

UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Programmierbare kapazitive MEMS-Mikrofone

Sebastian Walser

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät der Elektrotechnik und
Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Gutachter: Prof. Dr. Christoph Kutter
Prof. Dr. Gregor Feiertag

Die Dissertation wurde am 08.05.2017 bei der
Universität der Bundeswehr München eingereicht und durch die Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik am 11.05.2018 angenommen.

Die mündliche Prüfung fand am 26.09.2018 statt.

Kurzfassung

Heutzutage zählen im Bereich der mobilen Kommunikation kapazitive MEMS-Mikrofone zum Stand der Technik. Anforderungen an die Mikrofone sind insbesondere eine geringe Streuung der Sensitivität, ein hoher Signal zu Rausch Abstand und eine kleine Gehäusegröße.

Um diese Anforderungen zu erfüllen, wurde ein kapazitives programmierbares MEMS-Mikrofon entwickelt. Hierfür wurde ein differentieller Sensor-Chip zusammen mit einem programmierbaren ASIC-Chip in ein Mikrofongehäuse integriert. Das neu entwickelte Flip-Chip Gehäuse ($3,35 \times 2,5 \times 1,0 \text{ mm}^3$) ermöglicht durch ein großes Rückvolumen von $3,4 \text{ mm}^3$ einen Signal zu Rausch Abstand von 65 dB(A) bei einer Sensitivität von -38 dBV/Pa.

Toleranzen bei der Fertigung des MEMS-Mikrofons führen zu Streuungen der Sensitivität. Durch die Programmierung der elektrischen Vorspannung und der Verstärkung konnten Sensitivitätsspezifikationen kleiner $\pm 1 \text{ dBV/Pa}$ erfüllt werden und die Standardabweichung auf weniger als 0,1 dBV reduziert werden. Weiter konnte mit Hilfe der Programmierung der Signal zu Rausch Abstand verbessert und die harmonischen Verzerrungen bei hohen Schalldrücken reduziert werden. Für den Signal zu Rausch Abstand ergab sich eine Verbesserung von etwa 1 dB(A). Die harmonischen Verzerrungen bei 110 dB_{SPL} ließen sich von 0,8 % auf 0,5 % reduzieren.

Für diese Arbeiten wurden Lumped-Element Simulationsmodelle und eine Programmier- und Messumgebung entwickelt. Das auf dem Druckkammermessprinzip basierende Messsystem erlaubt es die Mikrofone zu programmieren und elektroakustisch zu charakterisieren. Die Programmier- und Messumgebung kann sowohl im Labor als auch im Produktionstest eingesetzt werden.

Abstract

Nowadays capacitive MEMS microphones are state of the art for mobile phones. Requirements for the microphones are a narrow sensitivity distribution, a high signal to noise ratio and a small microphone package.

To fulfill these requirements a capacitive programmable MEMS microphone was developed. For this purpose a differential sensor chip and a programmable ASIC chip were combined into a microphone package. The new flip-chip package ($3,35 \times 2,5 \times 1,0 \text{ mm}^3$) has a large backvolume of $3,4 \text{ mm}^3$ which allows a high signal to noise ratio of 65 dB(A) at a sensitivity of -38 dBV/Pa.

The accuracy of the sensitivities is limited by fabrication tolerances of the MEMS microphones. Sensitivity tolerances below $\pm 1 \text{ dBV/Pa}$ were reached by adjusting the bias supply voltage and the gain. The standard deviation of sensitivity was reduced to values below 0,1 dBV. Further the signal to noise ratio was improved and the total harmonic distortion at high sound pressures was reduced by programming. The signal to noise ratio was improved by 1 dB(A). The total harmonic distortions for sound pressures of 110 dB_{SPL} were reduced from 0,8 % to 0,5 %.

For this work lumped-element simulation models and a programming and measurement setup were developed. The measurement setup is based on a pressure chamber principle and allows programming and measuring the microphones. The measurement setup could be used in the laboratory as well as for production.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen des Forschungsprojektes "twinMikro". Das Projekt war eine Kooperation zwischen der Hochschule München, der EPCOS AG und dem Fraunhofer IIS. Das Projekt wurde gefördert durch das bayerische Staatsministerium für Wirtschaft und Medien, Energie und Technologie im Förderprogramm "Mikrosystemtechnik Bayern". Der Projektträger war die VDI/VDE-IT GmbH.

Mein herzlicher Dank geht an den Projektinitiator und meinen Betreuer Herrn Prof. Dr. Gregor Feiertag. Er stand mir oft geduldig mit Rat und Tat zur Seite. Zahlreiche fachliche Diskussionen und eine stets freundliche Unterstützung trugen wesentlich zum Gelingen der Arbeit bei.

Ein ebenso herzlicher Dank gilt Herrn Prof. Dr. rer. nat. Christoph Kutter für die Übernahme und Betreuung der Dissertation und dem dieser Arbeit entgegen gebrachtem Interesse.

Ein herzlicher Dank gilt auch meinen Kollegen bei der EPCOS AG und der Hochschule München für die enge Zusammenarbeit, das angenehme Arbeitsklima und die Unterstützung in technologischen Belangen. Namentlich möchte ich mich hier besonders bei Dr. Christian Siegel, Dr. Matthias Winter und Michael Loibl für die enge und stets kollegiale Zusammenarbeit bedanken. Sie standen mir stets tatkräftig zur Seite und trugen mit zahlreichen fachlichen Anregungen und technischen Diskussionen wesentlich zum Gelingen der Arbeit bei.

Ein ganz besonders herzlicher Dank gilt an dieser Stelle meinen Eltern, die mir mein Studium ermöglicht haben und meiner Frau Verena für ihre moralische und motivierende Unterstützung.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Zielsetzung	6
1.3	Struktur der Arbeit	6
2	Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone	9
2.1	Prinzipielle Funktionsweise	9
2.2	Überblick über Mikrofontechnologien	13
2.2.1	Mikrofongehäuse	13
2.2.2	Sensor-Chip	17
2.2.3	ASIC	22
2.3	Messtechnik und mikrofon-spezifische Kenngrößen	24
2.3.1	Druckkammernmessprinzip	25
2.3.2	Elektroakustische Messgrößen	26
3	Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen	29
3.1	Einfluss der Mikrofon-geometrie auf die Empfindlichkeit	29
3.1.1	Lumped-Element Simulationsmodell	30
3.1.2	Einfluss des Rückvolumens auf die elektroakustischen Parameter	36
3.2	Fertigung von Flip-Chip Mikrofonen mit großem Rückvolumen .	39

4	Programmierbares MEMS-Mikrofon	47
4.1	Programmierbarer ASIC	50
4.1.1	Elektrische Vorspannung	53
4.1.2	Differenzielle Verstärkung	55
4.2	Programmierablauf	55
5	Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems	59
5.1	Hardware-Konzept	64
5.2	Software-Konzept	71
6	Charakterisierung programmierbarer Mikrofone	75
6.1	Sensitivität	76
6.2	Signal-Rausch-Verhältnis	83
6.3	Harmonische Verzerrungen	87
7	Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute	95
7.1	Sensitivitätskorrektur mit festen Umrechnungsfaktoren	99
7.2	Sensitivitätskorrektur mit einer Mehrfachprogrammierung	104
7.3	Optimierung von SNR und THD über die Programmierung	105
8	Zusammenfassung und Ausblick	111
8.1	Zusammenfassung	111
8.2	Ausblick	113
	Abbildungsverzeichnis	115
	Literaturverzeichnis	119
	Eigene Publikationen	131

1 Einleitung

1.1 Motivation

Ein Mikrofon ist ein Schallempfänger der eine Schallwelle in ein elektrisches Signal wandelt. Eine Kategorisierung der Mikrofonarten erfolgt anhand des verwendeten Wandlerprinzips [1]: piezoelektrisch, piezoresistiv, elektrostatisch, magnetostruktiv, elektrodynamisch und bioakustisch. Weiter kann unterschieden werden, ob die mechanische Auslenkung der Membran vom Schalldruck oder dem Schalldruckunterschied abhängig ist und die elektrische Transformation auf Grund der Auslenkungsamplitude oder der Auslenkungsgeschwindigkeit erfolgt [2].

Im Verlauf der Geschichte wurden Mikrofone in ihrer Bauform und Wandlerart stetig weiterentwickelt. Beispiele verschiedener Mikrofonentwicklungen und deren geschichtliche Einordnung sind in [3] aufgezeigt. Dabei sind kapazitive Wandler die Grundlage für heutige Mikrofontechnologien in der Mikrosystemtechnik. Hier bilden eine schwingungsfähige Elektrode (Membran) und eine starre Gegenelektrode einen Kondensator. Wird dieser elektrisch vorgeladen, führt eine Membranauslenkung zu einer Spannungsänderung. Einen wichtigen Beitrag zu den heutigen Mikrofontechnologien lieferten G.M. Sessler und J.E.M. West im Jahre 1962 mit der Erfindung des Elektret-Kondensatormikrofon (engl. electret condenser microphone; kurz ECM) [4]. Das ECM basiert auf dem elektrostatischen Wandlerprinzip. Im Unterschied zu anderen Kondensatormikrofonen, bei denen die elektrostatische Vorladung des Kondensators

über eine externe Spannung erfolgt, wird bei den ECMs die Vorladung des Kondensators über ein dauerhaft elektrisch geladenes Elektretmaterial eingepägt. Neben den guten akustischen Eigenschaften, zeichnen sich die ECMs vor allem durch ihren einfachen Aufbau, ihre sehr kleine Bauweise und ihre niedrige Erschütterungsempfindlichkeit aus [5]. Dadurch kamen die Elektret-Kondensatormikrofone vor allem in der Mobilkommunikation zum Einsatz. Im Jahre 2008 wurden für Produkte, wie Smartphones, Headsets oder Videokameras über 2 Milliarden Stück pro Jahr hergestellt [5].

In den letzten Jahrzehnten brachte der stetige Fortschritt in der Mikrosystemtechnik eine Vielzahl von Neuerungen im Bereich der Sensorik hervor. Einen Überblick darüber liefern [5], [6] und [7]. Aufbauend auf die Technologien zur Herstellung von integrierten Schaltkreisen (engl. integrated circuit; kurz: IC) wurden Prozesse zur Strukturierung von mechanischen Komponenten aus Silizium entwickelt [8]. Diese ermöglichen die Herstellung mikroelektromechanischer Systeme (engl. microelectromechanical systems; kurz MEMS) im Bereich der Sensorik [9]. Die Ursprünge dieser MEMS Technologie liegen dabei in den 1980er Jahren und ermöglichten die Herstellung elektromechanischer Strukturen auf Siliziumbasis im Mikrometerbereich [3] [8] [9]. Erste Mikrofone auf Basis von Silizium wurden im Jahre 1983 von D. Hohm et al. in [10] und M. Royer et al. in [11] präsentiert. In Bezug auf Silizium-Mikrofone liefern die Veröffentlichungen [12] von P.R. Scheeper et al. und [13] [14] von G.M. Sessler einen guten geschichtlichen Überblick bis in die Mitte der 90er Jahre. Die Veröffentlichungen [5] [15] von G.M. Sessler et al., [3] [16] von G.W. Elko et al. und [17] von Z. Wang et al. geben einen Überblick über die aktuellen MEMS-Mikrofon Trends des 21. Jahrhunderts.

Silizium-Mikrofone weisen Vorteile gegenüber den ECMs auf. Neben sehr kleinen Bauformen von einigen Millimetern besitzen diese eine sehr geringe Temperaturempfindlichkeit [5]. Seit marktführende Hersteller von modernen Smartphones diese überwiegend verwenden, steigt deren Absatz rapide. Diverse Marktforschungsinstitute, wie zum Beispiel Yole Development, pro-

1 Einleitung

agnostizieren für den MEMS-Mikrofon Markt auch in den kommenden Jahren steigende Verkaufszahlen. Auf dem kommerziellen Markt hat sich im Bereich der MEMS-Mikrofone die elektrostatische Wandlerart gegenüber der piezoelektrischen und piezoresistiven durchgesetzt [5] [16] [17]. Anders als bei den Elektret-Kondensatormikrofonen erfolgt die elektrostatische Vorladung des Kondensators über eine externe Gleichspannungsquelle. Diese wird heutzutage zusammen mit dem Verstärker innerhalb einer anwendungsspezifisch integrierten Schaltung (engl. application-specific integrated circuit; kurz ASIC) umgesetzt. Den Grundstein für die kommerzielle Nutzung von MEMS-Mikrofonen legte die Firma Knowles Electronics im Jahre 2003 mit dem Aufbau einer ergänzenden Metall-Oxid-Halbleiter (engl. complementary metal-oxide-semiconductor; kurz CMOS) / MEMS Technologie Plattform [18] zur kommerziellen Herstellung erster MEMS-Mikrofone. In den darauffolgenden Jahren kamen weitere Hersteller, insbesondere Infineon, Akustica, STMicroelectronics und EPCOS dazu.

Anders als Elektret-Kondensatormikrofone weisen die MEMS-Mikrofone durch die externe elektrische Vorladung eine höhere Stabilität bei Temperaturbelastung auf [5] [9]. Sie sind aufgrund ihrer kurzzeitigen Hitzebeständigkeit von bis zu 260°C für die Oberflächenmontage (engl. surface-mounting technology; kurz SMT) geeignet [9]. Gegenüber den ECMs erlaubt dies eine maschinelle und somit kostengünstigere Montage. Ein weiterer Vorteil von MEMS-Mikrofonen ist deren sehr kleine Bauform im Bereich weniger Millimeter. Silizium als Trägermaterial [8] ermöglicht dabei die Herstellung sehr dünner Membranen, mit Dicken im Zehntel Mikrometer und Durchmessern im Millimeter Bereich [9]. Diese sehr kleinen Abmessungen ermöglichen es, den Trend der Miniaturisierung mitzugehen und mehrere Mikrofone kostengünstig und platzsparend in eine Applikation zu integrieren. Veranlasst durch die steigenden Ansprüche der Unterhaltungselektronik im Bereich der Akustik und bedingt durch die immer leistungsfähigeren Mikroprozessoren, werden mehrere Mikrofone in einer Anwendung eingesetzt um dadurch die Klangqualität, anhand verschiedener Signalverarbeitungsalgorithmen, zu verbessern. Einen guten Überblick über

verschiedene Signalverarbeitungsmethoden im Audibereich, wie zum Beispiel Raumklang oder Geräuschunterdrückung, liefern [19] und [20]. Für die Qualität vieler Audioalgorithmen spielt neben der Mikrofonpositionierung, deren Amplituden- und Phasengleichheit im Ausgangssignal eine entscheidende Rolle [21]. Durch die Integration immer komplexerer Signalverarbeitungsalgorithmen in die Unterhaltungselektronik kann die Aufnahmequalität positiv beeinflusst werden. Eine Bedingung hierfür ist die elektroakustische Gleichheit der eingesetzten MEMS-Mikrofone. Deshalb fordern Smartphonehersteller MEMS-Mikrofone mit Streuungen der Empfindlichkeiten, bzw. Sensitivitäten¹, kleiner ± 1 dB.

Abweichungen der Fertigungsprozesse von Sensor, ASIC und Gehäuse führen zu Streuungen der Sensitivitäten. Eine einfache Methode um die geforderten Sensitivitätsspezifikationen einzuhalten ist die Selektion der Mikrofone im Produktionstest, anhand der elektroakustischen Messdaten. Nachteil dieser Methode ist jedoch eine geringe Ausbeute bei großen Sensitivitätsstreuungen. Eine für die Massenproduktion von MEMS-Mikrofonen effektivere Methode die Ausbeute zu steigern, ist das Vorsortieren auf Silizium-Chip Ebene. Hierfür werden die Kapazität des Sensors und die vom ASIC erzeugte elektrische Vorladespannung auf Waferebene vermessen. Anschließend wird jedem Sensor ein passender ASIC-Chip zugeordnet. Dadurch werden bei der Integration beider Chips in ein Gehäuse, unterschiedliche Prozesstoleranzen durch Kombination passender Eigenschaften ausgeglichen und Sensitivitätsstreuungen reduziert. Ein wesentlicher Nachteil dieser Methode besteht darin, dass die Einflüsse nachfolgender Prozessschritte, sowie spätere äußere Einwirkungen nicht mit kompensiert werden. So wird zum Beispiel durch die Verbindung des Sensor-Chips mit dem Trägersubstrat eine zusätzliche mechanische Spannung auf die Membran ausgeübt [22] [23]. Diese beeinflusst die Membranauslenkung durch den Schall und damit die Sensitivität.

¹Ausgangssignal im Verhältnis zum angelegten Schalldruck

1 Einleitung

In der Literatur werden verschiedene Möglichkeiten behandelt, die Sensitivität nach dem kompletten Herstellungsprozess einzustellen. So beschreibt zum Beispiel S.S. Je et al. in [24] die Änderung der Membranspannung mittels einer Silberimplantation. Eine weitere Möglichkeit ist die Änderung der vom ASIC bereitgestellten elektrischen Vorladespannung [25].

Die vorliegende Arbeit behandelt eine Methode zur Reduzierung elektroakustischer Streuungen kapazitiver MEMS-Mikrofone. Mit Hilfe dieser Methode ist es möglich in der Massenproduktion den Prozesstoleranzen nach Abschluss des kompletten Fertigungsprozesses entgegenzuwirken. Verschiedene programmierbare elektrische Mikrofonstellgrößen erlauben es, die Sensitivitätsstreuungen nachträglich zu kompensieren und gleichzeitig die Sensitivität auf einen gewünschten Wert zu zentrieren. Des Weiteren können anhand passend gewählter Einstellungen sowohl das Signal-Rausch-Verhältnis (engl. signal-to-noise ratio; kurz SNR), als auch die gesamten harmonischen Verzerrungen (engl. total harmonic distortion; kurz THD) bei sehr hohen Schalldrücken beeinflusst werden. Der SNR ist maßgeblich für die Aufnahmequalität von Sprache und Musik verantwortlich, da bei einem hohen SNR auch Schall mit einem geringen Schallpegel aufgenommen werden kann. Mit dem Vordringen der Unterhaltungselektronik in den Sport- und Freizeitbereich steigen die Anforderungen an das elektroakustische Mikrofonverhalten bei sehr hohen Schalldruckpegeln, wie zum Beispiel bei Aufnahmen auf Rockkonzerten oder bei Fallschirmsprüngen. In Zukunft werden, neben immer kleineren Gehäuseabmessungen, auch die elektroakustischen Anforderungen und die Anforderungen an die Zuverlässigkeit immer weiter steigen.

1.2 Zielsetzung

Die Ziele der vorliegenden Arbeit lassen sich wie folgt definieren:

- Mitarbeit bei der Entwicklung eines Flip-Chip MEMS-Mikrofon Gehäuses mit großem Rückvolumen, insbesondere durch Berechnung des Frequenzganges in Abhängigkeit von Sensor- und Gehäusegeometrie mit einem Lumped-Element Simulationsmodell
- Mitarbeit bei der Entwicklung eines über Verstärkung und Vorladespannung programmierbaren MEMS-Mikrofons
- Entwicklung einer Mess- und Programmierumgebung für Labor- und Produktionstest des programmierbaren MEMS-Mikrofons
- Elektroakustische Charakterisierung programmierbarer MEMS-Mikrofone
- Reduzierung von prozessbezogenen Sensitivitätsstreuungen
- Verbesserung des Signal zu Rausch Abstandes und des elektroakustischen Verhaltens bei hohen Schalldrücken durch die Programmierung

1.3 Struktur der Arbeit

Kapitel 2 gibt einen allgemeinen Überblick über den derzeitigen Stand der Technik kapazitiver MEMS-Mikrofone. Dabei werden, neben der prinzipiellen Funktionsweise, verschiedene Technologien von Gehäuse, Sensor und ASIC betrachtet. Zudem werden die elektroakustischen Mikrofonkenngrößen und deren Messtechnik näher veranschaulicht.

Kapitel 3 beschreibt die Entwicklung eines neuen Flip-Chip MEMS-Mikrofon Gehäuses mit großem Rückvolumen. Anhand eines weiterentwickelten Lum-

1 Einleitung

ped-Element Simulationsmodells wird der Vorteil eines großen Rückvolumens aufgezeigt. Weiter werden die Auswirkungen der unterschiedlichen Mikrofon-Geometrieparameter auf den Frequenzgang gezeigt. Abschließend wird der Herstellungsprozess des neuen Gehäuses im Detail beschrieben.

Kapitel 4 befasst sich mit der Entwicklung eines programmierbaren MEMS-Mikrofons. Neben dem Programmierkonzept werden die veränderbaren Größen, wie Vorladespannung und Verstärkung, behandelt.

Kapitel 5 behandelt die Entwicklung einer Programmier- und Messumgebung für Labor- und Produktionstest. Neben der Hardware und Software Entwicklung sowie deren Integration in das bereits bestehende Testequipment, werden verschiedene Methoden zur Testzeitreduzierung dargestellt. Weiter wird auch die Umsetzung einer zeitgleichen Doppelmessung beschrieben.

Kapitel 6 beschreibt die elektroakustische Charakterisierung von programmierbaren MEMS-Mikrofonen. Dabei werden die Auswirkung der Programmierung auf Sensitivität, SNR und THD ausführlich betrachtet. Weiter wird aufgezeigt, inwiefern sich die einzelnen Abhängigkeiten zur Verbesserung der elektroakustischen Parametern verwenden lassen.

Kapitel 7 untersucht die Anwendung der Programmierung nach Abschluss der Fertigung. Es wird gezeigt, wie sich über eine programmierte Sensitivitätszentrierung die Sensitivitätsstreuungen reduzieren lassen. Außerdem wird untersucht, inwiefern sich die Streuung der Sensitivität durch eine mehrstufige Programmierung weiter reduzieren lassen. Zudem wird gezeigt, wie sich die Programmierung zur SNR Steigerung und zur THD Reduzierung gezielt einsetzen lässt.

Kapitel 8 stellt eine Zusammenfassung der vorliegenden Arbeit dar und liefert mit Bezug auf programmierbare MEMS-Mikrofone einen kurzen Ausblick auf zukünftige weitere Einsatzbereiche.

2 Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone

Die Entwicklung von MEMS-Mikrofonen wurde in den letzten Jahrzehnten vor allem durch den rapiden Fortschritt in der Unterhaltungselektronik (Mobiltelefon, digitale Videokamera, Headset, Laptop, Tablet-PC, usw.) vorangetrieben. Im Bereich der MEMS-Mikrofone wurden kapazitive, piezoelektrische und piezoresistive Wandlerarten entwickelt [12]. Einen anschaulichen Überblick über zahlreiche Forschungsergebnisse einzelner Mikrofonarten bis zum Jahre 2005 liefert D.T. Martin in [26]. In der Unterhaltungselektronik haben sich die kapazitiven MEMS-Mikrofone etabliert. Bis auf vereinzelte erste piezoelektrische Aufbauten, wie in [27] gezeigt, arbeiten derzeit erhältliche MEMS-Mikrofone als kapazitive Wandler. Dabei unterscheiden sich die einzelnen Mikrofone im wesentlichen in ihrer Aufbautechnologie, wie zum Beispiel Gehäuseform, Sensor- und ASIC-Auslegung.

2.1 Prinzipielle Funktionsweise

Unabhängig von der verwendeten Aufbautechnologie liegt allen kapazitiven MEMS-Mikrofonen die gleiche Funktionsweise zugrunde. Eine eintreffende Schallwelle wird mit Hilfe eines elektrisch beschalteten Sensor-Chips in ein elektrisches Signal gewandelt. Neben vereinzelten Forschungsergebnissen, bei denen eine CMOS kompatible Sensorstruktur direkt auf einen ASIC-Chip in-

2.1 Prinzipielle Funktionsweise

tegiert wird [28], besteht derzeit ein MEMS-Mikrofon aus zwei Chips, Sensor und ASIC. Abbildung 2.1 veranschaulicht die prinzipielle Funktionsweise eines solchen kapazitiven MEMS-Mikrofons.

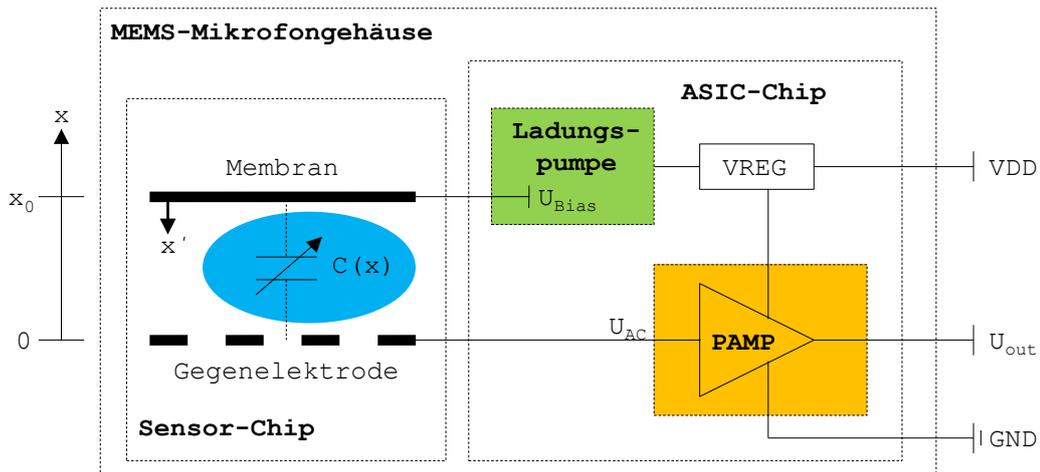


Abbildung 2.1: Prinzipielle Funktionsweise eines kapazitiven MEMS-Mikrofons: Sensor-Chip mit kapazitivem Membran Gegenelektroden System; ASIC-Chip mit Ladungspumpe für die elektrische Vorspannung des Sensors, dem Vorverstärker PAMP und der Spannungsversorgung VREG; MEMS-Mikrofongehäuse zum mechanischen und elektromagnetischen Schutz der beiden Chips.

Der Sensor-Chip, bestehend aus einer beweglichen Membran und einer festen Gegenelektrode, ist das Kernstück des MEMS-Mikrofons. Die Auslenkung der Membran x' folgt dabei dem eintreffenden Schalldruck. Durch die Änderung des Abstandes von Membran zur Gegenelektrode ergibt sich eine Kapazitätsänderung. Lädt man nun den Kondensator über eine Gleichspannung U_{Bias} , auch Vorspannung oder Bias-Spannung genannt, lässt sich bei einer Membranschwingung an der Gegenelektrode eine Wechsellspannung U_{AC} detektieren. Viele der heutigen MEMS-Mikrofone haben elektrische Vorspannungen zwischen 1 V und 40 V, wobei der am häufigsten gewählte Vorspannungsbereich zwischen 9 V und 15 V liegt [29]. Bei einem MEMS-Mikrofon erfolgt die elektrische Vorspannung entweder über eine konstant gehaltene Spannung oder Ladung. Eine ausführliche Betrachtung zu diesem Thema liefert D.T. Martin in [26]. Im vorliegenden Beispiel erfolgt die Betrachtung anhand einer

2 Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone

konstanten Ladung. Dabei wird das kapazitive System durch eine Ladungspumpe (engl. charge pump), zum Beispiel über eine Dickson Ladungspumpe [30], vorgeladen. Somit besitzt der Kondensator eine annähernd konstante Ladung Q_{x_0} . Der Vorverstärker (engl. preamplifier; kurz PAMP) ist zum einen für die Signalverstärkung und zum anderen für die Signalanpassung zuständig. Ein linearer Spannungsregler VREG erlaubt es das Mikrofon über einen Versorgungsspannungsbereich von ca. 1,8 V bis 3,6 V zu betreiben. Zum Schutz vor mechanischer und elektromagnetischer Beeinflussung sind die beiden Chips in ein Gehäuse integriert. Dabei gelangt der Schalldruck über einen Schallkanal zur Membran.

Der Anschaulichkeit halber erfolgt die nachfolgende Betrachtung anhand einer Kolbenmembran¹. Zusammen mit der starren Gegenelektrode stellt die elektrisch geladene Membran einen parallelen Plattenkondensator dar. Die untere feste Platte repräsentiert die Gegenelektrode, die obere bewegliche Platte die Membran. In Ruhelage ist der Abstand der beiden Elektroden x_0 . In Abhängigkeit zur Membranauslenkung x' ist die Kapazität

$$C(x_0 - x') = \frac{\epsilon A_{\text{Mem}}}{x_0 - x'} = C(x_0) \cdot \left(1 - \frac{x'}{x_0}\right)^{-1} . \quad (2.1)$$

Dabei ist A_{Mem} die Fläche der Membran, ϵ die Permittivität und $C(x_0)$ die Ruhekapazität mit $\epsilon A_{\text{Mem}}/x_0$. Wird der Plattenkondensator über eine Gleichspannung U_{Bias} vorgeladen, ist die Kondensatorladung im Ruhezustand $Q_{x_0} = C(x_0) \cdot U_{\text{Bias}}$. Im Falle einer konstanten Ladung führt eine Auslenkung der Membran somit zu einer Änderung der über den Kondensator abfallenden Spannung

$$U(x_0 - x') = \frac{Q_{x_0}}{C(x_0 - x')} = \frac{Q_{x_0}}{C(x_0)} \cdot \left(1 - \frac{x'}{x_0}\right) = U_{\text{Bias}} \cdot \left(1 - \frac{x'}{x_0}\right) . \quad (2.2)$$

¹Axial frei bewegliche, starre, kreisförmige Membran, bei der jeder Punkt amplituden- und phasengleich schwingt

2.1 Prinzipielle Funktionsweise

Je nach Verstärkung ist die Mikrofon Ausgangsspannung $U_{\text{Out}} = \text{Gain} \cdot U_{\text{AC}}$. Im Falle einer Verstärkung von 1 ist die Mikrofon Ausgangsspannung

$$U_{\text{out}} = U_{\text{Bias}} - U(x_0 - x') = U_{\text{Bias}} - U_{\text{Bias}} \cdot \left(1 - \frac{x'}{x_0}\right) = U_{\text{Bias}} \cdot \frac{x'}{x_0} \quad . \quad (2.3)$$

Die Gleichung zeigt, dass die Ausgangsspannung zum einen über die elektrische Vorspannung und zum anderen über das Auslenkungsverhältnis der Membran bestimmt wird. Die Beschaltung des Sensors mit einer Vorspannung beeinflusst jedoch über die elektrostatische Membrananziehungskraft das Schwingungsverhalten der Membran. Im vereinfachten Beispiel einer Kolbenmembran ist, nach [31], die elektrostatische Anziehungskraft F_{el} der Gegenelektrode auf die Membran

$$F_{\text{el}} = \frac{dW}{dx} = \frac{\frac{1}{2} \cdot U_{\text{Bias}}^2 \cdot C(x_0 - x')}{d(x_0 - x')} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\epsilon A_{\text{Mem}}}{(x_0 - x')^2} \cdot U_{\text{Bias}}^2 \quad . \quad (2.4)$$

Je größer die elektrische Vorspannung U_{Bias} , desto größer ist auch die elektrostatische Anziehungskraft auf die Membran. Der anziehenden F_{el} steht die mechanische Rückstellkraft der Membran entgegen [32]. Für das Model einer Kolbenmembran kann die mechanische Kraft F_{mech} mit Hilfe der Federkonstante k und der Membranauslenkung x' mit $F_{\text{mech}} = k \cdot x'$ beschrieben werden [32]. Somit lässt sich im Gleichgewichtszustand die gesamte Kraft F_{ges} mit

$$F_{\text{ges}} = F_{\text{el}} + F_{\text{mech}} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\epsilon_0 A}{(x_0 - x')^2} \cdot U_{\text{B}}^2 + k \cdot x' = 0 \quad (2.5)$$

beschreiben. Nach M. Winter in [31] liegt der kritische Punkt, bei dem die mechanische Rückstellkraft die elektrostatische Anziehungskraft nicht mehr ausgleichen kann und die Membran zur Gegenelektrode beschleunigt wird, bei $x' = \frac{1}{3} x_0$ und wird erreicht, wenn der Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode um ein Drittel geschrumpft ist. Eine ausführlichere theoretische Betrachtung dieser Thematik, auch mit Bezug auf die Membrannachgiebigkeit und den Pull-In, liefert M. Földner in [32].

Das hier dargestellte Prinzip wird bei analogen und digitalen MEMS-Mikrofonen gleichermaßen verwendet, da der Unterschied der beiden Mikrofontypen einzig in der Signalcodierung im ASIC liegt. Bei einem digitalen MEMS-Mikrofon erfolgt nach dem Vorverstärker noch eine Digitalisierung des Ausgangssignals [33].

2.2 Überblick über Mikrofontechnologien

Im Wesentlichen lassen sich MEMS-Mikrofone anhand ihrer Aufbauweisen unterscheiden. Entwicklungen der letzten Jahre betrafen die Größe und den Aufbau von Gehäuse und Sensor, sowie die Funktionalität des ASICs.

2.2.1 Mikrofongehäuse

Im Laufe der Entwicklung von MEMS-Mikrofonen haben sich zwei unterschiedliche Gehäusetypen etabliert. Dabei lassen sich diese nach Art ihrer Schallzuführung kategorisieren. Trifft der Schall über die Gehäuseunterseite auf den Sensor, so spricht man von einem Bottom-Port MEMS-Mikrofon, siehe Abbildung 2.2 linker Querschnitt. Trifft der Schall über die Gehäuseoberseite auf den Sensor, so spricht man von einem Top-Port MEMS-Mikrofon, siehe Abbildung 2.2 rechter Querschnitt.

Betrachtet man, bezogen auf den derzeitigen Stand der Technik, die elektroakustischen Mikrofoneigenschaften, so ergibt sich kein nennenswerter Unterschied zwischen den beiden Varianten. Am Beispiel zweier kommerzieller MEMS-Mikrofon Typen von Knowles, SPH1611LR5H-1 (Bottom-Port) und SPH1642HT5H-1 (Top-Port), zeigt sich, dass es bezüglich der Größe und Klangeigenschaften nur sehr geringe Abweichungen gibt. So besitzen beide Mikrofone eine Bauteilgröße von $3.5 \times 2.7 \times 1.1 \text{ mm}^3$, eine Sensitivität von -38 dBV/Pa und einen Signal zu Rausch Abstand von 65 dB(A) . Die Mikrofone unterschei-

2.2 Überblick über Mikrofontechnologien

den sich im Wesentlichen durch die Art ihrer Schallzuführung, siehe Abbildung 2.2. Abhängig von der Platzierung innerhalb einer Applikation kann eine Bottom-Port, bzw. Top-Port Lösung von Vorteil sein. Die vorliegende Arbeit behandelt die Entwicklung eines Bottom-Port MEMS-Mikrofons.

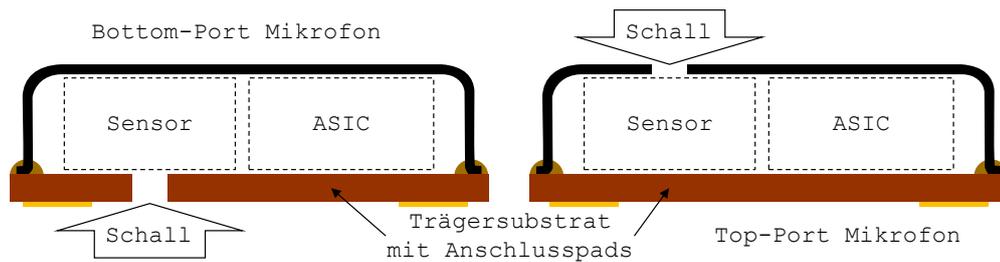


Abbildung 2.2: Einteilung der Gehäusetypen anhand der Schallzuführung: Bottom-Port MEMS-Mikrofon (linkes Bild) Schallzuführung über Gehäuseunterseite; Top-Port MEMS-Mikrofon (rechtes Bild) Schallzuführung über Gehäuseoberseite.

Der Bereich der Bottom-Port MEMS-Mikrofone kann wiederum ebenfalls in zwei unterschiedliche Aufbauweisen unterteilt werden. Abbildung 2.3 verdeutlicht den prinzipiellen Unterschied beider Aufbauweisen, anhand eines schematischen Querschnittes, nach [34] und [35]. Der linke Querschnitt zeigt einen mittels Flip-Chip Montage (elektrische Verbindung durch Lot) und der rechte Querschnitt einen mittels Drahtbond Montage (elektrische Verbindung durch Bonddrähte) umgesetzten MEMS-Mikrofonaufbau.

Beide Querschnitte in Abbildung 2.3 zeigen ein Trägersubstrat mit elektrischen Anschlusspads und Schalllöchern für die Schallzuführung zum Sensor. Auf dem Trägersubstrat sind jeweils ein Sensor- und ein ASIC-Chip aufgebracht. Bei der Flip-Chip Montage, Abbildung 2.3 linker Querschnitt, erfolgt die Verbindung zwischen Sensor, ASIC und Trägersubstrat mittels Lot. Hierfür werden die beiden Chips und das Lot auf das Trägersubstrat aufgebracht und über einen Reflow-Prozess mechanisch und elektrisch miteinander verbunden [34]. Erste, mittels Flip-Chip Montage, verwirklichte MEMS-Mikrofon Aufbauten präsentierte M. Müllenborn et al. in [36] im Jahre 2001. Weitere Beispiele für Flip-Chip MEMS-Mikrofonaufbauten liefern [31], [34], [37] und [38]. Bei der

2 Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone

Drahtbond Montage, Abbildung 2.3 rechter Querschnitt, erfolgt die Verbindung zwischen Sensor, ASIC und Trägersubstrat mittels Bonddrähten. Hierfür werden die beiden Chips vorweg mittels Kleber mit dem Trägersubstrat mechanisch und anschließend über Bonddrähte elektrisch verbunden. Beispiele für Drahtbond MEMS-Mikrofonaufbauten liefern [35], [39] und [40].

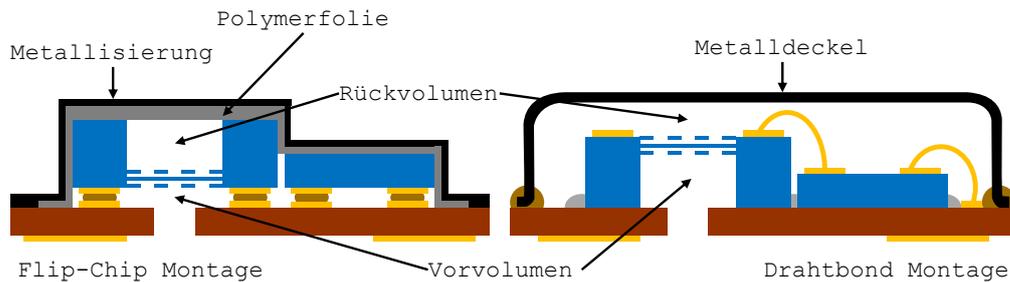


Abbildung 2.3: Einteilung der Bottom-Port Gehäusetyphen anhand der Aufbautechnologie: Flip-Chip Montage (linkes Bild, nach [34]) mechanische und elektrische Verbindung mittels Lot; Drahtbond Montage (rechtes Bild, nach [35]) mechanische Verbindung mittels Kleber und elektrische Verbindung mittels Bonddrähten.

Der wesentliche Vorteil der Flip-Chip Montage, Abbildung 2.3 linker Querschnitt, ist die kleinere Bauteilgröße [34]. Wie bei der Drahtbond Montage ersichtlich, benötigen die Bonddrähte zusätzliche Flächen auf dem Trägersubstrat. Dies ist bei der Flip-Chip Montage nicht der Fall, da die Verbindung unterhalb der Chips erfolgt. Die mechanische Anbindung des Sensor-Chips an das Trägersubstrat beeinflusst den Temperaturgang des Mikrofons [41] [42]. Durch die unterschiedlichen Längenausdehnungskoeffizienten von Silizium, Trägersubstrat, Lot und Kleber wird die mechanische Spannung der Membran beeinflusst. Dies führt zu einer Änderung der Auslenkung und damit nach Formel (2.3) zu einer Änderung der Sensitivität.

Eine Schwierigkeit bei der Flip-Chip Anordnung, Abbildung 2.3 linker Querschnitt, ist die akustische Trennung von Mikrofon Vor- und Rückvolumen. Das Vorvolumen umfasst alles ab der Schallöffnung bis zur Membran und das Rückvolumen alles hinter der Membran. Erfolgt diese Trennung nicht, liegt der Schalldruck sowohl an der Membran Vorderseite, als auch an der Rückseite an

2.2 Überblick über Mikrofontechnologien

und es kommt dadurch zu einer sehr viel geringeren Membranauslenkung. Dies entspricht, nach Formel (2.3), einer kleineren Ausgangsspannung, bzw. Sensitivität. Ein definierter kleiner Luftaustausch zwischen Vor- und Rückvolumen findet einzig über die in der Membran eingebrachten Luftausgleichslöcher statt und dient dem statischen Druckausgleich und der Filterung niederfrequenter Schalldruckanteile. Bei der Drahtbond Anordnung, Abbildung 2.3 rechter Querschnitt, erfolgt die Trennung der beiden Volumina durch die umschließende Verklebung des Sensor-Chips mit dem Trägersubstrat. Das Rückvolumen wird durch eine Metallkappe abgeschlossen. Bei der Flip-Chip Anordnung, Abbildung 2.3 linker Querschnitt, kann der Schall, bedingt durch die vier Lotkugeln, unterhalb des Sensor-Chips zur Rückseite der Membran gelangen. Um dies zu vermeiden, werden die beiden Volumina mit Hilfe einer Polymerfolie voneinander getrennt [34]. Die Metallisierung der Polymerfolie, dient der elektromagnetischen Abschirmung. Eine detaillierte Beschreibung der beschriebenen Flip-Chip-Montage wurde von G. Feiertag et al. in [34] und M. Winter in [31] veröffentlicht.

Unterschiede beider Technologien zeigen sich auch in den elektroakustischen Mikrofoneigenschaften. Unter der Annahme gleicher Chipabmessungen weist die Flip-Chip Montage, neben kleineren Mikrofongehäusen, kleinere akustische Vorvolumina auf [43]. Bei einem kleineren Vorvolumen ist die Resonanzfrequenz des Vorvolumens größer. Die Änderung der Sensitivität mit der Frequenz ist dadurch im akustischen Bereich gering [43] [44]. Weiter ermöglicht ein größeres Rückvolumen, wie es die Drahtbond Montage mit sich bringt, eine höhere Sensitivität [43]. Die durch das größere Rückvolumen geringere Rückstellkraft der Membran ermöglicht eine größere Auslenkung. Dies entspricht, nach Formel (2.3), einer größeren Ausgangsspannung. Da das Rückvolumen die Rauscheigenschaften nur sehr gering beeinflusst, hat ein großes Rückvolumen ebenfalls eine SNR Erhöhung zur Folge [37] [43].

Eine Technologie namens sharpEar zum Aufbau eines Flip-Chip MEMS-Mikrofon mit großem Rückvolumen präsentierte G. Feiertag et al. in [37]. Hier

wurde, über das größere Rückvolumen, die Sensitivität um 3 dB und der SNR um 1,5 dB gesteigert. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird ein auf der Flip-Chip Montage basierendes MEMS-Mikrofon verwendet.

2.2.2 Sensor-Chip

Mit entscheidend für die akustische Qualität eines MEMS-Mikrofons ist die Auslegung des kapazitiven Sensor-Chips. Wie aus Formel (2.3) ersichtlich, ist die Höhe der Ausgangsspannung, neben der elektrischen Vorspannung, von der Auslenkung der Membran abhängig. Je beweglicher die Membran, desto größer ist deren Auslenkung und somit das Übersetzungsverhältnis Schalldruck zu Ausgangsspannung. Ein Faktor für die Auslenkung ist die mechanische Nachgiebigkeit der Membran C_{Mech} [32]. Bei kreisförmigen, allseitig eingespannten Membranen hängt diese, nach S. Timoshenko in [45], von dem Membranradius r_{Mem} und der Membrandicke t_{Mem} , sowie von dem Elastizitätsmodul E , der Poissonzahl ν und der mechanischen Spannung σ_{Mem} ab. Eine detailliertere Betrachtung liefert M. Földner in [32], unter Einbeziehung der nichtlinearen Membran Nachgiebigkeit, für quadratische und kreisförmige geschlossene Membranen, Federmembranen und korrigierte Membranen. Für die feste Gegenelektrode gilt bezüglich der Nachgiebigkeit eine ähnliche Betrachtungsweise. Nach M. Pedersen in [46] ergibt sich durch die Perforation ein verändertes Elastizitätsmodul und eine reduzierte Materialdichte. Dies hat eine geringere mechanische Nachgiebigkeit zur Folge. Auf Grund der Dicke und dem durch die Perforation geringen Differenzdruck kann die Auslenkung der Gegenelektrode jedoch in der weiteren Betrachtungsweise vernachlässigt werden.

Einen guten Überblick über verschiedene Entwicklungen und Ansätze zur Steigerung der Sensorempfindlichkeit liefern Z. Wang et al. in [17] und D.T. Martin in [26]. Wichtige Entwicklungen waren die unterschiedlichen Formen und Einspannungen der Membran, das Gegenelektroden design, sowie die Membranzahl. Scheeper et al. befassen sich in [47] mit dem Design und der Fabrikation

2.2 Überblick über Mikrofontechnologien

von korrigierten Silizium Membranen. M. Földner et al. behandeln in [48] die analytische Betrachtung von Membranen mit unterschiedlichen Federelementen. Ein erstes Mikrofon für den Bereich der Unterhaltungselektronik, mit einer über Federn eingespannten Membran, präsentierten J.W. Weigold et al. in [49]. C. Leinenbach et al. behandeln in [39] die Herstellung eines Federmembrandesigns mittels eines Standardherstellungsprozesses, welcher für die Fertigung von Inertialsensoren entwickelt wurde. Eine über Federn aufgehängte starre Membran beschreiben C.K. Chan et al. in [50] und [51]. S.C. Lo et al. und C.I. Chang et al. behandeln in [52] und [53] MEMS-Mikrofone mit einer in die Membranebene integrierten Gegenelektrodenstruktur. Einen Ansatz zur Steigerung des dynamischen Mikrofonbereiches über zwei unterschiedlich ausgelegte Membranen innerhalb eines Sensors beschreiben T. Kasai et al. in [54]. Die Herstellung eines in einer Standard BiCMOS Prozesslinie gefertigten MEMS-Mikrofons mit hohem SNR von 65 dB(A) beschreiben A. Dehe et al. in [35], [40] und [55]. Untersuchungen zu Doppel- und Vierfach-Membranstrukturen liefern W. Conklin et al. in [56]. Sie zeigen darin, dass mit einer Erhöhung der Membrananzahl das Rauschen reduziert werden kann. Alle Entwicklungen der letzten Jahre haben die Steigerung der Sensitivität, bzw. des SNR zum Ziel.

Ein anderes Prinzip behandelt J. Citakovic in [57] mit der Entwicklung eines kompakten CMOS MEMS-Mikrofons mit 66 dB SNR. Hierfür werden zwei Sensor-Chips in ein Mikrofongehäuse integriert und differentiell verschaltet. Dies erlaubt eine Steigerung des SNR mit bereits vorhandenen Sensor-Chips. Aufbauend darauf liefert das Prinzip einer differentiellen kapazitiven Sensorstruktur eine Möglichkeit den SNR zu erhöhen, ohne dabei die Sensor-Chipfläche zu vergrößern. Hierfür wird eine weitere Gegenelektrode auf dem Sensor-Chip integriert und durch die symmetrische Anordnung der Membran zwischen den beiden Gegenelektroden eine differenzielle Signalübertragung ermöglicht, siehe Abbildung 2.4.

2 Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone

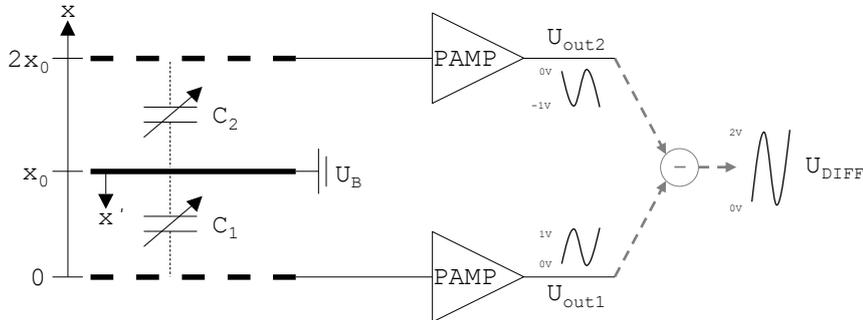


Abbildung 2.4: Arbeitsprinzip eines differenziellen kapazitiven Sensors: Membran symmetrisch zwischen den beiden Gegenelektroden; Differenzielles Ausgangssignal mit 6 dB höherer Sensitivität und 3 dB größerem SNR [58].

Wie bei der unsymmetrischen Elektrodenstruktur werden die beiden Plattenkondensatoren über eine Gleichspannung U_{Bias} vorgeladen. Im Falle einer konstanten Ladung Q_{x_0} führt eine Auslenkung x' der Membran zu einer Änderung der über den Kondensator C_1 abfallenden Spannung

$$U_1(x_0 - x') = \frac{Q_{x_0}}{C_1(x_0 - x')} = Q_{x_0} \cdot \left(\frac{x_0 - x'}{\epsilon A} \right) = \frac{Q_{x_0}}{C(x_0)} \cdot \left(1 - \frac{x'}{x_0} \right) \quad (2.6)$$

und zum anderen zu einer Änderung der über den Kondensator C_2 abfallenden Spannung

$$U_2(x_0 + x') = \frac{Q_{x_0}}{C(x_0 + x')} = Q_{x_0} \cdot \left(\frac{x_0 + x'}{\epsilon A} \right) = \frac{Q_{x_0}}{C(x_0)} \cdot \left(1 + \frac{x'}{x_0} \right) \quad (2.7)$$

An den beiden Gegenelektroden kann eine von der Membranauslenkung abhängige Potentialänderung abgegriffen werden. Ähnlich wie bei der unsymmetrischen Elektrodenstruktur lässt sich die Spannung am ersten Mikrofonausgang U_{out1} mit

$$U_{out1} = U_{Bias} - U_1(x_0 - x') = U_{Bias} - U_{Bias} \cdot \left(1 - \frac{x'}{x_0} \right) = U_{Bias} \cdot \frac{x'}{x_0} \quad (2.8)$$

2.2 Überblick über Mikrofontechnologien

und die Spannung am zweiten Mikrofonausgang $U_{\text{out}2}$ mit

$$U_{\text{out}2} = U_{\text{Bias}} - U_2(x_0 + x') = U_{\text{Bias}} - U_{\text{Bias}} \cdot \left(1 + \frac{x'}{x_0}\right) = -U_{\text{Bias}} \cdot \frac{x'}{x_0} \quad (2.9)$$

angeben. Die beiden Gleichungen (2.8) und (2.9) zeigen, dass die beiden Ausgangssignale sich einzig im Vorzeichen unterscheiden. Bildet man die Differenz der beiden Terme, so lässt sich das differenzielle Ausgangssignal U_{Diff} mit

$$U_{\text{Diff}} = U_{\text{out}1} - U_{\text{out}2} = 2 \cdot \left(U_B \cdot \frac{x'}{x_0}\right) \quad (2.10)$$

ermitteln. Wie bei der einfachen Gegenelektrodenstruktur wird die Ausgangsspannung von der elektrischen Vorspannung und dem Auslenkungsverhältnis der Membran bestimmt. Im Unterschied dazu lässt sich jedoch mit einer differenziellen Sensorstruktur das Ausgangssignal in seiner Amplitude verdoppeln, dies entspricht im logarithmischen Maßstab einer Signalerhöhung von 6 dB. Außerdem sind die Auswirkungen von Störungen die in den Leitungen eingekoppelt werden geringer.

Mit der zweiten Gegenelektrode wird die Membran von beiden Seiten elektrostatisch angezogen. Dadurch ändert sich auch das Schwingungsverhalten der Membran. Im vereinfachten Beispiel einer Kolbenmembran lässt sich die elektrostatische Anziehungskraft der beiden Gegenelektroden auf die Membran F_{elDIFF} , nach Formel (2.4) mit

$$F_{\text{elDIFF}} = F_{\text{el}1} - F_{\text{el}2} = \frac{\epsilon_0 A \cdot U_B^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{(x_0 + x')^2} - \frac{1}{(x_0 - x')^2} \right) \quad (2.11)$$

angeben. Wie aus der Formel (2.11) ersichtlich verringert sich bei einem differentiellen Sensor, im Falle einer Auslenkung, die elektrostatische Anziehungskraft um den der Membranauslenkung entgegenwirkenden Anteil. Nach P. Rombach et al. in [59] erlaubt die differenzielle Sensortechnologie ein um bis zu 30% größeres Vorspannungsfeld im Vergleich zu einem Sensorchip mit einer Gegenelektrode [60].

2 Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone

Neben einer Sensitivitätssteigerung um 6 dB durch die Verdoppelung der Spannung, vergrößert die differenzielle Sensortechnologie die Rauschleistung um annähernd 3 dB [43] [58]. Dies bringt eine Erhöhung des Mikrofon SNR um annähernd 3 dB mit sich. Eine analytische Beschreibung eines differentiellen Sensorchips zeigen D.T. Martin et al. in [26], [61] und [62]. Das nichtlineare Verhalten einer differentiellen Sensorstruktur behandeln J. Liu et al. in [63] und [64].

Erste Entwürfe eines differentiellen Sensors aus Silizium präsentierten J. Bay et al. in [60], [65] und P. Rombach et al. in [59]. Darin beschreiben beide die Herstellung einer differentiellen Sensorstruktur in Silizium Technologie. Abbildung 2.5 zeigt den Aufbau einer solchen differentiellen Sensorstruktur mit zwei Gegenelektroden.

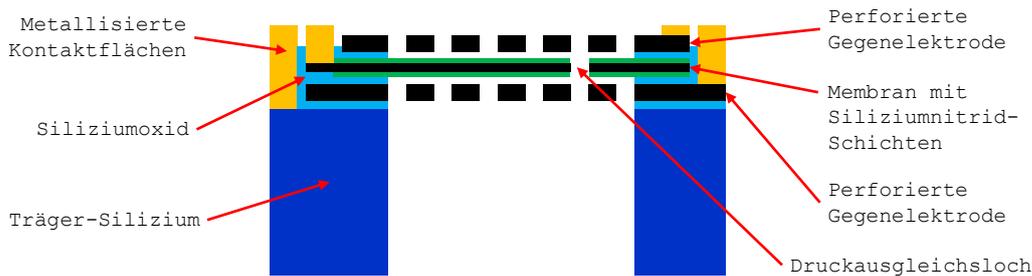


Abbildung 2.5: Schematischer Querschnitt einer differentiellen Sensorstruktur mit zwei Gegenelektroden: Die Membran und die perforierten Gegenelektroden bestehen aus Poly-Silizium; Die Membran hat ein Druckausgleichsloch und wird von beiden Seiten von einer dünnen Siliziumnitrid-Schicht umschlossen; Der Abstand von Membran zu den Gegenelektroden wird über die Dicke einer Siliziumoxid-Schicht festgelegt; Für die elektrische Kontaktierung des Sensor-Chips werden die Kontaktflächen zu Membran, Gegenelektroden und Träger-Silizium metallisiert. (Bild nach [43])

Die Gegenelektroden und die Membran bestehen aus einer Poly-Silizium Schicht. Die Gegenelektroden besitzen eine Perforation. Diese ermöglicht es dem Schall zur Membran zu gelangen. Dabei beeinflusst die Perforation maßgeblich das akustische Rauschen eines MEMS-Mikrofons [58]. Die Membran besitzt ein Druckausgleichsloch und wird von beiden Seiten von einer dünnen Siliziumnitrid-Schicht umschlossen. Die Siliziumnitrid-Schicht dient der

2.2 Überblick über Mikrofontechnologien

elektrischen Isolation der Membran und verhindert einen Kurzschluss für den Fall, dass die Membran die Gegenelektrode berührt. Derzeitige Membrandicken bewegen sich in Bereichen von $0,1 \mu\text{m}$ bis $1 \mu\text{m}$. Der Abstand von der Membran zu den Gegenelektroden wird über die Dicke einer Siliziumoxid-Schicht festgelegt. Die Abstände zwischen Membran und Gegenelektrode bewegen sich im Bereich einiger μm und variieren je nach Sensordesign. Für die elektrische Kontaktierung des Sensor-Chips werden die Kontaktflächen zu Membran, Gegenelektroden und Träger-Silizium metallisiert.

Grundsätzlich beinhaltet ein Sensor-Chip eine dünne, schwingungsfähige Membran, die in einem definierten Abstand hinter einer, bzw. zwischen zwei relativ steifen Gegenelektroden liegt. Die Sensordimensionen (Größe, Dicke, Abstand, Perforation), sowie die Membranbeschaffenheit und -einspannung bestimmen die Sensitivität. Für die Entwicklung des programmierbaren MEMS-Mikrofons wird eine differentielle Sensorstruktur, wie in Abbildung 2.5 gezeigt, verwendet.

2.2.3 ASIC

Der ASIC-Chip beinhaltet die elektrische Beschaltung des Sensors. Abbildung 2.6 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen ASIC-Chips. Die externe Versorgungsspannung (V_{DD}) wird über einen linearen Spannungsregler (VREG) in eine interne Versorgungsspannung (AV_{DD}) gewandelt. Dies erlaubt es das Mikrofon über einen Versorgungsspannungsbereich, von derzeit ca. $1,8 \text{ V}$ bis $3,6 \text{ V}$, zu betreiben. Der Sensorkondensator C_{Sensor} wird mit einer konstanten, elektrischen Vorspannung U_{Bias} vorgeladen. Durch eine Vielfachung der AV_{DD} , zum Beispiel durch eine Dickson Ladungspumpe [30], können unterschiedliche Vorspannungen erzeugt werden. In der Regel liegen die Vorspannungen zwischen 9 V und 15 V [29]. Die Signalverstärkung und Signalanpassung erfolgen über einen Vorverstärker (PAMP). Dieser verstärkt die vom Sensorchip kommenden Wechselspannungsanteile und wirkt als Impedanzwandler. Beispiele für MEMS-Mikrofon Vorverstärkerschaltungen zeigen [57]

2 Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone

und [66] auf. Bei digitalen MEMS-Mikrofonen erfolgt nach der Verstärkung noch die Signalcodierung. Hier wird das analoge Ausgangssignal ($\text{Analog}_{\text{out}}$) in ein Digitalsignal ($\text{Digital}_{\text{out}}$) gewandelt. In der Regel erfolgt die Signalwandlung hier mit Hilfe einer Sigma-Delta $\Sigma\Delta$ Modulation. Hierfür wird ein zusätzlicher extern angelegter Takt (CLK) benötigt. Die weitere Arbeit befasst sich ausschließlich mit analogen MEMS-Mikrofonen. Ergänzende Literatur zu digitalen MEMS-Mikrofonen und deren akustische Charakterisierung liefert [33].

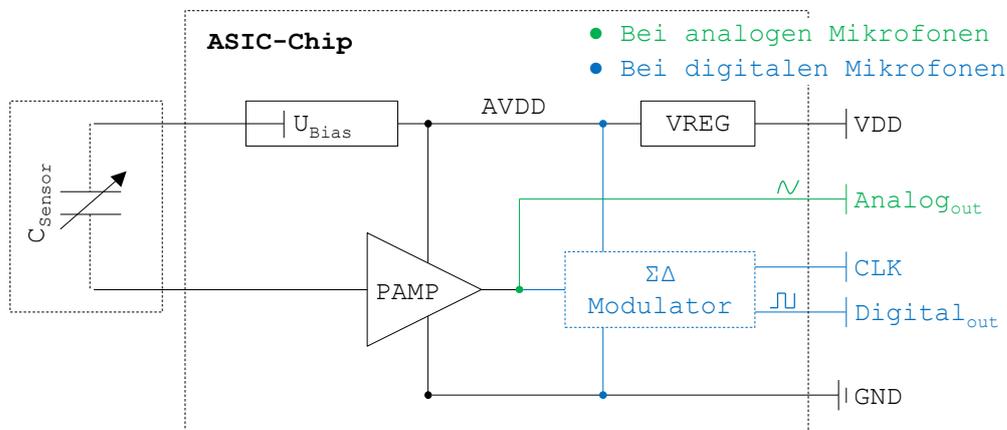


Abbildung 2.6: Blockschaltbild eines ASIC-Chips: Die externe Versorgungsspannung (VDD) wird über einen linearen Spannungsregler (VREG) in eine interne Versorgungsspannung (AVDD) gewandelt; Die elektrische Vorladung der Sensorkapazität C_{Sensor} erfolgt über eine konstante, elektrische Vorspannung U_{Bias} ; Der Vorverstärker (PAMP) dient der Signalverstärkung und der Impedanzanpassung; Bei digitalen MEMS-Mikrofonen erfolgt nach dem Vorverstärker noch Signalcodierung mittels Sigma-Delta $\Sigma\Delta$ Modulation; Für digitale Mikrofone ist ein externer Takt (CLK) notwendig.

Je nach Mikrofonauslegung, zum Beispiel digital, analog, unsymmetrisch oder differenziell, muss ein spezieller ASIC entwickelt und gefertigt werden. Entwicklungsziele bei der ASIC Entwicklung sind insbesondere kleinere Chipflächen und ein geringeres Rauschen. Untersuchungen zum ASIC bedingten Mikrofonrauschen zeigen, dass bei einem MEMS-Mikrofon der ASIC einen nicht unbedeutenden Rauschanteil von ca. 50% hat [55].

Ein weiterer Trend ist die Programmierbarkeit der ASIC-Chips. Erste Patente, wie zum Beispiel [25], beschreiben die Idee eines programmierbaren ASIC-Chips für ein MEMS-Mikrofon. Weiter befasst sich A. Barbieri in [66] mit der Entwicklung programmierbarer Mikrofon Vorverstärker (single-ended und differenziell). Dabei lassen sich die Verstärkerstufen von 0 dB bis zu 19,5 dB mit 1,5 dB/Stufe einstellen.

2.3 Messtechnik und mikrofonsspezifische Kenngrößen

Für die Charakterisierung von MEMS-Mikrofonen spielt die Messumgebung eine entscheidende Rolle. Betrachtet man eine eindimensionale, harmonische Welle eines Schalldrucks p in Abhängigkeit von Ort x und Zeit t

$$p(t, x) = p_0 \cdot \cos\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{\lambda}x\right) \quad (2.12)$$

so sind der zeitliche und räumliche Verlauf, bzw. die Frequenz f und die Wellenlänge λ , der Schwingung über die Schallgeschwindigkeit

$$c = \lambda \cdot f \quad \text{in } \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (2.13)$$

gekoppelt [67]. Die Schallgeschwindigkeit ist dabei von der Temperatur (T_{Celsius}) abhängig. Für trockene Luft kann diese in einem Temperaturbereich von -20°C und $+40^\circ\text{C}$ linear durch

$$c = 331,5 \frac{\text{m}}{^\circ\text{C} \cdot \text{s}} + 0,6 \cdot T_{\text{Celsius}} \quad (2.14)$$

genähert werden [1]. Bei einer Temperatur von 25°C ist die Schallgeschwindigkeit $346,5\text{ m/s}$. Die nachfolgenden Messungen finden, falls nichts anderes erwähnt, bei einer konstant gehaltenen Raumtemperatur von 25°C statt.

2.3.1 Druckkammermessprinzip

Bei der akustischen MEMS-Mikrofon Vermessung spielt deren Positionierung innerhalb der Messkammer eine entscheidende Rolle [67]. Eine Möglichkeit die Positionierungsgenauigkeit zu vernachlässigen, bietet das Druckkammermessprinzip, siehe Abbildung 2.7. Dabei wird die Luft in einem abgeschlossenen Volumen, ohne Druckausgleich mit der Außenwelt, periodisch komprimiert und somit ein Wechseldruck generiert [67].

Das Druckkammermessprinzip kann verwendet werden, wenn die Wellenlänge ($\lambda = c/f$) erheblich größer ist als die Druckkammer [67] [68]. Die Wellenausbreitung kann vernachlässigt werden, da der Schalldruck p an jedem Punkt in der Druckkammer gleich groß ist [67] [68]. Für die Druckänderung in der Druckkammer ist, unabhängig von der Frequenz, eine bestimmte Volumenänderung erforderlich [67]. Um zum Beispiel bei Normaldruck von 1013 hPa einen Schalldruck von 1 Pa zu erzeugen ist nach [67] eine relative Volumenänderung von 10^{-5} erforderlich. Für eine Druckkammer von 1 cm^3 würde dies einer Kompression von 10^{-5} cm^3 entsprechen. Bei einem angenommenen kreisförmigen Lautsprecher mit einer Fläche von $0,785 \text{ mm}^2$ müsste ein Kolbenmembran-Lautsprecher somit einen Hub von ungefähr $\pm 13 \text{ }\mu\text{m}$ ausführen.

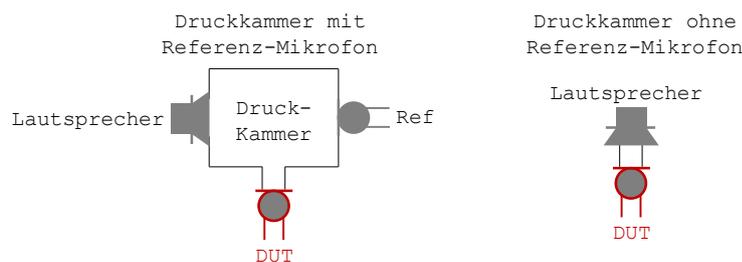


Abbildung 2.7: Druckkammermessprinzip: Druckkammer mit Device Unter Test (DUT) und Referenz-Mikrofon zur Kalibrierung der Messkammer (linkes Bild); Druckkammer ohne Referenz-Mikrofon nur mit DUT (rechtes Bild); Eine Kalibrierung der rechten Variante ist mit einem Golden Device (GD) möglich.

Um die Druckkammer zu kalibrieren, kann ein Referenzmikrofon mit integriert werden, siehe Abbildung 2.7 linkes Bild. Mit Hilfe des Referenzmikrofons kann über den Lautsprecher innerhalb der Druckkammer ein konstanter, definierter Schalldruck eingestellt werden. Dadurch ist es möglich MEMS-Mikrofone, zum Beispiel in einer Hochvolumenfertigung, absolut zu charakterisieren. Je höher jedoch der zu testende Schalldruck wird, desto mehr Hub muss der Lautsprecher ausführen. Bei einem harmonischen Schalldruck von 10 Pa müsste die Lautsprechermembran einen Hub von ungefähr $\pm 130 \mu\text{m}$ ausführen. Schafft der Lautsprecher den Schalldruckpegel nicht, wäre eine Abhilfe die Verkleinerung der Druckkammer. Dies kann zum Beispiel durch den Wegfall des Referenzmikrofons erreicht werden, siehe Abbildung 2.7 rechtes Bild. In diesem Fall kann die Kalibrierung der Druckkammer über ein sogenanntes Golden Device (kurz: GD) erfolgen. Das direkte Anbringen des zu testenden MEMS-Mikrofons an den Lautsprecher verkleinert das Volumen der Druckkammer auf ungefähr 1 mm^3 . Für einen harmonischen Schalldruck von 10 Pa würde dies einem Membranhub von ungefähr $\pm 0,13 \mu\text{m}$ entsprechen. Die nachfolgenden Messungen basieren alle auf dem Druckkammerprinzip.

2.3.2 Elektroakustische Messgrößen

Für die Charakterisierung von Mikrofonen gibt es verschiedene elektroakustische Messgrößen. Eine der wichtigsten Bezugsgrößen ist dabei der Schalldruckpegel (engl. sound pressure level; kurz SPL) [67]:

$$\text{SPL} = 20 \cdot \log\left(\frac{\tilde{p}}{p_0}\right) \quad \text{in dB} \quad (2.15)$$

Hier wird der an einem bestimmten Ort vorherrschende Effektivwert des Schalldrucks \tilde{p} in (Pa) ins Verhältnis zu einem Referenzdruck p_0 gesetzt. Dabei entspricht der Referenzdruck mit $2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ in etwa dem kleinsten, vom Menschen, bei 1 kHz wahrnehmbaren Schalldruck [67].

2 Stand der Technik: Kapazitive MEMS-Mikrofone

Der elektroakustische Übertragungsfaktor, die Empfindlichkeit oder die Sensitivität (engl. sensitivity) beschreibt das Verhältnis von Mikrofonausgangsspannung \tilde{U}_{out} zum angelegten Schalldruck. Dabei kann die Sensitivität in Millivolt pro Pascal (mV/Pa) angegeben werden, indem die Ausgangsspannung in Bezug zu einem normierten Schalldruck von 1 Pa (\approx SPL Wert von 94 dB) gesetzt wird. Üblicherweise wird die Sensitivität jedoch in Dezibel bezogen auf 1 V angegeben:

$$\text{Sensitivität} = \frac{20 \cdot \log\left(\frac{\tilde{U}_{\text{out}}}{1\text{V}}\right)}{1\text{Pa}} \quad \text{in } \frac{\text{dBV}}{\text{Pa}} . \quad (2.16)$$

Der Frequenzgang eines MEMS-Mikrofons stellt ähnlich dem in [2] mathematisch beschriebenen Kondensatormikrofon-Frequenzgang einen Bandpass dar. Innerhalb des Übertragungsbereichs ist ein flacher Frequenzgang erwünscht. Der für die Audiotechnik relevante Frequenzbereich liegt zwischen 16 Hz und 20 kHz und gilt im allgemeinen als Niederfrequenz-Bereich (NF), bzw. auch als Audio Frequency Range (AF) [67]. Anschauliche Untersuchungen des MEMS-Mikrofon Frequenzverhaltens liefern [31], [32], [43] und [44].

Das Audiosignal kann durch elektronische und mechanische Elemente der Wandlereinheiten beeinträchtigt werden. Dabei verursachen nichtlineare Kennlinien der einzelnen Baugruppen nichtlineare Signalverzerrungen, insbesondere Oberschwingungen, deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz sind. Die Bewertung der im Audiosignal enthaltenen gesamten harmonischen Verzerrungen (engl. total harmonic distortion; kurz THD) erfolgt mit

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n \tilde{u}_i^2}{\tilde{u}_1^2}} \cdot 100 \quad \text{in } \% . \quad (2.17)$$

Der THD beschreibt das Verhältnis des Effektivwertes der harmonischen Schwingungen höherer Ordnung zum Effektivwert der Grundschiwingung [67]. Je geringer der THD, desto geringer sind die nichtlinearen Verzerrungen und

2.3 Messtechnik und mikrofonsspezifische Kenngrößen

desto näher ist das Signal am Original. In der Regel ist ein THD ab 1 % für den Menschen wahrnehmbar und ein THD größer 10 % als unangenehm einzustufen. Derzeitige Smartphone Hersteller fordern THD Werte kleiner 1 % bei einem Schalldruckpegel bis 110 dB.

Der Rauschpegel (engl. noise level) eines Mikrofons beschreibt das elektrische Ausgangssignal für den Fall, dass das Mikrofon nicht beschallt wird. Einflussgrößen auf den Rauschpegel sind zum einen die über die Brownsche Molekularbewegung der Luftmoleküle angeregte Membranschwingung und zum anderen das elektrische Rauschen im ASIC (z.B. Schrot-, Nyquist- oder Generations-Rekombinations-Rauschen) [31]. In der Audiotechnik wird das Rauschlevel meist gewichtet angegeben. Dabei erfolgt die Frequenzbewertung einer Effektivwertmessung mit der A-Filterkurve und die einer Spitzenwertmessung mit der CCIR-Filterkurve [67]. Die A-gewichtete Bewertung spiegelt die frequenzabhängige Rauschwahrnehmung des Menschen wieder. Bewertete Pegel werden dabei mit Angabe der Bewertungskurve bezeichnet, z.B. dB(A) für eine A-gewichtete Messung [67].

Ein Bewertungskriterium, das den Zusammenhang von Sensitivität und Rauschen beschreibt, ist der sogenannte Signal zu Rausch Abstand. Dieser stellt die Differenz zwischen Sensitivität und Rauschlevel dar und wird bei einer A-gewichteten Messung mit der Einheit dB(A) angegeben. Derzeit übliche SNR Werte für MEMS Mikrofone liegen um die 65 dB(A).

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

Die wichtigsten Ziele bei der Entwicklung neuer Mikrofone sind ein hoher SNR und kleine Bauteilgrößen. Wie bereits erwähnt, bringt die Flip-Chip Montage Vorteile bezüglich der Gehäusegröße mit sich. Ein noch bestehender Nachteil dieser Aufbauvariante ist das kleinere Rückvolumen. Um die Sensitivität, bzw. den SNR zu steigern, wurde eine Flip-Chip Gehäusevariante mit großem Rückvolumen entwickelt. Diese soll einen differentiellen Sensor und einen ASIC-Chip beinhalten. Wie bei der Drahtbond Montage soll das Rückvolumen mit einer Metallkappe begrenzt werden.

3.1 Einfluss der Mikrofongeometrie auf die Empfindlichkeit

Bei MEMS-Mikrofonen beeinflussen eine Vielzahl von geometrischen Abmessungen das Frequenzverhalten. Die wichtigsten Größen des Sensor-Chips sind:

- Durchmesser, Dicke und Nachgiebigkeit der Membran und der Gegenelektrode
- Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode

3.1 Einfluss der Mikrofon geometrie auf die Empfindlichkeit

- Durchmesser, Abstand, Form und Anordnung der Perforationslöcher der Gegenelektrode
- Durchmesser, Form und Anzahl der Luftausgleichslöcher in der Membran

Die wichtigsten Größen des Mikrofongehäuses sind:

- Form und Volumen des Schallkanals und des Vorvolumens
- Größe des Rückvolumens

3.1.1 Lumped-Element Simulationsmodell

Da mechanische, elektrische und akustische Systeme durch die gleichen mathematischen Modelle beschrieben werden können, lassen sich, nach [32], die wichtigsten Elemente eines kapazitiven MEMS-Mikrofons mit Hilfe eines elektrischen Ersatzschaltbildes beschreiben. Trifft eine Schallwelle auf einen Hohlraum, wie zum Beispiel Vorvolumen, Rückvolumen oder Kondensatorspalt, und komprimiert die darin befindliche Luft, so wirkt dies wie ein akustisches Federelement [32]. In der elektrischen Analogie entspricht, nach [32], diese Hohlräumnachgiebigkeit C_H einer Kapazität mit dem Wert

$$C_H = \frac{V_H}{\rho_{Luft} \cdot c^2} \quad \text{in} \quad \frac{\text{m}^4 \text{s}^2}{\text{kg}} . \quad (3.1)$$

Dabei ist V_H das Hohlraumvolumen, ρ_{Luft} die Luftdichte und c die Schallgeschwindigkeit. Weiter kann die Luftbewegung im Schallkanal durch Grenzflächen behindert werden. An diesen Flächen erfährt der Luftstrom eine Reibung und es entsteht ein Druckabfall [32]. Derartige Strömungsverluste werden in der elektrischen Analogie mit einem seriellen Widerstand beschrieben. Für

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

einen zylinderförmigen Schallkanal durch ein Trägersubstrat ist, nach [32], der akustische Strömungswiderstand

$$R_{\text{In}} = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{\eta_{\text{Luft}} \cdot l_{\text{Kanal}}}{r_{\text{Kanal}}^4} \quad \text{in } \frac{\text{kg}}{\text{m}^4\text{s}}. \quad (3.2)$$

Dabei ist η_{Luft} die Viskosität der Luft, l_{Kanal} die Länge und r_{Kanal} der Radius des Schallkanals. Einen weiteren akustischen Strömungswiderstand liefert der Kondensatorspalt. Aufgrund der geringen Spalthöhe verursacht hier die Luftströmung eine Reibung an der Membran- und Gegenelektrode [32]. Nach den Berechnungen von Z. Skvor [69] kann der akustische Strömungswiderstand R_{gap} , für das Zusammenspiel perforierte Gegenelektrode zu Membran, mit

$$R_{\text{Gap}} = \frac{12 \cdot \eta_{\text{Luft}} \cdot X_0^2}{x_0^3 \cdot A_{\text{Mem}}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \ln \frac{X_0}{r_{\text{Perf}}} - \frac{3}{8} + \frac{r_{\text{Perf}}^2}{2X_0^2} - \frac{r_{\text{Perf}}^4}{8X_0^4} \right) \quad \text{in } \frac{\text{kg}}{\text{m}^4\text{s}} \quad (3.3)$$

berechnet werden. Dabei ist x_0 der Elektrodenabstand, A_{Mem} die Membranfläche, r_{Perf} der Radius der Perforationslöcher in der Gegenelektrode und X_0 der effektive Abstand der Perforationslöcher zueinander. Für eine Wabenstruktur mit gleichbleibendem Abstand d_{Perf} zwischen den einzelnen Waben, wie sie auch bei dem hier verwendeten Sensor vorliegt, gilt $X_0 = 0,525 \cdot d_{\text{Perf}}$ [32]. Die Anzahl der Löcher N_{Perf} in der Gegenelektrode lässt sich näherungsweise über das Verhältnis der gesamten Gegenelektrodenfläche ($\pi \cdot r_{\text{Elektrode}}^2$) zur effektiven Fläche eines Perforationsloches ($\pi \cdot X_0$) bestimmen.

Die Modellierung der akustischen Masse eines Kanalinneren erfolgt mit einer seriellen Induktivität [32]. Dies gilt, wenn der Kanaldurchmesser und -länge um ein vielfaches kleiner als die Wellenlänge ist [31]. Für die Kanalöffnung kann eine Mündungskorrektur mit einer effektiven Länge von ($\approx l_{\text{Kanal}} + 2 \cdot 0,8 \cdot r_{\text{Kanal}}$) erfolgen [68]. Die akustische Masse des Schalloches L_{In} ist, nach [32],

$$L_{\text{In}} = \rho_{\text{Luft}} \cdot \frac{l_{\text{Kanal}} + 2 \cdot 0,8 \cdot r_{\text{Kanal}}}{r_{\text{Kanal}}^2 \cdot \pi} \quad \text{in } \frac{\text{kg}}{\text{m}^4}. \quad (3.4)$$

3.1 Einfluss der Mikrofongeometrie auf die Empfindlichkeit

Der Schalldruck verursacht an der Gegenelektrode auf Grund ihrer Perforation keine Auslenkung. Somit kann die Gegenelektrode annähernd als starr betrachtet werden. Im Gegensatz zur starren Gegenelektrode, stellt die Membran ein mechanisch schwingendes System mit kontinuierlicher Steifigkeits- und Masseverteilung dar [32]. Unter der Annahme, dass für die Membranauslenkung ein gemittelter Effektivwert ausreicht und die Schwingungsamplitude sehr klein gegenüber dem Kondensatorspalt ist, kann mit einem Kolbenmembran Modell gerechnet werden [32]. Da mechanische Reibungsverluste, auf Grund der sehr guten Eigenschaften von Silizium, vernachlässigt werden können, kann das Kolbenmembran-Modell mit einer effektiven Feder und Masse beschrieben werden [32]. In der elektrischen Analogie entspricht dies einer Reihenschaltung aus einem Kondensator und einer Induktivität. Der Kondensatorwert für die akustische Nachgiebigkeit der Membran C_{Mem} lässt sich mit

$$C_{\text{Mem}} = C_{\text{Mech}} \cdot A_{\text{Mem}} \quad \text{in } \frac{\text{m}^4\text{s}^2}{\text{kg}} \quad (3.5)$$

beschreiben [31] [32]. Dabei beschreibt C_{Mech} die mechanische Nachgiebigkeit der Membran und A_{Mem} die Membranfläche. Über die Messung der Kollapsspannung U_{Kollaps} und den Abstand Membran zu Gegenelektrode x_0 lässt sich die mechanische Nachgiebigkeit der Membran C_{Mech} , wie in [31] gezeigt, mit

$$C_{\text{Mech}} = \frac{8 \cdot x_0^3}{27 \cdot \epsilon \cdot U_{\text{Kollaps}}^2} \quad \text{in } \frac{\text{m}^2\text{s}^2}{\text{kg}} \quad (3.6)$$

bestimmen. Die Induktivität die im elektrischen Modell der Masse der Membran entspricht ist, nach [32],

$$L_{\text{Mem}} = \frac{d_{\text{Mem}} \cdot \rho_{\text{Silizium}}}{A_{\text{Mem}}} \cdot f_{\text{Mass}} \quad \text{in } \frac{\text{kg}}{\text{m}^4} \quad (3.7)$$

Dabei ist A_{Mem} die Membranfläche, d_{Mem} die Membrandicke, ρ_{Silizium} die Materialdichte von Silizium und f_{Mass} das Verhältnis von dynamisch wirksamer und physikalischer Membranmasse [32]. Nach D. Hohm [70] beträgt das Masseverhältnis f_{Mass} für eine geschlossene Membran unter einer mechanischen Span-

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

nung in etwa 1,5. Um die Abstrahlverluste der Membran an die Umgebung mit einzubeziehen, kann die Strahlungsimpedanz Z_{Rad} mit

$$Z_{\text{Rad}} = R_{\text{Rad}} + j\omega \cdot L_{\text{Rad}} = \frac{\pi \rho_{\text{Luft}} r_{\text{Mem}}^4}{2c} \cdot \omega^2 + j\omega \cdot \frac{8\rho_{\text{Luft}}}{3\pi^2 r_{\text{Mem}}} \quad (3.8)$$

beschrieben werden [31] [32]. Nach M. Winter [31] können folgende Annahmen für das Aufstellen eines Lumped-Element Simulationsmodell getroffen werden:

- Da die Gegenelektrode nicht schwingt, kann die akustische Nachgiebigkeit und die mechanische Masse der Gegenelektrode vernachlässigt werden.
- Die akustische Masse der Luftausgleichslöcher $L_{\text{In(Venthole)}}$ und der Perforationslöcher $L_{\text{In(Gegenelektrode)}}$, sowie die Hohlraumnachgiebigkeit des Kondensatorspalts $C_{\text{H(Gap)}}$ können wegen ihrer kleinen Volumina vernachlässigt werden.
- Durch den hochohmigen in Serie geschalteten Widerstand des Luftspalts R_{Gap} kann der Realteil der Strahlungsimpedanz R_{Rad} vernachlässigt werden.

Mit Hilfe dieser Erkenntnisse, lässt sich das in [31] verwendete Lumped-Element Simulationsmodell um eine zweite Gegenelektrodenstruktur erweitern, wie bereits in [43] und [71] gezeigt. Mit Hilfe des in Abbildung 3.1 dargestellten erweiterten Simulationsmodell lassen sich die geometrischen Änderungen auf den MEMS-Mikrofon Frequenzgang näher untersuchen.

Die Anregung durch den Schall wird durch eine Wechselspannung simuliert. Wie aus Abbildung 3.1 ersichtlich, gelangt der Schall über den Schallkanal, mit der akustischen Masse $L_{\text{In(Schallkanal)}}$ und dem Strömungswiderstand $R_{\text{In(Schallkanal)}}$, in das Gehäusevolumen, mit der Hohlraumnachgiebigkeit $C_{\text{H(Vorvolumen)}}$. Die Strömungswiderstände der beiden perforierten Gegenelektroden $R_{\text{In(Gegenelektrode)}}$, der beiden Kondensatorspalte R_{Gap} und des Membran Luftausgleichsloch (engl. venthole) $R_{\text{In(Venthole)}}$ verursachen eine Dämpfung

3.1 Einfluss der Mikrofongeometrie auf die Empfindlichkeit

des Schalldrucks. Die Membran, mit der Nachgiebigkeit C_{Mem} , erfährt über den Schalldruck eine Auslenkung. Dabei beschleunigt der Schalldruck die Membrannasse L_{Mem} und den Masseanteil der Strahlungsimpedanz L_{Rad} . Die Schwingung der Membran verursacht eine Kompression, bzw. Expansion der im abgeschlossenen Rückvolumen, mit der Hohlraumnachgiebigkeit $C_{H(Rückvolumen)}$, eingeschlossenen Luft. [31]

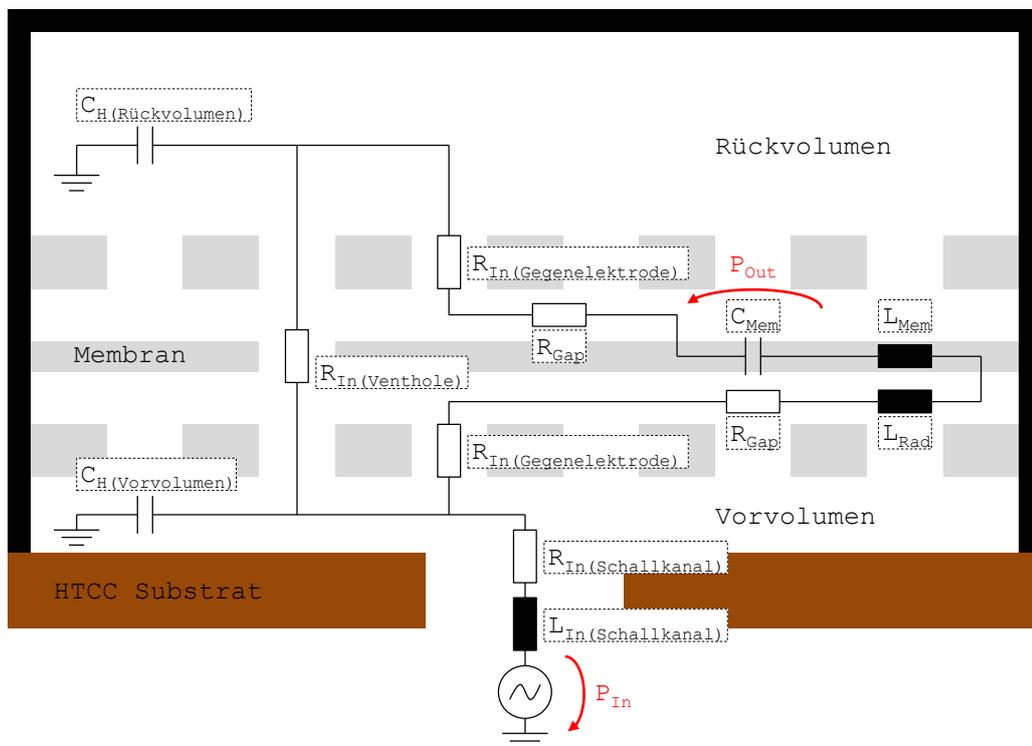


Abbildung 3.1: Lumped-Element Simulationsmodell eines differentiellen Mikrofonns: Schallanregung über Wechselspannung; Strömungswiderstände $R_{In(Schallkanal)}$, $R_{In(Gegenelektrode)}$, R_{Gap} und $R_{In(Venthole)}$; Hohlraumnachgiebigkeiten $C_{H(Vorvolumen)}$ und $C_{H(Rückvolumen)}$; Membrannachgiebigkeit C_{Mem} ; Membrannasse L_{Mem} ; Masseanteil der Strahlungsimpedanz L_{Rad} .

Aus den Parametern (Dichte Silizium $\rho_{Silizium} = 2,33 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$; Dichte Luft $\rho_{Luft} = 1,29 \text{ kg/m}^3$; Viskosität der Luft $\eta_{Luft} = 18,4 \cdot 10^{-6} \text{ kg/(m s)}$; Schallgeschwindigkeit $c = 344 \text{ m/s}$ [1], der Kollapsspannung $U_{Kollaps} = 13 \text{ V}$ [31] und den in Abbildung 3.2 dargestellten Geometrieparametern des neuen differenti-

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

ellen Sensor-Chips, sowie durch den bisherigen MEMS-Mikrofonaufbau lassen sich die einzelnen Werte für das Simulationsmodell ermitteln, siehe Tabelle 3.1.

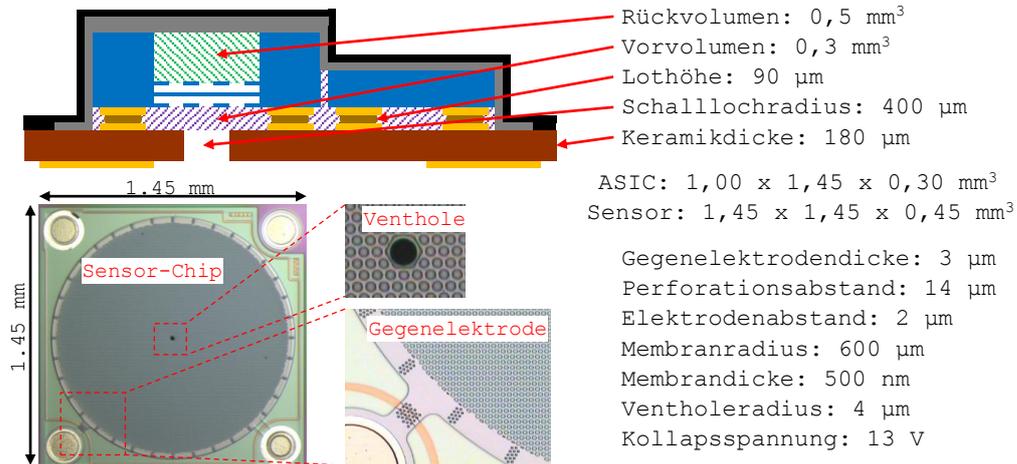


Abbildung 3.2: Geometrischen Abmessungen des bisherigen MEMS-Mikrofonbaus und des neuen differenziellen Sensor-Chips. (Bild nach [43] [72])

Bezeichnung	Formel	Ergebnis
$C_H(\text{Vorvolumen})$	(3.1)	$2,1 \cdot 10^{-15} \text{ m}^4\text{s}^2/\text{kg}$
$C_H(\text{Rückvolumen})$	(3.1)	$3,3 \cdot 10^{-15} \text{ m}^4\text{s}^2/\text{kg}$
C_{Mem}	(3.5)	$1,8 \cdot 10^{-15} \text{ m}^4\text{s}^2/\text{kg}$
L_{Mem}	(3.7)	$1,6 \cdot 10^3 \text{ kg}/\text{m}^4$
L_{Rad}	(3.8)	$5,8 \cdot 10^2 \text{ kg}/\text{m}^4$
$L_{\text{In}}(\text{Schallkanal})$	(3.4)	$2,1 \cdot 10^3 \text{ kg}/\text{m}^4$
$R_{\text{In}}(\text{Schallkanal})$	(3.2)	$3,3 \cdot 10^5 \text{ kg}/\text{m}^4\text{s}$
R_{Gap}	(3.3)	$1,9 \cdot 10^7 \text{ kg}/\text{m}^4\text{s}$
$R_{\text{In}}(\text{Gegenelektrode})$	(3.2) $\cdot N_{\text{Perf}}^{-1}$	$2,7 \cdot 10^7 \text{ kg}/\text{m}^4\text{s}$
$R_{\text{In}}(\text{Venthole})$	(3.2)	$9,2 \cdot 10^{10} \text{ kg}/\text{m}^4\text{s}$

Tabelle 3.1: Errechnete Werte der einzelnen Netzwerkkomponenten.

3.1.2 Einfluss des Rückvolumens auf die elektroakustischen Parameter

Mit Hilfe des elektrischen Netzwerkmodells kann berechnet werden, wie sich der Frequenzgang bei Änderungen der Mikrofon geometrie ändert. Abbildung 3.3 zeigt die Auswirkungen verschiedener Parametervariationen. Die Ergebnisse basieren auf einer von M. Loibl durchgeführten Simulationsarbeit [71] und werden hier zusammenfassend dargestellt.

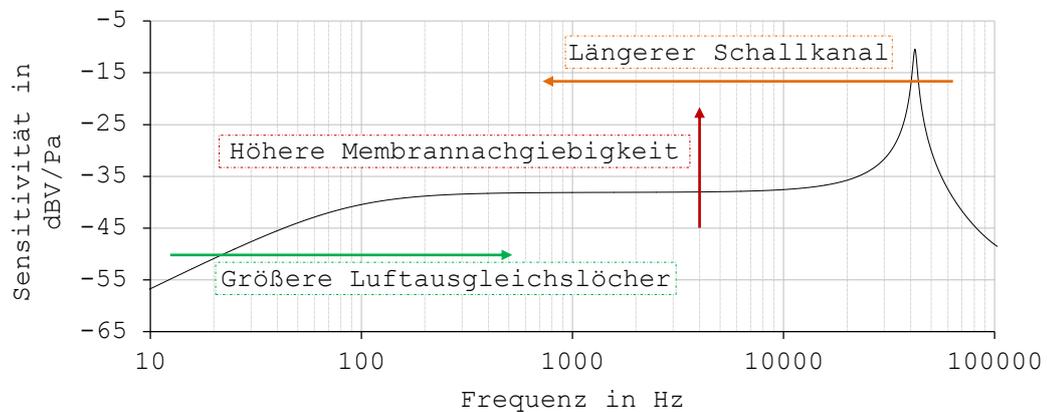


Abbildung 3.3: Auswirkungen von Parametervariationen auf den Frequenzgang: Bandpasscharakteristik von ca. 100 Hz bis 10 kHz; Niederfrequente Hochpasscharakteristik wird durch die Luftausgleichslöcher in der Membran bestimmt; Begrenzung des flachen Frequenzganges durch eine Resonanz bei ungefähr 40 kHz; Je länger der Schallkanal, desto weiter verlagert sich die Resonanz in den niederfrequenten Bereich; Größere Luftausgleichslöcher verschieben die Grenzfrequenz des Hochpasses in einen niederfrequenten Bereich und dämpfen die erste Resonanz; Je größer die akustische Nachgiebigkeit, desto größer ist die Sensitivität. [71] (Bild nach [71])

Der Frequenzgang weist eine Bandpasscharakteristik auf. Innerhalb des Übertragungsbereiches, hier ungefähr 100 Hz bis 10 kHz, liegt ein flacher Frequenzgang vor. Die Dämpfung im niederfrequenten Bereich dient der Unterdrückung unerwünschter Signale, wie zum Beispiel Windrauschen. Im höherfrequenten Bereich wird der flache Frequenzgang durch eine Resonanz begrenzt, hier ungefähr bei 40 kHz. Dabei wird die Resonanz maßgeblich von der Länge, bzw. Form, des Schallkanals beeinflusst. Je länger der Schallkanal, bzw. je größer

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

das Vorvolumen ist, um so mehr verschiebt sich die Resonanz zu niedrigeren Frequenzen und beeinflusst den Frequenzgang im akustischen Frequenzbereich. Eine ausführliche Simulation zu dieser Thematik ist in [73] aufgezeigt und wird hier nicht ausführlich behandelt. Die Dämpfung im niederfrequenten Bereich wird durch die Luftausgleichslöcher in der Membran verursacht. Bei einem eintreffenden Schalldruck und einer daraus resultierenden Membranauslenkung findet über diese ein Druckausgleich zwischen Vor- und Rückvolumen statt. Die Höhe des Druckausgleichs wird durch die Größe der Luftausgleichslöcher festgelegt. Je nach Frequenz kann somit die Membran mehr oder weniger stark darauf reagieren. Dies bedeutet, dass bei niederfrequenteren Schalldrücken die Auslenkung der Membran reduziert wird. Mit Abnahme der Luftausgleichslochgröße verlagert sich die untere Grenzfrequenz des Bandpasses in den niederfrequenteren Bereich. Einfluss auf den Übertragungsbereich lässt sich über die akustische Nachgiebigkeit der Membran C_{Mem} nehmen. Je größer die akustische Nachgiebigkeit, desto größer ist die Sensitivität. Dabei wird die akustische Nachgiebigkeit unter anderem über Membranradius, Membrandicke, Elastizitätsmodul und mechanische Vorspannung bestimmt [32].

Das Rückvolumen beeinflusst die Auslenkung der Membran durch die Kompression und Expansion der darin befindlichen Luft. So lässt sich über eine Vergrößerung des Rückvolumens eine Verringerung der Rückstellkraft auf die Membran erreichen. Dies führt zu einer Erhöhung der Sensitivität. Um diese Annahme zu überprüfen, wird der Frequenzgang, anhand der vorher aufgestellten Parameter, mit verschiedenen Rückvolumina simuliert. Abbildung 3.4 zeigt die Simulationsergebnisse für Rückvolumina von $0,25 \text{ mm}^3$, $0,5 \text{ mm}^3$, $1,0 \text{ mm}^3$, $3,5 \text{ mm}^3$ und $5,0 \text{ mm}^3$.

3.1 Einfluss der Mikrofon geometrie auf die Empfindlichkeit

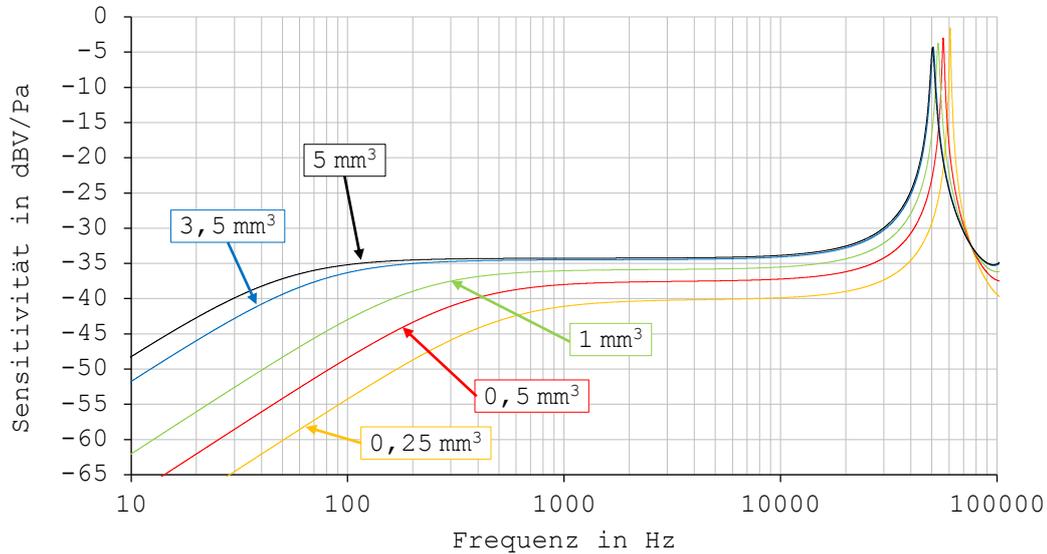


Abbildung 3.4: Simulationsergebnisse des Frequenzganges für unterschiedliche Rückvolumina ($0,25 \text{ mm}^3$, $0,5 \text{ mm}^3$, $1,0 \text{ mm}^3$, $3,5 \text{ mm}^3$ und $5,0 \text{ mm}^3$): Eine Vergrößerung des Rückvolumens hat eine Erhöhung der Sensitivität und eine Verschiebung der Grenzfrequenz zur Folge; Sättigung der Sensitivitätssteigerung bei zu großen Rückvolumina.

Es zeigt sich, dass eine Vergrößerung des Rückvolumens höhere Sensitivitäten zur Folge hat. Neben der Sensitivitätserhöhung verschiebt sich auch die Grenzfrequenz in den niederfrequenten Bereich. Beides hängt mit der geringeren Rückstellkraft auf die Membran zusammen. Vereinfacht gesagt regiert die Membran mit zunehmendem Rückvolumen sensibler auf Druckschwankungen. Des weiteren ist eine Sättigung der Sensitivitätssteigerung sichtbar. Grund hierfür ist die mit der Vergrößerung des Rückvolumens immer geringer werdende Rückstellkraft. Bei großen Rückvolumen ist der Beitrag des Rückvolumens zur Rückstellkraft klein gegenüber der Rückstellkraft durch die Zugspannung der Membran. Nach [55] und [58] hat das Rückvolumen keinen relevanten Einfluss auf das Rauschen. Somit lässt sich über die Vergrößerung des Rückvolumens eine Erhöhung der Sensitivität bei einem nahezu gleichbleibendem Mikrofonrauschen erzielen.

Im Bereich kommerzieller MEMS-Mikrofone wird die Rückvolumengröße meist von der Anwendung, zum Beispiel über Spezifikationen der Einbauhöhe und

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

Gehäuseabmessungen, vorgegeben. Eine detaillierte Beschreibung des Aufbau-
prozesses eines MEMS-Mikrofons mit großem Rückvolumen liefert der folgende
Abschnitt.

3.2 Fertigung von Flip-Chip Mikrofonen mit großem Rückvolumen

In diesem Kapitel wird eine neue Flip-Chip Gehäusetechnologie für MEMS-
Mikrofone mit großem Rückvolumen vorgestellt. Die Technologie basiert auf
der in Kapitel 2.2.1 vorgestellten Flip-Chip Technologie. Ein neu entwickel-
ter Prozess, zur Trennung von Vor- und Rückvolumen, ermöglicht ein großes
Rückvolumen. Das Herstellungsverfahren des neuen Flip-Chip MEMS-Mikro-
fon Gehäuse mit großem Rückvolumen, nach [43], wird nachfolgend detailliert
beschrieben. Die einzelnen Prozessschritte werden an sogenannten Mikrofonpan-
nels vorgenommen. Je nach Mikrofongröße befinden sich etwa 1000 Mikrofone
auf einem Panel. Der Anschaulichkeit halber sind die nachfolgenden Prozess-
schritte in einem schematischen Querschnitt mit je zwei Mikrofonen dargestellt.

Für das programmierbare MEMS-Mikrofon wurde als Trägersubstrat eine High
Temperature Cofired Ceramic (HTCC) verwendet, siehe Abbildung 3.5. Die-
se hat laut H.W. Markstein in [74] und M. Winter in [31] eine ausreichende
elektrische Isolation, einen kleinen Temperatursdehnungskoeffizient und eine
ausreichend glatte Oberfläche.

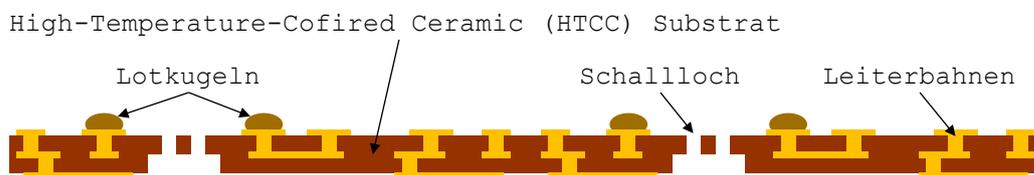


Abbildung 3.5: High Temperature Cofired Cermaic (HTCC) Substrat mit Leiter-
bahnen, Schalleintrittslöchern und Lotkugeln. (Bild nach [43])

3.2 Fertigung von Flip-Chip Mikrofonen mit großem Rückvolumen

In und auf der Keramik (Al_2O_3) befinden sich die Schalleintrittslöcher, die Kontaktpads (Nickel-Gold) und die Leiterbahnstrukturen (Molybdän und Wolfram) [31]. Des Weiteren sind auf der Keramik bereits die Lotkugeln für den Sensor-Chip aufgebracht. Anders als beim ASIC-Chip, dessen Oberfläche passiviert ist, erlaubt es das verwendete Schablonendruckverfahren nicht die Lotkugeln direkt auf dem Sensor-Chip aufzubringen ohne die Membran zu verschmutzen oder zu beschädigen. Aus diesem Grund werden die Lotkugeln für den Sensor-Chip auf die Keramik aufgebracht. In einem anschließenden Schritt werden die differentiellen Sensor-Chips durch Pick-and-Place auf der Keramik positioniert und mit Hilfe eines Reflow-Prozesses verlötet, siehe Abbildung 3.6.

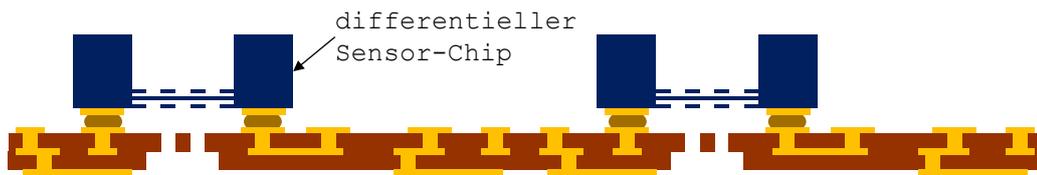


Abbildung 3.6: Positionieren der differentiellen Sensor-Chips auf den keramikseitig aufgetragenen Lotkugeln durch Pick-and-Place und anschließendes Verlöten durch Reflow-Prozess. (Bild nach [43])

Die Bestückung der programmierbaren ASIC-Chips erfolgt ähnlich wie die der Sensor-Chips. Die mit Lotkugeln versehenen ASIC-Chips werden ebenfalls durch Pick-and-Place auf der Keramik positioniert und in einem zweiten Reflow-Prozessschritt verlötet, siehe Abbildung 3.7.

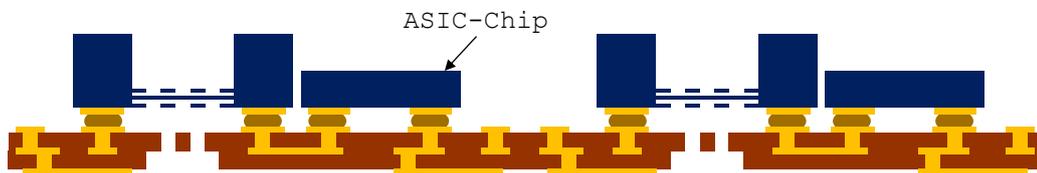


Abbildung 3.7: Positionieren der mit Lotkugeln bestückten ASIC-Chips durch Pick-and-Place und anschließendes Verlöten durch Reflow-Prozess. (Bild nach [43])

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

Im Gegensatz zum Drahtbond Aufbau, bei denen die Sensor-Chips einseitig vollständig mit dem Trägersubstrat verklebt werden, ist eine Trennung von Vor- und Rückvolumen beim Flip-Chip Aufbau nicht vorhanden. Durch die Verlotung des Sensor-Chips mit der Keramik an dessen vier Ecken entsteht eine Verbindung der beiden Volumina zwischen den Lotkugeln. Für die Separation von Vor- und Rückvolumen kommt eine Polymer-Folie zum Einsatz [31] [34]. Diese wird mit einem Vakuum-Laminierprozess auf das Keramiksubstrat aufgebracht. Dabei wird unterhalb der Folie ein Unterdruck erzeugt und die Folie auf das Substrat laminiert. Ein Problem bei dem Prozess ist, dass die Polymer-Folie nicht nur die beiden Chips umschließt, sondern auch in den Sensor-Chip hineingezogen wird, siehe Abbildung 3.8.

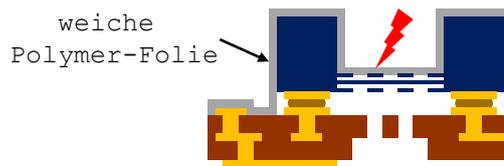


Abbildung 3.8: Problematik des Polymer-Folien Laminationsprozesses: Durch Vakuum wird die Polymer-Folie auf die Gegenelektrode des Sensorchips laminiert und minimiert somit das Rückvolumen.

Wie in Abbildung 3.8 ersichtlich, wird dadurch die Polymer-Folie auf die obere Gegenelektrode laminiert und somit das Mikrofon Rückvolumen minimiert. Eine Lösung hierfür ist der vorherige Verschluss des Sensor Rückvolumens über eine starre Folie. Hierfür wird unter definiertem Druck und Temperatur eine starre Lift-Off Folie auf das Mikrofonpanel laminiert, siehe Abbildung 3.9.

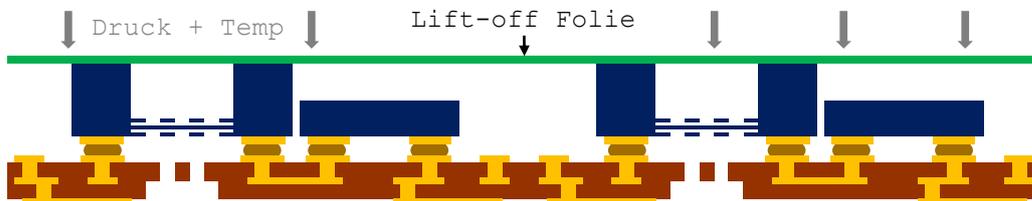


Abbildung 3.9: Lamination einer starren Lift-Off Folie zum mechanischen Verschluss des Sensor Rückvolumens. (Bild nach [43])

3.2 Fertigung von Flip-Chip Mikrofonen mit großem Rückvolumen

Durch deren starre Beschaffenheit legt sich die Folie ausschließlich auf den höheren Sensor-Chip und verschließt dessen Rückvolumen. Da die Lift-Off Folie ausschließlich zum Schutz des Sensor Rückvolumens dient, muss diese, vor der Lamination der weichen Polymer-Folie, an den nicht benötigten Stellen entfernt werden. Hierfür wird mit Hilfe eines Lasers auf der Oberseite des Sensors die Lift-Off Folie kreisförmig eingeschnitten, siehe Abbildung 3.10.

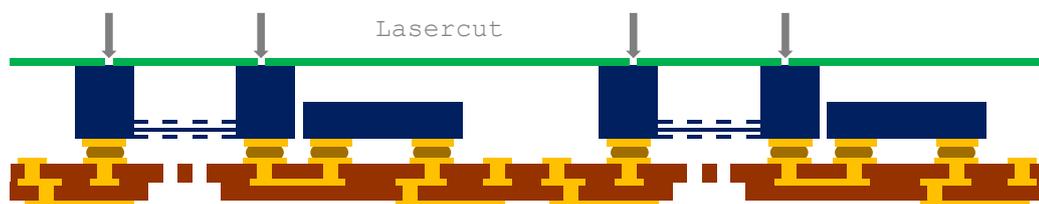


Abbildung 3.10: Kreisförmiger Einschnitt der Lift-Off Folie an der Oberseite des Sensors mittels eines Lasers. (Bild nach [43])

Anschließend werden die nicht benötigten Lift-Off Folienteile entfernt. Übrig bleibt das Mikrofonpanel mit den verschlossenen Sensor-Chips, siehe Abbildung 3.11.

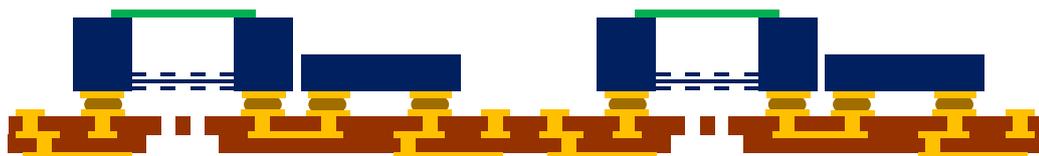


Abbildung 3.11: Nach Entfernen der nicht benötigten Folienteile, Mikrofonpanel mit den über die Lift-Off Folie verschlossenen Sensoren. (Bild nach [43])

Danach werden die beiden Chips mit Hilfe einer Polymer Folie umschlossen. Diese wird mittels Vakuum und thermischer Lamination aufgebracht, siehe Abbildung 3.12.

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

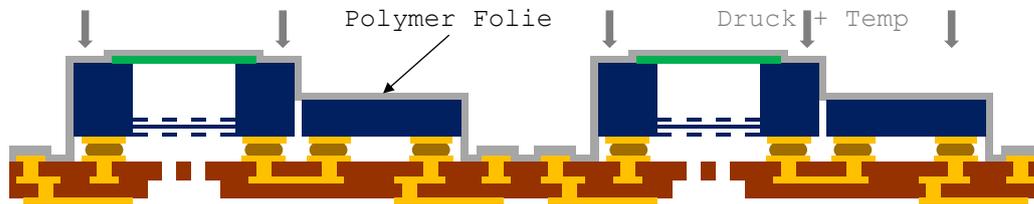


Abbildung 3.12: Separierung des Vor- und Rückvolumens durch ein Umschließen der beiden Chips mit Hilfe einer Polymer-Folie: Das Aufbringen der Polymer-Folie erfolgt mittels Vakuum und thermischer Lamination. (Bild nach [43])

Dadurch ergibt sich ein, über die Lothöhe und Chipfläche, errechnetes Vorvolumen von $0,3 \text{ mm}^3$. Da sich die Polymer-Folie nicht nur um die beiden Chips herum legt, sondern sich auch der Keramik und ihren Leiterbahnflächen anpasst, muss die Folie im Bereich der elektrischen Kontaktflächen und der Keramik-Sägestraßen entfernt werden, siehe Abbildung 3.13. Das Entfernen der Polymer-Folie geschieht mittels eines Laser Ablationsprozesses.

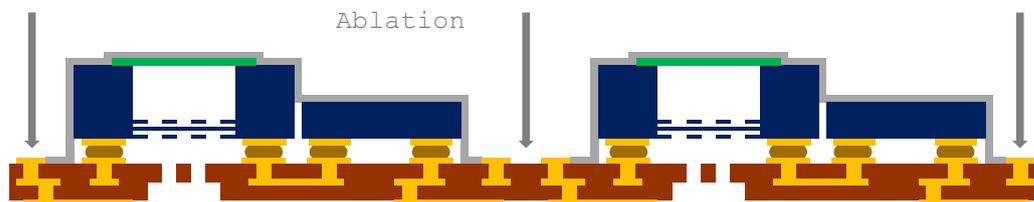


Abbildung 3.13: Freilegen der elektrischen Kontaktflächen und der Keramik-Sägestraßen durch das Entfernen der Polymer-Folie mittels eines Laser Ablationsprozesses. (Bild nach [43])

Um ein großes Mikrofon Rückvolumen zu erhalten, muss die auf dem Sensor-Chip aufgebrachte Folie, wie bereits in [37] gezeigt, entfernt werden. Hierfür wird, wie auch schon bei der Lift-Off Folie, ein kreisförmiger Einschnitt auf der Oberseite des Sensors vorgenommen, siehe Abbildung 3.14.

3.2 Fertigung von Flip-Chip Mikrofonen mit großem Rückvolumen

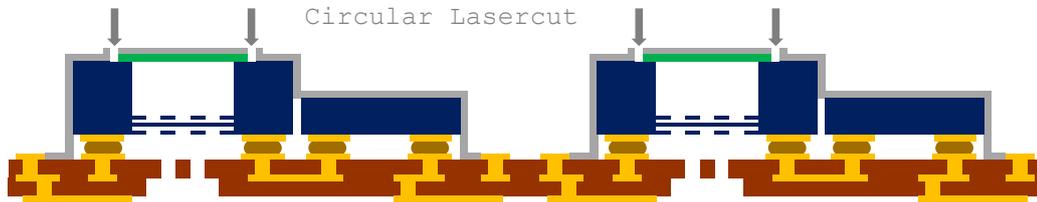


Abbildung 3.14: Kreisförmiger Einschnitt der beiden Folien an der Oberseite des Sensors mittels eines Lasers. (Bild nach [43])

Anschließend werden die beiden Folien, Lift-Off und Polymer, von der Sensorrückseite entfernt und somit das Mikrofonrückvolumen geöffnet, siehe Abbildung 3.15.

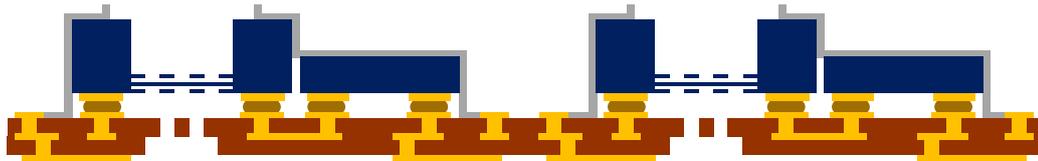


Abbildung 3.15: Entfernen der beiden Folien, Lift-Off und Polymer, von der Sensorrückseite und Freilegen des Mikrofonrückvolumens. (Bild nach [43])

Um das Mikrofon Rückvolumen zu begrenzen und den Sensor-Chip vor äußeren Einflüssen zu schützen wird das Mikrofon mit einer Metallkappe verschlossen. Zum Schutz vor elektromagnetischen Störern wird die Metallkappe mit einem elektrisch leitfähigen Kleber, über die auf der Keramik vorgesehenen Kontaktflächen, an die Mikrofon Masse angebunden. Eine elektromagnetische Beeinflussung des Mikrofonsignals kann zum Beispiel aufkommen, wenn das Mikrofon im Mobiltelefon in der Nähe der Antenne angebracht wird. Hier können Sendesignale das Mikrofon Ausgangssignal beeinflussen. Für die Anbindung der Metallkappe wird ein leitfähiger Kleber lückenlos rund um die beiden Chips, auf den dafür vorgesehenen elektrischen Kontaktflächen, aufgetragen. Im Anschluss daran wird die Metallkappe aufgesetzt und der Kleber thermisch ausgehärtet, siehe Abbildung 3.16.

3 Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen

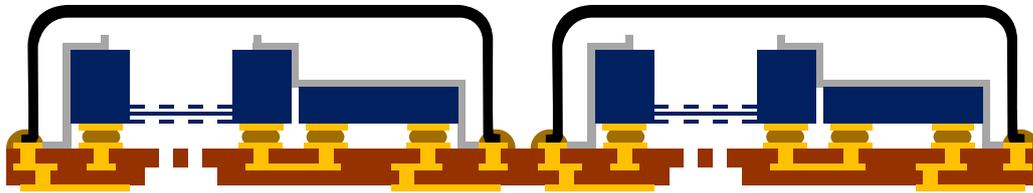


Abbildung 3.16: Begrenzung des Rückvolumens durch Aufbringen einer Metallkappe: Zum Schutz vor elektromagnetischen Einflüssen wird die Metallkappe mit einem leitfähigen Kleber an die Mikrofon Masse angebunden. (Bild nach [43])

Dadurch ergibt sich ein Rückvolumen von $3,4 \text{ mm}^3$. Ein Sägeprozess vereinzelt die auf dem Panel befindlichen MEMS-Mikrofone. Abbildung 3.17 zeigt einen schematischen Querschnitt des fertig prozessierten MEMS-Mikrofongehäuses mit großem Rückvolumen.

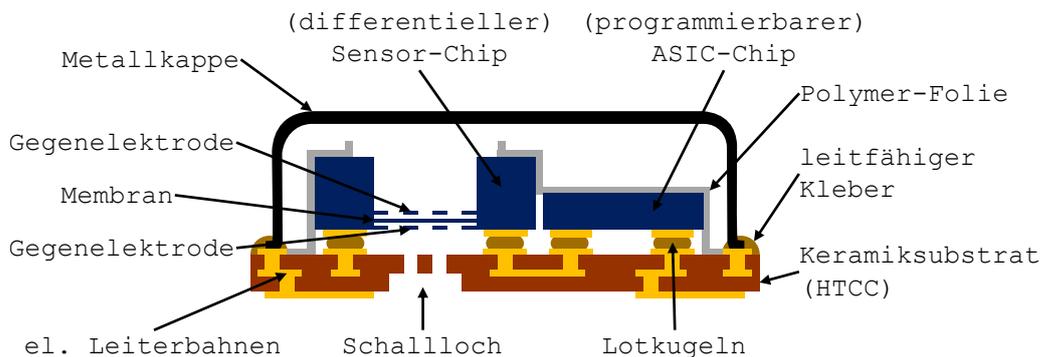


Abbildung 3.17: Schematischer Querschnitt des MEMS-Mikrofongehäuses mit großem Rückvolumen: Gehäusegröße von $3,35 \times 2,5 \times 1,0 \text{ mm}^3$; Vorvolumen $0,2 \text{ mm}^3$ und Rückvolumen $3,4 \text{ mm}^3$. (Bild nach [43] [75])

Bedingt durch die Größe des differentiellen Sensors ($1,45 \times 1,45 \times 0,45 \text{ mm}^3$) und des programmierbaren ASICs ($1,00 \times 1,45 \times 0,30 \text{ mm}^3$) ergibt sich ein Mikrofongehäuse mit Abmessungen von $3,35 \times 2,5 \times 1,0 \text{ mm}^3$. Das MEMS-Mikrofon besitzt ein Vorvolumen von ungefähr $0,2 \text{ mm}^3$ und ein Rückvolumen von ungefähr $3,4 \text{ mm}^3$. Bei dem Flip-Chip Aufbau ist, im Vergleich zum Drahtbond Aufbau, ein Rückvolumen möglich, das um das freigeätzte Sensorvolumen von ungefähr $0,5 \text{ mm}^3$ größer ist. Unter Annahme einer Drahtbond-Montage

3.2 Fertigung von Flip-Chip Mikrofonen mit großem Rückvolumen

mit den selben Chipgrößen und unter Vernachlässigung des Polymerfolienvolumens würde das errechnete Rückvolumen bei $3,1 \text{ mm}^3$ ($= 3,4 \text{ mm}^3 - 0,5 \text{ mm}^3 + 0,2 \text{ mm}^3$) liegen. Bei gleichbleibenden Gehäuseabmessungen entspricht dies einem um 8,8 % größeren Rückvolumens. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird das hier vorgestellte MEMS-Mikrofon mit großem Rückvolumen verwendet.

4 Programmierbares MEMS-Mikrofon

Die elektroakustischen Eigenschaften lassen sich durch den Sensor und das Gehäuse beeinflussen. So bewirkt zum Beispiel eine Vergrößerung des Mikrofonrückvolumens, wie auch der Einsatz eines differentiellen Sensorchips eine Steigerung der Sensitivität bzw. des SNR. Neben einem hohen SNR ist auch die Genauigkeit der Sensitivität zu einem wichtigen Entwicklungsziel geworden. Vor allem im Bereich der Mobilkommunikation werden derzeit Sensitivitätsgenauigkeiten von ± 1 dBV gefordert. Diese Forderung resultiert aus den steigenden Ansprüchen an die Signalverarbeitungsmethoden im Bereich der Akustik. Für deren Ergebnisse spielt, neben der Positionierung der einzelnen MEMS-Mikrofone, auch die Gleichheit in der Sensitivität [21] eine entscheidende Rolle. In diesem Zuge sind in den kommenden Jahren Sensitivitätsspezifikationen kleiner $\pm 0,5$ dBV zu erwarten.

Die Streuung der Sensitivität einzelner baugleicher Mikrofone wird durch die Genauigkeit der einzelnen Herstellungsprozesse bestimmt. Toleranzen der ASIC-Frontendprozesse verursachen eine Streuung der elektrischen Vorspannung. Die Messung der elektrischen Vorspannung von 28 000 ASICs ergab einen Mittelwert von 13,24 V und eine Standardabweichung von 0,179 V. Toleranzen der Sensor-Frontendprozesse verursachen eine Streuung der Sensorkapazität, der Zugspannung der Membran und der Membrandicke. Um die Sensorchips zu vermessen wurden sie auf Wafer-Ebene einer Kollapsspannungsmessung unterzogen. Hierfür wurde über die Membran und Gegenelektrode eine variable

externe Spannung angelegt und die Kapazität ermittelt. Abbildung 4.1 zeigt beispielhaft das Ergebnis einer solchen Kollapsspannungsmessung an einem ungehäusten single-ended Sensor-Chip, veröffentlicht von M. Winter in [31].

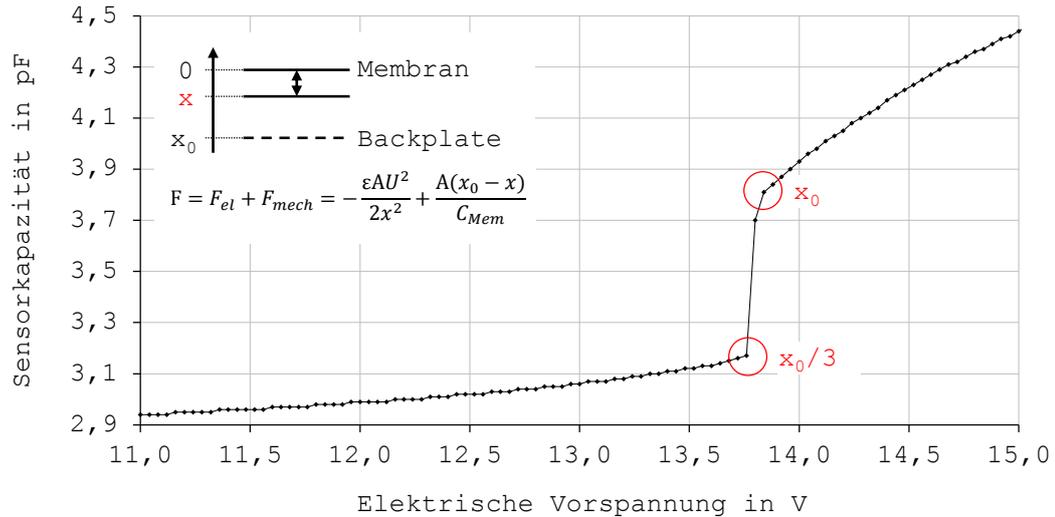


Abbildung 4.1: Sensorkapazität in Abhängigkeit von der Vorspannung für einen ungehäusten unsymmetrischen Sensor-Chip: Geringe Änderung der Sensorkapazität bei Vorspannungen kleiner 13 V; Bei einer Membranauslenkung von $\frac{x_0}{3}$ kann die mechanische Kraft die elektrostatische Anziehungskraft nicht mehr ausgleichen und die Membran wird zur Gegenelektrode beschleunigt; Pull-In bei einer Membranauslenkung von x_0 ; Sprunghafter Anstieg der Sensorkapazität bei etwa 13,7 V Vorspannung. (Bild nach [31])

Es zeigte sich, dass die Kapazität, unterhalb einer Vorspannung von 13 V, nur in sehr geringem Maße von der elektrischen Spannung beeinflusst wird. Mit einer Spannungserhöhung verkleinert sich, durch die elektrostatische Anziehungskraft, der Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode und die Kapazität nimmt zu. Bei ca. 13,7 V kann die auf die Membran wirkende mechanische Rückstellkraft die von der Vorladespannung erzeugte elektroakustische Anziehungskraft nicht mehr ausgleichen und wird in Richtung der Gegenelektrode beschleunigt. Dies resultiert ebenfalls in einem sprunghaften Anstieg der Kapazität. Laut M. Winter in [31] ist dieser Punkt bei einem single-ended Sensorchip erreicht, wenn der Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode

4 Programmierbares MEMS-Mikrofon

sich um ein Drittel verkleinert hat. Der sprunghafte Anstieg endet im sogenannten Kollaps, wenn Teile der Membran die Gegenelektrode erreicht haben. Durch die elektrostatische Anziehungskraft bleibt die Membran an der Gegenelektrode haften. Eine dünne Siliziumnitrid-Schutzschicht auf der Membran verhindert dabei einen Kurzschluss und ermöglicht mit zunehmender Spannung einen weiteren Anstieg der Kapazität. Da ab dem Kollaspunkt die schwingungsfähige Membranfläche immer kleiner wird, nimmt die Sensitivität ab dem Kollaspunkt ab. Die Messung der elektrischen Vorspannung im Kollaspunkt an 11 000 differentiellen Sensor-Chips ergab einen Mittelwert von 16,3 V und eine Standardabweichung von 0,53 V. [31]

Als Fazit lässt sich festhalten, dass die Herstellungsprozesse von Sensor und ASIC die Genauigkeit der Sensitivität begrenzen. Der Grund hierfür sind die Toleranzen der einzelnen Fertigungsprozesse. Bei der Messung von 17 Millionen gehäusten Mikrofonen wurde ein Mittelwert von -40,4 dBV/Pa und eine Standardabweichung von 0,74 dBV gemessen. Eine Möglichkeit, diese prozessbedingten Sensitivitätsstreuungen zu minimieren, wäre es die beiden Chips, Sensor und ASIC, vor dem Flip-Chip Prozess zueinander zu sortieren. Hierfür werden, auf Basis der Kollapsspannung und der Vorladespannung, einem jeden Sensor-Chip ein passender ASIC-Chip zugeordnet und diese in ein Gehäuse integriert. Der Nachteil dieser Methode liegt, neben der benötigten Sortierlogistik, in der möglichen Genauigkeit der Sortierung. Je nach Messgenauigkeit lassen sich die einzelnen Chips in verschiedene Gruppen unterteilen. Je genauer die Unterteilung ist, desto geringer ist die resultierende Sensitivitätsstreuung. Jedoch nimmt mit steigender Genauigkeit auch die Komplexität der Sortierung zu. Außerdem können mit dieser Methode nur die durch die Frontendprozesse hervorgerufenen Streuungen reduziert werden.

Spätere Veränderungen, zum Beispiel durch Gehäusespannungen, lassen sich mit dieser Methode nicht kompensieren. Diese treten vor allem bei Löt- oder Klebprozessen des Sensorchips in ein Mikrofongehäuse auf. Ausführliche Untersuchungen hierzu liefert C.H. Chuang et al. in [22], [41] und [42]. Bei Flip-

Chip Gehäusen ist insbesondere eine Zunahme der Sensitivität nach dem Bestücken der Chips und der Bauelemente zu beobachten. C. Philipp zeigte in [76] wie dieser Effekt von der Größe der Lotkugeln abhängt.

Eine weitaus bessere Methode den Sensitivitätsstreuungen entgegenzuwirken, ist es die Sensitivität am Ende des Fertigungsprozesses einzustellen. Da sich eine nachträgliche Änderung des mechanischen Sensordesigns als relativ schwierig erweist, empfiehlt es sich die elektrischen Stellgrößen im ASIC variabel auszulegen. Geeignet sind die Verstärkung und die elektrische Vorspannung.

4.1 Programmierbarer ASIC

Die Mikrofon Ausgangsspannung kann zum einen über die Verstärkung und zum anderen über die elektrische Vorspannung verstellt werden. Um die beiden Stellgrößen zu ändern, wird ein Speicher im ASIC-Chip benötigt. Der Entwicklung eines programmierbaren MEMS-Mikrofons liegt das im Jahre 2007 veröffentlichte Patent [25] zugrunde. Abbildung 4.2 beschreibt die schematische Schaltung eines solchen programmierbaren Mikrofons.

Die Spannungsversorgung des ASIC-Chips erfolgt über eine extern angelegte Spannung (VDD). Diese wird mittels eines linearen Spannungsreglers (VREG) in eine konstante interne Arbeitsspannung (AVDD) gewandelt. Die Sensorkapazität wird mit einer konstanten elektrischen Vorspannung U_{Bias} vorgeladen. Die Höhe dieser Spannung wird innerhalb des BIAS Moduls festgelegt und kann über eine Bitfolge von 5 Bit verändert werden. Die Verstärkung und Impedanzanpassung der vom Sensor-Chip kommenden Wechselspannungsanteile erfolgt über eine differenzielle Vorverstärkerstufe (PAMP). Die Verstärkung kann über eine Bitfolge von 4 Bit verändert werden. Dabei erfolgt die Verstärkungsänderung der beiden differenziellen Stufen parallel zueinander. Die Konfiguration der elektrischen Vorspannung und der Verstärkung erfolgt mit Hilfe eines nicht-flüchtigen OTP (engl. one-time-programmable) Speichermo-

4 Programmierbares MEMS-Mikrofon

duls. Das OTP Prinzip basiert dabei auf sehr hohen Zellwiderständen, welche durch eine hohe Programmierspannung signifikant abnehmen [77]. Dies ermöglicht es eine Speicherzelle gezielt von einer logischen 0 auf eine logische 1 zu programmieren. Eine entgegengesetzte Programmierung ist jedoch nicht möglich.

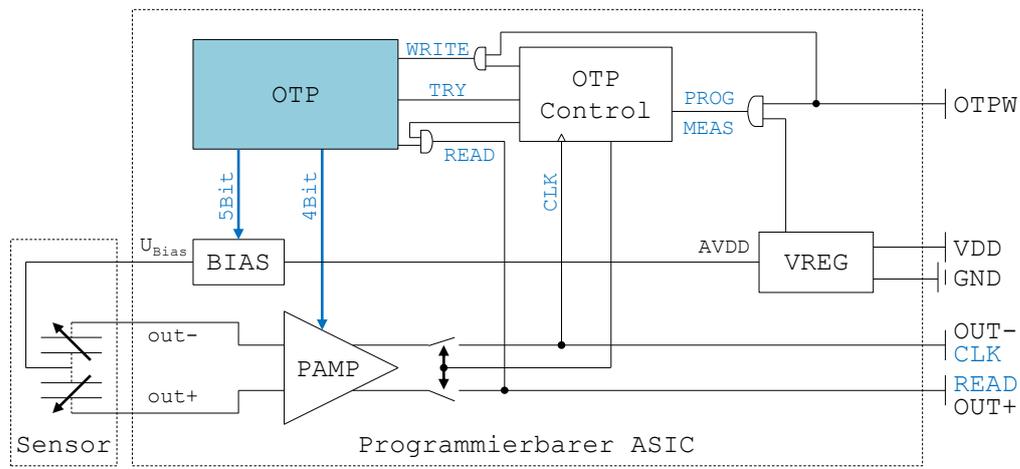


Abbildung 4.2: Darstellung der schematischen Schaltung des programmierbaren Mikrofons: Die externe Spannungsversorgung (VDD) wird über einen linearen Spannungsregler (VREG) in eine konstante interne Arbeitsspannung (AVDD) gewandelt; Der Sensor-Kondensator wird mit einer, im BIAS Modul generierten, elektrischen Vorspannung U_{Bias} vorgeladen; Die Impedanzanpassung und Ausgangsverstärkung erfolgt über die differenzielle Verstärkerstufe (PAMP); Die Vorspannung ist über 5 Speicherbits und die Verstärkung über 4 Speicherbits einstellbar; Der nicht-flüchtige OTP (engl. one-time-programmable) Speicherbaustein ist mit Hilfe einer hohen externen Spannung beschreibbar; Das OTP Control Modul ist für den Ablauf und die Verschaltung der Signale im Programmier- und Messmodus zuständig; Der Programmiermodus benötigt einen externen Takt (CLK), einen Datenpfad (OTPW) und einen Pfad zum Auslesen des Speichers (READ); Zu Analyse Zwecken wurde ein TRY Modus mit flüchtigem Speicher integriert; Je nach angelegter Bitfolge veranlasst das OTP Control Modul einen WRITE, READ oder TRY Zyklus.

Das OTP Modul lässt sich in einer Standard CMOS Technologie, ohne zusätzliche Prozess- oder Maskierungsschritte, fertigen [77]. Das OTP Control Modul beinhaltet die Steuerungslogik. Hier wird festgelegt, ob das Mikrofon im Programmiermodus (PROG) oder Messmodus (MEAS) betrieben wird. Dies wird

über den logischen Zustand am OTPW Pin während der Mikrofon Startphase bestimmt. Je nach Startzustand werden die beiden Ausgangskanäle entsprechend verschaltet. Im Messmodus werden die beiden Kanäle mit dem PAMP verschaltet und liefern das vom Sensor kommende gewandelte, angepasste und verstärkte elektrische Signal. Im Programmiermodus benötigt die digitale Logik einen externen Takt (CLK). Dieser wird über einen der Mikrofonausgänge OUT- zur Verfügung gestellt und intern mit den digitalen Modulen verschaltet. Je nach angelegter Bitfolge veranlasst das OTP Control Modul einen WRITE, READ oder TRY Zyklus. Im Takt der Taktfrequenz kann mittels eines READ Befehls der Speicherinhalt des OTP Moduls über den Mikrofonausgang OUT+ ausgelesen werden. Weiter kann mit einem WRITE Befehl die Programmierung des Mikrofonspeichers erfolgen. Dabei wird durch Anlegen einer Schreibspannung von 7,5 V an die Datenleitung OTPW der gewünschte Speicherinhalt auf die Speicherzellen im OTP Modul gebrannt. Zu Debug- und Analyse Zwecken wurde ein sogenannter Versuchsmodus integriert, welcher über den TRY Befehl ausgewählt wird. Dieser erlaubt es das Mikrofon, ohne einen Neustart, im Messmodus zu betreiben und dadurch die, für BIAS und PAMP, im Speicher flüchtigen Daten zu verwenden. Dadurch ist es möglich an einem Mikrofon verschiedene Programmierzustände elektroakustisch zu vermessen. Der Versuchsmodus wird überwiegend bei der nachfolgenden Charakterisierung in Kapitel 6 verwendet.

Ein wesentlicher Nachteil eines programmierbaren Mikrofons ist die größere Fläche des Mikrofongehäuses auf Grund der steigenden Padanzahl. Durch die bei der Programmierung benötigte Takt- und Datenleitung werden zusätzliche Pads benötigt. Eine Lösung hierfür stellt die oben vorgestellte Variante dar. Hier werden die für die Programmierung und Messung benötigten Pfade (OUT- und READ; OUT+ und CLK) über eine interne Verschaltung zusammengelegt. Dadurch kann die Gehäusegröße durch eine Mehrfachbelegung der einzelnen Pins reduziert werden. Der Nachteil dieser Lösung ist die steigende Schaltungskomplexität.

4.1.1 Elektrische Vorspannung

Wie bereits erwähnt, verursacht eine Erhöhung der elektrischen Vorspannung eine Steigerung der Sensitivität. Um eine angestrebte Zielsensitivität zu erreichen, muss die elektrische Vorspannung dem Sensorchip angepasst werden. Dabei gilt es jedoch zu beachten, dass der Sensor durch die angelegte Vorspannung dem Pull-In Punkt nicht zu nahe kommt. Dadurch ist sichergestellt, dass Streuungen der Sensorgeometrie das akustische Mikrofonverhalten nicht zu sehr beeinflussen. Abbildung 4.3 zeigt den gemessenen Einfluss der elektrischen Vorspannung auf die Sensitivität. Hierfür wurde ein differenzieller Sensor und ein programmierbarer ASIC in ein Flip-Chip Mikrofongehäuse mit großem Rückvolumen integriert und eine elektrische Verbindung zur Membran über das OTPW Pad nach außen geführt, siehe Abbildung 4.3 oben. Dies erlaubt es das Mikrofon mit einer externen Vorspannung über einen Spannungsbereich, hier von 5,5 V bis 14 V, zu betreiben.

Ein anliegender Schalldruck verursacht eine Auslenkung ($x_0 - x$) der Membran. Neben der mechanischen Rückstellkraft F_{mech} , hier über ein lineares Federmodell beschrieben, führt die Vorladung der differentiellen Sensorkapazität zu zwei entgegengesetzten elektrostatischen Anziehungskräften, F_{el1} und F_{el2} . Im Pull-In Punkt sind die elektrostatischen Anziehungskräfte auf die Membran gleich groß wie die entgegenwirkende Kraft. Durch den nichtlinearen Anstieg der elektrostatischen Anziehungskraft über die Auslenkung wird die Membran im Falle einer sehr großen akustischen Auslenkung in Richtung einer Gegenelektrode gezogen. Dies zeigt sich auch in einem nichtlinearen Anstieg in der Sensitivität bei großen Vorspannungen, siehe Abbildung 4.3. Die Nichtlinearität ist jedoch gering, solange die Membranauslenkung klein genug ist und die elektrische Vorspannung weit genug vom Pull-In Punkt entfernt ist. Erhöht man jedoch die elektrische Vorspannung (U_{Bias}), verschiebt sich der Pull-In Punkt hin zu geringeren Schalldrücken. Auch kann eine Änderung der Sensorkapazität, zum Beispiel über den Herstellungsprozess, zu einer Verschiebung der Sensitivität führen. Die Korrektur dieser Sensitivitätsverschiebung erfolgt

mit Hilfe der verstellbaren elektrischen Vorspannung. Deren Wert wird dementsprechend gewählt, dass dieser zum einen im linearen Bereich und zum anderen möglichst nahe am Pull-In Punkt liegt. Dies führt zu einer hohen Sensitivität. [72]

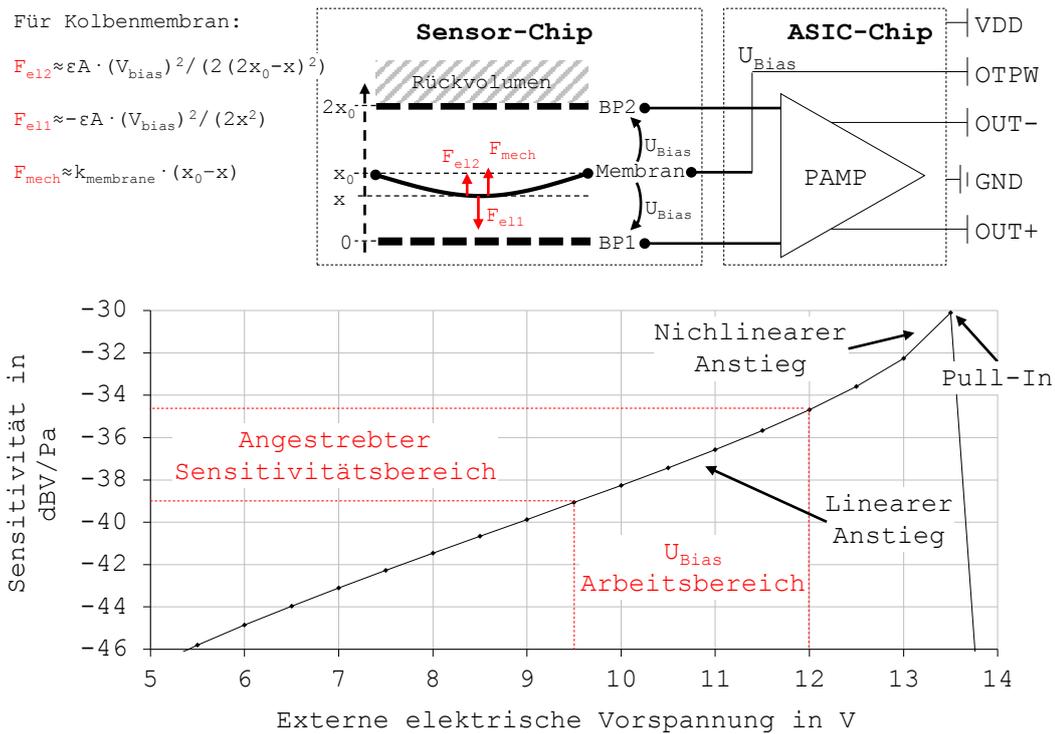


Abbildung 4.3: Auswirkungen einer extern verstellbaren elektrischen Vorspannung auf die Sensitivität eines MEMS-Mikrofons mit großem Rückvolumen: Membrankontakt über OTPW Pad nach außen geführt; Je nach Auslenkung wirken mechanische und elektrostatische Kräfte (F_{mech} , F_{el1} und F_{el2}) auf die Membran; Kurz vor dem Pull-In Punkt entsteht ein nichtlinearer Anstieg der Sensitivität; Eine Vergrößerung der externen elektrischen Vorspannung U_{Bias} führt zu einem Anstieg der Sensitivität; Wahl des U_{Bias} Arbeitsbereiches im linearen Bereich möglichst nahe am Pull-In Punkt um eine entsprechend hohe Sensitivität zu erzielen. (Bild nach [72])

Um die Sensitivitätsstreuung ausreichend zu kompensieren wurde für das programmierbare MEMS-Mikrofon ein Arbeitsbereich der verstellbaren elektrischen Vorspannung von 9,9 V bis 12,3 V gewählt. Die elektrische Vorspannung ist über den OTP Speicherinhalt einstellbar. Hierfür sind im Speicherblock

4 Programmierbares MEMS-Mikrofon

5 Bits reserviert. Dies entspricht 32 einstellbaren Spannungswerten mit einer Schrittweite von 0,077 V.

4.1.2 Differenzielle Verstärkung

Neben der Einstellung der Sensitivität durch die elektrische Vorspannung ermöglicht der ASIC auch eine Einstellung der Verstärkung. Dies ermöglicht ebenfalls eine nachträgliche Sensitivitätskorrektur. Der Arbeitsbereich des Vorverstärkers wurde so gewählt, dass eine Sensitivitätskorrektur über einen Bereich von 7,5 dB möglich ist. Die Verstärkung ist über den OTP Speicherinhalt einstellbar. Hierfür sind im Speicherblock 4 Bits reserviert. Dies entspricht 16 einstellbaren Verstärkungen mit einer Schrittweite von 0,5 dB.

4.2 Programmierablauf

Der programmierbare ASIC erlaubt es das Mikrofon in einem Messmodus und in einem Programmiermodus zu betreiben. Die Modusauswahl erfolgt während der Mikrofon Startphase. Je nach Startzustand werden die beiden Ausgangskanäle OUT+ und OUT- verschaltet. Abbildung 4.4 zeigt dies im Zusammenspiel mit den einzelnen Signalabfolgen während des Startzustandes.

Beim Starten des Mikrofons mit dem Einschalten der Spannungsversorgung VDD legt der logische Pegel an der Datenleitung OTPW fest in welchem Modus das Mikrofon startet. Bei einer logischen 0 startet der Messmodus. Bei einer logischen 1 startet der Programmiermodus. Je nach Modusauswahl erfolgt intern eine unterschiedliche Verschaltung der beiden Ausgangskanäle OUT+ und OUT-. Im Messmodus werden die beiden Leitungen mit den Verstärkern verschaltet und führen, nach einer kurzen Einschwingphase, das Audiosignal. Im Programmiermodus wird die Signalleitung OUT- zu einem Eingang und dient der Taktversorgung des programmierbaren ASICs.

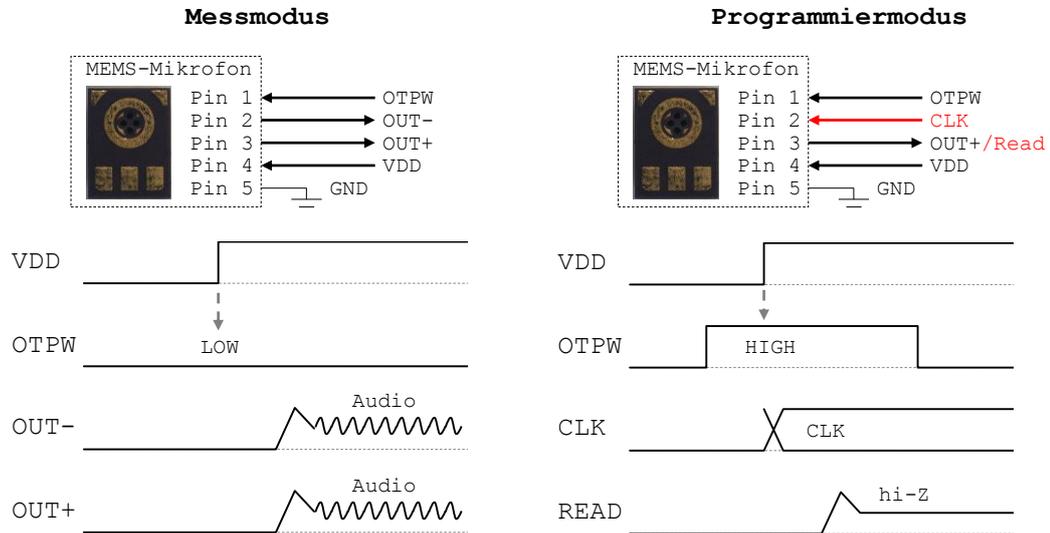


Abbildung 4.4: Verschaltung im Mess- und Programmiermodus im Zusammenspiel mit den einzelnen Signalabfolgen während des Startzustandes: Modusauswahl während der Mikrofonstartphase über OTPW Logikpegel; Je nach Modus unterschiedliche Verschaltung der beiden Ausgangskanäle; Im Programmiermodus wird OUT- als Taktleitung genutzt.

Im Programmiermodus können je nach angelegter Datenbitfolge an der Datenleitung unterschiedliche Programmierzyklen (READ, WRITE und TRY) abgerufen werden. Deren Ablauf ist in Abbildung 4.5 exemplarisch dargestellt.

Die Datenbitfolge (Header-Bits, Funktion-Bits, Daten-Bits und End-Bits) wird über die Datenleitung OTPW an den ASIC übergeben. Die Auswahl des Programmierzyklus (READ, WRITE und TRY) erfolgt über die Funktionsbits im Datenframe. Der READ Zyklus liest den Speicherinhalt aus. Im WRITE Zyklus werden die im Datenframe angelegten Daten für Bias und Gain mit Hilfe einer hohen Spannung in den OTP Speicher gebrannt. Das Anlegen der 7,5 V Schreibspannung erfolgt über die Datenleitung OTPW nach Erhalt des Datenframes. Im TRY Zyklus erfolgt über die Wegnahme des Taktes, nach dem Erhalt der Datenbitfolge, die Ausgabe des Audiosignals an OUT+ und OUT-. Dies ermöglicht es, ohne einen vorherigen Neustart des Bauteils, das Mikrofon in einer Messmodus Konfiguration zu betreiben. Dadurch können die

4 Programmierbares MEMS-Mikrofon

flüchtigen Daten für Bias und Gain im Speicher weiterhin genutzt werden und das Mikrofon elektroakustisch charakterisiert werden.

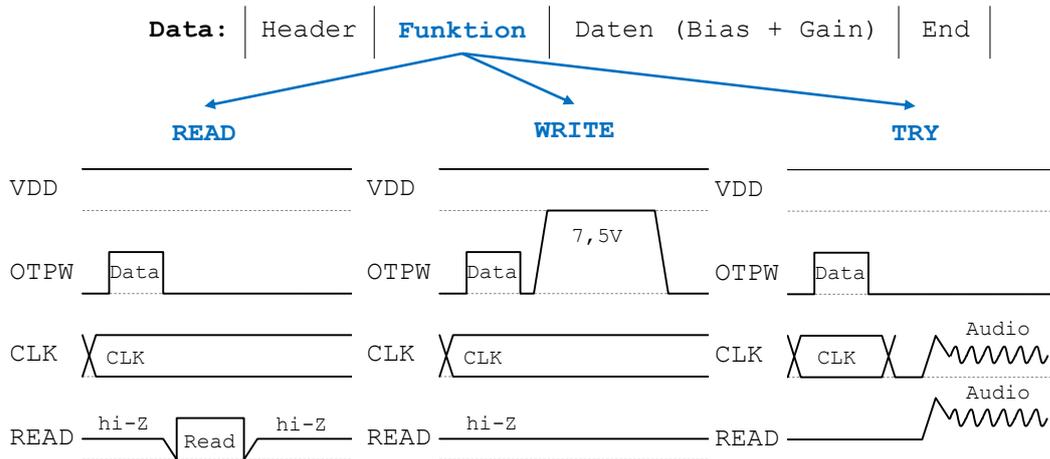


Abbildung 4.5: Ablauf der unterschiedlichen Programmierzyklen: Festlegen der Programmierzyklen (READ, WRITE und TRY) über angelegte Datenbitfolge (Funktionsbit); READ Zyklus liefert Speicherinhalt über OUT+; WRITE Zyklus beschreibt OTP Speicher durch Anlegen einer 7,5 V Spannung an OTPW; TRY Zyklus ermöglicht akustische Vermessung.

5 Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems

Dieses Kapitel behandelt die Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems für das in Kapitel 4 vorgestellte Mikrofon. Das System wird für die in Kapitel 6 beschriebene Charakterisierung verwendet. Außerdem wird das System in den MEMS-Mikrofon Funktionstest integriert und für die in Kapitel 7 beschriebene Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute verwendet.

Der Funktionstest, auch Produktionstest oder Band-Ende-Test genannt, ist die abschließende Verifikation nach der Fertigung. Hier erfolgt eine funktionelle Überprüfung der zu testenden Bauteile (engl. device under test; kurz DUT). Ziel dabei ist es, dass keine Bauteile an Kunden geliefert werden, welche die Spezifikation nicht erfüllen. Bei MEMS-Mikrofonen ist die elektroakustische Vermessung die abschließende Qualitätskontrolle vor der Kundenauslieferung. Für die funktionelle Überprüfung, innerhalb eines Funktionstestes wird in der produktiven Fertigung üblicherweise ein automatisiertes Testequipment (engl. automated test equipment; kurz ATE) verwendet.

Im Zuge der Weiterentwicklung soll ein bereits bestehendes ATE um eine Programmierschnittstelle erweitert werden und die elektroakustische Messung, im Hinblick auf Testzeit und Testdurchsatz, verbessert werden. Die Integration der Programmierung in den Funktionstest erlaubt es, die programmierbaren MEMS-Mikrofone nach ihrer Fertigung sowohl zu trimmen als auch elektro-

akustisch zu vermessen. Dieses kombinierte Programmier- und Testverfahren führt zu kleineren Testkosten, da die Mikrofone nach dem Fertigungsprozess nur einmal elektrisch kontaktiert und einer definierten Testumgebung zugeführt werden müssen. Bei der Entwicklung der Mess- und Programmierlösung sollte die Erweiterbarkeit des Systems auf eine Mehrfachmessung vorgesehen werden und erste Aufbauten einer parallelen Doppelmessung, mit nur einem Stimuli und einer Druckkammer, umgesetzt werden.

Das bisher für den MEMS-Mikrofon Funktionstest verwendete ATE, siehe Abbildung 5.1, beinhaltet neben einem Handlingsystem¹ eine Testelektronik und einen Testkopf zur Kontaktierung und Vermessung der zu testenden MEMS-Mikrofone. Die Steuerung der einzelnen Schritte des Funktionstests übernimmt ein im ATE integrierter ATE-PC. Dabei wird der Testablauf von außerhalb über eine Spezifikationsdatei, dem sogenannten Datensatz, an den ATE-PC übergeben. Das Handlingsystem sorgt für die Zuführung und Positionierung eines Mikrofonpanels. Über den Testkopf werden die auf dem Panel befindlichen MEMS-Mikrofone sequentiell elektrisch und akustisch kontaktiert und mit Hilfe der Testelektronik elektroakustisch vermessen. Die Messung basiert dabei auf dem Prinzip einer Druckkammermessung. Die sehr kleine Druckkammer ($\approx 1 \text{ cm}^3$) beinhaltet neben einem Lautsprecher zum Abspielen der akustischen Testsequenz auch ein Referenzmikrofon zur Messkontrolle und Abstimmung der Testumgebung. Wegen der sehr kleinen Größe der Druckkammer, im Vergleich zur akustischen Wellenlänge, kann die Annahme getroffen werden, dass sowohl am Referenzmikrofon, als auch am DUT der gleiche Schalldruck anliegt. Dieses Druckkammermessprinzip soll auch für die nachfolgende Testentwicklung beibehalten werden und für die Mehrfachmessungen erweitert werden.

¹Das Handlingsystem (kurz: Handler) dient der Zuführung der zu testenden Bauteile zum Testsystem

5 Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems

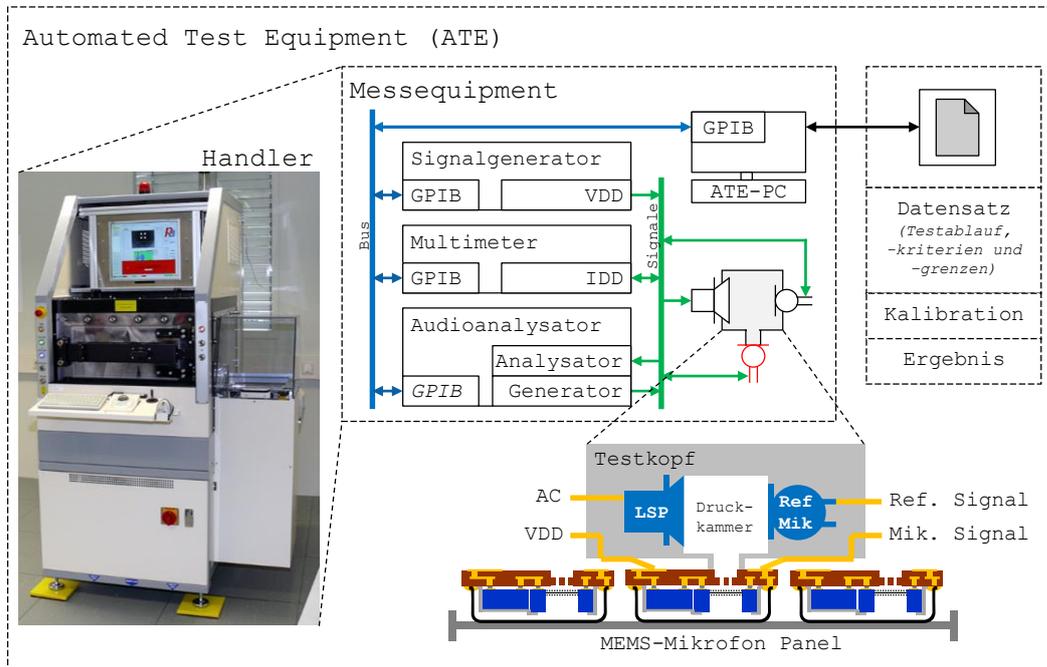


Abbildung 5.1: Prinzipskizze des bisherigen MEMS-Mikrofon Funktionstestes: Handlingsystem; Testelektronik zur Vermessung und Testkopf zur Kontaktierung der zu testenden MEMS-Mikrofone; Steuerung des Testablaufes über Datensatz und ATE-PC; Testelektronik beinhaltet Signalgenerator zur VDD Versorgung, Multimeter zur Strommessung und Audioanalysator zur Generierung des Testsignals und Messung der Audiosignale; Die Messung basiert auf dem Druckkammermessprinzip. (Bild nach [78] [79])

Die Testelektronik in Abbildung 5.1 besteht aus einem Audioanalysator (Ansteuerung des Lautsprechers und Auswertung der beiden Signale von Referenzmikrofon und DUT), einem Signalgenerator (DUT Spannungsversorgung) und einem Digitalmultimeter (Messung der DUT Stromaufnahme). Der Testablauf (Kommunikation mit Handler, Kontaktierung der Bauteile, Start der Messungen, Speicherung der Messdaten, usw.) wird von einem im ATE integrierten ATE-PC gesteuert. Der Testablaufplan wird hierfür, in Form eines Datensatzes, von außen an den ATE-PC übergeben und beinhaltet, neben den einzelnen Tests, auch deren Grenz- und Ausfallkriterien. Die Wahl eines sogenannten "Master" ATE-PCs zur Ablaufsteuerung und Kontrolle ermöglicht

unter anderem eine flexible Implementierung neuer Teststrukturen und Messgeräte. Der wesentliche Nachteil dieser Umsetzung liegt in der häufigen und langen Kommunikation der einzelnen Geräte (PC, Testelektronik und Handler) untereinander über den dafür genutzten externen parallelen, in IEC-625 definierten, Datenbus (engl. general purpose interface bus; kurz GPIB). Durch die Aufsummierung der einzelnen Kommunikationszeiten (Befehlssequenz 1, Befehlssequenz 2, ...), vom Absenden eines Befehls bis zum Erhalten einer Antwort (Befehl: Sensitivität \rightarrow Messen \rightarrow Antwort: -38 dBV/Pa), wird die Testzeit maßgeblich verlängert. Die Reduzierung dieser Kommunikationszeiten, sowie die Implementierung einer neuen Mess- und Programmierlösung stellen die Hauptanforderungen an die zu entwickelnde Testelektronik dar. Weiter lassen sich die einzelnen Anforderungen für die nachfolgende Entwicklung eines Programmier- und Messkonzeptes wie folgt zusammenfassen:

- maximale Flexibilität über Programmier- und Messablauf, um eine nachträgliche Optimierung der Testzeit zu ermöglichen
- Reduzierung der Kommunikationszeiten durch Verkettung der einzelnen Befehle
- Integrierbar (in bisheriges ATE), kompatibel (zu bisherigen Funktionstests) und erweiterbar (Mehrfachmessung, digitales MEMS-Mikrofon, usw.)
- Im Labor für Analysezwecke bzw. Testentwicklung einsetzbar
- Kompaktes, robustes und 24/7 fähiges Mess- und Programmiersystem

Wahlweise erfolgt die elektroakustische Vermessung der einzelnen Mikrofone auch über eine sogenannte Labormessfassung ohne Referenzmikrofon. Dadurch kann, wie bereits in Kapitel 2 aufgezeigt, durch eine kleinere Druckkammer ($\approx 1 \text{ mm}^3$) die Messung bei höheren Schalldrücken erfolgen. Abbildung 5.2 zeigt den Unterschied beider Druckkammervarianten. Das linke Bild zeigt die Messaufnahme für eine Druckkammermessung mit Referenzmikrofon und das rechte

5 Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems

Bild die Labormessfassung für eine Druckkammermessung ohne Referenzmikrofon. Bei der rechten Aufnahme erfolgt die Kalibrierung der Messung mit Hilfe eines Referenzbauteils (engl. golden device; kurz GD). Hierfür dient ein vorweg in der linken Messaufnahme vermessenes MEMS-Mikrofon. Die linke Messaufnahme erlaubt es Sensitivitäten mit einer Genauigkeit von $\pm 0,2$ dBV zu vermessen. Die rechte Messaufnahme erlaubt es Sensitivitäten mit einer Genauigkeit von $\pm 0,3$ dBV zu vermessen.

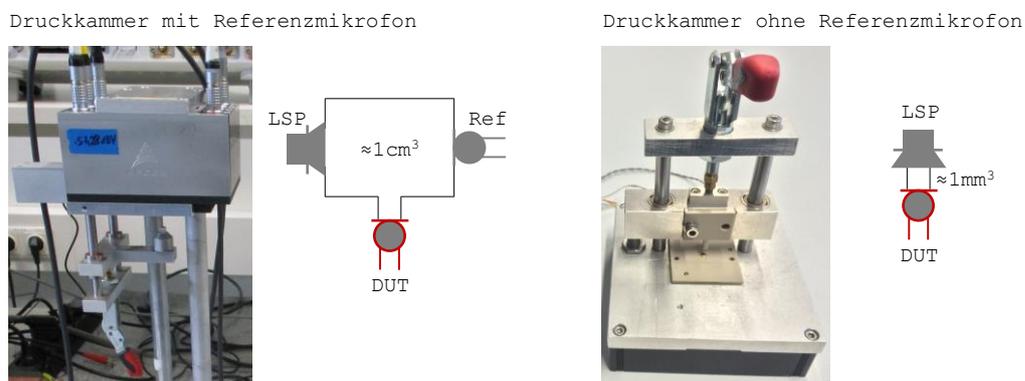


Abbildung 5.2: Verschiedene Messaufnahmen auf dem Prinzip einer Druckkammermessung: Das linke Bild zeigt die Messaufnahme für eine Druckkammermessung ($\approx 1 \text{ cm}^3$) mit Referenzmikrofon und das rechte Bild die Labormessaufnahme für eine Druckkammermessung ($\approx 1 \text{ mm}^3$) ohne Referenzmikrofon; Bei der Labormessaufnahme erfolgt die Kalibrierung der Messung mit Hilfe eines vorweg in der linken Messaufnahme vermessenen MEMS-Mikrofons.

Vor der im Folgenden dargestellten Entwicklung eines Funktionstest bzw. einer Mess- und Programmierhardware, ist es wichtig zu verstehen, inwiefern dadurch die Wirtschaftlichkeit eines Produktes mit beeinflusst wird. Generell gilt hierfür die gleiche Maxime, wie auch in allen anderen Bereichen der Produktion: Mehr Gewinn durch günstigere Herstellungskosten. Bei vielen elektronischen Bauelementen ist der wachsende Testkostenanteil auf die steigende Komplexität der elektrischen Schaltungen und auf die zunehmenden Anforderungen, zum Beispiel Leistung oder Genauigkeit, zurückzuführen [80]. So benötigt auch die Programmierung von MEMS-Mikrofonen ein zusätzliches an Testzeit. Je größer die Anzahl der zu testenden Bauteile ist, desto entschei-

dender ist es, die Testzeit pro Bauteil so gering wie möglich zu halten. Eine Verringerung der Testkosten kann durch eine Reduzierung der Testzeit bzw. über eine Erhöhung des Durchsatz erreicht werden [80]. Hierfür sollte jedoch darauf geachtet werden, dass dies nicht zu Lasten des Tests geschieht [80]. Eine ausführlicher Darstellung zum Thema Testkosten und Testdurchsatz erörtern M. Burns and G.W. Roberts in [80].

5.1 Hardware-Konzept

Um die, zu Beginn des Kapitels, aufgeführten Anforderungen an die neue Mess- und Programmierelektronik umzusetzen, wurde ein PXIe (engl. PCI eXtension for instrumentation [81]; kurz PXI) System der Firma National Instruments verwendet. Das PXI-System stellt eine kompakte, robuste und 24/7 fähige PC-basierte Plattform dar, welches die Integration mehrerer unterschiedlicher Messgeräte über ihr Chassis ermöglicht [81]. Es können sowohl die für die elektroakustische Messung als auch die für die Programmierung benötigten Geräte in das PXI-System integriert werden [79]. Weiter können zusätzliche Geräte bei Bedarf ebenfalls in das System mit integriert werden. Dies ermöglicht eine Erweiterbarkeit auf andere Mikrofontypen, wie zum Beispiel digitale MEMS-Mikrofone [82], sowie die Umsetzung einer synchronen Mehrfachmessung [83]. Das System wird für die Charakterisierung der programmierbaren MEMS-Mikrofone im Labor genutzt. Die Kommunikation zwischen den einzelnen Messgeräten erfolgt innerhalb der Plattform über ein Standard-Bussystem zur Verbindung von Peripheriegeräten (engl. periphral component interconnect; kurz PCI) [81]. Gesteuert über den Plattform-PC kann dadurch die Signallaufzeit zwischen den einzelnen Messgeräten optimiert und somit eine Reduzierung der Kommunikationszeiten erreicht werden. Eine weitere Möglichkeit, die Kommunikationszeit und damit die Testzeit zu reduzieren liegt in der Steuerung des kompletten Funktionstests (Handler, Testelektronik, Datensatz, usw.) über den PXI-System Controller. Dadurch könnte der ATE-PC

5 Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems

aus dem ATE entfernt werden und das Testsystem um eine Kommunikationsschnittstelle reduziert werden. Im Zuge der vorliegenden Arbeit wurde jedoch, mit Hinblick auf die Integrierbarkeit und Kompatibilität zu den bisherigen Funktionstests, die bisherige Ablaufsteuerung über den ATE-PC beibehalten. Lediglich die Kommunikation zwischen dem ATE- und PXI-PC wird auf ein Minimum beschränkt, um die Testzeit zu reduzieren. Abbildung 5.3 zeigt das Zusammenspiel und die Funktion der neuen Testhardware in Verbindung mit der alten Testablaufsteuerung.

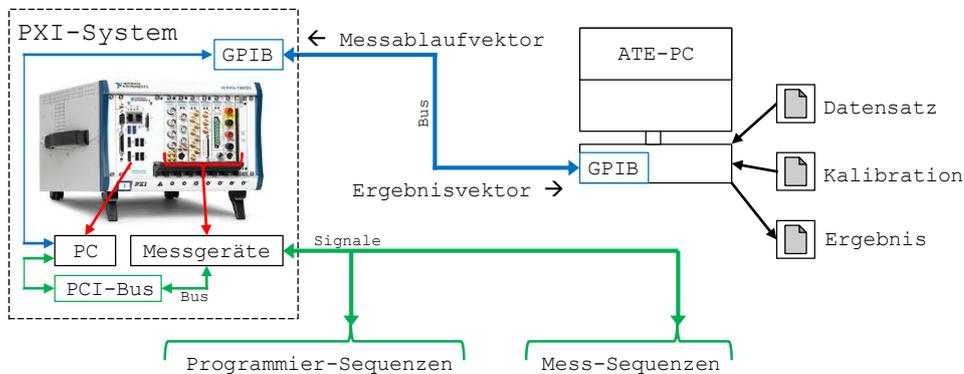


Abbildung 5.3: Ablaufsteuerung der neuen Mess- und Programmierhardware innerhalb des bisherigen ATE's: Kommunikation zwischen PXI- und ATE-PC über GPIB; ATE-PC sendet vollständigen Datensatz als Messablaufvektor und erhält nach der Programmierung und Messung einen Ergebnisvektor vom PXI-System zurück; Steuerung der Programmierung und Messung erfolgt über das PXI-System. (PXI Bildquelle [84])

Die Kommunikation zwischen dem bisherigen ATE-PC und dem neuen PXI-PC erfolgt weiterhin über eine GPIB Schnittstelle. Im Zuge der Testzeitoptimierung wird der Kommunikationsfluss auf zwei Aufrufe minimiert. Dadurch lässt sich die Testzeit des alten Setups

$$\text{Testzeit}_{\text{Altes Setup}} = \sum (\text{Zeit}_{\text{Testsignal}} + \text{Zeit}_{\text{Auswertung}} + 2 \cdot \text{Zeit}_{\text{GPIB}}) \quad (5.1)$$

um annähernd die Summe der einzelnen GPIB Kommunikationen reduzieren:

$$\text{Testzeit}_{\text{Neues Setup}} = 2 \cdot \text{Zeit}_{\text{GPIB}} + \sum (\text{Zeit}_{\text{Testsignal}} + \text{Zeit}_{\text{Auswertung}}) \quad (5.2)$$

Dabei wird der, über den Datensatz vorgegebene, Testablauf dem PXI-PC anhand eines Messablaufvektors übergeben. Zum Ende werden, im Anschluss an die Programmierung und Messung, die Testergebnisse dem ATE-PC übermittelt. Die Steuerung der Programmierung und der elektroakustischen Messung erfolgt über den PXI-PC. Dies bedeutet, dass jede Messung mindestens zwei Datenübertragungen zur Einstellung des Messgerätes und zur Übertragung der Messdaten benötigt. Geht man zum Beispiel von einer GPIB-Kommunikationszeit von 50 ms aus und fünf Messbefehlen, entspricht dies einer Kommunikationszeitersparnis von 300 ms.

Ein weiterer Aspekt ist die Integration der Programmierung in die Testsequenz. Hierfür können die für die Programmierung benötigten Geräte mit in die Testelektronik integriert und in den Testablauf mit eingebunden werden. Die Einbindung der Programmierung in den Ablauf erfolgt in diesen Schritten:

1. **Sensitivitätsmessung:** Bestimmung der Prozesseinflüsse nach dem Mikrofon Herstellungsprozess.
2. **Programmierung:** Kompensation der Prozesstoleranzen durch Kalibrierung der einzelnen Mikrofone auf einen vorher spezifizierten Sensitivitätszielwert
3. **Funktionstest:** Vollständige elektroakustische Charakterisierung des programmierten Mikrofon

Im Vergleich zu einem reinen Funktionstest, benötigt die Programmierung vorweg eine Sensitivätsbestimmung. Derzeit übliche Sensitivitätsmesszeiten betragen etwa 20 ms. Mit Hilfe der gemessenen Sensitivität lassen sich die zu programmierende Verstärkung und die Biasspannung ermitteln, mit denen das Mikrofon auf die Zielsensitivität getrimmt wird. Für die Programmierung wird

5 Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems

das Mikrofon in den Programmiermodus gebracht. Hierfür benötigt das Mikrofon derzeit etwa 50 ms Startzeit. Für das Auslesen des Speicherinhaltes (READ) oder das Beschreiben des Speichers (WRITE) werden etwa 15 ms benötigt. Nach der Programmierung wird das Mikrofon wieder in den Messmodus gebracht. Hierfür werden etwa 50 ms benötigt. Bei einer im Funktionstest angewendeten Programmierabfolge (READ, WRITE, READ) bedeutet dies eine zusätzliche Testzeit von 145 ms pro Bauteil.

Die Einbindung der neuen Mess- und Programmierhardware in das bisherige ATE erfolgt wie in Abbildung 5.4 skizziert. Im Vergleich zum alten Setup wurden folgende Punkte beibehalten:

- Der ATE-PC übernimmt die Ablaufsteuerung des ATE.
- Der Testablauf wird über einen Datensatz festgelegt.
- Das Handlingsystem sorgt für die Zuführung der zu testenden Mikrofone.
- Die Kommunikation zwischen dem PXI-System und ATE-PC erfolgt über GPIB.

Für die Umsetzung der elektroakustischen Messung wurde ein dynamischer Signalanalysator (kurz: Audiokarte; Typbezeichnung: NI PXI-4461), mit zwei analogen Eingängen und zwei analogen Ausgängen, in das System integriert. Die zwei Eingänge ermöglichen die simultane Abtastung der Eingangssignale von Referenzmikrofon und DUT [85]. Bei einem gewählten Eingangsbereich von ± 1 V liefert diese, für Abtastfrequenzen im Bereich 1 kS/s bis 51,2 kS/s, eine mittlere Rauschleistung von -115 dBV_{rms} ($\approx 1,8$ μ V_{rms}) [85]. Bei dem gewählten Eingangsspannungsbereich und einer Auflösung von 24 Bit ergibt sich eine Eingangsauflösung von 119 nV. Da für das Referenzmikrofon mittlere Rauschleistungen von -110 dB(A)_{rms} und für das MEMS-Mikrofon mittlere Rauschleistungen von -105 dB(A)_{rms} zu erwarten sind, ist die Auslegung des Eingangsbereiches auf ± 1 V ausreichend. Weiter erlaubt der gewählte Eingangsbereich auch die Auswertung hoher Signalpegel, wie zum Beispiel bei

der THD Messung, ohne den Eingangsbereich zu wechseln. Neben der differentiellen Erfassung, erlauben die zwei analogen Ausgänge, durch getrennt einstellbaren Ausgangsbereiche und einer Ausgangsstromstärke von 16,7 mA pro Kanal, neben der Ansteuerung des Lautsprechers, auch die Spannungsversorgung des MEMS-Mikrofons [85]. Für die Ansteuerung des Lautsprechers von etwa 10 mV/Pa wird ein Ausgangsbereich von ± 1 V gewählt. Bei 24 Bit Auflösung folgt daraus eine Ausgangsaufösung von 119 nV.

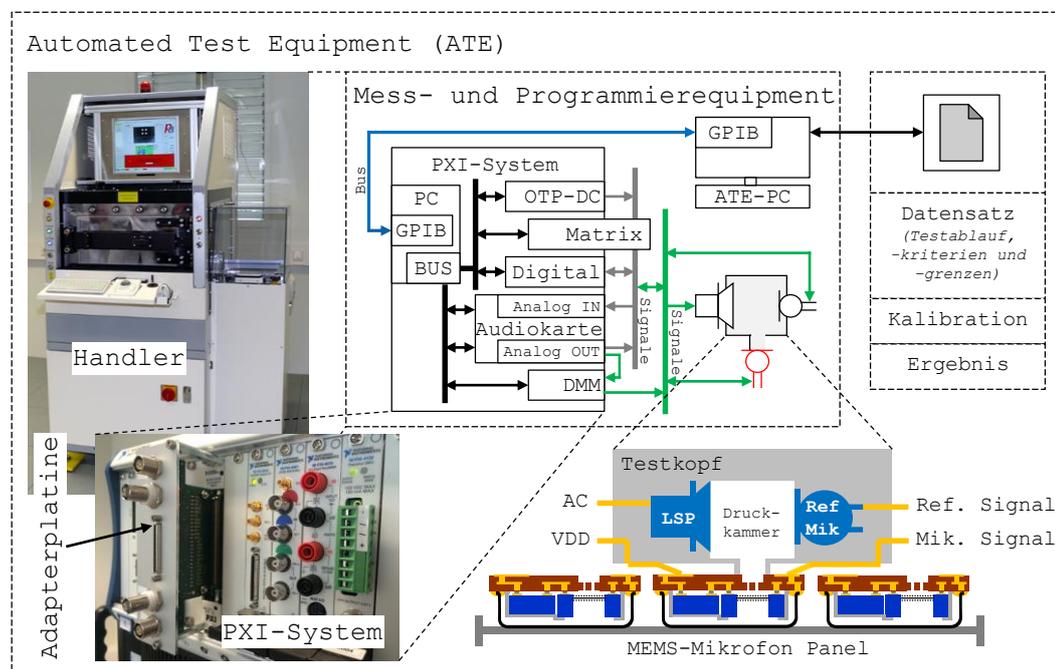


Abbildung 5.4: Einbindung der neuen Mess- und Programmierhardware in das bisherige ATE: Der ATE-PC übernimmt die Ablaufsteuerung; Testablauf über Datensatz definiert; Handlingsystem sorgt für die Zuführung der DUT's; Kommunikation zwischen PXI-System und ATE-PC über GPIB; Verschaltung der einzelnen Messgeräte über Schaltmatrix ermöglicht Programmierung und Messung.

Die Messung der Stromaufnahme erfolgt über ein Digitalmultimeter (kurz: DMM; Typbezeichnung: NI PXI-4070). Diese hat, für einen Strombereich von ± 1 A, eine Messauflösung von $6 \frac{1}{2}$ Digits ($\approx 1 \mu\text{A}$) [86]. Bei zu erwartenden DUT Strömen im $100 \mu\text{A}$ Bereich ist dies ausreichend genau.

Die Programmierung der MEMS-Mikrofone benötigt die Ausgabe und die Erfassung digitaler Daten und die Generierung eines Taktsignals von einigen MHz. Da die Audiokarte nicht für den höherfrequenten Bereich >200 kHz ausgelegt ist, wird hierfür ein Digital-I/O-Modul (kurz: Digitalkarte; Typbezeichnung: NI PXIe-6555) verwendet. Als Besonderheit erlaubt dieses, die Logiklevel der digitalen I/O's im Bereich -2 V bis 7 V frei einzustellen [87].

Für die Programmierung des OTP Speichers wird ein Spannungspegel von $7,5$ V benötigt. Dieser Pegel muss innerhalb von maximal 2 ms nach Erreichen der WRITE Daten am ASIC Datenpin anliegen. Da jedoch die digitale Karte nur Pegel bis 7 V erlaubt, wird hierfür eine variable Spannungsquelle (kurz: OTP-DC; Typbezeichnung: NI PXI-4132) verwendet. Diese wird über ein Relais mit dem Datenpin verschaltet und ermöglicht eine Erzeugung der $7,5$ V Schreibspannung in weniger als 2 ms [88].

Um die Mess- und Programmierhardware möglichst kompatibel (single-ended oder differentieller Sensor; analoges oder digitales MEMS-Mikrofon; programmierbarer oder nicht-programmierbarer ASIC) zu gestalten, werden, neben der Datenleitung, auch die anderen Mikrofon Anschlüsse über eine Schaltmatrix (kurz: Matrix; Typbezeichnung: NI PXIe-2532B) geführt. Dies erlaubt eine Verschaltung der einzelnen Anschlüsse des Mikrofons mit den Messkarten. Im Falle eines programmierbaren MEMS-Mikrofons bedeutet dies ein Umschalten zwischen digitaler Messkarte (Programmiermodus) und Audiokarte (Messmodus), sowie die Schaltung der $7,5$ V Programmierspannung. Die Verschaltung innerhalb der Schaltmatrix erfolgt mit Reed-Relais [89]. Diese eignen sich besonders zum Schalten von Kleinstsignalen, wie zum Beispiel der Mikrofon-Rauschsignale. Weiter ermöglicht die Verschaltung der einzelnen Signale über die Schaltmatrix eine große Flexibilität für zukünftige Mikrofonentwicklungen, wie zum Beispiel digitale MEMS-Mikrofone. Erste Voruntersuchungen und Entwicklungen hierfür wurden von M. Loibl in [82] und M. Mayr in [90] durchgeführt und werden in dieser Arbeit nicht weiter vertieft. Um das Mess- und Programmiersystem möglichst robust zu gestalten, wurde für die Schaltmatrix

eine, zur Verkabelung des Testkopfs, passende Adapterplatine entwickelt [79]. Diese wird fest mit dem PXI-Chassis und der Schaltmatrix verschraubt und erlaubt eine einfache und robuste Steckmontage der einzelnen Messleitungen.

Eine weitere Möglichkeit die Testkosten pro Bauteil zu senken, liefert eine gezielte Erhöhung des Durchsatzes, ohne die Testzeit dabei zu verändern. Dies kann mit Hilfe eines Mehrfachtests erreicht werden. Hierfür werden zwei oder mehr Bauteile gleichzeitig kontaktiert und parallel getestet [80]. Bei zwei gleichzeitig getesteten Bauteilen kann der Durchsatz annähernd um den Faktor 2 gesteigert werden.

Abbildung 5.5 zeigt die Umsetzung eines Mehrfachtests mittels eines Druckkammer Messprinzips nach [83]. Dabei kann der bisher im ATE eingesetzte Testkopf (linker Querschnitt) durch den Austausch der Adapterplatte für eine Doppelmessung umgerüstet werden (rechter Querschnitt). Die Adapterplatte der Doppelmessung besitzt zwei Öffnungen, um den Schalldruck an zwei MEMS-Mikrofone gleichzeitig anzulegen. Die akustische Abdichtung wird dabei über einen Silikon-Dichtring gewährleistet. Die elektrische Kontaktierung der MEMS-Mikrofone erfolgt über ebenfalls austauschbare Leiterplatten mit Kontaktfedern.

Im Gegensatz zu einem Doppel-Messprinzip mit zwei baugleichen, getrennten Druckkammern benötigt der Aufbau in Abbildung 5.5 rechter Querschnitt nur ein Referenzmikrofon und einen Lautsprecher. Dies hat den Vorteil, dass die elektroakustische Vermessung beider Mikrofone parallel erfolgen kann. Bei getrennten Kammersystemen ist dies nur bedingt möglich, da durch die Nähe der beiden Kammern zueinander, resultierend aus den geringen Mikrofonabständen auf einem Panel, eine akustische Beeinflussung entstehen kann. Ein weiterer Vorteil des dargestellten Prinzips ist die einfache Umrüstung des derzeitigen Einzel-Testkopfes auf einen Doppel-Testkopf bei einer sehr geringen Änderung des Druckkammervolumen. Eine Schwierigkeit des Doppel-Testkopfes ist die benötigte akustische Dichtigkeit. Ist ein Kanal undicht, zum Beispiel

5 Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems

wenn ein Bauteil fehlt, ist keine Messung möglich, da die Druckkammer nicht abgeschlossen ist.

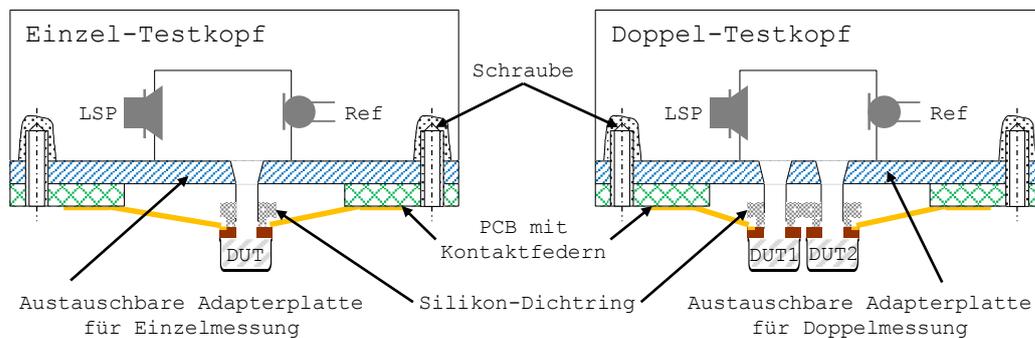


Abbildung 5.5: Umsetzung eines Mehrfachtests mittels eines Druckkammer Messprinzips nach [83]: Erweiterung des bisher im ATE eingesetzte Einzel-Testkopf (linker Querschnitt) durch den Austausch der Adapterplatte auf einen Doppel-Testkopf (rechter Querschnitt); Adapterplatte der Doppelmessung mit zwei Schallöffnungen; Akustische Abdichtung über Silikon-Dichtring; Elektrische Kontaktierung der MEMS-Mikrofone über ebenfalls austauschbare Leiterplatten mit Kontaktfedern.

5.2 Software-Konzept

Das auf der PXI-Plattform entwickelte Programm, zur Steuerung der für die Programmierung und Messung notwendigen Geräte, ermöglicht einen flexiblen Programmier- und Messablauf. Eine Aneinanderreihung der einzelnen Messungen (hier: Sensitivität bei 1 kHz, Sensitivität bei 4 kHz, THD und Noise) reduziert die Testzeit durch den Wegfall der benötigten GPIB-Kommunikation zwischen den einzelnen Messungen, siehe Abbildung 5.6.

In Falle eines idealen 1 kHz Audiosignales ist für die Sensitivitätsauswertung mittels RMS theoretisch nur eine Signalperiode notwendig. In der Praxis trifft dies jedoch nicht ganz zu. Gründe hierfür sind endliche Abtastraten und Signalverzerrungen. Diese Verzerrungen entstehen unter anderem bei den Signalübergängen und sind abhängig von der Signalamplitude und der Signalfrequenz.

Eine Lösung hierfür liefert das Wegschneiden der verzerrten Signalperioden zu Beginn des Signalübergangs. Für die Auswertung werden dann nur die späteren Perioden verwendet. So benötigt zum Beispiel eine Sensitivitätsmessung bei 1 kHz/Pa für das Erreichen einer Messgenauigkeit von $\pm 0,05$ dBV eine Messzeitlänge von 20 ms [79]. Durch eine Optimierung der einzelnen Messaufnahmezeiten T_{mess} kann eine weitere Reduktion der Testzeit erreicht werden.

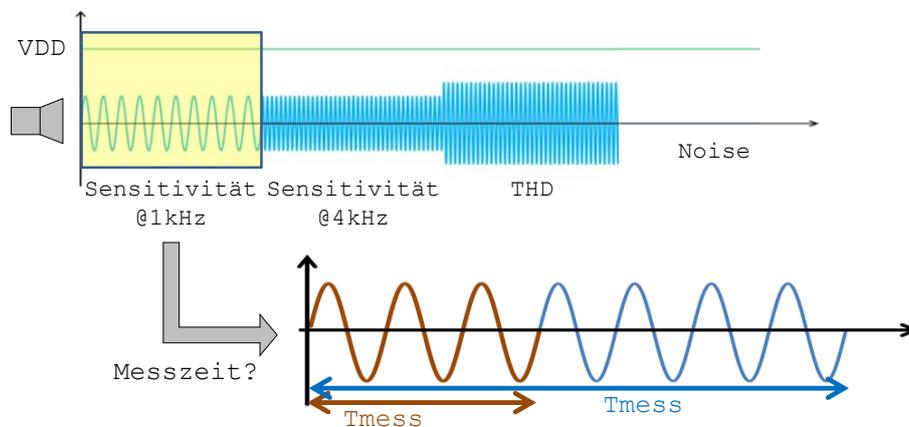


Abbildung 5.6: Testzeitreduzierung durch Aneinanderreihen der einzelnen Messungen: Messreihe (Sensitivität 1 kHz, Sensitivität 4 kHz, THD und Noise); Wegfall der benötigten GPIB-Kommunikation zwischen den einzelnen Messungen reduziert Testzeit; Weitere Testzeitreduktion durch Minimierung der einzelnen Messzeiten T_{mess} . (Bild nach [79])

Weiter erfolgt auch die Signalverarbeitung innerhalb des PXI Testprogramms. Dies erlaubt eine parallel zur Signalaufnahme startende Signalauswertung. Durch die Unterteilung der Auswertung in lauter kleine Segmente lässt sich die bisherige Testzeit

$$\text{Testzeit}_{\text{seriell}} = \text{Zeit}_{\text{Testsignal}} + \text{Zeit}_{\text{Auswertung}} \quad (5.3)$$

um annähernd die Auswertezeit reduzieren:

$$\begin{aligned} \text{Testzeit}_{\text{parallel}} &= \text{Testzeit}_{\text{seriell}} - (\text{Zeit}_{\text{Auswertung}} - \text{Zeit}_{\text{Teilauswertung}}) \\ &= \text{Zeit}_{\text{Testsignal}} + \text{Zeit}_{\text{Teilauswertung}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

5 Entwicklung eines Mess- und Programmiersystems

Die Steuerung der einzelnen Messgeräte, sowie die Kommunikation mit dem ATE-PC erfolgt über den PXI-PC. Das dafür entwickelte LabVIEW Programm beinhaltet, neben einer Initialisierungs- und Kalibrationsroutine, auch die Mess- und Programmerroutinen. Abbildung 5.7 zeigt ein vereinfachtes Ablaufdiagramm des entwickelten Testprogrammes.

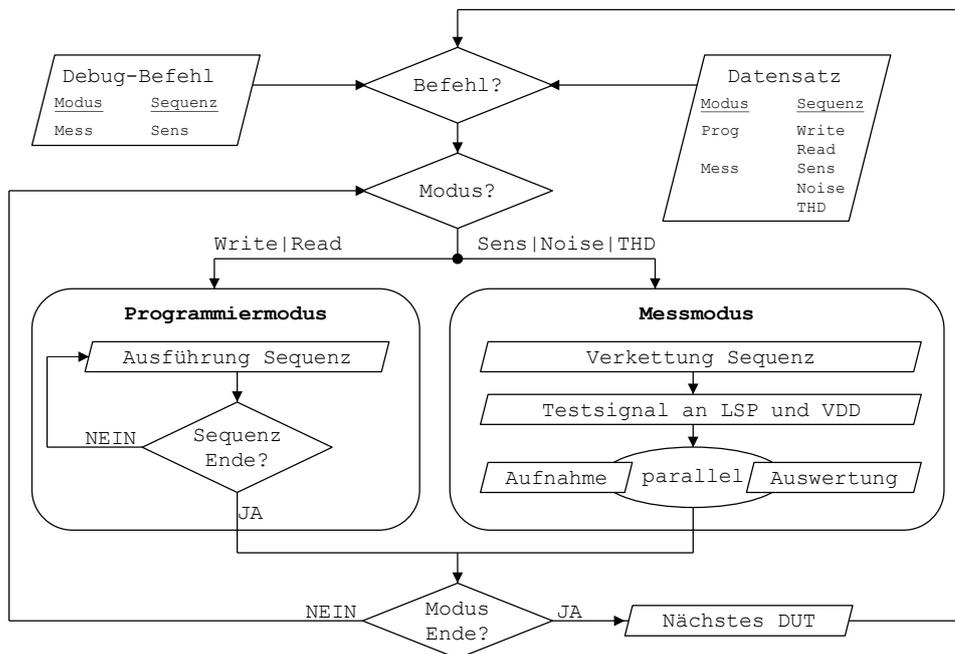


Abbildung 5.7: Vereinfachtes Ablaufdiagramm des entwickelten Testprogrammes: Das LabVIEW Programm basiert auf der Struktur eines Zustandsautomaten; Steuerung erfolgt über Datensatz oder Debug-Befehl; Die einzelnen Sequenzbefehle (Read, Write, Sens, Noise, THD) werden in den Unterprogrammen (Messmodus und Programmiermodus), je nach Modusbefehl (Mess oder Prog) abgearbeitet; Im Vergleich zur sequentiellen Abarbeitung der Befehle im Programmiermodus (Write, Read), werden im Messmodus die Sequenzbefehle (Sens, Noise, THD) zu einem kompletten Testsignal verkettet; Nach der Abarbeitung aller Modusbefehle samt zugehöriger Sequenzen kann das nächste DUT vermessen werden.

Das LabVIEW Programm der Messeinheit basiert auf der Struktur eines Zustandsautomaten. Diese ermöglicht, neben einer flexiblen Gestaltung und Anordnung der einzelnen Funktionsblöcke, auch eine einfache Erweiterbarkeit zukünftiger Funktionalitäten. Um das Testsystem problemlos in das ATE zu

integrieren, wurde die Ablaufsteuerung über den bisherigen Datensatz beibehalten. Dieser enthält, neben den einzelnen Sequenzbefehlen (Read, Write, Sens, Noise, THD, usw.), auch die Modusbefehle (Mess oder Prog). Anhand der Modusbefehle wird festgelegt, in welches Unterprogramm (Messmodus oder Programmiermodus) die zugehörigen Sequenzen übergeben werden. Das Unterprogramm Programmiermodus beinhaltet alle für die Programmierung benötigten Abläufe. Die einzelnen Befehlssequenzen, wie zum Beispiel Write und Read, werden nacheinander ausgeführt. Das Unterprogramm Messmodus beinhaltet alle für die elektroakustische Messung benötigten Abläufe. Im Vergleich zum Programmiermodus werden hier die einzelnen Befehlssequenzen, wie zum Beispiel Sens, Noise und THD, zu einem kompletten Testsignal verkettet und an Lautsprecher und VDD angelegt. Parallel zur Signalerzeugung startet die Signalaufnahme und Signalauswertung. Sind alle Modusbefehle abgearbeitet, kann das nächste DUT vermessen werden. Um die Messeinheit ebenfalls im Labor zu Analyse Zwecken, bzw. zur Testentwicklung, zu nutzen, wurde eine Debugstruktur integriert. Diese erlaubt es über eine manuelle Eingabe einzelner Modusbefehle samt zugehöriger Sequenzen einzelne Funktionen auszuführen.

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

Wie in Kapitel 4 bereits dargestellt, sind die elektrische Vorspannung und die Verstärkung einstellbar. In diesem Kapitel wird der Einfluss von Vorspannung und Verstärkung auf Sensitivität, SNR und THD ausführlicher betrachtet. Abbildung 6.1 zeigt eine vereinfachte Darstellung des gesamten Übertragungssystems und das Zusammenspiel der einzelnen Komponenten.

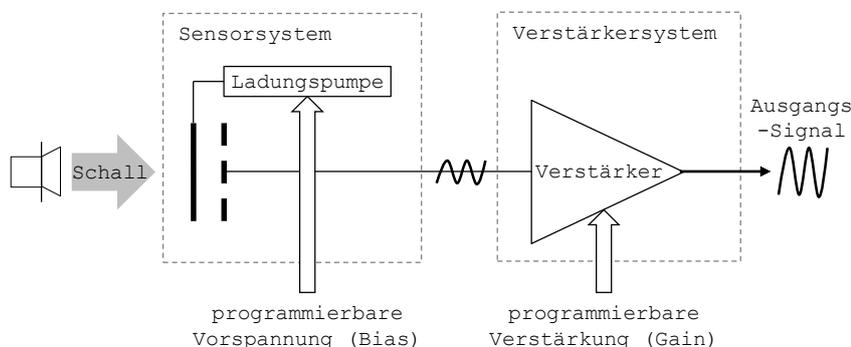


Abbildung 6.1: Vereinfachte Darstellung des gesamten Übertragungssystems: Unterteilung in zwei voneinander unabhängige Teilsysteme; Das Sensorsystem mit der einstellbaren elektrischen Vorspannung (kurz: Bias); Das Verstärkersystem mit der einstellbaren Verstärkung (kurz: Gain).

Die einstellbare elektrische Vorspannung und die Verstärkung beeinflussen die Übertragung von eintreffender Schallwelle zum Ausgangssignal. Das Gesamtsystem lässt sich in zwei unabhängige Teilsysteme unterteilen. Im Sensorsystem kann die elektrische Vorspannung (kurz: Bias) durch eine Umprogrammierung

der Ladungspumpe im ASIC geändert werden. Im Verstärkersystem lässt sich die Verstärkung (kurz: Gain) einstellen. Beide Parameter beeinflussen das elektrische Ausgangssignal.

Die nachfolgenden Messungen erfolgen mit Hilfe des in Kapitel 5 entwickelten Laborsetup. Mit Hilfe des TRY Modus¹ lassen sich die elektroakustischen Auswirkungen von Bias und Gain untersuchen.

6.1 Sensitivität

Die Sensitivität wird grundsätzlich durch die mechanische Auslegung des Sensors und den Aufbau des Mikrofongehäuses bestimmt. Über die Verstärkung und die elektrische Vorspannung lässt sich nach Abschluss der Fertigung die Sensitivität beeinflussen.

Die Programmierung der Verstärkerstufe im ASIC hat eine Änderung der Sensitivität zur Folge, siehe Abbildung 6.2. Hierfür wurde an einem Mikrofon mit Hilfe des TRY Modus die Sensitivität bei verschiedenen Verstärkungen gemessen.

Abbildung 6.2 zeigt, dass eine Erhöhung der Verstärkung einen dazu linearen Anstieg der Sensitivität von ungefähr 1 dBV/dB zur Folge hat. Die Verstärkung kann mit einer Schrittweite von 0,5 dB eingestellt werden. Dargestellt ist die Sensitivität für die minimale und die maximale Biasspannung (\blacktriangle Bias_{min}, \blacksquare Bias_{max}). Über die programmierbare Verstärkung lässt sich für Bias_{min} eine maximale Sensitivitätsänderung von 7,66 dBV und für Bias_{max} eine maximale Sensitivitätsänderung von 7,59 dBV erreichen.

¹Der TRY Modus ermöglicht es das Mikrofon über den flüchtigen Speicher mehrmals zu programmieren und anschließend zu vermessen.

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

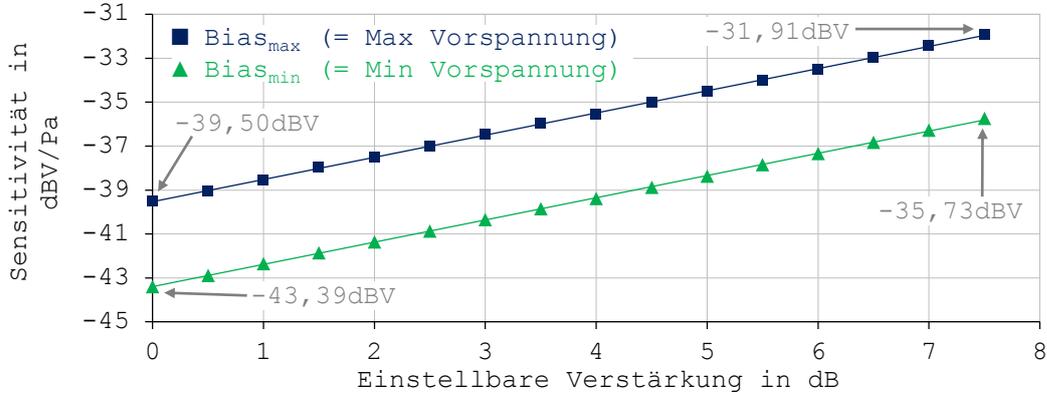


Abbildung 6.2: Einfluss der Verstärkung auf die Sensitivität: Dargestellt ist die Sensitivität für die minimale und die maximale Biasspannung (\blacktriangle Bias_{min}, \blacksquare Bias_{max}); Die Erhöhung der Verstärkung hat einen dazu linearen Anstieg der Sensitivität von ungefähr 1 dBV/dB zur Folge. (Bild nach [72])

Um zu untersuchen wie die Biasspannung die Genauigkeit einer über die Verstärkung herbeigeführten Sensitivitätsänderung beeinflusst, wurden für alle einstellbaren Bias Spannungen die über die Verstärkung herbeigeführten maximalen Sensitivitätsänderungen gemessen, siehe Abbildung 6.3.

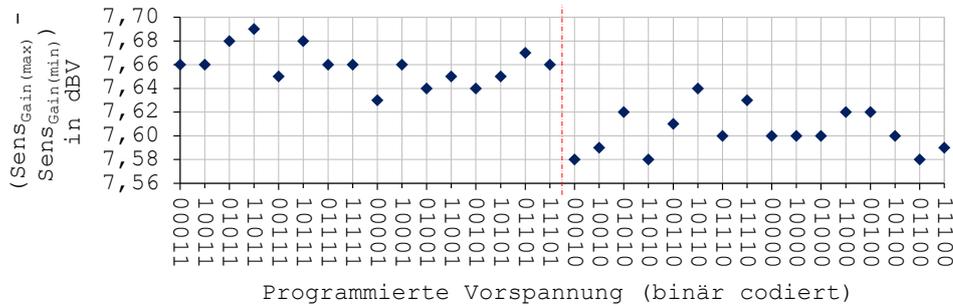


Abbildung 6.3: Einfluss der Vorspannung auf die über die Verstärkung herbeigeführten maximalen Sensitivitätsänderungen: Binäre Codierung der einstellbaren Vorspannungswerte von minimal (Bitfolge 00011 \approx 9,9 V) bis maximal (Bitfolge 11100 \approx 12,3 V); Geringe Abhängigkeit der gemessenen Sensitivitätsänderungen \blacklozenge (Sens_{Gain(max)} - Sens_{Gain(min)}) von der programmierten Vorspannung.

Die einstellbaren Vorspannungswerte sind mit ihrer binären Codierung angegeben und in aufsteigender Reihenfolge, minimal (Bitfolge 00011 $\approx 9,9$ V) bis maximal (Bitfolge 11100 $\approx 12,3$ V), angeordnet. Die gemessenen Sensitivitätsänderungen \diamond ($\text{Sens}_{\text{Gain}(\text{max})} - \text{Sens}_{\text{Gain}(\text{min})}$) zeigen eine geringe Abhängigkeit von der binären Codierung. Diese zeigt sich vor allem bei einem Wechsel eines Bits. Ein Grund hierfür kann zum derzeitigen Zeitpunkt nicht geliefert werden.

Für die Programmierung der Sensitivität über die Verstärkung bedeutet dies, dass je nach eingestellter Vorspannung die maximale Sensitivitätsänderung auf Grund der Gain Programmierung eine Unsicherheit von maximal 0,11 dBV hat. Auf Grund der geringen Abweichung wird für die nachfolgenden Untersuchungen die maximale Änderung der Sensitivität über die Verstärkung unabhängig von Bias als konstant angenommen. Das Einstellungsverhältnis der Sensitivität über die Verstärkung lässt sich über den Gain-Umrechnungsfaktor Z_{Gain} mit

$$Z_{\text{Gain}} = \frac{\text{Sensitivitätsänderung}}{\text{Verstärkungsänderung}} \quad \text{in} \quad \frac{\text{dBV}}{\text{dB}} . \quad (6.1)$$

beschreiben. Für eine über die Verstärkung von 7,5 dB herbeigeführte maximale Sensitivitätsänderung von 7,6 dBV, siehe Abbildung 6.2, ergibt sich ein Gain-Umrechnungsfaktor von 1,01 dBV/dB.

Nun gilt es zu überprüfen ob der Gain-Umrechnungsfaktor für eine konstante Bias Spannung über eine größere Anzahl von MEMS-Mikrofonen konstant ist. Hierfür wurden ca. 100 Mikrofone mehrerer Fertigungslose mit Hilfe des TRY Modus programmiert und vermessen. Dabei wurde eine Biasspannung von 11,75 V eingestellt. Abbildung 6.4 korreliert für jedes Bauteil den ermittelten Gain-Umrechnungsfaktor mit der zugehörigen Sensitivität vor der Programmierung.

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

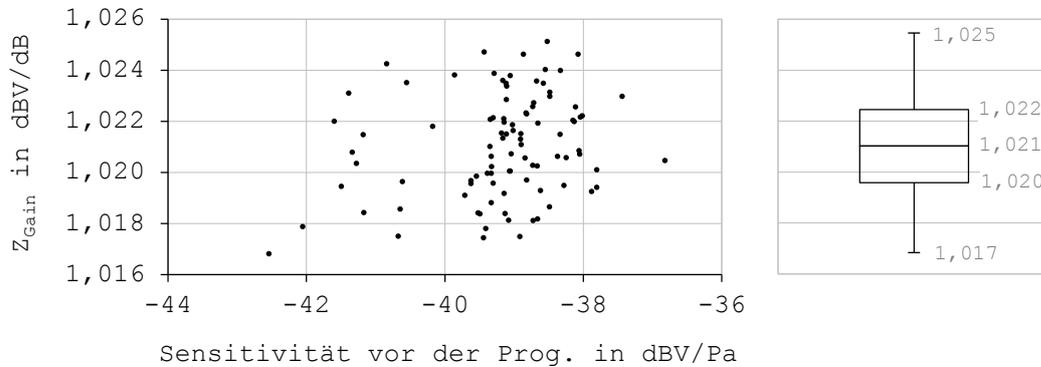


Abbildung 6.4: Korrelation Gain-Umrechnungsfaktor mit der zugehörigen Sensitivität vor der Programmierung gemessen an ca. 100 Bauteilen: Geringe Streuung von Z_{Gain} ; Keine Korrelation von Z_{Gain} mit der Sensitivität vor der Programmierung.

Das Diagramm zeigt zwei Dinge: Die Streuung von Z_{Gain} ist gering. Außerdem korreliert Z_{Gain} nicht mit der Sensitivität vor der Programmierung. Der Median von Z_{Gain} liegt bei 1,021 dBV/dB. Die beiden Quartile liegen bei 1,020 dBV/dB und 1,022 dBV/dB. Die beiden Extremwerte liegen bei 1,017 dBV/dB und 1,025 dBV/dB. Für eine maximale Verstärkungsänderung von 7,5 dB bedeutet dies, dass die Genauigkeit der einzustellenden Sensitivität in einem Bereich von 0,08 dBV/dB streut. Auf Grund der geringen Genauigkeitsabweichung ist für die weitere Betrachtung ein Gain-Umrechnungsfaktor von 1,0 dBV/dB anzunehmen.

Neben der Verstärkung ist auch die elektrische Vorspannung einstellbar. Dies hat eine Änderung der Sensitivität zur Folge, siehe Abbildung 6.5. Hierfür wurde an einem Mikrofon mit Hilfe des TRY Modus die Sensitivität bei verschiedenen Vorspannungen gemessen.

Abbildung 6.5 zeigt, dass eine Erhöhung der Vorspannung einen dazu linearen Anstieg der Sensitivität von ungefähr 1,6 dBV/V zur Folge hat. Die Vorspannung kann mit einer Schrittweite von 0,077 V eingestellt werden. Die Sensitivität ist dargestellt für die minimale und die maximale Verstärkung (\blacktriangle Gain_{min}, \blacksquare Gain_{max}). Über die programmierbare Vorspannung lässt sich für Gain_{min} eine

maximale Sensitivitätsänderung von 3,89 dBV und für Gain_{max} eine maximale Sensitivitätsänderung von 3,82 dBV erreichen.

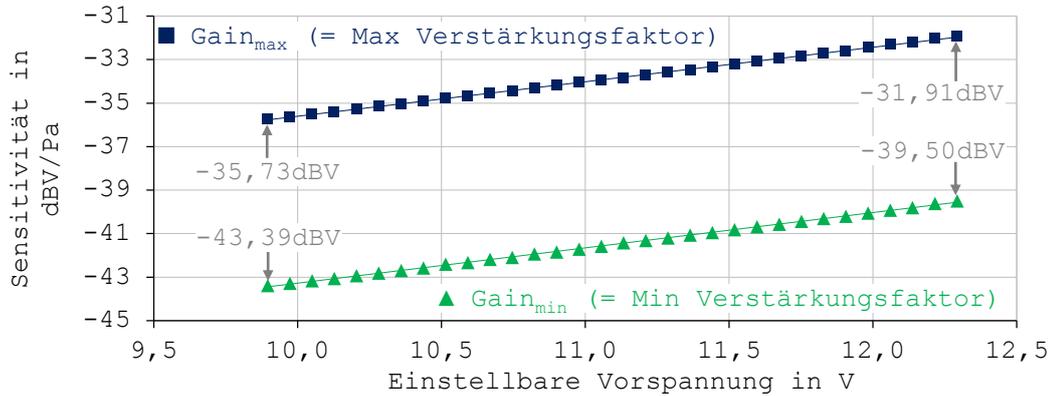


Abbildung 6.5: Einfluss der elektrischen Vorspannung auf die Sensitivität: Dargestellt ist die Sensitivität für die minimale und die maximale Verstärkung (\blacktriangle Gain_{min} , \blacksquare Gain_{max}); Die Erhöhung der Vorspannung hat einen dazu linearen Anstieg der Sensitivität von ungefähr 1,6 dBV/V zur Folge. (Bild nach [72])

Um zu untersuchen wie die Verstärkung die Genauigkeit einer über die Vorspannung herbeigeführten Sensitivitätsänderung beeinflusst, wurden für alle einstellbaren Verstärkungen die über die Vorspannung herbeigeführten maximalen Sensitivitätsänderungen gemessen, siehe Abbildung 6.6.

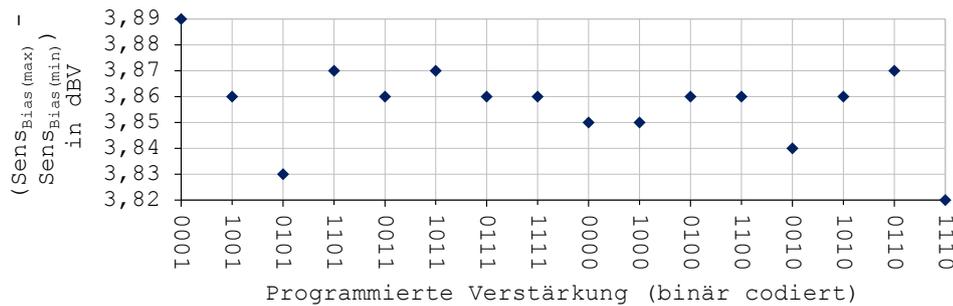


Abbildung 6.6: Einfluss der Verstärkung auf die über die Vorspannung herbeigeführten maximalen Sensitivitätsänderungen: Binäre Codierung der einstellbaren Verstärkungen von minimal (Bitfolge 0001 \approx 0 dB) bis maximal (Bitfolge 1110 \approx 7,5 dB); Geringe Streuung der gemessenen Sensitivitätsänderungen \blacklozenge $(\text{Sens}_{\text{Bias}(\text{max})} - \text{Sens}_{\text{Bias}(\text{min})})$.

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

Die einstellbaren Verstärkungen sind mit ihrer binären Codierung angegeben und in aufsteigender Reihenfolge, minimal (Bitfolge 0001 \approx 0 dB) bis maximal (Bitfolge 1110 \approx 7,5 dB), angeordnet. Geringe Streuung der gemessenen Sensitivitätsänderungen \diamond ($\text{Sens}_{\text{Bias}(\text{max})} - \text{Sens}_{\text{Bias}(\text{min})}$). Im schlechtesten Fall streut die Sensitivitätsänderung um 0,04 dBV. Auf Grund der geringen Streuung wird für die nachfolgenden Untersuchungen die maximale Änderung der Sensitivität über die Vorspannung als unabhängig von der Verstärkung angenommen. Das Einstellungsverhältnis der Sensitivität über die elektrische Vorspannung lässt sich über den Bias-Umrechnungsfaktor Z_{Bias} mit

$$Z_{\text{Bias}} = \frac{\text{Sensitivitätsänderung}}{\text{Vorspannungsänderung}} \quad \text{in} \quad \frac{\text{dBV}}{\text{V}} . \quad (6.2)$$

beschreiben. Für eine über die Vorspannung von 2,4 V herbeigeführte maximale Sensitivitätsänderung von 3,8 dBV, siehe Abbildung 6.5, ergibt sich ein Bias-Umrechnungsfaktor von 1,58 dBV/V.

Nun gilt es zu überprüfen ob der Bias-Umrechnungsfaktor für eine konstante Verstärkung über eine größere Anzahl von MEMS-Mikrofonen konstant ist. Hierfür wurden ca. 100 Mikrofone mehrerer Fertigungslose mit Hilfe des TRY Modus programmiert und vermessen. Dabei wurde eine Verstärkung von 4 dB eingestellt. Abbildung 6.7 korreliert für jedes Bauteil den ermittelten Bias-Umrechnungsfaktor mit der Sensitivität vor der Programmierung.

Anders als beim Gain-Umrechnungsfaktor beeinflusst die Sensitivität vor der Programmierung den Bias-Umrechnungsfaktor, siehe Abbildung 6.7. Je geringer die Sensitivität vor der Programmierung, desto geringer ist auch der Bias-Umrechnungsfaktor. Eine Erklärung hierfür liefern die fertigungsbedingten Streuungen der Sensorkapazität. Je größer die Kapazität, desto näher befindet sich die Sensitivität am Pull-In Punkt. Je näher die Sensitivität dem Pull-In Punkt kommt, desto größer wird der Bias-Umrechnungsfaktor durch den Anstieg der Nichtlinearitäten. Ein Zusammenhang zwischen Z_{Bias} und der Sensi-

tivität vor der Programmierung für das in dieser Arbeit präsentierte Mikrofon ist näherungsweise

$$Z_{\text{Bias}} = 0,056 \frac{\text{Pa}}{\text{V}} \cdot \text{Sens} + 3,62 \frac{\text{dBV}}{\text{V}} . \quad (6.3)$$

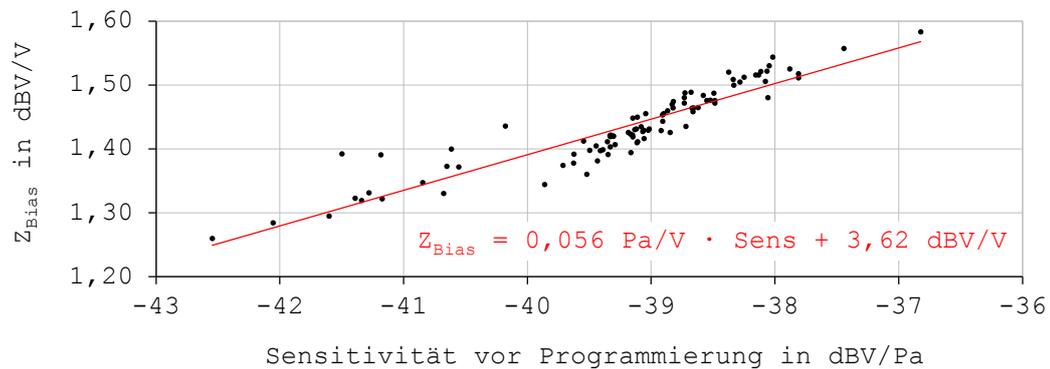


Abbildung 6.7: Korrelation Bias-Umrechnungsfaktor mit der zugehörigen Sensitivität vor der Programmierung gemessen an ca. 100 Bauteilen: Abhängigkeit von Z_{Bias} von der Sensitivität vor der Programmierung.

Abschließend gilt es noch zu prüfen, wie die Einstellung der Verstärkung und der Vorspannung den Frequenzgang beeinflusst. Hierfür wurde exemplarisch an einem Mikrofon mit Hilfe des TRY Modus der Frequenzgang bei verschiedenen Verstärkungen und Vorspannungen gemessen. Abbildung 6.8 zeigt die gemessenen Frequenzgänge für eine minimale • und maximale ♦ Verstärkung bei einer Vorspannung von 11,7 V und eine minimale ▲ und maximale ■ Vorspannung bei einer Verstärkung von 4 dB.

Die Wahl der Verstärkung und der Vorspannung beeinflusst den Frequenzgang. Je nach Programmierung zeigt sich eine parallele Verschiebung des Frequenzganges über die Sensitivität.

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

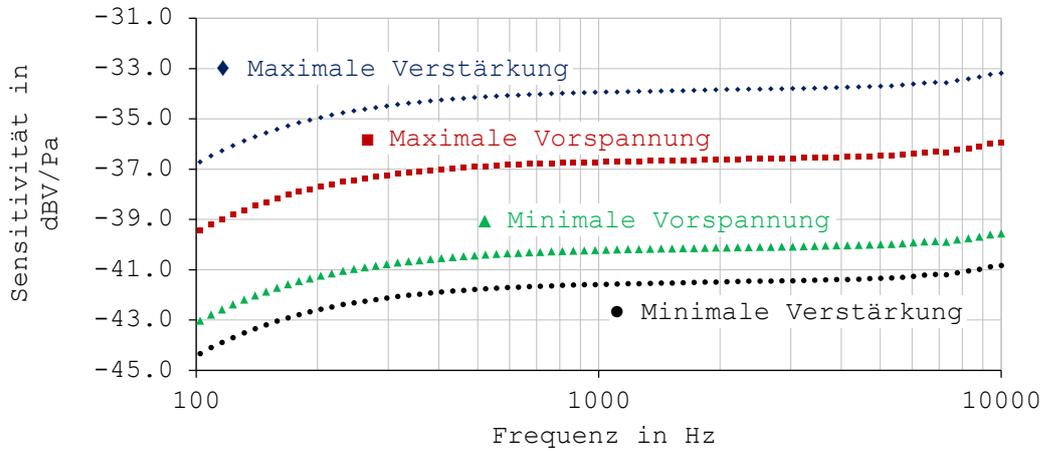


Abbildung 6.8: Mikrofonfrequenzgang für programmierte minimalen und maximalen Verstärkung und Vorspannung: Programmierung resultiert in paralleler Verschiebung des Frequenzganges über die Sensitivität. (Bild nach [75])

6.2 Signal-Rausch-Verhältnis

Neben der Sensitivität sind das Rauschen und das Signal zu Rausch Verhältnis weitere wichtige Größen für die Bewertung von MEMS-Mikrofonen. Abbildung 6.9 zeigt die Auswirkungen der eingestellten Verstärkung auf die Sensitivität (oberer Graph), das Rauschen (mittlerer Graph) und den SNR (unterer Graph). Hierfür wurde an einem Mikrofon mit Hilfe des TRY Modus die Sensitivität, das Rauschen und der SNR für alle Vorspannungen und Verstärkungen gemessen und die Abhängigkeit von der Verstärkung dargestellt.

Wie auch schon in Abbildung 6.2 hat die Erhöhung der Verstärkung auch in Abbildung 6.9 oberer Graph eine Sensitivitätssteigerung zur Folge. Betrachtet man für jede Vorspannung ($Bias_{MIN}$ nach $Bias_{MAX}$) die Sensitivität über die eingestellte Verstärkung, so ergibt sich näherungsweise für die Abhängigkeit der Sensitivität von der Verstärkung

$$\text{Sensitivität} = 1,01 \frac{\text{dBV}}{\text{dB Pa}} \cdot \text{Verstärkung} - 41,8 \frac{\text{dBV}}{\text{Pa}} . \quad (6.4)$$

6.2 Signal-Rausch-Verhältnis

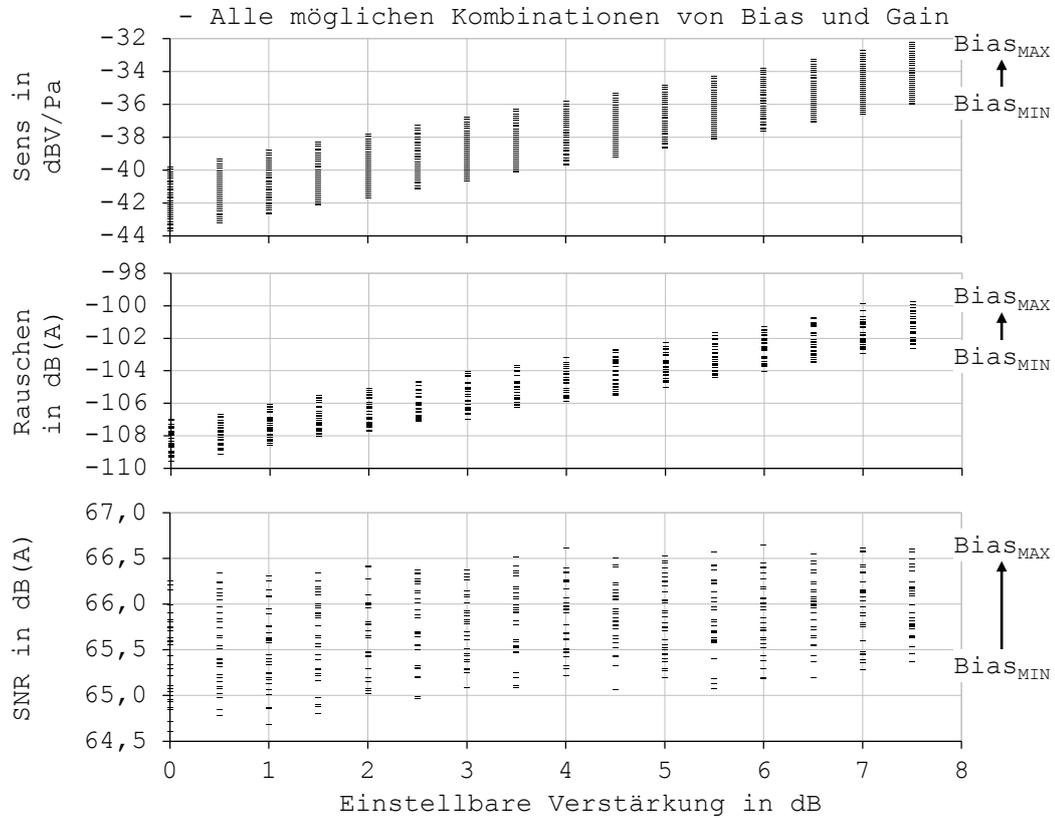


Abbildung 6.9: Auswirkungen der Verstärkung auf die Sensitivität (oberer Graph), das Rauschen (mittlerer Graph) und den SNR (unterer Graph): linear zur Verstärkung ansteigende Sensitivität ($\approx 1,01$ dBV/dB); linear zur Verstärkung ansteigendes Rauschen ($\approx 0,94$ dB(A)/dB); annähernd konstantes SNR über Verstärkung ($\approx 0,07$ dB(A)/dB).

Betrachtet man das Rauschen, siehe Abbildung 6.9 mittlerer Graph, so zeigt sich auch hier ein linear mit der Verstärkung ansteigender Verlauf. Je nach eingestellter Vorspannung (Bias_{MIN} nach Bias_{MAX}) lässt sich näherungsweise die Abhängigkeit des Rauschens von der Verstärkung mit

$$\text{Rauschen} = 0,94 \frac{\text{dB(A)}}{\text{dB}} \cdot \text{Verstärkung} - 108,4 \text{ dB(A)} \quad (6.5)$$

beschreiben. Betrachtet man den SNR, siehe Abbildung 6.9 unterer Graph, so zeigt sich ein annähernd über die Verstärkung gleichbleibendes SNR. Je nach

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

programmierter Vorspannung (Bias_{MIN} nach Bias_{MAX}) lässt sich näherungsweise die Abhängigkeit des SNR von der Verstärkung mit

$$\text{SNR} = 0,07 \cdot \text{Verstärkung} + 65,5 \text{ dB} \quad (6.6)$$

beschreiben. Der geringe Steigungsfaktor von 0,07 ist auf die Ungenauigkeit der Rauschmessung und den Verstärkereinfluss zurückzuführen. Somit kann hier festgehalten werden, dass bei einer Änderung der Verstärkung der SNR nur gering beeinflusst wird. Über den maximalen Verstärkungsbereich von 7,5 dB ergibt sich in etwa eine SNR Änderung von 0,5 dB.

Abbildung 6.10 zeigt die Auswirkungen der einstellbaren Vorspannung auf die Sensitivität (oberer Graph), das Rauschen (mittlerer Graph) und den SNR (unterer Graph). Hierfür wurde an einem Mikrofon mit Hilfe des TRY Modus die Sensitivität, das Rauschen und der SNR für alle möglichen Vorspannungen und Verstärkungen gemessen und die Abhängigkeit von der Vorspannung dargestellt.

Wie auch schon in Abbildung 6.5 hat die Erhöhung der Vorspannung auch in Abbildung 6.10 oberer Graph eine Sensitivitätssteigerung zur Folge. Betrachtet man für jede Verstärkung (Gain_{MIN} nach Gain_{MAX}) die Sensitivität über die eingestellte Vorspannung, so lässt sich näherungsweise die Abhängigkeit der Sensitivität von der Vorspannung mit

$$\text{Sensitivität} = 1,60 \frac{\text{dBV}}{\text{V Pa}} \cdot \text{Vorspannung} - 55,8 \frac{\text{dBV}}{\text{Pa}} \quad (6.7)$$

beschreiben. Betrachtet man das Rauschen, siehe Abbildung 6.10 mittlerer Graph, so zeigt sich auch hier ein linear mit der Vorspannung ansteigender Verlauf. Je nach eingestellter Verstärkung (Gain_{MIN} nach Gain_{MAX}) ergibt sich näherungsweise für die Abhängigkeit des Rauschens von der Vorspannung

$$\text{Rauschen} = 1,08 \frac{\text{dB(A)}}{\text{V}} \cdot \text{Vorspannung} - 116,8 \text{ dB(A)} . \quad (6.8)$$

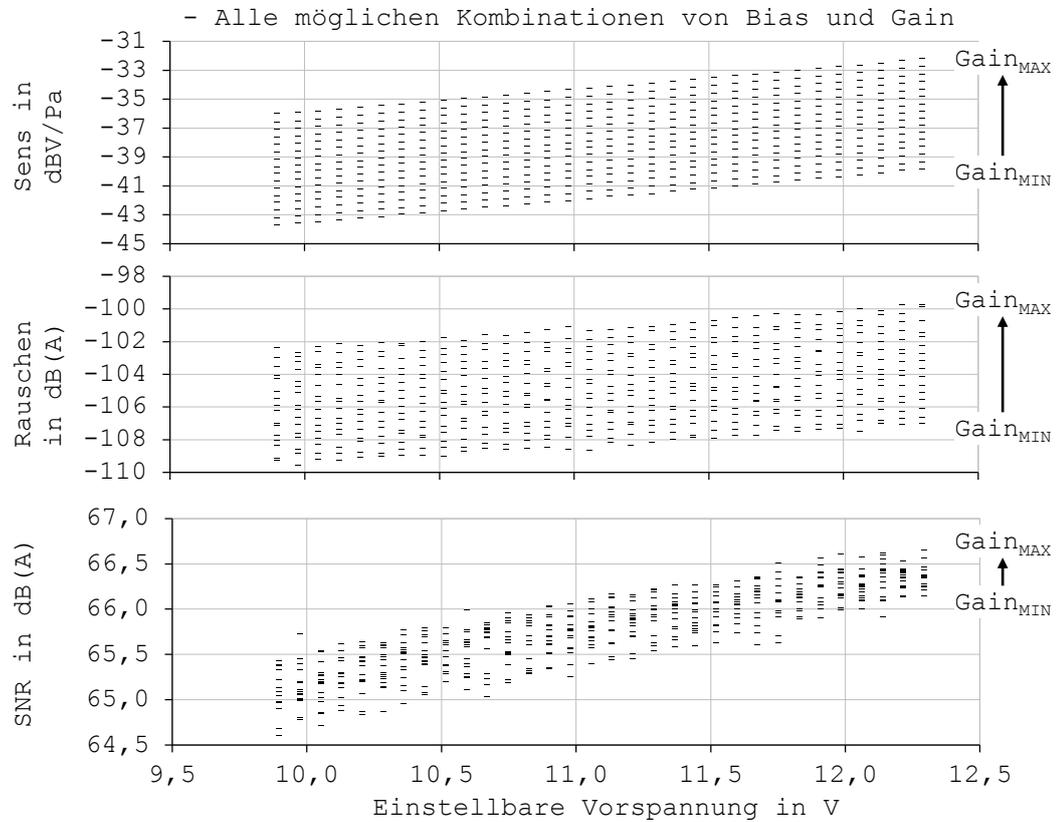


Abbildung 6.10: Auswirkungen der Vorspannung auf die Sensitivität (oberer Graph), das Rauschen (mittlerer Graph) und den SNR (unterer Graph): linear zur Vorspannung ansteigende Sensitivität ($\approx 1,60$ dBV/V); linear zur Vorspannung ansteigendes Rauschen ($\approx 1,08$ dB(A)/V); linear zur Vorspannung ansteigendes SNR ($\approx 0,53$ dB(A)/V).

Über den Vorspannungsbereich von 9,9 V bis 12,3 V nimmt das Rauschen um $0,52$ dB(A)/V weniger zu als die Sensitivität. Einen Grund hierfür ist die, bei einer Vorspannungsänderung, gleichbleibende akustisch thermische Rauschkomponente. Diese wird überwiegend durch die Brownsche Molekularbewegung der Luftmoleküle an den einzelnen Widerständen im akustischen Pfad bestimmt [31] [58]. Dabei verursachen, nach [58], die Perforationslöcher den größten akustisch-thermischen Rauschanteil, 61% bei einem single-ended Sensor-Chip und 69% bei einem differentiellen Sensor-Chip. Bei einer Vor-

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

spannungsänderung wird dieser Rauschanteil, im Gegensatz zum elektrisch-thermischen Rauschen im ASIC, fast nicht verändert [91].

Betrachtet man den SNR, siehe Abbildung 6.10 unterer Graph, so bestätigt sich dieses Ergebnis. Mit der Vorspannung verändert sich der SNR. Je nach programmierter Verstärkung lässt sich näherungsweise die Abhängigkeit des SNR von der Vorspannung mit

$$\text{SNR} = 0,53 \frac{\text{dB}}{\text{V}} \cdot \text{Vorspannung} + 59,9 \text{ dB} \quad (6.9)$$

beschreiben. Somit kann hier festgehalten werden, dass bei einer Änderung der Vorspannung der SNR beeinflusst wird. Über den maximalen Vorspannungsbereich von 2,4 V ergibt sich in etwa eine SNR Änderung von 1,27 dB. Für die Fertigung von Mikrofonen bedeutet dies, dass durch einen hohen Vorspannungswert neben der Sensitivität ebenfalls der SNR gesteigert wird.

6.3 Harmonische Verzerrungen

Die harmonischen Verzerrungen sind eine weitere Größe für die akustische Bewertung von MEMS-Mikrofonen. Je geringer die Verzerrungen sind, desto weniger verfälschen sie das eigentliche Signal. Bei Mikrofonen nehmen die Verzerrungen fast immer mit ansteigendem Schalldruck zu. Abbildung 6.11 zeigt die Auswirkungen der einstellbaren Verstärkung auf den THD für einen Schalldruckpegel von 94 dB_{SPL} (oberer Graph) und für einen Schalldruckpegel von 110 dB_{SPL} (unterer Graph). Hierfür wurde an einem Mikrofon mit Hilfe des TRY Modus der THD für eine minimale Vorspannung ▲ und für eine maximale Vorspannung ■ über die einstellbare Verstärkung gemessen.

6.3 Harmonische Verzerrungen

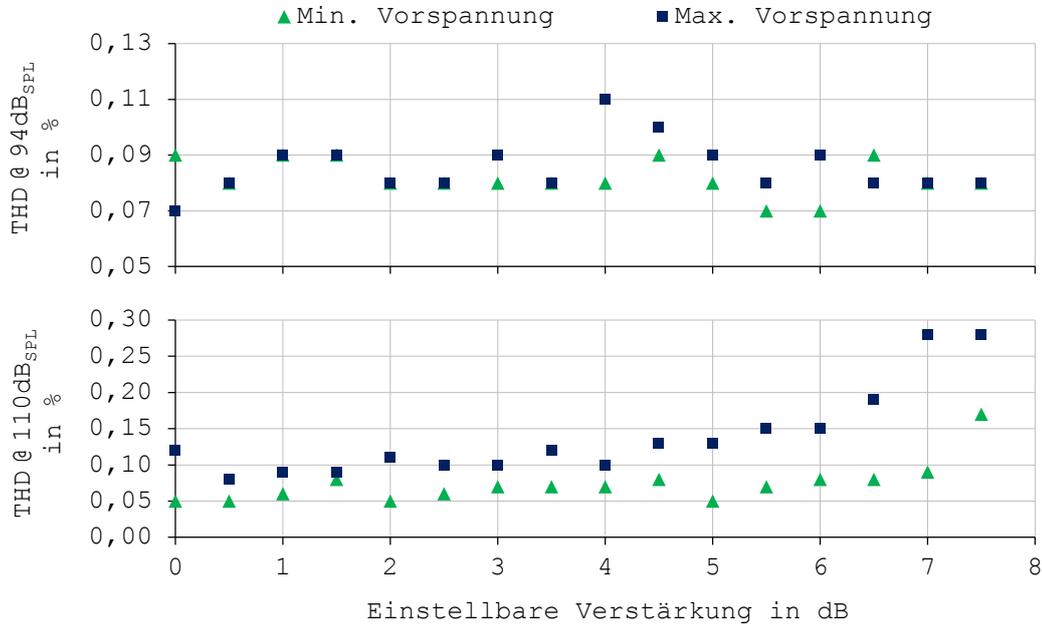


Abbildung 6.11: Auswirkungen der einstellbaren Verstärkung auf den THD für einen Schalldruckpegel von 94 dB_{SPL} (oberer Graph) und für einen Schalldruckpegel von 110 dB_{SPL} (unterer Graph): Erst bei einem höheren Schalldruckpegel von 110 dB_{SPL} ist ein Einfluss der eingestellten Vorspannung und der Verstärkung auf den THD sichtbar. (Bild nach [72])

Bei einem Schalldruckpegel von 94 dB_{SPL} schwankt der THD unabhängig von der Vorspannung über die eingestellte Verstärkung innerhalb eines Bereiches von 0,04 %, siehe Abbildung 6.11 oberer Graph. Erst bei einem höheren Schalldruckpegel von 110 dB_{SPL} ist ein Einfluss der eingestellten Vorspannung und der Verstärkung auf den THD sichtbar, siehe Abbildung 6.11 unterer Graph. Je nach eingestellter Vorspannung, ▲ Bias_{MIN} oder ■ Bias_{MAX}, ändert sich der THD. Je höher die Vorspannung, desto höher der THD Wert. Der Grund hierfür sind die nichtlinearen Eigenschaften des Sensor Chips.

Der Einfluss der einstellbaren Verstärkung wird ebenfalls erst bei einem höheren Schalldruck von 110 dB_{SPL} sichtbar, siehe Abbildung 6.11 unterer Graph. Bis zu einer Verstärkung von 4 dB ist der THD Wert nahezu konstant. Erst ab einer Verstärkung größer 4 dB zeigt sich ein THD Anstieg. Da bei der Mes-

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

sung die Anregung konstant ist und nur die Verstärkung variiert wird, ist der THD Anstieg auf den Verstärker zurückzuführen. Ein möglicher Grund ist die Aussteuerung des Vorverstärkers.

Um dies zu überprüfen, wurde die Verstärkerstufe des ASIC-Chips einzeln untersucht. Hierfür wurde ein ungehäuster ASIC-Chip an einem Waferprober kontaktiert und dessen Verstärkungsverhalten vermessen. Als Anregungsspannung $V_{in(pp)}$ wurde eine 1 kHz Sinusspannung verwendet, deren Amplitude schrittweise erhöht wurde. Abbildung 6.12 zeigt die gemessene Ausgangsspannung $V_{out(pp)}$ zur angelegten Anregungsspannung $V_{in(pp)}$ (oberer Graph) und zum gemessenen THD (mittlerer Graph). Zur Verdeutlichung der Verstärkeraussteuerung zeigt der untere Graph aus Abbildung 6.12 das gemessene Ausgangssignal $V_{out(pp)}$ über die Aufnahmezeit für ausgewählte Ausgangsamplituden von 0,7 V, 2,2 V und 2,6 V.

Abbildung 6.12 zeigt einen THD kleiner 1 % für Ausgangsspannungen $V_{out(pp)}$ kleiner 2 V. Wie aus dem unteren Graph ersichtlich befindet sich der Verstärker für Ausgangsspannungen kleiner 2 V noch innerhalb seines Arbeitsbereiches. Für diesen Ausgangsspannungsbereich lässt sich näherungsweise der Zusammenhang zwischen Eingangsspannung $V_{in(pp)}$ und Ausgangsspannung $V_{out(pp)}$ wie folgt ermitteln:

$$V_{in(pp)} = 0,388 \cdot V_{out(pp)} \quad (6.10)$$

Erhöht man jedoch die Eingangsspannung $V_{in(pp)}$ auf Werte über 0,75 V, so überschreitet der THD die 1 % Grenze und steigt steil an. Der Grund hierfür ist die Verstärkerbegrenzung. Bei Erreichen der Grenze begrenzt der Verstärker das Ausgangssignal, siehe 2,2 V und 2,6 V Ausgangssignal im unteren Graphen.

6.3 Harmonische Verzerrungen

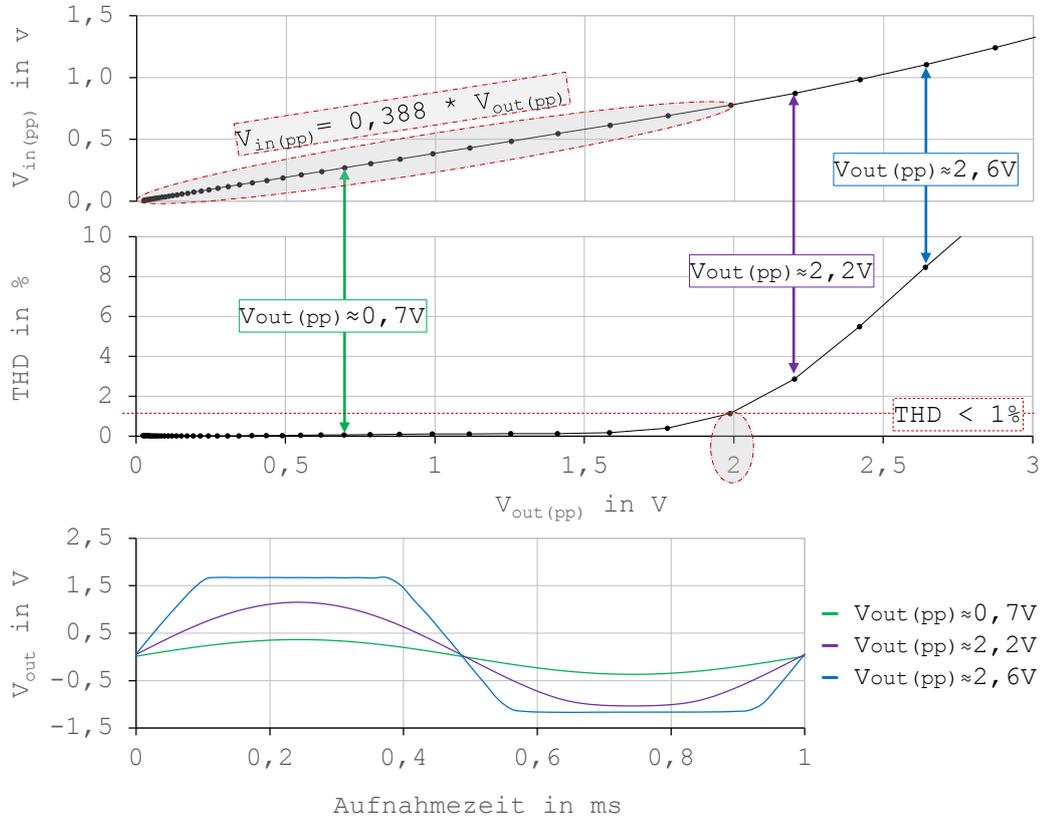


Abbildung 6.12: Charakterisierung des Verstärkerhaltens eines ungehäuteten ASIC-Chips: Oberer Graph zeigt angelegte Eingangsspannung $V_{in(pp)}$ zu gemessener Ausgangsspannung $V_{out(pp)}$; Mittlerer Graph zeigt gemessenen THD zu $V_{out(pp)}$; Unterer Graph zeigt für verschiedene Ausgangsspannungen aufgenommenes Zeitsignal; Bei Ausgangsspannungen $V_{out(pp)}$ kleiner 2 V ist der THD kleiner 1 %; Bei Eingangsspannungen $V_{in(pp)}$ größer 0,75 V überschreitet der THD die 1 % Grenze und steigt steil an.

Ein ähnliches Verhalten zeigt sich bei der akustischen Messung eines programmierbaren MEMS-Mikrofons, siehe Abbildung 6.13. Hierfür wurden die Sensitivität (oberer Graph) und der THD (mittlerer Graph) eines Mikrofons über einen Schalldruckpegelbereich von 84 dB_{SPL} bis 144 dB_{SPL} gemessen. Zur Verdeutlichung der Verstärkersteuerung zeigt der unter Graph das gemessene Ausgangssignal V_{out} über die Aufnahmezeit für ausgewählte Schalldrücke von 124 dB_{SPL}, 130 dB_{SPL}, 132 dB_{SPL}, 134 dB_{SPL} und 140 dB_{SPL}.

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

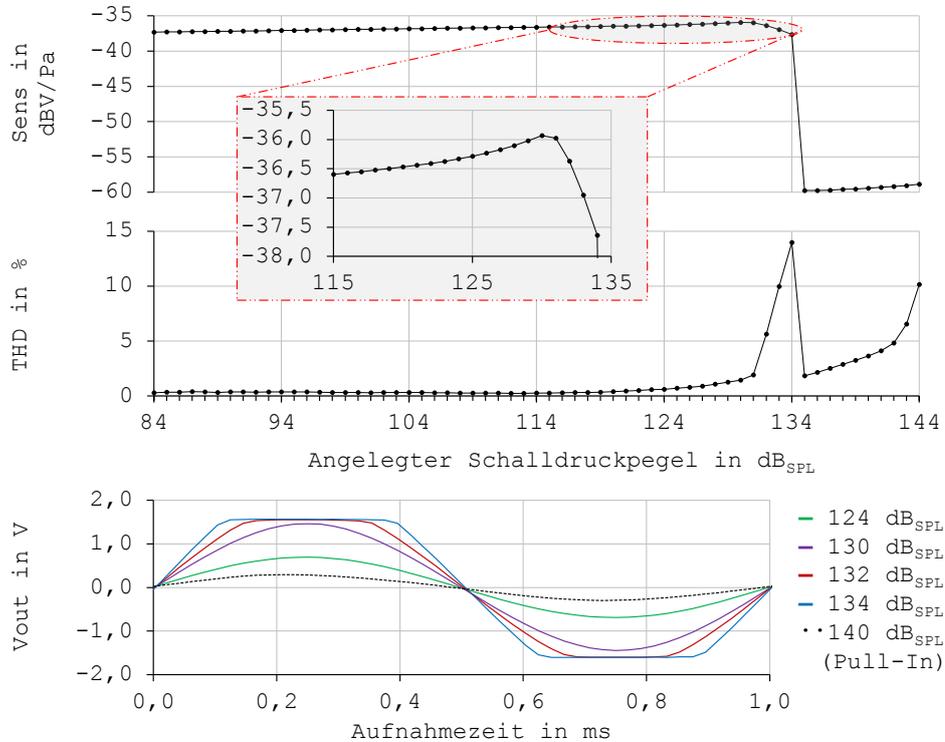


Abbildung 6.13: Charakterisierung des Verstärkerhaltens eines MEMS-Mikrofons: Oberer Graph zeigt die gemessene Sensitivität über einen Schalldruckpegelbereich von 84 dB_{SPL} bis 144 dB_{SPL}; Mittlerer Graph zeigt den gemessenen THD über einen Schalldruckpegelbereich von 84 dB_{SPL} bis 144 dB_{SPL}; Unterer Graph zeigt für verschiedene Schalldruckpegel aufgenommenes Zeitsignal; Für Schalldrücke kleiner 115 dB_{SPL} ist die Sensitivität und der THD annähernd konstant; Bei Schalldruckpegeln größer 115 dB_{SPL} steigt die Sensitivität und der THD; Bei einem Schalldruckpegel von 131 dB_{SPL} fällt die Sensitivität und steigt der THD kurz bevor der Pull-In Punkt erreicht ist; Bei Schalldruckpegeln größer 134 dB_{SPL} befindet sich das Mikrofon im Pull-In.

Für Schalldrücke kleiner 115 dB_{SPL} wurde eine annähernd konstante Sensitivität gemessen. Auch der THD ist in diesem Bereich annähernd konstant. Bei Schalldruckpegeln größer 115 dB_{SPL} steigt die Sensitivität und der THD. Der Grund hierfür ist die zunehmende elektrostatische Kraft auf die Membran. Bei einem Schalldruckpegel von 131 dB_{SPL} fällt die Sensitivität kurz bevor der Pull-In Punkt erreicht ist. Der Grund hierfür ist die Begrenzung des Ausgangssignals über den Verstärker, siehe Abbildung 6.13 unterer Graph. Diese hat eine

Abnahme der Hauptamplitude und eine Zunahme der Oberwellen zur Folge. Dadurch ergibt sich ein Abfall in der Sensitivität, bei einem gleichzeitigen Anstieg des THDs, siehe oberer und mittlerer Graph. Bei Schalldruckpegeln größer 134 dB_{SPL} befindet sich das Mikrofon im Pull-In. Hier bleibt die Membran auf Grund der elektrostatischen Anziehungskraft an der Gegenelektrode haften. Die Siliziumnitrid-Schicht auf der Membran verhindert einen Kurzschluss. Da die Randbereiche der Membran weiterhin im Schallfeld schwingen verbleibt auch im Pull-In eine geringe Restsensitivität.

Abbildung 6.14 zeigt die Auswirkungen der Programmierung auf die Ausgangsspannung und THD über einen Schalldruckpegelbereich von 94 dB_{SPL} bis 144 dB_{SPL}. Die beiden oberen Graphen zeigen die Auswirkungen einer minimalen ▲ und einer maximalen ◆ Vorspannung bei einer Verstärkung von 4 dB. Die beiden unteren Graphen zeigen die Auswirkungen einer minimalen ● und einer maximalen ■ Verstärkung bei einer Vorspannung von 11,7 V.

Durch die Verringerung der Vorspannung lässt sich das Erreichen des Pull-In Punktes verzögern, siehe Abbildung 6.14 oberster Graph. Bei einer minimalen Vorspannung ▲ wird der Pull-In Punkt bei einem Schalldruckpegel von 137 dB_{SPL} erreicht. Bei einer maximalen Vorspannung ◆ wird der Pull-In Punkt bei einem Schalldruckpegel von 133 dB_{SPL} erreicht. Ebenfalls zeigt sich eine Verzögerung des steilen THD Anstiegs. Bei einer minimalen Vorspannung ▲ erfolgt dieser ab einem Schalldruckpegel von 133 dB_{SPL}. Bei einer maximalen Vorspannung ◆ erfolgt dieser ab einem Schalldruckpegel von 130 dB_{SPL}. Über die Programmierung einer minimalen Vorspannung kann das Mikrofon für THD Werte kleiner 10% bis zu einem Schalldruckpegel von 137 dB_{SPL} betrieben werden. Der Nachteil an dieser Einstellung ist die Verringerung der Ausgangsspannung.

6 Charakterisierung programmierbarer Mikrofone

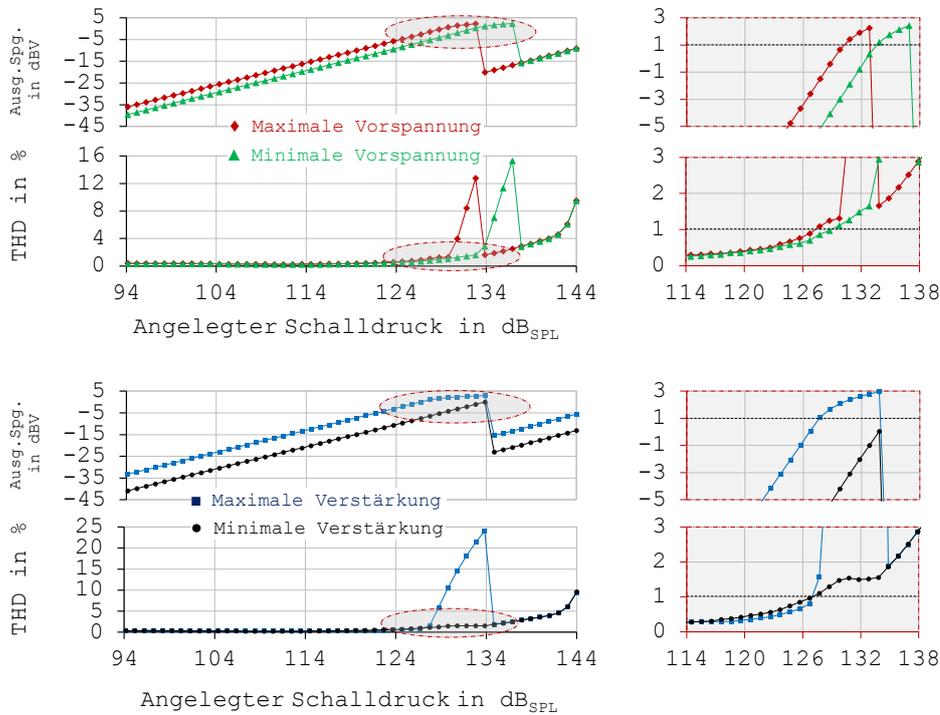


Abbildung 6.14: Auswirkungen der Programmierung auf die Ausgangsspannung und den THD über einen Schalldruckpegelbereich von 94 dB_{SPL} bis 144 dB_{SPL}: Die beiden oberen Graphen zeigen die Auswirkungen einer minimalen Vorspannung ▲ und einer maximalen Vorspannung ◆; Die beiden unteren Graphen zeigen die Auswirkungen einer minimalen Verstärkung ● und einer maximalen Verstärkung ◆; Durch die Verringerung der Vorspannung lässt sich das Erreichen des Pull-In Punktes verzögern und das Mikrofon kann für THD Werte kleiner 10% bis zu einem Schalldruckpegel von 137 dB_{SPL} betrieben werden; Durch die Verringerung der Verstärkung lässt sich der THD reduzieren; Der Nachteil beider Einstellungen ist die Verringerung der Sensitivität.

Durch die Verringerung der Verstärkung lässt sich der THD reduzieren, siehe Abbildung 6.14 unterster Graph. Bei einer minimalen Verstärkung ● verschwindet der für eine maximale Verstärkung ◆ ab einem Schalldruckpegel von 128 dB_{SPL} gemessene steile THD Anstieg. Der Grund hierfür ist, dass durch die geringere Verstärkung ein Aussteuern des Verstärkers vermieden wird. Dies zeigt sich auch in der Ausgangsspannung. Im Gegensatz zur maximalen Verstärkung ◆ kommt es bei einer minimalen Verstärkung ● nicht mehr zu einem Abfall der Ausgangsspannung vor dem Erreichen des Pull-Ins. Über die Pro-

6.3 Harmonische Verzerrungen

grammierung einer minimalen Verstärkung kann der THD Wert des Mikrofons verringert werden. Der Nachteil an dieser Einstellung ist ebenfalls die Verringerung der Ausgangsspannung.

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

Wie bereits in Kapitel 4 beschrieben, streut die Sensitivität nach dem Fertigungsprozess. Abbildung 7.1 zeigt die Sensitivitätsverteilung von etwa 2500 Mikrofonen aus unterschiedlichen Fertigungslosen vor der Programmierung.

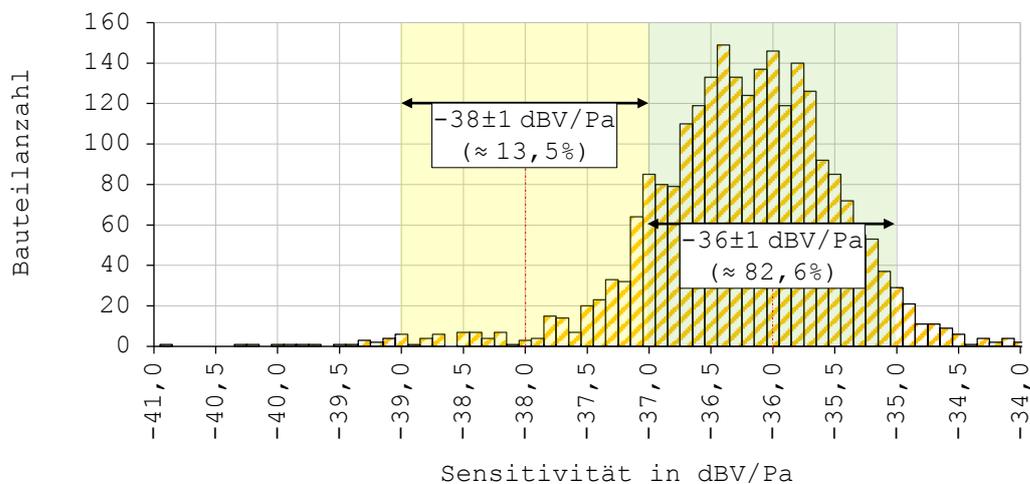


Abbildung 7.1: Sensitivitätsverteilung von etwa 2500 Mikrofonen aus unterschiedlichen Fertigungslosen vor der Programmierung: Bei einer Sensitivitätsspezifikation von -36 ± 1 dBV/Pa bestehen 82,6% der vermessenen Mikrofone den Test; Bei einer Sensitivitätsspezifikation von -38 ± 1 dBV/Pa bestehen nur 13,5% der vermessenen Mikrofone den Test. (Bild nach [92])

Die vermessenen MEMS-Mikrofone liegen innerhalb einer Sensitivitätsspanne von 7 dBV. Die Verteilung der Sensitivität resultiert aus Abweichungen der Fertigungsprozesse von Sensor, ASIC und Gehäuse. Dies hat zur Folge,

dass bei einer Sensitivitätsspezifikation von $-36,0 \pm 1$ dBV/Pa nur 82,6 % der vermessenen Mikrofone den Test bestehen. Eine Sensitivitätsspezifikation von -38 ± 1 dBV/Pa reduziert die Ausbeute weiter und es bestehen nur noch 13,5 % der vermessenen Mikrofone den Test.

Eine Möglichkeit um die Ausbeute bei einer Sensitivitätsspezifikation von -38 ± 1 dBV/Pa zu erhöhen, wäre es die geometrischen und die elektrischen Parameter des Mikrofons vor dem Herstellungsprozess entsprechend anzupassen. Dadurch kann der Mittelwert besser zentriert werden. Eine Reduzierung der Streuung ist so nicht möglich. Eine weitaus flexiblere Lösung ist es, über die Einstellung der elektrischen Vorspannung und der Verstärkung eine nachträgliche Änderung der Sensitivität vorzunehmen. Durch diese Programmierung kann auch die Streuung reduziert werden.

Um die Auswirkungen der Programmierung auf die Sensitivität zu untersuchen wurden alle einstellbaren Kombinationen von Vorspannung und Verstärkung an einem Mikrofon im TRY Modus programmiert und jeweils die zugehörige Sensitivität gemessen, siehe Abbildung 7.2. Es zeigte sich eine maximale Änderung der Sensitivität über die einstellbare Verstärkung von 7,59 dBV. Dabei konnte die Sensitivität mit 15 Schritten zu je 0,475 dBV/Schritt eingestellt werden. Die einstellbare elektrische Vorspannung erlaubte eine maximale Änderung der Sensitivität von 3,82 dBV. Dabei konnte die Sensitivität mit 31 Schritten zu je 0,123 dBV/Schritt eingestellt werden. Über eine Kombination aus Verstärkung und Vorspannung konnte die Sensitivität über einen Bereich von 11,48 dBV mit einer Genauigkeit besser als 0,123 dBV eingestellt werden. In den Randbereichen der Verstärkung (Δ minimales Gain und \square maximales Gain) nimmt die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung als Folge der geringeren Kombinationsmöglichkeiten ab.

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

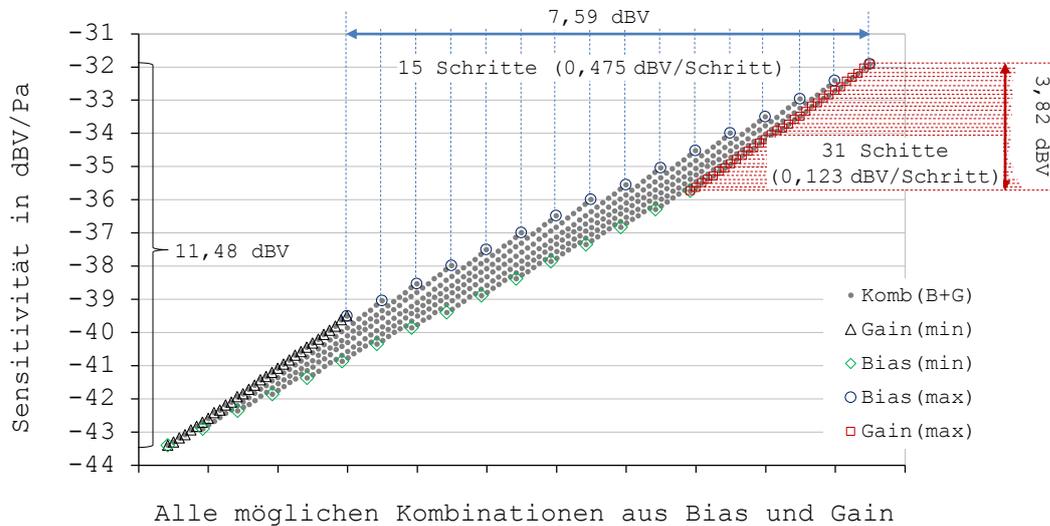


Abbildung 7.2: Sensitivität über alle möglichen programmierbaren Kombinationen von Bias und Gain: Maximale Sensitivitätsänderung von 7,59 dBV über die Verstärkung mit 0,475 dBV/Schritt; Maximale Sensitivitätsänderung von 3,82 dBV über die Vorspannung mit 0,123 dBV/Schritt; Maximale Sensitivitätsänderung von 11,48 dBV mit einer Genauigkeit besser als 0,123 dBV über die Kombination von Gain und Bias.

Für die Einstellung der Sensitivität spielt die Genauigkeit des Bias-Umrechnungsfaktors eine Rolle. Wie in Abbildung 6.4 und Abbildung 6.7 gezeigt, hängt der Bias-Umrechnungsfaktor von der Sensitivität vor der Programmierung ab. Bei einem festen Bias-Umrechnungsfaktor hat dies zur Folge, dass die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung mit zunehmender Korrekturspanne abnimmt.

Im Produktionstest wird die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung über eine Kombination aus Verstärkung und Vorspannung erreicht. Hierfür wird mit Hilfe fester Umrechnungsfaktoren der große zu korrigierende Sensitivitätsanteil über die Verstärkung und der noch zu korrigierende geringe Sensitivitätsanteil über die Vorspannung eingestellt. Der Vorteil dieser Lösung liegt in der geringen Programmierzeit. Die Sensitivitätsmessung vor der Programmierung und die anschließende Programmierung dauern ungefähr 150 ms, siehe Abbildung

7.3 (a). In Abbildung 7.3 sind die Abläufe verschiedener Programmiermethoden aufgezeigt.

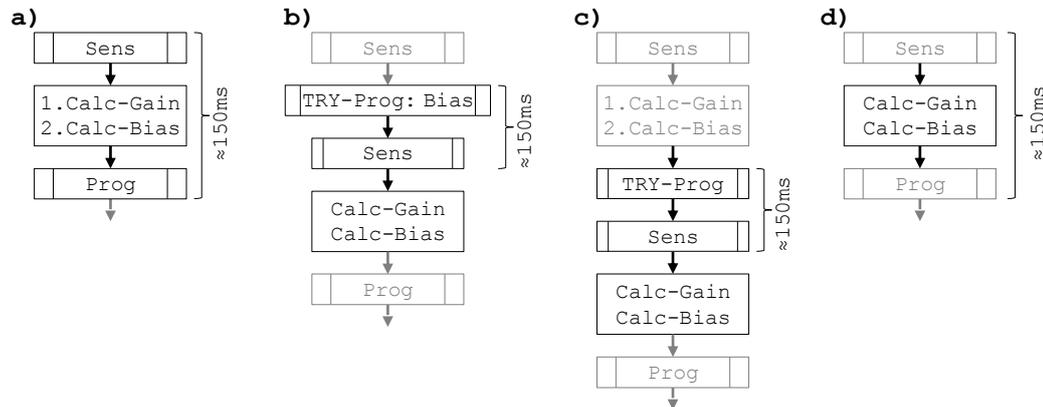


Abbildung 7.3: Schematische Abläufe verschiedener Programmiermethoden: (a) Produktionstestlösung mit einer Dauer von ungefähr 150 ms; Kalkulation der Gain und Bias Einstellungen über Sensitivitätsmessung und anschließende Programmierung auf Zielsensitivität; (b) Bestimmung der Bias-Umrechnungsfaktors für jedes Bauteil mit Hilfe eines zusätzlichen TRY Programmierschrittes und eines weiteren Messschrittes; Für beide Schritte werden etwa 150 ms zusätzlich benötigt; (c) Bei der sogenannten Mehrfachprogrammierung wird das Bauteil im TRY Modus programmiert, vermessen und mit den korrigierten Gain und Bias Einstellungen das Mikrofon anschließend programmiert; Für die Schritte werden etwa 150 ms zusätzlich benötigt; (d) Verbesserung der Genauigkeit bei gleichbleibender Testzeit durch das Ausnutzen der gemessenen Korrelation des Bias-Umrechnungsfaktors mit der Sensitivität vor der Programmierung; Wie bei der ersten Methode dauert dies ungefähr 150 ms.

Eine Möglichkeit die Genauigkeit der Sensitivitätszentrierung zu steigern ist es den Bias-Umrechnungsfaktor für jedes Bauteil einzeln zu bestimmen und die Mikrofone anschließend zu programmieren. Die Bestimmung des Bias-Umrechnungsfaktors benötigt jedoch einen zusätzlichen Programmierschritt im TRY Modus und einen weiteren Messschritt, siehe Abbildung 7.3 (b). Dies geht zu Lasten der Testzeit. Für die beiden Schritte werden etwa 150 ms zusätzlich benötigt.

Eine weitere Möglichkeit die Genauigkeit der Sensitivitätszentrierung zu steigern ist die Mehrfachprogrammierung, siehe Abbildung 7.3 (c). Hier wird das

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

Bauteil im TRY Modus programmiert und anschließend vermessen. Anhand der gemessenen Sensitivitätsabweichung werden die Vorspannungs- und Verstärkereinstellungen korrigiert und das Mikrofon anschließend mit den korrigierten Werten programmiert. Wie bei der vorherigen Methode werden auch hier etwa 150 ms zusätzlich benötigt.

Eine weitere Möglichkeit die Genauigkeit der Sensitivitätszentrierung zu steigern ist es die in Abbildung 6.7 gemessene Korrelation des Bias-Umrechnungsfaktors mit der Sensitivität vor der Programmierung auszunutzen. Über die Sensitivitätsmessung kann der Bias-Umrechnungsfaktor nach Formel (6.3) bestimmt werden und für die Einstellung der Sensitivität verwendet werden. Wie bei der ersten Methode dauert dies ungefähr 150 ms, siehe Abbildung 7.3 (d). Ein Nachteil dieser Methode ist jedoch, dass die Abhängigkeit des Bias-Umrechnungsfaktors vorher bestimmt werden muss. Für eine gute Genauigkeit muss diese Abhängigkeit regelmäßig neu bestimmt werden.

7.1 Sensitivitätskorrektur mit festen Umrechnungsfaktoren

Um mit der in Abbildung 7.3 (a) gezeigten Methode geringere Sensitivitätsstreuungen zu erreichen, werden feste Gain- und Bias-Umrechnungsfaktoren verwendet. Für die Verstärkung wird ein Gain-Umrechnungsfaktor von 1,0 dBV/dB verwendet. Für die elektrische Vorspannung wird ein Bias-Umrechnungsfaktor von 1,4 dBV/V verwendet. Dabei wird die Sensitivität zu 70 % über die Verstärkung und zu 30 % über die elektrische Vorspannung eingestellt. Die Verwendung fester Umrechnungsfaktoren erlaubt die Verwendung vordefinierter Programmiertabellen. Tabelle 7.1 zeigt beispielhaft den Aufbau einer solchen Programmiertabelle.

7.1 Sensitivitätskorrektur mit festen Umrechnungsfaktoren

Sensitivitätskorrektur [dBV]	Zu programmierende Bitfolge
...	...
-0,1	10000 (Bias-Bitfolge) 0000 (Gain-Bitfolge)
0,0	00000 (Bias-Bitfolge) 0000 (Gain-Bitfolge)
0,1	11100 (Bias-Bitfolge) 0000 (Gain-Bitfolge)
...	...

Tabelle 7.1: Beispielhafter Aufbau einer Programmiertabelle: für jeden möglichen Sensitivitätskorrekturwert ist die zugehörige zu programmierende Bitfolge hinterlegt.

In der Programmiertabelle ist für jeden möglichen Sensitivitätskorrekturwert die zu programmierende Bitfolge hinterlegt. Durch eine Sensitivitätsmessung vor der Programmierung lässt sich die Sensitivitätskorrektur bestimmen und damit anhand der Programmiertabelle die zu programmierende Bitfolge ermitteln. Der Vorteil dieser Methode ist, dass je nach Mikrofontyp oder Sensitivitätsspezifikation unterschiedliche Programmiertabellen in den Produktionstest integriert werden können. So kann zum Beispiel je nach Programmiertabelle der prozentuale Vorspannungs- und Verstärkeranteil unterschiedlich sein.

Mit Hilfe solcher Programmiertabellen wurden rund 1250 Mikrofone auf eine Sensitivität von -40,0 dBV/Pa und rund 1250 Mikrofone auf eine Sensitivität von -38,0 dBV/Pa programmiert. Abbildung 7.4 zeigt die Sensitivitätsverteilung von 2500 Mikrofonen vor der Programmierung, die Sensitivitätsverteilung von 1250 Mikrofonen nach ihrer Programmierung auf -40 dBV/Pa und die Sensitivitätsverteilung von 1250 Mikrofonen nach ihrer Programmierung auf -38 dBV/Pa.

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

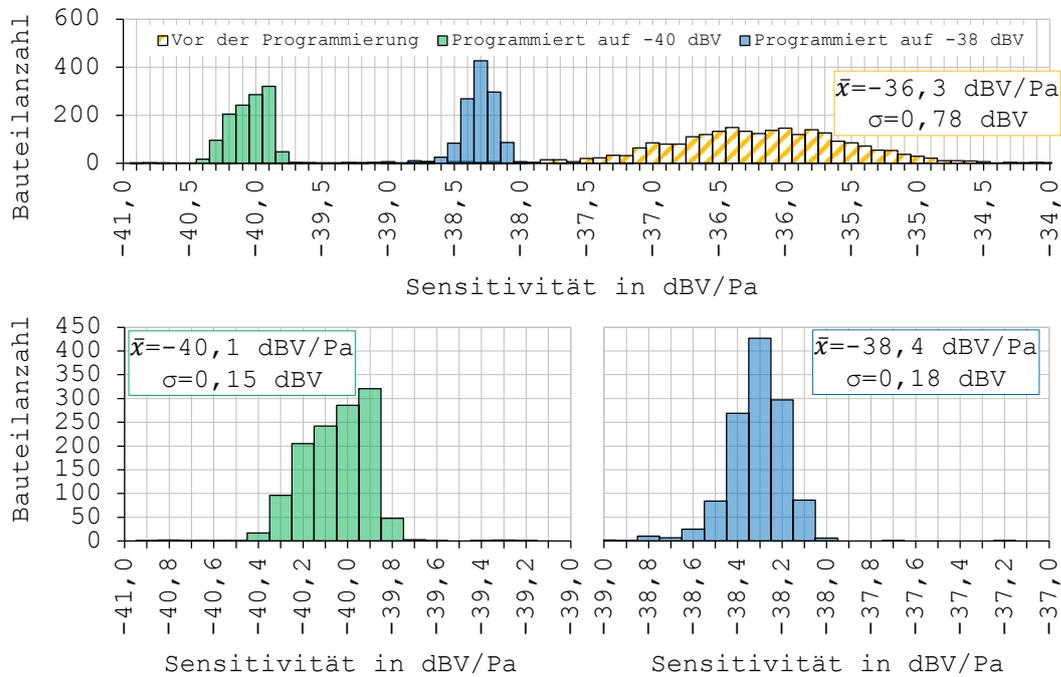


Abbildung 7.4: Sensitivitätsverteilungen vor und nach dem Programmieren: Das obere Diagramm zeigt die Sensitivitätsverteilung von 2500 Mikrofonen vor der Programmierung, die Sensitivitätsverteilung von 1250 Mikrofonen nach der Programmierung auf -40 dBV/Pa und die Sensitivitätsverteilung von 1250 Mikrofonen nach der Programmierung auf -38 dBV/Pa; Das untere linke Diagramm zeigt den vergrößerten Ausschnitt der Sensitivitätsverteilung nach der Programmierung auf -40 dBV/Pa; Das untere rechte Diagramm zeigt den vergrößerten Ausschnitt der Sensitivitätsverteilung nach der Programmierung auf -38 dBV/Pa. (Bild nach [92])

Wie aus dem oberen Diagramm in Abbildung 7.4 ersichtlich, lassen sich die Sensitivitäten innerhalb des möglichen Programmierbereiches einstellen. Bei der Sensitivitätszentrierung auf -40 dBV/Pa wurde ein Mittelwert von -40,1 dBV/Pa mit einer Standardabweichung von 0,15 dBV erreicht, siehe auch Abbildung 7.4 unteres linkes Diagramm. Bei der Sensitivitätszentrierung auf -38 dBV/Pa wurde ein Mittelwert von -38,4 dBV/Pa mit einer Standardabweichung von 0,13 dBV erreicht, siehe auch Abbildung 7.4 unteres rechtes Diagramm. Beide Verteilungen haben nach der Programmierung eine Standardabweichung von weniger als 0,2 dBV. Weiter sind alle programmierten Sensitivitäten innerhalb der geforderten Spezifikation von ± 1 dBV. Betrachtet

7.1 Sensitivitätskorrektur mit festen Umrechnungsfaktoren

man jedoch die Zentrierungsgenauigkeit der beiden programmierten Sensitivitätsverteilungen, so zeigt sich bei beiden Verteilungen im Mittel eine geringe Abweichung von der Zielsensitivität. Bei einer Zielsensitivität von -40 dBV/Pa beträgt die Abweichung $-0,1$ dB. Bei einer Zielsensitivität von -38 dBV/Pa beträgt die Abweichung $-0,4$ dB. Der Grund hierfür ist die Verwendung unterschiedlicher Programmierstabellen. Bei der Einstellung auf -38 dBV/Pa wurde ein größerer prozentualer Anteil der Sensitivität mit Bias korrigiert als bei der Einstellung auf -40 dBV/Pa. Dies führte zu einer Ungenauigkeit bei der Sensitivitätseinstellung.

Um zu verdeutlichen inwiefern der Bias-Umrechnungsfaktor die Genauigkeit der Sensitivitätszentrierung beeinflusst, wurden 20 Mikrofone verschiedener Fertigungslose im TRY Modus programmiert und vermessen. Um die Auswirkungen auf die Sensitivitätszentrierung möglichst anschaulich darzustellen wurden die Mikrofone dabei jeweils mit einem sehr großen Bias-Umrechnungsfaktor von $2,5$ dBV/V und einem sehr kleinen Bias-Umrechnungsfaktor von $0,8$ dBV/V programmiert. Abbildung 7.5 zeigt die Verteilungen der gemessenen Sensitivitäten vor der Programmierung (linker Boxplot) und nach der Programmierung auf eine Sensitivität von -38 dBV/Pa mit einem Bias-Umrechnungsfaktor von $0,8$ dBV/V (mittlerer Boxplot) und einem Bias-Umrechnungsfaktor von $2,5$ dBV/V (rechter Boxplot).

Vor der Programmierung beträgt der Median $-39,06$ dBV/Pa, siehe Abbildung 7.5 linker Boxplot. Die beiden Quartile liegen bei $-38,65$ dBV/Pa und $-39,80$ dBV/Pa. Die beiden Extremwerte liegen bei $-36,82$ dBV/Pa und $-41,50$ dBV/Pa. Die Verwendung unterschiedlicher Bias-Umrechnungsfaktoren beeinflusst die Genauigkeit der Sensitivitätszentrierung. Für eine Programmierung auf -38 dBV/Pa mit einem Bias-Umrechnungsfaktor von $0,8$ dBV/V beträgt der Median $-37,60$ dBV/Pa, siehe Abbildung 7.5 mittlerer Boxplot. Die beiden Quartile liegen bei $-37,50$ dBV/Pa und $-37,69$ dBV/Pa. Die beiden Extremwerte liegen bei $-37,33$ dBV/Pa und $-37,96$ dBV/Pa. Für eine Programmierung auf -38 dBV/Pa mit einem Bias-Umrechnungsfaktor von $2,5$ dBV/V

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

beträgt der Median $-38,56$ dBV/Pa, siehe Abbildung 7.5 rechter Boxplot. Die beiden Quartile liegen bei $-38,43$ dBV/Pa und $-38,65$ dBV/Pa. Die beiden Extremwerte liegen bei $-38,14$ dBV/Pa und $-38,78$ dBV/Pa.

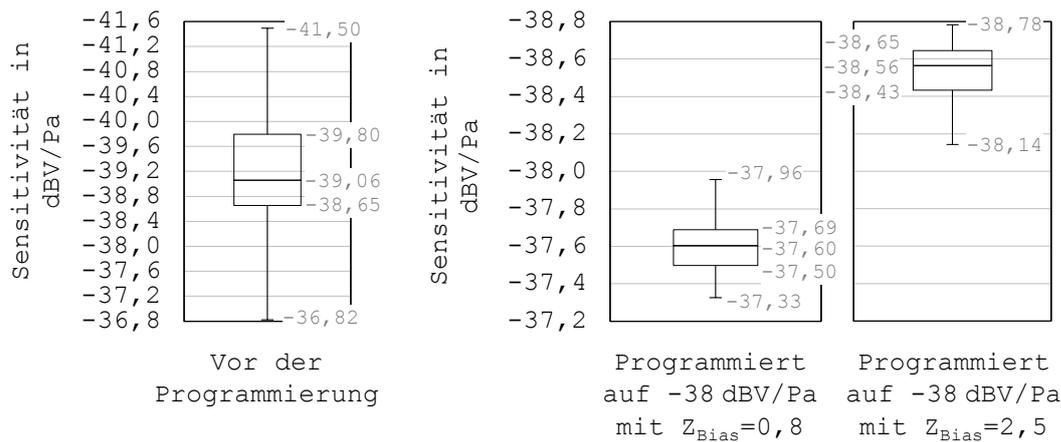


Abbildung 7.5: Sensitivitätsverteilungen von 20 Mikrofonen vor und nach der Programmierung mit verschiedenen Bias-Umrechnungsfaktoren: Linker Boxplot zeigt die Sensitivitätsverteilung vor der Programmierung; Mittlerer Boxplot zeigt die Sensitivitätsverteilung nach der Programmierung auf eine Sensitivität von -38 dBV/Pa mit einem Bias-Umrechnungsfaktor von $0,8$ dBV/V; Rechter Boxplot zeigt die Sensitivitätsverteilung nach der Programmierung auf eine Sensitivität von -40 dBV/Pa mit einem Bias-Umrechnungsfaktor von $2,5$ dBV/V. (Bild nach [93])

Benutzt man für die Programmierung der Sensitivität einen festen Bias-Umrechnungsfaktor, beeinflusst dessen Wert die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung. Nimmt man zum Beispiel eine Sensitivität vor der Programmierung von $-39,06$ dBV/Pa, ergibt sich mit Formel (6.3) ein tatsächlicher Bias-Umrechnungsfaktor von $1,43$ dBV/V. Ist jedoch der für die Sensitivitätskorrektur verwendete Bias-Umrechnungsfaktor kleiner als der tatsächliche Bias-Umrechnungsfaktor, so ist die Sensitivität nach der Programmierung höher als die Zielsensitivität, siehe Abbildung 7.5 mittlerer Boxplot. Umgekehrt gilt ebenfalls, ist der für die Sensitivitätskorrektur verwendete Bias-Umrechnungsfaktor größer als der tatsächliche Bias-Umrechnungsfaktor, so ist die Sensitivität nach der Programmierung niedriger als die Zielsensitivität, siehe Abbildung 7.5 rechter Boxplot.

7.2 Sensitivitätskorrektur mit einer Mehrfachprogrammierung

Die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung der in Abbildung 7.3 (c) dargestellten Methode der Mehrfachprogrammierung wurde untersucht. Hierfür wurden in einem ersten Programmierschritt die Sensitivitäten von etwa 100 Mikrofonen mit Hilfe des TRY Modus eingestellt und vermessen. Anhand der sich daraus ergebenden Abweichung von der Zielsensitivität wurden die Bias und Gain Werte korrigiert und die Mikrofone anschließend mit den korrigierten Werten programmiert. Abbildung 7.6 zeigt im oberen Diagramm die Sensitivitätsverteilung vor der Programmierung und im unteren Diagramm die Sensitivitätsverteilungen nach der ersten Programmierung und nach der zweiten Programmierung.

Durch eine erste Programmierung auf $-38,0$ dBV/Pa im TRY Modus ergibt sich ein Sensitivitätsmittelwert von $-38,2$ dBV/Pa. Die Standardabweichung wird dabei von $0,99$ dBV vor der Programmierung auf $0,06$ dBV reduziert. Durch eine anschließende zweite Programmierung auf $-38,0$ dBV/Pa mit der selben Programmierstabelle lässt sich die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung erhöhen. Es wird ein Sensitivitätsmittelwert von $-38,0$ dBV/Pa erreicht. Die Standardabweichung wird auf $0,03$ dBV reduziert. Die Methode der Mehrfachprogrammierung ermöglicht eine weitere Reduzierung der Sensitivitätsstreuungen. Ein Nachteil dieser Methode ist jedoch die zusätzlich benötigten Programmierzeit von etwa 150 ms pro Mikrofon.

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

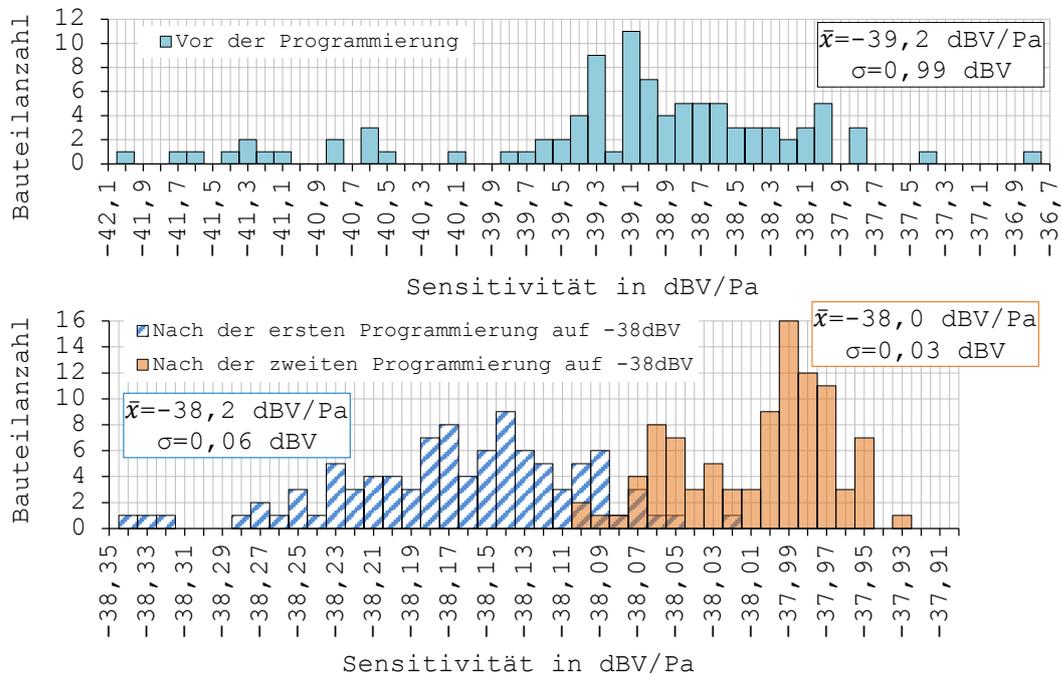


Abbildung 7.6: Sensitivitätsverteilung vor der Programmierung, nach der ersten Programmierung und nach der zweiten Programmierung: Das obere Diagramm zeigt die Sensitivitätsverteilung vor der Programmierung mit einem Mittelwert von -39,2 dBV/Pa und einer Standardabweichung von 0,99 dBV; Das untere Diagramm zeigt die Sensitivitätsverteilungen nach der ersten und nach der zweiten Programmierung; Nach einer ersten Programmierung ergibt sich ein Sensitivitätsmittelwert von -38,2 dBV/Pa mit einer Standardabweichung von 0,06 dBV; Nach einer zweiten Programmierung ergibt sich ein Sensitivitätsmittelwert von -38,0 dBV/Pa mit einer Standardabweichung von 0,03 dBV. (Bild und Messdaten nach [93])

7.3 Optimierung von SNR und THD über die Programmierung

Wie in Kapitel 6 gezeigt, ist durch eine gezielte Programmierung neben einer Korrektur der Sensitivität auch eine Verbesserung von SNR und THD möglich. Der SNR kann durch die elektrische Vorspannung verändert werden. Die Verstärkung hat keinen Einfluss auf den SNR. Dies zeigt auch Abbildung 7.7.

7.3 Optimierung von SNR und THD über die Programmierung

Hierfür wurde an einem Mikrofon im TRY Modus für alle möglichen Kombinationen von Vorspannung und Verstärkung die Sensitivität und der SNR vermessen und die gemessenen Werte korreliert.

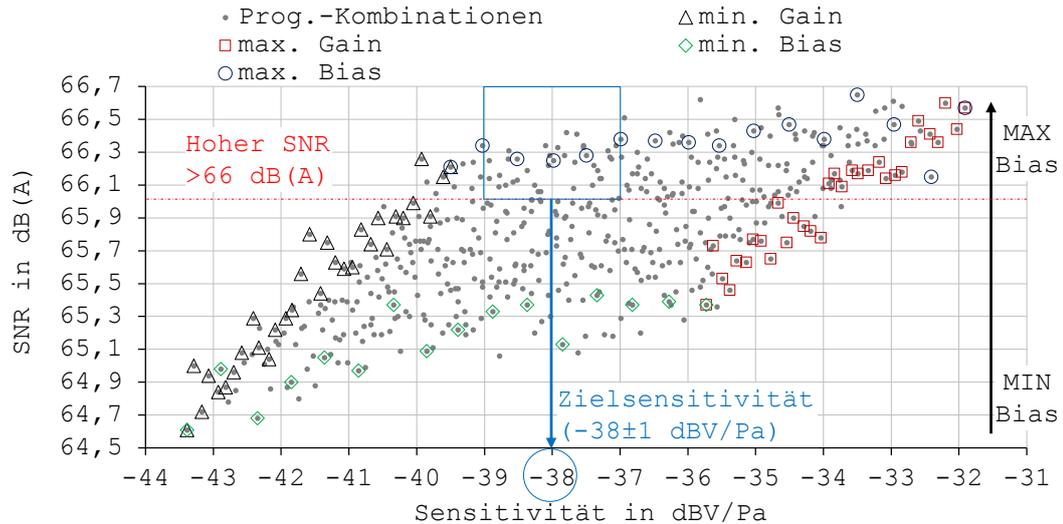


Abbildung 7.7: Korrelation der Sensitivität mit dem SNR über alle möglichen Kombinationen von Vorspannung und Verstärkung für ein Mikrofon: Bei hohen Vorspannungen werden hohe SNR Werte erreicht. (Bild nach [72])

Abbildung 7.7 zeigt, dass bei hohen elektrischen Vorspannungen auch der SNR groß ist. Die Verstärkung spielt dabei eine untergeordnete Rolle. Zwischen Δ Gain_{min} und \square Gain_{max} zeigen sich nur geringe SNR Änderungen bei konstantem Bias. Betrachtet man jedoch \diamond Bias_{min} und \circ Bias_{max} so lässt sich ein wesentlicher Einfluss auf den SNR erkennen. Für ein Mikrofon mit hohem SNR empfiehlt es sich einen maximalen Bias Wert einzustellen. Dadurch wird jedoch auch die Sensitivität angehoben. Über die Verstärkung ist anschließend die Sensitivität wieder abzuschwächen um diese auf die gewünschte Zielsensitivität einzustellen. Mit dieser Methode kann die Zielsensitivität und ein hoher SNR eingestellt werden.

Im Produktionstest wurden 1250 Mikrofone mit einer möglichst hohen elektrischen Vorspannung programmiert und die Sensitivität anschließend mit der Verstärkung auf den gewünschten Zielwert korrigiert. Abbildung 7.8 zeigt die

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

gemessene Sensitivitätsverteilung und die zugehörige SNR Verteilung. Das linke Diagramm zeigt die Verteilung der Sensitivität nach einer Programmierung auf -38 dBV/Pa mit einem Mittelwert von $-38,4$ dBV/Pa und einer Standardabweichung von $0,13$ dBV. Das rechte Diagramm zeigt für die selbe Programmierung die SNR Verteilung mit einem Mittelwert von $65,65$ dB(A) und einer Standardabweichung von $0,72$ dB(A).

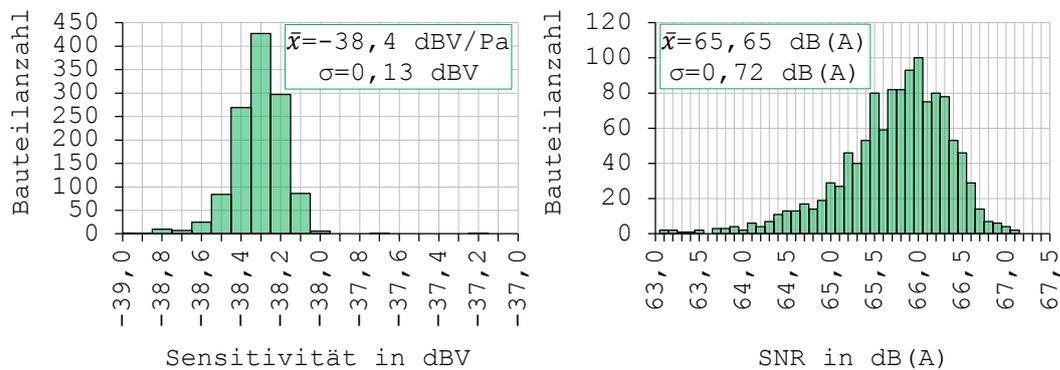


Abbildung 7.8: Sensitivitätsverteilung und SNR Verteilung von 1250 Mikrofonen nach ihrer Programmierung auf -38 dBV/Pa: Linkes Diagramm zeigt die Sensitivitätsverteilung mit einem Mittelwert von $-38,4$ dBV/Pa und einer Standardabweichung von $0,13$ dBV; Rechtes Diagramm zeigt die SNR Verteilung mit einem Mittelwert von $65,65$ dB(A) und einer Standardabweichung von $0,72$ dB(A). (Bild nach [72])

Wie in Kapitel 6 gezeigt, kann der THD über eine gezielte Reduzierung der Sensitivität verbessert werden. Dies lässt sich zum Beispiel erreichen, indem man die angestrebte Zielsensitivität um 2 dB auf -40 dBV/Pa reduziert. Die Verringerung der Sensitivität um 2 dB hat auch ein späteres Aussteuern des Verstärkers bei höheren Schalldrücken, bzw. einen späteren Pull-In des Sensors zur Folge. Im Produktionstest wurden 1250 Mikrofone mit einer möglichst geringen elektrischen Vorspannung programmiert und die Sensitivität um 2 dB im Vergleich zur vorherigen Zielsensitivität von -38 dBV/Pa reduziert. Abbildung 7.9 zeigt die gemessene Sensitivitätsverteilung und die zugehörige THD Verteilung.

7.3 Optimierung von SNR und THD über die Programmierung

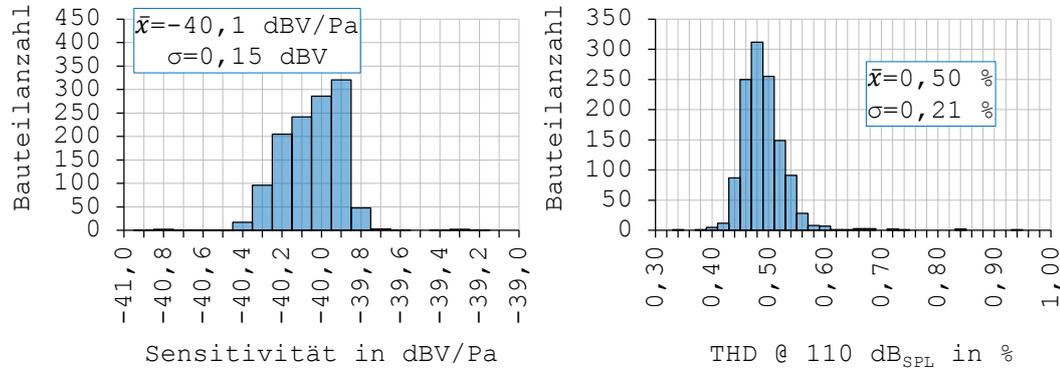


Abbildung 7.9: Sensitivitätsverteilung und THD Verteilung von 1250 Mikrofonen nach ihrer Programmierung auf -40 dBV/Pa: Linkes Diagramm zeigt die Sensitivitätsverteilung mit einem Mittelwert von -40,1 dBV/Pa und einer Standardabweichung von 0,15 dBV; Rechtes Diagramm zeigt die THD Verteilung für einen Schalldruckpegel von 110 dB_{SPL} mit einem Mittelwert von 0,50 % und einer Standardabweichung von 0,21 %. (Bild nach [72])

Das linke Diagramm zeigt die Verteilung der Sensitivität nach einer Programmierung auf -40 dBV/Pa mit einem Mittelwert von -40,1 dBV/Pa und einer Standardabweichung von 0,15 dBV. Das rechte Diagramm zeigt für die selbe Programmierung die THD Verteilung bei einem Lautstärkepegel von 110 dB_{SPL} mit einem Mittelwert von 0,50 % und einer Standardabweichung von 0,21 %.

Ein Vergleich der beiden vorgestellten Programmiervarianten mit hohem SNR oder geringem THD ist in Abbildung 7.10 dargestellt. Das obere Diagramm zeigt noch einmal die bereits in Abbildung 7.7 gezeigte Korrelation von Sensitivität und SNR über alle möglichen Kombinationen von Vorspannung und Verstärkung für ein Mikrofon. Das untere linke Diagramm zeigt die THD Verteilung der beiden Programmiervarianten für 1250 Mikrofone. Das rechte Diagramm zeigt die SNR Verteilung der beiden Programmiervarianten für 1250 Mikrofone. Die blaue Verteilung stellt die Programmiervariante für einen geringen THD dar und die grüne Verteilung die Programmiervariante für einen hohen SNR.

7 Programmierung zur Steigerung der Fertigungsausbeute

Ein hoher SNR lässt sich über die Programmierung einer hohen elektrischen Vorspannung und die Zentrierung der Sensitivität auf einen spezifizierten Wert von zum Beispiel -38 dBV/Pa erreichen, siehe Abbildung 7.10 grüne Verteilung. Im Gegensatz dazu lässt sich eine Verbesserung des THD bei hohen Schalldrücken über eine gezielte SNR Reduzierung erreichen. Dies ist der Fall, wenn die angestrebte Zielsensitivität um 2 dB, zum Beispiel von -38 dBV/Pa auf -40 dBV/Pa, reduziert wird und dabei ein möglichst geringer Bias Wert gewählt wird, siehe Abbildung 7.10 blaue Verteilung. Die Verringerung der Sensitivität um 2 dB hat auch ein späteres Aussteuern des Verstärkers bei höheren Schalldrücken zur Folge.

Für die Programmiervariante eines geringen THDs zeigen die THD Verteilungen in Abbildung 7.10 eine Reduzierung des Mittelwertes von 0,77 % (hoher SNR) auf 0,5 % (geringer THD). Weiter wird auch die Standardverteilung von 0,33 % (hoher SNR) auf 0,21 % (geringer THD) reduziert. Für die Programmiervariante eines hohen SNR zeigen die SNR Verteilungen in Abbildung 7.10 eine Erhöhung des Mittelwertes von 65,0 dB(A) (geringer THD) auf 65,7 dB(A) (hoher SNR). Die Zunahme der Standardabweichung von 0,60 dB(A) (geringer THD) auf 0,72 dB(A) (hoher SNR), ist auf die verwendete Programmier-tabelle zurückzuführen. Diese nutzt einen größeren Vorspannungsanteil für die Korrektur. Dies resultiert durch den festen Umrechnungsfaktor in einer höheren Ungenauigkeit. Im Mittel lässt sich jedoch über die beiden Einstellungen für den SNR eine Verbesserung von etwa 1 dB(A) und für den THD eine Reduzierung bei 110 dB_{SPL} von etwa 0,2 % erzielen.

7.3 Optimierung von SNR und THD über die Programmierung

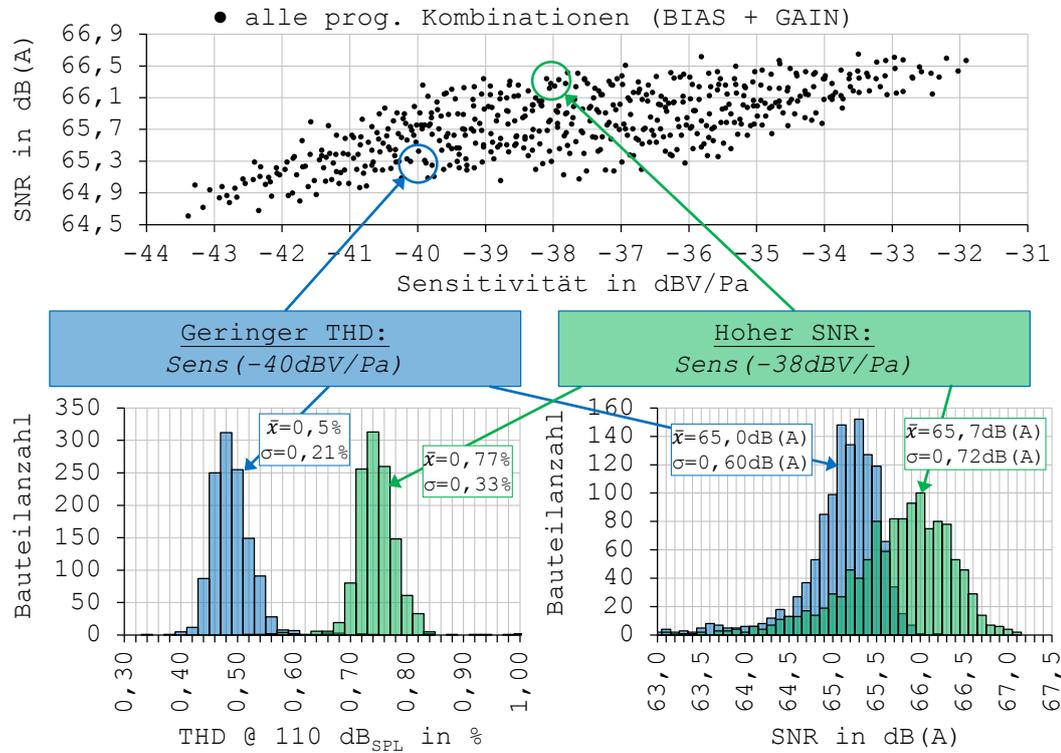


Abbildung 7.10: Vergleich der beiden vorgestellten Programmiervarianten mit hohem SNR oder geringem THD: Das obere Diagramm zeigt die Korrelation von Sensitivität und SNR über alle möglichen Kombinationen von Vorspannung und Verstärkung für ein Mikrofon; Das untere linke Diagramm zeigt die THD Verteilung für einen Schalldruckpegel von 110 dB_{SPL} der beiden Programmiervarianten für 1250 Mikrofone; Das untere rechte Diagramm zeigt die SNR Verteilung der beiden Programmiervarianten für 1250 Mikrofone; Die blauen Verteilungen stellen die Programmiervariante für einen geringen THD mit einer programmierten Sensitivität von -40 dBV/Pa dar; Die grüne Verteilung stellen die Programmiervariante für einen hohen SNR mit einer Sensitivität von -38 dBV/Pa dar; Die THD Verteilungen zeigen eine Reduzierung des Mittelwertes von 0,77 % (hoher SNR) auf 0,5 % (geringer THD) und eine Reduzierung der Standardabweichung von 0,33 % (hoher SNR) auf 0,21 % (geringer THD); Die SNR Verteilungen zeigen eine Erhöhung des SNR Mittelwertes von 65,0 dB(A) (geringer THD) auf 65,7 dB(A) (hoher SNR) und eine Zunahme der Standardabweichung von 0,60 dB(A) (geringer THD) auf 0,72 dB(A) (hoher SNR). (Bild nach [72])

8 Zusammenfassung und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein programmierbares MEMS-Mikrofon entwickelt. Das kapazitive Mikrofon besteht aus einem differentiellen Sensor-Chip und einem programmierbaren ASIC-Chip. Dieser erlaubt es die Sensitivität nach Abschluss der Fertigung über die elektrische Vorspannung und die Verstärkung einzustellen. Die elektrische Vorspannung kann in einem Bereich von 9,9 V bis 12,3 V mit einer Schrittweite von 0,077 V eingestellt werden. Die Verstärkung kann über einen Bereich von 7,5 dB mit einer Schrittweite von 0,5 dB eingestellt werden. Generell dient die Verstärkung, bedingt durch die relativ große Schrittweite, der groben Sensitivitätseinstellung und die elektrische Vorspannung der feinen Sensitivitätseinstellung. Die Kombination von Verstärkung und Vorspannung erlaubt es die Sensitivität über einen Bereich von 11,5 dBV mit einer Schrittweite von höchstens 0,123 dBV zu ändern.

Das Mikrofongehäuse basiert auf der Flip-Chip Technologie. Hierfür werden der differentielle Sensor-Chip und der programmierbare ASIC-Chip auf ein Trägersubstrat montiert und das Rückvolumen mittels einer Metallkappe verschlossen. Ein neu entwickelter Prozess, zur Trennung von Vor- und Rückvolumen, ermöglicht ein großes Rückvolumen und damit eine hohe Sensitivität. Bedingt durch die Größe des differentiellen Sensors von $1,45 \times 1,45 \times 0,45 \text{ mm}^3$ und des programmierbaren ASICs von $1,00 \times 1,45 \times 0,30 \text{ mm}^3$ ergibt sich ein Mikrofongehäuse mit Abmessungen von $3,35 \times 2,5 \times 1,0 \text{ mm}^3$. Das Mikro-

fon hat ein Vorvolumen von etwa $0,2 \text{ mm}^3$ und ein Rückvolumen von etwa $3,4 \text{ mm}^3$. Bei der Flip-Chip Montage ist, im Vergleich zur Drahtbond-Montage, das Rückvolumen um annähernd das Sensorinnenvolumen größer. Das entwickelte Mikrofon hat ein Sensorinnenvolumen von ungefähr $0,5 \text{ mm}^3$. Bei gleichbleibenden Gehäuseabmessungen entspricht dies im Vergleich zur Drahtbond-Montage einem um 8,8% größeren Rückvolumen.

Um die MEMS-Mikrofone nach Abschluss des Herstellungsprozesses zu programmieren und anschließend elektroakustisch zu charakterisieren wurde eine Programmier- und Messumgebung entwickelt. Die auf dem Druckkammermessprinzip basierende Lösung kann sowohl im Labor als auch im Produktionstest eingesetzt werden. Es können Sensitivitäten mit einer Genauigkeit von $\pm 0,2 \text{ dBV}$ gemessen werden. Im derzeitigen Funktionsendtest erfolgt die Einstellung der Sensitivität über eine vordefinierte Programmiertabelle. Hierfür wird vorweg die Sensitivität bestimmt und daraus die gewünschte Sensitivitätsänderung und die dafür in der Programmiertabelle hinterlegten Werte für Verstärkung und Vorspannung ermittelt. Die ermittelten Werte werden in den OTP Speicher geschrieben und das Mikrofon anschließend elektroakustisch charakterisiert.

Über die elektrische Vorspannung und die Verstärkung kann die Sensitivität nachträglich eingestellt werden. Die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung hängt davon ab wie genau die Auswirkung einer Bias Änderung auf die Sensitivität bekannt ist. Dieser Bias-Umrechnungsfaktor korreliert mit der Sensitivität vor der Programmierung. Je nach Bauteilsensitivität ergab sich ein Bias-Umrechnungsfaktor zwischen $1,20 \text{ dBV/V}$ und $1,60 \text{ dBV/V}$. Der Gain-Umrechnungsfaktor spiegelt die Auswirkungen einer Gain Änderung auf die Sensitivität wieder und weicht nur wenig von $1,0 \text{ dBV/dB}$ ab. Die Sensitivität wird durch Änderungen der Bias-Spannung und der Verstärkung korrigiert. Dabei wird die Sensitivität zu 70% über die Verstärkung und zu 30% über die elektrische Vorspannung eingestellt. Es wird ein Gain-Umrechnungsfaktor von $1,0 \text{ dBV/dB}$ und ein Bias-Umrechnungsfaktor von $1,4 \text{ dBV/V}$ verwendet.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Mit Hilfe dieser Methode wurden 1250 MEMS Mikrofone auf eine Zielsensitivität von -38 dBV/Pa und 1250 MEMS Mikrofone auf eine Zielsensitivität von -40 dBV/Pa eingestellt. Alle vermessenen Bauteile erfüllten nach der Programmierung die geforderte Sensitivitätsspezifikation von ± 1 dBV. Die Standardabweichung konnte dabei von $0,78$ dBV auf weniger als $0,2$ dBV reduziert werden. Durch einen weiteren Programmierschritt konnte die Genauigkeit der Sensitivitätseinstellung erhöht werden und die Standardabweichung auf einen Wert unter $0,1$ dBV reduziert werden.

Über die Programmierung ist neben der Sensitivitätskorrektur auch eine Erhöhung des SNR möglich. Der SNR kann durch die elektrische Vorspannung mit $0,5$ dB(A)/V verändert werden. Die Verstärkung hat dabei annähernd keinen Einfluss auf den SNR. Über eine hohe elektrische Vorspannung konnte für 1250 Mikrofone der SNR im Mittel von 65 dB(A) auf $65,7$ dB(A) gesteigert werden. Weiter können über die Programmierung die harmonischen Verzerrungen bei hohen Schalldrücken reduziert werden. Durch eine Reduzierung der Empfindlichkeit wird verhindert, dass das Mikrofon ins Clipping kommt. Hierfür wird über eine möglichst geringe Vorspannung die Zielsensitivität um 2 dB reduziert. Die Verringerung der Sensitivität um 2 dB hat auch ein späteres Aussteuern des Verstärkers bei hohen Schalldrücken zur Folge. Für 1250 Mikrofone konnte der THD bei 110 dB_{SPL} im Mittel von $0,8$ % auf $0,5$ % reduziert werden. Der Nachteil dabei ist, dass neben der Sensitivität auch der SNR reduziert wird.

8.2 Ausblick

Um die prozessbezogenen Sensitivitätsstreuungen weiter zu reduzieren und engere Sensitivitätsspezifikationen zu erreichen, muss die Genauigkeit der Programmierung weiter gesteigert werden. Dies kann über einen zweiten Programmierschritt erfolgen. Eine weitere Möglichkeit ist die Nutzung der Korrelation

der Sensitivität vor der Programmierung mit dem Bias-Umrechnungsfaktor. Hierfür muss jedoch für eine gute Genauigkeit diese Abhängigkeit regelmäßig neu bestimmt werden.

Um ein Mikrofon innerhalb der Anwendung einzustellen, kann eine Art Mehrfachspeicher-Modul in den ASIC integriert werden. Dadurch könnten im Produktionsendtest mehrere Einstellungen, wie hoher SNR, geringer THD oder verschiedene Sensitivitäten im Mikrofon hinterlegt werden. Diese können dann je nach Anwendungsfall variabel eingestellt werden. Deren Auswahl kann zum Beispiel über eine Signalamplitude oder -frequenz erfolgen. Auch denkbar wäre es das Mikrofon im TRY Modus zu betreiben und die elektroakustischen Kenngrößen innerhalb der Anwendung einzustellen.

Ein Anwendungsfall hierfür wäre zum Beispiel die Sensitivitätskalibrierung von Mikrofonen innerhalb einer Anwendung. Thermo-mechanische Belastungen können dazu führen, dass sich die Sensitivität der Mikrofone ändert. Mit Hilfe einzelner Audioalgorithmen lassen sich die Abweichungen verschieden positionierter Mikrofone ermitteln. Diese Sensitivitätsabweichungen können zum Beispiel über den TRY Modus oder über eine im Mehrfachspeicher hinterlegten stufenweisen Regelung kompensiert werden.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Prinzipielle Funktionsweise eines kapazitiven MEMS-Mikrofons .	10
2.2	Einteilung der Gehäusetyten anhand der Schallzuführung	14
2.3	Einteilung der Bottom-Port Gehäusetyten anhand der Aufbau- technologie	15
2.4	Arbeitsprinzip eines differentiellen kapazitiven Sensors	19
2.5	Schematischer Querschnitt einer differentiellen Sensorstruktur mit zwei Gegenelektroden	21
2.6	Blockschaltbild eines ASIC-Chips	23
2.7	Druckkammermessprinzip	25
3.1	Lumped-Element Simulationsmodell eines differentiellen Mikro- fons	34
3.2	Geometrischen Abmessungen des bisherigen MEMS-Mikrofon- aufbaus und des neuen differentiellen Sensor-Chips	35
3.3	Auswirkungen von Parametervariationen auf den Frequenzgang .	36
3.4	Simulationsergebnisse des Frequenzganges für unterschiedliche Rückvolumina	38
3.5	High Temperature Cofired Cermaic (HTCC) Substrat mit Lei- terbahnen, Schalleintrittslöchern und Lotkugeln	39
3.6	Positionieren der differentiellen Sensor-Chips auf den keramik- seitig aufbrachten Lotkugeln durch Pick-and-Place und an- schließendes Verlöten durch Reflow-Prozess	40
3.7	Positionieren der mit Lotkugeln bestückten ASIC-Chips durch Pick-and-Place und anschließendes Verlöten durch Reflow-Prozess	40

3.8	Problematik des Polymer-Folien Laminationsprozesses	41
3.9	Lamination einer starren Lift-Off Folie zum mechanischen Ver- schluss des Sensor Rückvolumens	41
3.10	Kreisförmiger Einschnitt der Lift-Off Folie an der Oberseite des Sensors mittels eines Lasers	42
3.11	Nach Entfernen der nicht benötigten Folienteile, Mikrofonpanel mit den über die Lift-Off Folie verschlossenen Sensoren	42
3.12	Separierung des Vor- und Rückvolumens durch ein Umschließen der beiden Chips mit Hilfe einer Polymer-Folie	43
3.13	Freilegen der elektrischen Kontaktflächen und der Keramik-Sä- gestraßen durch das Entfernen der Polymer-Folie mittels eines Laser Ablationsprozesses	43
3.14	Kreisförmiger Einschnitt der beiden Folien an der Oberseite des Sensors mittels eines Lasers	44
3.15	Entfernen der beiden Folien, Lift-Off und Polymer, von der Sen- sorrückseite und Freilegen des Mikrofonrückvolumens	44
3.16	Begrenzung des Rückvolumens durch Aufbringen einer Metall- kappe	45
3.17	Schematischer Querschnitt des MEMS-Mikrofongehäuses mit großem Rückvolumen	45
4.1	Sensorkapazität in Abhängigkeit von der Vorspannung für einen ungehäusten unsymmetrischen Sensor-Chip	48
4.2	Darstellung der schematischen Schaltung des programmierbaren Mikrofons	51
4.3	Auswirkungen einer extern verstellbaren elektrischen Vorspan- nung auf die Sensitivität eines MEMS-Mikrofons mit großem Rückvolumen	54
4.4	Verschaltung im Mess- und Programmiermodus im Zusammen- spiel mit den einzelnen Signalabfolgen während des Startzustandes	56
4.5	Ablauf der unterschiedlichen Programmierzyklen	57

Abbildungsverzeichnis

5.1	Prinzipskizze des bisherigen MEMS-Mikrofon Funktionstestes	61
5.2	Verschiedene Messaufnahmen auf dem Prinzip einer Druckkammermessung	63
5.3	Ablaufsteuerung der neuen Mess- und Programmierhardware innerhalb des bisherigen ATE's	65
5.4	Einbindung der neuen Mess- und Programmierhardware in das bisherige ATE	68
5.5	Umsetzung eines Mehrfachtests mittels eines Druckkammer Messprinzips	71
5.6	Testzeitreduzierung durch Aneinanderreihen der einzelnen Messungen	72
5.7	Vereinfachtes Ablaufdiagramm des entwickelten Testprogrammes	73
6.1	Vereinfachte Darstellung des gesamten Übertragungssystems	75
6.2	Einfluss der Verstärkung auf die Sensitivität	77
6.3	Einfluss der Vorspannung auf die über die Verstärkung herbeigeführten maximalen Sensitivitätsänderungen	77
6.4	Korrelation Gain-Umrechnungsfaktor mit der zugehörigen Sensitivität vor der Programmierung gemessen an ca. 100 Bauteilen	79
6.5	Einfluss der elektrischen Vorspannung auf die Sensitivität	80
6.6	Einfluss der Verstärkung auf die über die Vorspannung herbeigeführten maximalen Sensitivitätsänderungen	80
6.7	Korrelation Bias-Umrechnungsfaktor mit der zugehörigen Sensitivität vor der Programmierung gemessen an ca. 100 Bauteilen	82
6.8	Mikrofonfrequenzgang für programmierte minimalen und maximalen Verstärkung und Vorspannung	83
6.9	Auswirkungen der Verstärkung auf die Sensitivität, das Rauschen und den SNR	84
6.10	Auswirkungen der Vorspannung auf die Sensitivität, das Rauschen und den SNR	86

6.11	Auswirkungen der einstellbaren Verstärkung auf den THD für einen Schalldruckpegel von 94 dB _{SPL} und für einen Schalldruckpegel von 110 dB _{SPL}	88
6.12	Charakterisierung des Verstärkerverhaltens eines ungehäusten ASIC-Chips	90
6.13	Charakterisierung des Verstärkerverhaltens eines MEMS-Mikrofon	91
6.14	Auswirkungen der Programmierung auf die Ausgangsspannung und den THD über einen Schalldruckpegelbereich von 94 dB _{SPL} bis 144 dB _{SPL}	93
7.1	Sensitivitätsverteilung von etwa 2500 Mikrofonen aus unterschiedlichen Fertigungslosen vor der Programmierung	95
7.2	Sensitivität über alle möglichen programmierbaren Kombinationen von Bias und Gain	97
7.3	Schematische Abläufe verschiedener Programmiermethoden . . .	98
7.4	Sensitivitätsverteilungen vor und nach dem Programmieren . . .	101
7.5	Sensitivitätsverteilungen von 20 Mikrofonen vor und nach der Programmierung mit verschiedenen Bias-Umrechnungsfaktoren .	103
7.6	Sensitivitätsverteilung vor der Programmierung, nach der ersten Programmierung und nach der zweiten Programmierung	105
7.7	Korrelation der Sensitivität mit dem SNR über alle möglichen Kombinationen von Vorspannung und Verstärkung für ein Mikrofon	106
7.8	Sensitivitätsverteilung und SNR Verteilung von 1250 Mikrofonen nach ihrer Programmierung auf -38 dBV/Pa	107
7.9	Sensitivitätsverteilung und THD Verteilung von 1250 Mikrofonen nach ihrer Programmierung auf -40 dBV/Pa	108
7.10	Vergleich der beiden vorgestellten Programmiervarianten mit hohem SNR oder geringem THD	110

Literatur

- [1] H. STÖCKER: *Taschenbuch der Physik*; Wissenschaftlicher Verlag Harri Deutsch, 5. korrigierte Auflage (2004); ISBN: 3-8171-1720-5.
- [2] M. MÖSER: *Technische Akustik*; Springer Vieweg, 9. aktualisierte Auflage (2012); ISBN: 978-3-642-30932-8.
- [3] G.W. ELKO, K.P. HAREY: *A History of Consumer Microphones: The Electret Condenser Microphone Meets Micro Electro Mechanical Systems*; Acoustics Today Magazine (2009), Vol. 5, Nr. 2, S. 4–13; DOI: 10.1121/1.3182845.
- [4] G.M. SESSLER, M. HILL, J.E. WEST: *Electroacoustic transducer*; Patent, eingetragen am 22. Mai (1962); US3118022A.
- [5] G.M. SESSLER, J. HILLENBRAND: *Silizium- und Piezoelektret- Mikrofone: Neue Technologien für ein Milliardenprodukt*; themaForschung (2007), Vol. 2, S. 38–43; ISSN: 1434-7768.
- [6] G.M. SESSLER: *What's New in Electroacoustic Transducer*; IEEE ASSP Magazine (1984), Vol. 1, Nr. 4, S. 3–13; DOI: 10.1109/MASSP.1984.1162256.
- [7] G.M. SESSLER: *New Acoustic Sensors*; Journal de Physique (1992), Vol. 2, Nr. C1, S. 413–419; DOI: 10.1051/jp4:1992189.
- [8] K.E. PETERSEN: *Silicon as a Mechanical Material*; Proceedings of IEEE (1982), Vol. 70, Nr. 5, S. 420–457; DOI: 10.1109/PROC.1982.12331.

- [9] J. BRYZEK, S. ROUNDY, B. BIRCUMSHAW, C. CHUNG, K. CASTELLINO, J.R. STETTER, M. VESTEL: *Marvelous MEMS*; Magazine of IEEE Circuits and Device (2006), Vol. 22, Nr. 2, S. 8–28; DOI: 10.1109/MCD.2006.1615241.
- [10] D. HOHM, G.M. SESSLER: *An integrated silicon-electret condenser microphone*; 11th Internat. Congr. on Acoustics (1983), Vol. 6, S. 29–32.
- [11] M. ROYER, J.O. HOLMEN, M.A. WURM, O.S. AADLAND, M. GLENN: *ZnO on Si integrated acoustic sensor*; Journal of Sensors and Actuators (1983), Vol. 4, S. 357–362; DOI: 10.1016/0250-6874(83)85044-6.
- [12] P.R. SCHEEPER, A.G.H. VAN DER DONK, W. OLTHUIS, P. BERGVELD: *A review of silicon microphones*; Journal of Sensors and Actuators A (1994), Vol. 44, S. 1–11; DOI: 10.1016/0924-4247(94)00790-X.
- [13] G.M. SESSLER: *Acoustic Sensors*; Sensors and Actuators A (1991), Vol. 26, S. 323–324; DOI: 10.1051/jp4:1992189.
- [14] G.M. SESSLER: *Silicon Microphones*; Journal of the Audio Engineering Society (1996), Vol. 44, Nr. 1-2, S. 16–21.
- [15] G.M. SESSLER, J. HILLENBRAND: *Novel silicon and polymer sensors in acoustics*; SENSOR+TEST Conference (2009); DOI: 10.5162/sensor09/v1/u1.
- [16] G.W. ELKO, F. PARDO, D. LOPEZ, D. BISHOP: *Capacitive MEMS Microphones*; Bell Labs Technical Journal (2005), Vol. 10, Nr. 3, S. 187–198; DOI: 10.1002/bltj.20113.
- [17] Z. WANG, Q. ZOU, Q. SONG, J. TAO: *The era of silicon MEMS microphone and look beyond*; 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (Transducers) (2015); DOI: 10.1109/TRANSDUCERS.2015.7180939.
- [18] R. GHODSSI, P. LIN: *MEMS Materials and Processes Handbook*; Springer (2011); ISBN: 978-0-387-47316-1.

Literatur

- [19] M. KAHRs, G.W. ELKO, S.J. ELLIOT, S. MAKINO, J.M. KATES, M. BOSI, J.O. SMITH: *The past, present and future of audio signal processing*; IEEE Signal Processing Magazine (1997), Vol. 14, Nr. 5, S. 30–57; DOI: 10.1109/MSP.1997.1179708.
- [20] Y. HUANG, J. BENESTY: *Audio Signal Processing - For Next Generation Multimedia Communication Systems*; Springer (2004); ISBN: 978-1402077685.
- [21] Z.H. FU, F. FAN, J.D. HUANG: *Dual-microphone noise reduction for mobile phone application*; IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (2013); DOI: 10.1109/ICASSP.2013.6639068.
- [22] C.H. CHUANG, W.H. LI: *Parametric study of flip-chip packaging for an MEMS device with diaphragm*; Journal of Microsystem Technologies (2011), Vol. 17, Nr. 4, S. 669–675; DOI: 10.1007/s00542-010-1181-y.
- [23] O. RUSANEN, A. TORKKELI: *Adhesives as a Thermomechanical Stress Source - Comparing Silicones to Epoxies*; 3rd International Conference on Adhesive Joining and Coating Technology in Electronics Manufacturing (1998); DOI: 10.1109/ADHES.1998.742043.
- [24] S.S. JE, J.C. HARRISON, M.N. KOZICKI, B. BAKKALOGLU, S. KIAEI, J. CHAE: *In situ tuning of MEMS microphone using electrodeposited nanostructures*; Journal of Micromechanics and Microengineering (2009), Vol. 19, Nr. 3; DOI: 10.1088/0960-1317/19/3/035015.
- [25] C. FALLESEN, J.K. POULSEN, L.J. STENBERG, J.J.G. BOSCH: *A calibrated microelectromechanical microphone*; Patent, eingetragen am 05. September (2007); EP1906704A.
- [26] D.T. MARTIN: *Design, fabrication, and characterisation of a MEMS dual backplate capacitive microphone*; Dissertation (2007); University of Florida.

- [27] R.C. JOHNSON: *Startup's Piezoelectric MEMS Mics May Take Over*; EETimes (2014); aufgerufen am 15. Februar 2017: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1324014.
- [28] T. SMITH: *Boffins tout world's first single-chip digital microphone*; The Register (2006); aufgerufen am 15 Februar 2017: http://www.theregister.co.uk/2006/02/27/akustica_single-chip_mems_microphone.
- [29] M. OZDOGAN, S. TOWFIGHIAN: *A MEMS Microphone using repulsive force sensors*; ASME International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference (2016); IDETC2016-60171.
- [30] J. DOUTRELOIGNE: *Fully integrated Dickson charge pumps with optimized power efficiency*; World Congress on Engineering and Computer Science WCECS (2010); ISBN: 978-988-18210-0-3.
- [31] M. WINTER: *Integration kapazitiver Silizium-Mikrofone in ein Chip Scale Package*; Dissertation (2011); Universität des Saarlandes.
- [32] M. FÜLDNER: *Modellierung und Herstellung kapazitiver Mikrofone in BiCMOS-Technologie*; Dissertation (2004); Universität Erlangen-Nürnberg.
- [33] M. LOIBL, S. WALSER, J. KLUGBAUER, G. FEIERTAG, C. SIEGEL: *Measurement method for determining the electroacoustic characteristics of a digital MEMS microphone*; 18. GMA/ITG Fachtagung Sensoren und Messsysteme (2016); DOI: 10.5162/sensoren2016/4.3.2.
- [34] G. FEIERTAG, M. WINTER, A. LEIDL: *Flip Chip packaging for MEMS microphones*; Microsystem Technologies (2010), Vol. 16, S. 817–823; DOI: 10.1007/s00542-010-1039-3.
- [35] A. DEHE: *Silicon microphone development and application*; Journal of Sensors and Actuators A (2007), Vol. 133, S. 283–287; DOI: 10.1016/j.sna.2006.06.035.

Literatur

- [36] M. MÜLLENBORN, P. ROMBACH, U. KLEIN, K. RASMUSSEN, J.F. KUHMANN, M. HESCHEL, M. AMSKOV GRAVAD, J. JANTING, J. BRANEBJERG, A.C. HOOGERWERF, S. BOUWSTRA: *Chip-size-packaged silicon microphones*; Sensors and Actuators A (2001), Vol. 92, S. 23–29; DOI: 10.1016/S0924-4247(01)00535-0.
- [37] G. FEIERTAG, W. PAHL, A. LEIDL, S. SEITZ, C. SIEGEL, A. BEER: *Flip chip MEMS microphone package with large acoustic reference volume*; Eurosensors XXIV Conference (2010); DOI: 10.1016/j.proeng.2010.09.121.
- [38] M. WINTER, G. FEIERTAG, C. SIEGEL, A. LEIDL, H. SEIDEL: *Chip Scale Package of MEMS Microphone and ASIC Stack*; 23rd Micro Electro Mechanical Systems Conference (2010); DOI: 10.1109/MEMSYS.2010.5442512.
- [39] C. LEINENBACH, K. TEEFFELEN, F. LAERMER, H. SEIDEL: *A New Capacitive Type MEMS Microphone*; 23rd Micro Electro Mechanical Systems Conference (2010); DOI: 10.1109/MEMSYS.2010.5442322.
- [40] A. DEHE, M. WURZER, M. FÜLDNER, U. KRUMBEIN: *The Infineon Silicon MEMS Microphone*; AMA Conferences with Sensor and IRS (2013); DOI: 10.5162/sensor2013/A4.3.
- [41] C.H. CHUANG, W.H. LI, S. LEE: *Thermal analysis under different packaging processes for MEMS device with diaphragm*; Electronic Materials and Packaging (EMAP) Conference (2008); DOI: 10.1109/EMAP.2008.4784252.
- [42] C.H. CHUANG, Y.H. HUANG, S.L. LEE: *The influence of adhesive materials on chip-on-board packing of MEMS microphone*; Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP) Conference (2011); ISBN: 978-2-35500-015-7.
- [43] S. WALSER, C. SIEGEL, M. WINTER, M. LOIBL, W. PAHL, A. LEIDL, G. FEIERTAG: *Flip-Chip MEMS Microphone Package With Small Front-*

- Volume and Large Back-Volume*; 20th European Microelectronics Packaging Conference (EMPC) (2015); INSPEC: 15753039.
- [44] M. WINTER, G. FEIERTAG, A. LEIDL, H. SEIDEL: *Influence of a chip scale package on the frequency response of a MEMS microphone*; Microsystem Technologies (2010), Vol. 16, S. 809–815; DOI: 10.1007/s00542-009-0994-z.
- [45] S. TIMOSHENKO, S. WOINOWSKY-KRIEGER: *Theorie of Plates and Shells*; McGraw-Hill Book Company (1959); ISBN: 0-07-064779-8.
- [46] M. PEDERSEN, W. OLTHUIS, P. BERGVELD: *On the mechanical behaviour of thin perforated plates and their application in silicon condenser microphones*; Journal of Sensors and Actuators A (1996), Vol. 54, S. 499–504.
- [47] P.R. SCHEEPER, W. OLTHUIS, P. BERGVELD: *The Design, Fabrication, and Testing of Corrugated Silicon Nitride Diaphragms*; Journal of Microelectromechanical Systems (1994), Vol. 3, Nr. 1, S. 36–42; DOI: 10.1109/84.285722.
- [48] M. FÜLDNER, A. DEHÉ, R. LERCH: *Analytical Analysis and Finite Element Simulation of Advanced Membranes for Silicon Microphones*; IEEE Sensors Journal (2005), Vol. 5, Nr. 5, S. 857–863; DOI: 10.1109/JSEN.2004.841449.
- [49] J.W. WEIGOLD, T.J. BROSNIHAN, J. BERGERON, X. ZHANG: *A MEMS Condenser Microphone for Consumer Applications*; Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) Conference (2006); DOI: 10.1109/MEMSYS.2006.1627742.
- [50] C.K. CHAN, W.C. LAI, M. WU, W. FANG: *Design and implementation of a novel double-poly microphone with rigid acoustic receiver, flexible spring supporter, and harm backplate*; Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) Conference (2010); DOI: 10.1109/MEMSYS.2010.5442324.

- [51] C.K. CHAN, W.C. LAI, M. WU, M.Y. WANG, W. FANG: *Design and Implementation of a Capacitive-Type Microphone With Rigid Diaphragm and Flexible Spring Using the Two Poly Silicon Micromachining Processes*; Journal of IEEE Sensors (2011), Vol. 11, Nr. 10, S. 2365–2371; DOI: 10.1109/JSEN.2011.2121060.
- [52] S.C. LO, W.C. LAI, C.I. CHANG, Y.Y. LO, C. WANG, M.R. BAI, W. FANG: *Development of a no-back-plate SOI MEMS condenser microphone*; Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (2015); DOI: 10.1109/TRANSDUCERS.2015.7181115.
- [53] C.I. CHANG, S.C. LO, C. WANG, Y.C. SUN, W. FANG: *Novel in-plane gap closing CMOS-MEMS microphone with no back-plate*; Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) Conference (2014); DOI: 10.1109/MEMSYS.2014.6765592.
- [54] T. KASAI, S. SATO, S. CONTI, I. PADOVANI, F. DAVID, Y. UCHIDA: *Novel concept for a MEMS microphone with dual channels for an ultrawide dynamic range*; Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) Conference (2011); DOI: 10.1109/MEMSYS.2011.5734497.
- [55] A. DEHÉ, M. WURZER, M. FÜLDNER, U. KRUMBEIN: *Design of a poly silicon MEMS microphone for high signal-to-noise ratio*; Solid-State Device Research Conference (ESSDERC) (2013); DOI: 10.1109/ESSDERC.2013.6818876.
- [56] W. CONKLIN: *Leveraging microelectromechanical microphones inherent matching to reduce noise using multiple microphone elements*; International Congresses on Acoustics (ICA) (2013); DOI: 10.1121/1.4799235.
- [57] J. CITAKOVIC, P.F. HOVESTEN, G. ROCCA, A.V. HALTEREN, P. ROMBACH, L.J. STENBERG, P. ANDREANI, E. BRUUN: *A compact CMOS MEMS microphone with 66dB SNR*; Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Conference (2009); DOI: 10.1109/ISSCC.2009.4977452.

- [58] B.H. KIM, H.S. LEE: *Acoustical-Thermal Noise in a Capacitive MEMS Microphone*; IEEE SENSORS JOURNAL (2015), Vol. 15, Nr. 12, S. 6853–6860; DOI: 10.1109/JSEN.2015.2464372.
- [59] P. ROMBACH, M. MÜLLENBORN, U. KLEIN, K. RASMUSSEN: *The First Low Voltag, Low Noise Differential Silicon Microphone, Technology Development and Measurement Results*; Sensors and Actuators A (2001), Vol. 95, S. 196–201; DOI: 10.1016/S0924-4247(01)00736-1.
- [60] J. BAY, O. HANSEN, S. BOUWSTRA: *Design of a silicon microphone with differential read-out of a sealed double parallel-plate capacitor*; Journal of Sensors and Actuators A (1996), Vol. 53, S. 232–236; DOI: 10.1109/SENSOR.1995.721928.
- [61] D.T. MARTIN, K. KADIRVEL, R.M. FOX, M. SHEPLAK, T. NISHIDA: *Surface and bulk micromachined dual backplate condenser microphone*; Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) Conference (2005); DOI: 10.1109/MEMSYS.2005.1453931.
- [62] D.T. MARTIN, J. LIU, K. KADIRVEL, R. M. FOX, M. SHEPLAK, T. NISHIDA: *A Micromachined Dual-Backplate Capacitive Microphone for Aeroacoustic Measurements*; Journal of Microelectromechanical Systems (2007), Vol. 16, Nr. 6, S. 1289–1302; DOI: 10.1109/JMEMS.2007.909234.
- [63] J. LIU: *Nonlinear Dynamics of a Dual-Backplate Capacitive MEMS Microphone*; Dissertation (2007); University of Florida.
- [64] J. LIU, D.T. MARTIN, T. NISHIDA, L. N. CATTAFESTA, M. SHEPLAK, B.P. MANN: *Harmonic Balance Nonlinear Identification of a Capacitive Dual-Backplate MEMS Microphone*; Journal of Microelectromechanical Systems (2008), Vol. 17, Nr. 3, S. 698–708; DOI: 10.1109/JMEMS.2008.922067.
- [65] J. BAY, O. HANSEN, S. BOUWSTRA: *Micromachined double backplate differential capacitive microphone*; Journal of Micromechanics and Microengineering (1999), Vol. 9, Nr. 1, S. 30–33; DOI: 10.1088/0960-1317/9/1/003.

Literatur

- [66] A. BARBIERI, G. NICOLLINI: *100 dB A-Weighted SNR Microphone Pre-amplifier With On-Chip Decoupling Capacitors*; Journal of Solid-State Circuit (2012), Vol. 47, Nr. 11, S. 2737–2750; DOI: 10.1109/JSSC.2012.2216213.
- [67] T GÖRNE: *Tontechnik*; Carl Hanser Verlag, 3. neu bearbeitete Auflage (2011); ISBN: 978-3-446-42395-4.
- [68] M. ZOLLNER, E. ZWICKER: *Elektroakustik*; Springer-Verlag, 2. korrigierter Nachdruck 2003 (1993); ISBN: 3-540-64665-5.
- [69] Z. SKVOR: *On the acoustical resistance due to viscous losses in the air gap of electrostatic transducers*; Acta Acustica united with Acustica (1967), Vol. 19, S. 295–299.
- [70] D. HOHM: *Kapazitive Silizium-Sensoren für Hörschallanwendungen*; VDI Verlag (1986); ISBN: 3-18-146010-9.
- [71] M. LOIBL: *Simulation des akustischen Verhaltens von MEMS Mikrofonen in Abhängigkeit von deren Herstellungsvarianten und Verifikation der Ergebnisse anhand von Vergleichsmessungen*; Projektarbeit Masterstudiengang Electrical Engineering (2015); Hochschule München.
- [72] S. WALSER, C. SIEGEL, M. WINTER, G. FEIERTAG, M. LOIBL, A. LEIDL: *MEMS Microphones with Narrow Sensitivity Distributions*; Journal of Sensors and Actuators A (2016), Vol. 247, S. 663–670; DOI: 10.1016/j.sna.2016.04.051.
- [73] STMICROELECTRONICS GMBH: *AN4427: Gasket design for optimal acoustic performance in MEMS microphones*; Application Note, Januar 2014 DocID 025705 Rev1 (2014).
- [74] H.W. MARKSTEIN: *A wide choice of materials for MCMs*; Electronic Packaging and Production (1997), Vol. 37, Nr. 4, S. 34–36.

- [75] S. WALSER, C. SIEGEL, M. WINTER, G. ROCCA, A. LEIDL, G. FEIERTAG: *A Novel Method for Reducing the Sensitivity Deviation of MEMS Microphones by Programming*; Procedia Engineering (XXIX Euroensors) (2015), Vol. 120, S. 206–209; DOI: 10.1016/j.proeng.2015.08.611.
- [76] C. PHILIPP: *Analyse temperaturbedingter Relaxationsprozesse bei MEMS Mikrofonen*; Masterarbeit (2016); Hochschule München.
- [77] R.S.C. WANG, R.S.J. SHEN, C.C.H. HSU: *Neobit - High reliable logic non-volatile memory (NVM)*; Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA) Conference (2010); DOI: 10.1109/IPFA.2004.1345560.
- [78] S. WALSER, G. FEIERTAG, M. LOIBL, W. PAHL, M. WINTER, C. SIEGEL, A. LEIDL: *MEMS-Mikrofone mit hohem Signal zu Rausch Abstand und geringen Senitivitätsstreuungen*; Mikrosystemtechnik Kongress (2015); ISBN: 978-3-8007-4100-7.
- [79] S. WALSER, M. LOIBL, G. FEIERTAG, C. SIEGEL, M. WINTER: *Fertigungsendtest für MEMS-Mikrofone*; Virtuelle Intrumente in der Praxis (VIP) (2015); ISBN: 978-3-8007-3669.
- [80] M. BURNS, G.W. ROBERTS: *An Introduction to Mixed-Signal IC Test and Measurement*; Oxford University Press (2001); ISBN: 978-0-19-514016-3.
- [81] NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION: *PXI Specification - PCI eX-tensions for Instrumentation*; Specification, Revision 1.0 August 20 (1997).
- [82] M. LOIBL: *Entwicklung und Verifikation einer Testumgebung für digitale MEMS-Mikrofone*; Masterarbeit (2016); Hochschule München.
- [83] P. STREIBL: *Entwicklung einer Methode zur Mehrfachmessung von MEMS Mikrofonen*; Bachelorarbeit (2016); Hochschule München.

Literatur

- [84] NATIONAL INSTRUMENTS GMBH: *8-Slot PXI Express Chassis With DC Power Supply - NI PXIe-1082DC*; Datenblatt, Last Revised: 2016-12-07 15:00:06.0 (2017); aufgerufen am 19. März 2017: <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-551>.
- [85] NATIONAL INSTRUMENTS GMBH: *24-Bit, 204.8 kS/s Dynamic Signal Acquisition and Generation - NI 4461, NI 4462*; Datenblatt, Last Revised: 2014-11-06 07:13:49.0 (2017); aufgerufen am 19. März 2017: <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-337>.
- [86] NATIONAL INSTRUMENTS GMBH: *6 1/2 Digit Digital Multimeters and 1.8 MS/s Isolated Digitizers*; Datenblatt (2017); aufgerufen am 19. März 2017: http://www.ni.com/pdf/products/us/cat_NI4070.pdf.
- [87] NATIONAL INSTRUMENTS GMBH: *NI PXIe-6555, NI PXIe-6556*; Datenblatt, Last Revised: 2014-11-06 07:15:11.0 (2017); aufgerufen am 19. März 2017: <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-421>.
- [88] NATIONAL INSTRUMENTS GMBH: *100 V Precision Source Measure Unit (SMU)*; Datenblatt (2017); aufgerufen am 19. März 2017: http://www.ni.com/pdf/products/us/cat_pxi4132.pdf.
- [89] NATIONAL INSTRUMENTS GMBH: *High-Density Multiconfiguration Matrix Switch Modules*; Datenblatt, Last Revised: 2014-11-06 07:15:05.0 (2017); aufgerufen am 19. März 2017: <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-434>.
- [90] M. MAYR: *Entwicklung eines Algorithmus zur Frequenzkalibration von digitalen MEMS-Mikrofonen*; Bachelorarbeit (2016); Hochschule München.
- [91] R. MÜLLER: *Halbleiter-Elektronik Rauschen*; Springer Verlag (1979); ISBN: 978-3-662-09682-6.
- [92] S. WALSER, M. LOIBL, C. SIEGEL, M. WINTER, G. FEIERTAG, K. MAYER, A. LEIDL: *Application-specific programming of MEMS microphones*; 18. GMA/ITG Fachtagung Sensoren und Messsysteme (2016); DOI: 10.5162/sensoren2016/4.3.3.

- [93] S. ZENKNER: *Entwicklung einer Embedded-Hardware für die Reduzierung fertigungsbedingter Sensitivitätsstreuungen von programmierbaren MEMS-Mikrofonen*; Masterarbeit (2016); Hochschule München.

Eigene Publikationen

S. Walser, C. Siegel, M. Winter, G. Rocca, A. Leidl, G. Feiertag; *A Novel Method for Reducing the Sensitivity Deviation of MEMS Microphones by Programming*; Proceedings of Engineering (2015), Vol. 120, S. 206-207; DOI: 10.1016/j.proeng.2015.08.611.

S. Walser, C. Siegel, M. Winter, M. Loibl, W. Pahl, A. Leidl, G. Feiertag; *Flip-chip MEMS microphone package with small front-volume and large back-volume*; Proceedings of 20th European Microelectronics Packaging Conference (2015), 14.-16. September, Friedrichshafen, Deutschland; ISBN: 978-0-9568-0862-2; INSPEC: 15753039.

S. Walser, M. Loibl, G. Feiertag, C. Siegel, M. Winter; *Fertigungsendtest für MEMS-Mikrofone*; Tagungsband Virtuelle Instrumente in der Praxis (2015), 20.-22. Oktober, Fürstfeldbruck, Deutschland; ISBN: 978-3-8007-3669.

S. Walser G. Feiertag, L. Loibl, W. Pahl, M. Winter, C. Siegel, A. Leidl; *MEMS-Mikrofone mit hohem Signal zu Rausch Abstand und geringen Sensitivitätsstreuungen*; Tagungsband Mikrosystemtechnik Kongress (2015), 26.-28. Oktober, Karlsruhe, Deutschland; ISBN: 978-3-8007-4100-7.

M. Loibl, S. Walser, S. Zenkner, G. Feiertag; *Labormessplatz für MEMS-Mikrofone*; Tagungsband des 5. Landshuter Symposium Mikrosystemtechnik (2016), 09.-10. März, Landshut, Deutschland.

S. Walser, C. Siegel, M. Winter, G. Feiertag, M. Loibl, A. Leidl; *MEMS microphones with narrow sensitivity distribution*; Journal of Sensors and Actuators A: Physical (2016), Vol. 247, S. 663–670; DOI: 10.1016/j.sna.2016.04.051.

M. Loibl, S. Walser, J. Klugbauer, G. Feiertag, C. Siegel; *Measurement of digital MEMS microphones*; Tagungsband 18. GMA/ITG-Fachtagung Sensoren und Messsysteme (2016), 10.-11. Mai, Nürnberg, Deutschland; DOI: 10.5162/sensoren2016/4.3.2.

S. Walser, M. Loibl, C. Siegel, G. Feiertag, M. Winter, K. Mayer, A. Leidl; *Application-specific programming of MEMS microphones*; Tagungsband 18. GMA/ITG-Fachtagung Sensoren und Messsysteme (2016), 10.-11. Mai, Nürnberg, Deutschland; DOI: 10.5162/sensoren2016/4.3.3.

S. Walser, M. Loibl, M. Winter, C. Siegel, G. Feiertag; *Sensitivity Recalibration of MEMS Microphones to Compensate Drift and Environmental Influences*; Proceedings of Engineering (2016), Vol. 168, S. 1759-1762; DOI: 10.1016/j.proeng.2016.11.508