

Benjamin Arnold

Entwurf, Aufbau und Charakterisierung eines mikromechanischen
Gleichspannungswandlers

Benjamin Arnold

Entwurf, Aufbau und Charakterisierung eines
mikromechanischen Gleichspannungswandlers



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ

Universitätsverlag Chemnitz
2020

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Angaben sind im Internet über <https://www.dnb.de> abrufbar.



Das Werk - ausgenommen Zitate, Cover, Logo TU Chemnitz und Bildmaterial im Text - steht unter der Creative-Commons-Lizenz Namensnennung 4.0 International (CC BY 4.0) <https://creativecommons.org/licences/by/4.0/deed.de>

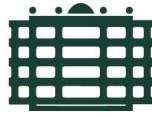
Titelgrafik: Benjamin Arnold
Satz/Layout: Benjamin Arnold

Technische Universität Chemnitz/Universitätsbibliothek
Universitätsverlag Chemnitz
09107 Chemnitz
<https://www.tu-chemnitz.de/ub/univerlag>

readbox unipress
in der readbox publishing GmbH
Rheinische Straße 171
44147 Dortmund
<https://www.readbox.net/unipress>

ISBN 978-3-96100-124-8

<https://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa2-717446>



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ

Entwurf, Aufbau und Charakterisierung eines mikromechanischen Gleichspannungswandlers

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Chemnitz

genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)**

vorgelegt von

M.Sc. Benjamin Arnold

Tag der Einreichung: 11. Oktober 2019

Tag der Verteidigung: 7. August 2020

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. habil. Jan Mehner, TU Chemnitz
Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Hoffmann, TU Ilmenau

Bibliografische Beschreibung

Arnold, Benjamin

Entwurf, Aufbau und Charakterisierung eines mikromechanischen Gleichspannungswandlers

Dissertation an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Chemnitz,

Professur Mikrosysteme und Medizintechnik, Dissertation, 2019

178 Seiten, 148 Abbildungen, 29 Tabellen, 88 Literaturzitate

Kurzreferat:

Die mikromechanische Gleichspannungswandlung basierend auf verschiebungsabhängigen Kapazitäten stellt eine Alternative zu etablierten rein elektronischen Wandlern für den Spezialfall der kapazitiven oder piezoelektrischen Verbraucher dar. Durch ihre kleine Bauform und den Verzicht auf Induktivitäten bietet sie den Vorteil der On-Chip-MEMS- und CMOS-Integration und ermöglicht die Bereitstellung hoher elektrischer Gleichspannungen aus den verfügbaren Grundspannungen der Elektronik (z. B. 3, 5 bzw. 12 V). Von hohen Polarisationsspannungen profitieren nicht nur kapazitive Sensoren und Aktoren, sondern auch piezoelektrische Messverfahren. Diese Arbeit stellt eine umfangreiche Übersicht und Bewertung der möglichen Bauformen mikromechanischer Gleichspannungswandler sowie die konkrete Umsetzung, Charakterisierung und Modellbildung eines resonant arbeitenden Wandlers vor. Es wird auf Besonderheiten und Probleme im Entwurf eingegangen und ausgehend von den Ergebnissen ein Konzeptentwurf für einen optimierten resonanten Gleichspannungswandler erarbeitet.

Abstract:

Micromechanical DC/DC conversion based on variable capacitances is an alternative to established electronic voltage converters, which does not require bulky inductors and is suitable for capacitive and piezoelectric loads. The converters are capable of boosting up the polarization voltage from CMOS and electronic levels (3, 5, 12 V), which is beneficial not only for capacitive sensors and actuators but also for piezoelectric sensing. Advantages of this method are the on-chip- and CMOS-integrability. This thesis introduces a comprehensive overview and evaluation of possible designs as well as the practical application, characterization and modeling of a resonant micromechanical DC/DC converter. Innovative claims include a test board for the characterization of resonant DC/DC converters and a SPICE behavioral model of the device, considering parasitic effects. Characteristics and problems of the design are discussed and the results are used to demonstrate an optimized conceptual design of a resonant DC/DC converter.

Schlagworte:

Gleichspannungswandler, Charge Pump, Mikrosystemtechnik, On-Chip-Integration, Resonator, Phase-Locked Loop, fluidische Dämpfung, Finite Elemente Simulation, elektromechanische Analogie, High Aspect Ratio Micromachining, Körperschall, Acoustic Emission

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	9
Abkürzungsverzeichnis	11
Vorwort	12
1 Einleitung	13
1.1 Bedeutung der Mikrosystemtechnik	13
1.2 Zielstellung und Struktur der Arbeit	14
2 Theoretische Grundlagen	17
2.1 DC/DC-Wandler-Prinzipien	17
2.1.1 Bestehende technische Realisierungen	17
2.1.2 Vergleich der Ansätze für die Verwendung in Mikrosystemen	21
2.2 Zustandsüberwachung mittels Körperschallanalyse	24
2.3 Der Mikrosystementwurf	27
2.3.1 Die BDRIE-Fertigungstechnologie	27
2.3.2 Beschreibung und Funktionselemente des mechanischen Teilsystems	31
2.3.3 Beschreibung und Funktionselemente des elektrostatischen Teilsystems	46
2.3.4 Das elektromechanische Gesamtsystem	50
2.3.5 Signalauswertung	53
2.3.6 Regelung der Resonanzfrequenz	55
3 Ausführungsvarianten von MEMS-DC/DC-Wandlern	57
3.1 Allgemeine Annahmen	62
3.2 Das bistabile Funktionsprinzip	63
3.2.1 Analytische Auslegung der aktiven Kapazitätssenkung	64
3.2.2 Analytische Auslegung der aktiven Kapazitätserhöhung	69
3.2.3 Layoutentwurf und Modalanalyse	73
3.2.4 Verifizierung der Ergebnisse in <i>Matlab-Simulink</i>	77
3.3 Das resonante Funktionsprinzip	80
3.3.1 Analytische Auslegung des resonanten Betriebs	80
3.3.2 Layoutentwurf und Modalanalyse	85
3.3.3 Verifizierung der Ergebnisse in <i>Matlab-Simulink</i>	86
3.4 Bewertung der Varianten	88
4 Designstudie und Umsetzung des resonanten Funktionsprinzips	91
4.1 Vorstellung der überarbeiteten Entwürfe nach Redesign Run 1	91

4.1.1	Analytische Auslegung und Layout	91
4.1.2	Messtechnische Charakterisierung	93
4.1.3	Modalanalyse und statische Analyse	96
4.1.4	Dämpfungssimulationen	97
4.1.5	Systemlevel-Netzwerksimulationen mit <i>LTSpice</i>	103
4.2	Vorstellung der überarbeiteten Entwürfe nach Redesign Run 2	110
4.2.1	Analytische Auslegung und Layout	110
4.2.2	Streufeldsimulationen	113
4.2.3	Dämpfungssimulationen	115
4.2.4	Messtechnische Charakterisierung	116
4.2.5	Systemlevel Netzwerksimulationen mit <i>LTSpice</i>	120
4.3	Entwicklung des Testboards	122
4.3.1	Auswahl und Dimensionierung des Phasenregelkreises: Mittenfrequenz, Fangbereich und Schleifenfilter	124
4.3.2	Programmierung des Mikrocontrollers	126
4.3.3	Entwicklung der DC/DC-Ausgangsschaltung: Freilaufdiode und Schalter	127
4.4	Messtechnische Charakterisierung der Wandler	129
4.4.1	Messung der DC/DC-Wandlereigenschaften	129
4.4.2	Beurteilung der Messergebnisse	134
5	Zusammenfassung und Ausblick	139
A	Anhang	141
	Literaturverzeichnis	159
	Abbildungsverzeichnis	165
	Tabellenverzeichnis	171
	Symbolverzeichnis	173

Abkürzungsverzeichnis

AE	<i>Acoustic Emission</i>
ANF	<i>ANSYS Neutral File</i>
BDRIE	<i>Bonding and Deep Reactive Ion Etching</i>
CFRP	<i>Carbon Fiber Reinforced Plastics</i>
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxid-Semiconductor</i>
DRIE	<i>Deep Reactive Ion Etching</i>
FEM	<i>Finite-Elemente-Methode</i>
FMD-System	<i>Feder-Masse-Dämpfer-System</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GDS	<i>Graphic Data System</i>
GFK	<i>Glasfaser verstärkter Kunststoff</i>
GR	<i>Gap Reduction</i>
HARM	<i>High Aspect Ratio Micromachining</i>
IC	<i>Inductively-Coupled</i>
LDV	<i>Laser-Doppler-Vibrometer</i>
LPCVD	<i>Low Pressure Chemical Vapour Deposition</i>
LTi	<i>Linear Time Invariant</i>
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical System</i>
OPV	<i>Operationsverstärker</i>
PECVD	<i>Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PMA	<i>Planar-Motion-Analyzer</i>
PRN	<i>Pseudo-Random-Noise</i>
SFB	<i>Silicon Fusion Bonding</i>
Si	<i>Silizium</i>
SOI	<i>Silicon on Insulator</i>
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
TMDE	<i>Time Multiplexed Deep Etching</i>
TSV	<i>Through Silicon Vias</i>
VCO	<i>Voltage-Controlled-Oscillator</i>
ZfM	<i>Zentrum für Mikrotechnologien</i>

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Professur für Mikrosysteme und Medizintechnik an der Technischen Universität Chemnitz. Die Idee sowie erste grundlegende Vorarbeiten konnten bereits als studentische Hilfskraft unter der wertvollen Betreuung von Dr. Alexander Sorger erarbeitet werden. An die TU Chemnitz gliedert sich das ZfM (*Zentrum für Mikrotechnologien*). Dies ermöglicht, Entwürfe zeitnah in mikromechanische Strukturen umzusetzen. Die hier vorgestellten Mikrostrukturen konnten im Rahmen der DFG *Forschergruppe1713* am ZfM gefertigt und erprobt werden.

Ich bedanke mich bei allen ehemaligen und aktiven Kolleginnen und Kollegen der Professur für Mikrosysteme und Medizintechnik sowie des ZfMs für die stets freundliche Arbeitsatmosphäre und die hervorragende Zusammenarbeit und Präparation der in dieser Arbeit untersuchten Mikrosysteme.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. habil. Dr.-Ing. Jan Mehner für die Betreuung der Arbeit, die fachliche Unterstützung und viele Anregungen zum Thema. Ein großer Dank gilt Dr.-Ing. Christian Auerswald für seine zahlreichen Hinweise und Anregungen im Bereich des Schaltungsentwurfs und Dr.-Ing. Sebastian Voigt für die hilfreichen fachlichen Diskussionen und die Unterstützung bei der experimentellen Auswertung. Weiterhin bedanke ich mich bei Dipl.-Ing. Markus Freitag, der an der Professur als Kontakt und Schnittstelle zum ZfM fungierte, für die Organisation der Multi Projekt Wafer. Bei Dipl.-Math. techn. Niklas Nostitz und M.Sc. Henry Schmidt bedanke ich mich für die vielen hilfreichen Diskussionen.

Mein abschließender Dank gilt meiner Familie, insbesondere meiner Frau und meinen beiden Kindern, denen ich diese Arbeit widme. Mit viel Geduld und Verständnis trugen auch sie zum Gelingen bei.

Chemnitz, der 11. Oktober 2019

Benjamin Arnold

1 Einleitung

1.1 Bedeutung der Mikrosystemtechnik

Neben der schnellen Entwicklung der Mikroelektronik kristallisierte sich mit den Anfängen in den 60er Jahren auch eine Nutzung des Werkstoffes Silizium (Si) für sensorische und aktorische mikroelektromechanische Strukturen heraus. In Deutschland wurde damit die *Mikrosystemtechnik*, in den USA das Forschungsgebiet der MEMS (*Micro-Electro-Mechanical-System*), begründet. Neben den hervorragenden elektrischen Eigenschaften des zu den Halbleitern zählenden einkristallinen Siliziums wird es auch wegen seiner mechanischen Eigenschaften bevorzugt. Besonders hervorzuheben sind hier die hohe Bruchfestigkeit, Ermüdungsfreiheit und das linear elastische Verhalten. Heute gibt es eine Vielzahl unterschiedlichster Fertigungsverfahren zur Strukturierung von Silizium, die es gestatten multifunktionale MEMS zu erzeugen, die sowohl aktorisch als auch sensorisch wirken können. Wichtigster Entwicklungsanreiz ist neben der Miniaturisierung der Systeme die Reduzierung des Preises sowie die vielseitigen Integrationsmöglichkeiten z. B. mit CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*)-Elektronik. In der Anwendung stehen heute Sensoren zur Inertial- und Druckmessung im Fokus, da sie in vielen Bereichen der Industrie wie dem Automobilbau, der Luft- und Raumfahrt und in Konsumgütern genutzt werden [1–3]. So nehmen 2015 Beschleunigungssensoren, Gyroskope und Drucksensoren ca. 60 % des Gesamtmarktes an MEMS-Sensoren ein [4, 5].

Beim Einsatz von Aktoren und Sensoren ist es oft notwendig, die in der Mikroelektronik erwünschten niedrigen Spannungen der CMOS-Bauelemente anzuheben. Hohe Polarisationsspannungen sind vorteilhaft für Mikroaktoren, um hohe elektrostatische Kräfte oder Auslenkungen zu realisieren [6]. So können z. B. Torsionsspiegelaktoren hinsichtlich großer Winkelauslenkungen optimiert werden [7, 8]. Auch mikromechanische, kapazitive Sensoren profitieren von einer Anhebung der Polarisationsspannung, die eine Steigerung der Sensitivität zur Folge hat [9]. Die hohe Spannung kann aus der externen Elektronik durch einen separaten Spannungswandler in Form einer elektronischen Ladungspumpe bzw. eines Aufwärtswandlers bereitgestellt werden. Die verwendeten Spannungspegel der integrierten Schaltkreise und Operationsverstärker liegen hier häufig zwischen 3,3 V und 15 V. Integrierte Lösungen zur Spannungserhöhung sind dagegen auf spezielle CMOS-Oberflächenprozesse beschränkt, die den Mikrosystementwurf einschränken [10].

Eine weitere Möglichkeit, die in dieser Arbeit einer genaueren Untersuchung unterzogen wird, bietet die mikroelektromechanische Gleichspannungswandlung auf der Grundlage von variablen Kapazitäten. Der Vorteil einer kapazitiven Spannungswandlung gegenüber anderen Prinzipien liegt in der Integrationsfähigkeit begründet. Es wird möglich unter Verwendung nur eines Fertigungsverfahrens, Spannungswandler und Funktionsstruktur (z. B. in Form eines Sensors) auf einem Chip sehr platzsparend und kosteneffizient herzustellen. Auch im Hinblick auf aktuelle Forschungsschwerpunkte wird der Trend zur Miniaturisierung und Funktionsintegration sichtbar. So werden im Bundesexzellenzcluster MERGE Faserverbundwerkstoffe mit verschiedensten Siliziumsensoren kombiniert, um intelligenten Leichtbau zu ermöglichen. Die Sensoren dienen der kontinuierlichen Strukturüberwachung des Bauteils während des Betriebs und zur Untersuchung des Herstellungsprozesses im Rahmen der Fertigung. Dadurch werden Kosten im Bereich von Herstellung, Betrieb und Wartung reduziert sowie Material eingespart, wovon im Besonderen die Automobilindustrie als wichtiger Unterstützer aktueller Forschung profitieren kann [11].

1.2 Zielstellung und Struktur der Arbeit

Das Ziel dieser Arbeit ist die Erarbeitung einer umfassenden Studie zur praktischen Nutzbarkeit der mikroelektromechanischen Gleichspannungswandlung für die Spannungsversorgung von Mikrosystemen. Es soll ein mikroelektromechanischer Gleichspannungswandler (kurz MEMS-DC/DC-Wandler) unter dem Gesichtspunkt der praktischen Anwendbarkeit für einen kapazitiven, mikromechanischen Sensor entworfen, aufgebaut und charakterisiert werden. Dazu wird in einem ersten Grobentwurf ein Überblick über verschiedene Ausführungsvarianten und ein Vergleich bezüglich ihrer Umsetzbarkeit in der zur Verfügung stehenden Technologie erarbeitet.

Das in einem Realsystem umgesetzte *resonante Funktionsprinzip* ohne Aktor hat Vorteile bezüglich der Entwurfsfreiheit und des Spannungsverstärkungsbereiches und wird als In-Plane-System entwickelt. Es verfolgt den Ansatz, durch kammartig ineinandergreifende Elektroden die Grundkapazität bei gleichzeitig geringer Baugröße gegenüber der einfachen Plattenanordnung zu erhöhen. Kammelektrodenresonatoren mit In-Plane-Bewegungsrichtung existieren für das *resonante Funktionsprinzip* nicht und es gibt keine praktischen Untersuchungen auf diesem Gebiet.

Die bestehenden mathematischen Beschreibungsmodelle der MEMS-DC/DC-Wandler sind teils idealisiert oder beinhalten nicht alle parasitären Effekte, die einen wesentlichen Einfluss auf die Spannungsverstärkung haben. Darum soll für das umgesetzte *resonante Funktionsprinzip* ein umfassendes Verhaltensmodell entwickelt und durch Messdaten verifiziert werden.

Als Sensorsystem wurde ein MEMS-Körperschallsensor, englisch AE (*A*coustic *E*mission)-Sensor, bestehend aus mehreren parallelgeschalteten, mikromechanischen Beschleunigungsaufnehmern, gewählt. Die Zielstellung der Arbeit gliedert sich in die folgenden Punkte:

1. Untersuchung und Vergleich verschiedener Methoden zur mikromechanischen Gleichspannungswandlung,
2. Entwurf und Umsetzung eines MEMS-DC/DC-Wandler nach dem *resonanten Funktionsprinzip*,
3. Entwicklung eines *SPICE* (*S*imulation *P*rogram with *I*ntegrated *C*ircuit *E*mphasis)-Verhaltensmodells zur dynamischen Beschreibung von resonanten MEMS-DC/DC-Wandlerstrukturen,
4. Entwurf, Aufbau und Test einer Elektronik zur Charakterisierung resonanter DC/DC-Wandlerstrukturen,
5. Vergleich und Evaluierung der gefertigten Wandler bezüglich der Anwendbarkeit für AE-Beschleunigungssensoren,
6. Verifikation des *SPICE*-Verhaltensmodells anhand von Messdaten.

Kapitel 2: „Theoretische Grundlagen“

In Kapitel 2 sollen die theoretischen Grundlagen zu den technisch etablierten DC/DC-Wandlerverfahren als Einführung in die Thematik gelegt werden. Es wird ein Überblick über den Stand der Forschung zu MEMS-DC/DC-Wandlern gegeben und auf den Begriff der Zustandsüberwachung und Körperschallanalyse eingegangen. Außerdem werden die Grundlagen des Mikrosystementwurfs und das für die praktische Umsetzung zur Verfügung stehende Fertigungsverfahren vorgestellt. Aus dem Verfahren leiten sich Besonderheiten und Rahmenbedingungen für den Entwurf ab.

Kapitel 3: „Ausführungsvarianten von MEMS-DC/DC-Wandler“

In Kapitel 3 werden die in der Literatur benannten Ausführungsvarianten mikromechanischer Gleichspannungswandler auf ihre praktische Anwendbarkeit in der vorliegenden Technologie geprüft. Dies dient der Vorauswahl der erfolgversprechendsten Variante. Der Fokus liegt auf einer, für eine vorgegebene Baugröße, möglichst optimalen mathematischen Auslegung der Wandler auf die bestmögliche Spannungsverstärkung. Durch eine Überführung der analytischen Modelle in ein Layout können die Größenverhältnisse zwischen den Strukturkomponenten und der Platzbedarf der Strukturen insgesamt visualisiert werden. Entwurfsbegleitend erfolgen statische und dynamische Simulationen der Mikrostruktur auf Grundlage der FEM (*Finite-Elemente-Methode*), die ein genaueres Abstimmen der Federbänder und des dynamischen Verhaltens ermöglichen, da sie fertigungsbedingte Abweichungen vom Layout wie die Maskenunterätzung und Ätzwinkel mitberücksichtigen. Zur Verifizierung des Systemverhaltens werden Simulationen in der Software *Matlab-Simulink*¹ durchgeführt. Abschließend erfolgen ein Vergleich und eine Bewertung der Entwürfe.

Kapitel 4: „Designstudie und Umsetzung des resonanten Funktionsprinzips“

Kapitel 4 umfasst die Umsetzung eines mikromechanischen DC/DC-Wandlers auf Grundlage des *resonanten Funktionsprinzips*. Es werden die analytische Auslegung und das Layout der überarbeiteten Entwürfe sowie entwurfsbegleitende FE-Simulationen aus zwei aufeinander aufbauenden Wafer Runs vorgestellt. Dabei wurden die Ergebnisse der messtechnischen Charakterisierung aus Run 1 zur Verifizierung des Entwurfsprozesses als Referenz verwendet. Neben der statischen und modalen FE-Analyse, wird die Elektrodenkammzelle einer genaueren Betrachtung unterzogen. Sowohl Simulationen der fluidischen Dämpfung bei großer Auslenkung als auch Streufeldsimulationen ergänzen das analytische Modell der Wandler. Die Ergebnisse aus der Komponentensimulation und der Analytik fließen in ein mithilfe des Netzwerksimulators *LTSpice*² entwickeltes, elektrisches Analogiemodell des Wandlers. Dieses berücksichtigt das reale Verhalten der elektronischen Bauelemente, wie auch parasitäre Einflüsse. Zur Überprüfung der erarbeiteten Entwurfs- und Verhaltensmodelle wurde eine Testelektronik aufgebaut, die eine unkomplizierte Auswertung verschiedener Wandlerstrukturen gestattet. Durch die messtechnische Charakterisierung der Wandler und den Vergleich mit dem *SPICE*-Verhaltensmodell kann abschließend eine Aussage über deren Performance und weiterführende Designoptimierungen getroffen werden.

Kapitel 5: „Zusammenfassung und Ausblick“

Abschließend folgen in Kapitel 5 eine Zusammenfassung der Ergebnisse der Arbeit und ein Ausblick über weitere Optimierungsmaßnahmen für nachfolgende Untersuchungen.

¹ <https://de.mathworks.com/products/simulink.html>

² <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>

2 Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen sowie bestehende technische Realisierungsmöglichkeiten zur Gleichspannungswandlung vorgestellt und bezüglich ihrer Eignung für die Mikrosystemtechnik beurteilt. Neben den analytischen Grundlagen zum Mikrosystementwurf wird die konkrete Fertigungstechnologie für die Umsetzung der Mikrosysteme erläutert, die im Rahmen der DFG *Forschergruppe1713* vom ZfM bereitgestellt wurde.

2.1 DC/DC-Wandler-Prinzipien

Ein Gleichspannungswandler, auch DC/DC-Wandler oder englisch DC/DC Converter, wandelt eine elektrische Gleichspannung am Eingang in eine höhere, niedrigere bzw. invertierte Ausgangsspannung um. Dabei wird Energie als elektrische Ladung mithilfe periodisch arbeitender Schalter und Energiespeicher zwischen zwei Energieniveaus transportiert. Die Energiespeicherung kann induktiv/magnetisch oder kapazitiv erfolgen. Bei kapazitiven Wandlern spricht man auch von elektrischen Ladungspumpen. Ein Analogon aus der Alltagswelt ist das Auffüllen eines Wasserbeckens mit Eimern, die periodisch mit Wasser gefüllt, zum Becken transportiert und entleert werden. Die Gleichspannungsverstärkung durch Mikrosysteme ist ein Spezialfall der kapazitiven Wandlung, bei dem die Energie aus dem mechanischen System bezogen wird.

2.1.1 Bestehende technische Realisierungen

Da die Anwendung als MEMS-Gleichspannungsversorgung eine möglichst hohe Spannung erfordert, kann sich auf die Grundsaltungen beschränkt werden, die eine Spannungserhöhung bewirken. Auch analog geregelte Spannungswandler sollen hier aufgrund ihres schlechteren Wirkungsgrades und der höheren Wärmeentwicklung nicht behandelt werden, sodass nur Schaltregler in Frage kommen. Diese verfügen über einen hohen Wirkungsgrad von bis zu 95 %. Aufgrund des exzellenten Wirkungsgrades ist die Eigenerwärmung gering und die Zuverlässigkeit vergleichsweise hoch. Außerdem sind sie wegen ihrer geringen Baugröße besonders wirtschaftlich.

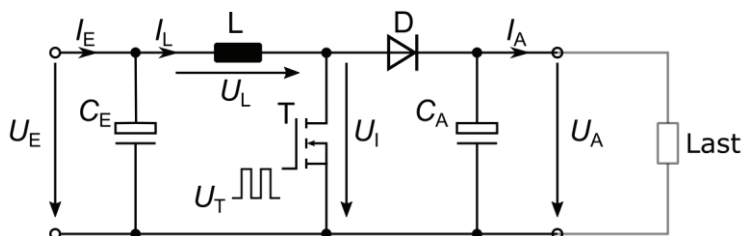


Abbildung 2.1: Aufwärtswandler (englisch Boost Converter)

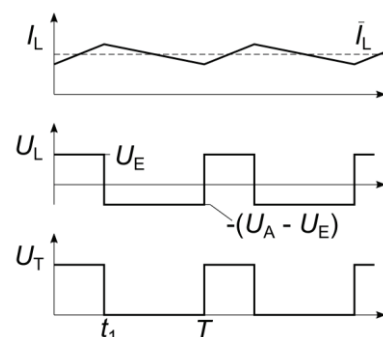


Abbildung 2.2: Spannungs- und Stromverläufe am Aufwärtswandler

Schaltregler finden heute in nahezu allen elektronischen Geräten Anwendung, in denen aus einer niedrigen Batteriespannung höhere, konstante Spannungen intern erzeugt werden müssen (z. B. Notebooks,

CD-Player, Mobiltelefone). Abhängig von der Ausführung kann eine Gleichspannung verstärkt oder abgeschwächt werden. Die hier nicht behandelte Ausführungsform ist der Step-Down (Buck)-Converter, der ein Herabsetzen der DC-Spannung bewirkt. Dagegen dient der in Abbildung 2.1 dargestellte Aufwärtswandler, auch Hochsetzsteller oder englisch Step-Up (Boost)-Converter, zur Gleichspannungserhöhung. Vereinfacht kann der Spannungsabfall an Diode und Transistor im Einschaltvorgang für eine erste Betrachtung vernachlässigt werden. Ist der Transistor T geschlossen, fällt an der Spule L die Eingangsspannung U_E ab. Dabei steigt der Strom durch die Spule kontinuierlich an und die Energie wird im Magnetfeld der Spule gespeichert. Wird der Transistor geöffnet, fließt der Strom kurzzeitig über die Freilaufdiode auf den ausgangsseitigen Kondensator C_A weiter, der dadurch geladen wird. Das Rückfließen der Ladung von C_A bei geschlossenem Transistor wird ebenfalls durch die Diode verhindert. Der Schalter, typischerweise werden MOSFETs bzw. Thyristoren verwendet, wird mittels eines pulsweitenmodulierten Signals mit dem Tastverhältnis t_1/T angesteuert. Die Schaltfrequenzen liegen im Bereich mehrerer 100 kHz und darüber, wodurch eine hohe Energiedichte erreicht wird. Der Verlauf der Steuerspannung am Transistor und der Spannungs- und Stromverlauf an der Induktivität sind in Abbildung 2.2 für den kontinuierlichen Betrieb dargestellt. Es gilt das Induktionsgesetz, woraus sich nach Umstellen und Einsetzen des Tastverhältnisses die Ausgangsspannung

$$U_A = U_E \frac{T}{T - t_1} \quad (2.1)$$

ergibt. Sie ist dabei lediglich von der Eingangsspannung U_E und dem Tastverhältnis des Steuersignals nicht aber von der Last abhängig. Im ungeregelten Betrieb ist der Aufwärtswandler weder kurzschluss- noch leerlauffest [12].

Die Integration von Induktivitäten gestaltet sich in der Mikrosystemtechnik als umständlich und kostspielig, wie [13–16] zeigen, und ist bei der in dieser Arbeit verwendeten Technologie (siehe Abschnitt 2.3.1) nicht ohne Änderungen in der Prozessfolge möglich, sodass der Fokus im Folgenden auf Prinzipien ohne magnetische Bauelemente liegt.

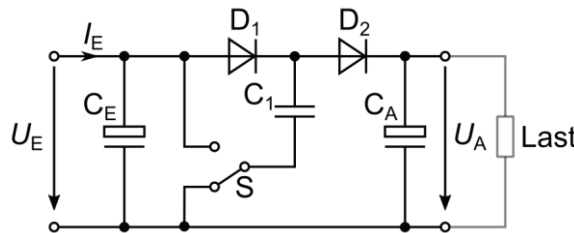


Abbildung 2.3: Prinzipschaltung einer einstufigen CMOS-Ladungspumpe

Eine weitere Grundschaltung verzichtet auf die Induktivität. Es kommen Kondensatoren und Dioden zum Einsatz, wodurch die Schaltung kompatibel zu CMOS-Prozessen der Mikroelektronik wird [17]. Daher die Bezeichnung als CMOS-Ladungspumpe oder englisch Charge Pump. Mit einer Ladungspumpe kann eine Gleichspannung nahezu verdoppelt bzw. bei negativem Spannungswert der gleiche positive Spannungswert erreicht werden. Die Grundschaltung für eine Spannungsverdopplung wird in Abbildung 2.3 vorgestellt. Liegt Schalter S auf Massepotential, werden die Kondensatoren auf die Eingangsspannung U_E geladen. Dabei soll der Spannungsverlust durch die Dioden für eine erste Betrachtung vernachlässigt werden. Wird der Schalter nun erneut betätigt, ändert sich das untere Bezugspotential von C_1 , der nun in Serie zur Spannungsquelle wirkt. Dies führt dazu, dass das obere Potential von C_1 auf $2U_E$ ansteigt, wodurch Diode D_1 sperrt und D_2 öffnet und den Ausgangskondensator C_A mit der Spannung $U_A = 2U_E$ lädt. Durch zyklisches Schalten wird somit in jeder Periode elektrische Ladung von C_1 auf C_A transportiert [12].

In der realen Anwendung fällt auch eine Schwellspannung U_F über den Dioden ab, die für Siliziumdioden etwa der Diffusionsspannung von 0,7 V entspricht und somit die erreichte Ausgangsspannung auf

$$U_A = 2U_E - 2U_F \quad (2.2)$$

verringert. Die obige Grundsaltung aus Abbildung 2.3 kann durch eine Kaskadierung der ersten Stufe um n weitere Stufen erweitert werden, um höhere Ausgangsspannungen zu generieren. Das Prinzip ist in Abbildung 2.4 veranschaulicht und liefert unter Beachtung der Spannungsverluste durch die Dioden die Ausgangsspannung

$$U_A = nU_E - (n + 1)U_F. \quad (2.3)$$

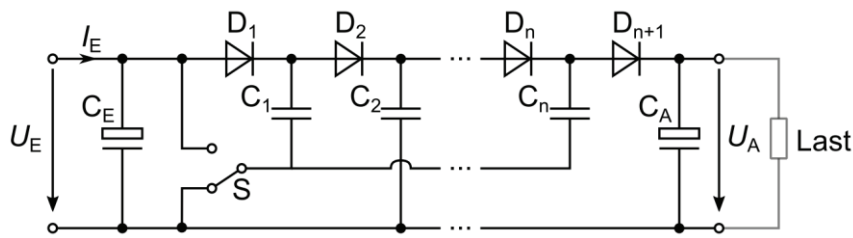


Abbildung 2.4: Prinzipschaltung einer kaskadierten CMOS-Ladungspumpe

Eine Weiterentwicklung der CMOS-Ladungspumpe speziell für integrierte Schaltungen ist die Ladungspumpe nach *Dickson*. Das Grundprinzip der Schaltung bleibt dabei erhalten, es werden aber die phasenverschobenen Taktsignale φ_1 und φ_2 anstelle des Schalters S verwendet. CMOS-Ladungspumpen arbeiten besonders effizient im Bereich niedrigerer Spannungen unter 15 V, verlieren aber bei höheren Spannungen durch den *Body-Effekt*³ des Transistor an Effizienz [18]. Ab ca. 30 V wirkt zudem die elektrische Durchbruchspannung des Dielektrikums und der p-n-Halbleiterübergänge als limitierend. Hier sind teure und aufwändige CMOS-Technologien im Einsatz [19, 20]. Spannungen im Bereich von 100 – 200 V, wie sie für die Mikrosystemtechnik vorteilhaft wären, werden dabei nicht erreicht.

Eine weitere Möglichkeit bietet die kapazitive Gleichspannungsreglung mit variablen Kapazitäten. Bei der elektrischen Ladungspumpe mit variablen Kapazitäten wird die elektrische Ladung Q_{el} von einem Pumpkondensator zu einem zweiten größeren Speicherkondensator transportiert. Die Spannungswandlung erfolgt dabei über die Variation des Pumpkondensators mit der verschiebungsabhängigen Kapazität $Cp(x)$. Dabei verändert die mechanische Verschiebung x die Geometrie des Kondensators und durchläuft das Intervall (x_{min}, x_{max}) , woraus sich die zugehörigen Pumpkapazitäten im Bereich (Cp_{min}, Cp_{max}) verändern. Auf eine technische Umsetzung der Verschiebungsvariation wird in Abschnitt 2.3 eingegangen.

Am Kondensator gilt die Kondensatorgleichung

$$Q_{el} = C \cdot U. \quad (2.4)$$

Sie beschreibt den Zusammenhang zwischen der gespeicherten elektrischen Ladung und der Spannung U am Kondensator über den Proportionalitätsfaktor der elektrischen Kapazität C . Anhand von

³ Der *Body-Effekt* führt zu einer Erhöhung der Gate-Source-Schwellspannung aufgrund einer Spannungsdifferenz zwischen Source und Substrat (*Body*).

Gleichung (2.4) lässt sich der Vorgang der Kapazitätsänderung eines aufgeladenen Kondensators mit isolierter Pumpladung Q_p auf den Elektroden beschreiben.

Stellt man Gleichung (2.4) nach der Spannung um und setzt $Q_{el} = Q_p = konst.$, ergibt sich für die maximale Spannung am Kondensator

$$U_{\max} = \frac{Q_p}{C_{p_{\min}}}. \quad (2.5)$$

Spannung und Kapazität verhalten sich demnach umgekehrt proportional. Bei Verringerung der Kapazität auf einen Minimalwert, stellt sich die maximale Spannung ein. Will man eine festgelegte Eingangsspannung U_E am Ausgang des Gleichspannungswandlers auf den Wert $U_A = U_{\max}$ verstärken, muss die Kapazität bei konstanter Ladung auf den Betrag $C_{p_{\min}}$ gesenkt werden.

Den Quotienten aus Ausgangsspannung zu Eingangsspannung

$$M = \frac{U_A}{U_E} \quad (2.6)$$

bezeichnet man als idealen Spannungsverstärkungsfaktor. Aus der Beziehung zwischen Spannung und Kapazität kann der Verstärkungsfaktor auch über das Kapazitätsverhältnis

$$M = \frac{C_{p_{\max}}}{C_{p_{\min}}} \quad (2.7)$$

gebildet werden, wodurch eine Anwendung der Methoden der Mikrosystemtechnik für den Entwurf von variablen Kondensatorstrukturen ermöglicht wird. Auf die wichtigsten Grundlagen des Entwurfs wird in Abschnitt 2.3 dieses Kapitels eingegangen. Ein vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild mit einer realen komplexen Last am Ausgang, bestehend aus ohmschen Lastwiderstand R_L und Lastkapazität C_L sowie den idealen Schaltern S_1 und S_2 , wird in Abbildung 2.5 vorgestellt. Im Folgenden wird nur die parasitäre Kapazität C_{par} des Pumpkondensators betrachtet. Zusätzliche Kapazitäten durch reale Schalter in Form von Transistoren sollen für die allgemeine Funktionsbeschreibung vorerst vernachlässigt werden.

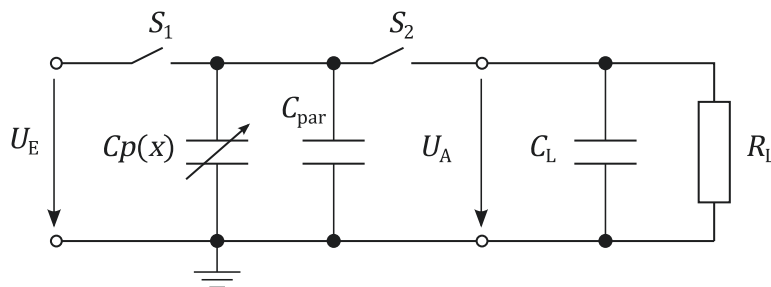


Abbildung 2.5: Elektrisches Ersatzschaltbild eines kapazitiven Gleichspannungswandlers

Über Schalter S_1 wird die Pumpkapazität C_p auf die Eingangsspannung U_E geladen. Wird S_1 danach geöffnet, findet eine Ladungsisolierung der Pumpelektrode statt. Wird die Pumpkapazität nun verringert, kommt es zur Spannungsverstärkung am Pumpkondensator auf den Wert U_A nach Gleichung (2.6) und (2.7). Mit dem Öffnen des Schalters S_2 findet ein Potentialausgleich zwischen Pump- und Lastkapazität C_L statt. Der Lastkondensator dient als Ladungsakkumulator, weshalb er größer als C_p dimensioniert werden muss. Es erfolgt das Laden des Lastkondensators in n Pumpzyklen, wobei $U_A = M \cdot U_E$ eine Obergrenze der erreichbaren Spannungsverstärkung vorgibt. Reale Verstärkungen liegen aufgrund der

ohmschen Last R_L unterhalb der ideal erreichbaren Verstärkung, da über R_L dem Lastkondensator kontinuierlich Ladungsträger entzogen werden. Außerdem senken fertigungsbedingte parasitäre Kapazitäten C_{par} des MEMS-Kondensators (siehe Abbildung 2.5), die sich additiv zu der Nutzkapazität $C_p(x)$ überlagern, die Spannungsverstärkung auf einen effektiven Wert M_{eff} ab, wodurch sich Gleichung (2.7) zu

$$M_{\text{eff}} = \frac{C_{p_{\text{max}}} + C_{\text{par}}}{C_{p_{\text{min}}} + C_{\text{par}}} \quad (2.8)$$

erweitert. Die Abhängigkeit von C_{par} wirkt sich vor allem im Nenner von Gleichung (2.8) aus, was zur genannten Herabsetzung des Verstärkungsfaktors führt. Für die Dimensionierung ist ein $C_{p_{\text{min}}}$ zu wählen, das deutlich über der parasitären Kapazität liegt. Dies setzt Kenntnisse des für die Mikrostruktur angewandten Fertigungsverfahren voraus, die in Abschnitt 2.3.1 dieses Kapitels vermittelt werden.

Aus den vorgestellten Realisierungsansätzen zur elektrischen Gleichspannungsverstärkung ergeben sich verschiedene Vor- und Nachteile für die Umsetzung in einem Mikrosystem, die im folgenden Abschnitt untersucht werden sollen.

2.1.2 Vergleich der Ansätze für die Verwendung in Mikrosystemen

Von den in Abschnitt 2.1.1 vorgestellten Varianten zur Verstärkung von Gleichspannungen hat der Aufwärtswandler den Vorteil, auch niederohmige Lasten versorgen zu können, da über das Magnetfeld der Spule kurzzeitig ein hoher Strom zur Verfügung steht. Diese hohen Ausgangsströme können rein kapazitiv arbeitende Ladungspumpen nicht bereitstellen, sodass die Anwendung nur für hochohmige oder rein kapazitive Lasten geeignet ist. Da sich in dieser Arbeit auf die Anwendung rein kapazitiver MEMS-Sensoren und -Aktoren beschränkt wird, ist diese Einschränkung als unkritisch zu betrachten. Weiteres Anwendungspotential bieten darüber hinaus auf piezoelektrischen Dünnschicht-Aluminiumnitrid basierende Mikrosysteme [21]. Der Vorteil der Ladungspumpe dagegen liegt darin begründet, dass keine magnetischen Bauelemente wie Spulen oder Transformatoren für die Funktion benötigt werden. Eine Integration von Induktivitäten in bestehende auf Silizium basierende MEMS-Technologien ist umständlich und meist nicht ohne grundlegende Änderungen der Prozessabläufe möglich [13–16]. Damit ist das Prinzip der Ladungspumpe ideal für eine Umsetzung in MEMS-Technologien geeignet, da eine Integration der Wandler und der Sensorstruktur auf dem gleichen Chip ohne Änderung der Technologieschritte ermöglicht wird.

In der Literatur werden verschiedenste Systeme vorgestellt, bei denen eine Gleichspannungsverstärkung durch Änderung der Spannung bzw. der Pumpkapazität erreicht wird. Eine frühe Arbeit zur mikroelektromechanischen Gleichspannungswandlung wurde 1992 von *Noworolski* und *Sanders* veröffentlicht [22]. In ihr wird ein resonanter Wandler auf Basis von CMOS-Technologie vorgestellt, bei dem zwischen Pump- und Aktorkapazität unterschieden wird. Aktor und Pumpe sind dabei durch eine Siliziumnitritbrücke mechanisch gekoppelt, aber elektrisch isoliert. Die Strukturen arbeiten bei einer Resonanzfrequenz von ca. 1 MHz und haben eine Fläche von 0,5 mm². Nachteilig ist neben der hohen Polarisationsspannung von 50 V auch der Betrieb in Vakuum. Als Vorteil wird die Möglichkeit zur monolithischen Integration in ein MEMS-Device genannt. In seiner Dissertation von 1998 beschreibt *Noworolski* die allgemeine Funktionsweise von mikromechanischen Gleichspannungswandlern sowie den Unterschied zwischen *resonantem* und *nicht-resonantem Funktionsprinzip* [23, 24]. Es wird eine mikromechanische Funktionsstruktur vorgestellt und auf die Schwierigkeiten der Fertigung mittels HEXSIL- und

SAMPSON-Prozesse eingegangen, auf denen der Schwerpunkt der Arbeit liegt. Außerdem wird der Vorteil von Strukturen mit hohem Aspektverhältnis hervorgehoben.

Eine spätere Arbeit von Haas und Kraft unterzieht das *bistabile Funktionsprinzip* bestehend aus Pumpe und Aktor einer mathematischen Betrachtung [25]. Es wird ein *Matlab-Simulink* Verhaltensmodell vorgestellt, das auch parasitäre Effekte berücksichtigt. Ohne ein konkretes Layout bleiben die Größenverhältnisse zwischen Pumpe und Aktor aber unrealistisch. Neben der parasitären Kapazität wird die Freilaufdiode aufgrund ihrer Schwellspannung als nachteilig aufgezeigt. Als mögliche Alternative, um den Spannungsverlust zu umgehen, werden MEMS-Schalter wegen ihrer hervorragenden Isolationseigenschaften genannt. In einer weiterführenden Arbeit werden die Ergebnisse in einem Prototyp umgesetzt, der eine theoretische Spannungsverstärkung um den Faktor 5 ermöglicht [26]. Als Probleme werden Leckströme und parasitär wirkende Streukapazitäten angeführt, deren Einfluss durch eine Kaskadierung der Wandler verringert werden kann. Mit vier parallelen Wandlern konnte ein maximaler Verstärkungsfaktor von 2,1 erreicht werden. Für eine weitere Erhöhung der Verstärkung muss der Lastwiderstand über $1\text{ G}\Omega$ erhöht werden, was eine technologische Herausforderung darstellt.

Auch in Hills Arbeit wird ein theoretischer Entwurf eines bistabilen Wandlers vorgestellt [27]. Als Anwendungsfeld werden HF-MEMS-Schalter für hochfrequente Signale beschrieben, da diese häufig hohe Aktuierungsspannungen benötigen, aber aufgrund ihres kapazitiven Wirkprinzips nur geringe Leistung aufnehmen. Es wurden das *bistabile* und das *resonante Prinzip* mit dem Ziel der maximalen Kapazitätsänderung, minimaler parasitärer Kapazitäten und minimaler Schaltverluste untersucht. Für abstandsvariierte resonante Systeme wird ein maximales Verhältnis zwischen $C_{\max}$ und $C_{\min}$ von 1,5 genannt, um den *Pull-In* (siehe Abschnitt 2.3.1) zu vermeiden. Im *bistabilen Betrieb* wird der *Pull-In*-Effekt ausgenutzt, um maximale Kapazitätsverhältnisse von 20 zu erreichen. Da Aktor und Pumpe gleichgerichtet wirken und der Pull-Out passiv durch die Rückstellkraft des mechanischen Systems entsteht, gestaltet sich die Aktorgröße als nachteilig. Der Aktor muss dabei sehr viel größer als die Pumpe sein, wodurch die effektive Fläche für die Pumpkapazität limitiert wird. Untersucht wurde außerdem der Einfluss von parasitären Kapazitäten der Mikrostruktur und der Sperrschichtkapazität der Dioden, die das Rückfließen der Ladung auf die Versorgung bzw. die Pumpkapazität verhindern. Als typische Diode wird die *D1N4148* mit 4 pF Sperrschichtkapazität angegeben. Simulationen des elektrischen Verhaltens zeigen, dass für eine Pumpkapazität von ca. 2 pF die parasitäre Kapazität des MEMS sowie die Sperrschichtkapazität der Diode nicht größer als 0,1 pF betragen dürfen, um nennenswerte Verstärkungsfaktoren zu erhalten. Eine Verringerung der Sperrschichtkapazität der Diode geht mit einer Verringerung ihrer Spannungsfestigkeit einher, wodurch sie ihre Blockierung verliert. Eine Erhöhung der Pumpkapazität ist zwar durch eine effektivere Gestaltung der Elektrodenfläche durch Elektrodenkammzellen möglich, würde aber ein sehr steifes System und daher hohe Aktuierungsspannungen benötigen und wurde daher in dieser Arbeit nicht weiter untersucht. Als Lösungsmöglichkeit wird ebenfalls die Verwendung von MEMS-Schaltern anstelle der Dioden vorgeschlagen, da diese weit geringere parasitäre Kapazitäten im ausgeschalteten Zustand besitzen. Nachteilig gestaltet sich die zusätzliche Elektronik zur Ansteuerung der Schalter und die erhöhte Leistungsaufnahme.

Das *resonante Prinzip* wird ebenfalls in Quero wegen seiner geringen benötigten Eingangsspannung untersucht. Es wird aber auf einen Aktor gänzlich verzichtet und die Resonanzamplitude durch zyklisches Laden und Entladen des variablen Pumpkondensators erreicht [28]. Neben der mathematischen Formulierung des Einschwingvorganges wird ein äquivalentes *Matlab-Simulink*-Modell entwickelt, dass jedoch nicht auf realistische Schalter- und Diodenmodelle eingeht. So bleibt der Einfluss von parasitären Effekten durch Schalter und Diode ungeklärt. Ebenfalls nicht thematisiert wird die Ansteuer-elektronik der Schalter. Ein konkreter MEMS-Entwurf wird nicht durchgeführt. Es werden MEMS-Standardwerte angenommen, um das Modell zu verifizieren. Dabei wird von einem sehr geringen

initialen Elektrodenabstand von 1 μm und Restabstand von nur 120 nm ausgegangen. Aufgrund der Realisierung der Pumpkapazität in Abstandvariation wird auf das Entwurfsproblem des *Pull-In* hingewiesen.

Chae untersucht das *resonante Prinzip* mit Aktor. Ein Prototyp mit zwei separaten Ausgangsspannungsstufen wird vorgestellt, der eine Fläche von 1 mm^2 benötigt [29]. Die zwei Spannungsstufen 6,8 V und 9 V werden dabei aus 5 V durch zwei verschiedene Arbeitsabstände der abstandsvariierten Pumpkapazitäten auf der beweglichen Struktur realisiert. Die Ladungsisolation der Pumpkapazitäten erfolgt über den Einsatz von *D1N4148* Dioden mit geringem Leckstrom. Als Einschränkung werden die Anwendbarkeit des Systems für rein kapazitive Lasten und der dadurch benötigte extrem hohe ohmsche Lastanteil von mindestens 10 $\text{G}\Omega$ angegeben. Die beschriebenen Vorteile des Verfahrens, im Gegensatz zu Schaltreglern, liegen im Ausbleiben von Schaltverlusten und platzintensiven Induktivitäten begründet.

Die herkömmlichen elektronischen CMOS-Ladungspumpen nach *Dickson* (siehe Abschnitt 2.1.1) verwenden Dioden, um den Ladungstransport zu steuern. Die Schwellspannung sowie Durchbruchspannung der verwendeten Dioden sind wesentliche Einschränkungen dieser Methode. Rein elektronische Ladungspumpen arbeiten exzellent bei relativ niedrigen Ausgangsspannungen, ab ca. 30 V werden dagegen aufwändige und preisintensive CMOS-Technologien benötigt, um die Durchbruchfestigkeit zu erhöhen. In einem alternativen Ansatz werden diese Nachteile durch die Verwendung von resonant arbeitenden mikromechanischen Schaltern umgangen [30]. Durch die resonante Betriebsweise fällt die Ansteuerspannung der MEMS-Schalter unterhalb der Versorgungsspannung der Ladungspumpe und die theoretische Durchbruchspannung steigt auf über 100 V an. Prinzipbedingt kann mit jeder Stufe die Eingangsspannung nur verdoppelt werden. Es werden beispielsweise sieben Stufen benötigt, um von 1 V auf ca. 128 V zu erhöhen. Jede Stufe besteht aus zwei mechanischen Schaltern, sodass 14 MEMS-Schalter zum Einsatz kommen müssten, wobei ein Ausfall eines Schalters zum Gesamtausfall der Ladungspumpe führt. Da die eigentliche Ladungspumpe elektronisch bleibt, soll dieser Ansatz in dieser Arbeit nicht weiter untersucht werden.

In *Najar* werden die bestehenden Probleme einer technischen Umsetzbarkeit von MEMS-Ladungspumpen aufgegriffen und in einem theoretischen Entwurf behandelt [31]. Dabei wird eine resonant abstandsvariiert arbeitende variable Pumpkapazität mit einem MEMS-Schalterentwurf verbunden, der die Dioden ersetzen soll. Die Schalter dienen gleichzeitig als Anschläge zur Begrenzung der Resonanzamplitude zwischen den Pumpkapazitätswerten $C_{p_{\min}}$ und $C_{p_{\max}}$. Dadurch wird das Schaltertiming automatisiert und auf eine aufwändige Ansteuerelektronik verzichtet bei gleichzeitiger Minimierung der parasitären Kapazität. Sowohl Pumpkapazität als auch Schalter bestehen dabei aus einfachen Biegebalken. Theoretisch ist damit eine Spannungsverstärkung um den Faktor 9 erreichbar. Es handelt sich aber um ein idealisiertes, rein theoretisches Modell, welches weder Dämpfungs- und Reibungseffekte, noch Nichtlinearitäten aufgrund der sehr hohen Auslenkungen des variablen Plattenkondensators von bis zu 10 μm berücksichtigt. Auch wird nicht näher auf die Positionierung der Schalter eingegangen, die jedoch einen wesentlichen Einfluss auf die Wirkungsweise des Systems hat. Eine reale Umsetzung des Prinzips ist daher fragwürdig.

Zusammenfassung der Literaturrecherche

In der Literatur wird im Allgemeinen zwischen resonanten und nicht-resonanten Wandlern unterschieden. Für das *bistabile Prinzip* aus Pumpe und Aktor gibt es keinen realistischen Entwurf für die Aktordimensionierung. Der Aktor ist entweder sehr groß oder benötigt eine hohe Aktorspannung. Die Aktordimensionierung beeinflusst die Leistungsfähigkeit der Pumpe. Das *resonante Prinzip* benötigt einen

vergleichsweise kleinen Aktor bzw. kann auf ihn sogar verzichten und eignet sich durch seine kompakte Bauform auch für hohe Frequenzen.

Zusammenfassend werden folgende Probleme genannt und sprechen gegen eine praktische Umsetzung von MEMS Ladungspumpen:

- Schon kleine Leckströme sind aufgrund der geringen transportierten Ladungsmengen kritisch. Gleiches gilt für parasitäre Kapazitäten.
- Daher sind auch nur rein kapazitive Lasten möglich und sehr hohe Ausgangswiderstände im Bereich von einigen $G\Omega$ erforderlich.
- Dioden erlauben einen automatisierten Ladungstransport, führen jedoch zu einer Einschränkung der Effektivität durch die zusätzliche Diodenkapazität und Schwellspannung.
- MEMS-Schalter haben keinen zusätzlichen Spannungsverlust und geringe parasitäre Kapazitäten. Sie benötigen aber hohe Aktuierungsspannungen oder erhöhten Flächenbedarf und sind trotz geringer beschleunigter Massekörper im Vergleich zu elektronischen Schaltern für hochfrequente, resonante Systeme zu langsam.

2.2 Zustandsüberwachung mittels Körperschallanalyse

Im produzierenden Gewerbe ist ein Maschinenausfall meist mit hohen Kosten verbunden, da er zum Stillstand untergeordneter Systeme und damit einer ganzen Produktionskette führen kann. Die Lebensdauer der betroffenen Maschinen ist meist nicht abschätzbar, sodass regelmäßig vorbeugende Wartungen durchgeführt werden müssen. Als Orientierungshilfe für die Wartungszyklen werden statistische Daten über die Maschinenausfälle erhoben, die sich in drei Kategorien anhand der sogenannten Badewannenkurve einteilen lassen. Zu Anfang der Lebenszeit ist die Ausfallrate relativ hoch, es wird von Frühausfällen gesprochen. Sind anfänglich defekte Teile ausgetauscht, sinkt die Ausfallrate im Normalbetrieb deutlich ab. Am Ende der Lebensdauer steigt sie wieder rapide an, da Alterungserscheinungen durch Verschleiß auftreten. Die Wartungen sollten daher vor Beginn der Verschleißphase stattfinden. Zur Streckung von Wartungsintervallen müssen kontinuierlich Daten über den aktuellen Schädigungszustand jeder einzelnen Maschine gesammelt und ausgewertet werden. Dieser Vorgang wird als Zustandsüberwachung bezeichnet. Die Wartung erfolgt dann zustandsabhängig und individuell, wenn ein zu bestimmender Grenzwert der Messdaten überschritten wird [32]. Ein weiteres extremes Beispiel ist die aufwändige Wartung von schwer zugänglichen Windkraftanlagen speziell im Offshore-Betrieb. Auch hier sind die Wartungsintervalle in der Regel vorbeugend, da keine Möglichkeit besteht, Schädigungen an sicherheitsrelevanten, tragenden Teilen vorauszusagen. Typische Schädigungen, die in Festkörperverbunden wie z. B. GFK (*Glasfaser verstärkter Kunststoff*)- oder auch CFRP (*Carbon Fiber Reinforced Plastics*)-Laminaten bei Überbeanspruchung auftreten, sind Faser- und Matrixrisse sowie Delaminationen zwischen verschiedenen Lagen (siehe Abbildung 2.6) bzw. Faser- und Kunststoffmatrix (siehe Abbildung 2.7) [33–36]. Messungen zur kontinuierlichen Zustandsüberwachung sind aufgrund der Rotationsbewegung im Bereich der Flügel mit konservativen Verfahren nicht möglich. Wie in [32] beschrieben, können jedoch kleine, autark messende Sensoreinheiten, die in die Flügel integriert werden, einen Beitrag zur effektiven Verlängerung von Wartungsintervallen leisten. Ein weiteres aktuelles Problem, in Hinblick auf Leichtbau und Ressourceneffizienz, ist die Überdimensionierung von Bauwerken und Maschinen aufgrund nicht vollständig bekannter Lastsituationen. Auch hier können Verfahren der Zustandsüberwachung eingesetzt werden, um Überlastsituationen oder Schädigungen frühzeitig zu erkennen.

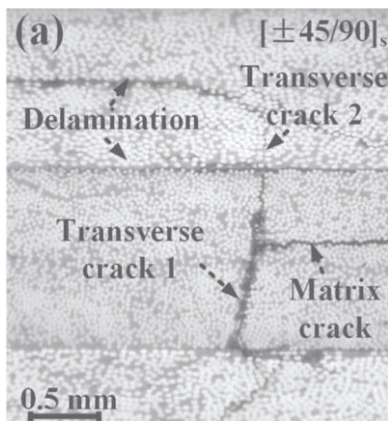


Abbildung 2.6: Typische Schädigungen in CFRP-Laminaten [37]

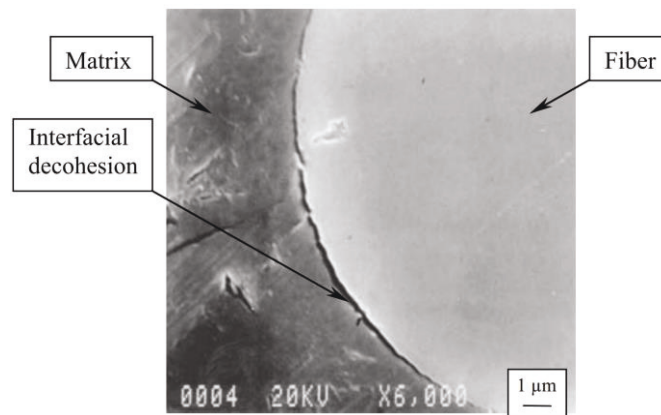


Abbildung 2.7: REM-Aufnahme einer Faser-Matrix-Ablösung [38]

Als ein kontinuierliches und zerstörungsfreies Messverfahren zur Strukturüberwachung hat sich die Körperschallanalyse bewährt [39]. Körperschall beschreibt die Ausbreitung von transienten, elastischen Wellen im Festkörper mit geringer Amplitude und großer Bandbreite (ca. 100 kHz bis 1 MHz). Diese Wellen können extern bzw. intrinsisch aufgrund von Schädigungen des belasteten Bauteils angeregt werden. Es wird in transiente und kontinuierliche, intrinsische Körperschallsignale unterschieden. Transiente Signale, auch als *Burst* bezeichnet, werden bei Rissbildung durch Brüche oder Risswachstum durch die schlagartig freigesetzte, im Material gespeicherte Energie (z. B. in Form von mechanischer Spannung) verursacht, wohingegen kontinuierliche Signale z. B. durch Reibung und Lagerreaktionen auftreten können [40]. Nach der Art der Erregung werden in Abbildung 2.8 zwei Verfahren unterschieden: die *aktive Ultraschalluntersuchung* und die *passive Körperschallanalyse*.

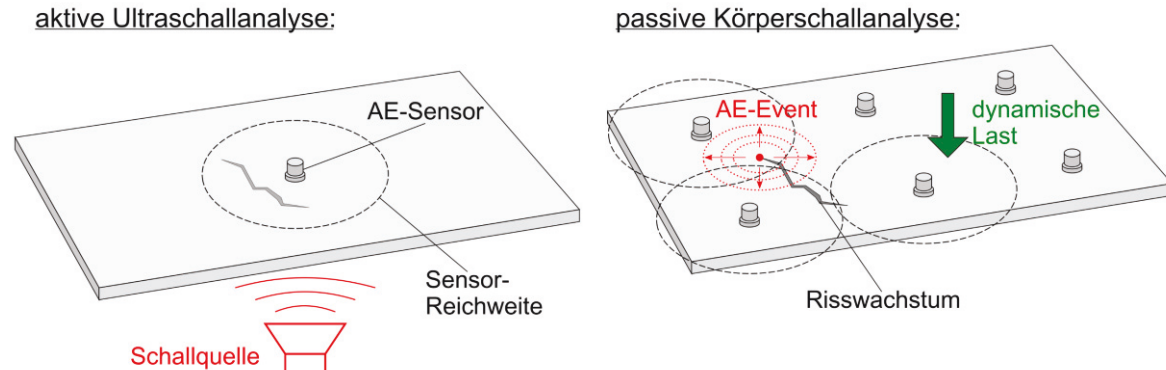


Abbildung 2.8: Messverfahren der Körperschallanalyse

Bei der *aktiven Ultraschalluntersuchung* werden punktuell Ultraschallwellen in das Bauteil eingekoppelt und die Antwort des Materials z. B. durch Reflexion an Grenzflächen wie Rissen untersucht. Dabei können nur Grenzflächen in Senderichtung detektiert werden, was eine Einschränkung des Verfahrens darstellt. Ein Vorteil des Verfahrens ist die bekannte Erregung. Außerdem kann die Stärke des Messsignals über die eingekoppelte Welle erhöht werden. Als nachteilig gestaltet sich das Verfahren bei komplizierten und/oder schwer zugänglichen Geometrien, da ein direkter Zugang zu den untersuchten Bereichen vorliegen muss, um die Oberfläche abzuscannen. Bei der Verwendung des Transmissions-Ultraschallverfahrens müssen sogar beide Seiten der Struktur zugänglich sein. Dadurch ist es meist nicht unter dynamischer Belastung im Normalbetrieb, sondern nur in Laborversuchen anwendbar [32].

Sollen dagegen kontinuierliche Messungen im Betrieb der belasteten Struktur erfolgen, kann auf das Verfahren der *passiven Körperschallanalyse* zurückgegriffen werden [40]. Als Erregungsquelle dienen dabei die durch eine spontane Volumenänderung aufgrund von Rissen bzw. Brüchen auftretenden

Körperschallwellen des zu messenden Bauteils selbst. Da keine Signale in das Material eingekoppelt werden, ist das Verfahren nur bei wechselseitig belasteten Bauteilen anwendbar. Im Gegensatz zur aktiven Untersuchungsvariante ist die Stärke und der Ort der Aussendung nicht bekannt. Mehrere Sensoren (mindestens drei) mit definiertem Abstand sind erforderlich, um den Aussendungsort über die Laufzeitunterschiede der einzelnen Sensorsignale zu ermitteln. Dazu können aus der Seismologie bekannte Verfahren zur Berechnung genutzt werden [40–42]. Der Messbereich der Sensoren wird durch die kontinuierlich abnehmende Amplitude der Welle ausgehend von der Schallquelle beschränkt. So stellt die Materialdämpfung der Welle im Festkörper ein Hauptproblem des Verfahrens dar. Eine weitere Schwierigkeit besteht in der Unterdrückung von Störschwingungen im Betrieb des zu überwachenden Bauteils.

Passive Körperschallwellen, die durch die genannten Materialschädigungen entstehen, koppeln im Vergleich zur aktiven Messung nur geringe Energiemengen in die Messstruktur ein, wodurch die zu messenden Signale mehrere Größenordnungen unter denen des Ultraschallverfahrens liegen [32]. Die Sensoren müssen daher über eine hohe Empfindlichkeit gegenüber hochfrequenten AE-Signalen bei gleichzeitiger hervorragender Störsignalunterdrückung im niederfrequenten Bereich verfügen.

Bei der passiven Körperschallanalyse muss die Sensorik zudem über die gesamte Lebenszeit des Bauteils angebracht werden, was preisgünstige und energiearme Messsysteme voraussetzt. Auch die Zugänglichkeit und die Art der Belastung und Bewegung des Bauteils spielen bei kabelgebundenen Systemen eine wichtige Rolle. Konventionelle Messsysteme nutzen breitbandige bzw. resonante piezoelektrische Beschleunigungssensoren, die auf der Oberfläche der zu überwachenden Struktur angebracht werden. Breitbandsensoren haben den Vorteil eines großen linearen Messbereichs, wohingegen Resonanzsensoren eine höhere, wenn auch frequenzselektive, Empfindlichkeit im Bereich der Resonanzüberhöhung aufweisen. Die relativ hohen Kosten und Baugrößen von piezoelektrischen Sensoren verhindern allerdings eine kontinuierliche Zustandsüberwachung im Betrieb des Bauteils. Hier können miniaturisierte MEMS-Beschleunigungssensoren, wie sie in [32] beschrieben werden und als Anwendungsfall für die vorliegende Arbeit dienen, durch ihre geringen Kosten und den niedrigen Energieverbrauch eine lohnenswerte Alternative bilden. Zudem ist ihre geringe Baugröße vorteilhaft für eine Integration in die zu überwachende Struktur schon während der Fertigung des Bauteils [11].

2.3 Der Mikrosystementwurf

Zur Herstellung des mikromechanischen Gleichspannungswandlers findet das BDRIE (*Bonding and Deep Reactive Ion Etching*)-Fertigungsverfahren Anwendung. Es handelt sich dabei um eine am ZfM der TU-Chemnitz entwickelte Sonderform des SOI (*Silicon On Insulator*)-Prozesses. Neben der Vorstellung der Fertigungstechnologie wird in diesem Abschnitt auch auf die Grundlagen und Funktionselemente des MEMS-Entwurfs eingegangen. Dabei wird das mikroeletromechanische Gesamtsystem, bestehend aus dem mechanischen und elektrostatischen Teilsystem, statisch und im Frequenzbereich untersucht.

2.3.1 Die BDRIE-Fertigungstechnologie

Zur Dimensionierung einer konkreten Wandlerstruktur sind Kenntnisse über das zur Herstellung angewandte Fertigungsverfahren notwendig, um Restriktionen z. B. bezüglich minimaler Strukturabstände für den Ätzprozess oder maximaler freischwebender Flächen zu beachten.

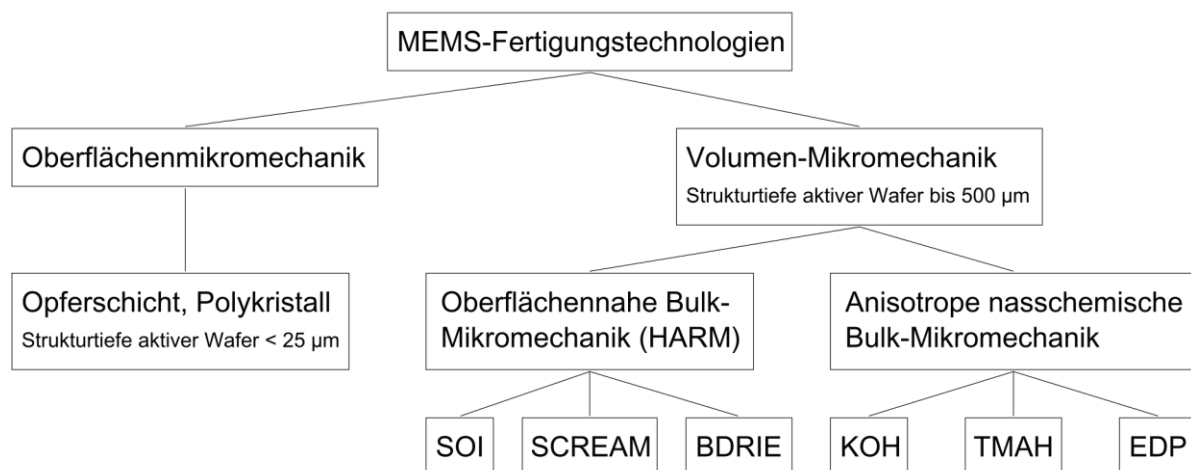


Abbildung 2.9: Überblick über die wichtigsten MEMS-Fertigungstechnologien (Vgl. [43])

Zunächst erfolgt eine Einordnung der BDRIE-Fertigungstechnologie in die bestehenden Technologien zur Herstellung mikromechanischer Strukturen [44]. Wie Abbildung 2.9 verdeutlicht, werden die Fertigungsverfahren in die Kategorien der *Volumen-* und *Oberflächenmikromechanik* eingeteilt.

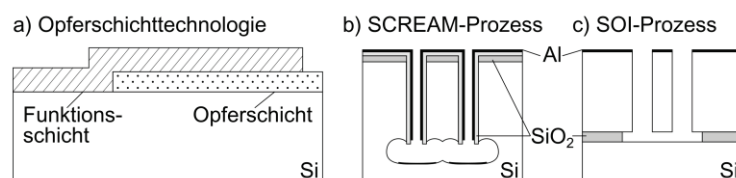


Abbildung 2.10: Beispiele für Oberflächen und oberflächennahe Mikromechanik

Von *Oberflächenmikromechanik* wird gesprochen, wenn die Strukturen auf der Oberfläche des Wafers hergestellt werden und der Wafer lediglich als Substrat dient. Ein schematischer Prozessaufbau ist in Abbildung 2.10a veranschaulicht. Dabei werden nacheinander Opfer- und Funktionsschichten abgeschieden und so strukturiert, dass in einem nachgelagerten isotropen Ätzschritt durch Entfernung der Opferschicht frei bewegliche Strukturen entstehen. Die Schichten sind durch den Abscheideprozess polykristallin und meist auf 2 µm bis 25 µm begrenzt. Je dicker die Funktionsschicht ist umso negativer wirken sich die auftretenden Schichtspannungen auf die Mikrostruktur aus. Eine weitere Prozessproblematik besteht in der Einheitlichkeit der Schichtdicke über dem Wafer. Als Funktionsschicht wird oft

Polysilizium verwendet, aber auch Metalle sind im Einsatz. Als Opferschicht dient in der Regel Siliziumdioxid (SiO_2) aus der thermischen Oxidation oder dem LPCVD (*Low Pressure Chemical Vapour Deposition*)-Verfahren, das durch Flusssäure (HF) bzw. gepufferte Flusssäure (BHF) selektiv herausgelöst werden kann. Zu den Vertretern dieser Technologie zählen unter anderem die Sensoren von Freescale Semiconductors, die 2015 von NXP Semiconductors aufgekauft wurden [45, 46].

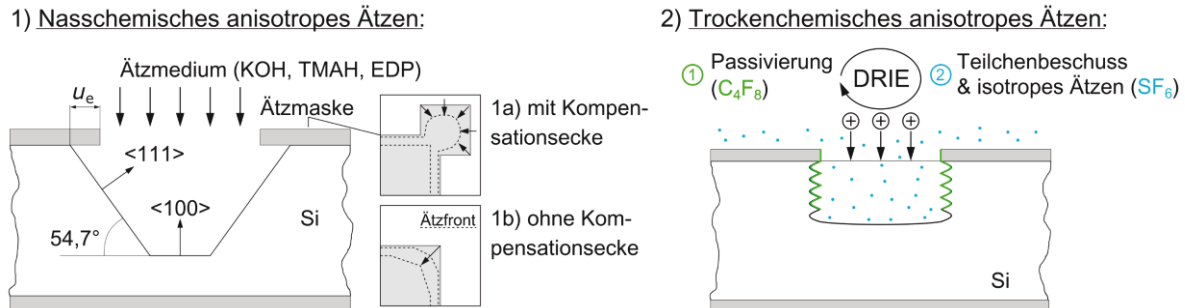


Abbildung 2.11: Einteilung der anisotropen Silizium-Ätzverfahren mit Maskenunterätzung u_e [44]

Die *Volumen-Mikromechanik* zeichnet sich im Gegensatz zur Oberflächenmikromechanik durch Strukturen aus, deren Tiefe der Waferdicke entspricht. Es wird dabei in das Wafervolumen hinein strukturiert. In den Anfängen der Mikrosystemtechnik wurde die Oberfläche eines einkristallinen Siliziumwafers mittels einer Nitritmaske (Si_3N_4) strukturiert und anschließend nasschemisch z. B. mit Kalilauge (KOH) geätzt. Dabei entstehen die für das Verfahren charakteristischen Ätzschrägen von rund $54,7^\circ$, hervorgerufen durch die Kristallanisotropie, wie sie in Abbildung 2.11 dargestellt sind [44]. Einkristallines Silizium verfügt über hervorragende mechanische und elektrische Eigenschaften und ist daher eines der bevorzugten Materialien heutiger Mikrosysteme [44]. Ein weiterer Vorteil bei der Verwendung nur eines Materials sind die im Vergleich zu Materialstapeln entstehenden geringeren Schichtspannungen. Die Ätzschrägen schränken den Entwurfsprozess und die Miniaturisierbarkeit ein. Die prozessierten Strukturen sind verhältnismäßig groß und haben einen erhöhten Flächenbedarf.

Eine Weiterentwicklung dieser Ansätze ist die *oberflächennahe Bulk-Mikromechanik*, die zu den HARM (*High Aspect Ratio Micromachining*)-Technologien gerechnet wird. Diese zeichnen sich durch ein hohes Aspektverhältnis der vertikalen zu den lateralen Strukturabmessungen aus. Die Strukturierung erfolgt auch hier über Oxid- bzw. Nitritmasken auf der Oberfläche des Wafers. Allerdings wird zur Strukturübertragung das anisotrope tiefe reaktive Ionenätzen, auch unter DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*) bekannt, eingesetzt, wodurch nahezu senkrechte Ätzflanken erreicht werden können (siehe Abbildung 2.11). Bei DRIE handelt es sich um einen kombinierten tiefen Trockenätzprozess mit physikalischer und chemischer Komponente. Das am häufigsten angewandte Verfahren ist das TMDE (*Time Multiplexed Deep Etching*), auch unter dem Synonym *Bosch-Prozess* geläufig, da der Prozess in den 1990er Jahren von der Robert Bosch GmbH entwickelt wurde [47]. Der Prozess läuft in zwei sich wiederholenden Phasen ab. In der ersten Passivierungsphase wird die Oberfläche des Wafers durch die Verwendung des Gases C_4F_8 mit einer Passivierungsschicht überzogen. In dem darauffolgenden isotropen Ätzschritt mit Schwefelhexafluorid (SF_6), werden nur die Oberflächen geätzt, die durch gleichzeitigen physikalischen Ionenbeschuss über keine Passivierung verfügen. Dabei werden die reaktiven Ionen durch ein gezündetes IC (*Inductively Coupled*)-Argon-Plasma bereitgestellt. Sie sorgen durch ein angelegtes elektrisches Feld für einen physikalischen Beschuss senkrecht zur Waferoberfläche, wodurch nur horizontale Oberflächen geätzt werden. Über die Stärke des elektrostatischen Felds kann die Intensität des Beschusses variiert werden. Zum Maskieren der Passivierungsschicht wird SiO_2 verwendet. Mit diesem Verfahren können tiefe Gräben mit geringem Abstand von wenigen Mikrometern senkrecht in den Wafer prozessiert werden, wodurch die hohen Aspektverhältnisse entstehen. Diese sind z. B.

vorteilhaft für eine geringere Querempfindlichkeit und bessere Eigenmodentrennung. Vertreter der Technologie sind der in Abbildung 2.10 vorgestellte SCREAM- und SOI-Prozess.

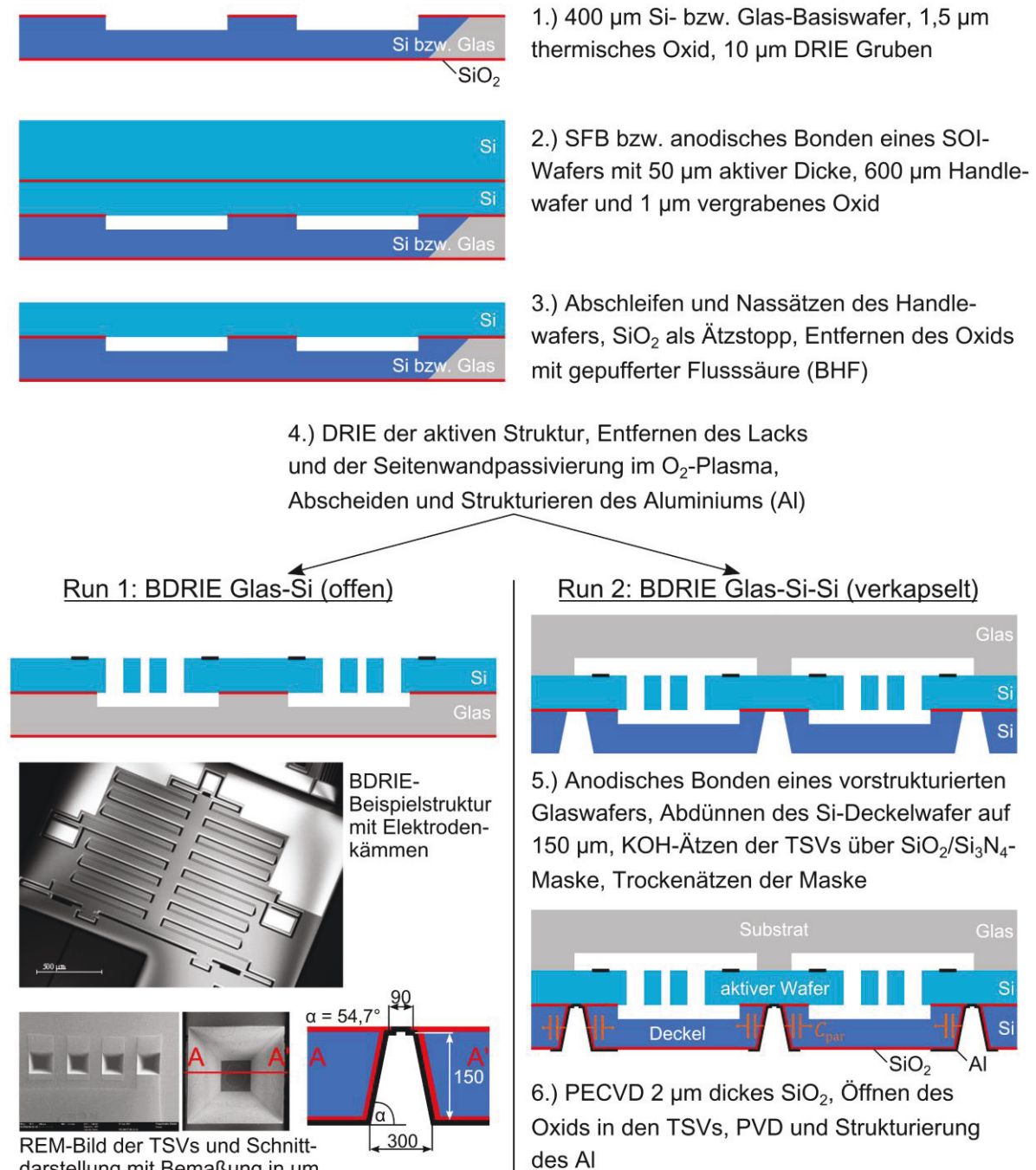


Abbildung 2.12: BDRIE-Prozessschritte Wafer Run 1 (Glas-Si) und Run 2 (Glas-Si-Si) [48, 49]

Nachfolgend soll eine Übersicht über die Prozessschritte der in dieser Arbeit verwendeten *BDRIE-Fertigungstechnologie* gegeben werden, die sich zu den *oberflächennahen Bulk-Mikromechaniken* mit hohen Aspektverhältnis einordnet.

Die in dieser Arbeit entwickelten Wandlerstrukturen lassen sich in zwei Fertigungsetappen einteilen, deren Prozessfolge in Abbildung 2.12 erläutert wird. In Wafer Run 1 wurde ein unverkapselter Glas-Silizium-Aufbau gewählt, um erste Teststrukturen charakterisieren zu können. Das Glassubstrat ist notwendig, um die Isolation zu erhöhen und parasitäre Kapazitäten zwischen aktiver Struktur und Substrat

zu minimieren. In Wafer Run 2 wurde ein verkapselter Glas-Silizium-Silizium-Aufbau gewählt, um die Strukturen vor äußeren Einflüssen schützen zu können.

Die Grundlage des Prozesses bildet ein Silizium- bzw. Glassubstratwafer, in den mittels DRIE Gruben geätzt werden, über denen sich später die bewegliche Mikrostruktur befindet. Durch SFB (*Silicon Fusion Bonding*) bzw. im Fall von Glassubstrat anodischem Bonden wird das so strukturierte Substrat mit einem SOI-Wafer verbunden. Der ca. 600 µm dicke Handle-Wafer wird durch mehrere grobe und feine Polierschritte abgetragen und nasschemisch bis auf das vergrabene SiO₂ zurückgeätzt, das als Ätzstopp dient. Anschließend erfolgt das Entfernen der Oxidschicht und die Strukturierung des aktiven Wafers mit DRIE. Aufgrund der Gruben im Substrat ist dabei kein zusätzlicher nasschemischer isotroper Ätzschritt notwendig, um die bewegliche Struktur freizulegen. Das Entfernen des Lackes und der Passivierungsschicht aus dem DRIE erfolgt trockenchemisch im O₂-Plasma. Abschließend wird zur elektrischen Kontaktierung der Strukturen Aluminium auf der Siliziumoberfläche abgeschieden und über eine Hartmaske strukturiert. Dies sind alle Prozessschritte zur Herstellung der offenen Glas-Si-Strukturen aus Wafer Run 1.

In Run 2 wurde statt des Glas-Si-Aufbaus ein Si-Si-Aufbau gewählt und ein vorstrukturierter Glaswafer mit Gruben als Deckel verwendet. Die elektrische Kontaktierung der aktiven Struktur erfolgt von der Rückseite durch Öffnungen (englisch Vias) im Siliziumsubstrat. Dazu wird in einem ersten Teilschritt das Silizium von der Rückseite auf ca. 150 µm abgedünnt und anschließend mit KOH über eine SiO₂/Si₃N₄-Maske die TSVs (*Through Silicon Via*) geätzt. Als Isolationsschicht dient ein 2 µm dickes PECVD (*Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition*) SiO₂. Die Isolationsschicht wird am Boden der Durchkontaktierungen auf dem aktiven Wafer geöffnet und der elektrische Kontakt durch Abscheiden und Strukturieren des Aluminiums in den TSVs hergestellt.

Besonderheiten und Restriktionen für den Entwurf

Die BDRIE-Technologie hat den Vorteil, dass zur Freilegung der Strukturen keine Ätzlöcher oder Kompensationsstrukturen benötigt werden. Dadurch gibt es nur wenige Restriktionen im Entwurf der Mikrosysteme, die beachtet werden müssen. Die minimal erreichbaren Elektrodenabstände sind durch den DRIE-Prozess vorgegeben und abhängig von der Strukturtiefe. Bei einer verwendeten Strukturtiefe von 50 µm kann ein Elektrodenabstand von etwa 2,0 µm sicher gewährleistet werden. Dies entspricht einem Aspektverhältnis von 25:1. Aufgrund des isotropen Anteils des DRIE erfolgt eine geringfügige Maskenunterätzung im Bereich von 0,1 nm, die im Entwurfsprozess beachtet werden muss, da sie in den engen Elektrodenabständen oder dünnen Federbändern bereits einen großen Einfluss auf das Systemverhalten hat. Die Federbänder sollten nicht zu weich entworfen werden, da die Strukturen sonst anfällig für *Sticking*⁴ sind und während der Fertigung brechen können. Erfahrungsgemäß ist eine Federkonstante von ca. 20 Nm⁻¹ realisierbar, sollte aber nicht unterschritten werden. Als praktischer Richtwert sollten die Ankerflächen, durch die der aktive Wafer auf dem Substrat fixiert wird, für Si-Si-Verbunde nicht kleiner als 200 × 100 µm² und für Si-Glas 80 × 80 µm² nicht unterschreiten, um eine sichere Bondverbindung zu gewährleisten. Durch die Verwendung von Glaswafern als Substrat bzw. Deckel kann die parasitäre Kapazität verringert werden. Unter dem Begriff der parasitären Kapazität des MEMS müssen alle die horizontalen und vertikalen Teilkapazitäten einbezogen werden, die unveränderlich sind und somit nicht am Pumpvorgang teilnehmen. Im Entwurf kann darauf geachtet werden, horizontale Abstände zwischen beweglicher und feststehender Struktur möglichst groß zu gestalten, um deren Einfluss zu minimieren. Die Oxiddicke zwischen Si-Substrat und aktivem Wafer und Si-Substrat und Aluminiumkontakten ist dagegen technologisch auf 1,5 µm bis 2 µm festgelegt und kann im Entwurf nicht beeinflusst werden. Letzteres führt im Bereich der mit Aluminium beschichteten TSVs bei einer Fläche

⁴ *Sticking* ist das dauerhafte Anhaften in Kontakt tretender Si-Flächen durch Adhäsionskräfte.

von ca. $143364 \mu\text{m}^2$ (TSV-Ätzschrägen siehe Abbildung 2.12) zu einer parasitären Kapazität von $C_{\text{par}} \approx 2,5 \text{ pF}$ pro Via zwischen Masse und Polarisationsspannung⁵. In diese Näherung sind aufgrund veränderlicher Geometrie die Aluminiumleiterzüge und Pads auf dem Si-Substrat nicht eingerechnet, sodass der tatsächliche Wert sogar höher ist.

2.3.2 Beschreibung und Funktionselemente des mechanischen Teilsystems

Die in dieser Arbeit untersuchten Mikrosysteme entsprechen einem mechanischen FMD-System (*Feder-Masse-Dämpfer-System*). Dabei ist eine bewegliche Masse m durch eine oder mehrere Federn mit der Gesamtsteifigkeit k an einem Rahmen fixiert, der dem Gehäuse entspricht. Aufgrund der Bewegung kommt es zu Dämpfungseffekten, die durch die Dämpfungskonstante b abgebildet werden.

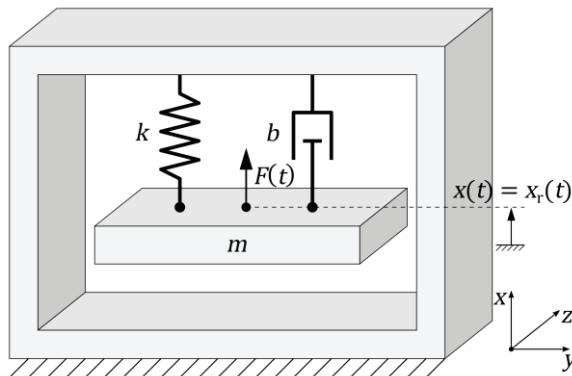


Abbildung 2.13: Krafterregtes FMD-System

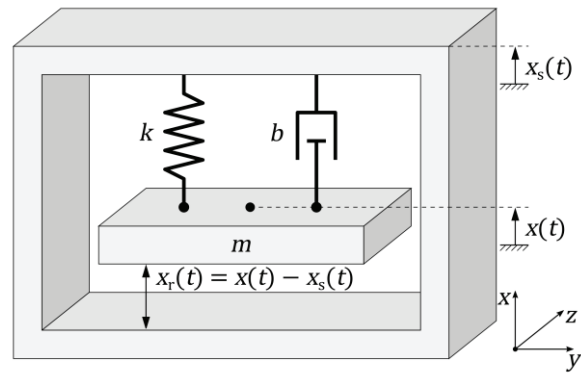


Abbildung 2.14: Stützerregtes FMD-System

Je nach Anwendungsfall erfolgt eine Unterteilung der FMD-Systeme nach der Anregungsart in krafteingeregte (siehe Abbildung 2.13) bzw. stützeingeregte (siehe Abbildung 2.14) Systeme. Bei Krafteinregung erfolgt die Kraftwirkung direkt an der beweglichen Masse bei starrem Rahmen. Dies entspricht einer Funktionsweise als Aktor. Die Kraftkopplung kann dabei unter anderem elektrostatisch über Elektrodensysteme erfolgen. Wird das System dagegen von außen, also stützeingereggt, erfolgt zuerst am Gehäuse (Stütze) die Auslenkung mit $x_s(t)$ und danach an der Masse mit $x(t)$, wodurch eine Relativbewegung

$$x_r(t) = x(t) - x_s(t) \quad (2.9)$$

zwischen Massekörper und Gehäuse entsteht. Diese Funktionsweise wird in der Mikrosystemtechnik für die Inertialsensorik verwendet, indem die Relativbewegung der seismischen Masse, hervorgerufen durch eine externe Wegänderung $x_s(t)$ oder Beschleunigung $\ddot{x}_s(t)$ an der Stütze, umgewandelt und elektronisch ausgewertet wird (siehe Abschnitt 2.3.4).

Für ein FMD-System mit einem Freiheitsgrad kann die inhomogene lineare Bewegungsdifferentialgleichung zweiter Ordnung aufgestellt werden

$$\underbrace{m\ddot{x}(t)}_{F_m(t)} + \underbrace{b\dot{x}(t)}_{F_b(t)} + \underbrace{kx(t)}_{F_k(t)} = F(t), \quad (2.10)$$

wobei $\dot{x}(t)$ und $\ddot{x}(t)$ der ersten und zweiten zeitlichen Ableitung der Wegänderung $x(t)$ entsprechen [44]. Die Gleichung beschreibt das Kräftegleichgewicht zwischen den inneren systeminhärenten Kräften auf der linken Seite und den von außen auf das FMD-System wirkenden Kräften auf der rechten Seite

⁵ Mit der relativen Permittivität von SiO_2 von $\epsilon_{\text{SiO}_2} = 3,9$ [50].

zu jedem Zeitpunkt t . Somit entspricht $F_m(t)$ einer beschleunigungsabhängigen Trägheitskraft, $F_b(t)$ einer geschwindigkeitsabhängigen Dämpfungskraft und $F_k(t)$ einer wegabhängigen Federkraft. Die Kraft $F(t)$ gilt als externe Erregungsfunktion. Analog kann die Bewegungsdifferentialgleichung eines durch eine externe Beschleunigung $\ddot{x}_s(t)$ stützererregten FMD-Systems angegeben werden

$$m\ddot{x}_r(t) + b\dot{x}_r(t) + kx_r(t) = -m\ddot{x}_s(t). \quad (2.11)$$

Die Lösung von Gleichung (2.10) kann durch Überführung in den Frequenzbereich bei Annahme einer harmonischen Erregung und Wegänderung erfolgen [51]:

$$F(t) = \hat{F} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = \hat{F} \cdot e^{j\omega t} e^{j\varphi} = \tilde{F} \cdot e^{j\omega t} \quad (2.12)$$

$$x(t) = \hat{x} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = \hat{x} \cdot e^{j\omega t} e^{j\varphi} = \tilde{x} \cdot e^{j\omega t}. \quad (2.13)$$

Dabei entspricht ω der Erregerkreisfrequenz der harmonischen Schwingung. Durch Einsetzen und Umstellen ergibt sich die komplexe Amplitude des FMD-Systems:

$$[m\tilde{x} \cdot (j\omega)^2 + b\tilde{x} \cdot j\omega + k\tilde{x}] \cdot e^{j\omega t} = \tilde{F} \cdot e^{j\omega t} \quad (2.14)$$

$$\tilde{x} \cdot [-m\omega^2 + j\omega b + k] = \tilde{F} \quad (2.15)$$

$$\tilde{x}(\omega) = \frac{1}{-\omega^2 + j\omega b m^{-1} + k m^{-1}} \cdot \frac{\tilde{F}}{m} \quad (2.16)$$

$$\tilde{x}(\omega) = \frac{1}{-\omega^2 + j\omega 2\vartheta\omega_0 + \omega_0^2} \cdot \frac{\tilde{F}}{m} \quad (2.17)$$

$$\text{mit} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.18)$$

$$\text{mit} \quad \vartheta = \frac{b}{2\sqrt{k \cdot m}}. \quad (2.19)$$

Wobei f_0 der Eigenfrequenz, ω_0 der Eigenkreisfrequenz und ϑ dem Dämpfungsmaß des FMD-Systems entsprechen. Zur Vereinfachung von Gleichung (2.17) kann das Abstimmverhältnis aus Erreger- und Eigenkreisfrequenz

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.20)$$

eingesetzt werden und man erhält

$$\tilde{x}(\eta) = \frac{1}{-\eta^2 + j2\vartheta\eta + 1} \cdot \frac{\tilde{F}}{m\omega_0^2} = \frac{1 - \eta^2 - j2\vartheta\eta}{(1 - \eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2} \cdot \frac{\tilde{F}}{k}. \quad (2.21)$$

Die Erregerkraft $\tilde{F}$ wirkt bei Krafterregung direkt auf die Masse des Schwingers mit der Erregerschwingung $\tilde{x}_{er}$, wohingegen bei Stützererregung die Masse indirekt über Feder und Dämpfer ausgelenkt wird:

$$\text{Krafterregung:} \quad \tilde{F} = m\omega^2 \cdot \tilde{x}_{er} \quad (2.22)$$

$$\text{Stützererregung:} \quad \tilde{F} = (k + j\omega b) \cdot \tilde{x}_s. \quad (2.23)$$

Da sowohl zur Koppelkrafterzeugung als auch Auswertung die Relativbewegung nach Gleichung (2.9) betrachtet werden muss, liegt unabhängig von der Erregung eine einheitliche Übertragungsfunktion vor. Im Falle des durch eine elektrostatische Koppelkraft erregten, kapazitiven Resonators kann durch Einsetzen von Gleichung (2.22) in Gleichung (2.21) die Amplitude der Relativbewegung aus der komplexen Lösung der Bewegungsgleichung bestimmt werden:

$$\tilde{x}(\eta) = \frac{1 - \eta^2 - j2\vartheta\eta}{(1 - \eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2} \cdot \eta^2 \cdot \tilde{x}_{\text{er}} \quad (2.24)$$

$$\hat{x} = \sqrt{\text{Re}(\tilde{x})^2 + \text{Im}(\tilde{x})^2}. \quad (2.25)$$

In gleicher Weise kann die Amplitude eines durch eine externe Beschleunigung stützererregten Beschleunigungssensors ermittelt werden:

$$\text{Krafterregung: } \hat{x} = \frac{\eta^2}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2}} \cdot \hat{x}_{\text{er}} \quad (2.26)$$

$$\text{Stützererregung: } \hat{x}_{\text{r}} = \frac{\eta^2}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2}} \cdot \hat{x}_{\text{s}}. \quad (2.27)$$

Das Übertragungsverhalten eines gedämpften Schwingers kann durch die Vergrößerungsfunktion als Quotient aus Ausgangsgröße zu Eingangsgröße angegeben werden. Betrachtet man den stützererregten Beschleunigungssensor, wird die Beschleunigung als Eingangsgröße und die Relativauslenkung als Ausgangsgröße verstanden und Gleichung (2.27) verwendet. Außerdem kann zur besseren Darstellung eine Normierung nach der statischen Auslenkung erfolgen

$$V = \frac{\hat{x}_{\text{r}}}{\hat{x}_{\text{s}}} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2}}. \quad (2.28)$$

Der Tangens der Phase

$$\tan \varphi = -\frac{2\vartheta\eta}{1 - \eta^2} \quad (2.29)$$

ist über den Quotienten aus Imaginär- und Realteil von Gleichung (2.24) definiert. Damit kann der normierte Amplitudengang (Abbildung 2.15) und Phasengang (Abbildung 2.16) des FMD-Systems für verschiedene Dämpfungsmaße ϑ dargestellt und verglichen werden. Durch ϑ wird das dynamische Verhalten im Frequenz- und Zeitbereich beeinflusst.

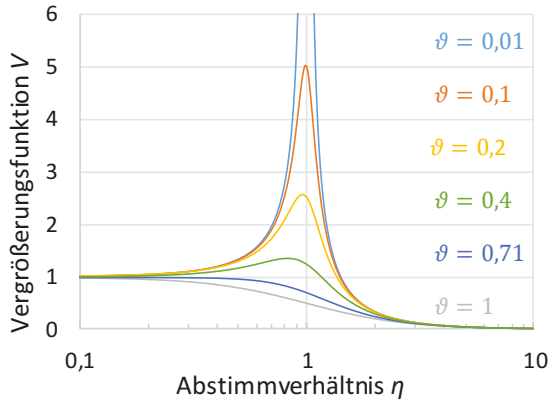


Abbildung 2.15: Amplitudengang eines FMD-Systems in Abhängigkeit vom Dämpfungsmaß ϑ

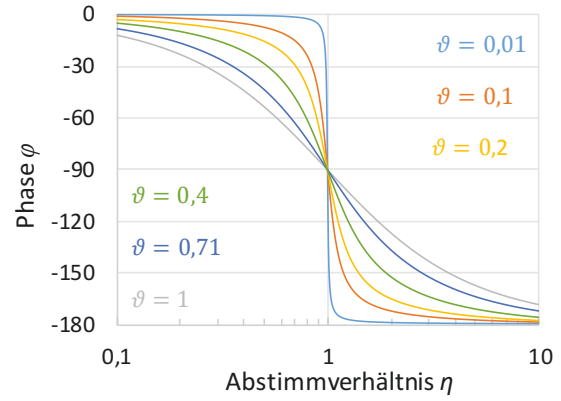


Abbildung 2.16: Phasengang eines FMD-Systems in Abhängigkeit vom Dämpfungsmaß ϑ

Ein Dämpfungsmaß von rund 0,71 entspricht einem optimal gedämpften System. Größere Werte führen zu einer Überdämpfung des Systems, kleinere Werte dagegen zur Unterdämpfung mit Ausbildung einer Resonanzüberhöhung. Die Resonanzfrequenz ist dabei abhängig vom Dämpfungsmaß und liegt unterhalb der Eigenfrequenz. Ist das Dämpfungsmaß kleiner als 0,1, kann der Einfluss der Dämpfung auf die Resonanzstelle in guter Näherung vernachlässigt werden:

$$\eta_{\max} = \sqrt{1 - 2\vartheta^2} \approx 1 \quad (2.30)$$

$$f_r = f_0 \cdot \sqrt{1 - 2\vartheta^2} \approx f_0. \quad (2.31)$$

Das Maximum der Vergrößerungsfunktion ergibt sich zu

$$V_{\max} = \frac{1}{2\vartheta} \frac{1}{\sqrt{1 - \vartheta^2}} \approx \frac{1}{2\vartheta} = Q_{\text{mech}} \quad (2.32)$$

und entspricht bei geringfügiger Dämpfung der mechanischen Güte Q_{mech} des FMD-Systems. Die mechanische Güte kann auch aus dem Amplitudenfrequenzgang durch Bilden des Quotienten

$$Q_{\text{mech}} = \frac{\hat{x}_{\text{res}}}{\hat{x}_{\text{stat}}} = \frac{\sqrt{k \cdot m}}{b} \quad (2.33)$$

aus statischer Amplitude $\hat{x}_{\text{stat}}$ und Resonanzamplitude $\hat{x}_{\text{res}}$ ermittelt werden. Die statische mechanische Sensitivität eines Beschleunigungssensors kann für $\omega = 0$ mit

$$S_{\text{mech}} = \frac{m}{k} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \quad (2.34)$$

angegeben werden, indem alle zeitlichen Ableitungen aus Gleichung (2.11) entfallen. Durch Multiplikation mit der mechanischen Güte kann die maximale mechanische Sensitivität im Resonanzfall

$$S_{\text{mech,max}} = \frac{Q_{\text{mech}}}{(2\pi f_0)^2} \quad (2.35)$$

berechnet werden. Damit wird ein grundlegendes Problem hochfrequenter Körperschallsensoren ersichtlich. Aufgrund der hohen Steifigkeit der FMD-Systeme sind die erreichbaren statischen und dynamischen Auslenkungen sehr gering.

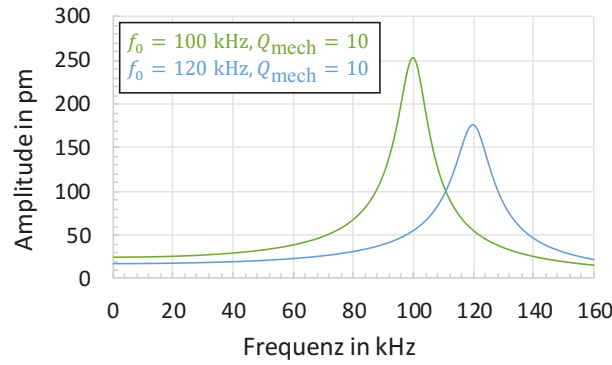


Abbildung 2.17: Amplitudenfrequenzgang des mechanischen FMD-Systems für verschiedene Eigenfrequenzen

In der Beispieldarstellung aus Abbildung 2.17 beträgt die statische Relativauslenkung $\hat{x}_r$ bei einer Beschleunigungslast von 10 ms^{-2} nur 25 pm. Nach Gleichung (2.35) nimmt die mechanische Sensitivität zudem mit steigender Eigenfrequenz ab. Trotz gleicher mechanischer Güte von 10 ist ein Sensor bei 100 kHz daher um 44 % sensitiver als ein vergleichbares, aber steiferes System mit einer Eigenfrequenz von 120 kHz. Eine Steigerung der Sensitivität des Gesamtsystems kann durch das elektrostatische Teilsystem erfolgen, auf das in Abschnitt 2.3.3 genauer eingegangen wird.

Feder

Die mechanische Steifigkeit der Federstrukturen in Nutzrichtung des Mikrosystems muss sehr genau eingestellt werden können, um das gewünschte Verhalten abzubilden. Bei Systemen mit einem Freiheitsgrad muss zudem die Steifigkeit in Querrichtung möglichst hoch sein, um die Querempfindlichkeit (*Crosstalk*) zu verringern. Die Auslenkungsrichtung der Feder hängt von der gewählten Fertigungstechnologie ab, da sie den Federquerschnitt in der Waferhöhe vorgibt. Nach der Auslenkungsrichtung werden Systeme unterschieden, die sich in der Waferebene bewegen (*In-Plane*) und vertikal zur Waferebene (*Out-Of-Plane*). Aufgrund der großen Strukturhöhe eignen sich HARM-Technologien beispielsweise nicht für *Out-Of-Plane*-Systeme, da die Steifigkeit in diese Richtung sehr hoch ist. Dagegen sind oberflächenmikromechanische Systeme auch für *Out-Of-Plane*-Bewegungen geeignet, sind aber *In-Plane* aufgrund ihrer höheren Querempfindlichkeit störfähiger. Die Federgeometrie entspricht im einfachsten Fall einem Biegebalken, der einseitig eingespannt und auf der anderen Seite mit der seismischen Masse verbunden wird. Die Auslenkung von *In-Plane*-Systemen erfolgt in der Richtung entlang der Federbreite. Die Biegelinie entspricht dem Halbmodell eines beidseitig fest eingespannten Balkens und damit einer s-förmigen Biegung (siehe Abbildung 2.18). Die Federsteifigkeit kann aus dem Biegemoment des Vollmodells hergeleitet und für das Halbmodell halbiert werden [44, 52]

$$k_{\text{mech}} = \frac{12E_x I_{zz}}{l_f^3}. \quad (2.36)$$

Sie gibt den Zusammenhang zwischen der Auslenkung an der Feder und der dazu benötigten Kraft wieder. Dabei gilt Gleichung (2.36) nur für lange und dünne Balken, da für sehr kurze Balken die Biegelinie von der s-Form abweicht [52].

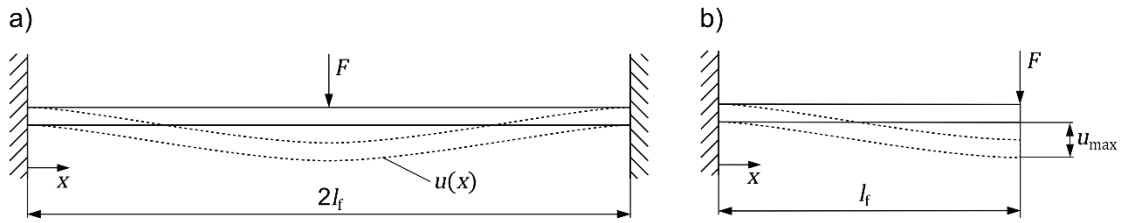


Abbildung 2.18: Beidseitig eingespannter Biegebalken, a) Vollmodell und b) Halbmodell mit s-förmiger Biegelinie

Die Steifigkeit eines Federbandes ist von dessen Material, dem Federquerschnitt und der Länge l_f abhängig. Als Material ist einkristallines Silizium durch seine Anisotropie mit einem Elastizitätsmodul von $E_x = 169$ GPa in $\langle 110 \rangle$ -Richtung vorgegeben. Die Höhe des Federquerschnittes h ist durch die Dicke des aktiven Wafers und damit die Strukturhöhe bei der verwendeten BDRIE-Technologie mit $50 \mu\text{m}$ festgelegt. Somit dient die Federbreite und -länge zur Einstellung der Steifigkeit eines Einzelfederbandes.

Durch Reihen- und Parallelschaltung der Einzelfederbänder ergibt sich die Gesamtsteifigkeit des Federsystems.

$$\text{Reihe: } k_{\text{ges}} = \frac{k_1 k_2}{k_1 + k_2} = \frac{k}{2}, \text{ wenn } k_1 = k_2 = k \quad (2.37)$$

$$\text{Parallel: } k_{\text{ges}} = k_1 + k_2 = 2k, \text{ wenn } k_1 = k_2 = k \quad (2.38)$$

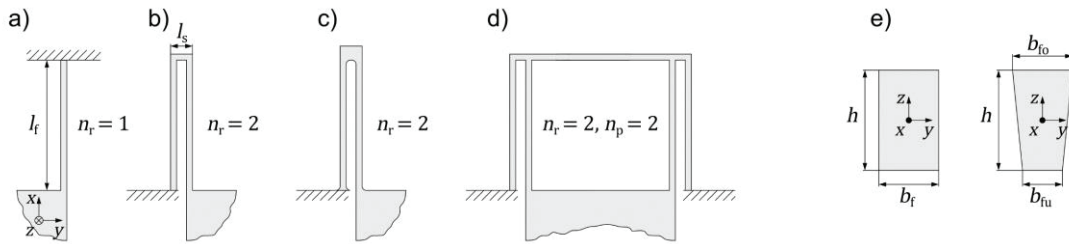


Abbildung 2.19: Federarten in der Mikrosystemtechnik a) Biegebalken, b) Bügelfeder eckig, c) abgerundet mit breitem Bügel, d) Bügelfeder mit Quertraverse, e) Federquerschnitt (Rechteck, Trapez)

In realen Systemen wird in der Regel auf Bügelfedern als Reihenschaltung zweier Einzelfederbänder, wie sie in Abbildung 2.19b dargestellt sind, zurückgegriffen. Werden die Federbänder beidseitig eingespannt, entsteht eine Zugspannung in Längsrichtung der Bänder, die zu einer nichtlinearen Versteifung führt. Das Verhalten hat eine progressiven Federkennlinie zur Folge und ist in der Mechanik als *Stress-Stiffening*-Effekt bekannt [53]. Die Quersteifigkeit kann durch den Einsatz von Quertraversen zwischen gemeinsam ausgelenkten Federbändern verbessert werden. Für das Federsystem aus Abbildung 2.19d mit Quertraverse ergibt sich beispielsweise eine Gesamtfedersteifigkeit, die der Steifigkeit eines Einzelfederbandes entspricht, da der Effekt von Parallel- und Reihenschaltung sich jeweils kompensiert. Eine weitere Maßnahme, die zur Verbesserung des Federlayouts getroffen werden kann, ist das Einbringen von Fasen an konkaven 90° -Ecken, wie in Abbildung 2.19c veranschaulicht wird. Durch den Ätzprozess werden diese verrundet und tragen so zur Verringerung der Kerbspannung an der Federeinspannung bei. Der Federquerschnitt kann außerdem durch den anisotropen DRIE-Prozess leicht trapezförmig ausfallen, da die Unterätzung zur Waferunterseite hin leicht zunimmt (siehe Abbildung 2.19e). Der Effekt ist abhängig von der Lage der Struktur auf dem Wafer und am Rand stärker als in der Wafermitte. In Abhängigkeit des Federquerschnittes berechnet sich das Flächenträgheitsmoment bei Biegung in der Waferebene nach Gleichung (2.39) oder (2.40) [43].

$$\text{Rechteck: } I_{zz} = \frac{hb_f^3}{12} \quad (2.39)$$

$$\text{Trapez: } I_{zz} = \frac{h}{12}(b_{fu} + b_{fo})(b_{fu}^2 + b_{fo}^2) \quad (2.40)$$

Seismische Masse

Die seismische Masse dient in mikromechanischen Sensoren der Aufnahme äußerer mechanischer Kräfte und Umwandlung dieser in elektrische Ausgangssignale. Die Energiewandlung erfolgt durch an der Masse angebrachte Elektroden, die über die Relativbewegung der Masse zum Rahmen ihre Kapazität verändern können. In mikromechanischen Aktoren bzw. Resonatoren werden diese Elektroden zur Erzeugung einer elektrostatischen Koppelkraft genutzt, die an der seismischen Masse wirkt und diese auslenkt. Über die Wahl des Massekörpers wird im Entwurf die mechanische Güte und Eigenfrequenz des FMD-Systems eingestellt. Für die in Abschnitt 2.3.1 vorgestellten Mikrosystemtechnologien ergeben sich abhängig vom Herstellungsverfahren unterschiedliche Geometrien der seismischen Masse. So müssen z. B. Materialstapel, Ätزشrägen bzw. Perforationen berücksichtigt werden. Die in dieser Arbeit verwendete BDRIE-Technologie zeichnet sich durch eine freie Gestaltung des Massekörpers aus, da keine Perforationen zur Freiätzung der beweglichen Strukturen benötigt werden. Obwohl aus technologischer Sicht nicht benötigt, können Perforationen genutzt werden, um eine gezielte Massereduktion zur Erzielung höherer Eigenfrequenzen durchzuführen. Die Ätzflanken betragen durch das DRIE-Verfahren nahezu 90°. Außerdem kann durch das Abschleifen, Polieren und anschließende feine Ätzen des aktiven Wafers von einer sehr homogenen Dicke ausgegangen werden, die zu einer einheitlichen Strukturhöhe h führt. Mit der aus dem Entwurf bekannten Oberfläche der beweglichen Struktur A_0 und der Dichte einkristallinen Siliziums ρ_{Si} kann die seismische Masse zu

$$m = \rho_{Si}A_0h \quad (2.41)$$

berechnet werden. In Abbildung 2.20 erfolgt ein Vergleich der seismischen Massen aus der BDRIE-Technologie und Oberflächenmikromechnik.

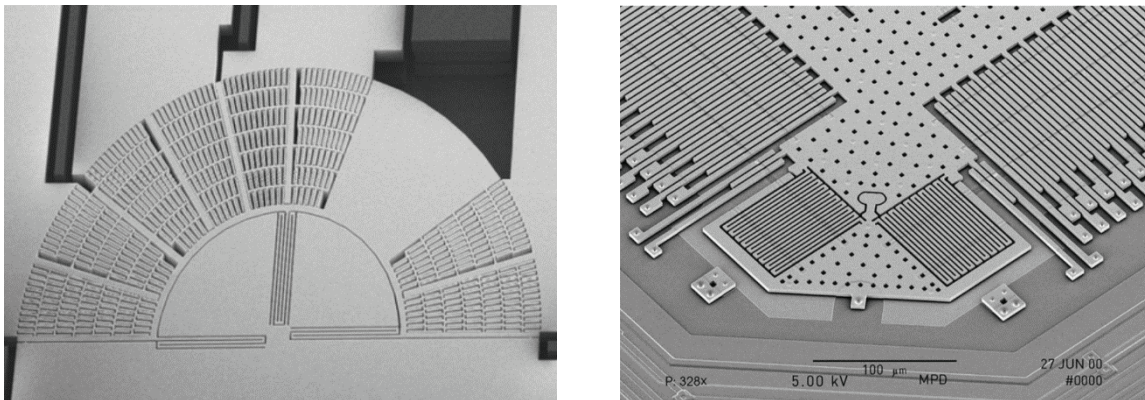


Abbildung 2.20: REM-Aufnahme einer HARM-Struktur und einer in Oberflächenmechanik hergestellten Struktur [48, 54]

Auch die Federbänder zur Aufhängung der beweglichen Struktur tragen zur seismischen Masse anteilig bei. Ist deren Masse im Vergleich zur restlichen Struktur deutlich geringer, wird ihr Einfluss für eine erste Näherung oft vernachlässigt. Eine Berücksichtigung der Federbänder in der Systemmasse kann über das *Rayleigh*-Prinzip erfolgen [52].

Die effektive Masse einer Bügelfeder wird mithilfe der Verteilungsfunktionen $N_i(x)$ für die Teilabschnitte des eingespannten Federbandes, des Bügels und des Federbandes am Massekörper berechnet

$$m_{f,i} = \rho_{Si} A_{f,i} \int_0^{l_{f,i}} N_i^2(x) dx, \text{ mit } N_i(x) = \frac{u_i(x)}{u_{\max}}, \quad x \in \mathbb{R}_0^+ \text{ mit } x \leq l_{f,i} \quad (2.42)$$

wobei $A_{f,i}$ der Querschnittsfläche und $l_{f,i}$ der Länge des jeweiligen Federabschnittes, $u_i(x)$ der Auslenkung entlang der Biegelinie und $u_{\max}$ der maximalen Auslenkung entspricht (siehe Abbildung 2.18). Die Verteilungsfunktionen bilden die normierten Biegelinien der Federabschnitte ab:

$$\text{Balken, fest: } N_1(x) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{3l_{f1} - 2x^3}{l_{f1}^3} \right), \quad N_1(x) \in [0; 0,5], \quad (2.43)$$

$$\text{Bügel: } N_2(x) = \frac{1}{2}, \quad (2.44)$$

$$\text{Balken, beweglich: } N_3(x) = 1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{3l_{f3} - 2x^3}{l_{f3}^3} \right), \quad N_3(x) \in [1; 0,5]. \quad (2.45)$$

Dabei ist zu beachten, dass der Bügel zwischen den Federbändern als steif betrachtet wird und sich nicht verbiegt, sodass seine Verschiebung bei gleicher Länge der Einzelfederbänder genau der Hälfte der Gesamtverschiebung entspricht. Einsetzen der Gleichungen (2.43) bis (2.45) in Gleichung (2.42) liefert die effektiven Massen der drei Bügelfederabschnitte:

$$\text{Balken, fest: } m_{f1} = \frac{13}{140} \rho_{Si} A_f l_f \quad (2.46)$$

$$\text{Bügel: } m_{f2} = \frac{1}{4} \rho_{Si} A_s l_s, \quad (2.47)$$

$$\text{Balken, beweglich: } m_{f3} = \frac{83}{140} \rho_{Si} A_f l_f, \quad (2.48)$$

wobei l_f der einheitlichen Federbandlänge, l_s der Länge und A_s der Querschnittsfläche des Bügels entspricht. Wie aus den Gleichungen (2.46) bis (2.48) hervorgeht, nimmt erwartungsgemäß die effektive Masse, d. h. die an der Bewegung beteiligte Masse der Bügelfeder, zur Einspannstelle hin ab. Zusammengefasst kann die Masse einer in der Mikrosystemtechnik üblichen Bügelfeder vereinfacht mit einem Faktor von ca. 0,3 in der Systemmasse berücksichtigt werden.

Fluidischer Dämpfer

Die in Kapitel 3 und 4 vorgestellten resonanten Systeme sollen ohne eine Druckreduktion bei großen Schwingungsamplituden betrieben werden. Eine genaue Einschätzung der mechanischen Güte und der damit verbundenen Dämpfung zur Auslegung der Resonanzamplitude ist daher von besonderer Bedeutung. Dämpfung entsteht in Mikrosystemen bei dynamischen Bewegungsvorgängen durch Energiedissipation in der mechanischen Struktur selbst, durch Wechselwirkung der mechanischen Struktur mit dem umgebenden Medium oder der elektrischen Schaltung zur Ansteuerung oder Auswertung des Mikrosystems. Innere Energiedissipation, d. h. Dämpfung in der Struktur, ist eine Folge der mechanischen

Spannung und Imperfektion des Kristallgitters, die zum Wandern von Atomen, Versetzungen oder Korngrenzen führt. Dieser als Materialdämpfungen bezeichneter Effekt ist bei der Verwendung von einkristallinem Silizium als Basismaterial vernachlässigbar gering [43, 44]. Dominant ist dagegen die äußere Energiedissipation durch Wechselwirkung der mechanischen Struktur mit dem umgebenden Medium (z. B. Luft) infolge der viskosen Reibung der Moleküle. Sie kann über eine Reduktion des Druckes durch eine hermetische Kapselung des Sensors verringert werden. Aus diesem Grund werden im Folgenden nur rein fluidmechanische Dämpfungsmechanismen betrachtet, die bei Atmosphärendruck gegenüber mechanischen oder thermodynamischen Effekten dominant sind.

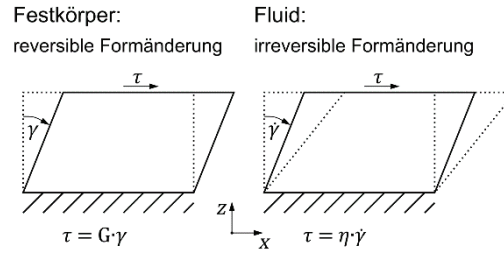


Abbildung 2.21: Formänderung in Festkörpern und Fluiden

Wie in Abbildung 2.21 veranschaulicht, zeigen Fluide im Vergleich zu Festkörpern ein unterschiedliches Verhalten bei Formänderung. In Fluiden führt eine Scherung mit der Scherspannung τ zu einer irreversiblen Formänderung mit der Schergeschwindigkeit $\dot{\gamma}$. Dabei entspricht η der dynamischen Viskosität. Sie beträgt in Luft bei Raumtemperatur $18,3 \mu\text{Pa}\cdot\text{s}$. Die Schergeschwindigkeit wird aus dem Verhältnis des Geschwindigkeitsunterschieds in Scherrichtung dv_x und des Abstandes zweier Platten bzw. Fluidschichten dz mit

$$\dot{\gamma} = \frac{dv_x}{dz} \quad (2.49)$$

definiert [55]. Eine wesentliche Eigenschaft *Newtonscher*-Fluide ist die Proportionalität von Scherspannung und Schergeschwindigkeit mit der dynamischen Viskosität η als Proportionalitätsfaktor. Beispiele für *Newtonsche*-Fluide sind neben Wasser auch viele Öle und Gase, wie z. B. Luft. Die Strömung *Newtonscher*-Fluide wird durch die *Navier-Stokes*-Gleichung beschrieben [56, 57].

$$\underbrace{\rho \left(\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + (\vec{v} \cdot \nabla) \vec{v} \right)}_{\text{Trägheitskraft}} = \underbrace{\vec{f}}_{\text{externe Kräfte}} - \underbrace{\nabla p}_{\text{Druckkräfte}} + \underbrace{\eta \nabla^2 \vec{v}}_{\text{Reibungskräfte, inkompressibel}} + \underbrace{\left(\xi + \frac{\eta}{3} \right) \nabla (\nabla \cdot \vec{v})}_{\text{Reibungskräfte, kompressibel}} \quad (2.50)$$

Sie ist der Impulssatz der Strömungslehre und gilt für kompressible und inkompressible *Newtonsche*-Fluide. Als Erweiterung der *Euler*-Gleichung, die die Impulserhaltung reibungsfreier Fluide beschreibt, werden zusätzlich Reibungseffekte berücksichtigt. Dabei entspricht ρ der Dichte, v der Geschwindigkeit, p dem Druck, η der dynamischen Viskosität und ξ der Volumenviskosität des strömenden Fluids. Zwar existieren analytische Näherungen der Gleichung für einige Spezialfälle, aber keine allgemeine analytische Lösung. Gleichung (2.50) bildet ein Gleichungssystem aus nichtlinearen partiellen Differentialgleichungen zweiter Ordnung ab, dass nur durch numerische Methoden gelöst werden kann. Zur Herleitung einer geeigneten Näherungslösung für das vorliegende Strömungsproblem, können die nachfolgenden dimensionslosen Kennzahlen verwendet werden. Anhand der Kennzahlen kann eine Charakterisierung des Strömungsverhaltens in ideal ($\eta = 0$) bzw. real ($\eta > 0$), der Form der Strömung in laminar bzw. turbulent und der Art des Fluids in kompressibel ($\rho \neq \text{konst.}$) bzw. inkompressibel ($\rho = \text{konst.}$) erfolgen.

Die Kompressibilität eines Fluids wird über die *Mach-Zahl* beschrieben, die sich aus dem Verhältnis von Strömungsgeschwindigkeit v zu Schallgeschwindigkeit c ergibt.

$$Ma = \frac{v}{c} \quad (2.51)$$

Ein ideal inkompressibles Fluid setzt voraus, dass eine relative Druckänderung zu keiner Volumen- bzw. Dichteänderung führt. In Luft sind die Dichteänderungen bei kleinen Strömungsgeschwindigkeiten, die einer *Mach-Zahl* von $Ma < 0,3$ entsprechen, sehr gering [56]. Diese Forderung ist in MEMS erfüllt, da die Schwingungsgeschwindigkeiten aufgrund der geringen Amplituden von wenigen μm mehrere Größenordnungen unterhalb von 100 m/s liegen. Somit ist eine Vereinfachung der *Navier-Stokes-Gleichung* (2.50) für die inkompressible Strömung von Luft mithilfe der Kontinuitätsgleichung $\Delta \cdot \vec{v} = 0$ zulässig. Für die x -Komponente der Gleichung im kartesischen Koordinatensystem ergibt sich beispielsweise folgender Zusammenhang:

$$x: \underbrace{\frac{\partial v_x}{\partial t} + \left(v_x \frac{\partial}{\partial x} + v_y \frac{\partial}{\partial y} + v_z \frac{\partial}{\partial z} \right) v_x}_{\text{Trägheitskraft}} = \underbrace{f_x}_{\text{externe Kraft}} - \underbrace{\frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x}}_{\text{Druckkraft}} + \underbrace{\frac{\eta}{\rho} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) v_x}_{\text{Reibungskraft, inkompressibel}} \quad (2.52)$$

Die Kennzahl, mit deren Hilfe die Form der Strömung beschrieben werden kann, ist die *Reynolds-Zahl*. Sie ist durch das Verhältnis zwischen den wirkenden Trägheits- und Reibungskräften im Fluid zu

$$Re = \frac{\rho v d}{\eta} \quad (2.53)$$

definiert. Dabei ist d als die charakteristische Abmessung des Strömungsproblems z. B. durch den Rohrdurchmesser oder den Plattenabstand vorgegeben. Abhängig von der Geometrie und der Strömungsgeschwindigkeit kann der Einfluss der Trägheitskräfte ($Re > 1$) oder der Reibkräfte ($Re < 1$) überwiegen. Bei dominanten Trägheitskräften im Fluid kommt es ab einem kritischen Wert Re_{krit} zur Ausbildung eines turbulenten Strömungsverhaltens. In den Kammelektroden, die den größten Anteil an der Gesamtdämpfung des Systems haben, ist die *Reynolds-Zahl* aufgrund der geringen Abstände kleiner eins und es gilt $Re < Re_{\text{krit}}$, sodass eine laminare Strömung vorliegt [43, 53].

Die erläuterten Beziehungen sind Kontinuumsbetrachtungen. Sie setzen voraus, dass sich das Verhalten der Strömung durch eine Skalierung nicht ändert. Bei kleinen Abmessungen spielt allerdings das Molekularverhalten eine wesentliche Rolle. In Gasen ist der Molekülabstand groß und die Bindungen zwischen den Molekülen im Vergleich zu Flüssigkeiten gering. Dies erlaubt eine freie Bewegung der Moleküle, die nur durch Stöße mit Nachbarmolekülen unterbrochen wird. Die mittlere Länge zwischen zwei Stößen wird als *mittlere freie Weglänge*

$$\lambda = \frac{k_B \cdot T}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot p \cdot \sigma^2} = \lambda_0 \frac{p_0}{p} \quad (2.54)$$

bezeichnet. Nach Gleichung (2.80) kann λ für ein ideales Gas mit sphärischen Molekülen abgeschätzt werden [56]. Sie ist abhängig von der Temperatur T , dem Druck p und dem Streuquerschnitt σ , der durch den Moleküldurchmesser angegeben wird. Das Symbol k_B ist die *Boltzmann-Konstante*, die mit $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$ vorgegeben ist. In Luft beträgt die mittlere freie Weglänge bei 20 °C und Normaldruck ca. 67 nm.

Der Quotient aus der mittleren freien Weglänge und der charakteristischen Länge L wird als *Knudsen-Zahl*

$$Kn = \frac{\lambda}{L} \quad (2.55)$$

definiert. Die Kontinuumsbetrachtung gilt für ein $Kn \ll 1$. Abweichungen von dieser Festlegung können aufgrund einer großen mittleren freien Weglänge als auch durch eine im Verhältnis zu λ kleine charakteristische Länge auftreten. Tabelle 2.1 ordnet die *Knudsen-Zahl* in unterschiedliche Skalierungsbereiche ein.

Tabelle 2.1: Strömungsmodelle in Abhängigkeit der *Knudsen-Zahl* [55]

Bereich Kn	Modell
$Kn \leq 10^{-2}$	Navier-Stokes mit Haftbedingung
$10^{-2} < Kn \leq 10^{-1}$	Navier-Stokes mit Gleitbedingung
$10^{-1} < Kn \leq 10$	Übergangsbereich, Boltzmann
$10 < Kn$	Molekularströmung, kinetisches Modell

Nimmt man eine charakteristische Länge von $L = 1 \mu\text{m}$ in einem Mikrosystem an, so ergibt sich in Luft unter Normaldruck ein $Kn = 0,067$. Dies entspricht bereits dem Bereich, indem die Gleitbedingung des Gases an der Wand berücksichtigt werden muss. Bei einer Druckreduktion auf 0,1 bar ist $Kn = 0,67$, sodass die Kontinuumsbetrachtung hier nicht mehr zulässig ist.

Eine Anpassung zur Verwendung der Kontinuumsmodelle im Übergangsbereich kann durch die Einführung der effektiven dynamischen Viskosität

$$\eta_{\text{eff}} = \frac{\eta}{1 + f(Kn)} \quad (2.56)$$

erfolgen. Für die Funktion der *Knudsen-Zahl* $f(Kn)$ gibt es abhängig von den vorliegenden Randbedingungen verschiedene Formulierungen [58].

Die als Widerstandskraft F_D bezeichnete Kraft, die ein Fluid auf eine bewegte Struktur ausübt, setzt sich aus der normal zur Oberfläche wirkenden Druckkraft (*Squeeze-Bewegung*) und der tangential wirkenden Scherkraft (*Slide-Bewegung*) zusammen. Da die Bewegung der Elektroden in einem Mikrosystem in der Regel nur lateral bzw. horizontal erfolgt, kann die fluidische Dämpfung durch den *Slide-* und *Squeeze-Film-Effekt* beschrieben werden. Die Bewegungsrichtung und die Strömungsprofile sind in Abbildung 2.22 für beide Dämpfungsarten skizziert.

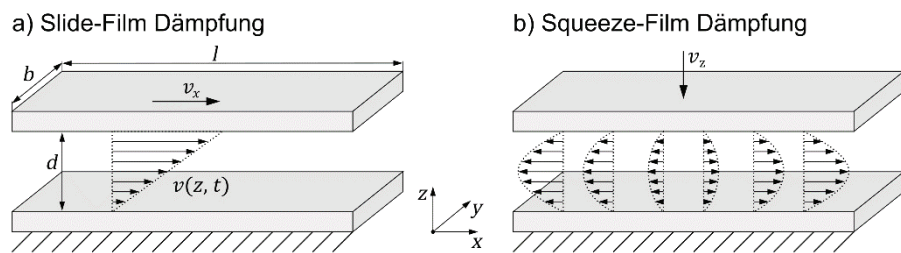


Abbildung 2.22: Einteilung der vorliegenden fluidischen Dämpfungsarten in Mikrosystemen

Die *Slide-Film*-Dämpfung wird, wie in Abbildung 2.22a veranschaulicht, durch die Scherkraft in einem Fluid bei lateraler Plattenbewegung verursacht. Sie entsteht aufgrund der Trägheit des Fluids und der

Haftbedingung der Moleküle an den Plattenwänden. Nach Gleichung (2.49) und Abbildung 2.21 kann die Scherspannung

$$\tau = \eta_{\text{eff}} \frac{\partial v_x}{\partial z} \quad (2.57)$$

berechnet werden. Sie entspricht dem in Abbildung 2.22a vorgestellten linearen Strömungsprofil, dass als *Couette*-Strömung bezeichnet wird und gilt für niedrige Frequenzen und Plattenabstände. Aufgrund der Haftbedingung der Moleküle, sind die Geschwindigkeiten an den Wänden vorgegeben. Nach dem *Newtonschen* Fluidreibungsgesetz kann die Widerstandskraft

$$F_D = \tau \cdot A = \eta_{\text{eff}} l b \frac{\partial v_x}{\partial z} \quad (2.58)$$

ermittelt werden, woraus sich die resultierende *Slide-Film*-Dämpfungskonstante

$$b_{\text{sl}} = \frac{F_D}{v_x} = \frac{\eta_{\text{eff}} l b}{d} \quad (2.59)$$

ergibt [55]. Damit die Gleichungen der Kontinuumsmodelle verwendet werden können, wird die effektive dynamische Viskosität

$$\eta_{\text{eff}} = \frac{\eta}{1 + 2Kn} \quad (2.60)$$

analog zu Gleichung (2.56) mit $f(Kn) = 2Kn$ eingeführt [59]. Bei großen Plattenabständen bzw. für hohe Frequenzen ändert sich das vorliegende Strömungsprofil. Es bildet sich die *Stokes*-Strömung, die durch einen stark nichtlinear abfallenden Geschwindigkeitsgradienten charakterisiert ist. Die Dämpfung findet dabei nur innerhalb einer relativ schmalen Grenzschicht in der Wandnähe statt und kann durch die Gleichung

$$b_{\text{sl}} = \eta_{\text{eff}} l b \beta \frac{\sinh 2\beta d + \sin 2\beta d + k_1}{\cosh 2\beta d - \cos 2\beta d + k_2} \quad \text{mit } \beta = \sqrt{\frac{\omega \rho}{2\eta_{\text{eff}}}} \quad (2.61)$$

beschrieben werden [59]. Dabei sind k_1 und k_2 Korrekturterme für verdünnte Gase, die bei Normaldruck vernachlässigt werden können. Der beschriebene Dämpfungsmechanismus findet in Mikrostrukturen hauptsächlich an deren Oberflächen statt, also zwischen Mikrostruktur und Deckel bzw. Substrat, da hier die Abstände im Vergleich zu den Kammzellen deutlich größer sind.

Die *Squeeze-Film*-Dämpfung ist durch eine Quetschströmung zwischen zwei parallelen Platten aufgrund der Bewegung normal zur Plattenoberfläche charakterisiert, wie in Abbildung 2.22b dargestellt ist. Die Quetschung übt einen Druck auf das Gas aus, wodurch es aus dem Plattenspalt heraus- bzw. hereinströmt. Dabei bildet sich eine *Poiseuille*-Strömung mit einem quadratischen Geschwindigkeitsgradienten aus. Für das Strömungsproblem lässt sich die *Reynoldssche Schmierfilmgleichung*

$$\frac{p_0 d^2}{12\eta_{\text{eff}}} \nabla^2 \left(\frac{\delta p}{p_0} \right) - \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\delta p}{p_0} \right) = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{z}{d} \right), \quad (2.62)$$

eine vereinfachte Form der *Navier-Stokes*-Gleichung (2.50) aufstellen. Die Vereinfachung setzt voraus, dass die Auslenkung der Platte in z -Richtung klein gegenüber dem Plattenabstand d und der Abstand klein im Verhältnis zur Plattengeometrie ist. Des Weiteren werden externe Kräfte auf das Fluid vernachlässigt und die Druckänderung δp als klein im Vergleich zum Umgebungsdruck p_0 angenommen.

Zur Anpassung der Kontinuumsmodelle für die in mikromechanischen Kammzellen vorliegenden großen *Knudsen*-Zahlen mit $Kn > 0,1$ wurde die effektive dynamische Viskosität für den *Squeeze-Film*-Effekt

$$\eta_{\text{eff}} = \frac{\eta}{1 + 9,638 \cdot Kn^{1,159}} \quad (2.63)$$

aus Gleichung (2.56) mit $f(Kn) = 9,638 \cdot Kn^{1,159}$ empirisch ermittelt [58]. Als Näherungslösung für die harmonische translatorische Bewegung einer Rechteckplatte existiert eine Reihenentwicklung [60, 61]. Die auf die bewegliche Platte wirkende Kraft kann als frequenzabhängige komplexe Größe verstanden werden. Der Realteil F_D wirkt als Dämpfung, der Imaginärteil F_K hat eine zusätzliche Federwirkung zur Folge:

$$F_D = \frac{64\sigma plb}{\pi^6 d \omega} v_z \sum_{m,n \in G} \frac{m^2 + n^2 \chi^2}{\xi} \quad (2.64)$$

$$F_K = \frac{64\sigma^2 plb}{\pi^8 d} z \sum_{m,n \in G} \frac{1}{\xi} \quad (2.65)$$

$$\text{mit } \xi = (mn)^2 \cdot \left[(m^2 + n^2 \chi^2)^2 + \frac{\sigma^2}{\pi^4} \right], \quad \sigma = \omega \cdot \frac{12\eta_{\text{eff}} b^2}{p d^2}, \quad \chi = \frac{b}{l}, \quad (2.66)$$

wobei G der Menge der ungeraden natürlichen Zahlen entspricht. Bei geringen Frequenzen ist der Dämpfungsterm dominant. Bei sehr hohen Frequenzen und kleinen Abständen d kann das Gas nicht mehr vollständig aus dem Spalt entweichen, sodass es komprimiert wird. Die Frequenz, bei der Dämpfungskraft F_D und Federkraft F_K den gleichen Betrag annehmen wird als *Cut-Off*-Kreisfrequenz ω_c bei einer charakteristischen *Squeeze*-Zahl σ_c bezeichnet [61, 62]:

$$\sigma_c = \pi^2 (1 + \chi^2) \quad (2.67)$$

$$\omega_c = \frac{\pi^2 p d^2}{12\eta_{\text{eff}}} \left(\frac{1}{b^2} + \frac{1}{l^2} \right). \quad (2.68)$$

Bei Frequenzen unterhalb von ω_c überwiegt der Dämpfungsterm und bei Frequenzen oberhalb ω_c der Steifigkeitsterm. Eine Vereinfachung der Schmierfilmgleichung nach (2.62) kann für Frequenzen weit unterhalb der *Cut-Off*-Kreisfrequenz ω_c angegeben werden, wenn die zeitlichen Druckänderungen vernachlässigbar klein sind. Der Druck ist dann direkt proportional zur Geschwindigkeit der bewegten Platte

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} = \frac{12\eta_{\text{eff}}}{d^3} v_z. \quad (2.69)$$

Partielle Differentialgleichungen dieser Art werden in der Technik z. B. zur Berechnung der Torsionssteifigkeit verwendet, sodass auf analytische Näherungslösungen aus diesem Bereich zurückgegriffen werden kann. Für eine Rechteckplatte kann beispielhaft die Lösung

$$b_{\text{sq}} = \frac{F_D}{v_z} = \left(1 - 0,630 \frac{b}{l} + 0,052 \frac{b^5}{l^5} \right) \frac{\eta_{\text{eff}} b^3 l}{d^3} \quad \text{für } b < l \quad (2.70)$$

angegeben werden [61, 63]. In Mikrosystemen kommt es vor allem in den Kammzellen der Elektroden zu einer Überlagerung von *Slide-* und *Squeeze-Film*-Dämpfung. Wohingegen für abstandsvariiierende Systeme (siehe Abschnitt 2.3.3) der zusätzliche *Slide-Film*-Effekt gegenüber der dominanten *Squeeze*-Dämpfung vernachlässigt werden kann, hat die Quetschströmung bei Flächenvariation einen erheblichen Einfluss auf die Gesamtdämpfung. Dies begründet sich in der für die BDRIE-Technologie (siehe Abschnitt 2.3.1) vorliegenden großen vertikalen Strukturhöhe. Sie führt dazu, dass die Luft beim Ineinanderfahren der Kämmen nur in vertikaler Richtung aus den Kammelektroden entweichen kann [43, 59]. Das Modell der *Squeeze-Film*-Dämpfung nach Gleichung (2.64) und (2.65) hat diese Randbedingungen nicht. In [43] werden die zusätzlichen Randbedingungen in die ursprüngliche Formulierung der DGL (2.62) eingearbeitet, sodass sich die Lösung für rechteckige Platten mit zwei gegenüberliegenden geschlossenen Seiten ergibt:

$$F_D = \frac{8\sigma plb}{\pi^4 d \omega} v_z \sum_{n \in G} \frac{n^2 \chi^2}{n^2 \cdot \left(n^4 \chi^4 + \frac{\sigma^2}{\pi^4} \right)} \quad (2.71)$$

$$F_K = \frac{8\sigma^2 plb}{\pi^6 d} z \sum_{n \in G} \frac{1}{n^2 \cdot \left(n^4 \chi^4 + \frac{\sigma^2}{\pi^4} \right)}. \quad (2.72)$$

Durch eine zusätzliche Anpassung des Plattenabstandes d_0 (siehe Gleichung (2.73)) bei der *Slide-Film*-Berechnung nach Gleichung (2.59) bzw. Gleichung (2.61) können Fehler, die durch Randeffekte entstehen, reduziert werden [43, 59]. Gleichung (2.74) dient in ähnlicher Weise zur Modifikation der geometrischen Plattenbreite b_0 bzw. Plattenlänge bei *Squeeze-Film*-Dämpfung und setzt diese mit der *Knudsen*-Zahl sowie dem Plattenabstand in Beziehung, um den Einfluss von Randeffekten bei kleinen Plattengeometrien zu reduzieren.

$$d = \frac{d_0}{1 + 8,5 \frac{d_0}{l}} \quad (2.73)$$

$$b = b_0 + 1,3(1 + 3,3Kn)d \quad (2.74)$$

Eine genauere Berechnung der fluidischen Dämpfung ist über numerische Simulation z. B. mit der FEM-Software *ANSYS-CFX* oder auch *ANSYS-Fluent* möglich [64].

Mechanischer Anschlag

In der Mechanik dienen mechanische Anschläge zur Begrenzung der Auslenkung bewegter Teile. In der Mikrosystemtechnik werden bewegliche Mikrostrukturen mit Anschlägen versehen, um sie gegenüber externen Kräften wie Stößen zu schützen. Wird die Auslenkung über einen sicheren Wert erhöht, kann dies zum unerwünschten Kontakt und damit zum Kurzschluss zwischen Elektroden auf unterschiedlichen elektrischen Potentialen führen. Es besteht dabei die Gefahr, dass diese aufgrund des kurzzeitig fließenden hohen Kurzschlussstromes zusammenschweißen, sodass ein Kurzschluss in den meisten Fällen zur Zerstörung der Mikrostruktur führt. Aber auch ohne Kurzschluss sollte die großflächige Berührung von Strukturelementen vermieden werden, da aufgrund des großen Oberflächen-Volumen-Verhältnisses, hervorgerufen durch die Miniaturisierung, Oberflächeneffekte wie Adhäsionskräfte zwischen den Strukturen an Bedeutung gewinnen. Dies führt zum Haften (englisch *Sticking*), wodurch vor allem bei Mikrosystemen mit weichen Federn sich Strukturelemente nicht selbstständig wieder voneinander lösen können. Anschläge sind demnach so auszuführen, dass sie sich auf gleichem Potential wie die in Kontakt tretende Struktur befinden und deren Kontaktfläche eine definierte Form hat, um das selbstständige Lösen des Kontaktes durch die Rückstellkraft der Federn bruchfrei und zuverlässig zu gewährleisten.

Drei Beispielentwürfe uni- und bidirektionaler mechanischer Anschläge für In-Plane-Systeme werden in Abbildung 2.23 vorgestellt.

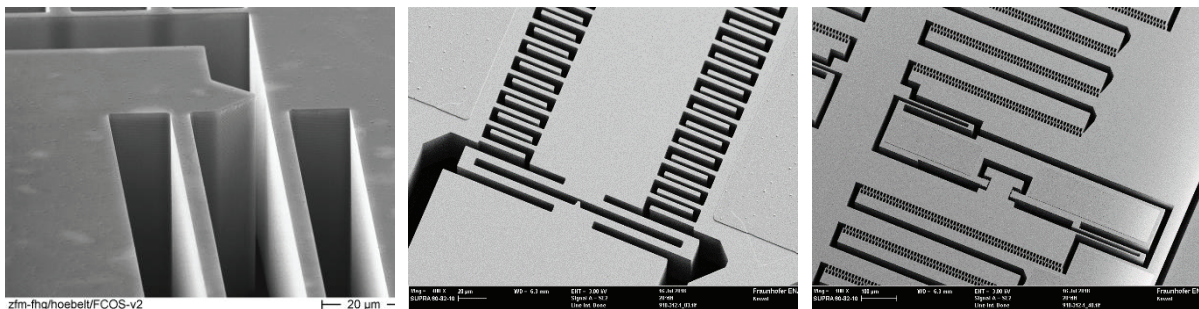


Abbildung 2.23: Uni- und bidirektionale mechanische Anschläge für In-Plane-Systeme mit Auslenkungsbegrenzung

2.3.3 Beschreibung und Funktionselemente des elektrostatischen Teilsystems

Die Auswertung bzw. Erzeugung der Relativbewegung zwischen seismischer Masse und Rahmen, die im Folgenden als Verschiebung x gekennzeichnet wird, erfolgt kapazitiv. Dabei werden Plattenkondensatoren mit veränderlicher Geometrie eingesetzt. Wie in Abbildung 2.24 veranschaulicht, erfolgt dabei die Lageänderung einer beweglichen Elektrode, die mit der seismischen Masse mechanisch gekoppelt ist, zu einer feststehenden Gegenelektrode.

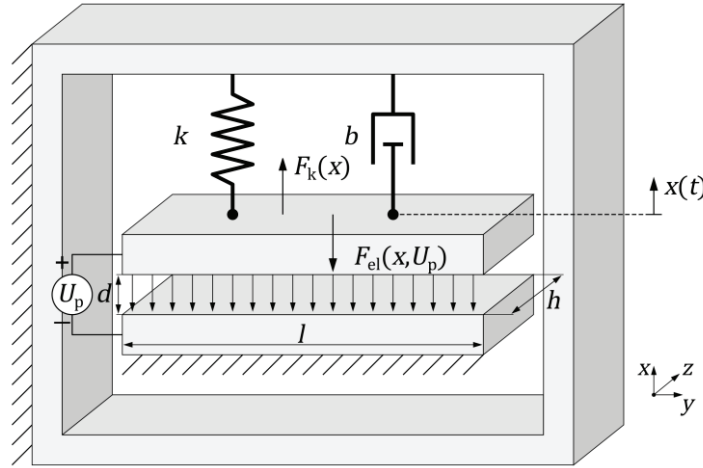


Abbildung 2.24: Das Feder-Masse-Dämpfer-System als elektromechanischer Wandler

Die Kapazität eines Plattenkondensators wird durch die Plattenfläche A , den Plattenabstand d und das Dielektrikum zwischen den Platten zu

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{d} \quad \text{mit} \quad \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad \text{und} \quad A = l \cdot h \quad (2.75)$$

bestimmt. Die Permittivität ε setzt sich zusammen aus der elektrischen Feldkonstante ε_0 und der relativen Permittivität ε_r des Dielektrikums. Um die Kapazitätsänderung zu erzeugen oder auszuwerten, wird eine Polarisationsspannung U_p zwischen den Elektroden benötigt. Aufgrund der anliegenden Spannung kommt es zur Ausbildung eines elektrischen Feldes. Durch den Ladungsunterschied entsteht eine attraktive elektrostatische Kraft zwischen den Elektroden, die als Veränderung der elektrischen Energie dW_{el} infolge der Verschiebungsänderung dx zu

$$F_{el} = \frac{dW_{el}}{dx} \quad (2.76)$$

berechnet werden kann. Dabei wird die gespeicherte elektrische Energie eines Plattenkondensators über

$$W_{el} = \frac{U_p^2}{2} \cdot C(x) \quad (2.77)$$

beschrieben, womit sich die elektrostatische Kraft in Abhängigkeit der Polarisationsspannung und der Verschiebung

$$F_{el}(x, U_p) = \frac{U_p^2}{2} \cdot \frac{dC(x)}{dx} \quad (2.78)$$

ergibt.

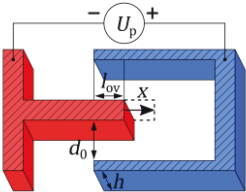
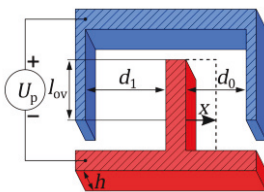
Aus Gleichung (2.75) geht hervor, dass eine durch die Relativbewegung hervorgerufene geometrische Veränderung der Kapazität über die Fläche bzw. den Plattenabstand erfolgen kann. Beide Verfahren sollen im folgenden Abschnitt vorgestellt und verglichen werden.

Elektroden

Anstelle des einfachen Plattenkondensators wird in Mikrosystemen eine Strukturierung der Elektroden vorgenommen. In Systemen die Out-Of-Plane schwingen, ist diese Strukturierung technologisch aufwendig. Bei In-Plane-Systemen kann dagegen bereits mit einfachen Mitteln die Kapazität pro Chipfläche erhöht werden. Dabei wird eine Grundanordnung in Form einer Elementarelektrodenzelle periodisch aneinandergereiht, sodass kammähnliche Strukturen entstehen. Die Elektrodenfinger greifen kammartig ineinander, wodurch die effektive Elektrodenfläche erhöht wird.

Für die Elementarzelle existieren zwei verschiedene Variationsarten der Verschiebung zur Veränderung der Kapazität mit Vor- und Nachteilen, die in Tabelle 2.2 vorgestellt werden.

Tabelle 2.2: Verschiebungsvariationen einer Elementarelektrodenzelle

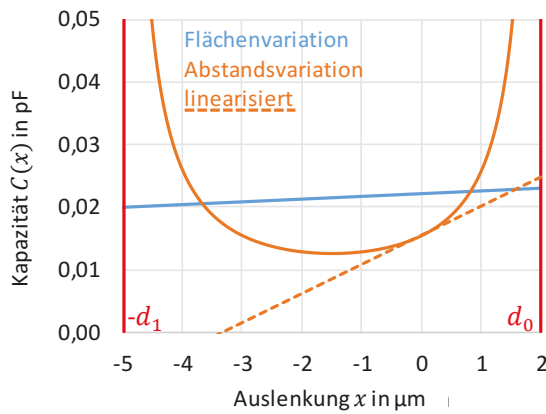
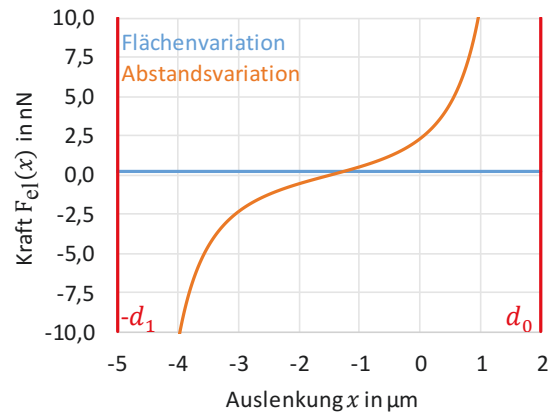
	Flächenvariation	Abstandsvariation
Geometrie		
Kapazität	$C(x) = \frac{2n\epsilon h(l_{ov} + x)}{d_0} \quad (2.79)$	$C(x) = \frac{\epsilon A}{(d_0 - x)} + \frac{\epsilon A}{(d_1 + x)} \quad (2.80)$ mit $A = nl_{ov}h$
Elektrosta- tische Kraft	$F_{el} = U_p^2 \frac{n\epsilon h}{d_0} \quad (2.81)$	$F_{el}(x) = \frac{U_p^2}{2} \left(\frac{\epsilon A}{(d_0 - x)^2} - \frac{\epsilon A}{(d_1 + x)^2} \right) \quad (2.82)$
Merkmale	• großer Auslenkungsbereich • kleine Kapazitätsänderung • lineare Kapazitätsfunktion • konstante Kraft • kleine elektrostatische Kraft • kein <i>Pull-In</i>-Effekt	• kleiner Auslenkungsbereich • große Kapazitätsänderung • nichtlineare Kapazitätsfunktion • nichtlineare Kraftfunktion • große elektrostatische Kraft • <i>Pull-In</i>-Effekt

Der rote Elektrodenfinger ist entlang der Verschiebung x beweglich und liegt in der Regel auf Massepotential. Der blaue Finger ist wie der Rahmen fest eingespannt und mit der Polarisationsspannung versehen. Werden gleiche Elektrodenabstände auf beiden Seiten des beweglichen Fingers verwendet und über die Verschiebung die überlappende Fläche variiert, so spricht man von einer Flächenvariation. Dabei wird lediglich die Überlappungslänge l_{ov} geändert nicht aber die Höhe h der Elektrodenfläche A . Unter Abstandsvariation versteht man die Veränderung der Kapazität durch eine Änderung des Elektrodenabstandes d . Die abstandsvariierende Elementarzelle setzt sich aus zwei Elektrodenabständen d_0 und d_1 zusammen. Der Wert für den minimalen Arbeitsabstand d_0 ist technologisch auf $2 \mu\text{m}$ festgelegt. Der zweite, größere Abstand d_1 ergibt sich aus der Periodizität der Elementarzelle.

Tabelle 2.3: Beispielwerte einer Elementarzelle zur Berechnung der Funktionsverläufe

Anzahl Elementarzellen	n	1
Strukturhöhe	h	50 μm
Überlappungslänge	l_{ov}	50 μm
Elektrodenabstand 1 (klein)	d_0	2 μm
Elektrodenabstand 2 (groß)	d_1	5 μm
relative Permittivität (Luft)	ε_r	1
Polarisationsspannung	U_p	1 V
Pumpladung	Q_p	1 pC

In Abbildung 2.25 und Abbildung 2.26 werden die verschiebungsabhängigen Kapazitäts- und elektrostatischen Kraftfunktionen einer Elementarzelle aus den Gleichungen (2.79) bis (2.82) mit den Beispielwerten aus Tabelle 2.3 vorgestellt.

**Abbildung 2.25: Kapazitätsauslenkungsfunktion einer flächen- und abstandsvariierten Elementarzelle****Abbildung 2.26: Kraftauslenkungsfunktion einer flächen- und abstandsvariierten Elementarzelle**

Die elektrische Empfindlichkeit S_{el} einer Kammzelle entspricht der Ableitung der Kapazitätsfunktion nach der Verschiebung x

$$S_{\text{el}} = \frac{d}{dx} C(x). \quad (2.83)$$

Für die Darstellung des Übertragungsverhaltens werden LTI (*Linear Time Invariant*)-Systeme gefordert. Da die Ableitung bei Abstandsvariation nach Gleichung (2.80) diese Forderung nicht erfüllt, kann die Empfindlichkeit hier durch eine Linearisierung im Nullpunkt ermittelt werden:

$$\text{Fläche: } S_{\text{el}} = \frac{2n\varepsilon h}{d_0} \quad (2.84)$$

$$\text{Abstand: } S_{\text{el}} = n\varepsilon h l_{\text{ov}} \cdot \left(\frac{1}{d_0^2} - \frac{1}{d_1^2} \right). \quad (2.85)$$

Die linearisierte abstandsvarierte Kapazitätskennlinie ist in Abbildung 2.25 angegeben und liefert für kleine Auslenkungen der seismischen Masse aus der Ruhelage eine hinreichende Genauigkeit. Bei einer Auslenkung von 1 % des Elektrodenabstandes d_0 liegt der Fehler durch die Linearisierung unter 1 %, bei 10 % von d_0 , was einer Auslenkung von 0,2 μm entspricht, aber bereits bei ca. 80 %. Wie aus Gleichung (2.84) und (2.85) hervorgeht, besitzt die abstandsvarierte Elementarzelle aufgrund ihrer größeren

Kapazitätsänderung auch eine größere elektrische Empfindlichkeit, weshalb sie für Sensoranwendungen bevorzugt wird. Aus Gleichung (2.85) geht außerdem hervor, dass durch den zweiten Elektrodenabstand d_1 die elektrische Empfindlichkeit im Vergleich zum Plattenkondensator herabgesetzt wird. Bei einem Abstandsverhältnis d_1/d_2 der Elektroden von 2,5 wird ein Wert von ca. 84 % der elektrischen Empfindlichkeit eines Plattenkondensators erreicht. Im Zusammenspiel mit dem mechanischen Teilsystem ist der durch die nichtlineare Kraftkennlinie auftretende *Pull-In*-Effekt zu beachten, auf den in Abschnitt 2.3.4 näher eingegangen wird. Die Flächenvariation wird aufgrund ihrer auslenkungsunabhängigen konstanten elektrostatischen Kraft und dem großen Auslenkungsbereich für Resonatoren und Aktoren bevorzugt, verfügt aber, wie aus Gleichung (2.84) und Abbildung 2.25 ersichtlich wird, über eine weit geringere Empfindlichkeit im Vergleich zur Abstandsvariation.

Die elektrostatische Kraftfunktion, die in Gleichung (2.78) hergeleitet wurde, entspricht dem Laden und Entladen eines Kondensators mit einer festen Polarisationsspannung $U_p = \text{konst}$ bei variabler elektrischer Ladung. Wird nach dem Aufladen die elektrische Ladung Q_{el} auf den Elektroden isoliert, dann ist nach Gleichung (2.4) die Spannung U_q hervorgerufen durch die Kapazitätsänderung verschiebungsabhängig. Dabei wird die elektrische Ladung des Kondensators als Pumpladung $Q_p = \text{konst}$ bezeichnet. Mit diesem Verhalten lässt sich der Pumpvorgang eines aufgeladenen Kondensators bei Kapazitätsänderung durch

$$F_{el}(x, Q_p) = \frac{Q_p^2}{2} \cdot \frac{d}{dx} \frac{1}{C(x)} \quad (2.86)$$

beschreiben. Durch Einsetzen der Kapazität einer Elementarzelle nach Gleichung (2.79) oder (2.80) ergeben sich die folgenden Kraftfunktionen bei Flächen- und Abstandsvariation bei konstanter Pumpladung Q_p :

$$\text{Fläche: } F_{el}(x, Q_p) = -\frac{Q_p^2}{2} \cdot \frac{d_0}{2n\epsilon h} \cdot \frac{1}{(l_{ov} + x)^2} \quad (2.87)$$

$$\text{Abstand: } F_{el}(x, Q_p) = \frac{Q_p^2}{2} \cdot \frac{d_0 - d_1 - 2x}{n\epsilon h l_{ov}(d_0 + d_1)} \quad (2.88)$$

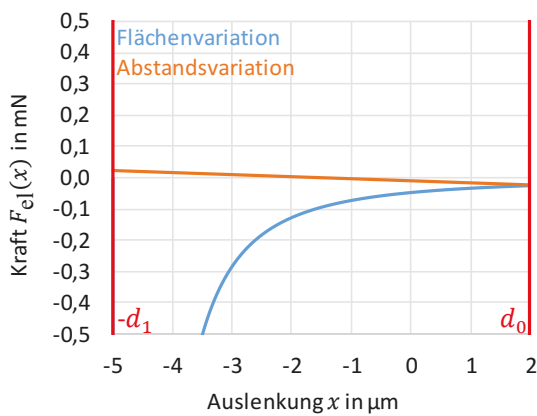


Abbildung 2.27: Kraftauslenkungsfunktion einer Elementarzelle bei konstanter Pumpladung

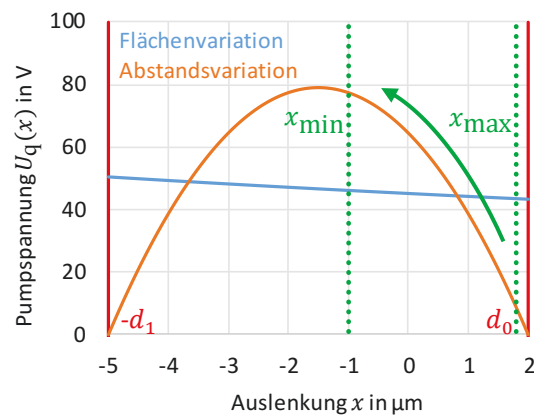


Abbildung 2.28: Spannungsauslenkungsfunktion bei konstanter Pumpladung

Die prinzipiellen Verläufe der elektrostatischen Kraft bei konstanter Pumpladung sind in Abbildung 2.27 für die Beispielwerte der Elementarzelle nach Tabelle 2.3 grafisch dargestellt. Es ergibt sich im

Gegensatz zu den Verläufen bei konstanter Spannung für die abstandsvariierte Elementarzelle ein linearer und für Flächenvariation ein nichtlinearer Kraftverschiebungsverlauf. Zur besseren Darstellung des Kurvenverlaufes wurde die Überlappungslänge der flächenvariierten Elementarzelle auf $l_{ov} = 5 \mu\text{m}$ angepasst. Der in dieser Arbeit untersuchte Pumpvorgang eines geladenen Kondensators hat eine Spannungsverstärkung zur Folge, deren Kennlinie ebenfalls über Gleichung (2.4) hergeleitet werden kann. Die Spannungsverschiebungsverläufe für Flächen- und Abstandsvariation bei konstanter Pumpladung können durch die Gleichungen (2.89) und (2.90) beschrieben werden:

$$\text{Fläche: } U_q(x) = Q_p \cdot \frac{d_0}{2n\epsilon h} \cdot \frac{1}{(l_{ov} + x)} \quad (2.89)$$

$$\text{Abstand: } U_q(x) = Q_p \cdot \frac{d_0 d_1 + x(d_0 - d_1) - x^2}{n\epsilon h l_{ov} (d_0 + d_1)}. \quad (2.90)$$

Eine Darstellung der Verläufe von $U_q(x)$ liefert Abbildung 2.28. Es wird ersichtlich, dass nur eine Kapazitätssenkung, wie sie im grün markierten Bereich bei Verringerung der Verschiebung von $x_{\max}$ nach $x_{\min}$ auftritt, eine Erhöhung der Pumpspannung bewirkt. Dieser Sachverhalt entspricht auch den Vorüberlegungen aus Abschnitt 2.1.1. Höhere Spannungshübe lassen sich bei gleicher Verschiebung mit abstandsvariierten Elektroden erzielen. Die in Abbildung 2.28 angegebenen Spannungswerte entsprechen dabei nicht den mit einer Elementarzelle realisierbaren Hüben und dienen lediglich der Veranschaulichung, da die veranschlagte Pumpladung mit 1 pC eine höhere Grundkapazität voraussetzt.

2.3.4 Das elektromechanische Gesamtsystem

Die Zusammenführung des mechanischen und elektrischen Teilsystems zum Übertragungsverhalten des Gesamtsystems erfolgt durch eine Multiplikation der Amplitudenfrequenzgänge. Wie aus Gleichung (2.84) und (2.85) hervorgeht, entspricht die Multiplikation mit S_{el} einer frequenzunabhängigen Verstärkung, sodass das Gesamtübertragungsverhalten dem des mechanischen Teilsystems entspricht. Die statische Empfindlichkeit des Gesamtsystems bei Abstandsvariation

$$S_{ges} = \frac{1}{\omega_0^2} \cdot n\epsilon h l_{ov} \left(\frac{1}{d_0^2} - \frac{1}{d_1^2} \right) \quad (2.91)$$

folgt aus der Multiplikation der Einzelempfindlichkeiten nach Gleichung (2.34) und (2.85). Analog kann die maximale Empfindlichkeit des Gesamtsystems über die maximale mechanische Empfindlichkeit nach Gleichung (2.35) mit

$$S_{ges,max} = \frac{Q_{mech}}{\omega_0^2} \cdot n\epsilon h l_{ov} \left(\frac{1}{d_0^2} - \frac{1}{d_1^2} \right) \quad (2.92)$$

angegeben werden. Die Gleichung vernachlässigt die Abhängigkeit der elektrischen Empfindlichkeit von der Auslenkung und gilt daher nur für kleine Schwingungsamplituden. Wie in Abschnitt 2.3.2 erläutert, führen die hochfrequenten Beschleunigungssignale von AE-Ereignissen nur zu sehr geringen mechanischen Auslenkungen der seismischen Masse, sodass dieser Sachverhalt erfüllt ist. Die elektrostatische Kraft, hervorgerufen durch die Polarisationsspannung der Elektroden, wirkt sich zusätzlich auf die mechanische Güte und die Eigenfrequenz des mechanischen Systems aus und muss daher in der Bewegungsdifferentialgleichung (2.11) berücksichtigt werden

$$m\ddot{x}_r(t) + b\dot{x}_r(t) + kx_r(t) = F_{el}(x) - m\ddot{x}_s(t). \quad (2.93)$$

Für die Relativbewegung kann bei Betrachtung einer Stützerregung im Folgenden wieder vereinfacht $x_r = x$ verwendet werden. Durch Differentiation der elektrostatischen abstandsvariieren Kraftfunktion nach der Auslenkung (siehe Gleichung (2.82)) ergibt sich ein zusätzlicher Steifigkeitsterm, der als elektrostatische Steifigkeit

$$k_{el}(x) = \frac{dF_{el}(x)}{dx} = U_p^2 \cdot n\epsilon h l_{ov} \left(\frac{1}{(d_0 - x)^3} + \frac{1}{(d_1 + x)^3} \right) \quad (2.94)$$

bezeichnet wird. Dieser ist negativ, da er der Rückstellkraft der mechanischen Feder entgegenwirkt. Er führt daher zur elektrostatischen Federerweichung mit der effektiven Federsteifigkeit

$$k_{eff} = k_{mech} - k_{el}(0) = k - U_p^2 \cdot n\epsilon h l_{ov} \left(\frac{1}{d_0^3} + \frac{1}{d_1^3} \right) \quad (2.95)$$

des Systems in Ruhelage. Durch die Verringerung der mechanischen Federsteifigkeit kommt es zur Resonanzfrequenzverschiebung in Abhängigkeit der Polarisationsspannung. In Abbildung 2.29 ist die resultierende Vergrößerungsfunktion und in Abbildung 2.30 der Amplitudenfrequenzgang des elektromechanischen Gesamtsystems für verschiedene Polarisationsspannungen gegeben. Es zeigt sich, dass sowohl die mechanische Güte als auch die Eigenfrequenz aufgrund der elektrostatischen Federerweichung mit steigender Polarisationsspannung sinken. Die Verringerung der Resonanzfrequenz führt im Amplitudenfrequenzgang zu einer Steigerung der Resonanzamplitude, wodurch das Gesamtsystem sensibler wird. Die Polarisationsspannung wirkt als Verstärkungsfaktor auf die Empfindlichkeit des Gesamtsystems, wodurch eine Steigerung von U_p für hochfrequente AE-Sensoren vorteilhaft ist.

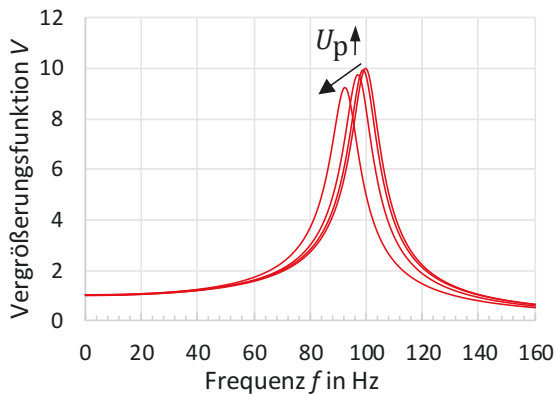


Abbildung 2.29: Vergrößerungsfunktion des elektromechanischen Gesamtsystems für verschiedene U_p

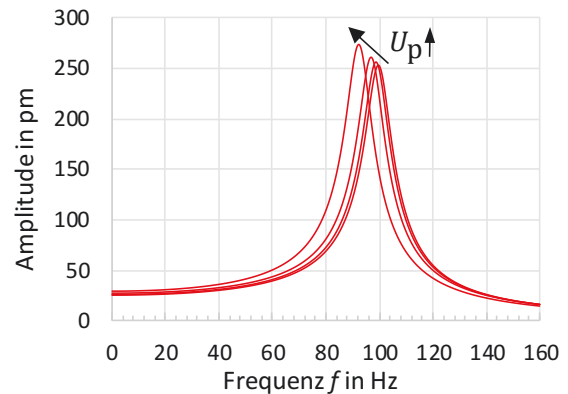


Abbildung 2.30: Amplitudenfrequenzgang des elektromechanischen Gesamtsystems für verschiedene U_p

In Abbildung 2.31 sind die Beträge der Kraftauslenkungsverläufe der resultierenden Federkraft $F_k(x)$ bei einer Federsteifigkeit von $k = 39,5 \text{ kN} \cdot \text{m}^{-1}$ und der elektrostatischen Kraft $F_{el}(x)$ für $n = 300$ abstandsvariante Elementarzellen und unterschiedliche Polarisationsspannungen U_p vorgestellt. Da $F_k(x)$ und $F_{el}(x)$ in entgegengesetzte Richtungen auf die seismische Masse wirken, sind Schnittpunkte der Kurven als Gleichgewichtspunkte zu verstehen. Der erste Gleichgewichtspunkt (grün) ist stabil, da bei einem kurzzeitigen Über- bzw. Unterschreiten der Auslenkung durch eine äußere Störung das System in den Gleichgewichtspunkt zurückfindet. Der zweite Schnittpunkt (rot) gilt dagegen als instabil. Bei Unterschreiten der Auslenkung kehrt das System in den stabilen Arbeitspunkt zurück, da für diesen Bereich $F_k(x) > F_{el}(x)$ gilt. Wird die Auslenkung durch eine äußere Störung über den instabilen Punkt erhöht, steigt $F_{el}(x)$ exponentiell an, wodurch es zum Zusammenschnappen der Elektroden kommt. Dieser als *Pull-In* bezeichnete Effekt tritt umso früher ein, je größer die Polarisationsspannung gewählt wird und führt bei Fehlen von mechanischen Anschlägen (siehe Abschnitt 2.3.2) zur Zerstörung der

Mikrostruktur infolge eines Kurzschlusses. Aus dem Kräftegleichgewicht $F_k(x) = F_{el}(x)$ kann die Spannungsauslenkungsfunktion der abstandsvariieren Elementarzelle

$$U(x) = \sqrt{\frac{2kx}{n\epsilon h l_{ov}} \cdot \frac{(d_0 - x)^2 \cdot (d_1 + x)^2}{(d_1 + x)^2 - (d_0 - x)^2}} \quad (2.96)$$

mit Gleichung (2.82) aufgestellt werden. Der Maximalwert der Spannung liefert die gesuchte *Pull-In*-Spannung U_{PI} (siehe Abbildung 2.32). Sie kann für $d_1 > d_0$ über die Gleichung für den Plattenkondensator abgeschätzt werden. Durch Einsetzen von $d_1 \rightarrow \infty$ vereinfacht sich Gleichung (2.96) zu

$$U(x) = \sqrt{\frac{2kx(d_0 - x)^2}{n\epsilon h l_{ov}}} \quad (2.97)$$

welche als Lösung die *Pull-In*-Spannung

$$U_{PI} = \sqrt{\frac{8kd_0^3}{27n\epsilon h l_{ov}}} \quad \text{mit} \quad x_{PI} = \frac{d_0}{3} \quad (2.98)$$

des Plattenkondensators liefert. Wie aus Abbildung 2.32 hervorgeht, stimmt diese Vereinfachung schon bei einem Abstandsverhältnis von 2,5 sehr gut mit dem Ergebnis der Elementarzelle überein. Der Kurvenverlauf kann auch so interpretiert werden, dass ab der *Pull-In*-Auslenkung x_{PI} von ca. $d_0/3$ die Auslenkung auch dann weiter zunimmt, wenn die Spannung nicht mehr erhöht wird. Dies entspricht dem Verhalten bei *Pull-In*. Die *Pull-In*-Spannung gibt eine Obergrenze für die Polarisationspannung an und muss beim Entwurf des DC/DC-Wandlers beachtet werden.

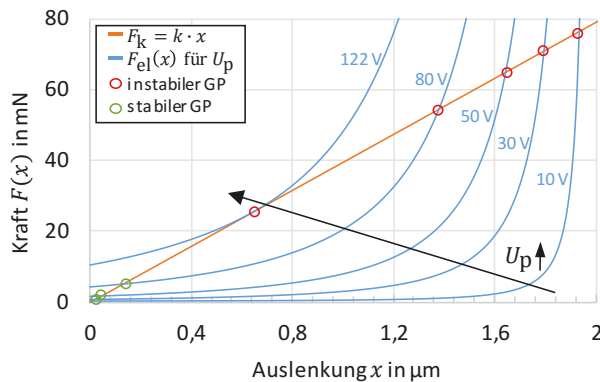


Abbildung 2.31: Federkraft $F_k(x)$ und elektrostatische Kraft $F_{el}(x)$ für verschiedene U_p über dem Auslenkungsbereich

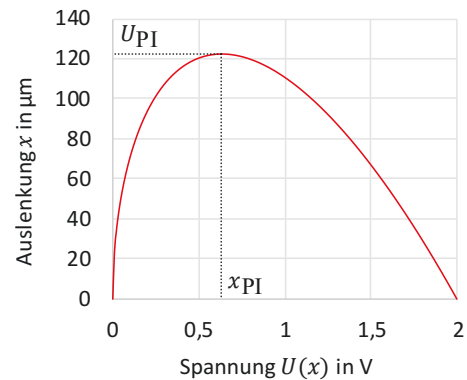


Abbildung 2.32: Spannungsauslenkungsbeziehung bei Abstandsvariation

2.3.5 Signalauswertung

Die Auswertung der Kapazitätsänderung eines mikromechanischen Sensors erfolgt durch die Umwandlung in eine proportionale elektrische Spannung, da diese in der Regel einfacher weiterverarbeitet werden kann. In der Mikrosystemtechnik werden dazu verschiedene Verfahren angewandt. Die Auswertung kann über die Messung des Umladestromes eines vorgespannten Kondensators oder durch eine Impedanzmessung mithilfe des Trägerfrequenzverfahrens erfolgen. Ladungsbasierte Verfahren wie die Delta-Sigma-Wandlung können genutzt werden, um aus dem Zusammenhang nach Gleichung (2.4) bei bekannter Ladung und Spannung die Kapazität zu ermitteln. Dazu existieren integrierte Schaltkreise, wie der *AD7747* von Analog Devices, die über eine hohe Auflösung verfügen und mit denen Kapazitäten im fF-Bereich gemessen werden können. Nachteilig ist allerdings die geringe Messrate von 50 Hz, wodurch sich das Verfahren nur für geringe Frequenzen bzw. quasistatische Kapazitätsmessungen eignet, nicht aber für die Auswertung von AE-Signalen [65]. Zur Messung hochfrequenter Kapazitätsänderungen eignen sich das *Transimpedanz-* und das *Trägerfrequenzmessverfahren*. Beim *Trägerfrequenzverfahren* wird das Kapazitätssignal auf ein Wechsel- bzw. Trägersignal aufmoduliert und anschließend phasenrichtig demoduliert, um das verstärkte Messsignal zu erhalten. Durch die verwendete hochfrequente Wechselspannung entstehen auch im stationären Betrieb Umladeströme, sodass auch statische Kapazitäten mit dem Verfahren ausgewertet werden können. Allerdings kommt es dadurch zur Verstärkung niederfrequenter Störsignale, die vom resonanten AE-Sensor aufgrund der begrenzten mechanischen Güte nicht ausreichend unterdrückt werden können. Hier bietet das *Transimpedanzmessverfahren* prinzipbedingt eine bessere Niederfrequenzunterdrückung, weshalb es im Folgenden kurz vorgestellt werden soll [32, 66].

Das Transimpedanzmessverfahren

Zunächst erfolgt die Herleitung des Umladestromes eines mit der Polarisationsspannung U_p vorgespannten Kondensators. Aus der Grundgleichung am Kondensator (2.4) kann die gespeicherte elektrische Ladung Q_{el} durch das zeitliche Integral des Ladestromes ersetzt werden. Durch Einsetzen ergibt sich der Umladestrom $i_C(t)$ am Kondensator:

$$\int i_C(t) dt = C(t) \cdot U(t) \quad (2.99)$$

$$i_C(t) = C(t) \cdot \frac{dU(t)}{dt} + U(t) \cdot \frac{dC(t)}{dt}. \quad (2.100)$$

Der Umladestrom $i_C(t)$ kann sowohl durch eine zeitliche Veränderung der Kapazität $dC(t)/dt$ als auch der Spannung $dU(t)/dt$ hervorgerufen werden. Die zeitliche Abhängigkeit der Spannung wird beim *Trägerfrequenzverfahren* genutzt. Bei der *Transimpedanzmessung* wird dagegen eine konstante Polarisationsspannung U_p verwendet, wodurch sich Gleichung (2.100) zu

$$i_C(t) = U_p \cdot \frac{dC(t)}{dt} \quad (2.101)$$

vereinfachen lässt. Somit ist $i_C(t)$ direkt proportional zur durch den DC/DC-Wandler bereitgestellten Polarisationsspannung. Es wird aber nicht die eigentliche Kapazität, sondern deren zeitliche Ableitung erfasst, was Auswirkung auf das Verhalten im Frequenzbereich hat. Zur Messung von statischen bzw. quasistatischen Kapazitätssignalen ist das Verfahren daher nicht geeignet, sehr wohl aber für die

Messung hochfrequenter AE-Signale. Die MEMS-Kapazität setzt sich aus dem Gleichanteil in Form der konstanten Grundkapazität C_0 und einem zeitabhängigen Wechselanteil z. B. als sinusförmige Kapazitätsänderung $\Delta C(t)$ zusammen:

$$C(t) = C_0 + \Delta C(t) = C_0 + \Delta \hat{C} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.102)$$

$$\frac{dC(t)}{dt} = \Delta \hat{C} \omega \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.103)$$

Gleichung (2.103) bewirkt eine Frequenzabhängigkeit des Übertragungsverhaltens, was dazu führt, dass hochfrequente Signale durch das Verfahren im größeren Maße verstärkt werden. Dieser Sachverhalt ist für die Messung von AE-Ereignissen mit einem AE-Sensor vorteilhaft. Auch bleibt der Einfluss der frequenzabhängigen Verstärkung auf das Übertragungsverhalten aufgrund der relativ schmalen Bandbreite der Sensoren eher gering, sodass die wesentliche Signalform erhalten bleibt [32].

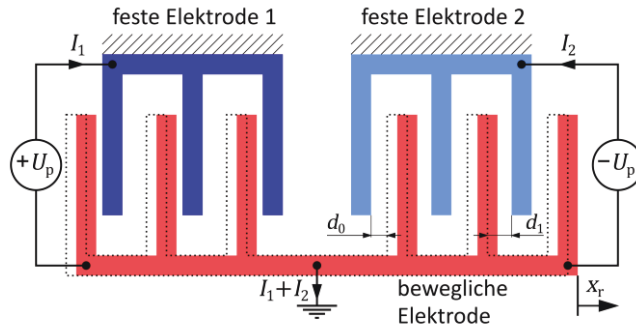


Abbildung 2.33: Umladestromverfahren bei Differentialkapazitäten

Der in dieser Arbeit als kapazitive Last beispielhaft verwendete AE-Sensor beruht auf dem differentiellen Messprinzip abstandsvariierteter Elektrodenkammzellen, das in Abbildung 2.33 schematisch veranschaulicht ist. Anstelle nur einer, werden bei diesem Verfahren zwei feste Gegenelektroden verwendet, wobei sich der Arbeitsabstand d_0 auf jeweils entgegengesetzten Seiten der Kammzelle befindet. Es entstehen zwei Teilkapazitäten C_1 und C_2 , die in Ruhelage gleich groß sind und durch die symmetrische Aufteilung genau die Hälfte der Kammfinger der beweglichen Elektrode benutzen. Eine Relativbewegung x_r der beweglichen Elektrode führt zu einer Vergrößerung der einen und Verkleinerung der anderen Teilkapazität woraus sich der Gesamtumladestrom als Summe der Teilströme I_1 und I_2 zu

$$I = I_1 + I_2 = U_p \cdot \frac{dC_1(t)}{dt} + U_p \cdot \frac{dC_2(t)}{dt} \quad (2.104)$$

ergibt. Für kleine Relativbewegungen aus der Ruhelage kann die linearisierte Form der Kapazitätsfunktion aus Abbildung 2.25 verwendet werden, sodass $\Delta C_1 = -\Delta C_2 = \Delta C/2$ gilt. Dies setzt die Verwendung einer bipolaren Polarisierungsspannung von $+U_p$ und $-U_p$ an den festen Elektroden voraus, da die Teilströme sich sonst aufheben:

$$I = I_1 + I_2 = U_p \cdot \frac{dx_r}{dt} \Delta C_1 - U_p \cdot \frac{dx_r}{dt} (-\Delta C_1) \quad (2.105)$$

$$I = I_1 + I_2 = U_p \cdot \dot{x}_r \cdot \Delta C. \quad (2.106)$$

Der entstehende Gesamtumladestrom kann an der beweglichen Elektrode gemessen werden. Dazu erfolgt eine Umwandlung in ein proportionales Spannungssignal durch einen Transimpedanzwandler, wie er vereinfacht in Abbildung 2.34 skizziert ist. Der OPV besitzt idealisiert einen unendlich hohen Eingangswiderstand, sodass der Eingangsstrom $i_{\text{ein}}(t)$ am Knoten des invertierenden Eingangs nur über den Widerstand R_f fließen kann. Dabei sind Ströme in einen Knoten positiv und vom Knoten weg als negativ definiert. Somit liegt der invertierende Eingang virtuell auf Masse, wodurch über R_f die Ausgangsspannung

$$u_{\text{aus}}(t) = -i_{\text{ein}}(t) \cdot R_f \quad (2.107)$$

abfällt. Wie aus Abbildung 2.33 ersichtlich ist, wird für diese Messschaltung eine bipolare Polarisationsspannung benötigt, die durch den MEMS-DC/DC-Wandler nicht bereitgestellt werden kann. Darum kann eine erweiterte Schaltungsvariante des Transimpedanzwandlers genutzt werden, die in Abbildung 2.35 vorgestellt wird [32]. Sie hat den Vorteil, dass nur eine Polarisationsspannung benötigt wird, um die Ausgangsspannung zu erzeugen, da hier zwei unabhängige Transimpedanzwandler zur Auswertung der Teilströme Anwendung finden. Die Ausgangsspannung ergibt sich aus der Differenz der beiden Teilspannungen $u_1(t)$ und $u_2(t)$.

Idealisiert als rein kapazitive Last betrachtet hat der Sensor keine Verlustleistung. Der Umladestrom wird von einem gleich großen Strom des OPVs über R_f kompensiert, der aus der nicht verstärkten Eingangsspannung versorgt wird. Reale kapazitive Mikrosysteme besitzen einen sehr hochohmigen Substratwiderstand im $\text{G}\Omega$ -Bereich, durch den ein Leckstrom und damit eine geringe Verlustleistung entsteht.

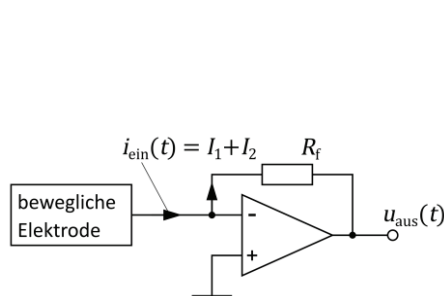


Abbildung 2.34: Transimpedanzwandler zur Strom-Spannungswandlung, Grundschialtung

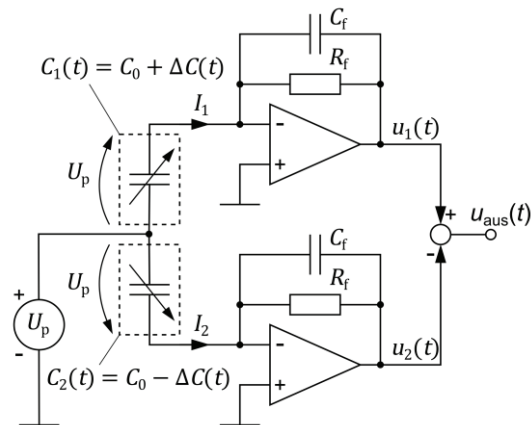


Abbildung 2.35: Transimpedanzwandler zur Messung des Umladestromes aus einer unipolaren Polarisationsspannung

2.3.6 Regelung der Resonanzfrequenz

Das Betreiben eines Mikrosystems in Resonanz ist vorteilhaft für viele Anwendungen wie MEMS-Gyroskope, Mikroaktoren und Mikrotorsionsspiegel [67, 68]. Die Resonanzfrequenz ist abhängig vom Fertigungsprozess und kann schon bei geringen geometrischen Veränderungen, z. B. der Federbandbreite, stark schwanken. Darüber hinaus kann sich die Resonanzfrequenz auch bei größeren Schwingungsamplituden in Folge nichtlinearer Federn bzw. bei höherer Polarisationsspannung aufgrund der elektrostatischen Erweichung (siehe Abschnitt 2.3.4) ändern. Darum ist es notwendig die Anregungsfrequenz an eine veränderliche Resonanzfrequenz des MEMS durch eine Regelungselektronik anzupassen.

Die Phasenregelung ist ein bekanntes und häufig angewandtes Verfahren der Nachrichtentechnik sowie zur Ansteuerung und Regelung von Motoren [69]. Ein Phasenregelkreis, englisch unter dem Pseudonym PLL (*Phase-Locked Loop*) bekannt, ist eine elektronische Regelschleife, mit der Signale gleicher bzw. vielfacher Frequenz phasenstarr miteinander verknüpft werden. Ein Blockschaltbild einer PLL ist in Abbildung 2.36 veranschaulicht. Ein Phasenkomparator vergleicht die Schleifenfrequenz, die zur Ansteuerung des Mikrosystems verwendet wird, mit einer Referenzfrequenz.

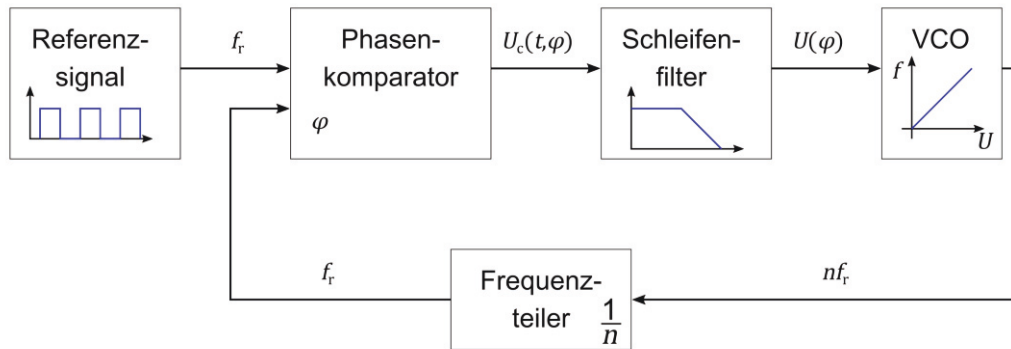


Abbildung 2.36: Blockschaltbild der Phasenregelschleife (PLL)

Die Referenzfrequenz wird meist von einem sehr genauen Taktgeber, z. B. einem Quarzoszillator erzeugt. Das Schleifensignal wird durch den spannungsgesteuerten Oszillator, kurz VCO (*Voltage-Controlled-Oscillator*) aus der geglätteten Ausgangsspannung des Phasenkomparators generiert. Es gibt verschiedene Arten von Phasenkomparatoren, wie Exklusiv-Oder bzw. flankengesteuerte Flip-Flops, die sich in ihrem Frequenzfangbereich unterscheiden [70]. Der EXOR-Komparator aus Abbildung 2.37 liefert ein logisches High-Signal wenn sich Referenz- und VCO-Signal im Pegel unterscheiden und ist bei gleichem Pegel logisch Low. Das Komparatorsignal entspricht einer zum Phasenversatz proportionalen Ausgangsspannung (blaue Kurve) und wird durch den nachgeschalteten Tiefpass geglättet (rote Kurve) und dem VCO als Steuerspannung zur Verfügung gestellt. Bei einer Phasendifferenz von 0° sind Referenzsignal und VCO-Signal phasengleich und die VCO-Steuerspannung bleibt Null. Man spricht davon, dass der VCO eingerastet ist. Fügt man einen Frequenzteiler in der Rückführung der Regelschleife ein, so können aus dem Referenztakt Signale sehr hoher Frequenzen durch den VCO erzeugt und phasenstarr mit der Referenz verbunden werden.

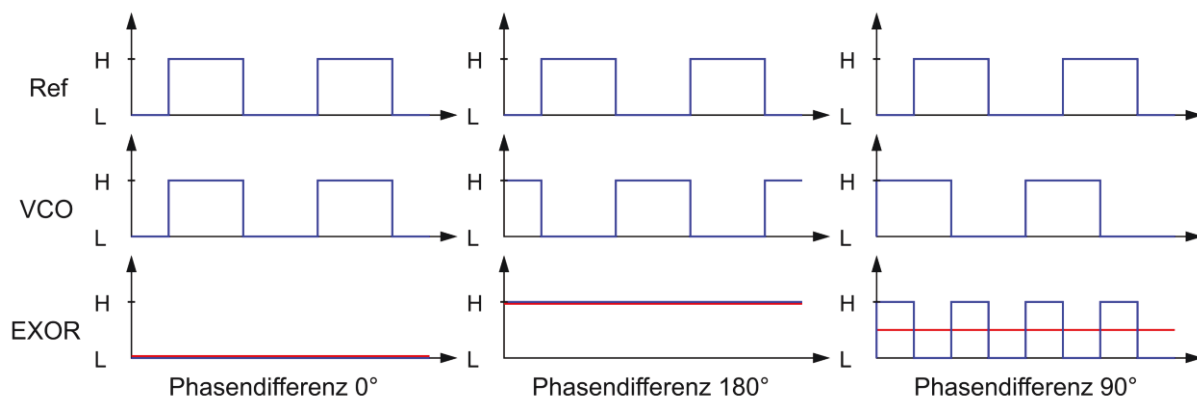


Abbildung 2.37: Verlauf der Ausgangsspannung U_c vor (blau) und nach (rot) dem Filter in Abhängigkeit der Phasendifferenz φ für einen Exklusiv-Oder-Komparator (EXOR)

3 Ausführungsvarianten von MEMS-DC/DC-Wandlern

Wie bereits in Kapitel 2 beschrieben, ist für das Funktionsprinzip eines kapazitiven DC/DC-Wandlers die Möglichkeit zur Variation und Isolation der Pumpkapazität entscheidend. Zur Umsetzung stehen damit verschiedenste Ausführungsformen zur Verfügung, die sich in ihrer Größe, Elektrodenvariationsart und Dynamik unterscheiden. Nachfolgend wird in Abbildung 3.1 ein Überblick über mögliche Ausführungsformen und Kombinationen aus Aktor und Pumpe gegeben, der die Literaturrecherche aus Abschnitt 2.1.2 zusammenfasst.

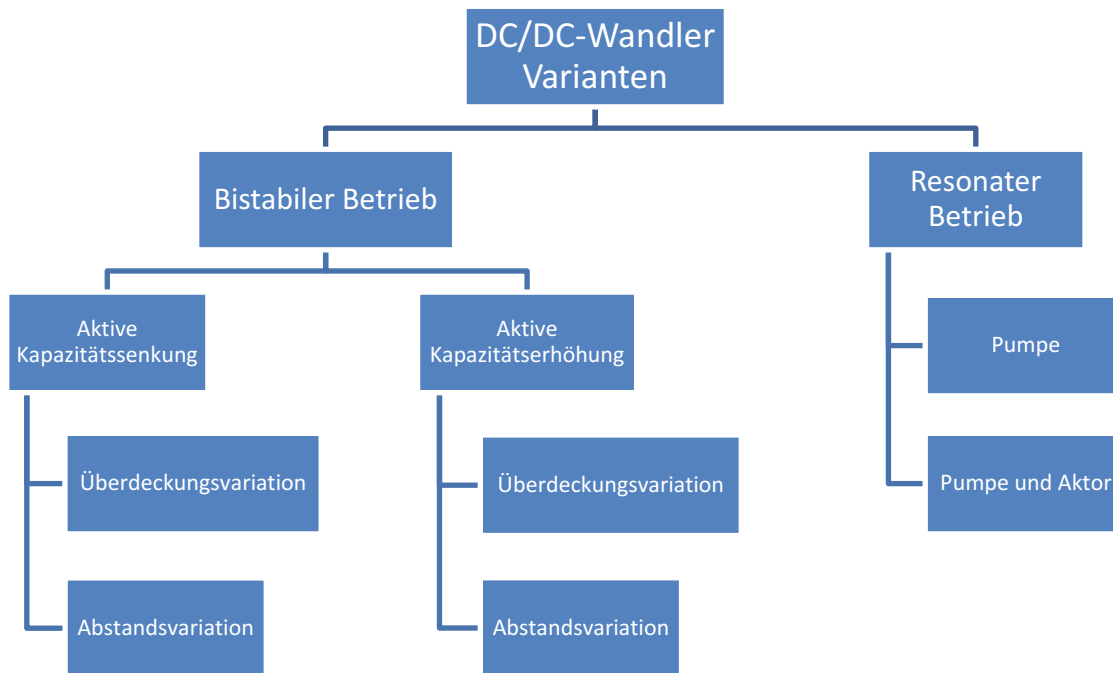


Abbildung 3.1: Ausführungsformen kapazitiver MEMS-DC/DC-Wandler

Es erfolgt zunächst eine generelle Unterteilung der Wandler nach dem *bistabilen* und dem *resonanten* Betrieb.

Im *bistabilen Betrieb* wird die Pumpkapazität mechanisch zwischen zwei diskreten Positionen, der maximalen und minimalen Auslenkung ($x_{\max}$, $x_{\min}$), bewegt, die der minimalen und maximalen Pumpkapazität ($C_{p_{\min}}$, $C_{p_{\max}}$) entsprechen. Dabei kann die Steuerung der Pumpkapazität über eine geregelte Aktorspannung oder durch mechanische Anschläge realisiert werden. Eine Regelung der Aktorspannung hat den Vorteil einer veränderbaren Positionierung, führt jedoch zu ungewolltem Einschwing- und Überschwingverhalten, wodurch die Schaltzeiten erhöht werden und das System träger wird. Ein weiterer Nachteil besteht darin, dass der *Pull-In*-Effekt (siehe Abschnitt 2.3.4) nicht genutzt werden kann. Wie in Abschnitt 2.3.4 erläutert, bietet die Ausführung mit mechanischen Anschlägen neben der Ausnutzung des *Pull-In*-Effektes auch die Vorteile der einfachen Positionierung und Schutz vor Kurzschlüssen durch Kontakt der Elektroden. Sie findet für alle weiteren Betrachtungen Anwendung. Innerhalb des *bistabilen Betriebs* wird des Weiteren das Verfahren der *aktiven Kapazitätssenkung* und *aktiven Kapazitätserhöhung* unterschieden.

Bei *aktiver Kapazitätssenkung* wird die Kapazitätserhöhung auf $C_{p_{\max}}$ durch das Aufladen der Pumpelektrode bewerkstelligt z. B. durch Ausnutzen des elektrostatischen *Pull-In*-Effekts. Die Ruhelage der Pumpelektrode befindet sich, wie in Abbildung 3.2 dargestellt, zwischen minimaler und maximaler

Auslenkung. Ein separater mechanisch gekoppelter elektrostatischer Aktor zieht die Pumpkapazität danach aktiv wieder aus dem *Pull-In* an den zweiten Anschlag und verringert so die Kapazität, weshalb man von *aktiver Kapazitätssenkung* spricht. Der Aktor muss dabei gegen den *Pull-In* arbeiten, wird aber bis zur Ruhelage durch die Rückstellkraft der Feder unterstützt. In Abbildung 3.2 und Abbildung 3.3 sind die Vektoren der Aktorkraft F_a , Pumpkraft F_p und Federkraft F_k mit ihrer jeweiligen Wirkrichtung auf der beweglichen Masse angetragen.

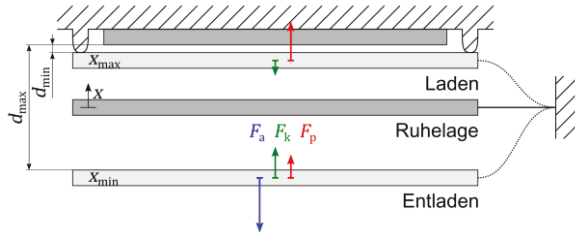


Abbildung 3.2: Lage der Pumpelektrode bei *aktiver Kapazitätssenkung*

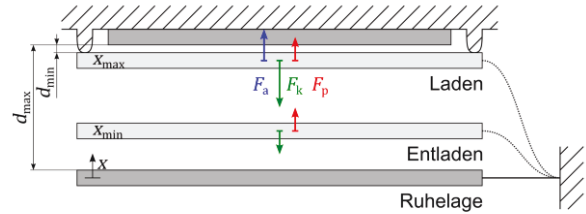


Abbildung 3.3: Lage der Pumpelektrode bei *aktiver Kapazitätserhöhung*

Im Gegensatz dazu erfolgt die Zuschaltung des Aktors bei der *aktiven Kapazitätserhöhung*, um die Pumpkapazität gegen eine steife Feder auf den Wert $C_{p_{\max}}$ zu erhöhen, wie in Abbildung 3.3 veranschaulicht. Pumpe und Aktor arbeiten beide gegen die Rückstellkraft der Feder. Wird der Aktor abgeschaltet, zieht die Feder die Pumpkapazität passiv wieder zurück und verringert so die Kapazität. Zu beachten ist, dass aufgrund der Federkennlinie die Ruhelage bei aufgeladener Pumpkapazität nicht mehr erreicht werden kann, sodass $x_{\min} > 0$ gilt. Somit befindet sich die Ruhelage außerhalb von $(x_{\max}, x_{\min})$, was zur Folge hat, dass ein mechanischer Anschlag nur für $x_{\max}$ möglich ist. Die Schalter- und Aktorsteuerung für *aktive Kapazitätssenkung* und *-erhöhung* fassen Abbildung 3.4 und Abbildung 3.5 zusammen, wobei U_a der Aktorstevenspannung entspricht. Es gilt das elektrische Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.5.

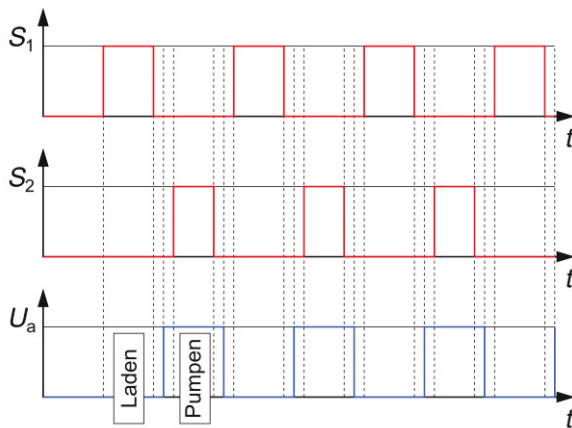


Abbildung 3.4: Schalter- und Aktorsteuerung für *aktive Kapazitätssenkung* nach Abbildung 2.5

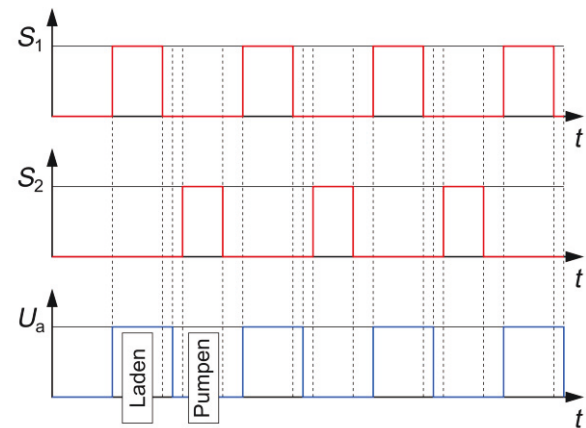


Abbildung 3.5: Schalter- und Aktorsteuerung für *aktive Kapazitätserhöhung* nach Abbildung 2.5

Anstelle der Schalter können für den Ladungstransport auch Dioden eingesetzt werden, um die Ladung auf der Pumpkapazität zu isolieren, wie in Abbildung 3.6 veranschaulicht wird. Damit verringert sich der Ansteweraufwand auf die Zu- und Abschaltung des Aktors. Durch die Dioden kann der Ladungsausgleich nur vom Pumpkondensator in Richtung Last stattfinden und nur dann, wenn die Spannung am Pumpkondensator höher ist als an der Last. In umgekehrter Richtung sperrt die Diode.

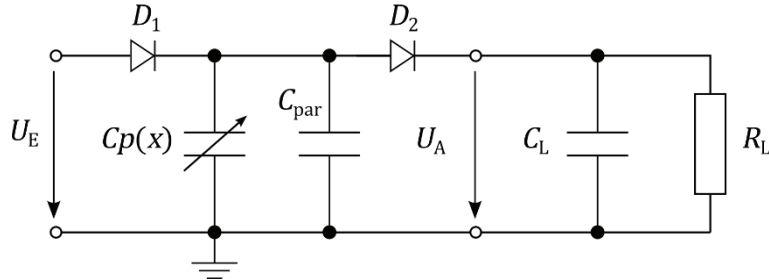


Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild des *bistabilen Funktionsprinzips* mit Dioden

Aufgrund der Diodenflussspannung in Vorwärtsrichtung verringert sich aber die Ladespannung am Pumpkondensator um den Betrag der Schwellspannung. Sie liegt für herkömmliche Siliziumdioden im Bereich von ca. 0,7 V.

Ignoriert man dynamische Effekte während des Pumpzyklusses, kann der Ladevorgang für den Zustand der maximalen und minimalen Pumpkapazität beschrieben werden. Die Ausgangsspannung des Wandlers U_A ergibt sich aus der in jedem Pumpzyklus auf dem Lastkondensator C_L gespeicherten Ladung. Nach der Aktuierung kann die Gesamtladung auf C_L für den n -ten iterativen Zyklus mit

$$Q_{L,n} = C_L \cdot U_{A,n-1} \quad (3.1)$$

und $n \in \mathbb{N}^+$ berechnet werden, wobei $U_{A,n-1}$ der Ausgangsspannung an C_L am Ende des vorherigen also $(n-1)$ ten Zyklus entspricht. Diese Ladung teilt sich auf die Sperrschichtkapazität der Diode C_D und des Ausgangskondensators C_L auf

$$Q_{L,n} = C_L \cdot U_{A,n-1} = C_D (U_{A,n} - (U_E - U_F)) + C_L U_{A,n}, \quad (3.2)$$

wobei U_E der Eingangsspannung und U_F der Diodenschwellspannung entspricht. Durch Umstellen ergibt sich die Ausgangsspannung nach abgeschlossenem n -ten Zyklus zu

$$U_{A,n} = \frac{C_D(U_E - U_F) + C_L U_{A,n-1}}{C_D + C_L}. \quad (3.3)$$

Die Gesamtladung vor und nach dem n -ten Pumpzyklus ist identisch, wenn in erster Näherung der Verlust über den Ausgangswiderstand R_L vernachlässigt wird, sodass

$$\begin{aligned} C_{p_{\min}}(U_{A,n} + U_F) + C_{\text{par}}(U_{A,n} + U_F) + C_L U_{A,n} \\ = C_{p_{\max}}(U_E - U_F) + C_{\text{par}}(U_E - U_F) + C_L U_{A,n-1} \end{aligned} \quad (3.4)$$

gilt. Dabei ist $C_{p_{\max}}$ die maximale Pumpkapazität zu Beginn und $C_{p_{\min}}$ die minimale Pumpkapazität am Ende des Pumpvorganges und C_{par} die parasitäre Kapazität des Mikrosystems nach Abbildung 3.6. Gleichung (3.4) wird nach $U_{A,n}$ umgestellt und liefert

$$U_{A,n} = \frac{(C_{p_{\max}} + C_{\text{par}})U_E - (C_{p_{\max}} + C_{p_{\min}} + 2C_{\text{par}})U_F + C_L U_{A,n-1}}{C_{p_{\min}} + C_{\text{par}} + C_L}. \quad (3.5)$$

Da Aktuierung auf $C_{p_{\max}}$ und Rückstellung auf $C_{p_{\min}}$ nacheinander stattfinden, kann $U_{A,n-1}$ für den aktuierten Zustand in Gleichung (3.5) mit $U_{A,n}$ für den rückgestellten Zustand aus Gleichung (3.3) ersetzt werden, um die Ausgangsspannung

$$U_{A,n} = \frac{\left((C_{p_{\max}} + C_{\text{par}})U_E - (C_{p_{\max}} + C_{p_{\min}} + 2C_{\text{par}})U_F + C_L \left(\frac{C_D(U_E - U_F) + C_L U_{A,n-1}}{C_D + C_L} \right) \right)}{C_{p_{\min}} + C_{\text{par}} + C_L} \quad (3.6)$$

in jedem Pumpschritt zu erhalten [27]. In Abbildung 3.7 wird die Ausgangsspannung nach Gleichung (3.6) für verschiedene Werte der Diodensperrschichtkapazität verglichen. Der zusätzliche Einfluss der parasitären Kapazität wird hier erst einmal vernachlässigt. Der Wandler benötigt bei einer rein kapazitiven Last von 20 pF abhängig von C_D maximal 100 Pumpzyklen, um den statischen Endwert zu erreichen. Die Eingangsspannung im Beispiel beträgt 12 V woraus eine Ladespannung von 11,3 V am Pumpkondensator resultiert. Für die minimale und maximale Pumpkapazität wurden für MEMS-Systeme realistische Werte von 1 pF und 4 pF gewählt, sodass sich eine ideale Spannungsverstärkung um den Faktor 4 einstellt. Die maximal erreichbare Ausgangsspannung im eingeschwungenen Zustand ist durch den Spannungsverlust an der zweiten Diode auf 44,5 V begrenzt. Erwartungsgemäß stellt sich dieser Wert für ein $C_D = 0$ pF ein. Die Sperrschichtkapazität von typischen Kleinsignaldioden, wie z. B. die 1N4148, liegen im Bereich von mehreren pF. Dabei sinkt die effektive Ausgangsspannung bei $C_D = 1$ pF bereits auf 28,3 V und bei $C_D = 5$ pF auf nur noch 17,9 V ab. Bei der Wahl der Diode ist somit neben einer geringen Schwellspannung auch auf eine möglichst geringe Sperrschichtkapazität zu achten.

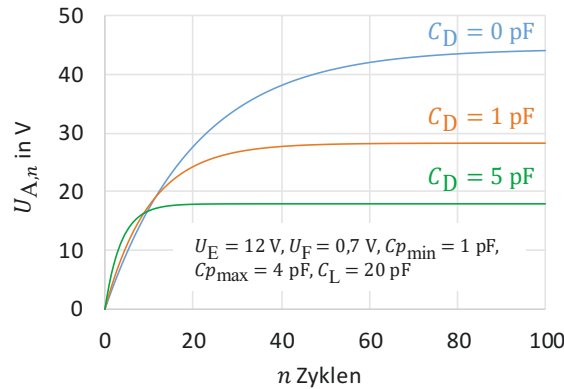


Abbildung 3.7: Effektive Ausgangsspannung $U_{A,n}$ nach Abbildung 3.6 für verschiedene Diodenkapazitäten C_D

Beim *resonanten Betrieb* wird die Pumpkapazität in resonante Schwingungen versetzt, wodurch große Schwingungsamplituden und damit Kapazitätsänderungen bei kleiner Erregerkraft realisiert werden können. Die Anregung kann durch einen Aktor oder durch zyklisches Laden und Entladen der Pumpkapazität auf Resonanzfrequenz des mechanischen Systems auch ohne Aktor erfolgen. In Abbildung 3.8 wird das Ersatzschaltbild des *resonanten Funktionsprinzips* ohne Aktor vorgestellt. Das Laden und Entladen der Pumpkapazität erfolgt periodisch durch die Schalter S_1 und S_2 auf Resonanzfrequenz des mechanischen Systems. Ist das System eingeschwungen, erfolgt das Auslösen des Pumpvorganges durch Öffnen beider Schalter im Umkehrpunkt der Schwingung ($x_{\max}, C_{p_{\max}}$), wodurch die Ladung auf der Pumpkapazität isoliert und die Kapazitätssenkung nach ($x_{\min}, C_{p_{\min}}$) durch die in der Feder gespeicherte potentielle Energie realisiert wird.

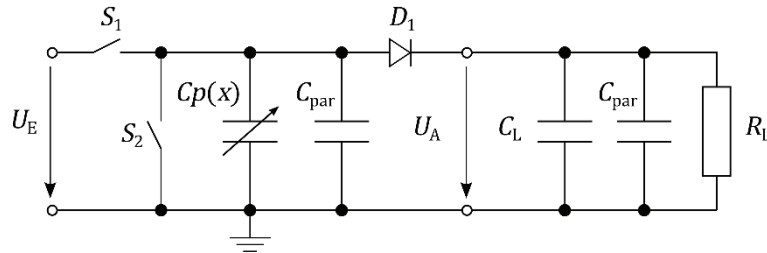


Abbildung 3.8: Elektrisches Ersatzschaltbild des resonanten Funktionsprinzips ohne Aktor

Das Ansteuerschema und die Lage des Pumpvorganges werden in Abbildung 3.9 veranschaulicht. Ebenfalls zu erkennen ist, dass die Auslenkung $x_{\min}$ in negative Richtung durch die der Pumpe beim Pumpvorgang entzogene Energie stets eine betragsmäßig geringere Amplitude als $x_{\max}$ aufweist, sodass gilt $|x_{\max}| > |x_{\min}|$. Das System muss erst wieder einschwingen, bis erneut ein Pumpvorgang starten kann. Der Pumpvorgang wiederholt sich zyklisch mit der Periodendauer T_p . Durch eine Phasenverschiebung des Pumpschrittes um φ_p aus den Schwingungsextrema ist eine stufenlose Verringerung der Ausgangsspannung bis U_E möglich. Auf die Ansteuerung des Pumpzyklus wird in Abschnitt 3.3.3 während der Vorstellung des *Simulink*-Verhaltensmodells noch genauer eingegangen. Nachteilig gestaltet sich das Verfahren für die Einschwingzeit des Systems

$$T_S \approx \frac{Q_{\text{mech}}}{f_0} \quad (3.7)$$

aufgrund der großen mechanischen Güte. Es ist darum nicht möglich in jeder Schwingung auch einen Pumpvorgang zu realisieren. Die Überlagerung eines niederfrequenten Pumpzyklus mit der harmonischen Anregung erschwert die zeitliche Ansteuerung [28]. Eine Steuerung der Pumpzyklen über die Auslenkung der Pumpelektrode hat eine zusätzliche Sensoreinheit sowie deren Auswertung zur Folge. In Form einer zusätzlichen Elektrode, müsste diese galvanisch von der Pumpelektrode getrennt sein, was technologisch aufwändig und mit der in Abschnitt 2.3.1 vorgestellten BDRIE-Technologie nicht zu bewerkstelligen ist.

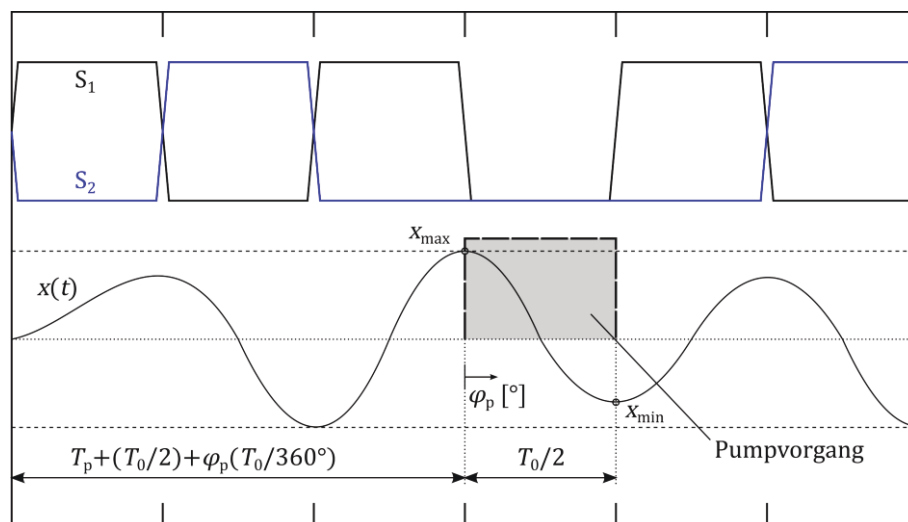


Abbildung 3.9: Ansteuerschema beim resonanten Funktionsprinzip ohne Aktor

Aktor- und Pumpelektroden können prinzipiell sowohl abstands- als auch flächenvariiert ausgeführt sein, woraus sich Vor- und Nachteile im Platzbedarf und der Kraftwirkung ergeben. Wie in Abschnitt 3.2 und 3.3 vorgestellt wird, sind jedoch nicht alle Kombinationen auch umsetzbar.

3.1 Allgemeine Annahmen

Die Dimensionierung des Gleichspannungswandlers soll unter dem Gesichtspunkt der praktischen Anwendung zur Verstärkung der Empfindlichkeit eines AE-Beschleunigungssensors erfolgen. Die Auswertung des kapazitiven Sensors erfolgt über die Messung des Umladestromes durch das *Transimpedanzverfahren* nach Abschnitt 2.3.5. Allen Messverfahren gemein ist die Verwendung von Operationsverstärkern zur Signalverstärkung und -umwandlung. Um die Anzahl der verwendeten Spannungspegel gering zu halten, wurde die Versorgungsspannung der OPVs als Eingangsspannung für den Gleichspannungswandler gewählt, die typischerweise 12 V beträgt. Der AE-Sensor besteht aus einer elektrischen Parallelschaltung von zwanzig Einzelresonatoren, deren Kennwerte in Tabelle 3.1 vorgestellt werden. Die *Pull-In*-Spannung des Sensors von 84 V gibt eine Obergrenze für die Polarisationsspannung und damit die Ausgangsspannung des DC/DC-Wandlers vor.

Tabelle 3.1: Parameter AE-Sensor Resonator

Parameter	Wert
mechanische Güte Q_{mech}	21
Resonanzfrequenz f_r	115,7 kHz
Elektrodenabstand 1 d_{0s}	2 μm
Elektrodenabstand 2 d_{1s}	5 μm
bewegliche Masse m_s	25,9 μg
Systemsteifigkeit k_s	13680 Nm^{-1}
Anzahl beweglicher Finger pro Differentialkapazität n_{sens}	186 (372 ges.)
Überdeckungslänge l_{ovs}	55 μm
Pull-In-Spannung U_{PIs}	ca. 84 V
Anzahl Sensoren pro Chip n_{rets}	20

In Tabelle 3.2 werden weitere Vorgaben für den Grobentwurf der DC/DC-Wandler getroffen. Dabei werden die Betriebsarten *bistabil* und *resonanter Betrieb* ohne Aktor unterschieden. Die parasitäre Kapazität, die Strukturtiefe und die minimalen Elektrodenabstände in Ruhelage sind Charakteristiken des Fertigungsverfahrens und somit Vorgabeparameter der Dimensionierung (siehe Abschnitt 2.3.1). Die bewegliche Masse ist dagegen eine Schätzung, die im Laufe des Entwurfsprozesses ersetzt werden muss, da anfangs keine Geometrie vorliegt.

Tabelle 3.2: Vorgabeparameter DC/DC-Wandler nach dem *bistabilen* und *resonanten Prinzip*

Parameter	Bistabil	Resonant
Eingangsspannung U_E	12 V	12 V
parasitäre Kapazität C_{par} (Glassubstrat, Schätzung)	0,5 pF	0,5 pF
minimale Pumpkapazität $C_{p_{\text{min}}}$	1 pF	1 pF
minimal zulässiger Elektrodenspalt in Ruhelage	2,2 μm	2,2 μm
Verhältnis der Elektrodenabstände f	5	2,5
Strukturtiefe h	50 μm	50 μm
Überdeckungslänge Pumpe l_{ovp}	75 μm (Abstand)	gesucht
Elektrodenabstand Pumpe d_0	gesucht	2,2 μm
maximal zulässige Auslenkung x_{max}	6 μm	6 μm
bewegliche Masse m (Schätzung)	200 μg	200 μg

3.2 Das bistabile Funktionsprinzip

In diesem Abschnitt erfolgt eine mathematische Betrachtung der *aktiven Kapazitätssenkung* und *aktiven Kapazitätserhöhung* zur Einschätzung der technischen Realisierbarkeit der verschiedenen Varianten. Anschließend werden die vielversprechendsten Varianten in ein Layout übertragen und mit der Software *Matlab-Simulink* in einer Systemsimulation verifiziert.

Der Entwurf ist stark abhängig von der Größe und Art der Pumpkapazität, da diese sowohl die Aktor- als auch die Federdimensionierung beeinflussen wird. Aufgrund von der Nutzkapazität überlagerter parasitärer Kapazitäten durch Elektronik und MEMS selbst, sinkt die effektive Spannungsverstärkung nach Gleichung (2.8), wie in Abschnitt 2.1.1 bereits gezeigt wurde. Dies ist vor allem dann für die minimale Pumpkapazität kritisch, wenn während der Kapazitätssenkung $C_{p_{\min}}$ und C_{par} in der gleichen Größenordnung liegen. Abbildung 3.10 fasst den Einfluss der Pumpkapazität im Verhältnis zur parasitären Kapazität auf die effektive Spannungsverstärkung zusammen.

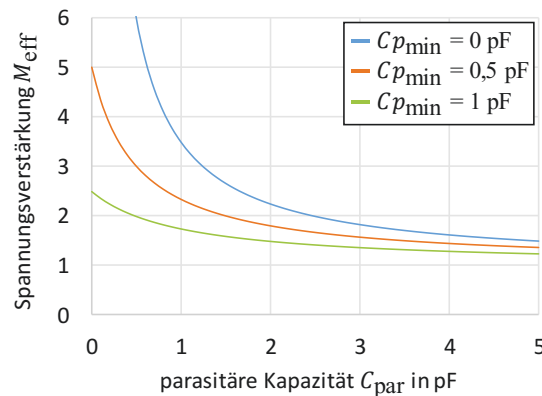


Abbildung 3.10: Einfluss der parasitären Kapazität auf die effektive Spannungsverstärkung für verschiedene minimale Pumpkapazitäten $C_{p_{\min}}$

Dabei kann davon ausgegangen werden, dass die maximale Pumpkapazität $C_{p_{\max}}$ durch einen technologisch umsetzbaren minimalen Elektrodenabstand und die Elektrodenfläche (in Abstandsvariation unveränderlich) mit 2,5 pF beispielhaft vorgegeben und unveränderlich ist. Die minimale Pumpkapazität $C_{p_{\min}}$ kann durch eine Abstandsvergrößerung der Elektroden in einem bestimmten Bereich verändert werden. Für kleine Kapazitätswerte $C_{p_{\min}}$ überwiegt der Einfluss von C_{par} , sodass schon mit kleinen Pumpelektroden große Verstärkungsfaktoren erzielt werden können. Die sich ergebenden Verstärkungsfaktoren sind jedoch technisch unrealistisch hoch und eine Dimensionierung auf einen bestimmten Wert aufgrund der Unkenntnis über alle auftretenden parasitären Kapazitäten unmöglich. Es empfiehlt sich daher, die Grundkapazität der Pumpelektrode auf einen Wert von z. B. 1 pF zu erhöhen, um den Entwurf robuster zu gestalten, auch wenn die effektive Verstärkung dadurch sinkt und der Platzbedarf des Systems steigt. Durch die höhere Grundkapazität steigt außerdem die Leistung des Wandlers.

Die Festlegung einer abstandsvariierten Pumpe ist aus mehreren Gründen vorteilhaft. Zum einen ist die verschiebungsabhängige Kapazitätsänderung verglichen mit Überdeckungsvariation größer, wodurch prinzipiell höhere Verstärkungen möglich sind. Zum anderen verbessert sich das dynamische Systemverhalten aufgrund des *Pull-In*-Effektes. In der *aktiven Kapazitätssenkung* ermöglicht er eine sichere Zustellung der Pumpkapazität in die Ladeposition $x_{\max}$ und eine annähernd konstante Kraftwirkung bei konstanter Ladung. Bei *aktiver Kapazitätserhöhung* erleichtert der *Pull-In* das Erreichen der Entladeposition gegen die Federkraft. Dies steht im Einklang mit der Dimensionierung der Feder, da diese für das Erreichen der Entladeposition $x_{\min}$ dem Aktor bei negativer Auslenkung wieder entgegenwirkt. Die

Federsteifigkeit sollte also für die Aktordimensionierung möglichst gering sein. Betrachtet man außerdem den idealen Spannungsverstärkungsfaktor

$$M = \frac{l_{ov} + x_{max}}{l_{ov} - x_{min}} \quad (3.8)$$

bei Flächenvariation der Pumpe, wird deutlich, dass große Verstärkungen nur für kleine Anfangsüberdeckungen l_{ov} erreichbar sind. Dies liegt an der Einschränkung der maximalen Auslenkung $x_{max} \leq 6 \mu\text{m}$ für eine technische Umsetzbarkeit, da sonst die mechanischen Spannungen in den Federbändern einen kritischen Wert annehmen können. Um die Zustellung der Pumpelektrode bis x_{max} ohne Aktor gewährleisten zu können, ergibt sich dadurch eine unverhältnismäßig hohe Anzahl an Kammelektroden, die eine technische Umsetzung unmöglich gestaltet.

Aufgrund der genannten Vorteile wurde die abstandvariierte Pumpkapazität für alle Entwürfe des bistabilen Funktionsprinzips gewählt.

3.2.1 Analytische Auslegung der aktiven Kapazitätssenkung

Zunächst wird eine Grobdimensionierung für die *aktive Kapazitätssenkung* durchgeführt, um die besten Varianten für den konkreten Layoutentwurf zu erhalten. Die Auslegung von Pump- und Aktorelektrode kann sowohl als In-Plane- als auch als Out-Of-Plane-System erfolgen. Bei In-Plane-Systemen findet eine laterale Bewegung in der Waferenebene statt. Es werden Kammelektroden eingesetzt, um das Verhältnis von Elektroden- zu Chipfläche zu verbessern. Out-Of-Plane-Systeme arbeiten dagegen vertikal zur Waferenebene und sind technologisch bedingt in der Regel Einplattenanordnungen. Da für eine praktische Umsetzung die in Abschnitt 2.3.1 vorgestellte Fertigungstechnologie zur Verfügung steht, ist nur der Entwurf eines In-Plane-Systems sinnvoll. Für die abstandsvariierte Pumpelektrode wurde eine Gesamtfläche A_p von $0,525 \text{ mm}^2$ gewählt. Diese Fläche ist notwendig, damit die minimale Pumpkapazität ca. 1 pF beträgt. Mit den in Tabelle 3.2 getroffenen Vorgaben für die Höhe und Länge der Pumpelektrodenkammzelle ergeben sich $n_p = 140$ Elektrodenzellen für die Pumpe. Nun wird zunächst der Grundabstand der Pumpelektroden

$$d_{0p} = x_{max} + d_{min} \quad (3.9)$$

in Ruhelage ermittelt. Er setzt sich aus der maximalen Auslenkung der Pumpkapazität x_{max} und dem Restabstand nach Erreichen des Stoppers d_{min} zusammen. Die Auslenkung x_{max} gibt den Stopperabstand in positive Bewegungsrichtung vor, da sie genau dem Weg bis zum Erreichen des Stoppers entspricht. Damit kann x_{max} auf den technologischen Minimalwert von $2,2 \mu\text{m}$ festgelegt werden, um die Pumpe möglichst kompakt zu gestalten.

Für die Wahl des Restabstandes d_{min} existieren folgende Herangehensweisen:

- **Optimistischer Entwurf:** Bestimmung des Restabstandes d_{min} für $n_p = 140$ Pumpelektroden bei maximaler Kapazitätsänderung, sodass die Spannungsverstärkung maximal wird.
- **Robuster Entwurf:** Festlegung der Aktorgröße zur Bestimmung von d_{min} und x_{min} , sodass die minimale Pumpkapazität den Wert $Cp_{min} = 1 \text{ pF}$ annimmt.

Die abstandsvariierte Kapazitätsfunktion der Pumpe kann durch Gleichung (2.80) und das Verhältnis der Elektrodenabstände $f = 5$ der Elementarzelle zu

$$C_p(x) = \varepsilon_0 A_p \left(\frac{1}{d_{0p} - x} + \frac{1}{f d_{0p} + x} \right) \quad (3.10)$$

angegeben werden. Durch den zweiten, größeren Elektrodenabstand ergibt sich nach Abbildung 3.11 eine wannenförmige Kapazitätsfunktion $C_p(x)$. Dadurch steigt die Grundkapazität der Pumpelektrode im Vergleich zum Out-Of-Plane-System (Plattenkondensator) an, wodurch sich bei gleicher Auslenkungsänderung die Spannungsverstärkung aufgrund der geringeren Kapazitätsänderung verringert.

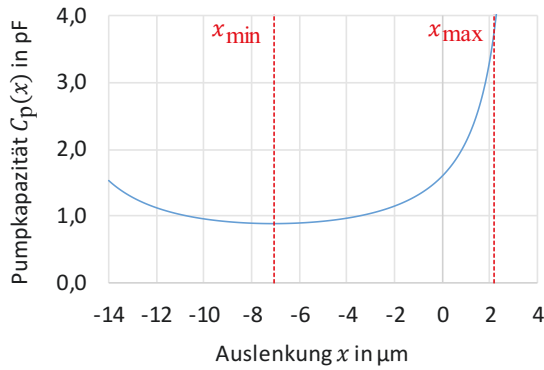


Abbildung 3.11: Pumpkapazitätsverlauf $C_p(x)$ bei aktiver Senkung für In-Plane-System ($d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$)

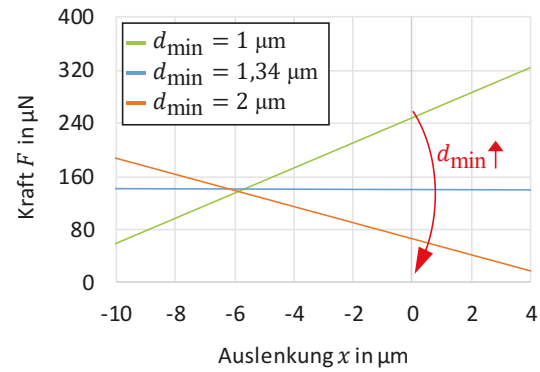


Abbildung 3.12: Kraftverlauf von $F_{pq}(x) - F_k(x)$ für verschiedene Werte von $d_{\min}$ bei aktiver Senkung

Die bestmögliche Verstärkung stellt sich ein, wenn die Kapazitätsänderung maximal ist, d. h. der minimale Verfahrensweg $x_{\min}$ im Minimum der Kapazitätsfunktion $C_p(x)$ nach Gleichung (3.10) liegt:

$$\left. \frac{d}{dx} C_p(x) \right|_{x_{\min}} = \varepsilon_0 A_p \left(\frac{1}{(d_{0p} - x_{\min})^2} - \frac{1}{(f d_{0p} + x_{\min})^2} \right) = 0 \quad (3.11)$$

$$x_{\min} = \frac{d_{0p}}{2} \cdot (1 - f) = \frac{x_{\max} + d_{\min}}{2} \cdot (1 - f) \quad \text{für} \quad -f d_{0p} < x_{\min} < d_{0p}. \quad (3.12)$$

Über die Wahl des Restabstandes $d_{\min}$ (siehe Gleichung (3.9)) stellt sich ein $x_{\min}$ nach Gleichung (3.12) ein. Er definiert die effektive Spannungsverstärkung M_{eff} sowie die Größe des benötigten Aktors. So stellt sich bei einem Restabstand von $2 \mu\text{m}$ eine Verstärkung von 2,44 bei einem $x_{\min} = -8,4 \mu\text{m}$ ein. Dabei ist aufgrund der entstehenden großen Auslenkungen die mechanische Spannung auf $\sigma_v \leq \sigma_{zu}$ zu prüfen. Um einen sicheren elektrostatischen *Pull-In* der Pumpelektrode gegen die Federkraft zu gewährleisten, wird die *Pull-In*-Bedingung betrachtet. Demnach sind die elektrostatische Kraft und die Federkraft, sowie deren Anstiege bei der *Pull-In*-Auslenkung x_{PI} gleichzusetzen:

$$k \cdot x_{PI} = \frac{U_E^2}{2} \cdot \varepsilon_0 A_p \left(\frac{1}{(d_{0p} - x_{PI})^2} - \frac{1}{(f d_{0p} + x_{PI})^2} \right) \quad (3.13)$$

$$k = U_E^2 \varepsilon_0 A_p \left(\frac{1}{(d_{0p} - x_{PI})^3} + \frac{1}{(f d_{0p} + x_{PI})^3} \right). \quad (3.14)$$

Für einen gewählten Restabstand von $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$ der Pumpelektroden im *Pull-In* ergibt sich beispielhaft eine Federsteifigkeit von ca. 51 Nm^{-1} . Um die Größe des Aktors zu verringern und den *Pull-In* zu sichern, ist es sinnvoll die Federsteifigkeit auf den technologischen Minimalwert von 20 Nm^{-1} festzulegen (siehe Abschnitt 2.3.1).

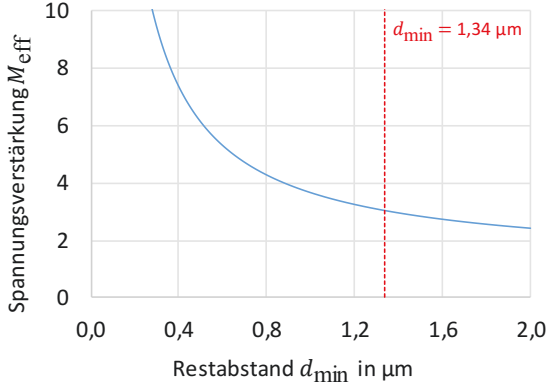


Abbildung 3.13: Einfluss des Restabstandes $d_{\min}$ auf die effektive Spannungsverstärkung für $x_{\min}$ nach Gleichung (3.12) für *aktive Senkung*

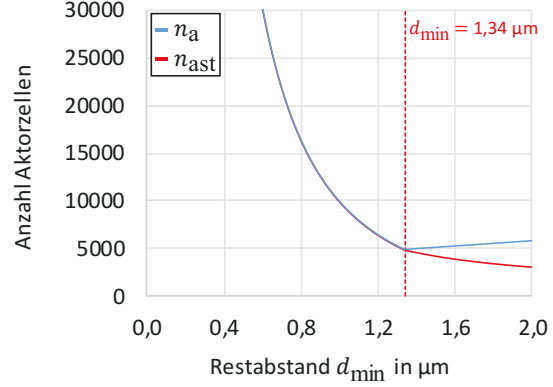


Abbildung 3.14: Einfluss des Restabstandes $d_{\min}$ auf die Aktorzellenanzahl in Flächenvariation mit (n_{ast}) und ohne (n_a) Abstufung für $x_{\min}$ nach Gleichung (3.12)

In Abbildung 3.13 wird der Einfluss des Restabstandes auf die effektive Spannungsverstärkung bei $x_{\min}$ im Minimum von $C_p(x)$ grafisch dargestellt. Der markierte Wert für $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$ ergibt ein M_{eff} von 3,06 und stellt einen wichtigen Grenzfall dar, auf den im Folgenden näher eingegangen wird. Während der Kapazitätssenkung ist die Pumpladung Q_p konstant. Die Aktorkraft $F_a(x)$ muss die Summe aus Federkraft $F_k(x)$ und Pumpkraft $F_{pq}(x)$ bei konstanter Pumpladung Q_p nach Gleichung (2.88) im Auslenkungsbereich $(x_{\min}, x_{\max})$ aufbringen:

$$F_a(x) = F_{pq}(x) - F_k(x) = \frac{Q_p^2}{2\varepsilon_0 A_p} \cdot \frac{d_{0p}(f-1) + 2x}{d_{0p}(f+1)} - k \cdot x \quad \text{für } x_{\min} \leq x \leq x_{\max} \quad (3.15)$$

$$\text{mit } Q_p = U_E \cdot C_p(x_{\max}). \quad (3.16)$$

Die Federkraft besitzt aufgrund ihrer Wirkrichtung ein negatives Vorzeichen. Durch das gegenläufige Monotonieverhalten von Pump- und Federkraft heben sich die Anstiege beider linearer Funktionen für $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$ auf, sodass ein konstanter Kraftverlauf entsteht (siehe Abbildung 3.12). Der Grenzfall kann durch Gleichsetzen der Funktionswerte an zwei Punkten (0 und $x_{\min}$) und Lösen von

$$\underbrace{F_{pq}(x_{\min})}_{=0} - F_k(x_{\min}) = F_{pq}(0) - \underbrace{F_k(0)}_{=0} \quad (3.17)$$

$$-k \cdot \underbrace{\frac{x_{\max} + d_{\min}}{2} \cdot (1-f)}_{x_{\min} \text{ aus (3.12)}} = \frac{U_E^2 \varepsilon_0 A_p}{2} \cdot \left(\frac{1}{d_{\min}} + \frac{1}{f d_{\min} + x_{\max} \cdot (f+1)} \right)^2 \cdot \frac{(f-1)}{(f+1)} \quad (3.18)$$

im relevanten Bereich von $d_{\min} > 0 \mu\text{m}$ ermittelt werden. Für einen Restabstand $d_{\min} < 1,34 \mu\text{m}$ dominiert das Verhalten der Pumpkraft, wohingegen für $d_{\min} > 1,34 \mu\text{m}$ das Federverhalten dominiert. Bei dominierender Feder liegt der Maximalwert der resultierenden Funktion im für den Aktor relevanten Bereich $(x_{\min}, x_{\max})$ bei $x_{\min}$, da die Funktion monoton fallend ist. Dominiert die Pumpkraft, ist auch

die resultierende Funktion monoton steigend, wodurch $x_{\max}$ den für die Aktorauslegung relevanten Maximalwert liefert (siehe Abbildung 3.12).

Auslegung des flächenvariierenden Aktors

Abschließend kann die Auslegung des Aktors erfolgen. Es ist zu beachten, dass der Aktor für negative Auslenkungen bis zum Erreichen der Entladeposition gegen die Feder arbeitet. Um den Aktor kompakt zu gestalten, ist es somit sinnvoll, eine möglichst kleine, technologisch noch umsetzbare Federsteifigkeit von 20 Nm^{-1} zu wählen (siehe Abschnitt 2.3.1). Wie aus Abbildung 3.12 ersichtlich, muss der Aktor abhängig von $d_{\min}$ für die minimale Auslenkung $x_{\min}$ oder die maximale Auslenkung $x_{\max}$ ausgelegt werden, wodurch sich für eine Flächenvariation die Anzahl benötigter Kammzellen zu

$$n_a = \begin{cases} \frac{(F_{pq}(x_{\min}) - kx_{\min})d_{1a}}{\varepsilon_0 h U_E^2}, & \text{falls } d_{\min} \geq 1,34 \mu\text{m} \\ \frac{(F_{pq}(x_{\max}) - kx_{\max})d_{1a}}{\varepsilon_0 h U_E^2}, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.19)$$

ergibt. Dabei entspricht d_{1a} dem Elektrodenabstand des Aktors in Ruhelage von $2,2 \mu\text{m}$. Die Abhängigkeit der Anzahl benötigter flächenvariierender Aktorkammzellen n_a vom Restabstand $d_{\min}$ ist in Abbildung 3.14 grafisch dargestellt. Mit $n_a = 4886$ flächenvariierenden Aktorkammzellen liegt das Minimum der blauen Kurve im Grenzfall $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$. Damit bildet der Grenzfall das beste Flächenverhältnis zwischen Aktor und Pumpe ab, wohingegen die Anzahl benötigter Aktorkammzellen für $d_{\min} < 1,34 \mu\text{m}$ schnell auf unrealistisch hohe Werte ansteigt.

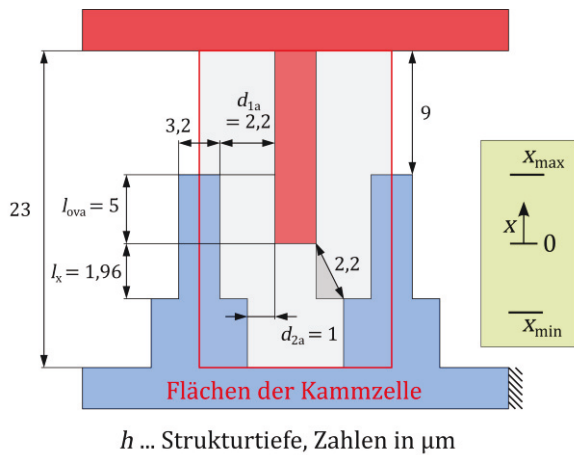


Abbildung 3.15: Skizze der Kammzelle eines flächenvariierenden abgestuften Aktors mit Bemaßung

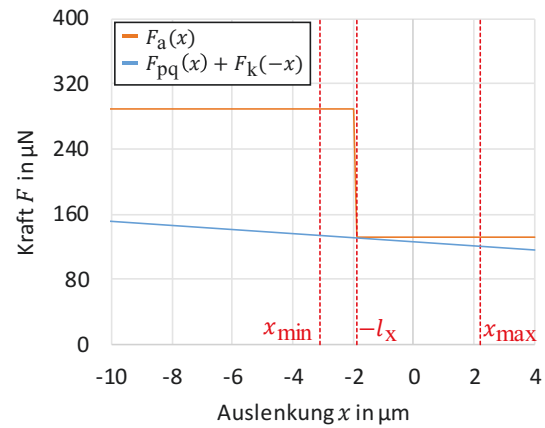


Abbildung 3.16: Flächenvariierender abgestufter Aktor bei aktiver Senkung ($d_{\min} = 1,42 \mu\text{m}$)

Um das Flächenverhältnis zwischen Aktor- und Pumpelektrode weiter zu verbessern, kann ein abgestufter flächenvariierender Aktor, wie in Abbildung 3.15 skizziert, eingesetzt werden. Dabei wird die Forderung aus der Fertigungstechnologie an den minimalen Spaltabstand von $2,2 \mu\text{m}$ in Ruhelage eingehalten, um ein vollständiges Unterätzen der aktiven Struktur zu gewährleisten. Nach einer Auslenkung von l_x in negative x -Richtung erhöht sich die Kraftwirkung des Aktors durch eine Verringerung des Elektrodenabstandes auf $d_{2a} = 1 \mu\text{m}$ an der Stufe, wodurch sich die Anzahl der benötigten Aktorelektroden vermindert.

Voraussetzung für die Effektivität des Aktors ist, dass $|x_{\min}| > l_x$ gelten muss. Aus Abbildung 3.15 berechnet sich l_x zu

$$l_x = \sqrt{(2,2 \mu\text{m})^2 - d_{2a}^2} = 1,96 \mu\text{m}. \quad (3.20)$$

Die elektrostatische Kraftfunktion des abgestuften Aktors und die Anzahl benötigter Aktorkammzellen können aufgrund der Stufe durch folgende Fallunterscheidungen beschrieben werden:

$$F_{\text{ast}} = \begin{cases} \frac{U_E^2}{2} \frac{2n_a \varepsilon_0 h}{d_{1a}}, & \text{falls } x \geq -l_x \\ \frac{U_E^2}{2} \frac{2n_a \varepsilon_0 h}{d_{2a}}, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$n_{\text{ast}} = \begin{cases} \frac{(F_{\text{pq}}(-l_x) + kl_x)d_{1a}}{\varepsilon_0 h U_E^2}, & \text{falls } d_{\min} \geq 1,34 \mu\text{m} \\ \frac{(F_{\text{pq}}(x_{\max}) - kx_{\max})d_{1a}}{\varepsilon_0 h U_E^2}, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.22)$$

Wie aus Abbildung 3.14 hervorgeht, kann durch die Abstufung die Aktorgröße für $d_{\min} > 1,34 \mu\text{m}$ gegenüber nicht abgestuften Aktoren verkleinert werden, was zu einem besseren Flächenverhältnis zwischen Aktor und Pumpe führt. Erfolgt die Auslegung der Pumpelektrode auf $d_{\min} \leq 1,34 \mu\text{m}$ bringt die Abstufung dagegen keinen Vorteil.

Auslegung des abstandsvariierenden Aktors

Die Auslegung eines abstandsvariierenden Aktors ist wegen der geringen elektrostatischen Kräfte bei großen Plattenabständen erschwert. Durch die relativ große minimale Auslenkung $x_{\min}$ des Systems muss zudem der Elektrodenabstand in Ruhelage sehr groß gewählt werden, im Beispiel $d_{0a} = 9,28 \mu\text{m}$, wodurch die Kraftwirkung sinkt. Für die gleiche Auslegung der Pumpkapazität ergeben sich für den abstandsvariierenden Aktor ca. 8500 Kammelektroden. Dies kann, wegen des hohen Platzbedarfs, praktisch nicht in ein Layout überführt werden.

Zusammenfassung der Dimensionierung

Für das vorgestellte System aus Aktor und Pumpe ergibt sich im Grenzfall $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$ ein guter Kompromiss zwischen effektiver Spannungsverstärkung und Chipflächenbedarf des Wandlers. Dabei ist der Entwurf aufgrund der geringeren minimalen Pumpkapazität $C_{p_{\min}}$ aber weniger resistent gegenüber Streuungen der parasitären Kapazität. Durch eine geeignete Wahl von $d_{\min} > 1,34 \mu\text{m}$ und Auslegung der minimalen Auslenkung $x_{\min}$ für beispielsweise ein $C_{p_{\min}} = 1 \text{ pF}$ kann die Robustheit des Entwurfs auf Kosten von M_{eff} verbessert werden. Dadurch verringert sich außerdem die Aktorgröße und eine Abstufung des Aktors wird vorteilhaft, sodass statt 4886 Aktorkammzellen nur 4541 abgestufte Zellen zur Realisierung von $M_{\text{eff}} = 2,95$ benötigt werden.

In Tabelle 3.3 werden schließlich verschiedene Auslegungen der *aktiven Kapazitätssenkung* vorgestellt und verglichen. Um den Platzbedarf des Aktors im Vergleich zur Pumpe besser abschätzen zu können,

wurde der Chipflächenbedarf von Aktor- und Pumpelektroden auf Basis der Fläche einer Kammzelle ermittelt und die resultierende Aktorfläche A_a und Pumpfläche A_p ins Verhältnis gesetzt (siehe Abbildung 3.15). Bei der Anzahl benötigter Aktorelektroden n_a und beim Flächenverhältnis der Elektroden von Aktor und Pumpe A_a/A_p wird in Tabelle 3.3 in Abstandsvariation (AV) und Flächenvariation (FV) des Aktors unterschieden. Vergleicht man die Flächenverhältnisse wird deutlich, dass nur flächenvariierende Aktoren sinnvoll sind. Das beste Flächenverhältnis erreichen abgestufte flächenvariierende Aktoren, die ab einen Restelektrodenabstand der Pumpe von $1,34 \mu\text{m}$ und größer eingesetzt werden können. Ein größerer Restabstand setzt jedoch die erreichbare Spannungsverstärkung herab. Als Kompromiss zwischen kompakter Größe und hoher Spannungsverstärkung erscheint daher der Entwurf mit $d_{\min} = 1,42 \mu\text{m}$ als vielversprechend für eine Umsetzung in ein Layout.

Tabelle 3.3: Zusammenfassung der Entwürfe für das Prinzip der aktiven Kapazitätssenkung

Parameter	Restabstand Pumpe $d_{\min} = 1 \mu\text{m}$	Restabstand Pumpe $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$	Restabstand Pumpe $d_{\min} = 1,42 \mu\text{m}$	Restabstand Pumpe $d_{\min} = 2 \mu\text{m}$
n_p	140	140	140	140
n_a (AV/FV)	15200/9997 (9997 abgestuft)	8370/4886 (4886 abgestuft)	7360/4997 (4541 abgestuft)	2858/5798 (3094 abgestuft)
A_a/A_p (AV/FV)	246/7,3 (7,3 abgestuft)	134,3/3,3 (3,3 abgestuft)	117,9/3,3 (3,0 abgestuft)	45,2/3,4 (1,8 abgestuft)
k_{mech}	$20 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$	$20 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$	$20 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$	$20 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$
$x_{\min}$	$-6,4 \mu\text{m}$	$-7,1 \mu\text{m}$	$-7,2 \mu\text{m}$	$-8,4 \mu\text{m}$
$x_{\max}$	$2,2 \mu\text{m}$	$2,2 \mu\text{m}$	$2,2 \mu\text{m}$	$2,2 \mu\text{m}$
$C_{p_{\min}}$	0,97 pF	0,88 pF	0,86 pF	0,74 pF
$C_{p_{\max}}$	4,90 pF	3,70 pF	3,50 pF	2,53 pF
M	5,05	4,23	4,09	3,42
M_{eff}	3,68	3,06	2,95	2,44

3.2.2 Analytische Auslegung der aktiven Kapazitätserhöhung

Im Folgenden soll das Vorgehen bei der Auslegung eines DC/DC-Wandlers nach dem Prinzip der *aktiven Kapazitätserhöhung* vorgestellt werden.

Da die Zustellung nach $x_{\max}$ durch den Aktor erfolgt, ist prinzipiell auch eine flächenvariierende Pumpelektrode möglich. Allerdings sind die Verstärkungsfaktoren aufgrund der geringen Kapazitätsänderungen ebenfalls gering, sodass auch hier eine abstandsvariierende Pumpe eingesetzt wird. Die Dimensionierung erfolgt zur besseren Vergleichbarkeit von *aktiver Senkung* und Erhöhung zunächst mit der gleichen Pumpe mit einer Elektrodenfläche von $0,525 \text{ mm}^2$ und 140 Kammelektroden. Als technisch umsetzbare Obergrenze wird $x_{\max} = 8 \mu\text{m}$ gewählt, wodurch sich der Elektrodenabstand in Ruhelage in Abhängigkeit des Restabstandes der Pumpelektroden in Ladeposition nach Gleichung (3.9) ergibt. Die Vorauslenkung durch die elektrostatische Kraft, die beim Aufladen der Pumpe gegen die Federkraft arbeitet, soll möglichst gering sein und wurde mit $x_L = 0,1 \mu\text{m}$ vorgegeben. Die erforderliche Federsteifigkeit kann aus dem Kräftegleichgewicht von Feder- und Pumpkraft bei konstanter Eingangsspannung U_E nach Gleichung (2.82) ermittelt werden. Zur Vereinfachung kann der zweite Elektrodenabstand

d_{1p} vernachlässigt werden und von einer Plattenkondensatoranordnung bei $x = 0$ ausgegangen werden, sodass sich die mechanische Steifigkeit zu

$$k_{\text{mech}} = \frac{U_E^2 \varepsilon_0 A_p}{2d_{0p}^2 x_L} = 37,6 \frac{\text{N}}{\text{m}} \quad (3.23)$$

berechnet. Der ermittelte Wert von $37,6 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$ liegt oberhalb der minimalen Federsteifigkeit von $20 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$ und ist ein guter Kompromiss zwischen benötigter Aktorgröße zur Kapazitätserhöhung und Federkraft zur Kapazitätssenkung. In Abbildung 3.17 wird die Kapazitätsfunktion der Pumpelektrode mit der Lage der maximalen und minimalen Auslenkungen während der Kapazitätssenkung gezeigt. Die Lage von $x_{\min}$ ist dabei nicht mit der Ladeposition x_L bei konstanter Eingangsspannung identisch. Die minimale Auslenkung $x_{\min}$ bei konstanter Pumpladung Q_p resultiert aus dem Schnittpunkt der Federkennlinie mit der elektrostatischen Kraftfunktion der Pumpe $F_{pq}(x)$ bei konstanter Ladung nach Gleichung (2.88):

$$-k_{\text{mech}} \cdot x_{\min} = F_{pq}(x_{\min}) \quad (3.24)$$

$$x_{\min} = \frac{Q_p^2 d_{0p} (f - 1)}{2[k_{\text{mech}} \varepsilon_0 A_p d_{0p} (f + 1) - Q_p^2]}, \quad (3.25)$$

wie in Abbildung 3.18 veranschaulicht wird. Die Pumpladung Q_p berechnet sich analog zur *aktiven Kapazitätssenkung* nach Gleichung (3.16).

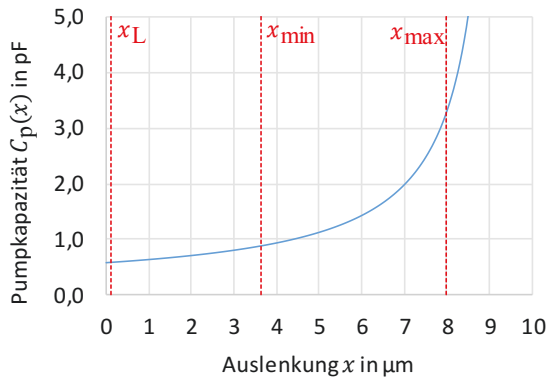


Abbildung 3.17: Pumpkapazitätsverlauf $C_p(x)$ bei aktiver Erhöhung für In-Plane-System ($d_{\min} = 1,43 \mu\text{m}$)

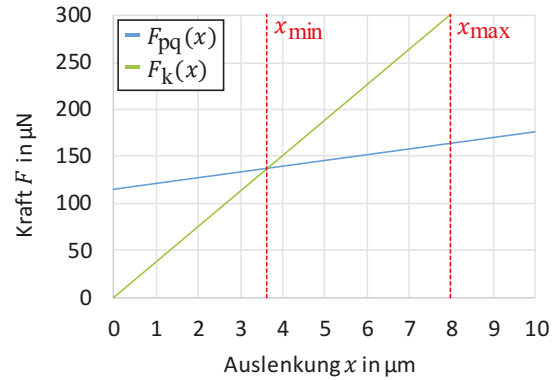


Abbildung 3.18: Pumpkraft $F_{pq}(x)$ und Federkennlinie bei aktiver Erhöhung für In-Plane-System ($d_{\min} = 1,43 \mu\text{m}$)

Auslegung des flächenvariierenden Aktors

Nun kann der flächenvariierende Aktor dimensioniert werden, sodass die Summe aus Pump- und Aktorkraft im gesamten Auslenkungsbereich ($x_{\min}, x_{\max}$) oberhalb der Federkraftkennlinie liegt. Für den flächenvariierenden In-Plane arbeitenden Aktor kann die Kammelektrodenanzahl

$$n_a = \frac{d_{1a}}{h} \cdot \left[k_{\text{mech}} \cdot \frac{x_1}{U_E^2 \varepsilon_0} - \frac{A_p}{2(d_{0p} - x_1)^2} \right] \quad (3.26)$$

aus dem Kräftegleichgewicht $F_a(x_1) + F_p(x_1) = -F_k(x_1)$ nach Gleichung (2.81) und (2.82) durch Umstellen ermittelt werden. Der Auslenkungswert x_1 aus Gleichung (3.26) entspricht dabei dem Berührungspunkt der Kraftkennlinien (siehe Abbildung 3.19), der für einen flächenvariierenen Aktor durch Gleichsetzen der Anstiege von $F_k(x)$ und $F_p(x)$ und Lösen der Gleichung dritten Grades

$$0 = x_1^3 - 3d_{0p}x_1^2 + 3d_{0p}^2x_1 + 2x_Ld_{0p}^2 - d_{0p}^3 \quad (3.27)$$

ermittelt werden kann. Gleichung (3.27) besitzt nur eine Nullstelle im betrachteten relevanten Auslenkungsbereich $0 < x_1 < x_{\max}$, sodass sich die eindeutige Lösung $x_1 = 6,82 \mu\text{m}$ bestimmen lässt. Nach Gleichung (3.26) stellt sich eine Kammelektrodenanzahl von 7163 für den flächenvariierenden Aktor ohne Stufe und 3256 mit der Abstufung nach Abbildung 3.15 ein. Das Ergebnis der Auslegung des abgestuften Aktors ist in Abbildung 3.19 dargestellt.

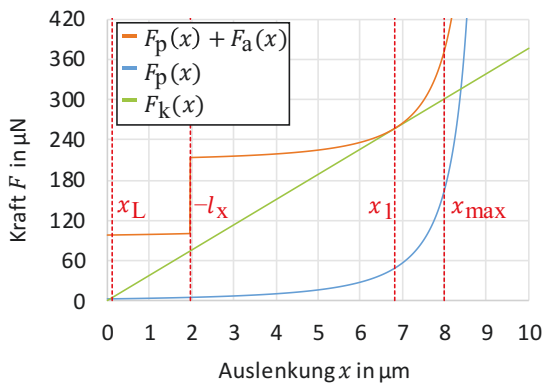


Abbildung 3.19: Flächenvariierender abgestufter Aktor bei aktiver Kapazitätserhöhung ($d_{\min} = 1,43 \mu\text{m}$)

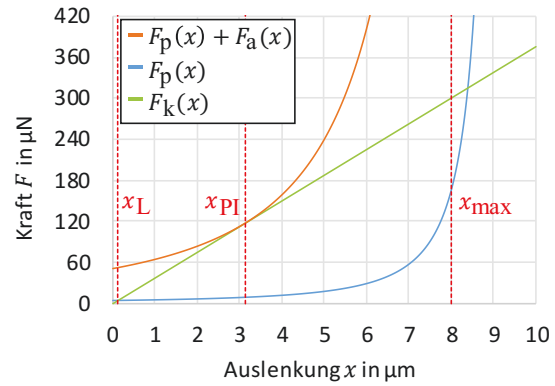


Abbildung 3.20: Abstandsvariierender Aktor bei aktiver Kapazitätserhöhung ($d_{\min} = 1,43 \mu\text{m}$)

Auslegung des abstandsvariierenden Aktors

Analog kann für einen Aktor mit Abstandsvariation die Anzahl benötigter Kammelektroden

$$n_{\text{aab}} = \frac{1}{h l_{\text{ova}}} \cdot \left[\frac{2k_{\text{mech}} x_{\text{PI}}}{U_E^2 \epsilon_0} \cdot \frac{1}{\left[\frac{1}{(d_{0p} - x_{\text{PI}})^2} - \frac{1}{(f d_{0p} + x_{\text{PI}})^2} \right]} - A_p \right] \quad (3.28)$$

durch Einsetzen der *Pull-In*-Auslenkung $x_{\text{PI}} = d_{0p}/3$ in das Kräftegleichgewicht aus Aktor, Pumpe und Feder $F_a(x_{\text{PI}}) + F_p(x_{\text{PI}}) = -F_k(x_{\text{PI}})$ und Umstellen nach n_{aab} ermittelt werden. Dabei entspricht l_{ova} der Überdeckungslänge der Aktorelektroden in Abstandsvariation mit $75 \mu\text{m}$. Für die in Abbildung 3.20 dargestellten Kraftverläufe werden 1847 abstandsvariierende Kammelektroden benötigt. Von der Wahl des Restabstandes der Pumpelektroden hängen die maximal erreichbare Spannungsverstärkung und die Aktorgröße ab. In Abbildung 3.21 wird der Einfluss von $d_{\min}$ auf die effektive Spannungsverstärkung für die vorgegebene festgelegte Pumpgröße veranschaulicht. Dabei stellt sich im relevanten Bereich ein Maximalwert von $M_{\text{eff}} = 2,75$ bei einem $d_{\min} = 1,43 \mu\text{m}$ ein. Betrachtet man die Abhängigkeit der flächenvariierenden Aktorelektroden vom Restabstand in Abbildung 3.22, so zeigt sich, dass eine Verringerung des Restabstandes mit einer Vergrößerung des Aktors einhergeht.

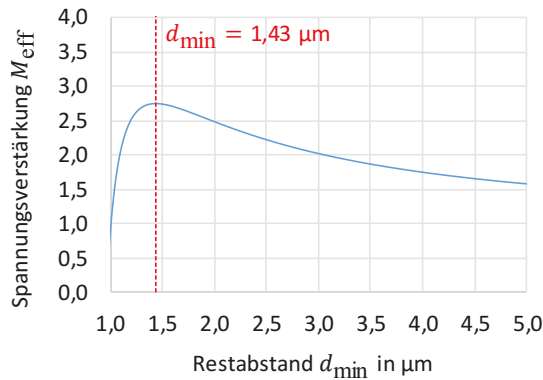


Abbildung 3.21: Einfluss des Restabstandes $d_{\min}$ auf die effektive Spannungsverstärkung für *aktive Kapazitätserhöhung*

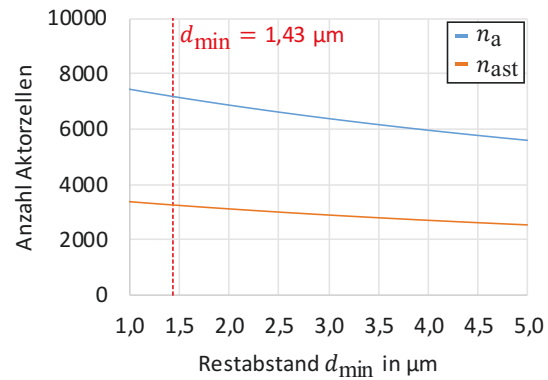


Abbildung 3.22: Einfluss des Restabstandes $d_{\min}$ auf die Anzahl flächenvarrierender Aktorelektroden ohne (n_a) und mit (n_{ast}) Abstufung

Jedoch kann die Aktorgröße durch eine Abstufung um mehr als die Hälfte verringert werden, wodurch sich sehr kompakte Gesamtsysteme ergeben. Durch das gute Flächenverhältnis zwischen Aktor und Pumpe kann die Pumpe vergrößert werden, sodass die abgestuften flächenvarrierenden Aktoren der *aktiven Kapazitätssenkung* und *aktiver Erhöhung* ungefähr gleiche Größe besitzen. Dadurch kann die Pumpe von 140 auf ca. 195 Kammelektroden vergrößert werden, wodurch sich ein $M_{eff} = 2,95$ einstellt.

Tabelle 3.4 fasst die Entwürfe mit kleiner und großer Pumpelektrode für das Prinzip der *aktiven Kapazitätserhöhung* zusammen. Der Aktor wird wieder in Abstandsvariation (AV), Flächenvariation (FV) abgestuft und nicht abgestuft unterschieden. Bei diesem Verfahren stellt sich bei einer vorgegebenen maximalen Auslenkung von $8\text{ }\mu\text{m}$ ein Maximum der Spannungsverstärkung bei $d_{\min} = 1,43\text{ }\mu\text{m}$ unabhängig von der Größe der Pumpelektrode ein. Für große Pumpelektroden nähert sich die effektive Spannungsverstärkung an den Idealwert von $M = 3,73$ an, der für die verwendete Technologie die maximal mögliche Verstärkung darstellt. Bei diesem Prinzip ist das Flächenverhältnis zwischen Aktor und Pumpe, unabhängig von der Größe der Pumpe, konstant und kann durch die Abstufung des Aktors um ca. 55 % reduziert werden. Dadurch ist eine Vergrößerung der Pumpe möglich.

Tabelle 3.4: Zusammenfassung der Entwürfe für das Prinzip der aktiven Kapazitätserhöhung

Parameter	kleine Pumpe, $d_{\min} = 1,43\text{ }\mu\text{m}$	große Pumpe, $d_{\min} = 1,43\text{ }\mu\text{m}$
n_p	140	195
n_a (AV/FV)	1847/7163 (3256 abgestuft)	2572/9977 (4535 abgestuft)
A_a/A_p (AV/FV)	13,2/2,4 (1,1 abgestuft)	13,2/2,4 (1,1 abgestuft)
k_{mech}	$37,6\text{ N}\cdot\text{m}^{-1}$	$52,4\text{ N}\cdot\text{m}^{-1}$
$x_{\min}$	$3,64\text{ }\mu\text{m}$	$3,64\text{ }\mu\text{m}$
$x_{\max}$	$8,0\text{ }\mu\text{m}$	$8,0\text{ }\mu\text{m}$
$Cp_{\min}$	0,89 pF	1,25 pF
$Cp_{\max}$	3,34 pF	4,65 pF
M	3,73	3,73
M_{eff}	2,75	2,95

Zusammenfassung des bistabilen Entwurfs

Abschließend können die wichtigsten Entwürfe des *bistabilen Funktionsprinzips* bezüglich ihres Verstärkungsfaktors und des Platzbedarfs im Verhältnis zur Pumpelektrode verglichen werden (siehe Tabelle 3.5). Die zu erwartenden effektiven Spannungsverstärkungen liegen im Bereich von maximal Faktor 3. Bei gleicher Pumpkapazität ergeben sich höhere Verstärkungsfaktoren für die *aktive Kapazitäts-senkung*, dafür ist der Flächenbedarf des Aktors allerdings größer im Vergleich zur *aktiven Kapazitätserhöhung*. Bei einem Restelektrodenabstand von $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$ ist der Aktor bereits zu groß für eine praktische Umsetzung der *aktiven Senkung*. Für die *aktive Senkung* wurde daher der Entwurf mit $d_{\min} = 1,42 \mu\text{m}$ in ein Layout überführt. Für die *aktive Kapazitätserhöhung* ergibt sich aufgrund des sehr guten Chipflächenverhältnis von Aktor zu Pumpe eine Besonderheit. Hier kann die Pumpelektrode bei gleicher Aktorgröße im Vergleich zur *aktiven Senkung* vergrößert werden, wodurch beide Verfahren identische Spannungsverstärkungen liefern. Aufgrund der größeren Pumpe benötigt die *aktive Erhöhung* dann aber etwas mehr Chipfläche als bei *aktiver Senkung* mit gleichem Aktor. Dadurch lassen sich sehr kompakte Systeme mit dem Prinzip der *aktiven Kapazitätserhöhung* erreichen, da der Aktor hier bei Abstufung in annähernd gleicher Größe wie die Pumpe ausgelegt werden kann. Um einen möglichst kompakten Entwurf im Kontrast zur Senkung vorzustellen, wurde daher für die *aktive Erhöhung* der Entwurf mit kleiner Pumpe in ein Layout überführt. Eine Abstandsvariation des Aktors ist aufgrund der enormen Aktorgröße für keinen der betrachteten Entwürfe sinnvoll.

Tabelle 3.5: Zusammenfassung der Ergebnisse aus dem Grobentwurf des *bistabilen Betriebs*, ausgewählte Entwürfe grün

In-Plane-System	Effektive Spannungs- verstärkung M_{eff}	Flächenverhältnis Aktor zu Pumpe bei unterschiedlicher Ausführung des Aktors	
		Abstands- variation	Flächen- variation
Senkung, $d_{\min} = 1,34 \mu\text{m}$	3,06	134,3	3,3 (3,3 abgestuft)
Senkung, $d_{\min} = 1,42 \mu\text{m}$	2,95	117,9	3,3 (1,9 abgestuft)
Erhöhung, Pumpe klein	2,75	13,2	2,4 (1,1 abgestuft)
Erhöhung, Pumpe groß	2,95	13,2	2,4 (1,1 abgestuft)

3.2.3 Layoutentwurf und Modalanalyse

Nachdem die prinzipielle Auslegung der Systeme des *bistabilen Funktionsprinzips* abgeschlossen ist, können die zwei gewählten Entwürfe in ein 2D-Layout überführt werden. Die Layoutentwürfe wurden mit der freien Software *KLayout*⁶ angefertigt, die ein Arbeiten mit unterschiedlichen Maskenlayern und eine Zellhierarchie ermöglicht. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit zur Implementierung eigener Funktionen über die Programmiersprache *Ruby*⁷. So können zum Beispiel Polygone geschnitten oder deren Flächeninhalt mittels einer selbstgeschriebenen Funktion ermittelt werden. Die vorgestellten Layouts dienen einer ersten Einschätzung des tatsächlichen Platzbedarfs und der möglichen Anordnung von Pump- und Aktorelektroden. Außerdem kann aus ihnen ein 3D-Modell extrudiert werden, um das dynamische Schwingungsverhalten in der FE-Software *ANSYS Mechanical*⁸ zu untersuchen. Das Layout wurde so angelegt, dass es möglichst effizient modular an den jeweiligen Entwurf angepasst werden kann. Ein Teilausschnitt aus dem Layout der *aktiven Kapazitätssenkung* für ein $d_{\min}$ von $1,42 \mu\text{m}$ wird in Abbildung 3.23 vorgestellt. Aufgrund der Halbsymmetrie ist im Ausschnitt nur eine Seite dargestellt.

⁶ *KLayout*: <https://www.klayout.de/>

⁷ *Ruby*: <https://www.ruby-lang.org/de/>

⁸ *ANSYS, Inc.*: <https://www.ansys.com/>

Die vollständigen Layouts für die *aktive Senkung* und *aktive Erhöhung* können dem Anhang A.2 entnommen werden. Die blauen Flächen sind die feststehenden Elektroden des Aktors. Rosé-farbene Bereiche lassen sich durch die Federführung bewegen, rote Bereiche sind feststehend. Die Bondanker dienen als mechanische Einspannungen für die Federn und zur elektrischen Kontaktierung der Elektroden. Eine Feder besteht aus einer mäanderförmig angeordneten Reihenschaltung von Federbändern mit dem Querschnitt $3 \times 50 \mu\text{m}^2$. Die abgestuften, überdeckungsvariieren Aktorelektroden, die den meisten Platz in Anspruch nehmen, werden in Aktorsektionen unterteilt, die hintereinander geschaltet und gespiegelt werden können, um die vorgegebene Anzahl an Kammfingern zu erreichen. Die abstandsvariieren Pumpelektroden schließen sich an die erste Aktorsektion an.

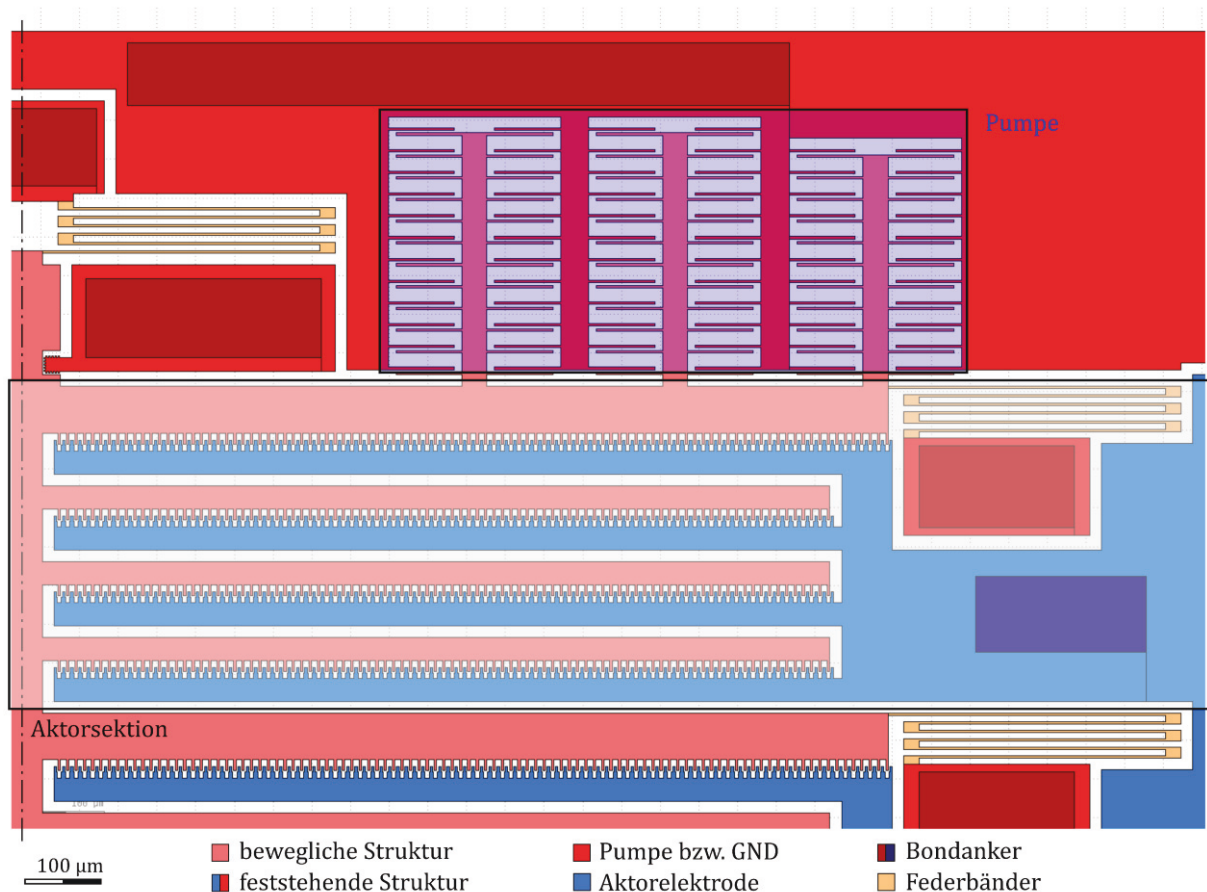


Abbildung 3.23: Layoutausschnitt einer abgestuften Aktorsektion und der Pumpelektroden für aktive Kapazitätssenkung

Eine Aktorsektion für das Layout der *aktiven Kapazitätssenkung* umfasst 379 Kammzellen bei einer Größe von ca. $422 \times 1576 \mu\text{m}^2$. Für das Gesamtlayout werden 12 Aktorsektionen benötigt, sodass sich zusammen mit der Pumpe eine Gesamtgröße von ca. $3630 \times 3152 \mu\text{m}^2$ ergibt. Im Vergleich dazu werden im kompakten Entwurf der *aktiven Kapazitätserhöhung* zwar mit 407 Kammzellen etwas mehr Kammzellen pro Aktorsektion benötigt. Dafür werden hier aber auch nur acht Aktorsektionen für das Gesamtlayout verwendet, wodurch sich eine Gesamtgröße von $3069 \times 3196 \mu\text{m}^2$ einstellt. Der trotzdem relativ geringe Unterschied in der Layoutgröße liegt in der Pumpelektrode begründet, da diese bei *aktiver Erhöhung* prinzipbedingt vergrößert werden kann (siehe Abschnitt 3.2.2). Aus Abbildung A.2.1 aus dem Anhang wird ersichtlich, dass eine weitere Steigerung der Spannungsverstärkung aufgrund des sehr großen benötigten Aktors praktisch nicht umsetzbar ist. Aufgrund der Größe des Aktors und der weichen Mäanderfedern ist die Gefahr des Kurzschlusses der Elektroden in den äußeren Bereichen durch ein Verkippen der beweglichen Struktur erhöht. Dies muss bei der Dimensionierung der mechanischen Anschläge Beachtung finden.

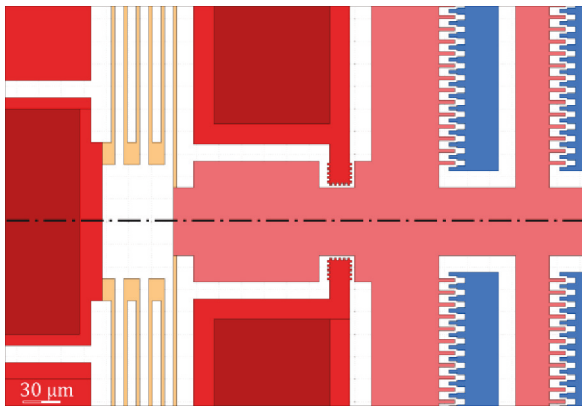


Abbildung 3.24: Mechanischer Anschlag zur Begrenzung der Auslenkung (Mitte)

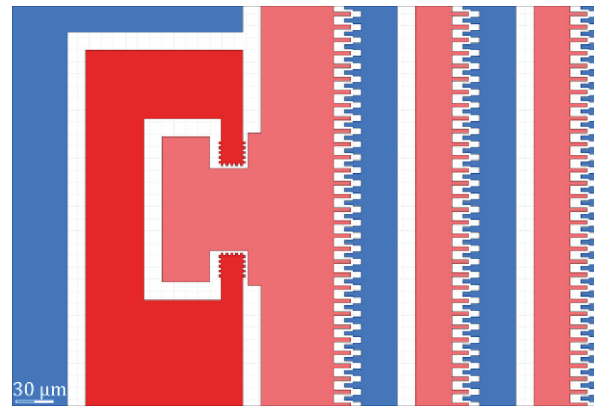


Abbildung 3.25: Mechanischer Anschlag zur Begrenzung der Auslenkung (außen)

Wie Abbildung 3.24 und Abbildung 3.25 veranschaulichen, sind diese zur besseren Verteilung der Kraft jeweils zu beiden Enden und in der Mitte des Aktors angebracht. Die Abstände werden an die maximalen und minimalen Verfahrswege ($x_{\min}$, $x_{\max}$) angepasst. Hier zeigt sich ein wesentlicher Nachteil des *bistabilen Betriebs*, da fertigungsbedingte Schwankungen der Arbeitsabstände eine genaue Dimensionierung der Spannungsverstärkung erschweren. Kurzschlüsse der Aktorelektroden durch ein Verkippen der beweglichen Struktur werden durch den vertikalen Abstand der Stopper verhindert.

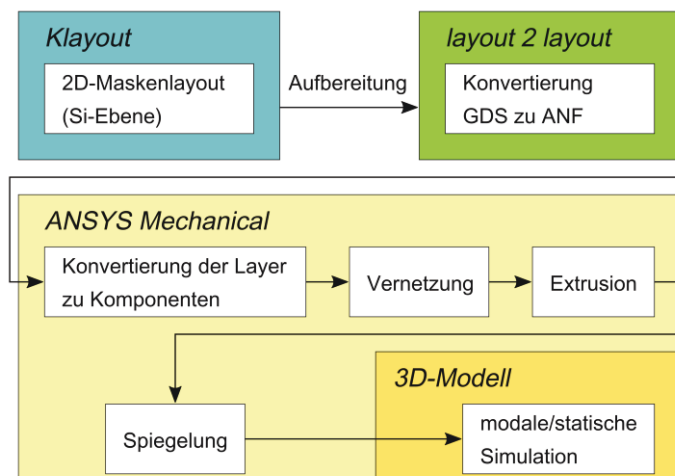


Abbildung 3.26: Vorgehen bei der FEM-Strukturanalyse in ANSYS Mechanical

Eine Überprüfung der mechanischen Stabilität und des dynamischen Verhaltens kann durch eine Modalanalyse in der FE-Software *ANSYS Mechanical* erfolgen. Dazu ist es notwendig das 2D-Layout, in ein 3D-FE-Modell zu überführen. Das allgemeine Vorgehen bei der FEM-Modellierung wird in Abbildung 3.26 eingeführt. Ausgangspunkt ist das 2D-Layout der Siliziumebene des aktiven Wafers. Es stammt entweder aus dem Neuentwurf bzw. kann für bereits gefertigte Strukturen auch durch boolesche Operationen aus den Layouts der Lithographiemasken abgeleitet werden. Da die Software *KLayout* ursprünglich zur Erstellung von integrierten Schaltkreisen genutzt wird, liegen die Layouts im dafür üblichen Standard-Datenformat GDS (*Graphic Data System*) vor und müssen für die Importierung in *ANSYS* zunächst in das ANF (*Ansys Neutral File*)-Format konvertiert werden. In *ANSYS* werden beim Import Flächen in unterschiedlichen Komponenten nach Bezeichnung der verwendeten Layer angelegt. Zur einfacheren Nutzung kann man die Layerbezeichnungen nach dem Import ändern. Statt Komponente *L99* kann z. B. eine Bezeichnung wie *Str_Moving* für die bewegliche Struktur gewählt werden. Die Vernetzung der Flächen soll aufgrund der besseren Netzqualität im *Mapped Mesh*, d. h. durch eine regelmäßige Vernetzung erfolgen. Dazu ist es zwingend notwendig, die Layouts bereits im Entwurf darauf auszulegen bzw. vor der Konvertierung aufzubereiten. Nur Polynome mit vier Ecken,

im einfachsten Fall Rechtecke, sind zulässig. Die Struktur wird aus diesen Polynomen so zusammengesetzt, dass jede Fläche mit maximal vier angrenzenden Flächen verbunden ist. Ist die Struktur in einer oder mehreren Achsen symmetrisch, so muss auch nur dieser Teil für den Import erstellt werden. Die vernetzten Flächenelemente können dann in *ANSYS* zu Volumenelementen extrudiert und gegebenenfalls zum Vollmodell gespiegelt werden. Anschließend können die mechanischen Analysen, wie Modalanalyse oder statische Analyse, am FE-Modell erfolgen. Sollen nur symmetrische Lastfälle oder Eigenmoden untersucht werden, so können auch symmetrische Randbedingungen (reibungsfreie Lager) auf das Halbmodell angewandt werden, um die Rechenzeit zu verkürzen.

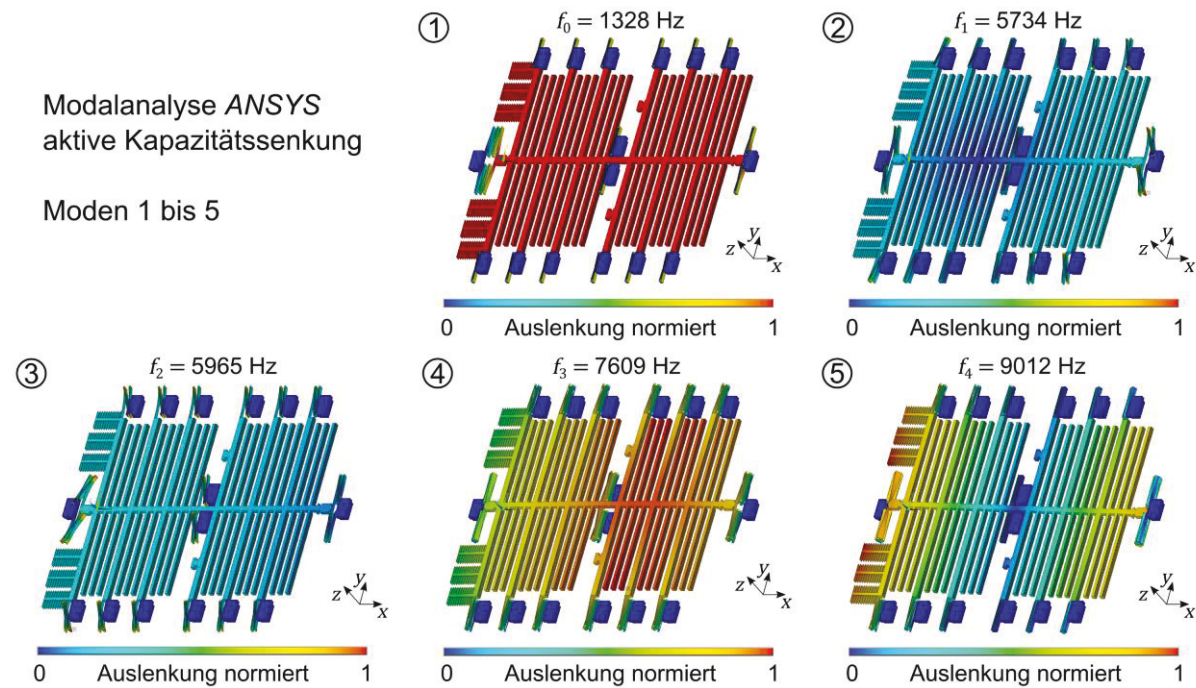


Abbildung 3.27: Ergebnisse der FE-Modalanalyse der aktiven Kapazitätssenkung

Abbildung 3.27 zeigt die Ergebnisse der Modalanalyse des Entwurfes der *aktiven Kapazitätssenkung* mit $d_{\min} = 1,42 \mu\text{m}$ nach dem Layout von Abbildung A.2.1 im Anhang. Dabei wurden nur die ersten fünf Eigenschwingformen und die dazugehörigen Eigenfrequenzen untersucht. Die Eigenschwingformen sind durch eine farblich normierte Auslenkung veranschaulicht. Der erste Eigenmode ist eine einheitliche In-Plane-Bewegung der Struktur entlang der x -Richtung des eingetragenen Koordinatensystems. Dies entspricht dem Nutzmode der Struktur, der für den Entwurf der *aktiven Kapazitätssenkung* bei einer Frequenz von 1328 Hz liegt. Die Eigenschwingformen zwei und drei sind In-Plane-Rotationsbewegungen, die aus einer unsymmetrischen Anregung resultieren würden. Diese könnte zum Beispiel durch Fertigungstolleranzen der Spaltabstände über der Struktur entstehen, aber erst bei deutlich höheren Frequenzen als $4f_0$ auftreten. Als maximale Schaltfrequenz für den Aktor scheint daher die Wahl von f_0 als sinnvoller Wert. Die Out-Of-Plane-Moden vier und fünf werden dagegen mit der In-Plane arbeitenden Struktur kaum angeregt und spielen damit keine Rolle, solange keine externe Kraftkomponente in z -Richtung wirkt (zum Beispiel externe Beschleunigung). Das untersuchte Layout der *aktiven Kapazitätserhöhung* besitzt steifere Federn, aber eine aufgrund der geringeren Größe geringere seismische Masse, verwendet aber den gleichen prinzipiellen strukturellen Aufbau. Dadurch sind auch die ersten fünf Eigenmoden identisch mit denen bei *aktiver Kapazitätssenkung* und die Frequenzen liegen etwas höher (siehe Abbildung A.3.1). Der Nutzmode für das Layout der *aktiven Kapazitätserhöhung* liegt bei 2091 Hz.

Tabelle 3.6: Konzentrierte Parameter für das *bistabile Funktionsprinzip*

Entwurf	Masse m_{ges}	Steifigkeit k_{mech}	Eigenfrequenz f_0
Aktive Senkung mit $d_{\text{min}} = 1,42 \mu\text{m}$	285,2 μg	19,9 $\text{N}\cdot\text{m}^{-1}$	1328 Hz
Aktive Erhöhung mit $d_{\text{min}} = 1,43 \mu\text{m}$	217 μg	37,5 $\text{N}\cdot\text{m}^{-1}$	2091 Hz

Mit den durch die Layouterstellung und FE-Simulation konkretisierten konzentrierten Parametern für die bewegliche Masse und die Steifigkeit des Systems lässt sich das dynamische Systemverhalten betrachten und der Entwurf durch eine Systemsimulation auf Plausibilität prüfen.

3.2.4 Verifizierung der Ergebnisse in *Matlab-Simulink*

Neben der dynamischen Simulation des mechanischen Strukturverhaltens, d. h. des Schwingverhaltens im Frequenzbereich, muss das dynamische Systemverhalten und das Zusammenspiel Aktor-Pumpe im Zeitbereich untersucht werden, um einen Funktionsnachweis der Entwürfe geben zu können. Zur Modellierung technischer Systeme eignet sich im Besonderen die Software *Matlab-Simulink*. Sie stellt eine Reihe von kontinuierlichen und diskreten Funktionsblöcken zur Verfügung, die über mathematische Funktionen, wie Integral oder Ableitung, das Systemverhalten mittels Differentialgleichungen beschreiben können. Das vollständige System eines DC/DC-Wandlers nach dem *bistabilen Funktionsprinzip* wird in Abbildung A.4.1 (siehe Anhang A.4) vorgestellt. Es bildet das elektrische Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.6 nach. Im Zentrum steht das Mikrosystem bestehend aus Pumpe und Aktor, dass durch die Bewegungsdifferentialgleichung (2.10) beschrieben werden kann. Aus der vorzeichenrichtigen Überlagerung aller wirkenden inneren und äußeren Kräfte geteilt durch die Systemmasse ergibt sich die Beschleunigung

$$\ddot{x}(t) = \frac{1}{m} \cdot [F_p(x, t) + F_a(x, t) - F_b(\dot{x}, t) - F_k(x, t) - F_{kt}(x, t)] \quad (3.29)$$

des FMD-Systems. Durch einen Integrator-Block wird daraus die Geschwindigkeit $\dot{x}(t)$ und die Auslenkung $x(t)$ der Masse bestimmt. Daraus kann man die inneren Kräfte in Form der geschwindigkeitsproportionalen Dämpfungskraft F_b und der wegproportionalen Federkraft F_k ableiten und zur Bildung des Kräftegleichgewichts zurückführen. Als äußere Kräfte werden die weg- und spannungsproportionalen elektrostatischen Kräfte von Pumpe F_p und Aktor F_a vorzeichenrichtig zurückgeführt. Dabei ist die Wirkrichtung des Aktors in Abhängigkeit des Funktionsprinzips zu berücksichtigen. Als weitere wegbezogene Kraftkomponente wird die Kontaktkraft F_{kt} berücksichtigt. Sie wird bei Erreichen der mechanischen Anschläge für positive und negative Auslenkungen eingekoppelt und durch einen wegabhängigen Steifigkeitsterm und einen geschwindigkeitsabhängigen Dämpfungsterm charakterisiert, wodurch das Prellen der Kontakte berücksichtigt werden kann. Aus der Auslenkung wird schließlich anhand der vorgegebenen Plattengeometrie die Pumpkapazität berechnet.

Das Abbilden des realen Diodenverhaltens ist in *Matlab-Simulink* nicht ohne weiteres möglich. Hier bieten sich Netzwerksimulatoren wie *LTSpice* an. Für eine erste Betrachtung des Systemverhaltens kann jedoch der Strom durch eine ideale Diode durch das Bibliothekselement *Dead-Zone* simuliert werden. Am Eingang des Blocks liegt eine Spannung, die am Ausgang linear wieder ausgegeben wird, wenn sie größer bzw. kleiner als die zu wählenden Schwellwerte, d. h. die Schwellspannung U_s und die Durchbruchspannung U_{BR} , der Diode ist. Im Bereich dazwischen, der *Dead-Zone*, wird Null ausgegeben, sodass die Diode sperrt. Der Diodenstrom kann als Quotient aus der Spannung über der Diode und den als idealisiert linear betrachteten Widerstand R_s erhalten werden. Durch einen Offset lässt sich der

Sperrestrom der Diode berücksichtigen. Er wurde aber für den Funktionsnachweis zunächst vernachlässigt. Eine Integration des Stroms liefert schließlich die Gesamtladung, die von der Spannungsquelle bereitgestellt wird. Da im Modell die parasitäre Kapazität C_{par} parallel zur Pumpkapazität $C_p(x)$ mitberücksichtigt werden soll, muss die Pumpladung Q_p durch einen Ladungsteiler

$$Q_p = \frac{(Q_p + Q_{\text{par}})}{Q_{\text{ges}}} \cdot \frac{C_p(x)}{C_p(x) + C_{\text{par}}} \quad (3.30)$$

aus der Gesamtladung Q_{ges} berechnet werden. Aus dem Quotienten der Gesamtladung und der Summe der parallelen Kapazitäten $C_p(x) + C_{\text{par}}$ ergibt sich die Pumpspannung U_p . Die Differenz aus Eingangsspannung U_E und Pumpspannung fällt über der ersten Diode ab. Über der zweiten Diode fällt dagegen die Differenz aus Pumpspannung und der Ausgangsspannung U_A ab. In jedem Pumpschritt geht ein Teil der Gesamtladung über Diode 2 auf den Lastkondensator über und lädt ihn auf. Dieser Teil muss damit von der Gesamtladung über $C_p(x) + C_{\text{par}}$ abgezogen werden. Außerdem wird der Lastkondensator kontinuierlich über den Lastwiderstand R_L entladen. Damit setzt sich die ausgangsseitige Ladung Q_L als Summe aus der Ladung auf dem Lastkondensator Q_C und der Verlustladung über dem Widerstand Q_R zusammen.

Die Simulationsergebnisse für die Entwürfe des *bistabilen Funktionsprinzips* können dem Anhang A.4 entnommen werden. In Abbildung 3.28 wird ein Ausschnitt aus der Simulation der *aktiven Kapazitätserhöhung* vorgestellt. Die Ansteuerung des Aktors erfolgt durch eine externe Rechteckfunktion mit dem Tastverhältnis 1:1 und der Pulsbreite von t_{AktOn} , die dem Inversen der doppelten Resonanzfrequenz des mechanischen Systems entspricht.

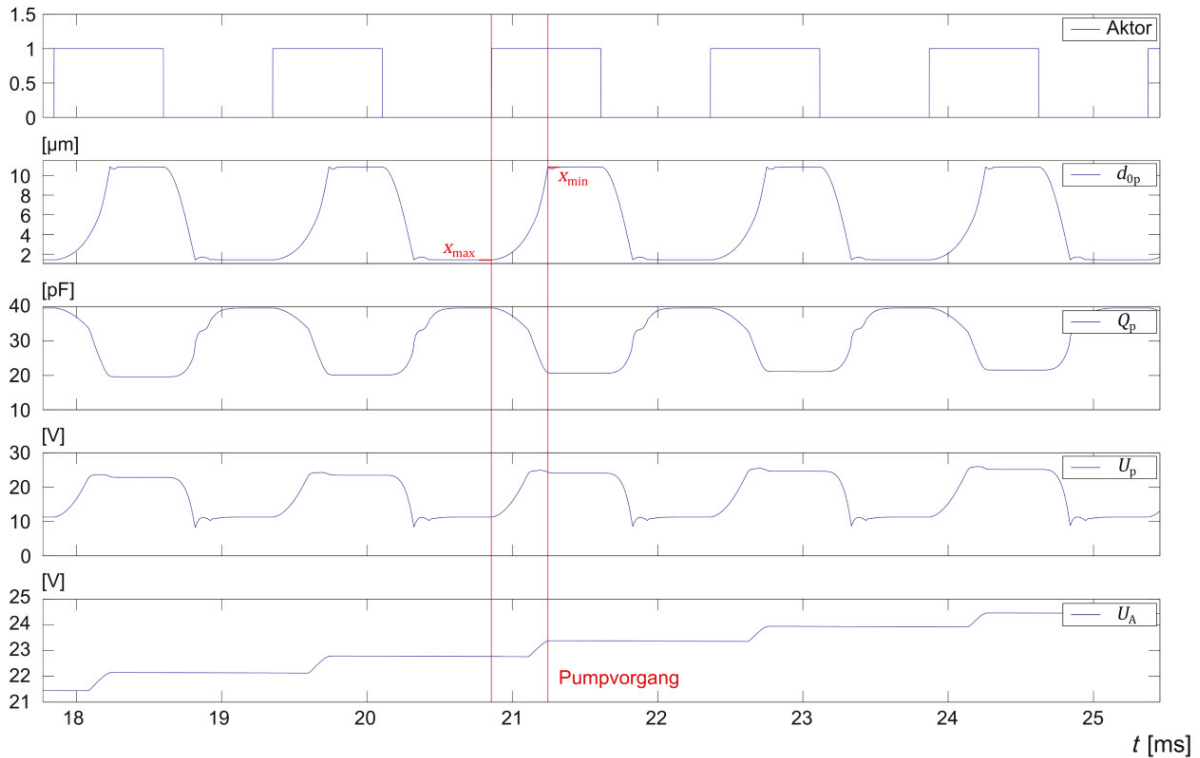


Abbildung 3.28: Simulationsergebnis der *aktiven Kapazitätssenkung*, Teilausschnitt aus Abbildung A.4.2 vergrößert ($t_{\text{AktOn}} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)

Die Pumpelektrode bewegt sich zwischen den Abständen der mechanischen Anschläge x_{max} und x_{min} . Der Abstand zur Gegenelektrode entspricht dabei dem kleineren Elektrodenabstand d_{0p} der Pumpe. Bei

Kontakt mit dem Stopper kann ein leichtes Prellen, hervorgerufen durch die Kontaktparameter, beobachtet werden. Die Verringerung des Elektrodenabstandes auf den Restabstand $d_{\min} = 1,42 \mu\text{m}$ erfolgt passiv durch das Aufladen der Pumpe auf die Eingangsspannung U_E (*Pull-In*). Die Pumpladung Q_p steigt zunächst an. Durch Diode 1 stehen für das Laden allerdings nur 11,3 V zur Verfügung, sodass die Ladung auf der Pumpelektrode im Vergleich zur rein analytischen Auslegung mit 12 V etwas geringer ausfällt. Der Pumpschritt erfolgt durch das Zuschalten des Aktors bei geladener Pumpkapazität. Der Aktor zieht die Pumpelektrode gegen den zweiten Anschlag, sodass sich der Elektrodenabstand vergrößert. Dadurch steigt die Pumpspannung U_p an. Anders als in der analytischen Auslegung betrachtet, ist die Pumpladung aber nicht während des gesamten Pumpschrittes konstant, weil bereits ab einer Spannungsdifferenz von 0,7 V Diode 2 leitfähig wird und damit Ladungsträger von der Pumpkapazität auf die Last fließen. Dieser Effekt wird schwächer, umso geringer die Differenz zwischen Pump- und Ausgangsspannung wird, wodurch die maximale Pumpspannung kontinuierlich ansteigt. Nach ca. 50 Pumpzyklen und einer Zeit von 75 ms wird die nahezu konstante Ausgangsspannung von ca. 31,5 V erreicht. Vergleicht man dieses Ergebnis mit der mathematischen Auslegung des Systems mit einem berechneten Verstärkungsfaktor von 2,95 und der tatsächlichen Eingangsspannung von 11,3 V, erhält man als Ausgangsspannung $U_A = 33,3 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 32,6 \text{ V}$. Der simulierte Wert liegt aufgrund der kontinuierlichen Entladung von C_L über den Lastwiderstand etwas niedriger.

Werden die Ergebnisse der *aktiven Kapazitätserhöhung* betrachtet, ergibt sich eine Besonderheit im dynamischen Verhalten. Hier wird die in der Feder gespeicherte potentielle Energie genutzt, um die Kapazitätssenkung zu erreichen. Dies führt bei einer Aktoransteuerung auf Resonanzfrequenz des mechanischen Systems zu einem deutlichen Überspringen der Pumpelektrode bezüglich deren Ruhelage (siehe Abbildung A.4.4). Durch das Überspringen wird die Ladezeit der Pumpelektrode verkürzt, sodass in den ersten Pumpschritten die Kraft von Aktor und Pumpe noch nicht ausreicht, um den mechanischen Anschlag zu erreichen. Erst nach ca. 20 ms ist die Kombination aus Aktor und Pumpe stark genug, das System gegen den Anschlag zu ziehen. Nach ca. 50 Pumpschritten und 50 ms wird damit eine Ausgangsspannung von 36 V erreicht. Der sich daraus ergebende Verstärkungsfaktor von 3,19 ist durch das Überspringen deutlich höher als in der mathematischen Vorauslegung, in der dynamische Vorgänge nicht betrachtet wurden. Durch eine Verringerung der Ansteuerfrequenz des Aktors und Erhöhung der Systemdämpfung kann der eingeschwungene Zustand untersucht werden (siehe Abbildung A.4.5). Das Überspringen wird über die akkumulierten Pumpschritte geringer, da die Pumpladung kontinuierlich steigt und die Pumpe somit mehr Kraft der Feder entgegenbringt. Aufgrund des Ladungstransfers zwischen Pumpe und Last verringert sich die Kraftwirkung der Pumpe. Deshalb kann die Feder den Elektrodenabstand weiter vergrößern als in der mathematischen Auslegung für $Q_p = \text{konst.}$ angenommen, wodurch sich ein größerer Verstärkungsfaktor einstellt. Mit der Vergrößerung der Aktorschaltzeit wird die Entladung über R_L zwischen den Pumpschritten sichtbar. Aufgrund des kontinuierlichen Entladens des Lastkondensators muss mehr Ladung ausgangsseitig zur Verfügung gestellt werden, was sich in einer größeren Differenz der Pumpladung vor und nach dem Pumpschritt widerspiegelt und dafür sorgt, dass die Ausgangsspannung auf 33,2 V abfällt.

3.3 Das resonante Funktionsprinzip

Die Umsetzung des *resonanten Funktionsprinzips* erfolgt, im Gegensatz zum *bistabilen Funktionsprinzip*, ohne gesonderten elektrostatischen Aktor, der einen Großteil des Flächenbedarfs einnimmt (siehe Abschnitt 3.2.3). Dies hat den Vorteil, dass die gesamte Waferfläche für die Pumpelektrode zur Verfügung steht. Die ersten Grobentwürfe sind darauf ausgelegt, die verschiedenen Funktionsprinzipien hinsichtlich ihrer Effektivität zu vergleichen. Darum soll in diesem Kapitel die erzielbare Spannungsverstärkung für die in Kapitel 3.2 festgelegte Größe der Pumpkapazität bzw. Gesamtchipfläche im Allgemeinen ermittelt werden.

3.3.1 Analytische Auslegung des resonanten Betriebs

Die mathematische Auslegung des *resonanten Funktionsprinzips* gestaltet sich gegenüber dem *bistabilen* Verfahren als weniger komplex und beschränkt sich auf die Dimensionierung der Pumpelektroden. Zusätzlich spielt jedoch die mechanische Güte und damit die Dämpfung des Systems eine wichtige Rolle, da sie direkten Einfluss auf die mechanische Auslenkung in Resonanz und damit den Verstärkungsfaktor nimmt. Die Pumpkapazität wird aufgrund der linearen Kraft-Wegbeziehung flächenvariierend ausgelegt. Damit ist es möglich, das Layout für die nicht abgestufte, flächenvariierende Aktorzelle aus den *bistabilen* Entwürfen für die Pumpe zu übernehmen, um eine vergleichbare Größe des DC/DC-Wandlers zu erhalten. Die Vorgabeparameter wurden bereits in Tabelle 3.2 eingeführt. Als maximale Schwingungsamplitude in Resonanz werden $6\text{ }\mu\text{m}$ festgelegt. Die Anzahl an Pumpelektroden wird aus dem Aktorlayout der *aktiven Kapazitätssenkung* (siehe Abschnitt 3.2.1 und Abbildung A.2.1) mit 12 Pumpsektionen zu je 379 flächenvariierenden Elektroden entnommen.

Die Zielparameter des resonanten Entwurfs sind:

- die maximale Pumpkapazität $Cp_{\max}$,
- die Überlappungslänge der Elektroden in Ruhelage l_{ovp} zur Erreichung von $Cp_{\min} = 1\text{ pF}$,
- die effektive Spannungsverstärkung M_{eff} ,
- die mechanische Federsteifigkeit k_{mech} zur Erreichung der Resonanzamplitude $x_{\max} = 6\text{ }\mu\text{m}$,
- die fluidische Dämpfung b
- und die mechanische Güte Q_{mech} .

Zunächst erfolgt die Auslegung der Pumpzellengeometrie. Die Überlappungslänge der Elektroden in Ruhelage kann durch Gleichsetzen der flächenvariierenden Kapazitätsfunktion (2.79) mit dem Vorgabewert von $Cp_{\min} = 1\text{ pF}$ und Umstellen zu

$$l_{\text{ovp}} = \frac{Cp_{\min} d_{0p}}{2n_p \epsilon h} - x_{\min} \quad (3.31)$$

ermittelt werden. Dabei wird vereinfacht zunächst die minimale negative Auslenkung mit der maximalen positiven Auslenkung betragsmäßig gleichgesetzt ($x_{\min} = -x_{\max}$). Wie bereits am Anfang von Kapitel 3 beschrieben, wird die Rückschwingung in negative Richtung durch die dem System entzogene Energie im Pumpschritt etwas verringert, wodurch $Cp_{\min} > 1\text{ pF}$ sicher eingehalten wird. Nach Gleichung (3.31) stellt sich ein l_{ovp} von $6,55\text{ }\mu\text{m}$ ein. Die maximale Pumpkapazität ergibt sich bei der maximalen Auslenkung von $6\text{ }\mu\text{m}$ zu $22,95\text{ pF}$, was einen effektiven Verstärkungsfaktor von $M_{\text{eff}} = 15,6$ zur Folge hat. Dieser ist aufgrund der großen Pumpkapazität und der, durch die resonante Schwingung,

hohen Amplitude wesentlich größer im Vergleich zum *bistabilen Prinzip*. Der ermittelte Wert wird sich real durch dissipative Effekte während des Pumpvorganges aufgrund $x_{\min} > -x_{\max}$ verringern.

Die Resonanzamplitude

$$\hat{x}_{\text{res}} = \frac{\hat{F}}{b} \cdot \sqrt{\frac{m}{k_{\text{mech}}}} = \frac{\hat{F} Q_{\text{mech}}}{k_{\text{mech}}} \quad (3.32)$$

ergibt sich durch Multiplikation der statischen Auslenkung mit der mechanischen Güte aus Gleichung (2.33). Dabei wird, wie in Abschnitt 2.3.2 eingeführt, von einer harmonischen, d. h. sinus- bzw. kosinusförmigen, Erregerkraft mit der Amplitude $\hat{F}$ ausgegangen. Die mechanische Federsteifigkeit zur Erreichung der festgelegten maximalen Schwingungsamplitude $\hat{x}_{\text{res}} = x_{\max}$ folgt aus Gleichung (3.32) zu

$$k_{\text{mech}} = \frac{F_p^2}{b_{\text{ges}}^2} \cdot \frac{m}{x_{\max}^2}. \quad (3.33)$$

Die Dämpfungskonstante b_{ges} entspricht der Gesamtdämpfung der beweglichen Pumpelektroden. Die elektrostatische Kraft der Pumpe F_p ist bei Flächenvariation über den gesamten Auslenkungsbereich konstant. Die resultierende Signalform der Erregerkraft ist abhängig von der Art des Spannungssignals. Eine sinusförmige Spannung wird durch die elektrostatische Kraftfunktion (2.81) quadriert. Zur Betrachtung der Signalform der Kraftfunktion kann das Additionstheorem

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t) \quad (3.34)$$

verwendet werden. Die negativen Halbwellen des Sinus' werden positiv und es entsteht ein Cosinus mit der doppelten Frequenz des Spannungssignals. Durch die langsame Verringerung der elektrostatischen Kraft aufgrund der Cosinusfunktion wird außerdem das Rückschwingen gebremst. Dies ist bei der Ansteuerung zu beachten. Eine effizientere Anregung bietet die Rechteckspannung. Der Faktor $2/\pi$ muss in Gleichung (3.33) ergänzt werden, sodass sich die mechanische Steifigkeit bei rechteckförmiger Krafterregung zu

$$k_{\text{mech}} = \frac{F_p^2}{b_{\text{ges}}^2} \cdot \frac{m}{x_{\max}^2} \cdot \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \quad (3.35)$$

berechnet, da in Gleichung (3.33) von einer harmonischen Erregung ausgegangen wurde. Er entspricht dem Gleichrichtwert des Sinus' und ergibt sich aus der vereinfachten Form des Fourierpolynoms für die Grundschwingung einer ungeraden Funktion ($a_k = 0$, $b_1 = 2/\pi$) [71]. Die seismische Masse kann aus dem Layout entnommen und die Federbänder mit $1/3$ ihrer Gesamtmasse berücksichtigt werden (siehe Abschnitt 2.3.2).

Wie bereits in Abschnitt 2.3.2 aufgezeigt, ist die fluidische Dämpfung in schmalen Spalten bei unter Normaldruck betriebenen Mikrosystemen die dominierende Dämpfungsform. Die Dämpfungskonstante b_{ges} des Systems resultiert im Wesentlichen aus der Überlagerung aller *Squeeze*- und *Slide-Film*-Effekte der Struktur. Die in Abschnitt 2.3.2 eingeführten Beziehungen betrachten dabei eine linearisierte Dämpfungskonstante, die nur bei kleinen Auslenkungen angenommen werden kann. Die vorgestellten Ergebnisse können damit nur eine Überschlagslösung für das resonante System angeben. In einem ersten Grobentwurf wurde dabei der *Squeeze*-Effekt auf die flächenvariierenden Pumpelektroden in erster

Abschätzung vernachlässigt. Einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Gesamtdämpfung hat auch die Quetschung der Luft in den Federbändern und zwischen den feststehenden und beweglichen Elektrodenarmen, sowie die Grenzströmung an der Ober- und Unterseite der beweglichen Struktur.

Berechnet wird zuerst die dominante Dämpfung, hervorgerufen durch die Pumpelektroden. Nach der *Slide-Film*-Theorie gilt Gleichung (2.59) für enge Abstände. Dazu wird zunächst die Funktion der Überdeckungsfläche der Pumpelektroden in Abhängigkeit der Verschiebung x

$$A_{\text{slp}}(x) = 2h \cdot (l_{\text{ovp}} + x) \quad (3.36)$$

aufgestellt und aus den Extremwerten der Verschiebung (x_{min} , x_{max}) die mittlere Überdeckungsfläche

$$A_{\text{mp}} = \frac{A_{\text{slp}}(x_{\text{min}}) + A_{\text{slp}}(x_{\text{max}})}{2} = 2hl_{\text{ovp}} \quad (3.37)$$

gebildet, wobei näherungsweise $x_{\text{min}} = -x_{\text{max}}$ angenommen werden kann. Der geometrische Elektrodenabstand d_{op} ist aufgrund der geringen Plattenabmessungen, wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben, nach Gleichung (2.73) mit

$$d_{\text{psl}} = \frac{d_{\text{op}}}{1 + 8,5 \frac{d_{\text{op}}}{l_{\text{ovp}}}} = 570,7 \text{ nm} \quad (3.38)$$

durch die Elektrodenüberlappung l_{ovp} zu modifizieren. Nach Gleichung (2.59) ergibt sich eine mittlere Dämpfungskonstante für eine Pumpelektrodenzelle von

$$b_{\text{slp}} = \frac{\eta_{\text{eff}}}{d_{\text{psl}}} \cdot 2hl_{\text{ovp}} = 17,02 \text{ nkg} \cdot \text{s}^{-1}, \quad (3.39)$$

was bei $n_p = 4548$ Pumpelektroden zu einer Gesamtdämpfungskonstante von $77,4 \text{ } \mu\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$ führt. Dabei ist η_{eff} für den *Slide-Film*-Effekt nach Gleichung (2.60) einzusetzen. Als Fluid wird Luft mit den in Tabelle 3.7 vorgestellten Eigenschaften verwendet.

Tabelle 3.7: Eigenschaften von Luft bei Raumtemperatur

Parameter	Wert
dynamische Viskosität η	18,31 $\mu\text{Pa} \cdot \text{s}$
mittlere freie Weglänge λ	67 nm
Dichte ρ	1,204 $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$
Referenzdruck p_0	101325 Pa
Normaldruck p	101325 Pa

Die Quetschströmung der Luft aus den Federspalten und zwischen den Elektrodenarmen kann durch den *Squeeze-Film*-Effekt beschrieben werden. Die nichtlineare Auslenkungsabhängigkeit der *Squeeze-Film*-Dämpfung erschwert die Berechnung der Dämpfungskonstante für große Plattenauslenkungen. Mit Gleichung (2.64) und (2.70) kann die lineare Dämpfungskonstante einer Quetschströmung mit rechteckförmiger Plattengeometrie für kleine Auslenkungen berechnet werden. Beide Gleichungen liefern annähernd identische Ergebnisse, da die Frequenzabhängigkeit in Gleichung (2.64) bei

Schwingungsfrequenzen ω_0 im kHz-Bereich mit $\omega_0 \ll \omega_c$ entfällt. So wird beispielhaft die Dämpfung in den Elektrodengebieten über

$$b_{\text{sge}} = \frac{n_e \eta_{\text{eff}} b^3 l}{d_e^3} \left(1 - \frac{0,63b}{l} + \frac{0,052b^5}{l^5} \right) = 20 \mu\text{kg}\cdot\text{s}^{-1} \quad (3.40)$$

abgeschätzt, wobei l der Länge der beweglichen Bereiche mit ca. 1100 μm , b der Strukturhöhe h mit 50 μm , d_e dem Abstand zwischen beweglicher und feststehender Struktur mit 15 μm und $n_e = 48$ der Anzahl der dämpfenden Bereiche entsprechen. Die dynamische effektive Viskosität η_{eff} wird nach Gleichung (2.63) für *Squeeze-Film*-Dämpfung bei einem Plattenabstand von 15 μm mit 17,98 $\mu\text{Pa}\cdot\text{s}$ berücksichtigt.

In gleicher Weise erfolgt die Berechnung der Federbänder mit drei dämpfenden Spalten je Bügelfeder und insgesamt 18 Federn. Die Länge für den *Squeeze-Film*-Effekt ist hier geringer als die tatsächliche geometrische Länge eines Federbandes, da sich aufgrund der Federbiegung und des Bügels der Spalt im Bereich des Bügels nicht bzw. kaum ändert und somit nicht zur Dämpfung beiträgt. Eine Anpassung der Plattenbreite, die der Strukturhöhe entspricht, zur Berücksichtigung von Randeffekten der geringeren Plattengeometrie ist durch die Modifikation nach Gleichung (2.74) möglich und liefert bei dem vorgegebenen Federbandabstand von $d_f = 7 \mu\text{m}$ den Wert

$$b = h + 1,3 \left(1 + 3,3 \frac{\lambda}{d_f} \right) d_f = 59,39 \mu\text{m}. \quad (3.41)$$

Der Einfluss der Grenzschichtströmung an der Ober- und Unterseite des aktiven Wafers kann durch Gleichung (2.61) und die Gesamtfläche $A_L = 2355486 \mu\text{m}^2$ der beweglichen Struktur aus dem Layout zu

$$b_{\text{slg}} = \eta A_L \beta \frac{\sinh 2\beta d + \sin 2\beta d}{\cosh 2\beta d - \cos 2\beta d} = 1,9 \mu\text{kg}\cdot\text{s}^{-1} \quad \text{mit} \quad \beta = \sqrt{\frac{2\pi f_0 \rho}{2\eta}} = 4,545 \cdot 10^4 \text{ m}^{-1} \quad (3.42)$$

bestimmt werden. Dabei entspricht $d = 50 \mu\text{m}$ dem Abstand zwischen aktivem Wafer und Substratwafer bzw. Deckel. Die Frequenz f_0 entspricht der Eigenfrequenz des Resonators und ist noch unbekannt. Sie kann aber für alle Dämpfungsberechnungen ohne einen Genauigkeitsverlust mit ca. 10 kHz abgeschätzt werden, da für Mikrosysteme im Allgemeinen die Bedingung $f_0 \ll f_c$ erfüllt ist. Für offene Strukturen ohne Deckel kann ein großer Abstand von beispielsweise 1 mm eingesetzt werden, der zu einer Dämpfungskonstante von ca. 2 $\mu\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$ führt.

Da die Systemdämpfung aufgrund des schwachen *Slide-Film*-Effekts der Pumpelektrode relativ gering ist, wurden zusätzliche *Squeeze-Film*-Dämpferzellen verwendet, um eine moderate mechanische Güte zu erhalten. Die Auslegung der Dämpfer erfolgt als abstandsvariierte Elektrodenkammzellen mit einheitlichem Abstand von $d_d = x_{\text{max}} + 1 \mu\text{m}$, um einen ungewollten Kontakt zu vermeiden. Elektrisch haben die Dämpferzellen keinen Einfluss, da feste und bewegliche Elektrode auf dem gleichen Potential liegen.

Die verwendeten Geometrieparameter der Dämpferzelle sind:

- Dämpferspalt $d_d = 7 \mu\text{m}$,
- Überdeckungslänge $l_0 = 75 \mu\text{m}$ und
- Überdeckungsbreite $b_0 = h = 50 \mu\text{m}$ (Strukturhöhe).

Es erfolgt die Berechnung der linearen Dämpfungskonstante einer Dämpferzelle mit rechteckförmiger Plattengeometrie und zwei identischen Plattenabständen d_d zu beiden Seiten nach Gleichung (2.64) durch Bilden des Quotienten aus Dämpfungskraft und Geschwindigkeit zu

$$b_{sqd} = \frac{64\sigma plb}{\pi^6 d_d 2\pi f_0} \sum_{m,n \in G} \frac{m^2 + n^2 \chi^2}{(mn)^2 \cdot \left[(m^2 + n^2 \chi^2)^2 + \frac{\sigma^2}{\pi^4} \right]} \quad (3.43)$$

$$\text{mit } \sigma = 2\pi f_0 \cdot \frac{12\eta_{\text{eff}} b^2}{p d_d^2} \quad \text{und} \quad \chi = \frac{b}{l}. \quad (3.44)$$

Die effektive dynamische Viskosität η_{eff} für den Dämpferabstand von $d_d = 7 \mu\text{m}$ ist $17,54 \mu\text{Pa}\cdot\text{s}^{-1}$. Eine Anpassung der Plattengeometrie zur Einbeziehung von Randeffekten wird zusätzlich zur Plattenbreite nach Gleichung (3.41) auch für die Länge mit

$$l = l_0 + 1,3 \left(1 + 3,3 \frac{\lambda}{d_d} \right) d_d = 84,39 \mu\text{m} \quad (3.45)$$

berücksichtigt. Mit den getroffenen Modifikationen stellt sich nach Gleichung (3.43) ein b_{sqd} von $1,02 \mu\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$ für die Dämpferkammzelle ein. Durch Vorgabe der gewünschten Gesamtdämpfungskonstante b_{ges} kann die benötigte Anzahl an Dämpferzellen

$$n_d = \left\lceil \frac{b_{\text{ges}} - b_{\text{slp}} - b_{\text{sqf}} - b_{\text{sqe}} - b_{\text{slg}}}{b_{\text{sqd}}} \right\rceil \quad (3.46)$$

aus den Dämpfungstermen der Pumpe b_{slp} , der Federn b_{sqf} , der Elektrodenarme b_{sqe} und der Strukturoberfläche b_{slg} ermittelt werden. Somit lässt sich das dynamische Systemverhalten über die Anzahl der Dämpferzellen einstellen. Für eine festgelegte Systemdämpfung von ca. $200 \mu\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$ werden nach Gleichung (3.46) 48 Dämpferzellen benötigt.

In Tabelle 3.8 sind die analytisch ermittelten Anteile an der Systemdämpfung zusammengefasst und gegenübergestellt. Dabei stellt der *Slide-Film*-Effekt der Pumpelektroden durch die große Elektrodenfläche den dominanten Dämpfungsmechanismus dar. Der *Squeeze-Film*-Effekt der Federbänder und Elektrodenarme ist in einer ähnlichen Größenordnung und daher nicht vernachlässigbar. Dagegen ist die Dämpfung hervorgerufen durch die Grenzschichtströmung an der Oberfläche der beweglichen Struktur bei den offenen Chips und großen Substratabständen sehr gering.

Tabelle 3.8: Zusammenfassung der analytischen Dämpfungsauslegung am resonanten Prinzip

Pumpe (Slide)	Dämpfer (Squeeze)	Federn (Squeeze)	Elektrodenarme (Squeeze)	Strukturoberfläche (Grenzschicht)	Gesamt [kg·s ⁻¹]
$7,74 \cdot 10^{-5}$ (38,8 %)	$4,91 \cdot 10^{-5}$ (24,6 %)	$4,91 \cdot 10^{-5}$ (24,6 %)	$2,00 \cdot 10^{-5}$ (10 %)	$3,9 \cdot 10^{-6}$ (2,0 %)	$2,00 \cdot 10^{-4}$

Das Einsetzen der ermittelten Gesamtdämpfung b_{ges} in Gleichung (3.35) liefert eine Federsteifigkeit von $1062 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$, wodurch sich eine Eigenfrequenz von rund $9,9 \text{ kHz}$ einstellt. Aus der mechanischen Steifigkeit, der Masse und der b_{ges} berechnet sich die mechanische Güte

$$Q_{\text{mech}} = \frac{\sqrt{k_{\text{mech}} \cdot m}}{b_{\text{ges}}} \approx 86 \quad (3.47)$$

des resonanten Systems.

3.3.2 Layoutentwurf und Modalanalyse

Um die Vergleichbarkeit zu den Entwürfen des *bistabilen Funktionsprinzips* zu gewährleisten, wurde zur Realisierung der flächenvariierenden Pumpkapazität das Grundlayout der Aktorzelle bei *aktiver Kapazitätssenkung* aber ohne Abstufung gewählt (siehe Abbildung A.2.1). Dieses benötigt im Vergleich den meisten Platz und dient somit als Obergrenze der verfügbaren Chipfläche. Anstelle der abstandsvariierenden Pumpelektroden werden die Dämpferzellen implementiert und auf das Potential der beweglichen Struktur geschaltet, sodass keine zusätzliche variable Kapazität entsteht, die nicht zur Spannungsverstärkung beiträgt. Aufgrund der erforderlichen hohen ersten Eigenfrequenz können die Federmäander auf eine Reihenschaltung zweier Federbänder reduziert werden. Die mechanischen Anschläge dienen im resonanten Entwurf dem Schutz vor Kurzschlüssen zwischen den Elektroden und kommen im normalen Betrieb nicht in Kontakt.

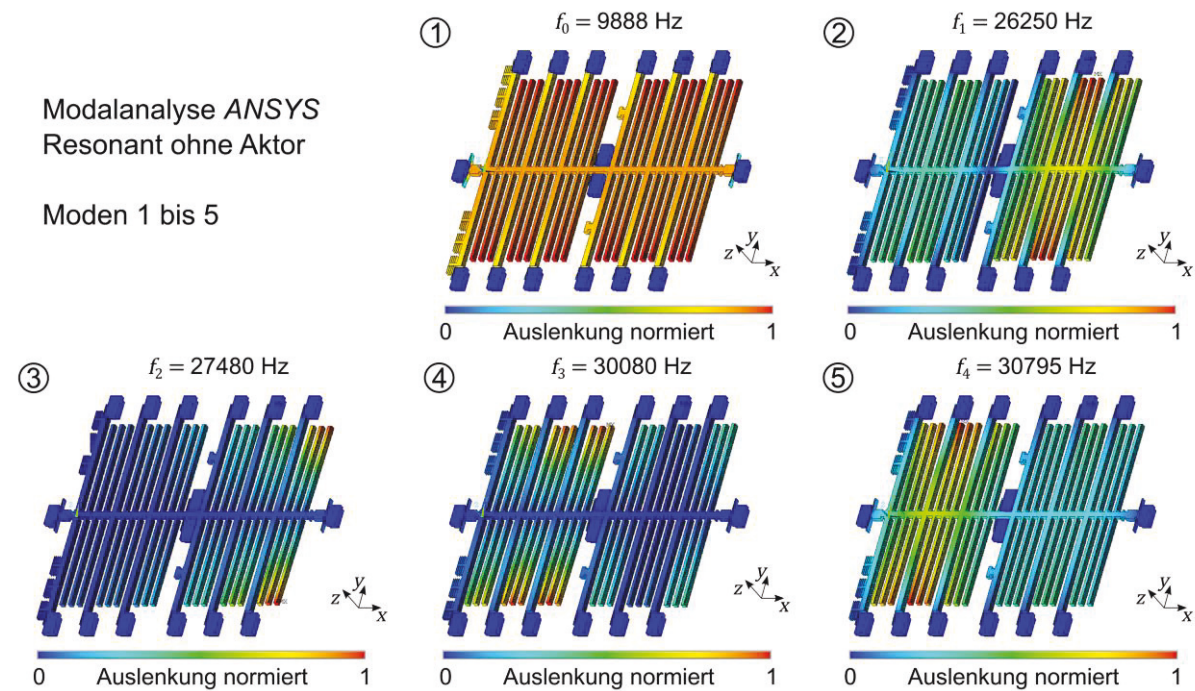


Abbildung 3.29: Ergebnisse der FE-Modalanalyse des *resonanten Funktionsprinzips*

In Abbildung 3.29 werden die Ergebnisse der Modalanalyse des resonanten Entwurfs vorgestellt. Bis auf den Nutzmode f_0 bei ca. $9,9 \text{ kHz}$ sind alle weiteren Eigenschwingformen Out-Of-Plane-Moden der Elektrodenarme, hervorgerufen durch eine Torsion bzw. Biegung der relativ langen mittleren Schubstange. Diese werden durch die Pumpelektroden nicht angeregt und weisen zudem sehr viel höhere Eigenfrequenzen auf, sodass sie für den Betrieb auf f_0 unkritisch sind. Aufgrund der im Vergleich zum *bistabilen Prinzip* hohen ersten Eigenfrequenz und der langen Elektrodenarme führt der bewegliche

Teil der Struktur keine einheitliche Bewegung aus. Die Auslenkung ist an den Elektrodenarmen außen deutlich stärker als an der mittleren Schubstange. Das Layout stellt somit eine gute Ausnutzung der Chipfläche dar, ist aber unter dynamischen Gesichtspunkten, d. h. im Resonanzbetrieb kritisch zu betrachten. Geeignete Maßnahmen zur Reduzierung der Schwingung in den Elektrodenarmen sind eine Erhöhung der Masse der mittleren Schubstange zur Verringerung der Eigenfrequenz des Nutzmodos sowie eine Kürzung der Elektrodenarmlänge. Redesign-Varianten des resonanten Layouts werden in Kapitel 4.1 und 4.2 vorgestellt.

3.3.3 Verifizierung der Ergebnisse in *Matlab-Simulink*

Das bereits erprobte Systemmodell des *bistabilen Funktionsprinzips* nach Abbildung A.4.1 im Anhang kann um eine Lade- und Entladeschaltung ergänzt und der Aktor entfernt werden (siehe Abbildung A.4.7). Der erste Schalter erzeugt die Rechteckspannung und dient zum Laden und Entladen des Pumpkondensators. Er entspricht damit physikalisch den High- und Low-Side-Schaltern aus dem elektrischen Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.8. Der zweite Schalter aktiviert den niederfrequenten Pumpschritt und legt die Pumpschaltung U_p an den Pumpkondensator an. Alle weiteren Schaltungsteile wie Pumpkapazität, Ladungsteiler und die Laststufe bleiben unverändert. In Abbildung A.4.8 und Abbildung A.4.9 aus dem Anhang sind die Ergebnisse der resonanten Simulation in einer Gesamt- und einer Teilausschnittsdarstellung zusammengefasst. Durch das Laden und Entladen der Pumpkapazität wird diese in eine resonante Schwingung versetzt und erreicht nach ca. 4 ms zum ersten Mal den eingeschwungenen Zustand mit einer Schwingungsamplitude von ca. 6 μm . Nach jeweils 5 ms erfolgt ein Pumpvorgang, dargestellt durch das grüne Rechtecksignal. Im Pumpschritt verringern sich die Amplitude der Schwingung und die Pumpladung durch den Ladungstransfer auf die Last. Die Pumpschaltung erfährt eine Erhöhung. Dadurch steigt mit jedem Pumpvorgang die Ausgangsspannung U_A treppenförmig bis auf einen Wert von 65 V an. Zur Bestimmung der Schwingungsamplitude $x_{\min}$ am Ende des Pumpvorganges kann der Energieansatz verwendet werden. Dabei wird die in der Feder gespeicherte potentielle Energie am Anfang des Pumpvorganges bei $x_{\max}$ ebenfalls wieder in potentielle Energie der Feder bei $x_{\min}$, sowie eine Gestaltänderung des elektrischen Feldes umgesetzt. Außerdem wird ein Teil der Energie durch Dämpfung dissipiert, sodass sich das Gleichgewicht

$$E_{\text{pot}}(x_{\max}) = E_{\text{pot}}(x_{\min}) + E_{\text{el}} + E_{\text{D}} \quad (3.48)$$

einstellt. Die potentielle Energie der Feder vor und nach dem Pumpschritt kann mit

$$0 = \frac{k_{\text{mech}}}{2} \cdot (x_{\min}^2 - x_{\max}^2) + E_{\text{el}} + E_{\text{D}} \quad (3.49)$$

zusammengefasst werden. Am Kondensator wird aufgrund des Ladungstransportes die Arbeit W_{el} nach Gleichung (2.77) verrichtet. Der Betrag von W_{el} entspricht der Abnahme der elektrischen Energie des Kondensators. Betrachtet werden muss die Differenz der elektrischen Energie vor und nach dem Pumpvorgang

$$E_{\text{el}} = \frac{(U_E - U_F)^2}{2} \cdot \frac{2n_p \epsilon h}{d_p} \cdot \left[\underbrace{\left(\frac{C_p(x_{\max}) + C_{\text{par}}}{C_p(x_{\min}) + C_{\text{par}}} \right)^2}_{M_{\text{eff}}^2} \cdot (l_{\text{ovp}} + x_{\min}) - (l_{\text{ovp}} + x_{\max}) \right] \quad (3.50)$$

in Abhängigkeit der zu ermittelnden Auslenkung $x_{\min}$. Die Spannung $U_F = 0,7$ V entspricht der Diodenschwellspannung. Der durch die fluidische Dämpfung dissipierte Anteil der Energie über einer Schwingungsperiode kann über die Dämpfungskonstante b_{ges} und die Eigenkreisfrequenz ω_0 mit

$$E_D = \pi b \omega_0 x_{\max}^2 \quad (3.51)$$

angegeben werden. Durch Einsetzen der Ausdrücke aus Gleichung (3.50) und (3.51) in den Energiesatz aus (3.49) kann $x_{\min} = -4,65$ μm als negative Nullstelle der quadratischen Gleichung ermittelt werden. Vergleicht man den analytisch ermittelten Wert mit dem Ergebnis aus der Systemsimulation von $-4,66$ μm , ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung. Durch die geringere Auslenkung sinkt die effektive Spannungsverstärkung auf $M_{\text{eff}} = 5,9$. Daraus ergibt sich eine berechnete Ausgangsspannung von 66,67 V, die in der Simulation aber durch die kontinuierliche Entladung über R_L nicht erreicht wird. Wegen der hohen mechanischen Güte benötigt das System insgesamt ca. 120 ms, bis sich die Ausgangsspannung aufgebaut hat. Allerdings kann man die Periodendauer jedes weiteren Pumpvorganges verkürzen, da das System bereits nach ca. 2,5 ms zur Resonanzamplitude von 6 μm zurückkehrt. Dadurch kann die Einschaltzeit des Wandlers auf ca. 60 ms reduziert werden, sodass er mit den Verfahren des *bistabilen Funktionsprinzips* vergleichbare Einstellzeiten liefert.

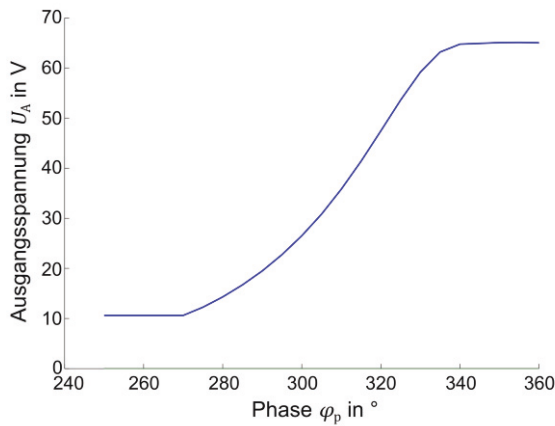


Abbildung 3.30: Ausgangsspannung U_A über der Variation der Phase φ_p des Pumpzyklus zur Schwingungsamplitude

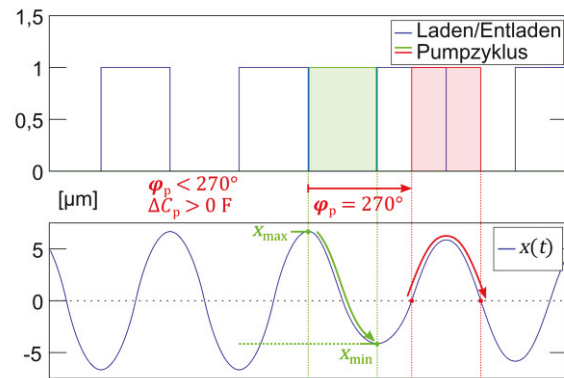


Abbildung 3.31: Schematische Darstellung der Phasenverschiebung des Pumpvorganges zur Anregung

Interessant ist das Verhalten der Ausgangsspannung bei einer zeitlichen Verschiebung des Pumpvorganges bei ansonsten konstant bleibender Anregung (siehe Abbildung 3.31). In einem *Matlab*-Skript wurde dieses Verhalten als Phasenverschiebung φ_p zum Anregerechteck implementiert und die Ausgangsspannung U_A im eingeschwungenen Zustand nach 25 Zyklen für $0^\circ < \varphi_p \leq 360^\circ$ in 5° -Schritten ermittelt. In Abbildung 3.30 werden dabei nur die Simulationsergebnisse von 250° bis 360° dargestellt, da kleinere Verschiebungen zu keiner Spannungsverstärkung führen. Erst ab einer Verschiebung von $\varphi_p > 270^\circ$ wird die Ausgangsspannung verstärkt und erreicht bei 360° ihr Maximum. Die Erklärung hierfür kann an der schematischen Darstellung in Abbildung 3.31 begründet werden. Bei einer positiven Phasenverschiebung des ursprünglichen Pumpvorganges (grün) aus der optimalen Position verschiebt sich der Pumpvorgang weiter nach rechts. Für $\varphi_p = 360^\circ$ erfolgt er lediglich eine Periode später und das Verhalten bleibt unverändert. Erfolgt er dagegen im Bereich $0^\circ < \varphi_p \leq 180^\circ$, ist die Pumpkapazität bereits entladen (d. h. $Q_p = 0$ pC) und der Pumpvorgang wirkungslos. In diesem Bereich ist die effektive Spannungsverstärkung $M_{\text{eff}} = 1$. Auch im folgenden Intervall von $180^\circ < \varphi_p \leq 270^\circ$ erfolgt keine Spannungsverstärkung, weil die Pumpkapazitätsänderung ΔC_p über dem Pumpvorgang positiv ist. Es kommt zur Kapazitätserhöhung statt zur erforderlichen Kapazitätssenkung bei konstanter Ladung. Erst ab

$\varphi_p = 270^\circ$ liegt der Pumpvorgang in den Wendepunkten der Schwingung, wie in Abbildung 3.31 rot dargestellt. Die Kapazitätsänderung wird negativ und steigt kontinuierlich an, bis der Pumpvorgang bei $\varphi_p = 360^\circ$ sich wieder in der optimalen Ausgangslage befindet. Dieser Sachverhalt kann bei der Implementierung der Ansteuerlogik genutzt werden, um die Ausgangsspannung zwischen U_E und $U_E \cdot M_{\text{eff}}$ zu variieren.

3.4 Bewertung der Varianten

In Tabelle 3.9 werden alle Entwürfe bezüglich ihrer Kernparameter verglichen. Die Verfahren unterscheiden sich hauptsächlich durch ihre Betriebsart. Werden bei *aktiver Kapazitätssenkung* bzw. *aktiver Kapazitätserhöhung* ein Aktor und definierte mechanische Anschläge benötigt, um die Spannungsverstärkung zu realisieren, kann beim resonanten Verfahren auf beides verzichtet werden. Die Auslegung des *resonanten Prinzips* ist daher unkompliziert und flexibel.

Tabelle 3.9: Vergleich der DC/DC-Wandler-Entwürfe nach dem *bistabilen* und *resonanten Funktionsprinzip*

	Aktive Senkung	Aktive Erhöhung	Resonant
Dimensionierung	eingeschränkt durch Aktorgröße, Widersprüche		einfache Auslegung, hohe mech. Güte
Anschläge	ja	ja	nein
Gesonderter Aktor	ja	ja	nein
Schaltvorgang	automatisch über Dioden	automatisch über Dioden	elektronisch gesteuert
Spannungsverstärkung M_{eff}	2,8	3,2	1 – 5,9
Ausgangsspannung U_A	31,5 V	36 V	11,3 – 65 V
Pumpladung Q_p	39,6 pC	37,7 pC	259,4 pC
Federsteifigkeit k_{mech}	20 N·m ⁻¹ (weich)	37,6 N·m ⁻¹ (weich)	1062 N·m ⁻¹ (robust)
Gesamtmasse m	285,2 µg	217 µg	275,2 µg
Eigenfrequenz f_0	1,3 kHz	2,1 kHz	9,9 kHz
Mechanische Güte Q_{mech}	5	6	85,7
Flächenbedarf Layout	3,6 × 3,2 mm ²	3,5 × 3,2 mm ²	3,1 × 3,2 mm ²
Lastwiderstand R_L	50 GΩ	50 GΩ	100 GΩ
Einstellzeit zur Erreichung von U_A bei $C_L = 20$ pF	75 ms	50 ms	60 ms
Anzahl Pumpelektroden n_p	140, abstandsvariiert	140, abstandsvariiert	4548, flächenvariiert
Anzahl Aktorelektroden n_a	4541, flächenvariiert	3256, flächenvariiert	0

Vorteilhaft für das *bistabile Prinzip* ist, dass der Aktor in einem festen Rhythmus angesteuert werden kann und der Ladungstransport während des Pumpvorganges über die Dioden automatisiert wird. Dies vereinfacht die elektronische Ansteuerung stark. Im *resonanten Betrieb* ist dagegen die Ansteuerung der Schalter zu beachten. Sie kann zum Beispiel durch einen FPGA (*Field Programmable Gate Array*) bzw. einen µController implementiert werden, erfordert dadurch aber einen größeren Schaltungsaufwand. Im *bistabilen Prinzip* ist die Aktorgröße für die Ausgangsspannung limitierend, im *resonanten Prinzip* steht dagegen die gesamte Fläche für die Pumpkapazität zur Verfügung. Dadurch und durch die großen Auslenkungen im Resonanzbetrieb können trotz kleinerer Chipfläche größere Verstärkungsfaktoren erreicht

werden. Ein weiterer Vorteil des *resonanten Prinzips* besteht in der frei einstellbaren Spannungsverstärkung durch die zeitliche Verschiebung des Pumpvorganges, wie in Abschnitt 3.3.3 beschrieben. Durch die definierten mechanischen Anschläge ist man dagegen im *bistabilen Betrieb* auf eine diskrete Verstärkung festgelegt, die zudem aufgrund von Fertigungstoleranzen in der Maske bzw. beim Ätzen von Wandler zu Wandler variieren kann. Dieser Effekt ist wegen der Abstandsvariation der Pumpe bei kleinen Elektrodenabständen besonders stark. Ein weiterer Nachteil entsteht durch die widersprüchlichen Dimensionierungsziele. Eine große Pumpelektrode hat einen größeren Aktor zur Folge. Die große, vergleichsweise schwere Struktur muss aber an weichen Federbändern befestigt werden, was sie besonders störanfällig z. B. gegen extern eingeprägte Beschleunigungen macht. Hier liegen die Vorteile des *resonanten Prinzips* in einem deutlich robusteren Entwurf mit steiferen Federn. Die große mechanische Güte erhöht aber auch die Einschwingzeit des Systems. Durch die zeitlichen Abstände zwischen den Pumpzyklen wird ein größerer Lastwiderstand von ca. $100\text{ G}\Omega$ erforderlich. Betrachtet man kapazitive Mikrosysteme als Last, zu denen auch die AE-Sensoren gerechnet werden können, entsteht R_L durch die Isolation zwischen aktivem und Substratwafer. Damit hängt der erreichbare Lastwiderstand von den in der Fertigung verwendeten Isolationsschichten und Schichtabscheideverfahren ab (siehe Abschnitt 2.3.1).

Zusammenfassend ergeben sich folgende Vorteile, die eine Umsetzung des *resonanten Funktionsprinzips* begünstigen:

- ein unkomplizierter und robuster MEMS-Resonatorentwurf mit steifen Federn,
- ein kompaktes und effizientes Design, da auf einen separaten Aktor verzichtet werden kann, steht die gesamte Chipfläche der Pumpe zur Verfügung,
- keine festen mechanischen Anschläge und
- die Spannungsverstärkung ist über die Phasenlage des Pumpvorganges bzw. die Erregerfrequenz einstellbar.

Aufgrund der genannten Vorteile des *resonanten Funktionsprinzips*, soll dieses im folgenden Kapitel einer praktischen Umsetzung unterzogen werden.

4 Designstudie und Umsetzung des resonanten Funktionsprinzips

In Kapitel 3 erfolgte die systematische Untersuchung der wichtigsten mikromechanischen DC/DC-Wandler-Auslegungen. Die vielversprechendsten Kombinationen jedes Prinzips wurden in erste Vorwürfe überführt. Dabei hat sich das *resonante Funktionsprinzip* als anspruchsvoll, aber auch besonders aussichtsreich herauskristallisiert. In diesem Kapitel erfolgt eine Überarbeitung der resonanten Entwürfe auf Grundlage der Vorarbeiten aus Abschnitt 3.3 und schließlich die Überführung in einen Funktionsdemonstrator zusammen mit der erforderlichen Ansteuer- und Auswerteelektronik. Kapitel 4.1 und 4.2 beinhalten die analytische Auslegung, das Layout, die Simulation und die messtechnische Charakterisierung der Resonatoren aus zwei konsekutiven Wafer Runs, deren Prozessierung in Abschnitt 2.3.1 beschrieben wurde. In Kapitel 4.1 wird ein *SPICE*-Simulationsmodell auf Systemebene unter Berücksichtigung eines realistischen Verhaltens der elektronischen Bauelemente vorgestellt. Die Entwicklung der Ansteuer- und Auswerteelektronik wird in Kapitel 4.3 thematisiert. Abschließend erfolgen in Kapitel 4.4 eine Vorstellung der Demonstratoren und eine messtechnische Charakterisierung des Gesamtsystems zur Erbringung des Funktionsnachweises.

4.1 Vorstellung der überarbeiteten Entwürfe nach Redesign Run 1

Zunächst wurden eine Überarbeitung und Neudimensionierung der resonanten Layouts aus den theoretischen Vorüberlegungen durchgeführt. Die in Wafer Run 1 am ZfM gefertigten Strukturen wurden anschließend messtechnisch charakterisiert und mit den Entwurfsparametern abgeglichen. Aufgrund der großen Resonanzamplituden ist eine genauere Betrachtung der viskosen Dämpfung in den Kammelektroden durch eine FE-Simulation in *ANSYS-CFX* notwendig. Abschließend wird ein erweitertes Systemmodell in *SPICE* vorgestellt, das eine gute Kopplung der mechanischen und elektrischen Schnittstellen ermöglicht und im Kontrast zum idealisierten *Matlab-Simulink*-Modell ein realistischeres Schalter- und Diodenverhalten abbildet.

4.1.1 Analytische Auslegung und Layout

Der in Kapitel 3.3 vorgestellte resonante Entwurf diente in erster Linie einer besseren Vergleichbarkeit zu den bistabilen Entwürfen. Da die Pumpkapazität den separaten Aktor aus dem *bistabilen Funktionsprinzip* ersetzen sollte um die gleiche Chipfläche zu erhalten, ist das bisherige resonante Layout sehr groß und somit nicht für den Resonanzbetrieb geeignet (siehe Abschnitt 3.3.2). Die sehr langen und dadurch schweren Elektrodenarme können im dynamischen Betrieb zu Kurzschlüssen führen. Der bestehende Entwurf muss für eine praktische Umsetzung aus den genannten Gründen robuster gestaltet werden.

Prinzipiell richtet sich die analytische Auslegung an das Vorgehen, wie es in Abschnitt 3.3.1 bereits vorgestellt wurde. Darüber hinaus soll im Entwurf auch die fertigungsbedingte Unterätzung der Maske mit ca. $0,15\text{ }\mu\text{m}$ berücksichtigt werden (siehe Abschnitt 2.3.1). Diese beeinflusst über den Kammelektrodenabstand wesentlich das Verhalten der Pumpelektrode. Die Elektrodenabstände sind beidseitig von der Unterätzung betroffen und vergrößern sich um $0,3\text{ }\mu\text{m}$, d. h. von $2,2\text{ }\mu\text{m}$ auf $2,5\text{ }\mu\text{m}$. Die Kammzellengeometrie aus Wafer Run 1 ist in Abbildung 4.1 mit den initialen und durch die Maskenunterätzung resultierenden Abständen skizziert. Auch das mechanische Verhalten wird von der Unterätzung

verändert. Mit zunehmender Unterätzung sinkt sowohl die Systemmasse als auch die mechanische Steifigkeit aufgrund der Verringerung der Federbanddicke.

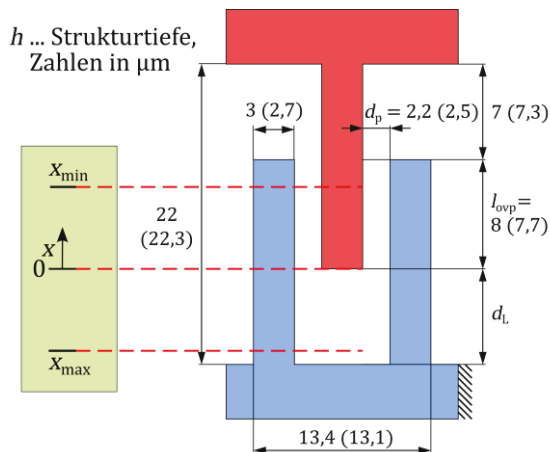


Abbildung 4.1: Kammzelle und Auslenkungsbereich Run 1, Abstände mit Unterätzung 0,15 μm in Klammern

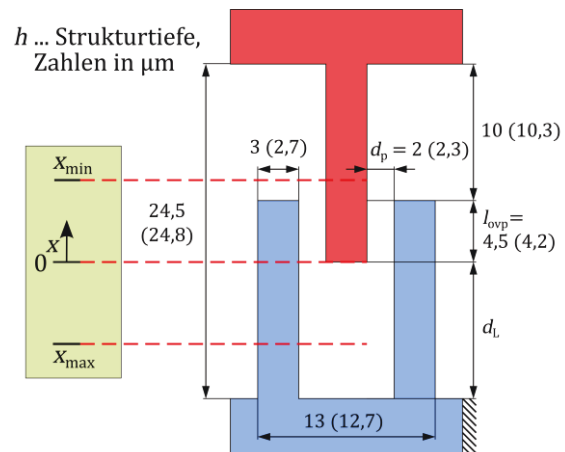


Abbildung 4.2: Kammzelle und Auslenkungsbereich Run 2, Abstände mit Unterätzung 0,15 μm in Klammern

Tabelle 4.1: Zusammenfassung Redesign Run 1 und Vergleich mit den Vorarbeiten

Parameter	Auslegung nach Kap. 3.3	Redesign Run 1
Effektive Spannungsverstärkung M_{eff}	1 – 5,9	1 – 4,7
Eingangsspannung U_E	12 V	12 V
Ausgangsspannung U_A	11,3 V – 65 V	11,3 V – 55,3 V
Pumpladung Q_p	259,4 pC	150 pC
Federsteifigkeit k_{mech}	1062 N·m ⁻¹	960 N·m ⁻¹
Gesamtmasse m	275,2 μg	156 μg
Eigenfrequenz f_0	9,9 kHz	12,5 kHz
Mechanische Güte Q_{mech}	85,7	158
Anzahl Pumpelektroden n_p	4548	2520
Anzahl Dämpferzellen n_d	48	26
Elektrodenüberdeckung in Ruhelage l_{ovp}	6,55 μm	8 μm
Elektrodenabstand d_0	2,2 μm	2,5 μm (Unterätzung)
Lateraler Fingerabstand d_L	7 μm	7,3 μm (Unterätzung)
Grundkapazität in Ruhelage (ohne Streufeld)	11,98 pF	7,14 pF
Flächenbedarf Layout	3,1 × 3,2 mm ²	3,1 × 1,8 mm ²

Mit dem Redesign wird eine Verbesserung des dynamischen Verhaltens der Resonatoren angestrebt. Es erfolgte eine Anhebung der ersten mechanischen Eigenfrequenz und der Güte sowie eine Überarbeitung der Federbandgeometrie. Folgende Änderungen wurden im Detail getroffen:

- Verkürzung der Elektrodenarme, daraus folgt eine Verringerung der Elektroden pro Pumpsektion von 758 auf 420 und eine Erhöhung der Eigenfrequenz von 9,9 kHz auf ca. 12,5 kHz
- Verbreiterung von Schubstange und Elektrodenarmen zur Stabilisierung
- Erhöhung der Elektrodenüberlappung von 6,55 μm auf 8 μm , wodurch $C_{p_{\min}}$ steigt
- Berücksichtigung der Unterätzung auf Masse, Feder- und Kammzellengeometrie
- Reihenschaltung der Federbänder: gleiche Federlängen, Verlagerung der Bondinseln
- Anfasen der konkaven 90°-Ecken an der Federeinspannung und im Bereich der Bügel zur Kompensation der mechanischen Spannungen bei großen Auslenkungen
- Verringerung der Anzahl an Dämpferzellen zur Steigerung der mechanischen Güte auf ca. 160

Durch die vorgestellten Maßnahmen und die Berücksichtigung der Unterätzung verringert sich die Grundkapazität des Wandlers von 11,98 pF auf ca. 7,14 pF. Die Angaben beziehen sich auf das homogene Feld. Eine Zusammenfassung und Gegenüberstellung aller Änderungen aus Redesign Run 1 erfolgt in Tabelle 4.1.

4.1.2 Messtechnische Charakterisierung

Die Charakterisierung der Wandlerstrukturen aus Run 1 erfolgte durch eine optische Messung der Resonanzfrequenz und der Schwingungsamplitude in Resonanz mittels eines In- und eines Out-Of-Plane-Messverfahrens. Der Übertragungsfrequenzgang und damit die Resonanzfrequenz des Mikrosystems kann mit dem LDV (*Laser-Doppler-Vibrometer*) MSA500 von Polytec aufgezeichnet werden. Es nutzt den Doppler-Effekt zwischen zwei aus einer Quelle stammenden Laserstrahlen, um die Schwingungsgeschwindigkeit einer reflektierenden Oberfläche zu ermitteln. Die Messrichtung ist somit in Richtung des Referenz- und Messstrahls festgelegt und in der Regel senkrecht von oben auf das Messobjekt (Out-Of-Plane). Dies hat zur Folge, dass In-Plane-Moden des Resonators nur eingeschränkt über eine Messung der Querauslenkung (*Crosstalk*) infolge von Fertigungsimperfektionen gemessen werden können. Ein idealer Resonator würde dagegen keinen Crosstalk senkrecht zur Waferebene und daher auch kein Messsignal erzeugen. Eine Verbesserung der Amplitude des Messsignals bei In-Plane-Schwingungen kann durch eine leichte Schrägstellung der Messstruktur erreicht werden. Da die Amplitude stark vom Winkel zur Messoberfläche und vom Crosstalk abhängt, kann sie nicht zur Beurteilung der In-Plane-Weg- bzw. -Kapazitätsänderung herangezogen werden. Des Weiteren wird das Verhältnis der In-Plane- zu den Out-Of-Plane-Amplituden im Frequenzgang nicht korrekt abgebildet. Die Messung dient zum einen der einfachen und schnellen Ermittlung der ersten Resonanzfrequenz der Wandler und wird zum anderen, wie in Kapitel 4.3 erläutert, als Regelsignal der Phasenregelschleife zur Synchronisation der Resonanzfrequenz verwendet. Das optische Messverfahren verhindert eine Beeinflussung des Messsignals infolge der elektrostatischen Anregung der Resonatoren, wie sie bei der elektronischen Auswertung auftreten [43].

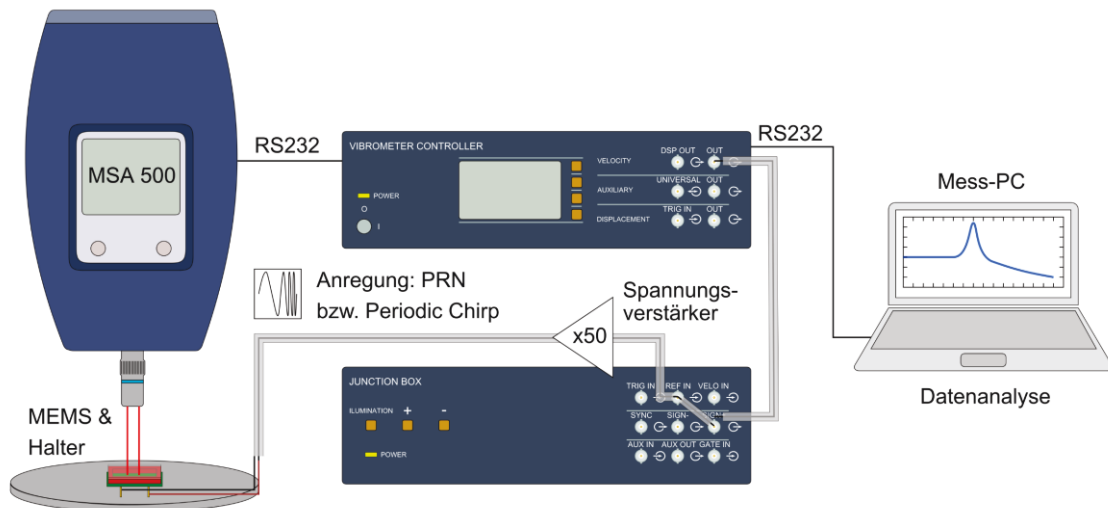


Abbildung 4.3: Messaufbau zur Bestimmung der Resonanzfrequenz mit Laser-Doppler-Vibrometer

Der Messaufbau wird in Abbildung 4.3 vorgestellt. Das MEMS wird über die Junction-Box des LDV mit einem periodischen Frequenzsweep oder dem PRN (*Pseudo-Random-Noise*) mit einstellbarem Frequenzbereich angeregt. Gemessen wird die Geschwindigkeitsdifferenz zwischen Mess- und Referenzlaser, wodurch externe Schwingungen am Versuchsaufbau unterdrückt werden. Die Positionierung der Laserpunkte auf der Struktur erfolgt über das Objektiv eines Mikroskops. Der Messpunkt liegt auf der beweglichen Struktur, der Referenzpunkt auf dem Siliziumrahmen. Das Anregungssignal SIGN+ dient zugleich als Referenzsignal der Messung und kann durch einen Spannungsverstärker um den Faktor 50 erhöht werden. Die Auswertung erfolgt über die Vibrometer-Software von *Polytec* am Messrechner. Es wurden sechs unverkapselte Wandler aus Run 1 mit nahezu einheitlichen Resultaten vermessen. Das Ergebnis für Struktur *R16b* ist in Abbildung 4.4 exemplarisch für unterschiedliche Polarisationsspannungen bis 25 V dargestellt.

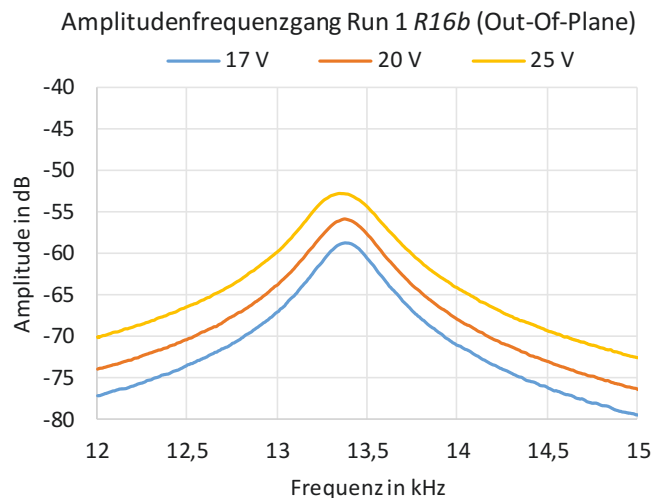


Abbildung 4.4: Vibromettermessung der Resonanzfrequenz Run 1

Aus den Amplitudenfrequenzgängen kann die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von der Anregungsspannung untersucht werden. Eine Verschiebung der Resonanzfrequenz aufgrund nichtlinear progressiver Federn bei hohen Aktuierungsspannungen konnte nicht nachgewiesen werden, da sie eine Federversteifung mit steigender Resonanzfrequenz zur Folge hätte. Vielmehr sinkt die Resonanzfrequenz sowie die mechanische Güte der Wandler mit steigender Auslenkung leicht ab, wie der Zusammenfassung aus Tabelle 4.2 entnommen werden kann. Durch die Verwendung von Bügelfedern ist der Einfluss der Federn auf die Resonanzfrequenz vernachlässigbar. Dagegen steigt die viskose Dämpfung in den

Kammzellen mit der Auslenkung nichtlinear an und führt neben der Frequenzverschiebung zu einer, im Vergleich zur Auslegung aus Abschnitt 4.1.1, stark verringerten mechanischen Güte. Allerdings kann die mechanische Güte der Vibrometermessung nur unter der Annahme eines gleichen Verhältnisses von In- zu Out-Of-Plane-Amplitude verwendet werden, dass aufgrund des möglicherweise auftretenden Crosstalks nicht gegeben sein muss. Sie dient somit als Orientierung und muss durch eine In-Plane-Messung noch verifiziert werden. Crosstalk kann unter anderem durch trapezförmige Federquerschnitte infolge des realen Ätzprozesses entstehen.

Tabelle 4.2: Auswertung der Messergebnisse der Vibrometermessung von Abbildung 4.4 aus Run 1

Struktur	Amplitude [nm]	Frequenz [Hz]	-3 dB [Hz]	+3 dB [Hz]	Güte
R16b @ 17 V:	1,15	13375	13218,5	13540,5	41,53
R16b @ 20 V:	1,61	13371,9	13207,5	13542	39,98
R16b @ 25 V:	2,28	13345,3	13166	13556	34,22

Die Bestimmung der In-Plane-Amplitude erfolgt mittels PMA (*Planar-Motion-Analyzer*) der Firma Polytec. Dabei werden mit Hilfe der stroboskopischen Videomikroskopie innerhalb der Schwingungsperiode mit der Anregung synchronisierte Einzelbilder der sich bewegenden Struktur geschossen und anschließend die Bewegung mittels Grauwertkorrelationsverfahren in vorab zu definierenden Bereichen ausgewertet. Die Anregung erfolgt durch einen harmonischen Sinus mit einem Gleichspannungsanteil, um die Frequenzverdopplung aufgrund der elektrostatischen Kraftwirkung zu vermeiden. Um den Amplitudenfrequenzgang zu bestimmen, müssen mehrere Einzelperioden auf unterschiedlichen Frequenzen mit ca. 50 Messpunkten pro Periode aufgenommen und anschließend ausgewertet werden. Dadurch handelt es sich um ein zeitaufwändiges Verfahren, das nicht über einen großen Frequenzbereich bei gleichzeitig kleiner Frequenzschrittweite angewandt werden kann. Zur Eingrenzung des Frequenzbereichs wurden die Resonanzfrequenzen aus der Out-Of-Plane-Vibrometermessung verwendet.

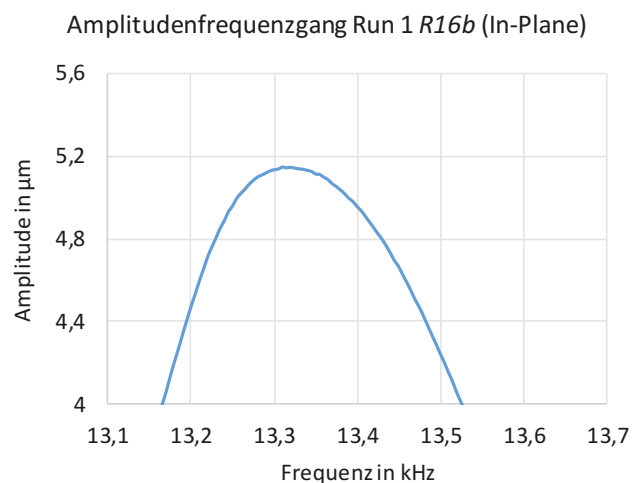


Abbildung 4.5: PMA-Messung der Resonanzamplitude Run 1 bei 27 V

Um einer Zerstörung der Strukturen vorzubeugen, wurde jede Messung mit 17 V Anregungsspannung gestartet und anschließend die Spannung schrittweise erhöht, bis die erforderliche Schwingungsamplitude von größer 5 µm in Resonanz erreicht wurde. Betrachtet man die unverkapselten Wandler aus Run 1, kann festgestellt werden, dass hier sehr hohe Spannungen von bis zu 27 V benötigt werden, um die gewünschte Schwingungsamplitude zu erreichen. Die Messergebnisse des Resonators R16b sind in Abbildung 4.5 grafisch dargestellt und werden in Tabelle 4.3 mit den Out-Of-Plane-Messungen verglichen. Die Ergebnisse beider Messverfahren liefern annähernd die gleiche Resonanzfrequenz und mechanische Güte. Die geringen Abweichungen liegen in der unterschiedlichen Aktuierungsspannung und

geringeren Auflösung der PMA-Messung begründet, die bei 5 Hz Schrittweite bereits über 15 Minuten Messzeit und weitere 10 Minuten für die Auswertung der Messergebnisse benötigt. Die Resonanzfrequenz liegt mit 13,3 kHz etwas über der Auslegung von 12,5 kHz nach Abschnitt 4.1.1. Aus der real gemessenen Resonanzfrequenz kann durch Abgleich mit der FE-Modalanalyse die tatsächliche Unterätzung ermittelt werden (siehe Abschnitt 4.1.3). Im Vergleich zum Entwurfsziel von ca. 160 hat sich die mechanische Güte real auf ca. 35 stark verringert. Es liegt eine starke Überdämpfung des Systems vor, deren Ursache durch detaillierte Dämpfungssimulationen der Pumpkammzelle in Abschnitt 4.1.4 genauer untersucht wird. Güte und Resonanzfrequenz sinken bei höheren Amplituden aufgrund der nicht-linear steigenden Dämpfung.

Tabelle 4.3: Ergebnisse der In-Plane- (PMA) und Out-Of-Plane- (Vibrometer) Messung in Wafer Run 1

Struktur	Amplitude [μm]	Resonanz [Hz]	-3 dB [Hz]	+3 dB [Hz]	Güte
R16b @ 25 V (Vib):	-	13345,3	13166	13556	34,22
R16b @ 27 V (PMA):	5,15	13310	13163	13540	35,31

4.1.3 Modalanalyse und statische Analyse

Die gemessene Eigenfrequenz des Wandlers von 13,3 kHz liegt oberhalb der Auslegung von 12,5 kHz. Zur Beurteilung der Abweichung erfolgt daher zunächst eine Betrachtung des ungedämpften mechanischen Systems. Die Unterätzung wurde durch Voruntersuchungen an früheren Strukturen zu 150 nm ermittelt und im Entwurf berücksichtigt und geht sowohl in Masse, Steifigkeit als auch Elektrodenspalt ein. Aufgrund des starken Einflusses wurde eine Modalanalyse und statische Analyse bei verschiedenen Unterätzungen zur Ermittlung der tatsächlichen Unterätzung in Run 1 durchgeführt.

Tabelle 4.4: Ergebnis der statischen und Modalanalyse bei unterschiedlicher Maskenunterätzung

Unterätzung [nm]	Steifigkeit [$\text{N}\cdot\text{m}^{-1}$]	Masse [μg]	Mode 1 [kHz]
0	1199	158,3	13,89
50	1115	157,5	13,42
100	1036	156,7	12,97
150	960	155,9	12,51

Das Ergebnis der Untersuchung wird in Tabelle 4.4 zusammengefasst. Die Steifigkeit wurde durch eine in der Mitte der Schubstange angreifenden Kraft von 0,1 mN und der resultierenden Auslenkung der seismischen Masse in einer statischen Simulation ermittelt. Durch die Unterätzung der Maske wird die Federbreite ausgehend vom Nennmaß der Maske verringert, was eine Senkung der Resonanzfrequenz zur Folge hat. Gleichzeitig verringert sich aber auch die seismische Masse durch die Unterätzung mit konträrem Einfluss auf die Resonanzfrequenz. Wie durch die Simulationen gezeigt wird ist die Änderung der seismischen Masse linear abhängig von der Unterätzung. Die Änderung der Federbreite ist dagegen nichtlinear, weil sie nach Gleichung (2.39) mit der 3. Potenz in die Federsteifigkeit eingeht und hat somit einen stärkeren Einfluss auf die Eigenfrequenz. Dadurch sinkt die Resonanzfrequenz mit steigender Unterätzung in Summe leicht ab.

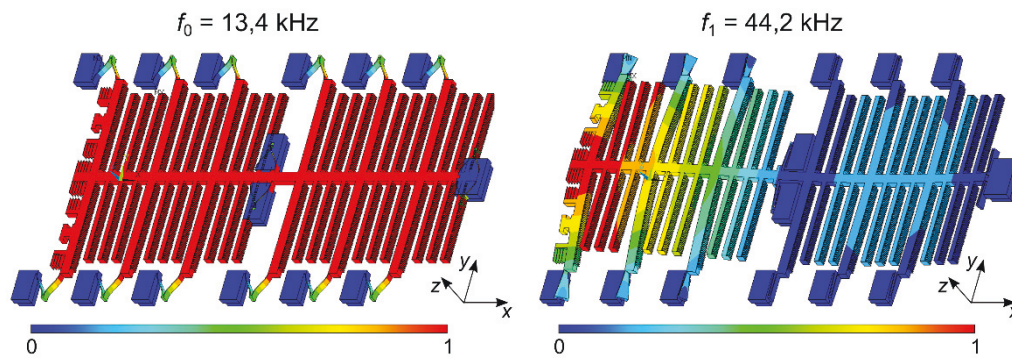


Abbildung 4.6: ANSYS-Modalanalyse der ersten zwei Eigenmoden f_0 und f_1 des Wandlers aus Run 1 mit 50 nm Unterstützung

Abbildung 4.6 zeigt das Ergebnis der Modalanalyse in ANSYS beispielhaft für eine Unterstützung von 50 nm, bei der sich die messtechnisch ermittelte erste Eigenfrequenz einstellt. Dabei sind die Eigenwerte, die der normierten Auslenkung entsprechen, farblich kodiert. Die blau dargestellten Bondanker sind an der Unterseite zum Substrat hin eingespannt und erfahren keine Auslenkung. Die stärkste Auslenkung ergibt sich in den roten Bereichen der seismischen Masse entlang der x -Achse. Es ergibt sich eine sehr gute Trennung der Eigenmoden durch einen großen Frequenzsprung zwischen dem ersten In-Plane arbeitenden Nutzmode bei 13,4 kHz und den höheren Out-Of-Plane-Moden ab 44,2 kHz. Durch die Ergebnisse der FE-Simulation ist eine Korrektur der Entwurfsdaten zur Validierung der Simulationsmodelle möglich, die in das zweite Redesign in Kapitel 4.2 einfließen.

4.1.4 Dämpfungssimulationen

Aufgrund der großen Auslenkung der Wandler ist eine rein analytische Betrachtung zur Beurteilung der viskosen Dämpfung in den Kammfingern unzureichend. Vielmehr muss die Dämpfungskonstante durch eine Fluidsimulation bei großer Auslenkung bestimmt werden. Die Verwendung nur eines einzelnen FE-Netzes der Kammzelle über den gesamten Bewegungsbereich ist aufgrund der starken Netzverzerrung nicht möglich. Es wird daher ein Ansatz gewählt, bei dem das Netz während der Simulation mehrfach durch ein neues unverzerrtes Netz ersetzt wird. Dieser als *Remeshing* bezeichnete Vorgang kann manuell zu definierten Zeitpunkten bzw. programmgesteuert durch das Erfüllen einer Unterbrechungsbedingung (*Interrupt*) durchgeführt werden. Die Simulationen wurden mit der FE-Software ANSYS-CFX durchgeführt. Das Ergebnis der CFX-Simulation ist die auf die bewegliche Struktur wirkende Widerstandskraft $F_w(t)$ bei sinusförmiger Schwingung aus der die Dämpfungskonstante ermittelt werden kann.

Das prinzipielle Vorgehen der Simulation lässt sich wie folgt untergliedern:

1. Erzeugen des dreidimensionalen Grundnetzes und der unverzerrten Netze der Luft innerhalb der Kammzelle bei definierten Auslenkungen mit regelmäßiger Vernetzung (ANSYS-APDL-Skript)
2. Importieren des Grundnetzes in Ruhelage in den CFX-Preprocessor, Definition der Randbedingungen (Öffnung, Wand, Periodizität) und Remesh-Bedingungen
3. Lösen des Strömungsproblems im Zeitbereich
4. Wechsel zum CFX-Postprocessor: Extraktion des zeitlichen Verlaufes der Widerstandskraft $F_w(t)$ auf die bewegliche Struktur (Kammfinger und Rahmen).

Die Erzeugung des dreidimensionalen Grundnetzes der Kammzelle sowie der unverzerrten Netze bei definierten Auslenkungen erfolgt skriptbasiert in ANSYS-Mechanical-APDL. Unterschiedliche

Luftbereiche werden in Elementkomponenten einzeln vernetzt. Die Luft in den Elektrodenspalten wird aufgrund des geringen Abstandes als *Slip1* und *Slip2* und die restliche Luft oberhalb und unterhalb der Kammzelle als *Kontinuum* definiert (siehe Abbildung 4.7).

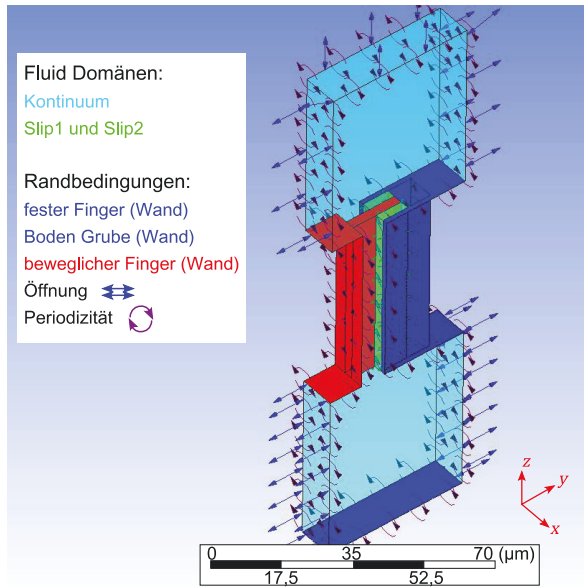


Abbildung 4.7: CFX-Modell einer 3D-Kammzelle mit Randbedingungen

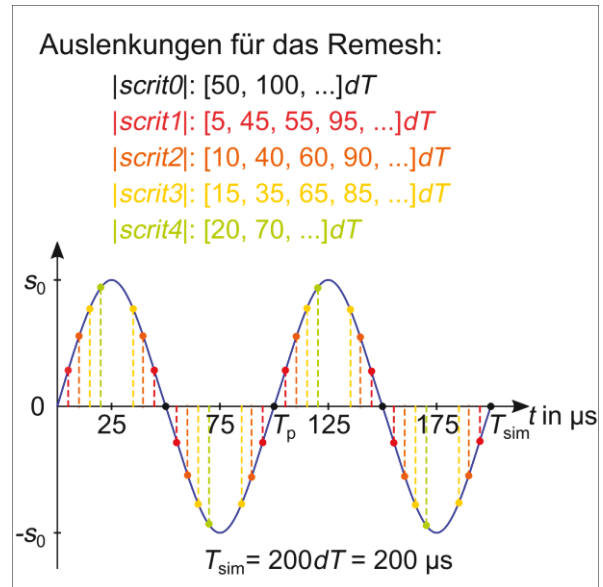


Abbildung 4.8: Definition der Remesh-Schritte

Des Weiteren erfolgt eine Definition der Interfaces zwischen den unterschiedlichen Luftvolumina. Die erstellten Netze können als .CDB-Datei gespeichert und anschließend in CFX importiert werden. Zuerst wird das Grundnetz der Kammzelle in Ruhelage in den CFX-Preprocessor importiert. Abbildung 4.7 zeigt das importierte Kammzellenmodell mit den notwendigen Randbedingungen. Die flächenvariierende Kammzelle mit den beiden gleichen Elektrodenabständen (grün) zwischen beweglicher (rot) und feststehender (blau) Struktur befindet sich dabei in der Mitte des Luftvolumens. Die Auslenkungsrichtung ist entlang der y-Achse definiert. Als nächstes erfolgt die Betrachtung der Randbedingungen. Die in Abbildung 4.7 rot und blau dargestellten Bereiche sind die Schnittflächen zum mechanischen Modell der Kammzelle. Sie werden als Wände festgelegt. Die Schwingung wird als zeitlich harmonische Funktion

$$s(ndT) = s_0 \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot n \cdot dT) \quad (4.1)$$

auf die roten Bereiche der beweglichen Struktur aufgebracht. Der Parameter s_0 entspricht der Schwingungsamplitude. Die Simulationsschrittweite

$$dT = \frac{1}{nf_0} \quad (4.2)$$

ergibt sich aus der Anzahl der Zeitschritte pro Periode n und der Frequenz der Schwingung f_0 . Bei einer Frequenz von $f_0 = 10$ kHz und $n = 100$ Zeitschritten stellt sich ein dT von $1 \mu\text{s}$ ein. Die blauen Bereiche werden als feststehende Wände definiert. Unterhalb der Kammzelle kann Luft zwischen den Elektrodenspalten und der Grube im Substratwafer zirkulieren. Auch oberhalb kann die Luft aus der Kammzelle frei ausströmen bzw. ein Deckelwafer als obere Begrenzung definiert werden, wenn das System bereits verkapselt ist. Die Öffnungen werden in y-Richtung normal zur jeweiligen Fläche definiert. Die Flächen mit ihren Normalen in x-Richtung werden dagegen mit Periodizitätsrandbedingung versehen. Damit ist eine Berücksichtigung der zirkulierenden Luft zwischen benachbarten Kammzellen möglich.

Durch die Vernetzung in Komponenten ist das Luftvolumen bereits in unterschiedliche Domänen unterteilt, in denen sich die effektive Viskosität aufgrund der Gasverdünnung unterscheidet (siehe Abschnitt 2.3.2, Dämpfung). In den engen Elektrodenpalten, die als *Slip1* und *Slip2* (grün) definiert sind, ist sie deutlich geringer als im restlichen umgebenden Fluid, das als Kontinuum (hellblau) abgegrenzt wird. Mit den in *CFX* implementierten Funktionen kann durch den Ausdruck

$$EffVisc = visc1 \cdot \text{inside}()@[Domain_Name] + visc2 \cdot \text{inside}()@[Domain_Name] + \dots$$

den Bereichen jeweils unterschiedliche effektive Viskositäten zugewiesen werden.

Zuletzt müssen die *Remesh*-Bedingungen und die *Interrupts* festgelegt werden, zu denen jeweils das verformte alte Netz gegen das neue vordefinierte Netz ausgetauscht werden soll. Die Anzahl der Bedingungen ist dabei an die Anzahl der benötigten Netze gekoppelt und stark abhängig von der Schwingungsamplitude s_0 , der Geometrie und der Bewegungsrichtung der Kammzelle. Bei der auslenkungsgeteuerten Netzersetzung bestimmen sie maßgeblich, wann ein Netz so weit verformt ist, dass es ausgetauscht werden muss. Alternativ können *Interrupt*-Bedingungen gewählt werden, um die Netzqualität zu beurteilen und bei Überschreitung eines Grenzwertes automatisch einen *Interrupt* auszulösen. Die Schwierigkeit besteht darin, dass die Netzgenerierung nicht vorab, sondern erst zur Laufzeit durch eine Kopplung von *CFX* und *APDL*-Skript durchgeführt werden muss. Diese Methode hat sich als nicht zuverlässig erwiesen und wurde daher nicht weiterverfolgt. Die auslenkungsgesteuerte Netzersetzung hat zudem den Vorteil, dass bei Berücksichtigung der Zeitschrittweite aus Gleichung (4.1) die Auslenkung für jeden beliebigen Zeitschritt exakt berechnet werden kann, sodass der Fehler durch die Ersetzung minimiert wird. In Tabelle 4.5 wurden beispielhaft die Auslenkungsamplituden für einige Zeitschritte bei einer Amplitude von $s_0 = 5 \mu\text{m}$ und $f_0 = 10 \text{ kHz}$ angegeben. Für $s_0 = 5 \mu\text{m}$ wurden insgesamt vier kritische Auslenkungswerte *scrit* festgelegt, bei denen ein *Remeshing* durchgeführt werden soll.

Tabelle 4.5: Berechnung der Netzauslenkung bei ganzen Vielfachen der Simulationsschrittweite

Zeitschritt $n \cdot dT$ [μs]	5	10	15	20	35	40	45	50	55	60	65	...
Amplitude [μm]	1,85	3,53	4,85	5,71	4,85	3,53	1,85	0	-1,85	-3,52	-4,85	...
<i>scrit</i>	1	2	3	4	3	2	1	0	1	2	3	...

In Abbildung 4.8 sind die insgesamt 16 *Remesh*-Schritte pro Periode für 2 Schwingungsperioden mit $n = 200$ Zeitschritten skizziert. Durch die Bildung des Betrages der Momentanauslenkung kann die gleiche *Remesh*-Bedingung auch für die jeweilige negative Auslenkung verwendet werden. Zusätzlich zu den kritischen Auslenkungswerten wird alle $0,5 \cdot T_0$ das Grundnetz geladen. Der Austausch der Netze erfolgt durch die Verknüpfung der *Remesh*-Bedingungen mit den *Interrupt*-Konditionen und dem Zuweisen der unverzerrten Netze aus dem *APDL*-Skript zu den definierten *Interrupt*-Konditionen für den jeweiligen *Remesh*-Schritt in den Solver-Einstellungen.

Nun kann das Strömungsproblem im Zeitbereich gelöst werden. Zur besseren Nachverfolgung des Simulationsfortschrittes kann auf Monitorpunkte zurückgegriffen werden. So können z. B. die Netzauslenkung der beweglichen Wände und die aus der Bewegung resultierende Dämpfungskraft über der Zeit dargestellt werden.

Nach dem Abschluss der Simulation erfolgt der Wechsel zum *CFX-Postprocessor*, in dem die Extraktion und der Export des zeitlichen Verlaufes der Widerstandskraft auf die bewegliche Struktur, d. h. den Kammfinger und den Rahmen, durchgeführt wird. Zusätzlich ist eine grafische Darstellung des Strömungsproblems, z. B. in Form des Geschwindigkeits- oder Druckprofiles, zu einzelnen Zeitschritten möglich.

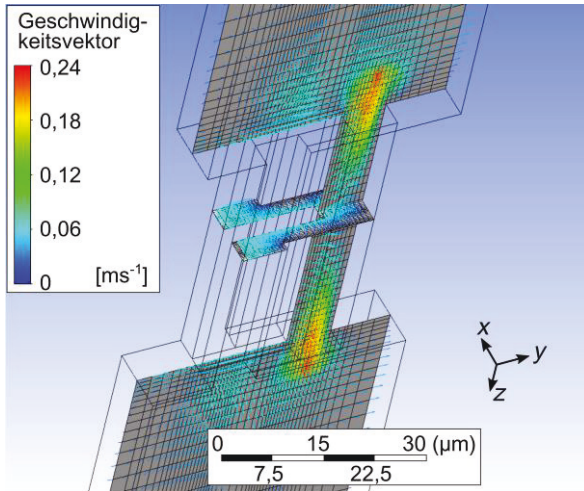


Abbildung 4.9: CFX-Dämpfungssimulation einer Elektrodenkammzelle mit Geschwindigkeitsvektoren auf horizontalem und vertikalem Schnitt

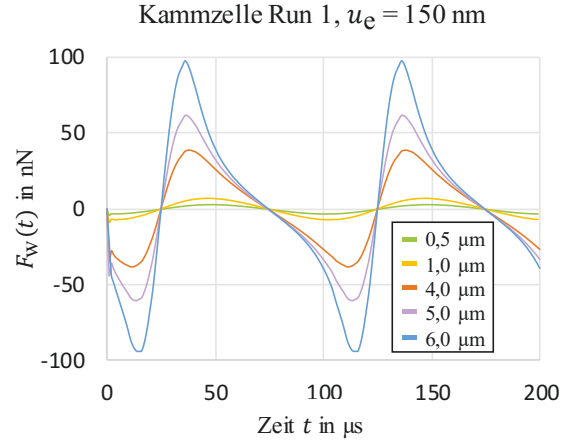


Abbildung 4.10: CFX-Simulationen der Widerstandskraft für unterschiedlich starke Schwingungsamplituden und einer Unterstützung von $u_e = 150 \text{ nm}$

In Abbildung 4.9 ist ein Zeitschritt aus der Simulation grafisch dargestellt. Dabei wurden zur besseren Veranschaulichung ein horizontaler und vertikaler Schnitt durch das Luftvolumen verwendet, auf denen jeweils die Geschwindigkeitsvektoren der strömenden Luft dargestellt sind. Der Finger bewegt sich in positive y -Richtung und drückt die Luft nach oben und unten aus der Kammerzelle. Die größten Strömungsgeschwindigkeiten treten am Austrittsort der Luft aus dem engen Kanal der Kammerzelle auf, wohingegen die Luft direkt an den Wänden nicht strömt.

Abbildung 4.10 zeigt das Ergebnis der Fluid-Simulationen bei verschiedenen Schwingungsamplituden s_0 . Wie zu erwarten, steigt die Widerstandskraft mit der Auslenkung der Kammerzelle stark an. Darüber hinaus wird die Dämpfung bei kleinen lateralen Restabständen stark nichtlinear, sodass $F_w(t)$ immer weiter von der reinen Sinusform abweicht. Dies hat zur Folge, dass der analytische Ansatz zur Bestimmung der Dämpfungskonstante zu geringe Werte liefert und die Dämpfung stark unterschätzt wird. Betrachtet man den Verlauf der Widerstandskraft weiter, so steigt diese beim Ineinanderfahren der Kämme in kurzer Zeit stark an und erreicht ihr Maximum, kurz nachdem die maximale Amplitude erreicht wurde. Nach dem Umkehrpunkt der Schwingung muss Luft erst zurück in die Kammerzelle strömen, wodurch ein großer Strömungswiderstand entsteht. Danach ist die zeitliche Zunahme der Dämpfung beim Herausfahren der Kämme deutlich geringer. Da der Anteil der *Slide-Film*-Dämpfung linear ist, muss der Effekt von der Überlagerung mit dem *Squeeze-Film*-Effekt beim Ineinanderfahren der Kämme herrühren. Zusätzlich zur linearen *Slide-Film*-Dämpfung überlagert sich ein Quetschanteil, wenn der Spalt zwischen der Stirnfläche des Kammfingers und der Gegenelektrode, also in lateraler Bewegungsrichtung, stark verringert wird. In Redesign Run 1 beträgt der Restabstand bei $6 \mu\text{m}$ Auslenkung nur noch $1 \mu\text{m}$. Dadurch steigt die Dämpfung mit Verringerung des Restabstandes stark an, wodurch die Widerstandskraft die Sinusform verliert und zunehmend verzerrt wird.

Die Ermittlung der komplexen Dämpfungskonstante erfolgt über den berechneten zeitlichen Verlauf der Widerstandskraft $F_w(t)$. Er kann als Fourier-Reihe aus überlagerten Sinus- und Kosinusanteilen beschrieben werden.

$$F_w(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(i\omega t) + b_i \sin(i\omega t) \quad (4.3)$$

Dies entspricht einem zur Geschwindigkeit der Schwingung $\dot{s}(t) = \omega s_0 \cdot \sin(\omega t)$ in Phase liegenden Anteil mit den Koeffizienten b_i und einem um 90° verschobenen Anteil mit den Koeffizienten a_i wobei $i \in \mathbb{N}_+$, der als Rückstellkraft $\hat{F}_R(t)$ interpretiert werden kann. Allerdings wird nur der zur

Geschwindigkeit phasengleiche Anteil von $F_w(t)$ als Dämpfungsenergie dissipiert und der Dämpfungskraft $\hat{F}_D(t)$ zugeordnet, wohingegen der verschobene Anteil $\hat{F}_R(t)$ im System verbleibt und einer Steifigkeit zugeordnet werden kann. Will man eine Linearisierung vornehmen, müssen alle höheren Moden mit $i > 1$ abgeschnitten werden, sodass $b_1 = \hat{F}_D$ und $a_1 = \hat{F}_R$ eingesetzt werden kann. Die Koeffizienten berechnen sich durch die Mittelung über eine Periode

$$a_1 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} F_w(t) \cdot \cos(\omega t) dt \quad \text{und} \quad b_1 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} F_w(t) \cdot \sin(\omega t) dt, \quad (4.4)$$

wobei t_0 einer frei wählbaren Anfangszeit entspricht. Damit kann die Dämpfungs- und Speicherkonstante über die Amplitude der Kraft und der Geschwindigkeit bzw. Auslenkung s_0 zu

$$b_{eq} = \frac{b_1}{2\pi f s_0} \quad \text{und} \quad k_{sp} = \frac{a_1}{s_0} \quad (4.5)$$

berechnet werden. Mit steigender Auslenkung steigt der Einfluss der Nichtlinearität, wie aus Abbildung 4.10 hervorgeht. Durch die nichtlineare Dämpfung sind auch höhere Frequenzanteile auf der doppelten, dreifachen und vierfachen Frequenz der Grundschiwingung vorhanden.

Die Dämpfungskonstante der Pumpkammfinger aus Run 1 ergibt sich somit bei der ermittelten Unterätzung von 50 nm zu $1,35 \cdot 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{s}^{-1}$ pro Kammfinger und $3,4 \cdot 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{s}^{-1}$ gesamt bei 2520 Kammfingern.

Tabelle 4.6: Dämpfungsanteile aus Analytik und CFX-Simulation für Run 1

Pumpe (CFX)	Dämpfer	Federn	Elektrodenarme	Strukturoberfläche	Gesamt [$\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$]
$3,4 \cdot 10^{-4}$ (83,7 %)	$3,6 \cdot 10^{-5}$ (8,9 %)	$1,4 \cdot 10^{-5}$ (3,4 %)	$1,4 \cdot 10^{-5}$ (3,4 %)	$2 \cdot 10^{-6}$ (0,5 %)	$4,06 \cdot 10^{-4}$

Die Berechnung der restlichen Dämpfungsterme der Dämpferzellen, der Federbänder, der Elektrodenarme und der Strukturoberfläche kann über die Analytik aus Abschnitt 2.3.2, wie in Abschnitt 3.3.1 bereits beschrieben, ermittelt werden, da hier *Squeeze-Film* und *Slide-Film* eindeutig unterschieden werden können. Eine Berechnung der Gesamtdämpfung und Auswertung der jeweiligen Anteile erfolgt in Tabelle 4.6.

Anhand der Ergebnisse kann ein Vergleich der simulierten Werte mit der Analytik erfolgen. Die Berechnung der reinen *Slide-Film*-Dämpfung der Pumpe analog zu Abschnitt 3.3.1 liefert eine Dämpfungskonstante von $b_{slp} = 45,8 \text{ } \mu\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$. Dadurch wird die Dämpfung im Vergleich zum Simulationsergebnis von $340 \text{ } \mu\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$ um mehr als Faktor 7 unterschätzt. Um die analytische Auslegung zu verbessern, kann die modifizierte *Squeeze-Film*-Gleichung (2.71) aus Abschnitt 2.3.2 zur Berechnung des Quetschanteils

$$b_{sqp} = \frac{F_D}{v_z} = \frac{16\sigma plb}{\pi^4 d_L 2\pi f_0} \sum_{n \in G} \frac{n^2 \chi^2}{n^2 \cdot \left(n^4 \chi^4 + \frac{\sigma^2}{\pi^4} \right)} \quad \text{mit} \quad \sigma = 2\pi f_0 \frac{12\eta_{\text{eff}} b^2}{p d_L^2} \quad \text{und} \quad \chi = \frac{b}{l} \quad (4.6)$$

verwendet werden. Die Länge l entspricht der Breite des Elektrodenfingers mit $2,9 \text{ } \mu\text{m}$ und d_L dem Abstand von der Gegenelektrode bei einer beidseitigen Maskenunterätzung von 50 nm (siehe Abbildung 4.11). Die modifizierte Breite b wird nach Gleichung (3.41) aus der Strukturhöhe h bestimmt. Aus

Abbildung 4.11 können zwei wirksame Bereiche der Elementarpumpzelle für den *Squeeze-Film*-Effekt identifiziert werden, die aufgrund der symmetrischen Abstände der Finger vom Rahmen gleichgroß sind. Dies begründet den Faktor von 2 in Gleichung (4.6) im Vergleich zur Grundlagengleichung (2.71).

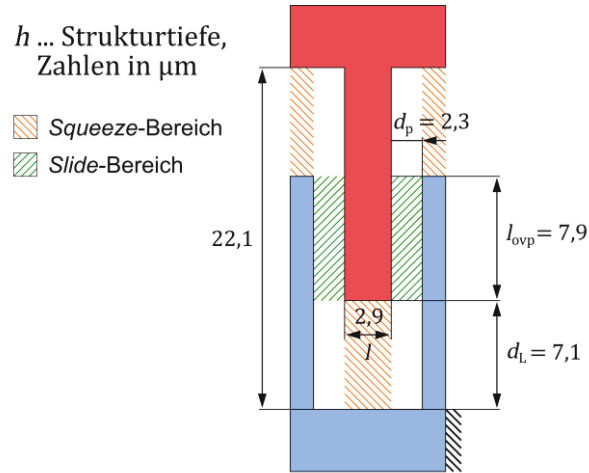


Abbildung 4.11: Elementarzelle der Pumpe aus Run 1 mit $u_e = 50 \text{ nm}$ zur Dämpfungsberechnung

Unter Berücksichtigung des *Squeeze-Film*-Anteils der Pumpelektroden von $b_{sqp} = 151,1 \mu\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$ nach Gleichung (4.6) ergibt sich eine Gesamtdämpfungskonstante von $b_p = 196,9 \mu\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$ für die Pumpe. Der Fehler zu *CFX* beträgt 42 %, sodass die Dämpfung analytisch trotz der Anpassungen um den Faktor 1,7 unterschätzt wird. Aus Abbildung 4.11 geht hervor, dass die Abschätzung nur die schraffierten Bereiche durch den *Squeeze*- und *Slide*-Anteil separiert berücksichtigt. Alle weiteren Bereiche der Kammzelle, die nicht markiert sind, können dagegen nicht berücksichtigt werden.

Die mechanische Güte des Resonators kann aus den, durch die ermittelte Unterätzung von 50 nm, angepassten Werten der Systemmasse und mechanischen Steifigkeit, sowie der ermittelten Gesamtdämpfungskonstante zu

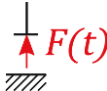
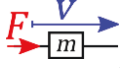
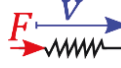
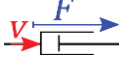
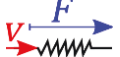
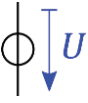
$$Q_{\text{mech}} = \frac{\sqrt{k_{\text{mech}} \cdot m}}{b_{\text{ges}}} \approx 33 \quad (4.7)$$

berechnet werden. Der ermittelte Wert liegt in guter Näherung zur in Abschnitt 4.1.2 messtechnisch charakterisierten Güte von ca. 35 und validiert damit den Entwurfsprozess.

4.1.5 Systemlevel-Netzwerksimulationen mit LTSpice

Nachdem das Systemverhalten in *Matlab-Simulink* für eine erste Größenabschätzung abgebildet werden konnte (siehe Abschnitt 3.3.3), besteht der nächste Schritt in einer genaueren Abbildung der Wechselwirkungen der elektronischen Bauelemente mit dem Mikrosystem. Dafür bietet sich der freie Netzwerksimulator *LTSpice*⁹ im Besonderen an, da er neben allen grundlegenden elektronischen Bauelementen wie Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten auch eine große Bibliothek an speziellen Bauelementen mit deren spezifischen Charakteristiken wie Dioden und Feldeffekttransistoren zur Verfügung stellt. Nicht hinterlegte Bauelemente können außerdem mit ihren *SPICE*-Parametern unkompliziert implementiert werden. Eine Einbindung des mikromechanischen Systems ist über mechanisch-elektrische Analogiebeziehungen in einem Subsystem möglich [72, 73]. Tabelle 4.7 fasst die Analogiebeziehungen zwischen Mechanik und Elektrik zusammen.

Tabelle 4.7: Überblick mechanisch-elektrische Analogiebeziehungen [72, 73]

System	Flussgröße	Potentialgröße	Verbraucher	Kapazitiver Energiespeicher	Induktiver Energiespeicher
Mechanik Analogie 1 (Kraft-Strom)	Kraft F 	Geschwindigkeit $v = \dot{x}$ 	Dämpfer  $\dot{x} = b^{-1} \cdot F$ $F = b \cdot \dot{x}$	Masse $F = m \cdot \ddot{x}$  $\dot{x} = \frac{1}{m} \int F dt$ $F = m \cdot \frac{d\dot{x}}{dt}$	Feder $F = k \cdot x$  $F = k \int \dot{x} dt$ $\dot{x} = \frac{1}{k} \cdot \frac{dF}{dt}$
Mechanik Analogie 2 (Kraft-Spannung)	Geschwindigkeit $v = \dot{x}$ 	Kraft F 	Dämpfer  $F = b \cdot \dot{x}$ $\dot{x} = b^{-1} \cdot F$	Feder $F = k \cdot x$  $F = k \int \dot{x} dt$ $\dot{x} = \frac{1}{k} \cdot \frac{dF}{dt}$	Masse $F = m \cdot \ddot{x}$  $\dot{x} = \frac{1}{m} \int F dt$ $F = m \cdot \frac{d\dot{x}}{dt}$
Elektrik	Strom I 	Spannung U 	Widerstand  $U = R \cdot I$ $I = G \cdot U$	Kondensator  $U = \frac{1}{C} \int I dt$ $I = C \cdot \frac{dU}{dt}$	Spule  $I = \frac{1}{L} \int U dt$ $U = L \cdot \frac{dI}{dt}$

In elektronischen Systemen wird der Strom I als Flussgröße und die Spannung U als Potentialgröße dargestellt. Ein ohmscher Widerstand R gilt als reiner Verbraucher. Der Kondensator ist der kapazitive Energiespeicher und die Spule gilt als induktiver Energiespeicher. In der Mechanik wird Strom und Spannung einer Kraft F und der Geschwindigkeit v gleichgesetzt. Man unterscheidet die Kraft-Strom-Analogie, bei der die Kraft als Flussgröße betrachtet wird und somit dem Strom gleichgesetzt wird und die Kraft-Spannung-Analogie, bei der die Kraft als Potentialgröße der elektrischen Spannung gleicht. In der Kraft-Spannung-Analogie können alle parallel wirkenden Kräfte auf die Masse des FMDS als elektrische Reihenschaltung betrachtet werden.

⁹ Linear Technology: <http://www.linear.com/designtools/software/>

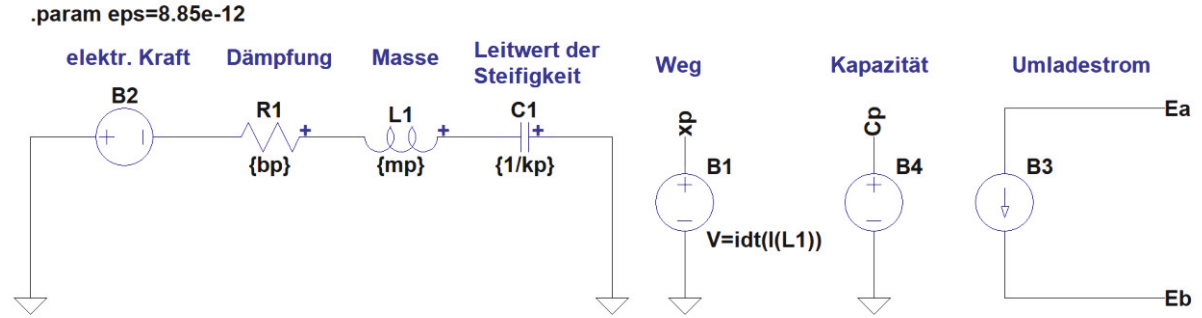


Abbildung 4.12: Elektrisches Ersatzschaltbild des FMDS der Pumpkapazität in LTSpice

Aus Tabelle 4.7 kann ein mechanischer Dämpfer mit der Dämpfungskonstante b durch den ohmschen Widerstand R ersetzt werden. Die Spule entspricht der seismischen Masse m und der Kondensator dem Leitwert der mechanischen Federkonstante k , der als mechanische Nachgiebigkeit interpretiert werden kann. Das FMDS ist somit als Reihenschwingkreis nach Abbildung 4.12 darstellbar. Die elektrostatische Kraft der flächenvariierenden Pumpelektrode kann als frei definierbare Spannungsquelle $B2$ analog zu Gleichung (2.81) aus Abschnitt 2.3.3 über die Funktion

$$V(B2) = 0.5 \cdot V(Ea, Eb)^2 \cdot 2 \cdot np \cdot eps \cdot \frac{hp}{dp} \quad (4.8)$$

berücksichtigt werden. Elektrische Potentiale werden in LTSpice z. B. als $V(N001)$ angegeben, wobei $N001$ der erste Knotenpunkt ist. Die Knotenpunkte werden automatisch nach der Reihenfolge der Generierung nummeriert oder durch eigene Ausdrücke undefiniert. Der Ausdruck $V(Ea, Eb)$ aus Gleichung (4.8) entspricht der SPICE-Schreibweise der elektrischen Spannung zwischen den definierten Potentialen Ea und Eb der beiden Elektroden der Pumpkapazität. Die Permittivität in Luft eps , die Pumpelektrodenanzahl np , die Elektrodenhöhe hp und der Elektrodenabstand dp sind im Hauptschaltkreis bzw. Subsystem die zu definierenden Parameter der Kammzelle. Zwischen Ea und Eb wird eine Stromquelle $B3$ mit

$$I(B3) = \text{ddt} \left(V(Ea, Eb) \cdot 2 \cdot np \cdot eps \cdot hp \cdot \frac{lp + V(xp)}{dp} \right) \quad (4.9)$$

verwendet die den Umladestrom der Pumpkapazität als zeitliches Differenzial der elektrischen Ladung (siehe Gleichung (2.100)) repräsentiert. In LTSpice kann dafür die vordefinierte Funktion $\text{ddt}()$ verwendet werden. Der Parameter lp repräsentiert die Überlappungslänge der Pumpelektroden. Die Verschiebung der beweglichen Pumpelektrode xp kann in Analogie 2 durch eine Spannungsquelle als Integralfunktion $\text{idt}()$ der Geschwindigkeit $v = \dot{x}$, also des Stromes durch den Reihenschwingkreis, über

$$V(xp) = \text{idt}(I(L1)) \quad (4.10)$$

beschrieben werden. In gleicher Weise wird die Kapazität Cp des homogenen Feldes des Pumpkondensators in Abhängigkeit von xp als Spannungsquelle mit der Funktion

$$V(Cp) = 2 \cdot np \cdot eps \cdot hp \cdot \frac{lp + V(xp)}{dp} \quad (4.11)$$

dargestellt. Die Ausgangsgrößen des elektromechanischen Subsystems sind die Potentiale Ea und Eb an den Elektroden des Pumpkondensators. Für das *resonante Prinzip* ohne Aktor ergibt sich das in Abbildung 4.13 dargestellte *SPICE*-Verhaltensmodell.

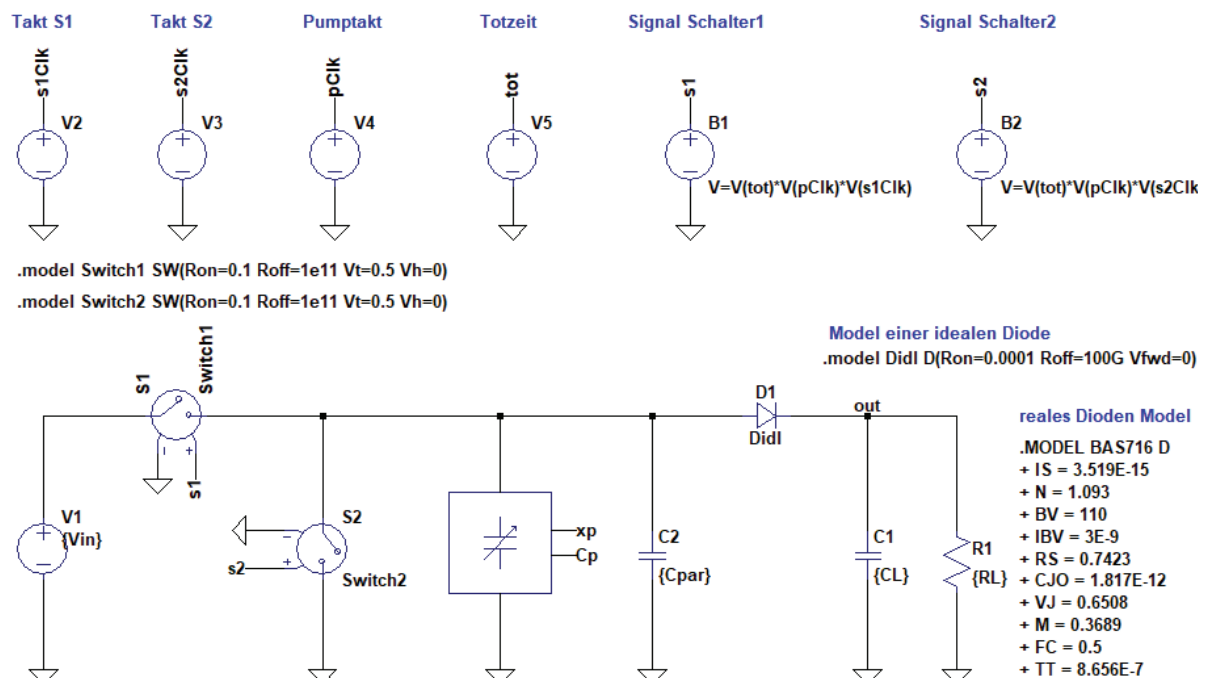


Abbildung 4.13: Idealisiertes *SPICE*-Verhaltensmodell des *resonanten Prinzips* mit idealen mechanischen Schaltern und Diode

Die Pumpkapazität des MEMS wird über die konstante Eingangsspannung V_{in} gespeist. Die Schalter S_1 und S_2 werden wechselseitig angesteuert um ein zyklisches Laden und Entladen der Pumpkapazität zu ermöglichen. Bei S_1 und S_2 handelt es sich zuerst um ideale mechanische Schalter mit sehr geringem Widerstand im eingeschalteten Zustand ($R_{\text{on}} = 0,1 \, \Omega$) und großem Widerstand im ausgeschalteten Zustand ($R_{\text{off}} = 100 \, \text{G}\Omega$). Damit kann erst das allgemeine Funktionsprinzip nachgewiesen und ein Vergleich zur Analytik gezogen werden. Im Folgeschritt kann dann der Einfluss realer elektronischer Komponenten untersucht werden. Über die Diode D_1 wird die Pumpladung im Pumpschritt aufgrund der Spannungsüberhöhung auf die Lastkapazität C_L geladen. Sie bewirkt gleichzeitig, dass die Ladung ausgangsseitig nicht wieder zurück auf die Pumpkapazität fließen kann. Über die *SPICE*-Direktive *.model* kann zwischen einem idealisiertem Diodenmodell ohne Schwellspannung und einem realen Modell unter Verwendung der *SPICE*-Diodenparameter gewechselt werden. Die *BAS716* Diode wurde aufgrund ihrer geringen Sperrschichtkapazität und hohen Durchbruchspannung für die praktische Realisierung ausgewählt (siehe Abschnitt 4.3.3). Ein konstanter Laststrom wird über R_L eingestellt. Parallel zum MEMS wird eine parasitäre Gesamtkapazitäten mit C_{par} berücksichtigt, wie in Abschnitt 2.1.1 erläutert. Das Signal für die Schalter S_1 und S_2 setzt sich aus dem Grundtakt auf der Resonanzfrequenz des mechanischen Systems, der Totzeit zwischen den Schaltzeitpunkten und dem überlagerten Pumptakt zusammen und kann über Spannungsquellen erzeugt werden.

Mit den Entwurfsparametern aus Abschnitt 4.1.1 und den Korrekturen durch die messtechnische Charakterisierung und die Dämpfungssimulationen ergibt sich für den Entwurf aus Run 1 damit exemplarisch das folgende Simulationsergebnis nach Abbildung 4.14. Rot dargestellt ist der zeitliche Verlauf der Spannung an der Pumpkapazität V_p und blau die resultierende Ausgangsspannung V_{out} am Lastkondensator. Aus 24 V Eingangsspannung werden nach ca. 200 ms und 50 Pumpschritten 65 V ausgangseitig erzeugt. Dabei hängen die Anzahl der benötigten Pumpschritte und damit die Einstellzeit der Ausgangsspannung nur von der Größe der Lastkapazität ab, die hier zu 50 pF gewählt wurde, um eine

durchführbare Simulationszeit zu gewährleisten. Die parasitäre Kapazität wurde für den Aufbau mit Glassubstrat zu 1 pF und der ohmsche Lastwiderstand zu 100 G Ω geschätzt, sodass die Entladung zwischen den Pumpschritten über R_L zunächst vernachlässigbar ist. Die real zu erwartenden Lastwiderstände liegen mindestens eine Größenordnung unterhalb des Idealwertes. Außerdem wird in Abbildung 4.14 ein Ausschnitt aus der Simulation dargestellt, der einen Pumpvorgang vergrößert zeigt. Aufgrund des anfangs betrachteten idealen Diodenmodells entsteht kein Spannungsabfall über der Diode, sodass Last- und Pumpspannung während des Pumpschrittes deckungsgleich sind.

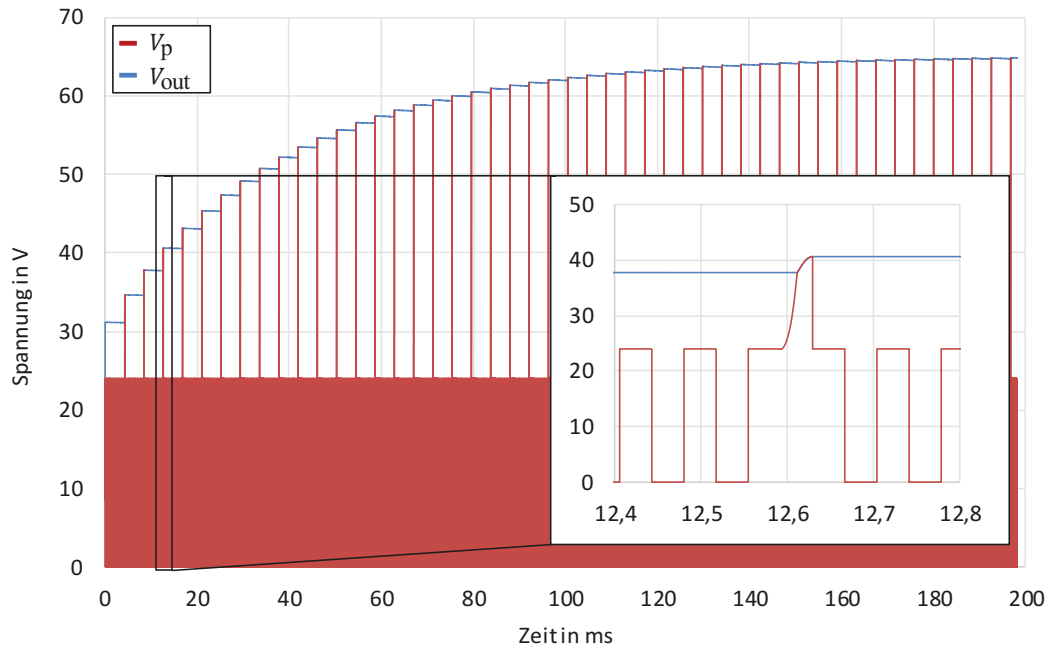


Abbildung 4.14: SPICE-Simulation des *resonanten Prinzips* mit idealen Bauelementen, $C_L = 50$ pF, $C_{\text{par}} = 1$ pF und $R_L = 100$ G Ω

Das Modell eignet sich, um den Einfluss verschiedener Systemparameter auf die Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers zu untersuchen. Ein Vorteil des *resonanten Prinzips* gegenüber des *bistabilen* besteht in der Veränderbarkeit der Ausgangsspannung durch eine zeitliche Phasenverschiebung φ_p des Pumpvorganges zur Anregung der Pumpkapazität, wie in Abschnitt 3.3.3 bereits dargelegt.

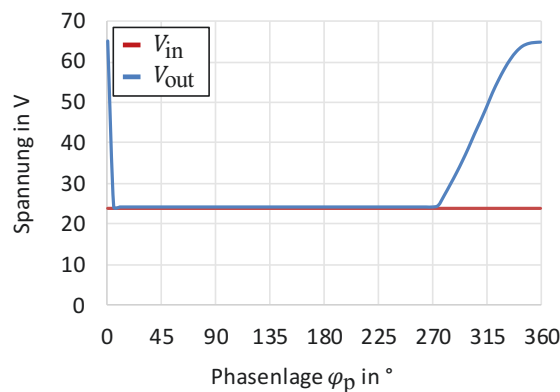


Abbildung 4.15: Variation der Phasenlage des Pumpzyklus φ_p für das *resonante Prinzip* mit idealen Schaltern

In Abbildung 4.15 wurde die Phasenlage des Pumpschrittes φ_p in Einzelsimulationen um jeweils 5° verändert und die resultierende Ausgangsspannung V_{out} an der Last ermittelt. Die Phasenverschiebung

von 0° entspricht dabei der optimalen Lage des Pumpschrittes in den Umkehrpunkten der mechanischen Schwingung von maximaler bis minimaler Pumpkapazität. Für $0^\circ < \varphi_p \leq 180^\circ$ kann keine Spannungsverstärkung erfolgen, da die Pumpkapazität zum Zeitpunkt des Pumpschrittes entladen ist. Für $180^\circ < \varphi_p \leq 270^\circ$ ist die Pumpkapazität zwar auf V_{in} geladen, aber es erfolgt eine Kapazitätserhöhung statt der erforderlichen -senkung, sodass erst im Bereich $270^\circ < \varphi_p \leq 360^\circ$ eine Spannungsverstärkung erfolgt, die zwischen V_{in} und 65 V variiert (siehe auch Abbildung 3.30).

Für die reale Auslegung einer Testplatine ist das in Abbildung 4.13 vorgestellte idealisierte *SPICE*-Modell nicht ausreichend. Im Folgenden wurden daher die mechanischen Schalter durch elektronische Halbleiterschaltermodelle ersetzt, um die Simulation an eine reale Testschaltung anzupassen. Beim Schalten mit Transistoren wird zwischen *High-Side*- und *Low-Side*-Schaltern unterschieden, je nachdem, ob der Schalter vor oder nach dem Verbraucher am Massepotential oder an der Betriebsspannung arbeitet. Der Unterschied liegt in der benötigten Ansteuerspannung zum Schalten des Transistors, da diese bei *High-Side*-Schaltern hochgesetzt werden muss. Nach Abbildung 4.13 entspricht S_1 einem solchen *High-Side*-Schalter und S_2 einem *Low-Side*-Schalter. Auf der Testplatine soll die Ansteuerung dieser Schalter durch einen Atmel Mikrocontroller erfolgen, sodass lediglich zwischen 0 V und maximal 5 V als Steuerspannungen zur Verfügung stehen. Um den Schaltungsaufwand zu verringern, wurde für S_1 ein *Optokoppler* gewählt, der bereits mit dem Steuersignal von 5 V aus dem Mikrocontroller geschaltet werden kann. Für S_2 wird ein *nnp-Bipolartransistor* mit geringer Ausgangskapazität, die als zusätzliche parasitäre Kapazität wirkt, gewählt. Als Diodenmodell findet aufgrund ihrer hervorragenden Eigenschaften die *BAS716* Anwendung. Eine genauere Erläuterung zur Wahl der Bauelemente erfolgt im Abschnitt 4.3.3. Die überarbeitete Schaltung wird in Abbildung 4.16 vorgestellt.

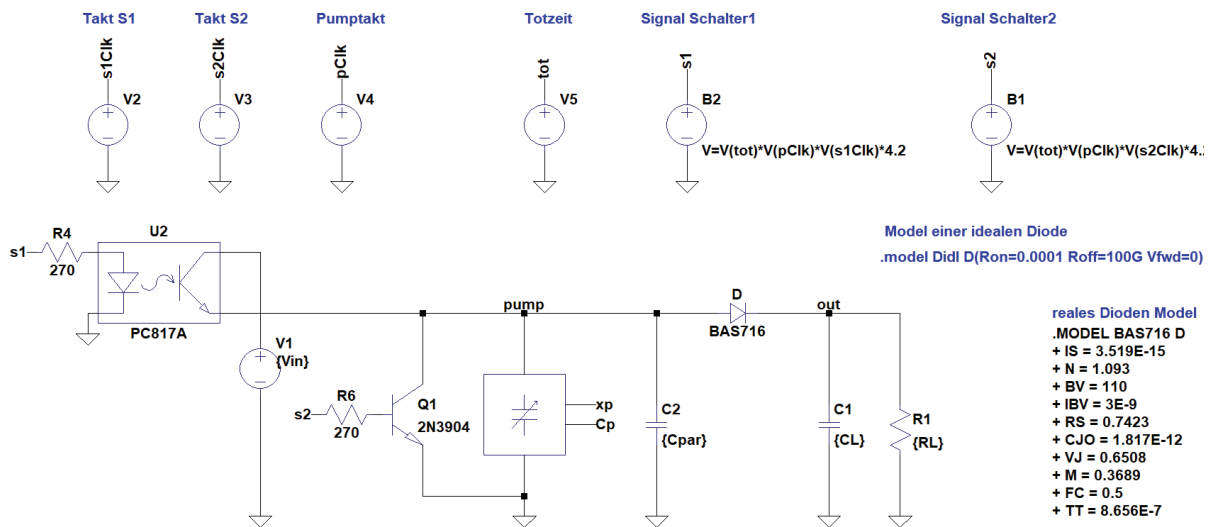


Abbildung 4.16: *SPICE*-Verhaltensmodell des *resonanten Prinzips* mit realen Halbleiterschaltern und Diode

Wie bereits für das idealisierte Verhaltensmodell beschrieben, kann unter Verwendung derselben Wandlerparameter aus Run 1 das Pumpverhalten simuliert werden. Auch die Werte für ohmsche und kapazitive Last sowie für die parasitäre Kapazität werden zur Vergleichbarkeit der Ergebnisse beibehalten. Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 4.17 veranschaulicht. Bei gleicher Lastkapazität von 50 pF stellt sich nach ca. 70 ms eine konstante Ausgangsspannung ein, die jedoch mit rund 33 V geringer ist im Vergleich zum vereinfachten *SPICE*-Modell mit idealen Bauelementen. Dies liegt zum einen an den real auftretenden Leckströmen der Bauelemente, die bei den sehr geringen transportierten Ladungsmengen nicht vernachlässigbar sind. Zum anderen an den zusätzlichen Kapazitäten von Schalter und Diode die ebenfalls umgeladen werden, aber nicht zur Spannungserhöhung beitragen. Bei genauerer Betrachtung des Pumpschrittes kann die Diodenschwellspannung als Differenz zwischen Pumpspannung am

MEMS und Ausgangsspannung an der Last mit ca. 0,7 V identifiziert werden. Außerdem werden die Schaltzyklen als Ripple auf der Ausgangsspannung abgebildet. Dies liegt in der Sperrschichtkapazität der Diode begründet, die bei einer Spannungsveränderung zwischen MEMS und Ausgangsspannung umgeladen wird.

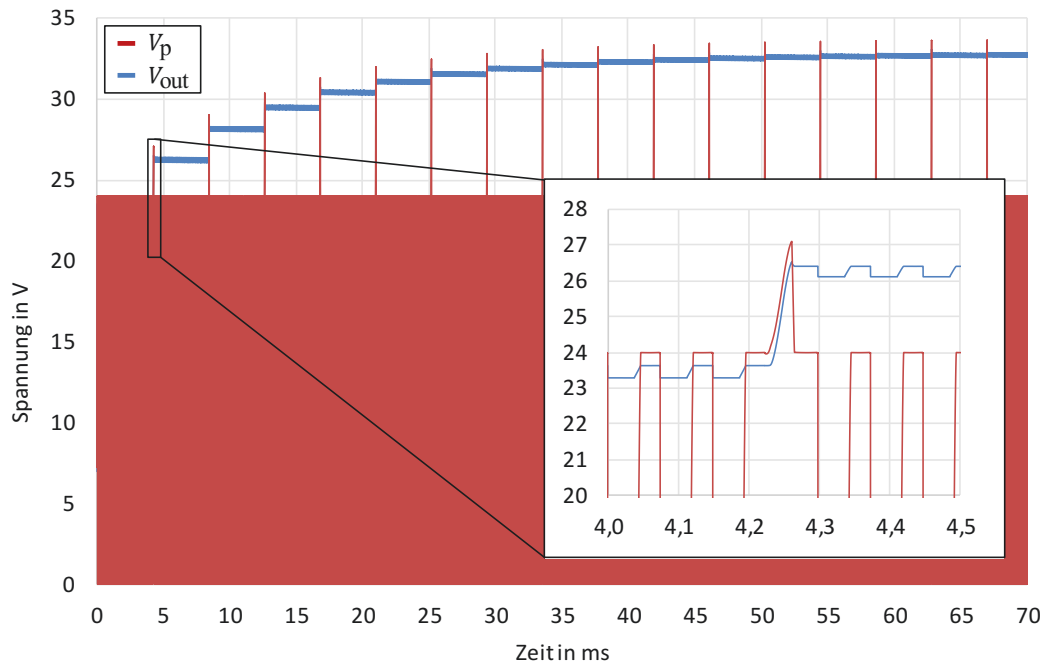


Abbildung 4.17: SPICE-Simulation des *resonanten Prinzips* mit realen Bauelementen, $C_L = 50 \text{ pF}$, $C_{\text{par}} = 1 \text{ pF}$ und $R_L = 100 \text{ G}\Omega$

Des Weiteren wurde der Einfluss der parasitären Kapazität C_{par} und des ohmschen Lastwiderstandes R_L auf die Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers am idealen und realen Modell untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.18 und Abbildung 4.19 im Vergleich zur Eingangsspannung V_{in} zusammengefasst.

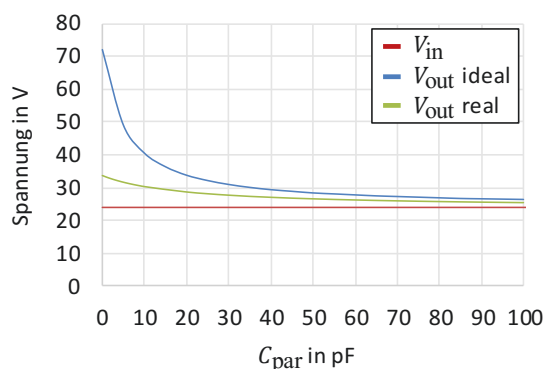


Abbildung 4.18: Variation der parasitären Kapazität C_{par} für das *resonante Prinzip* mit idealen und realen BE

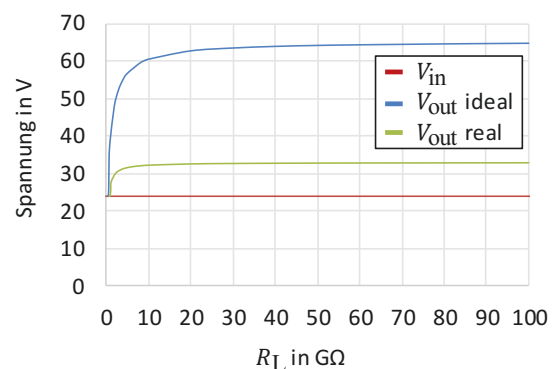


Abbildung 4.19: Variation des Lastwiderstandes R_L für das *resonante Prinzip* mit idealen und realen Bauelementen

Es zeigt sich, dass die parasitäre Kapazität einen exponentiellen Einfluss auf die Ausgangsspannung des Systems hat und sich für 100 pF bei beiden Modellen bereits der Eingangsspannung annähert. Wie aus Gleichung (2.8) für die effektive Spannungsverstärkung ersichtlich wird, liegt dies in der durch die Miniaturisierung verursachten geringen Pumpkapazität begründet. Dies führt dazu, dass die Ausgangsspannung stark absinkt, wenn Pumpkapazität und parasitäre Kapazität in der gleichen Größenordnung liegen.

Durch die Berücksichtigung eines realistischeren Dioden- und Schaltermodells entstehen zusätzliche parasitäre Kapazitäten, die die erreichbare Ausgangsspannung herabsetzen. So wird z. B. im Diodenmodell eine Sperrschichtkapazität von 1 pF berücksichtigt, die sich aufbaut, wenn die Diode in Sperrrichtung gepolt wird. Auch der für S_2 eingesetzte npn-Transistor besitzt ausgangsseitig eine Kollektor-Emitter-Kapazität die parallel zum Pumpkondensator liegt. Dadurch sinkt der Einfluss der parasitären Kapazität im Modell, aber auch die erreichbare Ausgangsspannung. Durch die Abhängigkeit vom Lastwiderstand R_L kann ermittelt werden, wieviel Strom der Gleichspannungswandler am Ausgang treiben kann, ohne dass die Ausgangsspannung zusammenbricht. Aus den Simulationen ergibt sich, dass R_L mindestens $10\text{ G}\Omega$ betragen muss, woraus sich für den Wandler aus Run 1 mit $V_{\text{out}} \approx 32\text{ V}$ ein Laststrom von ca. 3 nA ergibt.

4.2 Vorstellung der überarbeiteten Entwürfe nach Redesign Run 2

In diesen Abschnitt werden die Ergebnisse der überarbeiteten Entwürfe aus Wafer Run 2 vorgestellt. Wie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben sind die in Run 2 gefertigten Resonatoren durch einen Si-Deckel verkapselt und verfügen ebenfalls über ein Glassubstrat. Die Überarbeitung wurde auf Grundlage der messtechnischen Charakterisierung aus Abschnitt 4.1.2 und der Simulationsergebnisse aus den Abschnitten 4.1.3 und 4.1.4 durchgeführt. Zusätzlich zu den Betrachtungen aus Run 1 wird das Streufeld der Elektrodenzelle in Abschnitt 4.2.2 berücksichtigt. Die Bestimmung der viskosen Dämpfung der Pumpzellen erfolgte, durch die in Abschnitt 4.1.4 entwickelten Modelle, zur besseren Einschätzung der Messergebnisse nach der Fertigung (Abschnitt 4.2.3). Die messtechnische Charakterisierung der Resonatoren aus Run 2 wird in Abschnitt 4.2.4 vorgestellt. Abschließend fließen die Ergebnisse in ein verbessertes *SPICE*-Verhaltensmodell in Abschnitt 4.2.5 ein.

4.2.1 Analytische Auslegung und Layout

In Run 2 wurden die Chips anschließend an die Strukturierung des aktiven Wafers verkapselt. Dazu wurde die Si-Si-Glas-Technologie verwendet, wie sie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben ist. Auf den verkapselten Chips wurden aus Platzgründen zwei unterschiedliche Entwürfe getestet. Ein großer Resonator mit hoher Grundkapazität und ein, vergleichsweise kleiner Resonator mit geringerer Grundkapazität (siehe Abschnitt 4.2.4), der aus diesem Grund stark abhängig von der parasitären Kapazität ist. Der Hintergrund für die Entscheidung ist eine genauere Betrachtung des realen Spannungsverstärkungsfaktors

$$M_{\text{eff}}(C_{p_{\min}}, C_{\text{par}}) = \frac{C_{p_{\min}} + \Delta C_p + C_{\text{par}}}{C_{p_{\min}} + C_{\text{par}}} \quad (4.12)$$

nach Gleichung (2.8) in Abhängigkeit von der minimalen Pumpkapazität $C_{p_{\min}}$. Die Pumpkapazitätsänderung

$$\Delta C_p \approx \frac{2n_p \epsilon h}{d_0} (x_{\max} - x_{\min}) \approx \frac{4n_p \epsilon h}{d_0} x_{\max} \quad (4.13)$$

ist durch die realisierbare Anzahl an Kammfingern n_p und den möglichen Auslenkungsbereich in einem Mikrosystem begrenzt und unabhängig von $C_{p_{\min}}$. Für eine maximale Auslenkungsamplitude von $6 \mu\text{m}$ und $n_p = 2664$ ist ΔC_p beispielhaft auf ca. 12 pF festgelegt, unabhängig von der Anfangselektrodenüberlappung. In Abbildung 4.20 wird dieser Sachverhalt für verschiedene Werte von C_{par} gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass eine reine Erhöhung der Grundkapazität nicht ausreicht, um bei steigendem C_{par} höhere Verstärkungsfaktoren zu erreichen, da M_{eff} für $C_{p_{\min}} \rightarrow \infty$ gegen 1 läuft. Zusätzlich muss auch die Kapazitätsänderung ΔC_p erhöht werden, was aber in Mikrosystemen nur durch eine weitere Verringerung des Elektrodenabstandes möglich ist. Dieser ist durch die Technologie festgelegt. Es ist daher effektiver $C_{p_{\min}}$ und damit den Nenner von M_{eff} nach Gleichung (4.12) zu minimieren, um die bestmögliche Verstärkung aus dem System zu gewinnen. Des Weiteren ist beim Entwurf darauf zu achten, dass C_{par} so gering wie möglich ist. Begrenzt wird $C_{p_{\min}}$ bei vollständig auseinandergefahrenen Kämmen durch das nichthomogene elektrostatische Feld an den Elektrodenfingern, was eine Betrachtung des Streufeldes voraussetzt, die in Abschnitt 4.2.2 thematisiert wird.

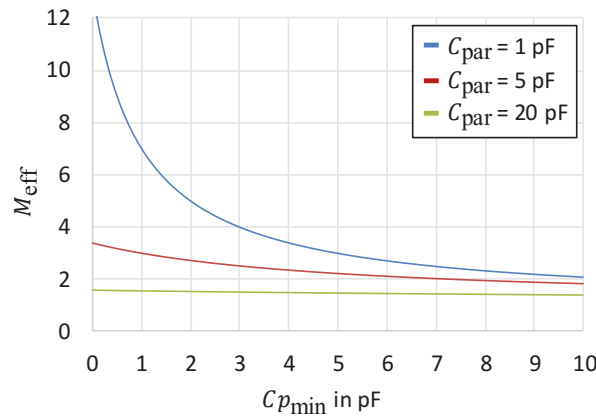


Abbildung 4.20: Effektive Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von $C_{p_{\min}}$ und C_{par}

Aus den genannten Vorüberlegungen ergeben sich zusammengefasst folgende Änderungen am großen Wandler aus Run 1.

1. Maßnahmen zur Verringerung der Dämpfung und zur Steigerung der mechanischen Güte:
 - Verzicht auf Dämpferzellen
 - Überarbeitung der Kammzelligeometrie nach Abbildung 4.2
 - Vergrößerung des lateralen Restabstandes bei ineinander gefahrenen Kämmen auf 10 μm
 - Verbreiterung der Elektrodenarme und damit weitere Erhöhung der seismischen Masse
2. Maßnahmen zur Erhöhung der Verstärkung:
 - Verringerung des Elektrodenabstandes auf 2,0 μm (2,1 μm mit Maskenunterätzung nach Charakterisierung Run 1)
 - Verringerung der Überlappung von 8 μm auf 4,5 μm , sodass Kämmen in Resonanz vollständig auseinanderfahren
 - Erhöhung der Anzahl an Pumpelektroden pro Sektion von 420 auf 444 durch eine weitere Verbreiterung der Elektrodenarme
 - Berücksichtigung des elektrostatischen Streufeldes der Kammzelle durch FE-Simulation
 - Verringerung von C_{par} gegenüber Substrat durch Verringerung der Bondfläche auf $100 \times 100 \mu\text{m}^2$

Ziel in Run 2 war es, den Verstärkungsfaktor zu verbessern. Nach Gleichung (4.12) muss die Summe des Nenners minimiert werden. Dabei ist C_{par} technologisch bedingt und kann anfangs nur abgeschätzt werden. Die minimale Pumpkapazität $C_{p_{\min}}$ setzt sich aus der Kapazität des homogenen Feldes der sich überlappenden Kammfinger und des Streufeldes C_{streu} zusammen. Die durch beide Kapazitäten überlagerte überlappingsabhängige Kapazitätsfunktion der Kammzelle kann durch eine FE-Simulation des elektrostatischen Feldes bestimmt werden (siehe Abschnitt 4.2.2). Wird die Elektrodenüberlappung durch die Auslenkung in Resonanz vollständig aufgehoben, ist $C_{p_{\min}}$ auf das Streufeld reduziert und damit $C_{\text{par}} + C_{p_{\min}}$ minimal. Eine Abschätzung der viskosen Dämpfung erfolgt nach dem in Abschnitt 4.1.4 eingeführten CFX-Simulationsmodell der Pumpkammzelle und den analytischen Berechnungen an Federn und dämpfenden Strukturbereichen. Die Ergebnisse werden in Abschnitt 4.2.3 vorgestellt.

In Tabelle 4.8 wird der Entwurf aus Run 1 dem aus Run 2 gegenübergestellt um die Änderungen zu verdeutlichen. Im Entwurfsprozess von Run 2 erfolgte eine Anpassung der Unterätzung auf 50 nm auf

Grundlage der messtechnischen Charakterisierung der Strukturen aus Run 1. In Run 1 wurde die Unterätzung anfangs nicht berücksichtigt, da noch keine Messdaten des Wafers existierten. Es wurde daher eine Korrektur der Entwurfsparameter aus Tabelle 4.1 mit der tatsächlichen Unterätzung sowie unter Einbeziehung des Streufeldes durchgeführt, die durch die Klammerausdrücke in Tabelle 4.8 hervorgehoben ist. Die Dämpfungen wurden im Entwurf noch rein analytisch bestimmt, da die CFX-Simulationsmodelle noch in der Bearbeitung standen. Es wurde davon ausgegangen, dass durch das Wegfallen der Dämpferzellen und die Vergrößerung des lateralen Restabstandes d_L der Kammfinger der *Squeeze-Film*-Effekt stark reduziert wird und dadurch die Analytik zu besseren Ergebnissen führt.

Tabelle 4.8: Zusammenfassung und Vergleich Redesign Run 1 und Run 2, Werte in Klammern unter Berücksichtigung der Unterätzung aus der Charakterisierung und des Streufeldes

Parameter	Run 1, Korrektur Unterätzung 50 nm	Run 2, mit Unterätzung und Streufeld
Effektive Spannungsverstärkung M_{eff}	1 - 4,7 (1 - 2,3)	1 - 2,7
Eingangsspannung U_E	12 V (26 V)	12 V
Ausgangsspannung U_A	11,3 V - 55,3 V (25,3 V - 59,5 V)	11,3 V - 31,3 V
Pumpladung Q_p	150 pC (512 pC)	210 pC
Federsteifigkeit k_{mech}	960 N·m ⁻¹ (1115 N·m ⁻¹)	590 N·m ⁻¹
Gesamtmasse m	156 µg (157,5 µg)	288 µg
Eigenfrequenz f_0	12,5 kHz (13,4 kHz)	7,2 kHz
Mechanische Güte Q_{mech}	158 (32)	70
Anzahl Pumpelektroden n_p	2520	2664
Anzahl Dämpferzellen n_d	26	0
Elektrodenüberdeckung in Ruhelage l_{ovp}	8 µm (7,9 µm)	4,4 µm
Elektrodenabstand d_0	2,5 µm (2,4 µm)	2,1 µm (Unterätzung)
Lateraler Fingerabstand d_L	7,3 µm (7,2 µm)	10,1 µm (Unterätzung)
Grundkapazität in Ruhelage	7,14 pF (12,75 pF mit C_{streu})	10,26 pF
Flächenbedarf Layout	3,1 × 1,8 mm ²	3,8 × 2,0 mm ²

4.2.2 Streufeldsimulationen

In der Neudimensionierung aus Run 2 soll aufgrund des großen Einflusses auf die Kapazitätsänderung bei geringen Elektrodenüberlappungen auch das Streufeld in den Entwurf einbezogen werden. Als Streufeld wird der zusätzlich zum homogenen Feld entstehende Anteil an der Gesamtkapazität verstanden. Es wurden die aus den Messungen von Run 1 ermittelten Unterätzungen und Auslenkungsbereiche im Modell der Kammzelle berücksichtigt. Das FE-Simulationsmodell der Kammzelle besteht aus dem elektrostatischen Feldraum zwischen beweglichen und festen Fingern und den Bereichen über und unterhalb der Kämme zur Berücksichtigung von Deckel- und Substratwafer (siehe Abbildung 4.21).

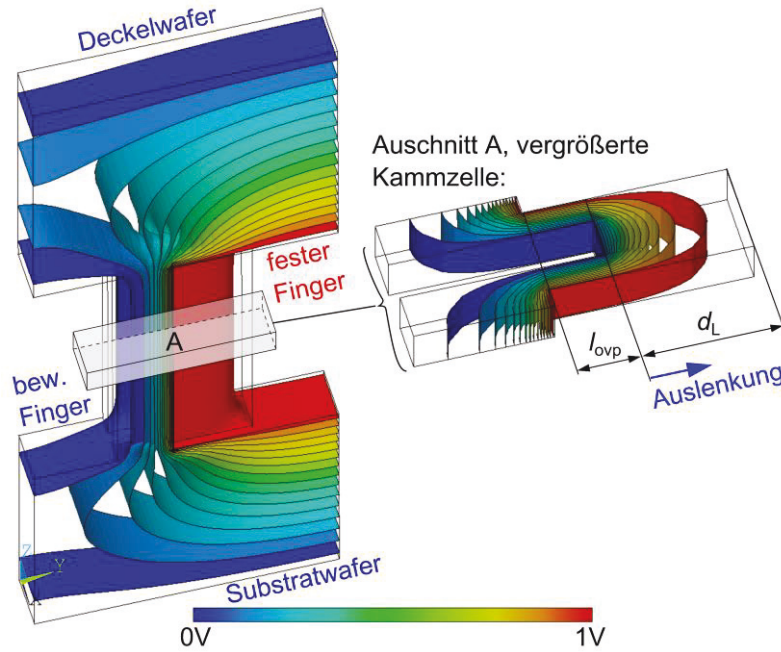


Abbildung 4.21: Simulation und Darstellung des Feldraumes einer Kammzelle durch Äquipotentialflächen

Der bewegliche Finger, der dazugehörige Rahmen, Substrat und Deckel liegen auf dem Potential $V_2 = 0$ V. Der feststehende Finger und Rahmen auf $V_1 = 1$ V. Die elektrische Ladung Q_{el} auf den Elektroden kann über den Befehl

**GET,Qel,FSUM,,ITEM,CHRG*

ermittelt und daraus die Kapazität

$$C_{el} = \left| \frac{Q_{el}}{V_1 - V_2} \right| \quad (4.14)$$

durch Umstellen von Gleichung (2.4) berechnet werden. Dabei spielt es keine Rolle, welche Elektrode zur Ermittlung der Ladung gewählt wird. Eine alternative Berechnung kann durch Umstellen von Gleichung (2.77) über die im System gespeicherte Energie W_{el} erfolgen, die ebenfalls durch den **GET*-Befehl bestimmbar ist. Dies liefert die Gesamtkapazität

$$C_{el} = \frac{2W_{el}}{(V_1 - V_2)^2} \quad (4.15)$$

der Kammzelle. Das Streufeld ermittelt sich im Falle einer Überlappung der Elektrodenfinger durch Subtraktion der Kapazität des homogenen Feldes von der ermittelten Gesamtkapazität, bzw. entspricht direkt der Gesamtkapazität, wenn die Finger vollständig auseinandergefahren sind.

Zur Einbeziehung des Streufeldes in die analytische Auslegung der Wandler wurde ein *Least-Squares*-Fit nach dem *Levenberg-Marquardt*-Algorithmus durchgeführt [74]. Dabei erfolgt eine Minimalisierung der kleinsten Fehlerquadrate, d. h. die Quadrate der Residuen werden betrachtet. Unproblematisch sind generell Lösungen mit nur einem Minimum. Bei mehreren Minima muss der Startwert für den iterativen Optimierungsprozess nahe am tatsächlichen Optimum sein damit die Lösung konvergiert. Die für den Kapazitätsfit zugrunde gelegte Funktion hat die Form

$$f(l_{\text{ovp}}) = \frac{a_0 + a_1 l_{\text{ovp}}}{1 + a_2 l_{\text{ovp}}} \quad (4.16)$$

mit den Koeffizienten a_0 bis a_2 als Ergebnis des Fits und der Elektrodenüberlappung l_{ovp} als veränderliche Variable. Als Eingangsdaten dienen die Simulationsergebnisse der Kapazitätswerte des Streufeldes bei der jeweiligen Elektrodenüberlappung. In Abbildung 4.22 und Abbildung 4.23 werden die Ergebnisse für die Kammzelle aus Run 1 und Run 2 vorgestellt. Die Auslenkung der Kammzelle ersetzt dabei die Elektrodenüberlappung l_{ovp} aus der Ansatzfunktion (4.16). Die Kapazitätsänderung des Streufeldes ist in Run 1 für negative Auslenkungen beim Auseinanderfahren der Kämme annähernd linear. Beim Ineinanderfahren kommt es durch die Verringerung des lateralen Restabstandes d_L der Finger vom Rahmen zu einer starken, nichtlinearen Zunahme der Streufeldkapazität. In der Kammzelle aus Run 2 wird bei einer negativen Auslenkung der Kämme von $-4,4 \mu\text{m}$ die Elektrodenüberlappung vollständig aufgehoben, wodurch es zu einem Knick im Verlauf der Streufeldfunktion kommt. Daher wurden zwei Fitfunktionen für den Bereich vor und nach dem Auseinanderfahren verwendet. Die nichtlineare Zunahme der Streufeldkapazität beim Ineinanderfahren der Kämme ist hier aufgrund des größeren Restabstandes schwächer ausgeprägt.

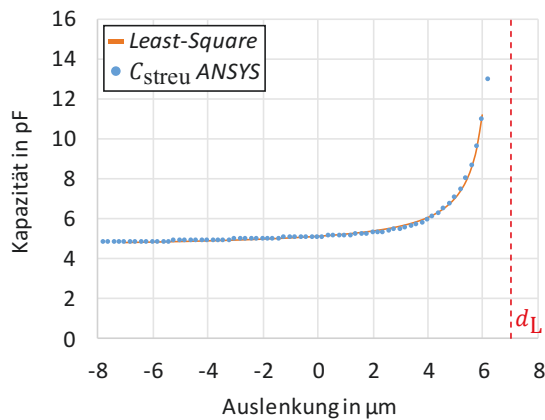


Abbildung 4.22: Kurve aus ANSYS-Streufeldsimulation und *Least-Squares*-Datenfit Run 1

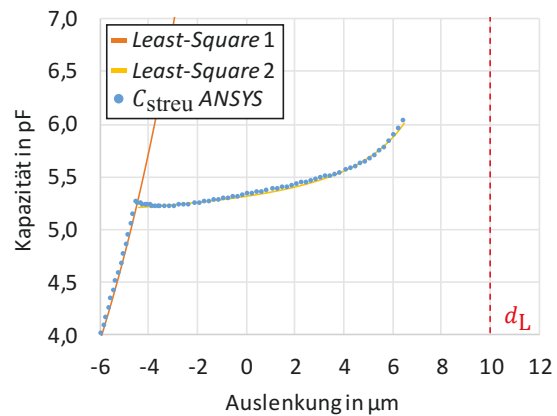


Abbildung 4.23: Kurve aus ANSYS-Streufeldsimulation und *Least-Squares*-Datenfit Run 2

4.2.3 Dämpfungssimulationen

Die Ermittlung der Dämpfungskonstante erfolgt in *CFX* analog zu Abschnitt 4.1.4 mit der Kammzellengeometrie aus Run 2 (siehe Abbildung 4.2 und Abbildung 4.11). Allerdings wurde auf Grundlage der messtechnischen Charakterisierung der Resonatoren aus Run 1 mit einer Unterätzung u_e von nur 50 nm statt 150 nm gerechnet. Eine Einschränkung des bereits bestehenden Simulationsmodells entsteht durch die Vorgabe des vollständigen Auseinanderfahrens der Kämme, da hier die Slip-Domänen im Bereich der Überlappung zu beiden Seiten des beweglichen Kammfingers während der Simulation undefiniert werden müssen. Um eine Vereinfachung des Modells durchzuführen wurde auf die Slip-Domänen im Folgenden verzichtet, da sie gegenüber dem *Squeeze-Film*-Effekt eine untergeordnete Rolle spielen und mit einem idealen Gas gerechnet, wodurch sich das Modell stark vereinfacht. Der Vergleich der Simulationsergebnisse für eine beispielhafte Unterätzung von $u_e = 150$ nm mit und ohne Berücksichtigung der Slip-Domänen ist in Abbildung 4.24 gegeben. Er bestätigt die Zulässigkeit dieser Vereinfachung bei der vorliegenden Kammzellengeometrie.

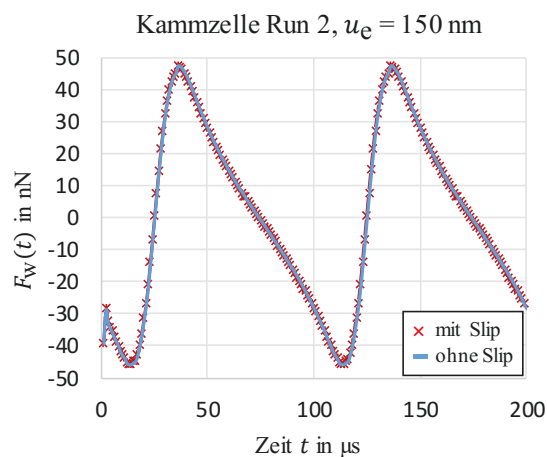


Abbildung 4.24: Vergleich *CFX*-Simulation mit und ohne Slip Domain zwischen den Elektroden

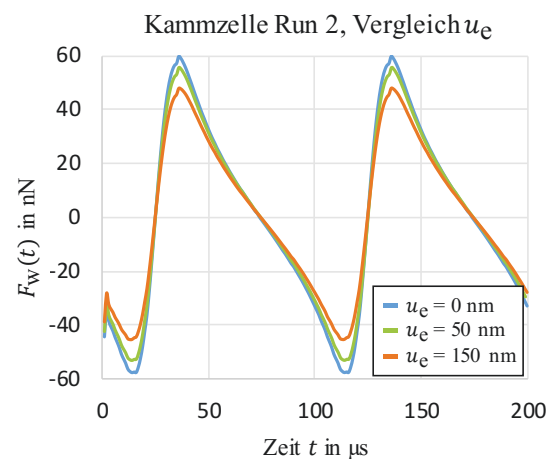


Abbildung 4.25: Vergleich der Widerstandskraft bei verschiedenen Maskenunterätzungen u_e

In Abbildung 4.25 werden die Simulationsergebnisse für unterschiedliche Maskenunterätzungen gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass der Verlauf der Widerstandskraft $F_W(t)$ trotz des größeren Restabstandes der Elektrodenfinger beim Ineinanderfahren verzerrt ist. Durch die größeren Abstände sinkt die Widerstandskraft und damit die Dämpfung bei steigender Maskenunterätzung leicht ab. Für eine angenommene Unterätzung von 50 nm beträgt die Dämpfungskonstante der Kammzelle $96,4 \text{ nkg} \cdot \text{s}^{-1}$, was bei 2664 Kammfingern einer Gesamtdämpfung von $257 \text{ } \mu\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$ entspricht. Die jeweiligen Anteile der einzelnen Komponenten an der Gesamtdämpfung können Tabelle 4.9 entnommen werden. Abschließend kann nach Gleichung (4.7) und den Entwurfparametern aus Tabelle 4.8 die mechanische Güte des Systems mit ca. 38 angegeben werden.

Tabelle 4.9: Dämpfungsanteile aus Analytik und *CFX*-Simulation für Run 2

Pumpe (<i>CFX</i>)	Dämpfer	Federn	Elektrodenarme	Strukturoberfläche	Gesamt [$\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$]
$2,57 \cdot 10^{-4}$ (74,7 %)	—	$6,2 \cdot 10^{-5}$ (18 %)	$2,1 \cdot 10^{-5}$ (6,1 %)	$4 \cdot 10^{-6}$ (1,2 %)	$3,44 \cdot 10^{-4}$

4.2.4 Messtechnische Charakterisierung

Die messtechnische Charakterisierung umfasst alle optischen Messungen zum Funktionsnachweis der Resonatoren aus Wafer Run 2. Entsprechend zu den in Abschnitt 4.1.2 vorgestellten Verfahren erfolgte eine Out-Of-Plane-Messung der Resonanzfrequenz und eine In-Plane-Messung der Schwingungsamplitude in Resonanz. Die direkte Messung der verkapselten Resonatoren aus Run 2 ist aufgrund des Siliziumdeckels nicht möglich, da kein optischer Zugang von der Kontaktierseite besteht. Die verkapselten Chips wurden auf separaten Steckplatinen präpariert, die durch die Anordnung der Steckleisten verpolstet mit der Testplatine verbunden werden können (siehe Abbildung 4.26). Dies ermöglicht den einfachen Austausch und Test unterschiedlicher Resonatoren aus beiden Wafer Runs. Ein Kunststoffrahmen (rot bzw. gelb) und eine Glasscheibe schützen die Strukturen und die Bonddrähte und erlauben eine direkte optische Messung der Strukturen aus Run 1 im präparierten Zustand. Im Falle der durch einen Siliziumdeckel verkapselten Strukturen aus Run 2 erfolgt die Messung von der Rückseite durch freigelegte Messfenster in der Platine und das Glassubstrat der Chips (siehe Abbildung 4.27).

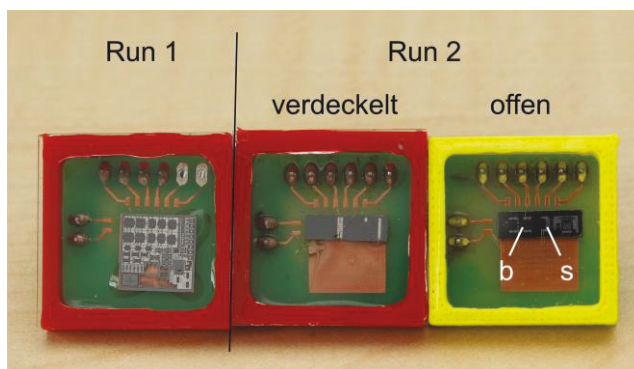


Abbildung 4.26: Gebondete große (b) und kleine (s) DC/DC-Wandler, Testaufbauten als Steckplatine

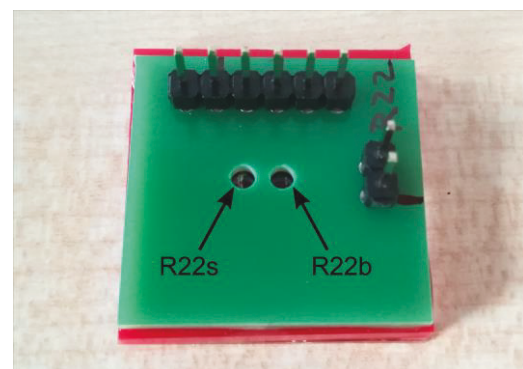


Abbildung 4.27: DC/DC-Wandler Steckplatine Run 2 von der Rückseite mit Messfenstern

Es wurden in Run 2 insgesamt drei große Resonatoren ($R21b$, $R22b$, $R23b$), drei kleine Resonatoren ($R21s$, $R22s$, $R23s$) sowie drei weitere offene große Resonatoren ($R21bo$, $R22bo$, $R23bo$) vermessen. Letztere wurden der Fertigung vor dem Verdeckeln entnommen (siehe Abschnitt 2.3.1). In Abbildung 4.28 ist die Wafermap zur Lokalisation der entnommenen Teststrukturen dargestellt. Zur Auswertung des Herstellungsprozesses erfolgte die Entnahme an verschiedenen Stellen auf den Wafern.

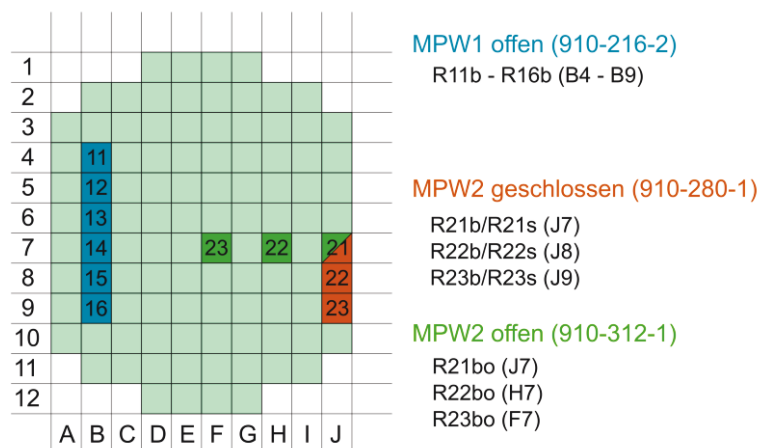


Abbildung 4.28: Wafermap aus Multi Project Wafer Run 1 und Run 2

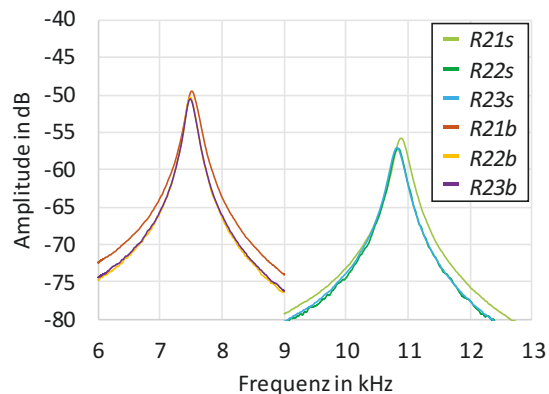


Abbildung 4.29: Vibrometermessung der Wandler aus Run 2 verkapselt (b: größer, s: kleiner Wandler)

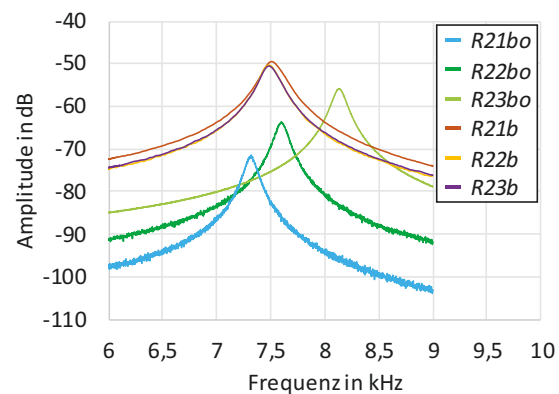


Abbildung 4.30: Vibrometermessung der großen Wandler aus Run 2 (bo: unverkapselt, b: verkapselt)

Die Ergebnisse der Out-Of-Plane-Vibrometermessungen sind in Abbildung 4.29 und Abbildung 4.30 für die erste Resonanzfrequenz grafisch dargestellt. Alle Strukturen wurden zur besseren Vergleichbarkeit mit Run 1 wieder mit 17 V angeregt. Dies gestattet eine gefahrungsfreie Messung auch bei noch nicht bekannter In-Plane-Auslenkung. Die Zusammenfassung der Messergebnisse der Out-Of-Plane-Bestimmung der Resonanzfrequenz ist in Tabelle 4.10 vorgestellt. Die Resonanzfrequenz der großen, verkapselten Wandler aus Run 2 liegt bei ca. 7,5 kHz bei einer maximalen Abweichung von 27 Hz. Der kleine Wandler schwingt bei 10,8 kHz in Resonanz bei einer maximalen Abweichung der Strukturen von 69 Hz. Die sehr gute Übereinstimmung der Resonatoren kann auf die räumliche Nähe auf dem Wafer zurückgeführt werden. Dies ermöglicht eine Parallelschaltung mehrerer gleicher Wandler zur Erhöhung der Grundkapazität und Steigerung der Effizienz auf die in Abschnitt 4.4.1 während des Tests des Gesamtsystems eingegangen wird. Auf Grundlage der FE-Simulationsmodelle aus Abschnitt 4.1.3 kann die tatsächliche Unterätzung aus der gemessenen Resonanzfrequenz wie schon in Run 1 zu ca. 50 nm ermittelt werden.

Tabelle 4.10: Run 2 Ergebnisse der Out-Of-Plane-Messung am Vibrometer bei 17 V Eingangsspannung (MW: Mittelwert, s: Standardabweichung der Stichprobe)

Struktur	Amplitude [nm]	Resonanz [Hz]	-3 dB [Hz]	+3 dB [Hz]	Güte
<i>R21s</i>	1,62	10885,9	10767,2	11009,4	44,9
<i>R22s</i>	1,38	10840,6	10718,8	10951,6	46,6
<i>R23s</i>	1,40	10817,2	10703,2	10942	45,3
<i>R2s (MW/s)</i>	1,47/0,13	10847,9/34,9	10729,7/33,4	10967,7/36,5	45,6/0,89
<i>R21b</i>	3,34	7509,4	7414,1	7618	36,7
<i>R22b</i>	3,04	7482,8	7400	7576,6	42,4
<i>R23b</i>	2,97	7482,8	7401,6	7579,7	42,0
<i>R2b (MW/s)</i>	3,12/0,20	7491,7/15,4	7405,2/7,7	7591,4/23,1	40,4/3,2
<i>R21bo</i>	0,27	7320,3	7264	7370	69,1
<i>R22bo</i>	0,66	7596,9	7540	7656	65,5
<i>R23bo</i>	1,61	8131,3	8069	8198	63,0
<i>R2bo (MW/s)</i>	0,85/0,69	7682,8/412,3	7624,3/409,1	7741,3/420,5	65,9/3,1

In Abbildung 4.30 und Tabelle 4.10 wird ein Vergleich der verkapselten mit den unverkapselten großen Resonatoren durchgeführt. Auffällig ist die vergleichsweise große Streuung der Resonanzfrequenzen von ca. 810 Hz und der Resonanzamplituden der drei gemessenen offenen Resonatoren. Außerdem ist der Crosstalk der Strukturen geringer, was sich durch eine geringere Out-Of-Plane-Signalamplitude

bemerkbar macht. Für eine absolute Beurteilung ist die Anzahl der gemessenen Resonatoren zu gering. Durch die Verwendung unterschiedlicher Wafer und Prozessierungsschritte wird zudem der Vergleich zusätzlich erschwert. Um die Aussagekraft der Messungen zu verbessern, wurden weitere Resonatoren auf dem offenen Wafer vermessen (siehe Abbildung A.1.1) und die Ergebnisse in Anhang A.1 zusammengefasst. Der Vergleich von Abbildung A.1.2 mit Abbildung 4.30 bestätigt die ersten Messungen. Demnach weisen Strukturen die aus einer Spalte entnommen wurden durch ihre geometrische Nähe eine geringe Streuung untereinander auf, wohingegen Strukturen aus unterschiedlichen Spalten in ihrer Resonanzfrequenz und Amplitude stark abweichen. Eine über den Wafer inhomogen wirkende Ätzrate ist bereits aus früheren Veröffentlichungen zum BDRIE-Fertigungsverfahren bekannt. So kann sowohl die Maskenunterstützung als auch das Ätzprofil je nach Lage der Struktur auf dem Wafer variieren [43]. Eine zum Waferrand hin steigende Resonanzfrequenz könnte demzufolge mit einer sinkenden Maskenunterstützung begründet werden. Die gleichzeitig zu höheren Frequenzen ansteigende Resonanzamplitude liegt in einem zum Waferrand hin zunehmend von 90° abweichenden Ätzwinkel begründet, der ein asymmetrisches Ätzprofil der Federbänder zur Folge hat, welches den Crosstalk und damit die Out-Of-Plane-Amplitude verstärkt. Es kann bestätigt werden, dass der zusätzliche Prozessschritt der Verkapselung der Wafer keinen negativen Einfluss auf die Funktionsweise der Resonatoren hat.

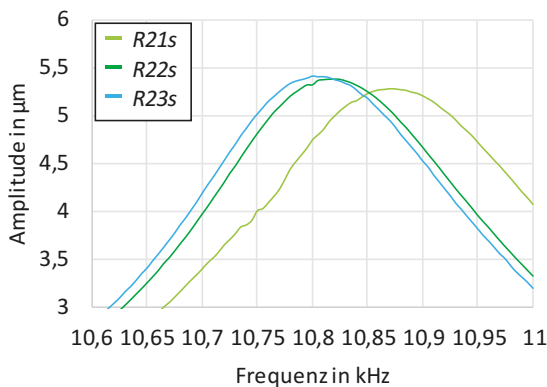


Abbildung 4.31: PMA-Messung der Resonanzamplitude Run 2 bei 20 V, kleine Wandler verkapselt

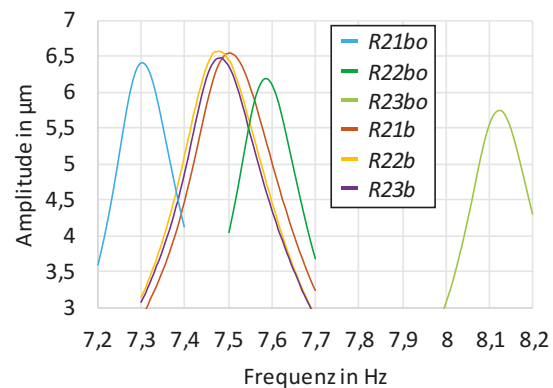


Abbildung 4.32: PMA-Messung der Resonanzamplitude Run 2 bei 18 V, große Wandler (bo: unverkapselt, b: verkapselt)

Die Bestimmung der In-Plane-Amplitude erfolgt wiederum mittels PMA. Durch die Steigerung der mechanischen Güte liegen die Spannungen mit ca. 18 V für den großen und 20 V für den kleinen Resonator deutlich niedriger im Vergleich zu den unverkapselten Wandlern aus Run 1. Die Ergebnisse der In-Plane-Messung sind in Abbildung 4.31 und Abbildung 4.32 grafisch dargestellt und in Tabelle 4.11 zusammengefasst. Im Allgemeinen stimmen die Resonanzfrequenzen sehr gut mit den am Vibrometer ermittelten Werten überein. Die geringere Aktuierungsspannung des großen Resonators liegt in der größeren elektrostatischen Kraftwirkung begründet. Dadurch werden auch deutlich größere Schwingungsamplituden von über $6\text{ }\mu\text{m}$ erreicht. Der Wandler kann somit auch bei niedrigeren Spannungen betrieben werden, ohne dass die Amplitude zu weit einbricht. Auch die In-Plane-Messungen ergeben eine vergleichsweise geringe Streuung der Resonanzfrequenzen der verkapselten kleinen Strukturen mit 70 Hz und der großen mit 25 Hz. Die PMA-Messungen an den unverkapselten Wafern aus Run 2 zeigen, dass sich die In-Plane-Amplitude mit steigender Resonanzfrequenz, wie zu erwarten, verringert und damit vergleichsweise geringere Resonanzamplituden als die verdeckelten Resonatoren liefert. Durch die großen Streuungen lassen sich die Strukturen, obwohl funktional, schlechter miteinander vergleichen.

Nach Tabelle 4.11 konnte die Dämpfung im Redesign nach Run 2 effektiv verringert und damit die mechanische Güte der Resonatoren, trotz größerer Schwingungsamplituden von rund $6,5\text{ }\mu\text{m}$, erhöht werden. Im Vergleich zu den großen verkapselten Resonatoren verfügen die kleinen über eine größere mechanische Güte, obwohl ihre Masse geringer ist. Dies liegt in der starken Überdämpfung des Systems

beim Ineinanderfahren der Kämme durch den dominanten *Squeeze-Film*-Effekt begründet. Dieser ist umso stärker, desto mehr Kämme die Struktur hat. Auch ist die Dämpfung in Run 1 noch wesentlich größer, da der laterale Restabstand der Stirnflächen der Kämme vom Rahmen beim Ineinanderfahren hier nur ca. 1 μm beträgt. Trotz der Überarbeitung der Kammzellengeometrie bleibt der *Squeeze-Film*-Effekt der flächenvariierenden Pumpelektroden der dominante Dämpfungsmechanismus, wodurch die Güte auf einen Maximalwert von 63 begrenzt wird. Im Vergleich zu den analytischen Berechnungen der Güte aus den Entwurfsdaten mit 38 ist die mechanische Güte der verkapselten Strukturen mit durchschnittlich 44 aufgrund der höheren Steifigkeit der Resonatoren ebenfalls etwas höher. Wie in Abschnitt 4.2.3 gezeigt ist der Einfluss der Grenzströmung auf die Struktur mit ca. 1 % zu vernachlässigen. Der Deckel sollte folglich keinen Einfluss auf die Dämpfungscharakteristik haben. Die deutliche Zunahme der mechanischen Güte der offenen Resonatoren kann eine Folge eines abweichenden Ätzprofils bzw. der starken Auslenkungsabhängigkeit der viskosen Dämpfung sein, da die Schwingungsamplituden hier schwächer ausgeprägt sind. Im Allgemeinen ist festzustellen, dass Wafer Run 910-312-1 der offenen Strukturen stark von den Entwurfsdaten abweicht und streut, weshalb er sich nicht für die Beurteilung des Entwurfsprozesses eignet.

Tabelle 4.11: Ergebnisse der In-Plane-Messung am PMA für den kleinen (s) und großen verkapselten (b) und unverkapselten (bo) Resonator Run 1 und 2 (MW: Mittelwert, s: Standardabweichung der Stichprobe)

Struktur	Amplitude [μm]	Resonanz [Hz]	-3 dB [Hz]	+3 dB [Hz]	Güte
R21s @ 20 V	5,28	10870	10765	10995	47,3
R22s @ 20 V	5,37	10820	10715	10940	48,1
R23s @ 20 V	5,40	10800	10700	10925	48,0
$\overline{R2s}$ (MW/s)	5,35/0,06	10830/36,1	10726,7/34,0	10953,3/36,9	47,8/0,4
R21b @ 18 V	6,54	7505	7425	7605	41,7
R22b @ 18 V	6,58	7480	7405	7570	45,3
R23b @ 18 V	6,47	7485	7405	7570	45,4
$\overline{R2b}$ (MW/s)	6,53/0,06	7490/13,2	7411,7/11,5	7581,7/20,2	44,1/2,1
R21bo @ 18 V	6,42	7305	7250	7370	60,9
R22bo @ 18 V	6,19	7590	7530	7650	63,3
R23bo @ 18 V	5,75	8125	8060	8200	58,0
$\overline{R2bo}$ (MW/s)	6,12/0,34	7673,3/416,3	7613,3/411,4	7740/422,3	60,7/2,7
R16b @ 27 V	5,15	13310	13163	13540	35,3

4.2.5 Systemlevel Netzwerksimulationen mit LTSpice

In Wafer Run 2 erfolgte eine Erweiterung des in Abschnitt 4.1.5 vorgestellten *LTSpice*-Verhaltensmodells um die in Abschnitt 4.2.2 ermittelten Kapazitätsverläufe zur Berücksichtigung des elektrostatischen Streufeldes der Kammzellen. Dies ist insbesondere wichtig, da eine ausschließliche Betrachtung des homogenen Feldes bei vollständig auseinandergefahrenen Kämmen zu physikalisch fehlerhaften negativen Kapazitätswerten führt. Die Definition der Kapazitätsfunktionen in *LTSpice* kann als funktionsgesteuerte Spannungsquelle in Abhängigkeit der Verschiebungsgröße x vorgenommen werden. Innerhalb der Spannungsdefinition wird eine Fallunterscheidung der Kapazitätsfunktion in den Bereichen $x \leq l_{ovp}$ und $x > l_{ovp}$ getroffen, um den Knick in der Kapazitätsfunktion abzubilden (siehe Abbildung 4.23). Aus der verschiebungsabhängigen Pumpkapazität kann der Umladestrom als zeitliches Integral aus dem Spannungskapazitätsprodukt abgeleitet werden.

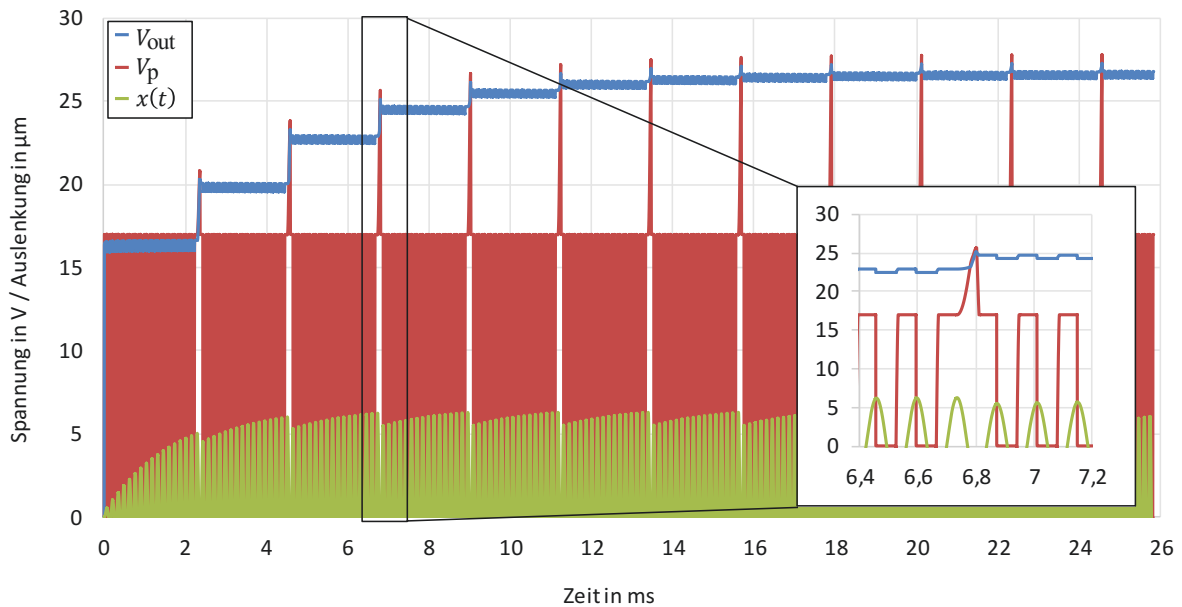


Abbildung 4.33: SPICE-Simulation des resonanten großen Wandlers aus Run 2, $C_L = 22 \text{ pF}$, $C_{par} = 1 \text{ pF}$, $R_{sub} = 400 \text{ M}\Omega$ und $R_L = 100 \text{ G}\Omega$

In Abbildung 4.33 ist das Simulationsergebnis der zeitlichen Verläufe der Pumpspannung V_p und Ausgangsspannung V_{out} sowie die positive Halbwelle der Oszillation der Pumpelektrode $x(t)$ für den großen Wandler aus Run 2 vorgestellt. Die Anregung erfolgt auf Resonanzfrequenz. Die simulierte Resonanzamplitude des Wandlers von $6,5 \text{ }\mu\text{m}$ ist in guter Übereinstimmung mit den am PMA gemessenen Werten der Teststrukturen *Rb21* bis *Rb23*. Mit jedem Pumpvorgang steigt die Ausgangsspannung von 17 V treppenförmig bis auf einen Maximalwert von ca. 27 V an. Der effektive Verstärkungsfaktor liegt aufgrund des realen Verhaltens der Bauelemente deutlich unterhalb der durch die Kapazitätsänderung hervorgerufenen möglichen Spannungsverstärkung.

Durch eine schrittweise Variation des Lastwiderstandes kann dessen Einfluss auf die Ausgangsspannung untersucht werden. Das Ergebnis der mittleren Ausgangsspannung im eingeschwungenen Zustand über dem Lastwiderstand zeigt Abbildung 4.34. Es wird ein Lastwiderstand von wenigstens $10 \text{ G}\Omega$ benötigt, bei dem die Ausgangsspannung um ca. $1 \text{ }\%$ vom maximal erreichbaren Wert abgefallen ist. Aus den elektrischen Funktionstests der verkapselten Resonatoren wurden Substratwiderstände, d. h. der elektrische Widerstand zwischen aktivem Wafer und Substratwafer, im dreistelligen $\text{M}\Omega$ -Bereich mit $R_{sub} > 400 \text{ M}\Omega$ ermittelt. Der endliche Substratwiderstand wirkt parallel zur MEMS-Pumpkapazität und führt zu einer weiteren Herabsetzung der effektiven Spannungsverstärkung. Wie aus Abbildung

4.35 hervorgeht, ist dessen Einfluss auf die Ausgangsspannung verglichen mit dem Lastwiderstand jedoch um zwei Größenordnungen geringer. Aus der Parameterstudie kann ein Substratwiderstand von mindestens 100 M Ω ermittelt werden. Durch die Ergebnisse des elektrischen Funktionstests wurde der gemessene Minimalwert von 400 M Ω in allen Simulationen verwendet.

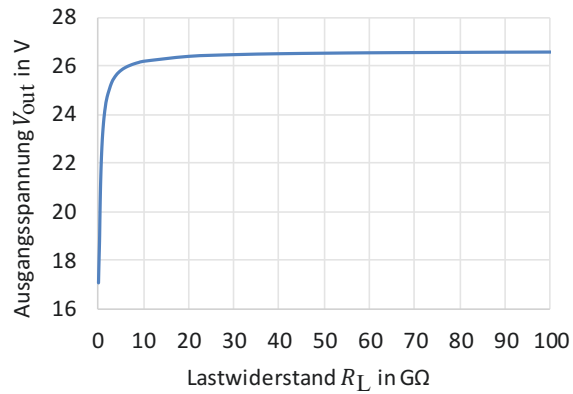


Abbildung 4.34: Variation des Lastwiderstandes am resonanten großen Wandler aus Run 2 mit $C_L = 22$ pF, $C_{par} = 1$ pF und $R_{sub} = 400$ M Ω

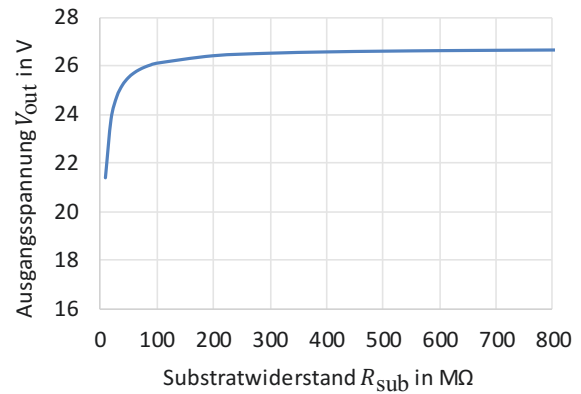


Abbildung 4.35: Variation des Substratwiderstandes am resonanten großen Wandler aus Run 2 mit $C_L = 22$ pF, $C_{par} = 1$ pF und $R_L = 100$ G Ω

4.3 Entwicklung des Testboards

Die in diesem Kapitel entwickelte Testplatine soll zur einfachen Charakterisierung verschiedener resonanter MEMS-Wandler dienen. Sie umfasst die Elektronik zur Ansteuerung und Regelung der Mikrosysteme auf Resonanzfrequenz.

Die Ansteuerung der Schalter aus Abbildung 3.8 zur Anregung des MEMS soll durch einen Mikrocontroller des Typs *ATtiny84* erfolgen. Bei Verwendung eines externen Quarz-Oszillators von maximal zulässigen 20 MHz entspricht die Grundperiode 50 ns. Durch die Verwendung eines Timerregisters zur Signalerzeugung kann aus dem Grundtakt und dem Timerwert n_{Reg} die Signalfrequenz der Anregung zu

$$f_a = \frac{20 \text{ MHz}}{2(n_{\text{Reg}} + 1)} \quad (4.17)$$

ermittelt werden. Der Zählerwert im Register kann nur um ganze Zahlen inkrementiert werden, sodass sich die Frequenzschrittauflösung zu

$$\Delta f = \frac{20 \text{ MHz}}{2(n_{\text{Reg}} + 1)} - \frac{20 \text{ MHz}}{2(n_{\text{Reg}} + 2)} = \frac{10 \text{ MHz}}{(n_{\text{Reg}} + 1)(n_{\text{Reg}} + 2)} \quad (4.18)$$

ergibt. Die Auflösung verbessert sich mit höheren Zählerwerten n_{Reg} , da f_a proportional zum Reziproke von n_{Reg} ist. Für eine angenommene Resonanzfrequenz von 10 kHz ist der Registerwert n_{Reg} nach Gleichung (4.17) 999 und die Frequenzauflösung ergibt sich nach Gleichung (4.18) zu 9,99 Hz. Vergleicht man dies mit der Bandbreite des Systems bei einer mechanischen Güte von 100

$$BW = f_{\text{go}} - f_{\text{gu}} = \frac{f_0}{Q_{\text{mech}}} = \frac{10 \text{ kHz}}{100} = 100 \text{ Hz} , \quad (4.19)$$

so kann mit ca. 10 diskreten Frequenzschritten zwischen den -3dB Grenzfrequenzen f_{go} und f_{gu} gerechnet werden. Daraus folgt, dass die Frequenzauflösung des *ATtiny84* nur bedingt geeignet ist, um das Resonanzpeak auch bei fertigungsbedingten Streuungen der Resonanzfrequenz sicher zu treffen. Bei schon relativ geringen Abweichungen der Erregungs- von der Resonanzfrequenz kommt es zu unerwünschten Schwebungen, sodass das System nicht konstant in Resonanz gehalten werden kann. Zudem kann die mechanische Steifigkeit und damit auch die Resonanzfrequenz des mechanischen Systems bei hohen Amplituden stark auslenkungsabhängig sein.

In Vorversuchen konnte nachgewiesen werden, dass ohne Funktionseinschränkungen im laufenden Betrieb auch ein externer Frequenzgenerator als variabler Taktgeber verwendet werden kann, um die Taktfrequenz des Mikrocontrollers auf die Resonanzfrequenz des MEMS abzustimmen. Dadurch wird es möglich, den VCO einer PLL als externen Taktgeber anstelle eines externen Quarzes zu verwenden. Das Verfahren der PLL soll im Folgenden dazu genutzt werden, die MEMS-Anregung auf Resonanzfrequenz zu regeln, um die bestmögliche Spannungsverstärkung zu erhalten. In Abbildung 4.36 wird ein vereinfachtes Blockschaltbild der Testplatine vorgestellt. Der detaillierte Schaltplan kann dem Anhang aus Abbildung A.5.3 entnommen werden. Als Referenzsignal der PLL dient die zeitabhängige Ableitung der Verschiebung des MEMS. Sie entspricht der Geschwindigkeit, die messtechnisch ermittelt werden muss. Die Frequenz des VCO kann im Mikrocontroller über die Länge des Rechtecksignals eingestellt werden und muss für die Auslegung des Frequenzbereichs beachtet werden. Bei einer Einstellung von jeweils 500 Takten im An- bzw. Aus-Zustand ergibt sich ein Teiler von 1000. Damit schwingt der VCO

auf der 1000-fachen Frequenz des Messsignals, sodass aus beispielsweise 10 kHz Referenzsignal 10 MHz als Taktfrequenz für den Mikrocontroller werden.

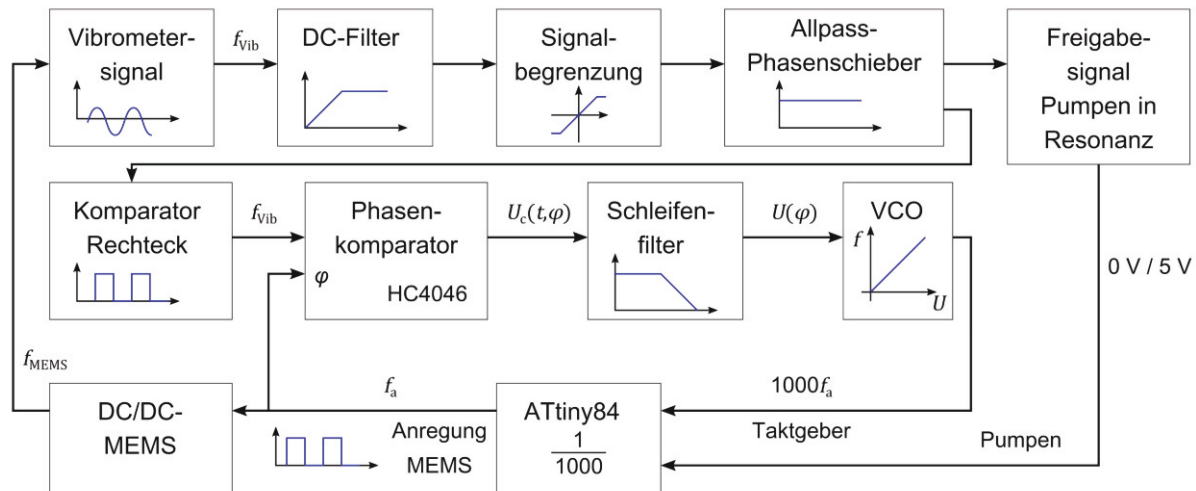


Abbildung 4.36: Vereinfachtes Blockschaftbild der PLL-Testplatine

Der Mikrocontroller arbeitet als Frequenzteiler und erzeugt aus dem VCO-Takt das Anregungssignal, das im Phasenkomparator der PLL mit dem Messsignal verglichen und phasenstarr verbunden wird. Eine zusätzliche Freigabeschaltung sorgt dafür, dass erst ab einer bestimmten Auslenkung der Pumpzyklus am Mikrocontroller zugeschaltet wird, um beim Start ein reibungsloses Einschwingen zu ermöglichen. Dies ist erforderlich, da beim Pumpen die Anregung periodisch für einen Takt aussetzt und somit den Einschwingvorgang stört.

Da durch das Funktionsprinzip bedingt die Pumpelektroden nicht gleichzeitig als Detektionselektroden der PLL verwendet werden können, wird das Referenzsignal für die Regelung über eine optische Messung der In-Plane-Schwingung des Mikrosystems mittels Vibrometer gewonnen. Von dem Schwingungssignal wird der Gleichanteil abgeschnitten und die Spannungsamplitude durch zwei entgegengesetzte in Reihe verschaltete Schottky-Dioden $D101$ und $D102$ auf $\pm 4,7$ V begrenzt, um die nachfolgenden OPVs zu schützen. Es folgt ein Allpass erster Ordnung, der durch den trimmbaren Potentiometerwiderstand $R105$ als Phasenschieber eingesetzt werden kann, um die Phasenlage zwischen Anregung und der resultierenden Schwingung um bis zu 90° zu verschieben. Dabei eilt aufgrund der Beschaltung am nicht invertierten Eingang das Ausgangssignal dem Eingangssignal vor. Für Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz von 60 kHz ist die Spannungsverstärkung des Allpasses stets eins, da die Widerstände $R103$ und $R104$ in der Rückkopplung gleich groß dimensioniert sind [70].

Das so konditionierte Sinussignal des Vibrometers wird anschließend durch einen Komparator in ein Rechteck mit ± 5 V Amplitude umgewandelt. Das erzeugte Rechtecksignal wird durch die Klemmung aus Widerstand $R114$ und Diode $D106$ gegen Massepotential auf ca. $-0,7$ V begrenzt, da der Phasenkomparator keine stark negativen Spannungen verarbeiten kann. Das vom Mikrocontroller erzeugte Anregungssignal kann durch den Jumper $JP1$ direkt vom Pin $PA3$ zur Ansteuerung des High-Side-Schalters oder durch ein separat angesteuertes Pin $PA7$ an den Compare-Eingang des PLL-ICs geschaltet werden. Die Freigabeschaltung wird durch eine Komparatorschaltung gebildet, die das spannungsbegrenzte und gleichgerichtete Messsignal mit einem über den Potentiometer Widerstand $R111$ einstellbaren Spannungspegel vergleicht. Steigt der Spannungspegel des Messsignals über den Vergleichswert, schaltet der Komparator von 0 V auf 5 V und die LED $D104$ wird aktiviert, um anzuzeigen, dass das System in Resonanz arbeitet. Bei dem DC/DC-Wandler-Schaltungsteil wurde auf ein flächiges Massepotential verzichtet, um den Anteil parasitärer Kapazitäten zwischen Masse und Signalleitung zu reduzieren.

Auf einer separaten $25 \times 25 \text{ mm}^2$ Platine können mehrere Wandler gleichzeitig durch Drahtbonden kontaktiert und anschließend verpolsicher auf das Testboard aufgesteckt werden. Die Auswahl des Mikrosystems erfolgt über den Jumper *JP301*. Die kontaktierten Aufbauten werden durch einen Rahmen mit Glasdeckel geschützt. Die Vibrometermessung erfolgt von der Oberseite durch den Glasdeckel. Liegen bereits verkapselte Systeme mit Glassubstrat vor, so kann die Aussparung im Testboard unterhalb der Aufsteckplatine genutzt werden, um von der Rückseite Messungen durch das Glassubstrat durchzuführen. Dazu müssen in der Aufsteckplatine Messfenster im Bereich der beweglichen Strukturen geschaffen werden, wie in Abbildung 4.27 dargestellt.

4.3.1 Auswahl und Dimensionierung des Phasenregelkreises: Mittenfrequenz, Fangbereich und Schleifenfilter

Verwendet wurde der PLL-IC *CD74HC4046A* von *Texas Instruments*, da er über einen großen Frequenzbereich bei guter Linearität des VCO verfügt und mit $V_{cc} = 5 \text{ V}$ aus derselben Spannungsquelle wie der Mikrocontroller versorgt werden kann. Außerdem stellt er drei Komparatorausgänge zur Verfügung und bietet die Möglichkeit eines Frequenzoffsets. Das Originaldatenblatt von *Texas Instruments* liefert allerdings nur wenig Einblick in die Dimensionierung der äußeren Beschaltung und bietet auch keine Beispielrechnung [75]. Die Firma *Nexperia* verwendet den gleichen PLL-Chip und bietet ein sehr umfangreiches Datenblatt mit Dimensionierungsbeispielen, sodass dieses im Folgenden als Referenz Verwendung findet [76].

Die Einstellung des Frequenzbereichs erfolgt über den Kondensator *C1* an den PLL-IC-Eingängen *C1A* und *C1B* und die Widerstände *R1* und *R2* an den jeweiligen Pins. Über *R2* kann ein Frequenzoffset generiert werden. Es kann zwischen drei Phasenkomparatorausgängen gewählt werden: ein EXOR, ein flankengetriggertes JK- und ein RS-Flipflop. Der EXOR-Komparatorausgang benötigt ein Tastverhältnis der Signale von 50 %, um den größtmöglichen Fangbereich zu erhalten. Dabei ist der Fangbereich definiert als der Bereich, in dem die PLL einrastet, wenn sie vorher nicht eingerastet war. Als Einrastbereich wird der Frequenzbereich bezeichnet, in dem die PLL eingerastet bleibt. Der Fangbereich ist beim EXOR-Komparator kleiner als der Einrastbereich. Der Fangbereich lässt sich über den Schleifenfilter einstellen, bis er maximal dem Einrastbereich entspricht, was bei sehr rauschbehafteten Signalen genutzt werden kann. Liegt kein Signal an *SIGN_IN* an, oszilliert der VCO auf der durch *C1*, *R1* und *R2* definierten Mittenfrequenz. Der zulässige Phasenwinkel zwischen den Signalen liegt zwischen 0° und 180° . Beim JK-Flipflop hat das Tastverhältnis keinen Einfluss auf die PLL. Der Komparatorausgang wird durch die positive Flanke am Signaleingang hochgesetzt und durch eine positive Flanke am Komparatoreingang wieder zurückgesetzt. Fang- und Einrastbereich sind hier unabhängig vom Schleifenfilter. Liegt kein Signal an *SIGN_IN* an, stellt sich am VCO die niedrigste Frequenz ein, da der Komparatorausgang nicht hochgesetzt wird. Der zulässige Phasenwinkel zwischen den Signalen liegt zwischen -360° und 360° . Beim RS-Flipflop kann der Fang- und Einrastbereich durch den Schleifenfilter beeinflusst werden. Das Tastverhältnis der Signale hat wie beim JK-Flipflop keinen Einfluss. Der Phasenwinkel liegt zwischen 0° und 360° . Die praktische Umsetzung erfolgte nach Testläufen der drei Phasenvergleichs mit dem JK-Flipflop an Komparatorausgang zwei, da dieses über den größten Fangbereich verfügt und zudem in der Implementierung am stabilsten arbeitete. Die Wahl eines flankengesteuerten Phasenkomparators in Verbindung mit einem Frequenzoffset ist vorteilhaft, da dadurch auch ohne ein an *SIGN_IN* anliegendes Messsignal vom Vibrometer der VCO auf der durch den Widerstand *R2* definierten Offsetfrequenz f_{off} schwingt, die knapp unterhalb der Resonanzfrequenz gewählt werden kann. Damit liegt genug Frequenzspielraum vor, wenn sich die Resonanzstelle aufgrund nichtlinearer Federn bei großer Auslenkung nach oben verschiebt.

Nach Datenblatt [76] erreicht der Schaltkreis die beste Temperaturstabilität, wenn $C1$ so klein wie möglich, aber nicht kleiner als 100 pF gewählt wird. Der Widerstand $R1$ muss dagegen möglichst groß sein, damit eine gute Linearität des VCO gewährleistet ist. Weitere Vorgaben für die Auslegung des Frequenzbereichs sind für $R1$ und $R2$ mit einem Wert zwischen 3 k Ω und 300 k Ω und der Parallelschaltung aus $R1$ und $R2$ mit größer 2,7 k Ω angegeben.

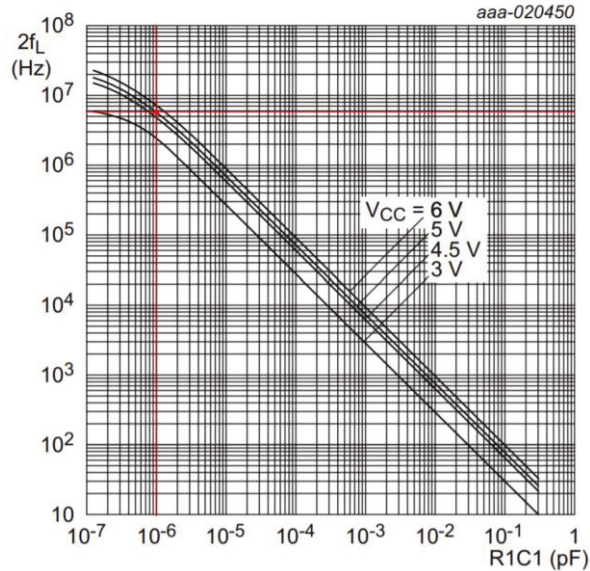


Abbildung 4.37: VCO-Einrastfrequenzbereich $2f_L$ als Funktion des Produktes aus $R1C1$ [76]

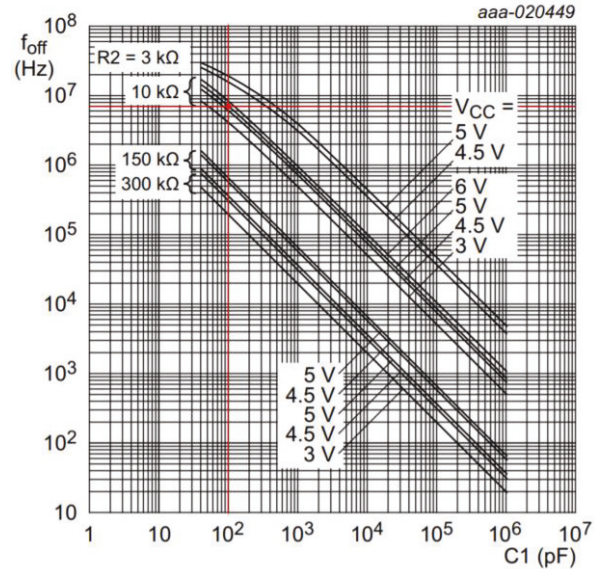


Abbildung 4.38: VCO-Offset-Frequenz als Funktion von $C1$, $R1 = \infty \Omega$, $V_{VCO_IN} = 0,5 V_{CC}$, $INH = GND$, $T_{amb} = 25^\circ C$ [76]

Der benötigte Frequenzoffset beträgt ca. $f_{off} = 6$ MHz, da die in Abschnitt 4.1.2 und 4.2.4 gemessene Resonanzstelle der Resonatoren aus Run 1 und Run 2 auf einer Frequenz größer 7 kHz liegt. Bei Vorgabe von $C1 = 100$ pF und $V_{cc} = 5$ V kann mithilfe der Kennlinien aus Abbildung 4.38 mit dem Datenblatt $R2$ zu ca. 10 k Ω ermittelt werden. Aus Abbildung 4.37 kann der Frequenzfangbereich durch die Wahl von $R1$ festgelegt werden. Bei einem $R1$ von 10 k Ω stellt sich ein Fangbereich von etwa 6 MHz ein. Die PLL sollte damit einen Dynamikumfang von ca. 7 MHz bis 14 MHz besitzen. Die genaue Abstimmung des Frequenzbereichs wurde experimentell am nicht geschlossenen Regelkreis bestimmt, indem die Spannung an Pin VCO_IN schrittweise von 0 V bis V_{cc} erhöht wurde. Dazu kann Jumper $JP2$ genutzt werden, um den Regelkreis zu öffnen. Der Schleifenfilter wurde dem Datenblatt für eine Offsetbeschaltung mit der Vorgabe $R3 + R4$ größer 500 Ω entnommen und kann in Abbildung A.5.3 eingesehen werden. Die Zeitkonstante des RC-Glieds

$$\tau = (R3 + R4)C2 \quad (4.20)$$

soll auf ca. 1 ms ausgelegt werden. Der Kondensator $C2$ wurde mit 100 nF festgelegt und $R3 = R4 = 4,7$ k Ω gewählt.

Zusammenfassend ergeben sich die nachfolgenden Festlegungen für die äußere Beschaltung der PLL:

- Phasenkomparator 2,
- VCO mit $R1 = 8,2$ k Ω , $R2 = 10$ k Ω und $C1 = 100$ pF,
- Schleifenfilter mit $R3 = R4 = 4,7$ k Ω und $C2 = 100$ nF.

4.3.2 Programmierung des Mikrocontrollers

Die Aufgabe des Mikrocontrollers ist die exakte Ansteuerung der Schalter zum Laden und Entladen des MEMS-Resonators und zur Ladungsisololation während des Pumpens. Die Programmierung des *ATtiny84* erfolgte in der Software *Atmel Studio 7.0* in C-Programmiersprache. Das Programm ist möglichst assemblernah und einfach gehalten, um eine genaue Ansteuerung der Schalter zu gewährleisten. Da das Betreten und Verlassen einer ISR (*Interrupt Service Routine*) zu Laufzeitunterschieden führen kann, wurde auf die Verwendung von Interrupts verzichtet. Eine exakte Zeiterfassung zur Frequenzteilung des VCO-Taktes auf den Steuertakt der Schalter ermöglicht der 16 Bit Zähler *Timer/Counter1*. Als Ausgangspins sind *PA0* für den Low-Side, *PA3* für den High-Side Schalter, sowie *PA7* als Taktpin zur Steuerung des Komparatoreinganges und *PA5* als Status-LED definiert. Die Port-Pins *PA1/PA2* werden als Analogkomparatoreingänge *AIN0/AIN1* verwendet, um das Freigabesignal für den Pumpvorgang abzuheören. Der interne Komparator vergleicht die Referenzspannung von $0,5V_{cc}$ an *AIN0* mit dem Freigabesignal an *AIN1*. Gilt während der Laufzeit $AIN1 > AIN0$, so wird der Pumpvorgang periodisch zugeschaltet.

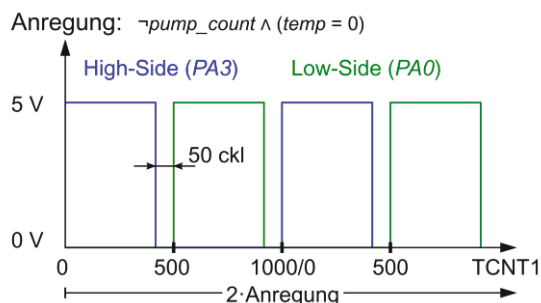


Abbildung 4.39: Schaltersteuerung an den Pins *PA0/PA3* und Timer-Registerwert *TCN1* für die Anregeschleife

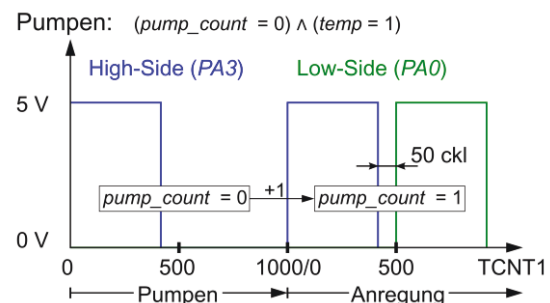


Abbildung 4.40: Schaltersteuerung an den Pins *PA0/PA3* und Timer-Registerwert *TCN1* für die Pumpschleife

Das Ablaufschema kann dem Anhang A.6 entnommen werden. Die Hauptschleife des Programmes ist zweigeteilt. Durch eine Fallunterscheidung wird zwischen der Schleife zur rechteckförmigen Anregung der Schalter und der Pumpschleife unterschieden. Beide Programmabschnitte sind in ihrer Laufzeit identisch und das Ergebnis der alternierenden Schaltersteuerung in Abbildung 4.39 für die Anregeschleife und Abbildung 4.40 für die Pumpschleife vorgestellt. Die Variable *pump_count* ist die 8 Bit Zählvariable der Ansteuertakte. Sie wird in jedem Programmdurchlauf um eins inkrementiert solange kein Freigabesignal am Komparatoreingang anliegt ($AIN1 = 0$ V). Liegt das Freigabesignal an, so wird die Hilfsvariable *temp* auf den Wert eins gesetzt. Ein einmaliger Pumpschritt erfolgt dann zyklisch bei Überlauf der Zählvariable *pump_count* zwischen den Anregungsschritten. Zu Beginn jeder Programmschleife wird das Zählerregister *TCN1* auf den Wert null zurückgesetzt. Die Gesamtzeit eines Lade-Entladevorganges entspricht der Ansteuerperiodendauer und beträgt exakt 1000 VCO-Takte, sodass sich der Frequenzteilerfaktor 1000 einstellt. Das Tastverhältnis zwischen den Schaltern ist dabei 1:1. Zwischen den Schalterflanken wird die Totzeit entsprechend der verwendeten Schalter mit z. B. 50 Takten definiert. Dies ergibt bei einer VCO-Frequenz von 10 MHz beispielsweise eine Totzeit von 5 μ s. Über die Variable *pump_count_init* wird in der Pumpschleife die Zeit bis zum Überlauf der Zählvariable *pump_count* und damit die Zeit bis zum Auslösen eines Pumpvorganges verkürzt. Größere Werte von *pump_count_init* verringern die Pumpperiodendauer. Da das Programm nach der Initialisierung immer mit der Anregung startet, kann zwischen dem ersten längeren Einschwingvorgang mit $pump_count = 0$ und dem kürzeren Einschwingen zwischen den Pumpvorgängen mit $pump_count = pump_count_init$ unterschieden werden. Die Abfrage des Analogkomparators und die Inkrementierung der Laufzeitvariable *pump_count* erfolgt am Ende jedes Programmdurchlaufes.

Der Vorteil der Methode liegt in der direkten Kopplung der VCO-Frequenz mit der MEMS-Anregung, wodurch die in Gleichung (4.18) hergeleitete Auflösungsgrenze der Frequenzausgabe des Mikrocontrollers umgangen wird. Dabei ist die Stabilität des Programmlaufes bei variabler Taktfrequenz im Einzelfall für jeden Controller zu prüfen, da nach Datenblatt eine Schwankung der Taktfrequenz zu Programmfehlern führen kann. Dies konnte bei dem einfachen Programmlauf mit dem vorliegenden *ATtiny84* nicht festgestellt werden. Durch die externe Taktung ist ein Aussperren aus der Programmierung möglich. Um dem vorzubeugen, wird daher bei geöffneter PLL ein externer Generator mit konstanter Taktfrequenz an *SIGN_IN* angeschlossen, um die Programmierung durchzuführen. Zu beachten ist die Abhängigkeit der Totzeit von der VCO-Frequenz. Eine Auslegung der Takte für die Totzeit muss daher für die höchste zu erwartende Resonanzfrequenz erfolgen.

4.3.3 Entwicklung der DC/DC-Ausgangsschaltung: Freilaufdiode und Schalter

Für die Wahl der Freilaufdiode ist entsprechend der theoretischen Betrachtung aus Kapitel 3 und der Simulationsmodelle aus Abschnitt 4.1.5 und 4.2.5 auf eine möglichst geringe Sperrschichtkapazität C_D zu achten, da diese erheblichen Einfluss auf den Verstärkungsfaktor des Wandlers nimmt. Darüber hinaus müssen aber auch Parameter wie die Schwellspannung U_F , die Durchbruchspannung U_{BR} , die Sperrerrholzeit t_{rr} und der Leckstrom I_R der Diode berücksichtigt werden. Eine geringere Schwellspannung bewirkt einen geringeren Spannungsverlust an der Diode. Außerdem muss bei der Wahl eine ausreichend große Durchbruchspannung in Sperrrichtung beachtet werden. Idealerweise sollte die Diode, wenn sie in Sperrrichtung gepolt ist, möglichst schnell wieder leitfähig werden. Dies spiegelt sich in der Sperrerrholzeit wider. Außerdem sind aufgrund der geringen transportierten Ladungsmengen auch nur sehr geringe Leckströme I_R erlaubt. In Tabelle 4.12 werden verschiedene Kleinsignaldioden vorgestellt und bezüglich der relevanten Parameter verglichen. Standard-Dioden wie die *1N400x*-Reihe besitzen ein C_D im Bereich zweistelliger pF bei einem t_{rr} von 2 μ s. Damit sind sie für die geforderte Anwendung zu langsam. Die *1N4148* findet in [27] Verwendung. Sie besitzt eine für die Anwendung geeignete hohe Durchbruchspannung von 100 V, ein C_D von 4 pF und dadurch eine schnelle Sperrerrholzeit von kleiner 8 ns. Für die vorliegende Anwendung wurde jedoch die *BAS716* von NXP aufgrund ihrer vergleichsweise sehr geringen Sperrschichtkapazität von nur 2 pF und dem geringen Leckstrom gewählt. Ein weiterer Vorteil ist hier die geringere Schwellspannung von ca. 0,8 V. Die Spannungsfestigkeit von 75 V liegt nach den *LTSpice*-Simulationen aus Abschnitt 4.2.5 deutlich oberhalb der zu erwartenden Ausgangsspannungen des Wandlers.

Tabelle 4.12: Vergleich verschiedener Freilaufdioden

Parameter	Standard 1N400x [77, 78]	1N4148 [79]	BAS716 [80]
Schwellspannung U_F	1,1 V	1,0 V	0,8 V
Durchbruchspannung U_{BR}	50 V – 1000 V	100 V	75 V
Sperrschichtkapazität C_D	8 pF – 15 pF	4 pF	2 pF
Sperrerrholzeit t_{rr}	2 μ s	8 ns	0,6 μ s
Leckstrom I_R	5 μ A	5 μ A	0,2 nA

Für das Laden und Entladen der MEMS-Pumpkapazität sind zwei elektronische Schalter erforderlich, die sich durch ihren Einsatzort unterscheiden. Man spricht vom High-Side- und Low-Side-Schalten, abhängig davon, ob der Schalter sich an der positiven oder negativen Versorgungsspannung befindet. Der Low-Side-Schalter dient dazu, die Pumpkapazität zu entladen und hat dabei den Vorteil des gleichen Massebezugs wie die Ansteuerschaltung, was die Steuerung vereinfacht. Betriebsspannung und Steuerungsspannung sind unabhängig. Der High-Side-Schalter lädt die Pumpkapazität auf die Versorgungs-

spannung. Da sie das Bezugspotential für die Ansteuerung bildet, ist die Ansteuerung erschwert. Verwendet werden in diesem Fall häufig zu den gebräuchlichen Logikpegeln kompatible High- und Low-Side-Treiber-ICs, wie der *IR2110*, die jedoch einen erhöhten Schaltungsaufwand mit sich bringen. Eine weitere sehr einfache Möglichkeit besteht in einer galvanischen Trennung der Ansteuerung von den zu schaltenden Potentialen durch Verwendung eines Optokopplers. Dabei wird eine Diode genutzt, die infrarotes Licht emittiert (IRED), um damit einen optisch gekoppelten Phototransistor zu schalten. Schaltzeiten gebräuchlicher Modelle liegen im Bereich zweistelliger μs . Sie sind damit im Vergleich zu n-Kanal-MOSFETs bzw. npn-Transistoren, deren Schaltzeiten im ns-Bereich liegen, relativ langsam [81]. Modelle die für schnellere Schaltzeiten ausgelegt sind, besitzen teils nicht die benötigte Kollektor-Emitter-Spannungsfestigkeit. Der Optokoppler *PC817A* von Sharp erfüllt die Anforderungen an Spannungsfestigkeit und Schaltzeit und wurde daher für die praktische Umsetzung gewählt [82]. Als Low-Side-Schalter findet ein schneller npn-Bipolartransistor mit einer Kollektor-Emitter-Spannungsfestigkeit von 40 V Anwendung [83].

4.4 Messtechnische Charakterisierung der Wandler

Die messtechnische Charakterisierung umfasst alle Messungen zum Funktionsnachweis der in dieser Arbeit entworfenen DC/DC-Wandlerstrukturen. Untersucht wurden die Wandler aus Run 1 und Run 2 der Fertigung. Run 1 entspricht den unverkapselten Retikeln, von denen sechs große Strukturen charakterisiert und eine Struktur letztendlich zum Test im Gesamtsystem präpariert wurde. Grund dafür war eine geringe mechanische Güte aller Strukturen von Run 1, die dazu führte, dass die Ansteuerspannungen zum Erreichen der benötigten Schwingungsamplitude über 25 V lagen. Des Weiteren wurden drei verkapselte Chips aus Run 2 mit jeweils einer kleinen ($R21s$, $R22s$, $R23s$) und großen ($R21b$, $R22b$, $R23b$) DC/DC-Wandlerstruktur und drei unverkapselte große Wandler ($R21bo$, $R22bo$, $R23bo$) vermessen, die über eine höhere mechanische Güte verfügen. Die Chips wurden auf separaten, aufsteckbaren Platinen präpariert, die in Abschnitt 4.2.4 bereits vorgestellt wurden.

In Abschnitt 4.4.1 werden die Ergebnisse der Messungen des Gesamtsystems, bestehend aus Wandler und Testplatine zur elektrischen Anregung, in einer dynamischen Messung am Oszilloskop und einer Leistungsmessung am *SourceMeter* vorgestellt. Die Auswertung der Messergebnisse sowie ein Vergleich mit dem *SPICE*-Simulationsmodell erfolgt abschließend in Abschnitt 4.4.2.

4.4.1 Messung der DC/DC-Wandlereigenschaften

Die Messungen des Gesamtsystems zum Nachweis der Spannungsverstärkung wurden in zwei Teilmessungen durchgeführt. Zuerst erfolgt eine dynamische, aber vergleichsweise niederohmige Messung am Oszilloskop zur Veranschaulichung der zeitlichen Verläufe. Danach können mit einer statischen hochohmigen Messung unter variabler Last die Ausgangsspannung und die Leistung des Wandlers ermittelt werden.

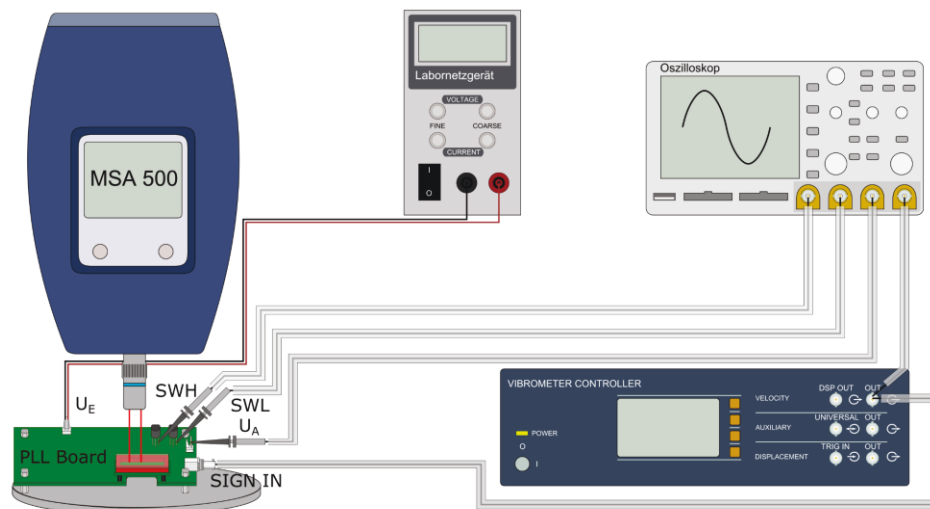


Abbildung 4.41: Messaufbau zur Überprüfung des Schalter- und Pump timings bei geschlossener Regelschleife

Der Messaufbau, mit dem die PLL-Regelschleife und das Schalter- und Pump timing überprüft werden können, ist in Abbildung 4.41 skizziert. Zur Ermittlung der Resonatorfrequenz kann das analoge Geschwindigkeitssignal des Vibrometers verwendet werden. Die Amplitude entspricht der Out-Of-Plane-Schwingung der Struktur. Diese muss außerhalb der Resonanzstelle sinusartig und stark genug sein, damit der Regelkreis einrastet und auf Resonanzfrequenz ausregelt. Die Schwelle für die Freigabe der Pumpvorgänge am Mikrocontroller kann über ein Potentiometer angepasst werden und liegt bei ca. 2 V Signalamplitude. Strukturen mit sehr geringem Crosstalk lassen sich mit dieser Methode aufgrund der

geringen Out-Of-Plane-Signalamplitude nur schwer regeln. Durch ein leichtes Schrägstellen der Probe kann die Signalamplitude verbessert werden. Die Messung erfolgt am geschlossenen Phasenregelkreis, indem das Vibrometersignal aus dem Geschwindigkeitsdekoderausgang mit der höchsten Auflösung von $1 \text{ mm} \cdot \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ auf der Platine in *SIGN_IN* eingekoppelt wird. Die Eingangsspannung U_E für den Wandler wird als Festspannung durch ein Labornetzteil bereitgestellt. Die zeitliche Darstellung der Ausgangsspannung der Laststufe des DC/DC-Wandlers $U_A(t)$, des Vibrometersignals $\dot{x}(t)$ und der High- und Low-Side-Schalter *SWH* und *SWL* erfolgt am Oszilloskop.

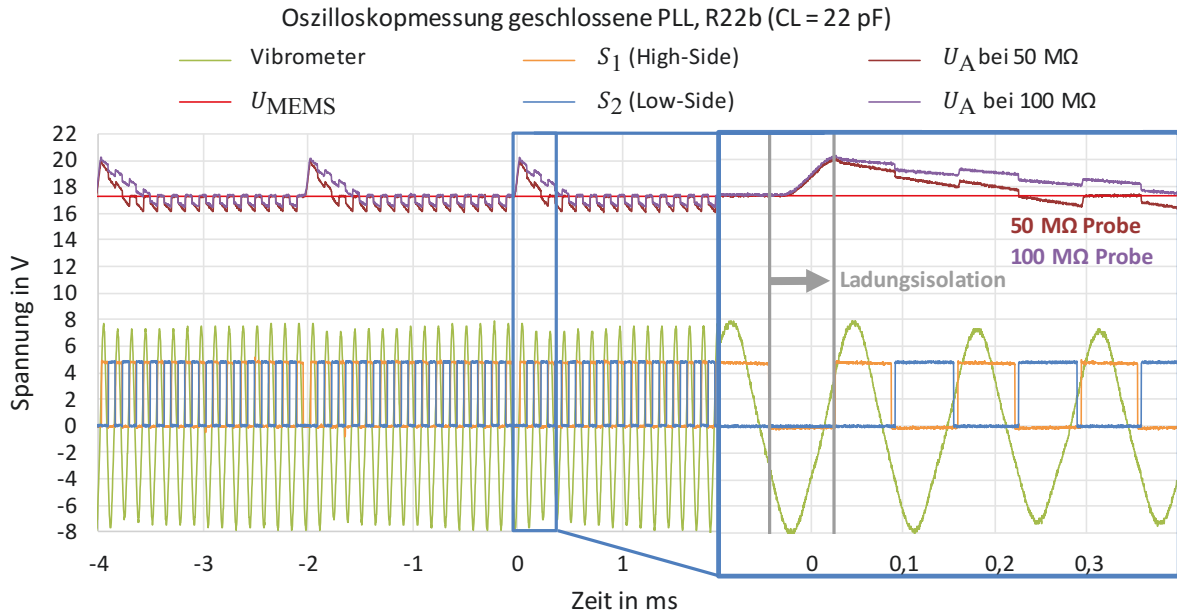


Abbildung 4.42: Messung des Pumpvorgangs an der geschlossenen Regelschleife, großer Wandler R22b

Abbildung 4.42 zeigt die zeitlichen Spannungsverläufe an der Last (Schaltungsausgang des Wandlers), der High- und Low-Side-Schalter und des Vibrometersignals zum Schließen der Regelschleife exemplarisch für Wandler R22b. Die geschlossene PLL ist auf der Resonanzfrequenz des Wandlers eingerastet. Die Abstimmung der zyklisch wechselseitigen Ansteuerung über die Schalter S_1 und S_2 mit dem Vibrometersignal führt zum Einschwingen auf die Resonanzamplitude. Während des Ladevorganges liegt die Spannung U_{MEMS} an der Pumpkapazität an. In Resonanz erfolgt in einem Abstand von ca. 2 ms der Pumpvorgang, erkennbar durch die kurzzeitige Spannungsüberhöhung an $U_A(t)$.

Zum Start des Pumpvorganges muss das MEMS über Schalter S_1 auf die Spannung U_{MEMS} geladen werden, danach erfolgt die Ladungsisolierung durch Öffnen beider Schalter. Eine Spannungsüberhöhung ist nur im Bereich der Kapazitätssenkung von maximaler zu minimaler Elektrodenüberlappung möglich, in denen das abgeleitete Geschwindigkeitssignal $\dot{x}(t)$ gerade Null ist. Die Spannungsüberhöhung ist nicht dauerhaft, da der verfügbare Tastkopf als ohmsche Last mit $100 \text{ M}\Omega$ für die geringen transportierten Ladungsmengen zu gering dimensioniert ist. Erwartungsgemäß führt ein Tastkopf von $50 \text{ M}\Omega$ zu einer noch schnelleren Entladung und dem damit verbundenen Spannungsverlust.

Durch jeden Pumpvorgang wird ein Teil der Energie, die im elektrischen Feld gespeichert ist, auf die Last übertragen, weil die Freilaufdiode durch die Spannungsüberhöhung kurzzeitig leitend wird. Der Energieverlust führt zu einer Verringerung der Schwingungsamplitude, wie aus dem Signalverlauf am Vibrometer in Abbildung 4.42 erkennbar ist. Die Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Pumpvorgängen orientiert sich an der Einschwingzeit des MEMS. Sie kann aber nach dem ersten Einschwingen und Pumpen für jeden weiteren Pumpvorgang deutlich reduziert werden, wie in Abschnitt 4.4.2 untersucht wird.

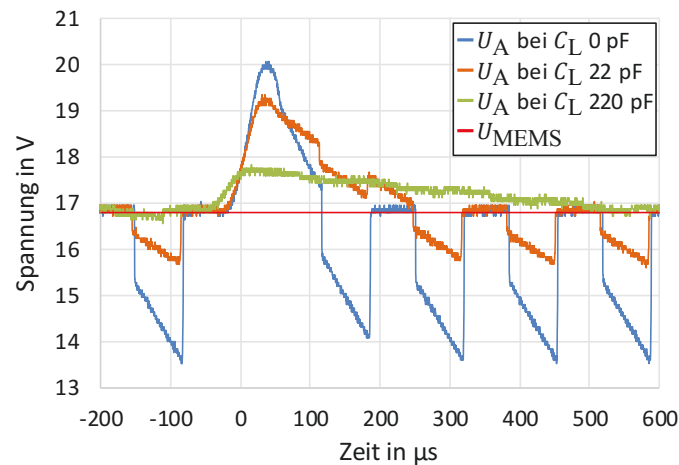


Abbildung 4.43: Oszilloskopmessung des Pumpvorganges an R23b bei geschlossener PLL und variabler, kapazitiver Last mit 50 M Ω Probe

Des Weiteren wurde die Abhängigkeit der Höhe und Länge der Spannungsüberhöhung von der kapazitiven Last am Wandler R23b untersucht und in Abbildung 4.43 gegenübergestellt. Mit steigender Lastkapazität C_L hat die gleiche transportierte Ladungsmenge einen geringeren Spannungshub zur Folge, wodurch insgesamt mehr Pumpvorgänge benötigt werden und die Einstellzeit der Ausgangsspannung steigt. Entfällt C_L , ist nur noch die Sperrschichtkapazität und der Leckstrom der Diode limitierend für die Spannungsüberhöhung am Pumpkondensator. Ohne den Pufferspeicher kann die Spannung jedoch nicht aufrechterhalten werden. Im laufenden Betrieb ist ein Wert von mindestens 220 pF zur Glättung der Ausgangsspannung notwendig. Dadurch steigt die Einstellzeit der Ausgangsspannung in den zwei- bis dreistelligen ms-Bereich an. In Tabelle 4.13 werden die Ergebnisse der Messung aus Abbildung 4.43 gegenübergestellt. Durch zwei Freilaufdioden, die in der Schaltung als Verpolschutz dienen, sinkt die Eingangsspannung U_E am MEMS-Pumpkondensator um ca. 1,4 V ab.

Tabelle 4.13: Vergleich der Spannungshübe bei verschiedenen Lastkapazitäten

R23b bei $U_E = 18,2 \text{ V}$	$C_L = 0$	$C_L = 22 \text{ pF}$	$C_L = 220 \text{ pF}$
Spannung am MEMS:	16,8 V	16,8 V	16,8 V
Maximum:	20,08 V	19,36 V	17,84 V
Spannungshub:	3,28 V	2,56 V	1,04 V

Die Oszilloskopmessung dient zur Einstellung des Freigabeschwellwertes für das rückgekoppelte Vibrometersignal, sowie zur Festlegung der Pumpperiodendauer und als erster Funktionsnachweis der Wandlerstruktur. Eine Leistungsmessung ist aufgrund des geringen Lastwiderstandes des Tastkopfes nicht möglich. Dafür bietet sich das *SourceMeter* von *Keithley* an, das sowohl als Strom- als auch Spannungsquelle mit hoher Messimpedanz betrieben werden kann. Es verfügt über einen großen Dynamikbereich von 10 A bis zu 0,1 fA und Spannungen zwischen 200 V und 100 nV und eine maximale Ausgangsleistung von 60 W. Der Messaufbau zur Bestimmung der Wandlerleistung ist in Abbildung 4.44 skizziert. Durch das Vibrometersignal der MEMS-Schwingung wird die PLL-Regelschleife geschlossen. Am Schaltungsausgang wird die Spannung U_A mit dem *SourceMeter* abgegriffen, das mit einem definierten negativen Strom als Stromsenke betrieben wird. Durch die Variation des Laststromes kann der Lastwiderstand eingestellt und die Leistungskurve aufgenommen werden. Die Steuerung und Aufnahme der Messdaten erfolgt skriptbasiert am Messrechner. In einem selbstdefinierten grafischen Interface kann mittels einer Lua¹⁰-Programmierungsumgebung der obere und untere Laststrom, die Anzahl an

¹⁰ Lua ist eine freie (MIT-Lizenz), zu C kompatible, besonders schnelle und kompakte Skriptsprache zur Programmeinbindung [84, 85].

Messpunkten im definierten Strombereich und die maximale Messspannung angegeben werden. Die Messung erfolgt rechnergesteuert anhand der Vorgabewerte. Die Angabe des Spannungsmaximalwertes ist notwendig, da bei geöffneten Kontakten das *SourceMeter* die Spannung nicht begrenzt und bei Berührung der Kontakte Lebensgefahr besteht.

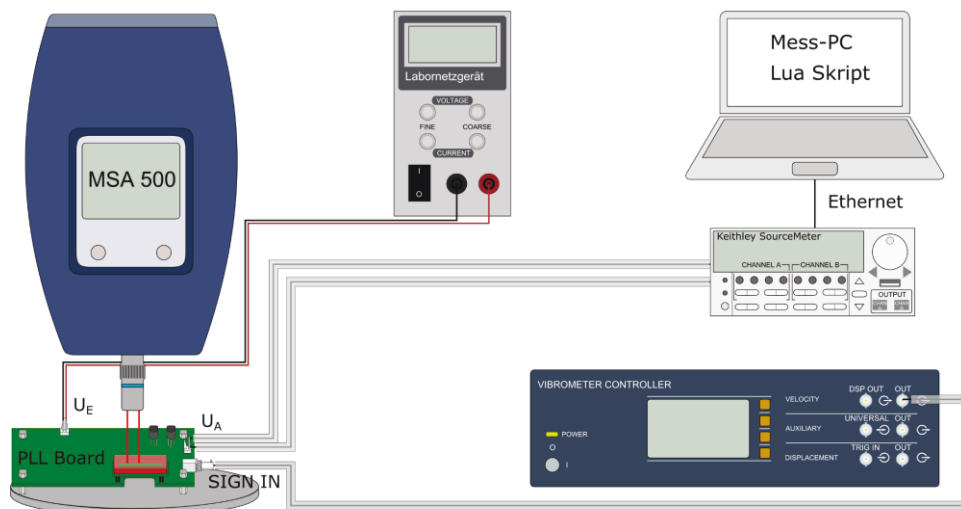


Abbildung 4.44: Messaufbau zur Bestimmung der Wandlerleistung bei geschlossener Regelschleife

Die durch das Messverfahren ermittelten U - I -Kurven sind in Abbildung 4.45 für die großen Wandler aus Run 1 und Run 2 und in Abbildung 4.46 für die kleinen Wandler aus Run 2 vorgestellt. Im unbelasteten Betrieb der Wandler, d. h. bei einem Laststrom von 0 A stellt sich die größte Spannungsverstärkung ein. Bei steigendem Betrag des Laststromes sinkt die effektive Spannungsverstärkung ab, bis die Ausgangsspannung der Eingangsspannung am MEMS entspricht. Der Laststrom, ab dem sich die Ausgangsspannung nur noch langsam der Eingangsspannung annähert, kann als Grenzlaststrom definiert werden. Er ist als Knick in der U - I -Kennlinie sichtbar. Aus den Messkurven können unter Einbezug der Ladespannung am Wandler die Verläufe der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand (siehe Abbildung 4.47 und Abbildung 4.48) sowie die Leistungskurven (siehe Abbildung 4.49 und Abbildung 4.50) abgeleitet werden. Tabelle 4.14 gibt einen Überblick und vergleicht die untersuchten Wandler bezüglich Spannungshub, Grenzlaststrom und maximaler Ausgangsleistung. Dabei beziehen sich alle Messwerte zunächst auf eine nicht optimierte Pumpperiodendauer von ca. 7,5 ms am großen Wandler, die der Einschwingzeit des Resonators entspricht. Die Messungen mit optimierter Pumpperiodendauer, wie in Abbildung 4.42 gezeigt, können dem Anhang A.7 entnommen werden. Ein Vergleich und eine Beurteilung der Messergebnisse erfolgen in Abschnitt 4.4.2.

Ein Vergleich der großen Wandler aus Run 1 und Run 2 ist nur eingeschränkt möglich, da durch die starke Dämpfung in Run 1 eine höhere Eingangsspannung von ca. 24 V verwendet werden muss. Dadurch ist sowohl der erreichte Spannungshub mit 4,8 V als auch der Grenzlaststrom von ca. 45 nA höher als bei den Strukturen aus Run 2, die mit maximal 4,5 V und 30 nA Grenzlaststrom darunter liegen, aber auch nur eine Eingangsspannung von ca. 17 V benötigen. Die Leistung ist aufgrund der geringen Spannungsverstärkung mit maximal 52 nW sehr gering. Leistungsanpassung tritt bei einem Lastwiderstand von rund 1 G Ω ein. Die Messungen wurden mit einem C_L von 220 pF durchgeführt. Eine Erhöhung der Lastkapazität führt zur Abflachung der U - I -Kennlinie und damit zur Erhöhung des Grenzlaststroms. Durch C_L wird die Zeitdauer zum Erreichen des eingeschwungenen Zustandes beeinflusst. Mit 220 pF ist C_L in den Versuchen noch relativ niedrig angesetzt und kann zur Glättung der Ausgangsspannung höher gewählt werden. Im Vergleich zu den großen Wandlern, weisen die kleinen Wandler eine um den Faktor 10 verringerte Leistung bei einem maximalen Spannungshub von 1,5 V auf.

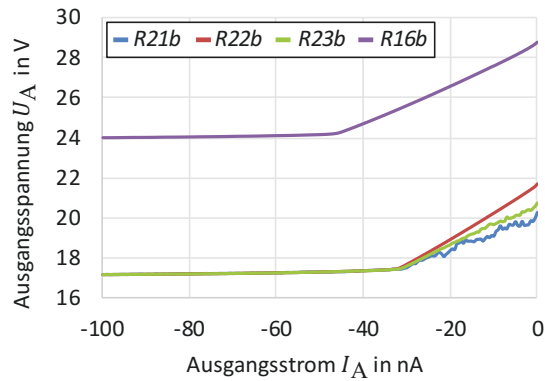


Abbildung 4.45: Vergleich der *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom für Run 1 und 2, große Wandler

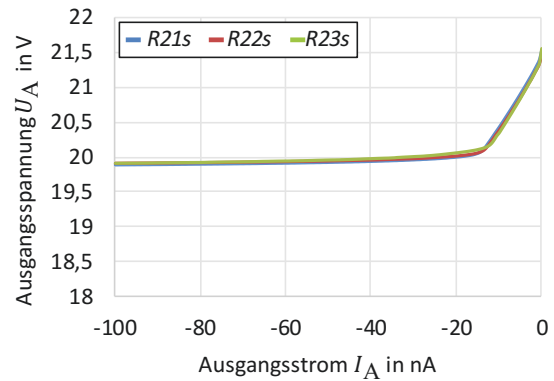


Abbildung 4.46: *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom für Run 2, kleine Wandler

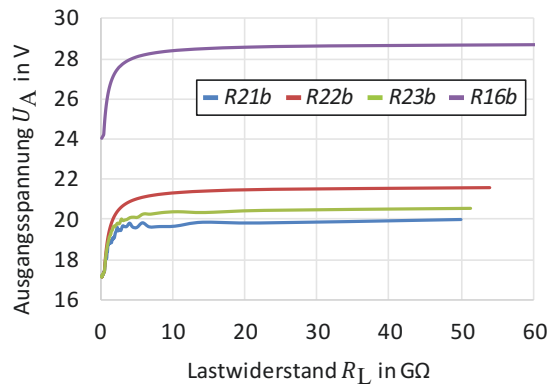


Abbildung 4.47: Vergleich der *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 1 und Run 2, große Wandler

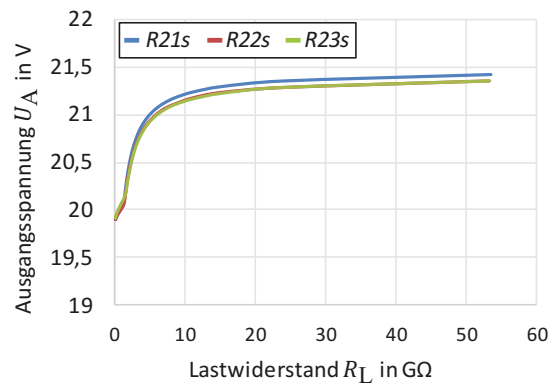


Abbildung 4.48: *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 2, kleine Wandler

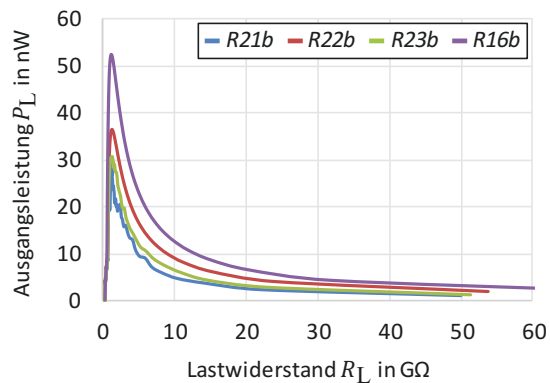


Abbildung 4.49: Vergleich der *SourceMeter*-Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 1 und 2, große Wandler

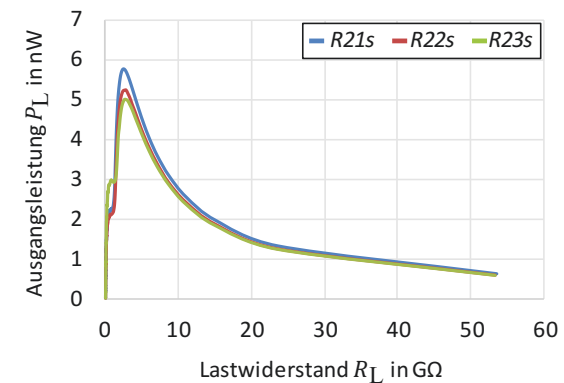


Abbildung 4.50: *SourceMeter*-Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 2, kleine Wandler

Tabelle 4.14: Zusammenfassung der *SourceMeter*-Messungen bei $C_L = 220 \text{ pF}$

Wandler	R21b	R22b	R23b	R21s	R22s	R23s	R16b
Spannungshub [V]:	3,11	4,54	3,56	1,52	1,45	1,44	4,79
Hub in %:	18,09	26,50	20,74	7,62	7,28	7,22	19,93
Grenzlaststrom [nA]:	32	32	32	14	14	14	45
$P_{L,max}$ [nW]:	29,11	36,40	30,76	5,74	5,23	5,01	52,37
R_L für $P_{L,max}$ [GΩ]:	1,08	1,14	1,2	2,61	2,99	2,78	1,15

4.4.2 Beurteilung der Messergebnisse

Die Messungen des Gesamtsystems, bestehend aus MEMS-Resonator und Auswerteplatine, erfolgten bei geschlossener Regelschleife. Sie gliedern sich in die dynamischen Messungen am Oszilloskop und die hochohmigen statischen Messungen am *SourceMeter*. Durch die in Abschnitt 4.4.1 vorgestellten Messungen am Oszilloskop konnte die prinzipielle Funktionsweise nachgewiesen werden. Die Synchronisation der MEMS-Anregung mit der am Vibrometer erfassten Oszillation des Mikrosystems zur Abstimmung auf die Resonanzfrequenz ist für alle Resonatoren problemlos möglich. Durch die Regelschleife ist eine stabile Resonanzamplitude von größer $6,5 \mu\text{m}$ erreichbar, wodurch eine große Kapazitätsvariation gewährleistet werden kann. Des Weiteren konnte durch die dynamische Messung das korrekte Schaltertiming des Mikrocontrollers nachgewiesen werden. Durch die Freigabeschaltung wird gewährleistet, dass das Pumpen erst im eingeschwungenen Zustand, d. h. auf Resonanzamplitude, erfolgt. Die Spannungsüberhöhung während des Pumpvorganges konnte messtechnisch nachgewiesen werden und die gemessenen Verläufe entsprechen den Simulationsergebnissen bei geringem Lastwiderstand. Es zeigt sich die in der Simulation bereits nachgewiesene starke Abhängigkeit der erreichbaren Ausgangsspannung vom Lastwiderstand. Ein treppenförmiges Ansteigen der Ausgangsspannung ist nicht erkennbar. Die Entladung über dem vergleichsweise niederohmigen $100 \text{ M}\Omega$ -Tastkopf verhindert eine kontinuierliche Zunahme der Ausgangsspannung. Die dynamische Messung eignet sich deshalb nicht zur Leistungsbestimmung der Wandler. Der bereits in Kapitel 3.3.3 aufgeführte Vorteil der Variation der Ausgangsspannung konnte durch die Experimente bestätigt werden. Durch die zeitliche Verschiebung des Vibrometersignals mithilfe des Potentiometers *R105* an Allpass *IC101B* (siehe Anhang A.5 Abbildung A.5.3), kann der Betrag der Spannungsüberhöhung im Pumpvorgang stufenlos geregelt werden.

Mit dem *SourceMeter* lässt sich die Leistungskurve des Wandlers über dem Lastwiderstand aufnehmen. Bei einem Laststrom von 0 A ist der Wandler unbelastet und liefert erwartungsgemäß die höchste Ausgangsspannung. Mit steigendem Laststrom sinkt die Spannungsverstärkung und damit die Ausgangsspannung des Wandlers. Dadurch kann die Performance der entwickelten Systeme ermittelt und beurteilt werden. Wie aus Tabelle 4.14 hervorgeht, ist der maximal ermittelte Ausgangsspannungshub der großen Wandler aus Run 2 $4,5 \text{ V}$. Dies entspricht einer Spannungsverstärkung von nur $26,5 \%$ des Ausgangswertes. Durch die dynamischen Messungen am Oszilloskop konnte eine Optimierung der Pumpperiodendauer von $7,5 \text{ ms}$ auf 2 ms durchgeführt werden. Die resultierenden Messkurven können Abbildung A.7.2 bis Abbildung A.7.7 aus dem Anhang A.7 entnommen werden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.15 zusammengefasst und beziehen auch die offenen großen Wandler in den Vergleich mit ein. Durch die Verringerung der Pumpperiodendauer konnte sowohl der Grenzlaststrom als auch die maximale Leistung der verkapselten großen Wandler aus Run 2 mehr als verdoppelt werden. Der Ausgangsspannungshub steigt allerdings teils nur geringfügig um wenige mV an. Die offenen Strukturen aus Wafer Run 2 liefern die besten Ergebnisse. Weil eine höhere Resonanzfrequenz auch eine höhere Pumpfrequenz bedingt, stellt sich die höchste Ausgangsleistung bei Struktur *R23bo*, trotz der vergleichsweise geringeren Schwingungsamplitude von nur ca. $5,75 \mu\text{m}$, ein.

Tabelle 4.15: Zusammenfassung der *SourceMeter*-Messungen nach Anpassung der Pumpperiodendauer bei $C_L = 220 \text{ pF}$

Wandler	<i>R21b</i>	<i>R22b</i>	<i>R23b</i>	<i>R21bo</i>	<i>R22bo</i>	<i>R23bo</i>	<i>R21s</i>	<i>R22s</i>	<i>R23s</i>
Spannungshub [V]:	2,84	4,76	4,36	4,85	4,85	4,81	1,56	1,45	1,44
Hub in %:	16,44	27,49	25,19	28,85	28,85	28,61	7,98	7,28	7,22
Grenzlaststrom [nA]:	100	100	100	92	95	105	32	32	32
$P_{L,\text{max}}$ [nW]:	64,55	84,40	75,77	95,81	102,11	105,25	9,53	8,89	9,04
R_L für $P_{L,\text{max}}$ [G Ω]:	0,38	0,4	0,37	0,42	0,4	0,38	1,02	1,10	1,07

Wie in Abschnitt 2.3.5 erläutert, arbeitet der Wandler mit einer kapazitiven Sensorlast immer bei maximaler Spannungsverstärkung, da durch das Auswerteverfahren nur eine geringe Verlustleistung durch den Substratwiderstand des Sensors entsteht. Durch den geringen Spannungshub im unbelasteten Zustand eignet sich dennoch keine der gefertigten Strukturen zur Spannungsverstärkung eines MEMS-Sensors. Theoretisch verfügen die Wandler über eine weitaus höhere Spannungsverstärkung als messtechnisch ermittelt werden konnte. Wie das in Abschnitt 4.2.5 entwickelte *SPICE*-Verhaltensmodell verdeutlicht, wird die Spannungsverstärkung vorrangig durch die Diodenkapazität und deren Leckstrom, sowie durch überlagerte parallele parasitäre Kapazitäten herabgesetzt, sodass hier die Ursachen für die geringe Spannungsverstärkung zu suchen sind.

Um den Betrag der parasitären Kapazität des MEMS zu beurteilen, wurden Kapazitätsmessungen am *LCR*-Meter durchgeführt. In Tabelle 4.16 ist ein Vergleich der verkapselten und offenen großen Resonatoren aus Run 2 gegeben. Um den Betrag der parasitären Kapazität C_{par} zu ermitteln, wurde von der gemessenen Gesamtkapazität C_{ges} die durch die FE-Simulation (siehe Abschnitt 4.2.2) bestimmte theoretische Pumpkapazität in Ruhelage C_{p0} abgezogen. Durch die Messungen wird der große Anteil der parasitär wirkenden Kapazität sichtbar. Dieser trägt nicht zur Spannungsverstärkung bei. Bei den verkapselten großen Wandlern aus Run 2 beträgt er im Vergleich zur eigentlichen Pumpkapazität von 5,3 pF in Ruhelage im Durchschnitt 26 pF. Dagegen reduziert sich der Anteil der parasitären Kapazität bei den offenen Strukturen auf ca. 12 pF, was die Vermutung nahelegt, dass der Verkapselungsprozess für die Funktionsweise der Wandler nicht optimal ist. Dabei werden die rund 14 pF zusätzliche parasitäre Kapazität nicht vom Glasdeckel, sondern über die Aluminiumkontakte auf dem Siliziumsubstrat auf der Kontaktierseite eingebracht. Wie in Abschnitt 2.3.1 bereits erläutert, bringen diese aufgrund der vergleichsweise großen Fläche im Bereich der Durchkontaktierungen (Vias) und der dünnen SiO_2 -Isolationsschicht einen großen unveränderlichen Kapazitätsanteil ein. Dieser Anteil entfällt zwar bei den offenen Strukturen, jedoch wird nach der vorgestellten Prozessfolge aus Abschnitt 2.3.1 in Run 2 dennoch ein Si-Si-Aufbau verwendet, der eine hohe parasitäre Kapazität zur Folge hat. Ein optimaler verkapselter Aufbau zum Schutz der Strukturen besteht aus einem Glas-Si-Glas-Sandwich, das aber im Rahmen dieser Arbeit nicht praktisch umsetzbar war.

Tabelle 4.16: *LCR*-Messungen der MEMS-Kapazität und Bestimmung der parasitären Kapazität, Messfrequenz 7,5 kHz

Struktur	C_{ges} Messung [pF]	R_{sub} [M Ω]	C_{p0} [pF]	C_{par} [pF]
<i>R21b</i>	31,3	660	5,3	26
<i>R22b</i>	30,6	460	5,3	25,3
<i>R23b</i>	30,8	800	5,3	25,5
<i>R21bo</i>	17,2	290	5,3	11,9
<i>R22bo</i>	16,8	250	5,3	11,5
<i>R23bo</i>	16,6	490	5,3	11,3

Zum Abgleich der Messergebnisse mit dem erweiterten *SPICE*-Simulationsmodell aus Abschnitt 4.2.5 wurden Simulationen mit unterschiedlicher parasitärer Kapazität durchgeführt. Gesucht ist der Betrag der parasitären Kapazität, bei dem die Simulationskurve mit der *SourceMeter*-Messung übereinstimmt. Das Ergebnis ist für Wandlerstruktur *R22b* in Abbildung 4.51 vorgestellt. Bei einem C_{par} von 26,3 pF und dem messtechnisch ermittelten Substratwiderstand R_{sub} von 460 M Ω stellt sich in guter Näherung der am *SourceMeter* ermittelte Kurvenverlauf ein. Die Abweichung der simulierten parasitären Kapazität vom Messwert aus Tabelle 4.16 beträgt lediglich 1 pF, was im Toleranzbereich der semianalytischen Ermittlungsmethode liegt. Dies verifiziert das *SPICE*-Verhaltensmodell und ermöglicht Rückschlüsse auf verschiedene Verbesserungsmaßnahmen. Die Ergebnisse aus Abbildung 4.51 zeigen, dass der

Spannungshub durch eine Reduktion der parasitären Kapazität auf 2 pF mit einer geeigneten Fertigungstechnologie mehr als verdoppelt werden kann.

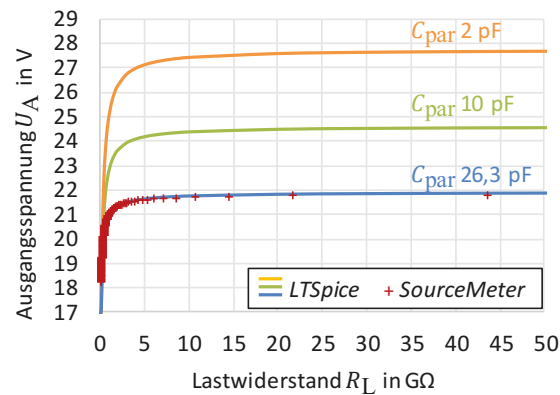


Abbildung 4.51: Vergleich der *LTSpice*-Simulation mit der *SourceMeter*-Messung für Wandler *R22b*

Folglich sind zwei Dinge für die Funktionsweise der Wandler entscheidend: eine möglichst geringe parasitäre Kapazität im Vergleich zur variablen Nutzkapazität sowie eine hohe Pumpfrequenz, die an die Resonanzfrequenz des Wandlers gekoppelt ist.

Neben der technologiebedingten Reduktion von C_{par} sollte die Nutzkapazität des Wandlers angehoben werden. Aus diesem Grund ist die Performance der kleinen Wandler bedeutend schlechter als die der großen. Eine weitere Vergrößerung der Strukturen ist aber aus mehreren Gesichtspunkten nicht sinnvoll. Zum einen ist der Chipflächenbedarf der Wandler schon deutlich größer als der der vergleichbaren Sensorelemente. Zum anderen steigt mit der Größe auch die bewegliche Masse, wodurch das System langsamer wird und die Ausgangsleistung weiter sinkt. Der Widerspruch zwischen einer großen Grundkapazität, die technologisch durch seismische Masse bedingt wird, und einer hohen Resonanzfrequenz erschwert die Auslegung. Im Gegenteil ist eine Verkleinerung der Struktur bezogen auf die Leistung des Systems sinnvoller. Die einzig verbleibende Möglichkeit zur Vergrößerung der Pumpkapazität ohne eine Vergrößerung des Systems besteht in einer Verringerung des Elektrodenabstandes. Dies kann durch eine bessere Fertigungstechnologie, die Elektrodenabstände unterhalb von 2 μm erlaubt, oder durch eine Verringerung des Elektrodenabstandes nach den kritischen Lithografie- und Ätzschritten der Fertigung erfolgen. Dieser Vorgang wird in der Literatur als *Postprocess Gap Reduction* (GR) bezeichnet und ist nur für abstandsvariierende Systeme durchführbar, sodass ein Wechsel der Pumpkapazität zur Abstandsvariation notwendig ist [86, 87]. Im Bereich kleiner Elektrodenabstände steigt die Kapazitätsauslenkungsfunktion exponentiell an, wodurch mit kleineren Schwingungsamplituden gleiche oder sogar größere Kapazitätsänderungen bei höherer Resonanzfrequenz umsetzbar sind. Allerdings ist mit der Verkleinerung des Elektrodenabstandes die Designvorgabe eines unter Normaldruck betreibbaren Mikrosystems, insbesondere bei Abstandsvariation, nicht länger erfüllbar. Dies ist nicht zwangsläufig mit einer Einschränkung verbunden, da viele Sensorstrukturen, wie z. B. mikromechanische Gyroskope, ohnehin evakuiert werden müssen. Ein Vorteil der Evakuierung bei Unterdruck ist das gezielte Einstellen höherer Resonanzgüten, um die geringere Auslenkung bei hohen Frequenzen auszugleichen oder die benötigte Eingangsspannung herabzusetzen.

Konzeptentwurf

Wie bereits in diesem Abschnitt beschrieben, entstehen mit der Verringerung des Elektrodenabstandes und dem damit verbundenen Wechsel zum *abstandsvariierenden* Pumpresonator Vorteile bezüglich der Grundkapazität, der maximalen Kapazitätsänderung und der benötigten Chipfläche. Durch die Verwendung kleinerer Resonatoren kann zudem die Resonanz- und Pumpfrequenz erhöht werden, wodurch die Leistung des Wandlers steigt. Als Konzeptentwurf, der die genannten Vorteile verdeutlichen soll, dient das in Abschnitt 3.1 vorgestellte abstandsvariierende Layout des AE-Sensors als Grundlage für den Pumpresonator, der in Abbildung A.2.4 im Anhang A.2 konzeptionell vorgestellt wird. Dabei ersetzt eine einheitliche Ausrichtung der Kammzelle zu beiden Seiten der seismischen Masse die differentielle Anordnung des Sensors. Die Elektrodenabstände der Kammzelle sind leicht asymmetrisch gewählt, um ein elektrostatisches Zustellen der Masse des Pumpresonators nach der Fertigung zu erlauben. Dabei wird die Pumpmasse mit der Ankerstruktur an weichen Federn um ca. 2 μm ausgelenkt und dort durch ein geeignetes Verfahren permanent fixiert um die *Gap Reduction* zu bewerkstelligen. Im vorgestellten Konzeptlayout wird dies durch kleine Kontaktstopper angedeutet, die durch ihre geringe Kontaktfläche mit einem kurzzeitig eingespeisten hohen Kurzschlussstrom lokal verschweißt werden können [88]. Weitere bekannte Maßnahmen zur permanenten Fixierung sind Rastmechaniken in Form von ineinandergreifenden Klinken, bistabile Balken bzw. das Mikroschweißen von auf der Strukturoberfläche abgedruckten überlappenden Aluminiumschichten mittels Femtosekundenlaser [86, 87]. Für Letzteres ist, um die überhängende Schicht zu erzeugen, ein zusätzlicher isotroper Ätzschritt notwendig, der im Standard-BDRIE-Fertigungsprozess nicht enthalten ist, aber Vorteile bezüglich der Homogenität der Ätzflanken nach dem BOSCH-Prozess hätte. Auch hier erfolgt die erste Fixierung mithilfe des Kurzschlusserschweißens, wobei durch das nachgelagerte Laserschweißen die Zuverlässigkeit der Verbindung erhöht werden kann.

Tabelle 4.17: Konzeptentwurf eines *abstandsvariierenden* Pumpresonators mit *Gap Reduction* (GR)

Parameter	Wert
Eingangsspannung U_E	5 V
mechanische Güte Q_{mech}	ca. 60 (10 mbar)
Resonanzfrequenz f_r	110 kHz
Elektrodenabstand 1 d_{0p}	2,8 μm (0,8 μm GR)
Elektrodenabstand 2 d_{1p}	3,0 μm (5,0 μm GR)
bewegliche Masse m_p	28,8 μg
Systemsteifigkeit k_p	13757 Nm^{-1}
Anzahl beweglicher Pumpfinger n_p	420
Überdeckungslänge l_{ovp}	55 μm
Pull-In-Spannung U_{PIp}	ca. 14 V

In Tabelle 4.17 sind die Entwurfsparameter des *abstandsvariierenden* Pumpresonators zusammengefasst. Aufgrund der geringen Baugröße und steifen Federn wird ein sehr kompakter und robuster Entwurf mit einer Resonanzfrequenz von ca. 110 kHz erreicht. Unter Einbezug des minimalen Strukturabstandes der BDRIE-Technologie von 2 μm (siehe Abschnitt 2.3.1) verringert sich der kleinere Elektrodenabstand von 2,8 μm auf 800 nm. Der geringe Elektrodenabstand bedingt eine hohe viskose Dämpfung, weshalb ein Unterdruck von schätzungsweise 10 mbar notwendig ist, um eine mechanische Güte von ca. 60 zu erreichen. Die genaue Auslegung und Einstellung des Druckes ist dabei eine Herausforderung des Entwurfs, denn durch sie muss die Resonanzamplitude auf zwischen 80 – 90 % des Elektrodenabstandes eingestellt werden. Die stark ansteigende Dämpfung bei geringen Plattenabständen verhindert

dabei den dynamischen Kurzschluss. Des Weiteren darf die Pull-In-Spannung des Resonators von 14 V beim Ladevorgang nicht überschritten werden und stellt somit eine Obergrenze für die Eingangsspannung des Wandlers dar.

Die erreichbare Ausgangsspannung des Wandlers wurde anhand des in Abschnitt 4.2.5 vorgestellten und angepassten *LTSpice*-Verhaltensmodells für verschiedene parasitäre Kapazitätswerte über variablem Lastwiderstand ermittelt. Das Ergebnis der Simulationen zeigt Abbildung 4.52. Es stellt sich eine maximale Ausgangsspannung des Wandlers von ca. 17 V ein, was einer Spannungsverstärkung von 3,4 entspricht. Die im Vergleich zum flächenvariierenden Entwurf vergrößerte Grundkapazität des Wandlers macht sich in einer geringeren Abhängigkeit der Ausgangsspannung von C_{par} bemerkbar. Selbst bei 10 pF ist der Verstärkungsfaktor noch rund 2,7. Eine weitere Steigerung der Grundkapazität ist durch die Parallelisierung mehrerer Einzelresonatoren gleicher bzw. ähnlicher Resonanzfrequenz aufgrund der geringen Baugröße möglich. Durch die um mehr als Faktor 10 höhere Pumpfrequenz ist der benötigte Lastwiderstand auf ca. 500 M Ω verringert.

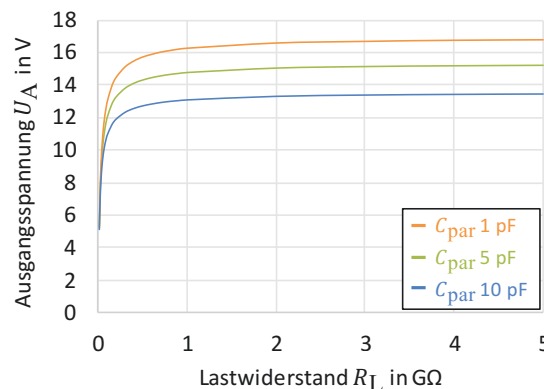


Abbildung 4.52: LTSpice-Simulation des abstandsvariierenden Pumpresonators für verschiedene parasitäre Kapazitäten

Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung der Ausgangsleistung der resonanten Wandler besteht in der Anpassung der externen Beschaltung. Die Diode gestattet den unkomplizierten passiven Ladungstransport von der Pump- zur Lastkapazität. Die nichtidealen Eigenschaften der Diode im Sperrbetrieb (Sperrschichtkapazität und Leckstrom) setzten die erreichbare Spannungsverstärkung herab. Ein Austausch der Diode ist möglich, jedoch sind Dioden mit geringer Sperrschichtkapazität in der Regel nicht für hohe Durchbruchspannungen ausgelegt, was eine erhebliche Einschränkung des Ausgangsspannungsbereiches zur Folge hat. Ideale Schalteigenschaften bieten dagegen rein mechanische Schalter, die jedoch für diese spezielle Anwendung zu langsam sind. Wie die Literaturrecherche aus Abschnitt 2.1.2 zeigt, ist die Verwendung von kleinen schnellen MEMS-Schaltern eine geeignete Alternative für den unteren Schaltfrequenzbereich bis ca. 10 kHz. Im höheren Frequenzbereich sind die Schalter zu langsam oder benötigen aufgrund ihrer geringen Größe eine hohe Steuerspannung. Nicht unbedingt nachteilig ist der zusätzliche Schaltungsaufwand aufgrund der aktiven Schaltersteuerung, da zur Anregung des Wandlers ohnehin bereits ein Mikrocontroller, FPGA oder ASIC im Einsatz ist.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Das Ziel der Arbeit war die Entwicklung einer umfassenden Studie zur praktischen Nutzbarkeit der mikroelektromechanischen Gleichspannungswandlung für die Spannungsversorgung von kapazitiven und piezoelektrischen Mikrosystemen. Die Schwerpunkte bestanden dabei im Entwurf eines mikromechanischen Wandlers sowie dem entwurfsbegleitenden Systemdesign, der mathematischen Beschreibung und schließlich der praktischen Realisierung des MEMS. Zu Letzterem gehört neben der Charakterisierung der Mikrosysteme auch die Entwicklung der Ansteuer- und Auswerteelektronik wie auch abschließende Messungen am Gesamtsystem zur Erbringung des prinzipiellen Funktionsnachweises. Die Fertigung der MEMS wurde durch die BDRIE-Technologie am ZfM der TU Chemnitz ermöglicht.

Zu Beginn der Arbeit erfolgte eine Zusammenfassung der bisherigen Veröffentlichungen auf dem Gebiet der MEMS-Gleichspannungswandlung, auf deren Grundlage die ersten Grobentwürfe basierend auf den zwei Betriebsarten *bistabil* und *resonant* durchgeführt werden konnten. Sie dienten einer ersten Größenabschätzung sowie dem Vergleich der verschiedenen Betriebsarten, wobei sich das *resonante Funktionsprinzip ohne Aktor* als besonders vielversprechend für eine Umsetzung herausstellte. Bereits im Grobentwurf wurden dabei die in der Literatur genannten Schwierigkeiten ersichtlich, wonach Leckströme und parasitäre Kapazitäten von MEMS und den elektronischen Komponenten (unter anderem der Diode) einen erheblichen Einfluss auf den real zu erwartenden Spannungsverstärkungsfaktor nehmen. Die genannten Vorteile von MEMS-DC/DC-Wandlern gegenüber elektronischen CMOS-Ladungspumpen sind die effizientere Platzausnutzung und die bessere Skalierbarkeit des Funktionsprinzips. Dies konnte im Rahmen dieser Arbeit für das *resonante Funktionsprinzip* nachgewiesen werden.

Die in der Literatur beschriebene Kaskadierung mehrerer baugleicher paralleler Wandler zur Erhöhung der Grundkapazität ist für ein resonantes Mikrosystem aufgrund von technologiebedingten Streuungen der Resonanzfrequenz erschwert. Es wurde daher für alle vorgestellten Systeme eine HARMS-Technologie mit einer Strukturhöhe von 50 μm bei geringen Spaltabständen von 2 μm zur Entwicklung einer In-Plane-Kammstruktur mit hoher Grundkapazität gewählt.

In zwei konsekutiven Entwürfen und Fertigungen (Wafer Run 1 und Run 2) wurde schließlich ein optimierter *flächenvariierender* Pumpresonator umgesetzt. Die Resonatoren erreichen bei Resonanzfrequenzen zwischen 7 kHz und 14 kHz stabile Resonanzamplituden oberhalb von 6 μm . Sowohl die Dämpfung als auch die damit verbundene benötigte Aktuierungsspannung der Resonatoren konnte dabei, unter der Prämisse eines zunächst unter Normaldruck betriebenen Systems, von Run 1 zu Run 2 effektiv verringert werden. Dabei stieg die mechanische Systemgüte von 36 auf rund 66 an. Eine genauere Einstellung und Erhöhung der mechanischen Güte ist durch den verkapselten Betrieb des Resonators in Unterdruck möglich.

Zur messtechnischen Charakterisierung der Wandler erfolgte die Entwicklung und der Aufbau einer Testelektronik zur geregelten Resonanzanregung. Dabei konnte der Funktionsnachweis bereits durch vergleichsweise niederohmige Messungen am Oszilloskop erbracht werden, indem die Pumpschritte zeitlich dargestellt wurden. Hochohmige Leistungsmessungen am *SourceMeter* zeigten allerdings, dass durch den Si-Si-Glas-Aufbau der Strukturen eine hohe parasitäre Kapazität entsteht, die die effektive Spannungsüberhöhung auf einen Wert von ca. 4,5 V bei einer Eingangsspannung von 17 V herabsetzt. Die parasitäre Kapazität wurde durch Kapazitätsmessungen zu ca. 26 pF am großen Resonator ermittelt und liegt damit deutlich über der eigentlichen variablen Pumpkapazität von rund 5,3 pF in Ruhelage, wodurch sich die verminderte Funktionsweise der unbelasteten Wandler erklärt. Der Hauptanteil von C_{par} wird dabei über die Aluminiumleiterbahnen und die Durchkontaktiervias zwischen Siliziumsubstrat

und aktivem Wafer verursacht, da die SiO_2 -Isolationsschicht mit $2\text{ }\mu\text{m}$ für diese spezielle Anwendung zu gering ist.

Das Systemverhalten konnte mithilfe eines *LTSpice*-Systemmodells, das die parasitären Effekte von MEMS und Elektronik (Schalter und Diode) sowie das elektrostatische Streufeld und die nichtlineare Dämpfungscharakteristik innerhalb der Kammzellen abbildet, verifiziert werden.

Die notwendigen Verbesserungsmaßnahmen für eine praktische Umsetzung des *resonanten Funktionsprinzips* zur Erzielung praktikabler Spannungsverstärkungen sind:

- eine Erhöhung der Grundkapazität der Pumpe,
- eine Verringerung von C_{par} , z. B. durch ein dickeres SiO_2 bzw. einen Glas-Si-Glas-Aufbau,
- eine deutliche Steigerung der Resonanz- und damit verbundenen Pumpfrequenz und
- die Verwendung von MEMS-Schaltern als Alternative zur passiven Diode.

Die beiden letzteren Maßnahmen stehen dabei im direkten Konflikt, da existierende MEMS-Schalter in ihrer Schaltgeschwindigkeit auf den μs -Bereich beschränkt sind.

Auf Grundlage der erarbeiteten Zusammenhänge und Ergebnisse wurde abschließend in Abschnitt 4.4.2 ein *abstandsvariierender Konzeptentwurf* vorgestellt, der auf geringem Bauraum eine Spannungsverstärkung von ca. 3,4 erreicht. Eine Erhöhung der Grundkapazität und der auslenkungsabhängigen Kapazitätsänderung wird durch eine *Gap Reduction* der Strukturen nach der Fertigung erreicht. Dadurch sind die Wandler unempfindlicher gegenüber parasitären Einflüssen. Die geringen Elektrodenabstände von 800 nm setzen eine Verkapselung des Systems in Unterdruck voraus. Durch die kompaktere Bauform, steigt die Resonanz- und Pumpfrequenz der Wandler, wodurch eine höhere Leistung generiert werden kann und der benötigte minimale Lastwiderstand auf $500\text{ M}\Omega$ sinkt. Der konzeptionell vorgestellte *abstandsvariierende* Entwurf wird durch praktische Vorarbeiten zu den AE-Resonatoren gestützt. Auch die als *Gap Reduction* bezeichnete Abstandsverringerng des Elektrodenpalts nach der Fertigung wurde bereits in verschiedenen Strukturen erfolgreich durchgeführt, sodass eine praktische Umsetzung des Konzeptes als vielversprechend und realistisch angesehen werden kann. Der Vorteil des Verfahrens besteht in der Integrationsfähigkeit des Wandlers in bestehende und etablierte MEMS-Prozesse. Durch die zeitliche Verschiebung des Pumpvorganges, z. B. mittels eines Phasenschiebers (siehe Abschnitt 4.1.5), kann die gleiche Struktur verwendet werden, um unterschiedliche Spannungspegel auf dem Chip bereitzustellen.

A Anhang

Anhang A.1 Vergleichsmessungen aus Wafer Run 2

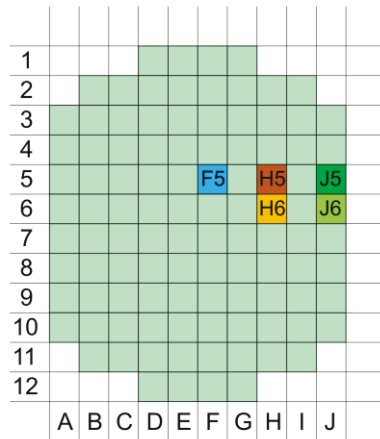


Abbildung A.1.1: Wafermap des offenen Wafers aus Run 2 (910-312-1)

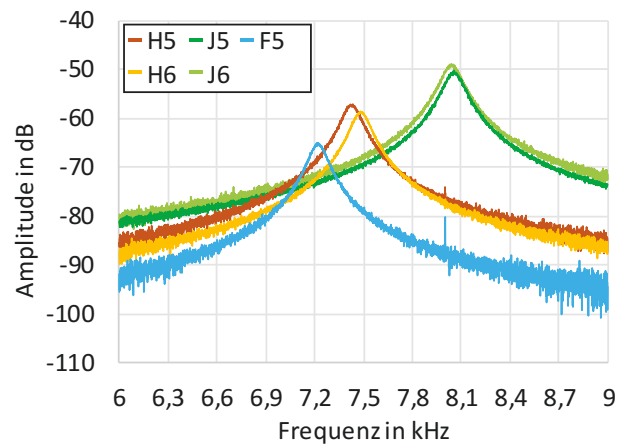


Abbildung A.1.2: Vibrometermessung der offenen großen Resonatoren aus Run 2 (910-312-1) bei 17 V

Anhang A.2 Layoutentwürfe

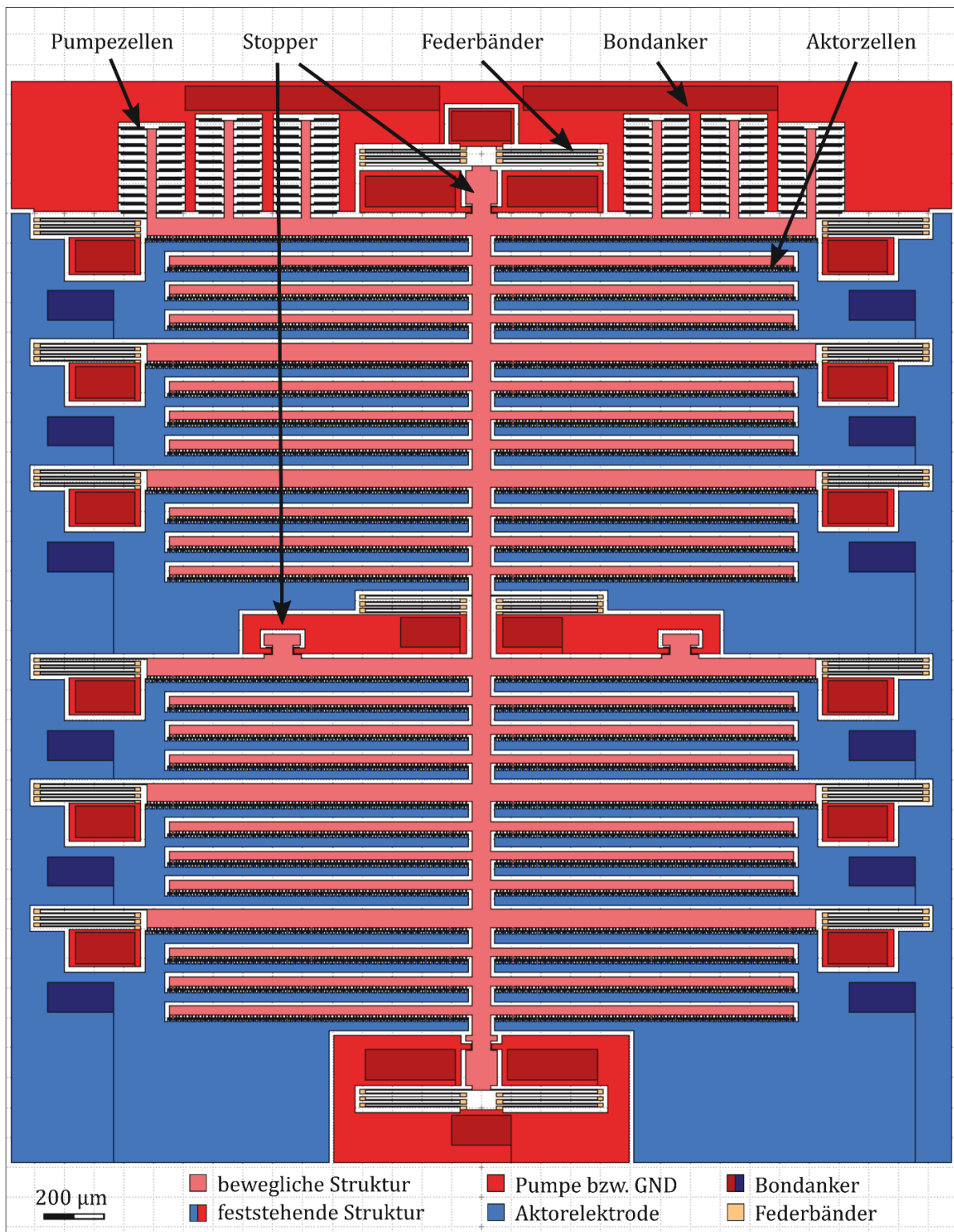


Abbildung A.2.1: Layout der *aktiven Kapazitätssenkung*

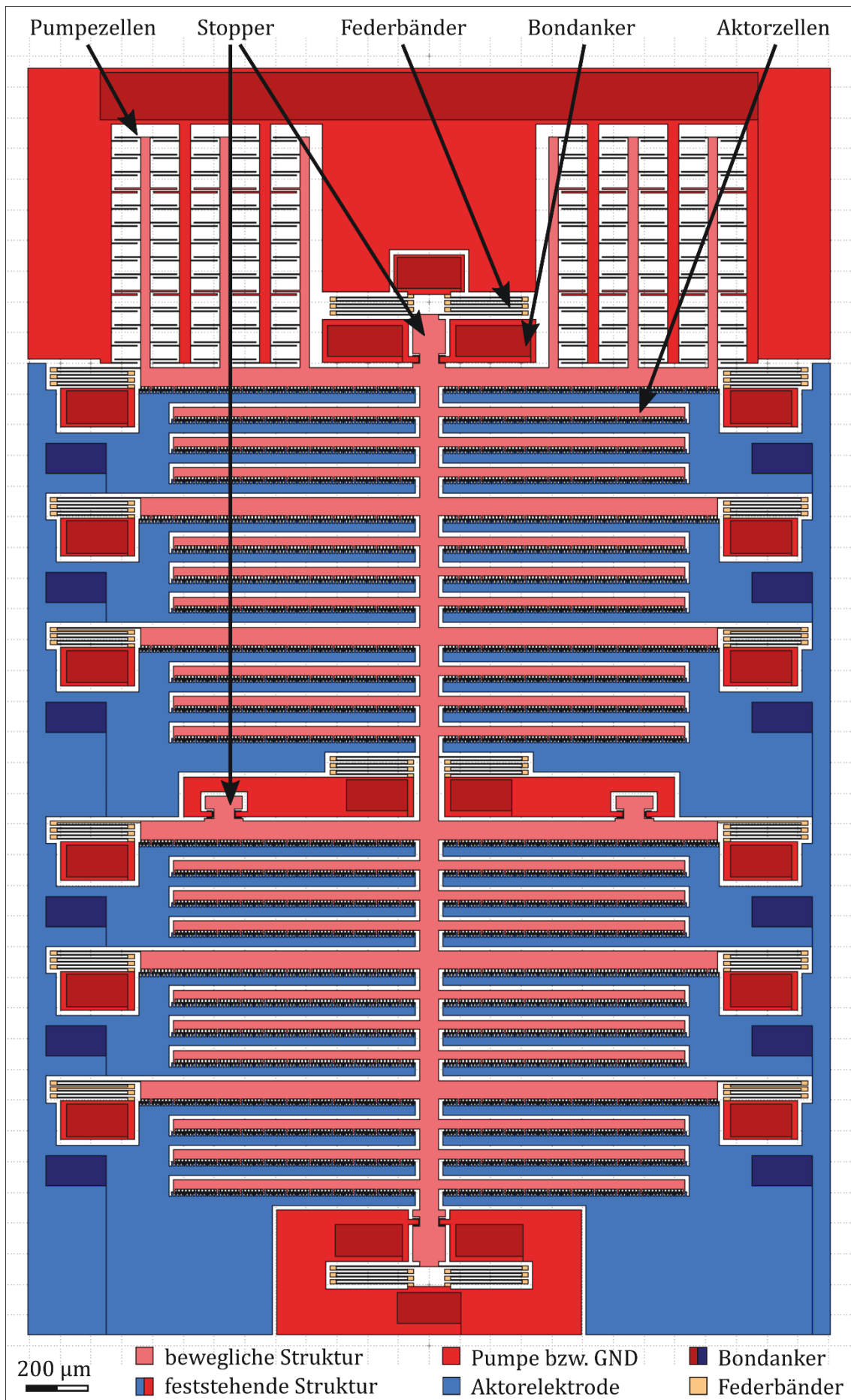


Abbildung A.2.2: Layout der aktiven Kapazitätserhöhung

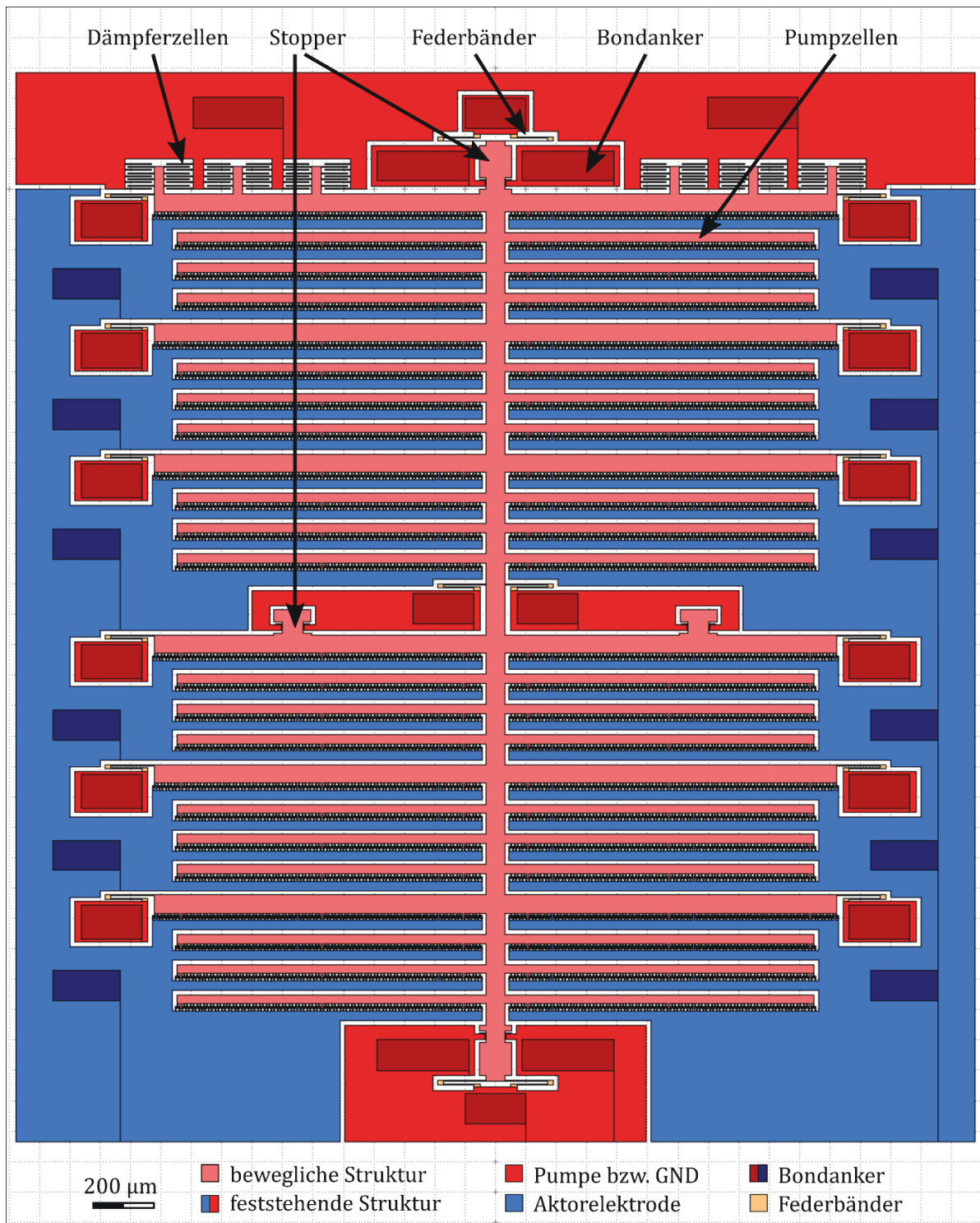


Abbildung A.2.3: Layout des *resonanten Funktionsprinzips*

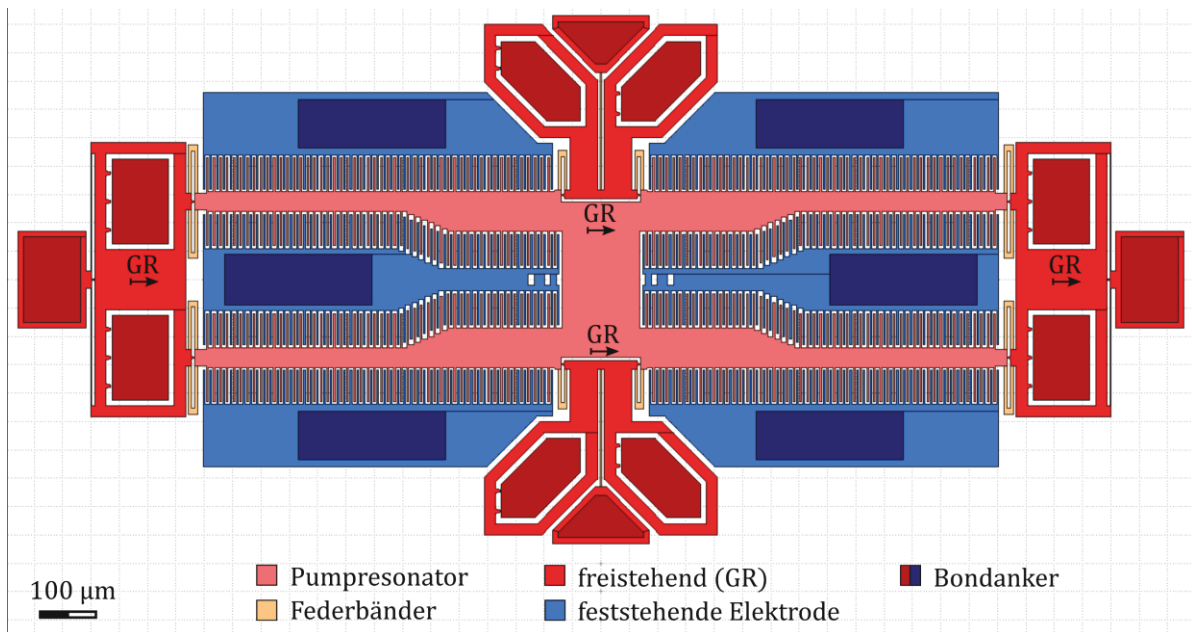


Abbildung A.2.4: Konzeptlayout des *resonanten abstandsvariierenden Funktionsprinzips* mit *Gap Reduction (GR)*

Anhang A.3 Simulationsergebnisse ANSYS

Modalanalyse ANSYS
aktive Kapazitätserhöhung

Moden 1 bis 5

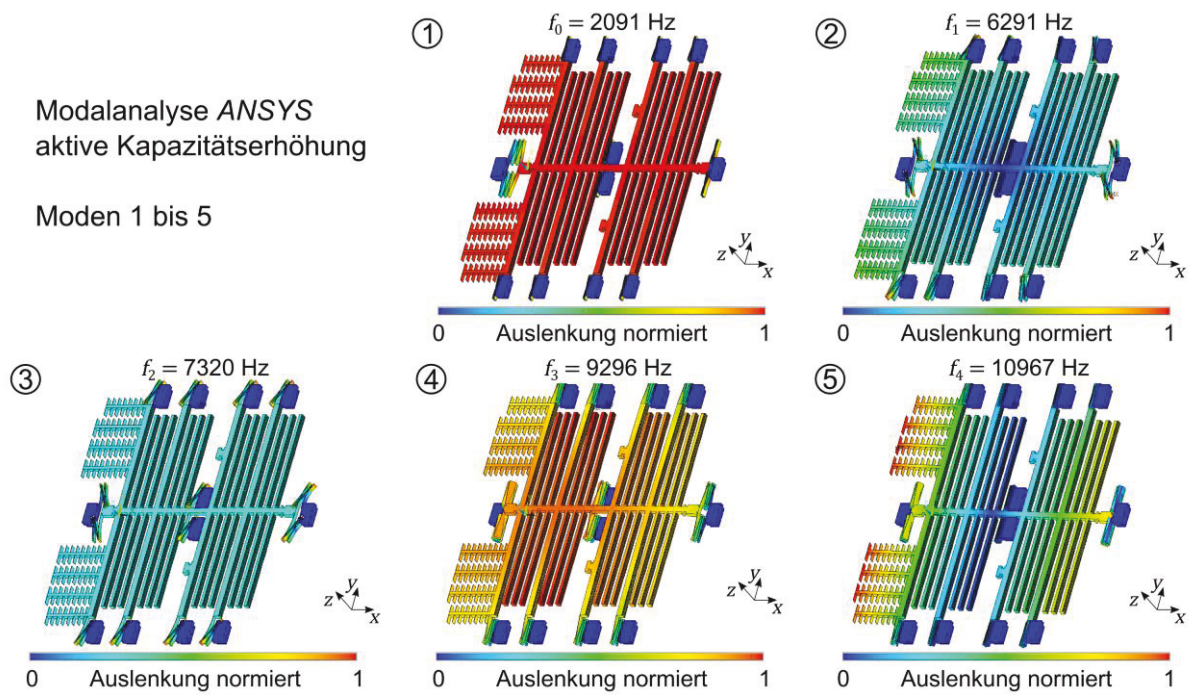


Abbildung A.3.1: Ergebnisse der FE-Modalanalyse der *aktiven Kapazitätserhöhung*

Modalanalyse ANSYS
Resonant ohne Aktor

Moden 1 bis 5

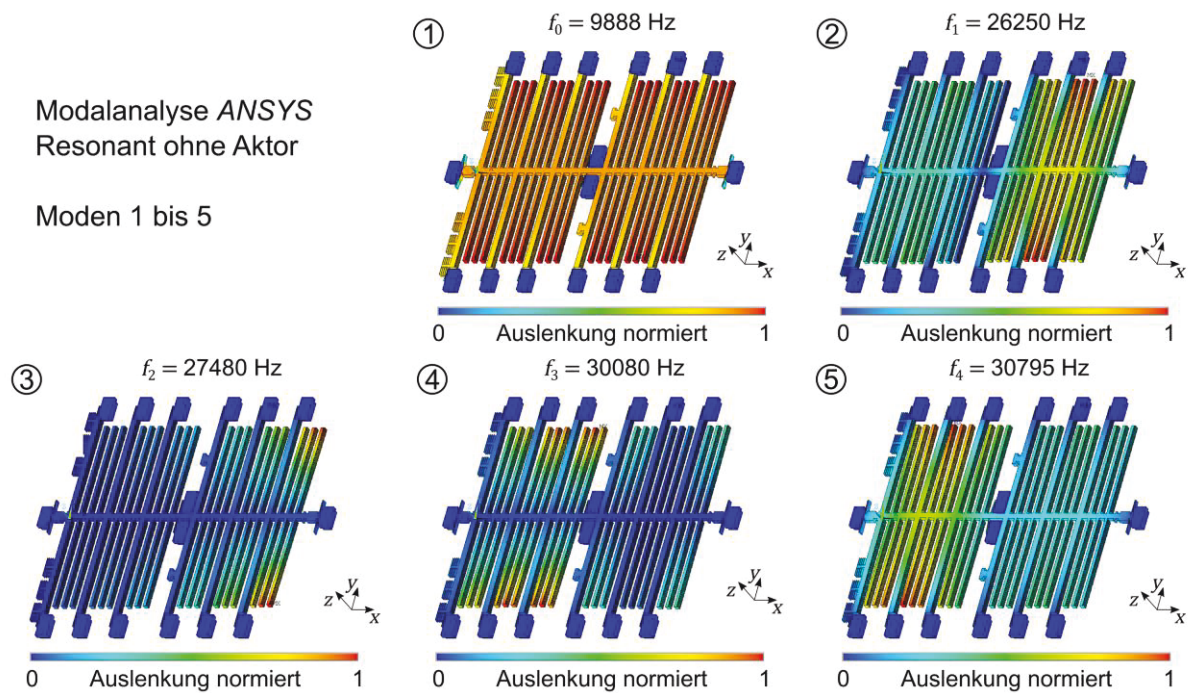
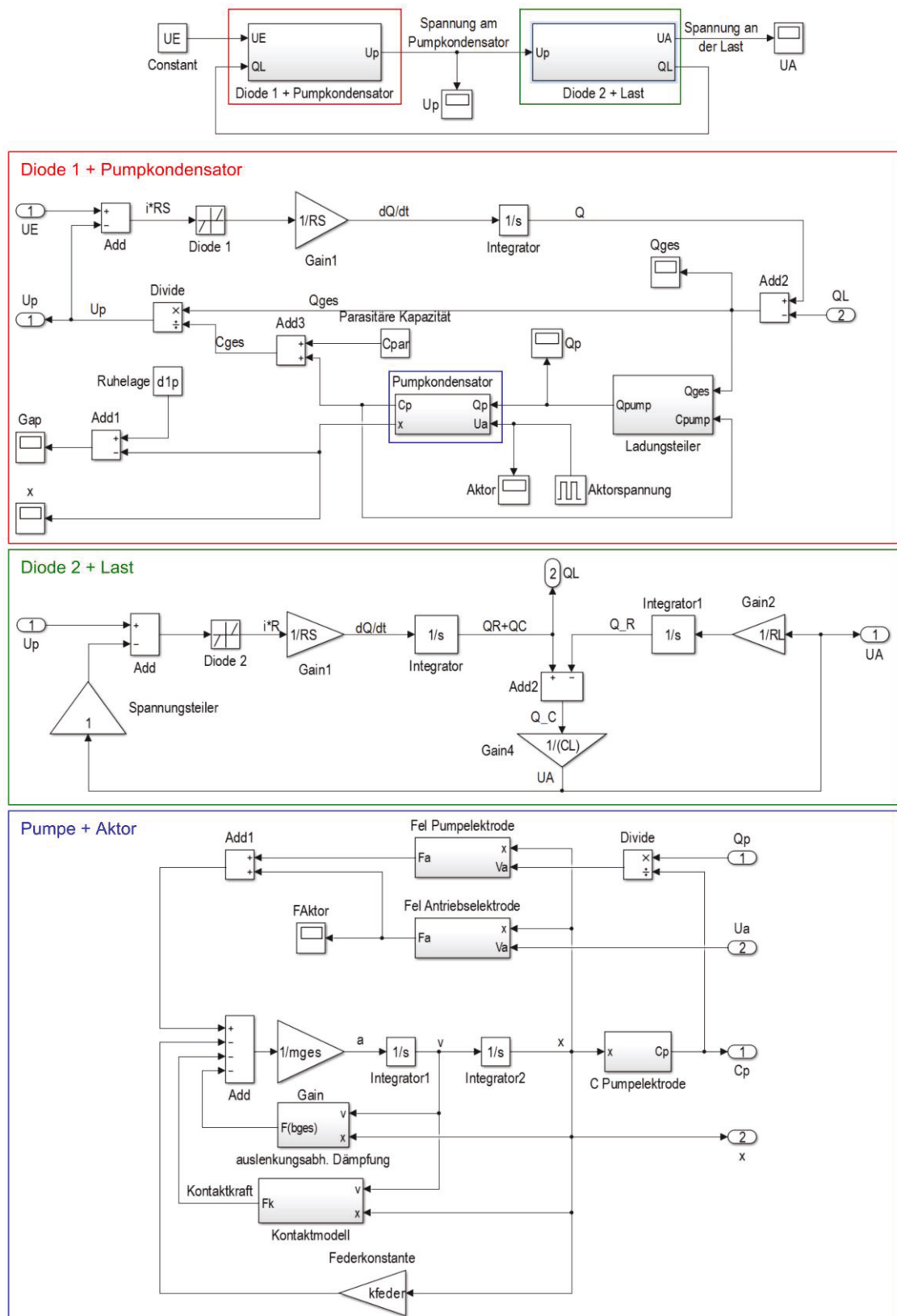


Abbildung A.3.2: Ergebnisse der FE-Modalanalyse des *resonanten Prinzips*

Anhang A.4 Simulationsergebnisse *Matlab-Simulink*Abbildung A.4.1: *Matlab-Simulink* Simulationsmodell DC/DC-Wandler, *bistabiles Funktionsprinzip*

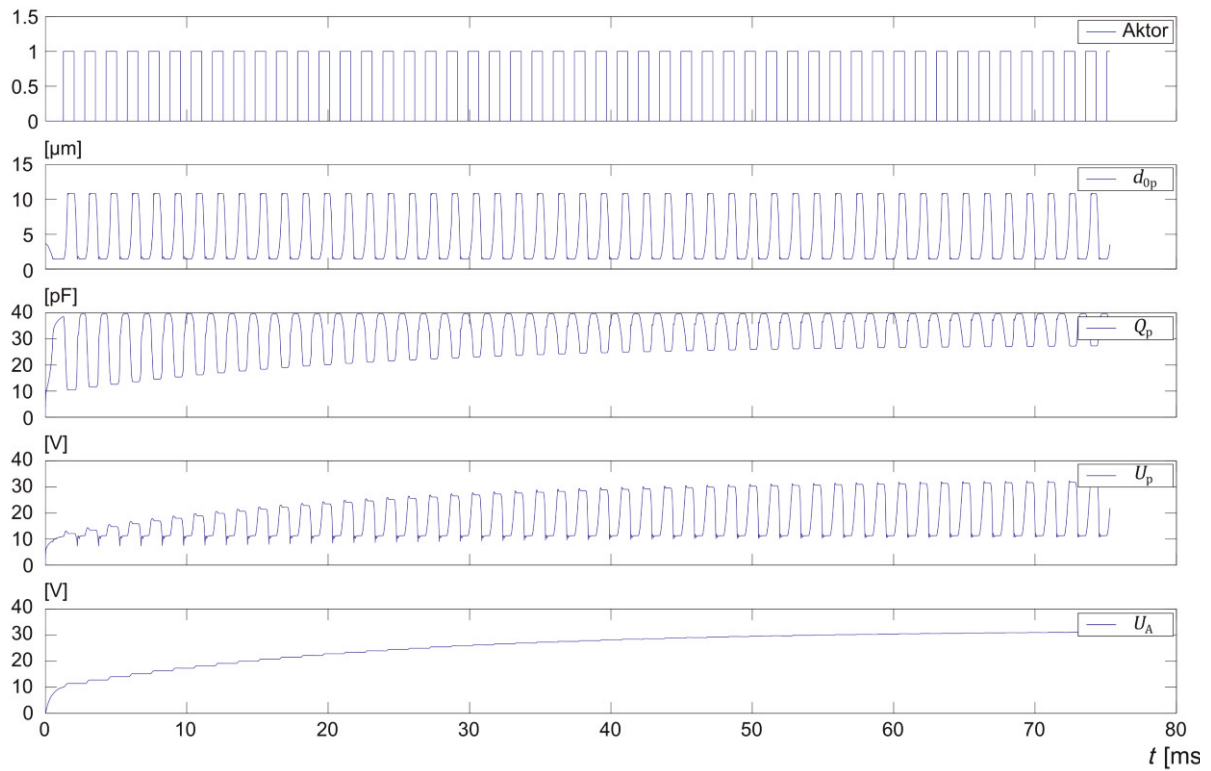


Abbildung A.4.2: Simulationsergebnis der aktiven Kapazitätssenkung ($t_{AktOn} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)

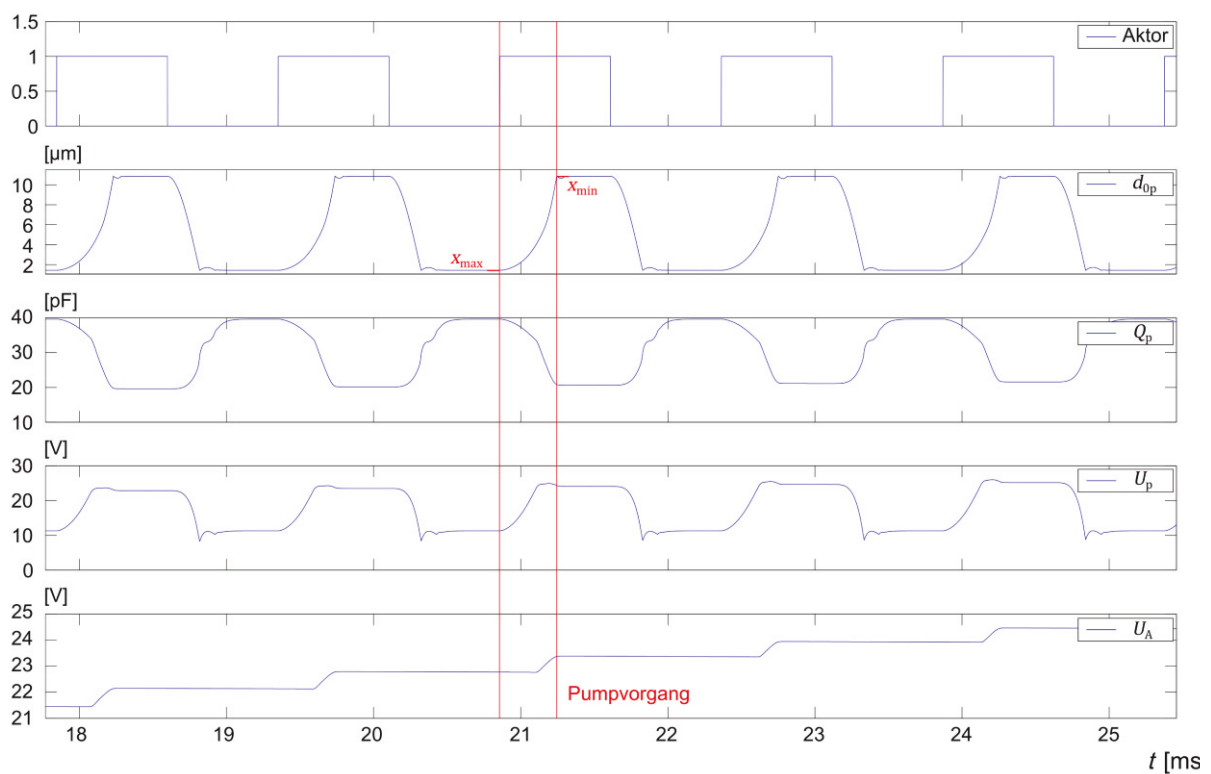


Abbildung A.4.3: Simulationsergebnis der aktiven Kapazitätssenkung, Pumpschritt vergrößert ($t_{AktOn} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)

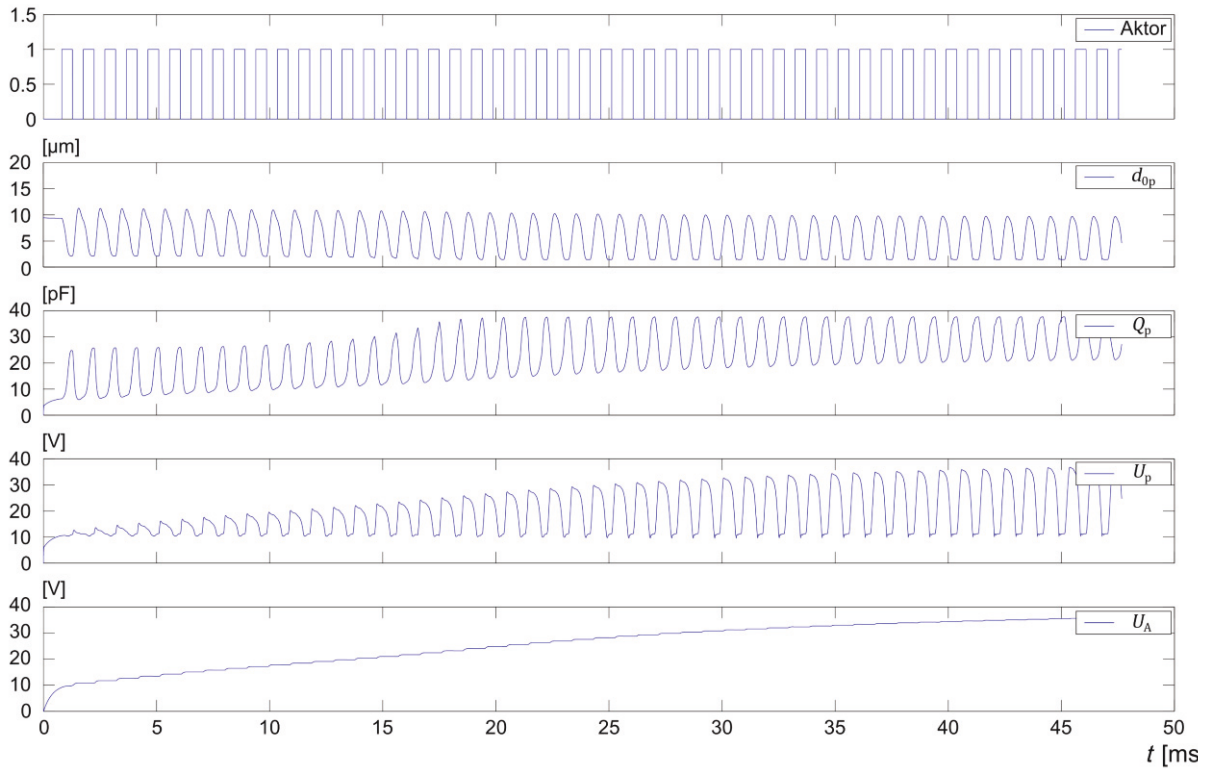


Abbildung A.4.4: Simulationsergebnis der *aktiven Kapazitätserhöhung* ($t_{AktOn} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)

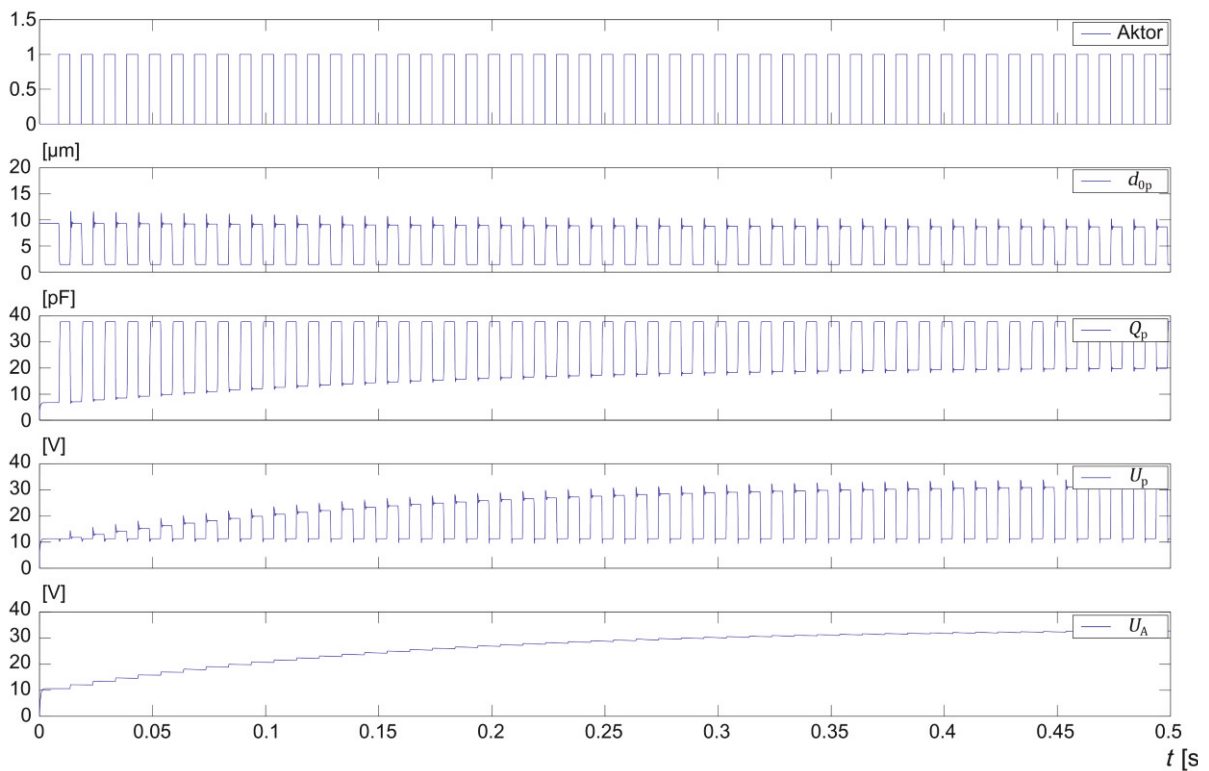


Abbildung A.4.5: Simulationsergebnis der *aktiven Kapazitätserhöhung* ($t_{AktOn} = 10 \text{ ms}$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)

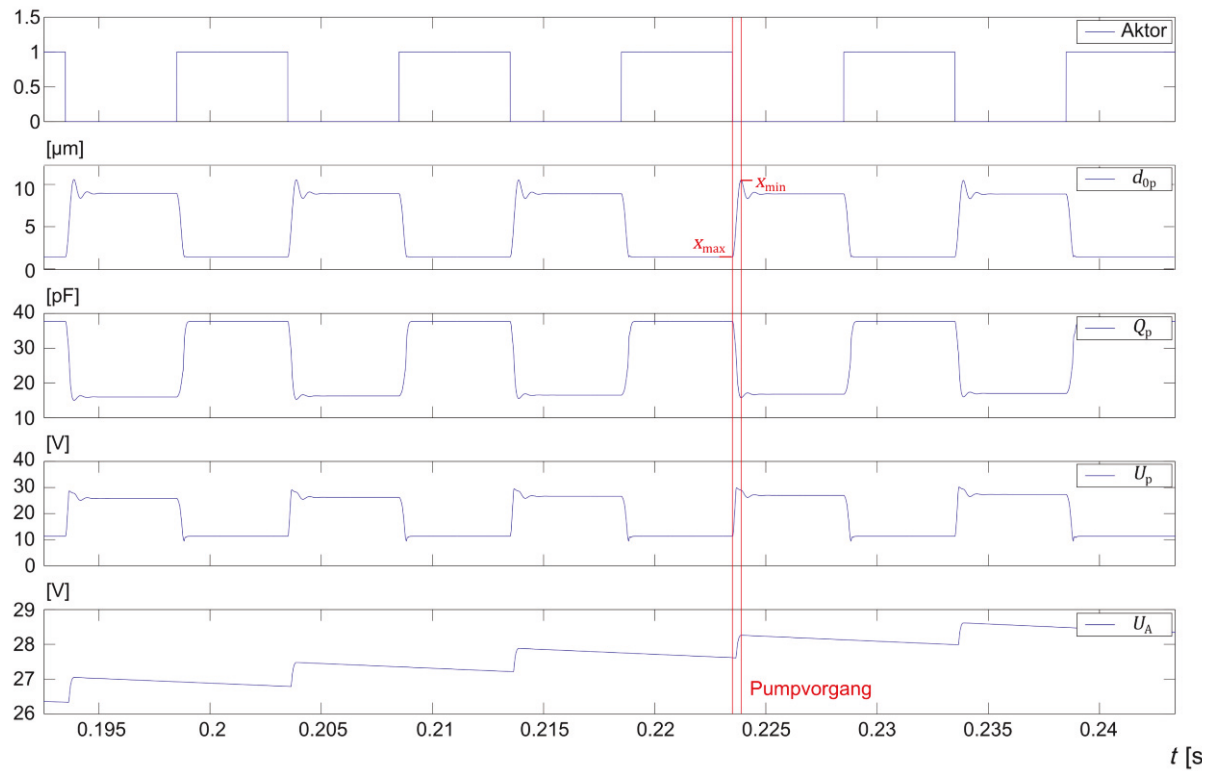


Abbildung A.4.6: Simulationsergebnis der *aktiven Kapazitätserhöhung*, Pumpschritt vergrößert
 ($t_{\text{AktOn}} = 10$ ms, $R_L = 50$ G Ω , $C_L = 20$ pF)

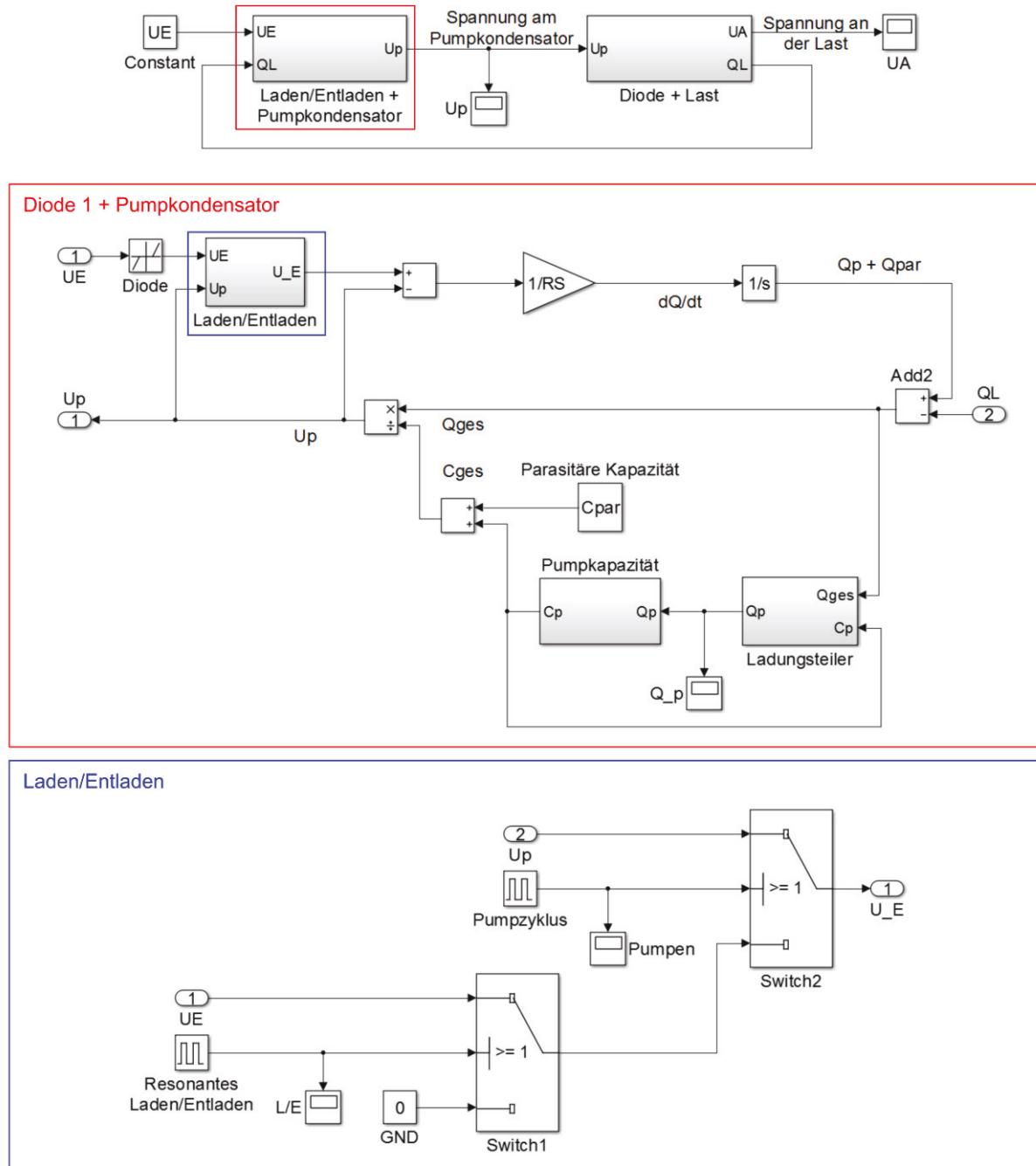


Abbildung A.4.7: Matlab-Simulink Simulationsmodell DC/DC-Wandler, resonantes Funktionsprinzip

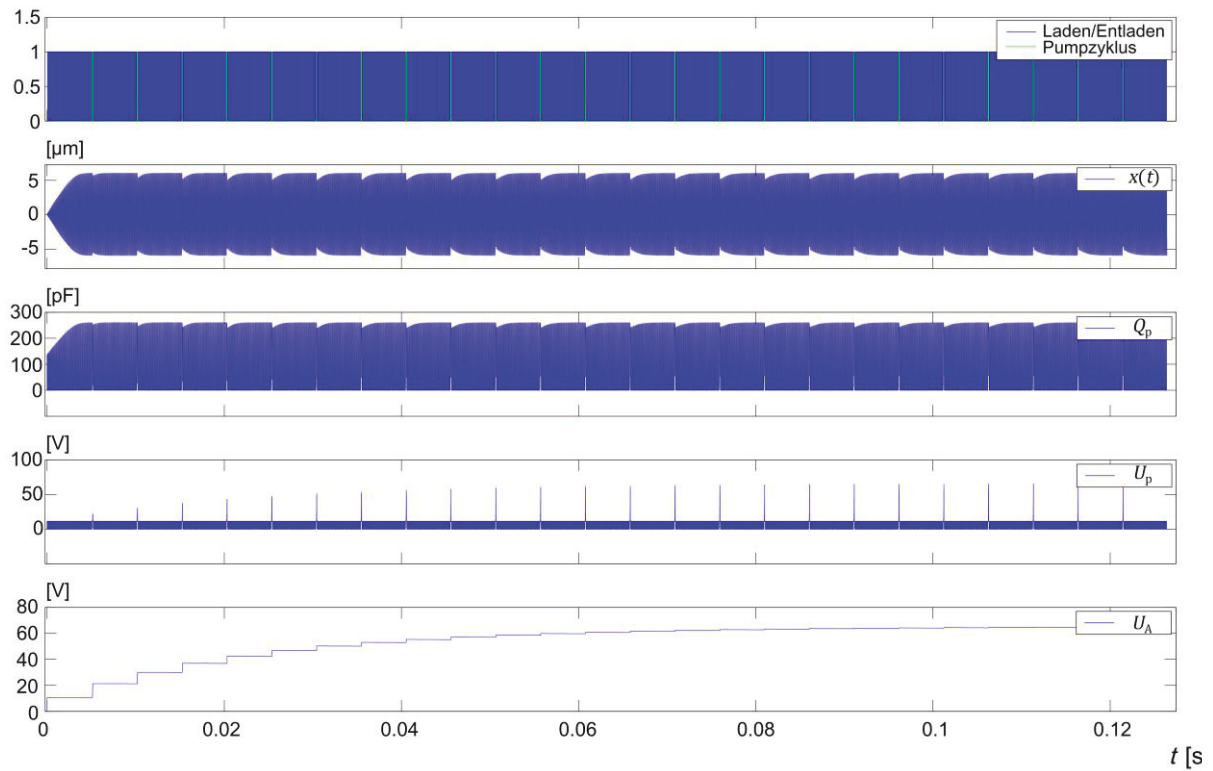


Abbildung A.4.8: Simulationsergebnis des *resonanten Funktionsprinzips* ($f_0 = 9,89 \text{ kHz}$, $R_L = 100 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)

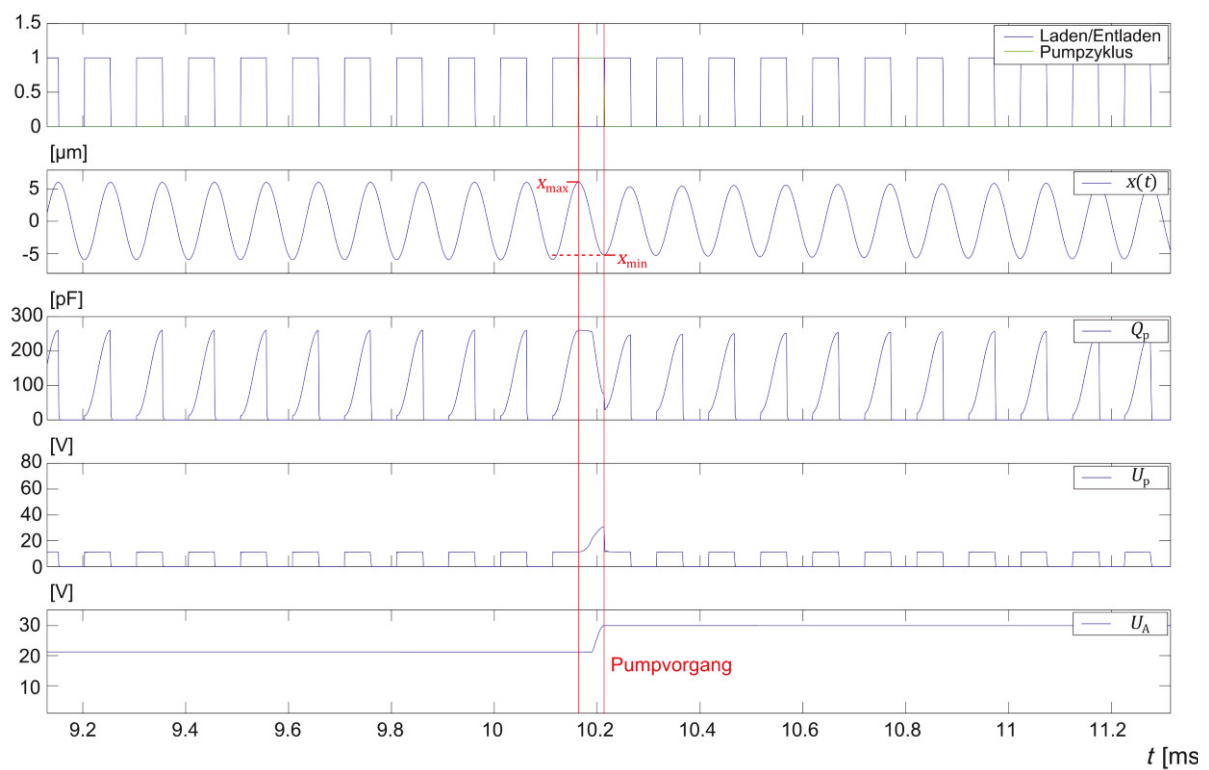


Abbildung A.4.9: Simulationsergebnis des *resonanten Funktionsprinzips*, Pumpschritt vergrößert ($f_0 = 9,89 \text{ kHz}$, $R_L = 100 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)

Anhang A.5 PLL-Testplatine

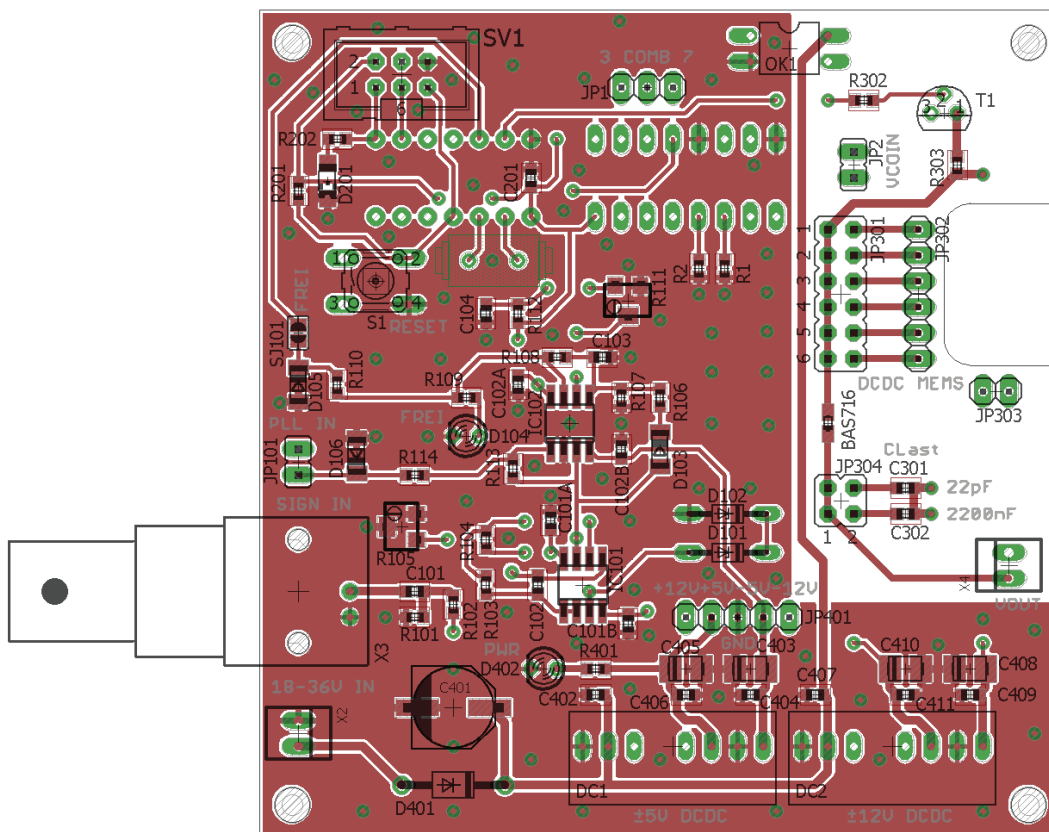


Abbildung A.5.1: Top Layer der PLL-Testplatine

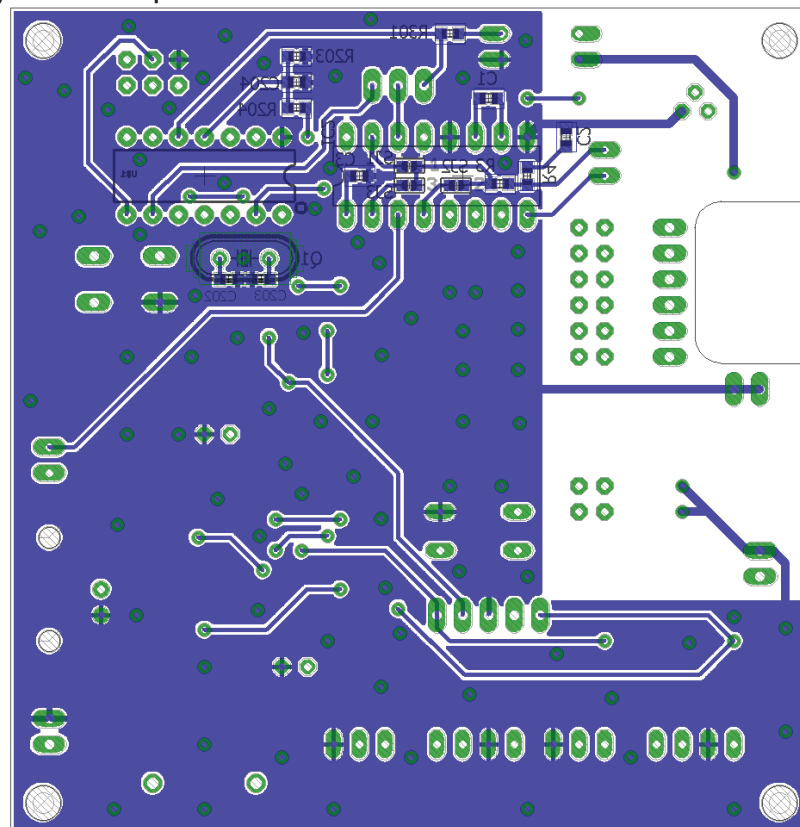


Abbildung A.5.2: Bottom Layer der PLL-Testplatine



Anhang A.6 Mikrocontroller Programmablauf

Hauptschleife Mikrocontroller:

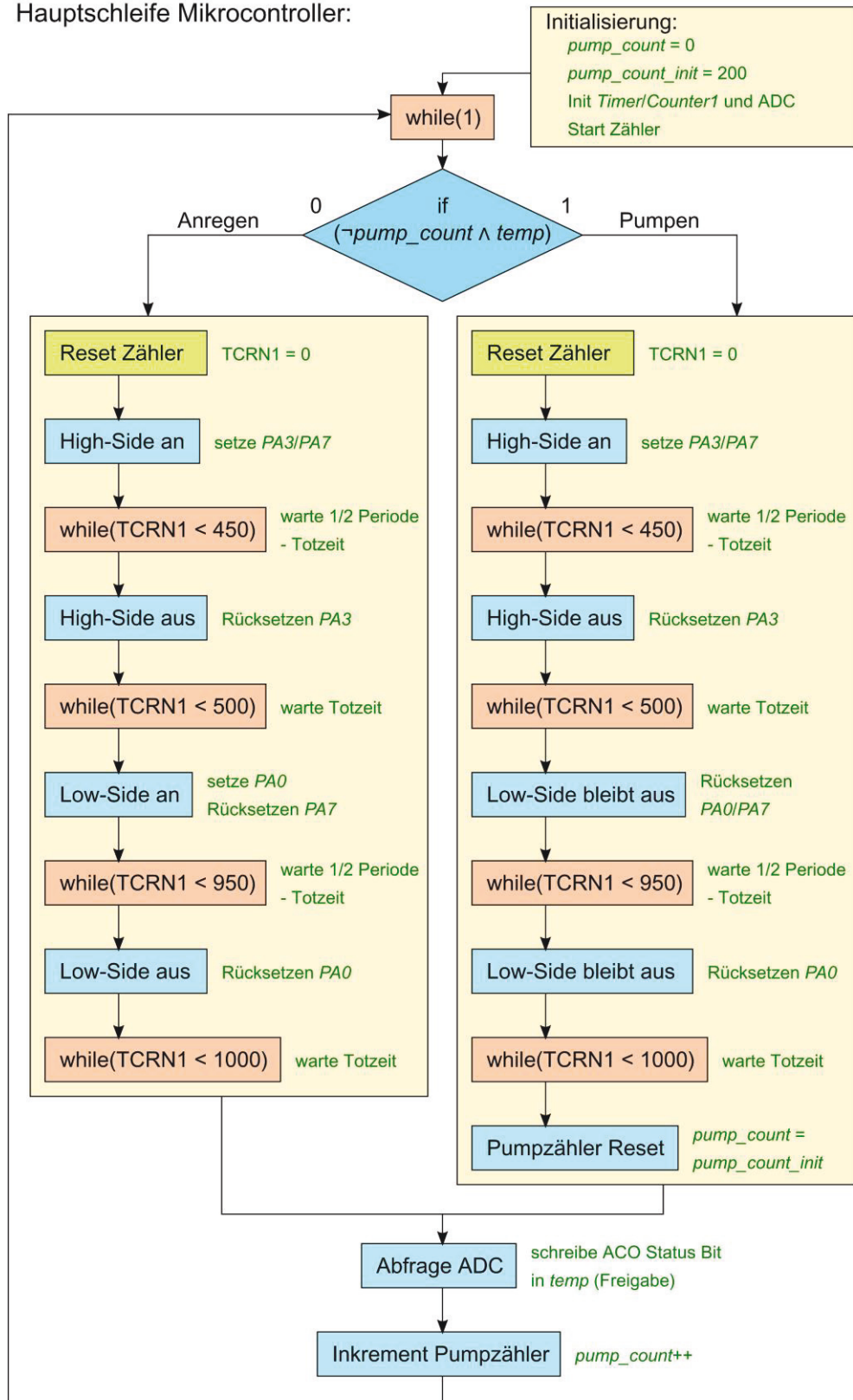


Abbildung A.6.1: Programmablauf bei Verwendung des Mikrocontrollers als Frequenzteiler

Anhang A.7 Charakterisierung der DC/DC-Wandler

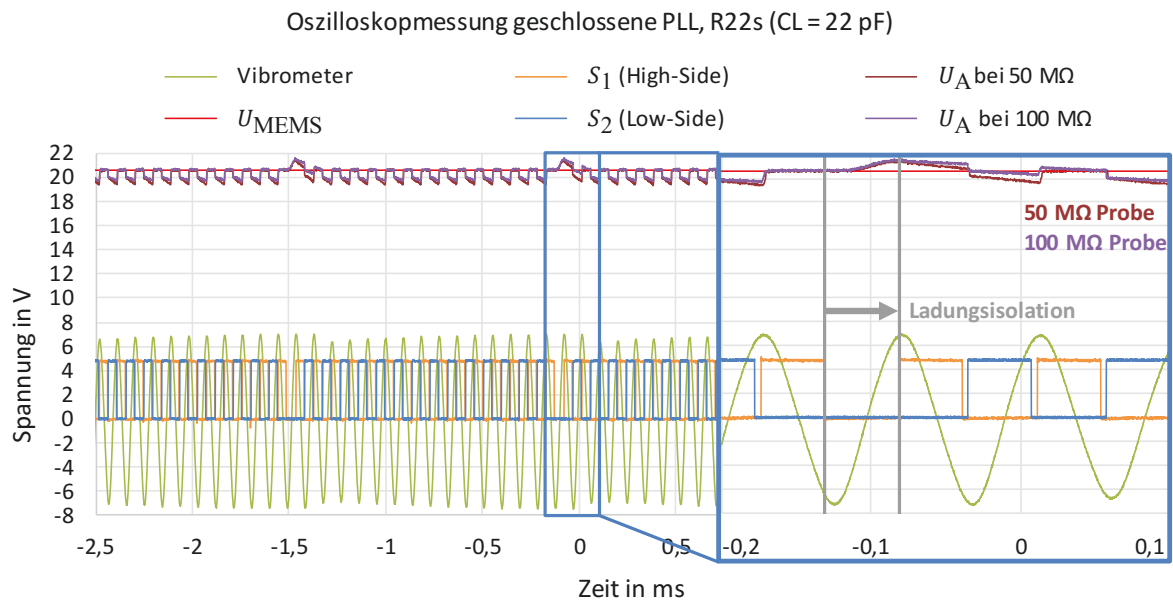


Abbildung A.7.1: Messung des Pumpvorgangs an der geschlossenen Regelschleife, kleiner Wandler R22s

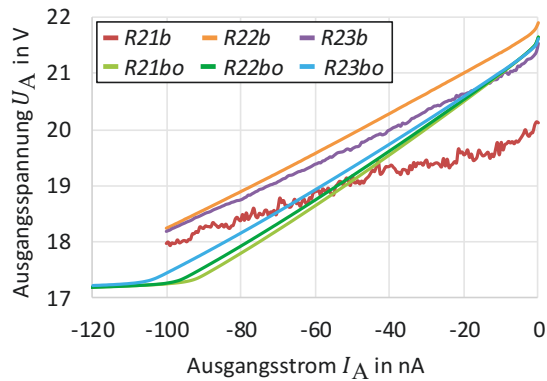


Abbildung A.7.2: Vergleich der *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, große Wandler verkapselt (b) und offen (bo)

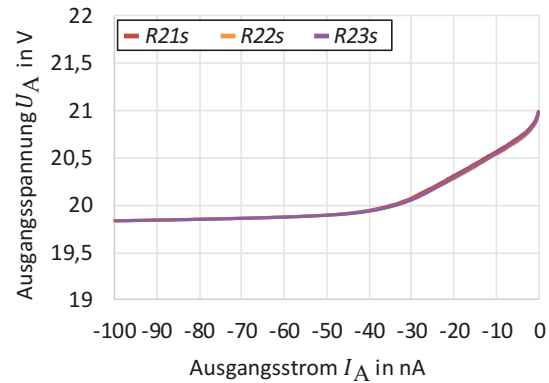


Abbildung A.7.3: *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, kleine Wandler

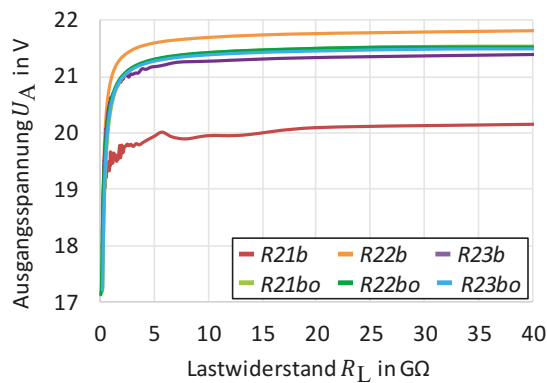


Abbildung A.7.4: Vergleich der *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, große Wandler verkapselt (b) und offen (bo)

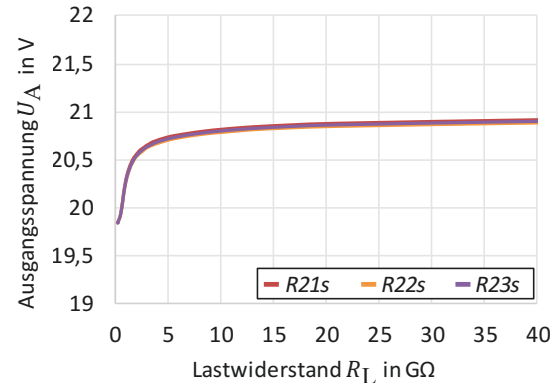


Abbildung A.7.5: *SourceMeter*-Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, kleine Wandler

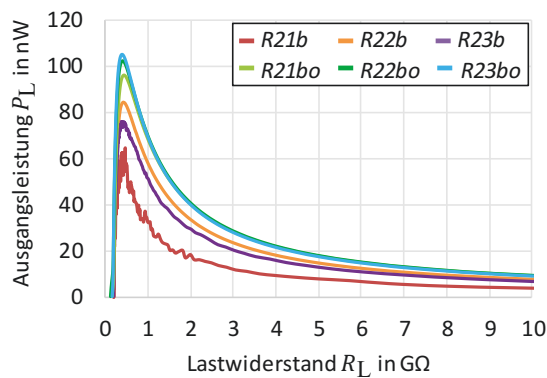


Abbildung A.7.6: Vergleich der *SourceMeter*-Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, große Wandler verkapselt (b) und offen (bo)

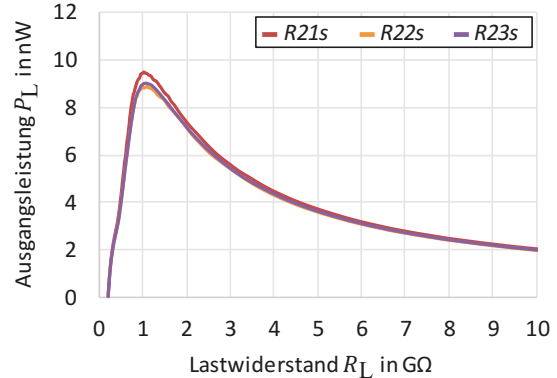


Abbildung A.7.7: *SourceMeter*-Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, kleine Wandler

Literaturverzeichnis

- [1] J. Bryzek and J. R. Mallon, "Silicon Resonant Pressure Sensors – A Market Perspective," *Sensors and Materials*, no. 9, pp. 473–500, 1997.
- [2] D. S. Eddy and D. R. Sparks, "Application of MEMS technology in automotive sensors and actuators," *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 8, pp. 1747–1755, 1998.
- [3] M. Tanaka, "An industrial and applied review of new MEMS devices features," *Microelectronic Engineering*, vol. 84, no. 5-8, pp. 1341–1344, 2007.
- [4] Frost & Sullivan, *Opportunity Analysis for MEMS Sensors: Frost Perspectives*. [Online] Available: <https://ww2.frost.com/frost-perspectives/opportunity-analysis-mems-sensors/>. Accessed on: Jan. 23 2019.
- [5] *Growth Opportunities in the Global Automotive MEMS Sensor Market 2016-2021*. [Online] Available: <https://www.lucintel.com/automotive-mems-sensor-market-2016.aspx>. Accessed on: Jul. 12 2019.
- [6] G. M. Rebeiz and J. B. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," *IEEE Microwave*, vol. 2, no. 4, pp. 59–71, 2001.
- [7] A. Jain and H. Xie, "A single-crystal silicon micromirror for large bi-directional 2D scanning applications," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 130-131, pp. 454–460, 2006.
- [8] D. S. Greywall *et al.*, "Crystalline silicon tilting mirrors for optical cross-connect switches," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 12, no. 5, pp. 708–712, 2003.
- [9] A. Sorger, C. Auerswald, A. Shaporin, M. Freitag, and J. Mehner, "Design, modeling, fabrication and characterization of a MEMS acceleration sensor for acoustic emission testing," in *Transducers & Eurosensors XXVII*, Barcelona, Spain, 2013, pp. 726–729.
- [10] M. Pederson, W. Olthuis, and P. Bergveld, "High-performance condenser microphone with fully integrated CMOS amplifier and DC-DC voltage converter," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 7, no. 4, pp. 387–394, 1998.
- [11] B. Arnold *et al.*, "Technologies for the integration of miniaturised silicon sensor systems in fibre-reinforced composites: Special Issue: 3rd International MERGE Technologies Conference (IMTC), 21st - 22nd September 2017, Chemnitz," *Technologies for Lightweight Structures (TLS)*, no. Vol 1, 2019.
- [12] R. Kories and H. Schmidt-Walter, *Taschenbuch der Elektrotechnik: Grundlagen und Elektronik*, 8th ed. Frankfurt am Main: Deutsch, 2008.
- [13] L. Zhang, "Development and Integration of MEMS Based Inductive Sensors," Electronic Thesis and Dissertation Repository, The University of Western Ontario, 2014.
- [14] M. A. M. Gijs, "MEMS Inductors: Technology and Applications," in *NATO science for peace and security series B, Magnetic nanostructures in modern technology: Spintronics, magnetic MEMS and recording*, Dordrecht: Springer, 2008, pp. 127–152.

-
- [15] N. Khalid *et al.*, "A very high Q-factor inductor using MEMS technology," in *Nanosensors, Biosensors, and Info-Tech Sensors and Systems 2010*, San Diego, California, USA, 2010, 11 1–12.
- [16] M. Kono *et al.*, *Designing Variable Inductor with MEMS Technology*, 2019.
- [17] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 11, no. 3, pp. 374–378, 1976.
- [18] T. Tanzawa and T. Tanaka, "A dynamic analysis of the Dickson charge pump circuit," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 8, pp. 1231–1240, 1997.
- [19] M. R. Hoque, T. McNutt, J. Zhang, A. Mantooth, and M. Mojarradi, "A high voltage Dickson charge pump in SOI CMOS," in *Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, USA, 2003, pp. 493–496.
- [20] A. Shirane, H. Ito, N. Ishihara, and K. Masu, "A 21 V output charge pump circuit with appropriate well-bias supply technique in 0.18 μm Si CMOS," in *2011 International SoC Design Conference (ISOCC 2011)*, Jeju, Korea (South), 2011, pp. 28–31.
- [21] C. Stöckel, "Piezoelektrische Aluminiumnitrid-Dünnschichten für mikroelektromechanische Systeme," Dissertation, Technische Universität Chemnitz, 2016.
- [22] J. M. Noworolski and S. R. Sanders, "An electrostatic microresonant power conversion device," in *PESC '92 Record*, Toledo, Spain, 1992, pp. 997–1002.
- [23] J. M. Noworolski, *Micromechanical Power Conversion*. PhD-thesis: ProQuest Dissertations And Theses, 1998.
- [24] J. M. Noworolski and S. R. Sanders, "Microresonant devices for power conversion," in *Micromachined Devices and Components IV: Proceedigs*, Santa Clara, CA, 1998, pp. 260–265.
- [25] C. H. Haas and M. Kraft, "Modelling and analysis of a MEMS approach to dc voltage step-up conversion," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 14, no. 9, S114-S122, <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/0960-1317/14/9/020/pdf>, 2004.
- [26] R. Gleeson, M. Kraft, and N. M. White, "Design and analysis of an SOI MEMS voltage step-up converter," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 23, no. 11, ?, 2013.
- [27] M. Hill and C. O. Mahony, "Modelling and performance evaluation of a MEMS dc/dc converter," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 16, no. 6, S149-S155, <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/0960-1317/16/6/S22/pdf>, 2006.
- [28] J. M. Quero, "Voltage Elevator using a MEMS Resonator," in *International Symposium on Circuits and Systems: ISCAS 2007*, New Orleans, LA, USA, 2007, pp. 3574–3577.
- [29] A. Chaehoi, M. Begbie, D. Weiland, Z. J. Chew, and L. Li, "Multiple-output MEMS DC/DC converter: a system modeling study," *Microsyst Technol*, vol. 18, no. 11, pp. 1801–1806, 2012.

-
- [30] Y. Lin, R. Liu, W.-C. Li, M. Akgul, and C. T.-C. Nguyen, "A micromechanical resonant charge pump," in *Transducers & Eurosensors XXVII*, Barcelona, Spain, 2013, pp. 1727–1730.
 - [31] F. Najar, B. Ouni, and H. Samaali, "Design and modelling of MEMS DC–DC converter," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 11, pp. 860–861, 2015.
 - [32] C. Auerswald, "Mikromechanischer Körperschall-Sensor zur Strukturüberwachung," Dissertation, Technische Universität Chemnitz, 2016.
 - [33] P. Alander, "Acoustic emission analysis of fiber-reinforced composite in flexural testing," *Dental Materials*, vol. 20, no. 4, pp. 305–312, 2004.
 - [34] A. Trauth, P. Pinter, and K. A. Weidenmann, "Acoustic Emission Analysis during Bending Tests of Continuous and Discontinuous Fiber Reinforced Polymers to Be Used in Hybrid Sheet Molding Compounds," *KEM*, vol. 742, pp. 644–651, 2017.
 - [35] M. Schoßig, *Schädigungsmechanismen in faserverstärkten Kunststoffen: Quasistatische und dynamische Untersuchungen*, 1st ed. s.l.: Vieweg+Teubner (GWV), 2011.
 - [36] M. A. Hamstad, "A review: Acoustic emission, a tool for composite-materials studies," *Experimental Mechanics*, vol. 26, no. 1, pp. 7–13, <https://doi.org/10.1007/BF02319949>, 1986.
 - [37] Q. Wu, F. Yu, Y. Okabe, and S. Kobayashi, "Application of a novel optical fiber sensor to detection of acoustic emissions by various damages in CFRP laminates," *Smart Mater. Struct.*, vol. 24, no. 1, p. 15011, 2015.
 - [38] M. Bruneau, Ed., *Materials and acoustics handbook*. London, Hoboken, N.J.: ISTE; Wiley, 2009.
 - [39] DIN Deutsches Institut für Normung e.V., "DIN prEN 1330-9:2015: Zerstörungsfreie Prüfung - Terminologie - Teil 9: Begriff der Schallemissionsprüfung," 2015, 2015.
 - [40] C. Grosse and M. Ohtsu, Eds., *Acoustic emission testing: Basics for research - applications in civil engineering*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2008.
 - [41] C. Grosse, "Quantitative zerstörungsfreie Prüfung von Baustoffen mittels Schallemissionsanalyse und Ultraschall,"
 - [42] B. T. Fang, "Simple solutions for hyperbolic and related position fixes," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, no. 5, pp. 748–753, 1990.
 - [43] R. Forke, *Mikromechanisches kraftgekoppeltes Sensor-Aktuator-System für die resonante Detektion niederfrequenter Schwingungen*. Dissertation: Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität Chemnitz, 2012.
 - [44] G. Gerlach and W. Dötzel, *Einführung in die Mikrosystemtechnik: Ein Kursbuch für Studierende ; mit 49 Beispielen sowie 54 Aufgaben*. München: Fachbuchverl. Leipzig im Carl-Hanser-Verl., 2006.
 - [45] Freescale Semiconductor, "MEMS Technology," *MEMSFS REV 3*, <https://www.nxp.com/docs/en/fact-sheet/MEMSFS.pdf>, 2009.

-
- [46] Freescale Semiconductor, "Sensors: Freescale Overview," *SENSPRODCAT REV 2*, <https://www.nxp.com/files-static/sensors/doc/brochure/SENSPRODCAT.pdf>, 2012.
- [47] F. Lärmer and P. Schilp, "Verfahren zum anisotropen Ätzen von Silizium," Patentschrift DE 4.241.045.
- [48] K. Hiller, M. Kuchler, M. Dienel, and T. Gessner, "The Bonding and Deep RIE (BDRIE) technology approach for high aspect ratio sensors and actuators," ZfM Annual Report 2004, Center for Microtechnologies. [Online] Available: https://www.zfm.tu-chemnitz.de/download/pdf/annual_report_2004/64-66.pdf. Accessed on: Jan. 29 2019.
- [49] M. Baum *et al.*, Eds., *Implantable hemodynamic controlling system with a highly miniaturized two axis acceleration sensor*. 2017 Pan Pacific Microelectronics Symposium (Pan Pacific), 2017.
- [50] M. Baklanov, Ed., *Dielectric films for advanced microelectronics*. Chichester: Wiley, 2008.
- [51] U. Fischer and W. Stephan, *Schwingungen*. Basel: Birkhäuser, 1981.
- [52] W. Wai-Chi, A. A. Azid, and B. Majlis, "Formulation of stiffness constant and effective mass for a folded beam," *Archives of Mechanics*, vol. 62, 2010.
- [53] J. Mehner, *Entwurf in der Mikrosystemtechnik*. Zugl.: Chemnitz, Techn. Univ., Habil.-Schr., 1999 u.d.T.: Mehner, Jan: Methoden und Werkzeuge zum Entwurf von Silizium-Mikrostrukturen. Dresden: Dresden Univ. Press, 2000.
- [54] F. K. Fuss, Ed., *Routledge handbook of sports technology and engineering*. London: Routledge, 2014.
- [55] H. Oertel, M. Böhle, and T. Reviol, *Strömungsmechanik: Für Ingenieure und Naturwissenschaftler*, 7th ed. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [56] H. C. Kuhlmann, *Strömungsmechanik*. München: Pearson Studium, 2007.
- [57] J. H. Spurk and N. Aksel, *Strömungslehre: Einführung in die Theorie der Strömungen*, 8th ed. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.
- [58] T. Veijola, H. Kuisma, J. Lahdenperä, and T. Ryhänen, "Equivalent-circuit model of the squeezed gas film in a silicon accelerometer," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 48, no. 3, pp. 239–248, 1995.
- [59] T. Veijola and M. Turowski, "Compact damping models for laterally moving microstructures with gas-rarefaction effects," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 10, no. 2, pp. 263–273, 2001.
- [60] J. J. Blech, "On Isothermal Squeeze Films," *J. Lub. Tech.*, vol. 105, no. 4, p. 615, 1983.
- [61] D. Billep, *Modellierung und Simulation eines mikromechanischen Drehratensensors*. Dissertation. Technische Universität Chemnitz: Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 1999.
- [62] W. S. Griffin, H. H. Richardson, and S. Yamanami, "A Study of Fluid Squeeze-Film Damping," *J. Basic Engineering*, vol. 88, no. 2, p. 451, 1966.

-
- [63] J. Winkler, H. Aurich, and L. Rockhausen, *Taschenbuch der technischen Mechanik: Mit Tabellen, Beispielen und Anlagen*, 7th ed. München: Fachbuchverl. Leipzig im Hanser-Verl., 2000.
 - [64] A. Sorger, "Simulation von Dämpfungsmechanismen in komplexen Mikrosystemen," Diplomarbeit, Technische Universität Chemnitz, 2009.
 - [65] Analog Devices, Inc. (Hrsg.), "Datasheet: 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor," One Technology Way, P.O. Box 9106, Rev. 0., 2007.
 - [66] V. Kaajakari, *Practical MEMS*. Las Vegas, Nev.: Small Gear Publ, 2009.
 - [67] R. P. Leland, "Adaptive tuning for vibrational gyroscopes," in *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control: December 4-7, 2001 : Hyatt Regency Grand Cypress, Orlando, Florida, USA*, Orlando, FL, USA, 2001, pp. 3447–3452.
 - [68] H.-Y. Lin and W. Fang, "A rib-reinforced micro torsional mirror driven by electrostatic torque generators," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 105, no. 1, pp. 1–9, 2003.
 - [69] R. E. Best, *Phase-locked loops: Design, simulation, and applications*, 6th ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2007.
 - [70] U. Tietze, C. Schenk, and E. Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 15th ed. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2016.
 - [71] T. Arens, *Mathematik*, 2nd ed. Heidelberg: Spektrum Akad. Verl., 2010.
 - [72] "Elektromechanische Analogien," in *Technische Akustik: Grundlagen und Anwendungen*, R. Lerch, G. M. Sessler, and D. Wolf, Eds., Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009, pp. 281–328.
 - [73] R. Lerch, G. M. Sessler, and D. Wolf, Eds., *Technische Akustik: Grundlagen und Anwendungen*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009.
 - [74] D. Weisskopf, *Untersuchung, Implementierung und Einsatz des Levenberg-Marquardt-Algorithmus zur Analyse von Chip-Fertigungsdaten*. Hamburg: Diplomarbeiten Agentur, 2013?
 - [75] Texas Instruments, Incorporated [SCHS204, and J], *CD54HC4046A, CD74HC4046A, CD54HCT4046A, CD74HCT4046A (Rev. J)*. [Online] Available: https://img.ozdisan.com/ETicaret_Dosya/10101_1078231.pdf. Accessed on: Apr. 30 2019.
 - [76] Nexperia, *74HC4046A; 74HCT4046A Phase-locked loop with VCO*. [Online] Available: https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74HC_HCT4046A.pdf. Accessed on: Apr. 30 2019.
 - [77] Diodes Incorporated, *1N4001 - 1N4007*. [Online] Available: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds28002.pdf>. Accessed on: May 03 2019.
 - [78] Vishay General Semiconductor, *1N4001 thru 1N4007: General Purpose Plastic Rectifier*. [Online] Available: <https://www.vishay.com/docs/88503/1n4001.pdf>. Accessed on: May 03 2019.

-
- [79] Vishay Semiconductors, *1N4148: Small Signal Fast Switching Diodes*. [Online] Available: <https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>. Accessed on: May 03 2019.
- [80] N. X.P. Semiconductors, *BAS716 Low-leakage diode*. [Online] Available: <https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BAS716.pdf>. Accessed on: May 03 2019.
- [81] *Optokoppler – Mikrocontroller.net*. [Online] Available: <https://www.mikrocontroller.net/articles/Optokoppler>. Accessed on: May 06 2019.
- [82] SHARP CORPORATION, *PC817x_e*. [Online] Available: <https://www.farnell.com/datasheets/73758.pdf>. Accessed on: May 03 2019.
- [83] ON Semiconductor, *2N3903 - General Purpose NPN Transistors*. [Online] Available: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N3903-D.PDF>. Accessed on: May 03 2019.
- [84] *Lua: the programming language*. [Online] Available: <http://www.lua.org/about.html>. Accessed on: May 17 2019.
- [85] R. Ierusalimschy, *Programming in Lua*. Rio de Janeiro: Lua.org, 2016.
- [86] C. Meinecke *et al.*, “Micro welding of aluminum for post process electrode gap reduction using femtosecond laser,” in *2015 Transducers - 2015 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, Anchorage, AK, USA, 2015, pp. 1354–1357.
- [87] D. Reuter *et al.*, “In-process gap reduction of capacitive transducers,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 126, no. 1, pp. 211–217, 2006.
- [88] M. Nowack *et al.*, “Micro arc welding for electrode gap reduction of high aspect ratio microstructures,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 188, pp. 495–502, 2012.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Aufwärtswandler (englisch Boost Converter)	17
Abbildung 2.2: Spannungs- und Stromverläufe am Aufwärtswandler.....	17
Abbildung 2.3: Prinzipschaltung einer einstufigen CMOS-Ladungspumpe.....	18
Abbildung 2.4: Prinzipschaltung einer kaskadierten CMOS-Ladungspumpe	19
Abbildung 2.5: Elektrisches Ersatzschaltbild eines kapazitiven Gleichspannungswandlers	20
Abbildung 2.6: Typische Schädigungen in CFRP-Laminaten [37]	25
Abbildung 2.7: REM-Aufnahme einer Faser-Matrix-Ablösung [38]	25
Abbildung 2.8: Messverfahren der Körperschallanalyse.....	25
Abbildung 2.9: Überblick über die wichtigsten MEMS-Fertigungstechnologien (Vgl. [43])	27
Abbildung 2.10: Beispiele für Oberflächen und oberflächennahe Mikromechanik.....	27
Abbildung 2.11: Einteilung der anisotropen Silizium-Ätzverfahren mit Maskenunterätzung u_e [44] ..	28
Abbildung 2.12: BDRIE-Prozessschritte Wafer Run 1 (Glas-Si) und Run 2 (Glas-Si-Si) [48, 49]	29
Abbildung 2.13: Krafterregtes FMD-System	31
Abbildung 2.14: Stützerregtes FMD-System	31
Abbildung 2.15: Amplitudengang eines FMD-Systems in Abhängigkeit vom Dämpfungsmaß ϑ	34
Abbildung 2.16: Phasengang eines FMD-Systems in Abhängigkeit vom Dämpfungsmaß ϑ	34
Abbildung 2.17: Amplitudenfrequenzgang des mechanischen FMD-Systems für verschiedene Eigenfrequenzen.....	35
Abbildung 2.18: Beidseitig eingespannter Biegebalken, a) Vollmodell und b) Halbmodell mit s- förmiger Biegelinie	36
Abbildung 2.19: Federarten in der Mikrosystemtechnik a) Biegebalken, b) Bügelfeder eckig, c) abgerundet mit breitem Bügel, d) Bügelfedern mit Quertraverse, e) Federquerschnitt (Rechteck, Trapez)	36
Abbildung 2.20: REM-Aufnahme einer HARM-Struktur und einer in Oberflächenmechanik hergestellten Struktur [48, 54]	37
Abbildung 2.21: Formänderung in Festkörpern und Fluiden	39
Abbildung 2.22: Einteilung der vorliegenden fluidischen Dämpfungsarten in Mikrosystemen	41
Abbildung 2.23: Uni- und bidirektionale mechanische Anschläge für In-Plane-Systeme mit Auslenkungsbegrenzung.....	45
Abbildung 2.24: Das Feder-Masse-Dämpfer-System als elektromechanischer Wandler	46
Abbildung 2.25: Kapazitätsauslenkungsfunktion einer flächen- und abstandsvariierten Elementarzelle	48
Abbildung 2.26: Kraftauslenkungsfunktion einer flächen- und abstandsvariierten Elementarzelle	48
Abbildung 2.27: Kraftauslenkungsfunktion einer Elementarzelle bei konstanter Pumpladung.....	49
Abbildung 2.28: Spannungsauslenkungsfunktion bei konstanter Pumpladung	49
Abbildung 2.29: Vergrößerungsfunktion des elektro-mechanischen Gesamtsystems für verschiedene U_p	51
Abbildung 2.30: Amplitudenfrequenzgang des elektro-mechanischen Gesamtsystems für verschiedene U_p	51
Abbildung 2.31: Federkraft $F_k(x)$ und elektrostatische Kraft $F_{el}(x)$ für verschiedene U_p über dem Auslenkungsbereich	52
Abbildung 2.32: Spannungsauslenkungsbeziehung bei Abstandsvariation	52
Abbildung 2.33: Umladestromverfahren bei Differentialkapazitäten	54

Abbildung 2.34: Transimpedanzwandler zur Strom-Spannungswandlung, Grundsaltung	55
Abbildung 2.35: Transimpedanzwandler zur Messung des Umladestromes aus einer unipolaren Polarisationsspannung	55
Abbildung 2.36: Blockschaltbild der Phasenregelschleife (PLL)	56
Abbildung 2.37: Verlauf der Ausgangsspannung U_c vor (blau) und nach (rot) dem Filter in Abhängigkeit der Phasendifferenz ϕ für einen Exklusiv-Oder-Komparator (EXOR)	56
Abbildung 3.1: Ausführungsformen kapazitiver MEMS-DC/DC-Wandler	57
Abbildung 3.2: Lage der Pumpelektrode bei <i>aktiver Kapazitätssenkung</i>	58
Abbildung 3.3: Lage der Pumpelektrode bei <i>aktiver Kapazitätserhöhung</i>	58
Abbildung 3.4: Schalter- und Aktorsteuerung für <i>aktive Kapazitätssenkung</i> nach Abbildung 2.5	58
Abbildung 3.5: Schalter- und Aktorsteuerung für <i>aktive Kapazitätserhöhung</i> nach Abbildung 2.5	58
Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild des <i>bistabilen Funktionsprinzips</i> mit Dioden	59
Abbildung 3.7: Effektive Ausgangsspannung $U_{A,n}$ nach Abbildung 3.6 für verschiedene Diodenkapazitäten C_D	60
Abbildung 3.8: Elektrisches Ersatzschaltbild des <i>resonanten Funktionsprinzips</i> ohne Aktor	61
Abbildung 3.9: Ansteuerschema beim <i>resonanten Funktionsprinzip</i> ohne Aktor	61
Abbildung 3.10: Einfluss der parasitären Kapazität auf die effektive Spannungsverstärkung für verschiedene minimale Pumpkapazitäten $C_{p,min}$	63
Abbildung 3.11: Pumpkapazitätsverlauf $C_p(x)$ bei <i>aktiver Senkung</i> für In-Plane-System ($d_{min} = 1,34 \mu m$)	65
Abbildung 3.12: Kraftverlauf von $F_{pq}(x) - F_k(x)$ für verschiedene Werte von d_{min} bei <i>aktiver Senkung</i>	65
Abbildung 3.13: Einfluss des Restabstandes d_{min} auf die effektive Spannungsverstärkung für x_{min} nach Gleichung (3.12) für <i>aktive Senkung</i>	66
Abbildung 3.14: Einfluss des Restabstandes d_{min} auf die Aktorzellenanzahl in Flächenvariation mit (n_{ast}) und ohne (n_a) Abstufung für x_{min} nach Gleichung (3.12)	66
Abbildung 3.15: Skizze der Kammzelle eines flächen-variiierenden abgestuften Aktors mit Bemaßung	67
Abbildung 3.16: Flächenvariiender abgestufter Aktor bei <i>aktiver Senkung</i> ($d_{min} = 1,42 \mu m$)	67
Abbildung 3.17: Pumpkapazitätsverlauf $C_p(x)$ bei <i>aktiver Erhöhung</i> für In-Plane-System ($d_{min} = 1,43 \mu m$)	70
Abbildung 3.18: Pumpkraft $F_{pq}(x)$ und Federkennlinie bei <i>aktiver Erhöhung</i> für In-Plane-System ($d_{min} = 1,43 \mu m$)	70
Abbildung 3.19: Flächenvariiender abgestufter Aktor bei <i>aktiver Kapazitätserhöhung</i> ($d_{min} = 1,43 \mu m$)	71
Abbildung 3.20: Abstandsvariiender Aktor bei <i>aktiver Kapazitätserhöhung</i> ($d_{min} = 1,43 \mu m$)	71
Abbildung 3.21: Einfluss des Restabstandes d_{min} auf die effektive Spannungsverstärkung für <i>aktive</i> <i>Kapazitätserhöhung</i>	72
Abbildung 3.22: Einfluss des Restabstandes d_{min} auf die Anzahl flächenvariiender Aktorelektroden ohne (n_a) und mit (n_{ast}) Abstufung	72
Abbildung 3.23: Layoutausschnitt einer abgestuften Aktorsektion und der Pumpelektroden für aktive Kapazitätssenkung	74
Abbildung 3.24: Mechanischer Anschlag zur Begrenzung der Auslenkung (Mitte)	75
Abbildung 3.25: Mechanischer Anschlag zur Begrenzung der Auslenkung (außen)	75
Abbildung 3.26: Vorgehen bei der FEM-Strukturanalyse in <i>ANSYS Mechanical</i>	75
Abbildung 3.27: Ergebnisse der FE-Modalanalyse der <i>aktiven Kapazitätssenkung</i>	76

Abbildung 3.28: Simulationsergebnis der <i>aktiven Kapazitätssenkung</i> , Teilausschnitt aus Abbildung A.4.2 vergrößert ($t_{\text{AktOn}} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	78
Abbildung 3.29: Ergebnisse der FE-Modalanalyse des <i>resonanten Funktionsprinzips</i>	85
Abbildung 3.30: Ausgangsspannung U_A über der Variation der Phase ϕ_p des Pumpzyklus zur Schwingungsamplitude.....	87
Abbildung 3.31: Schematische Darstellung der Phasenverschiebung des Pumpvorganges zur Anregung	87
Abbildung 4.1: Kammzelle und Auslenkungsbereich Run 1, Abstände mit Unterätzung 0,15 μm in Klammern	92
Abbildung 4.2: Kammzelle und Auslenkungsbereich Run 2, Abstände mit Unterätzung 0,15 μm in Klammern	92
Abbildung 4.3: Messaufbau zur Bestimmung der Resonanzfrequenz mit Laser-Doppler-Vibrometer	94
Abbildung 4.4: Vibrometermessung der Resonanzfrequenz Run 1	94
Abbildung 4.5: PMA-Messung der Resonanzamplitude Run 1 bei 27 V	95
Abbildung 4.6: ANSYS-Modalanalyse der ersten zwei Eigenmoden f_0 und f_1 des Wandlers aus Run 1 mit 50 nm Unterätzung	97
Abbildung 4.7: CFX-Modell einer 3D-Kammzelle mit Randbedingungen.....	98
Abbildung 4.8: Definition der <i>Remesh</i> -Schritte.....	98
Abbildung 4.9: CFX-Dämpfungssimulation einer Elektrodenkammzelle mit Geschwindigkeitsvektoren auf horizontalem und vertikalem Schnitt.....	100
Abbildung 4.10: CFX-Simulationen der Widerstandskraft für unterschiedlich starke Schwingungsamplituden und einer Unterätzung von $u_e = 150 \text{ nm}$	100
Abbildung 4.11: Elementarzelle der Pumpe aus Run 1 mit $u_e = 50 \text{ nm}$ zur Dämpfungsberechnung.	102
Abbildung 4.12: Elektrisches Ersatzschaltbild des FMDS der Pumpkapazität in <i>LTSpice</i>	104
Abbildung 4.13: Idealisiertes <i>SPICE</i> -Verhaltensmodell des <i>resonanten Prinzips</i> mit idealen mechanischen Schaltern und Diode	105
Abbildung 4.14: <i>SPICE</i> -Simulation des <i>resonanten Prinzips</i> mit idealen Bauelementen, $C_L = 50 \text{ pF}$, $C_{\text{par}} = 1 \text{ pF}$ und $R_L = 100 \text{ G}\Omega$	106
Abbildung 4.15: Variation der Phasenlage des Pumpzyklus ϕ_p für das <i>resonante Prinzip</i> mit idealen Schaltern.....	106
Abbildung 4.16: <i>SPICE</i> -Verhaltensmodell des <i>resonanten Prinzips</i> mit realen Halbleiterschaltern und Diode	107
Abbildung 4.17: <i>SPICE</i> -Simulation des <i>resonanten Prinzips</i> mit realen Bauelementen, $C_L = 50 \text{ pF}$, $C_{\text{par}} = 1 \text{ pF}$ und $R_L = 100 \text{ G}\Omega$	108
Abbildung 4.18: Variation der parasitären Kapazität C_{par} für das <i>resonante Prinzip</i> mit idealen und realen BE.....	108
Abbildung 4.19: Variation des Lastwiderstandes R_L für das <i>resonante Prinzip</i> mit idealen und realen Bauelementen	108
Abbildung 4.20: Effektive Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von $C_{p \text{ min}}$ und C_{par}	111
Abbildung 4.21: Simulation und Darstellung des Feldraumes einer Kammzelle durch Äquipotentialflächen	113
Abbildung 4.22: Kurve aus ANSYS-Streifeldsimulation und <i>Least-Squares</i> -Datenfit Run 1	114
Abbildung 4.23: Kurve aus ANSYS-Streifeldsimulation und <i>Least-Squares</i> -Datenfit Run 2	114
Abbildung 4.24: Vergleich CFX-Simulation mit und ohne Slip Domain zwischen den Elektroden.....	115
Abbildung 4.25: Vergleich der Widerstandskraft bei verschiedenen Maskenunterätzungen u_e	115

Abbildung 4.26: Gebondete große (b) und kleine (s) DC/DC-Wandler, Testaufbauten als Steckplatine	116
Abbildung 4.27: DC/DC-Wandler Steckplatine Run 2 von der Rückseite mit Messfenstern.....	116
Abbildung 4.28: Wafermap aus Multi Project Wafer Run 1 und Run 2	116
Abbildung 4.29: Vibrometermessung der Wandler aus Run 2 verkapselt (b: großer, s: kleiner Wandler)	117
Abbildung 4.30: Vibrometermessung der großen Wandler aus Run 2 (bo: unverkapselt, b: verkapselt)	117
Abbildung 4.31: PMA-Messung der Resonanzamplitude Run 2 bei 20 V, kleine Wandler verkapselt	118
Abbildung 4.32: PMA-Messung der Resonanzamplitude Run 2 bei 18 V, große Wandler (bo: unverkapselt, b: verkapselt)	118
Abbildung 4.33: <i>SPICE</i> -Simulation des resonanten großen Wandlers aus Run 2, $C_L = 22 \text{ pF}$, $C_{\text{par}} = 1 \text{ pF}$, $R_{\text{sub}} = 400 \text{ M}\Omega$ und $R_L = 100 \text{ G}\Omega$	120
Abbildung 4.34: Variation des Lastwiderstandes am resonanten großen Wandler aus Run 2 mit $C_L = 22 \text{ pF}$, $C_{\text{par}} = 1 \text{ pF}$ und $R_{\text{sub}} = 400 \text{ M}\Omega$	121
Abbildung 4.35: Variation des Substratwiderstandes am resonanten großen Wandler aus Run 2 mit $C_L = 22 \text{ pF}$, $C_{\text{par}} = 1 \text{ pF}$ und $R_L = 100 \text{ G}\Omega$	121
Abbildung 4.36: Vereinfachtes Blockschaltbild der PLL-Testplatine	123
Abbildung 4.37: VCO-Einrastfrequenzbereich $2f_L$ als Funktion des Produktes aus <i>R1C1</i> [76]	125
Abbildung 4.38: VCO-Offset-Frequenz als Funktion von <i>C1</i> , $R1 = \infty \Omega$, $V_{\text{VCO_IN}} = 0,5 V_{\text{CC}}$, $\text{INH} = \text{GND}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$ [76]	125
Abbildung 4.39: Schaltersteuerung an den Pins <i>PA0/PA3</i> und Timer-Registerwert TCN1 für die Anregeschleife	126
Abbildung 4.40: Schaltersteuerung an den Pins <i>PA0/PA3</i> und Timer-Registerwert TCN1 für die Pumpschleife	126
Abbildung 4.41: Messaufbau zur Überprüfung des Schalter und Pumptimings bei geschlossener Regelschleife	129
Abbildung 4.42: Messung des Pumpvorgangs an der geschlossenen Regelschleife, großer Wandler <i>R22b</i>	130
Abbildung 4.43: Oszilloskopmessung des Pumpvorganges an <i>R23b</i> bei geschlossener PLL und variabler, kapazitiver Last mit $50 \text{ M}\Omega$ Probe	131
Abbildung 4.44: Messaufbau zur Bestimmung der Wandlerleistung bei geschlossener Regelschleife	132
Abbildung 4.45: Vergleich der <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom für Run 1 und 2, große Wandler	133
Abbildung 4.46: <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom Run 2, kleine Wandler	133
Abbildung 4.47: Vergleich der <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 1 und Run 2, große Wandler	133
Abbildung 4.48: <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 2, kleine Wandler	133
Abbildung 4.49: Vergleich der <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 1 und 2, große Wandler	133
Abbildung 4.50: <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 2, kleine Wandler	133

Abbildung 4.51: Vergleich der <i>LTSpice</i> -Simulation mit der <i>SourceMeter</i> -Messung für Wandler <i>R22b</i>	136
Abbildung 4.52: <i>LTSpice</i> -Simulation des abstandsvariierenden Pumpresonators für verschiedene parasitäre Kapazitäten	138
Abbildung A.1.1: Wafermap des offenen Wafers aus Run 2 (910-312-1)	141
Abbildung A.1.2: Vibrometermessung der offenen großen Resonatoren aus Run 2 (910-312-1) bei 17 V	141
Abbildung A.2.1: Layout der <i>aktiven Kapazitätssenkung</i>	142
Abbildung A.2.2: Layout der <i>aktiven Kapazitätserhöhung</i>	143
Abbildung A.2.3: Layout des <i>resonanten Funktionsprinzips</i>	144
Abbildung A.2.4: Konzeptlayout des <i>resonanten abstandsvariierenden Funktionsprinzips</i> mit <i>Gap Reduction</i> (GR)	145
Abbildung A.3.1: Ergebnisse der FE-Modalanalyse der <i>aktiven Kapazitätserhöhung</i>	146
Abbildung A.3.2: Ergebnisse der FE-Modalanalyse des <i>resonanten Prinzips</i>	146
Abbildung A.4.1: <i>Matlab-Simulink</i> Simulationsmodell DC/DC-Wandler, <i>bistabiles Funktionsprinzip</i>	147
Abbildung A.4.2: Simulationsergebnis der <i>aktiven Kapazitätssenkung</i> ($t_{\text{AktOn}} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	148
Abbildung A.4.3: Simulationsergebnis der <i>aktiven Kapazitätssenkung</i> , Pumpschritt vergrößert ($t_{\text{AktOn}} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	148
Abbildung A.4.4: Simulationsergebnis der <i>aktiven Kapazitätserhöhung</i> ($t_{\text{AktOn}} = 1/(2f_0)$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	149
Abbildung A.4.5: Simulationsergebnis der <i>aktiven Kapazitätserhöhung</i> ($t_{\text{AktOn}} = 10 \text{ ms}$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	149
Abbildung A.4.6: Simulationsergebnis der <i>aktiven Kapazitätserhöhung</i> , Pumpschritt vergrößert ($t_{\text{AktOn}} = 10 \text{ ms}$, $R_L = 50 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	150
Abbildung A.4.7: <i>Matlab-Simulink</i> Simulationsmodell DC/DC-Wandler, <i>resonantes Funktionsprinzip</i>	151
Abbildung A.4.8: Simulationsergebnis des <i>resonanten Funktionsprinzips</i> ($f_0 = 9,89 \text{ kHz}$, $R_L = 100 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	152
Abbildung A.4.9: Simulationsergebnis des <i>resonanten Funktionsprinzips</i> , Pumpschritt vergrößert ($f_0 = 9,89 \text{ kHz}$, $R_L = 100 \text{ G}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$)	152
Abbildung A.5.1: Top Layer der PLL-Testplatine	153
Abbildung A.5.2: Bottom Layer der PLL-Testplatine	153
Abbildung A.5.3: Schaltplan der PLL-Testplatine	154
Abbildung A.6.1: Programmablauf bei Verwendung des Mikrocontrollers als Frequenzteiler	155

Abbildung A.7.1: Messung des Pumpvorgangs an der geschlossenen Regelschleife, kleiner Wandler R22s	156
Abbildung A.7.2: Vergleich der <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, große Wandler verkapselt (<i>b</i>) und offen (<i>bo</i>) .	157
Abbildung A.7.3: <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Laststrom für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, kleine Wandler	157
Abbildung A.7.4: Vergleich der <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, große Wandler verkapselt (<i>b</i>) und offen (<i>bo</i>).....	157
Abbildung A.7.5: <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, kleine Wandler	157
Abbildung A.7.6: Vergleich der <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, große Wandler verkapselt (<i>b</i>) und offen (<i>bo</i>)	157
Abbildung A.7.7: <i>SourceMeter</i> -Messung der Ausgangsleistung über dem Lastwiderstand für Run 2 mit optimierter Pumpperiodendauer, kleine Wandler	157

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Strömungsmodelle in Abhängigkeit der <i>Knudsen</i> -Zahl [55]	41
Tabelle 2.2: Verschiebungsvariationen einer Elementarelektrodenzelle	47
Tabelle 2.3: Beispielwerte einer Elementarzelle zur Berechnung der Funktionsverläufe	48
Tabelle 3.1: Parameter AE-Sensor Resonator	62
Tabelle 3.2: Vorgabeparameter DC/DC-Wandler nach dem <i>bistabilen</i> und <i>resonanten Prinzip</i>	62
Tabelle 3.3: Zusammenfassung der Entwürfe für das Prinzip der <i>aktiven Kapazitätssenkung</i>	69
Tabelle 3.4: Zusammenfassung der Entwürfe für das Prinzip der <i>aktiven Kapazitätserhöhung</i>	72
Tabelle 3.5: Zusammenfassung der Ergebnisse aus dem Grobentwurf des <i>bistabilen Betriebs</i> , ausgewählte Entwürfe grün	73
Tabelle 3.6: Konzentrierte Parameter für das <i>bistabile Funktionsprinzip</i>	77
Tabelle 3.7: Eigenschaften von Luft bei Raumtemperatur	82
Tabelle 3.8: Zusammenfassung der analytischen Dämpfungsauslegung am <i>resonanten Prinzip</i>	84
Tabelle 3.9: Vergleich der DC/DC-Wandler-Entwürfe nach dem <i>bistabilen</i> und <i>resonanten</i> <i>Funktionsprinzip</i>	88
Tabelle 4.1: Zusammenfassung Redesign Run 1 und Vergleich mit den Vorarbeiten	92
Tabelle 4.2: Auswertung der Messergebnisse der Vibrometermessung von Abbildung 4.4 aus Run 1	95
Tabelle 4.3: Ergebnisse der In-Plane- (PMA) und Out-Of-Plane- (Vibrometer) Messung in Wafer Run 1	96
Tabelle 4.4: Ergebnis der statischen und Modalanalyse bei unterschiedlicher Maskenunterstützung ..	96
Tabelle 4.5: Berechnung der Netzauslenkung bei ganzen Vielfachen der Simulationsschrittweite	99
Tabelle 4.6: Dämpfungsanteile aus Analytik und CFX-Simulation für Run 1	101
Tabelle 4.7: Überblick mechanisch-elektrische Analogiebeziehungen [72, 73]	103
Tabelle 4.8: Zusammenfassung und Vergleich Redesign Run 1 und Run 2, Werte in Klammern unter Berücksichtigung der Unterstützung aus der Charakterisierung und des Streufeldes	112
Tabelle 4.9: Dämpfungsanteile aus Analytik und CFX-Simulation für Run 2	115
Tabelle 4.10: Run 2 Ergebnisse der Out-Of-Plane-Messung am Vibrometer bei 17 V Eingangsspannung (MW: Mittelwert, s: Standardabweichung der Stichprobe)	117
Tabelle 4.11: Ergebnisse der In-Plane-Messung am PMA für den kleinen (s) und großen verkapselten (b) und unverkapselten (bo) Resonator Run 1 und 2 (MW: Mittelwert, s: Standardabweichung der Stichprobe)	119
Tabelle 4.12: Vergleich verschiedener Freilaufdioden	127
Tabelle 4.13: Vergleich der Spannungshübe bei verschiedenen Lastkapazitäten	131
Tabelle 4.14: Zusammenfassung der <i>SourceMeter</i> -Messungen bei $C_L = 220$ pF	133
Tabelle 4.15: Zusammenfassung der <i>SourceMeter</i> -Messungen nach Anpassung der Pumpperiodendauer bei $C_L = 220$ pF	134
Tabelle 4.16: LCR-Messungen der MEMS-Kapazität und Bestimmung der parasitären Kapazität, Messfrequenz 7,5 kHz	135
Tabelle 4.17: Konzeptentwurf eines <i>abstandsvariierenden Pumpresonators</i> mit <i>Gap Reduction</i> (GR)	137

Symbolverzeichnis

Lateinische Buchstaben

a	Beschleunigung	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$
A	Fläche	m^2
A_a	Fläche der Elektrode der Aktorelementarzelle	m^2
A_f	Fläche des Federquerschnittes	m^2
A_o	Oberfläche der beweglichen Struktur aus dem Layout	m^2
A_p	Fläche der Elektrode der Pumpelementarzelle	m^2
b	Plattenbreite	m
b	mechanische Dämpfungskonstante	$\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$
b_f	Federbandbreite	m
b_{fo}	Federbandbreite an der Waferoberseite	m
b_{fu}	Federbandbreite an der Waferunterseite	m
c	Schallgeschwindigkeit	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
C	elektrische Kapazität	F
C_0	MEMS Grundkapazität	F
C_D	Sperrschichtkapazität der Diode	F
C_p	elektrische Pumpkapazität	F
d	Abstand	m
d_0	Arbeitselektrodenabstand der Elementarzelle	m
d_1	zweiter Elektrodenabstand der Elementarzelle	m
d_L	lateraler Restabstand der Elektrodenfinger vom Rahmen	m
$d_{\min}$	Restabstand der Pumpelektroden am mech. Anschlag	m
E	Energie	$\text{N} \cdot \text{m}$

E_x	Elastizitätsmodul in x -Richtung	Pa
f	Verhältnis der Elektrodenabstände der Elementarzelle	–
f_0	Eigenfrequenz	s^{-1}
f_r	Resonanzfrequenz	s^{-1}
F	Kraft	N
F_b	Dämpfungskraft	N
F_K	Imaginärteil der komplexen Dämpfungskraft (Federanteil)	N
F_m	Massenträgheitskraft	N
F_{pq}	elektrostatische Pumpkraft bei konstanter Ladung	N
gr	Betrag der <i>Gap Reduction</i>	m
G	elektrischer Leitwert	S
G	Menge der ungeraden natürlichen Zahlen	–
h	Strukturhöhe des MEMS im aktiven Wafer	m
i_c	Umladestrom am Kondensator	A
I	elektrischer Strom	A
I_{zz}	Flächenträgheitsmoment	m^4
j	imaginäre Zahl ($j^2 = -1$)	–
k	mechanische Steifigkeit	$N \cdot m^{-1}$
k_B	<i>Boltzmann</i> -Konstante	$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
Kn	<i>Knudsen</i> -Zahl	–
l	Länge	m
l_{ov}	Elektrodenüberlappungslänge	m
l_s	Federsteglänge	m
l_x	lateraler Abstand der Aktorkammfinger von der Stufe	m
L	Induktivität	H

m	Masse	kg
M	idealer Spannungsverstärkungsfaktor	—
Ma	<i>Mach</i> -Zahl	—
M_{eff}	effektiver Spannungsverstärkungsfaktor	—
n	Anzahl der Elektrodenkammzellen	—
n	Anzahl der Pumpschritte	—
n	Anzahl der CMOS-Pumpstufen	—
p	Kammerinnendruck des Mikrosystems	Pa
p_0	Referenzdruck	101325 Pa
Q_{el}	elektrische Ladung	A·s
Q_{mech}	mechanische Güte	—
R	Widerstand	Ω
Re	<i>Reynolds</i> -Zahl	—
S	Sensitivität	—
t	Zeit	s
t_1	Tastzeit	s
T	Periodendauer	s
T	absolute Temperatur	K
T_s	Einschwingzeit	s
u	Federbiegung	m
u_e	Maskenunterätzung	m
U	elektrische Spannung	V
U_{BR}	Durchbruchspannung der Diode	V
U_c	Komparatorausgangsspannung	V
U_F	Schwellspannung der Diode	V

U_L	elektrische Spannung über der Spule	V
U_q	Spannung am Plattenkondensator bei konstanter Ladung	V
U_T	elektrische Steuerspannung am Transistor	V
v	Geschwindigkeit	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
V	elektrisches Potential	V
V	Verstärkung	–
W	Arbeit	$\text{N} \cdot \text{m}$
x	Kartesische Koordinate	m
x	Auslenkung, Verschiebung	m
$x_{\max}$	maximale Auslenkung der Pumpelektrode bei $Cp_{\max}$	m
$x_{\min}$	maximale Auslenkung der Pumpelektrode bei $Cp_{\min}$	m
y	Kartesische Koordinate	m
z	Kartesische Koordinate	m

Griechische Buchstaben

α	Winkel	°
ε	Permittivität	$\text{A} \cdot \text{s} \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$
ε_0	elektrische Feldkonstante	$8,854 \cdot 10^{-12} \text{ A} \cdot \text{s} \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$
ε_r	relative Permittivität	–
η	Abstimmverhältnis	–
η	dynamische Viskosität	$\text{Pa} \cdot \text{s}$
ϑ	Dämpfungsmaß	–
λ	mittlere freie Weglänge	m
λ_0	mittlere freie Weglänge bei Druck p_0	m
ξ	Volumenviskosität	$\text{Pa} \cdot \text{s}$

π	Kreiszahl	$\approx 3,14$
ρ	Dichte	$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$
ρ_{Si}	Dichte von einkristallinem Silizium	$2329 \text{ kg}\cdot\text{m}^{-3}$
σ	Streuungsquerschnitt	m
σ	Squeeze-Zahl	—
τ	Scherspannung	Pa
v	Strömungsgeschwindigkeit	$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$
Υ	Scherwinkel	rad
$\dot{\Upsilon}$	Schergeschwindigkeit	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$
φ	Phasenwinkel	$^{\circ}/\text{rad}$
φ_{p}	Phasenwinkel des Pumpvorgangs	$^{\circ}/\text{rad}$
χ	Aspektverhältnis l/b	—
ω	Kreisfrequenz	s^{-1}
ω_0	Eigenkreisfrequenz	s^{-1}

Indizes

a	Aktor
ast	abgestuft
A	Ausgang
b	Breite
c	Cut-Off
C	Kondensator
d	Dämpfer
D	Dämpfung bzw. Diode
eff	effektiv
el	elektrisch

E	Eingang
f	Feder
in	Input
kt	Kontakt
L	Last
max	Maximum
m	Masse
mech	mechanisch
min	Minimum
o	oben
out	Output
p	Pumpe bzw. Polarisation
par	parasitär
pot	potenziell
PI	Pull-In
r	Resonanz bzw. relativ
res	Resonanz
s	Stütze
sl	Slide-Film
sp	Speicher
sq	Squeeze-Film
stat	statisch
streu	Streufeld
T	Transistor
u	unten