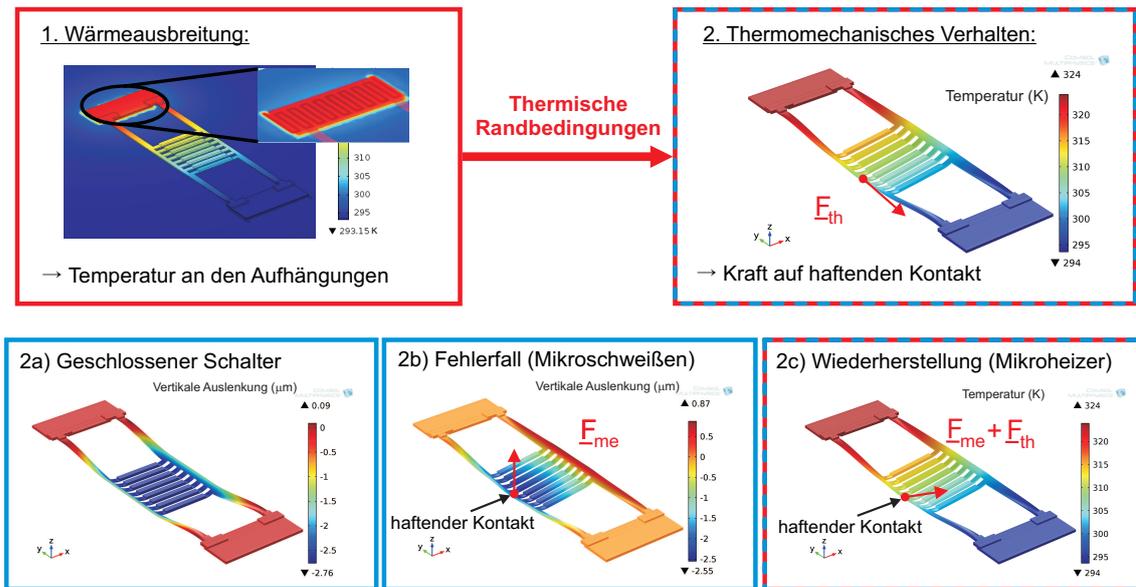


Abb. 4.3: Ablaufplan der Simulation des HF-Mikroschalters für den Fehlerfall des Mikroschweißens.

zeigt eine Übersicht über die verschiedenen in der Simulation betrachteten Szenarien. Zunächst wird im ersten Schritt die Wärmeausbreitung im Bauteil bei Aktivierung eines Mikroheizers in einer rein thermischen Simulation untersucht. Dafür wird der gesamte Mikroschalter inklusive Substrat, Mikroheizer und Oxidschichten betrachtet und die resultierende Temperaturverteilung untersucht. Die im Bauelement auftretenden Temperaturen werden extrahiert und in der nachfolgenden thermomechanischen Simulation verwendet. Dadurch kann die zu betrachtende Struktur im weiteren Verlauf auf die bewegliche Schalterbrücke reduziert werden. Die thermomechanische Simulation (Schritt 2) kann in drei Teilschritte unterteilt werden. Im Teilschritt 2a wird in einer rein mechanischen Simulation die Auslenkung des Schalters im geschlossenen Zustand bestimmt, die den Ausgangspunkt für das Verhalten im Fehlerfall darstellt. Im Teilschritt 2b wird nun eine haftende Kontaktstelle emuliert und die elektrische Schaltspannung deaktiviert. Die mechanischen Rückstellkräfte versuchen die Schalterbrücke zurück in die Ruhelage zu bringen und erzeugen somit eine Kraft auf den haftenden Kontakt. Die resultierende, auf die Kontaktstelle wirkende Rückstellkraft beschreibt die Festigkeit, die ein Schweißpunkt haben muss, damit er zu einer Fehlfunktion des Schalters führen kann, und dient als erste wichtige Kenngröße. Im Teilschritt 2c wird nun auch die thermische Ausdehnung der Schalterstruktur durch die Aktivierung des Mikroheizers berücksichtigt. Dadurch wirkt in der thermomechanischen Simulation sowohl die mechanische Rückstellkraft als auch eine weitere von der thermischen Ausdehnung verursachte Kraft auf den haftenden Kontakt. Letztere kann mit Kenntnis der mechanischen Rückstellkraft aus der in der thermomechanischen Simulation extrahierten Kraft berechnet werden. Diese thermisch induzierte Kraft dient als Maß für die maximale Festigkeit von Mikroschweißpunkten, die der thermische Wiederherstellungsmechanismus lösen kann.

Der beschriebene Simulationsablauf ermöglicht somit die gezielte Untersuchung des Ausfallmechanismus des Mikroschweißens und der Wirkung der eingebauten Mikroheizer. Eine detaillierte Beschreibung der Szenarien der einzelnen Simulationsschritte und eine Übersicht über die jeweils verwendeten Modelle und Randbedingungen werden in den folgenden Unterkapiteln gegeben.

4.2.1 Simulation der Wärmeausbreitung

In einer rein thermischen Simulation wird die Wärmeausbreitung (Schritt 1 in Abb. 4.3) im Bauteil ohne Berücksichtigung mechanischer Kräfte und Verformungen untersucht. Da für die Wärmeausbreitung nicht nur die Schalterbrücke selbst, sondern auch deren Umgebung relevant ist, wird die gesamte Bauelementstruktur implementiert. Abb. 4.4 zeigt schematisch den Schichtaufbau des Schalters in der Umgebung der Mikroheizer, die unterhalb der Verankerungen der Goldbrücke angebracht sind. Auf dem Siliziumsubstrat

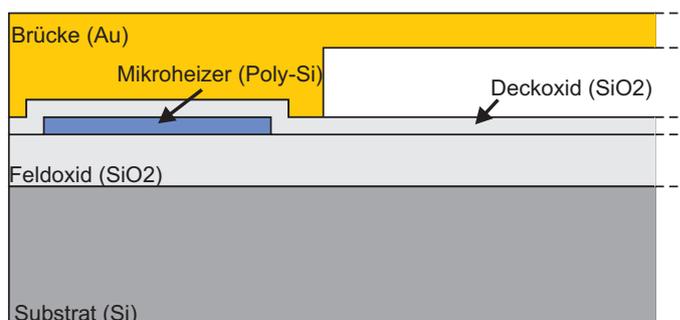


Abb. 4.4: Schematischer Schichtaufbau des HF-Mikroschalters mit den für die thermische Simulation relevanten Strukturen, dargestellt im Längsschnitt durch die Verankerung.

befindet sich eine Feldoxidschicht, auf der die strukturierten Heizmäander aufgebracht werden. Die Heizmäander werden von weiteren Oxidschichten bedeckt, die im Modell unter dem Begriff Deckoxid zusammengefasst werden. Durch das Vergraben der Heizmäander in Oxidschichten werden die Mikroheizer elektrisch von der Schalterbrücke isoliert. Auf dem Deckoxid befinden sich die Verankerungen aus Gold, an denen die Schalterbrücke befestigt ist.

Durch die strukturierten Heizmäander entstehen Stufen in der Bauelementgeometrie, die sich beim Aufbringen weiterer Schichten in diese einprägen, auch wenn die Stufen durch die weiteren Schichten geglättet werden. Daher ist die Struktur der Heizmäander sogar noch an der Goldoberfläche schwach zu erkennen (siehe Abb. 2.1). Abb. 4.5 (links) zeigt die Mikroskopaufnahme eines Schnitts durch die Befestigung der Goldbrücke, die mit einem Focused-Ion-Beam-Mikroskop (Ionenfeinstrahlanlage) aufgenommen wurde. Zu erkennen ist der Schichtaufbau aus Substrat, in Oxid eingebetteter Poly-Silizium-Schicht der Mikroheizer und Goldschicht der Verankerung. Zur Verdeutlichung sind die Grenzen zwischen den einzelnen Schichten in rot teilweise nachgezeichnet. Diese Aufnahme

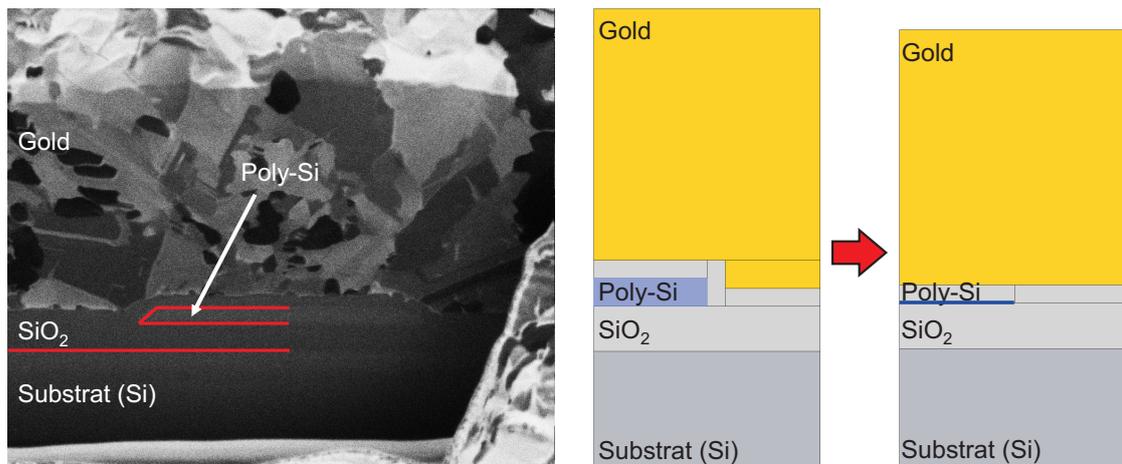


Abb. 4.5: Links: Mikroskopaufnahme eines Schnitts durch die Verankerung mit einem Focused-Ion-Beam-Mikroskop, rechts: Vereinfachung des Modells der Mikroheizer.

veranschaulicht die reale Geometrie der in Oxid eingebetteten Mikroheizer. Auch die in Galvanotechnik aufgebraute Goldschicht, aus der die Schalterbrücke und deren Befestigungen bestehen, ist mit ihrer groben Körnung zu erkennen.

Die detailgetreue Implementierung dieser Stufen im dreidimensionalen Simulationsmodell ist jedoch sehr aufwändig. Numerische Analysen an vereinfachten zweidimensionalen Testmodellen haben gezeigt, dass die Schichtdicke der Mikroheizer im Modell vernachlässigt werden kann. Die Heizmäander werden, wie im rechten Teil von Abb. 4.5 veranschaulicht, als Flächen implementiert, in denen die Wärme generiert wird. Dadurch wird der reale Aufbau gut nachempfunden und das resultierende Simulationsmodell erhält gleichzeitig glatte Oberflächen, die den Implementierungsaufwand deutlich reduzieren.

Die Geometrie des resultierenden dreidimensionalen Modells ist in Abb. 4.6 gezeigt. Neben der Schalterbrücke sind das Substrat und die darüber liegenden Oxidschichten enthalten, in denen die Heizmäander eingebettet sind. Die Oxidschichten an der Oberfläche des Substrats sind in der Abbildung aufgrund ihrer geringen Schichtdicken nicht zu unterscheiden. Die zweidimensional ausgeführten Heizmäander sind durch die Zuleitungen nahe den Verankerungen zu erkennen, die durch das Deckoxid durchscheinen, obwohl sie unter diesem vergraben sind.

Zur Vervollständigung des Modells müssen passende thermische Randbedingungen gewählt werden. An der Unterseite des Substrats kann die Wärme in die darunterliegende Leiterplatte entweichen. Der Wärmeabfluss kann durch eine Dirichlet-Randbedingung

$$T = 293,15 \text{ K}, \quad (4.29)$$

erreicht werden, die die Temperatur auf Umgebungstemperatur festsetzt. Dies entspricht einer idealen Wärmesenke unterhalb des Substrats. Die Oberfläche der Goldbrücke, der

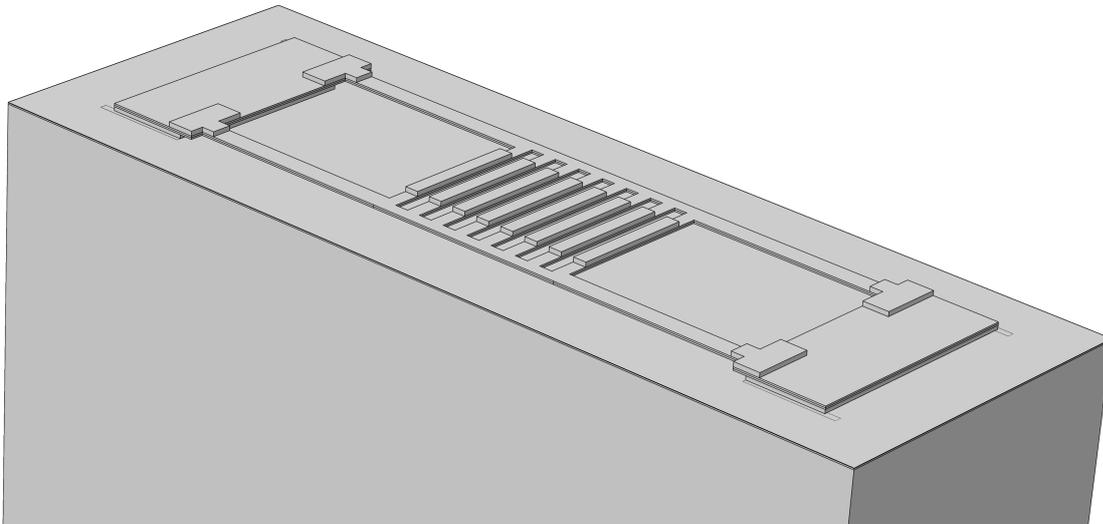


Abb. 4.6: Geometrie des thermischen Modells bestehend aus Substrat, Oxidschichten, Mikroheizern und Schalterbrücke.

Verankerungen und der Oxidschichten wird als wärmeisolierend angenommen und somit Konvektion und Wärmeabstrahlung vernachlässigt. Dazu wird an diesen Oberflächen die homogene Neumann-Randbedingung

$$\frac{\partial T}{\partial n} = 0 \quad (4.30)$$

aufgegeben, die die örtliche Ableitung der Temperatur normal zur Oberfläche auf null setzt und somit einen Wärmestrom durch die Oberfläche verhindert. Die Modellierung der lateralen Ränder des Substrats stellte sich als schwierig heraus, da das in der Simulation betrachtete Substrat nur einen sehr kleinen Teil des im realen Bauelement vorhandenen Substrats darstellt. Daher modellieren die beiden oben genannten Bedingungen die tatsächliche Wärmeausbreitung nur unzureichend. Die homogene Neumann-Randbedingung (4.30) würde die Wärmeausbreitung im Substrat in lateraler Richtung begrenzen. Durch die Dirichlet-Randbedingung (4.29) könnte die Wärme in lateraler Richtung direkt abfließen, ohne erst das Substrat passieren zu müssen. Wie bei der Kalibrierung des thermischen Modells in Kapitel 4.3.2 noch genauer erläutert wird, wird daher das Substrat in lateraler Richtung so lange vergrößert, bis die Wahl der lateralen thermischen Randbedingungen für das Substrat keinen Einfluss mehr auf die resultierende Temperaturverteilung im Modell hat.

Bei der Wahl der Randbedingungen für stationäre Simulationen ist zudem zu beachten, dass an mindestens einer Stelle im Modell eine Dirichlet-Randbedingung aufgegeben werden muss, damit die Lösung auf einen stationären Zustand konvergiert. Aus mathematischer Sicht ist ohne derartige Bedingung das Temperaturfeld nur bis auf eine additive Konstante bestimmt. Aus physikalischer Sicht steigt ansonsten die Temperatur im Bauteil immer weiter an, da die erzeugte Wärme nicht abfließen kann.

4.2.2 Mechanische Simulation

Für die mechanische Simulation wird das Bauelementmodell auf die bewegliche Struktur reduziert. Dazu werden die Goldbrücke, deren Verankerungen und die Auflagefläche des Schalters im mechanischen Finite-Elemente-Modell implementiert. Die Auflagefläche unterhalb der Schalterbrücke besteht aus den beiden Kontaktflächen, auf denen die zwei Arme der Schalterbrücke zum Liegen kommen, um den elektrischen Pfad zu schließen, und der Oxidschicht, die zwischen den beiden Kontaktflächen die Oberfläche bildet. Da der Höhenversatz zwischen der Oberfläche der Kontaktflächen und des Deckoxids nominal nur ca. 50 nm beträgt, wird dieser vernachlässigt und die Auflagefläche als eine glatte, dünne Schicht unterhalb der Schalterbrücke modelliert. Die resultierende

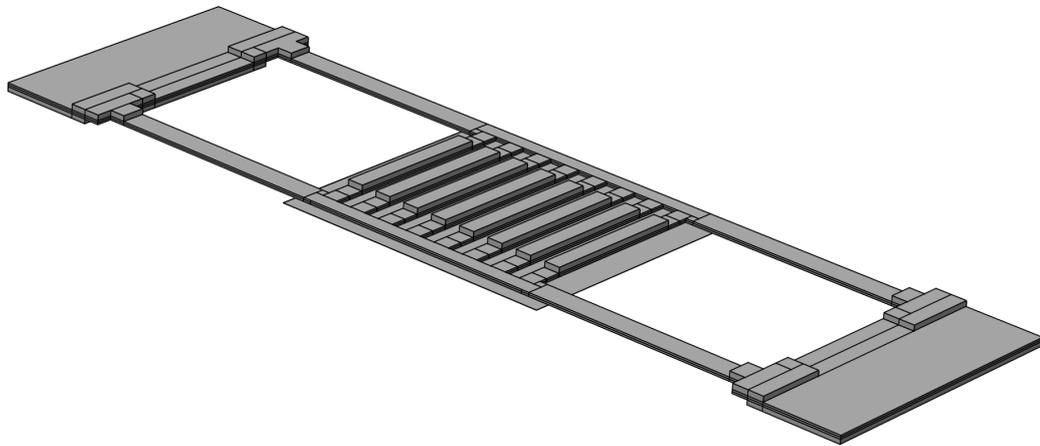


Abb. 4.7: Geometrie des mechanischen Modells bestehend aus der Goldbrücke, den Verankerungen und der Aufageschicht des Schalters.

Geometrie des mechanischen Modells ist in Abb. 4.7 dargestellt.

Für die Mechanik des Schalters sind die durch den Herstellungsprozess induzierten Verspannungen im Material von entscheidender Bedeutung, denn bei beidseitig eingespannten Strukturen dominieren diese die Steifigkeit des Bauteils. Daher werden die intrinsischen Spannungen im Finite-Elemente-Modell implementiert. Bei den verwendeten Strukturen ergibt sich aufgrund der Herstellung eine Besonderheit in den mechanischen Schichtspannungen. Die galvanisch aufgetragenen Goldschichten der Schalterbrücke benötigen eine leitende Grundsicht (englisch: „seed layer“), an die beim galvanischen Abscheiden (Elektroplattieren) des Golds die notwendige elektrische Spannung angelegt werden kann. Diese Grundsicht besteht bei den vorhandenen Schaltern aus Chrom und ist in der Mikroskopaufnahme in Abb. 4.8 (links) zu erkennen. Dargestellt ist ein Schnitt durch die Brückenstruktur, auf dem die körnige Struktur der galvanisch aufgetragenen Goldschicht und die an dessen Unterseite befindliche leitende Grundsicht („seed layer“) aus Chrom gezeigt sind. Während der Prozessierung

diffundieren Chromatome in die Goldschicht und führen zu zusätzlichen Verspannungen. Aufgrund der durch die Diffusion variierenden Chromkonzentration im Gold kommt es zu einer vertikalen Verteilung der intrinsischen Spannungen in der Schalterbrücke. Da keine genauen Informationen zur Verteilung der Chromatome und damit zur vertikalen Schichtspannungsverteilung bekannt sind, wird ein stark vereinfachtes Modell verwendet, um diesen Effekt nachzubilden. Die Goldschicht der Schalterbrücke wird im Modell in zwei Schichten mit unterschiedlichen, aber jeweils homogenen Schichtspannungen unterteilt. Dieses Zweischichtmodell für die intrinsischen Spannungen ist in

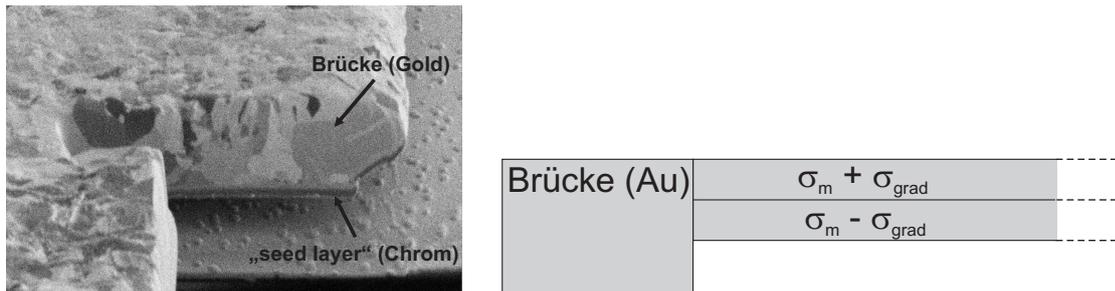


Abb. 4.8: Links: Mikroskopaufnahme eines Querschnitts der beweglichen Brückenstruktur aufgenommen mit einem Focused-Ion-Beam-Mikroskop, rechts: Modell für die intrinsischen mechanischen Spannungen bestehend aus zwei Schichten mit unterschiedlichem Schichtspannungswerten.

Abb. 4.8 (rechts) schematisch dargestellt. Der intrinsische Stress in den beiden Schichten wird für eine bessere Interpretierbarkeit in eine mittlere Zugspannung σ_m und einen Parameter σ_{grad} aufgespalten, der den Unterschied in den inneren Spannungen der beiden Schichten beschreibt und damit in vereinfachter Form einen Stressgradienten im Material nachstellt. Die aus σ_m und σ_{grad} berechneten Schichtspannungen werden in lateraler Richtung in den jeweiligen Schichten aufgegeben und beschreiben somit die im Material vorhandenen intrinsischen Spannungen inklusive deren vertikale Änderung aufgrund der Eindiffusion der Chromschicht. Auf die Bestimmung der beiden Stressparameter wird bei der Kalibrierung des Modells noch gesondert eingegangen. Durch die im Material aufgetragenen Verspannungen wird der Schalter bereits ohne die Einwirkung äußerer Kräfte verformt. Dies wird im weiteren als Ruheverformung bezeichnet.

Als nächstes werden geeignete mechanische Randbedingungen im Modell implementiert. Die Unterseiten der beiden Verankerungen und der Auflageschicht, die die Schnittflächen zur Struktur des gesamten Bauelements darstellen, werden mechanisch fixiert. Zur Implementierung des mechanischen Kontakts werden die Unterseite der Schalterbrücke und die Oberseite der Auflageschicht als mechanische Kontaktflächen ausgewählt. Auf diese werden die im Kontaktmodell beschriebenen Kräfte aufgegeben. Die Oberfläche der Auflageschicht wird im Simulator als Quellfläche des Kontakts und die Unterseite der Schalterbrücke als Zielfläche implementiert. Diese Wahl beeinflusst die Berechnung des lokalen Abstands der beiden am Kontakt beteiligten Oberflächen und wirkt sich auf die dort auftretenden Kräfte aus. Besonders bei sehr kleinen Abständen (kurz bevor der Kontakt auftritt) kann die Berechnung dieses Abstand entscheidend

sein und führt nach [17] zu besseren Ergebnissen, wenn die steifere der am Kontakt beteiligten Strukturen als Quellfläche implementiert ist. Bei der Gittererstellung wird die laterale Diskretisierung auf den beiden Kontaktflächen gleich gewählt, sodass in der nicht deformierten Struktur die Gitterpunkte exakt vertikal übereinander liegen. Auf diese Weise wurde ein gutes Konvergenzverhalten des Kontaktproblems erreicht.

Eine weitere Maßnahme zur Reduzierung der Rechenzeiten ist das Anpassen der numerischen Einstellungen der Gleichungslöser. Bei stark nichtlinearen Problemen, wie der Berechnung mechanischer Kontaktphänomene, kann es hilfreich sein, die linearisierte Systemmatrix in jeder Iteration neu zu berechnen, was dem klassischen Newtonverfahren entspricht [32]. Diese Option kann in COMSOL Multiphysics unter der Option „Jacobian update“ eingestellt werden. Die Konvergenz des Kontaktproblems kann dadurch deutlich beschleunigt werden. Daneben muss gegebenenfalls die maximale Zahl der Iterationen erhöht werden, falls die Lösung noch zu langsam konvergiert.

Für die gezielte Auslenkung des Schalters wird der elektrostatische Antrieb im Modell implementiert. Zu diesem Zweck wird an der Unterseite der Schalterbrücke an den entsprechenden Flächenstücken die in Kapitel 4.1.4 berechnete elektrostatische Kraftdichte (Gleichung (4.24)) als äußere Kraft aufgegeben. Die in Gleichung (4.24) enthaltene lokale Auslenkung w_i , die zur Bestimmung der elektrostatischen Kraft benötigt wird, lässt sich im Simulator COMSOL Multiphysics direkt als Variable eingeben, die die lokale Auslenkung der aktuellen Lösung darstellt. Die Abhängigkeit der elektrostatischen Kraft von der momentanen Auslenkung und die daraus resultierende bidirektionale Kopplung zwischen Mechanik und Elektrostatik ist auf diese Weise selbstkonsistent im Modell enthalten.

Zur Nachstellung des Fehlerszenarios des Mikroschweißens wird das Festhaften der Schalterbrücke an den Kontaktstellen implementiert. Im Modell werden ausgewählte Punkte fixiert, was einem ideal haftenden Kontakt entspricht. Die auf diesen Kontakt wirkenden mechanischen Kräfte können aus den Simulationsergebnissen extrahiert werden und geben wichtige Erkenntnisse über die im Schalter auftretenden Kräfte. Für die Simulation eines ideal haftenden Kontakts wird zunächst die Ausgangsposition für den Fehlerfall hergestellt. Dazu wird der Wert der elektrischen Spannung zwischen Schaltelektrode und Schalterbrücke etwas oberhalb der Kollapsspannung gewählt und die Auslenkung des Schalters im geschlossenen Zustand bestimmt. Ausgehend von diesen Ergebnissen wird nun eine kleine Fläche ausgewählt, an der der Kontakt durch Mikroschweißen festhaften könnte. An den zugehörigen Modellknoten wird die Auslenkung auf einen konstanten Wert festgesetzt. Damit die Kräfte des mechanischen Kontakts die resultierenden Kräfte nicht verfälschen, wird die konstante Auslenkung in minimalem Abstand oberhalb der Kontaktfläche gewählt. Auf diese Weise können ein festgeschweißter Kontakt in der Simulation nachgebildet und die mechanischen Rückstellkräfte auf haftende Kontaktstellen aus der Simulation extrahiert werden.

4.2.3 Thermomechanische Simulation

Nachdem die thermischen und mechanischen Eigenschaften des Bauelements bisher getrennt untersucht wurden, wird nun das thermomechanische Verhalten unter Einbeziehung der Aufheizung des Bauelements und der daraus resultierenden thermischen Ausdehnung betrachtet. Durch die separate Betrachtung der Wärmeausbreitung in einem eigenen Simulationsschritt kann bei den thermomechanischen Simulationen die Modellgeometrie auf die bewegliche Struktur reduziert und damit vom mechanischen Modell übernommen werden. Auch die mechanischen Randbedingungen werden identisch gewählt. Da das Aufheizen im Fehlerfall des Mikroschweißens untersucht werden soll, wird auch die festhaftende Kontaktstelle in der thermomechanischen Simulation implementiert. Die Auslenkungen der mechanischen Simulation im Fehlerfall (siehe Abb. 4.3 2b) dienen als Startwerte für die mechanischen Freiheitsgrade.

Damit in der thermomechanischen Simulation die Struktur auf die beweglichen Teile reduziert werden kann, muss die simulierte Temperaturverteilung extrahiert und an das thermomechanische Modell weitergegeben werden. Die Extraktion der Temperatur im gesamten Volumen ist jedoch aufwendig und daher wenig sinnvoll. Es reicht aus, die Temperatur an den Schnittflächen zu übergeben, an denen die in der thermomechanischen Simulation implementierte Struktur aus dem Gesamtbaulement herausgeschnitten wird. Diese Schnittflächen sind im Fall des Schaltermodells die Unterseiten der Verankerungen. Die Temperatur wird über diese Flächen gemittelt, extrahiert und nachfolgend in der thermomechanischen Simulation als Randbedingung wieder auf die Unterseiten der entsprechenden Befestigungen aufgegeben. Durch die erneute Berechnung der Wärmeausbreitung in der thermomechanischen Simulation ergibt sich das entsprechende Temperaturprofil. Die einzige Näherung, die dabei getroffen wird, ist die Mittelung der Temperatur über den Schnittflächen und die Übergabe dieser jeweils gemittelten Temperaturen. Diese Näherung ist aber bei den betrachteten Schalterstrukturen aufgrund der geringen Temperaturvariationen entlang der Schnittflächen gerechtfertigt. Die Übertragung der Temperatur an den Schnittflächen funktioniert auch für transiente Simulationen, wobei der zeitliche Temperaturverlauf als zeitabhängige Randbedingung übergeben wird. Zusätzlich ist jedoch bei den transienten Analysen zu beachten, dass die Startwerte für die Temperatur in der thermischen Simulation des Gesamtmodells und in der thermomechanischen Simulation des Teilmodells im gesamten Volumen identisch sind. Da im Folgenden stets Aufheizvorgänge betrachtet werden, in denen die Temperatur zum Start jeweils homogen auf Umgebungsniveau liegt, kann dies leicht erfüllt werden.

Durch die nun im Modell berücksichtigte thermische Ausdehnung bewirken die Temperaturveränderungen Spannungen in der Schalterbrücke, die sich zu einer Kraft auf den festhaftenden Kontakt aufsummieren. Diese thermisch induzierte Kraft wirkt zusätzlich zu der schon vorhandenen mechanischen Rückstellkraft auf die fehlerhafte Kontaktstelle. Zieht man die mechanische Rückstellkraft von der im thermomechanischen Szenario wirkenden Kraft ab, so erhält man die rein thermisch induzierte Kraft auf einen haftenden Kontakt. Sie gibt an, welche zusätzliche Kraft auf Mikroschweißstellen durch das Aktivieren eines Mikroheizers ausgeübt und zur Ablösung des Schalters verwendet

werden kann. Gleichzeitig dient sie für die folgenden Untersuchungen als Maß für die Effizienz des thermischen Wiederherstellungsmechanismus.

4.3 Kalibrierung und Validierung der Teilmodelle

Die im Kapitel 4.1 vorgestellten Modellgleichungen und deren zugrundeliegenden Annahmen und Näherungen bilden die Grundlage der Modelle. Zusammen mit den Strukturvereinfachungen und den gewählten Randbedingungen bei der Implementierung in Kapitel 4.2 wurden diese gezielt auf die Problemstellung der HF-Mikroschalter zugeschnitten, um die jeweils notwendige Detailtreue und Genauigkeit der Modelle bereitzustellen. Daneben ist jedoch auch die genaue Kenntnis der in den Modellgleichungen enthaltenen Parameter Grundvoraussetzung, um die Aussagekraft der modellbasierten Studien sicherzustellen und prädiktive Simulation zu ermöglichen. Die noch unbekanntes Modellparameter werden dazu mit Hilfe von Messungen kalibriert und die Modelle vor ihrem Einsatz validiert. Dazu werden geeignete Messgrößen herangezogen, die die gewünschten Effekte in der Messung sichtbar machen. Die dafür speziell entwickelten Messabläufe zur Kalibrierung und Validierung des mechanischen und thermischen Teilmodells werden im Folgenden gezeigt. Dabei werden auch die analytischen elektrischen und fluidischen Teilmodelle überprüft. Anschließend wird das kalibrierte thermomechanische Gesamtmodell durch Gegenüberstellung von Simulation und Messung validiert.

4.3.1 Kalibrierung und Validierung des mechanischen Modells

Zunächst wird auf die Kalibrierung des mechanischen Modells für die Schalterbrücke eingegangen. Die mechanischen Eigenschaften galvanisch aufgebracht Goldschichten, wie sie hier verwendet werden, können dabei von den bekannten Werten für Gold-Festkörper abweichen [5]. Zudem können viskoelastische Effekte [42] oder Alterungseffekte [57] eine Rolle spielen, die eine dedizierten Kalibrierung der mechanischen Eigenschaften erfordern. Diese Effekte werden jedoch von prozessbedingten Schichtspannungen in der Schalterbrücke überlagert. Durch die beidseitige Einspannung kann die in der Goldschicht auftretende laterale Zugspannung nur teilweise relaxieren und beeinflusst daher massiv das mechanische Verhalten. Man spricht auch von spannungsdominiertem Verhalten. Die mechanischen Eigenschaften der Struktur werden daher nicht primär vom Elastizitätsmodul des Materials, sondern von der intrinsischen mechanischen Spannung festgelegt. Daher wird auf eine Kalibrierung des Elastizitätsmoduls verzichtet und nur die Werte für die prozessbedingten intrinsischen Schichtspannungen an die Messungen angepasst. Diese werden im Modell durch die Parameter σ_m , den homogenen mittleren Stress im Material, und σ_{grad} , die Verteilung der intrinsischen Spannungen, beschrieben (siehe Kapitel 4.2.2).

Zur Kalibrierung dieser mechanischen Schichtspannungsparameter wurde die Eigenfrequenz der Schalter sowie die bereits vorhandene, initiale Verformung der

Schalterbrücke in der Ruhelage herangezogen. Modellgestützte Untersuchungen haben gezeigt, dass die vertikale Verteilung der Schichtspannung die erste Eigenfrequenz des Schalters nur wenig beeinflusst. Daher kann die Messung der ersten Eigenfrequenz mit dem Laser-Doppler-Vibrometer sehr gut für die Kalibrierung der mittleren intrinsischen Spannung σ_m verwendet werden. Dazu wird eine Modalanalyse mit unterschiedlichen homogenen Schichtspannungswerten durchgeführt und die jeweils berechnete erste Eigenfrequenz mit dem aus der Messung extrahierten Wert verglichen. Für die gemessene erste Eigenfrequenz von 27 kHz ergibt sich daraus eine homogene Schichtspannung σ_m von 57 MPa.

Die ungleiche Verteilung der Schichtspannung bewirkt dagegen eine Grundverformung der Schalterbrücke, die bereits ohne das Einwirken von äußeren Kräften vorhanden ist. Daher kann die vertikale Verteilung der mechanischen Spannungen, ausgedrückt durch σ_{grad} , über die Verformung in der Ruhelage extrahiert werden. Diese Ruheverformung wird durch Messung der Oberflächenkontur mit dem Weißlichtinterferometer gemessen und zur Bestimmung der Spannungsverteilung herangezogen. Dabei wird wieder durch inverse Modellierung die Schalterverformung mit unterschiedlichen Werten von σ_{grad} simuliert und mit dem Messergebnis verglichen. Abb. 4.9 zeigt das gemessene 3D-Profil des Schalters in der Ruhelage und den Vergleich der simulierten und gemessenen Oberflächenkontur entlang zweier ausgewählter Schnitte. Die gute Übereinstimmung bestätigt, dass die Schichtspannungsverteilung durch das einfache Zweischichtmodell mit zwei Parametern hinreichend gut modelliert werden kann. Der auf diese Weise extrahierte Spannungsgradient σ_{grad} liegt im Bereich von etwa 200 bis 300 MPa. Dies unterstreicht die starke vertikale Variation der intrinsischen mechanischen Spannungen, die zu der ausgeprägten Ruheverformung der Schalterbrücke führt.

Durch diese spezielle Prozedur können die beiden Schichtspannungsparameter durch unabhängige Messungen an das reale Verhalten angepasst werden. Zur Gewährleistung einer guten Kalibrierung der Modelle ist schon bei der Modellerstellung die Wahl der Parameter bewusst so getroffen worden, dass eine separate Kalibrierung dieser beiden Werte möglich ist. Allerdings bleibt zu erwähnen, dass das Verfahren zur Bestimmung der Schichtspannungsverteilung recht ungenau ist. Die raue Oberfläche der Goldbrücke verhindert eine genauere Bestimmung der Ruheverformung. In Kapitel 4.3.2 wird daher eine weitere Methode vorgestellt, mit der der Parameter σ_{grad} genauer kalibriert werden kann.

Als nächstes wird das an die Mechanik gekoppelte Dämpfungsmodell kalibriert, das für die Simulation transienter Vorgänge benötigt wird. Dieses Dämpfungsmodell wird durch die Abklingkonstante λ aus Gleichung (4.28) charakterisiert, mit dessen Hilfe die Proportionalität zwischen Dämpfungskraft und Geschwindigkeit beschrieben wird. Zur Bestimmung dieses Dämpfungsparameters wird aus der Messung eines Ausschwingvorgangs die Abklingzeit ermittelt und mit dem in Kapitel 4.1.5 beschriebenen Modell eine erste Abschätzung des Parameters λ bestimmt. Da dieses Modell für das verwendete Schalterdesign mit verstärkter Brücke nur sehr ungenaue Werte liefert, wird der Wert des Dämpfungsparameters λ mit Hilfe der inversen Modellierung nachjustiert. Abb. 4.10 zeigt die zu diesem Zweck durchgeführte Messung in schwarz und die entsprechende Simulation mit angepasstem Dämpfungsparameter in grau. Der Verlauf zeigt die ab-

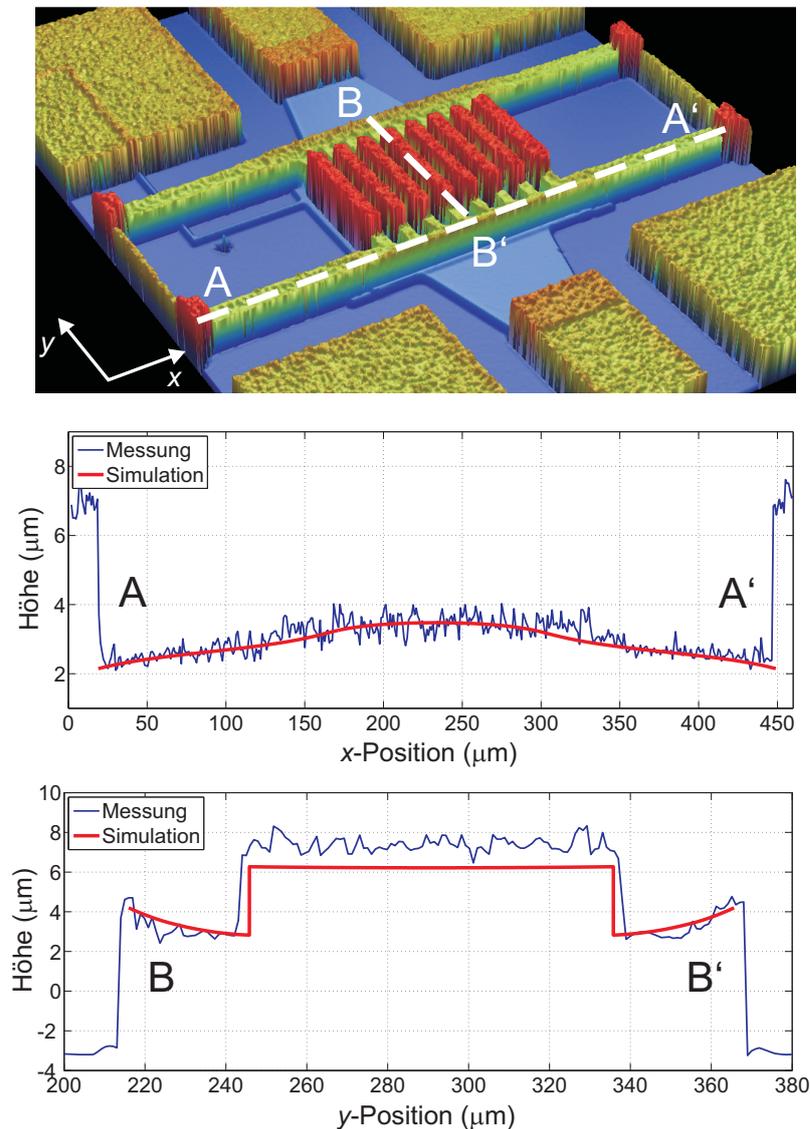


Abb. 4.9: Oberflächenprofilmessung der Schalterbrücke mit dem Weißlichtinterferometer und Vergleich mit der Simulation der Ruilverformung.

klingende Schwingung des Schalters als Antwort auf einen Spannungssprung von 0 V auf 20 V zwischen der Schaltelektrode und der Schalterbrücke. Da die Spannung von 20 V deutlich unterhalb der Kollapsspannung von 57 V liegt, wird der Schalter in diesem Versuch zwar in Richtung Schaltelektrode gezogen ohne aber auf den Kontaktelektroden aufzuschlagen. Die gute Übereinstimmung des einfachen Dämpfungsmodells mit dem Experiment liefert für die hier gestellte Problematik ein sehr gutes Ergebnis.

Gleichzeitig kann mit diesem Versuch auch die elektrostatische Kraft, die im mechanischen Modell implementiert ist, verifiziert werden. Sowohl die Amplitude der Schwingung, als auch der stationäre Wert der Auslenkung, um den der Schalter oszilliert, werden durch die elektrostatischen Kräfte einerseits und durch das bereits kalibrierte mechanische Verhalten des Schalters andererseits festgelegt. Die gute Übereinstimmung

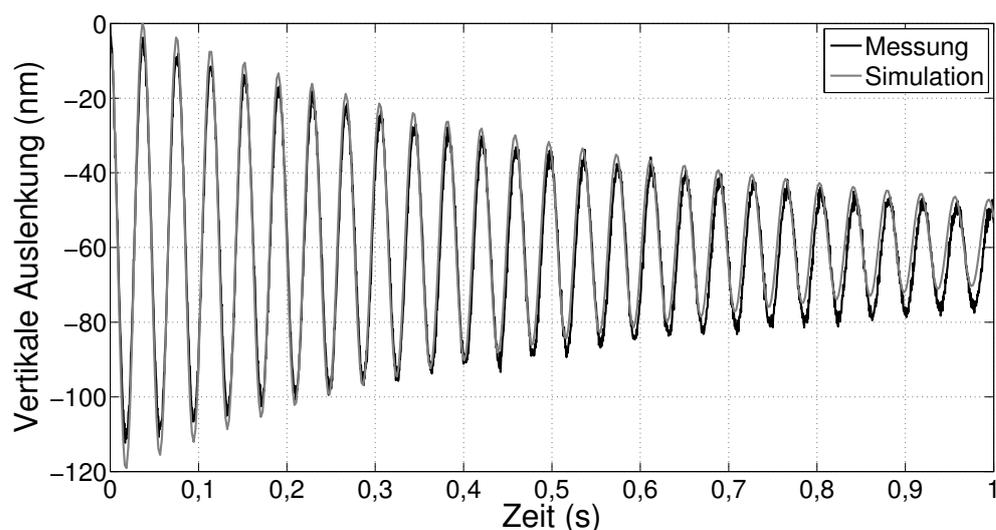


Abb. 4.10: Abklingende Schwingung des Schalters angeregt durch einen Spannungssprung von 0 V auf 20 V.

von Simulation und Messung bestätigt, dass das ebenfalls stark vereinfachte elektrische Modell die elektrostatischen Kräfte sehr gut wiedergibt und für die Modellierung des HF-Mikroschalters geeignet ist.

Die aufwendige Kalibrierung des mechanischen Modells mit der separaten Betrachtung der daran gekoppelten fluidischen und elektrischen Teilmodelle bildet die Grundlage für die weitere Modellvalidierung und simulationsgestützten Analysen des Mikroschalters. Die Validierung des Modells zeigt, dass das mechanische Verhalten des Schalters mit Berücksichtigung der fluidischen Dämpfung und des elektrostatischen Antriebs in der Simulation mit den stark vereinfachten Modellen sehr gut abgebildet werden kann.

4.3.2 Kalibrierung und Validierung des thermischen Modells

Nach dem mechanischen Teilmodell werden nun die thermischen Modellparameter kalibriert und validiert. Zu Kalibrieren sind, wie in Kapitel 4.2.1 erwähnt, die thermischen Randbedingungen an den lateralen Randflächen des Substrats. Weder das Festsetzen der Temperatur auf Umgebungsniveau, was einer idealen Wärmesenke entspricht, noch das Nullsetzen der Normalenableitung, was einer thermischen Isolation gleichkommt, ist ein gutes Modell für das reale Bauelementverhalten. Zugleich ist die messtechnische Bestimmung der Temperatur bei den kleinen Strukturgrößen äußerst schwierig. Selbst mit einer Wärmebildkamera mit entsprechender Optik für eine ausreichende Auflösung bliebe die genaue Bestimmung der Temperatur über die emittierte Wärmestrahlung sehr aufwendig [25]. Zum einen muss der Emissionsgrad der einzelnen Materialien bekannt sein oder erst ermittelt werden, zu anderen müssen Quereinflüsse durch Spiegelung an Metalloberflächen oder durch die für Wärmestrahlung transparenten Silizium- und

Oxidschichten berücksichtigt werden.

Aus diesem Grund wird die im Bauelement auftretende Temperatur indirekt über die thermische Ausdehnung bestimmt. Dazu wird das Verhalten des Schalters bei Aktivierung eines Mikroheizers untersucht. Bei diesem Versuch befindet sich der Schalter zu Beginn der Messung in der Ruhelage. Aufgrund der thermischen Ausdehnung im Aufheizvorgang wird die Schalterbrücke gedehnt und wölbt sich nach oben. Diese, wenn auch kleine, vertikale Auslenkung der Goldbrücke kann sehr exakt mit dem Laser-Doppler-Vibrometers zeitabhängig aufgezeichnet werden. Durch die Verwendung des bereits kalibrierten mechanischen Modells können mittels inverser Modellierung Rückschlüsse auf die im Bauelement herrschenden Temperaturen gezogen werden. Dazu geht man folgendermaßen vor: Der Aufheizvorgang und die resultierende Verwölbung der Brücke aus der Ruhelage werden in der Simulation nachgestellt und mit der Messung verglichen. Der dazu verwendete Simulationsablauf orientiert sich an dem in Abb. 4.3 dargestellten Vorgehen und ist im Detail in Abb. 4.11 veranschaulicht. Zuerst wird in

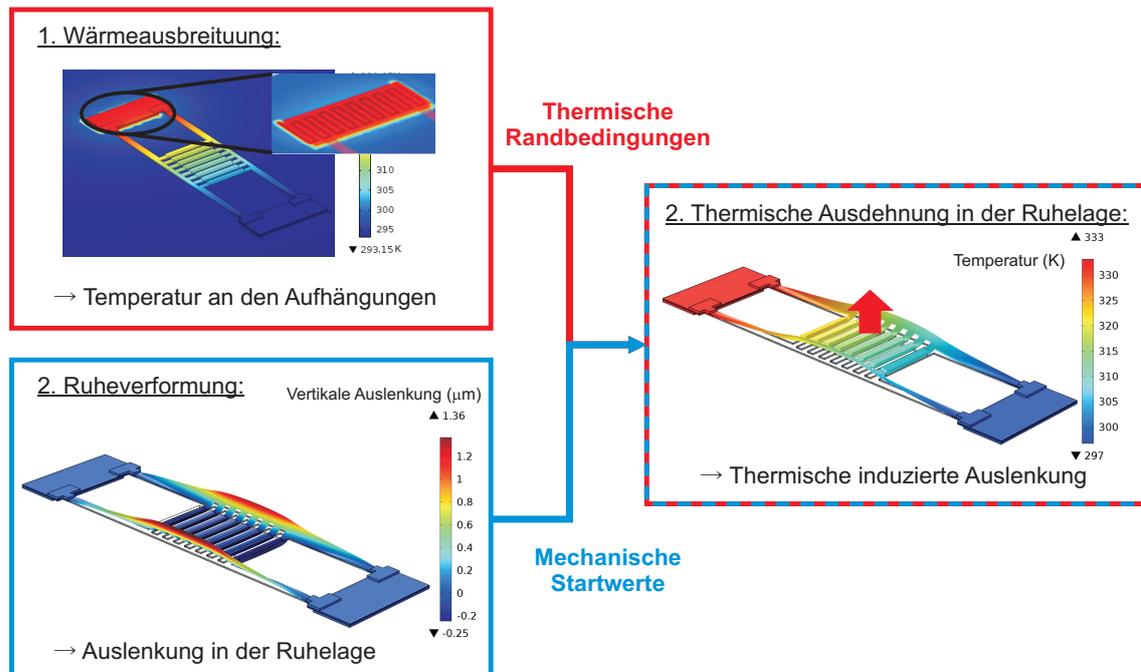


Abb. 4.11: Ablaufplan der Simulation zur Bestimmung der Schalterverformung bei aktiviertem Mikroheizer.

Schritt 1 eine rein thermische Analyse zur Bestimmung der im Bauelement auftretenden Temperaturen durchgeführt. In Schritt 2 folgt eine rein mechanische Analyse zur Ermittlung der Ruheverformung in der Schalterbrücke. Im dritten Schritt werden in einer thermomechanischen Simulation wiederum die Temperaturen an der Unterseite der jeweiligen Verankerungen aus Schritt 1 als thermische Randbedingungen aufgebracht. Die Auslenkungen durch die Ruheverformung aus Schritt 2 dienen als Referenz und als Startwerte für den Aufheizvorgang. Die Verwölbung des Schalters durch die thermische Ausdehnung wird nun in Schritt 3 numerisch berechnet. Die Differenz aus der vertikalen

Auslenkung im aufgeheizten Zustand und der Ruheauslenkung wird an ausgewählten Punkten im Zentrum der Schalterbrücke extrahiert und mit den entsprechenden Messergebnissen aus dem Laser-Doppler-Vibrometer verglichen.

Die Gegenüberstellung der thermisch induzierten Auslenkung bei Aktivierung eines Mikroheizers ist in Abb. 4.12 gezeigt. Die stationäre thermisch induzierte Auslenkung ist

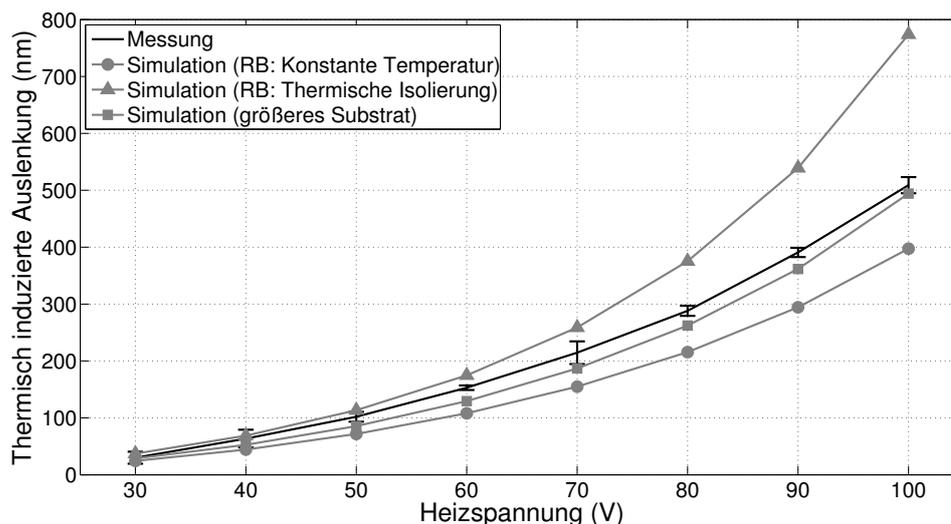


Abb. 4.12: Vergleich der stationären, thermisch induzierten Auslenkung der Schalterbrücke in Simulation und Messung bei verschiedenen Heizspannungen.

sowohl für die Messung als auch für die Simulation über der am Mikroheizer angelegten Spannung aufgetragen. Die Heizspannungen wurden von 30 V bis 100 V in 10 V Schritten variiert. Die Messung (schwarz) zeigt die mit den Heizspannungen ansteigende Auslenkung aufgrund der thermischen Ausdehnung der Brücke. Dabei wurden die Aufheizphasen so kurz wie möglich gewählt, um ein Aufheizen des Substrats in der Messung zu verhindern. Daneben sind die Ergebnisse von drei Simulationen (grau) mit unterschiedlichen Substratmodellen aufgetragen. Die Unterseite des Substrats ist in allen drei Fällen als ideale Wärmesenke modelliert. Die Kreise zeigen das Ergebnis der Simulation mit idealen Wärmesenken an den lateralen Grenzflächen des Substrats und die Dreiecke das der Simulation mit thermisch isolierenden lateralen Substratgrenzen. Wie zu vermuten ist, unterschätzt die Simulation mit idealen Wärmesenken (Kreise) die thermische Ausdehnung, da der Wärmeabfluss überschätzt wird. Im Gegensatz dazu kann bei der Simulation mit isolierenden Randflächen (Dreiecke) die Wärme lateral nicht abfließen. Die resultierenden höheren Temperaturen in der Simulation führen zu der stärkeren Verwölbung der Brücke. Um das Problem der geeigneten Wahl der Randbedingungen zu lösen, wurde das Substrat solange in lateraler Richtung vergrößert bis der Einfluss der lateralen Randbedingungen auf das Simulationsergebnis annähernd verschwindet. Das Ergebnis der Simulation mit einem derart großen Substrat stellt die mit grauen Quadraten gekennzeichnete Kurve da. Wie deutlich zu erkennen ist, liegt diese Kurve zwischen den beiden anderen Simulationsergebnissen und bildet die thermisch

induzierten Auslenkungen der Messung gut ab. Das modellierte Substrat ist damit zwar immer noch klein gegen die reale Siliziumprobe, aber ausreichend groß um die Wärmeausbreitung im Substrat richtig wiederzugeben. Die simulierten Temperaturhübe, welche bei diesem Versuch in der Schalterbrücke auftreten, liegen unter 35 K. Die relativ geringen Temperaturunterschiede, zusammen mit der guten Übereinstimmung von Simulation und Messung, rechtfertigen das Vernachlässigen von Konvektion und Wärmeabstrahlung im thermischen Modell der Schalterbrücke.

Die hier verwendete indirekte Methode zur Validierung des thermischen Modells setzt zwar ein gut kalibriertes mechanisches Modell voraus. Doch die hohe Genauigkeit der Messungen mit dem Verfahren der Laser-Doppler-Vibrometrie ermöglicht eine präzise Kalibrierung und Validierung der im Bauelement auftretenden Temperaturen ohne den Bedarf an zusätzlichem Messequipment für eine direkte Temperaturbestimmung.

Eingehende Untersuchungen der thermisch induzierten Verwölbung haben gezeigt, dass diese auch stark durch die vertikale Verteilung der intrinsischen mechanischen Spannungen im Bauteil beeinflusst wird, welche durch den Parameter σ_{grad} im Schichtspannungsmodell beschrieben wird. Die thermische Auslenkung wird in Abb. 4.13

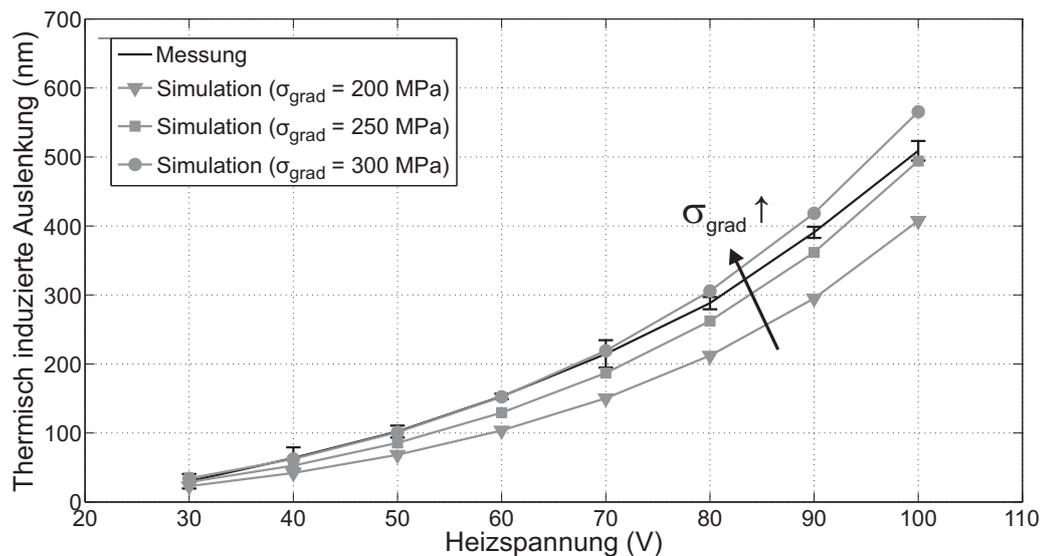


Abb. 4.13: Extraction der Schichtspannungsverteilung anhand der thermisch induzierten Auslenkung bei verschiedenen Heizspannungen.

für verschiedene Werte des Parameters σ_{grad} dargestellt. Je höher der Unterschied der intrinsischen Spannung in den zwei Schichten des Schaltermodells, desto größer ist die Auslenkung aufgrund der thermischen Ausdehnung. Damit eignen sich diese Testmessungen auch zur Kalibrierung der intrinsischen Schichtspannungsverteilung. Im Vergleich zum bisher verwendeten Abgleich des Oberflächenprofils der Schalterbrücke in der Ruhelage (siehe Kapitel 4.3.1) bietet der Abgleich der thermisch induzierten Auslenkung ein deutlich präziseres Verfahren. Damit kann der Parameter σ_{grad} auf etwa 250 MPa festgelegt werden.

An dieser Stelle soll noch darauf eingegangen werden, dass die Kalibrierung bzw.

Validierung von zwei Parametern an eine Messung problematisch sein kann, wenn mehrere Kombinationen der Parameter das Messergebnis in ausreichender Genauigkeit reproduzieren können. Dies ist jedoch für die Kalibrierung der Schichtspannungsverteilung und die Anpassung der thermischen Randbedingungen nicht der Fall. Die genaue Analyse der Simulationsergebnisse zeigt, dass der Parameter σ_{grad} bei kleinen und mittleren Heizspannungen den größeren Einfluss hat, wohingegen sich die Veränderung des thermischen Substratmodells stärker bei großen Heizspannungen auswirkt. Durch den Vergleich des Kurvenverlaufs der Auslenkungen über der Heizspannung kann die Wirkung der beiden Effekte getrennt und beide Teilmodelle eindeutig kalibriert und verifiziert werden.

4.3.3 Validierung des thermomechanischen Modells

Nachdem zunächst das mechanische und das thermische Verhalten, soweit möglich, separat betrachtet wurde, wird nun das Zusammenspiel der beiden Energiedomänen im thermomechanischen Modell genauer betrachtet und validiert. Als Vergleichsgröße wird wiederum die Messung der thermisch induzierten, vertikalen Auslenkung der Schalterbrücke aus der Ruhelage bei einer Heizspannung von 100 V verwendet. Diesmal werden jedoch nicht nur die stationären Werte, sondern auch der transiente Verlauf der Auslenkung herangezogen.

Den gemessenen zeitlichen Verlauf der Verwölbung durch die thermische Ausdehnung an einem Punkt im Zentrum der Brücke zeigt die schwarze Kurve in Abb. 4.14. Der

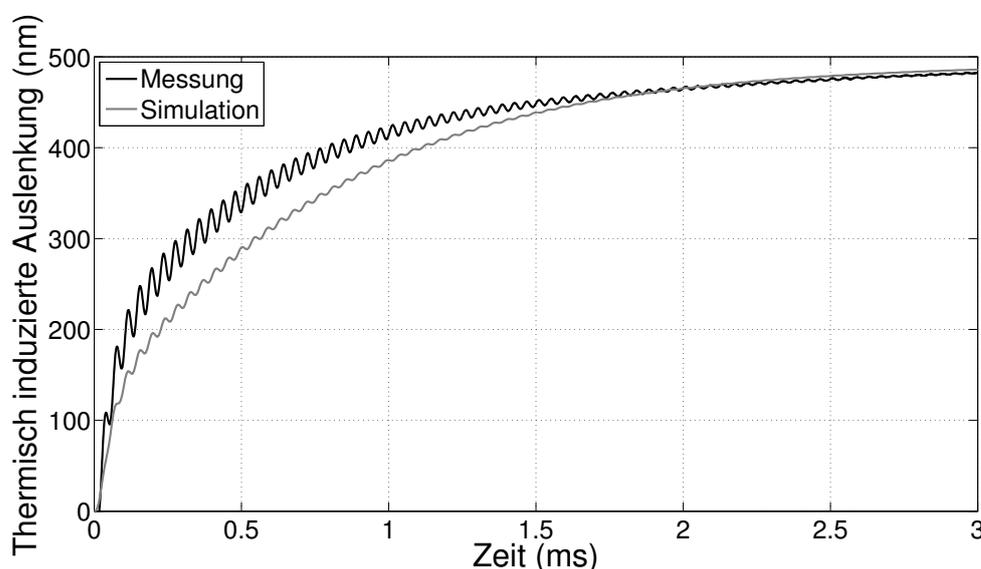


Abb. 4.14: Vergleich von Simulation und Messung der transienten Schalterauslenkung bei Aktivierung eines Mikroheizers.

gegen die stationäre Auslenkung konvergierende Verlauf ist klar zu erkennen, der dem typischen Temperaturverlauf im Aufheizvorgang folgt. Dieser Bewegung ist zusätzlich eine Schwingung mit der ersten Eigenfrequenz der Schalterbrücke überlagert. Durch

den starken Anstieg der Temperatur und die resultierende stark wachsende thermische Ausdehnung wird die Schalterbrücke demnach bei der Aktivierung des Schalters in Schwingung versetzt. Die graue Kurve zeigt den entsprechenden Vorgang in der Simulation. Auch in dieser zeigt sich das typische Aufheizverhalten überlagert mit der Schwingung der Schalterbrücke in der Grundmode. Der Vergleich dieses transienten Vorgangs hat eine große Aussagekraft, da in diesem viele Effekte gleichzeitig erfasst werden. Die Grundform des Auslenkungsverlaufs wird zum einen vom Temperaturverlauf im Bauelement bestimmt, des Weiteren spielt auch die im Gold vorhandene intrinsische Schichtspannung und deren Verteilung eine wichtige Rolle für die Auslenkung des Schalters. Durch die Anregung der Schwingung wird auch das transiente mechanische Verhalten in diesem Test abgebildet. Das konsistente Verhalten und die gute Übereinstimmung von Simulation und Messung zeigt die Genauigkeit des thermomechanischen Modells und bestätigt die erfolgreiche Kalibrierung und Validierung der einzelnen Teilmodelle. Die noch vorhandene, geringe Diskrepanz zwischen Messung und Simulation lässt sich auf die Verwendung von Standardwerten für die thermischen Materialparameter der Gold- und Oxidschichten zurückführen. Gerade für sehr dünne Oxidschichten können die thermischen Materialparameter signifikant von den Standardwerten für Festkörper abweichen [81, 10, 14]. Eine aufwendige genauere Bestimmung der thermischen Materialparameter bringt jedoch keinen zusätzlichen Erkenntnisgewinn in Bezug auf das zu untersuchende Verhalten der Mikroschalter.

Das validierte thermomechanische Modell mit den analytischen Kompaktmodellen für die elektrische Heizung, die elektrostatischen Kräfte und die fluidische Dämpfung steht nun für die numerische Analyse des HF-Mikroschalters im virtuellen Experiment bereit. Die durchgeführte Kalibrierungs- und Validierungsprozedur hat gezeigt, wie durch geeignete Messgrößen und die Verwendung physikalisch basierter Modelle mit transparenten Parametern die einzelnen Teilmodelle weitgehend getrennt voneinander kalibriert werden können. Diese aufwendige Kalibrierung und Validierung der Teilmodelle führt zu der guten Übereinstimmung von Simulation und Messung. Die Kombination aus physikalisch basierten Modellen und speziell zugeschnittener Kalibrierung stellt die hohe Genauigkeit des Modells sicher und erlaubt zudem prädiktive Aussagen auf Basis der Simulationsergebnisse.

4.4 Ergebnisse der Simulation

Das kalibrierte und validierte Modell wird nun verwendet, um das Verhalten des HF-Mikroschalters im Detail zu untersuchen. Der Fokus der Studien liegt darauf, Erkenntnisse über das Verhalten des Mikroschalters im Fehlerfall des Mikroschweißens zu erhalten und die Funktionsweise des Wiederherstellungsmechanismus zu analysieren. Zudem sollen Optimierungsmöglichkeiten aufgezeigt werden, die den Schalter robuster gegen mögliche Ausfallmechanismen machen. Dazu wird der in Kapitel 4.2 beschriebene Simulationsablauf durchgeführt und ausgewertet. Die entsprechenden Ergebnisse der thermischen, mechanischen und thermomechanischen Analysen werden in diesem Kapitel vorgestellt und diskutiert.

4.4.1 Ergebnisse der thermischen Simulation

Als erstes wird auf die Ergebnisse der rein thermischen Simulation eingegangen. Aus der numerischen Berechnung der Wärmeausbreitung im Bauelement wird zunächst die stationäre Temperaturverteilung im aufgeheizten Zustand bei dauerhaft aktiviertem Mikroheizer betrachtet. Abb. 4.15 zeigt die Temperaturen an der Schalteroberfläche für diesen

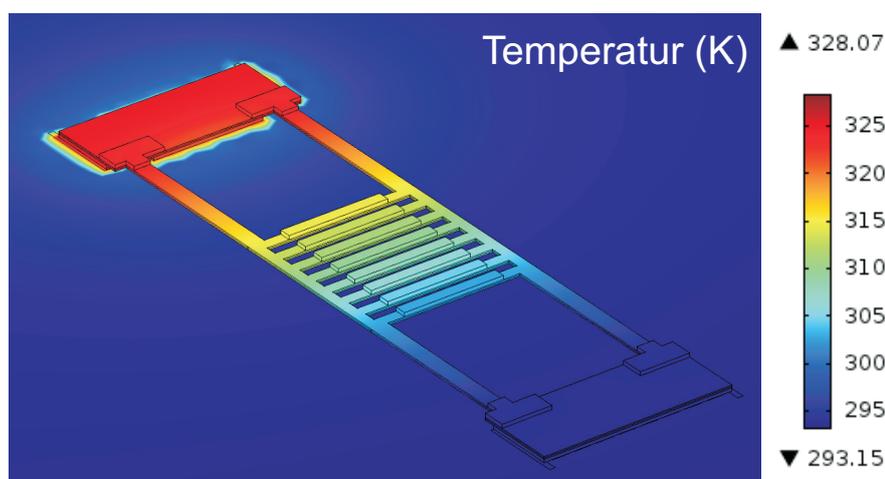


Abb. 4.15: Stationäre Temperaturverteilung im HF-Mikroschalter bei aktiviertem Mikroheizer.

stationären Zustand. Während sich die entsprechende Verankerung und der angrenzende Teil der Schalterbrücke signifikant um bis zu 35 K aufheizen, bleiben die gegenüberliegende Verankerung und der größte Teil des Substrats nahezu auf Umgebungstemperatur. In der Goldbrücke selbst nimmt die Temperatur entlang der Brückenarme näherungsweise linear ab. Dass die signifikanten Temperaturanstiege in der beweglichen Schalterstruktur selbst und nicht im Substrat lokalisiert sind, stellt ein erstes vielversprechendes Ergebnis für den Heizmechanismus dar.

Für eine genauere Betrachtung des aufgeheizten Schalters wird das Wärmeprofil im Inneren des Bauelements analysiert. Zwei ausgewählte Schnitte durch die Verankerung in Abb. 4.16 stellen das Temperaturprofil im Detail dar. Auch hier bestätigt sich, dass die

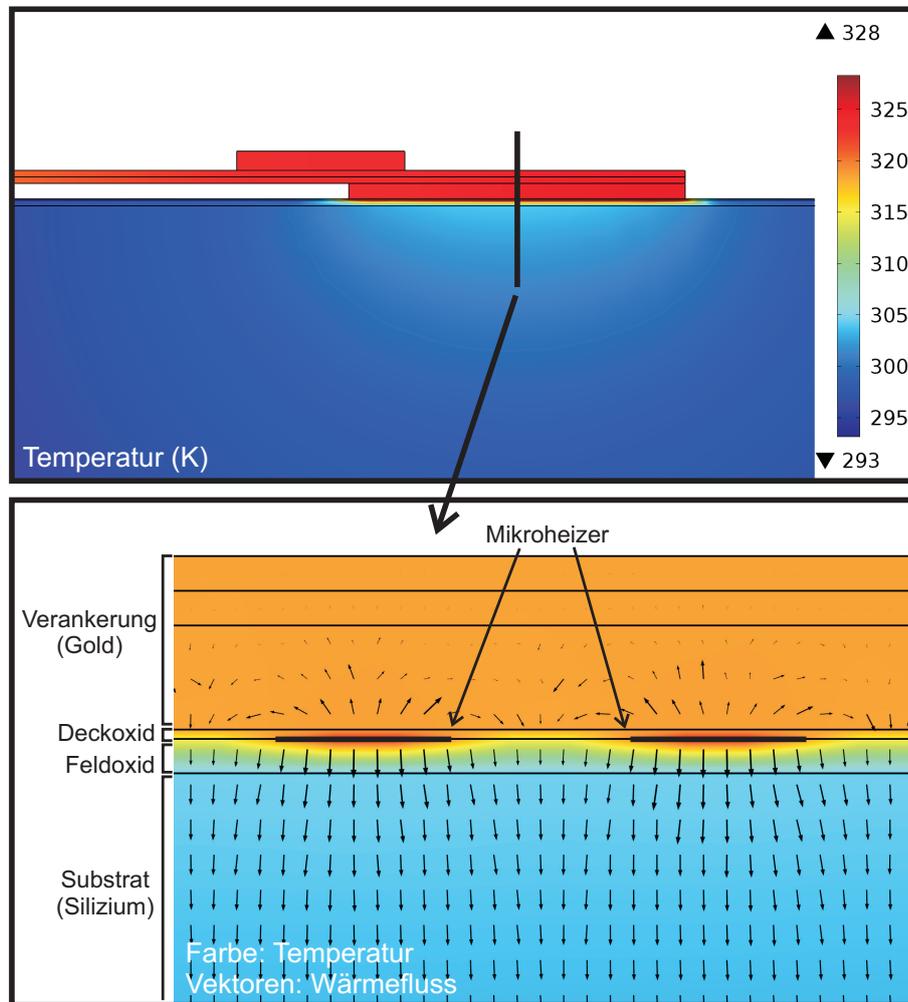


Abb. 4.16: Stationäre Temperaturverteilung entlang zweier Schnitte durch die Verankerung: Temperatur in der Verankerung, den darunterliegenden Oxidschichten und dem angrenzenden Substrat (oben), Detaildarstellung eines Schnitts durch den Heizmäander (unten).

Temperatur nur im Bereich der Goldbrücke und der Verankerungen signifikant zunimmt. Das Substrat selbst wird nur in einem kleinen Bereich um die Verankerung erwärmt und erreicht bei weitem nicht den Temperaturhub der Goldschichten. Zwischen Goldverankerung und Silizium-Substrat befinden sich die Oxidschichten in denen die Mikroheizer eingebettet sind. In diesen Oxidschichten treten große Temperaturgradienten auf, da das Oxid eine um Größenordnungen geringere Wärmeleitfähigkeit im Vergleich zu Gold und Silizium aufweist. Dies weist bereits darauf hin, dass die Oxidschichten bestehend aus Feldoxid unterhalb und Deckoxid oberhalb der Mikroheizer entscheidenden Einfluss auf den Wärmefluss im Bauelement haben. Zusätzlich ist im unteren Teil der Abb. 4.16

in einem weiteren Schnitt die Temperatur (Farbe) und der Wärmefluss (Vektoren) in der direkten Umgebung der Mikroheizer veranschaulicht. Als erstes fällt auf, dass ein großer Teil der Wärme direkt vertikal ins Substrat abfließt. Der restliche Teil fließt in die Verankerung und führt zur Temperaturerhöhung in der Goldbefestigung und der beweglichen Brückenstruktur. Ein Teil der in die Verankerung strömenden Wärme fließt jedoch, bedingt durch den Temperaturgradienten zwischen Gold und Substrat, neben dem Heizmäander wieder ins Substrat ab. Die detaillierte Analyse des Wärmestroms verdeutlicht wiederum den Einfluss der Oxidschichten, welche maßgeblich den Anteil der in die Schalterbrücke fließenden Wärmemenge festlegen. Die Dicke der Feldoxidschicht bestimmt den Wärmewiderstand, der den direkten Abfluss der Wärme ins Substrat verhindert. Die Deckoxidschicht muss vom Wärmestrom passiert werden, um in die Befestigung der Brücke zu gelangen. Gleichzeitig verhindert diese Deckoxidschicht zusammen mit dem Feldoxid den Rückfluss der Wärme in das Substrat. Die thermischen Widerstände der Oxidschichten und der der Schalterbrücke bestimmen somit maßgeblich die erreichbaren Temperaturen im Bauteil.

Nach dem stationären Verhalten wird nun der transiente Temperaturverlauf im Bauteil während des Aufheizvorgangs untersucht. Zu diesem Zweck wird die thermische Sprungantwort des Bauelements auf das Aktivieren eines Heizers betrachtet. Ein Mikroheizer wird dazu in der Simulation mit einem rechteckigen Spannungssignal beaufschlagt (Heizspannung wird instantan von 0 V auf 100 V erhöht). In Abb. 4.17 ist der zeitliche Temperaturverlauf an drei exemplarisch ausgewählten Stellen des Bauelements dargestellt. Die rote und blaue Kurve zeigen jeweils die örtlich gemittelte Temperatur

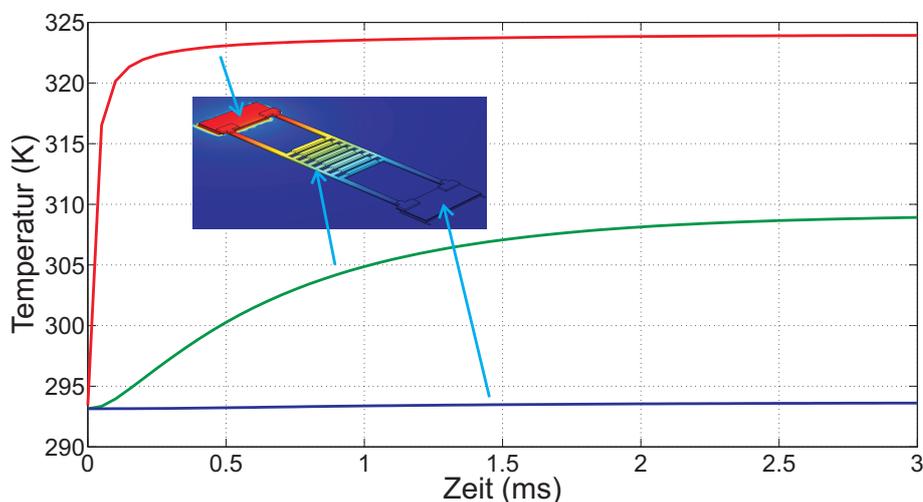


Abb. 4.17: Transienter Temperaturanstieg im Bauelement an drei exemplarisch ausgewählten Stellen: an der Unterseite der Verankerung an der beheizten Seite des Schalters (rot), im Zentrum eines Brückenarms (grün) und an der Unterseite der Verankerung an der nicht beheizten Seite (blau).

an der Unterseite der beheizten und nicht beheizten Verankerung. Diese gemittelten Temperaturen werden nachfolgend an das thermomechanische Modell übergeben. An der roten Kurve kann der schnelle Anstieg der Temperatur in der beheizten Befestigung

in deutlich weniger als einer Millisekunde abgelesen werden. Der Temperaturanstieg in der gegenüberliegenden Befestigung, dargestellt mit der blauen Kurve, ist dagegen kaum zu erkennen und geht deutlich langsamer vonstatten. Zusätzlich ist der zeitliche Temperaturverlauf im Zentrum eines Brückenarms in grün aufgetragen. Der stationäre Endwert der Temperatur liegt genau in der Mitte zwischen den beiden Ankertemperaturen. Die Dauer des Aufheizvorgangs der Brücke beträgt wenige Millisekunden und kann an der grünen Kurve im Zentrum der Brücke abgelesen werden. Sie wird durch den vergleichsweise großen Wärmewiderstand der dünnen Brückenarme und deren Wärmekapazität festgelegt und schlägt sich in der im Vergleich zur Erwärmung der Verankerung großen Zeitkonstante nieder.

Die stationären und transienten Analysen der thermischen Simulation zeigen grundsätzlich, dass eine Aktivierung des Mikroheizers zu signifikanten Temperaturerhöhungen in der Schalterbrücke führt, auch wenn ein großer Teil der Wärme direkt ins Substrat abfließt. Die Oxidschichten, in denen die Mikroheizer eingebettet sind, beeinflussen maßgeblich die Temperaturen in der beweglichen Schalterstruktur. Zudem lassen die aus den transienten Temperaturverläufen extrahierten thermischen Zeitkonstanten im Millisekundenbereich den Schluss zu, dass die thermischen Vorgänge im Bauelement deutlich langsamer ablaufen als die mechanische Vorgänge, welche durch die erste Resonanzfrequenz der Schalterbrücke von 27 kHz charakterisiert werden.

4.4.2 Ergebnisse der mechanischen und thermomechanischen Simulation

In den mechanischen und thermomechanischen Simulationen wird das Schalterverhalten im Fehlerfall des Mikroschweißens untersucht. Die in Kapitel 4.2 vorgestellte und in Abb. 4.2 illustrierte Vorgehensweise beinhaltet die Analyse der Schalterauslenkung im geschlossenen Zustand, sein Verhalten bei festhaftendem Kontakt und zuletzt die Auswirkungen des aktivierten Mikroheizers auf die fehlerhafte Kontaktstelle. Die Ergebnisse dieser numerischen Analysen werden nun im Detail vorgestellt.

Zunächst wird die Auslenkung des Schalters im geschlossenen Zustand berechnet und extrahiert. In der Simulation wird die Schalterbrücke aufgrund der elektrostatischen Anziehung zur Gegenelektrode ausgelenkt und auf die Oberfläche des Substrats gedrückt. Die Verformung des Schalters ist in Abb. 4.18 gezeigt. Im Ausschnitt ist der auftretende Kontaktdruck auf die Unterseite der Schalterbrücke im Detail dargestellt. Es zeigt sich, dass die Außenkanten der Schalterbrücke gar nicht voll auf den Kontaktflächen aufliegen, sondern um etwa $1 \mu\text{m}$ angehoben sind. Ursache dafür ist die starke Grundverformung der Schalterbrücke aufgrund der intrinsischen Schichtspannungen. Tatsächlich kann diese Verwölbung zu Problemen in der Funktion der Mikroschalter führen. Bei ersten Schaltergeometrien konnten Proben aufgrund der Eigenverwölbung im geschlossenen Zustand keinen elektrischen Kontakt zwischen den Kontaktflächen herstellen. Aus diesem Grund wurden die Verstärkungen im Zentrum der Brücke im aktuellen Schalterdesign implementiert. Die in der Simulation auftretende breite Kontaktfläche bestätigt die

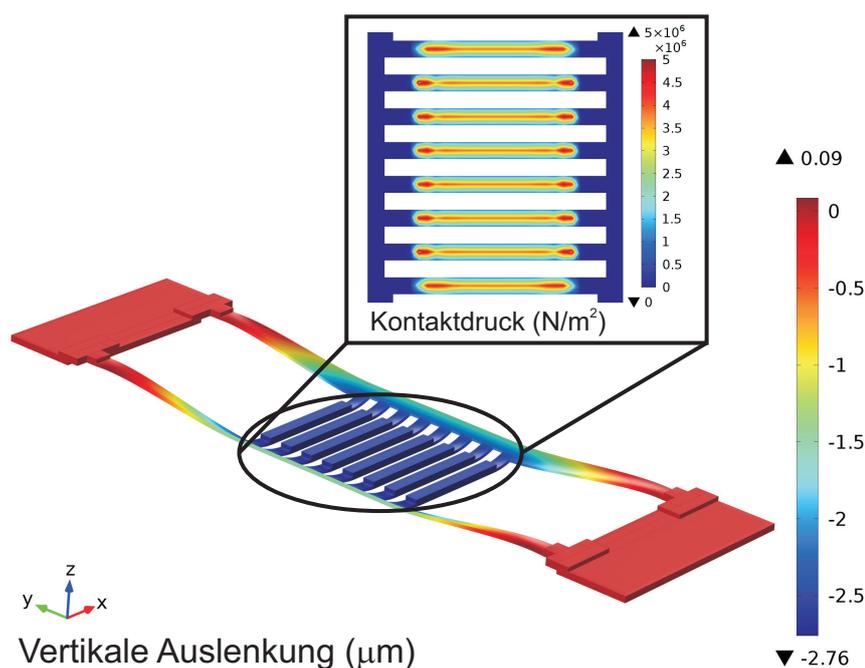


Abb. 4.18: Verformung des Schalters im geschlossenen Zustand: Die Farbskala zeigt die vertikale Auslenkung. Der auftretende Kontaktdruck an der Unterseite der Goldbrücke ist im Bildausschnitt dargestellt.

positive Wirkung der Verstärkungen in der Brückenstruktur.

Im zweiten Analyseschritt wird in der Simulation eine aufgrund von Mikroschweißen festhaftende Kontaktstelle nachgestellt. In der Goldbrücke wird eine ausgewählte Kontaktstelle in einem Arm der Goldbrücke fixiert und die elektrostatische Haltespannung abgeschaltet. Das zugehörige Ergebnis ist in Abb. 4.19 gezeigt. Durch die fehlende elektrostatische Anziehung wird die Brücke auf der nicht haftenden Seite zurück in Richtung Ruhelage ausgelenkt und kippt. Die auftretenden mechanischen Spannungen in der ausgelenkten Brücke verursachen eine Kraft auf die haftende Kontaktstelle, die hier als Rückstellkraft bezeichnet wird. Sie wird in der Abbildung durch den blauen Kraftvektor illustriert. Der größte Anteil dieser Kraft ist die Komponente in vertikaler Richtung (z -Richtung) in der Größenordnung von $50 \mu\text{N}$. Da sich die Kontaktstelle nicht exakt in der Mitte des Brückenarms befindet, ergibt sich zudem ein nicht zu vernachlässigender Anteil in Richtung des näher liegenden Ankers. Dieser resultiert aus dem unterschiedlich starken Zug der beiden Teile des Brückenarms zwischen Befestigung und Kontaktstelle, wobei die Zugkraft des kürzeren Teils überwiegt. Die extrahierte mechanische Rückstellkraft auf eine festgeschweißte Kontaktstelle wirkt somit in grober Näherung senkrecht zur Oberfläche der ohmschen Kontaktfläche. Sie gibt den Referenzwert für die Festigkeit haftender Kontakte vor, da weniger stark anhaftende Kontaktstellen bereits im normalen Betrieb des Schalters durch Ein- und Ausschaltvorgänge wieder gelöst werden.

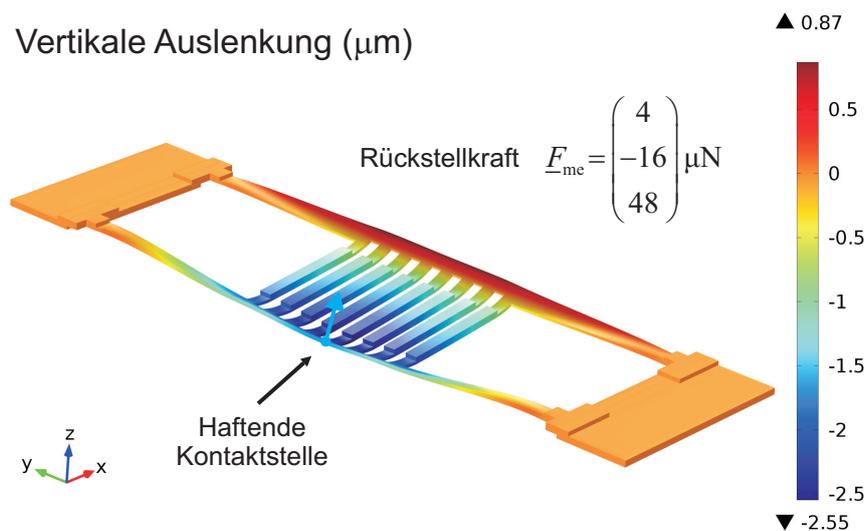


Abb. 4.19: Verformung des Mikroschalters bei haftender Kontaktstelle: Die Farbskala zeigt die vertikale Auslenkung. Die resultierende mechanische Rückstellkraft auf die Haftstelle ist durch den blauen Pfeil veranschaulicht.

Im letzten Simulationsschritt wird die Funktionsweise des thermischen Wiederherstellungsmechanismus im Fehlerfall des Mikroschweißens untersucht. Dazu wird die Kraftwirkung auf eine haftende Kontaktstelle nach dem Aktivieren des Mikroheizers analysiert. Die aus der thermomechanischen Simulation extrahierten Temperaturen im Schalter und die auftretende Verformung sind für den stationären, aufgeheizten Zustand in Abb. 4.20 dargestellt. Aufgrund der haftenden Kontaktstelle befindet sich die bewegliche Schalterstruktur weiterhin in der gekippten Lage. Im Gegensatz zum vorangegangenen Analyseschritt enthält diese Simulation die thermische Ausdehnung in der aufgeheizten Goldbrücke, die zusätzlich eine thermisch induzierte Kraft auf die haftende Kontaktstelle verursacht. Die in der Simulation berechnete Gesamtkraft auf die Kontaktstelle (auch Reaktionskraft genannt) setzt sich nun aus der mechanischen Rückstellkraft und der thermisch induzierten Kraft zusammen. Die thermische Kraftwirkung kann aus der Reaktionskraft durch Subtraktion der mechanischen Rückstellkraft des vorherigen Analyseschritts berechnet werden. Die mechanische Rückstellkraft (blau) und die thermisch induzierte Kraft (rot) sind in Abb. 4.20 durch Kraftvektoren veranschaulicht. Auffällig ist, dass die thermisch induzierte Kraft keinen signifikanten Beitrag in vertikaler Richtung (z -Komponente) aufweist, der die mechanische Rückstellkraft unterstützt. Sie drückt die Brücke sogar leicht nach unten. Stattdessen zeigt der klar dominierende Anteil der thermischen Kraftwirkung in negativer y -Richtung, da in dieser Richtung die thermische Ausdehnung des Brückenarms von der haftenden Kontaktstelle verhindert wird. Die genauere Betrachtung der Temperaturverteilung über der Schalterbrücke offenbart, dass durch den näherungsweise linearen Temperaturverlauf entlang der Brückenarme eine Hälfte des Schalters sehr stark aufgeheizt wird, während die andere nur deutlich kleinere Temperaturerhöhungen erfährt und somit keinen großen Gegendruck auf die Kontaktstelle erzeugt. Damit unterstützt der Temperaturverlauf die Ausbildung der großen Kraftkomponente in y -Richtung von über $300 \mu\text{N}$.

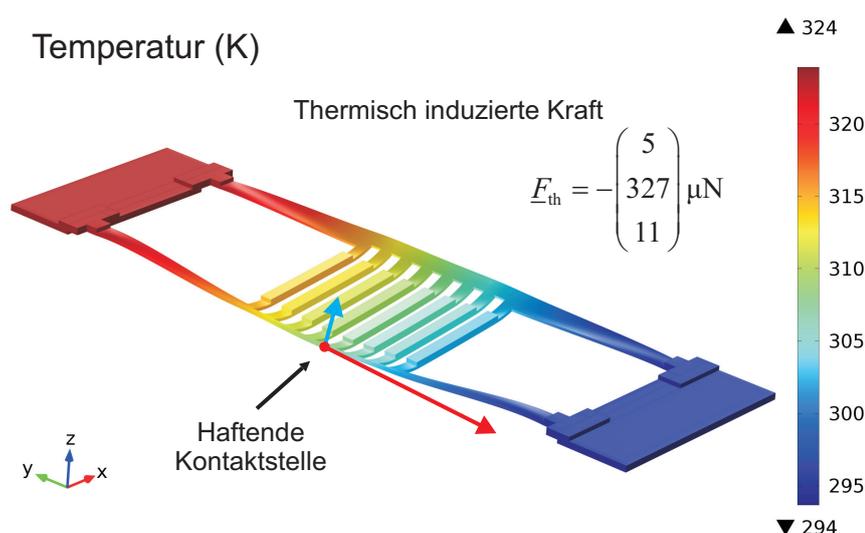


Abb. 4.20: Temperatur und Verformung des Mikroschalters bei haftender Kontaktstelle und aktiviertem Mikroheizer: Die Farbskala zeigt die Temperatur im Bauelement. Die Vektoren stellen die mechanische Rückstellkraft (blau) und die thermisch induzierte Kraft (rot) auf die Haftstelle dar.

Durch die Aktivierung des Mikroheizers wird also in erster Linie eine Scherkraft auf festhaftenden Kontaktstellen ausgeübt. Die Größe dieser Scherkraft liegt deutlich oberhalb der mechanischen Rückstellkraft der Schalterbrücke und befindet sich in der Größenordnung von festgeschweißten Gold-Gold-Kontakten für vergleichbare HF-Mikroschalter in der Literatur [30], die im Bereich von etwa $15 - 400 \mu\text{N}$ liegen. Dieses Ergebnis belegt die grundsätzliche Funktionsfähigkeit des thermischen Wiederherstellungsmechanismus. Die entstehende Scherwirkung des Wiederherstellungsmechanismus zeigt nochmal deutlich, dass die thermisch induzierte Kraft selbst als Abhilfe gegen andere Ausfallmechanismen wie etwa die Ladungseinlagerung und dadurch entstehende elektrische Anziehungskräfte nur wenig geeignet ist, da sie die mechanische Rückstellkraft nicht unterstützt. Für den Effekt der Ladungseinlagerung im Oxid könnte jedoch die mittels der Heizer verursachte Temperaturerhöhung im Oxid den Entladevorgang beschleunigen. Bezüglich des Verhaltens des untersuchten Mikroschalters bei Ladungseinlagerung und den dabei auftretenden Effekten sei auf [8, 7] verwiesen.

Um das Verhalten des thermischen Wiederherstellungsmechanismus genauer zu untersuchen, wird die thermisch induzierte Kraft bei verschiedenen Heizspannungen analysiert und ausgewertet. Die auftretenden stationären Temperaturen an der aufgeheizten Verankerung und die extrahierten thermisch induzierten Kräfte auf die fehlerhafte Kontaktstelle sind in Abb. 4.21 aufgetragen. Sowohl die Temperatur (schwarze Dreiecke) als auch die Kraft (graue Kreise) steigen mit zunehmender Heizspannung stark an, ohne dass deutliche Anzeichen von Sättigung des Temperaturanstiegs oder der Kraftwirkung bei hohen Heizspannungen auftreten. Weiterhin verläuft die thermisch induzierte Kraftentwicklung kongruent zur Zunahme der Temperatur. Dies zeigt deutlich, dass die Größe der

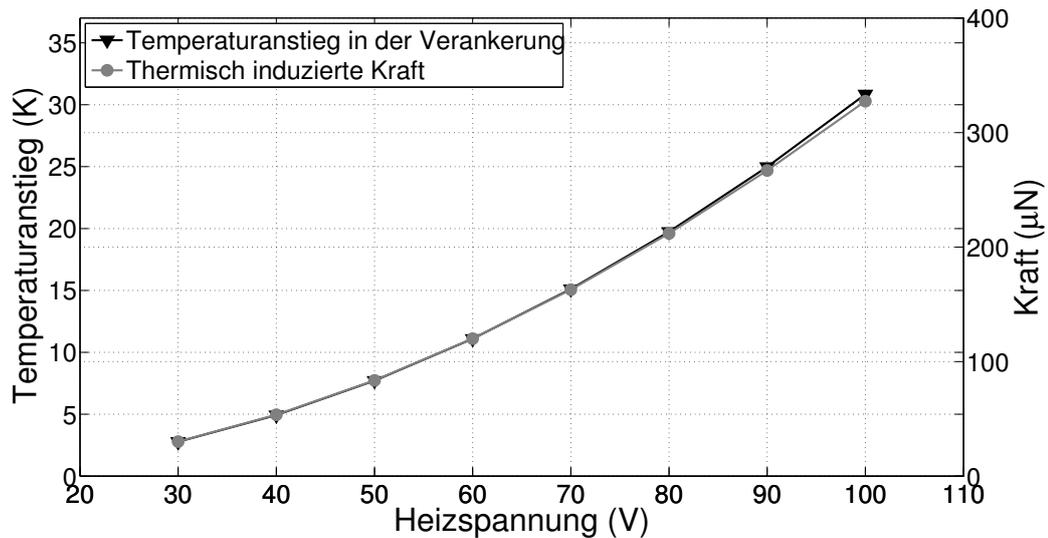


Abb. 4.21: Stationärer Temperaturanstieg in der Verankerung und thermisch induzierte Kraft aufgetragen über der Heizspannung.

ausgeübten Kraft direkt vom Temperaturhub im Bauelement abhängt. Dies gilt, solange die Erwärmung im Substrat und damit im nicht beheizten Anker vernachlässigt werden kann. Eine Optimierung der durch den Mikroheizer ausgeübten Kraft kann demnach gezielt durch Maximieren des Temperaturanstiegs in der Schalterbrücke erreicht werden. Wege zur Optimierung des thermischen Verhaltens werden in Kapitel 4.4.3 gezeigt.

Abb. 4.22 stellt nun die Abhängigkeit der thermischen Kraftwirkung von der am Mikroheizer eingebrachten Heizleistung dar. Der fast lineare Zusammenhang zwischen der pro Sekunde generierten Wärmemenge und der stationär ausgeübten Kraft auf die Kontaktstelle ist deutlich zu erkennen. Um dies zu veranschaulichen ist die lineare Extrapolation der ersten beiden Datenpunkte (gestrichelt) in der Abbildung aufgetragen. Zur Erhöhung der thermischen Kraftwirkung war eine Anregung der Mikroheizer mit speziell geeigneten Pulsformen (z.B. resonantes Pulsen) angedacht. Die transienten Messungen und Simulationen haben jedoch ergeben, dass die thermischen Vorgänge im Schalter deutlich langsamer ablaufen als die mechanischen. Gut zu erkennen ist dies an den schnellen mechanischen Schwingungen des Schalters im Aufheizvorgang aus der Ruhelage in Abb. 4.14. Eine Verbesserung der Kraftwirkung durch spezielle Anregungsformen für die Wärmeerzeugung ist somit nicht möglich, da das träge thermische System den für die Mechanik notwendigen schnell variierenden Pulsformen nicht folgen kann. Die bestmögliche Anregungsform bleibt der Rechteckpuls, da dieser die Temperatur im Bauelement am schnellsten erhöht und die aufzuwendende Wärmeenergie zur Krafterzeugung damit minimiert. Die transiente Studie in Abb. 4.14 zeigt ebenfalls, dass damit ein Großteil des Temperaturanstiegs in der Schalterbrücke nach etwa 1 ms erreicht werden kann. Geht man von einem Rechteckpuls dieser Breite aus, ergibt sich eine benötigte Heizenergie von ca. $50 - 350 \mu\text{J}$ pro Aktivierung des Heizmechanismus zur Fehlerbehebung.

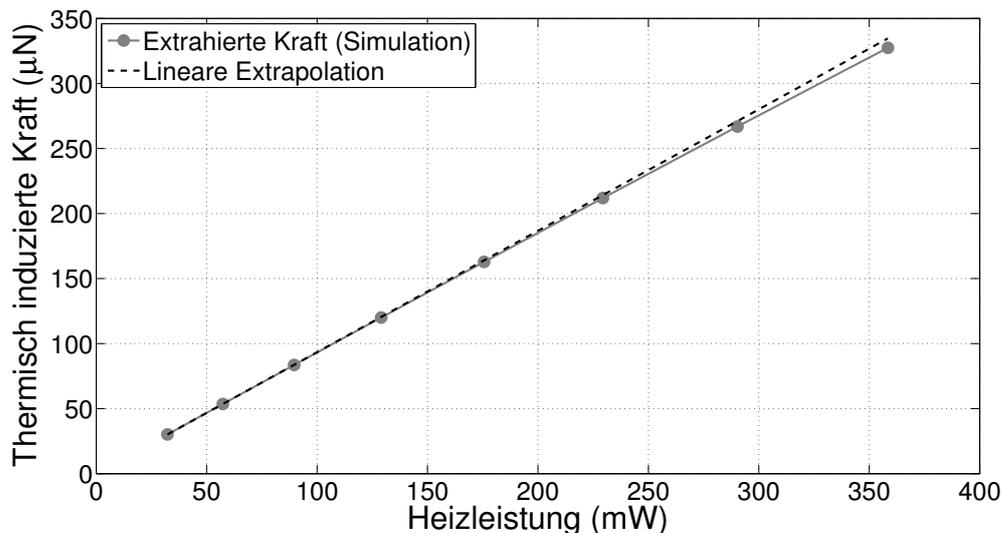


Abb. 4.22: Thermisch induzierte Kraft aufgetragen über der am Mikroheizer generierten Heizleistung.

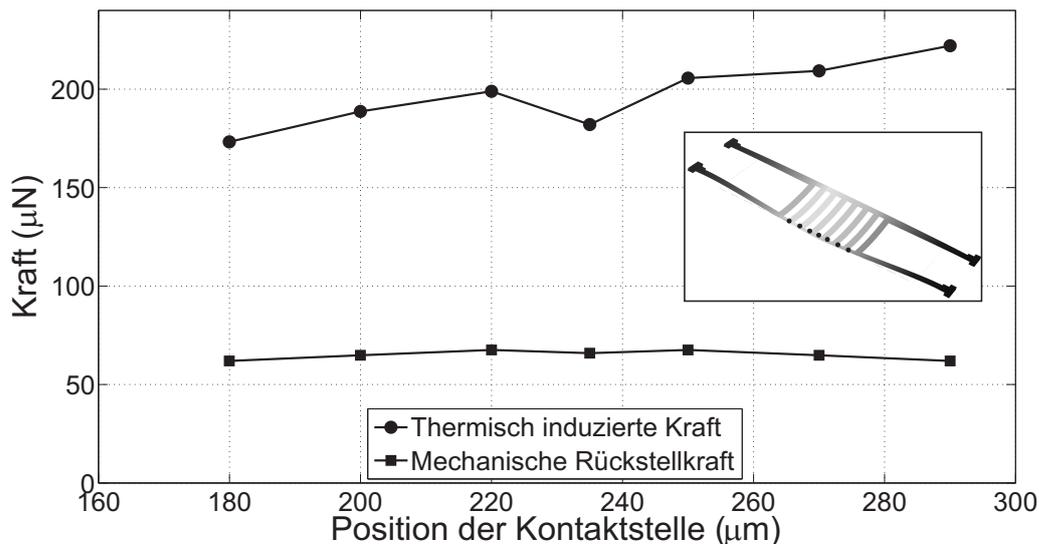


Abb. 4.23: Abhängigkeit der mechanischen Rückstellkraft und der thermisch induzierten Kraft von der Position der haftenden Kontaktstelle.

Zuletzt wird die Abhängigkeit der Kräfte von der Position der haftenden Kontaktstelle in Abb. 4.23 analysiert. Aufgetragen ist die mechanische Rückstellkraft und die thermisch induzierte Kraft an ausgewählten Positionen entlang der Kontaktfläche der Schalterstruktur. Die Abszisse beschreibt den Abstand von der beheizten Verankerung. Die mechanische Rückstellkraft weist hierbei keine signifikante Abhängigkeit von der Kontaktposition auf. Dahingegen steigt die thermische Kraft tendenziell mit zunehmendem Abstand zum Heizer an. Dies zeigt nochmals, dass die thermische Kraftwirkung durch die vom Kontakt beschränkte, thermische Längenausdehnung in den Brückenarmen

hervorgerufen wird. Je weiter die Kontaktposition von den Mikroheizern entfernt ist, desto länger ist der sich ausdehnende, wärmere Teil des Brückenarms und desto kürzer ist der kältere Teil des Brückenarms, der somit eine kleinere Gegenkraft ausübt. Insgesamt ist jedoch die Positionsabhängigkeit der fehlerhaften Kontaktstellen nicht maßgeblich für die thermische Kraftwirkung. Für alle untersuchten Positionen ist die thermisch induzierte Kraft stets deutlich größer als die mechanische Rückstellkraft und bietet damit den notwendigen Spielraum zum Lösen festgeschweißter ohmscher Kontaktstellen. Da die in Abb. 4.23 gezeigten Analysen für ein älteres Schalterdesign mit leicht veränderter Geometrie durchgeführt worden sind, weichen die absoluten Werte für die extrahierten Kräfte von den bisher gezeigten Werten ab. Die qualitative Kernaussage bleibt davon jedoch unberührt.

Zusammenfassend zeigen die modellgestützten mechanischen und thermomechanischen Analysen, dass die Mikroheizer primär eine Scherkraft auf haftende Kontaktstellen ausüben, die deutlich stärker als die mechanische Rückstellkraft ist und mit der Position der haftenden Kontaktstelle leicht variiert. Die Größenordnung der thermischen Kraftwirkung liegt im Bereich der in der Literatur genannten Festigkeiten von festgeschweißten Gold-Gold-Kontakten. Die Kraftwirkung steht in direktem Zusammenhang mit der Temperaturerhöhung im Bauteil und ist nahezu direkt proportional zur eingesetzten Heizleistung. Diese Ergebnisse geben weitreichende Einblicke in die Funktionsweise des thermischen Wiederherstellungsmechanismus und belegen dessen grundsätzliche Eignung zum Lösen von festgeschweißten Kontaktstellen.

4.4.3 Optimierungspotential des Hochfrequenz-Mikroschalters

Die in den vorherigen Teilkapiteln vorgestellten Ergebnisse zeigen, dass mit Hilfe des entwickelten Modells Aussagen über das Verhalten des Schalters im Fehlerfall getroffen und die Funktionsweise des thermischen Wiederherstellungsmechanismus beurteilt werden können. Die gewonnenen Erkenntnisse werden nun verwendet, um Verbesserungsmöglichkeiten der Mikroschalter hin zu einem robusteren Design herauszustellen. Exemplarisch sind im Folgenden wichtige Einflussgrößen auf die Robustheit des Mikroschalters und die Effizienz der thermisch erzeugten Kraftwirkung dargestellt. Da die folgenden Parameterstudien sich ebenfalls auf das ältere Schalterdesign beziehen, weichen die quantitativen Werte von den bisher gezeigten Ergebnissen ab. Sie zeigen dennoch das Optimierungspotential des HF-Mikroschalters und die Möglichkeiten, die das entwickelte Modell für Designstudien bietet.

Mit Hilfe des mechanischen Modells kann deutlich der beim Entwurf von Mikrorelais typischerweise auftretende Zielkonflikt aufgezeigt werden. Einerseits soll die Schalterbrücke sehr steif sein um die mechanische Rückstellkraft zu erhöhen. Dies beugt festhaftenden Schalterbrücken durch die kritischen Ausfallmechanismen vor, da sowohl das Festhaften der Brücke aufgrund festgeschweißter Kontaktstellen verhindert, als auch die Robustheit gegenüber den durch Ladungseinlagerung im Oxid entstehenden, elektrostatischen Kräfte gestärkt werden. Abb. 4.24 untermauert diesen Zusammenhang.

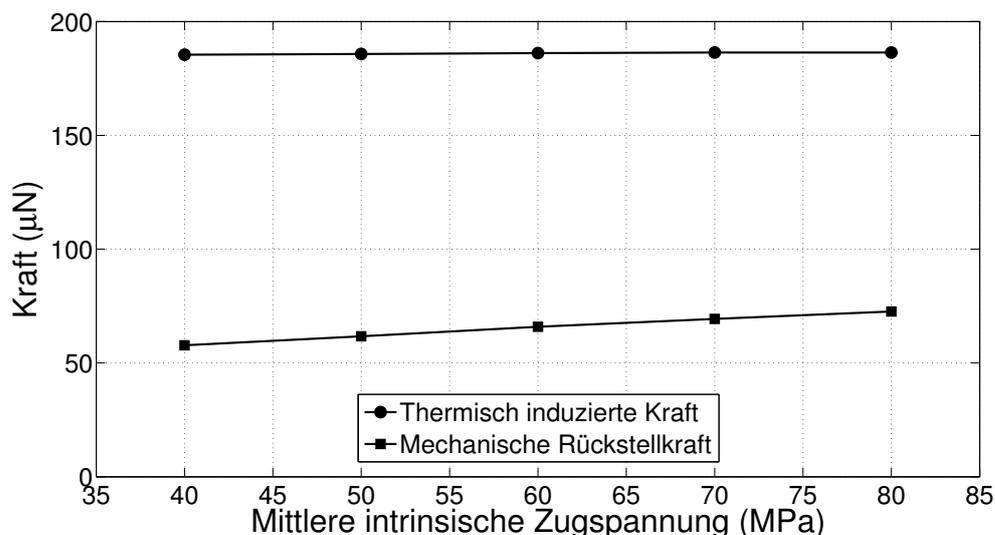


Abb. 4.24: Abhängigkeit der mechanischen Rückstellkraft und der thermisch induzierten Kraft von der mittleren Zugspannung in der beweglichen Goldbrücke.

Die mechanische Rückstellkraft ist über der mittleren Zugspannung in der Goldbrücke aufgetragen, die deren Steifigkeit bestimmt. Mit steigender Zugspannung nimmt die mechanische Rückstellkraft und damit die Robustheit der Schalter zu. Andererseits benötigen steifere Brückenstrukturen eine höhere Kraft zum Schließen des Schalters und damit höhere Schaltspannungen. Da diese hohen Spannungen in Mikrosystemen allgemein und im Besonderen in mobilen Akku-basierten Anwendungen oft nicht direkt verfügbar sind und erst aufwendig erzeugt werden müssen, schränken sie das Anwendungsgebiet der Mikroschalter signifikant ein. Es muss also eine Abwägung zwischen einem robusten Design mit hohen Rückstellkräften und einem anwendungsfreundlichen Design mit niedrigen Schaltspannungen getroffen werden. Das in dieser Arbeit entwickelte Modell liefert die Basis für die fundierte und gezielte Abwägung passend zum gewünschten Anwendungsgebiet und offenbart die Grenzen der Mikroschalter in Bezug auf diesen Zielkonflikt.

Der eben detailliert beschriebene Zielkonflikt zwischen Robustheit und niedrigen Schaltspannungen könnte durch Maßnahmen wie den thermischen Wiederherstellungsmechanismus gelöst werden. Im Fehlerfall kann sich der Mikroschalter durch das selbstreparierende Prinzip wieder instandsetzen und das auch in Anwendungen, in denen der Schalter nicht zugänglich ist (z.B. in Satelliten). Optimierungsmöglichkeiten diesbezüglich werden nun diskutiert. Als Maß für die Effizienz wird die thermisch induzierte Kraft verwendet, die auf festhaftende Kontaktstellen wirkt. In Abb. 4.24 ist sie ebenfalls über der mittleren Zugspannung im Material aufgetragen und erweist sich als nahezu unabhängig von dieser und damit von der Steifigkeit der Schalterbrücke. Dieses Ergebnis verdeutlicht nochmal, dass die von dem Heizer bewirkte Kraft rein von der thermischen Ausdehnung bestimmt wird und die intrinsische Schichtspannung demnach nur eine vernachlässigbare Rolle für die Effizienz der durch die Mikroheizer verursachten Kraft spielt.

Dagegen spielt die Wärmeausbreitung eine maßgebliche Rolle für die Effizienz des Wiederherstellungsmechanismus. Die detaillierten thermischen Analysen haben bereits gezeigt, dass in den beiden Oxidschichten, die die Mikroheizer einbetten, große Temperaturgradienten auftreten. Ihr entscheidender Einfluss auf die Wärmeausbreitung kann durch Variation der Oxiddicken im Modell deutlich gemacht werden. Wie in Kapitel 4.4.1 bereits detailliert beschrieben, behindert die Feldoxidschicht das direkte Abfließen der Wärme ins Substrat. Eine dickere Feldoxidschicht vergrößert somit den Wärmestrom in die bewegliche Schalterstruktur und erhöht die erreichbaren Temperaturen in den Verankerungen und der Goldbrücke. Diese bessere Heizeffizienz führt zu einem größeren Temperaturanstieg im Schalter mit steigender Feldoxiddicke, der in Abb. 4.25 abgebildet ist. Klar zu erkennen ist der annähernd lineare Zusammenhang zwischen der Dicke des

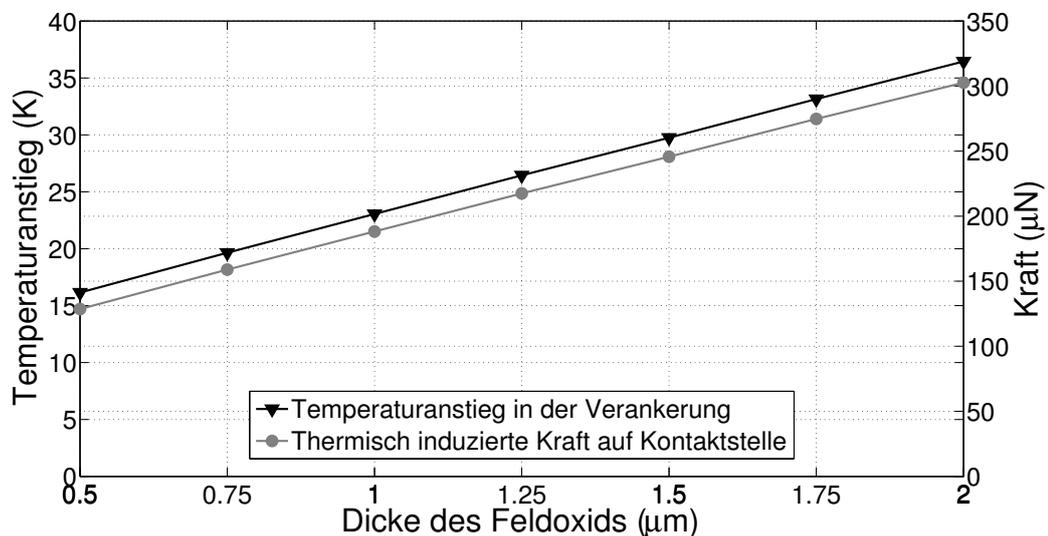


Abb. 4.25: Thermische Effizienz des Aufheizvorgangs: Dargestellt ist der Temperaturanstieg in der Verankerung und die thermisch induzierte Kraft auf haftende Kontaktstellen aufgetragen über der Dicke der Feldoxidschicht.

Feldoxids und dem stationären Temperaturanstieg in der darüber liegenden Verankerung. Wie bereits in Abb. 4.21 gezeigt, folgt die resultierende thermisch induzierte Kraft direkt dem Temperaturanstieg. Dieses Ergebnis zeigt beispielhaft, wie durch die Simulation der thermischen Vorgänge wichtige Einflussfaktoren auf die Wärmeausbreitung herausgestellt und Auswirkungen auf die Temperaturen im Bauelement extrahiert werden können.

Die exemplarisch vorgestellten Parameterstudien offenbaren das Optimierungspotential des Mikroschalters selbst und der thermischen Reaktivierung durch Mikroheizer. Die Kombination aus den durch die detaillierten Analysen gewonnenen Erkenntnisse und die durch gezielte Parameterstudien erhaltene Datenbasis erlauben zudem das Zuschneiden der Bauelementcharakteristik auf die Anforderungen verschiedener Anwendungsgebiete.

4.5 Bewertung der Modellierungsmethodik

Die in diesem Kapitel dargestellte Modellierung des HF-Mikroschalters zeigt, wie das maßgeschneiderte Modell den Entwurfsprozess effizient gestaltet und zielgenau unterstützen kann. Die Prüfung der einzelnen physikalischen Effekte auf ihre Bedeutung und den notwendigen Detailgrad ermöglicht signifikante Modellvereinfachungen und führt zu den sehr effizienten analytischen Beschreibungen für die Wärmegeneration, den elektrostatischen Antrieb und die fluidische Dämpfung. Gleichzeitig werden die mechanische Verformung der Schalterbrücke und die Wärmeausbreitung im Bauteil detailliert auf kontinuierlicher Feldebene erfasst. Auf diese Weise können alle relevanten Effekte im Modell mit ausreichender Genauigkeit berücksichtigt werden, ohne dass die Übersichtlichkeit des Modells und dessen Recheneffizienz darunter leiden. Durch die separate Kalibrierung und Validierung der Teilmodelle wird das Modell auch quantitativ belastbar und die bestmögliche Genauigkeit des maßgeschneiderten Modells wird erreicht. Der modulare Aufbau ermöglicht es, für die unterschiedlichen Analysen stets nur die notwendigen Teilmodelle bzw. Teilstrukturen zu betrachten. Dieser auf die Problemstellung zugeschnittene Simulationsablauf mit der zunächst getrennten Betrachtung von thermischen und mechanischen Vorgängen erhöht weiter die Übersichtlichkeit und Recheneffizienz der Simulation. Die Verwendung von physikalisch basierten Modellen mit transparenten Parametern ermöglicht zudem eine detaillierte Interpretation der Simulationsergebnisse. Die durchgeführten Analysen zeigen den typischen Zielkonflikt im Entwurf von Mikroschaltern zwischen Robustheit und niedrigen Schaltspannungen. Auch die Funktionsweise des thermischen Wiederherstellungsmechanismus auf Basis der Mikroheizer kann anhand der Simulationen gezeigt werden. Die aus den Simulationsergebnissen gewonnenen Erkenntnisse belegen die Eignung des entwickelten Schaltermodells für die virtuelle Analyse der HF-Mikroschalter sowohl im Normalbetrieb als auch im Fehlerfall. Die Kombination aus physikalisch basierten Modellen und separater Kalibrierung und Validierung erlaubt prädiktive Aussagen auf Basis der numerischen Analysen. Dadurch können die dargestellten Maßnahmen zur Optimierung der Mikroschalter herausgearbeitet und bewertet werden. Durch die maßgeschneiderte Anpassung des Modells an die Problemstellung des Mikroschalters wird gezielt ein optimaler Kompromiss zwischen Genauigkeit und Detailgrad einerseits und Recheneffizienz des Modells andererseits getroffen. Die Transparenz des Modells und dessen modularer Charakter gewährleisten zudem die Übertragbarkeit auf andere vergleichbare Mikrosysteme und deren Problemstellungen. Die durchgeführte Prozedur der Modellerstellung, Kalibrierung und Validierung kann in gleicher Weise angewandt werden. Zwar sind die in der Modellerstellung getroffenen Annahmen und Näherungen stets erneut zu prüfen, aufgrund der physikalischen Basis können die einzelnen Teilmodelle jedoch oft wiederverwendet und bei Bedarf an das neue Bauelement bzw. dessen Anforderungen angepasst werden.

5. Modellierung eines Silizium-Mikrofons

In diesem Kapitel wird nun für den zweiten Demonstrator – das in Kapitel 2.2 beschriebene Silizium-Mikrofon – ein Modell für den virtuellen Entwurf entwickelt. Analog zum Vorgehen bei der Mikroschaltermodellierung in Kapitel 4 wird auf der Basis der in Kapitel 3 vorgestellten Methoden ein Modellkonzept entworfen, das speziell auf die Anforderungen und Problematik des Bauelements zugeschnitten ist. Diesem Konzept folgend werden entsprechende problemangepasste Teilmodelle entwickelt, implementiert und zu einem Gesamtmodell zusammengefügt. Aufgrund der unterschiedlichen Anforderungen weicht die Wahl der verwendeten Modellierungstechniken hierbei deutlich vom Modell des Mikroschalters ab. Das resultierende Mikrofonmodell wird anschließend mit Hilfe von geeigneten Messungen kalibriert und validiert und für die Untersuchung des Mikrofonverhaltens eingesetzt. Die Ergebnisse dieser Analysen und daraus gewonnene Erkenntnisse über die Funktionsweise des Mikrofons werden nachfolgend dargestellt und Designstudien zur Optimierung der Mikrofone durchgeführt. Anhand dieser Resultate werden zuletzt die Vor- und Nachteile der Modellierungsmethodik diskutiert und das Modell des kapazitiven Mikrofons abschließend bewertet.

5.1 Modellierungsmethodik

Zu Beginn des Modellierungsprozesses wird zunächst ein Konzept erstellt, das gezielt auf die in Kapitel 2.2 beschriebene Funktionsweise des Mikrofons und die zu untersuchende Problemstellung zugeschnitten ist. Für das Mikrofon sind eine Vielzahl an Effekten zu berücksichtigen. Das sind zum einen Effekte im Wandlerelement selbst, welches aus der schallsensitiven Membran und dem Stator besteht. Dazu zählen die durch Schallwellen angeregte Schwingung der Membran sowie die dadurch entstehende Luftströmung im Spalt und durch die Perforationslöcher und Randaussparungen des Stators, welche eine Dämpfung der Membranbewegung bewirkt. Des Weiteren gehört auch die Kapazitätsänderung der Membran-Stator-Anordnung aufgrund der Membranbewegung zu dieser Kategorie. Zum anderen sind aber auch akustische Effekte im Mikrofongehäuse und die elektronische Schaltung zum Auslesen der Kapazitätsänderung, die sich auf dem separaten Mikrochip befindet, zu berücksichtigen. Luftbewegungen im Gehäuse haben maßgeblichen Einfluss auf die Schallwandlung des mikroelektromechanischen Systems und die zum Auslesen der Kapazitätsänderung notwendige elektrische Vorspannung verursacht elektrostatische Kräfte auf die Membran. Zusätzlich ist die elektronische Schaltung zur Verstärkung und Aufbereitung des elektrischen Signals entscheidend für die Signalqualität des Mikrofons. Bei der Konzeptionierung des Mikrofonmodells wird daher sicherge-

stellt, dass alle diese Effekte mit der notwendigen Genauigkeit und einem hinreichenden Detailgrad im Modell abgebildet werden. Die dazu verwendete Methodik wird im Folgenden ausführlich dargestellt.

Bei der Modellierung des Mikrofons – im Speziellen bei der Nachbildung der Luftströmung im Wandlerelement – kann auf den Arbeiten [67, 65, 52] aufgebaut werden, die sich intensiv mit der Modellierung fluidischer Effekte in Mikrosystemen mit perforierten Strukturen beschäftigt haben. Daher wird nach der Vorstellung des Konzepts zunächst auf die in den Vorarbeiten entwickelte Methodik eingegangen. Auf dieser Basis werden anschließend in Kapitel 5.2 die einzelnen Teilmodelle entwickelt und im Detail vorgestellt.

5.1.1 Konzept des Mikrofonmodells

Eine Schwierigkeit bei der Modellierung des Silizium-Mikrofons ist die Vielzahl der Effekte, die das Mikrofonverhalten beeinflussen. Eine weitere stellt die genaue Berechnung der Luftströmung im Mikrofon dar, deren detailgetreue Lösung numerisch sehr aufwendig ist. Allein die Fluid-Struktur-Interaktion im Luftspalt zwischen Membran und Stator ist für die komplexe Statorgeometrie mit tausenden von Löchern auf kontinuierlicher Feldebene mit sinnvollem Rechner- und Zeitaufwand bei Weitem nicht möglich. Die Modellierung auf kontinuierlicher Feldebene scheidet damit aus. Gleichzeitig treten im Mikrofonverhalten jedoch verteilte Effekte auf, die im Modell konsistent abzubilden sind. Reine Makromodelle reichen daher zur Beschreibung des Mikrofonverhaltens mit der gewünschten Genauigkeit ebenfalls nicht aus. Um diesem Konflikt zu lösen, werden die Vorgänge im Mikrofon wiederum in die verschiedenen beteiligten Energiedomänen eingeteilt und die einzelnen Effekte den Anforderungen entsprechend mit geeigneten Methoden separat modelliert. Dazu werden unter anderem auch periodisch wiederkehrende Elemente in der Bauelementgeometrie (z.B. Perforationslöcher im Stator) ausgenutzt. Die einzelnen Teilmodelle werden anschließend modular zum Gesamtmodell zusammengefügt.

Abb. 5.1 stellt schematisch die Funktionsweise des Mikrofons, eingeteilt in die beteiligten Energiedomänen und deren Kopplungseffekte, dar. Dieses Schema bildet die Grundstruktur des Mikrofonmodells ab. An zentraler Stelle befindet sich die mechanische Domäne, die sowohl mit der fluidischen als auch der elektrischen Domäne wechselwirkt. Die Strukturmechanik beschreibt die Bewegung und Verformung der Membran, wobei besonderes Augenmerk auf deren ortsabhängige Auslenkung zu legen ist. Da die Mikrofonmembran im Normalbetrieb in ihrer Grundmode schwingt, bietet sich die Beschreibung der Membranschwingung mit Hilfe der modalen Superposition an. Dadurch kann die Membranbewegung in sehr kompakter Form beschrieben werden, ohne die Ortsabhängigkeit der Membranschwingung zu vernachlässigen. Bei den Kopplungen mit der mechanischen Domäne ist jedoch die modale Beschreibung der mechanischen Auslenkung zu beachten.

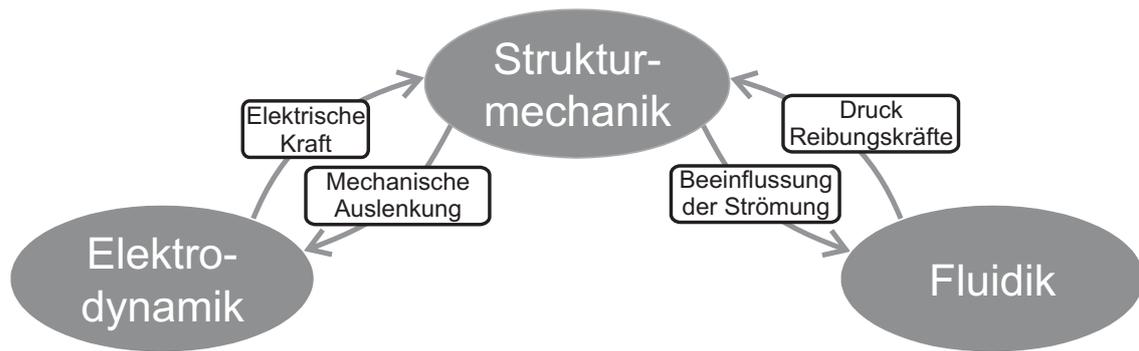


Abb. 5.1: Darstellung der relevanten physikalischen Energiedomänen und Kopplungseffekte im kapazitiven Mikrofon.

Angeregt wird die Membranschwingung durch die zu detektierenden Schallwellen. Diese akustischen Druckschwankungen werden der fluidischen Domäne zugeteilt, welche intensiv mit der mechanischen Domäne wechselwirkt. Die eintreffenden Schallwellen gelangen über den Schalleintritt zur Membran, üben aufgrund der Druckunterschiede Kräfte auf diese aus und versetzen sie in Bewegung. Die schwingende Membran wiederum verdrängt die Luft in ihrer Umgebung und beeinflusst somit die Luftbewegungen und den Schalldruck im Mikrofon. Speziell die Luftströmung durch den perforierten Stator beeinflusst signifikant das Dämpfungsverhalten der Membran und wirkt sich auch dementsprechend stark auf das Rauschniveau des Mikrofons aus. Daher sollen die Luftbewegungen sehr genau beschrieben werden. Da die Luftverdrängung der Membran über dem Ort variiert, ist diese hierbei verteilt zu modellieren. Zu diesem Zweck wird ein Modell erstellt, das die Luftbewegungen im Spalt auf der Basis Finiter Netze beschreibt. Der Luftfluss durch den Stator (Perforationslöcher und Randausschnitte) wird durch Kompaktmodelle nachgestellt, die an den entsprechenden Stellen in das Finite Netz eingefügt werden. Das verteilte fluidische Modell basiert auf den Arbeiten [67, 65, 52] und wird im Detail in Abschnitt 5.2.2 erläutert. Neben dem Einfluss des Stators sind auch akustische Effekte im Gehäuse zu berücksichtigen, die die Druckverteilung in der Umgebung der Membran-Stator-Anordnung beeinflussen und ebenfalls in der fluidischen Domäne beheimatet sind. Bedingt durch die einfache Geometrie des Gehäuses bestehend aus Rückvolumen und Schalleintrittsöffnung können die dort auftretenden Luftbewegungen mit konzentrierten Kompaktmodellen beschrieben werden.

Für die Kopplung von mechanischer und fluidischer Domäne wird der lokal variierende Druckunterschied über der Membran ausgewertet, in eine modale Kraftwirkung umgerechnet und an das mechanische Modell übergeben. Umgekehrt wird aus der lokalen Membranauslenkung die entsprechende Luftverdrängung bestimmt und an den entsprechenden Stellen im fluidischen Finiten Netz eingespeist. Auf diese Weise kann die Fluid-Struktur-Interaktion zwischen Membran und umgebender Luft konsistent abgebildet werden.

Des Weiteren verändert die Membranbewegung die Kapazität der Membran-Stator-Anordnung, wodurch die Wandlung der mechanischen Bewegung in ein elektrisches Signal ermöglicht wird. Die Kapazitätsänderung stellt die primäre Wechselwirkung

zwischen mechanischer und elektrischer Domäne dar. Allerdings üben auch die auftretenden elektrischen Felder elektrostatische Kräfte auf die Membran aus. Aufgrund der ortsabhängigen Membranauslenkung treten auch in der elektrischen Domäne verteilte Effekte auf. Um die Signalwandlung adäquat abzubilden, wird analog zur Fluidik die Kondensatoranordnung in viele kleine Zellen zerlegt, deren Teilkapazitäten durch eine differentielle Plattenkondensatornäherung approximiert wird. Die Randfelder innerhalb der Löcher werden durch entsprechend angepasste Kompaktmodelle berücksichtigt. Diese einzelnen Teilkondensatoren werden dann in einem Finiten Netz zusammengeschaltet und bilden die Gesamtkapazität der Membran-Stator-Anordnung. Das kapazitive Netzwerk wird dann mit einem Kompaktmodell der elektronischen Schaltung zur Erzeugung der elektrischen Vorspannung und zum Auslesen des Mikrofonsignals verbunden.

Zur Kopplung der mechanischen und elektrischen Energiedomäne wird jeweils die lokale Membranauslenkung an die entsprechenden Teilkondensatoren übergeben und bewirkt die Kapazitätsänderung. Die rückwirkenden elektrostatischen Kräfte werden lokal ausgewertet und als modale Kraftwirkung an das mechanische Modell übergeben. Dadurch ist auch die bidirektionale Kopplung zwischen elektrischer Domäne und Strukturmechanik im Modellkonzept konsistent enthalten.

Das resultierende Modellkonzept beschreibt ein voll gekoppeltes Netzwerk aus mechanischen, fluidischen und elektrischen Teilmodellen auf Systemebene, welches in einem verallgemeinerten Kirchhoffschen Netzwerk abgebildet werden kann. Die Diskretisierung der Geometrie und deren Abbildung in fluidischen und elektrischen Netzwerken erlaubt die Modellierung der auftretenden verteilten Effekte. Zugleich kann durch die Verwendung von Kompaktmodellen die Komplexität und der Rechenaufwand signifikant reduziert werden. Auf diese Weise entsteht ein domänenübergreifendes Netzwerkmodell, welches den gesamten Mikrofonbetrieb mit hohem Detailgrad und zugleich hoher Effizienz modelliert.

5.1.2 Vorarbeiten auf dem Gebiet der Systemsimulation

Da die Entwicklung von Kompaktmodellen mit derart hohen Anforderungen, insbesondere für die komplexen fluidischen Vorgänge, sehr aufwendig ist, wurde für das Mikrofonmodell die Modellierungsmethodik von anderen am Lehrstuhl untersuchten kapazitiven Mikrosystemen aufgegriffen. In den Arbeiten [67, 65, 52] wurde eine Methodik entwickelt, die die Modellierung elektro-fluid-mechanischer Probleme unter der Berücksichtigung von verteilten Effekten in effizienter Form auf Systemebene bewerkstelligt. Ein Überblick über die in diesen Arbeiten entwickelten Konzepte und Modelle wird im Folgenden gegeben.

Zur Beschreibung von Mikrosystemen auf Systemebene hat Schrag für die Modellierung der fluidischen Dämpfung in [67] eine effiziente Kombination aus Modellen auf der Basis finiter Netze und aus Kompaktmodellen entwickelt. Dieses sogenannte Mixed-Level-Modell dient zur Beschreibung verteilter fluidischer Effekte, die in beweglichen perforierten Strukturen auftreten, welche typischerweise in der Mikrosystemtechnik

verwendet werden. Bei vertikal schwingenden Strukturen wird die umgebende Luft im Spalt zwischen perforierter Struktur und Substrat durch die mechanische Bewegung zusammengedrückt und entweicht durch die Löcher der perforierten Struktur oder lateral zum Rand. Dieser Effekt wird als Schmierfilmeffekt (engl. „squeeze film effect“) bezeichnet. Da eine detaillierte dreidimensionale Analyse der Luftbewegungen auf Basis der Navier-Stokes-Gleichung zu aufwendig ist, wird die Fluidik durch entsprechende Vereinfachungen reduziert und mit der zweidimensionalen Reynoldsgleichung beschrieben. Diese Reynoldsgleichung enthält als Feldgröße nur den Druck im Luftspalt und wird zur Beschreibung der Luftbewegungen im Spaltbereich verwendet. Durch Diskretisieren der Reynoldsgleichung kann das fluidische Verhalten der Luft als Finites Netz abgebildet werden. Der Ab- bzw. Zufluss der Luft über die lateralen Ränder und die Perforationslöcher wird durch Kompaktmodelle für einzelne Lochstrukturen und Randgebiete beschrieben und an die entsprechenden Knoten des Finiten Netzes angehängt. Die Kraftwirkung der Umgebungsluft auf die mechanische Bewegung wird aus der Druckverteilung berechnet und umgekehrt ein Luftstrom in Abhängigkeit der mechanischen Bewegung eingepreist. Durch diese verteilte Fluidik mit bidirektionaler Kopplung zur Mechanik kann die Fluid-Struktur-Wechselwirkung für Mikrostrukturen verschiedenster Art berechnet werden.

Sattler hat diese Methodik in seiner Arbeit [65] übernommen und die Kompaktmodelle für Löcher und Randgebiete genauer untersucht und verfeinert. Zudem führt er neben quadratischen Perforationen auch kreisförmige Löcher ein und erweitert die Kompaktmodelle für niedrige Drücke.

Diese Methodik zur Erstellung von fluidischen Modellen wird von Niessner in [52] aufgegriffen und soweit automatisiert, dass die verteilten Systemmodelle für eine diskretisierte Struktur skriptbasiert in MATLAB erzeugt und verschaltet werden. Neben dem fluidischen Modell wird dazu aus einer Modellbibliothek ein mechanisches und ein elektrisches Kompaktmodell mit konzentrierten Elementen erzeugt und mit dem verteilten fluidischen Modell gekoppelt. Für die Mechanik verwendet Niessner eine Zerlegung der Strukturbewegung auf Basis der modalen Superposition. Auf diese Weise können die Bewegungen von verformbaren Mikrostrukturen mit Hilfe weniger Freiheitsgrade beschrieben werden. Die resultierenden ortsabhängigen Auslenkungen und die daraus entstehenden lokal variierenden Luftbewegungen können mit dem resultierenden Modell sehr genau berechnet werden.

Das vorgestellte Konzept wurde bisher zur Untersuchung der fluidischen Dämpfung in Teststrukturen und Mikroschaltern mit beweglichen perforierten Platten bzw. Schalterbrücken verwendet. Diese Modellierungsmethodik wird in dieser Arbeit auf die Anforderungen des vorgestellten Silizium-Mikrofons angepasst und erweitert.

5.2 Modell des Silizium-Mikrofons

Auf Basis des in Kapitel 5.1.1 vorgestellten Konzepts werden nun die mechanischen, fluidischen und elektrischen Teilmodelle aufgestellt. Die den Modellen zugrundeliegenden physikalischen Gleichungen werden hergeleitet und im Detail beschrieben. Im Fokus steht dabei die Modellierung der Membran-Stator-Anordnung, in der die eigentliche Wandlung von akustischen zu elektrischen Signalen stattfindet. Die weiteren Komponenten für das Gehäuse und die elektronische Schaltung werden dann jeweils sukzessive ergänzt.

5.2.1 Mechanisches Teilmodell

Als erstes wird auf die Modellierung der Bewegung und Verformung der Membran eingegangen. Auf kontinuierlicher Feldebene wird die elastische Verformung durch die bereits in Kapitel 4.1.2 hergeleitete Bewegungsgleichung (4.8) beschrieben.

$$\rho \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2} - \nabla \cdot \mathbf{c} \nabla \underline{u} = \underline{f} \quad (5.1)$$

Die Betrachtung auf kontinuierlicher Feldebene ist jedoch zu aufwendig, gleichzeitig soll aber das ortabhängige, membrantypische Auslenkungsprofil in der Simulation abgebildet werden. Daher wird ein Kompaktmodell auf Basis der modalen Superposition erstellt, wie es auch Niessner in [52] verwendet. Die benötigten Eigenmoden und Eigenfrequenzen der Membranstruktur werden im Simulator ANSYS mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM) berechnet und extrahiert. Das Grundprinzip der modalen Superposition wird im Folgenden erläutert.

Bei der FEM werden die verwendeten Ansatzfunktionen für die diskretisierte Mikrofonmembran in Gleichung (5.1) eingesetzt. Daraus resultiert die bereits in Kapitel 3.2.1 vorgestellte diskretisierte mechanische Bewegungsgleichung (vgl. Gleichung (3.6))

$$\mathbf{M} \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2} + \mathbf{K} \underline{u} = \underline{F}, \quad (5.2)$$

in der \mathbf{M} die Massenmatrix, \mathbf{K} die Steifigkeitsmatrix und \underline{F} die diskretisierten äußeren Kräfte darstellt. Durch Einsetzen des Lösungsansatzes $\underline{u}(t) = \underline{\Phi} \cos(\omega t)$ in die diskretisierte homogene Bewegungsgleichung ergibt sich das Eigenwertproblem

$$\mathbf{K} \underline{\Phi} = \omega^2 \mathbf{M} \underline{\Phi}. \quad (5.3)$$

Die Lösung des Eigenwertproblems ergibt die Eigenwerte, aus denen sich die Kreisfrequenzen ω_i mit den Eigenfrequenzen $f_i = \frac{\omega_i}{2\pi}$ berechnen, und die zugehörigen Eigenvektoren $\underline{\Phi}_i$, die die Modenformen der Membran darstellen. Die Lösung des inhomogenen mechanischen Problems kann nun als gewichtete Überlagerung der Eigenmoden dargestellt werden.

$$\underline{u}(t) = \sum_{i=1}^n a_i(t) \underline{\Phi}_i \quad (5.4)$$

a_i bezeichnet hierbei die jeweilige modale Amplitude und n die Anzahl der berücksichtigten Moden. Eingesetzt in Gleichung (5.2) ergibt sich

$$\mathbf{M} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \sum_{i=1}^n a_i(t) \underline{\Phi}_i + \mathbf{K} \sum_{i=1}^n a_i(t) \underline{\Phi}_i = \underline{F} \quad (5.5)$$

Nun multipliziert man Gleichung (5.5) von links mit dem transponierten Eigenvektor $\underline{\Phi}_j^T$ der j -ten Eigenmode und nutzt die Orthogonalität der Eigenmoden $\underline{\Phi}_j^T \underline{\Phi}_i = \delta_{ij}$ aus. Da nach [63] aufgrund der Orthogonalität auch die Terme $\underline{\Phi}_j^T \mathbf{M} \underline{\Phi}_i$ und $\underline{\Phi}_j^T \mathbf{K} \underline{\Phi}_i$ für $i \neq j$ null ergeben, verschwinden bis auf den j -ten Anteil alle weiteren Summanden und man erhält

$$\underline{\Phi}_j^T \mathbf{M} \underline{\Phi}_j \frac{\partial^2}{\partial t^2} a_j(t) + \underline{\Phi}_j^T \mathbf{K} \underline{\Phi}_j a_j(t) = \underline{\Phi}_j^T \underline{F}. \quad (5.6)$$

Das Gleichungssystem (5.5) zerfällt in n separate Bewegungsgleichungen. Der Term $\underline{\Phi}_j^T \mathbf{M} \underline{\Phi}_j$ kann als modale Masse und der Term $\underline{\Phi}_j^T \mathbf{K} \underline{\Phi}_j$ als modale Steifigkeit der j -ten Mode interpretiert werden.

Die Modenformen $\underline{\Phi}_i$ sind durch das Eigenwertproblem (5.3) nicht eindeutig festgelegt und können noch skaliert werden. Dies wird ausgenutzt, indem die Modenformen auf die Massematrix normiert werden, also $\underline{\Phi}_i^T \mathbf{M} \underline{\Phi}_i = 1$ gesetzt wird. Dadurch werden die modalen Massen der Moden auf eins festgelegt. Diese Normierung auf die Massenmatrix ist in ANSYS als Standardoption gesetzt [3]. Aufgrund der normierten modalen Masse entspricht die modale Steifigkeit dem Quadrat der zugehörigen Kreisfrequenz, also $\underline{\Phi}_i^T \mathbf{K} \underline{\Phi}_i = \omega_i^2$ (siehe Gleichung (5.3)). Die Bewegungsgleichungen der einzelnen Moden vereinfachen sich zu

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} a_i(t) + \omega_i^2 a_i(t) = \underline{\Phi}_i^T \underline{F}. \quad (5.7)$$

Diese Gleichung für die modale Amplitude $a_i(t)$ enthält nur noch die entsprechende Eigenfrequenz ω_i als mechanische Eigenschaft der Struktur. Auf der rechten Seite werden die äußeren Kräfte mit der Modenform $\underline{\Phi}_i$ gewichtet aufgegeben. Für die Modellierung erhält man somit pro berücksichtigte Eigenschwingung eine Differentialgleichung. Da für die Implementierung im Netzwerksimulator nur gewöhnliche Differentialgleichungen verwendet werden können, wird Gleichung (5.7) für die Implementierung in zwei gewöhnliche Differentialgleichungen aufgespalten.

Der Clou der modalen Zerlegung der Bewegung in einzelne Eigenmoden ist nun, dass zur Berechnung der Lösung schon wenige Eigenmoden ausreichen, um die Bewegung und Verformung eines Körpers mit hoher Genauigkeit zu beschreiben [2]. Für die Membranauslenkung im Normalbetrieb des Mikrofons reicht etwa schon die erste Eigenmode aus. Das resultierende Kompaktmodell

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} a(t) + \omega^2 a(t) = \underline{\Phi}^T \underline{F} \quad (5.8)$$

wird nur durch die erste Eigenfrequenz ω und die zugehörige Modenform $\underline{\Phi}$ beschrieben. Der einzige Freiheitsgrad ist die modale Amplitude $a(t)$, die die Bewegung der Membran beschreibt. Die äußeren Kräfte auf die Membran werden mit Hilfe der Modenform

in ein modales Moment $\underline{\Phi}^T \underline{F}$ umgerechnet, das die Kraftwirkung auf die Eigenmode beschreibt und die rechte Seite der Gleichung (5.8) bildet. Umgekehrt kann mit Hilfe der Gleichung (5.4) die tatsächliche ortsabhängige Auslenkung bestimmt werden (für die Bewegung in der Grundmode: $\underline{u}(t) = a(t)\underline{\Phi}$). Auf diese Weise erhält man ein sehr effizientes mechanisches Kompaktmodell der Mikrofonmembran, welches dennoch die ortsabhängige Auslenkung der Membran berücksichtigt und damit für die Kopplung mit verteilten fluidischen und elektrischen Netzwerken geeignet ist.

5.2.2 Fluidisches Teilmodell

Im fluidischen Modell wird die Luftströmung im Mikrofon beschrieben. Zunächst wird nur die Membran-Stator-Anordnung betrachtet, in der die eigentliche Wandlung von akustischen zu elektrischen Signalen stattfindet. Kontinuierliche Bewegungen eines Fluids können nach [38, 66] mit dessen Geschwindigkeitsfeld $\underline{v}(\underline{r}, t)$ beschrieben werden, welches zu jedem Zeitpunkt die lokale Geschwindigkeit des Fluids angibt. In Analogie zur Mechanik (siehe Kapitel 4.1.2) werden Verformungen der Fluidströmung über die Ableitungen des Geschwindigkeitsfelds nach dem Ort bestimmt und in einen symmetrischen und einen antisymmetrischen Anteil zerlegt. Der symmetrische Anteil

$$\underline{\underline{w}} = \frac{1}{2}(\nabla \underline{v} + (\nabla \underline{v})^T) \quad (5.9)$$

enthält die Verzerrungen der Strömung, während der antisymmetrische Anteil Wirbel in der Strömung darstellt. Durch die Verzerrungen treten dynamische Spannungen $\underline{\underline{\sigma}}_{dyn}$ im Fluid auf, die von den Materialeigenschaften des Fluids und den auftretenden Verzerrungen $\underline{\underline{w}}$ abhängen. Mit der Annahme Newtonscher Fluide lässt sich dieser Zusammenhang durch ein lineares Materialgesetz

$$\underline{\underline{\sigma}}_{dyn} = \mathbf{c}_{fl} \cdot \underline{\underline{w}} \quad (5.10)$$

ausdrücken, das mit dem Viskositätstensor \mathbf{c}_{fl} (Tensor 4. Stufe) beschrieben wird. Im Viskositätstensor sind die Materialeigenschaften des Fluids zusammengefasst. Im Falle eines isotropen Mediums, wozu auch Luft zählt, kann der Viskositätstensor mit zwei Konstanten beschrieben werden. Diese sind die Scherviskosität und die Volumenviskosität. Mit der Hypothese von Stokes [68] kann auch die Volumenviskosität in Abhängigkeit der Scherviskosität angegeben werden und der Viskositätstensor kann allein mit der Scherviskosität η als Materialparameter ausgedrückt werden [66].

Da die Teilchen im Fluid nicht wie im Festkörper starr miteinander verbunden sind, treten im Fluid bereits im statischen Zustand (ohne Bewegung des Fluids) Spannungen $\underline{\underline{\sigma}}_{stat}$ aufgrund des vorherrschenden Drucks p auf.

$$\underline{\underline{\sigma}}_{stat} = -p \cdot \underline{\underline{I}} \quad (5.11)$$

$\underline{\underline{I}}$ stellt hierbei die Einheitsmatrix dar. Die gesamten Spannungen im Fluid berechnen sich als Summe der statischen und dynamischen Spannungen zu

$$\underline{\underline{\sigma}}_{fl} = \underline{\underline{\sigma}}_{stat} + \underline{\underline{\sigma}}_{dyn} = -p \cdot \underline{\underline{I}} + \mathbf{c}_{fl} \cdot \underline{\underline{w}}. \quad (5.12)$$

Neben den im Fluid auftretenden Spannungen wirken aufgrund der Masse Trägheits- und Beschleunigungskräfte auf das Fluid ein. Der Zusammenhang dieser Kräfte wird in einer Kräftebilanz dargestellt.

$$\rho \frac{D\mathbf{v}}{Dt} = \rho \mathbf{g} + \nabla \cdot \underline{\underline{\sigma}}_{\text{fl}} \quad (5.13)$$

Der erste Term entspricht den Inertialkräften auf das sich bewegende Fluid. Hierbei stellt $\frac{D\mathbf{v}}{Dt}$ die substantielle Ableitung des Geschwindigkeitsfelds

$$\frac{D\mathbf{v}}{Dt} = \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} + (\mathbf{v} \cdot \nabla) \mathbf{v} \quad (5.14)$$

dar, die sowohl die Beschleunigung aufgrund einer zeitlichen Änderung des Geschwindigkeitsfelds $\frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t}$ als auch die Beschleunigung aufgrund räumlichen Variation der Fluidgeschwindigkeit in Ausbreitungsrichtung $(\mathbf{v} \cdot \nabla) \mathbf{v}$ enthält. Der zweite Term der Gleichung (5.13) stellt allgemein Volumenkräfte dar, die durch die Beschleunigung \mathbf{g} ausgedrückt werden. Beispiele dafür sind die Schwerkraft oder auch Beschleunigungskräfte, die aufgrund von Bewegungen des Gesamtsystems auftreten. Der dritte Term besteht aus der Divergenz der im Fluid auftretenden Spannungen und beschreibt die resultierenden Kräfte aufgrund des herrschenden Drucks und der Reibung des viskosen Fluids.

Setzt man den Spannungstensor $\underline{\underline{\sigma}}_{\text{fl}}$ aus Gleichung (5.12) in die Kräftebilanz (5.13) ein und verwendet die oben getroffenen Annahmen für den Viskositätstensor, so erhält man die Navier-Stokes-Gleichung [38, 66].

$$\underbrace{\rho \frac{D\mathbf{v}}{Dt}}_{\text{Trägheitskräfte}} = \underbrace{-\nabla p}_{\text{Druckwirkung}} + \underbrace{\rho \mathbf{g}}_{\text{Beschleunigungskräfte}} + \underbrace{\eta \left(\nabla^2 \mathbf{v} - \frac{1}{3} \nabla (\nabla \cdot \mathbf{v}) \right)}_{\text{Reibungskräfte im Fluid}} \quad (5.15)$$

Die Kräfte aufgrund von Druckunterschieden und die Reibungskräfte im Fluid sind darin getrennt aufgeführt. Die Navier-Stokes-Gleichung beschreibt die kontinuierliche, dreidimensionale fluidische Strömung \mathbf{v} eines kompressiblen Fluids. Zusammen mit der Massenerhaltung

$$\frac{D\rho}{Dt} + \rho \nabla \cdot \mathbf{v} = 0 \quad (5.16)$$

bildet sie ein Gleichungssystem, das fluidische Vorgänge in isotropen newtonschen Fluiden vollständig beschreibt und zur Lösung fluidischer Probleme auf kontinuierlicher Feldebene verwendet werden kann.

Vereinfachung der Navier-Stokes-Gleichung für kompressible dünne Luftfilme

Da die Lösung des Gleichungssystems aus (5.15) und (5.16) für die komplexe Mikrofonengeometrie zu aufwendig ist, wird eine kompaktere Beschreibung fluidischer Vorgänge entwickelt. Dazu wird analog zu [67, 52] zunächst das Verhalten einer dünnen Luftschicht zwischen zwei Platten betrachtet. Abb. 5.2 veranschaulicht die zunächst betrachtete Anordnung aus Membran und einem nicht perforierten Stator. Das Koordinatensystem wird so gewählt, dass die z -Achse senkrecht zur Membran- und Statorfläche ist. Für diese Anordnung werden nun einige vereinfachende Annahmen getroffen, die eine kompaktere Beschreibung der fluidischen Vorgänge zulassen.

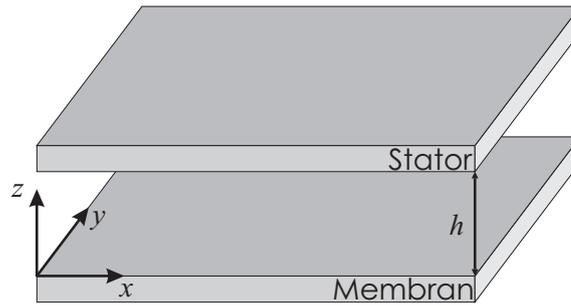


Abb. 5.2: Ausschnitt eines Luftspalts zwischen Membran und nicht perforiertem Stator.

- Zunächst wird angenommen, dass die Luftströmung in derart dünnen Luftfilmen von den Reibungskräften dominiert wird. Dies bedeutet, dass die Reibungskräfte im Fluid sehr viel größer sind als dessen Trägheitskräfte, was zu einem laminaren Strömungsverhalten führt. In Gleichung (5.15) können daher der Trägheitsterm $\rho \frac{D\underline{v}}{Dt}$ und die Schwerkraft bzw. etwaige externe Beschleunigungskräfte $\rho \underline{g}$ gegenüber den Reibungskräften vernachlässigt werden.
- Des Weiteren wird angenommen, dass die lateralen Abmessungen sehr viel größer als die vertikalen Abmessungen sind. Damit zusammenhängend sind auch die lateralen Komponenten des Geschwindigkeitsfelds v_x und v_y groß gegenüber der vertikalen Komponente, die daher vernachlässigt werden darf ($v_z \approx 0$). Aus dem großen Aspektverhältnis folgt zudem, dass die partiellen Ableitungen der Geschwindigkeitskomponenten in lateraler Richtung sehr viel kleiner als die Ableitungen in vertikaler Richtung sind, da Geschwindigkeitsänderungen vertikal über der sehr viel kleineren Abmessung stattfinden. Damit dominieren die partiellen Ableitungen der lateralen Komponenten in z -Richtung den Reibungsterm, der zu

$$\eta \left(\nabla^2 \underline{v} - \frac{1}{3} \nabla (\nabla \cdot \underline{v}) \right) = \eta \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 v_x}{\partial z^2} \\ \frac{\partial^2 v_y}{\partial z^2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

vereinfacht werden kann.

Diese Annahmen sind für die Geometrien der Silizium-Mikrofone im Speziellen, aber auch allgemein für eine Vielzahl von Mikrosystemen gültig. Gerade in Oberflächenmikromechanik hergestellte Mikrosysteme weisen typischerweise Spalthöhen von wenigen Mikrometern und sehr große Aspektverhältnisse auf, die zu den beschriebenen reibungsdominierten laminaren Strömungen führen.

Die Navier-Stokes-Gleichung (5.15) reduziert sich mit diesen vereinfachenden Annahmen zu

$$\nabla p = \eta \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 v_x}{\partial z^2} \\ \frac{\partial^2 v_y}{\partial z^2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.18)$$

Aus der dritten Zeile der Gleichung (5.18) kann direkt abgelesen werden, dass sich der Druck über den Spalt in vertikaler Richtung nicht ändert ($\frac{\partial p}{\partial z} = 0$). Durch zweifache

Integration über z im Spaltbereich können die lateralen Geschwindigkeitskomponenten in Abhängigkeit vom Druck berechnet werden. Dabei werden die Randflächen des Luftspalts als ideal haftend angenommen. Als Randbedingung wird folglich die laterale Geschwindigkeit des Fluids gleich der lateralen Geschwindigkeit der angrenzenden Struktur (Membran oder Stator) gesetzt, was bei rein vertikalen Membranbewegungen und festem Stator jeweils null ergibt. Damit lauten die Randbedingungen

$$v_x(0) = 0, \quad v_x(h) = 0, \quad (5.19)$$

$$v_y(0) = 0, \quad v_y(h) = 0. \quad (5.20)$$

Durch Lösung der Gleichung (5.18) mit diesen Randbedingungen resultiert das zweidimensionale Geschwindigkeitsfeld

$$\underline{v}_{2D} = \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \end{pmatrix} = \frac{z^2 - hz}{2\eta} \begin{pmatrix} \frac{\partial p}{\partial x} \\ \frac{\partial p}{\partial y} \end{pmatrix} = \frac{z^2 - hz}{2\eta} \nabla p. \quad (5.21)$$

Die Strömung im Luftspalt weist ein parabolisches Profil in z -Richtung auf, dessen Geschwindigkeit an den Rändern entsprechend der Randbedingungen verschwindet.

Als nächstes wird nun die Massenbilanz in Gleichung (5.16) betrachtet. Durch das Aufspalten der substantiellen Ableitung in die Beiträge $\frac{\partial \varrho}{\partial t}$ und $\underline{v} \cdot \nabla \varrho$ kann die Massenbilanz in der Form

$$\frac{D\varrho}{Dt} + \varrho \nabla \cdot \underline{v} = \frac{\partial \varrho}{\partial t} + \underline{v} \cdot \nabla \varrho + \varrho \nabla \cdot \underline{v} = \frac{\partial \varrho}{\partial t} + \nabla \cdot (\varrho \underline{v}) = 0 \quad (5.22)$$

geschrieben werden. Dabei wird der konvektive Anteil der substantiellen Ableitung $\underline{v} \cdot \nabla \varrho$ mit dem lokalen Nettoabfluss des Fluids $\varrho \nabla \cdot \underline{v}$ zusammengefasst. Setzt man das berechnete zweidimensionale Geschwindigkeitsfeld aus Gleichung (5.21) in die umgeformte Massenbilanz (5.22) ein, erhält man eine partielle Differentialgleichung, die nur mehr den Druck und die Dichte des Fluids als Zustandsvariablen enthält.

$$\frac{\partial \varrho}{\partial t} + \nabla \cdot \left(\varrho \frac{z^2 - hz}{2\eta} \nabla p \right) = 0 \quad (5.23)$$

Unter der Voraussetzung, dass der Druckgradient ∇p und die Dichte ϱ in z -Richtung als konstant angenommen werden, kann Gleichung (5.23) über den Spalt integriert werden. Die resultierende partielle Zeitableitung $\frac{\partial}{\partial t}(\varrho h)$ kann für zeitveränderliche Spaltabstände aufgeteilt werden in $h \frac{\partial \varrho}{\partial t} + \varrho \frac{\partial h}{\partial t}$. Dies entspricht der Massenänderung durch Veränderung der Dichte plus der Massenänderung durch Veränderung der Spalthöhe. Daraus resultiert letztlich eine vereinfachte Version der allgemeinen Reynoldsgleichung [28].

$$\underbrace{h \frac{\partial \varrho}{\partial t}}_{\text{Kompression des Fluids}} = \underbrace{\nabla \cdot \left(\frac{\varrho h^3}{12\eta} \nabla p \right)}_{\text{Netto-Zufluss des Fluids}} \underbrace{- \varrho \frac{\partial h}{\partial t}}_{\text{Generationsterm}} \quad (5.24)$$

Gleichung (5.24) beschreibt die zweidimensionale Druckverteilung im Luftspalt in Abhängigkeit der Viskosität des Fluids η , des Spaltabstands h und der lokalen Dichte

des Fluids ϱ . Die Massenbilanz als Basis dieser Gleichung ist weiterhin zu erkennen und erlaubt die anschauliche Interpretation. Die linke Seite beschreibt die Zunahme der Luftmasse in einem kleinen Segment des Luftspalts durch die Erhöhung der lokalen Dichte des Fluids (Kompression der Luft). Diese steht im Gleichgewicht mit dem lateralen Netto-Zufluss in das betrachtete Volumen und dem vertikalen Zufluss durch Verkleinerung des Spaltabstands aufgrund der Membranbewegung, welcher als Generationssterm für die Luftströmung interpretiert wird.

Auf Basis dieser Gleichung soll nun ein Modell für die Luftbewegungen im Spalt abgeleitet werden. Da Luft als ideales Gas betrachtet werden darf, kann mit Hilfe der idealen Gasgleichung unter der Annahme konstanter Temperatur T ein Zusammenhang zwischen dem Druck p und dem Volumen V einer bestimmten Luftmenge hergestellt werden ($pV = Nk_B T = \text{const.}$). N bezeichnet dabei die Teilchenzahl im betrachteten Volumen und k_B die Boltzmann-Konstante. Damit kann die Dichte in Abhängigkeit des Druckes ausgedrückt werden.

$$pV = p \frac{m}{\varrho} = p_0 \frac{m}{\varrho_0} \quad \Rightarrow \quad \frac{\varrho}{\varrho_0} = \frac{p}{p_0} \quad (5.25)$$

p_0 bezeichnet hierbei den Umgebungsdruck der Luft, ϱ_0 die Dichte der Luft bei Umgebungsdruck und m die Masse der betrachteten Luftmenge. Gleichung (5.25) gilt, solange die Änderungen des Drucks und der Dichte klein gegenüber dem absoluten Druck und der absoluten Dichte sind. Setzt man diese Dichte-Druck-Beziehung in die vereinfachte Reynoldsgleichung (5.24) ein und teilt durch die Dichte unter Normalbedingungen ϱ_0 , erhält man eine partielle Differentialgleichung, die nur noch den Druck als Zustandsvariable enthält.

$$\frac{h}{p_0} \frac{\partial p}{\partial t} = \nabla \cdot \left(\frac{h^3 p}{12 \eta p_0} \nabla p \right) - \frac{p}{p_0} \frac{\partial h}{\partial t} \quad (5.26)$$

Durch die Normierung auf die Dichte wird aus der Massenbilanz eine Volumenbilanz. Dabei ist zu beachten, dass die bilanzierte extensive Größe das Volumen ist, das eine gewisse Luftmenge unter Normalbedingungen einnehmen würde (Normierung auf Dichte unter Normalbedingungen!). Da diese Beziehung lokal gilt, wird genau genommen das Volumen einer Luftmenge unter Normalbedingungen pro Volumen bilanziert. Aufgrund der Integration über die vertikale Dimension des Luftspalts besitzen die Terme der Gleichung die Einheit: $\text{m} \cdot \frac{\text{m}^3}{\text{m}^3} \cdot \frac{1}{\text{s}} = \frac{\text{m}}{\text{s}}$. Gleichung (5.26) beschreibt in zweidimensionaler Näherung die Druckverteilung in dünnen Luftspalten bei zeitlich veränderlichem Spaltabstand und bildet die Basis für die Modellierung des Luftspalts zwischen Membran und Stator.

Ableitung eines fluidischen Finite-Netze-Modells auf Basis der vereinfachten Reynoldsgleichung

Bilanzgleichungen lassen sich mit Hilfe der generalisierten Kirchhoffschen Netzwerke flusserhaltend diskretisieren (siehe Kapitel 3.2.3). Vorteil dieser Methodik ist, dass die Struktur der Erhaltungsgleichung im Netzwerk aufgrund der Kirchhoffschen Regeln (im Speziellen der Knotenregel) bereits enthalten ist. Dazu wird der dünne Luftfilm im Spalt,

wie in Abb. 5.3 veranschaulicht, in Finite Volumen unterteilt und in einem Finiten Netz abgebildet. Die Diskretisierung ist dabei so fein zu wählen, dass der Druck über einem

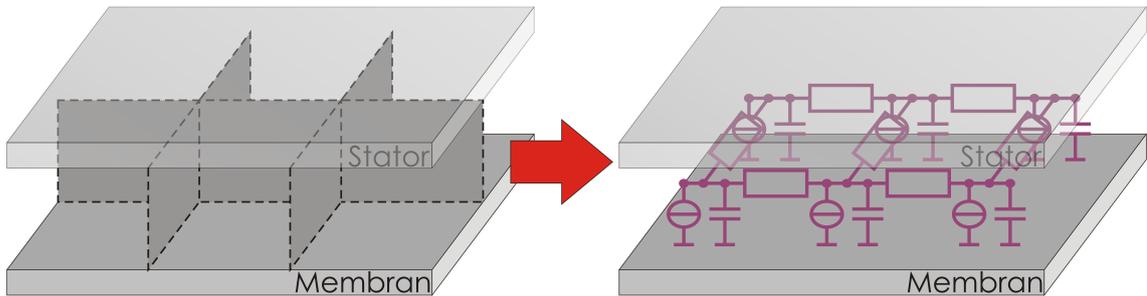


Abb. 5.3: Abbildung der Fluidik im diskretisierten Luftspalt (links) in ein fluidisches Finites Netz (rechts).

Element in guter Näherung als konstant angenommen werden darf. Da die Bilanzgleichung (5.26) eine zweidimensionale Beschreibung der Druckverteilung im Luftspalt darstellt, wird auch eine zweidimensionale Diskretisierung des dünnen Spalts verwendet. Der Einfachheit halber wird die Diskretisierung dabei auf rechteckige Elemente beschränkt. Zur Berechnung der Komponenten des fluidischen Netzwerks wird die Bilanzgleichung über die einzelnen Elemente der Diskretisierung integriert. Im zweidimensionalen Fall entspricht dies einer Integration über die Elementfläche, da die Integration über die Höhe der Luftschicht in Gleichung (5.26) bereits enthalten ist. Als Potentialgröße des fluidischen Netzwerks wird der Druck p und als Flussgröße der Volumenfluss q verwendet. Dabei dient auch für den Volumenfluss q stets das Volumen als Maß, das die entsprechende Luftmenge unter Normalbedingungen einnehmen würde.

Aus dem Term $\frac{h}{p_0} \frac{\partial p}{\partial t}$, der die Kompression der Luft beschreibt, ergibt sich durch die Integration über die Elementfläche A_i die Zunahme des Luftvolumens q_i im i -ten Element (auch hier ist das fiktive Volumen der Luft unter Normalbedingungen gemeint)

$$q_i = \frac{A_i h_i}{p_0} \frac{\partial p_i}{\partial t} = C_{\text{fl},i} \cdot \frac{\partial p_i}{\partial t} \quad \text{mit} \quad C_{\text{fl},i} = \frac{A_i h_i}{p_0}. \quad (5.27)$$

Verwendet man die Analogie zu den elektrischen Netzwerken entspricht dieses Modell einer fluidischen Kapazität $C_{\text{fl},i}$, die Luftvolumen in Abhängigkeit vom anliegenden Druck speichert (Kompression).

Auf dieselbe Weise wird der Generationsterm $-\frac{p}{p_0} \frac{\partial h}{\partial t}$ über der Zellfläche integriert. Daraus ergibt sich das Volumen der Luftmenge, die aufgrund der mechanischen Bewegung und der daraus resultierenden Veränderung der Spalthöhe verdrängt wird.

$$q_i = -\frac{A_i p_i}{p_0} \frac{\partial h_i}{\partial t} = Q_{\text{fl},i}(h_i) \quad (5.28)$$

Dieses Modell kann als fluidische Quelle $Q_{\text{fl},i}(h_i)$ interpretiert werden, die von der mechanischen Membranbewegung über die resultierende Änderung der lokalen Spalthöhe $\frac{\partial h_i}{\partial t}$ gesteuert wird. Sie stellt die Kopplung von der Mechanik zur Fluidik dar.

Der verbleibende Term $\nabla \cdot \left(\frac{h^3}{12\eta p_0} p \nabla p \right)$ beschreibt den Austausch zwischen benachbarten Elementen entspricht der negativen Divergenz der Volumenflussdichte. Die Flächenintegration über die Divergenz kann mit dem Gaußschen Integralsatz in die Integration der Flussdichte selbst über den Rand eines Elements umgeformt werden. Der resultierende Volumenstrom über die Randfläche wird in die einzelnen Volumenströme zu den verschiedenen Nachbarelementen aufgeteilt. Die Flussdichte $-\frac{h^3}{12\eta p_0} p \nabla p$ wird folglich zu einem Volumenstrom zwischen zwei benachbarten Elementen i und j über die Breite der gemeinsamen Randfläche b_{ij} integriert. Dieser Volumenstrom berechnet sich zu

$$q_{ij} = \frac{b_{ij} h^3 p_{ij} (p_i - p_j)}{12\eta p_0 d_{ij}} = \frac{1}{R_{fl,ij}} \cdot (p_i - p_j) \quad \text{mit} \quad R_{fl,ij} = \frac{12\eta p_0 d_{ij}}{b_{ij} h^3 p_{ij}}. \quad (5.29)$$

d_{ij} entspricht dabei dem Abstand der Mittelpunkte der benachbarten Zellen und p_{ij} dem mittleren Druck der beiden Zellen. Das Modell für den Fluss zwischen benachbarten Zellen kann als fluidischer Widerstand $R_{fl,ij}$ interpretiert werden.

Mithilfe der abgeleiteten Modelle kann der Luftfilm im Spalt auf Basis von Gleichung (5.26) diskretisiert und durch ein Netzwerk aus fluidischen Kapazitäten, Widerständen und gesteuerten Quellen dargestellt werden. Die Verschaltung der fluidischen Komponenten zu einem Finiten Netz ist ebenfalls in Abb. 5.3 dargestellt. Jedes Diskretisierungselement des Luftfilms wird in einem fluidischen Knoten des Netzwerks zusammengefasst. An jedem dieser Knoten befinden sich eine Kapazität, die die Kompression der Luft beschreibt, und eine gesteuerte Quelle, die den Zu- bzw. Abfluss der Luft aufgrund des durch die mechanische Bewegung verdrängten Volumens widerspiegelt. Die benachbarten Knoten des Netzwerks sind über die fluidischen Widerstände miteinander verbunden. Dieses zweidimensionale Finite Netz beschreibt die Luftströmung in dünnen Luftspalten auf sehr effiziente Weise. Die verwendeten Netzwerkkomponenten enthalten hierbei aber nicht nur feste Geometriegrößen und Materialparameter, wie etwa die Zellgröße A_i und die Viskosität η , sondern auch zeitabhängige Größen, wie den lokalen Druck p_i und den lokalen Spaltabstand h_i . Verändert sich eine dieser variablen Größen so verändert sich auch der Wert der fluidischen Kapazitäten, Quellen und Widerstände. Dadurch passt sich das Modell dem jeweiligen Arbeitspunkt an und ist damit auch für die Simulation des Großsignalverhaltens geeignet.

Kompaktmodelle für Perforationslöcher und Randgebiete

Mikrosysteme weisen herstellungsbedingt meist Perforationslöcher und Randöffnungen auf, die zur Freistellung beweglicher Strukturen in Opferschichttechnologie notwendig sind. Diese beeinflussen die Luftströmung maßgeblich und sind in dem Modell für den Luftspalt bisher nicht enthalten. Für die adäquate Beschreibung der Luftströmung in derartigen Strukturen sind daher auch genaue Modelle für Perforationen und Randgebiete essentiell. Sattler verwendet in [65] skalierbare Kompaktmodelle für Perforationslöcher und Randgebiete, die auf der Arbeit von Schrag [67] aufbauen. Diese Modelle für Perforationslöcher mit kreisförmigen Querschnitt und Randgebiete werden in dieser Arbeit übernommen und für die Verwendung im Mikrofonmodell angepasst. In den Arbeiten

von Schrag [67] und Sattler [65] wurden dabei stets bewegliche perforierte Strukturen untersucht. Im Fall des Mikrofons mit einer durchgehenden Membran unterhalb eines ortsfesten perforierten Stators ergibt sich eine veränderte Situation. Daher wird die Wechselwirkung zwischen Mechanik und Fluidik dementsprechend neu modelliert. Die verwendeten fluidischen Kompaktmodelle mit der an das Mikrophon angepassten Fluid-Struktur-Wechselwirkung werden im Folgenden vorgestellt.

Zunächst wird auf die Modellierung der Perforationslöcher eingegangen. Der Luftstrom durch ein Perforationsloch wird dafür, wie in Abb. 5.4 gezeigt, in drei Bereiche unterteilt: einen Transitbereich, der den Übergang von der lateralen Strömung im

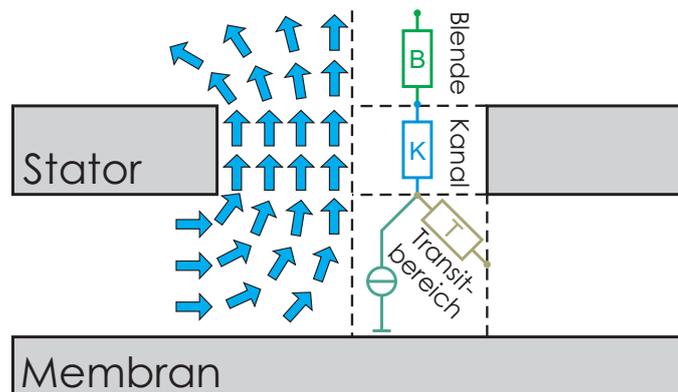


Abb. 5.4: Die schematisch angedeutete Strömung der Luft durch ein Perforationsloch wird in drei Bereiche unterteilt (Transit-, Kanal- und Blendenbereich) und durch entsprechende Kompaktmodelle beschrieben.

Spalt zur vertikalen Strömung im Perforationsloch beschreibt, einen Kanalbereich zur Beschreibung der Strömung innerhalb des Perforationslochs und einen Blendenbereich der die Aufweitung der Luftströmung vom Perforationsloch in den freien Raum widerspiegelt.

Als erstes wird der Kanalbereich betrachtet. Dieser beschreibt die Luftströmung im Perforationsloch selbst, welche das typische parabolische Geschwindigkeitsprofil einer laminaren Rohrströmung nach dem Gesetz von Hagen-Poiseuille aufweist. Daraus ergibt sich der fluidische Widerstand für den Kanalbereich eines Lochs mit kreisförmigem Querschnitt

$$R_{fl,K,j} = \frac{8\eta L_{K,j}}{\pi R_{L,j}^4} \quad (5.30)$$

Hierbei bezeichnet η die dynamische Viskosität der Luft, $L_{K,j}$ die Länge des Kanals, die der Dicke des perforierten Stators entspricht, und $R_{L,j}$ den Radius des Perforationslochs. Im Blendenbereich wird die Strömung in den freien Raum oberhalb des Perforationslochs modelliert. Dazu wird das Modell einer kreisförmigen Blende verwendet.

$$R_{fl,B,j} = \frac{3\eta}{R_{L,j}^3} \quad (5.31)$$

Der dritte Bereich ist der Transitbereich, in dem der Übergang von der lateralen Luftströmung im Spalt zur vertikalen Kanalströmung im Loch stattfindet. Dieser wird durch den

fluidischen Widerstand

$$R_{\text{fl,T},j} = \tau \frac{3\pi\eta}{h_j^2 l_{\text{L},j}} \quad (5.32)$$

mit der lokalen Spalthöhe h_j und dem Umfang des Lochs $l_{\text{L},j} = 2\pi R_{\text{L},j}$ beschrieben. Basis dafür ist das Modell einer elliptischen Blende, welches mit dem Korrekturfaktor τ beaufschlagt wird. Dieser Korrekturfaktor wurde von Sattler in [65] mit Hilfe von Referenzsimulationen zu $\tau = 0,84$ bestimmt.

Zusätzlich zu den viskosen Effekten ist im Lochmodell auch die durch die Membranbewegung verdrängte Luft zu berücksichtigen. Diese wird analog zum Quellenmodell im Luftspalt (siehe Gleichung (5.28)) als gesteuerte fluidische Quelle modelliert.

$$Q_{\text{fl,L},j}(h_j) = -\frac{A_{\text{L},j} p_j}{p_0} \frac{\partial h_j}{\partial t} \quad (5.33)$$

$A_{\text{L},j}$ bezeichnet hierbei die Querschnittsfläche des Lochs. Diese Quelle wird an den Knoten zwischen Transit- und Kanalwiderstand angeschlossen, da für die im Vergleich zum Spaltabstand großen Löcher des Mikrofans der Druck unterhalb des Lochs nach [29] näherungsweise dem Druck zwischen Transit- und Kanalbereich entspricht. Dies legen auch die Ergebnisse von [65] nahe. Die verdrängte Luft kann demnach direkt durch den Kanal- und Blendenbereich entweichen.

Neben den Perforationslöchern beeinflusst auch die Ausströmung der Luft an den lateralen Rändern des Spalts das Strömungsverhalten. Auch dieser Einfluss wird mit Hilfe eines Kompaktmodells berücksichtigt. Dafür wird an jeden Randabschnitt des Luftspalts ein fluidischer Widerstand an den entsprechenden Knoten angehängt.

$$R_{\text{fl,R},k} = \tau \frac{3\pi\eta}{h_k^2 l_{\text{R},k}} \quad (5.34)$$

Dieses Modell beschreibt analog zu Gleichung (5.32) den Übergang der lateralen Spaltströmung in eine vertikale Luftbewegung und basiert ebenfalls auf einem elliptischen Blendenmodell mit dem Korrekturfaktor $\tau = 0.84$. $l_{\text{R},k}$ stellt hierbei die Länge des jeweiligen Randabschnitts dar.

Unter Verwendung der vorgestellten Kompaktmodelle kann nun ein fluidisches Netzwerk für den Luftspalt zwischen Membran und perforiertem Stator aufgebaut werden. Das Finite Netz für den dünnen Luftfilm, das durch die Diskretisierung der vereinfachten Reynoldsgleichung erzeugt wird, wird vervollständigt durch die Kompaktmodelle für die einzelnen Perforationslöcher und Randabschnitte, die an die entsprechenden Knoten angehängt werden. Abb. 5.5 zeigt schematisch die Grundstruktur des daraus entstehenden Netzwerks. Die Knoten am Rand eines Perforationslochs werden zu einem Knoten zusammengefasst und das Lochmodell bestehend aus Quelle, Transit-, Kanal- und Blendenwiderstand daran angeschlossen. Ebenso wird an Randzellen ein entsprechender Randwiderstand mit dem jeweiligen Zellknoten verbunden.

Das vorgestellte Modell für dünne Luftfilme unterhalb perforierter Strukturen gilt im Bereich des Normaldrucks. Darüber hinaus verwendet Sattler in [65] Korrekturfaktoren für verdünnte Gase, die das Verhalten der Luftströmung bei niedrigen Drücken

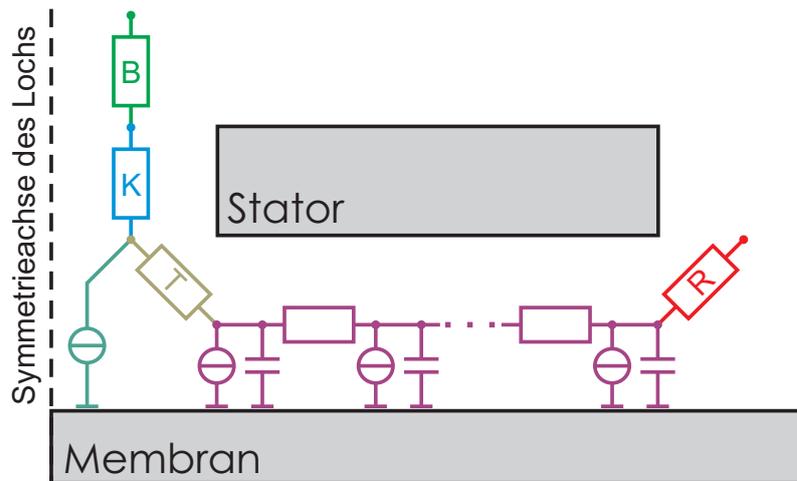


Abb. 5.5: Der strukturelle Aufbau des fluidischen Netzwerks ist anhand eines Teilgebiets der Membran-Stator-Anordnung mit Perforationsloch und Randabschnitt dargestellt.

approximieren. Diese Korrekturfaktoren für verdünnte Gase wurden im Rahmen dieser Arbeit ebenfalls implementiert, ergeben in der Umgebung des Normaldrucks jedoch näherungsweise eins. Da Silizium-Mikrofone aufgrund der Schallöffnung stets bei Normaldruck betrieben werden, sind diese Korrekturfaktoren hier nicht aufgeführt.

Neben den fluidischen Effekten im Luftspalt führt die Membranbewegung auch zu Luftbewegungen in der Kavität des Mikrofonchips unterhalb der Membran. Die verdrängte Luftmenge kann analog zu den Vorgängen im Luftspalt zwischen Membran und Stator als fluidische Quelle $Q_{\text{fl,M}}$ dargestellt werden. Sie setzt sich daher ebenfalls aus den Anteilen der Membran im Spaltbereich und den Membranabschnitten unterhalb der Perforationslöcher zusammen.

$$Q_{\text{fl,M}} = \sum_i \frac{A_i p_M}{p_0} \frac{\partial h_i}{\partial t} + \sum_j \frac{A_{L,j} p_M}{p_0} \frac{\partial h_j}{\partial t} = \frac{p_M}{p_0} \left(\sum_i A_i \frac{\partial h_i}{\partial t} + \sum_j A_{L,j} \frac{\partial h_j}{\partial t} \right) \quad (5.35)$$

p_M bezeichnet den Druck in der Kavität unterhalb der Membran, der als homogen angenommen und vor die Summen gezogen werden kann. Diese Quelle hat auf den Spaltbereich direkt keinen Einfluss, vervollständigt aber das Modell der Membran-Stator-Anordnung. Sie bildet die Grundlage für die Rückwirkung der Membranbewegung auf den an der Membran anliegenden Schalldruck p_M . Diese Rückwirkung aufgrund akustischer Effekte im Gehäuse wird in Kapitel 5.2.3 näher betrachtet.

Kraftübertragung auf die Membran

Durch die gesteuerten Quellen (Gleichungen (5.28) und (5.33)) sind die von der Membranbewegung verursachten Luftströme bereits im Modell enthalten, die die Kopplung

von der mechanischen in die fluidische Domäne darstellen. Umgekehrt führen die Luftbewegungen auch zu Kräften auf die angrenzende Membran und beeinflussen dadurch deren Bewegung. Aufgrund der Beschränkung auf vertikal schwingende Strukturen wird nur die Normalkomponente der Kraft auf die Membran betrachtet. Diese wird direkt von der lokalen Druckdifferenz über der Membran bestimmt. Die Kraft auf die bewegliche Membran kann für die Zellen im Spaltbereich über die Druckdifferenz zwischen dem entsprechenden Knotendruck p_i und dem Druck p_M unterhalb der Membran berechnet werden.

$$F_{fl,i} = -A_i(p_i - p_M) \quad (5.36)$$

Zur Berechnung der Kraft auf die Membran im Bereich der Perforationslöcher wird wiederum angenommen, dass der Druck unterhalb des Lochs näherungsweise dem Knotendruck $p_{TK,j}$ zwischen Transit- und Kanalbereich entspricht. Aus der Druckdifferenz zu p_M ergibt sich die Kraft im Bereich eines Perforationsloch zu

$$F_{fl,L,j} = -A_{L,j}(p_{TK,j} - p_M). \quad (5.37)$$

Über die mechanische Modenform der Membran wird aus der Kraft das auf die Membran wirkende modale Moment bestimmt. Die modalen Momente der einzelnen Zellen werden an das mechanische Modell weitergereicht und zu einem modalen Gesamtmoment

$$M = \sum_i \Phi_i \cdot F_{fl,i} + \sum_j \Phi_j \cdot F_{fl,L,j} \quad (5.38)$$

aufaddiert. Durch die Skalierung mit der Modenform wird berücksichtigt, dass ein Druckunterschied in der Mitte der Membran eine wesentlich stärkere Wirkung auf die Membranbewegung hat als derselbe Druckunterschied an deren Rand. Das Gesamtmoment M stellt die rechte Seite der mechanischen Bewegungsgleichung (5.8) dar und bildet somit den Koppelterm von der Fluidik zur Mechanik. Aus schaltungstechnischer Sicht entsprechen die Modelle für den Kraftübertrag mechanischen Quellen die vom fluidischen Druck gesteuert werden (modales Moment ist die Flussgröße der Mechanik). Die einzelnen Quellen werden im mechanischen Modell in einem Knoten zusammengefasst, wodurch im Netzwerk die Addition der einzelnen Beiträge abgebildet wird.

Durch gezielte Vereinfachungen der komplexen fluidischen Gleichungen und die Zerlegung der Mikrofongeometrie in Grundstrukturen kann die Fluid-Struktur-Wechselwirkung für den dünnen Luftfilm zwischen Membran und perforiertem Stator in sehr effizienter Weise modelliert werden. Die fluidischen Effekte werden für die Perforationslöcher und Randgebiete mit konzentrierten Kompaktmodellen beschrieben, die das finite Netzwerk für den Spaltbereich vervollständigen. Durch die Netzwerkstruktur wird die Modellierung verteilter Effekte ermöglicht, die aufgrund der ortsabhängigen Membranauslenkung auftreten. Diese gezielte Anpassung des fluidischen Modells vereint einen hohen Detailgrad mit effizienten Modellen auf Systemebene.

5.2.3 Akustische Effekte im Gehäuse

Das im vorherigen Kapitel vorgestellte fluidische Modell deckt den Bereich zwischen Membran und perforiertem Stator ab. Im Gehäuse des Mikrofons treten jedoch weitere Effekte auf, die den an der Membran anliegenden Schalldruck und damit das Mikrofonverhalten entscheidend beeinflussen. Diese werden unter dem Begriff der akustischen Effekte im Gehäuse zusammengefasst. Eine Übersicht der beteiligten Komponenten bietet Abb. 5.6.

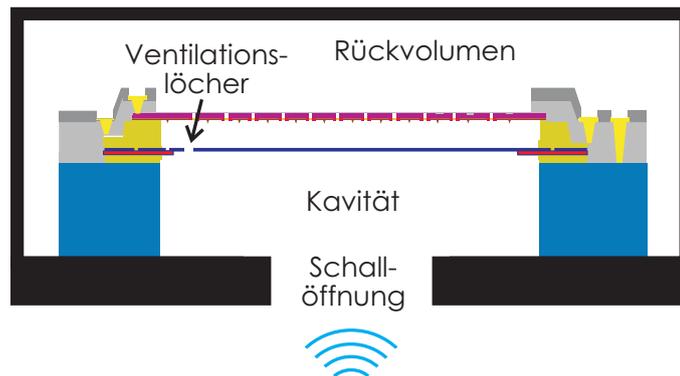


Abb. 5.6: Übersicht über die Komponenten des Mikrofongehäuses.

Folgt man der eintreffenden Schallwelle, so muss diese zunächst den Schalleintritt bestehend aus Schallöffnung des Gehäuses und Kavität des Silizium-Chips passieren, um an die Membran zu gelangen. Über die Membranbewegung wirken sich die Schallwellen auch indirekt auf den Druck im Rückvolumen aus. Damit die Membran sich bei quasistatischen Druckänderungen nicht wölbt, befinden sich auch in der Membran kleine Löcher, sogenannte Ventilationslöcher, die den statischen Druckausgleich zwischen Kavität und Rückvolumen ermöglichen. Da diese Löcher so ausgelegt sind, dass sie für die akustisch relevanten Frequenzen das Mikrofonverhalten nur wenig beeinflussen, und ihre Dimensionierung stark von der Größe des Rückvolumens abhängt, werden die Ventilationslöcher hier ebenfalls zu den Gehäuseeffekten gezählt.

Für die Modellierung dieser Effekte werden Kompaktmodelle in Anlehnung an [24] entwickelt und mit dem fluidischen Modell der Membran-Stator-Anordnung gekoppelt. Da die Abmessungen des Mikrofonchips (ca. $1,4 \times 1,4$ mm) sehr viel kleiner als die Wellenlängen des akustischen Signals ($> 1,5$ cm) sind, ist die Konzentriertheitshypothese erfüllt. Der zeitabhängige Schalldruck kann im Bereich des Mikrofonchips als homogen angenommen werden. Dies ermöglicht die Beschreibung der Vorgänge mit konzentrierten Kompaktmodellen. Als Potentialgröße und Flussgröße werden ebenfalls der Druck p und der Volumenfluss q verwendet, wodurch die konsistente Kopplung an das fluidische Netzwerkmodell gewährleistet wird.

Zuerst wird auf die Modellierung des Schalleintritts, bestehend aus Schallöffnung und Kavität, eingegangen. Um den Schalleintritt auf einfache Weise durch kompakte Modelle ausdrücken zu können, wird davon ausgegangen, dass das Volumen der Kavität

groß im Vergleich zum Volumen des Schalllochs ist und der Durchmesser des Schalllochs klein ist gegen die lateralen Abmessungen der Kavität. Dadurch treten relevante Luftbewegungen nur im Schallloch selbst auf, während die relevante Kompression der Luft in der Kavität stattfindet. Das Verhalten des Schalllochs und der Kavität kann somit separat modelliert werden. In der Kavität verteilt sich die eintretende Luft gleichmäßig und führt zu einer näherungsweise homogenen Druckverteilung, die durch den Zu- und Abfluss von Luft zeitlich variiert. Die Bewegung der Luftmassen in der Kavität selbst wird vernachlässigt. Die Kompressibilität der Luft wird durch das Kompressionsmodul $K = -V \frac{dp}{dV}$ ausgedrückt. Es beschreibt den Zusammenhang zwischen der Druckänderung dp und Volumenänderung dV einer festgelegten Luftmenge mit Volumen V . Wird das Luftvolumen in der Kavität komprimiert, so wird Luft in die Kavität nachfließen. Daraus kann der Volumenfluss in die Kavität bestimmt werden zu

$$q_{\text{SK}} = -\frac{dV}{dt} = \frac{V_{\text{SK}}}{K} \frac{dp_{\text{SK}}}{dt}. \quad (5.39)$$

Über die Materialabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit $c = \sqrt{\frac{K}{\rho}}$ kann das Kompressionsmodul durch die Schallgeschwindigkeit und die Dichte ρ der Luft ausgedrückt werden. Zudem können für die Dichte und Schallgeschwindigkeit die Werte unter Normalbedingungen (c_0, ρ_0) verwendet werden, da die akustischen Druckschwankungen und die daraus resultierenden Dichteschwankungen klein gegenüber deren Absolutwerten sind. Auch die Änderung des Kavitätsvolumens aufgrund der Membranbewegung ist klein im Vergleich zum Gesamtvolumen der Kavität und kann vernachlässigt werden. Das resultierende fluidische Modell der Schalleintrittskavität lautet:

$$q_{\text{SK}} = \frac{V_{\text{SK}}}{\rho_0 c_0^2} \frac{\partial p_{\text{SK}}}{\partial t} = C_{\text{fl,SK}} \cdot \frac{\partial p}{\partial t} \quad \text{mit} \quad C_{\text{fl,SK}} = \frac{V_{\text{SK}}}{\rho_0 c_0^2}. \quad (5.40)$$

Das Verhalten der Kavität wird demnach durch eine fluidische Kapazität $C_{\text{fl,SK}}$ dargestellt, die die Nachgiebigkeit der Luft in der Kavität beschreibt.

Im Schallloch wird nun die Luftströmung modelliert, während die Kompression der Luft dort vernachlässigt wird. Die Reibung der Luft in der zylinderförmigen Schallöffnung wird analog zum Kanalmodell der Perforationslöcher (5.30) durch eine Kanalströmung beschrieben. Daraus berechnet sich der fluidische Widerstand des Schalllochs zu

$$q_{\text{SL}} = \frac{\pi R_{\text{SL}}^4}{8\eta} \frac{(p_{\text{in}} - p_{\text{SL}})}{L_{\text{SL}}} = \frac{1}{R_{\text{fl,SL}}} \cdot \Delta p \quad \text{mit} \quad R_{\text{fl,SL}} = \frac{8\eta L_{\text{SL}}}{\pi R_{\text{SL}}^4} \quad (5.41)$$

Hierbei entspricht η der dynamischen Viskosität, L_{SL} der Länge und R_{SL} dem Radius des Schalllochs. Neben der Reibung ist in der Schallöffnung auch die Massenträgheit der Luftströmung zu beachten. Diese kann aufgrund der deutlich größeren Abmessungen im Vergleich zu den Perforationslöchern nicht mehr vernachlässigt werden. Approximiert man die Rohrströmung durch eine gleichförmige Bewegung der Luft mit der Gruppengeschwindigkeit v , so kann die Trägheit über das zweite Newtonsche Axiom $F_{\text{b}} = m_{\text{SL}} \frac{dv}{dt}$ dargestellt werden. Die beschleunigende Kraft F_{b} , die auf die bewegte Luftsäule der

Masse m_{SL} wirkt, hängt vom Druckabfall über dem Loch ab ($F_{\text{b}} = A_{\text{SL}}\Delta p$). Die Geschwindigkeit v korreliert mit dem Volumenfluss durch die Querschnittsfläche des Schalllochs A_{SL} ($v = \frac{q}{A_{\text{SL}}}$). Der Zusammenhang zwischen Druckabfall über dem Schallloch und dem Volumenfluss ergibt sich demnach zu

$$\Delta p = \frac{m_{\text{SL}}}{A_{\text{SL}}^2} \frac{\partial q_{\text{SL}}}{\partial t} \quad (5.42)$$

Die im Schallloch bewegte Luftmasse wird über Dichte und Volumen der Luftsäule bestimmt: $m_{\text{SL}} = \varrho_0 \cdot R_{\text{SL}}^2 \pi \cdot L_{\text{eff,SL}}$. Dabei wird die Dichte wiederum durch deren Wert ϱ_0 unter Normalbedingungen approximiert. $L_{\text{eff,SL}}$ beschreibt die effektive Länge der bewegten Luftsäule, die jeweils den Mündungsbereich an den Kanallenden miteinbezieht [24, 75]. Sie berechnet sich nach [24] aus Kanallänge L_{SL} und -radius R_{SL} zu: $L_{\text{eff,SL}} = L_{\text{SL}} + 2 \cdot 0,8R_{\text{SL}}$. Setzt man diese Beziehungen in Gleichung (5.42) ein, kann die Massenträgheit im Schallloch in Abhängigkeit der Dichte und den Lochabmessungen ausgedrückt werden.

$$\Delta p = \frac{\varrho_0 (L_{\text{SL}} + 2 \cdot 0,8R_{\text{SL}})}{R_{\text{SL}}^2 \pi} \frac{\partial q}{\partial t} = M_{\text{fl,SL}} \cdot \frac{\partial q}{\partial t} \quad \text{mit} \quad M_{\text{fl,SL}} = \frac{\varrho_0 (L_{\text{SL}} + 2 \cdot 0,8R_{\text{SL}})}{R_{\text{SL}}^2 \pi} \quad (5.43)$$

Verwendet man die Analogie zu den elektrischen Netzwerken entspricht M_{fl} einer fluidischen Induktivität. Sie begrenzt schnelle Änderungen des Volumenflusses aufgrund der Massenträgheit. $M_{\text{fl,SL}} = \frac{m_{\text{SL}}}{A_{\text{SL}}^2}$ wird daher auch als akustische Masse bezeichnet.

Die Kompaktmodelle der Kavität und des Schalllochs werden zu einem Modell des Schalleintritts verbunden. Durch das Zusammenspiel von akustischer Kapazität, Widerstand und Induktivität erhält man ein schwingfähiges System. In der Akustik wird dies als Helmholtz-Resonator bezeichnet und ist bekannt von der Tonerzeugung in Flaschen. In der richtigen Weise angeblasen, wird die Luft im Flaschenhals in Schwingung versetzt, was einen Ton erzeugt. Für das Mikrofon müssen Schallloch und Kavität daher so dimensioniert werden, dass diese Resonanzen außerhalb des akustischen Frequenzbereichs liegen und den Mikrofonbetrieb nicht negativ beeinflussen.

Vergleichbar mit der Kavität ist das Verhalten des Rückvolumens. Die Druckverteilung kann dort ebenfalls als homogen angenommen und mit einer fluidischen Kapazität modelliert werden. Die akustische Nachgiebigkeit des Rückvolumens berechnet sich aus dessen Volumen V_{RV} zu

$$C_{\text{fl,RV}} = \frac{V_{\text{RV}}}{\varrho_0 c_0^2}. \quad (5.44)$$

Die Ventilationslöcher in der Membran werden analog zum Schallloch aus der Kombination eines fluidischen Widerstands, der die Reibung beschreibt, und einer fluidischen Induktivität für die Massenträgheit modelliert:

$$R_{\text{fl,VL}} = \frac{8\eta L_{\text{VL}}}{\pi R_{\text{VL}}^4} \quad \text{und} \quad M_{\text{fl,VL}} = \frac{\varrho_0 (L_{\text{VL}} + 2 \cdot 0,8R_{\text{VL}})}{R_{\text{VL}}^2 \pi}. \quad (5.45)$$

Sind mehrere Ventilationslöcher in der Membran vorhanden, so können diese zu einem fluidischen Widerstand und einer fluidischen Masse zusammengefasst werden.

Die entwickelten Kompaktmodelle werden in einem fluidischen Netzwerk verschaltet und an das fluidische Netzwerk der Membran-Stator-Anordnung gekoppelt. Das resultierende Modell der Gehäuseeffekte und dessen Kopplung an das Wandlerelement ist in Abb. 5.7 dargestellt. Der Aufbau des Netzwerks stellt konsistent das Zusammenspiel der einzelnen Teilmodelle nach.

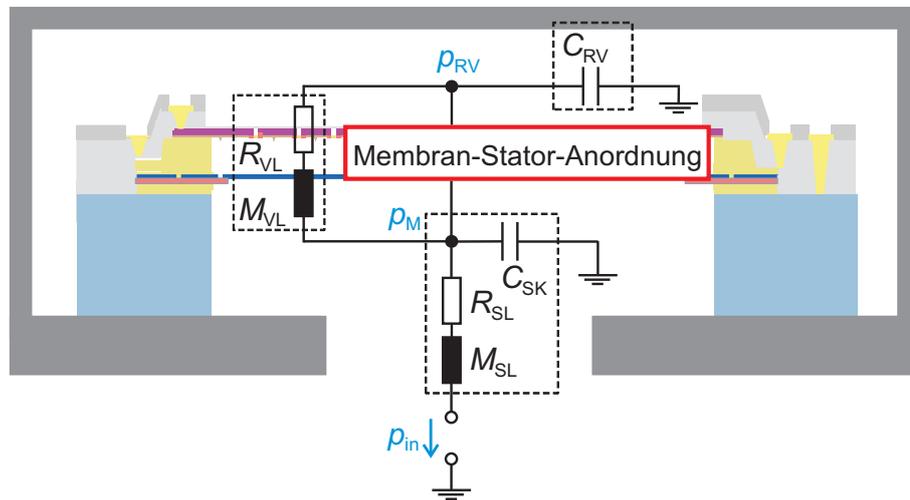


Abb. 5.7: Fluidisches Netzwerk zur Modellierung der akustischen Effekte im Mikrofongehäuse.

Der zu detektierende Schalldruck ist die Eingangsgröße des fluidischen Netzwerks und wird mit dem akustischen Signal p_{in} gekennzeichnet. p_{in} beschreibt die akustischen Druckschwingungen gegenüber Normal- bzw. Umgebungsdruck, welcher das fluidische Referenzpotential darstellt. Beim Durchlaufen des Schalllochs treten die Reibungs- und Trägheitseffekte auf, die durch $R_{fl,SL}$ und $M_{fl,SL}$ modelliert sind. Der Druckunterschied zwischen Außenbereich und Kavität stellt die treibende Kraft für den Luftstrom durch das Schallloch dar. Die Aufteilung dieser Kraft auf die entstehende Reibung und die Beschleunigung der Luft, wird im Netzwerk durch die Serienschaltung aus $R_{fl,SL}$ und $M_{fl,SL}$ berücksichtigt. Die Nachgiebigkeit $C_{fl,SK}$, die die Kompression der Luft in der Kavität beschreibt, wird ebenfalls mit dem Knoten in der Kavität verbunden. Da die Kompression der Luft stets gegenüber Normalbedingungen bestimmt wird, wird der zweite Anschluss von $C_{fl,SK}$ auf Normaldruck (Referenzpotential) gesetzt. Der Druck unterhalb der Membran p_M entspricht ebenfalls dem Druck in der Kavität. Der Knoten der Kavität wird daher auch mit dem Modell der Membran-Stator-Anordnung verbunden. Über diese Kopplung wird nicht nur der Druck übergeben, der maßgeblich die Kraft auf die Membran bestimmt, sondern auch der Luftstrom, der durch die Membranbewegung entsteht, an die Kavität weitergeleitet (siehe Quelle $Q_{fl,M}$ in Gleichung (5.35) im Modell der Membran-Stator-Anordnung). Die Ventilationslöcher verbinden die Kavität mit dem Referenzdruck im Rückvolumen p_{RV} und werden durch den Widerstand $R_{fl,VL}$ und die Induktivität $M_{fl,VL}$ ausgedrückt. Auch hier stellt deren Serienschaltung die Aufteilung des Druckunterschieds auf Reibungs- und Trägheitskraft dar. Die Nachgiebigkeit der Luft im Rückvolumen wird durch die zwischen Rückvolumen- und Umgebungsdruck geschaltete Kapazität $C_{fl,RV}$ dargestellt. Auch der Druck im Rückvolumen wird mit dem

Modell der Membran-Stator-Anordnung verbunden. Darüber gelangt die Luft, die durch den Stator fließt, ins Rückvolumen und der Druck p_{RV} kann auf den Luftspalt rückwirken und die Membranbewegung beeinflussen.

Einige Eigenschaften des Mikrofons lassen sich direkt aus diesem Netzwerkmodell ablesen. So kann beispielsweise die untere Grenzfrequenz bestimmt werden, ab der das Mikrofon akustische Signale detektieren kann. Diese hängt vom Ventilationspfad und vom Rückvolumen ab. Über den Ventilationspfad wird die Kavität mit dem Rückvolumen für sehr niedrige Frequenzen kurzgeschlossen und verhindert eine Anregung der Membran. Die Dauer für den Druckausgleich zwischen Kavität und Rückvolumen wird durch die Zeitkonstante $\tau = R_{fl,VL} \cdot C_{fl,RV}$ festgelegt. Für Frequenzen $f > \frac{1}{\tau}$ kann das Rückvolumen den Schwankungen in der Kavität nicht mehr folgen und die entstehende Druckdifferenz kann zur Anregung der Membran verwendet werden. Des Weiteren ist zu beachten, dass die Resonanz des Schalleintritts selbst (Helmholtz-Resonanz) und weitere auftretenden Resonanzen oberhalb des akustischen Frequenzbereichs liegen. Derartige Resonanzen würden zu einer stark frequenzabhängigen Sensitivität führen. Berücksichtigt man dies, kann der Druck in der Kavität dem anliegenden Schalldruck folgen und die Membran wunschgemäß anregen. In diesem Betriebszustand unterhalb jeglicher fluidischer Resonanzen schwingt die Membran in Phase zur Luft im Schallloch und folgt demnach dem zu detektierenden Schalldruck p_{in} .

Die vorgestellten Kompaktmodelle verwenden jedoch signifikante Vereinfachungen. Diese Annahmen sind nicht für beliebige Geometrien gültig. Für Testaufbauten der Mikrofonchips werden etwa auch Platinen verwendet, deren Schalleintrittslöcher deutlich größer als die des kommerziellen Mikrofons sind. Für diese Testaufbauten sind die konzentrierten analytischen Kompaktmodelle nur noch eingeschränkt gültig. Auf weiterführende Methoden zur Modellierung der Gehäuseeffekte, die im Speziellen auch große Schallöffnungen abdecken, wird in [60] eingegangen.

5.2.4 Modellierung des fluidischen Rauschens

Um eine hohe Signalqualität zu erreichen, ist geringes Rauschen für das Silizium-Mikrofon eines der entscheidenden Kriterien. Daher wird das Rauschen in die Modellierung mit einbezogen und stellt einen entscheidenden Baustein des Mikrofonmodells dar. In kapazitiven Mikrofonen trägt neben dem elektrischen Rauschen des Verstärkers auch das fluidische Rauschen der Luft maßgeblich bei und beeinflusst dessen Rauschcharakteristik. Anschaulich bedeutet das, dass durch thermische Fluktuationen der Luft Druckschwankungen im Luftspalt und der Kavität entstehen. Diese Druckschwankungen bewirken Schwankungen der Membranbewegung und werden über die kapazitive Signalwandlung auf das elektrische Ausgangssignal übertragen.

Für die Beschreibung des fluidischen Rauschens wird das Fluktuations-Dissipations-Theorem verwendet. Dieses Theorem beschreibt den Zusammenhang zwischen thermischem Rauschen und dissipativen Vorgängen. Für elektrische Vorgänge wurde

diese inhärente Verbindung von Nyquist in [54] aufgezeigt und von Callen und Welton in [13] verallgemeinert und auf weitere Energiedomänen übertragen. Grundsätzlich lässt sich dieser Zusammenhang am Beispiel elektrischer Widerstände veranschaulichen. Schließt man zwei elektrische Widerstände R_1 und R_2 , wie in Abb. 5.8 gezeigt,

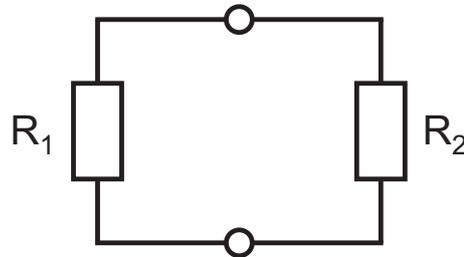


Abb. 5.8: Veranschaulichung des Fluktations-Dissipations-Theorems anhand von zwei verschalteten Widerständen nach [54].

zusammen, so verursachen die Fluktuationen in Widerstand R_1 einen Strom durch den Widerstand R_2 , der zu Verlusten aufgrund der dissipativen Vorgänge im Widerstand R_2 führt. Es wird folglich Energie von R_1 nach R_2 übertragen. Umgekehrt bewirken auch die thermischen Fluktuationen in R_2 Verluste in R_1 und führen zu einem Energieübertrag. Im thermodynamischen Gleichgewicht gleicht sich der Energieübertrag zwischen den beiden Widerständen gerade aus, da sonst der zweite Hauptsatz der Thermodynamik verletzt würde. Folglich müssen die thermischen Fluktuationen und die dissipativen Vorgänge im Zusammenhang stehen. Da die thermischen Verluste vom Widerstandswert abhängen, sind auch die Fluktuationen davon abhängig. Aus der Thermodynamik lässt sich dieser Zusammenhang ableiten und quantifizieren. Grundsätzlich lassen sich die Fluktuationen durch einen äquivalenten Rauschstrom oder durch eine äquivalente Rauschspannung beschreiben, wobei im Folgenden der Rauschstrom verwendet wird. Da die Fluktuationen zufällig sind, ergibt der zeitliche Mittelwert für den Rauschstrom null. Zur Charakterisierung des Rauschens wird daher das quadratische Mittel $\overline{I^2}$ verwendet. Für den durch thermische Fluktuationen erzeugten Strom $d\overline{I^2}$ in einem Frequenzintervall df ergibt sich nach [54]

$$d\overline{I^2} = S_I df = \frac{4k_B T}{R} df. \quad (5.46)$$

I bezeichnet hierbei den durch thermisches Rauschen erzeugten Strom, S_I die spektrale Dichte des Rauschstroms in der Einheit $\frac{A^2}{\text{Hz}}$, k_B die Boltzmann-Konstante und T die Temperatur. Gleichung (5.46) zeigt, dass die spektrale Dichte des thermischen Rauschens über der Frequenz konstant ist und den gleichen Strombeitrag pro Frequenzintervall liefert. Daher wird es auch als weißes Rauschen bezeichnet. Zur Modellierung des thermischen Rauschens wird der vom Widerstand erzeugte Strom durch eine zusätzliche Stromquelle parallel zu diesem Widerstand beschrieben.

Der Zusammenhang zwischen thermischem Rauschen und Reibungsverlusten kann nach [13] auch auf dissipative fluidische Vorgänge übertragen werden. Die dissipativen fluidischen Effekte, modelliert durch fluidische Widerstände, erzeugen somit einen

Volumenfluss aufgrund von thermischen Fluktuationen. Analog zur elektrischen Energiedomäne kann das fluidische Rauschen im Modell als Rauschstromquelle parallel zu den fluidischen Widerständen abgebildet werden. Das quadratische Mittel des thermisch erzeugten Volumenstroms $\overline{dq^2}$ in einem Frequenzintervall df kann in Abhängigkeit vom fluidischen Widerstand R_{fl} zu

$$\overline{dq^2} = S_q df = \frac{4k_B T}{R_{fl}} df \quad (5.47)$$

berechnet werden. S_q entspricht dabei der spektralen Rauschdichte des Volumenstroms. Zur Berechnung des fluidischen Rauschens wird im Netzwerkmodell zu jedem fluidischen Widerstand eine derartige Rauschquelle parallel geschaltet.

Die einzelnen fluidischen Rauschquellen übertragen sich auf das elektrische Ausgangssignal des Mikrofonmodells, welches zur Bestimmung des Rauschverhaltens extrahiert wird. Da die Schallwandlung des Mikrofons frequenzabhängig ist, erzeugt das frequenzunabhängige thermische Rauschen der Luft eine frequenzabhängige elektrische Rauschspannung am Ausgang. In einem Frequenzintervall df erhält man eine Rauschspannung mit quadratischem Mittelwert $d\overline{U_{R,i}^2} = S_{U,i}(f)df$ und spektraler Rauschdichte $S_{U,i}(f)$ des Spannungssignals. Die Rauschbeiträge der einzelnen Rauschquellen überlagern sich im elektrischen Ausgangssignal. Da die Fluktuationen der verschiedenen Rauschquellen unkorreliert sind, kompensiert sich Auswirkung der einzelnen Rauschquellen jedoch teilweise. So addieren sich nicht die Effektivwerte der Rauschspannungen sondern lediglich die Rauschleistungen der einzelnen Quellen [16, 15]. Dies kommt der Addition der quadratischen Mittel der einzelnen Rauschspannungen gleich.

$$d\overline{U_R^2} = \sum_i d\overline{u_{R,i}^2} = \sum_i S_{U,i}(f)df = S_U(f)df \quad (5.48)$$

$d\overline{U_R^2}$ beschreibt das quadratische Mittel der Rauschspannung am Mikrofonausgang im Frequenzintervall df und $S_U(f)$ die spektrale Rauschdichte dieses Spannungssignals. Das Gesamtrauschen des Mikrofons kann durch Integration der Rauschleistung über der Frequenz berechnet werden. Es hängt damit von dem betrachteten Frequenzbereich und dessen Bandbreite ab. Für den akustischen Frequenzbereich (20 Hz bis 20 kHz) berechnet sich das Gesamtrauschen zu

$$\overline{U_R^2} = \int_{FB} d\overline{U_R^2} = \int_{20 \text{ Hz}}^{20 \text{ kHz}} S_U(f)df \quad (5.49)$$

Zur einfacheren Interpretation wird anstelle des quadratischen Mittelwerts häufig der Effektivwert der Rauschspannung angegeben, der auch als effektive Rauschamplitude bezeichnet wird.

$$U_{R,\text{eff}} = \sqrt{\overline{U_R^2}} \quad (5.50)$$

Die effektive Rauschamplitude kann letztendlich mit der effektiven Nutzsignalamplitude verglichen und das Signal-Rausch-Verhältnis bestimmt werden.

Das verteilte Modell der Luftströmung, dargestellt durch das fluidische Netzwerk, enthält dementsprechend viele Rauschquellen, die zum Gesamtrauschen beitragen und folglich ausgewertet werden müssen. Schaltkreissimulatoren bieten jedoch die Möglichkeit zur Implementierung von Rauschquellen, die unter Angabe des gewünschten Frequenzbereichs automatisch ausgewertet werden. Auf diese Weise können die fluidischen Rauschquellen mit der konstanten spektralen Rauschdichte S_q in den Modellen implementiert und die Rauschanalysen effizient durchgeführt werden. Die Berechnung der spektralen Rauschdichte $S_U(f)$ der Ausgangsspannung wird dabei vom Simulator vorgenommen. Auf diese Weise lassen sich die unterschiedlichen Rauschbeiträge der Fluidik und, wie in Kapitel 5.2.6 noch gezeigt wird, der elektrischen Domäne auf sehr einfache Weise im Modell implementieren und im virtuellen Experiment analysieren.

5.2.5 Elektrisches Teilmodell

Neben der Mechanik und der Fluidik spielt die elektrische Domäne eine entscheidende Rolle in der Funktionsweise des Silizium-Mikrofons. Auf der elektromechanischen Wechselwirkung beruht die Wandlung der akustisch angeregten Membranschwingung in ein elektrisches Signal. Zusätzlich zur kapazitiven Signalwandlung beinhaltet das elektrische Modell auch die Rückwirkung auf die Membran durch elektrostatische Kräfte. Für die elektrische Energiedomäne wird ebenfalls ein Modell auf Systemebene entwickelt, das sehr effizient gelöst werden kann und zugleich die verteilten Effekte aufgrund der ortsabhängigen Membranauslenkung erfasst. Analog zum fluidischen Modell wird die Membran-Stator-Anordnung in Basisstrukturen zerlegt, Kompaktmodelle für die unterschiedlichen Basisstrukturen entwickelt und diese in einem Kirchhoffschen Netzwerk zu einem elektrischen Gesamtmodell zusammengesetzt.

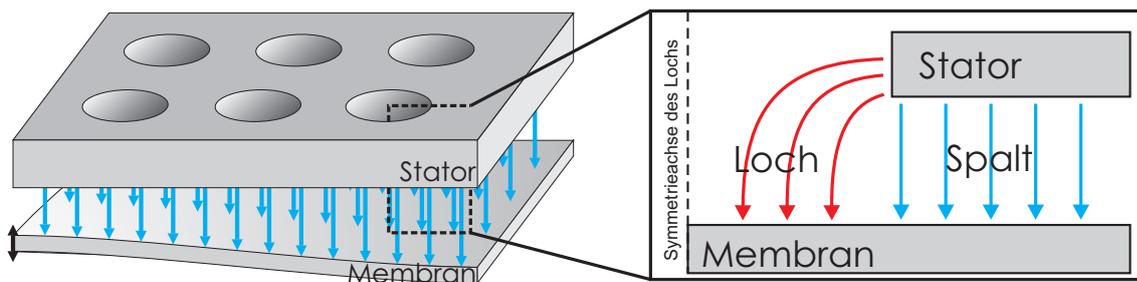


Abb. 5.9: Skizze der elektrischen Feldverteilung in der Membran-Stator-Anordnung.

Abb. 5.9 zeigt qualitativ die in der Membran-Stator-Anordnung auftretenden Felder. Als Basiselemente für die Zerlegung kristallisieren sich Segmente im Spaltbereich und einzelne Perforationslöcher heraus. Die Randfelder an den Aussparungen am Rand des Stators werden im elektrischen Modell vernachlässigt. Durch die Wahl der Basiselemente kann die im fluidischen Modell bereits vorgenommene Diskretisierung für das elektrische Modell übernommen werden.

Zunächst wird auf das elektrostatische Modell im Spaltbereich eingegangen. Für eine effiziente Beschreibung der Kapazität von Mikrostrukturen mit großem Aspektverhältnis eignet sich die differentielle Plattenkondensatornäherung, die bereits in Kapitel 4.1.4 zur Modellierung des HF-Mikroschalters verwendet wurde. Unter der Annahme eines rein vertikalen, homogenen elektrischen Felds im Spaltbereich ergibt sich die Kapazität eines Segments zu

$$C_{\text{el},i}(t) = \frac{\varepsilon_0 A_i}{h_i(t)}. \quad (5.51)$$

ε_0 bezeichnet hierbei die Vakuumpermittivität, A_i die Fläche des Segments und h_i den mit der Membranbewegung variierenden lokalen Spaltabstand. Der Stromfluss $I_{\text{el},i}$ auf ein Segment des Spaltbereichs kann in Abhängigkeit der Kapazität und der daran anliegenden Spannung U berechnet werden. Dabei ist zu berücksichtigen, dass neben der Spannung auch die Kapazität mit der Zeit t variieren kann.

$$I_{\text{el},i} = \frac{d}{dt} (C_{\text{el},i}(t) \cdot U(t)) = C_{\text{el},i}(t) \cdot \frac{d}{dt} U(t) + \frac{d}{dt} C_{\text{el},i}(t) \cdot U(t) \quad (5.52)$$

Setzt man die Plattenkondensatornäherung (5.51) ein, ergibt sich das folgende Modell.

$$I_{\text{el},i} = \frac{\varepsilon_0 A_i}{h_i(t)} \cdot \frac{d}{dt} U(t) - \frac{\varepsilon_0 A_i}{(h_i(t))^2} \frac{d}{dt} h_i(t) \cdot U(t) \quad (5.53)$$

Der auf eine Teilkapazität fließende elektrische Strom hat, wie das Modell zeigt, zwei Ursachen. Das sind zum einen die Änderung der an der Kapazität anliegenden Spannung und zum anderen die Änderung des Plattenabstands aufgrund der Membranbewegung. Der erste Term in Gleichung (5.53) beschreibt das Verhalten einer elektrischen Kapazität, während der zweite Term das Verhalten einer Stromquelle aufweist, die von der Membranbewegung gesteuert wird. Die Größe der elektrischen Kapazität hängt dabei jedoch vom Spaltabstand h_i ab und die Stromquelle wird auch vom Wert der Spannung U beeinflusst. Des Weiteren beschreibt Gleichung (5.53) auch den wichtigen Fall, in dem der Abfluss der Ladung ganz oder teilweise verhindert wird ($I_{\text{el},i}(t) \approx 0$). Eine Änderung der Kapazität führt dann zu einer Änderung der Spannung.

Durch die Berücksichtigung der mechanisch induzierten Kapazitätsänderung ist die Kopplung von der mechanischen zur elektrischen Energiedomäne in der Modellgleichung bereits enthalten. In umgekehrter Richtung wirken die elektrostatischen Kräfte auf die Membranbewegung zurück. Mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit werden die Kräfte $F_{\text{el},i}$ der einzelnen Teilkapazitäten aus der Änderung der in der Kapazität gespeicherten elektrischen Energie $W_{\text{el},i}$ aufgrund einer virtuellen Verückung der Membran (resultierend in einer virtuellen Änderung der lokalen Spalthöhe h_i) berechnet. Für ein Segment des Luftspalts ergibt sich daraus

$$F_{\text{el},i} = -\frac{d}{dh_i} W_{\text{el},i}(h_i) = -\frac{d}{dh_i} \left(\frac{1}{2} C_{\text{el},i}(h_i) \cdot U^2 \right) = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A_i}{(h_i)^2} \cdot U^2. \quad (5.54)$$

Damit lässt sich die elektrostatische Kraft auf ein Membranteilstück allein durch die Zellfläche A_i , den lokalen Plattenabstand h_i und die anliegende Spannung U berechnen.

Die differentielle Plattenkondensatornäherung lässt sich jedoch nur auf den Spaltbereich selbst anwenden. Unterhalb der Perforationslöcher treten elektrische Randfelder auf. Da die Perforationslöcher beim vorliegenden Bauelement den weit größeren Teil der Fläche ausmachen, sind diese Randfelder nicht zu vernachlässigen. Um deren Einfluss zu berücksichtigen, wird das Modell auf Basis der differentiiellen Plattenkondensatornäherung um einen Korrekturfaktor f_{korrr} erweitert, der die elektrischen Randeffekte an den Perforationslöchern beschreibt. Als Grundlage für die Beschreibung des Korrekturfaktors wurde ein Modell aus [51] verwendet. Dieses wurde weiterentwickelt und für die Mikrofone angepasst. Das resultierende Modell für die Kapazität, das die Randfelder in einem zylinderförmigen Perforationsloch beschreibt, lautet

$$C_{\text{el,L},j}(t) = f_{\text{korrr}} \cdot \frac{\varepsilon_0 A_{\text{L},j}}{h_j(t)} = \frac{h_j(t)}{d_c + h_j(t)} \cdot \frac{\varepsilon_0 A_{\text{L},j}}{h_j(t)}. \quad (5.55)$$

Der Korrekturfaktor hängt nur von der lokalen Spalthöhe h_j und einer charakteristischen Länge ab, die für Lochgeometrien im Anwendungsbereich der Mikrofone auf $d_c = 1\mu\text{m}$ gesetzt wird. Der Korrekturfaktor beschreibt das Verhältnis zwischen der Kapazität der Randfelder im Perforationsloch und der Kapazität, die eine Plattenanordnung gleicher Abmessungen aufweisen würde. Für das Randfeldmodell wurden bewusst nur lokale Parameter zur Beschreibung der Kapazitäten verwendet, um ein modulares Zusammensetzen der diskretisierten Struktur zu ermöglichen und auch unterschiedliche Lochgrößen innerhalb eines Modells zu erlauben. Bei dem Lochmodell wird davon ausgegangen, dass sich die Randfelder näherungsweise über die gesamte Lochfläche erstrecken. Für sehr große Löcher (genauer: sehr große Lochradien im Vergleich zum Spaltabstand) werden sich die Randfelder jedoch nur am Lochrand konzentrieren und nicht mit der Lochfläche $A_{\text{L},j}$ skalieren. Für derartige Strukturen modelliert Gleichung (5.55) das kapazitive Verhalten nur unzureichend, wie sich bei der Modellkalibrierung in Kapitel 5.4.2 zeigt. Auf Basis der Randfeldkapazität wird nun ein Kompaktmodell für Perforationslöcher aufgestellt. Der Stromfluss auf die Kapazität wird analog zum Modell für den Spaltbereich berechnet.

$$I_{\text{el,L},j} = \frac{d}{dt} (C_{\text{el,L},j}(t) \cdot U(t)) = C_{\text{el,L},j}(t) \cdot \frac{d}{dt} U(t) + \frac{d}{dt} C_{\text{el,L},j}(t) \cdot U(t) \quad (5.56)$$

Durch Einsetzen des Kapazitätsmodells (5.55) ergibt sich das elektrische Modell für einzelne Perforationslöcher.

$$I_{\text{el,L},j} = \frac{h_j(t)}{d_c + h_j(t)} \cdot \frac{\varepsilon_0 A_{\text{L},j}}{h_j(t)} \cdot \frac{d}{dt} U(t) + \left(-\frac{h_j(t)}{d_c + h_j(t)} \cdot \frac{\varepsilon_0 A_{\text{L},j}}{(h_j(t))^2} + \frac{d_c}{(d_c + h_j(t))^2} \cdot \frac{\varepsilon_0 A_{\text{L},j}}{h_j(t)} \right) \frac{d}{dt} h_j(t) \cdot U(t) \quad (5.57)$$

Der Stromfluss kann wieder in die bereits erwähnten Anteile zerlegt werden. Der erste Term spiegelt das Verhalten einer elektrischen Kapazität wider, der zweite Term beschreibt den Stromfluss aufgrund der mechanischen Bewegung, der als gesteuerte Quelle interpretiert werden kann.

Auch die Randfelder unterhalb der Löcher verursachen eine elektrostatische Kraftwirkung auf die Membran, die über die virtuelle Verrückung der Membran aus der im Feld gespeicherten Energie berechnet werden kann.

$$\begin{aligned}
 F_{\text{el,L},j} &= -\frac{d}{dh_j} W_{\text{el,L},j}(h_j) = -\frac{d}{dh_j} \left(\frac{1}{2} C_{\text{el,L},j}(h_j) \cdot U^2 \right) = \\
 &= \frac{1}{2} \left(\frac{h_i(t)}{d_c + h_j(t)} \cdot \frac{\varepsilon_0 A_{\text{L},j}}{(h_j)^2} - \frac{d_c}{(d_c + h_j(t))^2} \cdot \frac{\varepsilon_0 A_{\text{L},j}}{(h_j)^2} \right) \cdot U^2
 \end{aligned} \tag{5.58}$$

Die von den Randfeldern ausgeübte Kraft auf die Membran hängt nur von der Lochfläche $A_{\text{L},j}$, der angelegten Spannung U und vom lokalen Spaltabstand h_j ab.

Die Kompaktmodelle des Spaltbereichs und der Perforationslöcher werden, wie in Abb. 5.10 veranschaulicht, in einem elektrischen Kirchhoffschen Netzwerk parallel geschaltet und bilden auf diese Weise die gesamte Membran-Stator-Anordnung nach. Die Modellkomponenten für den Spaltbereich (blau) und für die Perforationslöcher

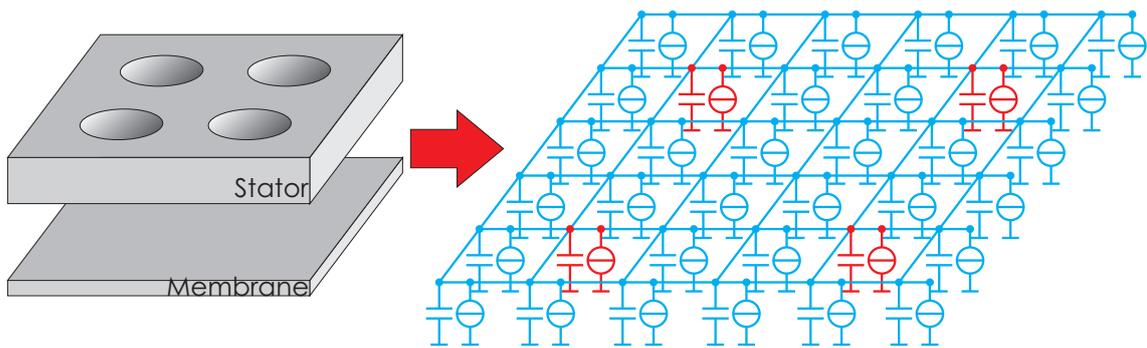


Abb. 5.10: Nachbildung der Membran-Stator-Anordnung in einem elektrischen Netzwerk.

(rot) sind als Kapazitäten und Quellen dargestellt. Der Übersichtlichkeit wegen ist nur der elektrische Teil des Netzwerks dargestellt. Die Modelle enthalten jedoch auch den Einfluss der Membranauslenkung durch den zeitabhängigen lokalen Spaltabstand h_i als Parameter und die Rückwirkung auf die Membranbewegung durch elektrostatische Kräfte $F_{\text{el},i}$ bzw. $F_{\text{el,L},j}$. Durch das Zusammenführen der einzelnen Kapazitäten und Quellen in einem elektrischen Knoten liegt an diesen stets dieselbe Spannung U an. Legt man beispielsweise eine konstante Spannung an die Membran-Stator-Anordnung an, werden durch die mechanisch induzierten Kapazitätsänderungen Ladungen zu oder abfließen, die durch die Ströme $I_{\text{el},i}$ und $I_{\text{el,L},j}$ beschrieben werden und sich in dem gemeinsamen elektrischen Knoten aufaddieren. Die Kapazitäten können über den Austausch von Ladungen allerdings auch miteinander wechselwirken. Wird etwa die Gesamtladung auf der Kondensatoranordnung aus Membran und Stator konstant gehalten, so wird sich die angelegte Spannung U bei Membranbewegungen ändern. Da die Kapazitätsänderungen je nach lokaler Membranauslenkung unterschiedlich ausfallen, werden Ladungen zwischen den Teilmodellen ausgetauscht bis sich die Spannung U auf ein von der Bewegung beeinflusstes neues Niveau einpendelt. Auch dieser Prozess

wird mit den Gleichungen (5.53) und (5.57) und durch die Topologie des elektrischen Netzwerks erfasst. Das beschriebene Verhalten bei konstant gehaltener Gesamtladung ist für das Silizium-Mikrofon von hoher Relevanz, da dies den üblicherweise verwendeten Betriebszustand darstellt.

Die auftretenden elektrostatischen Kräfte werden in den einzelnen Zellen des elektrischen Netzwerkmodells bestimmt und an das mechanische Modell übertragen. Dafür werden, analog zum fluidischen Modell, die lokalen Kräfte über die Modenform der Membranbewegung in modale Momente umgerechnet und an das mechanische Modell gekoppelt. Das modale Gesamtmoment ergibt sich aus der Summe der Einzelmomente.

$$M = \sum_i \Phi_i \cdot F_{el,i} + \sum_j \Phi_j \cdot F_{el,L,j} \quad (5.59)$$

Die Summenbildung erfolgt dabei wiederum durch das Zusammenführen der modalen Momente im mechanischen Netzwerkknoten.

Das elektrische Netzwerk aus Kapazitäten und gesteuerten Quellen modelliert die elektrischen Vorgänge der Membran-Stator-Anordnung detailliert und zugleich effizient. Verteilte Effekte aufgrund der ortsabhängigen Membranauslenkung werden ebenso berücksichtigt wie die an den Perforationslöchern auftretenden Randfelder. Zudem ist auch die nichtlineare Abhängigkeit der Kapazität vom Spaltabstand und damit die nichtlineare kapazitive Signalwandlung im Modell abgebildet. Die bidirektionale Kopplung an das mechanische Modell bestehend aus der mechanisch induzierten Kapazitätsänderung und der elektrostatischen Kräfte modelliert die gegenseitige Wechselwirkung zwischen mechanischer und elektrischer Domäne. Damit erfüllt auch das elektrische Modell den Anspruch an den notwendigen hohen Detailgrad und die zugleich gewünschte hohe Recheneffizienz.

5.2.6 Elektronisches Auslesen des Mikrofonsignals

Zum Auslesen des Mikrofonsignals wird die akustisch angeregte Membranschwingung als Änderung der Membran-Stator-Kapazität elektrisch detektiert. Das resultierende elektrische Signal wird im separaten Mikrochip für die Weiterverarbeitung aufbereitet. Zugleich stellt der Mikrochip die für die elektrische Detektion der Kapazitätsänderung notwendige Konstantspannung bereit, mit der die Kondensatoranordnung elektrisch vorgespannt wird. Die elektrische Vorspannung und Signalaufbereitung beeinflussen jedoch das Mikrofonverhalten und vor allem die Signalqualität des resultierenden elektrischen Ausgangssignals. Daher werden auch Effekte der elektronischen Schaltung in das Gesamtsystemmodell miteinbezogen. Diese werden im Folgenden erläutert und modelliert.

Zunächst wird auf das elektrische Vorspannen der Membran-Stator-Kapazität eingegangen. Grundsätzlich gibt es zwei Betriebsarten für ein kapazitives Mikrofon. Entweder wird eine konstante Spannung angelegt und die resultierende Ladungsänderung

gemessen oder die Ladung wird auf der Kapazität konstant gehalten und die resultierende Spannungsänderung detektiert. Das vorgestellte kapazitive Mikrofon wird in der Regel bei konstanter Ladung betrieben. Der Grund dafür ist die gewünschte Linearität des Ausgangssignals. In sehr grober Näherung ist die Kapazität C_{MS} der Membran-Stator-Anordnung indirekt proportional zum effektiven Spaltabstand und damit zur effektiven Membranauslenkung w_{eff} ¹. Gleichzeitig ist bei konstanter Ladung Q_0 die Ausgangsspannung $U(t)$ indirekt proportional zur Kapazitätsänderung. Für das Ausgangssignal resultiert in grober Näherung

$$U(t) = \frac{Q_0}{C_{MS}(t)} \propto h_0 - w_{\text{eff}}(t). \quad (5.60)$$

h_0 ist hierbei der Spaltabstand in der Ruhelage. Das Ausgangssignal im Betrieb bei konstanter Ladung ist folglich näherungsweise direkt proportional zur Membranauslenkung und führt zu der gewünschten hohen Linearität der Signalwandlung.

Der gewünschte Betriebszustand bei konstanter Ladung kann beispielsweise durch die in Abb. 5.11 gezeigte Schaltung erzeugt werden. Die Versorgungsspannung wird über

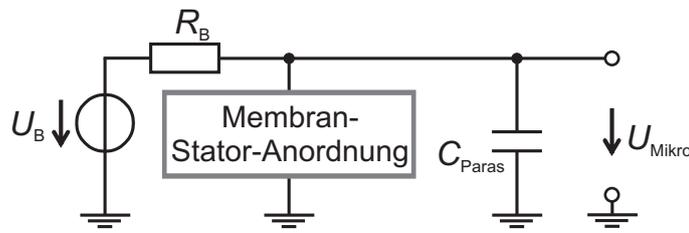


Abb. 5.11: Elektrisches Vorspannen der Mikrofonkapazität für den Betrieb bei konstanter Ladung.

einen sehr großen Widerstand R_B (z.B. $50 \text{ G}\Omega$) an die Mikrofonkapazität angeschlossen. Dadurch wird die Kapazität vorgespannt, gleichzeitig aber der Abfluss der Ladung verhindert. Sind die zu detektierenden Membranschwingungen schnell gegenüber dem Auf- bzw. Entladevorgang, welcher durch die Zeitkonstante $\tau = R_B C_{MS}$ charakterisiert ist, so kann der Zu- bzw. Abfluss von Ladung auf die Mikrofonkapazität vernachlässigt werden. Neben der aktiven Mikrofonkapazität sind auch parasitäre Kapazitäten vorhanden. Diese können vom Mikrofon selbst aber auch von den Zuleitungen zum Mikrochip (z.B. Bondpads) stammen. Zwar wird die Ladung durch den Widerstand konstant gehalten, doch dies betrifft die Gesamtladung aus Mikrofon- und parasitärer Kapazität. Steigt zum Beispiel die Mikrofonkapazität aufgrund der Membranbewegung, sinkt die Spannung am Mikrofon. Dadurch sinkt aber auch die Spannung an der parasitären Kapazität und sie gibt daher Ladung an das Mikrofon ab. Der Zufluss an Ladungen kompensiert die Senkung der Mikrofonspannung teilweise und schwächt somit das Mikrofonsignal ab. Für eine genaue Analyse der Signalqualität sind daher auch die parasitären Kapazitäten zu berücksichtigen.

¹ Mit effektivem Spaltabstand bzw. effektiver Membranauslenkung werden die flächengewichteten Mittel des Spaltabstands bzw. der Membranauslenkung bezeichnet

Der Mikrochip bereitet zudem das elektrische Mikrofonsignal für die weitere Verwendung auf. Das Signal wird in der ersten Stufe vorverstärkt, welche die Funktion eines Impedanzwandlers erfüllt. Sie hält das Spannungssignal des Mikrofons aufrecht, welches, aufgrund der niedrigen Mikrofonkapazität von wenigen pF, schon bei geringen Strömen stark abgeschwächt wird². Das vorverarbeitete Spannungssignal wird danach weiter verstärkt und gegebenenfalls digitalisiert. Die Impedanzwandlung beeinflusst entscheidend die Signalqualität des elektrischen Ausgangssignals. Daher wird diese erste Verstärkerstufe im Mikrofonmodell berücksichtigt. Realisiert werden kann der Impedanzwandler durch eine Source-Folger-Schaltung, die in Abb. 5.12 dargestellt ist. Wie der Name bereits andeutet, folgt der Source-Anschluss des Transistors dem

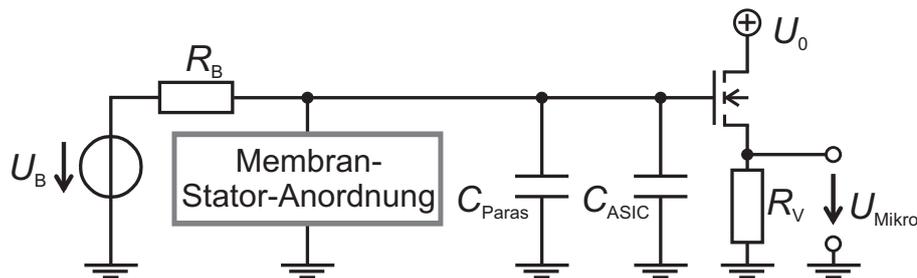


Abb. 5.12: Vorverarbeitung des Mikrofonsignals in der ersten Verstärkerstufe. Diese erfüllt die Funktion eines Impedanzwandlers und wird als Source-Folger-Schaltung realisiert.

Eingangssignal. Dazu wird zwischen den Source-Anschluss und Masse ein Widerstand geschaltet und neben den parasitären Kapazitäten C_{Paras} auch die Eingangskapazität C_{ASIC} des Mikrochips berücksichtigt. Der Transistor wird im linearen Bereich betrieben. Steigt die Eingangsspannung, so erhöht sich auch die Gate-Source-Spannung des Transistors und der Strom durch den Kanal nimmt zu. Der Stromfluss bewirkt wiederum einen Anstieg des Source-Potentials durch den erhöhten Spannungsabfall am Widerstand. Sinkt die Eingangsspannung, dann sinkt auch der Kanalstrom des Transistors und das Source-Potential sinkt aufgrund des niedrigeren Spannungsabfalls am Widerstand. Das Source-Potential folgt somit der Eingangsspannung. Die resultierende Verstärkung des Impedanzwandlers ist zwar näherungsweise eins, dafür ist die Ausgangsspannung des Source-Folgers sehr viel belastbarer als die der Mikrofonkapazität und kann leichter weiterverarbeitet werden.

Für die Vorspannung des Mikrofons und die Impedanzwandlung der ersten Verstärkerstufe wird nun ein vereinfachtes Modell implementiert und mit dem elektrischen Modell der Membran-Stator-Anordnung gekoppelt. Ein vereinfachtes Ersatzschaltbild für den Mikrochip ist in Abb. 5.13 dargestellt. Über den Widerstand R_B wird die Betriebsspannung an den Mikrofonchip angelegt und das Abfließen der Ladung verhindert. Die parasitären Kapazitäten sowie die Eingangskapazität der Verstärkerschaltung werden ebenfalls berücksichtigt. Der Source-Folger selbst wird durch einen simplen Hochpass

² Weil die hohe Ausgangsimpedanz des Mikrofonsignals in die niedrige Ausgangsimpedanz des Verstärkers gewandelt wird, spricht man von einem Impedanzwandler.

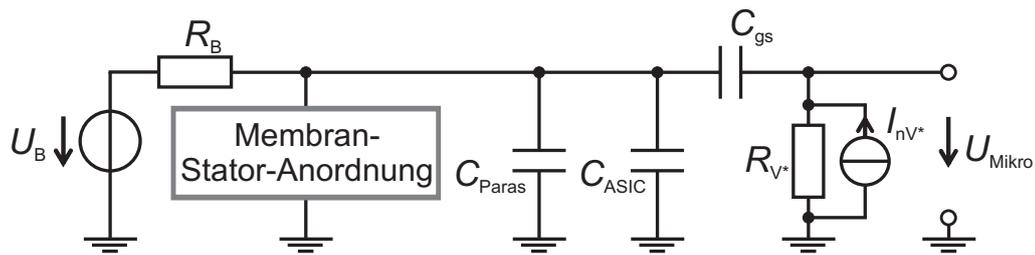


Abb. 5.13: Vereinfachtes Ersatzschaltbild für den Mikrochip zum elektrischen Auslesen des Mikrofonsignals.

bestehend aus der Kapazität C_{gs} und dem Widerstand R_{V^*} nachgestellt. Dies bildet nicht alle Facetten der Verstärkerschaltung ab, reicht aber aus, um die relevanten Einflüsse auf die Signalqualität darzustellen. Die Grenzfrequenz des Hochpasses wird so gewählt, dass sie unterhalb des akustischen Frequenzbereichs liegt und die Ausgangsspannung der Spannung am Mikrofonchip folgt. R_{V^*} wird dazu sehr groß gewählt ($G\Omega$ -Bereich) und entspricht nicht dem Widerstandswert von R_V in der Source-Folger-Schaltung. Der niedrige Ausgangswiderstand der Schaltung wird daher im Modell nicht erfasst. Dies spielt bei unbelastetem Ausgang im Modell jedoch keine Rolle. Dafür wird die relevante Kopplung über die Gate-Source-Kapazität C_{gs} des Transistors in dem vereinfachten Modell berücksichtigt. Auch die Ladungsmenge zum Laden des Transistor-Gates ist somit in dem vereinfachten Modell enthalten.

Für die Signalqualität des Mikrofons spielt zudem Rauschen eine wichtige Rolle. Modelliert wird das für Verstärker typische $1/f$ -Rauschen mit der eingezeichneten Rauschquelle I_{nV^*} . Deren Wert wird ebenfalls angepasst, da das Ausgangsrauschen von der Größe des Widerstands R_{V^*} abhängt. Durch die Rückkopplung der Ausgangsspannung über die Gate-Source-Kapazität wird dabei auch berücksichtigt, dass sich das Rauschen abhängig von der Größe der Kapazitäten des Mikrofonchips, der Parasiten und des Mikrochipeingangs unterschiedlich stark am Ausgang auswirkt. Das Rauschen des Widerstands R_B wird hierbei vernachlässigt. Die Widerstände R_B und R_{V^*} werden folglich als rauschfrei im Modell implementiert.

Mit diesem stark vereinfachten elektrischen Schaltkreis kann der Einfluss der Signalauswertung auf die Qualität des Gesamtsystems aus Mikrofon und Auswerteelektronik berücksichtigt werden. Wie in Abb. 5.13 angedeutet, wird das Modell des Mikrochips an die elektrischen Klemmen des Membran-Stator-Modells angeschlossen. Auf diese Weise ist wiederum eine bidirektionale Kopplung zwischen der Ausleseschaltung und dem Membran-Stator-Modell möglich. Durch das Einbeziehen des Mikrochips in das Gesamtmodell kann das Zusammenspiel aus Mikrofon und Auswerteelektronik untersucht werden.

5.3 Implementierung des Mikrofonmodells

Die in Kapitel 5.2 vorgestellten mechanischen, fluidischen und elektrischen Teilmodelle werden nun implementiert und zu einem Gesamtmodell des Mikrofons zusammengefügt. In einer teilautomatisierten Prozedur werden zunächst die einzelnen Teilmodelle der Membran-Stator-Anordnung aufgestellt und in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk gekoppelt. Dazu wird die Mikrofongeometrie in vereinfachter Form aufgebaut und diskretisiert. Die zusätzlichen Modelle für das Gehäuse und den elektronischen Mikrochip zur Signalauswertung werden anschließend an das bestehende Netzwerk angehängt. Der Ablauf dieser teilautomatisierten Modellerstellung wird im Folgenden dargestellt.

5.3.1 Teilautomatisierte Erstellung des Membran-Stator-Modells

Für das zentrale Wandlerelement des Mikrofons, die Membran-Stator-Anordnung, werden die Modelle der einzelnen Energiedomänen aufgestellt und gekoppelt. Im Fall des fluidischen und elektrischen Modells beinhaltet dies fluidische und elektrische Netzwerke mit einer Vielzahl an Knoten abhängig von der Feinheit der Diskretisierung der Mikrofonstruktur. Die manuelle Erstellung und Verschaltung dieser Netzwerkmodelle kann daher bei komplexeren Geometrien beliebig aufwendig werden. Daher ist es sinnvoll die Modellerstellung soweit wie möglich zu automatisieren. Niessner hat dazu in [52] eine Routine in MATLAB entwickelt, die auf Basis einer Diskretisierung einer perforierten Struktur ein Finites Netzwerk für die Fluidik erstellt. Dabei werden Modellkomponenten aus einer Modellbibliothek entnommen, mit Material- und Geometrieparametern verknüpft und zu einem Netzwerk zusammengeschaltet. Dieses fluidische Netzwerk wird mit einem elektromechanischen Modell gekoppelt. Die automatisierte Modellerstellung kann mit einer grafischen Oberfläche gesteuert und verfolgt werden. Aufbauend auf der vorhandenen Modellbibliothek wurden die vorgestellten Modelle für das Silizium-Mikrofon in einer eigenen Modellbibliothek zusammengefasst. Die bestehende MATLAB-Routine wurde für die Erstellung der Mikrofonmodelle angepasst und erweitert. Der resultierende teilautomatisierte Ablauf zur Modellerstellung für die Silizium-Mikrofone ist in Abb. 5.14 veranschaulicht und besteht aus drei Schritten.

Schritt 1 beinhaltet die Geometriedefinition sowie die mechanische Modalanalyse der beweglichen Mikrofonmembran und die Diskretisierung der perforierten Statorstruktur. Die Modalanalyse der Membranbewegung wird mit dem kommerziellen Finite-Elemente-Simulator ANSYS [4] durchgeführt. Extrahiert werden die Eigenfrequenzen und die zugehörigen Eigenmoden. Diese werden im nächsten Schritt zur Erstellung des mechanischen Modells verwendet. Ebenfalls in ANSYS wird die Geometrie des perforierten Stators erstellt und diskretisiert. Die diskretisierten Geometriedaten dienen als Basis für das fluidische und elektrische Netzwerk und werden für die Modellerstellung exportiert. Zu beachten ist, dass für die Diskretisierung nur rechteckige Elemente verwendet werden dürfen, da die verwendete Routine zur teilautomatisierten Modellerstellung (siehe [52]) nur auf rechteckige Gitter ausgelegt ist. Für die konsistente

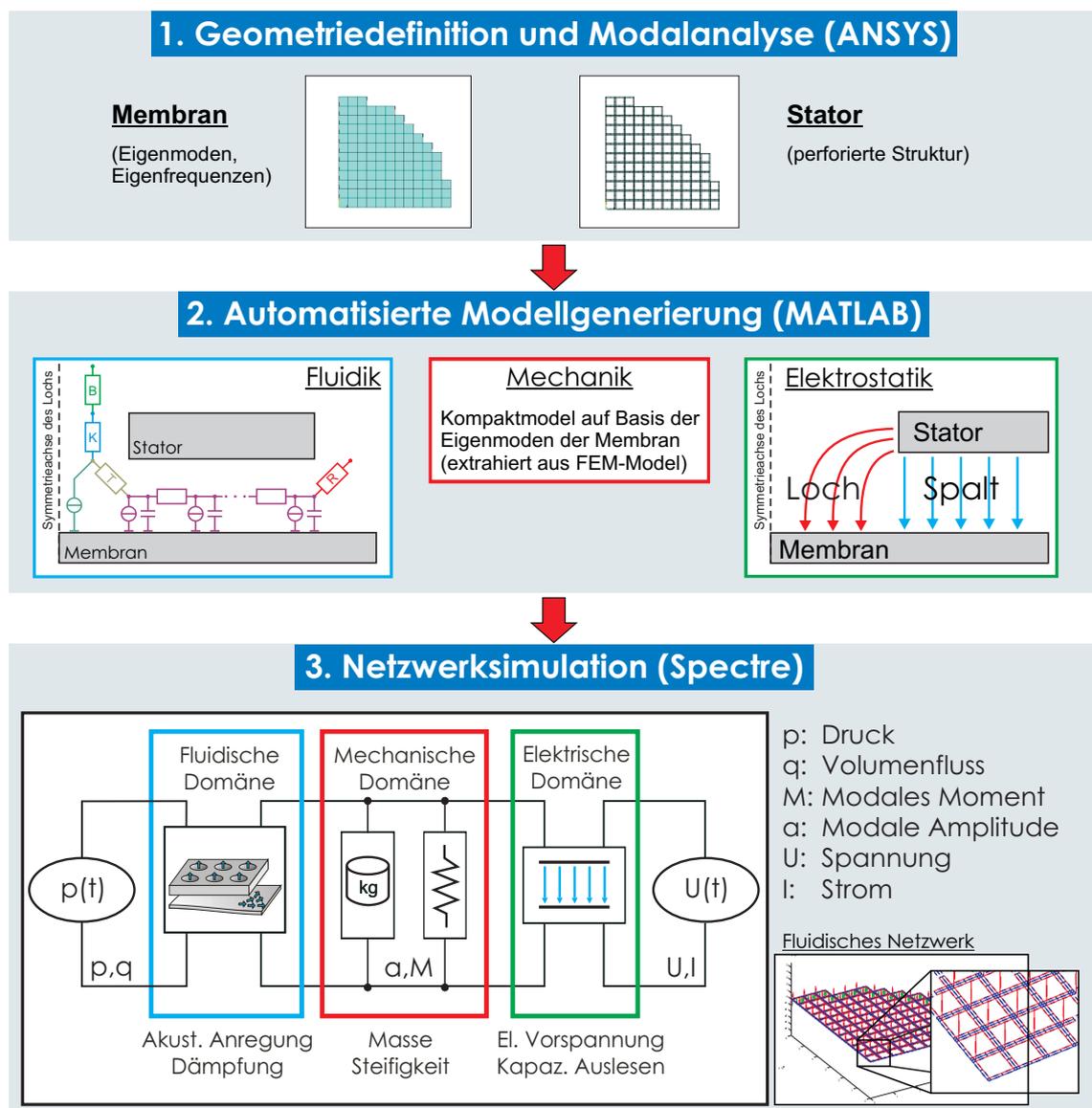


Abb. 5.14: Der Ablauf der teilautomatisierten Generierung des Mikrofonmodells auf Basis einer Modellbibliothek ist schematisch dargestellt.

Kopplung zwischen dem mechanischen und dem fluidischen bzw. elektrischen Modell wird zudem die Modenform an den Knotenpositionen der Statordiskretisierung benötigt. Dafür wird die extrahierte Modenform der Membran interpoliert und an den Knoten der Statordiskretisierung ausgewertet und gespeichert. Die Abläufe in Schritt 1 sind noch manuell anzustoßen, jedoch werden die Modalanalyse der Membran und die Geometrierstellung des Stators in ANSYS skriptbasiert gesteuert.

Die automatisierte Modellgenerierung auf Basis der Diskretisierung wird in Schritt 2 durchgeführt. Die parametrisierten mechanischen, fluidischen und elektrischen Modellkomponenten aus der Modellbibliothek werden automatisiert mit Material- und

Geometriedaten verknüpft und zu einem elektro-fluid-mechanischem Gesamtmodell zusammengeschaltet. Für die Mechanik der Mikrofonmembran wird das Kompaktmodell auf Basis der modalen Superposition unter Verwendung der ersten Eigenmode und Eigenfrequenz aufgebaut. Für die Fluidik wird das in Abb. 5.14 violett dargestellte Finite Netz auf Basis der diskretisierten Statorgeometrie aufgestellt, welches die Luftbewegung im Spalt beschreibt. Kompaktmodelle für die Perforationslöcher und die Randaussparungen des Stators werden an den entsprechenden Positionen eingefügt. Für das elektrische Modell werden ebenfalls basierend auf der Statordiskretisierung die entsprechenden Teilmodelle für die Segmente des Luftspalts und die Perforationslöcher erstellt und zu einem elektrischen Netzwerk verbunden. Die verteilten fluidischen und elektrischen Netzwerke werden nun mit dem mechanischen Membranmodell gekoppelt. Die notwendigen mechanischen Schnittstellen sind in den fluidischen und elektrischen Modellkomponenten bereits enthalten und werden mit dem mechanischen Kompaktmodell verbunden. Diese Schnittstellen beinhalten den lokalen Wert der Modenform, mit dessen Hilfe sie aus der modalen Amplitude (anliegende mechanische Potentialgröße) die lokale Auslenkung der Membran bestimmen. Dadurch wird die lokale Spalthöhe zwischen Membran und Stator, von der die fluidischen und elektrischen Modelle direkt abhängen, im Netzwerk dynamisch angepasst. Umgekehrt werden die fluidischen Dämpfungskräfte und die elektrostatischen Kräfte der einzelnen Modellkomponenten jeweils über den lokalen Wert der Modenform in ein modales Moment umgeformt. Da das modale Moment die Flussgröße der Mechanik darstellt, werden die einzelnen modalen Momente durch das Zusammenführen in einem mechanischen Knoten im Netzwerk aufaddiert. Auf diese Weise entsteht ein vollständig gekoppeltes elektro-fluid-mechanisches Modell, das das Verhalten der Membran-Stator-Anordnung in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk darstellt.

Das resultierende Netzwerk aus den drei bidirektional gekoppelten Energiedomänen in Abb. 5.14 Schritt 3 kann nun in einem Standard-Netzwerksimulator numerisch berechnet werden. In dieser Arbeit wird der Simulator Spectre [12] aus der Entwicklungsumgebung für analoge Schaltungen von Cadence [11] verwendet. Dies erlaubt zum einen die Untersuchung des Mikrofonbetriebs mit akustischer Anregung. So kann etwa die Membran durch die Druckvariation $p(t)$ einer Schallwelle in Bewegung versetzt und das resultierende Ausgangssignal $U(t)$ aufgrund der Kapazitätsänderung bestimmt werden. Gleichzeitig berücksichtigt das gekoppelte Netzwerk auch die zusätzlichen, durch die Membranschwingung induzierten Luftbewegungen, die wiederum eine Kraftwirkung auf die Membran entfalten und deren Bewegung dämpfen. Dasselbe gilt auch für die elektrische Domäne. So beeinflusst die Membranbewegung das elektrische Ausgangssignal, umgekehrt beeinflusst die am Mikrofon anliegende Spannung durch elektrostatische Kräfte aber auch die Membranbewegung. Neben dem typischen Mikrofonbetrieb kann das Modell daher auch Testsituationen nachstellen. Zur Charakterisierung der Mikrofone wird beispielsweise häufig ein elektrisches Spannungssignal zur Anregung verwendet, da dies einfacher bereitgestellt werden kann als eine akustische Anregung. Die entstehende elektrostatische Kraft induziert eine Membranbewegung, die wiederum durch die fluidischen Effekte gedämpft wird. Auch diese Experimente können mit dem gekoppelten Netzwerk auf Systemebene virtuell abgebildet werden. Dies eröffnet

vielfältige Möglichkeiten, die beitragenden Effekte aus verschiedenen Blickwinkeln zu betrachten und das Verhalten des Mikrofons im Detail zu untersuchen.

5.3.2 Diskretisierung der Membran- und Statorgeometrie

Bei der Aufstellung der Modellgleichungen in Kapitel 5.2 wurden signifikante Vereinfachungen getroffen, um die Komplexität des Wandlermodells zu reduzieren. Doch vor allem die Statorgeometrie mit mehr als zehntausend Perforationslöchern führt weiterhin zu einer großen Zahl an Freiheitsgraden im Modell. Durch Ausnutzen der Symmetrie in der Mikrofongeometrie kann jedoch die Anzahl der benötigten Freiheitsgrade weiter reduziert werden. Naheliegend ist die Reduzierung der Mikrofongeometrie auf ein Viertel der Grundfläche, wie in Abb. 5.14 Schritt 1 angedeutet ist. Diese Viertelstruktur enthält jedoch immer noch mehrere tausend Perforationslöcher. Für den kreisförmigen Querschnitt des Mikrofons, lässt sich die Simulationsstruktur auch auf beliebige Kreissektoren reduzieren. Aufgrund der Aussparungen an der Randaufhängung des Stators wird ein Kreissektor mit einem Winkel von $3,75^\circ$ gewählt. Dieser Kreissektor, der gerade eine halbe Aufhängung und eine halbe Aussparung enthält, ist in Abb. 5.15 dargestellt.

Eine der Schwierigkeiten bei der Implementierung der Membran- und Statorgeometrie ist die Beschränkung auf rechteckige Elemente bei der Diskretisierung (siehe Kapitel 5.3.1). Die detailgetreue Berücksichtigung runder Lochgeometrien sowie die Abbildung eines schmalen Kreissektors sind mit rechteckigen Elementen nicht exakt möglich. Aufgrund dieser nicht zu erfüllenden Anforderungen wurden Testsimulationen mit dem entwickelten Systemmodell des Wandlerelements durchgeführt, um zulässige Vereinfachungen der Wandlergeometrie herauszuarbeiten.

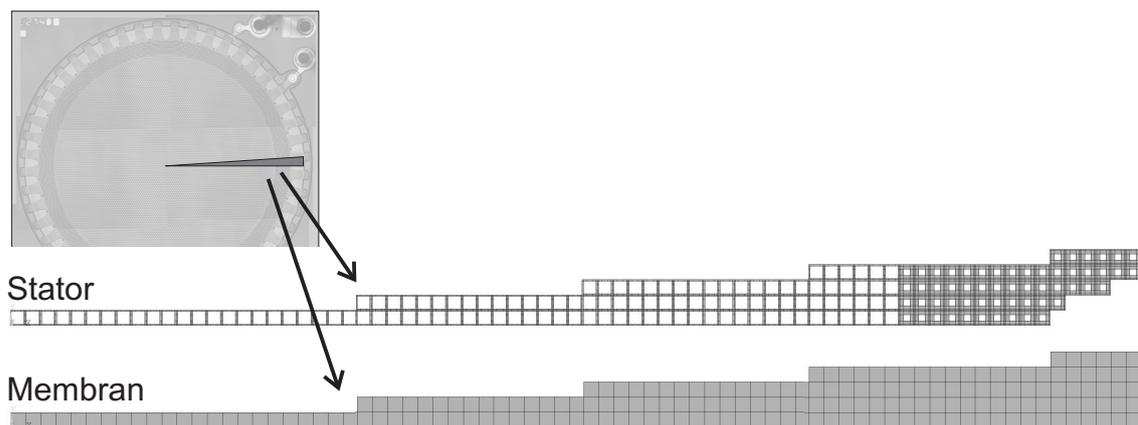


Abb. 5.15: Vereinfachung der Membran- und Statorgeometrie zur Reduzierung der Freiheitsgrade.

Folgende Vereinfachungen haben sich dabei herauskristallisiert:

- Anstelle der runden Löcher wurden flächenäquivalente, rechteckige Lochflächen im Stator implementiert (siehe Abb. 5.15). Das Simulationsgebiet im Spaltbereich zwischen Membran und Stator kann durch die rechteckigen Aussparungen für Löcher mit wenigen Elementen diskretisiert werden. Für die Löcher selbst werden bei der Modellgenerierung jedoch die Kompaktmodelle für runde Löcher eingefügt, um die Luftströmung durch den Stator adäquat abzubilden. Diese Näherung ist für die betrachteten Mikrofone gerechtfertigt, da die Stege des Stators sehr dünn sind und aufgrund des hohen Perforationsgrads im Vergleich zu den Löchern den geringeren Beitrag liefern.
- Die hexagonale Anordnung der Löcher wurde durch eine rechteckige Anordnung mit gleicher Lochgröße und gleichem Perforationsgrad ersetzt. Dies vereinfacht den Implementierungsaufwand enorm. Gleichzeitig haben Vergleichssimulationen mit der aufwendigeren hexagonalen Lochanordnung keinen nennenswerten Unterschied in den Resultaten ergeben. Auf diese Weise lässt sich die Statorgeometrie aus quadratischen Einheitszellen mit einem Loch in dessen Zentrum aufbauen.
- Die schmalen Kreissektoren werden aus den quadratischen Einheitszellen aufgebaut. Dadurch ergibt sich der treppenförmige Verlauf, der in Abb. 5.15 dargestellt ist. Trotz dieser recht grob wirkenden Vereinfachung hat der Vergleich mit Viertelstrukturen eine gute Übereinstimmung ergeben. Aufgrund der um etwa Faktor 24 reduzierten Zahl an Freiheitsgraden im Vergleich zur Viertelstruktur wurden die schmalen Kreissektoren für die Simulation der Mikrofonmembran und des Stators verwendet.

Aus den getroffenen Vereinfachungen resultieren die in Abb. 5.15 dargestellten Geometrien für das Membran- und das Statormodell. Für die mechanische Modalanalyse wird zuerst die Poly-Silizium-Membran dreidimensional aufgebaut. Der Außenrand wird fest eingespannt und an den Symmetrieflächen des Modells wird jeweils der Freiheitsgrad für die laterale Bewegung senkrecht zum Zellrand auf null gesetzt. Vertikale Bewegungen und Verschiebungen entlang des Zellrands sind damit weiterhin möglich. Danach wird die intrinsische Zugspannung der Poly-Silizium-Schicht aufgegeben. Auf die Bestimmung der intrinsischen Schichtspannung wird bei Kalibrierung des Modells in Kapitel 5.4.1 eingegangen. Mit dem resultierenden 3D-Modell wird eine Modalanalyse durchgeführt und die Eigenmoden berechnet. Dabei ist zu beachten, dass aufgrund der Symmetrienausnutzung nur die Eigenmoden der Membran berechnet werden, die diese Symmetrie ebenfalls aufweisen. Für den Normalbetrieb des Mikrofons wird allerdings nur die Grundmode der Membran verwendet, die auf diese Weise zuverlässig berechnet wird.

Die Statorgeometrie ist aus den quadratischen Lochzellen mit großen Löchern im Zentrum und mit kleinen Löchern im Randbereich aufgebaut. Auch die Aussparung am Rand des Stators ist erkennbar. Da für das fluidische Modell des Luftspalts eine zweidimensionale Näherung verwendet wird, wird die Statorgeometrie selbst nur zweidimensional erstellt, diskretisiert und exportiert. Die Dicke des Stators wird im

weiteren Verlauf als Parameter in den Kompaktmodellen für Perforationslöcher ins Modell eingefügt. Die Diskretisierung der Lochzellen ist bewusst so gewählt worden, dass beim Übergang von Zellen mit großen zu Zellen mit kleinen Löchern die Knoten an der Grenzfläche zusammenfallen und sich ein durchgängiges rechteckiges Gitter ergibt. Die Simulationsumgebung ANSYS wird hierbei nur zur Erstellung der diskretisierten Geometrie verwendet, ohne deren Fähigkeiten zur Simulation auf kontinuierlicher Feldebene zu verwenden. Da ANSYS effiziente Methoden zur Gittererstellung enthält und diese in gleicher Weise wie die Membrangeometrie exportiert werden können, bietet sich diese Vorgehensweise an. Bei der Extraktion der Geometrie werden die Ränder für den Außenrand, die Symmetrieschnittflächen und die Aussparungen der Statorgeometrie entsprechend gekennzeichnet, damit bei der automatisierten Modellgenerierung nur im Bereich der Aussparung fluidische Randwiderstände angeschlossen werden, die den Abfluss von Luft am Rand der Struktur nachbilden.

Nach diesen Voruntersuchungen stehen die Geometrie der Membran und des Stators in diskretisierter Form sowie die mechanische Eigenfrequenz der Membran in der Grundschwingung und die zugehörige Eigenmode zur Verfügung. Ausgehend von diesen Daten werden die entsprechenden Geometrieparameter für die mechanischen, fluidischen und elektrischen Teilmodelle extrahiert, den entsprechenden Modellen zugeordnet und das Mikrofonmodell aufgestellt. Aufgrund der Ausnutzung der Symmetrie wird nur ein Teil der tatsächlichen Mikrofonstruktur berechnet. Bei der Kopplung des Membran-Stator-Modells an die Modelle für Gehäuse und Mikrochip ist dies entsprechend zu berücksichtigen.

5.3.3 Implementierung der Modelle für das Gehäuses und den Mikrochip

Das elektro-fluid-mechanische Netzwerkmodell aus Schritt 3 der teilautomatisierten Modellgenerierung des vorherigen Abschnitts beschreibt das zentrale Wandlerelement des Mikrofons: die Membran-Stator-Anordnung. Neben dem eigentlichen Wandlerelement gilt es, die Effekte des Gehäuses und der Auswerteelektronik in das Gesamtmodell zu integrieren. Zu diesem Zweck können das fluidische Modell für die akustischen Gehäuseeffekte und das elektrische Modell für die Auswerteelektronik direkt an den fluidischen bzw. elektrischen Teil des Membran-Stator-Modells angeschlossen werden. Die Kopplung ist in Abbildung 5.16 veranschaulicht. Das Modell des Gehäuses beschreibt den Einfluss des Schalleintritts, des Rückvolumens und des Ventilationspfads auf den Schalldruck an der Membran und gibt die an der Membran-Stator-Anordnung anliegende Druckdifferenz an das zentrale Wandlerelement weiter. Umgekehrt wird von der Membran-Stator-Anordnung der Luftstrom in die Kavität durch die Membranbewegung und der Luftstrom durch den Stator ins Rückvolumen eingepreßt. In gleicher Weise wird auch das Modell des Mikrochips gekoppelt. Es nimmt das an der aktiven Kapazität des Wandlers (Kondensatoranordnung aus Membran und Stator) anliegende Spannungssignal auf und beschreibt die Signalwandlung in der ersten Verstärkerstufe. Auch hier ist die bidirektionale Wechselwirkung der Auswerteelektronik mit der Membran-Stator-Anordnung im Modell

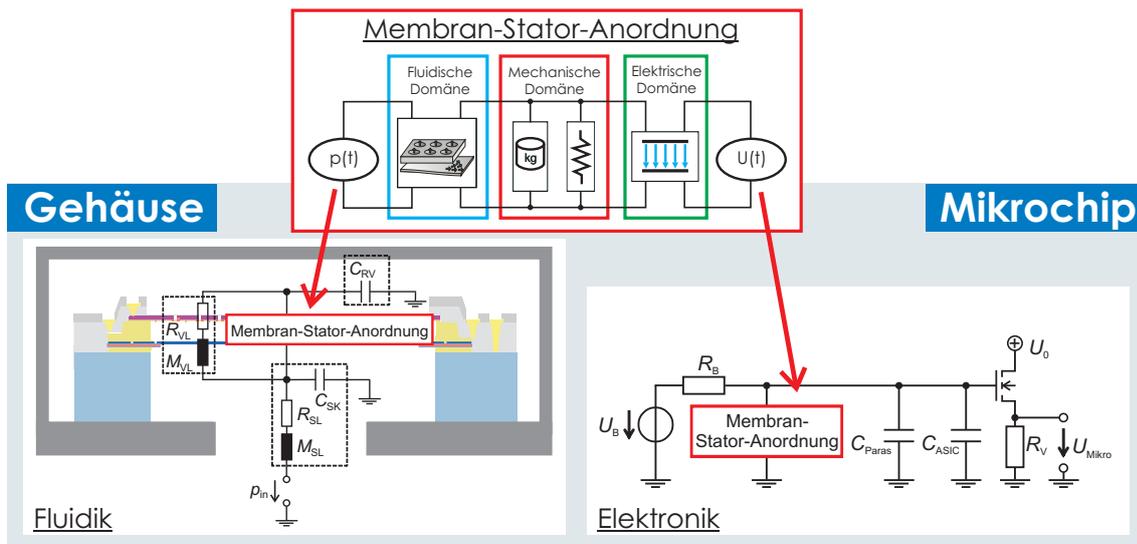


Abb. 5.16: Kopplung des Gehäuse- und Mikrochipmodells mit der Membran-Stator-Anordnung.

enthalten. Die aktive Membran-Stator-Kapazität tauscht mit den parasitären Kapazitäten und der Eingangskapazität des elektronischen Mikrochips Ladungen aus, welche die resultierende Ausgangsspannung des Mikrochips beeinflussen. All diese Wechselwirkungen werden im Systemmodell durch die Kopplung der Kompaktmodelle für das Gehäuse und den Mikrochip mit dem jeweils entsprechenden Netzwerk des zentralen Wandlerelements berücksichtigt. Das entwickelte Mikrofonmodell ermöglicht somit die Simulation des Signalpfades vom Schalldruck an der Eintrittsöffnung bis zum vorverstärkten elektrischen Ausgangssignal auf Systemebene und beinhaltet dabei auch die Rückwirkung der einzelnen Komponenten aufeinander.

5.4 Kalibrierung und Validierung des Mikrofonmodells

Das komplexe Zusammenspiel der unterschiedlichen physikalischen Effekte im Silizium-Mikrofon bedingt ein besonderes Augenmerk auf die sorgfältige Kalibrierung und Validierung der Teilmodelle. Die einzelnen Effekte sollen dazu getrennt voneinander untersucht werden. Bei der Vielzahl an Effekten ist die Separierung der verschiedenen Vorgänge im Mikrofon jedoch nicht immer einfach zu realisieren. Daher wurden speziell geeignete Messungen durchgeführt und mit der Simulation verglichen. Diese werden im Folgenden aufgezeigt und erläutert. Zuerst wird die intrinsische Verspannung der Membran im mechanischen Modell kalibriert. Darauffolgend werden die Komponenten des elektrischen Netzwerkmodells durch Finite-Elemente-Simulationen überprüft. Auf eine separate Kalibrierung des fluidischen Modells wird verzichtet, da die verwendeten Modelle in [67, 65, 52] bereits für eine Vielzahl an Geometrien kalibriert wurden. Im Rahmen der anschließenden Validierung des Gesamtmodells wird jedoch auch das fluidische Modell überprüft.

5.4.1 Kalibrierung des mechanischen Teilmodells

Zuerst wird auf die Kalibrierung des mechanischen Verhaltens der Mikrofonmembran eingegangen. Aufgrund der durchgehenden Einspannung am Rand wird die Nachgiebigkeit der Membran vornehmlich von der prozessbedingten, intrinsischen Zugspannung der Poly-Silizium-Schicht bestimmt. Dazu wird die mechanische Nachgiebigkeit aus der Messung der Membranresonanz extrahiert. Bei der Resonanzmessung muss jedoch beachtet werden, dass die erste Resonanzfrequenz unter Normaldruck nicht der gewünschten mechanischen Eigenfrequenz der Membran entspricht. Unter Normalbedingungen schwingt im relevanten Frequenzbereich die Luft im Schallloch gleichphasig mit der Mikrofonmembran. Die Masse der schwingenden Luftsäule liegt dabei in derselben Größenordnung wie die der Mikrofonmembran und führt zu einer deutlich niedrigeren ersten Resonanz des Mikrofons. Da diese erste Resonanz idealerweise knapp oberhalb des akustischen Frequenzbereichs (20 Hz bis 20 kHz) liegen soll, muss sich die mechanische Eigenfrequenz der Membran deutlich oberhalb von 20 kHz befinden. Um den Effekt der mitschwingenden Luftmasse auszublenden, wird die Messung der mechanischen Eigenfrequenz der Membran unter Vakuumbedingungen durchgeführt. Das Mikrofon wird in einer Vakuumkammer unterhalb eines Sichtfensters platziert und elektrisch kontaktiert. Über eine zwischen Membran und Stator angelegte Spannung wird die Membran angeregt und ihre Bewegung durch das Sichtfenster mit dem Laser-Doppler-Vibrometer aufgezeichnet. Als Anregung wurde weißes Rauschen (Rauschsignal mit konstanter spektraler Dichte) gewählt, um eine möglichst breitbandige Anregung sicherzustellen. Alternativ kann auch ein sogenanntes „Chirp“-Signal (Sinussignal mit kontinuierlich ansteigender Frequenz) für die Messung verwendet werden. Da sowohl positive wie negative Spannungen jeweils zu einer Anziehung der Membran in Richtung Stator führen, wird das Signal mit einem Offset in Höhe der Signalamplitude versehen. Für kleine Signalamplituden kann die Anregung der Membran als näherungsweise proportional zum angelegten Spannungssignal angenommen werden. Das Geschwindigkeitsspektrum der Membranschwingung ist in Abbildung 5.17 für eine Messung bei 0,1 mbar abgebildet. Aufgrund der bei diesem Druck sehr geringen fluidischen Dämpfung bildet sich eine deutliche Resonanzüberhöhung aus, mit deren Hilfe die Eigenfrequenz der Membran sehr genau bestimmt werden kann. Wie erwartet befindet sich die Eigenfrequenz des Mikrofons mit 55,5 kHz deutlich oberhalb des akustischen Frequenzbereichs. Mithilfe der inversen Modellierung kann die intrinsische Schichtspannung in der Modalanalyse so eingestellt werden, dass die Eigenfrequenz der Membran in Simulation und Messung übereinstimmt. Da die gemessene Vakuumresonanz der Membran selbst als Parameter in das mechanische Modell eingeht und die Modenform nicht von der intrinsischen Schichtspannung abhängt, kann die gemessene Eigenfrequenz der Membran direkt im mechanischen Modell eingestellt werden, ohne erst die Schichtspannung bestimmen zu müssen.

Durch die Messung unter Vakuumbedingungen kann die Mechanik der Membran unabhängig von Luftbewegungen im Mikrofon sehr genau bestimmt werden. Dies spielt für die weitere Kalibrierung der Modelle eine wichtige Rolle, da das mechanische Verhalten der Membran die weiteren Testmessungen stets signifikant beeinflusst.

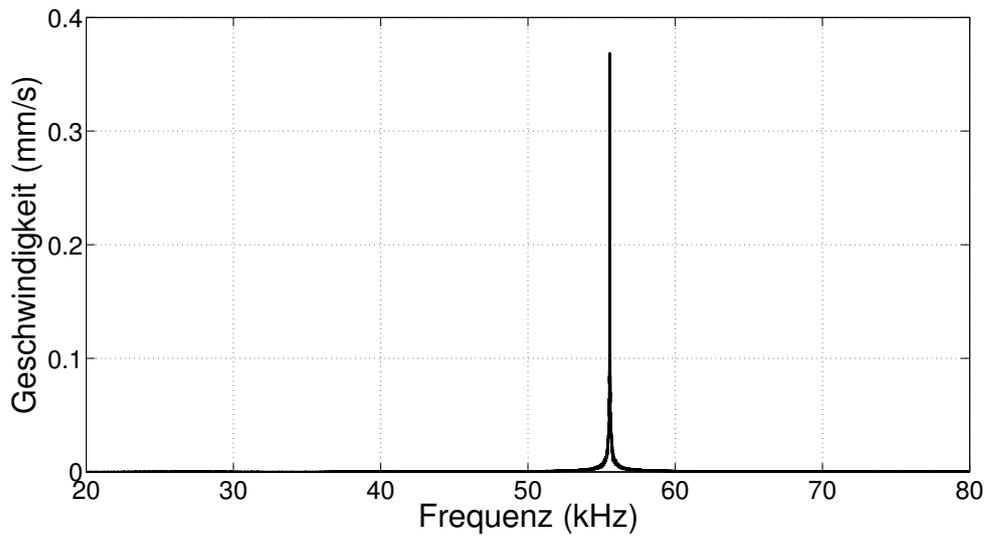


Abb. 5.17: Messung der Resonanzfrequenz der Membran unter Vakuumbedingungen (d.h. einem Umgebungsdruck von 0,1 mbar).

5.4.2 Überprüfung des elektrischen Teilmodells

Als nächstes wird das elektrische Modell validiert. Darin sind vor allem die Kapazitätsänderung aufgrund der Membranbewegung und die auftretenden elektrostatischen Kräfte auf die Membran von Bedeutung. Sowohl die Kapazität als auch die elektrostatischen Kräfte hängen von der elektrischen Feldverteilung im Luftspalt zwischen Membran und Stator ab. Die auftretenden Randfeldeffekte spielen bei derart hoch perforierten Strukturen eine maßgebliche Rolle und müssen daher ebenfalls genau überprüft werden. Grundsätzlich sind für die Kalibrierung und Validierung stets Messungen zu bevorzugen, da diese das tatsächliche Verhalten widerspiegeln. Kapazitäten in der Größenordnung der Membran-Stator-Kapazität (ca. 3 pF) sind jedoch messtechnisch nur schwer mit hoher Genauigkeit zu erfassen, da die parasitären Kapazitäten der Zuleitungen im Messaufbau eine ähnliche Größenordnung besitzen. Aus diesem Grund werden für die Überprüfung der elektrischen Kompaktmodelle elektrostatische Simulationen auf kontinuierlicher Feldebene mit dem Simulator COMSOL Multiphysics [19] durchgeführt. Anhand der durchgeführten Vergleichssimulationen wird die Genauigkeit der elektrischen Kompaktmodelle gezeigt und der Gültigkeitsbereich der Modelle ausgelotet.

Das zu diesem Zweck entworfene FE-Modell ist in Abb. 5.18 dargestellt. Es umfasst, wie in der enthaltenen Skizze veranschaulicht, ein Perforationsloch und den Spaltbereich, der das Loch umrandet. Da die Löcher eine kreisförmige Grundfläche besitzen, kann die Simulation einer Lochzelle zweidimensional achsensymmetrisch ausgeführt werden. Die Abmessungen wurden dabei so gewählt, dass der Perforationsgrad der Lochzelle dem des Stators entspricht. Der Luftraum, in dem die elektrische Feldverteilung bestimmt wird, ist nach unten von der Membran begrenzt und nach oben offen. Auch oberhalb des Stators wird ein ausreichend großes Gebiet mitberücksichtigt,

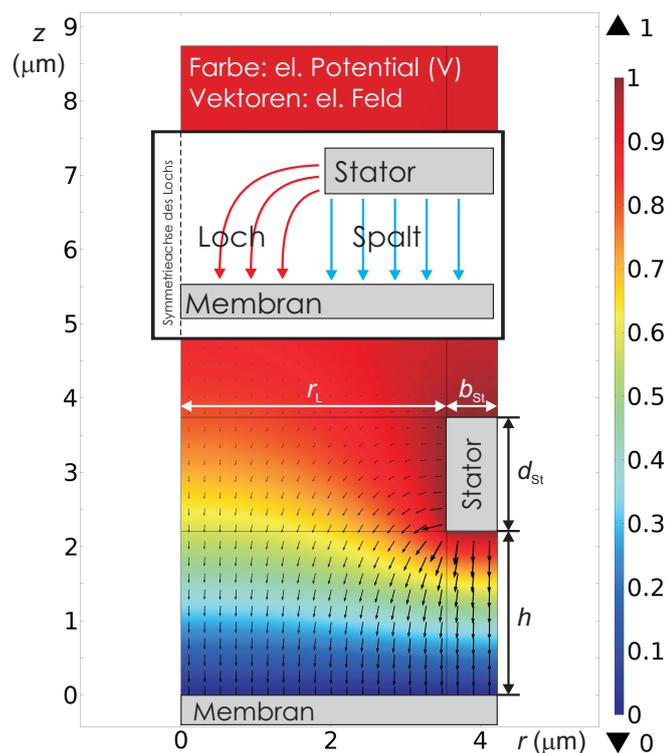


Abb. 5.18: Finite-Elemente-Modell einer Lochzelle zur Kalibrierung der elektrischen Feldverteilung.

damit die dort gewählten Randbedingungen keinen Einfluss auf den relevanten Spalt- und Lochbereich haben. Zur Berechnung der Felder wird der Stator auf 1 V und die Membran auf Referenzpotential (0 V) gelegt. An den lateralen Rändern des Modells gelten Symmetrierandbedingungen, die keine Felder normal zum Rand erlauben. Auch für die obere Begrenzung wurden keine Felder normal zum Rand zugelassen. Die Contour-Darstellung in Abb. 5.18 zeigt die numerisch berechnete Potentialverteilung. Die schwarzen Pfeile veranschaulichen das sich in der Anordnung ausbildende elektrische Feld. Zu erkennen sind das näherungsweise homogene Feld im Spaltbereich und die Randfelder innerhalb des Perforationslochs. Anhand des numerisch berechneten elektrischen Felds können aus der Simulation die Kapazität des Spalt- sowie des Lochbereichs bestimmt und die auf das jeweilige Membranstück wirkende elektrostatische Kraft extrahiert werden. Diese Größen werden mit den entsprechenden Kompaktmodellen verglichen. Die Geometrie des Simulationsmodells selbst ist parametrisiert aufgebaut, um den Gültigkeitsbereich des Modells ausloten zu können. Aufgrund des kleinen Simulationsgebiets (eine Lochzelle) und das Ausnutzen der Achsensymmetrie ergeben sich für diese elektrostatischen FE-Simulationen sehr kurze Rechenzeiten. Dadurch können entsprechende Parameterstudien zeiteffizient durchgeführt werden.

Zunächst wird die Kapazität der Lochzelle als Vergleichsgröße herangezogen. Die in den Parameterstudien extrahierten Kapazitätswerte der Lochzelle sind in Abb. 5.19 dargestellt und mit den elektrischen Kompaktmodellen verglichen. Dabei wird der

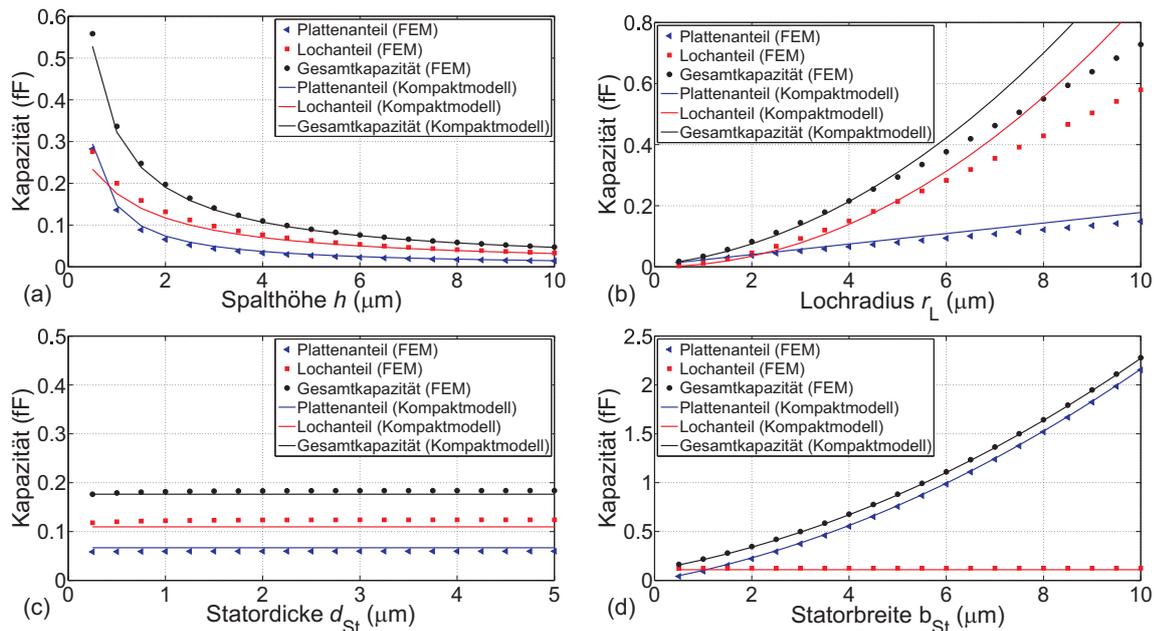


Abb. 5.19: Elektrische Kapazität einer Lochzelle in Abhängigkeit verschiedener Geometrieparameter: Vergleich des Kompaktmodells mit der FE-Simulation.

Plattenanteil im Luftspalt selbst in blau, der Lochanteil durch die Randfelder in rot und die Gesamtkapazität der Lochzelle in schwarz dargestellt. Die als Punkte eingezeichneten Werte entsprechen den Ergebnissen der elektrostatischen FE-Simulation und die durchgezogenen Linien den Ergebnissen der zugehörigen Kompaktmodelle. Abb. 5.19(a) zeigt die Kapazität bei Variation der Spalthöhe h . Auf den ersten Blick ist die gute Übereinstimmung von Kompakt- und FE-Modell erkennbar. Bei genauerem Hinsehen fällt auf, dass der Plattenbereich im Kompaktmodell leicht überschätzt und der Lochbereich leicht unterschätzt wird. Dieser Effekt kann anhand der detaillierten Simulationsergebnisse in Abb. 5.18 nachvollzogen werden. Bereits am Innenrand des Plattenbereichs wird das elektrische Feld in Richtung des Lochs aufgrund der Randeffekte abgelenkt. Dadurch ist das Feld dort kleiner als von der Plattenkondensatornäherung prognostiziert. Dieser Effekt wird im Randfeldmodell berücksichtigt. In der Gesamtkapazität kompensieren sich diese Effekte, wodurch eine sehr gute Übereinstimmung erzielt wird. Lediglich für sehr kleine Spalthöhen sind relevante Abweichungen erkennbar. Der Grund hierfür wird in Abb. 5.19(b) deutlich.

Abb. 5.19(b) zeigt die Abhängigkeit der Kapazität von dem Lochradius r_L bei konstantem Perforationsgrad. Im Bereich von Lochradien unter $5 \mu\text{m}$ zeigt sich ein ähnliches Bild. Der Plattenbereich wird vom Kompaktmodell leicht über- und der Lochbereich unterschätzt. Die Gesamtkapazität wird dadurch sehr gut wiedergegeben. Im Bereich oberhalb von $5 \mu\text{m}$ treten jedoch signifikante Abweichungen auf, die vor allem den Lochbereich betreffen. Ursache ist die im Kompaktmodell angenommene Proportionalität der Randfeldkapazität zur Lochfläche. Wird der Lochradius jedoch groß gegenüber dem Spaltabstand, verteilen sich die Randfelder nicht mehr im gesamten Loch, sondern konzentrieren sich in dessen Randbereich. Dies zeigt sich an der numerisch berechneten

Randfeldkapazität, die für große Löcher näherungsweise linear mit dem Lochradius und damit mit dem Lochumfang ansteigt. Dieser Effekt ist im Kompaktmodell nicht abgebildet und begrenzt den Gültigkeitsbereich des elektrostatischen Lochmodells für Randfelder. Auf die Ausdehnung des Gültigkeitsbereichs auf sehr große Löcher bzw. sehr kleine Spaltabstände wurde verzichtet, da der vorhandene Bereich für die Modellierung der Mikrofonegeometrien ausreicht. Der beschriebene Effekt ist auch für die Abweichung in Abb. 5.19(a) bei sehr kleinen Spalthöhen verantwortlich.

Abb. 5.19(c) stellt die Kapazität der Lochzelle für verschiedene Statorstärken d_{St} gegenüber. Da im Kompaktmodell die Statorstärke nicht enthalten ist, sind die Werte (durchgezogene Linien) konstant. Die Werte der FE-Simulationen sind ebenfalls über fast den gesamten betrachteten Bereich nahezu konstant. Nur für sehr dünne Statoren nehmen die Randfelder geringfügig ab. Auch in diesem Vergleich ist wieder die leichte Überschätzung des Platten- und Unterschätzung des Lochbereichs zu erkennen. Neben der guten Übereinstimmung des Kompaktmodells über einen großen Dickenbereich, kann die Erkenntnis gewonnen werden, dass die Kapazität der Anordnung tatsächlich nur wenig von der Statorstärke abhängt. Demnach können bei der Wahl der Statorstärke elektrische Betrachtungen außer Acht gelassen werden.

Zuletzt werden in Abb. 5.19(d) die Kapazitätswerte des Kompaktmodells sowie der FE-Simulation für unterschiedliche Statorbreiten b_{St} bei konstantem Lochradius r_L betrachtet. Der Lochanteil bleibt hier stets gleich während der Plattenanteil mit zunehmender Statorbreite steigt. Im betrachteten Bereich zeigt auch dieser Versuch die gute Übereinstimmung des Kompaktmodells mit den elektrostatischen Vergleichssimulationen auf kontinuierlicher Feldebene.

Neben der Kapazitätsänderung durch die Membranbewegung werden im elektrischen Modell die elektrostatischen Kräfte auf die Membran bestimmt. Da die auf die Membran wirkende Kraft aus der Kapazitätsänderung der Membran-Stator-Anordnung berechnet wird, kann der Gültigkeitsbereich der Kapazitätsmodelle auf den der elektrostatischen Kraft übertragen werden. Exemplarisch ist der Vergleich der auf den Membranteil einer Lochzelle wirkenden Kraft in Abb. 5.20 gezeigt. Die Ergebnisse der FE-Berechnung sind wiederum als Punkte und die der Kompaktmodelle als durchgezogene Linien eingezeichnet. Blau stellt den Anteil des Spaltbereichs, rot den Anteil der Randfelder im Loch und schwarz die Summe aus beiden Bereichen dar. Die elektrostatische Kraft steigt, wie erwartet, mit kleiner werdender Spalthöhe stark an. Die oben bereits erläuterte Über- bzw. Unterschätzung des Platten- bzw. Lochanteils ist auch im Vergleich der elektrostatischen Kraft zu erkennen. Auch hier kompensiert sich dieser Effekt im Gesamtmodell, welches eine gute Übereinstimmung mit den numerischen Berechnungen zeigt. Nur bei sehr kleinen Spalthöhen zeigen sich die bereits behandelten Schwächen im Modell der Randfelder innerhalb des Perforationslochs.

Die von mechanischen und fluidischen Effekten entkoppelte Überprüfung mit Hilfe von FE-Simulationen zeigt die hohe Genauigkeit der elektrischen Kompaktmodelle. Die Kapazität und die elektrostatische Kraftwirkung einzelner Lochzellen werden über einen weiten Parameterbereich sehr gut nachgebildet. Nur bei im Vergleich zum Plattenabstand großen Lochradien werden die Verhältnisse im Perforationsloch durch das Kompaktmo-

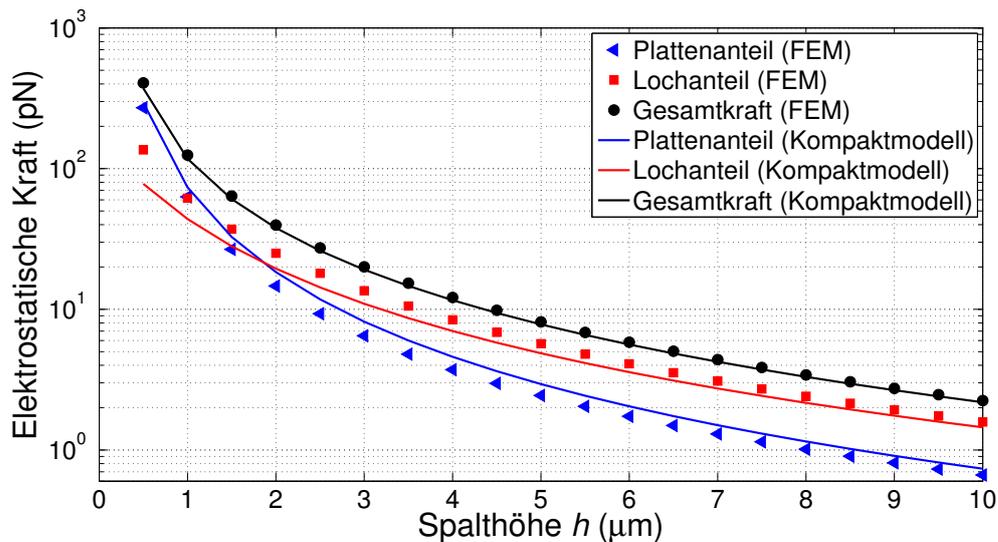


Abb. 5.20: Elektrostatische Kraftwirkung einer Lochzelle auf die Membran: Vergleich des Kompaktmodells mit der FE-Simulation.

dell nur noch unzureichend widerspiegelt. Diese Grenze des Gültigkeitsbereichs ist bei der Anwendung des elektrostatischen Modells stets zu beachten. Der noch ausstehende Vergleich mit Messungen wird bei der Validierung des Gesamtmodells im folgenden Abschnitt durchgeführt.

5.4.3 Validierung des Gesamtmodells

Nach der separaten Betrachtung des mechanischen und elektrischen Modells und der bereits in [67, 65, 52] durchgeführten Kalibrierung des fluidischen Modells wird nun das gekoppelte elektro-fluid-mechanische Verhalten des Mikrofonmodells betrachtet und mit Messungen verglichen. Dazu werden speziell ausgewählte Messungen herangezogen, die einen aussagekräftigen Vergleich des Mikrofonmodells mit den zur Verfügung stehenden Testmikrofonen ermöglichen. Zunächst wird zur Validierung des elektromechanischen Verhaltens die elektrostatische Anziehung der Membran-Stator-Anordnung untersucht. Dazu wird zwischen Stator und Membran eine Dreiecksspannung angelegt, die ausgehend von 0 V linear erhöht wird, bis die Membran aufgrund der elektrostatischen Anziehungskraft gegen den Stator prallt (Kollaps). Danach wird die Spannung wieder linear auf 0 V reduziert. Die Membran löst sich vom Stator und gelangt wieder in ihre Ruhelage. Die Frequenz der angelegten Dreiecksspannung wird dabei so niedrig gewählt, dass dynamische Vorgänge aufgrund der Trägheit von Membran und Luftmassen keinen Einfluss auf die Membranauslenkung haben. Gleichzeitig wird die Frequenz jedoch so groß gewählt, dass die Messfehler des Laser-Doppler-Vibrometers aufgrund der Drift im Wegsignal (siehe Kapitel 3.3.2) nicht zu groß werden. Abb. 5.21 zeigt in schwarz die gemessene Auslenkung im Zentrum der Membran bei einer angelegten Dreiecksspannung mit einer Frequenz von 10 Hz. Zur Minimierung von Messfehlern

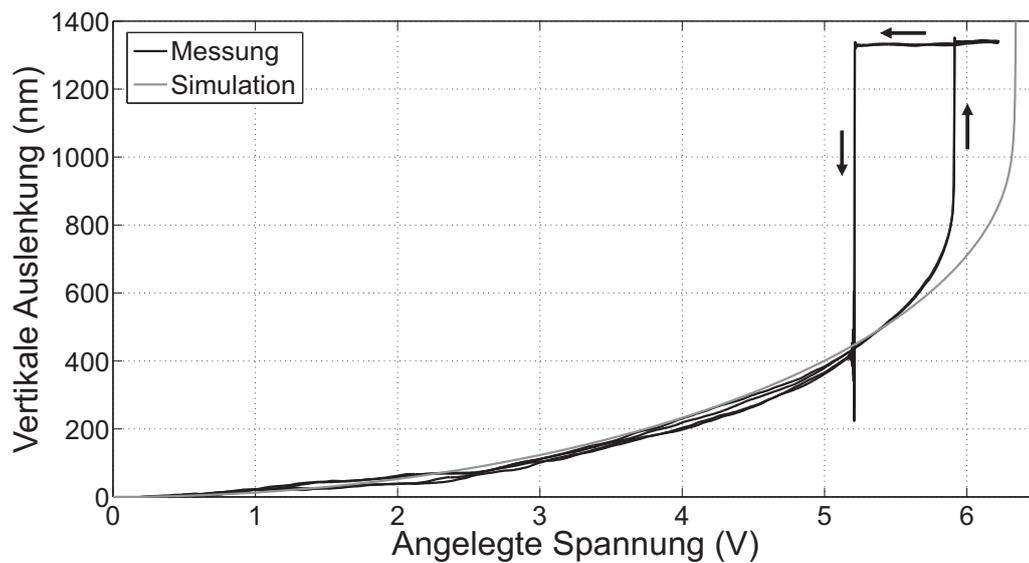


Abb. 5.21: Quasistatische Membranauslenkung in Abhängigkeit der angelegten Spannung: Vergleich von Messung und Simulation.

ist das Messergebnis bereits über 20 Zyklen gemittelt. Dennoch sind zwei Messdurchläufe übereinander aufgetragen, um den auftretenden Drift im Auslenkungssignal zu veranschaulichen. Aufgrund der nichtlinearen Abhängigkeit der elektrostatischen Kraft von der aktuellen Spalthöhe nimmt die elektrische Anziehung so stark zu, dass sich mechanische Rückstellkraft und elektrische Anziehung nicht mehr ausgleichen und die Membran gegen den Stator prallt. Bei der Reduzierung der Spannung bleibt die Membran auch bei niedrigeren Spannungen noch am Stator haften, da der Spaltabstand in diesem Zustand sehr klein ist und die elektrische Anziehung auch bei niedrigeren Spannungen die Membran halten kann. Unterschreitet die elektrische Kraft jedoch die mechanische Rückstellkraft, kehrt die Membran wieder in den Gleichgewichtszustand aus elektrischer und mechanischer Kraft zurück. In grau ist der simulierte Verlauf des Kollapsversuchs für die steigende Flanke gezeigt. Bis zum Betriebspunkt von etwa 4 – 5 V zeigt die simulierte Auslenkung der Membran eine gute Übereinstimmung mit der Messung. Danach treten jedoch Abweichungen zwischen Messung und Simulation auf, die auf zwei Ursachen zurückgeführt werden können. Bei hohen Anziehungskräften wird auch der Stator ausgelenkt, der im Modell als fest angenommen wird. Dies erklärt einerseits den großen Unterschied in der Kollapsspannung und andererseits, warum die Auslenkung der Membran im Kollaps deutlich kleiner als die nominale Spalthöhe von $2,2 \mu\text{m}$ ist. Des Weiteren ist der Spaltabstand des Mikrofans schon in der Ruhelage (ohne elektrische Vorspannung) im Zentrum geringfügig kleiner als am Rand der Struktur. Dies kann aufgrund der überproportional steigenden elektrostatischen Kraft am Punkt des kleinsten Abstands ebenfalls zu kleineren Kollapsspannungen in der Messung führen. Auf die Berücksichtigung derartiger Effekte im elektromechanischen Modell wird bewusst verzichtet, da sie für den Normalbetrieb des Mikrofans keinen großen Einfluss besitzen. Es bleibt also festzuhalten, dass das elektromechanische Modell im Betriebsbereich des Mikrofans die Testmessung sehr gut reproduziert und für die Untersuchung der

Mikrofone verwendet werden kann.

Als zweite Testmessung für die Validierung des Modells wird die Antwort der Mikrofonmembran auf eine elektrische Anregung mit einem Rechteckpuls verwendet. Zwischen Stator und Membran wird dazu eine Spannung angelegt, die stufenförmig von 0 V auf 5 V erhöht und nach 0,5 ms wieder stufenförmig auf 0 V abgesenkt wird. Abb. 5.22 zeigt die resultierende Bewegung im Zentrum der Membran. Die aufgrund der

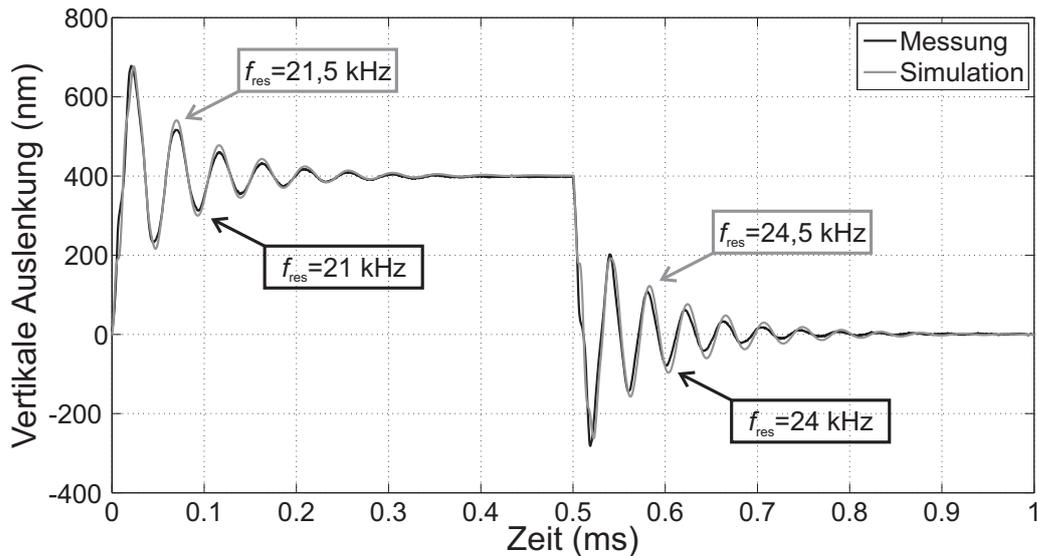


Abb. 5.22: Dynamische Membranauslenkung angeregt durch einen rechteckförmigen Spannungspuls (0V → 5V → 0V): Vergleich von Messung und Simulation.

Spannung entstehende, elektrostatische Anziehung führt zur Auslenkung der Membran in Richtung Stator. Aufgrund der Trägheit der Membranbewegung schwingt diese um die neue stationäre Ruhelage. Diese Schwingung wird durch den Luftstrom in den Perforationslöchern des Stators und im Schalleintrittsloch gedämpft. Der Vergleich der Messung (schwarz) und Simulation (grau) zeigt die sehr hohe Genauigkeit des Modells, die durch die aufwendige separate Kalibrierung und Validierung der einzelnen Teilmodelle erreicht wird. Die Stufenantwort der Membran auf eine elektrische Anregung wurde hierbei bewusst als Vergleich zur Validierung des Simulationsmodells herangezogen. Sie bietet den Vorteil, dass gleich mehrere Effekte in einer Messung separat beobachtet werden können. So kann etwa die stationäre Ruhelage im ausgelenkten Zustand als Test für das elektromechanische Verhalten verwendet werden. Diese Gleichgewichtslage wird durch die mechanische Rückstellkraft der Membran und die elektrostatischen Kräfte festgelegt. Da die mechanischen Eigenschaften über die Resonanzfrequenz sehr genau kalibriert werden können, dient dieser Vergleich der Validierung der elektrostatischen Kräfte und damit des elektrischen Modells. Darüber hinaus können über die Membranschwingung die dynamischen Eigenschaften des Mikrofonmodells überprüft werden. Dabei fällt zunächst auf, dass die Frequenz der Membranschwingung deutlich unterhalb der Vakuumresonanz der Membran liegt. Im Frequenzbereich unterhalb der ersten Mikrofonresonanz schwingt die Luftmasse im Schalleintrittsloch gleichphasig

mit der Membran und führt zu dem signifikanten Absinken der Resonanzfrequenz. Die mitschwingende Luftmasse übersteigt dabei die Masse der Membran sogar um ein Mehrfaches. Neben der Frequenz kann die Abklingkonstante der Schwingung für den Abgleich von Modell und realem Mikrofon herangezogen werden. Die Abklingkonstante der Schwingung wird von den mechanischen Eigenschaften der Membran und der fluidischen Dämpfung durch die Luftbewegungen im Spalt und durch den perforierten Stator beeinflusst. Aber auch die Reibung der mitschwingenden Luftmasse im Schalleintrittsloch hat maßgeblichen Einfluss auf das dynamische Schwingverhalten der Membran unter Normalbedingungen. Die genaue Auswertung zeigt zuletzt, dass sich im Einschwingvorgang, während den anliegenden 5 V zwischen Stator und Membran, eine geringfügig niedrigere Schwingfrequenz einstellt als im Ausschwingvorgang bei 0 V. Diese Frequenzverschiebung wird durch die nichtlineare Abhängigkeit der elektrostatischen Kräfte von der Spalthöhe verursacht. Bewegt sich die Membran auf den Stator zu, nehmen die elektrostatischen Kräfte überproportional zu, bewegt sich die Membran vom Stator weg, nehmen die elektrostatischen Kräfte auch überproportional ab. Dies führt zu einer größeren dynamischen Auslenkung und bewirkt, dass die Membran bei angelegter Spannung weicher erscheint. Dieser Effekt wird im Englischen daher auch als „spring softening“ bezeichnet. Dass auch dieser Effekt im Modell sehr genau abgebildet wird, ist dem physikalisch basierten, bidirektional gekoppelten elektrostatischen Modell der Membran-Stator-Anordnung zu verdanken. Erst die Berücksichtigung der nichtlinearen Abhängigkeit der elektrostatischen Kräfte von der aktuellen Membranauslenkung und deren instantane Rückwirkung auf die Membranbewegung ermöglichen die Nachbildung dieser elektromechanischen Wechselwirkung.

Die dynamische Sprungantwort der Membran wird optisch mithilfe des Laser-Doppler-Vibrometers erfasst. Dazu wird der Messstrahl durch die Löcher des Stators auf die Membran gerichtet. Das für die Testmessung verwendete Mikrofon ist dazu ohne Gehäuse auf einer Testplatine aufgebracht. In der Testplatine befindet sich unterhalb des Mikrofonchips auch ein Schallloch, welches jedoch größere Abmessungen als das kommerzielle Mikrofon aufweist. Die veränderte Umgebung des Mikrofonchips muss bei der Vergleichssimulation ebenfalls abgebildet werden. Aufgrund des fehlenden Gehäusedeckels wird die Nachgiebigkeit des Rückvolumens in Form der fluidischen Kapazität (vgl. Abb. 5.7) nicht berücksichtigt und stattdessen der Druck oberhalb des Stators auf Umgebungsdruck gesetzt. Auch das Modell für den Schalleintritt wird an die veränderten Abmessungen angepasst. Dabei muss jedoch berücksichtigt werden, dass bei den großen Abmessungen des Schalllochs in der Testplatine die auftretenden akustischen Effekte durch die analytisch berechneten Parameter des Helmholtz-Resonators (siehe Kapitel 5.2.3) nicht mehr adäquat erfasst werden. Pham hat in [60] die akustischen Effekte bei den verwendeten Testplatine untersucht und konnte zeigen, dass das Helmholtz-Resonator-Modell mit angepassten Parametern³ das Verhalten im Schalleintritt weiterhin gut beschreibt. Diese effektiven Parameterwerte sind aus FE-Berechnungen extrahiert und werden für die Vergleichssimulation in Abb. 5.22 verwendet. Vor allem der fluidische Widerstand des Schalllochs weicht dabei deutlich von der einfachen analytischen Beschreibung ab.

³ Effektive fluidische Nachgiebigkeit der Kavität, effektive fluidische Masse der Luft im Schallloch und effektiver fluidischer Widerstand des Schalllochs.

Die sehr gute Nachbildung der gemessenen transienten Membranbewegung in der Simulation belegt die erfolgreiche Kalibrierung und Validierung der Teilmodelle und deren korrekte Verschaltung zum gesamten Mikrofonmodell. Weiterhin zeigt dieser Vergleich von Modell und Messung, dass durch die adäquate Berücksichtigung dieser Vielzahl von Effekten, sowohl in der Membran-Stator-Anordnung als auch im Gehäuse, eine Nachbildung des komplexen Mikrofonverhaltens möglich wird. Der Kalibrierungs- und Validierungsprozess stellt zudem den entscheidenden Vorteil physikalisch basierter und damit transparenter Modelle heraus. Die sinnvolle Kalibrierung und Validierung des komplexen Mikrofonmodells ist nur durch gezielte separate Bestimmung der einzelnen Modellparameter mit speziellen Messungen oder Vergleichssimulationen möglich. Da hierbei stets der Einfluss weiterer Modellparameter auf die entsprechende Messung bzw. Vergleichssimulation zu berücksichtigen ist, ist die genaue Kenntnis der beteiligten Modelle sowie die Bedeutung der darin enthaltenen Modellparameter unabdingbar.

Das entwickelte Mikrofonmodell steht nun für den Einsatz im virtuellen Entwurfsprozess bereit. Die sehr gute Übereinstimmung in den für den Mikrofonbetrieb relevanten Bereichen belegt die quantitative Aussagekraft des Mikrofonmodells und ermöglicht in Kombination mit den verwendeten physikalisch basierten Teilmodellen auch prädiktive Aussagen innerhalb der ausgeloteten Modellgrenzen.

5.5 Ergebnisse der Simulation

Das kalibrierte und validierte Gesamtmodell des Silizium-Mikrofons auf Systemebene bietet vielfältige Möglichkeiten für die virtuelle Untersuchung des Bauelementverhaltens, die in diesem Kapitel aufgezeigt werden. Dazu werden zunächst der Mikrofonbetrieb in der Simulation nachgestellt und die charakteristischen Kenngrößen des Mikrofons extrahiert und vorgestellt. Darauf aufbauend wird anschließend auf die Analyse der verteilten Effekte eingegangen. Mithilfe der gewonnenen Erkenntnisse werden gezielt Parameterstudien durchgeführt und ausgewertet. Daraus werden Strategien zur Maximierung der Signalqualität abgeleitet und das Optimierungspotential des Silizium-Mikrofons ausgelotet. Zuletzt wird mit Hilfe eines erweiterten Mikrofonmodells ein neuartiges differentielles Silizium-Mikrofon untersucht.

5.5.1 Charakteristische Kenngrößen der Mikrofone

Zur Bewertung von Mikrofonen werden eine Reihe von charakteristischen Eigenschaften herangezogen, die die Signalqualität des Mikrofons beschreiben. Allen voran sind dies die Empfindlichkeit, das Rauschniveau und die Linearität der Signalwandlung. Aus diesen lassen sich die wichtigsten Kennzahlen, nämlich die Signalstärke, das Signal-Rausch-Verhältnis und der Klirrfaktor, bestimmen. Diese charakteristischen Eigenschaften werden nun mit Hilfe des Systemmodells untersucht.

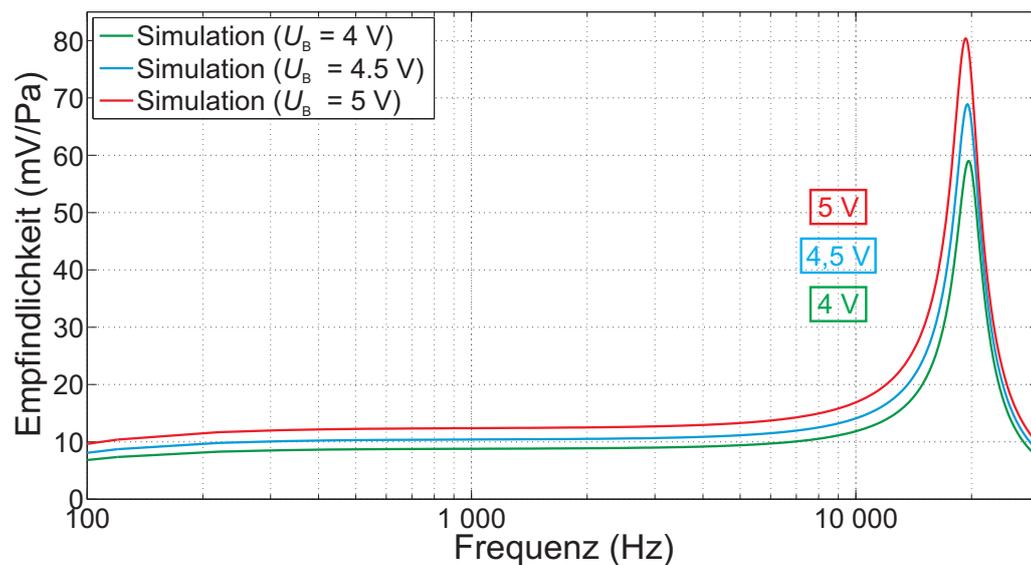


Abb. 5.23: Frequenzgang des Mikrofons bei verschiedenen elektrischen Vorspannungen.

Zuerst wird der Frequenzgang des Mikrofons in Abb. 5.23 betrachtet. Er zeigt den Empfindlichkeitsverlauf des Mikrofons über der Frequenz des zu detektierenden akustischen Signals. Am Frequenzgang zeigen sich gleich eine ganze Reihe von Eigenschaften, die das Leistungsvermögen des Mikrofons charakterisieren. Zunächst soll die Empfindlichkeit möglichst hoch sein, um ein hohes elektrisches Ausgangssignal zu erhalten, das sich deutlich vom Rauschen abhebt und dementsprechend gut weiterverarbeitet werden kann. Gleichzeitig soll der Frequenzbereich der detektierbaren Signale möglichst den gesamten akustischen Frequenzbereich abdecken und der Empfindlichkeitsverlauf über diesen Bereich möglichst konstant sein. Dadurch werden alle akustischen Signalanteile äquivalent erfasst, ohne Frequenzen herauszufiltern oder zu verstärken. Dass diese Ziele jedoch nicht unabhängig voneinander optimiert werden können, wird im Folgenden noch ausgeführt.

Deutlich zu erkennen ist der gewünschte flache Verlauf in einem Großteil des akustischen Frequenzbereichs. Dieser flache Frequenzgang wird durch zwei Effekte begrenzt. Der leichte Abfall zu niedrigen Frequenzen wird durch die Ventilationsöffnungen hervorgerufen. Durch diese kann Luft in das Rückvolumen des Mikrofons gelangen und die Druckdifferenz zwischen Referenzdruck im Gehäuse und anliegendem Schalldruck vermindern. Die Abmessungen der Ventilationslöcher und des Rückvolumens bestimmen die Zeitkonstante dieses Druckausgleichs und legen damit die untere Grenzfrequenz der detektierbaren akustischen Signale fest. Zu hohen Frequenzen wird die Empfindlichkeit durch die erste Resonanzfrequenz des Mikrofons stark beeinflusst. Als Kenngröße wird die Signalstärke bei 1 kHz und einer Anregung mit einem Schalldruck von 1 Pa herangezogen, welche der Empfindlichkeit bei 1 kHz entspricht. Die verschiedenen in Abb. 5.23 dargestellten Kurven stellen das Mikrofonverhalten bei konstanter Ladung mit jeweils unterschiedlicher elektrischer Vorspannung dar. Es ist deutlich zu erkennen, dass mit steigender Vorspannung auch die Empfindlichkeit zunimmt. Zudem zeigt sich eine Verschiebung der Mikrofonresonanz hin zu kleineren Frequenzen. Letzteres ist auf die

Vergrößerung der effektiven Membrannachgiebigkeit durch die nichtlineare elektrische Anziehung zurückzuführen, die bereits in Kapitel 5.4.3 erläutert wurde.

Die zweite wichtige Eigenschaft des Mikrofons ist das Rauschverhalten, das in Abb. 5.24 analysiert wird. Analog zur Empfindlichkeit wird auch die spektrale Rausch-

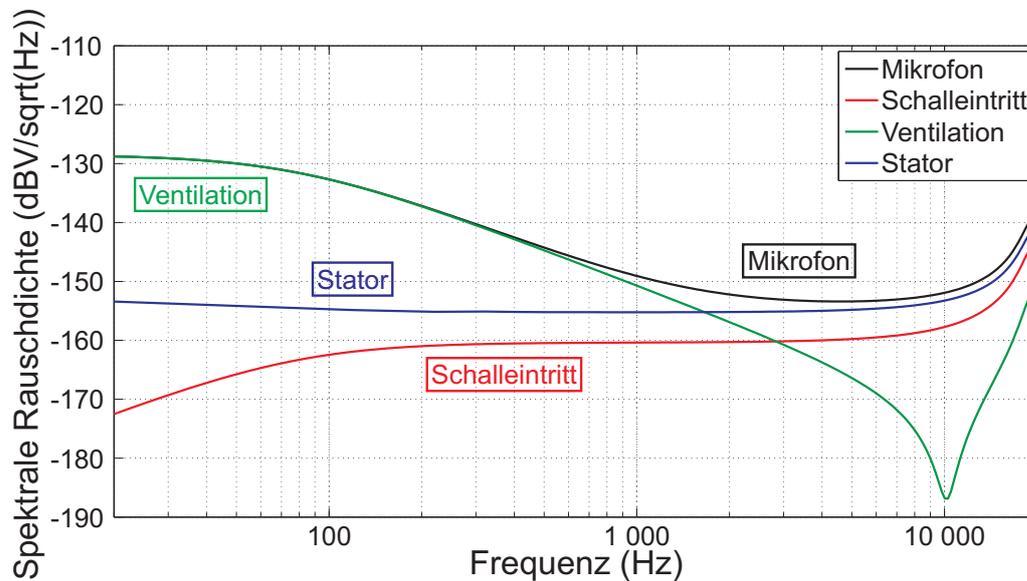


Abb. 5.24: Spektrale Rauschdichte des Mikrofons (ohne Verstärker) aufgespalten in die verschiedenen Beiträge

dichte der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Frequenz betrachtet. Zwar sind die implementierten fluidischen Rauschquellen allesamt frequenzunabhängig, jedoch wirken sich die im Mikrofon auftretenden fluidischen Druckschwankungen unterschiedlich auf die Membranbewegung und damit auf das elektrische Ausgangssignal aus. So ist beispielsweise gut zu erkennen, dass nahe der Mikrofonresonanz auch das fluidische Rauschen der Ausgangsspannung verstärkt wird. In schwarz ist das gesamte fluidische Rauschen am Ausgang des Mikrofonchips abgebildet. Dieses setzt sich aus den Beiträgen des Stators, der Ventilation und des Schalleintritts zusammen. Bei niedrigen Frequenzen dominiert das fluidische Rauschen der Ventilationslöcher (grün), welches zu hohen Frequenzen stark abfällt. Der Rauschbeitrag des Stators (blau), in dem sowohl der Spaltbereich als auch die Perforationslöcher und Randaussparungen enthalten sind, liefert einen schwach frequenzabhängigen Beitrag der zu hohen Frequenzen hin dominiert. Erst nahe der Resonanz des Mikrofons wird auch das fluidische Rauschen des Stators durch die Signalwandlung über die Membran deutlich verstärkt. Einen kleineren aber dennoch relevanten Beitrag liefert auch der Schalleintritt (rot). Das Rauschen der elektrischen Beschaltung und Signalauswertung ist hier nicht einbezogen.

Bei der Extraktion der spektralen Rauschdichte ist zu berücksichtigen, dass nur ein Kreissektor des Mikrofons in der Simulation betrachtet wird (siehe Kapitel 5.3.2). Der Faktor G , der das Verhältnis aus ganzer Mikrofonmembran und Simulationsgeometrie beschreibt, ist daher bei der Berechnung der Rauschdichte $dU_{R,eff}$ aus dem im Modell extrahierten Wert $dU_{R,eff,Modell}$ zu berücksichtigen. Die Berechnung setzt sich aus zwei

Anteilen zusammen. Einerseits wird nur der Anteil $\frac{1}{G}$ an vorhandenen Rauschquellen auf das Mikrofon im Modell berücksichtigt. Da zur Aufsummierung der Rauschquellen die Rauschleistungen zu addieren sind, werden die Quadrate der Rauschdichten addiert und durch die Berechnung der Wurzel zu einer Gesamtrauschdichte umgerechnet. Andererseits wirkt die Rauschquelle auch nur auf den Anteil $\frac{1}{G}$ der Mikrofonkapazität aus, wodurch das Rauschniveau überschätzt wird. Daher muss die simulierte Rauschdichte des Modells zusätzlich durch den Faktor G geteilt werden. Letztendlich ergibt sich daraus für die spektrale Rauschdichte des Mikrofons

$$dU_{R,\text{eff}} = \sqrt{S_U df} = \frac{1}{G} \cdot \sqrt{G \cdot S_{U,\text{Modell}} df} = \frac{1}{\sqrt{G}} \cdot dU_{R,\text{eff},\text{Modell}}. \quad (5.61)$$

Bei der Auswertung der Rauschanalyse ist folglich der Faktor $\frac{1}{\sqrt{G}}$ beim Simulationsergebnis zu berücksichtigen.

Die Kenngröße des Mikrofons, die das Rauschniveau beschreibt, ist das Signal-Rausch-Verhältnis. Es gibt das Verhältnis aus der mittleren Signalleistung und der mittleren Rauschleistung an. Zur Berechnung des Signal-Rausch-Verhältnisses wird die spektrale Rauschdichte häufig mit einem sogenannten A-Filter gewichtet, der die Empfindlichkeit des menschlichen Ohrs nachstellt. Die A-bewertete Rauschleistung wird über die Bandbreite des akustischen Frequenzbereichs integriert und in eine äquivalente Rauschamplitude umgerechnet.

$$U_{R,A} = \sqrt{\int_{\text{FB}} S_{U,A} df} \quad (5.62)$$

Die äquivalente A-bewertete Rauschamplitude $U_{R,A}$ wird in Verhältnis zur Signalstärke U_{Mikrofon} (bei einer Anregung mit einem Schalldruck von 1 Pa und einer Frequenz von 1 kHz) gesetzt. Das Signal-Rausch-Verhältnis berechnet sich zu

$$\text{SNR}(\text{dB}(A)) = 10 \cdot \lg \left(\frac{U_{\text{Mikrofon}}^2}{U_{R,A}^2} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_{\text{Mikrofon}}}{U_{R,A}} \right). \quad (5.63)$$

Das Signal-Rausch-Verhältnis ist für die Silizium-Mikrofone die entscheidende Kenngröße, um eine gute Signalqualität zu erreichen. Daher ist es wichtig, die Rauschbeiträge so weit wie möglich zu reduzieren. Eine genaue Kenntnis der verschiedenen Rauschquellen und deren Auswirkung ist dazu von großer Bedeutung. Auf das Rauschen wird deshalb im Folgenden noch genauer eingegangen.

Eine weitere Kenngröße des Mikrofons, die die Signalqualität kennzeichnet, ist der Klirrfaktor. Er beschreibt die Verzerrungen im Signal, das heißt den Anteil der im Ausgangssignal vorhandenen Oberschwingungen bei Aufzeichnung einer sinusförmigen akustischen Grundschwingung von 1 kHz und 1 Pa Schalldruck. Nach [39] berechnet sich der Klirrfaktor k zu

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}. \quad (5.64)$$

U_1 stellt dabei die Amplitude der Grundschiwingung und U_2, U_3, U_4, \dots die enthaltenen Oberschwingungen im Mikrofonsignal dar. Diese Oberschwingungen werden durch die nichtlineare Übertragungscharakteristik des Mikrofons erzeugt. Zur Bestimmung des Klirrfaktors sind demnach die nichtlinearen Effekte der Schallübertragung zu erfassen. Da die Schwingungsamplituden der Membran im Normalbetrieb im Bereich einiger Nanometer liegen und damit deutlich kleiner als die Membrandicke sind, können nicht-lineare mechanische Effekte vernachlässigt werden. Auch die Änderung der fluidischen Modelle durch die Variation des Luftspalts mit der Membranbewegung spielt für das Übertragungsverhalten keine entscheidende Rolle. Dagegen wirkt sich die kapazitive Wandlung der Membranschwingung in ein elektrisches Signal maßgeblich auf die Nichtlinearität der Übertragungscharakteristik aus. Zur Berechnung des Klirrfaktors wird daher nur die kapazitive Wandlung im elektrischen Modell betrachtet. Die mechanische Amplitude bei entsprechender Anregung wird aus der Simulation bestimmt und mithilfe der extrahierten Schwingungsamplitude die Übertragungscharakteristik auf Basis des elektrischen Netzwerkmodells analytisch in MATLAB berechnet. Aus dem berechneten Ausgangssignal können mithilfe der Fourier-Transformation die Signalanteile der Grundschiwingung und der Oberschwingungen extrahiert und der Klirrfaktor bestimmt werden. Abb. 5.25 zeigt die Ergebnisse der Klirrfaktorberechnung für das untersuchte

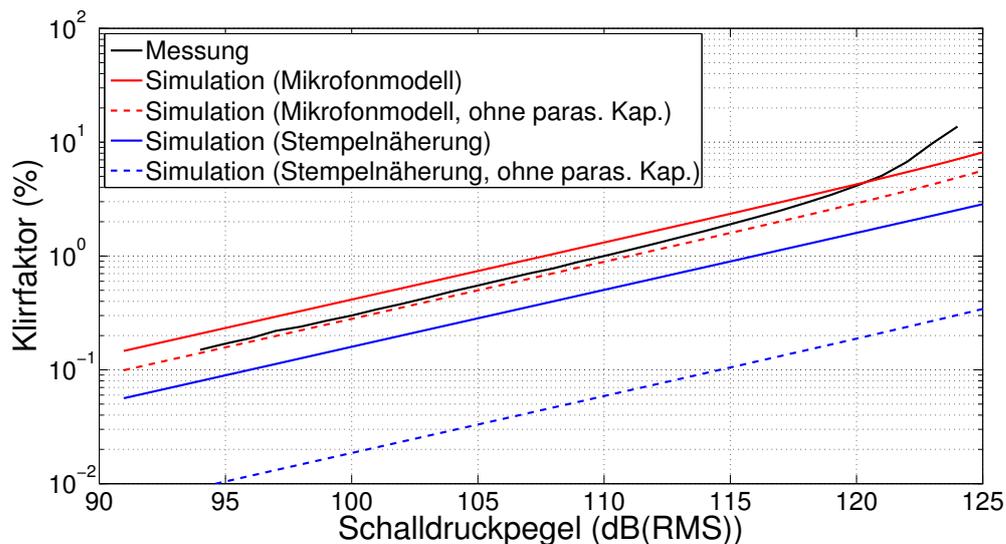


Abb. 5.25: Vergleich des berechneten und gemessenen Klirrfaktors in Abhängigkeit des Schalldruckpegels.

Silizium-Mikrofon und vergleicht diese mit Messdaten. Zunächst wird das gesamte Mikrofonmodell (rote durchgezogene Linie) mit der in schwarz dargestellten Messung verglichen. Es zeigt sich eine gute qualitative Übereinstimmung. Nur bei sehr hohen Signalpegeln steigt die Messung deutlich stärker an. Dies kann zum einen durch Nicht-linearitäten des in der Messung verwendeten Verstärkers bei hohen Signalamplituden erklärt werden. Zum anderen werden die Schwingungsamplituden der Membran in diesem Bereich so groß, dass die aus dem Kleinsignalverhalten extrahierten Werte die tatsächlich auftretende Membranauslenkung aufgrund der stark nichtlinearen elektro-

statischen Kräfte unterschätzen können. Bei niedrigeren Schalldruckpegeln liegen die Simulationsergebnisse allerdings über den gemessenen Werten. Da ein entsprechender Messplatz zur Bestimmung des Klirrfaktors mit akustischer Anregung am Lehrstuhl nicht vorhanden ist, werden von der Infineon AG bereitgestellte Messdaten [80] herangezogen. Das in dieser Messung verwendete Silizium-Mikrofon weist eine steifere Membran als die zur Kalibrierung des Modells verwendeten Exemplare auf. Dies lässt sich auf die im Herstellungsprozess schwankende, intrinsische Membranverspannung zurückführen. Durch die steifere Membran fällt der gemessene Klirrfaktor geringer aus. Dennoch konnte gezeigt werden, dass die berechneten Ergebnisse auf Basis der nichtlinearen, kapazitiven Wandlung die gemessenen Werte gut nachbilden.

In Abb. 5.25 sind zudem weitere Berechnungen mit verschiedenen Modellen enthalten. Diese sollen den Einfluss der verteilten Effekte und der parasitären Kapazitäten verdeutlichen. Bei der Berechnung der blauen Kurven wurde eine Stempelnäherung für die Membran verwendet. Das bedeutet, anstelle der ortsabhängigen Auslenkung wird mit einer ortsunabhängigen äquivalenten Membranauslenkung (Stempel) gerechnet. Werden auch die parasitären Kapazitäten nicht berücksichtigt (blaue gestrichelte Linie) unterschätzen die berechneten Klirrfaktoren die Messung um mehr als eine Größenordnung. Allein durch die Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten (blaue durchgezogene Linie), nähern sich die Werte deutlich der Messung an, beschreiben diese aber immer noch unzureichend. Erst durch die Verwendung der ortsabhängigen Membranauslenkung (rote gestrichelte Linie) und die zusätzliche Berücksichtigung der parasitären Kapazität (rote durchgezogene Linie) stellt das Mikrofonmodell die tatsächliche Verzerrung in adäquater Weise nach. Im Mikrofonbetrieb bedeutet dies, dass aufgrund unterschiedlicher Membranauslenkungen im Zentrum und am Rand der Struktur Ladungen innerhalb der Membran-Stator-Anordnung verschoben werden. Zusätzlich werden auch Ladungen zwischen der aktiven Kapazität und den Parasiten ausgetauscht. Diese Ladungsverlagerung innerhalb von Membran und Stator sowie der Ladungsaustausch zwischen der aktiven Membran-Stator-Kapazität und den parasitären Kapazitäten tragen folglich maßgeblich zum nichtlinearen Verhalten des Mikrofons bei. Diese Analyse zeigt, dass erst durch die ortsabhängige Membranauslenkung, die verteilte Modellierung der kapazitiven Signalwandlung und die Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten die nichtlinearen Effekte in ausreichender Genauigkeit im Modell erfasst werden und damit Kenngrößen wie der Klirrfaktor modellgestützt berechnet werden können. Zudem bestätigt die gute Übereinstimmung von Messung und Simulation, dass die Verzerrung des Mikrofonsignals und damit der Klirrfaktor hauptsächlich von der Nichtlinearität der kapazitiven Wandlung bestimmt wird.

Die in diesem Abschnitt vorgestellten Simulationsergebnisse zeigen deutlich das Potential des entwickelten Modells. Das komplexe Mikrofonverhalten kann im Detail untersucht und die wichtigen Kenngrößen extrahiert werden. Die ersten Ergebnisse legen zugleich die große Zahl der Kenngrößen offen, die bei der Entwicklung und Optimierung der Silizium-Mikrofone zu berücksichtigen sind. Für die Optimierung des Mikrofons sind daher stets mehrere Effekte im Auge zu behalten, was eine große Herausforderung für die Weiterentwicklung der Mikrofone darstellt.

5.5.2 Analyse der verteilten Effekte

Neben den charakteristischen Kenngrößen des Mikrofons können aufgrund des verteilten Modellansatzes etliche Größen auch ortsabhängig analysiert werden. Diese zusätzlichen Ergebnisse können verwendet werden, um die Funktionsweise des Bauelements genauer zu beleuchten und ortsaufgelöst Beiträge verschiedener Effekte sichtbar zu machen. Exemplarisch wird dies an den fluidischen Effekten in der Membran-Stator-Anordnung gezeigt. Dazu wird zunächst die Druckverteilung zwischen Membran und Stator im Spaltbereich sowie in den Perforationslöchern betrachtet. Abb. 5.26 zeigt den radialen

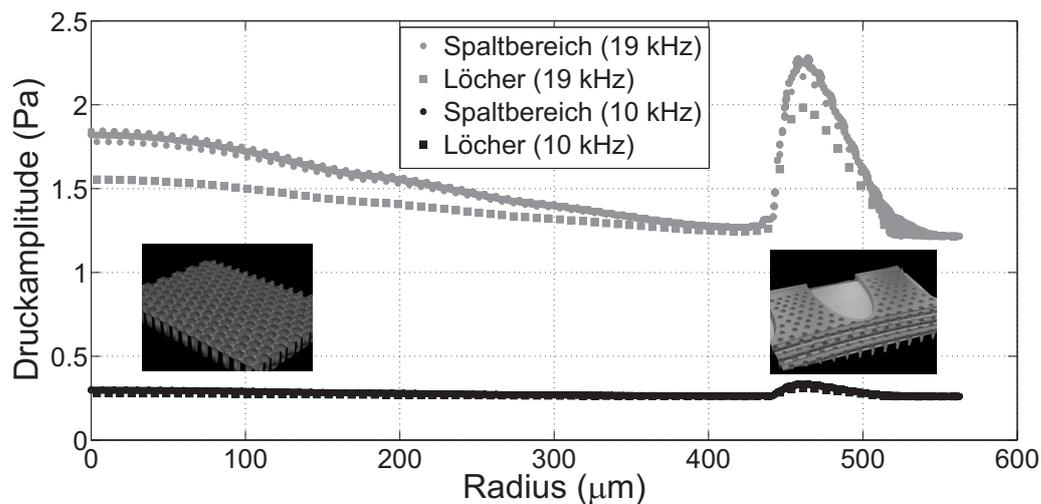


Abb. 5.26: Radiale Druckverteilung zwischen Membran und Stator.

Verlauf der Druckamplituden bei einer Anregung mit einem Schalldruck von 1 Pa. Aufgrund der ortsabhängigen Membranbewegung bildet sich auch ein ortsabhängiges Druckprofil aus. Dargestellt sind die Druckamplituden im Bereich zwischen Stator und Membran. Unterschieden werden die Knoten des fluidischen Netzwerks im Spaltbereich (Kreise) und der Druck unterhalb der Perforationslöcher (Quadrate). Die Druckverteilung wird bei zwei unterschiedlichen, exemplarisch ausgewählten Anregungsfrequenzen veranschaulicht. Im Frequenzbereich deutlich unterhalb der Resonanzfrequenz, dargestellt in schwarz bei 10 kHz, bilden sich nur geringfügige laterale Druckunterschiede über der Membran aus. Die Luft im Spaltbereich hat genügend Zeit durch die Perforationslöcher zu entweichen. Im Bereich der Mikrofonresonanz ändert sich die Situation signifikant. Die in grau dargestellte Druckverteilung bei einer Anregungsfrequenz von 19 kHz zeigt deutliche laterale Druckunterschiede. Zum einen ist die Abhängigkeit von der Membranbewegung zu erkennen. Im Zentrum der Membran treten aufgrund der maximalen Membranauslenkung größere Druckamplituden auf und nehmen zum Rand hin ab. Der zweite Effekt ist die signifikante Druckzunahme im Randbereich des Stators, in dem sich die kleineren Perforationslöcher befinden. Die Luft in diesem Bereich wird durch die vergleichsweise hohen lateralen Druckgradienten nicht mehr nur durch die Perforationslöcher entweichen, sondern zu einem relevanten Anteil lateral zu den großen Perforationslöchern und den Randaussparungen abfließen.

Wie bereits erwähnt ist für die Signalqualität das fluidische Rauschen des Stators von großer Bedeutung. Daher wird nun auch das Rauschen in der Membran-Stator-Anordnung orts aufgelöst untersucht. Aufgrund der Verwendung des fluidischen Netzwerkmodells lässt sich jedem Grundelement der Statorgeometrie ein Rauschbeitrag zuordnen. Die radiale Verteilung dieser Rauschbeiträge der einzelnen Netzwerkele-

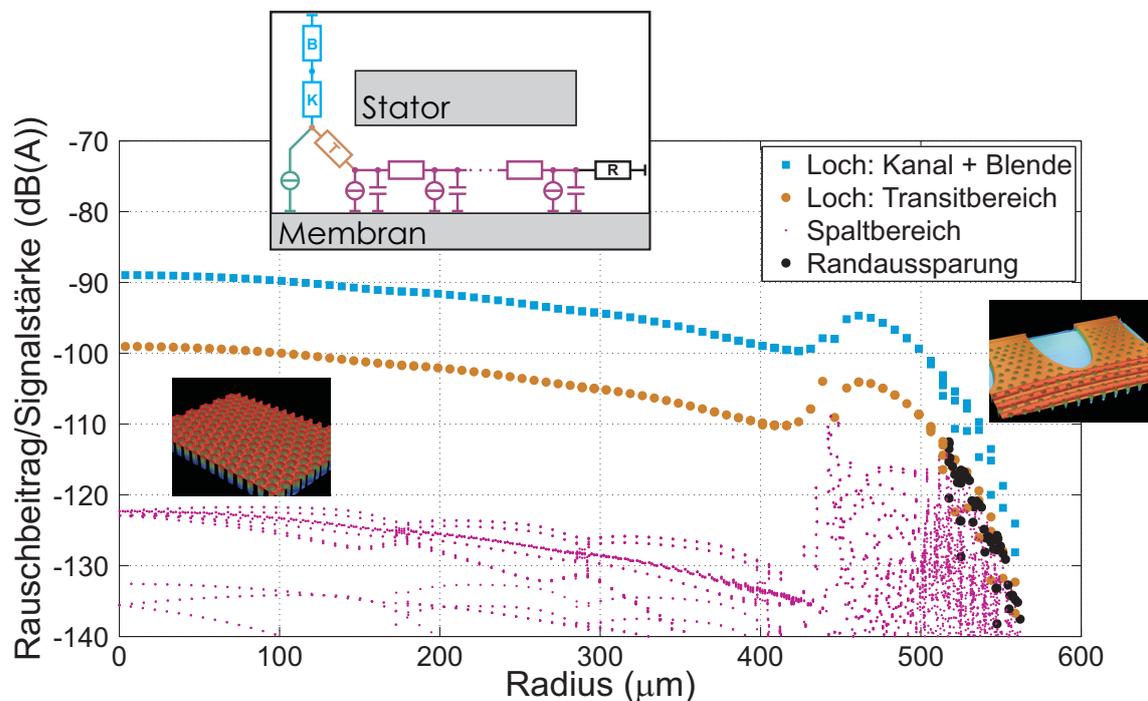


Abb. 5.27: Radiale Verteilung der Rauschbeiträge der verschiedenen Stator-Komponenten.

mente ist in Abb. 5.27 dargestellt. Die Rauschbeiträge der einzelnen Komponenten sind A-bewertet und im Verhältnis zum Mikrofonsignal in dB(A) aufgetragen. Die unterschiedlichen Elemente der Geometrie sind dabei durch die unterschiedlichen Farben gekennzeichnet. Der Rauschbeitrag des Kanal- und Blendenbereichs (blaue Quadrate) stellt den dominierenden Anteil der Perforationslöcher dar gefolgt vom zugehörigen Transitbereich (gelbe Kreise). Die deutlich kleineren Beiträge im Spaltbereich selbst aufgrund der lateralen Strömungswiderstände sind in lila und die der Randaussparungen in schwarz eingezeichnet. Auch bei den Rauschbeiträgen ist die Abhängigkeit von der Modenform der Membranauslenkung sichtbar, die ihr Maximum im Zentrum der Membran hat. Dem überlagert sich eine Erhöhung der Rauschamplituden bei den kleinen Perforationslöchern. In diesem Bereich nehmen auch die Rauschamplituden der lateralen Strömungswiderstände zu, welche im Übergangsbereich von großen zu kleinen Löchern ihren Maximalwert erreichen, da hier die Luft im Spalt zum höher perforierten Bereich hin entweicht. Diese ortsabhängige Darstellung der Rauschbeiträge liefert wichtige Erkenntnisse über das Rauschverhalten des Stators. So können etwa die Beiträge der großen bzw. kleinen Löcher und der Randaussparungen quantifiziert und als Grundlage für Entwurfsentscheidungen herangezogen werden.

Die Verteilungen der Druckamplituden und Rauschbeiträge im Luftspalt zeigen die Möglichkeiten zur Untersuchung verteilter Effekte auf Basis des entwickelten Mikrofonmodells. Diese Analysen liefern wichtige Erkenntnisse über die Funktionsweise des Mikrofons, die über die extrahierten Kenngrößen hinausgehen. Die Abhängigkeit der Signalqualität von einzelnen Bauelementkomponenten kann herausgearbeitet und zur Optimierung des Mikrofondesigns verwendet werden.

5.5.3 Designstudien

Das entwickelte Systemmodell des Silizium-Mikrofons offenbart seine Stärken vor allem bei der Optimierung der Bauelemente. Von großem Vorteil sind vorrangig die sehr hohe Recheneffizienz des Modells (Rechenzeiten von wenigen Minuten) und die Zugriffsmöglichkeit auf wichtige Designparameter auf Systemebene. Letzteres ist eine Folge der physikalisch basierten Modellierung, aus der die transparenten Modellparameter hervorgehen, die bis auf Systemebene als variable Größen erhalten werden können. In Kombination ermöglichen diese Eigenschaften sehr zeiteffiziente Parameterstudien. Auf Basis der bereits durchgeführten Analysen werden nun potentielle Designoptimierungen im virtuellen Experiment getestet und deren Einfluss auf die charakteristischen Größen des Mikrofons untersucht. Da neben dem Mikrofonchip selbst auch die Auswerteelektronik und das Gehäuse im Modell abgebildet werden, können die Auswirkungen auf das Gesamtsystem bewertet werden. Anhand von ausgewählten Designstudien werden so das Optimierungspotential der Mikrofone ausgelotet und die Leistungsfähigkeit des Mikrofonmodells zur Systemoptimierung hervorgehoben.

Variation der Statorperforation

Als erstes wird der Perforationsgrad des Stators optimiert. Die Idee ist, durch einen stärker perforierten Stator dessen fluidischen Widerstand zu reduzieren und folglich auch den fluidischen Rauschbeitrag zu minimieren. Für eine bessere Vergleichbarkeit wurden der Bereich mit kleinen Löchern und die Randaussparungen nicht berücksichtigt und die gesamte Statorgeometrie im Modell mit großen Löchern durchsetzt. Die Positionen der gleichmäßig über den Stator verteilten Löcher werden für die Variation des Perforationsgrads nicht angepasst, sondern lediglich der Lochradius variiert. Abb. 5.28 zeigt den Frequenzgang der virtuellen Prototypen für eine Variation des Perforationsgrads von 60 bis 90 %. Die stärkere Resonanzüberhöhung bei hohem Perforationsgrad zeigt die gewünschte geringere Dämpfung durch den Stator. Demgegenüber zeichnet sich deutlich die sinkende Empfindlichkeit der Mikrofone mit steigendem Perforationsgrad ab. Die geringere Signalstärke resultiert aus der in Abb. 5.29 dargestellten kleineren Kapazität der Membran-Stator-Anordnung mit höherem Lochanteil. Zwar ändert sich die Membranauslenkung selbst unterhalb der Resonanzfrequenz nur unwesentlich, aber die sinkende aktive Kapazität verschlechtert die Wandlereigenschaften des Mikrofons. Das permanente Umladen der parasitären Kapazitäten und der Eingangskapazität der ersten Verstärkerstufe führt dazu, dass mit kleinerer Membran-Stator-Kapazität die

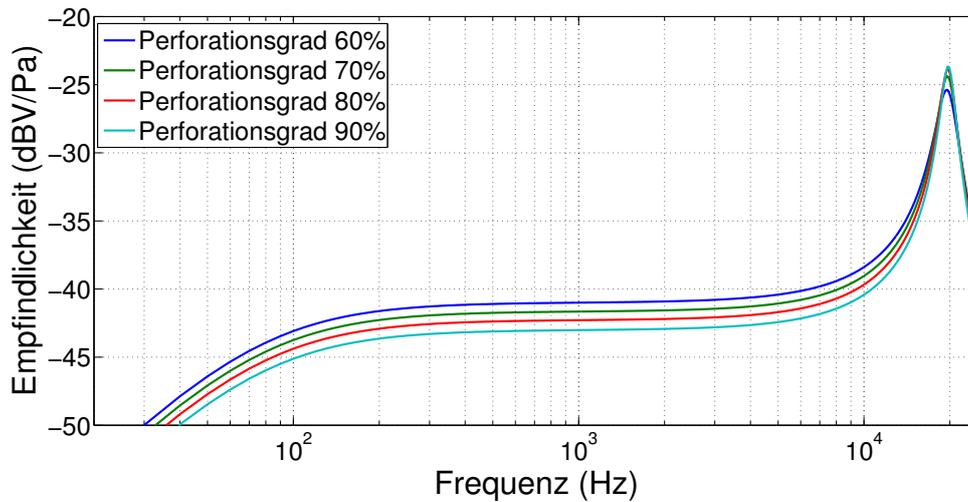


Abb. 5.28: Frequenzgang des Mikrofans für unterschiedliche Perforationsgrade des Stators.

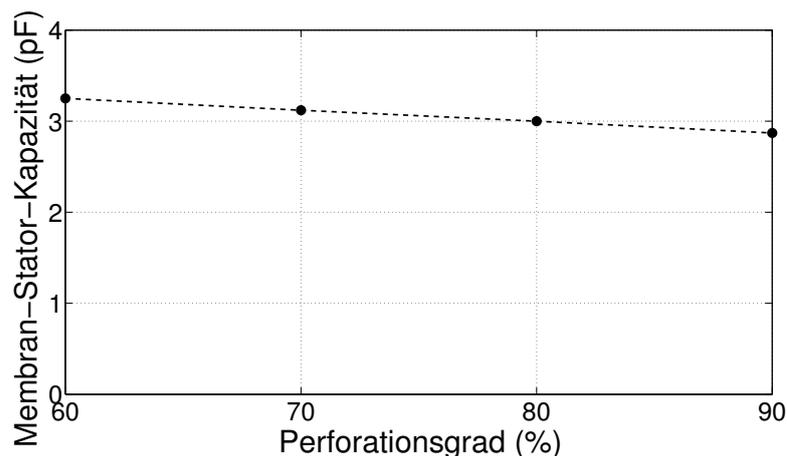


Abb. 5.29: Abhängigkeit der aktiven Kapazität vom Perforationsgrad des Stators.

Empfindlichkeit des Mikrofans sinkt.

Den Einfluss der Statorperforation auf das Rauschen zeigt die spektrale Rauschdichte der Prototypen, die in Abb. 5.30 dargestellt wird. Für eine bessere Vergleichbarkeit wird die spektrale Rauschdichte mit dem A-Filter bewertet und auf die jeweilige Signalstärke bezogen in dB(A) angegeben. Die Frequenzachse wird bewusst linear skaliert, da alle Frequenzen gleichermaßen zum Gesamtrauschen beitragen. Dies erleichtert die Bewertung der Rauschanalyse. Anhand der speziell angepassten Gegenüberstellung der Rauschdichten lassen sich die verschiedenen Einflussfaktoren auf das Signal-Rausch-Verhältnis erläutern. Im Frequenzbereich unterhalb von etwa 3 kHz überwiegt das Rauschen der Auswerteelektronik. Das $1/f$ -Rauschen des Verstärkers wirkt sich bei geringen Signalstärken stärker aus und führt zu dem höheren Rausch-

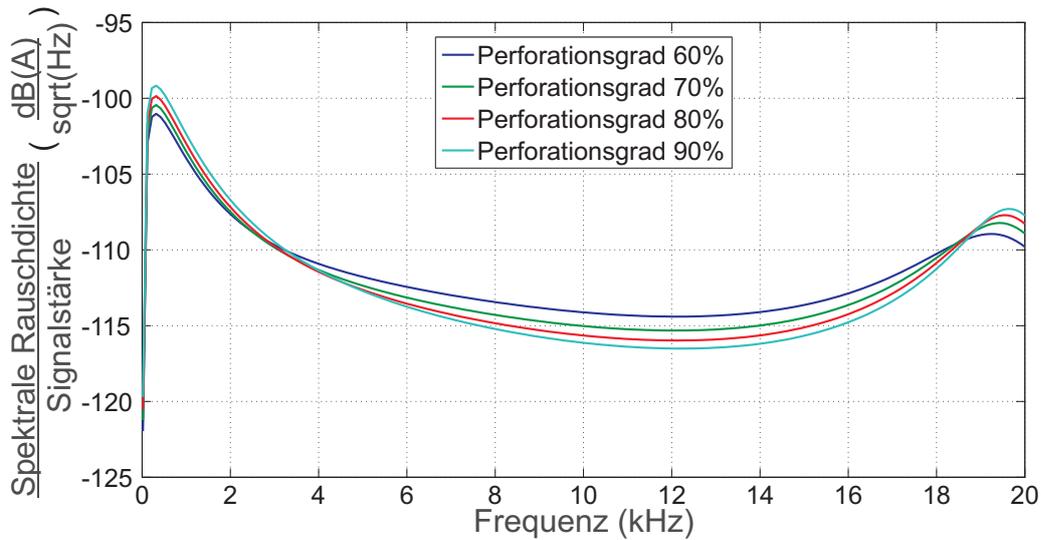


Abb. 5.30: Vergleich der A-bewerteten Rauschdichten für unterschiedliche Perforationsgrade des Stators.

niveau der hoch perforierten Statoren in diesem Bereich. Ab etwa 3 kHz dominiert das fluidische Rauschen des Stators. Aufgrund des niedrigeren Strömungswiderstands ergibt sich für die höher perforierten Statoren der gewünschte Effekt des geringeren Rauschens. Im Bereich der Resonanzfrequenz kehrt sich das Verhalten jedoch wieder um. Zwar sind die Druckschwankungen im Luftspalt, die das fluidische Rauschen darstellen, für höhere Perforationsgrade niedriger, allerdings werden diese durch die größere Güte der Mikrofonresonanz verstärkt. Es resultiert ein höheres Rauschniveau für hohe Perforationsgrade in diesem Bereich. Im Signal-Rausch-Verhältnis, das in

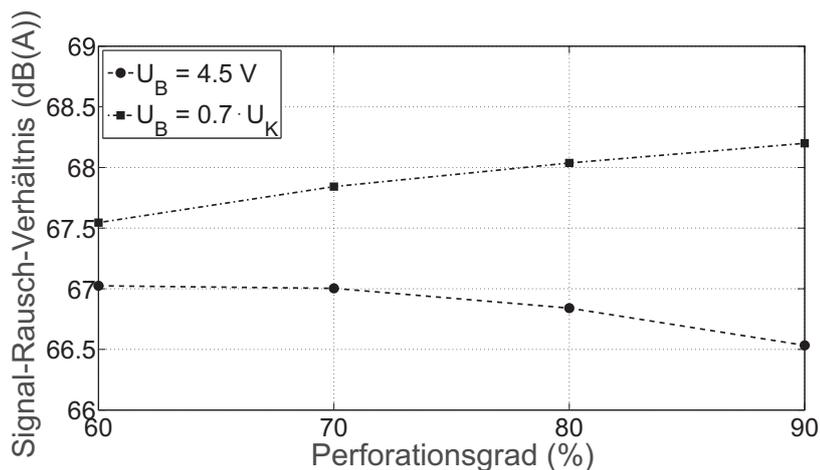


Abb. 5.31: Optimierung des Signal-Rausch-Verhältnis durch Veränderung der Statorperforation.

Abb. 5.31 durch die Kreise repräsentiert wird, kompensieren sich die beschriebenen Effekte teilweise. Aufgrund der geringeren Signalstärke bei höher perforierten Statoren

ergeben sich nicht die gewünschten Verbesserungen im Signal-Rausch-Verhältnis. Die Signalqualität nimmt sogar leicht ab. Allerdings sollte für einen fairen Vergleich auch die Betriebsspannung der Mikrofone angepasst werden. Die elektrische Vorspannung des Mikrofons ist in diesem Versuch bisher konstant auf 4,5 V gehalten worden. Aufgrund der Kapazitätsänderung verändert sich aber auch die Kollapsspannung der Membran und damit auch der sichere Arbeitsbereich des Mikrofons. Dies lässt unterschiedliche Betriebsspannungen für die verschiedenen Statorgeometrien zu. Berücksichtigt man den sicheren Arbeitsbereich, so kann für niedrigere Membran-Stator-Kapazitäten die Betriebsspannung der Mikrofone erhöht werden. Die Kollapsspannung kann für die virtuellen Prototypen bestimmt und die Betriebsspannung U_B beispielsweise auf 70 % dieser Kollapsspannung U_K festgelegt werden. Die Analyse der Perforationsdichten unter dieser Nebenbedingung ergibt das in Abb. 5.31 durch die Quadrate dargestellte Ergebnis. Die erhöhte Betriebsspannung resultiert in einer größeren Empfindlichkeit, die durch die zuvor beschriebene Verringerung der Signalstärke bei hohen Perforationsdichten teilweise ausgeglichen wird. Durch das Ausreizen des sicheren Arbeitsbereich steigt die Signalqualität nun etwas an und verschiebt das Optimum im Signal-Rausch-Verhältnis zu höheren Perforationsgraden. Das Signal-Rausch-Verhältnis variiert in beiden Analysen jedoch nur um ca. 0,5 dB in diesem weiten Bereich der Statorperforation (60 bis 90 %). Die auftretenden Effekte kompensieren sich teilweise und führen zu diesem flachen Optimum im Signal-Rausch-Verhältnis, welches eine gewisse Designfreiheit erlaubt.

Variation der Spalthöhe der Membran-Stator-Anordnung

Eine weitere interessante Designgröße des Mikrofons ist die Spalthöhe der Membran-Stator-Anordnung. Ihre Variation hat eine ganze Reihe von Auswirkungen zur Folge. Die Schmierfilmdämpfung im Luftspalt ist ebenso betroffen wie die kapazitive Wandlung und die elektrostatischen Anziehungskräfte. Die erste offensichtliche Folge ist die Verringerung der aktiven Kapazität mit größerer Spalthöhe, die in Abb. 5.32 quantitativ dargestellt ist. Die aktive Kapazität zeigt sich als in grober Näherung invers proportional zum Elektrodenabstand und damit zur Spalthöhe. Die Kapazitätsänderung hat nun wiederum Auswirkung auf die kapazitive Wandlung, deren Signalstärke mit kleinerer aktiver Kapazität abnimmt. Auch die elektrostatische Anziehung ist betroffen, die ebenfalls mit kleinerer Kapazität abnimmt und zu höheren Kollapsspannungen führt. Die Abhängigkeit der Kollapsspannung von der Spalthöhe ist in Abb. 5.33 aufgetragen. Diese nimmt überproportional mit steigender Spalthöhe zu und erweitert den sicheren Arbeitsbereich. Setzt man die Betriebsspannung wiederum auf 70 % der Kollapsspannung fest, werden in gleichem Maße höhere Betriebsspannungen am Mikrofon ermöglicht, die sich positiv auf die Empfindlichkeit auswirken. Abb. 5.34 zeigt die resultierende Empfindlichkeit der virtuellen Prototypen in Abhängigkeit der Spalthöhe. Der konkurrierende Einfluss der sinkenden aktiven Kapazität und des größeren sicheren Arbeitsbereichs kompensieren sich hierbei nur teilweise. Es überwiegt der Effekt der höheren Betriebsspannung, der zu der steigenden Empfindlichkeit mit wachsender Spalthöhe führt.

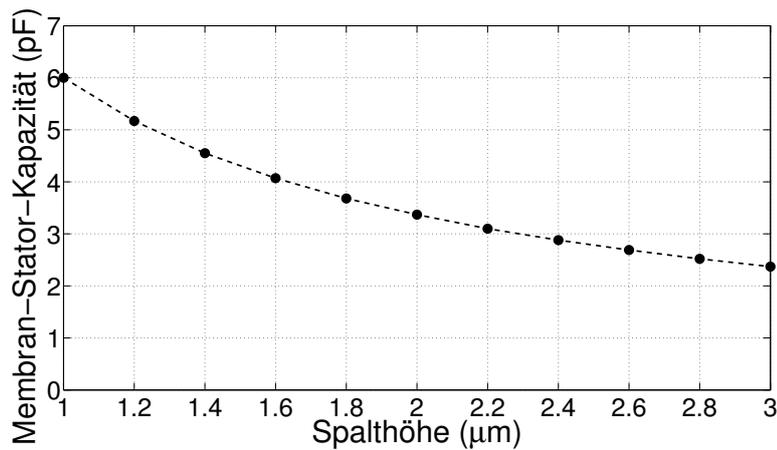


Abb. 5.32: Abhängigkeit der aktiven Kapazität vom Spaltabstand der Membran-Stator-Anordnung.

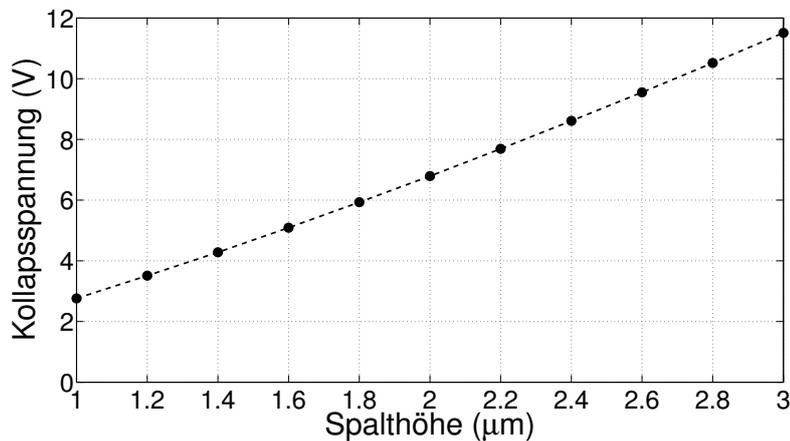


Abb. 5.33: Abhängigkeit der Kollapsspannung vom Spaltabstand der Membran-Stator-Anordnung.

Neben dem elektrischen Verhalten werden auch die fluidischen Prozesse durch eine Veränderung des Spaltabstands beeinflusst. Im Spaltbereich selbst reduzieren sich für große Spalthöhen die Reibungswiderstände für laterale Luftströmungen. Diese besitzen jedoch nur geringeren Einfluss auf das Rauschniveau des Mikrofons (vgl. Abb. 5.27). Aber auch der Transitbereich der Perforationslöcher ändert sich mit dem Spaltabstand (siehe Gleichung (5.32)). Für große Spaltabstände sinkt der Widerstand des Transitbereichs, wodurch das fluidische Rauschen des Stators reduziert wird. Wie Abb. 5.35 zeigt, ergibt sich dadurch in Summe mit der höheren Empfindlichkeit ein höherer Signal-Rausch-Abstand für große Spalthöhen. Aufgrund der steigenden Signalstärke verringert sich der Einfluss des Verstärkerrauschens mit wachsenden Spalthöhen. Gleichzeitig reduziert der sinkende fluidische Widerstand des Stators das fluidische Rauschen und verstärkt diesen Effekt. Umgekehrt nimmt vor allem für sehr kleine Spaltabstände der fluidische Statorwiderstand deutlich zu und verschlechtert signifikant die Signalqualität.

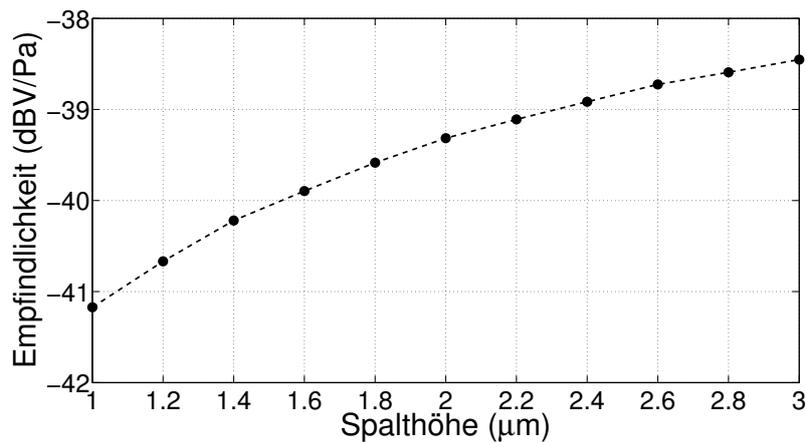


Abb. 5.34: Veränderung der Mikrofonempfindlichkeit bei Variation der Spalthöhe der Membran-Stator-Anordnung.

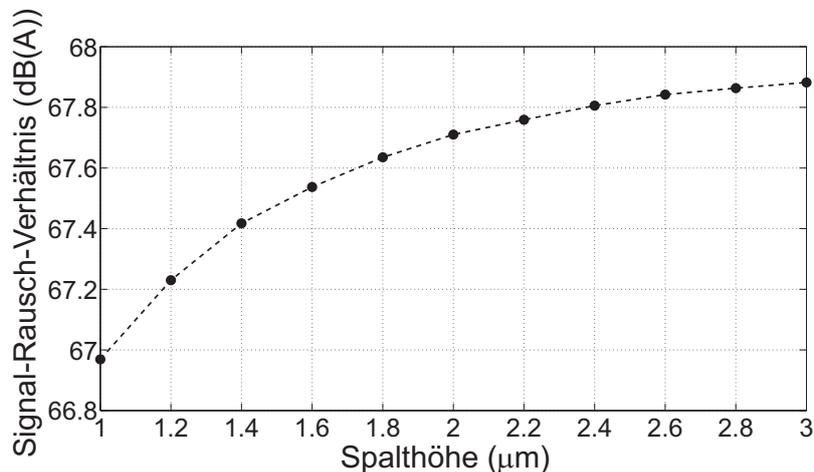


Abb. 5.35: Veränderung des Signal-Rausch-Verhältnis bei Variation der Spalthöhe der Membran-Stator-Anordnung.

Variation der intrinsischen Membranverspannung

Neben der Optimierung des Bauelements kann das Mikrofonmodell auch verwendet werden, um Auswirkungen von Parameterschwankungen effizient zu untersuchen. Ein gutes Beispiel dafür ist die intrinsische mechanische Zugspannung in der Membran, die als Technologieparameter stark von den Temperaturen im Herstellungsprozess abhängt. Trotz strenger Prozesskontrolle schwankt diese Zugspannung von Wafer zu Wafer und kann auch über den Wafer verteilt variieren. Die intrinsische Materialspannung beeinflusst die mechanische Steifigkeit der Membran und deren Eigenfrequenz und bewirkt folglich weitreichende Veränderungen im Betriebsverhalten des Mikrofons. Ihr Einfluss auf die Signalqualität wird nun mit Hilfe der virtuellen Prototypen untersucht.

Im Modell wird die intrinsische Materialspannung über die Eigenfrequenz der Membran eingestellt, die auf Systemebene als Parameter zugänglich ist⁴. Je größer die intrinsische Zugspannung im Material ist, desto höher ist die Eigenfrequenz der Membran, welche der Vakuumresonanz des Mikrofons entspricht. Abb. 5.36 stellt den Frequenzgang des Mi-

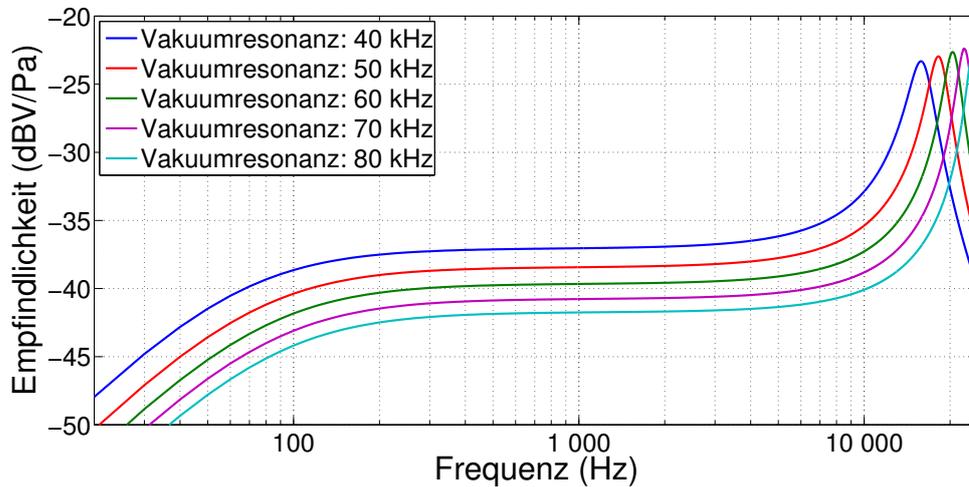


Abb. 5.36: Frequenzgang des Mikrofons für unterschiedlich steife Membranen.

krofons für unterschiedliche Vakuumresonanzen dar. Die Empfindlichkeit des Mikrofons steigt für niedrige Vakuumresonanzen aufgrund der höheren Membrannachgiebigkeit an. Gleichzeitig verschiebt sich die Resonanzfrequenz des Mikrofons in den akustischen Frequenzbereich. Bereits die Analyse des Frequenzgangs zeigt, dass die Nachgiebigkeit der Membran nicht beliebig erhöht werden kann, da der gewünschte flache Frequenzgang im akustischen Frequenzband nicht mehr erreicht wird.

Als nächstes wird die in Abb. 5.37 dargestellte spektrale Rauschdichte analysiert, die den Einfluss auf die Signalqualität widerspiegelt. Die Rauschdichte wird wieder auf die jeweilige Signalstärke bezogen, um die Auswirkungen auf das Signal-Rausch-Verhältnis sichtbar zu machen. Zwei Effekte sind dabei klar zu trennen. Die hohe Empfindlichkeit der weichen Membranen reduziert den Einfluss des Verstärkerrauschens im niedrigen Frequenzbereich und führt zu dem niedrigeren Rauschniveau unterhalb von 6 kHz. Im oberen Frequenzbereich dominiert das fluidische Rauschen des Stators, welches durch die Resonanz des Mikrofons verstärkt wird. Verschiebt sich die Resonanzfrequenz in den akustischen Bereich so erhöht sich das Rauschniveau in diesem Bereich. Das resultierende Signal-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit der Vakuumresonanz ist in Abb. 5.38 abgebildet. Die beiden gegenläufigen Effekte – das Verstärkerrauschen und das fluidische Rauschen des Stators – führen zu einem Optimum des Signal-Rausch-

⁴ Die Eigenfrequenz beschreibt zwar eigentlich nur das Verhältnis aus Steifigkeit und Masse der Membran. Aufgrund der Normalisierung der Massenmatrix in der Modalanalyse (siehe Kapitel 5.2.1) ist die Masse der Membran im Skalierungsfaktor der Eigenmode festgelegt. Die Änderung der Eigenfrequenz beeinflusst daher nur die Steifigkeit der Membran.

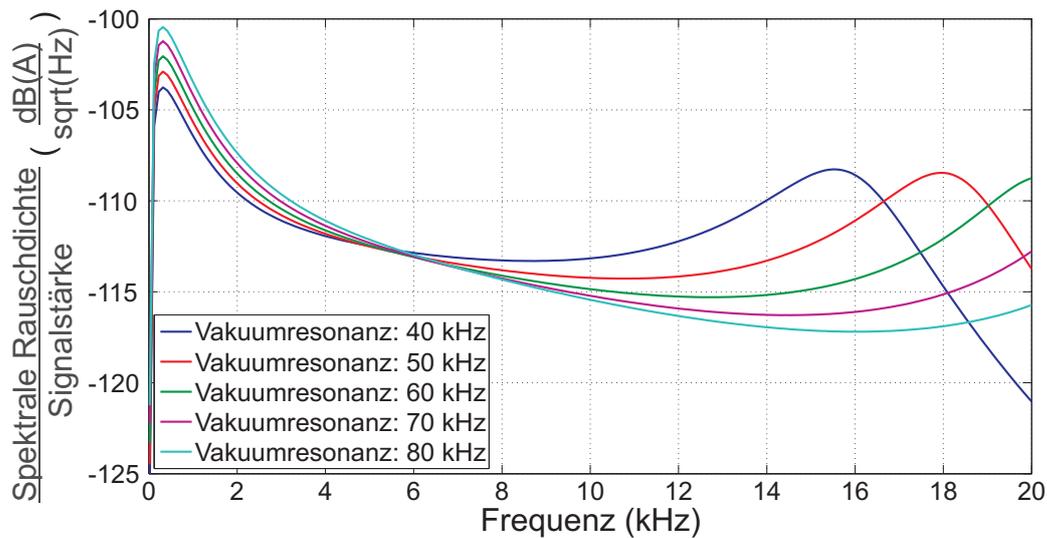


Abb. 5.37: Spektrale Rauschdichte des Mikrofons bezogen auf die Signalstärke für unterschiedliche steife Membranen.

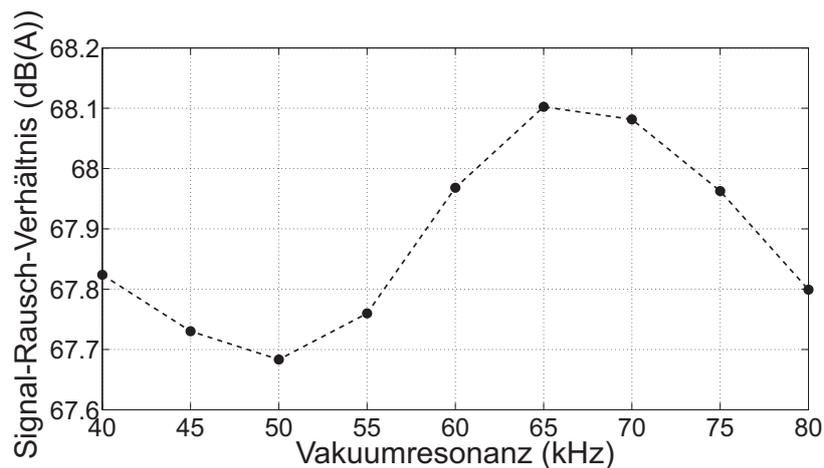


Abb. 5.38: Einfluss der Membransteifigkeit auf das Signal-Rausch-Verhältnis des Mikrofons.

Verhältnis bei einer Vakuumresonanz von etwa 65 kHz, welches einer Mikrofonresonanz von 21,5 kHz entspricht. Für sehr geringe Schichtspannungen und damit sehr kleine Vakuumresonanzen steigt das Signal-Rausch-Verhältnis wieder an. Unter dem Absenken der Mikrofonresonanz leidet jedoch der gewünschte flache Empfindlichkeitsverlauf im akustischen Frequenzbereich (siehe Abb. 5.36). Das Signal-Rausch-Verhältnis steigt in diesem Bereich jedoch nur an, da die Resonanzfrequenz sich so weit in den akustischen Bereich verschiebt, dass das niedrige Rauschniveau oberhalb der Mikrofonresonanz in die Berechnung des Rauschens eingeht. Folglich wird die intrinsische Verspannung der Membran so eingestellt, dass sich die Mikrofonresonanz knapp oberhalb von 20 kHz befindet und dem Optimum im Signal-Rausch-Verhältnis möglichst nahe kommt. Die durchgeführte Analyse zeigt die Auswirkung einer Variation der Membrannachgiebigkeit

aufgrund technologischer Schwankungen. Je nach Schwankungsbreite der Technologie kann die Zugspannung der Mikrofonmembran auf einen optimalen Bereich eingestellt werden. Zudem lassen sich Aussagen über die die Ausbeute von Mikrofonen mit einem bestimmten Signal-Rausch-Abstand ableiten.

Die vorgestellten Designstudien zeigen beispielhaft die Herausforderungen bei der Optimierung der Mikrofone. Dies sind zum einen die Vielzahl der zum Gesamtverhalten beitragenden Effekte sowie deren starke Wechselwirkung untereinander. Eine Designvariation hat in der Regel eine vielfältige Wirkung auf das Betriebsverhalten. Folglich müssen stets mehrere Kenngrößen im Auge behalten werden, damit in Summe eine optimale Signalqualität erreicht wird. Ein ideal flacher Frequenzgang, eine hohe Empfindlichkeit und niedriges Rauschen stehen dabei in Konkurrenz und lassen sich oft nicht gleichzeitig realisieren. Aufgrund dieser gegenläufigen Effekte ist die Auswirkung von Designveränderungen auf die Signalqualität ohne detaillierte Analysen kaum vorherzusagen und nur mit sehr gut kalibrierten und validierten Modellen quantifizierbar. Die starke Wechselwirkung der fluidischen, mechanischen und elektrischen Effekte im Mikrofon bedingt zudem das Setzen geeigneter Rahmenbedingungen für die Optimierung. Ändert sich etwa der sichere Arbeitsbereich der Mikrofone, so kann die Betriebsspannung angepasst werden. Durch diese Anpassung kann sich das Optimum signifikant verschieben (gut sichtbar am Beispiel der Statoroptimierung in Abb. 5.31). Hierfür ist jedoch ein guter Überblick über die Funktionsweise des Mikrofons und das Zusammenspiel der einzelnen Effekte Voraussetzung. Anhand der physikalisch basierten, transparenten Modelle können diese Effekte untersucht und in die Analyse miteinbezogen werden.

Aus den durchgeführten Designstudien ergeben sich typische Zielkonflikte, die bei der Optimierung der Signalqualität auftreten. So sind einerseits eine möglichst große elektrische Kapazität und andererseits ein möglichst minimaler fluidischer Widerstand der Membran-Stator-Anordnung gewünscht. Bezüglich der Kapazität wäre somit eine durchgehende Platte und bezüglich des fluidischen Widerstands eine möglichst hoch perforierte Struktur als Stator ideal. Es muss somit ein Kompromiss gefunden werden zwischen hoher aktiver Kapazität, die eine hohe Empfindlichkeit und damit geringeres Rauschen der Auswerteelektronik bedingt, und niedrigem fluidischen Statorrauschen. Ein weiterer typischer Zielkonflikt besteht zwischen einer hohen Empfindlichkeit des Mikrofons und einem flachem Frequenzgang. Wie am Beispiel der Variation der intrinsischen Verspannung der Membran sichtbar wird, können weichere Membranen zwar eine höhere Empfindlichkeit liefern, gleichzeitig weicht der Frequenzgang aber schon bei kleineren Frequenzen deutlich vom flachen Idealfall ab. Zudem wird auch die Linearität des Mikrofons mit zunehmender Empfindlichkeit abnehmen. Dieser Konflikt zwischen hoher Signalstärke und großer Bandbreite bzw. hoher Linearität ist ebenso typisch für Mikrofone. Mithilfe des entwickelten Modells können derartige Zielkonflikte herausgearbeitet und zielgenau für die entsprechende Anwendung gelöst werden.

Die Designstudien haben allerdings auch gezeigt, dass es sich bei den Silizium-Mikrofonen um bereits optimierte kommerzielle Bauelemente handelt. Die aufgezeigten Verbesserungen im Signal-Rausch-Verhältnis liegen jeweils unterhalb von 1 dB und

stellen daher nur kleine Fortschritte für die Signalqualität dar. Neben der generellen Optimierung der Mikrofone kann das Modell jedoch auch für weitere Anwendungen genutzt werden. Wie das Mikrofonmodell zeigt, können Änderungen am Gehäuse oder der Auswerteelektronik bereits signifikante Auswirkungen auf die Signalqualität haben und das Optimum der Mikrofonperformanz verschieben. Mithilfe des Modells können derartige Veränderungen zeit- und kostensparend virtuell getestet und ein neues optimales Design schnell gefunden werden. Die Mikrofone lassen sich damit für spezielle Anwendungen sehr effizient und zielgenau anpassen. Darüber hinaus kann das Modell aufgrund der hohen Genauigkeit für die Qualitätssicherung eingesetzt werden. Auswirkungen von Parameterschwankungen im Prozess können rechnergestützt bestimmt werden. Zudem können durch kurze Messzyklen, beispielsweise der Sprungantwort des Mikrofons auf eine elektrische Anregung (vgl. Abb. 5.22), viele Parameter durch inverse Modellierung gleichzeitig extrahiert werden und das Mikrofonverhalten modellbasiert vorhergesagt werden. Auf diese Weise lässt sich Testzeit einsparen und durch kosteneffizientere virtuelle Experimente ersetzen. Diese Beispiele zeigen die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten des Systemmodells für Silizium-Mikrofone.

5.5.4 Erweiterung des Modells auf differentielle Mikrofone

Das Mikrofonmodell wurde speziell für die Bedürfnisse des Silizium-Mikrofons entwickelt. Viele vereinfachende Annahmen und Näherungen wurden getroffen, die auf die Anforderungen und die Problemstellungen der Mikrofone zugeschnitten sind. Eine derartige Spezialisierung schränkt naturgemäß die Übertragbarkeit des Modells auf andere Bauelemente ein. Aufgrund des modularen Aufbaus des Systemmodells und der physikalisch basierten Teilmodelle bietet das Mikrofonmodell dennoch eine hohe Variabilität. Bei Bedarf können einzelne Teilmodelle angepasst, erweitert oder ganz ausgetauscht werden. Diese Variabilität ermöglicht die Übertragung des bestehenden Mikrofonmodells auf neuartige Mikrofonkonzepte. Dies wird am Beispiel eines differentiellen Mikrofons veranschaulicht.

Der schematische Aufbau dieses differentiellen Mikrofons ist in Abb. 5.39 dargestellt und zeigt deutlich den strukturellen Unterschied zu dem konventionellen Silizium-Mikrofon mit einem Stator. Die Mikrofonmembran wird nun zwischen zwei Statoren eingespannt, die jeweils mit der Membran einen Kondensator bilden. Die zwei Kondensatoren, die die Membran als gemeinsame Elektrode nutzen, ändern ihre Kapazität bei Bewegung der Membran in gegensätzlicher Richtung. Beim Betrieb bei konstanter Ladung ändert sich folglich die Spannung an den Kondensatoren näherungsweise gegengleich. Als Ausgangssignal wird die Differenz der beiden Spannungssignale verwendet, weshalb dieses Bauelement als differentielles Mikrofon bezeichnet wird. Dabei addiert sich die Empfindlichkeit der beiden einzelnen kapazitiven Wandlerelemente auf. Demnach wird die Signalstärke des Mikrofons durch das differentielle Sensorconcept verdoppelt. Neben diesem offensichtlichen Vorteil nimmt auch die Linearität des Mikrofonsignals deutlich zu und stellt eine entscheidende Verbesserung gegenüber dem konventionellen Silizium-Mikrofon dar. In erster Näherung kompensieren sich die nichtlinearen Effekte der

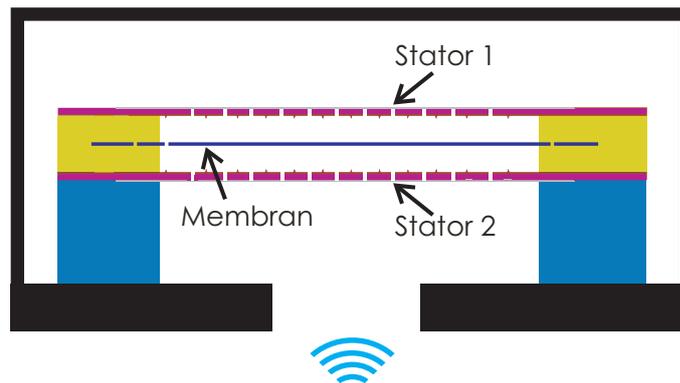


Abb. 5.39: Schematischer Aufbau des differentiellen Mikrofons.

kapazitiven Wandlung und führen zu deutlich weniger Verzerrungen im Mikrofonsignal.

Für die Untersuchung des differentiellen Mikrofons wird das bestehende Mikrofonmodell entsprechend erweitert. Für den zweiten Stator werden ein weiteres fluidisches und elektrisches Netzwerk im Modell ergänzt, welche analog zum ersten Statormodell aufgebaut sind. Das fluidische und elektrische Teilmodell des zweiten Stators wird ebenfalls mit dem mechanischen Membranmodell gekoppelt und mit den Modellen für Gehäuse und Auswerteelektronik entsprechend verbunden. Durch das Zusammenspiel der beiden Statormodelle wird das reale Verhalten des differentiellen Mikrofons konsistent abgebildet.

Trotz der einfachen Möglichkeit zur Anpassung der Modelle traten Schwierigkeiten bei der Simulation der differentiellen Mikrofone in Form von Konvergenzproblemen auf. Entweder konvergierte die Berechnung der Systemsimulation gar nicht oder die Rechenzeiten stiegen massiv auf etliche Stunden an. Eingehende Analysen des Modells haben ergeben, dass die hohe Zahl an elektrischen Freiheitsgraden (ca. 5000 pro Stator) beim differentiellen Mikrofon zu dem signifikant schlechteren Konvergenzverhalten führt. Als Abhilfe werden je zehn benachbarte elektrische Knoten zu einem neuen Knoten zusammengefasst und so die Zahl der Freiheitsgrade im elektrischen Modell drastisch reduziert. Für die Kopplung an die Mechanik wird die Auslenkung der Membran über den jeweiligen Bereich flächengewichtet gemittelt und an den neuen Knoten übergeben. Durch die Reduktion elektrischer Knoten konnte die Rechenzeit wieder auf wenige Minuten gesenkt werden ohne einen sichtbaren Verlust an Genauigkeit im Vergleich zum nicht-reduzierten Modell.

Mit dem erweiterten Modell für differentielle Mikrofone kann nun auch deren Verhalten im Detail untersucht und entsprechende Parameterstudien durchgeführt werden. Da auf das Potential des Modells bezüglich der Designoptimierung schon in Kapitel 5.5.3 näher eingegangen wurde, wird an dieser Stelle nur der grundsätzliche Unterschied zwischen konventionellem und differentiellem Silizium-Mikrofon im virtuellen Experiment untersucht. Dazu wird zunächst der in Abb. 5.40 dargestellten Frequenzgang der beiden Mikrofone betrachtet, der den deutlichen Unterschied in der Empfindlichkeit aufzeigt.

Im Vergleich zum konventionellen Mikrofon kann die Signalstärke (Empfindlichkeit

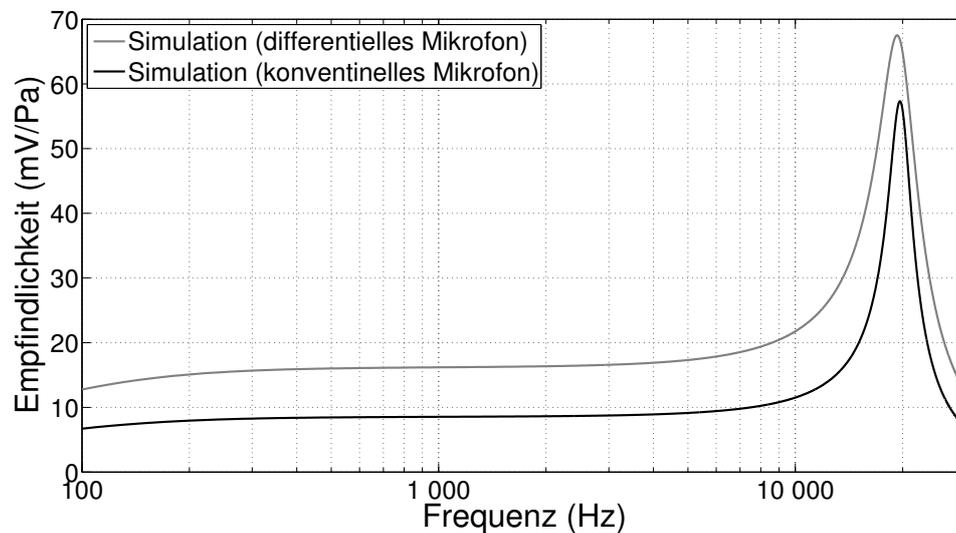


Abb. 5.40: Vergleich des Frequenzgangs von konventionellem und differentiellem Mikrofon bei gleicher Betriebsspannung.

bei 1 kHz) bei gleicher Betriebsspannung durch das differentielle Bauelementkonzept nahezu verdoppelt werden. Am oberen Ende des akustischen Frequenzbereichs kann zudem die geringere Güte der Resonanz beim differentiellen Mikrofon abgelesen werden, die durch die höhere fluidische Dämpfung aufgrund des zweiten Stators verursacht wird. Des Weiteren besitzt das differentielle Mikrofon eine höhere Kollapsspannung, da sich die elektrostatischen Anziehungskräfte in weiten Teilen gegenseitig aufheben. Dies resultiert in einem größeren sicheren Arbeitsbereich und lässt auch höhere elektrische Betriebsspannungen zu, wodurch die Signalstärke sogar noch weiter erhöht werden kann. Die hohe Signalstärke aufgrund des zweiten Stators wirkt sich positiv auf die erreichbare Signalqualität aus. Diese wird jedoch mit erhöhtem Rauschen durch den zweiten Stator erkauft. Diesen Zusammenhang zeigt der Vergleich der spektralen Rauschdichten in Abb. 5.41. Das höhere Rauschen des differentiellen Mikrofons ist deutlich zu erkennen, welches auch hier wieder von zwei verschiedenen Effekten dominiert wird. Im unteren Frequenzbereich überwiegt das Verstärkerrauschen, das die typische $1/f$ -Charakteristik aufweist. Beim differentiellen Mikrofon wird in dieser Analyse für beide Kanäle⁵ ein separater Verstärker verwendet. Dadurch verdoppeln sich auch die Rauschquellen und überlagern sich im Differenzsignal. Da das Rauschen der beiden Verstärker unkorreliert ist, hebt es sich teilweise auf und erhöht das Rauschniveau nur um den Faktor $\sqrt{2}$ im Vergleich zu einem einzelnen Verstärker. Daher entspricht das Rauschen des differentiellen Mikrofons in diesem Bereich etwa dem $\sqrt{2}$ -fachen des konventionellen Mikrofons. Im oberen Frequenzbereich dominiert das fluidische Rauschen der Statoren. In diesem Bereich erhöht sich das Rauschniveau jedoch um mehr als den Faktor 2. Dies kann folgendermaßen nachvollzogen werden. Das fluidische Rauschen bewirkt Druckschwankungen oberhalb und unterhalb der Membran,

⁵ Mit Kanal wird das Spannungssignal eines Membran-Stator-Kondensators bezeichnet.

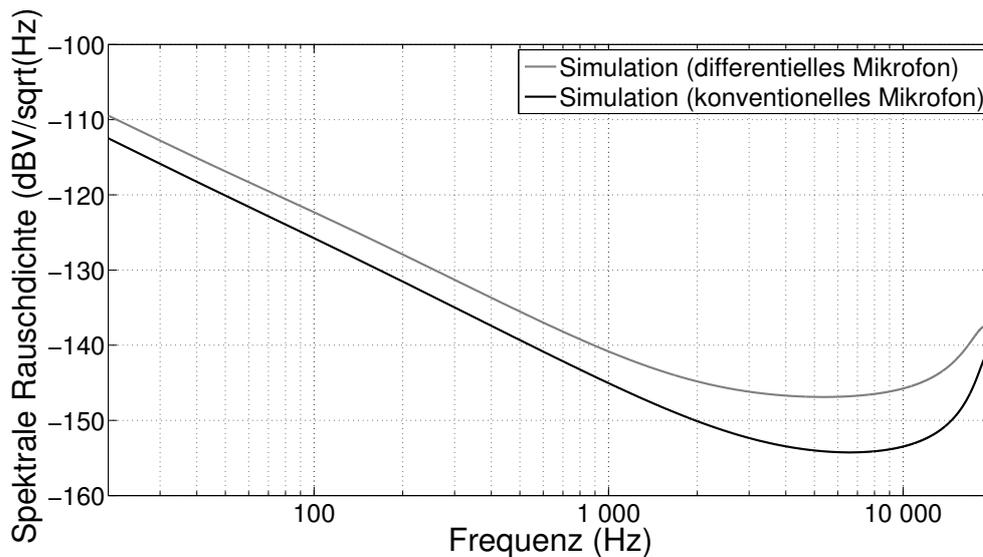


Abb. 5.41: Vergleich der spektralen Rauschdichte von konventionellem und differentiellem Mikrofon.

die sich auf die Membranbewegung übertragen und dort mechanische Schwankungen hervorrufen. Da das Rauschen der beiden Statoren wiederum unkorreliert sind, steigt die Schwankungsbreite der Membranbewegung (Rauschen der Membranschwingung) durch den zweiten Stator um den Faktor $\sqrt{2}$. Das Rauschen der Membranbewegung wird nun jedoch von beiden Kanälen des differentiellen Mikrofans erfasst und analog zur Verdopplung des Mikrofansignals wird auch das Rauschsignal verdoppelt. Hierbei ist das von der Membranbewegung übertragene Rauschen auf den beiden Kanälen nicht mehr unkorreliert, da es von derselben Quelle (der Membranbewegung) stammt. Der Rauschbeitrag verdoppelt sich somit im Differenzsignal. In Summe erhöht sich das Niveau des fluidischen Rauschens in der differentiellen Membran-Stator-Anordnung um den Faktor $2 \cdot \sqrt{2}$. Da im oberen Frequenzbereich auch das Rauschen des Schalleintritts einen relevanten Beitrag liefert, der unverändert bleibt, steigt in Abb. 5.41 das fluidische Rauschen in diesem Bereich um etwas weniger als den Faktor $2 \cdot \sqrt{2}$ an. Das höhere fluidische Rauschen des differentiellen Mikrofans führt dazu, dass das Signal-Rausch-Verhältnis bei beiden Mikrofans mit etwa 67 dB(A) in diesem Vergleich nahezu identisch ist. Die höhere Signalstärke wird durch das höhere Rauschniveau kompensiert. Als entscheidender Vorteil bleibt die höhere Linearität des differentiellen Sensorkonzepts.

Dieses Beispiel veranschaulicht die Stärke des modularen Modellierungsansatzes und der Verwendung physikalisch basierter Modelle. Durch die separate Modellierung der beiden Statoren konnte das bestehende Mikrofanmodell entsprechend erweitert werden und der Einfluss des zweiten Stators auf die Signalstärke und das Rauschen untersucht werden. Die konsistente Kopplung der physikalisch basierten Statormodelle an das Membranmodell gewährleistet hierbei unter anderem die korrekte Erfassung des Rauschens und dessen Auswirkung auf das Gesamtsystem.

5.6 Bewertung der Modellierungsmethodik

Das in diesem Kapitel entwickelte Mikrofonmodell ist ein weiterer Beleg für das große Potential der maßgeschneiderten Modelle im virtuellen Entwurfsprozess von Mikrosystemen. Die individuelle Anpassung des Modells an die in Kapitel 2.2 aufgestellten Anforderungen des Bauteils bringt auch beim Silizium-Mikrofon enorme Vorteile. Das Modellkonzept begegnet der Vielzahl an Effekten im Mikrofon, indem diese klar getrennt und in die mechanische, fluidische und elektrische Energiedomäne und deren Koppelmechanismen eingeteilt werden. Die einzelnen Effekte werden zunächst separat mit speziell zugeschnittenen Teilmodellen abgebildet, die sich modular zum Mikrofonmodell zusammenfügen. Durch das Ableiten kompakter Modellkomponenten aus den kontinuierlichen Felddescriptionen wird die sehr hohe Recheneffizienz des Modells erreicht. Die hierbei getroffenen Annahmen und Näherung reduzieren die Komplexität der Teilmodelle enorm, ohne dabei deren Gültigkeitsbereich zu sehr einzuschränken. Herauszustellen ist hierbei das mechanische Modell auf Basis der modalen Superposition, welches mit nur einem Freiheitsgrad auskommt und dennoch die ortsabhängige Bewegung der Membran beinhaltet. Besonderer Fokus bei der Modellierung wurde auf die fluidischen und elektrischen Vorgänge im Wandlerelement gelegt, die aufgrund der ortsabhängigen Membranbewegung in verteilter Form als fluidisches bzw. elektrisches Netzwerk berücksichtigt werden. Diese verteilten Modelle werden mit dem mechanischen Membranmodell in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk bidirektional gekoppelt und bilden das zentrale Wandlerelement des Mikrofons (die Membran-Stator-Anordnung) auf Systemebene ab. Die vollständige Modellierung des Gesamtsystems aus Mikrofon, Gehäuse und Elektronik wird durch zusätzliche Modelle des Gehäuses und der elektrischen Beschaltung erreicht, die direkt an den entsprechenden Knoten im jeweiligen Netzwerkmodell eingefügt werden. Das resultierende elektrofluid-mechanische Netzwerk auf Basis gewöhnlicher Differentialgleichungen kann sehr effizient im Netzwerksimulator gelöst werden und berücksichtigt selbstkonsistent die gegenseitige Wechselwirkung der einzelnen Teilmodelle untereinander.

Die sorgfältige und soweit möglich separate Kalibrierung und Validierung der Teilmodelle ist bei der Vielzahl der beteiligten Effekte von sehr großer Bedeutung. Die Membraneigenschaften wurden dafür unter Vakuumbedingungen getrennt von anderen Einflüssen gemessen und elektrische Effekte mit Simulationen auf Basis der Finite-Elemente-Methode überprüft. Speziell durchgeführte Messungen zur Validierung des Mikrofonverhaltens belegen die hohe Genauigkeit des entwickelten Modells für den Normalbetrieb und zeigen zugleich den Gültigkeitsbereich des Mikrofonmodells auf. Aufgrund der aufwendigen Kalibrierung und Validierung in Kombination mit den physikalisch basierten Modellbeschreibungen können auch quantitativ belastbare und prädiktive Aussagen über das Mikrofonverhalten getroffen werden, die für den virtuellen Entwurf von Silizium-Mikrofonen von essentieller Bedeutung sind. Neben der hohen Genauigkeit zeigt sich der Erfolg des maßgeschneiderten Mikrofonmodells in den niedrigen Rechenzeiten von wenigen Minuten, die bei der großen Anzahl der beteiligten Effekte und dem hohen Detailgrad der berücksichtigten mechanischen, elektrischen und vor allem fluidischen Effekte durchaus bemerkenswert ist.

Aufgrund der konsistenten Berücksichtigung aller relevanten Effekte können die wichtigen Eigenschaften des Mikrofons, wie beispielsweise die frequenzabhängige Empfindlichkeit, die spektrale Rauschdichte und die Nichtlinearität der Signalwandlung, modellbasiert untersucht und die zugehörigen Kenngrößen, wie die Signalstärke, das Signal-Rausch-Verhältnis und der Klirrfaktor aus den Simulationsergebnissen extrahiert werden. Zudem ermöglichen die örtlich diskretisierten fluidischen und elektrischen Netzwerkmodelle die Analyse verteilter Effekte mithilfe der virtuellen Prototypen. Daraus lassen sich schon wichtige Erkenntnisse für die Optimierung der Mikrofone ableiten. Die geringen Rechenzeiten des Modells in Kombination mit den transparenten Modellparametern, auf die auch auf Systemebene zugegriffen werden kann, bilden zudem eine ideale Basis für effiziente Parameter- und Designstudien. Diese liefern, wie anhand der vorgestellten Designstudien gezeigt, weitere wichtige Erkenntnisse über das Optimierungspotential der Bauelemente. Die detaillierten Analysemöglichkeiten und transparenten Modelle ermöglichen hierbei, stets die optimalen Betriebsbedingungen des Mikrofons einzuhalten. So kann etwa die Betriebsspannung jeweils an den sicheren Arbeitsbereich des jeweiligen Designs im virtuellen Experiment angepasst werden.

Aufgrund der physikalisch basierten Zerlegung des Modells in Energiedomänen und deren Koppeffekte besitzt auch das Mikrofonmodell modularen Charakter. Dieses modulare und transparente Modellkonzept bietet die Möglichkeit einzelne Teilmodelle anzupassen, zu erweitern oder ganz auszutauschen. Damit lässt sich das entwickelte Mikrofonmodell, wie am Beispiel des differentiellen Mikrofons dargelegt wurde, auf neuartige Mikrofone anpassen und erweitern. Aber auch auf eine große Anzahl weiterer kapazitiver Mikrosensoren und -aktoren kann das Modellkonzept übertragen und auf deren Anforderungen jeweils speziell zugeschnitten werden. Das fluidische Netzwerk der Membran-Stator-Anordnung etwa wurde im Kern bereits für die Modellierung verschiedener Mikrosysteme eingesetzt (siehe [67, 65, 52]). Diese Wiederverwendbarkeit der Modelle stellt einen wichtigen ersten Schritt in Richtung einer universellen virtuellen Entwurfsumgebung für Mikrosysteme dar.

6. Zusammenfassung und Ausblick

Die beiden in dieser Arbeit durchgeführten virtuellen Entwurfsprojekte zeigen deutlich den großen Vorteil problemangepasster, physikalisch basierter Modellierung. Sowohl für den HF-Mikroschalter als auch für das Silizium-Mikrofon können mithilfe des maßgeschneiderten Modellierungsansatzes die in Kapitel 2 gestellten Anforderungen durch zielgenaues Anwenden der in Kapitel 3 vorgestellten Modellierungsmethoden erfüllt werden. Das thermomechanische Modell des HF-Mikroschalters auf kontinuierlicher Feldebene ermöglicht die detailgetreue Untersuchung des Bauelements im Fehlerfall, sowie die Analyse des eingebauten thermischen Wiederherstellungsmechanismus. Die an das Finite-Elemente-Modell gekoppelten analytischen Beschreibungen der elektrischen Wärmegeneration, des elektrostatischen Antriebs und der fluidischen Dämpfung vervollständigen das Modell, ohne die Komplexität und den Rechenaufwand zu sehr zu erhöhen. Im virtuellen Experiment werden die auftretenden mechanischen Kräfte im Fehlerfall des Mikroschweißens ebenso bestimmt wie die thermisch induzierten Kräfte durch Aktivieren des Mikroheizers zur Wiederherstellung der Schalterfunktionalität. Die auftretenden Prozesse werden anhand der Simulationsergebnisse anschaulich erklärt und Abhängigkeiten von Material- und Geometriegrößen herausgearbeitet.

Das Mikrofonmodell, bestehend aus dem fluidischen und elektrischen Netzwerk, welche über das mechanische Membranmodell miteinander wechselwirken, ermöglicht die Berücksichtigung verteilter Effekte im Mikrofonchip auf Systemebene und erreicht dadurch die geforderte Genauigkeit und zugleich beachtlich kurze Rechenzeiten. Durch die Integration der akustischen Effekte im Gehäuse sowie der elektrischen Auswertelektronik als Kompaktmodelle wird das Verhalten des Mikrofons in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk vollständig und konsistent dargestellt. Der komplette Signalpfad vom Schalldruck am Gehäuseeingang bis zum vorverstärkten elektrischen Ausgangssignal wird inklusive elektrischer und fluidischer Rauschquellen in einem Standard-Netzwerksimulator berechnet. Das für die Signalqualität entscheidende Signal-Rausch-Verhältnis wird dazu ebenso analysiert wie Verzerrungen im elektrischen Ausgangssignal aufgrund der nicht-linearen kapazitiven Signalwandlung. Die anschauliche Auswertung der verteilten fluidischen Effekte sowie die durchgeführten Designstudien legen die Optimierungsmöglichkeiten im Mikrofondesign offen und bewerten die Auswirkungen einzelner Designmaßnahmen auch quantitativ. Die Anwendung des Modells auf differentielle Mikrofone zeigt zudem das große Anwendungspotential des maßgeschneiderten Mikrofonmodells auf.

Anhand der vorgestellten virtuellen Prototypen für den HF-Mikroschalter und das Silizium-Mikrofon kann die problemorientierte Modellierung von den Modellanforderungen über die Modellentwicklung und Kalibrierung bis hin zur Analyse der Simulationsergebnisse nachvollzogen und eingesehen werden. Es wird deutlich gezeigt, wie durch

die gezielte Auswahl und das Anpassen der Modelle an die Problemstellung des jeweiligen Mikrosystems stets der passende Kompromiss aus Detailgrad und Recheneffizienz der Simulation gefunden wird. Auf diese Weise kann die maßgeschneiderte Modellierung den virtuellen Entwurf in vielerlei Hinsicht zeit- und kostensparend gestalten.

Als Vision für den Entwurf von Mikrosystemen wird eine umfassende Entwicklungsumgebung angestrebt, die, in Anlehnung an den automatisierten Entwurf der Mikroelektronik, den gesamten Entwurfsprozess modellbasiert abdeckt. Die in dieser Arbeit durchgeführten rechnergestützten Entwurfsprojekte weisen deutliche Parallelen bei der Erstellung der Modelle und der Ausführung der Simulationen auf, welche als Grundlage für einen einheitlichen Entwurfsprozess dienen können. Gleichzeitig sind einem einheitlichen Vorgehen aber aufgrund der signifikanten Unterschiede der Bauelemente und Problemstellungen deutliche Grenzen gesetzt. Die Realisierbarkeit einer umfassenden Entwicklungsplattform für Mikrosysteme wird, ausgehend von den in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnissen, bewertet.

6.1 Maßgeschneiderte Modelle für den effizienten Entwurf vielfältiger Mikrosysteme

Aufgrund der unterschiedlichen Funktionalität der Mikrosysteme und verschiedener Entwurfsziele differieren die Anforderungen an die virtuellen Prototypen signifikant. Wie eingangs der Arbeit bereits beschrieben, ist diese Vielfalt typisch für den Entwurf von Mikrosensoren und -aktoren. Neben mechanischen und elektrischen Vorgängen spielen aufgrund von unterschiedlicher Funktionalität auch Effekte aus weiteren physikalischen Energiedomänen eine maßgebliche Rolle. Dies können thermische Effekte, wie im Fall des HF-Mikroschalters, die fluidische Dämpfung beweglicher Strukturen, wie im Fall des Silizium-Mikrofons, aber auch magnetische, optische oder chemische Eigenschaften der Mikrosysteme sein. Aufgrund unterschiedlicher Anwendungsgebiete und Reifegrade ergeben sich Problemstellungen, die von ersten Analysen der zugrundeliegenden Sensor- bzw. Aktorfunktionalität über Detailuntersuchungen bestimmter Betriebszustände oder Ausfallmechanismen bis hin zu Optimierungsstudien reichen, die eine Vielzahl von gewünschten und parasitären Effekten miteinbeziehen. Die Anforderungen an die virtuellen Prototypen unterscheiden sich daher maßgeblich in Bezug auf die geforderte Genauigkeit, den notwendigen Detailgrad und die gewünschte Recheneffizienz. Auch hierfür stehen die beiden durchgeführten Fallstudien exemplarisch.

Dieser Vielfalt der Mikrosysteme stellt diese Arbeit ein großes Portfolio an Modellierungs- und Analysemethoden gegenüber, welche zur Erstellung virtueller Prototypen und deren Simulation verwendet werden können. Von Modellen auf Basis der kontinuierlichen Feldebene über Finite Netze bis zu konzentrierten Kompaktmodellen mit nur einer Hand voll Freiheitsgraden werden unterschiedlichste Modellierungstechniken zur Beschreibung der untersuchten Mikrosysteme herangezogen. Diese unterscheiden sich massiv in Bezug auf Komplexität, Genauigkeit, Detailtreue und Rechenaufwand der entstehenden Modelle. Anhand der aufgestellten Kriterien „Konsistenz“, „Transparenz“ und „maßgeschneiderte Gültigkeit“ kann der passende Modellierungsansatz abhängig von

den jeweiligen Anforderungen des Entwurfsprojekts ausgewählt werden. Da detailreiche Modellierungs- und Analysemethoden für komplexe Bauelementgeometrien und die Modellierung mehrerer gekoppelter Effekte schnell unübersichtlich und zu rechenintensiv werden, ist im Sinne der maßgeschneiderten Gültigkeit bei der Auswahl stets ein Kompromiss zwischen hinreichendem Detailgrad und sinnvollem Rechenaufwand zu treffen. Wie anhand der beiden vorgestellten Modellierungsbeispiele eingehend gezeigt wird, können verschiedene Modellierungstechniken dabei geschickt kombiniert werden. So wird der jeweilige Modellierungsansatz sowohl beim HF-Mikroschalter als auch beim Silizium-Mikrofon für jeden der beitragenden Effekte einzeln festgelegt. Ist die detaillierte ortsabhängige Verteilung der Vorgänge von Bedeutung, wird eine Beschreibung auf kontinuierlicher Feldebene als Modellgrundlage gewählt, wie das Modell des Mikroschalters zeigt. Kann dies, wie im Fall des Mikrofons, aufgrund der hohen Komplexität und des großen Rechenaufwands nicht bewerkstelligt werden, werden durch vereinfachende Annahmen und Näherungen kompaktere Modelle auf Basis äquivalenter Netzwerke entwickelt, die weiterhin die örtliche Verteilung der gewünschten Vorgänge bei reduziertem Rechenaufwand enthalten. Wenn möglich, werden die entsprechenden Effekte bevorzugt mit konzentrierten Kompaktmodellen nachgestellt, welche signifikant die Komplexität des Modells reduzieren und den Rechenaufwand der Simulation verringern. Daraus ergibt sich ein breites Spektrum an Kombinationsmöglichkeiten für Modelle, die das Verhalten verschiedenster Effekte auf unterschiedlichen Beschreibungsebenen in sich konsistent vereinen. Die sehr unterschiedlichen Modelle des Mikroschalters und des Mikrofons legen dies anschaulich dar.

Die Diversität der Mikrosysteme sowie die mögliche Vielzahl und Vielfalt der beitragenden Effekte stellt die vielleicht größte Herausforderung für die Mikrosystemmodellierung dar. Die variable Kombination von Modellierungstechniken mit unterschiedlichem Detailgrad und Rechenaufwand ermöglicht die erforderliche maßgeschneiderte Anpassung der Mikrosystemmodelle an die speziellen Anforderungen, die an die virtuellen Prototypen gestellt werden.

6.2 Verwendung von physikalisch basierten Modellen

Die problemorientierte Modellierung kann gezielt durch physikalisch basierte Modellkonzepte unterstützt werden, die, wie die beiden Entwurfsprojekte für den HF-Mikroschalter und das Silizium-Mikrofon zeigen, viele Vorteile in Bezug auf Konsistenz, Transparenz und maßgeschneiderter Gültigkeit der entstehenden Modelle bieten. Dazu werden die Vorgänge im Bauelement in einzelne physikalische Effekte aus verschiedenen Energiedomänen aufspalten. Diese Zerlegung fungiert als Grundstruktur und ermöglicht eine gute Übersicht über das Gesamtverhalten des Mikrosystemmodells. Dies hilft nicht nur bei der Modellerstellung, sondern erleichtert auch die folgende Interpretation der Simulationsergebnisse. Die einzelnen Effekte werden anschließend separat bewertet und dementsprechend modelliert.

Auch bei der Entwicklung der Teilmodelle wird ein physikalischer Ansatz verwendet. Einer der großen Vorteile physikalisch basierter Teilmodelle ist die hohe Transparenz. Es ist stets ersichtlich, welche Effekte und Mechanismen im Modell abgebildet sind und welche vernachlässigt werden. Dazu gehören auch die transparenten Modellparameter, die aus den zugrundeliegenden physikalischen Gleichungen hervorgehen. Sie bestehen meist aus Material- oder Geometrieparametern und können dadurch den Aufwand zur Modellkalibrierung signifikant reduzieren. Messprozeduren zur Bestimmung unbekannter Modellparameter können effizient entwickelt und durchgeführt werden, da mögliche Querempfindlichkeiten den physikalisch basierten Beschreibungen entnommen und modellbasiert untersucht werden können. Durch die Orientierung an den physikalischen Vorgängen bieten derartige Modelle einen großen Gültigkeitsbereich, der nur von den getroffenen Vereinfachungen in der Modellbeschreibung eingeschränkt wird. Auch die konsistente Kopplung der Teilmodelle wird durch die einheitliche physikalische Basis der Modelle und die transparente Trennung der einzelnen Effekte vereinfacht. Die Flexibilität physikalischer Beschreibungen ermöglicht zudem einen guten Kompromiss zwischen detailgetreuen Modellbeschreibungen und kompakten Modellansätzen. Aus den allgemeinen Grundgleichungen der Kontinuumstheorie können etwa sehr genaue und detailgetreue Modelle erstellt werden, wie sie bei der Modellierung des HF-Mikroschalters eingesetzt werden. Durch vereinfachende Annahmen und Näherungen können diese aber, wie im Fall des Silizium-Mikrofons, auch gezielt zu spezialisierten Modellen reduziert werden, die von verteilten Netzwerken bis zu den konzentrierten Kompaktmodellen reichen.

Die Transparenz physikalisch basierter Modelle ist auch für die Interpretierbarkeit der Analyseergebnisse von enormer Bedeutung. Aufgrund transparenter und interpretierbarer Modellparameter lassen sich Abhängigkeiten von Material- und Geometriegrößen zielgenau im virtuellen Experiment herausarbeiten und zur Optimierung der Bauelemente verwenden. Die Anlehnung der Modellbeschreibungen an die physikalischen Vorgänge in Kombination mit einer genauen Modellkalibrierung ermöglicht darüber hinaus belastbare quantitative Aussagen auf Basis der Simulationsergebnisse, die auch die prädiktive Simulation innerhalb des Gültigkeitsbereichs der Modelle einschließen. Diese Eigenschaften machen problemorientierte, physikalisch basierte Modelle zu einem starken Werkzeug für den virtuellen Entwurf und die Optimierung von Mikrosystemen.

Zuletzt ist auch die Wiederverwendbarkeit und Modifizierbarkeit physikalisch basierter Modelle ein entscheidender Vorteil dieses Modellierungskonzepts, wie das Beispiel des fluidischen Modells des Silizium-Mikrofons zeigt. Zwar sind spezialisierte, physikalisch basierte Modelle oft aufwendig in der Erstellung, dafür können sie auf vergleichbare Bauelemente übertragen werden und, wenn erforderlich, an diese angepasst werden. Die Wiederverwendbarkeit der Modelle spart erheblich Zeit und Aufwand bei der Modellentwicklung und stellt einen entscheidenden Schritt in Richtung einer universellen Entwicklungsumgebung dar.

6.3 Vision und Grenzen des virtuellen Entwurfs von Mikrosystemen

Das Vorgehen bei der Modellerstellung weist bei den durchgeführten Entwurfsprojekten dasselbe Grundkonzept auf, welches auf Mikrosysteme allgemein übertragen werden kann. Das Verhalten der Mikrosysteme wird in die einzelnen physikalischen Effekte aufgespalten, welche in die verschiedenen Energiedomänen eingeteilt und separat modelliert werden. Die erstellten Teilmodelle werden anschließend zum Gesamtmodell zusammengefügt und numerisch gelöst. Diesem Grundkonzept folgend können Mikrosystemmodelle aus einer Modellbibliothek vorhandener Teilmodelle modular aufgebaut werden. Dabei können grundsätzlich zwei Modellebenen unterschieden werden, auf denen die Teilmodelle gekoppelt werden können. Bei Modellen auf kontinuierlicher Feldebene, dargestellt im Modell des HF-Mikroschalters, findet die Kopplung über die rechte Seite der zu lösenden partiellen Differentialgleichungen und die Transportkoeffizienten in den Flussgrößen statt. Modelle auf Systemebene, wie etwa das entwickelte Mikrofonmodell, können in einem generalisierten Kirchhoffschen Netzwerk aufgebaut und gekoppelt werden. Die Kopplung zwischen verschiedenen Energiedomänen findet hierbei über spezielle energiebereichsübergreifende Komponenten im Netzwerk statt. Die Gesamtmodelle können dann auf kontinuierlicher Feldebene mithilfe der FEM bzw. auf Systemebene im Schaltungssimulator berechnet werden. Eine wichtige Rolle im modularen Modellkonzept nimmt die Modellbibliothek ein, an die hohe Anforderungen gestellt werden. Wie im vorherigen Abschnitt dargelegt, erfüllen physikalisch basierte Modellansätze diese Anforderungen bestmöglich, da sie neben dem großen Gültigkeitsbereich auch die konsistente Kopplung und die wichtige Übertragbarkeit universeller Modelle sicherstellen. Mit diesem modularen Konzept lassen sich aus der Kombinationen weniger Grundmodelle bereits ein breites Spektrum an Mikrosensoren und -aktoren erfassen.

Allerdings gibt es Hürden, die für eine derartige universelle Entwicklungsumgebung überwunden werden müssen. Im Gegensatz zur Mikroelektronik, die auf nur wenigen Bauelementen aufbaut, muss die Modellbibliothek für Mikrosysteme eine deutlich größere Vielfalt abdecken. Dies umfasst zum einen die zahlreichen physikalischen Energiedomänen, die aufgrund der Diversität der Sensoren und Aktoren im Bauteilverhalten auftreten. Zum anderen werden je nach Bauelement und Problemstellung Modelle mit unterschiedlicher Komplexität benötigt. Diese Vielfalt zeigt sich auch in den sehr unterschiedlichen Modellen des Mikroschalters und des Mikrofons. Aus dieser umfangreichen Modellbibliothek soll ein potentieller Anwender Modelle auswählen und zu einem Gesamtmodell zusammensetzen. Dazu wird ein guter Überblick über die vorhandenen Modelle sowie deren Komplexität und Rechenaufwand benötigt, der dem Anwender auf einfache Weise zugänglich gemacht werden muss. Dies beinhaltet auch die Frage, ob das gewünschte Modell für das spezielle Mikrosystem angewendet werden darf. Voraussetzungen und Gültigkeitsbereich der Modelle müssen dazu bekannt und gut dokumentiert sein.

Je allgemeiner und detailgetreuer die Modelle sind, desto einfacher lassen sich die aufgestellten Ziele realisieren. Dies zeigt sich im Bereich der Modellierung auf kontinuierlicher Feldebene. Dort stehen kommerzielle Entwicklungsumgebungen (z.B. ANSYS [4], COMSOL Multiphysics [19]) zur Modellierung von Mikrosystemen zur Verfügung, die in weiten Bereichen der Mikrosystementwicklung eingesetzt werden. Aufgrund der sehr allgemeinen Modellbeschreibungen ist die Anzahl der notwendigen Modelle überschaubar und der Gültigkeitsbereich der Modelle meist ausreichend weit gefasst, um eine große Zahl von Mikrosystemen zu abzudecken. Die Anwendbarkeit der Modelle wird vor allem durch deren Komplexität und hohen Rechenaufwand begrenzt.

Für die maßgeschneiderte Modellierung werden jedoch zur Reduzierung des Rechenaufwands häufig spezialisierte Modelle auf Systemebene verwendet. Hierbei treten die erwähnten Limitationen deutlich stärker zutage. Zwar gibt es mit Coventor MEMS+ [20] bereits eine kommerzielle Simulationsumgebung, die eine Modellierung von Mikrosystemen auf Systemebene mit vorgefertigten Modellen ermöglicht, es bleiben jedoch einige Schwierigkeiten bestehen. Ein passendes spezialisiertes Modell, dessen Gültigkeitsbereich die gewünschte Anwendung abdeckt, muss etwa in der Modellbibliothek vorhanden sein. Gerade spezialisierte Modelle werden jedoch oft für einen bestimmten Anwendungsfall entworfen, der im späteren Einsatz bei anderen Mikrosystemen nicht mehr genau zutrifft. Notwendige Anpassungen an das zu untersuchende Bauelement werden vom Anwender jedoch oft nicht erkannt und können in einer vorgefertigten Entwicklungsumgebung nicht vorgenommen werden, wodurch inkonsistente Modelle entstehen. Besonders gut zeigt sich dies an den in der Arbeit verwendeten spezialisierten Modellen auf Systemebene. Den fluidischen und elektrischen Netzwerkmodellen des Mikrofons liegen beispielsweise eine Vielzahl an Näherungen und vereinfachenden Annahmen zugrunde, die bei der Übertragung auf weitere Mikrosysteme beachtet werden müssen und gegebenenfalls Anpassungen oder Erweiterungen der Modellbeschreibungen erfordern. Gewisse Expertenkenntnisse sind bei der Verwendung maßgeschneiderter Modelle daher stets unabdingbar.

Daraus ergeben sich sehr hohe Anforderungen an eine universelle Entwicklungsumgebung für Mikrosysteme und im Besonderen an die darin verwendete Modellbibliothek, die als Basis der Entwicklungsumgebung zunächst entwickelt und dokumentiert werden muss. Entsprechende physikalisch basierte Grundmodelle erfüllen die geforderten Ansprüche an Transparenz und universeller Anwendbarkeit, können jedoch sehr aufwendig in der Entwicklung sein. Im Bereich der spezialisierten, maßgeschneiderten Modellierung sind jedoch derartig universelle Modelle bei der Diversität der Mikrosysteme nur schwer zu verwirklichen. Solange die dargestellten Beschränkungen nicht überwunden werden, bleibt die manuelle Anpassung der Modelle und ein hohes Maß an Expertenwissen weiterhin Teil der maßgeschneiderten Modellierung von Mikrosystemen, welche sich ein zunächst „naiver“ Anwender des virtuellen Prototypings erst einmal aneignen muss, frei nach dem Motto:

Modellieren, das kann jeder,
doch es bedarf geübter Feder,
Modelle derart zu erstellen,
dass sie auch den Geist erhellen.

Literaturverzeichnis

- [1] A. DEHÉ, M. WURZER, M. FÜLDNER UND U. KRUMBEIN, *The Infineon Silicon MEMS Microphone*, in Proceedings of the 16th International Conference on Sensors and Measurement Technology (AMA SENSOR), 2013, S. 95–99.
- [2] G. K. ANANTHASURESH, R. K. GUPTA UND S. D. SENTURIA, *An approach to macromodeling of MEMS for nonlinear dynamic simulation*, in ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Band 59, 1996, S. 401–407.
- [3] ANSYS, INC., *Theory Reference for the Mechanical APDL and Mechanical Applications*, ANSYS, Version 12.1, Canonsburg, PA, 2009.
- [4] ANSYS, INC., *ANSYS*, Version 12.1, Canonsburg, PA, 2009.
- [5] C.-W. BAEK, Y.-K. KIM, Y. AHN UND Y.-H. KIM, *Measurement of the mechanical properties of electroplated gold thin films using micromachined beam structures*, Sensors and Actuators A: Physical, 117 (2005), S. 17–27.
- [6] T. BECHTOLD, G. SCHRAG UND L. FENG, Hrsg., *System-level modeling of MEMS*, Band 10 in Advanced micro and nanosystems, Wiley-VCH-Verlag, Weinheim, 2013.
- [7] R. BEHLERT, *Entwurf und Aufbau eines Messplatzes zur Charakterisierung von MEMS-Mikroschaltern*, Technischer Report Nr. 2012/05, Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technische Universität München, München, 2012.
- [8] R. BEHLERT, *Untersuchung der parasitären Ladungseinlagerung bei mikromechanischen Hochfrequenzschaltern*, Technischer Report Nr. 2013/02, Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technische Universität München, München, 2013.
- [9] E. BLOKHINA, S. GORRETA, D. LOPEZ, D. MOLINERO, O. FEELY, J. PONSININ UND M. DOMINGUEZ-PUMAR, *Dielectric Charge Control in Electrostatic MEMS Positioners/Varactors*, Journal of Microelectromechanical Systems, 21 (2012), S. 559–573.
- [10] M. G. BURZO, P. L. KOMAROV UND P. E. RAAD, *Thermal transport properties of gold-covered thin-film silicon dioxide*, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, 26 (2003), S. 80–88.
- [11] CADENCE DESIGN SYSTEMS, INC, *Virtuoso Analog Design Environment*, San Jose, CA, USA, 2004.

- [12] CADENCE DESIGN SYSTEMS, INC, *Virtuoso Spectre Circuit Simulator*, Version 5.1.41, San Jose, CA, USA, 2004.
- [13] H. B. CALLEN UND T. A. WELTON, *Irreversibility and Generalized Noise*, *Physical Review*, 83 (1951), S. 34–40.
- [14] H.-C. CHIEN, D.-J. YAO, M.-J. HUANG UND T.-Y. CHANG, *Thermal conductivity measurement and interface thermal resistance estimation using SiO₂ thin film*, *Review of Scientific Instruments*, 79 (2008), S. 054902.
- [15] J. CHOMA, *Electronic Noise Characterization – Part II: Circuit Noise Characteristics*, Technical Report #USC 03-0511, University of Southern California, Los Angeles, CA, August 2011.
- [16] J. CHOMA, *Electronic Noise Characterization – Part I: System Concepts and Theory*, Technical Report #USC 02-0511, University of Southern California, Los Angeles, CA, Juli 2011.
- [17] COMSOL AB, *MEMS Module User’s Guide: About Contact Modeling*, COMSOL Multiphysics, Version 4.3, S. 307–310, 2012.
- [18] COMSOL AB, *MEMS Module User’s Guide: Geometric Nonlinearity Theory for the Solid Mechanics Interface*, COMSOL Multiphysics, Version 4.3, S. 316–320, 2012.
- [19] COMSOL AB, *COMSOL Multiphysics*, Version 4.3, 2012.
- [20] COVENTOR, INC, *Coventorware MEMS+*, Version 2.0, Cary, NC, USA, 2010.
- [21] M. DANESHMAND UND R. R. MANSOUR, *Redundancy RF MEMS Multiport Switches and Switch Matrices*, *Journal of Microelectromechanical Systems*, 16 (2007), S. 296–303.
- [22] M. DANESHMAND UND R. R. MANSOUR, *RF MEMS Satellite Switch Matrices*, *IEEE Microwave Magazine*, 12 (2011), S. 92–109.
- [23] A. DEHÉ, *Silicon microphone development and application*, *Sensors and Actuators A: Physical*, 133 (2007), S. 283–287.
- [24] M. FÜLDNER, *Modellierung und Herstellung kapazitiver Mikrofone in BiCMOS-Technologie*, Dissertation, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, München, 2004.
- [25] P. FULMEK, J. NICOLICS, R. GLATZ, S. SKERLAN UND M. SIEGELE, *Thermal Investigation of a Gas Sensor Heater Element using High-Resolution Thermography*, in *Proceedings of the 13th Mechatronics Forum International Conference*, 2012, S. 366–372.
- [26] G. GERLACH UND A. BERTZ, *Grundlagen der Mikrosystemtechnik*, Carl Hanser Verlag, München [u.a.], 1997.

- [27] D. GUGEL, *Ordnungsreduktion in der Mikrosystemtechnik*, Dissertation, Technische Universität Chemnitz, Chemnitz, 2008.
- [28] B. J. HAMROCK, S. R. SCHMID UND B. O. JACOBSON, *Fundamentals of Fluid Film Lubrication*, Dekker, New York, 2004.
- [29] M. HERRMANN, *Simulationsergebnisse zur Luftströmung durch ein Perforationsloch*, Persönliche Mitteilung, Infineon Technologies AG, Neubiberg, 28.11.2012.
- [30] J. IANNACCI, A. FAES, A. REPCHANKOVA, A. TAZZOLI UND G. MENEGHESSO, *An active heat-based restoring mechanism for improving the reliability of RF-MEMS switches*, *Microelectronics Reliability*, 51 (2011), S. 1869–1873.
- [31] J. IANNACCI, A. REPCHANKOVA, A. FAES, A. TAZZOLI, G. MENEGHESSO UND G. F. D. BETTA, *Enhancement of RF-MEMS switch reliability through an active anti-stiction heat-based mechanism*, *Microelectronics Reliability*, 50 (2010), S. 1599–1603.
- [32] W. JOPPICH UND L. FROMME, *Solver-Tuning in COMSOL Multiphysics*, Schulungsunterlagen, Hochschule Bonn–Rhein–Sieg und COMSOL Multiphysics GmbH, Berlin, 16.05.2013.
- [33] M. JUNG UND U. LANGER, *Methode der finiten Elemente für Ingenieure: Eine Einführung in die numerischen Grundlagen und Computersimulation*, Springer Vieweg, Wiesbaden, 2013.
- [34] E. KRÖNER, *Kontinuumsmechanik: Manuskript zur Vorlesung Theoretische Physik II*, Vorlesungsskript, Universität Stuttgart, Stuttgart, 1976.
- [35] D. KUHL UND G. MESCHKE, *Grundlagen der Finite Elemente Methode*, Vorlesungsskript, Lehrstuhl für Statik und Dynamik, Ruhr-Universität Bochum, Bochum, Juni 2002.
- [36] T. KWAAITAAL, *The fundamentals of sensors*, *Sensors and Actuators A: Physical*, 39 (1993), S. 103–110.
- [37] L. D. LANDAU UND J. M. LIFSCHITZ, *Lehrbuch der theoretischen Physik: Band VII Elastizitätstheorie*, Akademie Verlag, Berlin, 1970.
- [38] L. D. LANDAU UND J. M. LIFSCHITZ, *Lehrbuch der theoretischen Physik: Band VI Hydrodynamik*, Akademie Verlag, Berlin, 1971.
- [39] R. LERCH, G. SESSLER UND D. WOLF, *Technische Akustik: Grundlagen und Anwendungen*, Springer, Berlin und Heidelberg, 2009.
- [40] C. LIU, *Foundations of MEMS*, Prentice Hall Pearson, Upper Saddle River, NJ, 2006.

- [41] R. MARCELLI, G. BARTOLUCCI, G. PAPAIOANNU, G. D. ANGELIS, A. LUCIBELLO, E. PROIETTI, B. MARGESIN, F. GIACOMOZZI UND F. DEBORGIES, *Reliability of RF MEMS switches due to charging effects and their circuitual modelling*, *Microsystem Technologies*, 16 (2010), S. 1111–1118.
- [42] M. MCLEAN, W. L. BROWN UND R. P. VINCI, *Temperature-Dependent Viscoelasticity in Thin Au Films and Consequences for MEMS Devices*, *Journal of Microelectromechanical Systems*, 19 (2010), S. 1299–1308.
- [43] J. MEHNER, *Entwurf in der Mikrosystemtechnik*, Band 9 in *Dresdner Beiträge zur Sensorik*, Dresden University Press, Dresden und München, 2000.
- [44] M. MEINERS, R. SOMMER UND H. GRAEB, *Schematic driven MEMS design*, in *2012 International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD)*, 2012, S. 117–120.
- [45] A. H. MIRAU, *Interferometer*, Französisches Patent Nr. 152151, 3. März, 1949.
- [46] A. H. MIRAU, *Interferometer*, US-Patent Nr. 2612074, 27. März, 1950.
- [47] G. E. MOORE, *Cramming more components onto integrated circuits*, *Electronics*, 38 (1965).
- [48] E. MOUNIER, C. TROADEC, G. GIRARDIN UND Y. D. CHARENTENAY, *MEMS Markets – Status of the MEMS Industry 2015: Growing in maturity, the MEMS industry is getting its 2nd wind*, Yole Développement – Market & Technology Report, (2015).
- [49] G. MÜLLER UND C. GROTH, *FEM für Praktiker – Band 1: Grundlagen*, Expert Verlag, Renningen, 2001.
- [50] T. MUSCHOL, *Erzeugung von Mikroschweißpunkten zur Fehleranalyse in Mikrobauteilen*, Technischer Report Nr. 2015/01, Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technische Universität München, München, 2015.
- [51] M. NIESSNER, *Physikalisch basiertes Kompaktmodell zur Kapazitätsberechnung von gelochten mikrostrukturierten Platten*, Technischer Report Nr. 2004/07, Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technische Universität München, München, 2004.
- [52] M. NIESSNER, *Modellierung und Simulation des elektro-fluid-mechanisch gekoppelten Verhaltens von Mikrobauteilen auf der Systemebene*, Band 48 in *Ausgewählte Probleme der Elektronik und Mikromechatronik*, Shaker Verlag, Aachen, 2015.
- [53] W. NOWACKI, *Thermoelasticity*, Pergamon Press, Oxford [u.a.], 1962.
- [54] H. NYQUIST, *Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors*, *Physical Review*, 32 (1928), S. 110–113.

- [55] L. ONSAGER, *Reciprocal Relations in Irreversible Processes. I*, Physical Review, 37 (1931), S. 405–426.
- [56] G. PAPAIOANNOU, M.-N. EXARCHOS, V. THEONAS, G. WANG UND J. PAPA-POLYMEROU, *Temperature study of the dielectric polarization effects of capacitive RF MEMS switches*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53 (2005), S. 3467–3473.
- [57] G. D. PASQUALE UND A. SOMA, *MEMS Mechanical Fatigue: Effect of Mean Stress on Gold Microbeams*, Journal of Microelectromechanical Systems, 20 (2011), S. 1054–1063.
- [58] F. PENNEC, H. ACHKAR, D. PEYROU, R. PLANA, P. PONS UND F. COURTADE, *Verification of Contact Modeling with COMSOL Multiphysics Software*, Rapport LAAS n07604, LAAS-CNRS, Toulouse, 2007.
- [59] A. PERSANO, A. TAZZOLI, A. COLA, P. SICILIANO, G. MENEGHESSO UND F. QUARANTA, *Reliability Enhancement by Suitable Actuation Waveforms for Capacitive RF MEMS Switches in III–V Technology*, Journal of Microelectromechanical Systems, 21 (2012), S. 414–419.
- [60] D. PHAM, *Untersuchung des Soundportverhaltens eines kapazitiven MEMS Mikrofons mit Hilfe von Finite Elemente Simulation*, Technischer Report Nr. 2014/08, Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technische Universität München, München, 2014.
- [61] POLYTEC GMBH, *MSA Micro System Analyzer*, Schulungsunterlagen, Polytec GmbH Optische Messsysteme, Waldbronn, 17.03.2010.
- [62] POLYTEC GMBH, *In Natur und Technik: Alles schwingt!*, Applikationsnote VIB-G-05, Polytec GmbH Optische Messsysteme, Waldbronn, September 2007.
- [63] S. S. RAO, *Mechanical vibrations*, Prentice Hall Pearson, Upper Saddle River, NJ, 2011.
- [64] G. M. REBEIZ, *RF MEMS: Theory, design, and technology*, Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, 2003.
- [65] R. SATTLER, *Physikalisch basierte Mixed-Level-Modellierung von gedämpften elektromechanischen Mikrosystemen*, Band 28 in Ausgewählte Probleme der Elektronik und Mikromechatronik, Shaker Verlag, Aachen, 2007.
- [66] H. SCHLICHTING UND K. GERSTEN, *Grenzschicht-Theorie*, Springer, Berlin und Heidelberg, 2006.
- [67] G. SCHRAG, *Modellierung gekoppelter Effekte in Mikrosystemen auf kontinuierlicher Feldebene und Systemebene*, Band 6 in Ausgewählte Probleme der Elektronik und Mikromechatronik, Shaker Verlag, Aachen, 2003.

- [68] G. G. STOKES, *On the Theories of the Internal Friction of Fluids in Motion, and of the Equilibrium and Motion of Elastic Solids*, Transactions of the Cambridge Philosophical Society, 8 (1845), S. 287–305.
- [69] P. S. SUMANT, N. R. ALURU UND A. C. CANGELLARIS, *A compact model for dielectric charging in RF MEMS capacitive switches*, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 19 (2009), S. 197–203.
- [70] A. TAZZOLI UND G. MENEGHESSO, *Acceleration of Microwelding on Ohmic RF-MEMS Switches*, Journal of Microelectromechanical Systems, 20 (2011), S. 552–554.
- [71] D. C. VAN DUYN UND S. MIDDELHOEK, *Information transduction in solid-state transducers: A general thermodynamic systems approach*, Sensors and Actuators A: Physical, 21 (1990), S. 25–32.
- [72] W. M. VAN SPENGEN, *Capacitive RF MEMS switch dielectric charging and reliability: A critical review with recommendations*, Journal of Micromechanics and Microengineering, 22 (2012), S. 074001.
- [73] W. M. VAN SPENGEN, R. PUERS, R. MERTENS UND I. D. WOLF, *A comprehensive model to predict the charging and reliability of capacitive RF MEMS switches*, Journal of Micromechanics and Microengineering, 14 (2004), S. 514.
- [74] VEECO INSTRUMENTS INC., *Wyko NT1100 Optical Profiling System*, Datenblatt, Veeco Instruments Inc., Tucson, AZ, 2002.
- [75] I. VEIT, *Technische Akustik: Grundlagen der physikalischen, gehörbezogenen Elektro- und Bauakustik*, Vogel, Würzburg, 2012.
- [76] G. WACHUTKA, *The Thermodynamic Model as Common Base for Modeling Integrated Microsensors and Smart Electronic Devices*, in NUPAD IV. Workshop on Numerical Modeling of Processes and Devices for Integrated Circuits, 1992, S. 71–76.
- [77] G. WACHUTKA, *Tailored modeling: a way to the ‘virtual microtransducer fab’?*, Sensors and Actuators A, 46–47 (1995), S. 603–612.
- [78] G. WACHUTKA, *Modellierung mikrostrukturierter Bauelemente und Systeme 1*, Vorlesungsskript, Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technische Universität München, München, 2015.
- [79] K. WILLNER, *Kontinuums- und Kontaktmechanik: Synthetische und analytische Darstellung*, Springer, Berlin und Heidelberg, 2003.
- [80] M. WURZER, *Messdaten der Klirrfaktormessung*, Elektronische Nachricht, Infineon Technologies AG, Neubiberg, 11.11.2013.

- [81] T. YAMANE, N. NAGAI, S.-I. KATAYAMA UND M. TODOKI, *Measurement of thermal conductivity of silicon dioxide thin films using a 3ω method*, Journal of Applied Physics, 91 (2002), S. 9772.
- [82] X. YUAN, Z. PENG, J. C. M. HWANG, D. FOREHAND UND C. L. GOLDSMITH, *Acceleration of Dielectric Charging in RF MEMS Capacitive Switches*, IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, 6 (2006), S. 556–563.
- [83] M. ZECCHINO UND A. OLSZAK, *High Speed Surface Measurement with Lateral Scanning White Light Interferometry*, Application Note AN502-1-1002, Veeco Instruments Inc., Tucson, AZ, 2002.

Danksagung

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

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr. Gerhard Wachutka, der mir durch die Bereitstellung einer sehr guten Infrastruktur diese Arbeit ermöglicht hat. Er gewährte mir die Freiräume, die notwendig waren, um sich detailliert und intensiv mit den Themen auseinanderzusetzen und eine eigenverantwortliche und produktive Arbeitsweise zu entwickeln. Mit seinen kritischen Fragen lieferte er wichtige Denkanstöße und stand mir mit seinem umfangreichen physikalischen Wissen stets zur Seite.

Mein ebenso besonderer Dank gilt der Leiterin meiner Arbeitsgruppe Dr. Gabriele Schrag, die durch ihre Kontakte zu institutionellen und industriellen Kooperationspartnern maßgeblichen Einfluss auf die thematische Gestaltung dieser Arbeit hatte. Die offenen und fruchtbaren Diskussionen waren eine große Stütze vor allem in schweren Phasen und kondensierten sich in vielen neuen Ideen und Anregungen.

Herrn Prof. Dr. Helmut Seidel danke ich herzlichst für die Begutachtung dieser Arbeit.

Ein großer Dank gilt allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Lehrstuhls für Technische Elektrophysik und des Fachgebiets für Mikrostrukturierte Mechatronische Systeme. Die Zeit am Lehrstuhl wird mir durch die angenehme und kollegiale Atmosphäre und das Teamwork zur Bewältigung der Lehre in guter Erinnerung bleiben. Im Besonderen möchte ich den Kolleginnen und Kollegen der MEMS-Gruppe für den intensiven fachlichen Austausch danken, der ein kreatives und zugleich produktives Arbeiten förderte. Danken möchte ich auch Stefan Schaub und Dr. Franz Wittmann für die Unterstützung bei der Weiterentwicklung und Optimierung der Messplätze.

Vielen Dank auch an Dr. Jacopo Iannacci (Fondazione Bruno Kessler) und sein Team für die Bereitstellung der Mikroschalter und die gute Zusammenarbeit.

Ebenso geht ein großer Dank an Dr. Alfons Dehé (Hahn Schickard, zuvor Infineon) und sein Team bei der Infineon Technologies AG für die Bereitstellung der Silizium-Mikrofone sowie den offenen Austausch von Ideen und die fruchtbaren Diskussionen.

Des Weiteren möchte ich mich bei Herrn Hans Mulatz (Lehrstuhl für Technische Elektronik) für das diffizile Bonden der Hochfrequenz-Mikroschalter, bei Herrn Dr. Markus Becherer (ebenfalls Lehrstuhl für Technische Elektronik) für die Messungen am Focused-Ion-Beam-Mikroskop sowie bei Prof. Dr. Gerhard Groos (Universität der Bundeswehr München) für die Messungen am Transmission-Line-Pusler bedanken.

Danken möchte ich auch meinen Korrekturlesern Dr. Gabriele Schrag und Tilman Krummeck für die konstruktiven Anregungen.

Zuletzt geht ein herzliches Dankeschön an meine Familie, die mich vor allem in der Endphase der Arbeit tatkräftig wie auch mental unterstützt hat.