

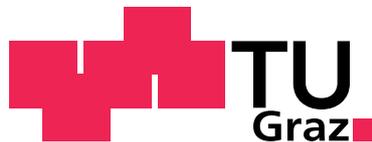
# Messaufbau zur Charakterisierung von Silizium Mikrofonen

## Diplomarbeit

DA 706  
durchgeführt von

JÜRGEN FEHRINGER

Institut für Elektronik  
der Technischen Universität Graz  
Leiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Wolfgang Bösch



in Zusammenarbeit mit

Infineon Technologies Austria

Begutachter: Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler  
Externer Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Andreas Wiesbauer

Graz, November 2012



# Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, November 2012

Jürgen Fehring

---

## Zusammenfassung

### Messaufbau zur Charakterisierung von Silizium Mikrofonen

Diese Arbeit handelt von Miniaturmikrofonen, die mittels Halbleiterprozess als MicroElectroMechanical System (MEMS) gefertigt werden. Diese Bauform ist sehr klein und robust und kann mit üblichen Reflow Lötprozessen verarbeitet werden.

Zur Umwandlung von Schall in ein belastbares, elektrisches Signal benötigt der MEMS, der nach dem Prinzip des Kondensatormikrofons arbeitet, einen hochohmigen Impedanzwandler in Form eines analogen oder digitalen ASICs. Zur Spezifikation und anschließenden Modellierung soll das Mikrofon jedoch ohne den Einfluss der Elektronik gemessen werden - daher stellte sich die Aufgabe, ein Impedanzwandlermodul zum Auslesen der Mikrofonkapsel zu entwickeln, welches im Frequenzgang, dem Rauschen und den Verzerrungen bei hohen Ausgangspegeln dem MEMS Mikrofon deutlich überlegen ist.

Zuerst wird auf die Anforderungen an diese Elektronik eingegangen und die erforderlichen Spezifikationen werden hergeleitet. Durch grundlegende Untersuchungen wird gezeigt, wie man einen rauscharmen Impedanzwandler bauen kann, der  $>100\text{G}\Omega$  Eingangswiderstand bei  $<0,35\text{pF}$  Eingangskapazität besitzt und störungsfrei unter normalen Laborbedingungen betrieben werden kann. Der konkrete Aufbau wurde gemessen, angepasst und optimiert sowie das optimale Bauteil für die erste Impedanzwandlerstufe gesucht.

Weiters musste die Laborumgebung auf ihre Tauglichkeit für akustische Messungen geprüft werden (Umgebungsgeräusch, Körperschall) und die Messumgebung auf die Gültigkeit der Messwerte und ihre Toleranzen und Messgrenzen.

Die Kontaktierung des ungefähr  $1\times 1\text{mm}$  großen Mikrofonbausteines muss praktikabel und robust gelöst werden und es wird die Spezifikation eines Low Noise MEMS Mikrofon mit den wesentlichen akustischen Parametern des Frequenzgangs, der Empfindlichkeit, des Eigenrauschens und der Verzerrungen bei hohen Pegeln exemplarisch gezeigt.

Im Anschluss werden die Grenzen des Aufbaus und Verbesserungsmöglichkeiten aufgezeigt und dargestellt, unter anderem wie man Pegel über  $120\text{dB}$  mit niedrigen Verzerrungen messen könnte.

---

## Abstract

### Measurement setup for characterizing silicon microphones

This thesis is about MicroElectroMechanical System (MEMS) microphones, which are built in a silicon semiconductor process. They are very small and reliable and can withstand a reflow soldering process.

For converting sound in an electric signal the microphone needs a high resistance impedance converter as an analog or digital ASIC. But for specification and modelling the MEMS one needs to measure the mic without the influence of the electronics - there is a need to develop an impedance converter, which is in terms of frequency range, noise and harmonic distortions superior to the microphone.

At first we are looking for the electrical requirements and derive the needs and specifications. With simulations it is shown how to build an amplifier with  $>100\text{G}\Omega$  input impedance and  $<0,35\text{pF}$  stray capacity, which is easy usable in a standard laboratory environment. The specific realisation was measured and optimised and the best match for the main component of the impedance converter was found.

Furthermore the lab environment was tested for it's suitability for acoustic measurements (noise, impact sound) and the measurement environment for it's reliability, tolerances and measurement borders.

The contact situation for the 1x1mm microphone chip has to be solved and the specification of a modern low noise MEMS with frequency range, sensitivity, noise and distortion is shown.

As conclusion, the limits of the measurement setup are shown and further improvements are discussed, as a method to measure high sound pressure levels with more than 120dB and low distortion.



# Vorwort

Ich möchte an dieser Stelle meinem Betreuer der Technischen Universität Graz, Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler für die Übernahme dieser Diplomarbeit und seiner Unterstützung bei der Abwicklung danken.

Besonderen Dank gebührt natürlich dem Initiator dieser Arbeit, Herr Andreas Wiesbauer von der Firma Infineon Technologies Villach, der für interessante Denkanstöße rund um das Thema MEMS gesorgt hat und trotz knappen Terminplans immer Zeit für mich gefunden hat.

Und natürlich meinen Kollegen von Infineon Technologies in Villach wie in München, insbesondere den Herrn Bernhard Kuttin, Andreas Mikula, Olaf Rösch und Michael Wassermann, die mich bei der Ausführung der Arbeiten im Labor tatkräftig unterstützt haben.

Ich möchte an dieser Stelle auch dem Stipendiensystem in Österreich danken. Ohne dieser Unterstützung wäre es einem spätberufenen Studenten wie mir nicht möglich gewesen, dieses Studium zu absolvieren.

Mein größter Dank und Respekt gebührt jedoch meiner Partnerin Lisi, die mich nach Kräften unterstützt hat und mir den Freiraum geben konnte, den Großteil dieser Arbeit in unseren 4 Wänden zu absolvieren und unserem Sohn Felix, der immer wieder für ein Lächeln in meinem Gesicht gesorgt hat.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>17</b>
1.1. Motivation . . . . .	17
1.2. Stand der Technik . . . . .	17
1.3. Gliederung dieser Arbeit . . . . .	18
<b>2. Grundlagen der Mikrofontechnik</b>	<b>19</b>
2.1. Wandlertechnik . . . . .	19
2.1.1. Kohlemikrofon . . . . .	19
2.1.2. Dynamisches Mikrofon . . . . .	20
2.1.3. Kondensatormikrofon . . . . .	21
2.2. Technische Parameter . . . . .	23
2.2.1. Empfindlichkeit . . . . .	23
2.2.2. Unverzerrter Maximalpegel . . . . .	23
2.2.3. Ersatzgeräuschpegel . . . . .	23
2.2.4. Geräuschpegelabstand und Dynamik . . . . .	25
2.2.5. Frequenzgang . . . . .	26
2.3. Schnittstellen eines Mikrofons . . . . .	27
2.3.1. Symmetrische Signalübertragung . . . . .	27
2.3.2. Phantomspeisung . . . . .	29
2.3.3. Die Mikrofonkapsel eines Kondensatormikrofons . . . . .	30
<b>3. Silizium Mikrofone als MicroElectroMechanical Systems</b>	<b>33</b>
3.1. Mechanischer Aufbau . . . . .	33
3.2. Auswerteelektronik . . . . .	36
3.3. Modellierung des Mikrofons . . . . .	37
3.3.1. Vereinfachte Modellierung . . . . .	37
3.3.2. Modellierung der Streukapazitäten . . . . .	38
3.3.3. Modellierung von Rauschen und Nichtlinearitäten . . . . .	39
3.4. Technische Daten . . . . .	41
<b>4. Die Auswerteelektronik</b>	<b>43</b>
4.1. Technische Anforderungen für Miniaturmikrofone . . . . .	43
4.1.1. Eingangsimpedanz der Impedanzwandlerschaltung . . . . .	44
4.1.2. Eingangskapazität der ersten Schaltungsstufe . . . . .	44
4.1.3. Vorspannung der Mikrofonkapsel . . . . .	46
4.1.4. Rauschen der Auswerteelektronik . . . . .	46
4.1.5. Aussteuerbarkeit und Lastverhalten . . . . .	46
4.1.6. Zusammenfassung der elektrischen Anforderungen . . . . .	48
4.2. Untersuchung der Schaltungsteile . . . . .	49
4.2.1. JFET Source Follower . . . . .	49
4.2.2. Ausgangspuffer . . . . .	60

4.2.3.	Die Spannungsversorgung der Schaltung . . . . .	65
4.3.	Schaltungsbeschreibung und Realisierung . . . . .	69
4.3.1.	Messgeräte . . . . .	69
4.3.2.	Messungen am Ausgangspuffer . . . . .	71
4.3.3.	Messungen am Impedanzwandler . . . . .	79
4.3.4.	Spannungsversorgung . . . . .	83
4.3.5.	Die Gesamtschaltung . . . . .	87
4.3.6.	Messergebnisse und technische Daten . . . . .	92
<b>5.</b>	<b>Messung der akustischen Parameter</b>	<b>95</b>
5.1.	Messmittel . . . . .	95
5.1.1.	Referenzmikrofone . . . . .	95
5.1.2.	Audio Interface . . . . .	96
5.1.3.	Audio Analyser . . . . .	98
5.1.4.	Akustische Isolations- und Messbox . . . . .	99
5.2.	Charakterisierung der Messumgebung . . . . .	103
5.2.1.	Umgebungsärm . . . . .	103
5.2.2.	Körperschall . . . . .	105
5.3.	MEMS Trägerplatine . . . . .	109
5.4.	Frequenzgang . . . . .	110
5.4.1.	Messmethode . . . . .	110
5.4.2.	Messaufbau . . . . .	111
5.4.3.	Ergebnisse . . . . .	111
5.5.	Rauschen des Mikrofons . . . . .	113
5.5.1.	Messmethode . . . . .	113
5.5.2.	Messaufbau . . . . .	113
5.5.3.	Ergebnisse . . . . .	114
5.6.	Nichtlinearitäten und High SPL Messungen . . . . .	114
5.6.1.	Messmethode . . . . .	114
5.6.2.	Messaufbau . . . . .	114
5.6.3.	Ergebnisse . . . . .	114
5.7.	Zusammenfassung der Ergebnisse . . . . .	118
<b>6.</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>119</b>
<b>A.</b>	<b>Datenblätter</b>	<b>123</b>
A.1.	High SNR MEMS 1,2mm . . . . .	123
A.2.	High SNR MEMS 1,4mm . . . . .	136
A.3.	JFET SST201 . . . . .	140

# Abbildungsverzeichnis

2.1. Wirkungsprinzip Kohlemikrofon . . . . .	20
2.2. Prinzipeller Aufbau eines dynamischen Mikrofons . . . . .	21
2.3. Prinzipeller Aufbau eines Kondensatormikrofons . . . . .	22
2.4. Kurven gleicher Lautstärke, ISO 226:2003 . . . . .	24
2.5. Bewertungskurven zur Messwertkorrektur . . . . .	25
2.6. Frequenzgang des Mikrofons Shure KSM 9 . . . . .	26
2.7. Symmetrische Signalübertragung . . . . .	27
2.8. Pseudosymmetrische Signalübertragung . . . . .	28
2.9. Aufbau P48 Phantom Power Versorgung . . . . .	29
2.10. Ersatzschaltbild und Beschaltung einer Kondensatormikrofonkapsel . . . . .	30
3.1. Mechanische MEMS Struktur . . . . .	33
3.2. Schematischer Aufbau eines MEMS Mikrofons . . . . .	34
3.3. Querschnitt durch ein MEMS Mikrofon . . . . .	35
3.4. Foto eines MEMS Mikrofons . . . . .	35
3.5. MEMS mit ASIC zum Auslesen . . . . .	36
3.6. MEMS mit ASIC im gemeinsamen Package . . . . .	37
3.7. MEMS mit parasitärer Kapazität . . . . .	38
3.8. Interne Kapazitäten eines typischen MEMS . . . . .	38
3.9. ASIC in Zusammenspiel mit den MEMS Kapazitäten . . . . .	39
3.10. Elektrisches Equivalent zum akustischen Aufbau eines MEMS . . . . .	40
3.11. MEMS Rauschsimulation in LTspice . . . . .	41
4.1. Einfaches Ersatzschaltbild des Kondensatormikrofons . . . . .	43
4.2. Tabellenkalkulation zur Berechnung des Eingangsrauschens . . . . .	45
4.3. THD über den Schalldruck bei 1kHz, SMM310 . . . . .	47
4.4. Blockschaltbild der Impedanzwandlerschaltung . . . . .	49
4.5. Schaltung des einfachen Sourcefolgers . . . . .	50
4.6. Eingangsdämpfung des einfachen Sourcefolgers . . . . .	51
4.7. Bootstrap mit JFET . . . . .	51
4.8. Eingangsdämpfung Bootstrap mit JFET . . . . .	52
4.9. Schaltung zur Rauschsimulation . . . . .	52
4.10. Rauschen des Biaswiderstandes und am Schaltungsausgang . . . . .	53
4.12. Versuchsaufbau zur Rauschmessung . . . . .	55
4.11. Schaltungsmodifikation für die Rauschmessung . . . . .	56
4.13. Hochohmknotten in der Luft frei verdrahtet . . . . .	57
4.14. Zweistufige, komplementäre Kollektorschaltung . . . . .	60
4.15. Frequenzgang des Ausgangspuffers . . . . .	61
4.16. Ausgangsspannung bei 2k Last . . . . .	62
4.17. 1mA Ruhestrom, harmonische Verzerrungen des Ausgangspuffers . . . . .	62
4.18. 2mA Ruhestrom, harmonische Verzerrungen des Ausgangspuffers . . . . .	63

---

4.19. 5mA Ruhestrom, harmonische Verzerrungen des Ausgangspuffers . . . . .	63
4.20. Vergleich Mikrofonieempfindlichkeit Elko gegen Keramik Kondensator . . . . .	64
4.21. Schaltung des Impedanzwandlers . . . . .	65
4.22. PSRR des Impedanzwandlers . . . . .	66
4.23. Entkopplung mittels Spule . . . . .	67
4.24. Zusätzliche Dämpfung mittels Spule . . . . .	67
4.25. Filterung der Versorgungsspannung mittels Transistor . . . . .	68
4.26. Dämpfung der Transistorschaltung . . . . .	68
4.27. Messaufbau für die Performancemessung der Elektronik . . . . .	70
4.28. Schaltungsaufbau für Messungen am Impedanzwandler . . . . .	72
4.29. Frequenzgang Ausgangspuffer unter Last . . . . .	73
4.30. Widerstandsverhältnisse am Ausgangspuffer . . . . .	73
4.31. Kleinsignal Ersatzschaltbild des Schaltungsausgangs . . . . .	74
4.32. THD+N des Ausgangspuffers über die Frequenz . . . . .	76
4.33. THD+N des Ausgangspuffers bei unterschiedlichem Ruhestrom . . . . .	77
4.34. THD+N des Ausgangspuffers unter Last . . . . .	77
4.35. THD+N des Ausgangspuffers bei 2,1mA, mit und ohne Last . . . . .	78
4.36. Messaufbau des Impedanzwandlers . . . . .	79
4.37. Frequenzgang und Eingangsdämpfung des Impedanzwandlers . . . . .	80
4.38. Eingangsdämpfung des Impedanzwandlers bei verschiedenen Koppelkapazitäten .	81
4.39. THD+N des Impedanzwandlers bei unterschiedlichen Arbeitspunkten . . . . .	82
4.40. Rauschen des Impedanzwandlers, A gewichtet, 3,3pF Ersatzkapazität . . . . .	83
4.41. Messaufbau PSR . . . . .	84
4.42. PSR für verschiedene Glättungskondensatoren C410 . . . . .	84
4.43. PSR nach Längstransistor Q401 . . . . .	85
4.44. Kombination der beiden Filterstufen . . . . .	86
4.45. Rauschen der Versorgungsspannung vor und nach dem Transistor Q401 . . . . .	87
4.46. Gesamtschaltung des Impedanzwandlers, Version 2.1 . . . . .	88
4.47. Printplatte aufgebaut, Bauteilseite . . . . .	90
4.48. Printplatte von unten . . . . .	90
4.49. Einzelteile des Gehäuseaufbaus . . . . .	91
4.50. Mikrofon zusammengebaut . . . . .	91
5.1. AKG C480 mit Kugelkapsel CK62 . . . . .	96
5.2. Frequenzgang des AKG C480 + CK62 . . . . .	97
5.3. Audio Interface RME Fireface UFX . . . . .	97
5.4. Impulsantwortmessung mit ARTA . . . . .	98
5.5. Isolationsbox Interacoustics TBS25 . . . . .	99
5.6. Messposition bei der Frequenzgangsmessung . . . . .	100
5.7. Frequenzgang des Lautsprechers in der Messbox . . . . .	100
5.8. Entfernungskorrigierte Frequenzgänge in 1cm Radius um den Messpunkt . . . . .	101
5.9. Messposition 1cm links der Mitte . . . . .	102
5.11. Frequenzgänge 1cm vor und hinter dem Messpunkt, nicht im Pegel korrigiert . .	102
5.10. Mikrofonposition mit 6cm Abstand . . . . .	103
5.12. Umgebungslärm am Messplatz . . . . .	104
5.13. Schalldämmung der Messbox TBS25 . . . . .	104
5.14. Der Messplatz . . . . .	105
5.15. Kanalgleichheit der Schwingungsaufnehmer AKG C411 . . . . .	106

---

5.16. Körperschalldämmung durch die Metallbodenplatte . . . . .	107
5.17. Grundrauschen und Anregung des Messtisches . . . . .	107
5.18. Körperschalldämmung des Messtisches . . . . .	108
5.19. MEMS gebondet auf Frontprint mit Rückvolumen . . . . .	109
5.20. Pegelkalibrierter Frequenzgang in der Messbox . . . . .	111
5.21. Anordnung der Messmikrofone . . . . .	112
5.22. Frequenzgang beider Mikrofone in der Messbox . . . . .	112
5.23. Frequenzgang MEMS relativ zum Referenzmikrofon . . . . .	113
5.24. Anordnung der Mikrofone für die High SPL Messungen . . . . .	115
5.25. THD des Lautsprechers bei 118dBSpl . . . . .	115
5.26. THD des MEMS bei 100dBSpl . . . . .	116
5.27. THD des MEMS bei 110dBSpl . . . . .	117
5.28. THD des MEMS bei 120dBSpl . . . . .	117
6.1. Versuchsaufbau High SPL Messung . . . . .	120



# Tabellenverzeichnis

4.1. Anforderung Aussteuerbarkeit MEMS System . . . . .	47
4.2. JFET Selektion SMD . . . . .	58
4.3. JFET Selektion bedrahtet . . . . .	59
4.4. Eigenrauschen RME Fireface UFX . . . . .	71
4.5. Ausgangsspannung des Ausgangspuffers unter Last . . . . .	74
4.6. Berechnung des Ausgangswiderstands des Ausgangspuffers . . . . .	75
4.7. Klirr Ausgangspuffer über Ausgangspegel . . . . .	78
4.8. Überprüfung der Streukapazität . . . . .	80
4.9. Aussteuerbarkeit des Impedanzwandlers . . . . .	81
4.10. Rauschen des Impedanzwandlers abhängig von $C_{in}$ . . . . .	82
4.11. Störunterdrückung der Betriebsspannungsfilerung . . . . .	85
4.12. Filterfunktion Q401 . . . . .	86
5.1. Freifeldbedingung, erlaubte Abweichung . . . . .	101



# 1. Einleitung

## 1.1. Motivation

MicroElectroMechanical Systems (MEMS) bilden eine interessante und hoch innovative Gruppe mikromechanischer Bauteile, welche durch extreme Minituarisierung viele Vorteile zu herkömmlichen Technologien aufweisen und sukzessiv Einzug in die Produkte des täglichen Lebens halten. Der Entwicklungsaufwand eines MEMS ist groß, jedoch können große Stückzahlen von sehr robusten Baugruppen günstig hergestellt werden. Die Anwendung reicht von Druck- und Beschleunigungssensoren (Airbag) hin zu Arbeitsgruppen für Fluide (Tintenstrahldrucker), Optik und - Akustik.

Mikrofone in MEMS Technologie sind seit zirka 10 Jahren erhältlich und in modernen Telekommunikationsgeräten bereits weit verbreitet. Mit deutlich steigender Tendenz, denn Algorithmen zur Rausch- und Echounterdrückung bedienen sich gerne mehrerer Mikrofone an unterschiedlichen Positionen. Die Sprachverständlichkeit und Qualität der Tonübertragung ist heute mehr denn je ein wichtiges Produktkriterium und der Markt für kleine, günstige und trotzdem hochwertige Mikrofone ist beachtlich und expandiert zunehmend.

Um die Entwicklung dieser Technologie voranzutreiben werden große Anstrengungen unternommen. Die Anforderungen der Kunden steigen und durch die Miniaturisierung entstehen Effekte, die in herkömmlichen Mikrofonsystemen unbekannt sind. Um so wichtiger ist es, die Modellierung des Mikrofons voranzutreiben, um Rauschen und Nichtlinearitäten zu ergänzen und zu verbessern.

In dieser Arbeit soll eine Methode und ein konkreter Aufbau gefunden werden, um MEMS Mikrofone ohne den Einfluss eines ASIC Bausteins akustisch vermessen zu können.

Diese Aufgabenstellung verbindet vorbildlich die Schwerpunkte des Studiums Elektrotechnik-Toningenieur mit der Kozeptionierung und Entwicklung einer Auswertelektronik und der Untersuchung und Spezifikation der Akustik-Messumgebung. Auch konnte ich die praktische Erfahrung meiner Tätigkeit als Analogelektronikentwickler vor meinem Studium und unzähliger, elektroakustischer Messungen von Lautsprechern und Räumen optimal einbringen.

## 1.2. Stand der Technik

Bisher konnten MEMS Mikrofone ausschließlich gemeinsam mit einem ASIC gemessen und spezifiziert werden. Zur Modellierung des Mikrofons im Grenzbereich ist jedoch eine Charakterisierung des MEMS ohne den Einfluss einer Elektronik notwendig. Es besteht daher Bedarf an einer möglichst neutralen und transparenten Auswertelektronik, um nur die Eigenschaften des MEMS messen zu können.

Zusätzlich muss die Möglichkeit einer Akustikmessung unter Elektroniklabor Bedingungen untersucht werden. Bisher wird als Selektionsparameter hauptsächlich die Kapazität des MEMS benutzt, welche zwar eine Aussage über die Empfindlichkeit des Mikrofons zulässt, aber keine der sonstigen Parameter beschreibt.

### **1.3. Gliederung dieser Arbeit**

Diese Arbeit beinhaltet die beiden Schwerpunkte der Elektronik zur Auswertung des MEMS und der eigentlichen, akustischen Messung. Zuerst werden die Grundlagen zu diesen Themen erläutert und auf die Eigenschaften von Mikrofonen im allgemeinen und weiterführend den Aufbau und die Besonderheiten des MEMS eingegangen. Daraus können die notwendigen Parameter der Auswertelektronik hergeleitet werden und die Entwicklungsschritte, um diese Ziele zu erreichen, werden gezeigt.

Weiters wird auch auf die akustische Messung und die beeinflussende Messumgebung eingegangen und es werden Methoden und Grenzen der Aufbauten gezeigt.

Abschließend wird in der Zusammenfassung ein Überblick gewährt und ein Ausblick auf mögliche Weiterführungen dieser Arbeit.

## 2. Grundlagen der Mikrofontechnik

In diesem Kapitel werden die grundlegenden Prinzipien der Umwandlung von Schallwellen in elektrische Signale dargestellt. Weiters werden die technischen Parameter eines Mikrofons erläutert und die Anforderungen an die auswertende Elektronik definiert.

### 2.1. Wandlertechnik

Es werden grundlegende Mikrofonformen dargestellt und die Funktionsweise des Kondensatormikrofons näher betrachtet. Ausführliche Informationen zu diesem Themengebiet finden sich im Buch "Elektroakustik" von Manfred Zollner und Eberhard Zwicker [MZ93] und im Vorlesungsskriptum "Elektroakustik" von Dr. Gerhard Graber [Gra07].

#### 2.1.1. Kohlemikrofon

Das Kohlemikrofon ist eine frühe Bauform um Schall in eine elektrische Wechselgröße umzusetzen. Hinter einer meist metallenen Membran befindet sich ein mit Kohlegrieß gefüllter Hohlraum, der mit einer Gegenelktrode abschließt. Wenn nun die Membran in Schwingung versetzt wird verdichtet und expandiert der Kohlegrieß und der Widerstandswert der Kohlebahn ändert sich proportional zur Membranschwingung (Abbildung 2.1). [Gal] Wird nun ein konstanter Strom aufgeprägt ändert sich die Ausgangsspannung proportional zur Widerstandsänderung.

$$\Delta U = I * \Delta R \quad (2.1)$$

In der Praxis wird meist mit einer Spannungsquelle und einem Lastwiderstand gearbeitet, das Mikrofon agiert damit als variabler Spannungsteiler. In alten Telefonanlagen agiert die Hörkapsel direkt als Lastwiderstand und man konnte mit minimalem Aufwand eine robuste Tonübertragung bewerkstelligen.

Frequenzneutralität, Rauschen und Klirrfaktor dieser Bauform sind sehr schlecht und auch die Baugröße ist beachtlich. Daher kommt das Kohlemikrofon heutzutage nicht mehr zur Anwendung.

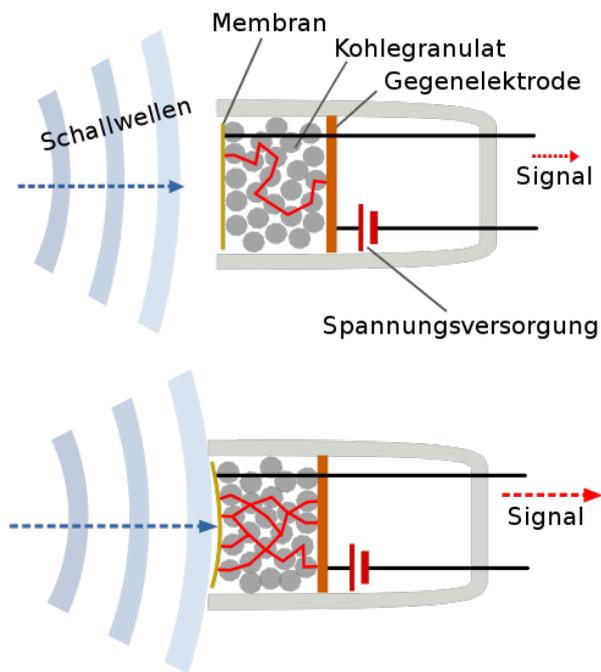


Abbildung 2.1.: Wirkungsprinzip Kohlemikrofon

### 2.1.2. Dynamisches Mikrofon

Das dynamische Mikrofon funktioniert nach dem Tauchspulenprinzip - es agiert wie ein "umgedrehter" Lautsprecher (Abbildung 2.2).

Eine elastisch gelagerte Membran wird durch den auftretenden Schall in Bewegung versetzt und treibt eine Spule an, die sich in einem starken Permanentmagnetfeld befindet. Die induzierte Wechselspannung ist der magnetischen Flussdichte, der Länge des Spulendrahtes und der Änderung der Geschwindigkeit der Spule proportional.

$$\Delta U = B * l * \Delta v \quad (2.2)$$

Ein prinzipieller Nachteil dieses Aufbaus ist die beträchtliche Masse der Schwingereinheit, die den Druckschwankungen der Luft folgen soll. Bei hohen Frequenzen funktioniert das immer schlechter und dynamische Mikrofone haben prinzipiell einen eingeschränkten Übertragungsbereich. Mit Resonatoren vor der Membran versucht man diesen zu erweitern und hochwertige Modelle mit leichter Schwingereinheit können die Audiobandbreite durchaus abbilden.

Um eine gute Umsetzung der Membranbewegung in Spannungshub zu erreichen muss eine hohe Feldstärke und damit einhergehend Flussdichte erreicht werden. Durch die zum Lautsprecher vergleichsweise kleine Bauform müssen daher sehr hochwertige Magnetmaterialien verwendet werden. Es werden Mikrofonempfindlichkeiten von wenigen mV/Pa erreicht.<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Erklärung zur Mikrofonempfindlichkeit siehe Kapitel 2.2.1

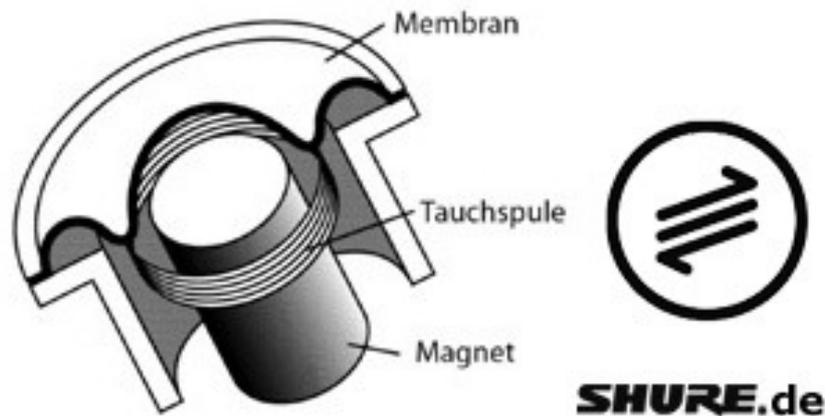


Abbildung 2.2.: Prinzipeller Aufbau eines dynamischen Mikrofons

### 2.1.3. Kondensatormikrofon

Das Kondensatormikrofon ist im Prinzip ein Plattenkondensator mit einer beweglichen Platte und somit veränderlicher Kapazität. Die Spannung am Plattenkondensator ergibt sich folgendermaßen:

$$U = \frac{Q}{C} = Q * \frac{x}{\varepsilon * A} \quad (2.3)$$

$Q$  beschreibt die Ladung des Kondensators und  $C$  die Kapazität,  $x$  den Abstand der Platten,  $A$  die gemeinsame Fläche der beiden Platten und unter  $\varepsilon$  sind die beiden Dielektrizitätszahlen  $\varepsilon_0 * \varepsilon_r$  zusammengefasst.<sup>2</sup>

Nun wird dem Abstand  $x$  eine veränderliche Komponente  $x_{\approx}$  überlagert.

$$U_{=} + U_{\approx} = Q * \frac{x_{=} + x_{\approx}}{\varepsilon * A} \quad (2.4)$$

Der das Signal beinhaltende Wechselspannungsanteil  $U_{\approx}$  kann somit ausgedrückt werden.

$$U_{\approx} = \frac{Q}{\varepsilon * A} * x_{\approx} \quad (2.5)$$

Unter der Annahme, dass die Ladung  $Q$  konstant gehalten wird und die Wechselspannung  $U_{\approx}$  unser Signal enthält, ergibt sich Formel 2.6 und die Auflage, dass dem Kondensator keine Leistung entnommen werden darf und die Signalspannung mittels einem sehr hochohmigen Impedanzwandler abgegriffen werden muss.

$$U_{\approx} = \frac{Q_{=}}{\varepsilon * A} * x_{\approx} = \frac{U_{=} * C_{=}}{\varepsilon * A} * x_{\approx} = \frac{U_{=}}{x_{=}} * x_{\approx} \quad (2.6)$$

Man erkennt, dass die Signalspannung direkt proportional der Biasspannung und indirekt proportional zum Abstand der Kondensatorplatten ist.

Die bewegliche Platte wird bei einem Kondensatormikrofon als hauchdünne, goldbedampfte Folie ausgeführt, welche ein sehr geringes Gewicht aufweist und der Molekülbewegung der Luft gut folgen kann. Die zweite Platte wird von einer Gegenelektrode gebildet, welche meist akustisch wirksame Elemente (z.B. Ventilationslöcher) beinhaltet (Abbildung 2.3).

<sup>2</sup>Da sich im Luftspalt eines Kondensatormikrofons eben Luft befindet entspricht  $\varepsilon$  mit guter Näherung  $\varepsilon_0$

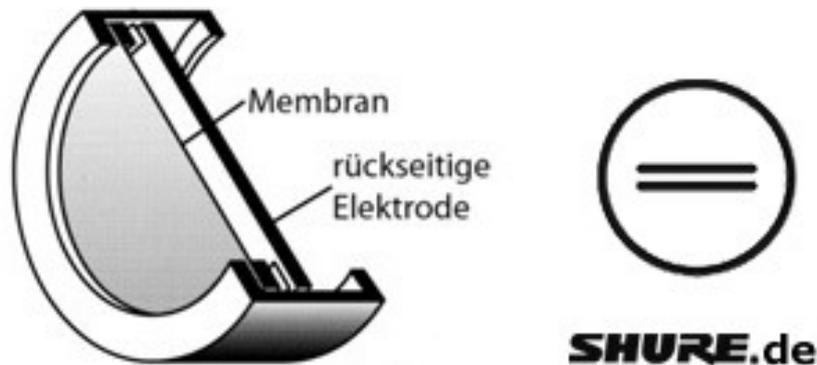


Abbildung 2.3.: Prinzipeller Aufbau eines Kondensatormikrofons

Ohne Herleitung möchte ich noch auf die Formel für den Übertragungskoeffizienten eingehen, [Gra07] Seite 71.

$$\frac{U_2}{p} = \frac{E_{=} * A}{s_M * \left(1 + \frac{C_p}{C_{=}}\right)} \quad (2.7)$$

Die Feldstärke  $E_{=}$  bezeichnet den bereits bekannten Koeffizienten  $\frac{U_{=}}{x_{=}}$ .  $s_M$  bezeichnet die Steifigkeit der Membran und  $C_p$  die Summe der parasitären Kapazitäten. Die Empfindlichkeit des Mikrofons kann also gesteigert werden in dem man

- die Feldstärke  $E_{=}$  und damit das Verhältnis  $\frac{U_{=}}{x_{=}}$  steigert,
- die überlappende Fläche  $A$  steigert,
- die Membransteifigkeit  $s_M$  senkt und
- die parasitären Kapazitäten  $C_p$  klein hält.

Natürlich sind diese Maßnahmen nur in gewissen Grenzen durchführbar und in Kapitel 3.1 werden Ansätze dazu gezeigt.

Die Resonanzfrequenz eines Kondensatormikrofons liegt am oberen Ende des Übertragungsbereichs und errechnet sich mit:

$$f_{Res} = \frac{1}{2 * \pi} * \sqrt{\frac{s_M}{m_M}} \quad (2.8)$$

$s_M$  stellt hierbei wieder die Membransteifigkeit dar und  $m_M$  die effektive Membranmasse. Die Resonanzfrequenz eines Silizium Miniaturmikrofons liegt oberhalb des Audio Übertragungsbereichs und ist stark ausgeprägt. Durch einen zusätzlichen Schallkanal zur Membran, der durch den mechanischen Aufbau entstehen kann, wird die akustische Masse erhöht und die Resonanzfrequenz sinkt und kann die Übertragungsqualität beeinflussen.

## 2.2. Technische Parameter

In diesem Kapitel werden die spezifischen Parameter zur Definition der technischen Eigenschaften eines Mikrofons erklärt. Diese Werte verknüpfen die akustische mit der elektrischen Domäne.

### 2.2.1. Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeit eines Mikrofons, der Übertragungsfaktor  $M$ , wird bei 1kHz und  $94\text{dB}_{SPL}$  Schalldruck an der Position des Mikrofons ermittelt.  $94\text{dB}_{SPL}$  entspricht  $1\text{ Pascal}^3$ , daher ist die Einheit der Empfindlichkeit  $\text{mV}/\text{Pa}$ .

Alternativ kann auch das Übertragungsmaß  $L_M$  als Größe für die Empfindlichkeit angegeben werden. Dafür setzt man den Übertragungsfaktor in Relation zu einer Bezugsgröße, üblicherweise  $1\text{V}/\text{Pa}$ . Die Umrechnung erfolgt nach Formel 2.9.

$$L_M = 20 * \log \left( \frac{M}{M_R} \right) \quad (2.9)$$

Bei einer Mikrophonempfindlichkeit von  $20\text{mV}/\text{Pa}$  ergibt sich somit ein Übertragungsmaß von  $L_M = 20 * \log \left( \frac{0,02\text{V}}{1\text{V}} \right) = -34\text{dB}_V$ .

Um dieses Maß zu vervollständigen sollte auch die Toleranz spezifiziert sein, z.B.  $\pm 3\text{dB}$ .

### 2.2.2. Unverzerrter Maximalpegel

Der Maximalpegel  $L_{Grenz}$  wird üblicherweise als der Pegel definiert, bei dem 0,5% harmonische Verzerrungen erreicht werden. Einfache Elektretmikrofone erreichen diese Grenze bereits bei  $100\text{dB}_{SPL}$ , hochwertige Studio Mikrofone können selbst Pegel über  $150\text{dB}_{SPL}$  wiedergeben.

Für den Maximalpegel eines modernen Kondensatormikrofons ist meist die Aussteuerbarkeit der Impedanzwandlerelektronik ausschlaggebend. Wenn diese übersteuert ist die Grenze des linearen Übertragungsbereichs erreicht, siehe Kapitel 4.1.5.

### 2.2.3. Ersatzgeräuschpegel

Der Ersatzgeräuschpegel<sup>4</sup>  $L_{Ersatz}$  gibt an, welchem realen Schalldruck das Eigenrauschen des Mikrofons entsprechen würde. Für diesen Wert spielen das Rauschverhalten sowie die Empfindlichkeit des Mikrofons die tragende Rolle.

Das Rauschen eines Mikrofons wird im Audio Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz gemessen. Zusätzlich kommt meist eine Bewertung des gemessenen Rauschpegels mittels A-Filterkurve oder, weniger gebräuchlich, nach CCIR Norm zum Zuge. Dieser Wert wird als elektronischer Messwert in  $\mu\text{V}_{rms(A)}$  ermittelt.

In Mikrophondatenblättern bezieht man dieses Grundrauschen jedoch auf die Empfindlichkeit des Mikrofons, um über die Fähigkeit des Mikrofons, leise akustische Signale zu übertragen, eine Aussage treffen zu können. Folgende Formel definiert den Ersatzgeräuschpegel:

$$L_{Ersatz} = 94\text{dB}_{SPL} - 20 * \log \left( \frac{M}{U_R} \right) \quad (2.10)$$

<sup>3</sup>Die Hörschwelle des Menschen wird mit  $0\text{dB}_{SPL}$  definiert, das entspricht  $20\mu\text{Pa}$  bei 1kHz

<sup>4</sup>“Equivalent noise level“

Es wird also das Verhältnis des Übertragungsfaktors  $M$  zum Eigenrauschen  $U_R$  gebildet und mit  $1 \text{ Pascal} = 94 \text{ dB}_{SPL}$  referenziert. Dadurch ergibt sich ein äquivalenter Schalldruckpegel, der im Bereich von  $6 \text{ dB}_{SPL(A)}$  bis über  $30 \text{ dB}_{SPL(A)}$  liegen kann.

### Filterkurve der A-Bewertung

Das menschliche Ohr nimmt Töne mit gleichem Schalldruckpegel bei unterschiedlichen Frequenzen nicht gleich laut wahr. Tiefe Frequenzen müssen beispielsweise deutlich lauter abgespielt werden, um gleich laut als ein 1kHz Referenzton empfunden zu werden. Zusätzlich ist dieses Verhältnis auch noch abhängig vom Wiedergabepegel und in den "Kurven gleicher Lautstärkepegel" genormt und dargestellt, siehe Abbildung 2.4. [Linb]

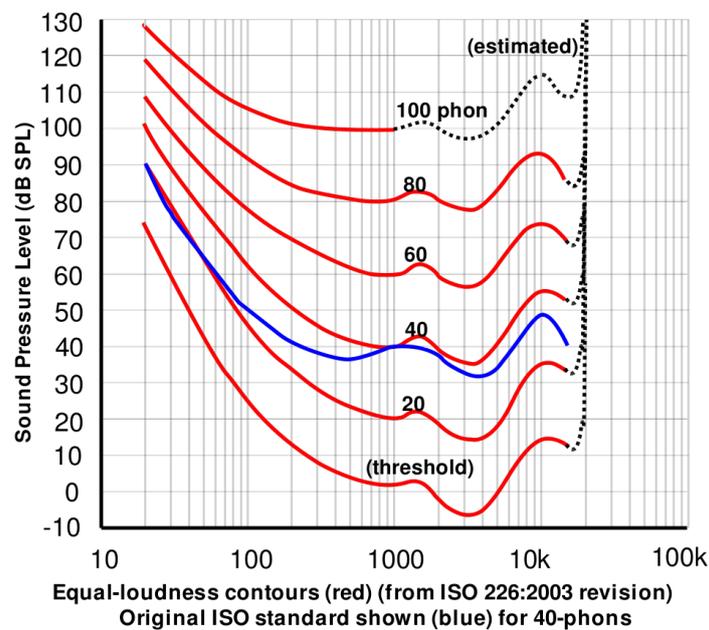


Abbildung 2.4.: Kurven gleicher Lautstärke, ISO 226:2003

Um elektronische Messwerte dem Verhalten des Ohres anzupassen wurden Filterkurven definiert, welche unterschiedliche Lautstärkepegel darstellen. Die für die Rauschmessung benutzte A-Bewertungskurve (blaue Kurve in Abbildung 2.5) soll Lautstärken im 20-40 phon Bereich gehörriichtig abbilden und kann für leise Signale verwendet werden. [Lina]

Die A-Filterkurve beträgt 0dB bei 1kHz, steigt im empfindlichen Bereich des Gehörs bis 7kHz leicht an und fällt zu hohen Frequenzen wieder ab. Tiefe Frequenzen werden stark gedämpft, 20Hz mit 50dB und 50Hz mit 30dB. Durch dieses Verhalten werden Brummstörungen etwas kaschiert und das tieffrequente Rauschen eines Kondensatormikrofons fällt weniger stark ins Gewicht. Da die Bewertung von Rauschen mittels A-Filterkurve einen etablierten Standard darstellt wurde auch in dieser Arbeit darauf zurückgegriffen, um eine Vergleichbarkeit zu ermöglichen.

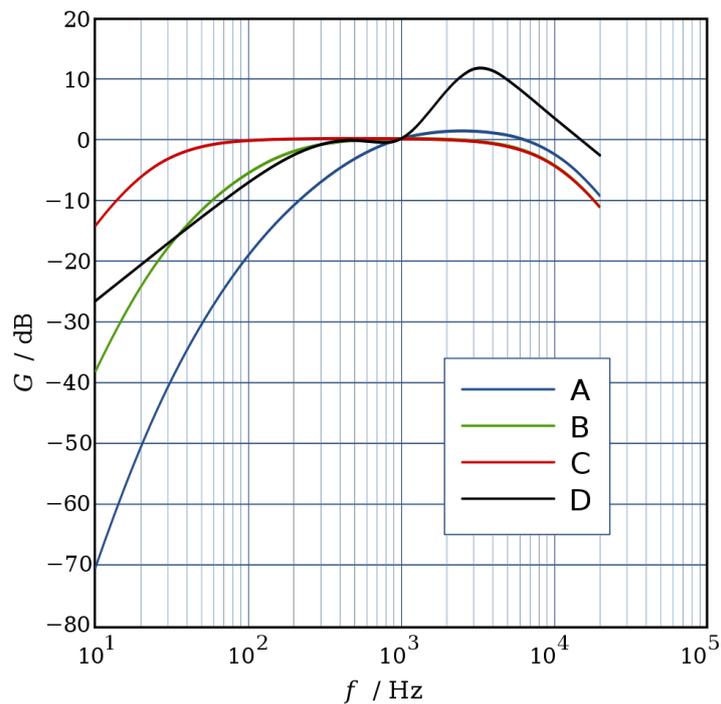


Abbildung 2.5.: Bewertungskurven zur Messwertkorrektur

#### 2.2.4. Geräuschpegelabstand und Dynamik

Der Geräuschpegelabstand<sup>5</sup>  $L_{Ger}$  definiert den Dynamikbereich zwischen  $94dB_{SPL}$  Referenzpegel und dem Eigenrauschen des Mikrofons und ist ein weiteres Maß für das Rauschen des Mikrofons:

$$\begin{aligned} L_{Ger} &= 94dB_{SPL} - L_{Ersatz} \\ &= 20 * \log \left( \frac{M}{U_R} \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Der Dynamikbereich eines Mikrofons wird jedoch als Differenz des maximalen, unverzerrten Pegels und des Ersatzgeräuschpegels angegeben:

$$Dyn = L_{Grenz} - L_{Ersatz} \quad (2.12)$$

Moderne Konstruktionen erreichen Dynamikbereiche von über 130dB.

Der Dynamikbereich der Impedanzwandlerelektronik bildet sich aus der Ausgangsspannung bei 1% THD+N (im Vergleich zu 0,5% von  $L_{Grenz}$ ) und dem Grundrauschen, meist A-bewertet.

$$Dyn_{el} = 20 * \log \left( \frac{U_{1\%THD+N}}{U_R} \right) \quad (2.13)$$

<sup>5</sup>“signal/noise ratio re 1Pa (A-weighted)“

### 2.2.5. Frequenzgang

Der Frequenzgang eines Mikrofones wird üblicherweise in 1m Entfernung bei  $94\text{dB}_{S_{pl}}$  des Referenzlautsprechers gemessen und auf den Pegel bei 1kHz genormt im Hörbereich von 20Hz bis 20kHz angegeben - ein Beispiel in Abbildung 2.6.

Auch hier ist es wünschenswert, dass ein Toleranzband definiert wird, in dem sich der Frequenzgang bewegen darf.

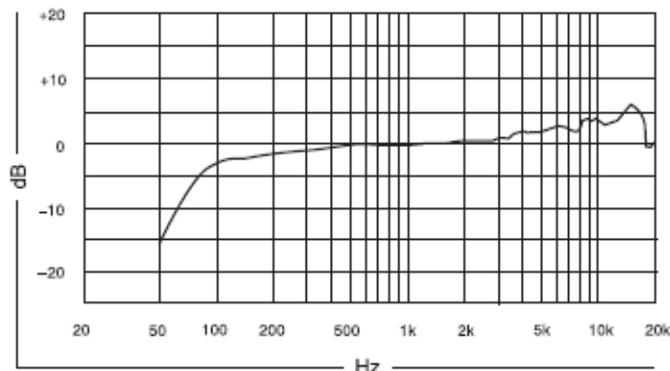


Abbildung 2.6.: Frequenzgang des Mikrofons Shure KSM 9

Um den Frequenzgang zu messen bedarf es einer Schallquelle, eines reflexionsarmen Raumes und einer linearen Referenz - und dazu gibt es verschiedene Messmethoden.

**Messung mit linearem Lautsprecher** Die vermeintlich einfachste Methode ist es, einen möglichst linearen Lautsprecher zu benutzen und die restlichen Fehler per Equalizer auszugleichen. Jedoch ist es nicht trivial einen Lautsprecher zu bauen, der von 20Hz bis 20kHz in 1m Entfernung  $94\text{dB}_{S_{pl}}$  möglichst unverzerrt und mit einer gewissen Toleranz der Positionierung des Mikrofons erzeugt. Daher wird diese Methode in der Praxis kaum angewendet.

**Messung mit Referenzmikrofon** Eine weit verbreitete Methode ist es, neben den Prüfling ein Referenzmikrofon zu positionieren und nur die Abweichung zu diesem Frequenzgang darzustellen. Dieses Verfahren kann einfach mit analogen Pegelschreibern realisiert werden und ist daher seit vielen Jahren ein etablierter Standard. Es hat keine Probleme mit zeitlicher Varianz, da beide Mikrofone gleichzeitig gemessen werden.

Das Messmikrofon hat jedoch durch seine Bauform einen gewissen Einfluss auf das Schallfeld rund um das Prüfmikrofon und es muss sichergestellt werden, dass an beiden Messpositionen der gleiche Schalldruckfrequenzgang des Referenzlautsprechers herrscht. Besonders bei hohen Frequenzen kann es dadurch zu Beeinflussungen und Messfehlern kommen.

**Messung mit 2 Durchgängen** Mit der Möglichkeit Frequenzgänge zu speichern und weiterzuverarbeiten ergibt sich eine weitere Variante der Mikrofonmessung. Man misst per Referenzmikrofon den Frequenzgang an einem definierten Raumpunkt und ersetzt dieses im Anschluss durch den Prüfling. Nun kann man sich auf die Referenzmessung beziehen und der Einfluss des Lautsprechers und des Raumes ist bekannt.

Vorteil dieser Methode ist, dass sich die beiden Mikrofone nicht gegenseitig beeinflussen können.

Problematisch ist jedoch, dass sich die Mikrofone an der exakt gleichen Position befinden müssen und zeitliche Fehler durch Toleranzen des Lautsprechers oder veränderte Umweltbedingungen nicht ausgeschlossen werden können. Weiters werden nun 2 Messungen benötigt, was den Messablauf verlangsamt.

## 2.3. Schnittstellen eines Mikrofons

In diesem Kapitel werden die Schnittstellen eines professionellen Kondensatormikrofons grundlegend betrachtet, um die Anforderungen an die nachfolgende Elektronik verstehen zu können.

### 2.3.1. Symmetrische Signalübertragung

Die symmetrische Signalübertragung ist eine einfache Möglichkeit, analoge Signale über lange Kabelwege zu transportieren und Einstreuungen zu minimieren. Diese Methode wird neben Ethernet, Telefon und USB Verbindungen auch in der Tontechnik eingesetzt.

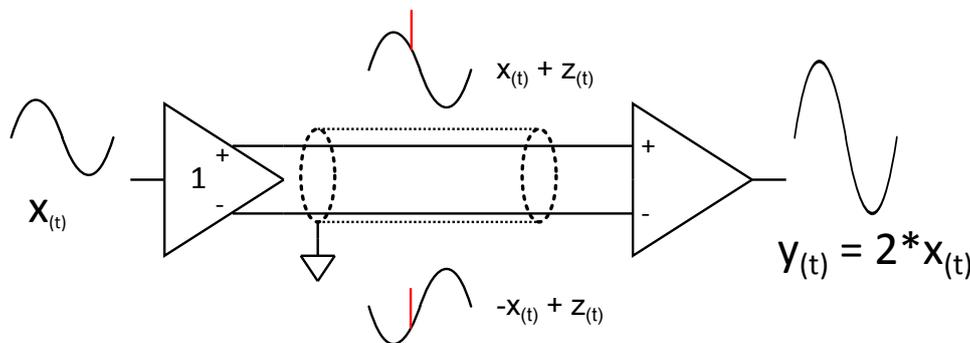


Abbildung 2.7.: Symmetrische Signalübertragung

Bei der differentiellen Übertragung wird das Informationssignal  $x(t)$  auf 2 Leitungen unverändert und invertiert ( $-x(t)$ ) übertragen. Am Empfänger werden diese beiden Signale subtrahiert und man erhält das doppelte Ursprungssignal:

$$y(t) = x(t) - (-x(t)) = 2 * x(t) \quad (2.14)$$

Einstreuungen am Übertragungsweg werden jedoch gleichphasig aufgeprägt und man erhält die Signalterme  $x(t) + z(t)$  und  $-x(t) + z(t)$ . Unter idealen Bedingungen löscht sich das Störsignal  $z(t)$  am Empfänger vollständig aus.

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) + z(t) - (-x(t) + z(t)) \\ &= x(t) + z(t) + x(t) - z(t) = 2 * x(t) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Der symmetrische Eingang eines Mikrofonvorverstärkers sollte mindestens 40dB Symmetriedämpfung aufweisen. Dafür ist die Gleichheit der Impedanzen auf beiden Signaladern wesentlich, welche innerhalb von 1% Toleranz liegen muss. Das bedeutet, dass Bauteile am Ausgang innerhalb einer  $\pm 0,5\%$  Toleranz liegen müssen, was bei Elkos und EMV Kondensatoren nur durch ausmessen und paaren der Bauteile zu erreichen ist.

Tatsächlich sind unterschiedliche Bauformen symmetrischer Eingänge auch unterschiedlich tolerant was unsymmetrische Impedanzen der Signalquelle betrifft. Ausführliche Informationen dazu finden sich in den AES Papers 6455 [Flo05] und 6261 [BW04] sowie im Datenblatt der Line Input Bausteine der THAT 1200 Series. [THA04]

### Pseudosymmetrische Signalübertragung

Es ist nicht immer möglich einen invertierenden Verstärker am Ausgang eines Gerätes zu implementieren (Stromverbrauch, Platzangebot, Kosten, Rauschen des Verstärkers) und trotzdem muss man nicht auf die Vorteile der symmetrischen Signalübertragung verzichten.

Wenn der Empfänger einen differentiellen Eingang besitzt dann müssen nur die Impedanzen der Signalleitungen gleich ausfallen, damit sich Störungen auf beiden Leitungen gleich ausbilden und der Eingang optimale Arbeitsbedingungen vorfindet.

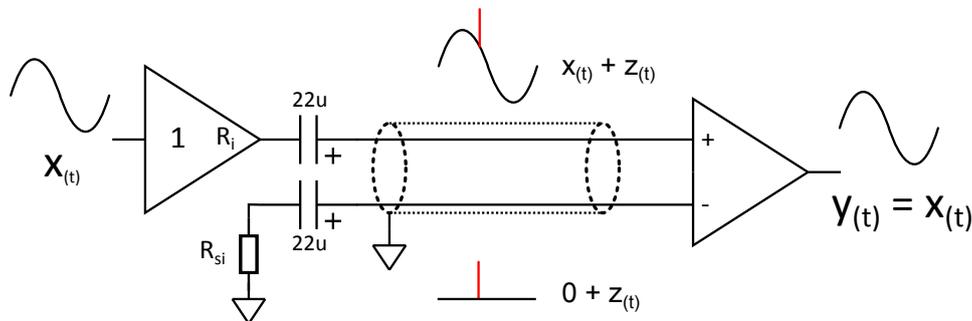


Abbildung 2.8.: Pseudosymmetrische Signalübertragung

In Abbildung 2.8 und der Formel 2.16 wird die Funktion der pseudosymmetrischen Signalübertragung dargestellt. Selbst wenn auf der 2. Signalleitung kein invertiertes Originalsignal anliegt werden Störungen auf der Signalleitung durch den differentiellen Eingang stark bedämpft.  $R_{si}$  muss dafür den Innenwiderstand des Ausgangspuffers  $R_i$  möglichst gut nachbilden.

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) + z(t) - (0 + z(t)) \\ &= x(t) + z(t) + 0 - z(t) = x(t) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Bei der Nachbildung der Ausgangsimpedanz muss auch der Koppelkondensator beachtet werden. Ein Kondensator mit  $22\mu\text{F}$  Kapazitätswert hat bei 50Hz bereits einen Widerstand von

$$\begin{aligned} Z_C &= \frac{1}{2 * \pi * f * C} \\ &= \frac{1}{2 * \pi * 50 * 22 * 10^{-6}} \\ &= 145\Omega \end{aligned} \quad (2.17)$$

Der Impedanz ist also bereits ein vielfaches des Ausgangswiderstandes der Pufferschaltung. Daher muss auch der Kondensator nachgebildet werden, da sonst der kritische Bereich der Netzspannungsstörungen eine wesentlich verschlechterte Symmetriedämpfung aufweist.

### 2.3.2. Phantomspeisung

Die Betriebsspannungsversorgung des Großteils aller Kondensator Mikrofone geschieht über die genormte P48 Phantom Power Schnittstelle.<sup>6</sup> Hierbei wird die Stromversorgung über das symmetrische Signalkabel realisiert, was einen erheblichen Vorteil im Handling und Aufbau des Mikrofons mit sich bringt.

#### Vorteile

- Nur ein 3poliges Kabel zum Anschluss des Mikrofons notwendig
- Direkter Anschluss an alle professionellen Mikrofoneingänge
- Vermeidung von Ground Loops durch ein zusätzliches Netzteil
- Hohe Betriebsspannung und damit ein großer Dynamikbereich möglich
- Filterung von Störungen durch den hochohmigen Anschluss

#### Nachteile

- Begrenzte Stromlieferfähigkeit der Schnittstelle!
- Für den Anschluss an ein Standard Messgerät ist eine zusätzliche Phantom Power Versorgungseinheit notwendig

In Abbildung 2.9 werden die wesentlichen Komponenten der Spannungsversorgung dargestellt. Der Mikrofonvorverstärker koppelt über genormte  $6,8k\Omega$  Speisewiderstände die 48V Versorgungsspannung auf beide Signalleitungen ein und das Mikrofon greift diese über ebensolche Widerstände ab und stellt sie der internen Elektronik zur Verfügung. Durch die symmetrische Übertragung werden etwaige Störungen und das Rauschen der Spannungsversorgung mit der Gleichtaktunterdrückung des Mikrofonvorverstärkers gedämpft und auf der Seite des Mikrofons mittels möglichst großem Puffer Elko ebenfalls gefiltert. Eine detaillierte Analyse findet sich in Kapitel 4.2.3.

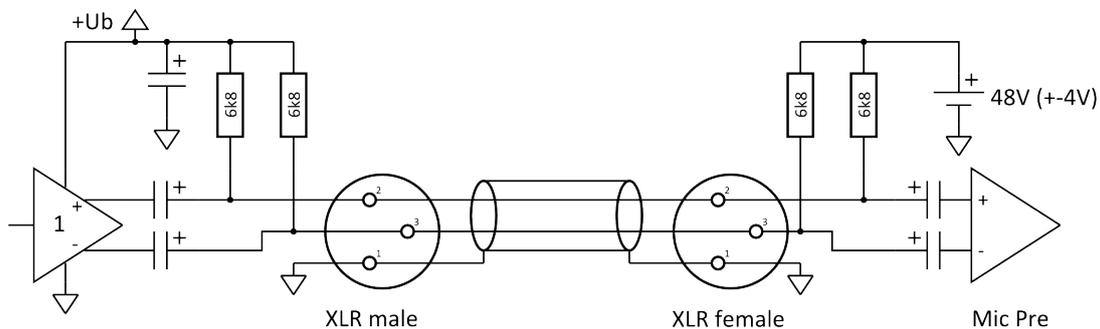


Abbildung 2.9.: Aufbau P48 Phantom Power Versorgung

<sup>6</sup>DIN EN 61938. 48V+-4V bei einer Stromlieferfähigkeit von maximal 10mA und Speisewiderständen von  $6,8k\Omega$

### 2.3.3. Die Mikrofonkapsel eines Kondensatormikrofons

Ein Kondensatormikrofon funktioniert nach dem Prinzip der konstanten Ladung in einem vom Schall im Kapazitätswert veränderbaren Kondensator (siehe Kapitel 2.1.3). Diese Wirkungsweise stellt ganz spezielle Anforderungen an den darauf folgenden Impedanzwandler, welche hier dargestellt werden.

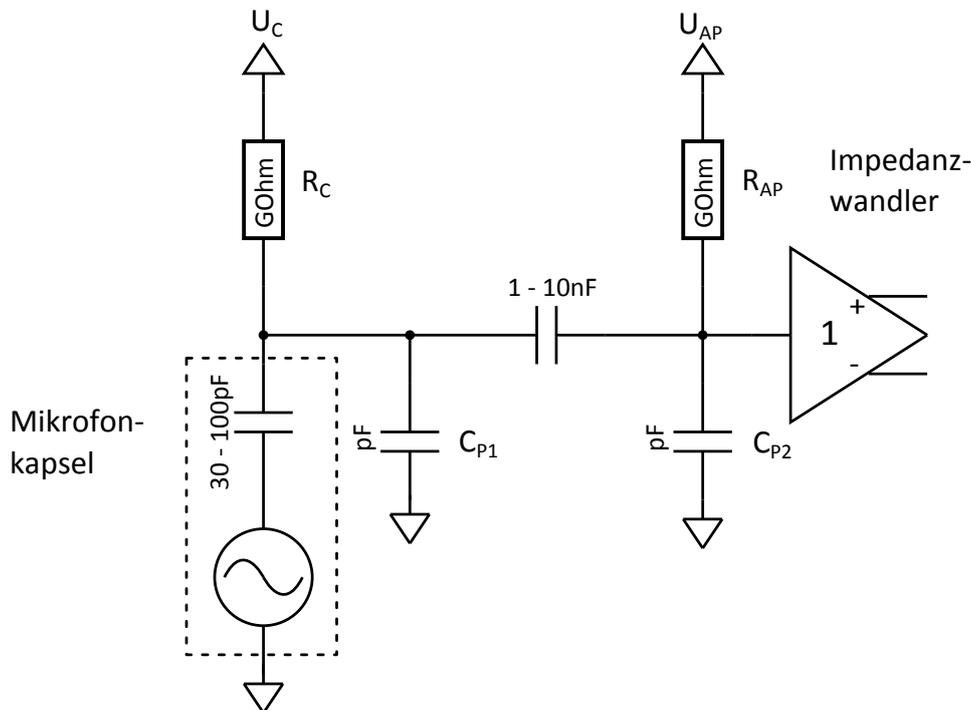


Abbildung 2.10.: Ersatzschaltbild und Beschaltung einer Kondensatormikrofonkapsel

Das ideale Ersatzschaltbild eines Kondensatormikrofons besteht aus einer Spannungsquelle und einem Koppelkondensator in der Größe der Kapselkapazität. Je nach Größe der Membran und Abstand zur Elektrode sind für hochwertige Studio Mikrofone Werte im Bereich 30pF bis 100pF üblich.

Um eine Funktion zu ermöglichen benötigt die Mikrofonkapsel eine Ladung, welche mittels dem Ladevorwiderstand  $R_C$  aufgebracht wird. Da man von einer konstanten Ladung ausgeht, muss dieser sehr hochohmig ausfallen um die Kapazitätsänderungen an der Mikrofonkapsel nicht kurzzuschließen (siehe Abbildung 2.10). Die Ladespannung  $U_C$  ist im Bereich von 20V bis 80V, kann für Spezialanwendungen aber auch bis zu 200V betragen.

Der Impedanzwandler benötigt für optimalen Betrieb einen davon unabhängigen Arbeitspunkt, ist mittels Koppelkapazität getrennt und wird per  $R_{AP}$  mit  $U_{AP}$  gebiast. Der Koppelkondensator liegt mit der Kapselkapazität in Serie und bildet einen kapazitiven Spannungsteiler - muss also entsprechend groß ausfallen, um keine relevante Dämpfung zu erzeugen<sup>7</sup>.

Die parasitäre Kapazität  $C_{P1}$  entsteht durch den Aufbau und die Verbindungsleitungen der Mikrofonkapsel zur Elektronik. In  $C_{P2}$  ist die Eingangskapazität des Impedanzwandlers und des Platinaufbaus zusammengefasst. Diese beiden Kapazitäten verringern ebenfalls die Empfind-

<sup>7</sup>Ein Koppelkondensator der 10fachen Größe der Ersatzkapazität verursacht bereits 0,8dB Sensitivitätsverlust

lichkeit des Mikrofons und müssen so gering als möglich gehalten werden.

Für den Kleinsignalbetrieb kann der Koppelkondensator vernachlässigt werden und  $R_C$  und  $R_{AP}$  liegen parallel und bilden einen gemeinsamen Lastwiderstand. In Zusammenarbeit mit der Mikrofonkapazität ergibt sich eine Hochpasswirkung mit folgender Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2 * \pi * R_{CAP} * C_M} \quad (2.18)$$

Bei üblichen Aufbauten ergibt sich eine untere Grenzfrequenz von wenigen Hz und somit keine Einschränkung im Audio Frequenzbereich.

Ausführliche Informationen zur notwendigen Hochohmigkeit des Impedanzwandlereneingangs finden sich in Kapitel 4.1.1. Die Berechnung zur Eingangsdämpfung durch Streukapazitäten siehe Kapitel 4.1.2.



## 3. Silizium Mikrofone als MicroElectroMechanical Systems

In diesem Kapitel wird der Aufbau eines Miniaturmikrofons als MicroElectroMechanical System erläutert und auf die Besonderheiten dabei eingegangen.

Ein Silizium Mikrofon entspricht im Grunde einem Kondensatormikrofon - es wird die Bewegung einer Membran gegenüber einer fixierten Elektrode ausgewertet. Durch die miniaturisierte Bauform ergeben sich jedoch Problemstellungen, die bei herkömmlichen Bauformen unbekannt sind.

### 3.1. Mechanischer Aufbau

Als MicroElectroMechanical Systems werden miniaturisierte, mechanische Strukturen bezeichnet, die mit Halbleiterprozessen hergestellt werden. Dadurch sind sehr hohe Packungsdichten und ein hoher Integrationslevel erreichbar, weiters kann eine effiziente Massenproduktion mit hohen Stückzahlen erreicht werden. Neben feinmechanischen Strukturen (Abbildung 3.1, Abmessung ca. 1x1mm) werden vor allem Druck- und Beschleunigungssensoren, aber auch Druckköpfe von Tintenstrahldruckern in dieser Technologie gefertigt.

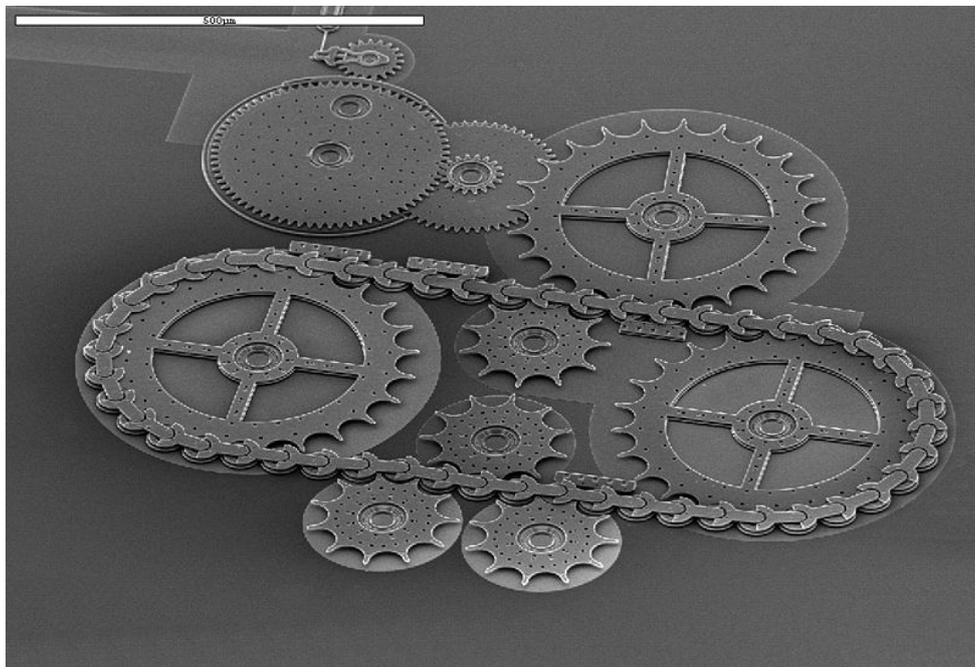


Abbildung 3.1.: Mechanische MEMS Struktur

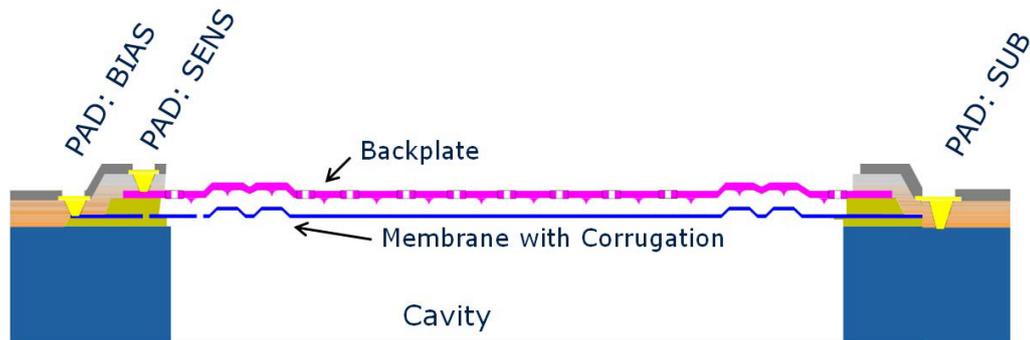


Abbildung 3.2.: Schematischer Aufbau eines MEMS Mikrofons

MEMS Mikrofone der Firma Infineon Technologies werden in einem BiCMOS<sup>1</sup> Prozess gefertigt. Als Trägermaterial dient Silizium mit  $625\mu\text{m}$  Dicke, auf dem eine  $1\mu\text{m}$  dicke Isolationsschicht aus Silizium Dioxid aufgebracht ist. Die Membran des Mikrofons besteht aus  $1\mu\text{m}$  dickem, monokristalinen Silizium. Um Materialspannungen aus der Fertigung zu verringern und die Nachgiebigkeit der Membran und damit die Empfindlichkeit des Mikrofons zu vergrößern wird der Randbereich der Membran wellenförmig geführt, ähnlich der Sicke eines Lautsprechers (Abbildung 3.2).

Die Gegenelektrode ist  $6\mu\text{m}$  dick und besteht aus "gewachsenem", polykristalinen Silizium. Die Elektrode muss steif und schalldurchlässig zugleich sein - daher wird mit gerade so vielen Löchern durchsetzt, um noch ausreichende Stabilität bei möglichst großer Öffnungsfläche zu gewährleisten (Abbildung 3.3).

Nach dem Aufbau der Membran und der Gegenelektrode wird das Siliziumsubstrat im Bereich unter der Membran entfernt, um ein Rückvolumen bilden zu können.

Abbildung 3.4 zeigt ein aktuelles und verhältnismäßig großes MEMS Mikrofon mit den Abmessungen  $1,4 \times 1,4 \text{mm}$ . Es werden Anschlüsse für die Membran (3), die Gegenelektrode (2), das Substrat (1, 4) und zusätzlich für eine Guard Leitung (5) herausgeführt. Mittels Guard kann man auf interne, parasitäre Kapazitäten zugreifen und durch Rückführung des gepufferten Mikrofonsignals etwas mehr Empfindlichkeit gewinnen (siehe Kapitel 3.3).

Eine ausführliche Beschreibung des Fertigungsprozesses findet man in der Doktorarbeit von Marc Földner, [Fü04], Infineon 2004.

---

<sup>1</sup>Bipolar Complementary Metal-Oxide-Semiconductor

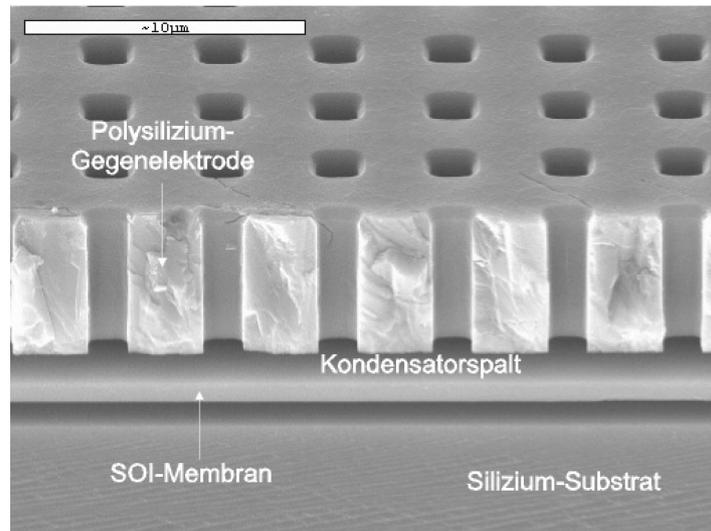


Abbildung 3.3.: Querschnitt durch ein MEMS Mikrofon

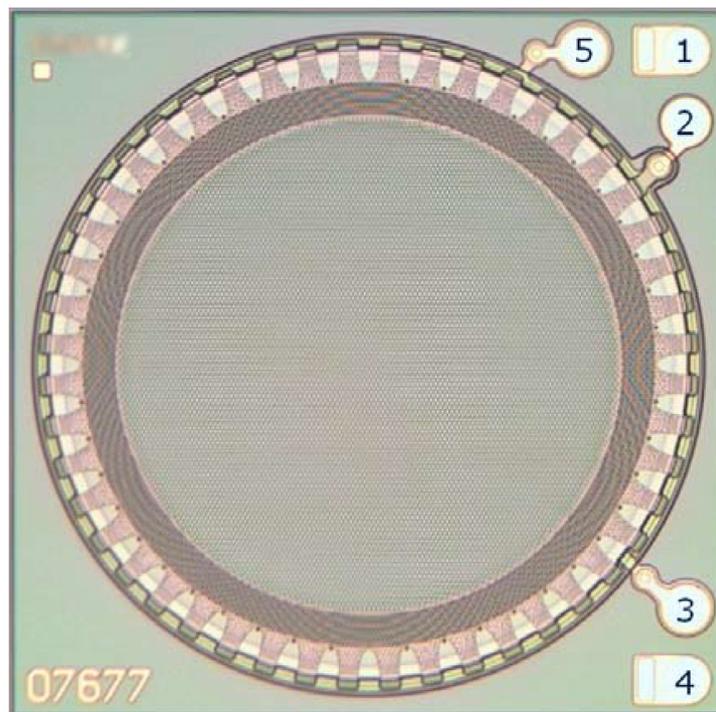


Abbildung 3.4.: Foto eines MEMS Mikrofans

### 3.2. Auswertelektronik

Um das Mikrofonsignal des MEMS für übliche Analogschaltungen bereitstellen zu können wird ein hochohmiger Impedanzwandler benötigt. Dieser sitzt in Form eines hochintegrierten ASIC Bausteins direkt neben dem Mikrofon auf einer Trägerplatine.

Den Impedanzwandler nicht am selben Die wie das Mikrofon zu implementieren hat mehrere Vorteile:

- Flexibilität in der Technologie
- Flexibilität in der Ausführung (analog, digital, ...)
- Streuungen des MEMS können mit angepassten Verstärkungsfaktoren ausgeglichen werden
- Ein ASIC Design kann mehrere MEMS bedienen
- Unabhängige Implementierung von MEMS und ASIC

In Abbildung 3.5 sieht man schematisch eine mögliche Anbindung eines analogen ASICs an ein MEMS Mikrofon. Kurze Bonddrähte führen vom MEMS zum ASIC und dieser wird mit der Trägerplatine verbunden, welche die Löt pads für die Montage des Mikrofons beinhaltet und auf der der Deckel aufgesetzt wird (Abbildung 3.6).

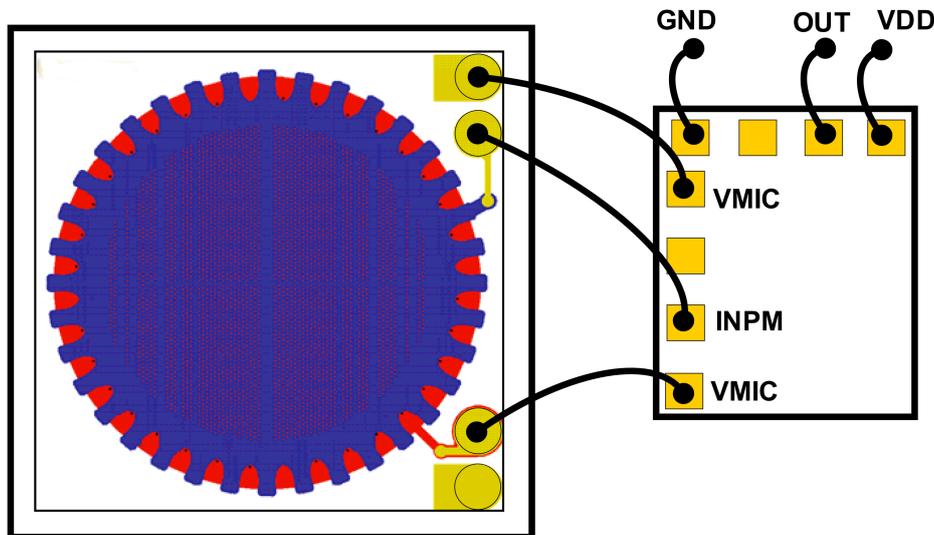


Abbildung 3.5.: MEMS mit ASIC zum Auslesen

Die Auswerteschaltungen werden in die Gruppen Analog und Digital geteilt.

Analoge ASIC Schaltungen unterscheiden sich durch die generierte MEMS Vorspannung, den Verstärkungsfaktor und den Betriebsspannungsbereich, welche an den MEMS und die Anwendung angepasst werden müssen. Analoge Schaltungstopologien werden vor allem bei hochintegrierten Anwendungen benutzt, wo das Mikrofonsignal von einem Chip ausgewertet wird, der von sich aus ausreichende A/D-D/A Ein- und Ausgänge besitzt. (z.B. Mobiltelefone)

Für Anwendungen mit langen Signalleitungen (z.B. Mikrofon im Deckel eines Laptops) ist es von

Vorteil, die A/D Wandlung und möglicherweise auch einen Teil der Signalverarbeitung schon im Mikrofon durchzuführen und dieses Signal dann verlustfrei zur Weiterverarbeitung bereitzustellen. Die Auslagerung analoger Schaltungsstufen ist ein ungebrochener Trend und digitale Mikrofone gewinnen zusehens an Bedeutung.



Abbildung 3.6.: MEMS mit ASIC im gemeinsamen Package

### 3.3. Modellierung des Mikrofons

Da die Modellierung des MEMS nicht wesentlicher Bestandteil dieser Arbeit ist möchte ich an dieser Stelle nur kurz auf die Möglichkeiten und Besonderheiten bei der Modellierung dieses Mikrofontyps eingehen.

Im Grunde handelt es sich um ein Kondensatormikrofon und daher basiert die Modellierung auch auf diesem Mikrofontyp, siehe Kapitel 2.1.3.

#### 3.3.1. Vereinfachte Modellierung

Die einfachste Modellierung eines Kondensatormikrofons besteht aus einer Ersatzkapazität und einer Spannungsquelle (siehe Abbildung 2.10, Kapitel 2.3.3). Für klassische Mikrofone ist diese Annäherung oftmals ausreichend, da die Kapselersatzkapazität wesentlich größer als die auftretenden Streukapazitäten ausfällt.

Wegen der Miniaturbauweise entstehen jedoch parasitäre Kapazitäten in der Größenordnung der eigentlichen Nutzkapazität und dieses Modell ist für die Anwendung des MEMS keine akzeptable Abbildung der Realität.

Der nächstliegende Schritt ist eine Aufteilung der Kapazitäten in die Kapselkapazität  $C_0$  und die Summe aller parasitären Kapazitäten  $C_p$ . Abbildung 3.7 zeigt einen solchen Aufbau mit möglichen Kapazitätswerten.

Diese Ersatzschaltung spiegelt den aufgebauten MEMS in einer spezifischen Anwendung wieder, die Werte der Kapazitäten variieren je nach Typ und Verschaltung des MEMS. Bei dem Zahlenbeispiel aus 3.7 wird das eigentliche Nutzsignal bereits im MEMS um 4,6dB gedämpft - die Empfindlichkeit des Mikrofons wäre ohne parasitäre Kapazitäten um diesen Betrag höher.

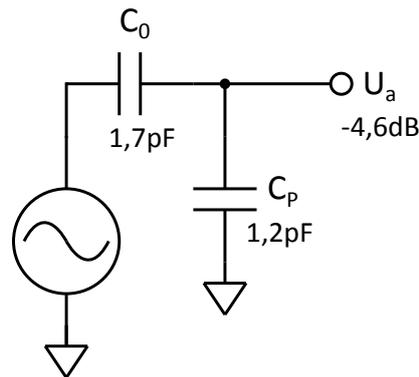


Abbildung 3.7.: MEMS mit parasitärer Kapazität

### 3.3.2. Modellierung der Streukapazitäten

Ein genaueres Abbild des MEMS kann durch die Modellierung der Kapazitäten erfolgen. Somit kann eingeschätzt werden, welche Dämpfungen bereits im MEMS auftreten und wieviel Gewinn eine Guard Leitung bringt.

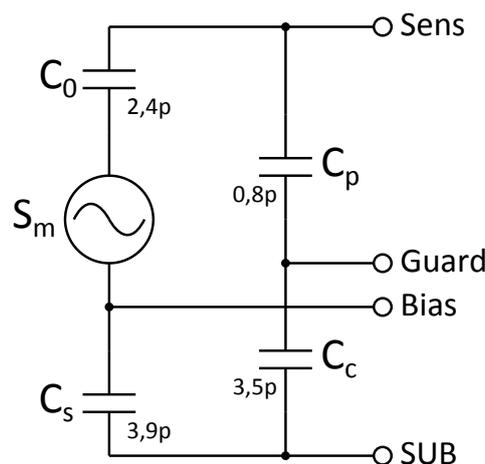


Abbildung 3.8.: Interne Kapazitäten eines typischen MEMS

Als  $C_0$  wird die Kapazität zwischen Membran und Gegenelektrode bezeichnet - das ist die eigentliche Mikrofonkapazität.  $C_s$  ist die Kapazität zwischen Membran und Substrat,  $C_p$  die parasitäre Kapazität zwischen Gegenelektrode und dem Guard und  $C_c$  die als "Coupling Capacitance" bezeichnete Kapazität zwischen Guard und Substrat. Nicht jeder MEMS Typ hat einen Guard Anschluss - aus Kostengründen wird dieser oftmals eingespart. Es ergibt sich dann eine gemeinsame, parasitäre Kapazität  $C_{pc} = \frac{C_p * C_c}{C_p + C_c}$ .  $S_m$  bezeichnet die "Motor Sensitivity", also die Empfindlichkeit des Mikrofonbausteins ohne Einfluss der parasitären Kapazitäten.

Der MEMS Typ, dessen Werte in der Grafik 3.8 beispielhaft angeführt sind, besitzt keinen Guard Anschluss und somit ergibt sich eine gemeinsame, parasitäre Kapazität  $C_{pc}$  von 0,65 pF. Mittels der Formel 4.3 kann die interne Dämpfung des Bausteins auf 2,1 dB berechnet werden, was bereits

einen recht guten Wert darstellt. Wenn die Kapazität  $C_p$  mit dem Ausgang Sens niederohmig mitgeführt wird<sup>2</sup> reduziert sich der Spannungsabfall über  $C_p$  erheblich und man erhält eine entsprechend höhere Empfindlichkeit.

Der Anschluss des Substrates (SUB) wird üblicherweise mit dem Anschluss Bias zusammengeschaltet und die sehr große Kapazität zum Substrat damit kurzgeschlossen. In Abbildung 3.9 ist das Zusammenspiel mit einem analogen ASIC abgebildet. Die Charge Pump des ASICs generiert die passende Vorspannung für den MEMS und garantiert einen stabilen Betrieb unabhängig von VDD. Der Impedanzwandler ist meist mit einem Gain von einigen dB ausgestattet und VDD liegt im Bereich 2,5V bis 5V.

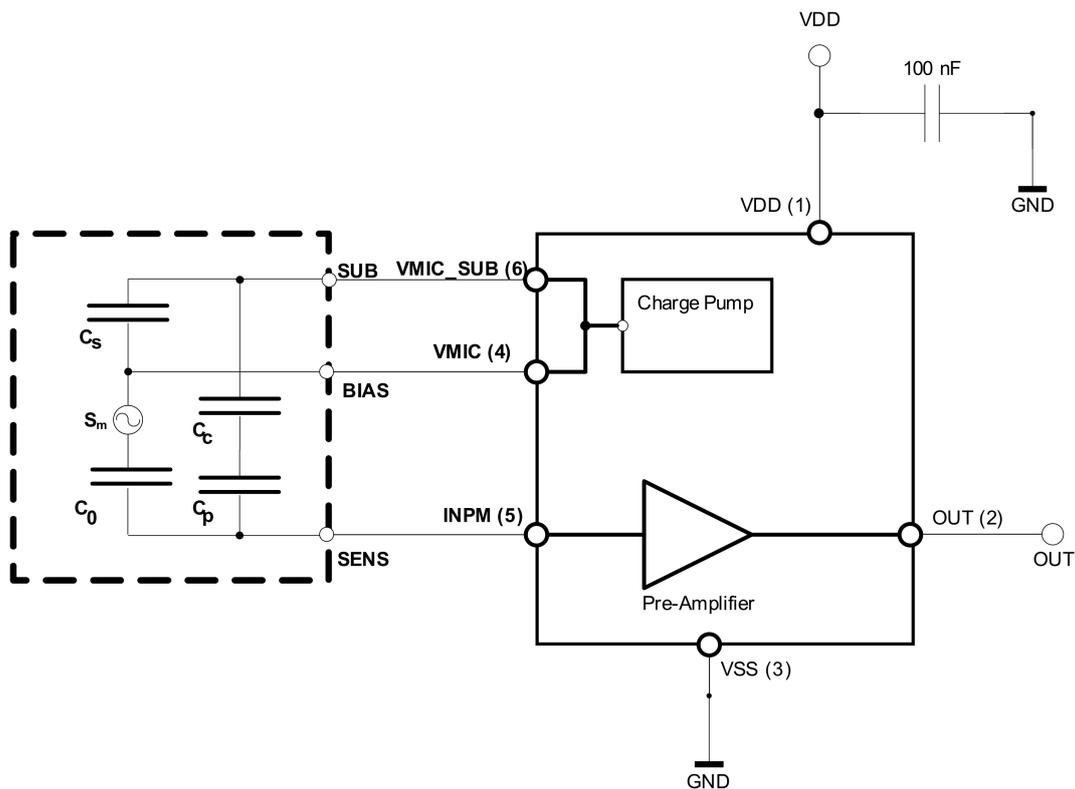


Abbildung 3.9.: ASIC in Zusammenspiel mit den MEMS Kapazitäten

### 3.3.3. Modellierung von Rauschen und Nichtlinearitäten

Die Untersuchung der Streukapazitäten des MEMS bringt noch keine Aussage über den Frequenzgang, das Rauschen und das Verhalten bei hohen Schalldruckpegeln. Eine exakte Nachbildung des MEMS ist jedoch außerordentlich komplex und ich möchte an dieser Stelle nur einen kurzen Einblick über mögliche Ansätze geben.

Marc Földner hat in seiner Arbeit [Fü04] einen schönen Überblick über ein mögliches, elektrische Ersatzschaltbild für einen MEMS Aufbau gegeben, siehe Abbildung 3.10.

<sup>2</sup>Durch eine Rückkopplung des Ausgangs des Impedanzwandlers am ASIC kann ein Guard Leitung betrieben werden. Der Impedanzwandler muss die Kapazität  $C_c$  treiben können.

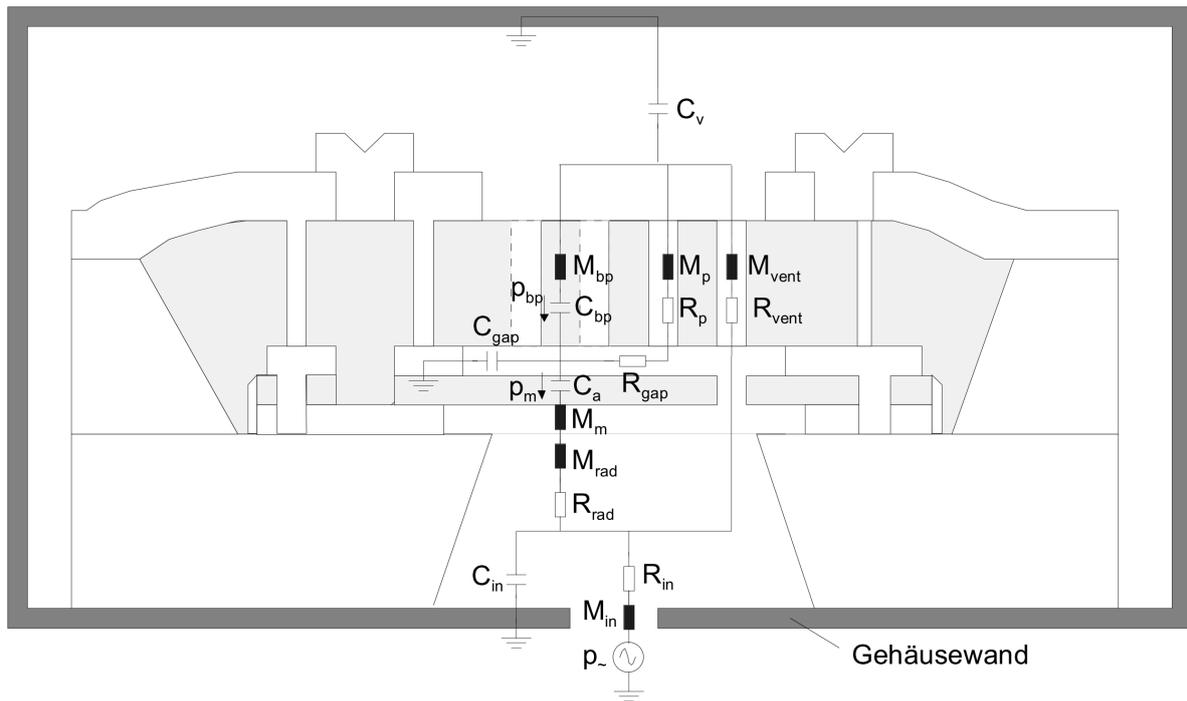


Abbildung 3.10.: Elektrisches Equivalent zum akustischen Aufbau eines MEMS

Akustische Massen (dargestellt durch Spulen) und Strömungswiderstände entstehen im Allgemeinen bei Öffnungen und Löchern. Volumen werden als Kondensatoren dargestellt (Raum vor und hinter der Membran), welche bei sehr engen Abmessungen wie beim Luftspalt zwischen Membran und Gegenelektrode auch eine Reibung (Widerstand) besitzen können. Mit einer solchen Simulation kann beispielsweise der Einfluss des Durchmessers und der Länge der Gehäuseöffnung bestimmt werden.

Aber auch das Rauschen, welches in den Perforationslöchern der Gegenelektrode und dem Kondensatorspalt entsteht, kann damit abgeschätzt werden. Abbildung 3.11 zeigt ein mögliches LTspice Scenario, um das Eigenrauschen des Mikrofons zu analysieren.

Der linke Schaltungsblock stellt das akustische Modell des MEMS dar und rechts werden die elektrisch wirkenden, parasitären Kapazitäten und der Eingang des ASICs modelliert. Das Ergebnis kann zusätzlich noch mit einer A-Gewichtung bewertet werden, um einen realistischen Messwertes zu erlangen.

Alle bisherigen Modelle sind idealisierte Kleinsignalbetrachtungen des MEMS und seiner Umgebung. Das Verhalten bei hohen Schalldrücken und Temperaturen sowie die Beeinflussung der Membranposition durch die Biasspannung sind abhängig von den relativ hohen Fertigungstoleranzen und daher nur schwer erfassbar. Auch sind manche Konstruktionsdetails wie die Bumps auf der Gegenelektrode<sup>3</sup> kaum realitätsnah zu erfassen.

<sup>3</sup>Auf der Elektrode sind kleine Erhebungen ausgebildet, damit die Membran im Kontaktfall nicht vollflächig anliegt sondern auf diesen "Bumps" aufsitzt und zumindest eingeschränkt funktionsfähig bleibt.

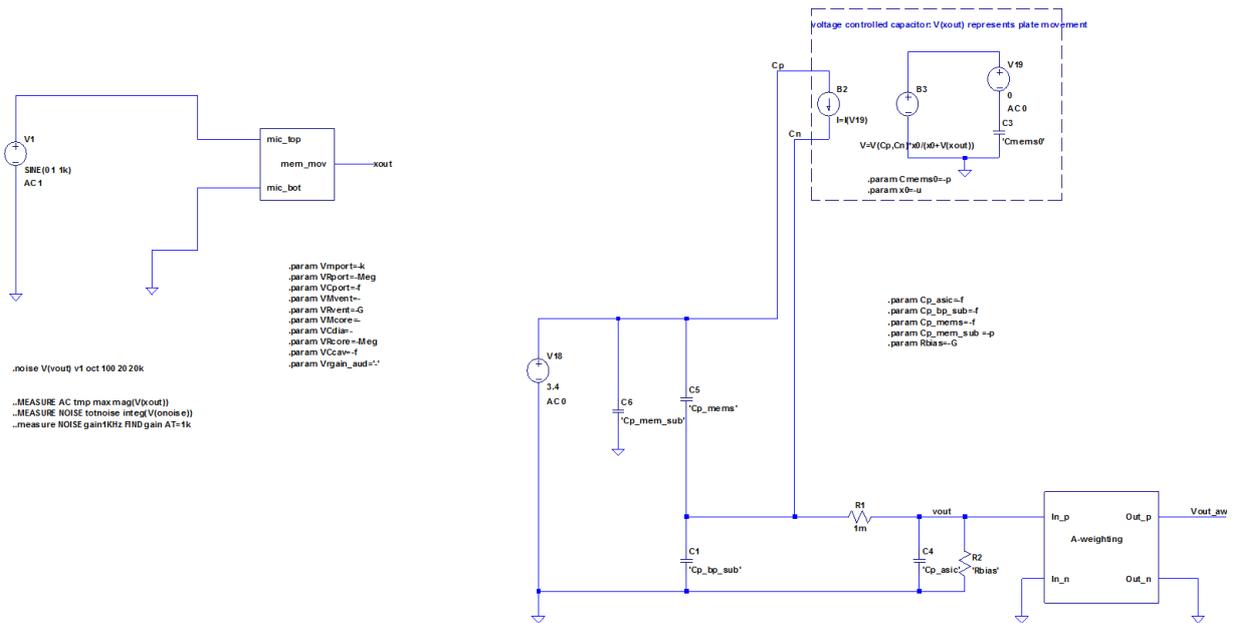


Abbildung 3.11.: MEMS Rauschsimulation in LTspice

### 3.4. Technische Daten

Die technischen Eigenschaften von MEMS variieren stark mit der Bauform, ich möchte hier jedoch trotzdem die ungefähre Bandbreite der erreichbaren Werte darstellen. Ein ausführliches Datenblatt zu einem modernen Low Noise MEMS findet sich im Anhang, Kapitel A.1.

MEMS Bias Spannung ..... 2,5 bis 5V  
 Pull-In Spannung ..... 3 bis 8V  
 Kapselkapazität  $C_0$  ..... 1,5 bis 4pF  
 Streukapazität  $C_p$  ..... 0,5 bis 1,5pF

Simulierte Empfindlichkeit des MEMS  $S_m$  ..... 7 bis 20mV/Pa  
 Reale Empfindlichkeit mit parasitären Kapazitäten ..... 4 bis 12mV/Pa  
 Ersatzgeräuschpegel ..... 38 bis 28dB<sub>SPL</sub>  
 Geräuschpegelabstand des Gesamtsystems ..... 56 bis 66dB<sub>SPL</sub>

Temperaturbereich Standard ..... -40 bis 85°C  
 Löttemperatur ..... 4 Durchgänge bei 260°C  
 Abmessungen ..... 0,8 bis 1,4mm Kantenlänge  
 Rückvolumen ..... 1 bis 6mm<sup>3</sup>



## 4. Die Auswerteelektronik

In diesem Kapitel wird die Entwicklung des Impedanzwandlers und die Herleitung der benötigten, technischen Anforderungen behandelt.

Es werden verschiedene Ansätze zur Lösung der Teilprobleme gezeigt und die für diese Anwendung besten Schaltungsvarianten ausgewählt und dimensioniert. Die Untersuchungen werden zum Teil mit dem Simulationsprogramm LTspice IV durchgeführt und wo dieses die Realität nicht ausreichend abbildet durch Messungen an diskreten Bauteilen ergänzt.

### 4.1. Technische Anforderungen für Miniaturmikrofone

Um die notwendigen Eigenschaften der Auswerteelektronik definieren zu können werden die Anforderungen an diese theoretisch untersucht. Hierzu wird ein einfaches Ersatzschaltbild eines Kondensatormikrofons benutzt (Abbildung 4.1).

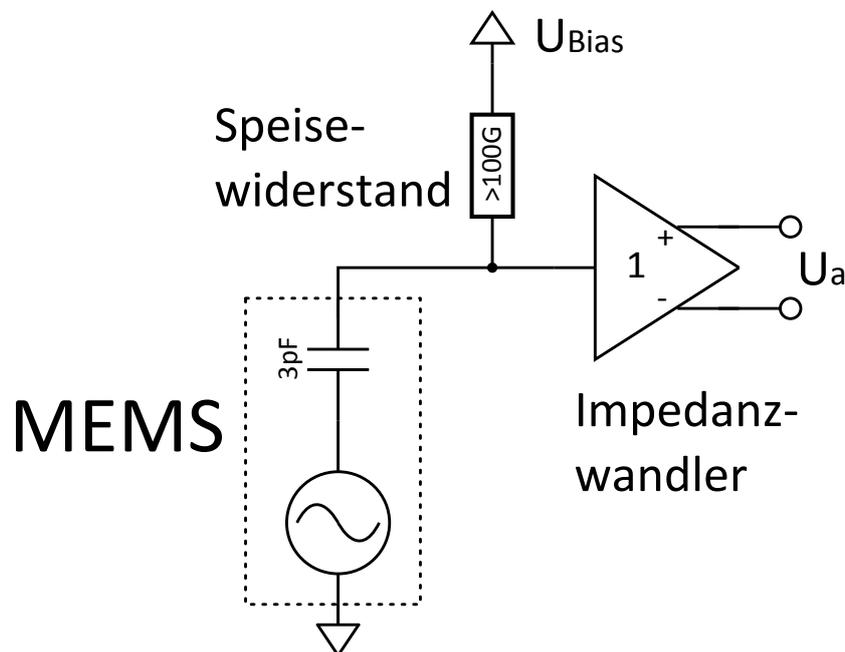


Abbildung 4.1.: Einfaches Ersatzschaltbild des Kondensatormikrofons

Die MEMS Kapsel wird als Wechselspannungsquelle mit einer Koppelkapazität von 3pF dargestellt - dies entspricht der Gesamtkapazität eines üblichen MEMS Bausteins. Über den Speisewiderstand wird die Bias Spannung für den Betrieb der Mikrofonskapsel eingebracht und anschließend bereitet der Impedanzwandler das Signal auf.

### 4.1.1. Eingangsimpedanz der Impedanzwandlerschaltung

Wie schon in Kapitel 2.3.3 beschrieben bildet die Ersatzkapazität der MEMS Mikrofonkapsel einen Hochpass, der das Rauschen des Speisewiderstandes für die Vorspannung der Kapsel gegen Masse kurzschließt und somit dämpft. Die Grenzfrequenz und damit die Dämpfung des RC Gliedes hat einen linearen Zusammenhang mit dem Widerstandswert des Speisewiderstandes, das Eigenrauschen steigt jedoch nur mit der Wurzel des Widerstandes. Daher sinkt das Rauschen des Aufbaus mit steigendem Wert des Speisewiderstandes!

$$U_{R-rms} = \sqrt{4 * k_B * T * R_{Bias} * \Delta f} \quad (4.1)$$

Formel 4.1 beschreibt das thermische Rauschen eines Widerstandes.  $k_B$  ist dabei die Boltzmann-Konstante  $1,38065 * 10^{-23} \frac{J}{K}$ ,  $T$  die Temperatur in Kelvin,  $R_{Bias}$  der Wert des Widerstandes in Ohm und  $\Delta f$  die betrachtete Bandbreite des Rauschens, in unserem Fall die Bandbreite des menschlichen Gehörs - 20.000Hz.

Formel 4.2 beschreibt die Dämpfung eines RC Hochpasses bei einer spezifischen Frequenz  $f$ .

$$A_{RC(f)} = 20 * \log \frac{1}{\sqrt{1 + (2 * \pi * f * R * C)^2}} \quad (4.2)$$

Um eine Aussage über das theoretische Rauschverhalten der hochohmigen Kapselspeisung in Kombination mit der Kapselersatzkapazität treffen zu können wurde eine numerische Integration der Terzband Rauschspannungen vorgenommen. Zusätzlich wurde auch noch die Filterkurve der A-Bewertung berücksichtigt um einen realistischen Messwert abschätzen zu können.

Abbildung 4.2 zeigt die Simulation einer Kapselersatzkapazität von 3pF und einem Eingangswiderstand von 250GΩ. Es ergibt sich ein Gesamtrauschen über den Audio Frequenzbereich A-bewertet von  $0,65 \mu V_{rms(A)}$  und unbewertet von  $3,7 \mu V_{rms}$ . In Addition zu einem angenommenen Verstärkerrauschen von  $1,1 \mu V_{rms(A)}$  ergibt sich daraus ein Gesamtrauschen von  $1,3 \mu V_{rms(A)}$ , was einer Verschlechterung durch den Einfluss der Eingangsbeschaltung von 1,5dB entspricht.

Für optimalen Betrieb sollte der Eingangswiderstand also größer 250GΩ ausfallen, um das Rauschverhalten des Verstärkers nicht negativ zu beeinflussen. Eine Beeinflussung in diesen Größenordnung ist jedoch nicht auszuschließen und das Rauschen unter 1kHz wird von der Eingangsimpedanz des Aufbaues dominiert.

### 4.1.2. Eingangskapazität der ersten Schaltungsstufe

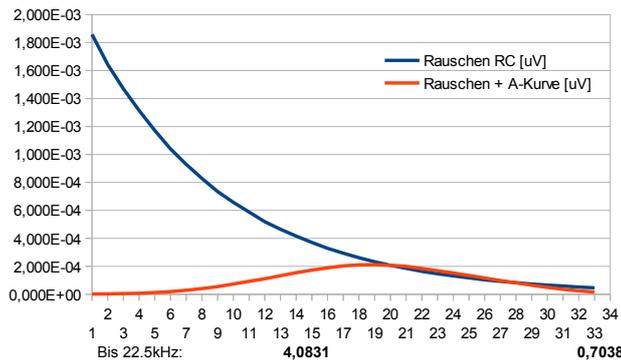
Die Eingangskapazität der Schaltung bildet einen kapazitiven Spannungsteiler mit der Ersatzkapazität des MEMS Bausteins, sorgt für eine Dämpfung des Eingangssignals und damit einhergehend eine Verschlechterung des Signal/Rauschabstandes.

$$A_{in} = 20 * \log \frac{\frac{1}{C_{in}}}{\frac{1}{C_E} + \frac{1}{C_{in}}} = 20 * \log \frac{\frac{1}{1pF}}{\frac{1}{3pF} + \frac{1}{1pF}} = -2,3dB \quad (4.3)$$

Durch die Formel 4.3 zeigt sich, dass bereits eine Eingangskapazität von 1pF eine Dämpfung von 2,3dB erzeugt. Um den Fehler unter 1dB zu halten muss die Kapazität kleiner 0,37pF bleiben. Es muss daher versucht werden, die Eingangskapazität so gering als möglich zu halten!

Rauschuntersuchung Eingangsimpedanz

Rin	2,50E+11 Ohm	
Cin	3,00E-012 F	
delta F	2,00E+004 Hz	
Temp °C	26,85	300 Kelvin
kb	1,381E-23 J/K	
Un(Rin)	64,357,99 nV/sqrtHz	
Un(Rin,20kHz)	9,101,59 uV(f)	9,651,33
fg	0,2122 Hz	
<b>Rausch Amp</b>	<b>1,1000 uV</b>	
<b>Rausch ges</b>	<b>1,3059 uV</b>	



Terzband	Frequenz [Hz]	Dämpfung [dB]	Dämpfung	Bandbreite [Hz]	Rauschen R [uV] ^2	Rauschen RC [uV] ^2	A-Filter [dB]	Rauschen + A-Kurve [uV]			
	0,21	-3,01	7,071E-01								
	12,5	-35,4	1,697E-02	2,89	0,1095	0,0120	1,859E-03	3,454E-06	-63,4	1,257E-06	1,579E-12
	16	-37,55	1,326E-02	3,71	0,1239	0,0153	1,643E-03	2,699E-06	-56,7	2,402E-06	5,770E-12
	20	-39,49	1,061E-02	4,63	0,1385	0,0192	1,469E-03	2,159E-06	-50,5	4,387E-06	1,924E-11
	25	-41,42	8,488E-03	5,79	0,1548	0,0240	1,314E-03	1,728E-06	-44,7	7,651E-06	5,854E-11
	31,5	-43,43	6,737E-03	7,29	0,1738	0,0302	1,171E-03	1,371E-06	-39,4	1,255E-05	1,574E-10
	40	-45,51	5,305E-03	9,26	0,1959	0,0384	1,039E-03	1,080E-06	-34,6	1,935E-05	3,744E-10
	50	-47,44	4,244E-03	11,58	0,2190	0,0480	9,294E-04	8,638E-07	-30,2	2,872E-05	8,249E-10
	63	-49,45	3,368E-03	14,59	0,2458	0,0604	8,280E-04	6,856E-07	-26,2	4,055E-05	1,645E-09
	80	-51,53	2,653E-03	18,53	0,2770	0,0767	7,348E-04	5,399E-07	-22,5	5,510E-05	3,036E-09
	100	-53,46	2,122E-03	23,16	0,3097	0,0959	6,572E-04	4,319E-07	-19,1	7,289E-05	5,314E-09
	125	-55,4	1,698E-03	28,95	0,3463	0,1199	5,878E-04	3,455E-07	-16,1	9,210E-05	8,482E-09
	160	-57,55	1,326E-03	37,05	0,3917	0,1535	5,196E-04	2,699E-07	-13,4	1,111E-04	1,234E-08
	200	-59,49	1,061E-03	46,31	0,4380	0,1918	4,647E-04	2,160E-07	-10,9	1,325E-04	1,755E-08
	250	-61,42	8,488E-04	57,89	0,4897	0,2398	4,156E-04	1,728E-07	-8,6	1,544E-04	2,385E-08
	315	-63,43	6,737E-04	72,94	0,5497	0,3021	3,703E-04	1,371E-07	-6,6	1,732E-04	3,000E-08
	400	-65,51	5,305E-04	92,63	0,6194	0,3836	3,286E-04	1,080E-07	-4,8	1,891E-04	3,575E-08
	500	-67,44	4,244E-04	115,78	0,6925	0,4796	2,939E-04	8,638E-08	-3,2	2,033E-04	4,134E-08
	630	-69,45	3,368E-04	145,88	0,7773	0,6042	2,618E-04	6,856E-08	-1,9	2,104E-04	4,426E-08
	800	-71,53	2,653E-04	185,25	0,8760	0,7673	2,324E-04	5,399E-08	-0,8	2,119E-04	4,491E-08
	1000	-73,46	2,122E-04	231,56	0,9793	0,9591	2,078E-04	4,319E-08	0	2,078E-04	4,319E-08

Abbildung 4.2.: Tabellenkalkulation zur Berechnung des Eingangsrauschens

### 4.1.3. Vorspannung der Mikrofonkapsel

Die MEMS Mikrofonkapsel wird in unserer Anwendung wie ein herkömmliches Kondensatormikrofon angesteuert, siehe Kapitel 2.1.3 und 2.3.3. Daher wird eine Polarisationsspannung benötigt, die mittels hochohmigen Speisewiderstand der Kapsel zur Verfügung gestellt wird.

Herkömmliche Mikrofon benötigen eine Vorspannung im Bereich von 30V bis 60V, spezielle Messmikrofone sogar bis zu 200V. Durch die miniaturisierte Bauform des MEMS reduziert sich diese erheblich, da der Abstand Membran und Rückelektrode viel geringer ausfällt und hohe Spannungen ein "anklatschen"<sup>1</sup> der Membran und damit einen möglichen Funkenüberschlag und eine eventuelle Beschädigung der Membran durch Überdehnung erzeugt.

Je nach Type des MEMS ergeben sich Betriebsspannungen von 3V bis 6V mit einem relativ großen Toleranzbereich. Um die im Grenzbereich auftretenden Effekte untersuchen zu können wünscht man sich daher eine im Bereich von 2V bis 9V einstellbare Vorspannung.

### 4.1.4. Rauschen der Auswerteelektronik

Das Entwicklungsziel beim Eigenrauschen der Auswerteelektronik war schnell gefunden - so gering als irgendwie möglich!

Da man mit dem Messaufbau auch das Eigenrauschen des MEMS analysieren möchte, muss der Beitrag der Elektronik dazu möglichst gering ausfallen. Momentan erhältliche "High SNR" MEMS Mikrofone erzielen ein Systemrauschen<sup>2</sup> von ca.  $5\mu V_{rms(A)}$ , was durch die quadratische Addition der unkorrelierten Rauschquellen ein ungefähres Einzelrauschen der Komponenten von ca.  $3,5\mu V_{rms(A)}$  ergibt. Dieser Wert sollte auf jeden Fall unterschritten werden, im Idealfall soll das Eigenrauschen im Bereich von  $2\mu V_{rms(A)}$  liegen.

### 4.1.5. Aussteuerbarkeit und Lastverhalten

Der maximal erforderliche, verzerrungsfreie Ausgangspegel ergibt sich aus der Empfindlichkeit des Mikrofons und dem vom Kunden geforderten (bzw. vom Mikrofon erreichten) maximalen Pegel. Die Empfindlichkeit der aktuell gefertigten MEMS Mikrofone liegt zwischen 10 und 20mV/Pa, also einer Ausgangsspannung von maximal  $20mV_{rms}$  bei einem anliegenden Pegel von  $94dB_{SPL}$ . Daraus lässt sich der resultierende Ausgangspegel für einen gegebenen Schalldruck ausrechnen, siehe Formel 4.4.

$$U_a = M * 10^{\frac{L_{max} - 94dB_{SPL}}{20}} \quad (4.4)$$

Die Empfindlichkeit des Mikrofons wird als M, der Übertragungsfaktor, in V/Pa angegeben (siehe Kapitel 2.2.1). Bei 20mV/Pa und angenommenen  $120dB_{SPL}$  Maximalpegel ergibt sich daraus eine notwendige Aussteuerbarkeit von

$$U_a = 0,02V * 10^{\frac{120dB_{Spl} - 94dB_{Spl}}{20}} = 0,4V_{rms}$$

---

<sup>1</sup>Bei steigender Polarisationsspannung biegt sich die hauchdünne Membran in Richtung Elektrode durch und berührt diese bei zu hoher Spannung. In Fachkreisen wird dieser Punkt als "anklatschen" oder "pull in" der Membran genannt. Siehe Kapitel 3.1.

<sup>2</sup>Ein komplettes MEMS Mikrofon besteht aus dem MEMS und der ASIC Auswerteelektronik in einem gekapselten Package

Die Spezifikation eines Telefonherstellers verlangt vom Komplettsystem MEMS + Impedanzwandler folgende Werte:

Frequenzbereich	Pegel	THD+N
50Hz – 4kHz	100dB <sub>SPL</sub>	< 1%
1kHz	115dB <sub>SPL</sub>	< 5%
200Hz	120dB <sub>SPL</sub>	<10%

Tabelle 4.1.: Anforderung Aussteuerbarkeit MEMS System

Ein typisches MEMS Mikrofon der Firma Infineon Technologies<sup>3</sup> erreicht die Klirrkurve von Abbildung 4.3. Die Grenze der Aussteuerbarkeit ist bei 125dB<sub>SPL</sub> erreicht, wobei die sanft ansteigende Kurve bei niedrigeren Pegeln die Verzerrungen des MEMS darstellen und bei 125dB<sub>SPL</sub> die maximale Aussteuerung der Elektronik erreicht wird und Clipping entsteht.

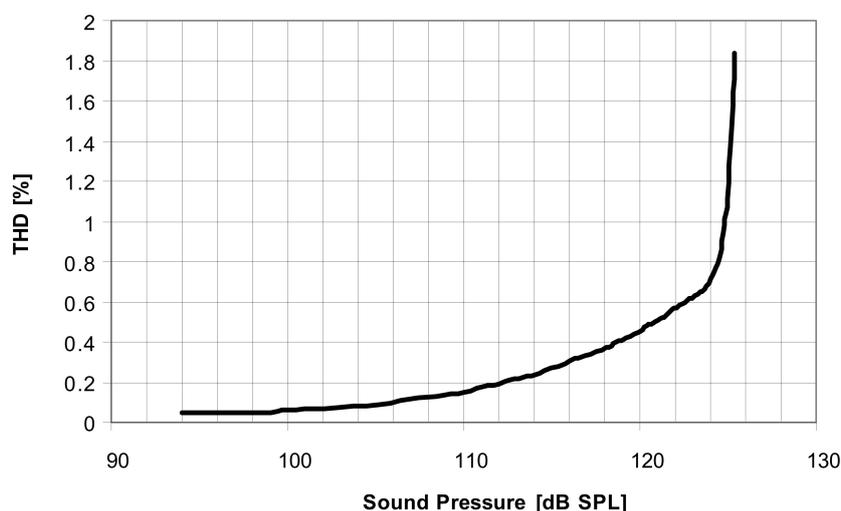


Abbildung 4.3.: THD über den Schalldruck bei 1kHz, SMM310

Wie sich noch zeigen wird werden diese Spezifikationen von der hierfür entwickelten Schaltung mit großen Reserven erfüllt. Die Anforderungen an zukünftige MEMS steigen jedoch stetig und als Entwicklungsziel werden bereits 140dB<sub>SPL</sub> angestrebt. Bei einer gleich bleibenden Empfindlichkeit von maximal 20mV/Pa muss die folgende Auswerteelektronik bereits 4V<sub>rms</sub> verzerrungsfrei<sup>4</sup> übertragen können.

Gängige Audio Interfaces besitzen einen Eingangswiderstand im Bereich von 2kΩ - somit muss der Impedanzwandler auch mit niedrigen Lastimpedanzen zurechtkommen. Da im Audibereich oft erhebliche Kabellängen zwischen Mikrofon und Vorverstärker auftreten (50m und mehr) wird der Eingangswiderstand des Mikrofonvorverstärkers entsprechend niedrig gewählt, um eine ausreichende Störfestigkeit zu gewährleisten.

<sup>3</sup>Infinion Silicon MEMS Microphone SMM310, [Inf08]

<sup>4</sup>Als Grenzwert wird üblicherweise THD+N ≤ 1% definiert.

Wenn hohe Ausgangsspannungen gefordert werden muss man natürlich auch den entsprechenden Signalstrom bereitstellen. Bei  $4V_{rms}$  und  $2k\Omega$  Lastimpedanz ergeben sich  $2mA$  Strom, der zusätzlich zum Ruhestrom der Verstärkerschaltung aufgebracht werden muss. Dadurch sinkt die Versorgungsspannung der Impedanzwandlerelektronik und die Aussteuerbarkeit wird eingeschränkt. Bei Musiksignalen mit hohem Crest Faktor ist dieser Umstand weniger problematisch, da Signalspitzen von den Puffer Elkos abgefangen werden. Da in unserer Anwendung jedoch meist Messsignale mit möglichst hohem Energiegehalt eingesetzt werden muss diese Schaltung auch auf die Aussteuerbarkeit und das Klirrvverhalten unter Last überprüft werden.

Audio Analyser von Audio Precision besitzen einen höheren Eingangswiderstand von  $200k\Omega$  - im Laborbetrieb kann man daher von optimalen Bedingungen ausgehen. Jedoch bilden bereits die Speisewiderstände der Phantom Power Versorgung eine Grundlast von  $3,4k\Omega$ ,<sup>5</sup> welche die minimale Last für den Ausgangspuffer darstellt.

#### 4.1.6. Zusammenfassung der elektrischen Anforderungen

Die Elektronik zur Auswertung eines MEMS Mikrofones muss folgende Richtwerte erfüllen:

- Sehr hochohmiger Eingang  $>100G\Omega$ , besser  $>250G\Omega$
- Möglichst geringe Eingangskapazität  $<1pF$ , ideal  $<0,35pF$ .
- Möglichst geringes Eigenrauschen, mindestens  $<3,5\mu V_{rms(A)}$ , ideal  $<2\mu V_{rms(A)}$
- Hohe Aussteuerbarkeit an Lastimpedanzen um  $2k\Omega$ ,  $>4V_{rms}$
- Symmetrische Signalübertragung für störungsfreien Betrieb
- Betrieb mit genormter P48 Phantom Power Speisung, daher beschränkter Versorgungsstrom von 2-5mA und eine Versorgungsspannung von 20-30V.
- Bereitstellung der MEMS Vorspannung, einfach einstellbar von 2V bis 9V.

Mit diesen Vorgaben wurde das Design der Impedanzwandlerschaltung begonnen.

---

<sup>5</sup>Die genormten  $6,8k\Omega$  des Phantom Power Speisegerätes parallel zu den  $6,8k\Omega$  zum Auskoppeln der Betriebsspannung in unserer Schaltung, siehe Kapitel 2.3.2

## 4.2. Untersuchung der Schaltungsteile

In diesem Kapitel werden die notwendigen Schaltungsgruppen grundlegend untersucht und optimiert.

Das Blockschaltbild in Abbildung 4.4 zeigt die Spannungsversorgung per P48 Phantom Power Versorgung, den Eingangsimpedanzwandler bestehend aus einem JFET Source Follower und dessen Bias Schaltung, den darauf folgenden Ausgangs Puffer und die Bias Versorgung des MEMS Bausteins.

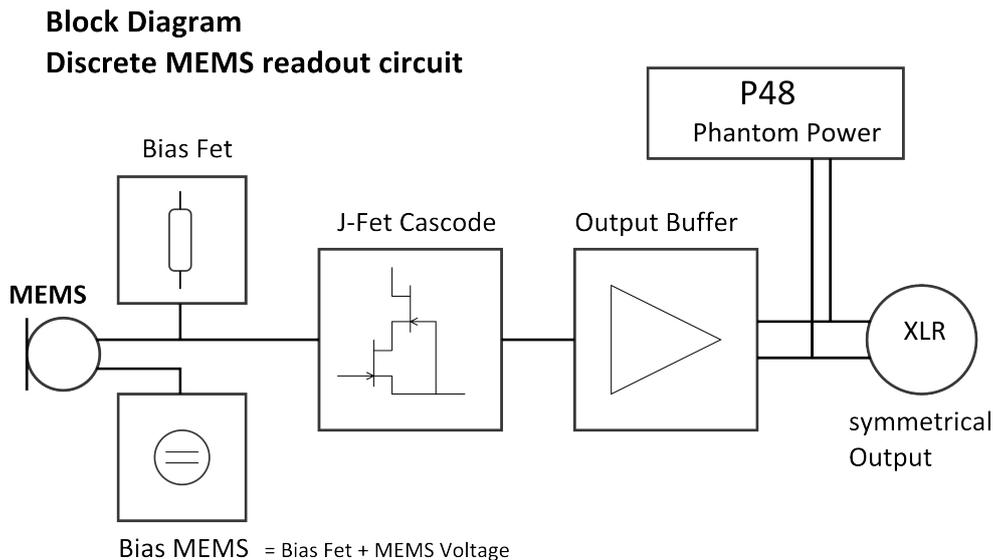


Abbildung 4.4.: Blockschaltbild der Impedanzwandlerschaltung

### 4.2.1. JFET Source Follower

Für die erste Stufe der Auswerteelektronik wird ein Bauteil benötigt, das ein sehr geringes Eigenrauschen bei einer sehr hohen Eingangsimpedanz besitzt. Bipolare Transistoren sind wegen der um Zehnerpotenzen zu niedrigen Eingangsimpedanz an dieser Stelle leider unbrauchbar und MOSFET Transistoren besitzen ein relativ hohes Eigenrauschen mit einer  $1/f$  Frequenz, die mitten im Übertragungsbereich von 20Hz bis 20kHz liegt.

Daher werden die Untersuchungen auf JFETs beschränkt, welche eine optimale Mischung aus Rauscharmut, hoher Eingangsimpedanz und niedriger Eingangskapazität besitzen.

#### Eingangskapazität

Wie im Kapitel 4.1.2 bereits dargestellt wurde ist die Eingangskapazität ein wesentliches Kriterium dieser Schaltungsstufe. Rauscharme JFETs besitzen aber eine relativ große Gesamtkapazität und eine umfangreiche Recherche hat keinen ausreichend rauscharmen Typen mit akzeptabler Eingangskapazität ergeben. Jedoch kann mit einer recht einfachen Bootstrap Schaltung der Spannungshub an der Gate-Drain Kapazität drastisch verkleinert und damit eine rauscharme Verstärkerstufe aufgebaut werden, die eine sehr geringe Eingangskapazität aufweist.

Für die Simulation wird der N-Kanal JFET 2N4393 benutzt, dessen Modell mit  $C_{GD}=4,57\text{pF}$  und  $C_{Gs}=4,06\text{pF}$  angegeben ist. Der Leakage Strom  $I_{GSS}$  wird im Datenblatt mit typisch  $-5\text{pA}$  angegeben und  $e_n$  mit  $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

**Einfacher Sourcefolger** Als Referenz wird eine einfache Sourcefolger Schaltung simuliert, siehe Abbildung 4.5. Die komplexen Kapazitäten des MEMS werden durch einen einfachen Kondensator von 3pF ersetzt und der Biaswiderstand der Schaltung mit  $300\text{G}\Omega$  angenommen. Der Impedanzwandler wird nicht belastet und mit einer idealen Stromquelle und einem Ruhestrom von 1mA betrieben.

Durch die Eingangskapazitäten des Fets J1 ergibt sich eine Dämpfung des Eingangssignals "FetIN" von 4,62dB am Ausgang "Out" (Abbildung 4.6). Diese Schaltungsvariante ist für unsere Anwendung somit unbrauchbar, da mit der Dämpfung des Eingangspegels auch eine Verschlechterung des Störspannungsabstandes einhergeht.

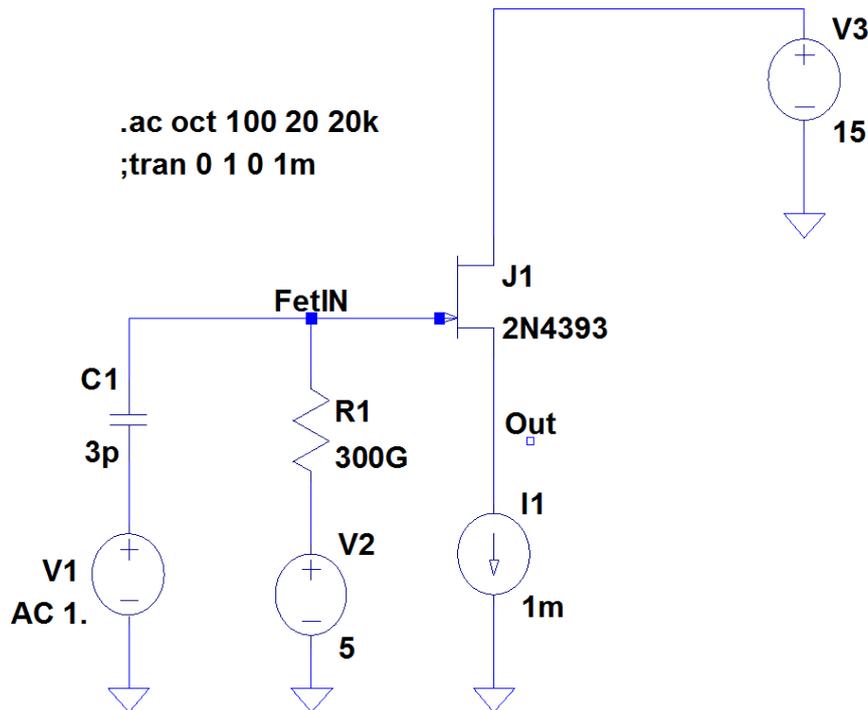


Abbildung 4.5.: Schaltung des einfachen Sourcefolgers

**Bootstrap mit JFET** Mit den gleichen Eingangsbedingungen wir nun mittels eines zweiten Fets der Drain Eingang des Eingangsfets J1 mit dem Source Ausgang mitgeführt und dadurch der Spannungsabfall an  $C_{GD}$  minimiert (Abbildung 4.7). Am Ausgang "Out" ergibt sich bei dieser Schaltungsvariante eine drastisch reduzierte Dämpfung von nur 0,008dB. (Abbildung 4.8)

Auch wenn die Dämpfung unter realen Bedingungen ansteigen kann (besonders durch Belastung des Ausgangs) bringt diese Schaltung einen hohen Freiheitsgrad bei der Auswahl des Eingangsfets und lässt rauscharme Typen zu.

### Rauschen des Biaswiderstandes

Um das Verhältnis des Rauschens der Eingangsbeschaltung und der ersten Verstärkerstufe um J1 zu simulieren wurde wieder eine idealisierte Bootstrap Schaltung mit 2 JFETs der Type 2N4393 benutzt (Abbildung 4.9).



Abbildung 4.6.: Eingangsämpfung des einfachen Sourcefolgers

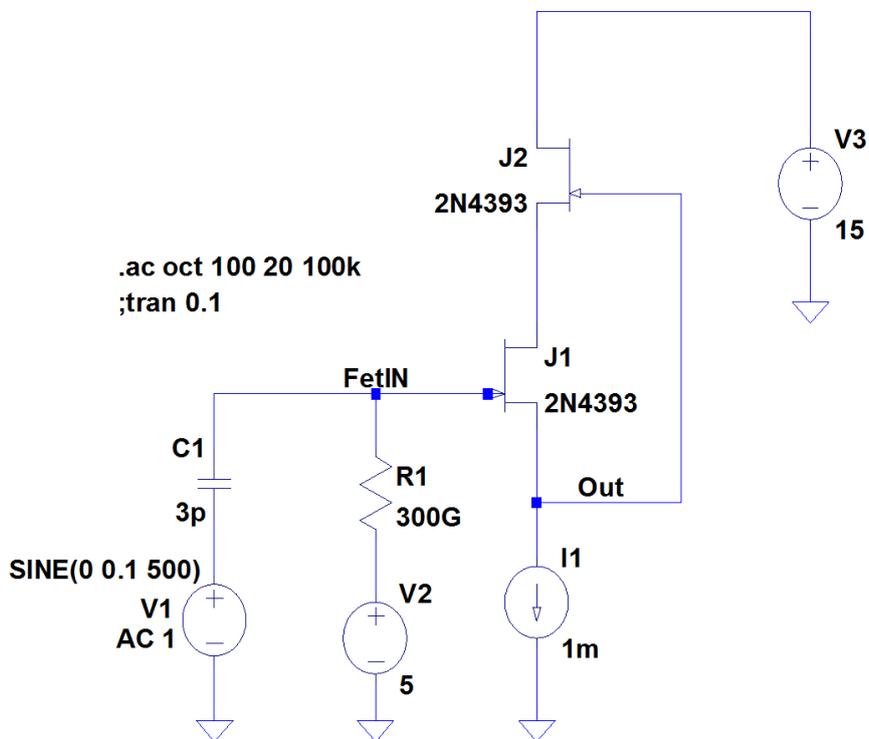


Abbildung 4.7.: Bootstrap mit JFET

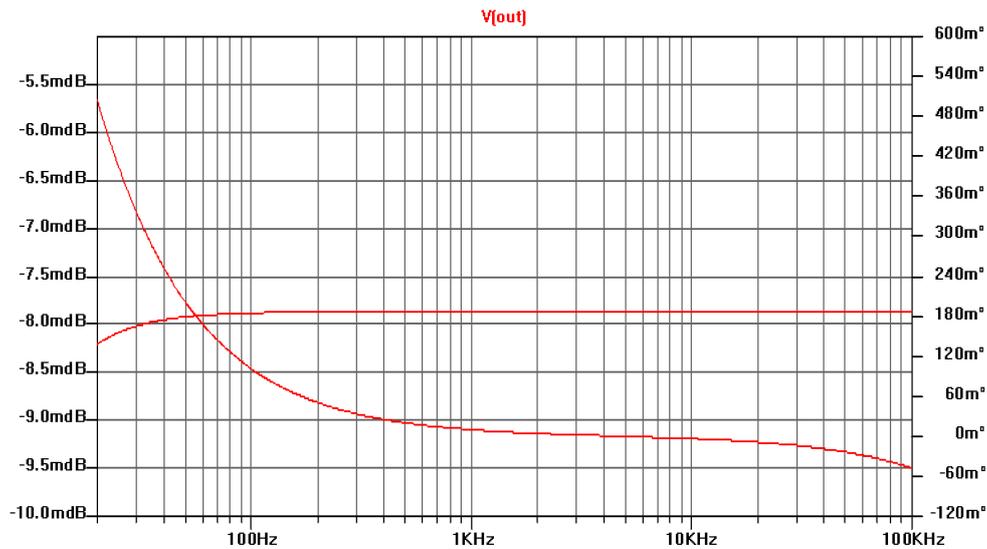


Abbildung 4.8.: Eingangsdämpfung Bootstrap mit JFET

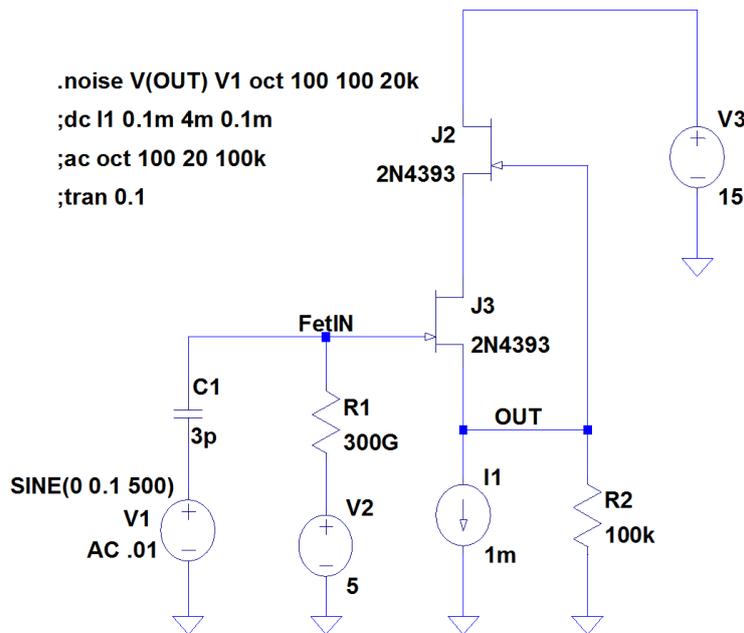


Abbildung 4.9.: Schaltung zur Rauschsimulation

Abbildung 4.10 zeigt das Rauschen des Bias Widerstandes R1 (blaue Kurve) und das Gesamtrauschen am Ausgang "Out" (rote Kurve). Zu tiefen Frequenzen dominiert der Widerstand, der Einfluss des Impedanzwandlers kommt erst ab einigen kHz zu tragen. Bei 20kHz beträgt das Rauschen  $6nV/\sqrt{Hz}$ , was den Eigenschaften der Sourcefolger Schaltung von J1 entspricht.

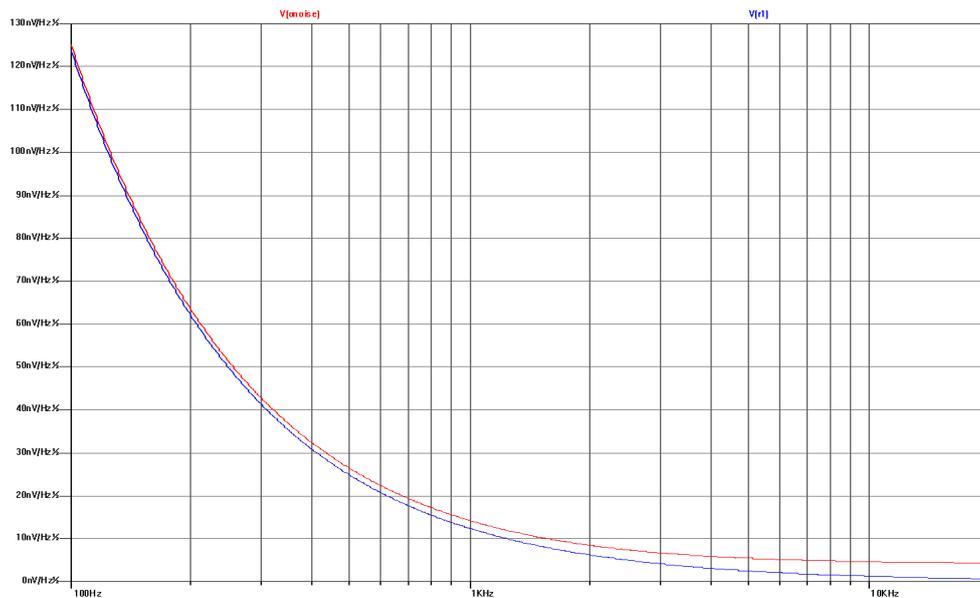


Abbildung 4.10.: Rauschen des Biaswiderstandes und am Schaltungsausgang

### Schrotrauschen des Gate Sperrstromes

Rauschmessungen am aufgebauten Impedanzwandler zeigen deutlich höhere Werte als durch die Simulation erwartet und sind stark von der Eingangskapazität abhängig. Dafür scheint der in der Literatur meist vernachlässigte Effekt des Schrotrauschens des Gate Eingangstromes verantwortlich zu sein. Eine grundlegende Untersuchung der Rauschspannungsbeiträge einer einfachen Impedanzwandlerschaltung findet sich in der Doktorarbeit von Marc Földner, [Fü04]. Daher möchte ich hier nur auf den relevanten Beitrag zum Schrotrauschen eingehen.

Die Rauschstromdichte des Schrotrauschens ist direkt proportional zum Gate Sperrstrom  $I_G$ .

$$W_{I_G} = 2 * e * I_G \quad (4.5)$$

Die Elementarladung  $e$  wird mit  $1,6022 * 10^{-19}$  angenommen. Die Rauschspannungsdichte kann über die Quellimpedanz, in der der Gatestrom auftritt, berechnet werden.

$$N_U = |Z|^2 * W_{I_G} \quad (4.6)$$

Wenn die Verstärkung des Impedanzwandlers mit 1 angenommen sowie die Eingangskapazität vernachlässigt wird, da sie durch die Bootstrapschaltung wesentlich reduziert ist, und man sich auf den Audio Frequenzbereich beschränkt, kann folgende Formel zur Berechnung der Rauschspannung bei der Frequenz  $f$  angegeben werden:

$$N_U \approx \left( \frac{R_B}{\sqrt{1 + (2 * \pi * f * R_B * C)^2}} \right)^2 * 2 * e * I_G \quad (4.7)$$

$R_B$  entspricht dem hochohmigen Biaswiderstand von  $250G\Omega$ , der vor allem bei tiefen Frequenzen eine wesentliche Rolle zur Umsetzung des Gate Stromes in Rauschspannung spielt.

Um die Wirkungsweise dieses Effektes abzuschätzen kann ein Rauschersatzwiderstand berechnet

werden und dieser in die Rauschsimulation der Eingangsschaltung eingegeben werden, siehe Kapitel 4.1.1. Das Spannungsrauschen des Biaswiderstandes wird wie folgt berechnet:

$$N_{U_R} \approx \left( \frac{1}{\sqrt{1 + (2 * \pi * f * R_B * C)^2}} \right)^2 * 4 * k * T * R_B \quad (4.8)$$

T entspricht der absoluten Temperatur in Kelvin und k der Kablozmannkonstante von  $1,38 * 10^{-23}$ . Wenn dieses thermische Rauschen dem Schrotrauschen gleichgesetzt wird ( $N_U \equiv N_{U_R}$ ) fällt der frequenzabhängige Term weg und es ergibt sich folgende Beziehung zwischen Gate Eingangsstrom und Rauschersatzwiderstand:

$$R_{BE} \equiv \frac{2 * k * T}{e * I_G} \quad (4.9)$$

Übliche JFET Gateströme für geeignete Kleinsignal Fets liegen bei 2-5pA. Bei nur 2pA Gatestrom ergibt sich ein Ersatzwiderstand  $R_{BE}$  von  $26G\Omega$  - das ist für diese Anwendung zu niedrig und dominiert das Gesamtrauschen des Impedanzwandlers!

Dieser Ersatzwiderstand parallel zum  $250G\Omega$  Biaswiderstand ergibt einen gemeinsamen Quellwiderstand von  $23,6G\Omega$ , welche eingesetzt in die Rauschsimulation der Eingangsimpedanz mit  $3,3pF$  Quellkapazität ein Rauschen von  $2,31\mu V_{rms(A)}$  ergibt - exakt der Wert, welcher für den Bauteil SST201<sup>6</sup> unter optimalen Bedingungen gemessen werden konnte.

Leider ist der Gatestrom  $I_G$  starken Streuungen unterlegen und steigt zu hohen Temperaturen stark an. JFETs mit sehr niedrigem Eingangsstrom im Bereich von 0,1pA besitzen ein sehr hohes Grundrauschen und sind für diese Anwendung prinzipiell nicht geeignet. Ideal wäre ein Bauteil mit einem Gatestrom  $I_G < 0,5pA$  und einem Eingangsspannungsrauschen von  $< 10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ .

---

<sup>6</sup>Gate Operating Current  $I_G$  typisch -2pA, Gate Reverse Current  $I_{GSS}$  maximal -100pA

### Messreihe zum JFET Rauschen

Um das optimale Bauteil für den JFET Impedanzwandler zu finden wurde eine Versuchsreihe durchgeführt und verschiedene JFETs wurden mit unterschiedlichen Ruhestromen von 0,25mA bis 2,5mA gemessen.

Dazu wurde die erste Prototypenplatine der Schaltung benutzt und die Schaltung in einigen Punkten angepasst - siehe Schaltbild 4.11.

Der hochohmige Schaltungsknoten, bestehend aus dem Gate des zu prüfenden JFETs Q101, der Ersatzkapazität und dem Bias Widerstand, wurde frei in der Luft verdrahtet, um optimale Betriebsbedingungen und Hochohmigkeit zu garantieren (Abbildung 4.13 ). Als Ersatzkapazität dient ein Low ESR SMD 0603 Keramik Kondensator mit 3,3pF vom Gate des Fets gegen Masse und ein bedrahteter 10pF Styroflex Kondensator, der zusätzlich parallel geschlossen werden kann. Die 5 auf der Platine aufgelöteten 50G $\Omega$  Widerstände wurden mit 5 frei verdrahteten in Serie geschaltet, um den Bias Widerstand so hoch als möglich auslegen zu können. Der Bootstrap Fet Q102 fixiert 1,1V  $U_{DS}$  an Q101 - mit einem höheren Wert lassen sich in Einzelfällen noch etwas niedrigere Rauschwerte erreichen, jedoch sinkt die Aussteuerbarkeit der Schaltung.



Abbildung 4.12.: Versuchsaufbau zur Rauschmessung

Gemessen wurden sowohl bedrahtete als auch SMD Typen, wobei ungeeignete Modelle bereits im Vorfeld aussortiert wurden. Zur Messung des Rauschens wurde das Audio Interface RME Fireface UFX mit der Analysesoftware RME DIGICheck benutzt - Details zu dieser Messanordnung siehe Kapitel 4.3.1.



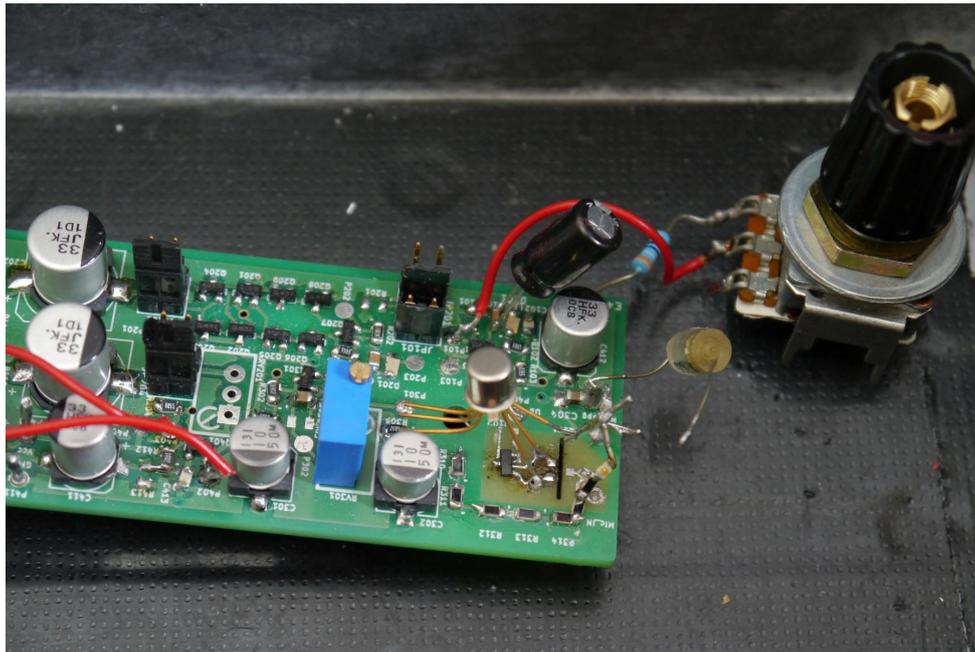


Abbildung 4.13.: Hochohmknoten in der Luft frei verdrahtet

Auffallend ist, dass die in Frage kommenden JFETs ihren optimalen Betriebspunkt im Bereich von 0,4mA Ruhestrom besitzen. Als Optimalbesetzung an dieser hochsensiblen Stelle der Schaltung erweisen sich die SMD Typen SST201[Sil03] und SMPJ202.[Int99] Selbst hochwertige JFETs im Metallgehäuse erreichen kein geringeres Rauschen.

Weiters zeigt sich, dass durch eine Steigerung der Kapazität deutliche Verbesserungen möglich sind und die Unterschiede zwischen den Bauteilen dann sehr gering ausfallen.

Fet	Ruhestrom	Ersatzkapazität	Rauschen A-bewertet	$U_{GS}$
PMBF 4393	0,25mA	3,3pF	$6,1\mu V_{rms}$	1,1V
PMBF 4393	0,5mA	3,3pF	$5,4\mu V_{rms}$	
PMBF 4393	1mA	3,3pF	$6,1\mu V_{rms}$	
PMBF 4393	2,5mA	3,3pF	$7,9\mu V_{rms}$	
PMBF 4393	0,6mA	3,3pF	$5,2\mu V_{rms}$	
PMBF 4393	0,6mA	13pF	$1,9\mu V_{rms}$	
MMBF 4392	0,25mA	3,3pF	$3,2\mu V_{rms}$	3,6V
MMBF 4392	0,5mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	
MMBF 4392	1mA	3,3pF	$3,4\mu V_{rms}$	
MMBF 4392	2,5mA	3,3pF	$20\mu V_{rms}$	
MMBF 4392	0,35mA	3,3pF	$2,9\mu V_{rms}$	
MMBF 4392	0,35mA	13pF	$1,0\mu V_{rms}$	
MMBF 4391	0,25mA	3,3pF	$3,7\mu V_{rms}$	6,7V
MMBF 4391	0,5mA	3,3pF	$3,1\mu V_{rms}$	
MMBF 4391	1mA	3,3pF	$4,5\mu V_{rms}$	
MMBF 4391	2,5mA	3,3pF	$14,4\mu V_{rms}$	
MMBF 4391	0,45mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	
MMBF 4391	0,45mA	13pF	$1,0\mu V_{rms}$	
SST201	0,25mA	3,3pF	$2,5\mu V_{rms}$	0,2V
SST201	0,5mA	3,3pF	$2,3\mu V_{rms}$	
SST201	0,75mA	3,3pF	$3,8\mu V_{rms}$	
SST201	0,4mA	3,3pF	$2,3\mu V_{rms}$	
SST201	0,4mA	13pF	$0,95\mu V_{rms}$	
SMPJ202	0,25mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	1,0V
SMPJ202	0,5mA	3,3pF	$2,3\mu V_{rms}$	
SMPJ202	1mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	
SMPJ202	2mA	3,3pF	$2,7\mu V_{rms}$	
SMPJ202	0,35mA	3,3pF	$2,3\mu V_{rms}$	
SMPJ202	0,35mA	13pF	$1,0\mu V_{rms}$	
BF861A	0,25mA	3,3pF	$3,7\mu V_{rms}$	1,4V
BF861A	0,5mA	3,3pF	$3,4\mu V_{rms}$	
BF861A	1mA	3,3pF	$3,5\mu V_{rms}$	
BF861A	2,5mA	3,3pF	$3,4\mu V_{rms}$	
BF861A	0,5mA	3,3pF	$3,4\mu V_{rms}$	
BF861A	0,5mA	13pF	$1,2\mu V_{rms}$	
BF861B	0,25mA	3,3pF	$3,4\mu V_{rms}$	1,9V
BF861B	0,5mA	3,3pF	$3,3\mu V_{rms}$	
BF861B	1mA	3,3pF	$3,5\mu V_{rms}$	
BF861B	2,5mA	3,3pF	$3,4\mu V_{rms}$	
BF861B	0,5mA	3,3pF	$3,3\mu V_{rms}$	
BF861B	0,5mA	13pF	$1,2\mu V_{rms}$	

Tabelle 4.2.: JFET Selektion SMD

Fet	Ruhestrom	Ersatzkapazität	Rauschen A-bewertet	$U_{GS}$
2N5459	0,25mA	3,3pF	$3,2\mu V_{rms}$	3,4V
2N5459	0,5mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	
2N5459	1mA	3,3pF	$5,8\mu V_{rms}$	
2N5459	2mA	3,3pF	$18\mu V_{rms}$	
2N5459	0,35mA	3,3pF	$2,8\mu V_{rms}$	
2N5459	0,35mA	13pF	$1,1\mu V_{rms}$	
2N5457	0,25mA	3,3pF	$3,5\mu V_{rms}$	1,3V
2N5457	0,5mA	3,3pF	$3,1\mu V_{rms}$	
2N5457	1mA	3,3pF	$4,2\mu V_{rms}$	
2N5457	1,7mA	3,3pF	$10\mu V_{rms}$	
2N5457	0,4mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	
2N5457	0,4mA	13pF	$1,0\mu V_{rms}$	
J210A	0,25mA	3,3pF	$3,4\mu V_{rms}$	1,4V
J210A	0,5mA	3,3pF	$2,7\mu V_{rms}$	
J210A	1mA	3,3pF	$2,8\mu V_{rms}$	
J210A	2,5mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	
J210A	0,7mA	3,3pF	$2,6\mu V_{rms}$	
J210A	0,7mA	13pF	$1,0\mu V_{rms}$	
J210	0,25mA	3,3pF	$3,0\mu V_{rms}$	1,4V
J210	0,5mA	3,3pF	$2,9\mu V_{rms}$	
J210	1mA	3,3pF	$3,3\mu V_{rms}$	
J210	2,5mA	3,3pF	$3,1\mu V_{rms}$	
J210	0,5mA	3,3pF	$2,9\mu V_{rms}$	
J210	0,5mA	13pF	$1,1\mu V_{rms}$	
J213	0,25mA	3,3pF	$3,5\mu V_{rms}$	2,6V
J213	0,5mA	3,3pF	$3,2\mu V_{rms}$	
J213	1mA	3,3pF	$3,5\mu V_{rms}$	
J213	2,5mA	3,3pF	$3,1\mu V_{rms}$	
J213	0,6mA	3,3pF	$3,2\mu V_{rms}$	
J213	0,6mA	13pF	$1,1\mu V_{rms}$	
2N3957	0,25mA	3,3pF	$2,9\mu V_{rms}$	1,4V
2N3957	0,5mA	3,3pF	$2,8\mu V_{rms}$	
2N3957	1mA	3,3pF	$4,9\mu V_{rms}$	
2N3957	0,4mA	3,3pF	$2,6\mu V_{rms}$	
2N3957	0,4mA	13pF	$1,1\mu V_{rms}$	
2N3819	0,25mA	3,3pF	$3,2\mu V_{rms}$	2,3V
2N3819	0,5mA	3,3pF	$2,8\mu V_{rms}$	
2N3819	1mA	3,3pF	$2,9\mu V_{rms}$	
2N3819	2,5mA	3,3pF	$2,8\mu V_{rms}$	
2N3819	0,5mA	3,3pF	$2,8\mu V_{rms}$	
2N3819	0,5mA	13pF	$1,0\mu V_{rms}$	

Tabelle 4.3.: JFET Selektion bedrahtet

### 4.2.2. Ausgangspuffer

Der Ausgangspuffer hat die Aufgabe, den relativ hohen Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers<sup>7</sup> deutlich herabzusetzen, ohne die Eigenschaften der Schaltung zu verschlechtern. Da nur begrenzt Ruhestrom zur Verfügung steht wird ein komplementärer Schaltungsaufbau eingesetzt. Weiters soll eine einfache Arbeitspunkteinstellung und eine Betriebsspannungsversorgung in weiten Grenzen möglich sein.

Für diese Anforderungen passt die zweistufige, komplementäre Kollektorschaltung hervorragend ([Tie02], Seite 396, Abbildung 4.111). Diese Baugruppe wird auch in CC<sup>8</sup> oder CV-Operationsverstärker<sup>9</sup> benutzt und ist somit Teil des sogenannten “Diamond Transistors“, der eine Anwendung des CC-Operationsverstärkers darstellt. Ausführliche Informationen zu dieser Schaltungsanwendung finden sich in [Tie02], Seite 565ff.

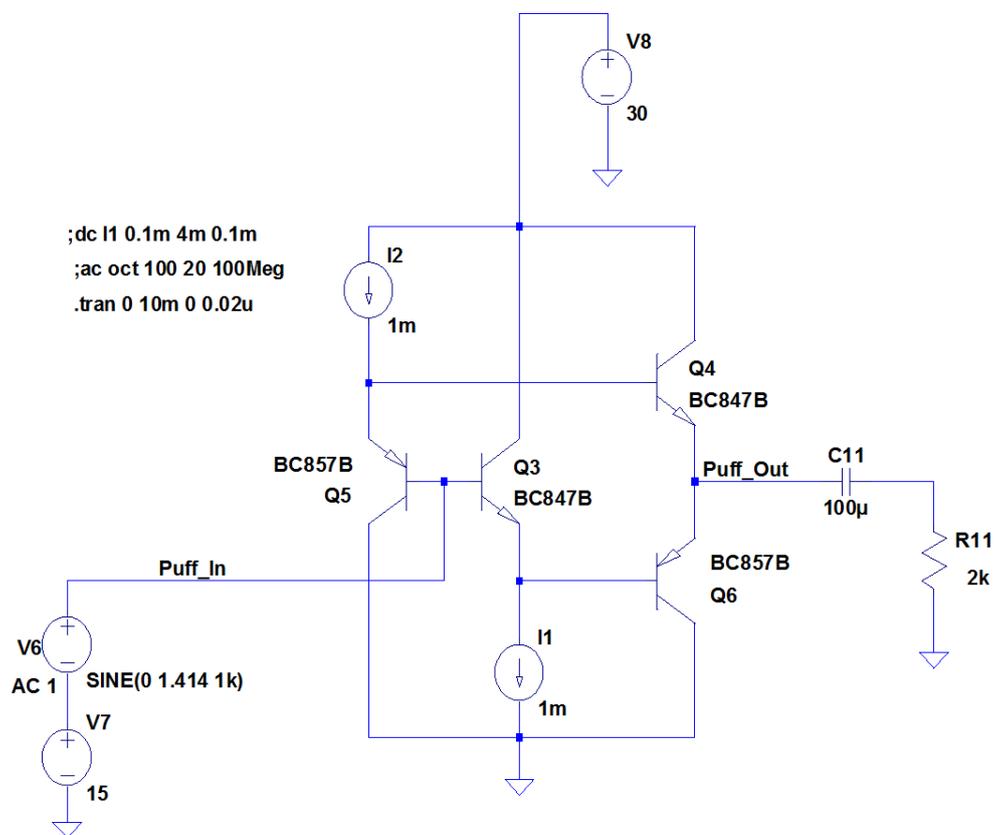


Abbildung 4.14.: Zweistufige, komplementäre Kollektorschaltung

In Abbildung 4.14 wird der Schaltungsaufbau der Simulation dieser Baugruppe dargestellt. Die Schaltung besteht aus einem hintereinander geschalteten Pärchen NPN und PNP Transistoren, welches durch ein komplementäres Paar ergänzt wird. Diese Transistoren sollen bezüglich ihrer Eigenschaften möglichst spiegelbildlich sein, um verzerrungsarmen Betrieb zu garantieren. Der Ruhestrom wird in der Simulation mittels idealer Konstantstromquellen erzeugt, die Schaltung

<sup>7</sup>Der Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers ist im unteren  $k\Omega$  Bereich, abhängig vom Ruhestrom und dem verwendeten JFET

<sup>8</sup>[Tie02], Seite 564, Abbildung 5.80

<sup>9</sup>[Tie02], Seite 556, Abbildung 5.75

wird mit 30V versorgt und der Arbeitspunkt auf 15V gelegt. Es wird nun das Verhalten über die Frequenz und die Linearität der Schaltung untersucht.

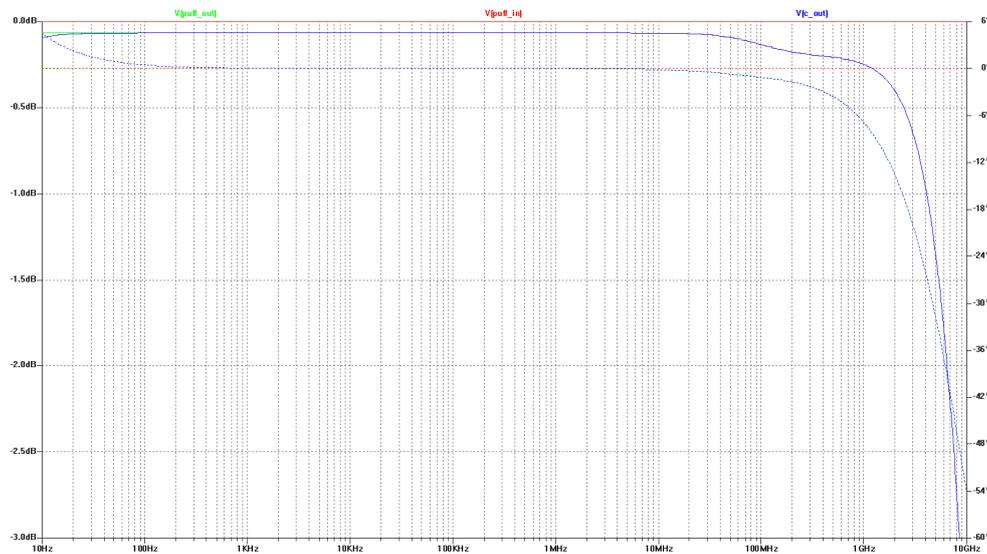


Abbildung 4.15.: Frequenzgang des Ausgangspuffers

Da die Pufferschaltung nur aus 2 Kollektorschaltungsstufen besteht ist das Verhalten sehr breitbandig, siehe Abbildung 4.15. Der -3dB Punkt findet sich bei 8,5GHz, im Audio Bereich sind also keinerlei Einschränkungen zu erwarten. Am unteren Ende des Frequenzbereichs erkennt man die geringe Dämpfung, die der Ausgangskoppelkondensator verursacht.

Für die Berechnung des Ausgangswiderstandes wurde die vertikale Auflösung stark vergrößert und bei  $1V_{rms}$  Eingangsspannung ergeben sich  $0,9925V_{rms}$  am Ausgang bei 1kHz (Abbildung 4.16). Mithilfe der Formel 4.10 kann der Ausgangswiderstand berechnet werden, welcher bei 1mA Ruhestrom pro Schaltungsweig und 3mA Stromverbrauch der Gesamtschaltung bei  $15\Omega$  liegt.<sup>10</sup>

$$R_i = \left( \frac{U_0}{U_L} - 1 \right) * R_L \quad (4.10)$$

Folgende Simulationsreihe überprüft das Klirrverhalten der Schaltung bei verschiedenen Ruhestromen. In Abbildung 4.17 sind die harmonischen Verzerrungen des Puffers bei 1kHz und  $1V_{rms}$  Eingangsspegel bei  $2k\Omega$  Last dargestellt.

Es zeigt sich eine dominierende k3 Komponente des Klirrs, eine niedrigere k2 und sehr kleine k4 und k5 Komponenten. Durch den komplementären Aufbau werden geradzahlige Klirrranteile bedämpft und ungeradzahlige dominieren. Bei steigendem Ruhestrom sinken die k3 und k5 Komponenten des Klirrs, da sich der Ausgangspuffer zunehmend in einem Class A Betrieb befindet und der Ruhestrom deutlich höher als der geforderte Signalstrom von  $0,5mA_{rms}$  ausfällt. Bei 5mA Ruhestrom (= 15mA Gesamtstrom) verschwinden die ungeradzahligen Komponenten beinahe vollständig, siehe Abbildung 4.18 und 4.19.

<sup>10</sup>  $R_i = \left( \frac{1V_{rms}}{0,9925V_{rms}} - 1 \right) * 2000\Omega = 15, 11\Omega$

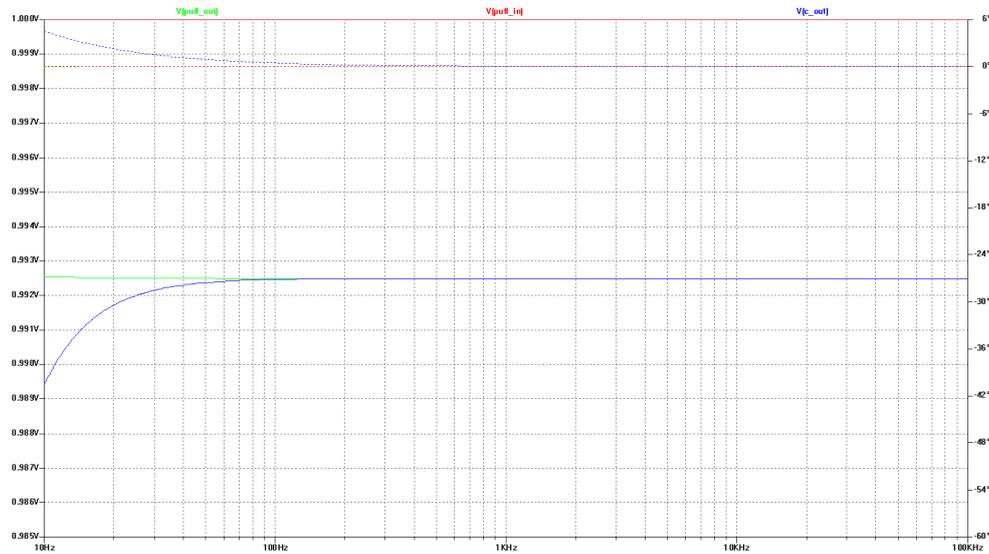


Abbildung 4.16.: Ausgangsspannung bei 2k Last

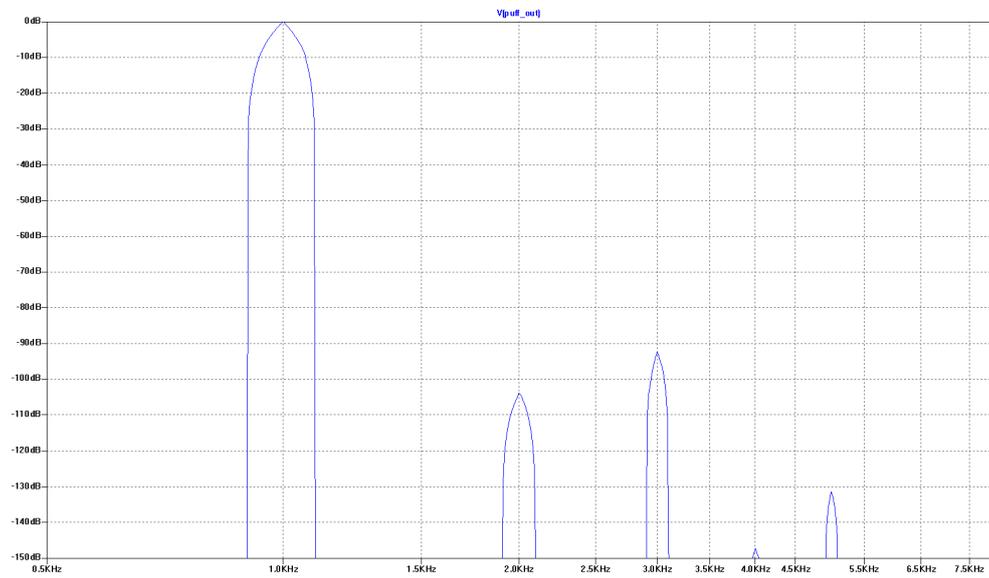


Abbildung 4.17.: 1mA Ruhestrom, harmonische Verzerrungen des Ausgangspuffers

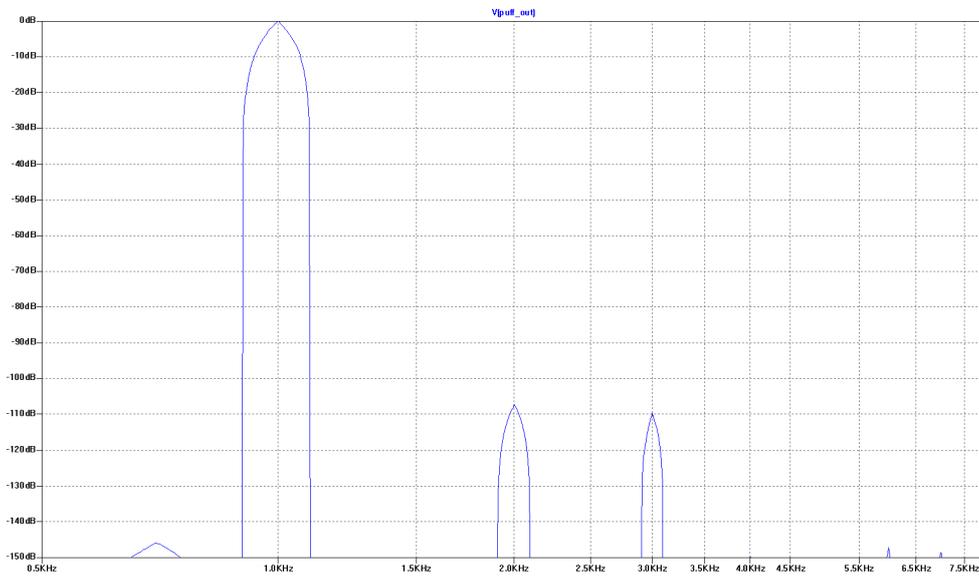


Abbildung 4.18.: 2mA Ruhestrom, harmonische Verzerrungen des Ausgangspuffers

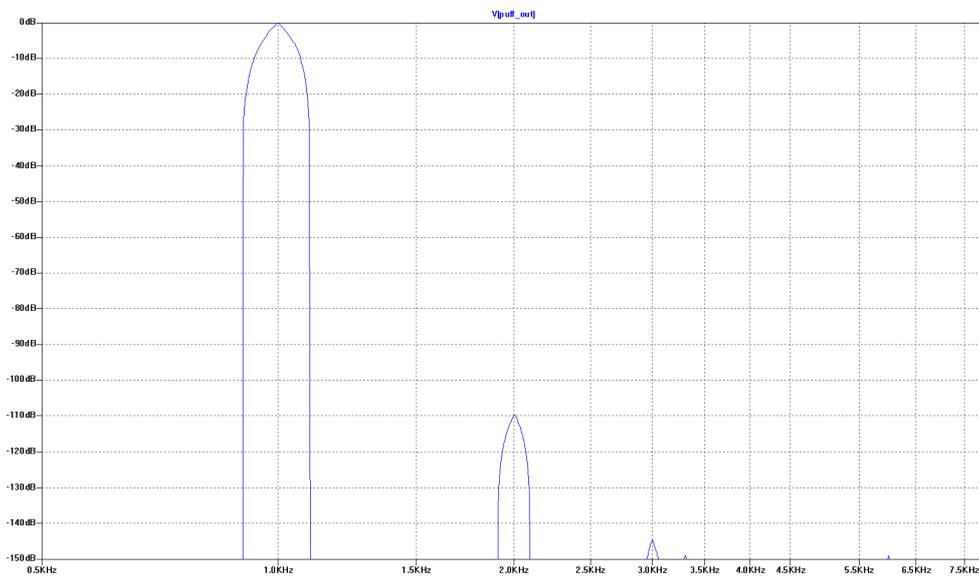


Abbildung 4.19.: 5mA Ruhestrom, harmonische Verzerrungen des Ausgangspuffers

Im Zuge der geplanten Miniaturisierung der Schaltung wurde die Eignung von Keramik Kondensatoren mit hohen Kapazitäts- sowie Spannungswerten als Koppelkondensatoren untersucht. In der SMD Bauform 1210 erreicht man Kapazitäten von  $10\mu\text{F}$  bei einer Spannungsfestigkeit von  $50\text{V}$ . Dafür muss jedoch das relativ niederwertige Material X7R benutzt werden, welches nicht nur temperaturabhängige Eigenschaften mit hohen Toleranzen aufweist, sondern auch sehr mikrofonieempfindlich ist und über den piezoelektrischen Effekt Störspannungen induzieren kann.<sup>11</sup>

Um die Größenordnung dieser Störung abschätzen zu können wurde ein sehr einfacher Versuch zum Vergleich der Mikrofonieeigenschaften eines  $22\mu\text{F}/50\text{V}$  SMD Elektrolyt Kondensators und eines  $10\mu\text{F}/50\text{V}$  Keramik Kondensators durchgeführt, welche als Koppelkondensatoren am Ausgang der Schaltung eingesetzt wurden. Als mechanischer "Impulsgeber" wurde ein Kugelschreiber benutzt, mit dem direkt auf das Bauteil mit gleichbleibender Stärke geklopft wurde. Auch wenn die Stärke der Erschütterung damit nicht definiert werden kann, konnten durchaus reproduzierbare Ergebnisse zwischen gleichen Kondensatortypen erzielt werden.

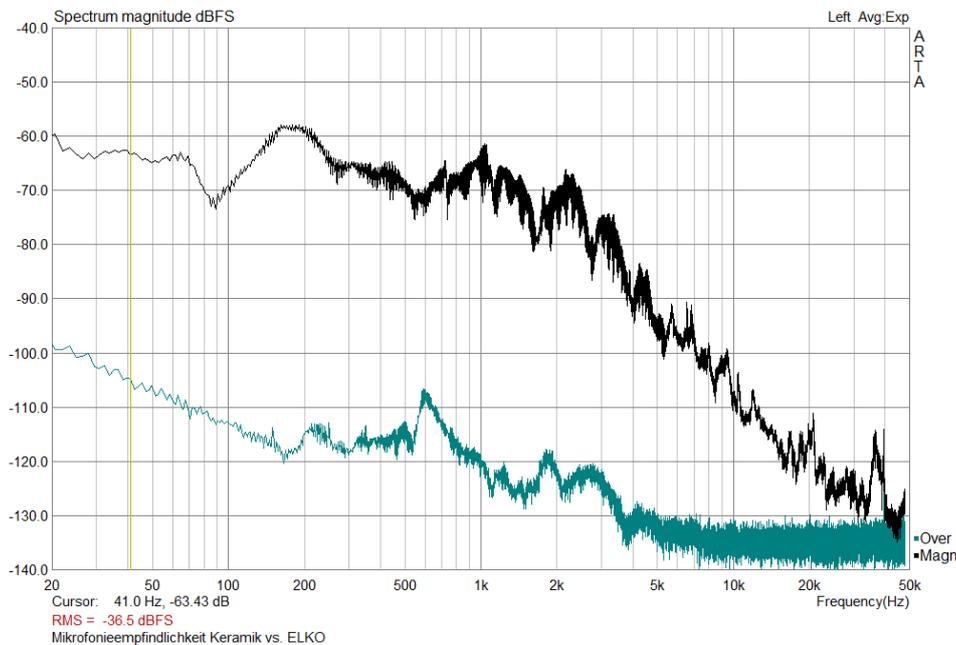


Abbildung 4.20.: Vergleich Mikrofonieempfindlichkeit Elko gegen Keramik Kondensator

In Abbildung 4.20 ist ein Vergleich der Störspektren zwischen Keramik Kondensator (schwarz) und Elko (cyan) dargestellt. Während der Elektrolyt Kondensator nur im Bereich 200Hz bis 5kHz Mikrofonieeffekte zeigt, die über dem Grundrauschen liegen, produziert der Keramik Kondensator bis zu 60dB stärkere Störungen über das gesamte Spektrum. Das bedeutet auch, dass bei mechanischer Erschütterung Störsignale bis zum 1000fachen des Grundrauschens induziert werden! Durch diese Schätzung der Mikrofonieeigenschaften kann natürlich keine tatsächliche Beeinflussung in der realen Anwendung nachgewiesen werden. Um mögliche Fehlerquellen im Voraus auszuschließen wird jedoch kein Keramik Kondensator an dieser Schaltungsposition eingesetzt.

<sup>11</sup>Anschauliche Informationen zum Thema Keramik Kondensator findet man auf Wikipedia, [Wik]

### 4.2.3. Die Spannungsversorgung der Schaltung

Durch die Phantom Power Versorgung der Schaltung ergibt sich eine Einschränkung auf wenige mA Stromverbrauch bei 20-30V Betriebsspannung. Jedoch hat die hochohmige Versorgung auch den Vorteil einer guten Störunterdrückung, was in diesem Kapitel genauer untersucht wird. Es wird eine Nachbildung der genormten P48 Phantomspeisung für Mikrofone benutzt ( $R_4$  bis  $R_7$  und Spannungsquelle  $V_3$ ) inklusive einer möglichen Störung über die Versorgungsleitung ( $V_5$  eingekoppelt über  $C_8$ ). Der Impedanzwandler wird mit Bootstrapschaltung und einer realen Stromquelle mit dem Transistor  $Q_1$  und der Led  $D_1$  als Spannungsreferenz bei 2,1mA Ruhestrom simuliert, siehe Abbildung 4.21. Dadurch kann sowohl die Wirksamkeit der Spannungsfilterung als auch das PSRR<sup>12</sup> des Impedanzwandlers abgeschätzt werden.

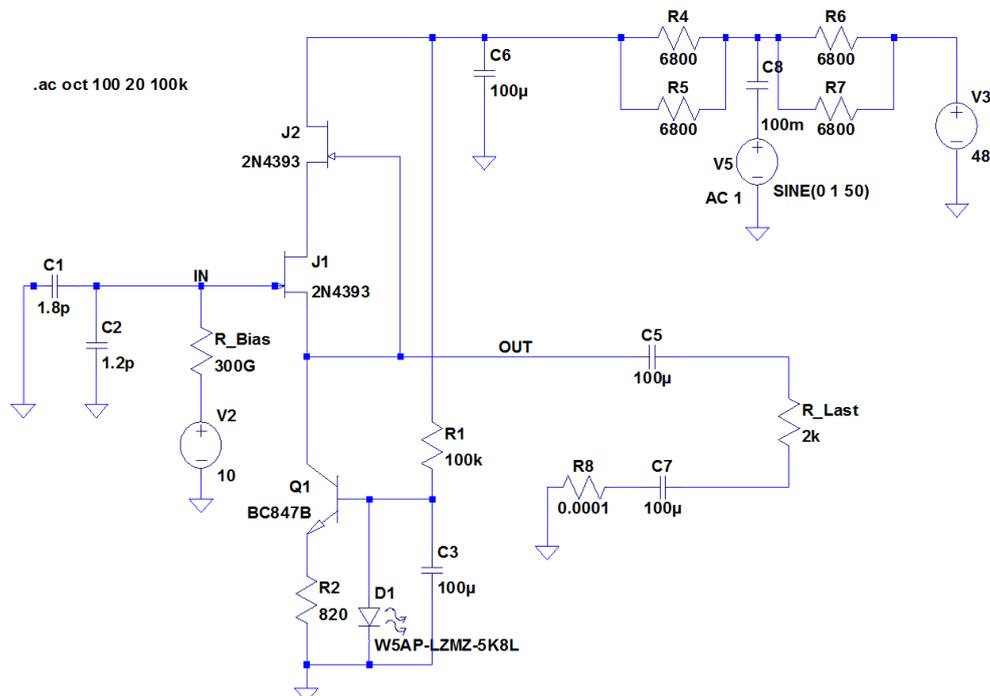


Abbildung 4.21.: Schaltung des Impedanzwandlers

Um die Störfestigkeit der Betriebsspannungsfilterung zu testen wird ein Störsignal von  $1V_{rms}$  von 20Hz bis 100kHz auf die Phantomspeisung aufgeprägt. Die grüne Kurve in Abbildung 4.22 zeigt die Stördämpfung durch das RC Glied des  $100\mu F$  Kondensator  $C_6$  und den Speisewiderständen der Phantom Power Versorgung. Über 1kHz erreicht der Aufbau bereits eine Dämpfung von  $>66dB$ , bei niedrigen Frequenzen jedoch deutlich weniger.

Durch die Bootstrap Beschaltung des Eingangsfets erreicht man auch in dieser Stufe eine breitbandige Dämpfung von  $60dB$ <sup>13</sup> (blaue Kurve), was bereits einer Gesamtdämpfung von  $126dB$  bei 1kHz entspricht.

<sup>12</sup>Power Supply Rejection Ratio - auf Deutsch der Versorgungsspannungsdurchgriff

<sup>13</sup>ein normaler Sourcefolger ohne Bootstrap erreicht an dieser Position 8dB PSRR

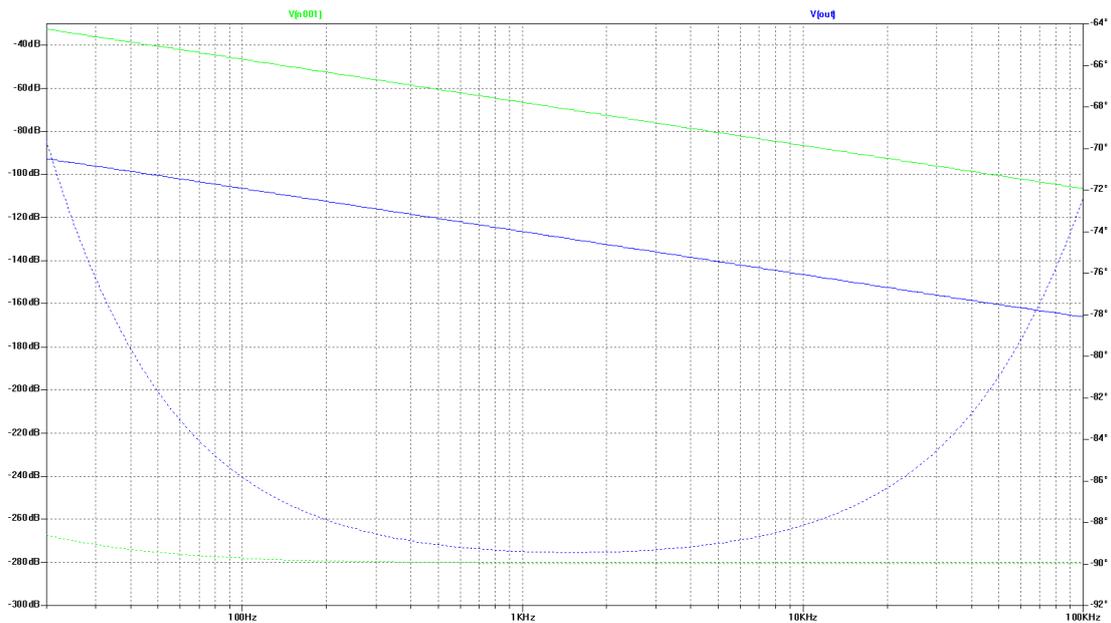


Abbildung 4.22.: PSRR des Impedanzwandlers

Weiters wurde eine verbesserte Filterung mittels großer Serienspule  $L_1$  mit hohem Innenwiderstand ( $120\Omega$ ) untersucht. Die Filterwirkung der Spule kommt erst bei höheren Frequenzen zu tragen, man erkennt jedoch das Filter 2. Ordnung - die Dämpfung steigt mit 40dB pro Dekade (blaue Kurve, Abbildung 4.24). Somit kann durch einfache Mittel eine signifikante Verbesserung erreicht werden.

Noch besser funktioniert die Filterung mittels Längstransistor (Schaltung Abbildung 4.25). Durch die hochohmigen Widerstände  $R_9$  und  $R_{10}$  kann  $C_6$  an der Basis von  $Q_2$  seine Wirkung voll entfalten und am Emitter liegt eine gefilterte Versorgungsspannung an. Mit dieser Variante erreicht man eine theoretische Gesamtdämpfung von -213dB bei 1kHz am Ausgang der Schaltung. Dafür muss man jedoch einige Volt Versorgungsspannung opfern, die am Längstransistor  $Q_2$  abfallen. Weiters werden in dieser Simulation ideale Kondensatoren ohne Innenwiderstände angenommen - in der Praxis werden diese hohen Dämpfungswerte nicht erreicht.



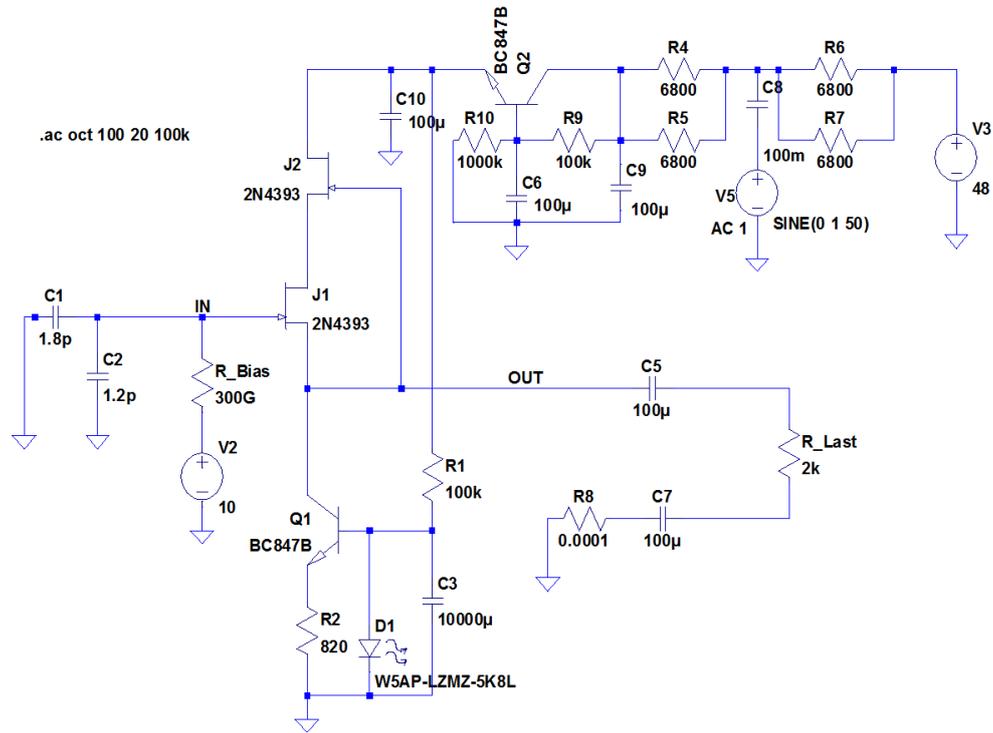


Abbildung 4.25.: Filterung der Versorgungsspannung mittels Transistor

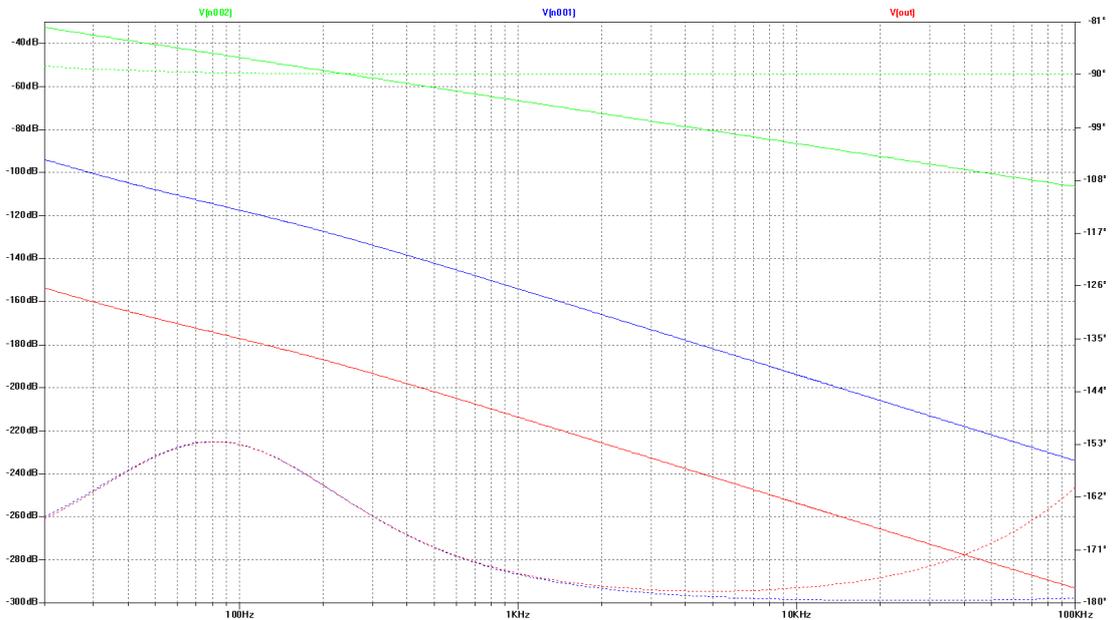


Abbildung 4.26.: Dämpfung der Transistorschaltung

## 4.3. Schaltungsbeschreibung und Realisierung

Dieses Kapitel stellt die einzelnen Schaltungsgruppen im Detail vor und zeigt den Aufbau und die Optimierung in der Praxis anhand von Messergebnissen. Weiters wird der Letztstand der Schaltung dokumentiert und beschrieben sowie ein Überblick über die erreichten, technischen Daten gegeben.

### 4.3.1. Messgeräte

Folgende Messgeräte wurden zur Charakterisierung der Schaltung benutzt. Nähere Informationen zum jeweiligen Messaufbau finden sich bei den entsprechenden Messungen.

- Audio Precision System Two 2322
- Audio Precision APx525
- Phantom Power Versorgung PAN 48.2
- Multimeter Agilent 34410A
- Multimeter MASTECH MS8218, True RMS, 4,5 Digit
- Oszilloskop OWON PDS 5022S, 25MHz, 100MS/s
- Interface RME Fireface UFX
- Messsoftware ARTA V1.7.1
- Computer HP ProBook 6540b

### Genereller Messaufbau

Wegen der hohen Eingangsimpedanz des Impedanzwandlers muss die Prototypenplatine in einer Schirmbox betrieben werden (Abbildung 4.27) und selbst damit ist ein völlig störungsfreier Aufbau nur schwer zu erreichen. Die Phantomspeisung der Elektronik hilft hierbei Masseschleifen zu vermeiden.

Bei Rauschmessungen unterdrückt die A-Bewertung geringe Störer bei 50Hz - es muss jedoch vor jedem Messdurchlauf der Messaufbau auf Störeinflüsse durch FFT Analyse oder Abhören des Messsignals geprüft werden.

### Rauschmessung mit dem Fireface UFX

Die 4 Mikrofonvorverstärker des Interfaces sind extrem rausch- und verzerrungsarm und weisen ein wesentlich geringeres Eingangsrauschen auf als die Eingänge eines Audio Precision oder B&K UPV Audio Analyzer. Daher werden diese Eingänge für Rauschmessungen an der Elektronik benutzt.

Um mit dem Fireface UFX<sup>14</sup> einen A-bewerteten Pegel darstellen zu können wird die Zusatzsoftware DIGICheck benutzt, welche als Ergänzung zu RME Audio Interfaces angeboten wird. Der Eingangspegel wird als RMS Wert in [-dBA+3] dargestellt was bedeutet, dass ein voll ausgesteuerter 1kHz Sinus als 0dBfs angezeigt wird und bei entsprechenden Signalen (Rechteck) auch mehr als

<sup>14</sup>ausführliche Beschreibung siehe Kapitel 5.1.2

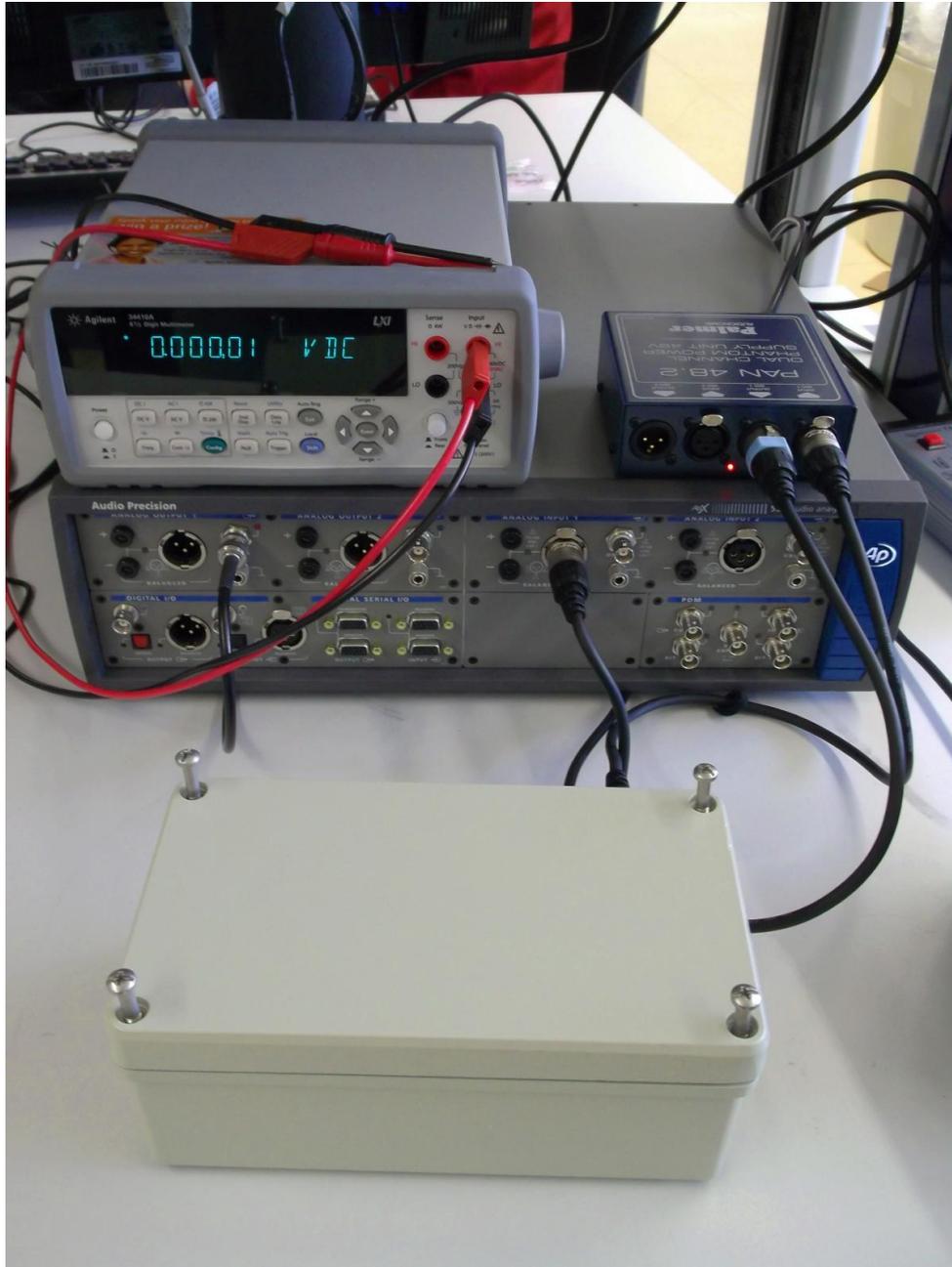


Abbildung 4.27.: Messaufbau für die Performancemessung der Elektronik

0dBfs angezeigt werden könnte. Zur Vollaussteuerung des Eingangs bei 0dB Eingangsverstärkung sind  $3,23V_{rms}$  notwendig, die Eingangsverstärkung kann auf  $\pm 0,3\text{dB}$  genau angegeben werden. Tabelle 4.4 wurde mit kurzgeschlossenem Eingang erstellt, um den optimalen Betriebspunkt einer Rauschmessung zu finden.

Verstärkung Mikrofonvorverstärker	Aussteuerung A-bewertet	umgerechneter Eingangspegel A-bewertet	Eingangspegel bezogen auf $3,23V_{rms}$
0dB	-114,5dBfs	-114,5dBfs	$6,1\mu V_{rms(A)}$
10dB	-115dBfs	-125dBfs	$1,8\mu V_{rms(A)}$
20dB	-115dBfs	-135dBfs	$0,57\mu V_{rms(A)}$
30dB	-113dBfs	-143dBfs	$0,23\mu V_{rms(A)}$
40dB	-105,5dBfs	-145,5dBfs	$0,17\mu V_{rms(A)}$
50dB	-95,4dBfs	-145,4dBfs	$0,17\mu V_{rms(A)}$
60dB	-85,2dBfs	-145,2dBfs	$0,18\mu V_{rms(A)}$
65dB	-80,5dBfs	-145,5dBfs	$0,17\mu V_{rms(A)}$

Tabelle 4.4.: Eigenrauschen RME Fireface UFX

Um das Eingangsrauschen bestimmen zu können wird der gemessene Wert um den Betrag der Vorverstärkung korrigiert, womit man das eigentliche Rauschen am Eingang in dB zur Vollaussteuerung bestimmt. Mit Hilfe der Formel 4.11 wird der Eingangspegel in dBfs auf die Maximalaussteuerung von 0dBfs bei  $3,23V_{rms}$  referenziert und man erhält wieder den adäquaten Spannungswert des Eingangsrauschens.

Bis 30dB Verstärkung des Mikrofonvorverstärkers dominiert das Rauschen des A/D Wandlers, ab 40dB misst man das sehr geringe Eigenrauschen des Vorverstärkers. Als Vergleich, ein Audio Precision System two cascade erreicht  $0,9\mu V_{rms(A)}$  bei kurzgeschlossenem Eingang. Somit kann mit Sicherheit gesagt werden, dass bei Verstärkungen ab 40dB das Eigenrauschen des Interfaces für unsere Messungen keine Rolle mehr spielt.

$$U_{rausch} = U_{fs} * 10^{\frac{Input[dBfs]-A}{20}} = 3,23V_{rms} * 10^{\frac{Input[dBfs]-40dB}{20}} \quad (4.11)$$

### 4.3.2. Messungen am Ausgangspuffer

Gemessen wurde der Schaltungsaufbau laut Abbildung 4.28. Der Arbeitspunkt wird mittels 2er 100k $\Omega$  Widerstände auf  $\frac{U_b}{2}$  gelegt und das Messsignal per 10 $\mu\text{F}$  Elko eingekoppelt. Als Analyser dient ein Audio Precision APx525 mit 20 $\Omega$  Innenwiderstand am unsymmetrischem Ausgang und 200k $\Omega$  Eingangswiderstand am symmetrischen Eingang.

### Frequenzverhalten des Ausgangspuffers

Der Frequenzgang des Ausgangspuffers wird ohne zusätzliche Last, mit 2,2k $\Omega$  und 600 $\Omega$  Last am Ausgang im Frequenzbereich von 10Hz bis 80kHz gemessen, siehe Abbildung 4.29. Durch den Aufbau des Puffers ohne spannungsverstärkendes Element wird eine sehr breitbandige Übertragung erreicht, bei 80kHz ist noch kein Pegelabfall zu erkennen (siehe Kapitel 4.2.2). Bei 600 $\Omega$  Last

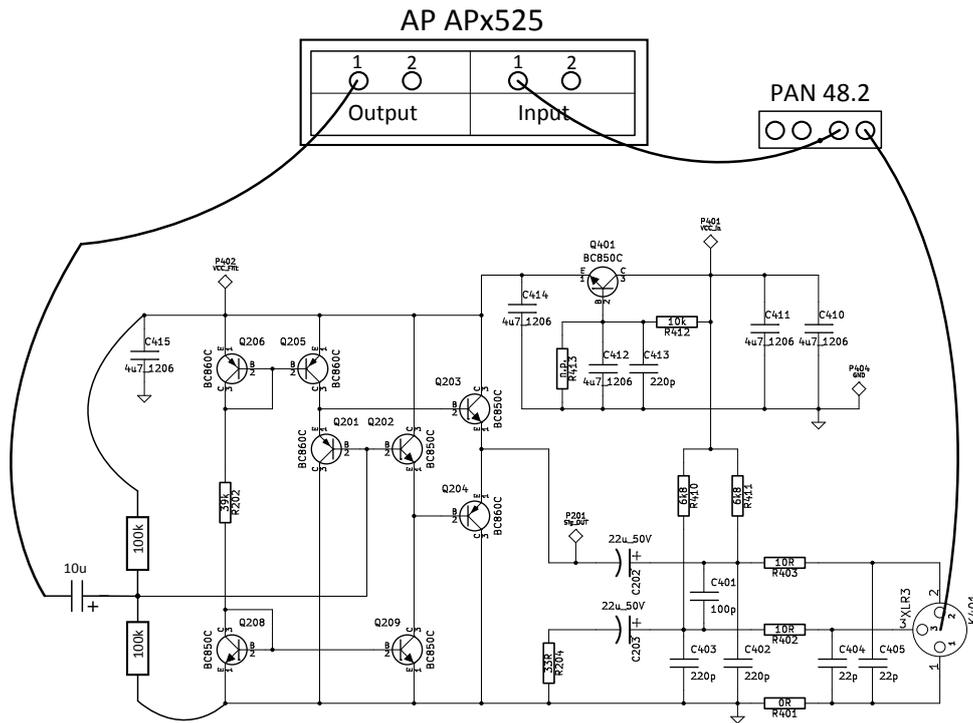


Abbildung 4.28.: Schaltungsaufbau für Messungen am Impedanzwandler

ist bei tiefen Frequenzen die Dämpfung durch die Koppelkondensatoren der Schaltung und des Phantom Power Speisegerätes zu erkennen.

Durch die Verringerung des Ausgangspegels unter Last kann der Ausgangswiderstand der Schaltung berechnet werden. Die Widerstandsverhältnisse des symmetrischen Schaltungsaufbaus sind jedoch nicht ideal und mit der Standardformel<sup>15</sup> und der Vernachlässigung der Schutzwiderstände kommt man zu keinem realistischen Ergebnis. Daher werden die Impedanzen der Ausgangsschaltung genauer untersucht.

<sup>15</sup>  $R_i = \frac{U_0}{U_L * R_L} - R_L$

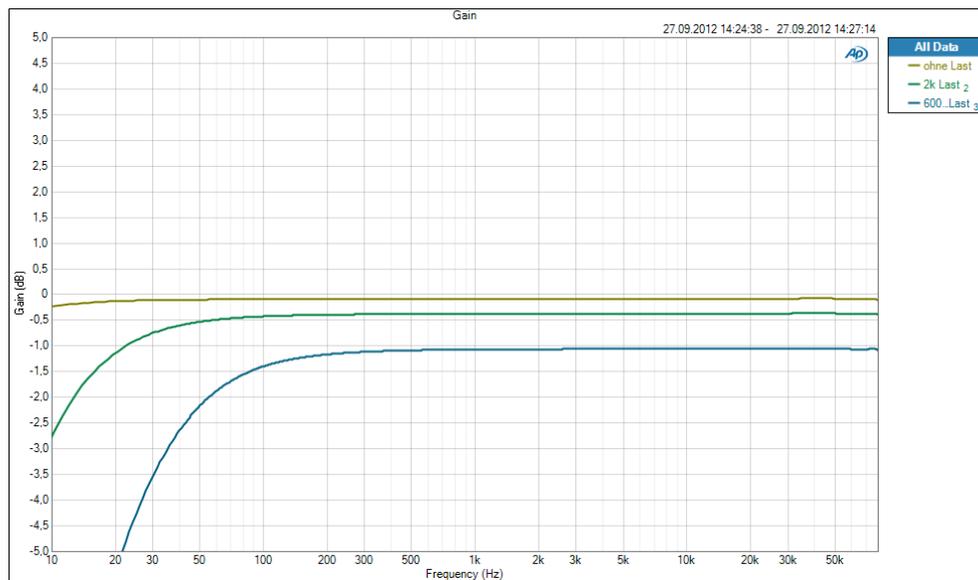


Abbildung 4.29.: Frequenzgang Ausgangspuffer unter Last

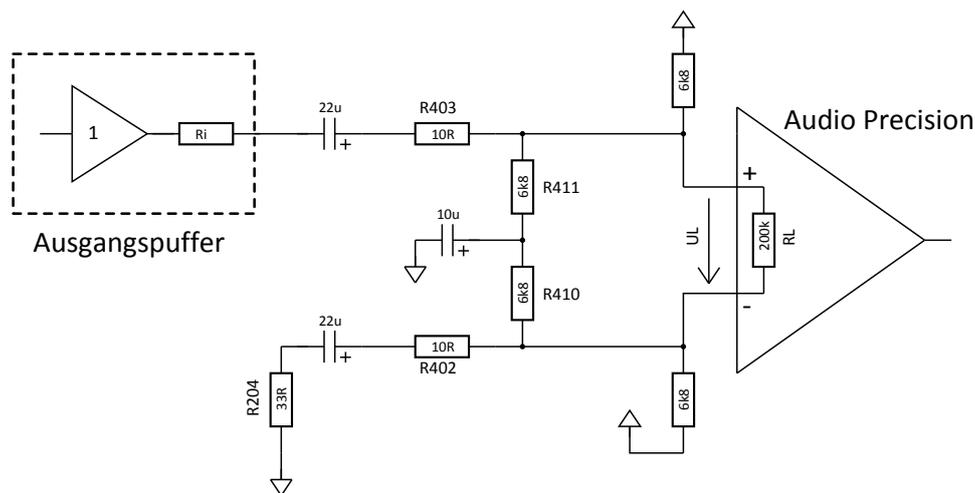


Abbildung 4.30.: Widerstandsverhältnisse am Ausgangspuffer

Der Ausgangspuffer wird in Abbildung 4.30 als Puffer mit der Verstärkung 1 und dem Ausgangswiderstand  $R_i$  dargestellt. Dieser  $R_i$  soll mit folgenden Berechnungen gefunden werden.

$R_{403}$  und  $R_{402}$  sind Kurzschlusschutzwiderstände am Ausgang der Schaltung, um den Entladestrom der großen Ausgangselkos im Kurzschlussfall zu begrenzen.  $R_{204}$  spiegelt den Innenwiderstand des Ausgangspuffers für den quasi symmetrischen Ausgang der Schaltung und wird für die Messung vorerst mit  $33\Omega$  angenommen.  $R_{410}$  und  $R_{411}$  koppeln die Betriebsspannung der Schaltung aus, die gleichen Widerstände finden sich im Phantom Power Speisegerät. Und schlussendlich fällt am Innenwiderstand des Messgerätes die Messspannung  $U_L$  ab, welche bei  $1\text{kHz}$  und  $1V_{rms}$  Eingangssignal gemessen wurde. Da der verwendete Audio Precision einen hochgenauen Generator besitzt kann diese Spannung exakt gemessen werden, was für die folgende Rechnung wichtig ist, da selbst kleine Fehler das Ergebnis stark beeinflussen (Tabelle 4.5).

$R_L$	$U_L$
200k $\Omega$	0,990V <sub>rms</sub>
2,2k $\Omega$	0,957V <sub>rms</sub>
600 $\Omega$	0,882V <sub>rms</sub>

Tabelle 4.5.: Ausgangsspannung des Ausgangspuffers unter Last

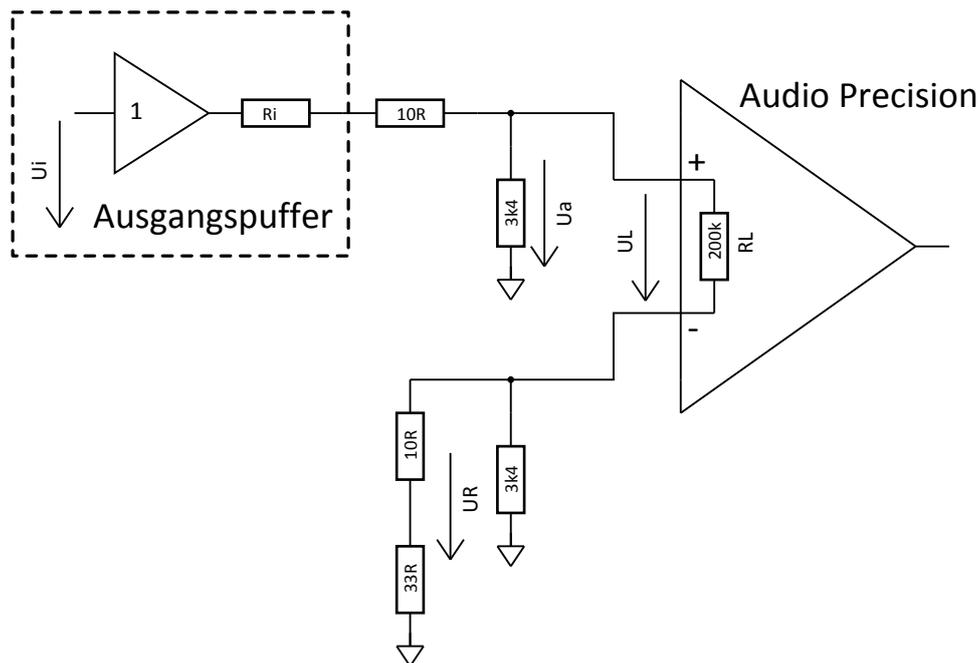


Abbildung 4.31.: Kleinsignal Ersatzschaltbild des Schaltungsausgangs

Um das Verhältnis der gemessenen Spannung zur Eingangsspannung richtig darzustellen wird ein Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Schaltungsaufbaus dargestellt, Abbildung 4.31.

Die Widerstände der Phantomspeisung können zu einem 3,4k $\Omega$  Widerstand zusammengefasst werden und die Widerstandsgruppe, an der  $U_R$  abfällt, kann ebenfalls mit einem einzelnen Widerstand mit 42,46 $\Omega$  ersetzt werden.  $R_i$  wird mit dem 10 $\Omega$  Schutzwiderstand zusammengelegt und bildet  $R_{i+10}$ . Weiters gilt  $U_a = U_L + U_R$ . Wenn man nun die Widerstände, an denen  $U_a$  abfällt, zu einem Gesamtwiderstand von

$$R_a = (R_L + 42,46\Omega) \parallel 3,4k\Omega \quad (4.12)$$

zusammenfasst kann folgende Gleichung aufgestellt werden:

$$\frac{U_a}{R_a} = \frac{U_i}{R_{i+10} + R_a} \quad (4.13)$$

$U_a$  muss nun durch  $U_L$  bestimmt werden:

$$\begin{aligned}\frac{U_L}{R_L} &= \frac{U_a}{R_L + 42,46\Omega} \\ U_a &= U_L * \frac{R_L + 42,46\Omega}{R_L}\end{aligned}\quad (4.14)$$

Durch Umformen von Gleichung 4.13 und Einsetzen von 4.14 ergibt sich die Gleichung für den Innenwiderstand  $R_{i+10}$ :

$$\begin{aligned}R_{i+10} + R_a &= \frac{U_i}{U_a} * R_a \\ R_{i+10} &= \frac{U_i}{U_L} * \frac{R_L}{R_L + 42,46\Omega} * R_a - R_a \\ R_{i+10} &= \left( \frac{U_i}{U_L} * \frac{R_L}{R_L + 42,46\Omega} - 1 \right) * R_a\end{aligned}\quad (4.15)$$

Mit Einsetzen von  $R_a$  aus Gleichung 4.12 und trennen von  $R_i$  und dem  $10\Omega$  Widerstand kann man den Innenwiderstand der Schaltung berechnen.

$$R_i = \left( \frac{U_i}{U_L} * \frac{R_L}{R_L + 42,46\Omega} - 1 \right) * \frac{(R_L + 42,46\Omega) * 3,4k\Omega}{R_L + 3442,5\Omega} - 10\Omega \quad (4.16)$$

Dieser Ausdruck kann einfach in einer Tabellenkalkulation berechnet werden, die Ergebnisse sind in Tabelle 4.6 dargestellt. Die Verstärkung des Ausgangspuffers ohne Last kann mit hinreichender Genauigkeit mit 1,0 angenommen werden. Und der  $2,2k\Omega$  Lastwiderstand liegt parallel zu den internen  $200k\Omega$  Eingangswiderstand des Messgerätes und muss für die Berechnung korrigiert werden.

$U_i$ $V_{rms}$	$R_L$ $k\Omega$	$U_L$ $V_{rms}$	$R_i$ $\Omega$
1	200	0,990	23,05
1	2,176	0,957	23,45
1	0,60	0,882	21,77

Tabelle 4.6.: Berechnung des Ausgangswiderstands des Ausgangspuffers

Der Ausgangswiderstand wird durch diese Kalkulation auf  $23\Omega$  bestimmt und daher der Widerstand  $R_{204}$  auf den nächstliegenden Wert von  $22\Omega$  geändert.

Diese Berechnungen sind auf exakte Messwerte angewiesen - wird der Wert der Ausgangsspannung  $U_L$  bei  $600\Omega$  Lastwiderstand auf  $0,880V_{rms}$  korrigiert (Fehler von  $0,2\%$ ) ändert sich der berechnete Wert des Innenwiderstandes bereits auf  $23,07\Omega$  (Fehler von  $6\%$ ). Daher kann die Übereinstimmung dieser Kalkulation als sehr gut angesehen werden.

Um die Ausdrücke zu vereinfachen wurde mit den fixen Widerstandswerten der Schaltung gerechnet. Der Vollständigkeit halber wird hier die analytische Formel mit den Widerstandsbezeichnungen von Abbildung 4.30 angegeben:

$$R_i = \left( \frac{U_i}{U_L} * \frac{R_L}{R_L + \frac{(R_{204}+R_{402}) * \frac{R_{410} * R_{P2}}{R_{410} + R_{P2}}}{(R_{204}+R_{402}) + \frac{R_{410} * R_{P2}}{R_{410} + R_{P2}}} - 1 \right) * \frac{\left( R_L + \frac{(R_{204}+R_{402}) * \frac{R_{410} * R_{P2}}{R_{410} + R_{P2}}}{(R_{204}+R_{402}) + \frac{R_{410} * R_{P2}}{R_{410} + R_{P2}}} \right) * \frac{R_{411} * R_{P1}}{R_{411} + R_{P1}}}{R_L + \frac{(R_{204}+R_{402}) * \frac{R_{410} * R_{P2}}{R_{410} + R_{P2}}}{(R_{204}+R_{402}) + \frac{R_{410} * R_{P2}}{R_{410} + R_{P2}}} + \frac{R_{411} * R_{P1}}{R_{411} + R_{P1}}} - R_{403} \quad (4.17)$$

In Abbildung 4.32 wird das Klirrverhalten des Ausgangspuffers über Frequenz und Last untersucht. Auch hier zeigt sich ein absolut lineares Verhalten über die Frequenz, der Klirr steigt mit sinkendem Lastwiderstand. Der abrupte Abfall der Kurve über 30kHz ist durch die Messgrenze von 90kHz und der dominierenden 3. Oberwelle bedingt.

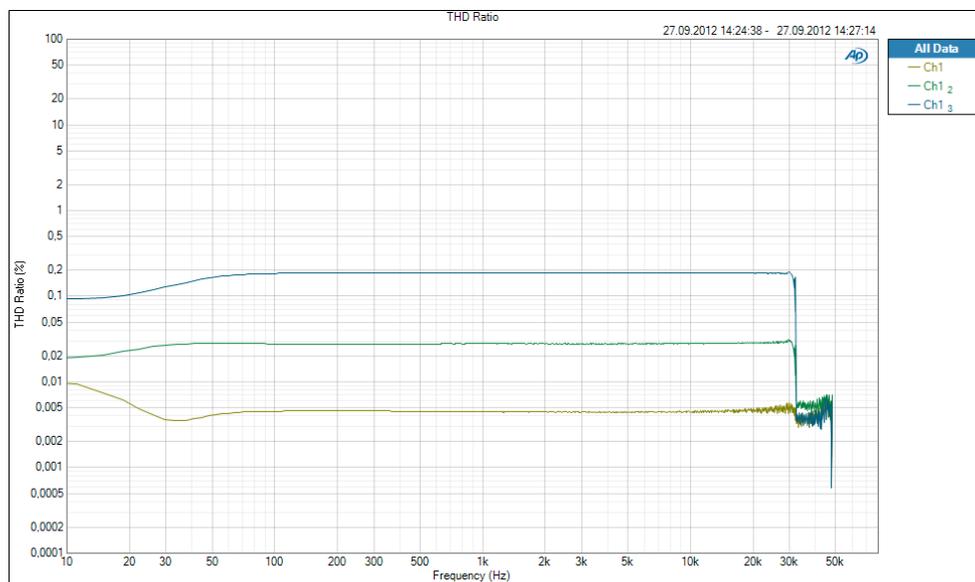


Abbildung 4.32.: THD+N des Ausgangspuffers über die Frequenz

### Maximale Aussteuerung abhängig vom Ruhestrom

Um die Aussteuerbarkeit der Schaltung zu optimieren wurden die harmonischen Verzerrungen THD+N der Ausgangsschaltung bei hochohmigem Eingang und mit 2,2kΩ Last bei variierendem Ruhestrompegel gemessen. Da eine Erhöhung des Ruhestroms mit dem Sinken der Versorgungsspannung einhergeht gibt es einen optimalen Betriebspunkt, der durch diese Messreihe gefunden wurde.

Der JFET Impedanzwandler verbraucht zusätzlich 0,4mA Ruhestrom, die Vorspannung des MEMS 0,1mA und durch die beiden Arbeitspunktwidestände fließen, abhängig von der veränderlichen Betriebsspannung, ungefähr 0,1mA. Die Gesamtschaltung verbraucht also 0,6mA zusätzlich zum hier angegebenen Ruhestrom durch den Ausgangspuffer.

Mittels R202 wird der Strom durch den Stromspiegel eingestellt (Q205 bis Q209) und damit auch der Strom durch die Ausgangstransistoren. Gemessen wurde bei 1kHz.

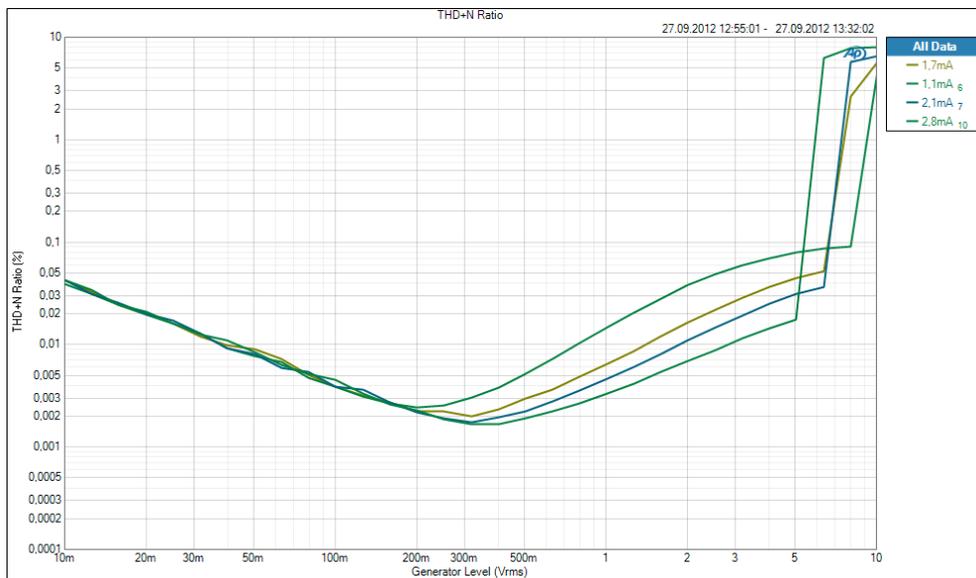


Abbildung 4.33.: THD+N des Ausgangspuffers bei unterschiedlichem Ruhestrom

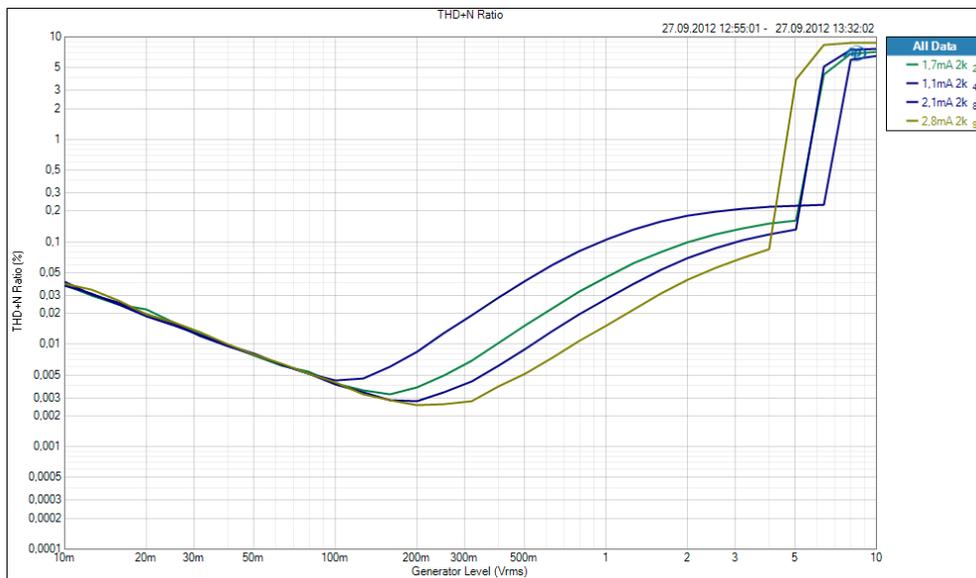


Abbildung 4.34.: THD+N des Ausgangspuffers unter Last

$I_R$ mA	$U_b$ V	Ausgangspegel bei 1% THD+N, ohne Last $V_{rms}$	THD+N 1kHz ohne Last %	Ausgangspegel bei 1% THD+N, 2,2k $\Omega$ Last $V_{rms}$	THD+N 1kHz 2,2k $\Omega$ Last %
1,1	29,7	9,1	0,015	7,0	0,11
1,7	24,9	7,5	0,006	5,6	0,048
2,1	21,7	7,3	0,0045	5,6	0,028
2,8	16,7	6,0	0,0023	4,6	0,015

Tabelle 4.7.: Klirr Ausgangspuffer über Ausgangspegel

In Tabelle 4.7 sind die Ergebnisse der Messungen zusammengefasst. Es zeigt sich, dass bei höherem Ruhestrom der Klirr im linearen Übertragungsbereich sinkt - durch die niedrigere Versorgungsspannung des Verstärkers wird der Punkt, an dem Clipping auftritt, jedoch früher erreicht. Für maximale Aussteuerbarkeit an der 1% THD+N Grenze muss ein geringer Ruhestrom gewählt werden, für hohe Linearität im Übertragungsbereich ein möglichst hoher.

Da  $5V_{rms}$  Aussteuerbarkeit für diese Anwendung ausreichen wird ein Ruhestrom von 2,1mA gewählt. Dadurch bleibt der Klirr bei unbelastetem Verstärker im Arbeitsbereich bis  $2V_{rms}$  unter 0,01% und ist für unsere Messungen vernachlässigbar (Abbildung 4.35).

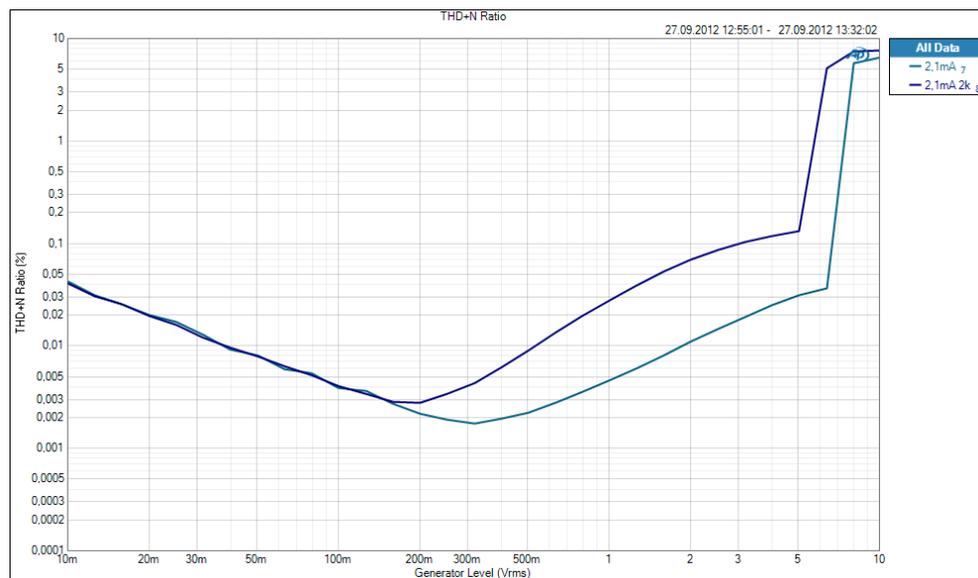


Abbildung 4.35.: THD+N des Ausgangspuffers bei 2,1mA, mit und ohne Last

### Rauschen des Ausgangspuffer

Da das Rauschen des Ausgangspuffers in der Größenordnung des Eingangsrauschens des Audio Precision APx525 liegt, muss für diese Analyse das Audio Interface RME Fireface UFX benutzt werden. Der  $10\mu\text{F}$  Elko am Eingang der Schaltung wird dafür auf Masse geschalten und die Elektronik mit Phantom Power vom Interface versorgt.

Das Eigenrauschen des Ausgangspuffers liegt bei  $0,65\mu V_{rms(A)}$  und  $1,5\mu V_{rms}$  unbewertet und damit weit unterhalb des Impedanzwandlers.

### 4.3.3. Messungen am Impedanzwandler

Der Impedanzwandler besitzt durch den geringen Ruhestrom einen hohen Ausgangswiderstand und der Eingang des Audio Precision mit 200k $\Omega$  zeigt bereits signifikante Einflüsse. Daher werden die Messungen mit nachgeschaltetem Ausgangspuffer durchgeführt, da dieser bessere Eigenschaften als der hochohmige Impedanzwandler aufweist. Gleichzeitig misst und spezifiziert man somit die Gesamtschaltung.

Das Messsignal wird vom unsymmetrischen Ausgang des Audio Precision APx525 mittels 3,3pF Ersatzkapazität zur Simulation des MEMS an den hochohmigen Schaltungsknoten eingekoppelt. Als Bezugspotential wird die Vorspannung der MEMS Kapsel benutzt, um etwaige Einflüsse korrekt abzubilden. Mittels 33 $\mu$ F Elko wird die Masse des Messgerätes an diesen Schaltungsknoten gekoppelt, siehe Abbildung 4.36

Der Impedanzwandler wird über das Phantom Power Speisegerät Palmer PAN 48,2 versorgt und am symmetrischen Eingang des Audio Precision ausgewertet.

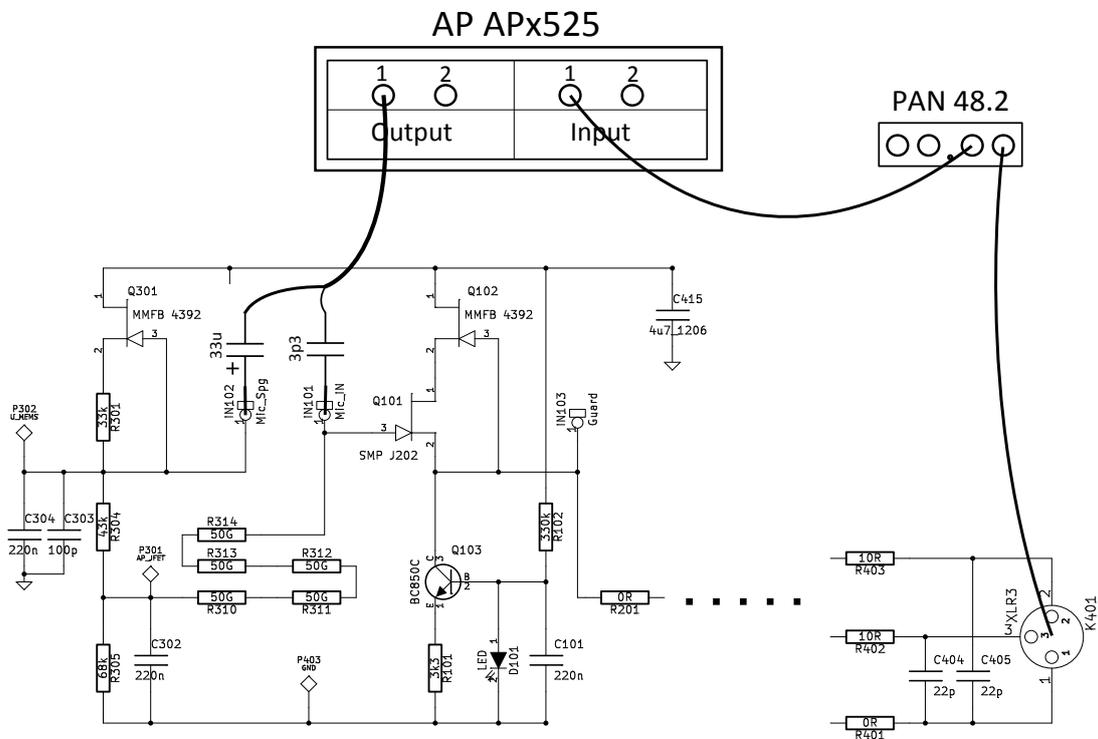


Abbildung 4.36.: Messaufbau des Impedanzwandlers

#### Frequenzverhalten des Impedanzwandlers

Die obere Kurve in Abbildung 4.37 ist der Frequenzgang des Ausgangspuffers, der zu tiefen Frequenzen hin etwas abfällt. Der Impedanzwandler besitzt eine untere Grenzfrequenz im Bereich von 0,2Hz, daher ist bei 10Hz kein Einfluss erkennbar (dunkelgrüne Kurve). Die Dämpfung der Eingangsstufe bei einer Ersatzkapazität von 3,3pF beträgt 0,6dB, was durch die parasitäre Kapazität des Aufbaus verursacht wird - siehe Kapitel 4.3.3. Der Impedanzwandler zeichnet sich ebenfalls durch ein sehr breitbandiges Verhalten aus, seine obere Grenzfrequenz kann mit dem Audio Precision APx525 nicht bestimmt werden.

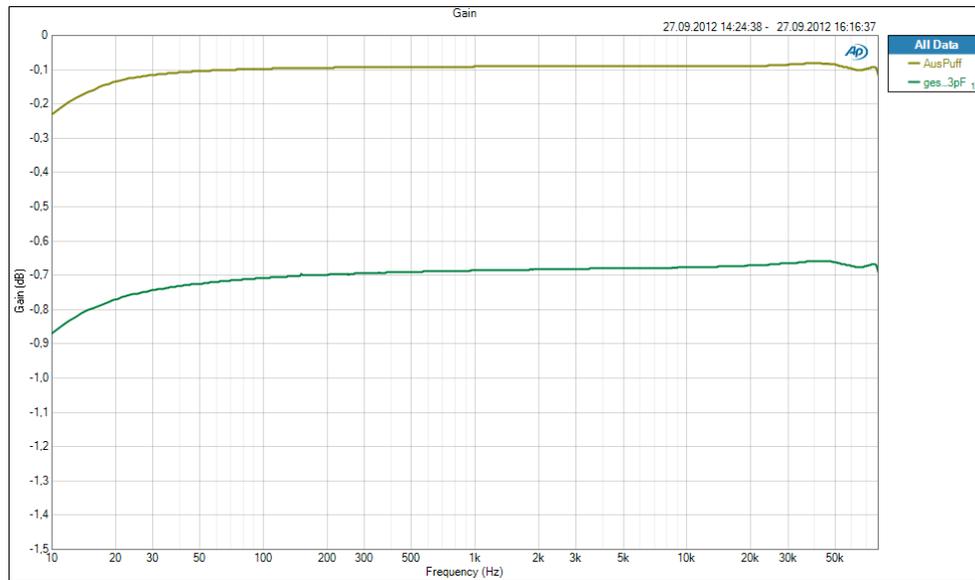


Abbildung 4.37.: Frequenzgang und Eingangsdämpfung des Impedanzwandlers

### Streukapazität des Aufbaus

Um die Dämpfung des Eingangs bei unterschiedlichen Koppelkapazitäten zu untersuchen wurden 3 Messungen durchgeführt (Abbildung 4.38) und die jeweils resultierenden Streukapazitäten mit Hilfe der Formel 4.18<sup>16</sup> berechnet.

$$C_{Streu} = C_E * (10^{\frac{A}{20}} - 1) \quad (4.18)$$

In Tabelle 4.8 wurden die Ergebnisse zusammengefasst. Die Eingangskapazität der Schaltung liegt sehr gut reproduzierbar bei ca. 0,25pF.

Ersatzkapazität pF	Dämpfung dB	berechnete Streukapazität pF
3,3	0,6	0,24
6,8	0,29	0,23
100	0	-

Tabelle 4.8.: Überprüfung der Streukapazität

<sup>16</sup>Umformung von Formel 4.3

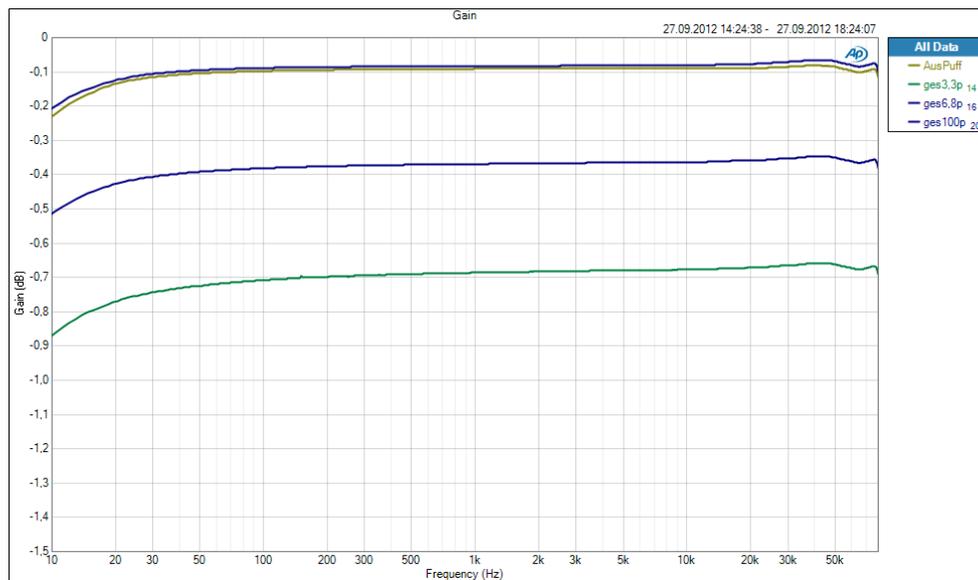


Abbildung 4.38.: Eingangsdämpfung des Impedanzwandlers bei verschiedenen Koppelkapazitäten

### Maximale Aussteuerung abhängig vom Arbeitspunkt

Die Aussteuerbarkeit des Impedanzwandlers hängt vom Arbeitspunkt ab und um das Optimum auszuloten wurde eine kurze Messreihe durchgeführt. Die Versorgungsspannung der Schaltung liegt bei 22,8V, gemessen wurde die Gleichspannung am Ausgang der Schaltungsstufe, als an Source von  $Q_{101}$  und dem Pin "Guard".

Arbeitspunkt P302 $V_{DC}$	JFET Source Spannung $V_{DC}$	Aussteuerung 1% Klirr $V_{eff}$
13,8	15,0	3,4
9,7	10,8	6,3
8,1	9,2	6,4
5,6	6,7	4,7

Tabelle 4.9.: Aussteuerbarkeit des Impedanzwandlers

In Tabelle 4.9 sind die Ergebnisse von Grafik 4.39 zusammengefasst. Optimale Aussteuerbarkeit wird etwas unter  $\frac{U_B}{2}$  erreicht, da durch die Bootstrap Schaltung mit  $Q_{102}$  ca. 3V Betriebsspannung verloren gehen.

### Rauschen des Impedanzwandlers

Für die Rauschmessung am Impedanzwandler wird der Eingang kurzgeschlossen und somit der 3,3pF Kondensator über den 33 $\mu$ F ELKO gegen den Bias Punkt des MEMS geschaltet. Ein konventioneller Aufbau mit aufgelöteten SMD Bauteilen erreicht so ein Rauschen von  $2,8\mu V_{eff(A)}$ . Dieser Wert lässt sich durch einen frei fliegenden Aufbau des hochohmigen Knotens auf  $2,3\mu V_{eff(A)}$  verbessern. Da ein solcher Aufbau jedoch sehr filigran und schlecht reproduzierbar ist, wird der

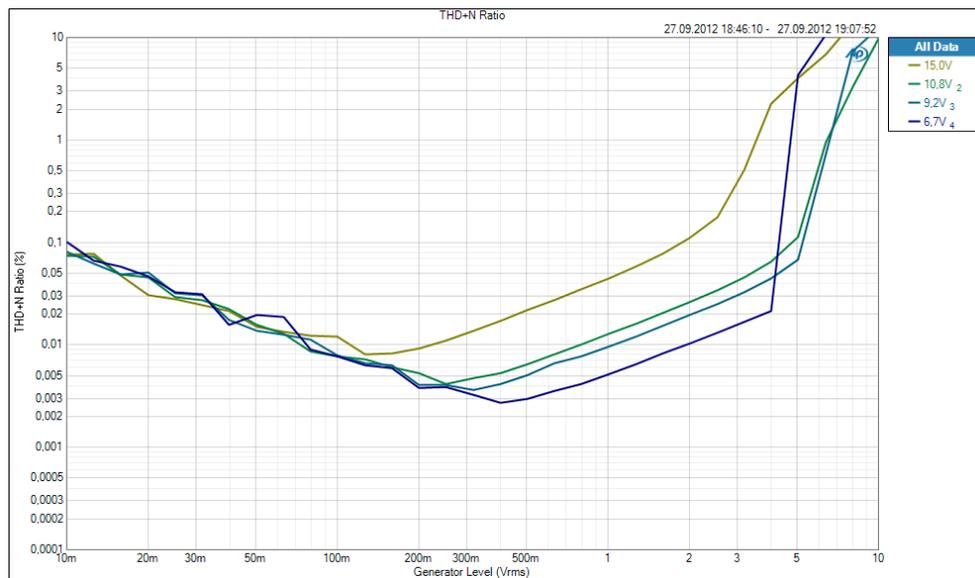


Abbildung 4.39.: THD+N des Impedanzwandlers bei unterschiedlichen Arbeitspunkten

robustere Aufbau dem letzten Quäntchen Rauschperformance vorgezogen.

Die Eingangsimpedanz des JFETs und damit das Rauschverhalten der Schaltung ist stark temperaturabhängig. Zur Abschätzung des Zusammenhangs wurde die Leiterplatte mittels Heiluftfohn auf 60°C aufgeheizt (Überprüfung mittels Infrarot Thermometer Fluke 62 Mini). Das Rauschen des Aufbaus steigt dadurch auf  $4,0\mu V_{eff(A)}$  an, was eine Verschlechterung von 3dB bedeutet. Für ausführlichere Untersuchungen müsste man einen kompletten Messaufbau in einem Klimaschrank in Betrieb nehmen, was im Rahmen dieser Diplomarbeit leider nicht möglich war.

Weiters wurde eine Messreihe des Rauschverhaltens mit unterschiedlichen Ersatzkapazitaten durchgeführt, um das Verhalten mit alternativen MEMS Bausteinen vorhersehen zu können (Tabelle 4.10).

Ersatzkapazität pF	Rauschen $\mu V_{eff(A)}$
2,7	3,3
3,3	2,8
4,7	2,2
6,8	1,7
10	1,3
100	1,0

Tabelle 4.10.: Rauschen des Impedanzwandlers abhängig von  $C_{in}$

Mit steigender Kapazität sinkt das Rauschen deutlich. Der JFET am Eingang der Schaltung

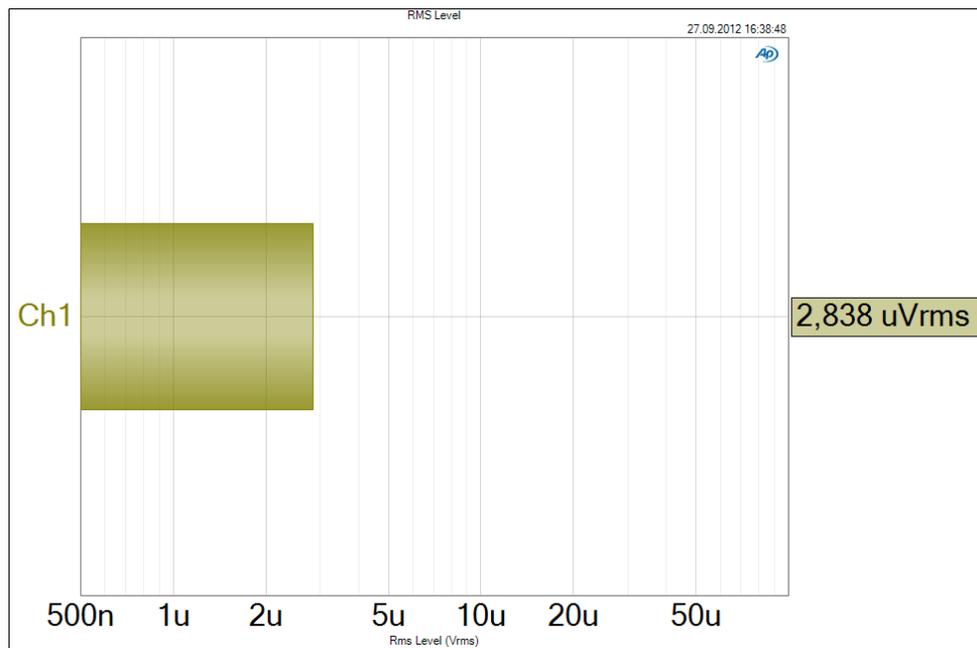


Abbildung 4.40.: Rauschen des Impedanzwandlers, A gewichtet, 3,3pF Ersatzkapazität

scheint für diese Anwendung etwas zu niederohmig zu sein. Mit einer Verdreifachung der Ersatzkapazität lässt sich eine Verbesserung von 6,5dB erzielen und bei sehr hohen Werten sind 8-9dB Verbesserung möglich.

#### 4.3.4. Spannungsversorgung

##### Störunterdrückung PSR

Zur Überprüfung der Störfestigkeit der Betriebsspannungsversorgung wird der Aufbau nach Abbildung 4.41 geändert. Die genormte Phantomspeisung wird durch die beiden 3,3k $\Omega$  Widerstände nachgebildet und über  $C_{M1}$  eine Störung von  $1V_{eff}$  von 10Hz bis 30kHz aufgebracht. Die Ausgangsimpedanz des Audio Precision SYS 2 beträgt 20R, die Eingangsimpedanz 100k symmetrisch.

Wegen der hochohmigen Speisung und dem großen Pufferkondensator  $C_{410}$  wird bereits am Messpunkt  $P_{401}$  eine gute Dämpfung der Störspannung erreicht. Es wurden unterschiedliche Werte für  $C_{410}$  untersucht, siehe Abbildung 4.42 und Tabelle 4.11. Die grüne Linie zeigt das Verhalten ohne Pufferkondensator  $C_{410}$ , die zu den einzelnen Kurven gehörigen Kondensatorwerte findet man in der Legende unter der Grafik.

Der 100 $\mu$ F Elko wurde in einer SMD Bauform gewählt, welche auf der Printplatte zur Anwendung kommen könnte. Diese Type besitzt einen relativ hohen Innenwiderstand, was an der Abflachung der Kurve über 10kHz gut zu erkennen ist. Es zeigt sich die Filterwirkung eines Filters 1. Ordnung mit zunehmender Dämpfung von 20dB/Oktave.

Ebenfalls wurde die Funktion der Filterung von  $Q_{401}$  untersucht. Die Gleichspannung am Punkt

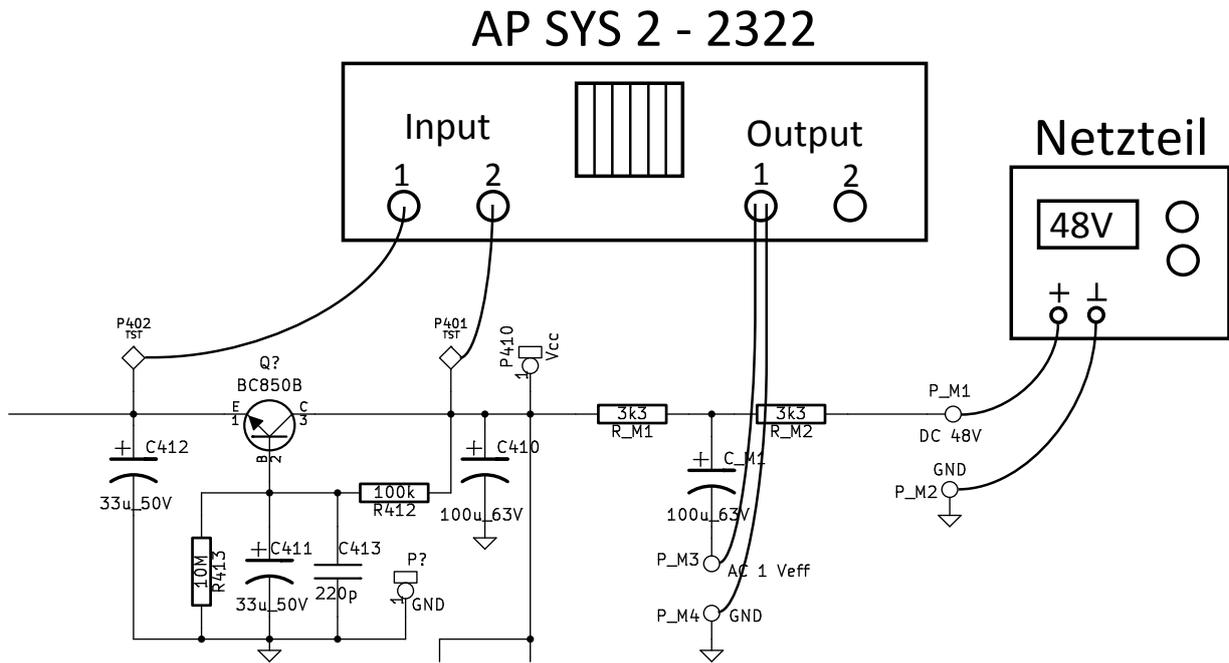


Abbildung 4.41.: Messaufbau PSR

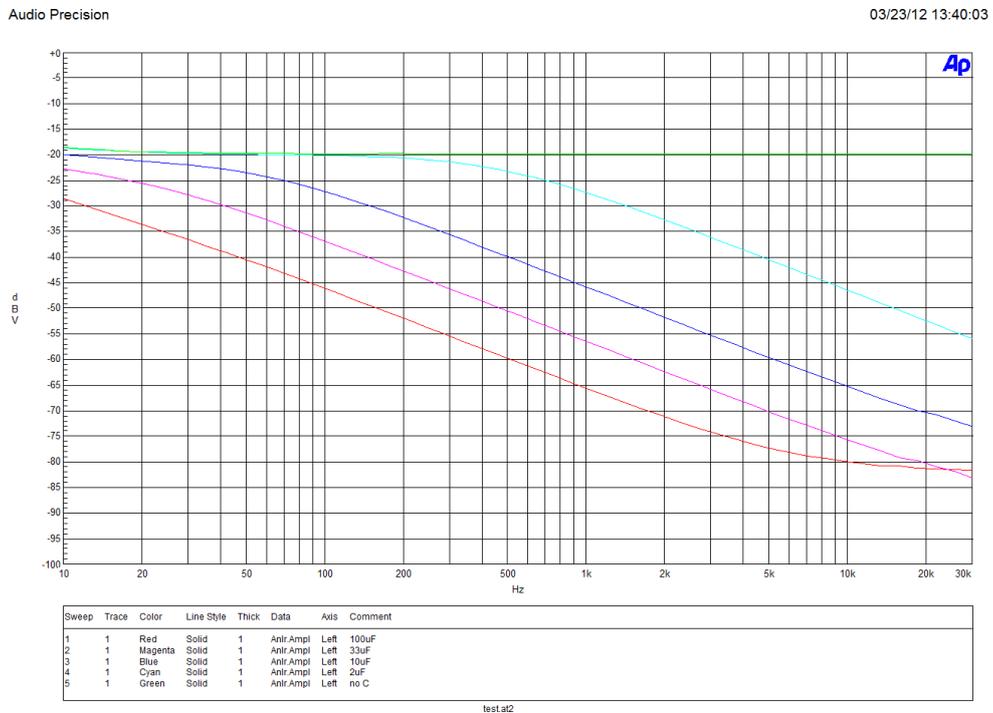


Abbildung 4.42.: PSR für verschiedene Glättungskondensatoren C410

Wert $C_{410}$ $\mu\text{F}$	bei 50Hz dB	bei 1kHz dB	bei 10kHz dB
2	0	7,5	27
10	4	26	45
33	17	37	56
100	26	46	60

Tabelle 4.11.: Störunterdrückung der Betriebsspannungsfilterung

$P_{401}$  beträgt 31,5V, nach der Filterstufe an Punkt  $P_{402}$  19,0V. Je nach Dimensionierung von  $R_{412}$  und  $R_{413}$  kann dieser Spannungsabfall beeinflusst werden, in der endgültigen Version des Aufbaus wurde der Spannungsabfall auf 4,3V gesenkt. (Siehe Kapitel 4.3.5)

Um die Stördämpfung dieser Filterstufe erfassen zu können wurde für die folgenden Messungen  $C_{410}$  aus der Schaltung entfernt.

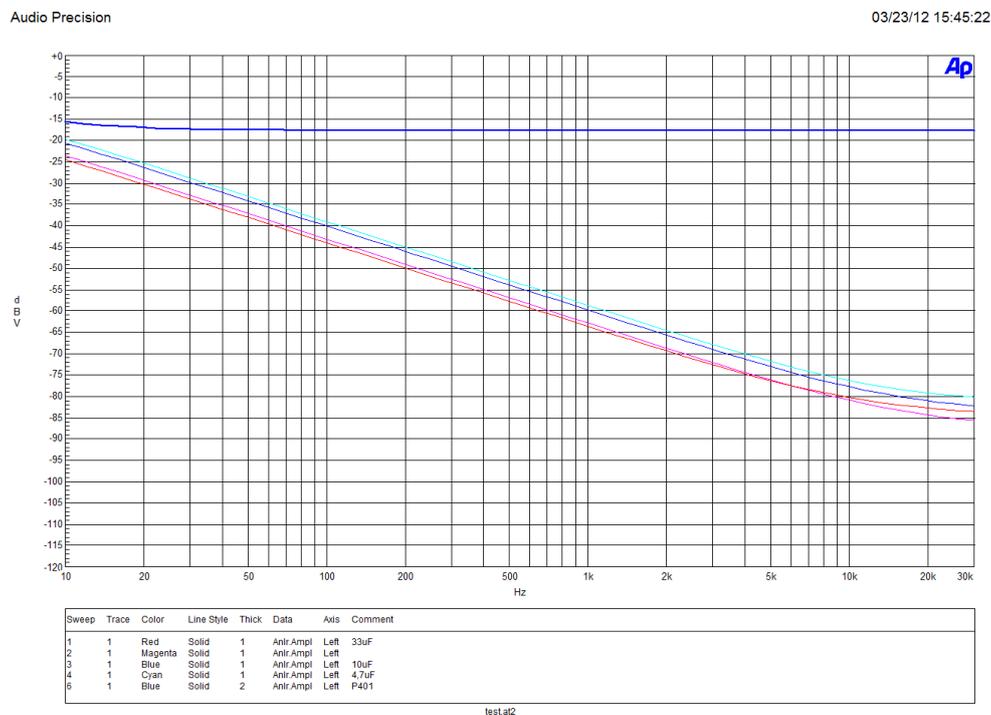


Abbildung 4.43.: PSR nach Längstransistor Q401

In Abbildung 4.43 und Tabelle 4.12 sind die Ergebnisse der Messungen dargestellt. Als  $33\mu\text{F}$  Kondensator kommt ein SMD Elko Typ zum Einsatz, die  $20\mu\text{F}$  bestehen aus zwei parallel geschalteten  $10\mu\text{F}$  Keramik Kondensatoren.

Man erkennt wieder die schlechtere Wirkungsweise des Elkos bei hohen Frequenzen. Beachtlich ist die gute Filterwirkung bei tiefen Frequenzen, die bereits bei kleinen Werten des Kondensators auftritt. Dafür wurde diese Schaltungsstufe auch ins Design integriert, auch wenn man dadurch etwas Betriebsspannung verliert.

Wert $C_{411}$ $\mu\text{F}$	bei 50Hz dB	bei 1kHz dB	bei 10kHz dB
4,7	13	41	78
10	14	42	80
20	17	45	83
33	18	46	82

Tabelle 4.12.: Filterfunktion Q401

Abschließend wurde noch das Zusammenspiel der beiden Filterstufen untersucht. Dabei kommt für  $C_{411}$  ein technisch noch einfach zu realisierender Keramik SMD Kondensator mit  $4,7\mu\text{F}$  zum Einsatz und  $C_{410}$  wird variiert.

Man erkennt, dass sich die beiden Filterkurven addieren (bei 1kHz und  $10\mu\text{F}$  ein plus von

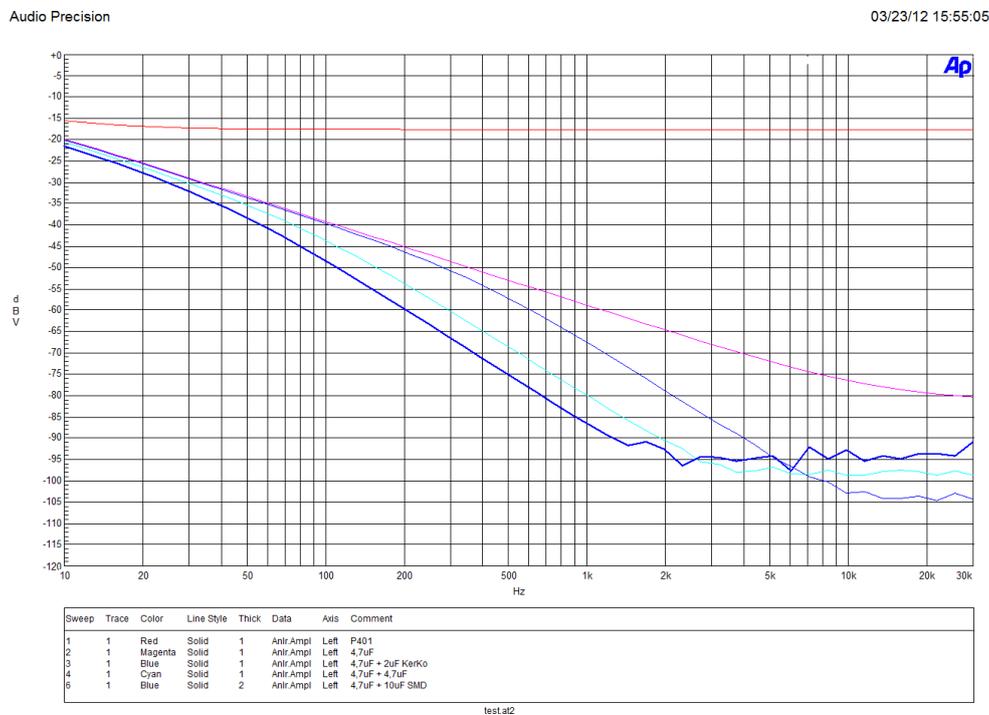


Abbildung 4.44.: Kombination der beiden Filterstufen

27dB im Vergleich zu 26dB aus Tabelle 4.11). In der endgültigen Implementierung der Schaltung wurden für  $C_{410}$  2 parallel geschaltene Keramik SMD Typen vorgesehen, um den Innenwiderstand niedrig zu halten und eine gute Filterwirkung bei hohen Frequenzen zu erzielen.

### Restrauschen der Versorgungsspannung

Es wurde auch die spektrale Zusammensetzung der Reststörungen auf der Betriebsspannung untersucht, siehe Abbildung 4.45. Das rot gezeichnete Spektrum ist die Versorgungsspannung vor dem Längstransistor  $Q_{401}$ , das blaue danach. Man erkennt noch gut eine 100Hz Störung und deren Vielfache, welche durch die aktive Filterung deutlich reduziert werden können. Das

Gesamtrauschen der Versorgungsspannung beträgt vor dem Transistor  $5,5\mu V_{rms(A)}$  und danach nur mehr  $1,3\mu V_{rms(A)}$ .

Besonders bei tiefen Frequenzen besitzen der Impedanzwandler und der Ausgangspuffer eine gute Störspannungsunterdrückung, daher ist von den verbleibenden  $30\mu V$  bei 100Hz am Ausgang nichts mehr zu sehen.

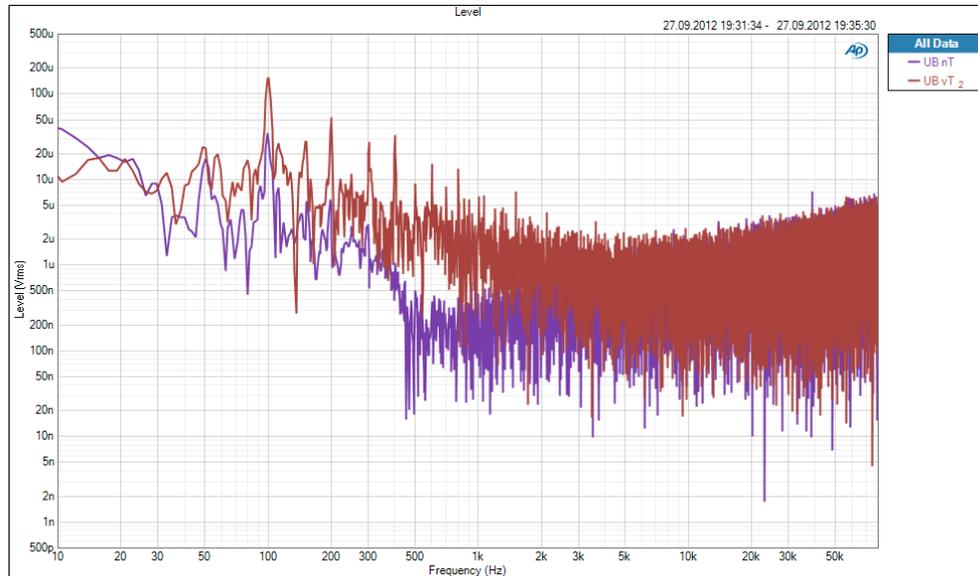


Abbildung 4.45.: Rauschen der Versorgungsspannung vor und nach dem Transistor Q401

### 4.3.5. Die Gesamtschaltung

Abbildung 4.46 zeigt die Version 2.1 der kompletten Schaltung der Auswerteelektronik. Die Schaltung ist durch die Bauteilbezeichnungen in 4 Gruppen geteilt. Unter X1xx sind die Bauteile des Impedanzwandlers zusammengefasst, X2xx beschreibt den Ausgangspuffer, X3xx die Vorspannung für MEMS und JFET und X4xx die Spannungsversorgung und EMV Schutzvorrichtungen.

Q<sub>101</sub> ist das wichtigste Bauteil der gesamten Schaltung - der JFET am Eingang. Dieser bestimmt durch seine Hochohmigkeit das Grundrauschen der Schaltung. Für optimale Betriebsbedingungen wird durch die Bootstrap Schaltung mittels Q<sub>102</sub> (siehe Kapitel 4.2.1) und die Stromquelle rund um Q<sub>103</sub> und die LED D<sub>101</sub> gesorgt. Als Spannungsreferenz wird eine grüne LED verwendet, da diese bei geringen Strömen bereits einen stabilen und rauscharmen Spannungsabfall erzeugt. C<sub>101</sub> filtert mögliches Rauschen und hochfrequente Störungen der Betriebsspannung.

Der Ausgang des Impedanzwandlers wird am Pin "Guard" zur Verfügung gestellt, um eine aktiv betriebene Schutzleitung für die hochohmigen Anschlüsse des MEMS realisieren zu können. Durch den relativ niedrigen Ruhestrom von 0,45mA ist der Ausgangswiderstand dieser Schaltungsstufe hoch, weshalb ein Ausgangspuffer notwendig ist, um die niedrigen Eingangsimpedanzen eines Audio Interfaces treiben zu können.

Der Ausgangspuffer wird von Q<sub>201</sub> bis Q<sub>204</sub> gebildet und der zugehörige Stromspiegel von Q<sub>205</sub> bis Q<sub>209</sub>. Als "Stromreferenz" dient der Widerstand R<sub>202</sub>, der den Ruhestrom durch den Ausgangspuffer festlegt. An dieser Stelle wurden auch Konstantstromquellen mit Transistor und LED und mit

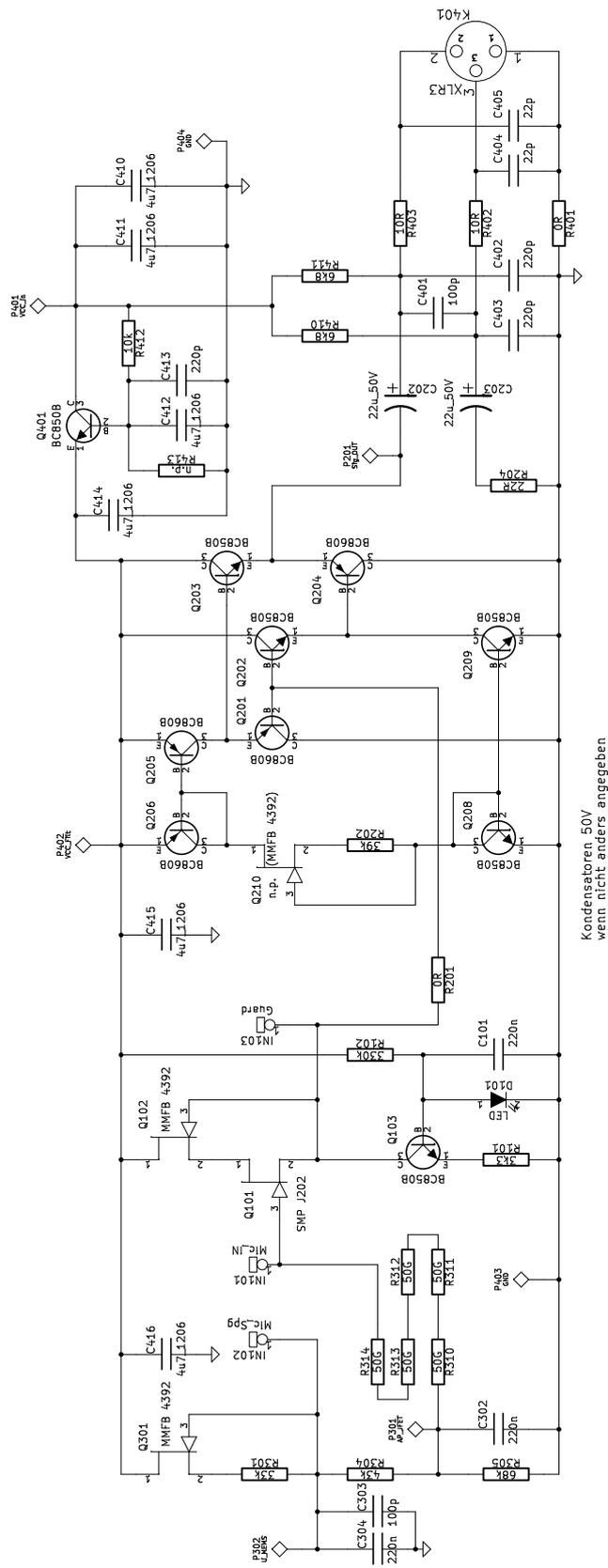


Abbildung 4.46.: Gesamtschaltung des Impedanzwandlers, Version 2.1

JFET getestet - mit kaum messbaren Verbesserungen der Schaltung, da die Versorgungsspannung im Betrieb ausreichend stabil und sauber ist. Daher wurde beim endgültigen Aufbau darauf verzichtet und der Platzbedarf einer aufwendigen Stabilisierung gespart.

Das Ausgangssignal wird mittels  $22\mu\text{F}$  Elko ausgekoppelt, der mit 50V Spannungsfestigkeit gerade ausreichend dimensioniert wurde. Größere Bauformen passen jedoch nicht mehr ins Gehäuse, daher gibt es an dieser Position keine Alternativen. Die Dämpfung beträgt bei 20Hz und  $2\text{k}\Omega$  Lastwiderstand  $<1\text{dB}$  (siehe Kapitel 4.3.2) und im Betrieb fällt über dem Kondenstor weit weniger als 50V ab, daher ist bei dieser Auslegung in der Praxis mit keinen Problemen zu rechnen.

Der Arbeitspunkt des JFETs wird mittels  $R_{305}$  festgelegt und die Vorspannung des MEMS mit  $R_{304}$ . Da vor allem die Spannung am MEMS stabil und einfach einstellbar sein soll wurde dieser Zweig mittels einer einfachen Fet Stromquelle stabilisiert und dadurch ein direkter Zusammenhang zwischen Widerstandswert und Ausgangsspannung geschaffen. Somit können Änderungen der Spannungen durch einfaches Austauschen der Widerstände erzielt werden.

$C_{302}$  bis  $C_{304}$  dienen der Pufferung der Arbeitspunkte und vor allem der Rauschunterdrückung an dieser Stelle. Die Vorspannung am MEMS muss sehr rauscharm sein, da Störkomponenten über die Kapazität des MEMS direkt in den Signalweg gelangen. Eine hochohmige Spannungsquelle in Verbund mit einem großen Pufferkondensator hat sich für so eine Anwendung als vorteilhaft erwiesen.

Ein weiteres Herzstück der Schaltung sind die 5 in Serie geschalteten Hochohmwiderstände mit jeweils  $50\text{G}\Omega$ . SMD Bauteile in dieser Widerstandsklasse sind in kleinen Stückzahlen nicht einfach zu bekommen, die für diesen Aufbau notwendigen Bauteile kann man jedoch bei Farnell bestellen. Durch die Serienschaltung minimieren sich auch die parasitären Kapazitäten des Aufbaus und etwaige Störströme über die Platine.

$C_{401}$  bis  $C_{403}$  bilden zusammen mit  $R_{402}$  und  $R_{403}$  eine einfache EMV Schutzschaltung gegen hochfrequente Störungen über das Signalkabel.  $C_{404}$  und  $C_{405}$  sind kleiner dimensioniert und erzielen ihre maximale Wirkung in einem höheren Frequenzbereich. Diese Kondensatoren sitzen direkt am XLR Stecker und sollen sehr hochfrequente Störungen kurzschließen. Mittels  $R_{401}$  kann die Signalmasse der Elektronik entkoppelt werden - an dieser Stelle könnte man auch eine Drossel einbauen, welche für hohe Frequenzen eine Barriere darstellt. Ohne EMV Untersuchungen des kompletten Aufbaus kann hierfür jedoch kein konkretes Bauteil ausgesucht werden und da bei den bisherigen Tests keine Probleme mit hochfrequenten Einstreuungen auftraten, wird diese Position mit einem  $0\Omega$  Widerstand gebrückt.

$R_{410}$  und  $R_{411}$  stellen die genormten Speisewiderstände dar, um die Gleichspannung von den Signalleitungen auszukoppeln.  $C_{410}$  und  $C_{411}$  bilden eine niederohmige Filterung und Pufferung der Betriebsspannung und die Bauteile um  $Q_{401}$  bilden die aktive Filterstufe der Schaltung.  $C_{414}$  bis  $C_{416}$  entkoppeln die Versorgungsspannung zusätzlich und sind über die Platine verteilt positioniert, um auch für hohe Frequenzen eine niederohmige Spannungsversorgung zu gewährleisten.

#### **Der Aufbau**

Die Grundidee des Messaufbaus besteht darin, beliebige MEMS auf einer kleinen, günstigen Testplatine aufbauen und diese an die Auswerteelektronik koppel zu können. Weiters muss der Aufbau kompakt geschehen um das Schallfeld bei der Freifeldmessung möglichst wenig zu beeinflussen und gut geschirmt sein, da durch den hochohmigen Aufbau gravierende EMV Einflüsse zu erwarten sind.

Um die Abmessungen der Leiterplatte möglichst klein zu halten wurde eine zweiseitige SMD Bestückung gewählt - siehe Abbildung 4.47 und 4.48. Die einzig raumfassenden Bauteile sind

die beiden Ausgangs Elkos, welche mittig auf der Platine angeordnet werden müssen, da sie sonst nicht in das vorgesehene Gehäuse passen. Der XLR Verbindungsstecker wird direkt auf die Platine aufgelötet. Diese Verbindung ist stabil genug, um die kompakte Platine auch mechanisch zu fixieren.

Die Pads hochohmiger Bauteile<sup>17</sup> werden mit einer Fräsung voneinander getrennt (schön zu sehen auf der Platinenunterseite, Abbildung 4.48, links unten). Dadurch werden Leckströme über die Platine und Verunreinigungen vom Lötvorgang minimiert. Weiters sind hochohmige Schaltungsbereiche nicht mit Lötstoplack abgedeckt, da die Qualität von diesem sehr starken Toleranzen unterliegt und nicht von einer Verringerung der Oberflächenströme unter allen Bedingungen ausgegangen werden kann.

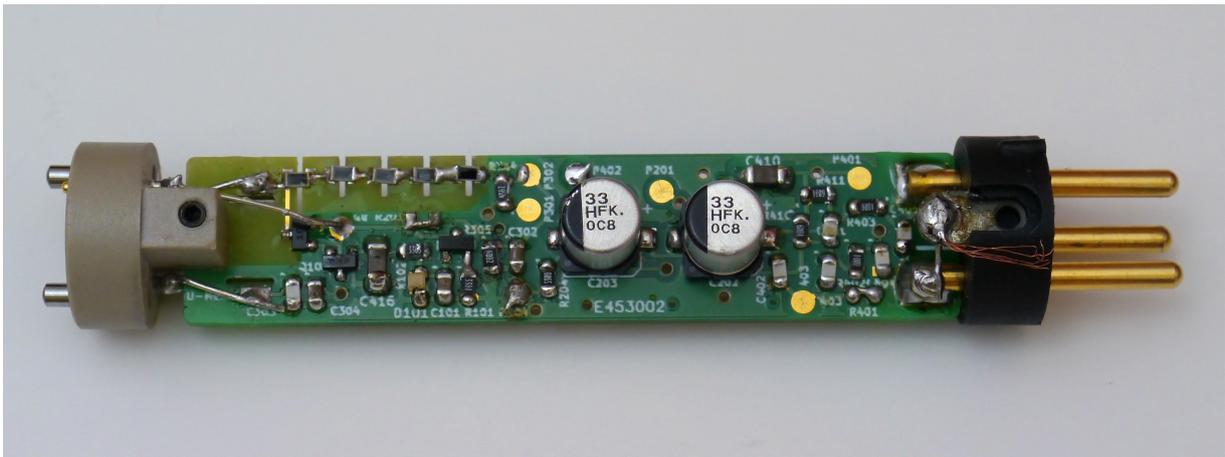


Abbildung 4.47.: Printplatte aufgebaut, Bauteilseite

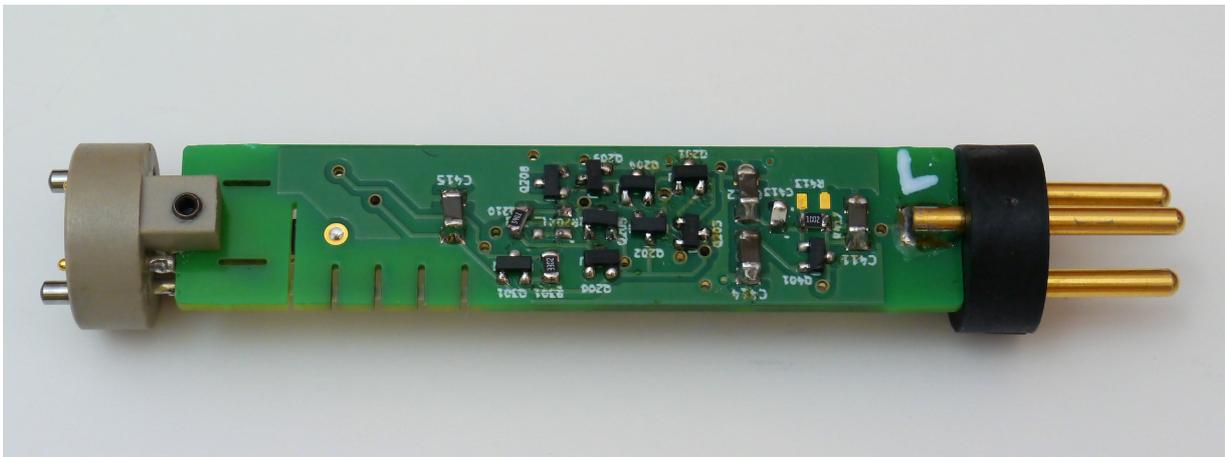


Abbildung 4.48.: Printplatte von unten

Um die MEMS Trägerplatine einfach und schnell mit der Impedanzwandlerplatine verbinden zu können wurde eine mechanische Halterung gefertigt, welche mit gefederten und vergoldeten Pins den Kontakt zwischen den Platinen herstellt. Dieser Teil wurde aus sehr hochohmigen Kunststoff

<sup>17</sup>Das Gate des JFETs am Eingang und die 50GΩ Widerstände

gefräst, um die Eigenschaften des Verstärkerprints möglichst wenig zu beeinflussen. Der gesamte Aufbau besteht somit aus dem Impedanzwandler mit aufgelöteten Kontakten, einem Röhrrchen zur Schirmung der Elektronik, der Printplatte mit aufgebautem MEMS und einer Bronzekappe, mit welcher diese fixiert werden kann. Weitere Details zum MEMS Aufbau und die Problematiken bei der akustischen Messung finden sich im Kapitel 5.4.

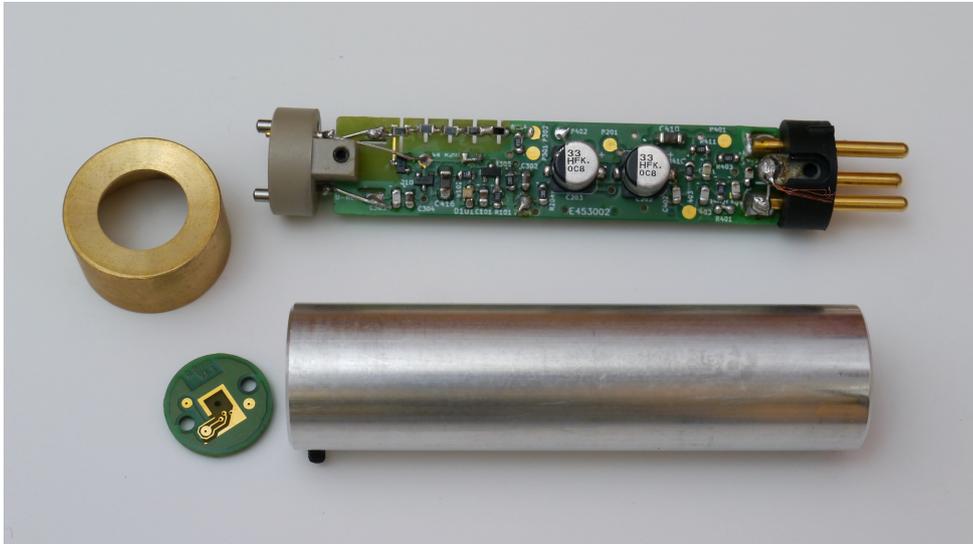


Abbildung 4.49.: Einzelteile des Gehäuseaufbaus



Abbildung 4.50.: Mikrofon zusammgebaut

### 4.3.6. Messergebnisse und technische Daten

Detaillierte Messergebnisse zu den einzelnen Schaltungsteilen finden sich in den entsprechenden Kapiteln 4.3.2, 4.3.3 und 4.3.4. Hier eine Zusammenfassung der Ergebnisse.

#### DC Arbeitspunkte

Zur Kontrolle der Betriebszustände und Arbeitspunkte dienen Messpunkte an relevanten Stellen der Schaltung. Messung der Schaltung V2, Bild 4.46, 48V Phantom Power Versorgung per RME Fireface UFX.

Guard .....	9,1V	P404 .....	Bezugsmasse 0V
P201 .....	9,1V	XLR Pin 2 .....	34,5V
P301 .....	8,0V	XLR Pin 3 .....	34,5V
P302 .....	13,0V	$V_{R202}$ .....	20,6V
P401 .....	22,5V	$V_{R410,411}$ .....	12,0V
P402 .....	21,8V		
P403 .....	Bezugsmasse 0V		

**Technische Daten**

Frequenzgang <10Hz bis >100kHz	
... unbelastet.....	+0, -0,5dB
... mit 2k $\Omega$ Last.....	+0, -3dB
Rauschen im Audiobereich 20Hz bis 20kHz	
... bei 3,3pF Ersatzkapazität.....	2,8 $\mu$ V <sub>rms(A)</sub>
... bei 3,3pF Ersatzkapazität und freie Verdrahtung.....	2,3 $\mu$ V <sub>rms(A)</sub>
... bei 10pF Ersatzkapazität.....	1,2 $\mu$ V <sub>rms(A)</sub>
... bei 3,3pF Ersatzkapazität und 60°C.....	4,0 $\mu$ V <sub>rms(A)</sub>
... des Ausgangspuffers.....	0,65 $\mu$ V <sub>rms(A)</sub>
Signal to Noise bei 10mV/Pa MEMS Empfindlichkeit	
... Platinenaufbau.....	71dB
... freie Verdrahtung.....	72,8dB
Aussteuerbarkeit THD+N < 1%	
... unbelastet.....	>6V <sub>rms</sub>
... mit 2k $\Omega$ Last.....	>5V <sub>rms</sub>
THD+N 20Hz bis 20kHz, 1V <sub>rms</sub> .....	<0,02%
Minimum THD+N 1kHz, 300mV <sub>rms</sub> .....	<0,005%
Dynamikbereich	
... bei 3,3pF Ersatzkapazität und 2k $\Omega$ Last.....	typisch 125dB
... bei 10pF Ersatzkapazität unbelastet.....	typisch 134dB
Dämpfung des Impedanzwandlers, Ersatzkapazität 3,3pF	
... unbelastet.....	typisch 0,7dB
... mit 2k $\Omega$ Last.....	typisch 1dB
Streukapazität am Schaltungseingang.....	typisch 0,25pF
Spannungsversorgung.....	P48 Phantom Power
Stromaufnahme.....	3,5mA
Abmessungen Platine.....	14,5 x 64mm



## 5. Messung der akustischen Parameter

Ziel dieser Arbeit ist es eine Messumgebung zu definieren, mit der MEMS Mikrofone ohne ASIC Elektronik analysiert und spezifiziert werden können. Die Entwicklung eines Impedanzwandlers ist dafür der erste Schritt, es muss jedoch auch eine praktikable Anbindung des MEMS Bausteins und eine geeignete akustische Messumgebung gefunden werden.

In diesem Kapitel wird daher neben der eigentlichen akustischen Messung die Überprüfung der Messmittel und die Kontaktierung des MEMS behandelt.

### 5.1. Messmittel

Für akustische Messungen sind neben den Messbedingungen auch die Messmittel wesentlich, da Toleranzen und Fehler in Größenordnungen auftreten, die nicht vernachlässigbar sind. Daher werden in diesem Kapitel die Messreferenzen dargestellt und auf ihre Eignung überprüft.

#### 5.1.1. Referenzmikrofone

##### Gras 26AC + 40BP

Als Referenzmikrofon für Frequenzgangmessungen wird die 1/4“ Mikrofonkapsel GRAS 40BP mit dem zugehörigen Verstärker GRAS 26AC benutzt. Dieses Mikrofon ist sehr klein und hat durch den geringen Durchmesser der Membran einen ausgedehnten Frequenzgang bis 70kHz und ist im Audio Frequenzbereich beinahe als Ideal anzusehen. Jedoch besitzt dieses Mikrofon aufgrund der geringen Membranfläche auch nur eine geringe Empfindlichkeit und dadurch einen hohen Ersatzgeräuschpegel.

Der zugehörige Impedanzwandler kann von 28V bis 120V Betriebsspannung versorgt werden und dadurch auch sehr hohe Pegel unverzerrt ausgeben. Zusätzlich wird ein passendes Speisegerät benötigt, welches neben der Betriebsspannung auch die 200V Polarisationsspannung für die Messkapsel zur Verfügung stellt.

##### Technische Daten

Frequenzgang 10Hz - 25kHz .....	+1dB
Frequenzgang 4Hz - 70kHz .....	+2dB
Empfindlichkeit typisch .....	1,6mV/Pa
Referenzempfindlichkeit Ser.Nr. 94881 .....	1,85mV/Pa
Maximum SPL 3% Klirr .....	174dB <sub>SPL</sub>
Ersatzgeräuschpegel .....	31dB <sub>SPL(A)</sub>
Ersatzkapazität Mikrofonkapsel .....	7pF
Polarisationsspannung .....	200V
Eingangsimpedanz Impedanzwandler .....	0,4pF, 20GΩ

Weitere technische Daten und Frequenzgänge finden sich für die Messkapsel unter [GRA10a] und dem Impedanzwandler unter [GRA10b].

## AKG C480 + CK 62 ULS

Für die Lärmspezifikation der Messumgebung ist ein sehr rauscharmes Mikrofon notwendig - 1/4“ Messmikrofone sind dafür nicht geeignet. Es werden daher 2 Stück AKG C480 Mikrofonelektroniken mit der Kugelkapsel CK 62 ULS eingesetzt.



Abbildung 5.1.: AKG C480 mit Kugelkapsel CK62

Diese Mikrofone verhalten sich zwar über 5kHz nicht mehr frequenzneutral, sind jedoch für diese Baugröße eines der linearsten Mikrofonmodelle am Markt. Trotzdem wurde der Frequenzgang kontrolliert und bis 17kHz ist das Mikrofon mit +2dB für eine Lärmmessung als ausreichend linear einzustufen (Abbildung 5.2 ). Höhere Frequenzen werden bei der Lärmmessung mit A-Gewichtung stark bedämpft und beeinflussen das Messergebnis nur am Rande.

Das AKG C480 besitzt einen sehr geringen Ersatzgeräuschpegel von 11dB<sub>SPL(A)</sub> - somit kann man auch sehr leise Geräusche ab 20dB<sub>SPL</sub> untersuchen. Es kann mit normaler P48 Phantomspeisung betrieben und daher direkt an ein Audio Interface angeschlossen werden.

### Technische Daten

Frequenzgang laut Datenblatt 20Hz - 20kHz .....	+1dB
Frequenzgang gemessen 20Hz - 17kHz .....	+2dB
Frequenzgang gemessen 20Hz - 12kHz .....	+2, -7dB
Empfindlichkeit .....	20mV/Pa
Maximum SPL 0,5% Klirr .....	140dB <sub>SPL</sub>
Ersatzgeräuschpegel .....	11dB <sub>SPL(A)</sub>
Ersatzkapazität Mikrofonkapsel .....	typisch 30pF
Polarisationsspannung .....	typisch 64V
Eingangsimpedanz Impedanzwandler .....	typisch 5GΩ

Weitere technische Daten finden sich in der Bedienungsanleitung des Mikrofons. [AKG01]

### 5.1.2. Audio Interface

Als Audio Interface wird das Fireface UFX der deutschen Firma RME benutzt. Diese Schnittstelle zwischen Computer und Audio Welt stellt zahlreiche digitale und analoge Anschlussmöglichkeiten in höchst möglicher Qualität zur Verfügung. Weiters ist es vollständig per Software konfigurierbar

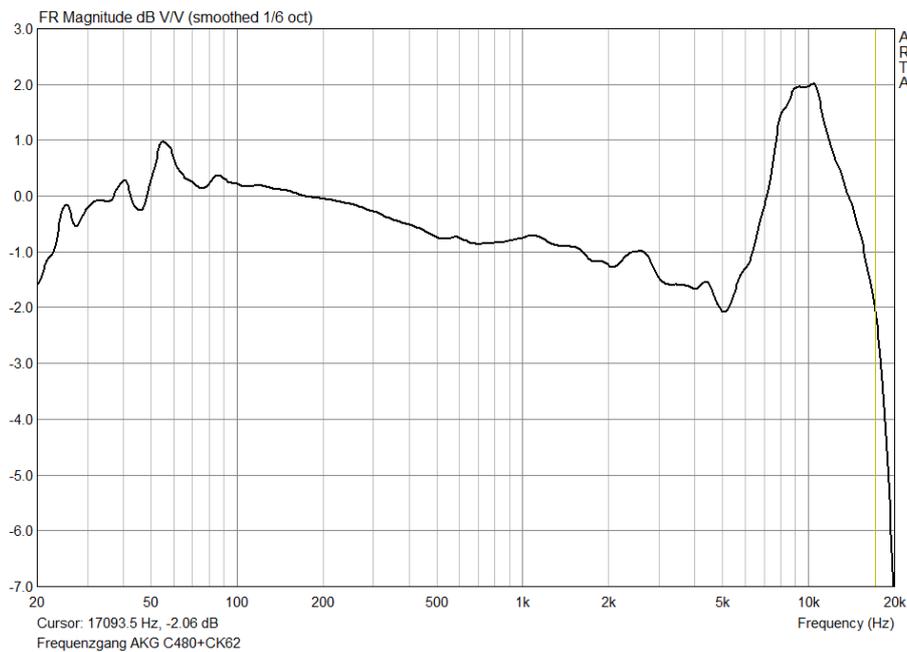


Abbildung 5.2.: Frequenzgang des AKG C480 + CK62

und bietet daher die Möglichkeit, Messsetups mit einem Mausklick wiederherstellen zu können. Zusätzlich befindet sich in jedem Ein- und Ausgang ein zuschaltbarer Equalizer, mit dem Streuungen der Frequenzgänge von Mikrofonen angepasst und Messlautsprecher korrigiert werden können.



Abbildung 5.3.: Audio Interface RME Fireface UFX

### Technische Daten

Frequenzgang @ 44,1kHz, -0,1dB .....	5Hz - 21,5kHz
Frequenzgang @ 96kHz, -0,5dB .....	5Hz - 45,5kHz
Frequenzgang @ 192kHz, -1dB .....	5Hz - 66,5kHz
Verzerrungen THD+N .....	<0,00063%
Kanaltrennung .....	>110dB
Signal/Rauschabstand Mikrofoneingang .....	115dB(A)
Eingangsimpedanz Mikrofoneingang .....	2k $\Omega$
Ausgangsimpedanz .....	75 $\Omega$
Ausgangsimpedanz Kopfhörer .....	30 $\Omega$

### 5.1.3. Audio Analyser

Für die akustischen Messungen wurde die Software ARTA benutzt. Dieses Tool besitzt einen ausgedehnten Funktionsumfang und lässt vielseitige Analysen zu.

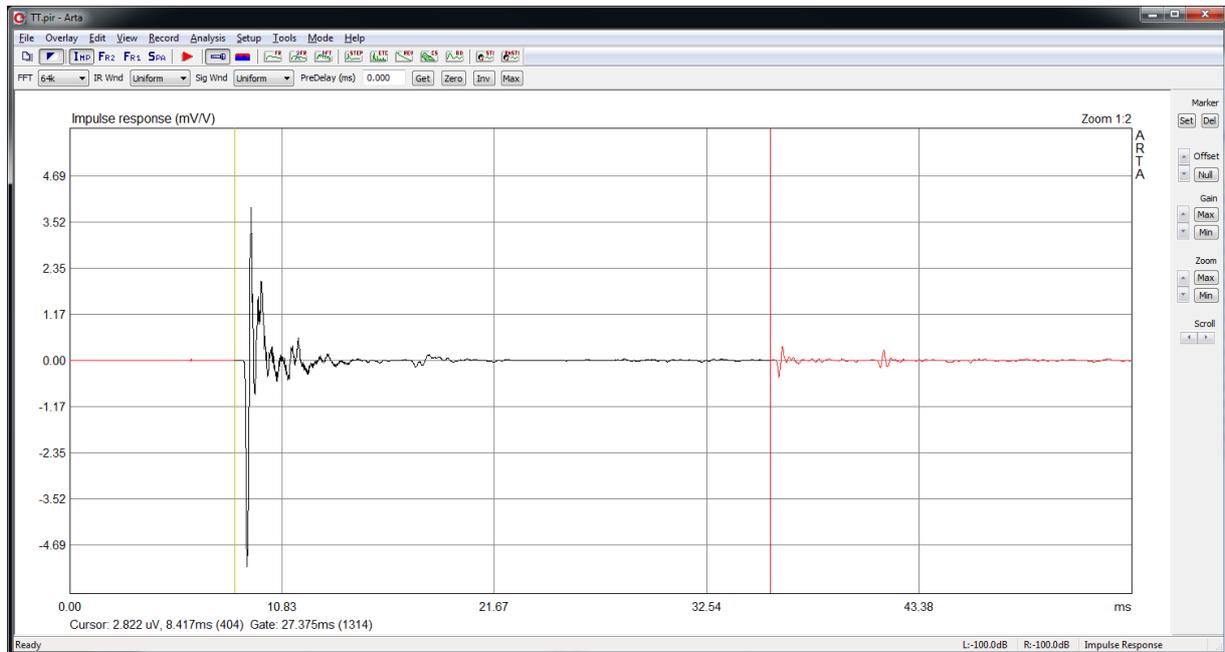


Abbildung 5.4.: Impulsantwortmessung mit ARTA

Akustische Messungen mittels Audio Interface und Software sind in Flexibilität, Schnelligkeit der Messung und Möglichkeiten der Dokumentation herkömmlichen Audio Messgeräten überlegen. Weiters ist eine hochwertige Messkette vergleichsweise günstig und einmal kalibriert auch zuverlässig und präzise.

ARTA hat viele Möglichkeiten der Lärm- und Raumakustikanalyse, was bei der Spezifikation der Messumgebung von Vorteil ist. Weiters ist eine 2-kanalige Messung mit einem Kanal als Referenz Standard bei Messprogrammen dieser Art und für unsere Anwendung wichtig. Es lassen sich hochauflösende Frequenzgänge bis 90kHz<sup>1</sup> analysieren und vergleichen, FFTs des Eingangssignals zur Kontrolle der Signalqualität erstellen und die gemessenen Daten in verschiedensten Formaten abspeichern und exportieren.

Weitere Informationen zu ARTA und der Download einer voll funktionsfähigen Demoversion finden sich auf der Homepage des Programmierers Ivo Mateljan. [Mat]

<sup>1</sup>Bei einem Audio Interface mit 192kHz Abtastrate

#### 5.1.4. Akustische Isolations- und Messbox



Abbildung 5.5.: Isoliationsbox Interacoustics TBS25

Zur akustischen Entkopplung von der Umgebung wird eine Messbox der Firma Interacoustics mit der Bezeichnung TBS25 benutzt. [Int05] Mit dem eingebauten Lautsprecher soll man Messungen in einer freifeldähnlichen Umgebung durchführen können, was im Kapitel 5.1.4 genauer dargestellt wird.

Die Schalldämmung der Isoliationsbox wurde im Zuge der Charakterisierung der Messumgebung untersucht, siehe Kapitel 5.2.1 und Abbildung 5.13.

Spezifikation der Messbox laut Bedienungsanleitung:

Schalldämpfung <300Hz .....	45dB - 70dB
Schalldämpfung >300Hz .....	45dB - 55dB
Frequenzgang 50Hz - 8kHz .....	+/-1,5dB
-3dB Grenzfrequenzen .....	35Hz und 10kHz
Schallpegel am Testpunkt, 1W .....	110dB <sub>Spl</sub>
Maximale Eingangsleistung .....	4,5W
Harmonische Verzerrungen 100dB <sub>Spl</sub> , 100Hz - 8kHz .....	<0,5%
Abmessungen .....	40x37x26cm
Gewicht .....	22kg

#### Frequenzgang des Lautsprechers in der Messbox

Der Frequenzgang des Lautsprechers wurde in der Mitte des markierten Bereichs<sup>2</sup> für freifeldähnliche Messungen bei zirka 0,1W Eingangsleistung am Lautsprecher aufgenommen, siehe Abbildung 5.6.

Der Lautsprecher erfüllt mit +/-3dB im Messbereich von 50Hz bis 8kHz die Spezifikation des Datenblattes nicht! Es wird empfohlen, immer eine vergleichende Messung mit Referenzmikrofon

<sup>2</sup>Blauer Schaumstoffkreis in der Messbox



Abbildung 5.6.: Messposition bei der Frequenzgangmessung

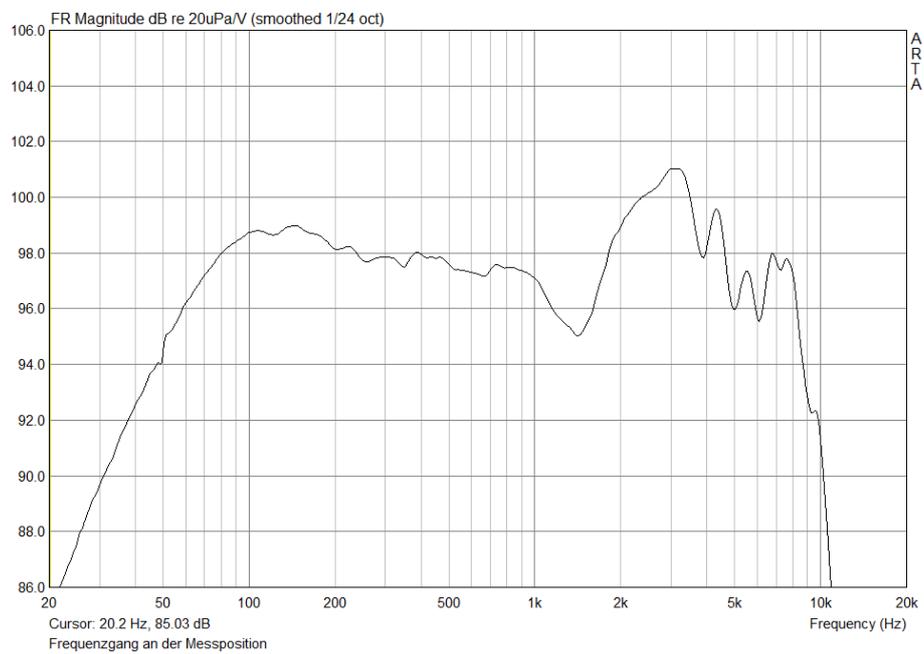


Abbildung 5.7.: Frequenzgang des Lautsprechers in der Messbox

durchzuführen oder zumindest die Frequenzgangsungleichmäßigkeiten bei 1,4kHz und bei 3,1kHz mittels einem Equalizer auszugleichen. Für Messungen über 10kHz ist der eingebaute Lautsprecher nicht geeignet.

### Überprüfung der Freifeldbedingung

Unter Freifeldbedingung in einem reflexionsarmen Raum versteht man laut ISO Standard 3745 eine maximale Abweichung des gemessenen Signallpegels nach Korrektur der Messentfernung<sup>3</sup> um die Werte aus Tabelle 5.1.

1/3 Oktav Band Frequenz	erlaubte Abweichung
$\leq 630\text{Hz}$	$\pm 1,5\text{ dB}$
800Hz bis 5kHz	$\pm 1\text{dB}$
$\geq 6,3\text{kHz}$	$\pm 1,5\text{dB}$

Tabelle 5.1.: Freifeldbedingung, erlaubte Abweichung

Zur Überprüfung dieser Bedingung wurden 5 Messungen um den weiß gekennzeichneten Messpunkt der Box durchgeführt - exakt mittig und je einen Zentimeter links, rechts, vor und hinter dem Punkt. Die beiden Messungen, die einen kürzeren oder längeren Abstand zum Lautsprecher hatten, wurden im Pegel korrigiert.<sup>4</sup> (Abbildung 5.9)

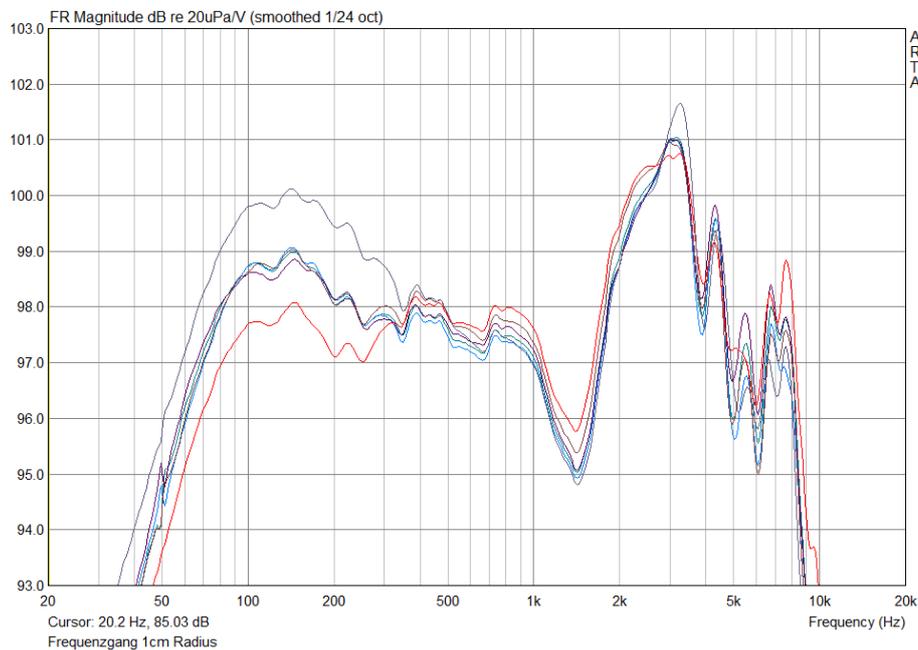


Abbildung 5.8.: Entfernungskorrigierte Frequenzgänge in 1cm Radius um den Messpunkt

Die Messbox erfüllt die Forderungen der Freifeldbedingung problemlos. Auch größere Entfernungen zum Mittelpunkt liegen noch in der Toleranz der Norm, eine Anordnung mit jeweils 3cm Abstand

<sup>3</sup>“Inverse Square Law“. Eine Verdoppelung der Entfernung entspricht einem Pegelabfall von  $6\text{dB}_{Spl}$ .

<sup>4</sup>Bei den gegebenen Abständen muss der Pegel der Messung um jeweils 1,2dB angehoben bzw. abgesenkt werden.



Abbildung 5.9.: Messposition 1cm links der Mitte

nach links und rechts erzeugt maximal 1dB Abweichung zueinander (Abbildung 5.10).

Es muss jedoch beachtet werden, dass unterschiedliche Abstände zum Messlautsprecher üblicherweise nicht im Pegel korrigiert werden und dadurch erhebliche Abweichungen auftreten können (Abbildung 5.11). Es ist daher vorzuziehen, das Referenzmikrofon und den Prüfling im gleichen Abstand zum Lautsprecher anzubringen.

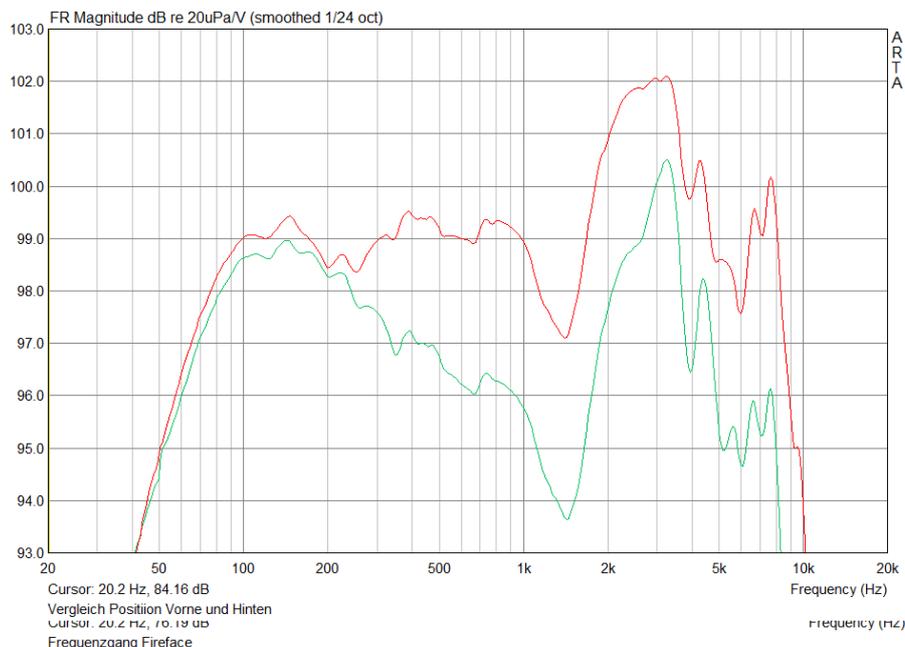


Abbildung 5.11.: Frequenzgänge 1cm vor und hinter dem Messpunkt, nicht im Pegel korrigiert

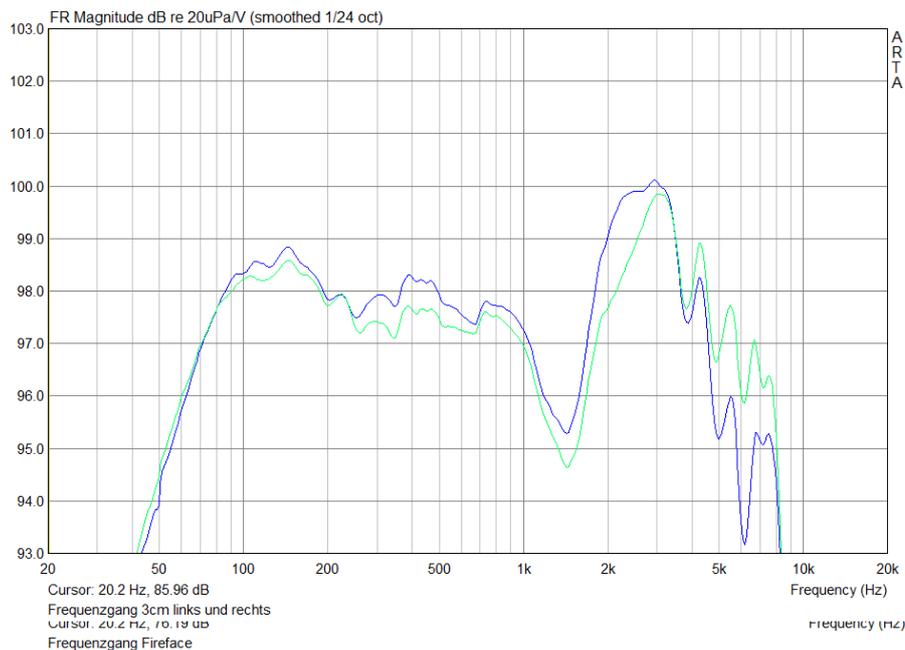


Abbildung 5.10.: Mikrofonposition mit 6cm Abstand

## 5.2. Charakterisierung der Messumgebung

### 5.2.1. Umgebungslärm

Um zu evaluieren ob eine akustische Rauschmessung im Labor überhaupt möglich ist wurde der Grundlärmpiegel der Räumlichkeiten untersucht. Die Messungen wurden um 15h bei normalem Laborbetrieb und aktiven Klimageräten getätigt. Es wurden jeweils 4 Messungen gemittelt, um einen repräsentativen Durchschnittswert zu erhalten.

Der Lärmpegel am Messplatz liegt bei  $64\text{dB}_{SPL(A)}$ , das Lärmspektrum zeigt eine gleichmäßige Verteilung des Störschalls mit abfallenden Höhen. Um eine Messbeeinflussung von  $<0,5\text{dB}$  zu erreichen muss der Umgebungslärm mindestens  $9\text{dB}$  unter dem Eigenrauschen des Mikrofons liegen. Bei einem Ersatzgeräuschpegel des Mikrofons um die  $30_{SPL(A)}$  muss also  $\leq 21_{SPL(A)}$  Umgebungslärm in der Messkammer erreicht werden - für zukünftige, rauschärmere Mikrofone sogar noch weniger. Man benötigt für die Rauschmessung daher eine Abschirmbox, welche den Umgebungslärm um zumindest  $43\text{dB}$  dämpft.

Daher wurde die Schalldämmung der Isolationsbox TBS25 genauer untersucht. Dazu wurden 2 Mikrofone des Typs AKG C480, das Audio Interface RME Fireface UFX und die Software ARTA benutzt. Mit einem Mikrofon wurde der Umgebungslärm an 2 Positionen aufgezeichnet, das zweite befand sich innerhalb der geschlossenen Box. Die Lärmdämmung ergibt sich aus der Differenz der Terzbandpegel, siehe Abbildung 5.13.

Es zeigt sich, dass die Schalldämmung der Messbox bis auf den Bereich um  $250\text{Hz}$  für Frequenzen über  $100\text{Hz}$  durchgehend über  $40\text{dB}$  liegt und besonders im wichtigen Bereich von  $1\text{kHz}$  bis  $4\text{kHz}$  über  $45\text{dB}$ . Eine durchgehende Dämpfung von  $44\text{dB}$  wird jedoch nicht erreicht und für zuverlässige Rauschmessungen muss entweder ein alternativer, ruhigerer Messplatz gesucht werden oder in den Früh- und Abendstunden gemessen werden, wenn der Umgebungslärm im Labor niedriger ist.

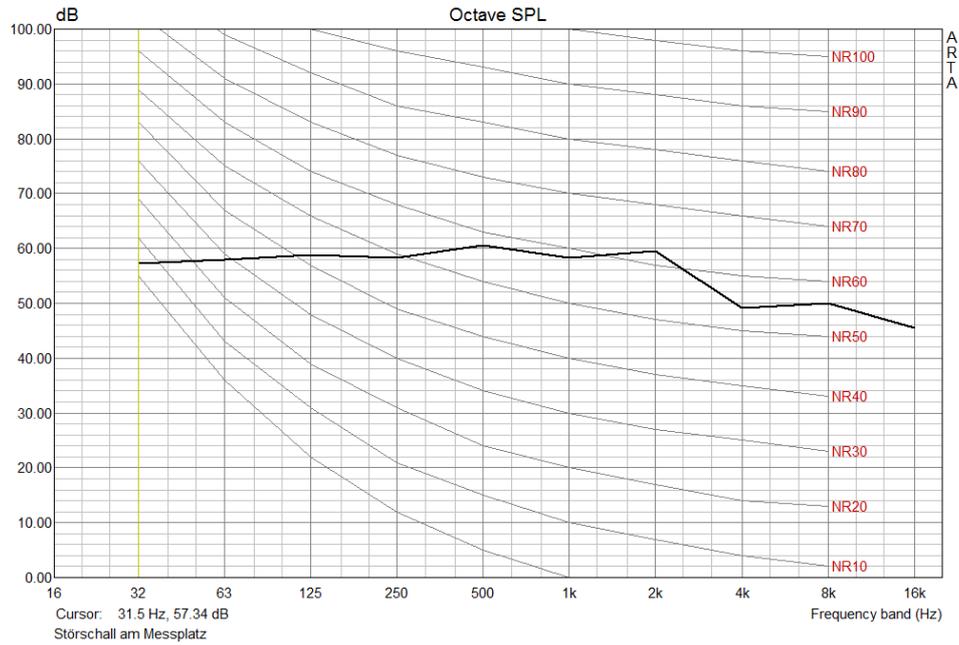


Abbildung 5.12.: Umgebungslärm am Messplatz

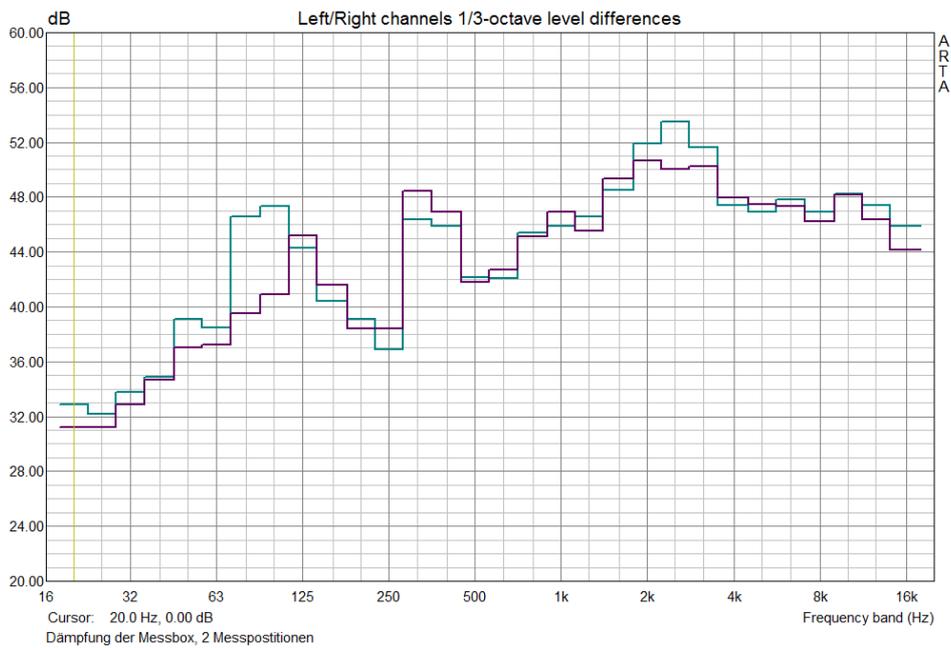


Abbildung 5.13.: Schalldämmung der Messbox TBS25

### 5.2.2. Körperschall

Zur Isolation des nicht unerheblichen Körperschalls im Labor wurde ein luftgefederter Spezialtisch der Firma THORLABS<sup>5</sup> angeschafft, dessen Wirksamkeit hier näher untersucht wird. Laut Herstellerdaten liegt die Grundresonanz des Tisches bei 1,6Hz und die Dämpfung ab 50Hz bei über 50dB.

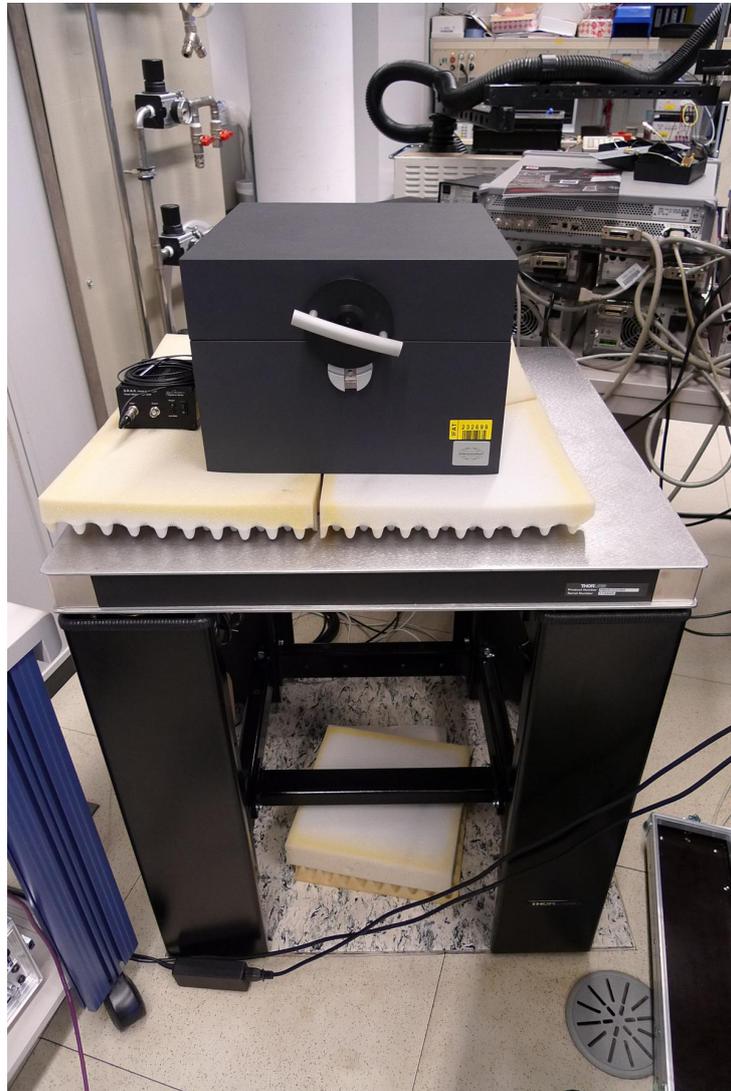


Abbildung 5.14.: Der Messplatz

#### Messbedingungen

Der Messtisch steht auf einer vom übrigen Boden abgetrennten Metallplattform, welche direkt auf dem Fundament des Gebäudes aufgesetzt und somit vom übrigen Laborboden entkoppelt ist. Als Signalaufnehmer dienen 2 Stück Tonabnehmer AKG C411, deren Frequenzgänge per EQ in

<sup>5</sup>Luftfedertisch PFA52509 und Tischplatte PBH51510. [www.thorlabs.de/NewGroupPage9.cfm?ObjectGroup\\_ID=1873&pn=PFA52509](http://www.thorlabs.de/NewGroupPage9.cfm?ObjectGroup_ID=1873&pn=PFA52509)

der Steuersoftware des RME Fireface UFX angeglichen werden können. Somit erreicht man unter idealen Bedingungen eine Abweichung von  $\pm 1\text{dB}$  von 63Hz bis 2kHz (siehe Abbildung 5.15) - darüber werden die Toleranzen und Abweichungen der Klebmontage immer stärker.

Als Anregungssignale dienen manuell erzeugte Erschütterungen, welche leider schlecht repro-

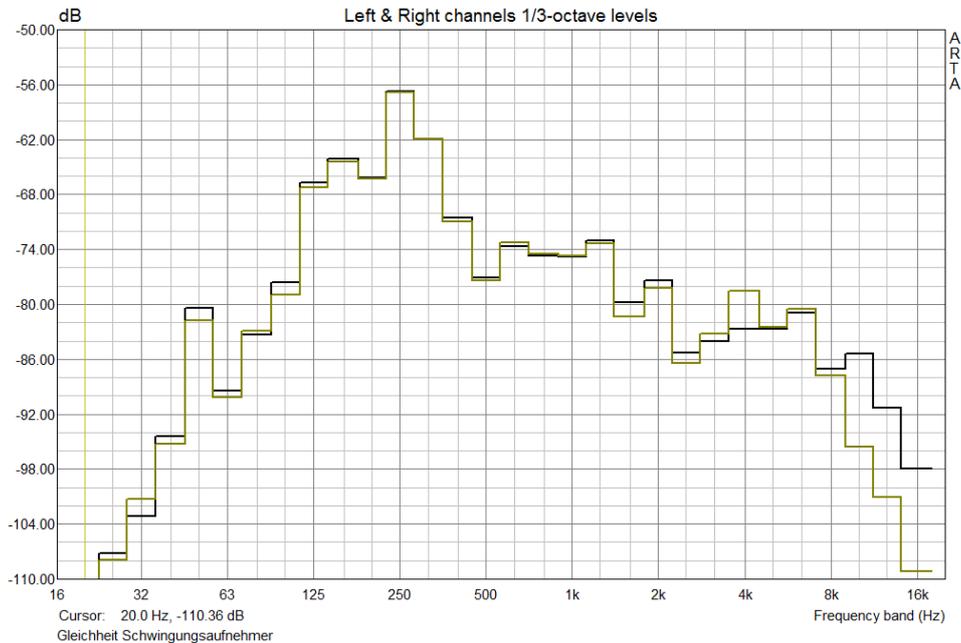


Abbildung 5.15.: Kanalgleichheit der Schwingungsaufnehmer AKG C411

duzierbar sind und nur wenig Energie im tieffrequenten Bereich in die Struktur einbringen. Für eine Abschätzung der Eigenschaften konnte jedoch ein ausreichender Signal/Störabstand erzeugt werden.

### Messergebnisse

Zuerst wurde die Körperschalldämmung des Übergangs Boden zur Metallplattform gemessen. Aussagekräftige Messwerte mit ausreichendem Störabstand zum Grundrauschen der Schwingungsaufnehmer sind im Bereich 63Hz bis 4kHz gegeben (Abbildung 5.16).

Die Entkopplung vom schwingenden Fußboden bringt bereits eine Verbesserung von 25 bis 35dB.

Um die Eigenschaften des Tisches zu prüfen wurde die Metallbodenplatte ebenfalls mit gleichmäßigen Schlägen in Schwingung versetzt. Unter 400Hz mit dieser Methode jedoch nicht genug Energie eingebracht werden, um ein ausreichendes Signal/Rauschverhältnis zu erreichen und das Dämmungsverhalten des Tisches richtig abzubilden. Abbildung 5.17 zeigt mit der gelben und schwarzen Kurve das Grundrauschen der Schwingungsaufnehmer und die grüne und hellblaue Kurve stellen die Messsignal dar. Bei tiefen Frequenzen besitzt der Tisch somit besser Dämmeigenschaften als abgebildet, zwischen 500Hz und 8kHz ergeben sich aussagekräftige Messwerte.

Es zeigt sich, dass der Luftfedertisch eine breitbandige Dämmung von im Mittel 50dB erfüllt (Abbildung 5.18) und die Herstellerangaben somit plausibel erscheinen.

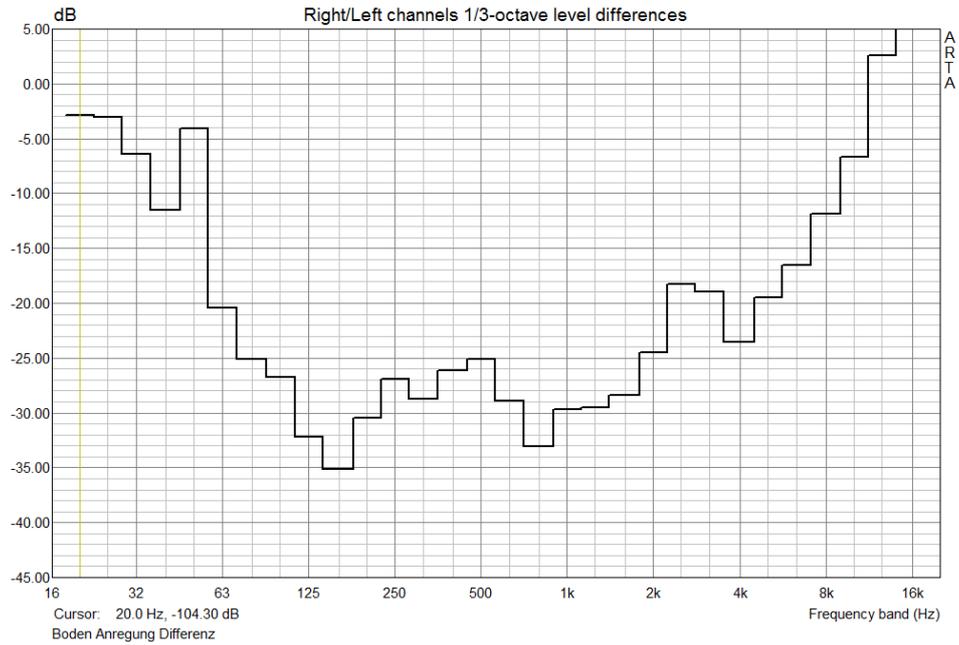


Abbildung 5.16.: Körperschalldämmung durch die Metallbodenplatte

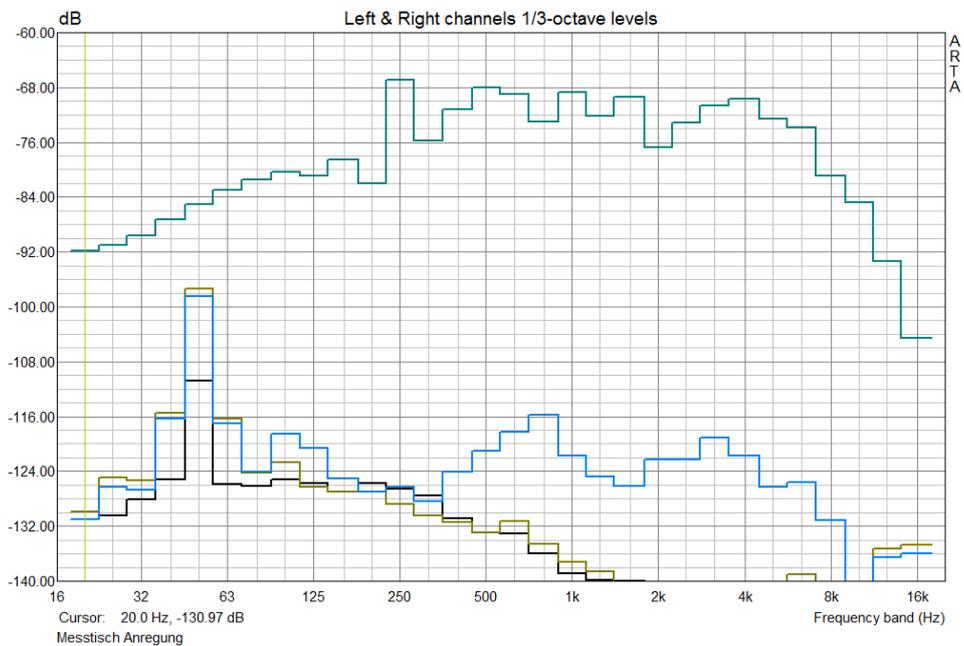


Abbildung 5.17.: Grundrauschen und Anregung des Messtisches

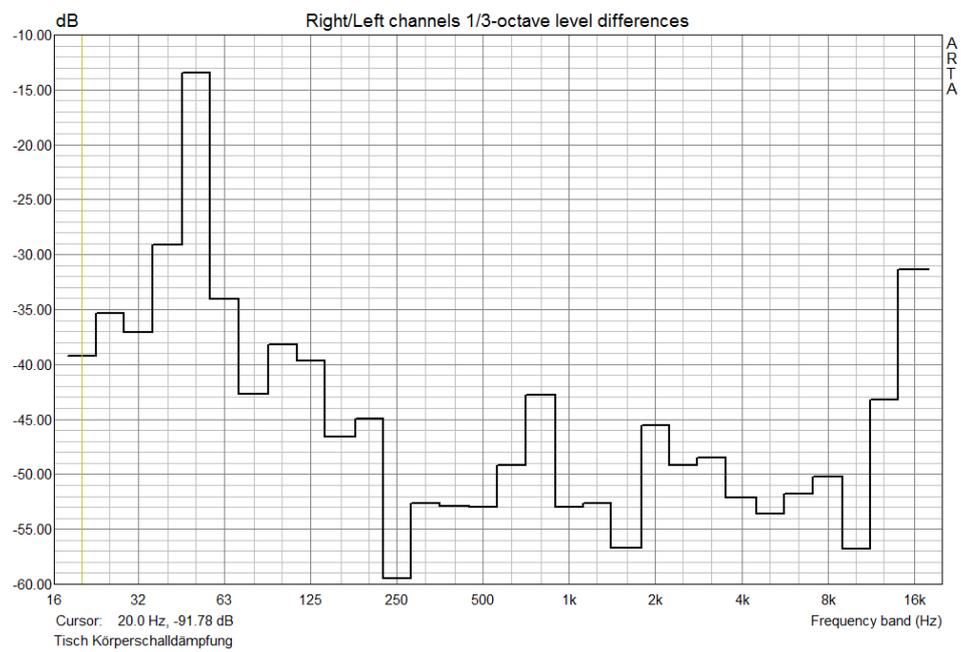


Abbildung 5.18.: Körperschalldämpfung des Messtisches

### 5.3. MEMS Trägerplatine

Ziel der Messvorrichtung ist es, unterschiedliche MEMS Bausteine schnell und zuverlässig messen und wechseln zu können.

Die Kontaktierung eines MEMS direkt am Waver ist außerordentlich aufwendig, man benötigt spezielle Messnadeln und eine geeignete Positioniervorrichtung. Weiters hat man wegen der geforderten Hochohmigkeit des Aufbaus gravierende Problem mit Einstreuungen und die parasitären Kapazitäten sind nur schwer in den Griff zu bekommen. Zusätzlich muss man eine Referenzschallquelle mit hoher Lautstärke und ein Referenzmikrofon positionieren ...

Für Laboranwendungen habe ich deshalb einen alternativen Weg beschritten.

Der MEMS wird auf eine kleine Platine gebondet, mit einem Rückvolumen wie in der Anwendung versehen und dieser Aufbau über gefederte und vergoldete Kontaktpins mit dem Hauptprint des Impedanzwandlers verbunden (siehe Abbildung 4.49 und 5.19). Dadurch können kontrollierte Bedingungen für die Messung geschaffen werden und man kann mit dem Mikrofon unter optimalen, akustischen Verhältnissen messen.

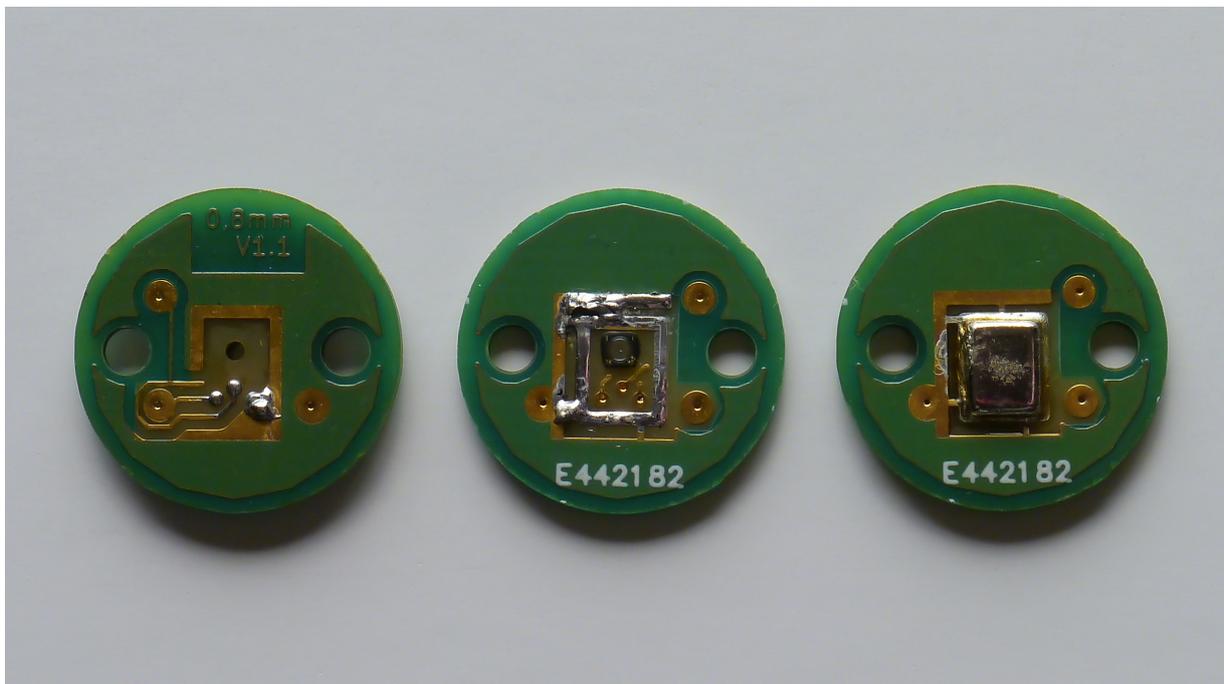


Abbildung 5.19.: MEMS gebondet auf Frontprint mit Rückvolumen

Die Printplatte misst 15mm im Durchmesser und besitzt 2 Führungslöcher zur Positionierung in der Aufnahme. Die mittlere Platine in Abbildung 5.19 zeigt den aufgeklebten und gebondeten MEMS, über den eine kleine Metallkappe gelötet wird, welche das Rückvolumen bildet (rechte Platine).

Für diesen Aufbau werden MEMS Typen mit geschlossener Kappe benutzt, der Schall gelangt durch ein kleines Loch<sup>6</sup> durch die Platine zur Rückseite des MEMS. Die Kappe muss daher dicht

<sup>6</sup>Das Schallloch hat bei diesem Aufbau einen Durchmesser von 0,8mm. Das Loch wirkt akustisch wie ein Helmholtz Resonator und hat bei Frequenzen über 10kHz einen Einfluss auf den Frequenzgang

aufsitzen und die Löcher der Durchkontaktierungen müssen verschlossen werden, da sich sonst ein akustischer Kurzschluss ergibt und der Frequenzgang unter 1-3kHz stark abfällt.

Das Standard Platinenmaterial FR4 besitzt für diese Anwendung bereits einen grenzwertig niedrigen Oberflächenwiderstand, der von den Herstellern mit sehr breiter Toleranz angegeben wird. Da jedoch für jeden MEMS eine eigene Platine benötigt wird, wurde versucht mit dem günstigeren Standardmaterial auszukommen. Daher wurde die hochohmige Signalleitung mit einer Guard Leitung von der Umgebung abgeschirmt, um Störströme und Streukapazitäten zu minimieren. Zusätzlich können so auch MEMS mit Guard Pin wie der hier bestückte Typ E2140B untersucht und vermessen werden.

Der Aufbau dieser Trägerplatine ist leider nicht ganz unproblematisch. Das Kleben und Bonden des MEMS erfordert hohe Präzision, da die empfindliche Membran leicht beschädigt werden kann und selbst zu hohe mechanische Spannungen beim Verkleben das Testmuster unbrauchbar machen. Auch das Auflöten des Deckels ist noch nicht zufriedenstellend gelöst. Übliches SMD Lötzinn enthält zu viel Flussmittel, welches beim Lötvorgang den Hochohmbereich überschwemmt und für unkontrollierte Bedingungen sorgt. Zusätzlich müssen die Durchkontaktierungen händisch verschlossen werden, da dieser Bereich zugunsten der Hochohmigkeit von Lötstoplack ausgenommen wurde.

Es müssen in Zukunft noch weitere Versuche mit Leitkleber und Diskussionen mit den Platinenherstellern geführt werden, um die Bestückung der Platine einfacher und zuverlässiger zu gestalten.

### 5.4. Frequenzgang

Eine der wesentlichen Charaktergrößen eines Mikrophones stellt sein Frequenzgang und die Empfindlichkeit dar. In diesem Kapitel wird erläutert, wie und mit welchem Aufbau man diese Größen ermitteln kann.

Es sollen an dieser Stelle jedoch keine ausführlichen Untersuchungen von MEMS Bausteinen mit Streuanalyse und Temperaturverhalten durchgeführt werden, da dies den Rahmen dieser Arbeit übersteigt und in folgenden Projekten behandelt werden kann.

#### 5.4.1. Messmethode

Der Frequenzgang und die Empfindlichkeit des MEMS wird in der Isolationsbox TBS25 gemessen. Dazu wird die Lautstärke des Messlautsprechers am Messpunkt auf  $94\text{dB}_{SPL}$  bei 1kHz eingestellt und mittels Referenzmikrofon G.R.A.S. 40BP<sup>7</sup> überprüft, siehe Abbildung 5.20.

Man erkennt, dass der Frequenzgang des eingebauten Lautsprechers ab 10kHz stark abfällt - über dieser oberen Grenzfrequenz können keine aussagekräftigen Ergebnisse erwartet werden. Auch zu tiefen Frequenzen fällt der Frequenzgang, jedoch kann ein ausreichender Signalrauschabstand erzielt werden, um auch dort noch Ergebnisse zu erhalten.

Als Messsignal dient ein langsamer Sweep von 20Hz bis 20kHz, da dieser eine sehr gute Störunterdrückung bei tiefen Frequenzen aufweist. Die Analysesoftware ARTA nutzt eine FFT Tiefe von 65.536 Punkten und eine Glättung des Frequenzgangs mit 1/24 Oktave Bandbreite. Es wird eine

---

<sup>7</sup>Serial No. 94881,  $-54,65\text{dB}_{V/Pa}$  bei 1kHz

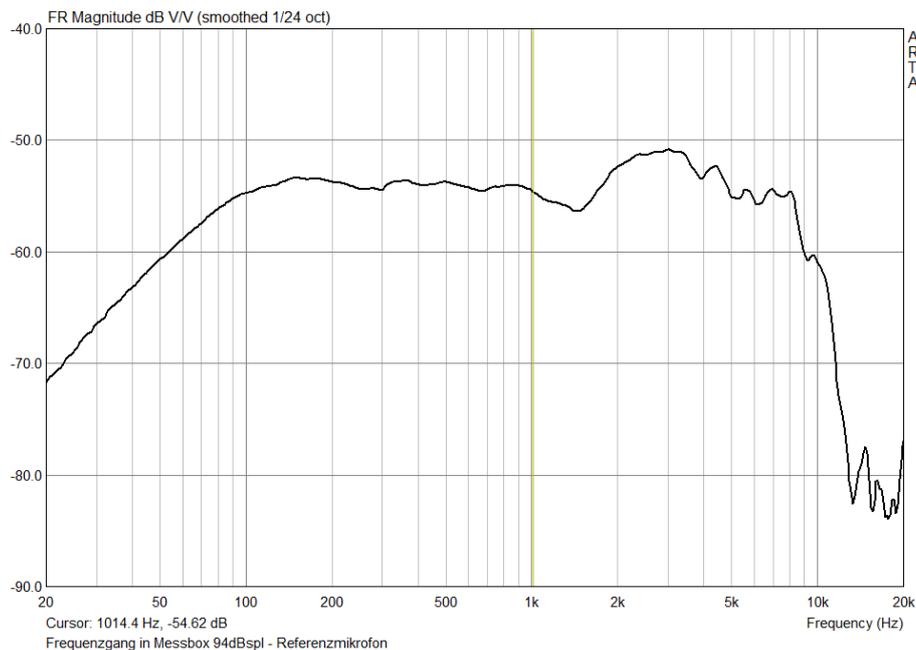


Abbildung 5.20.: Pegelkalibrierter Frequenzgang in der Messbox

2-Kanal Messung mit Referenzmikrofon durchgeführt, wie in Kapitel 2.2.5 erläutert.

### 5.4.2. Messaufbau

Das Referenzmikrofon und der Prüfling werden im Bereich der gültigen Freifeldbedingung (blauer Schaumstoffkreis) im gleichen Abstand zum Lautsprecher positioniert, siehe Abbildung 5.21. Die beiden Mikrofonsignale werden mit den Eingängen 9 und 10 des Audio Interfaces verbunden und mit jeweils 40dB vor der A/D Wandlung verstärkt.

Die Polarisationsspannung des MEMS wurde auf 5V eingestellt.

### 5.4.3. Ergebnisse

In Abbildung 5.22 sind die Frequenzgänge beider Mikrofone in der Messbox bei  $94\text{dB}_{SPL}$  bei 1kHz dargestellt. Man erkennt den Pegel des MEMS Aufbaues bei 1kHz von  $-40,0\text{dB}_V/\text{Pa}$ , das entspricht einer Mikrofonempfindlichkeit von  $10\text{mV}/\text{Pa}$ .

Abbildung 5.23 zeigt den Frequenzgang des MEMS relativ zum Referenzmikrofon. Man erkennt die um  $13,6\text{dB}$  höhere Empfindlichkeit und den Abfall zu den tiefen Frequenzen, welcher bauartbedingt und abhängig vom Rückvolumen des MEMS ausfällt. Weiters ist der Staudruck vor dem Mikrofon als Anstieg zu hohen Frequenzen erkennbar, bedingt durch den vergleichsweise großen Durchmesser der MEMS Testplatine und dem Rohr der Elektronik. Um diesen Einfluss genauer zu untersuchen wäre ein Lautsprecher mit ausgedehntem Frequenzgang bis mindestens  $20\text{kHz}$  notwendig.

Für eine Charakterisierung des MEMS ohne diese Beeinflussung sollte eine Nachbildung des Auf-



Abbildung 5.21.: Anordnung der Messmikrofone

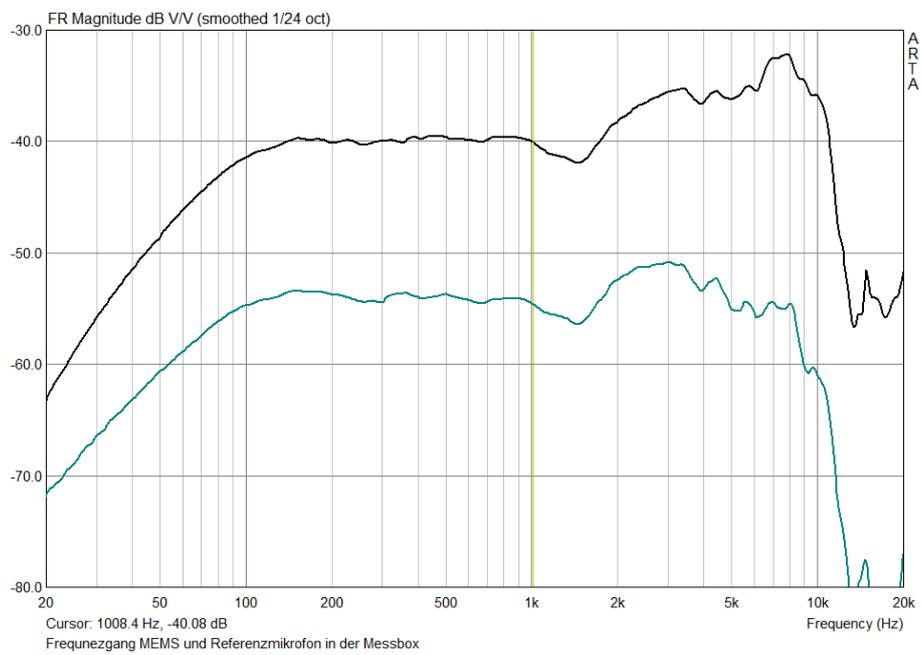


Abbildung 5.22.: Frequenzgang beider Mikrofone in der Messbox

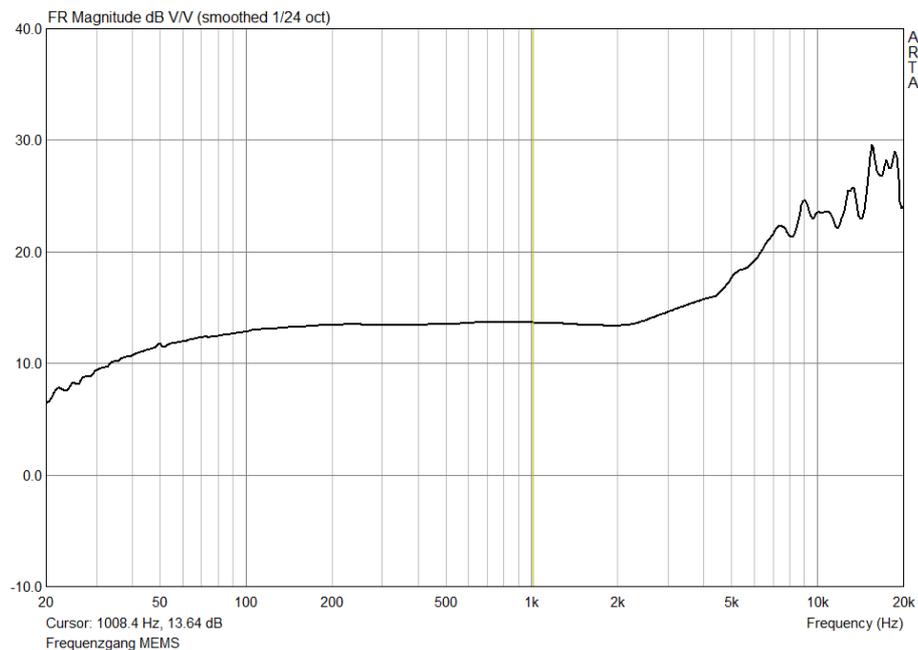


Abbildung 5.23.: Frequenzgang MEMS relativ zum Referenzmikrofon

baus für das Messmikrofon benutzt werden, damit dieses den selben Staudruck vor der Membran erfährt. Das kann realisiert werden, in dem über das Messmikrofon eine Kappe gesetzt wird und somit das Referenzmikrofon künstlich im Durchmesser vergrößert und an den MEMS Aufbau angepasst wird.

## 5.5. Rauschen des Mikrofons

### 5.5.1. Messmethode

Das Rauschen des Mikrofons wurde mit dem Audio Interface Fireface UFX und dem Software Tool DIGICheck nach der gleichen Methode wie das Rauschen der Elektronik gemessen (Kapitel 4.3.1). Das Rauschen wird wie in der Audio Technik üblich mittels A-Bewertungsfilter gewichtet, um die Messwerte dem menschlichem Hörempfinden anzupassen (siehe Kapitel 2.2.3).

### 5.5.2. Messaufbau

Das Mikrofon befindet sich in der Isolationsbox TBS25 an der gleichen Position wie bei der Frequenzgangmessung. Der Messlautsprecher der Box wird abgeklemmt, da das Eigenrauschen des Leistungsverstärkers die Messung beeinflussen könnte.

Um sicher zu gehen, dass keine Störsignale die Messung verfälschen, wird das Rauschsignal mittels Kopfhörer abgehört und parallel zur Messung eine FFT Analyse mit dem Programm ARTA durchgeführt.

### 5.5.3. Ergebnisse

Das Rauschen des MEMS Mikrofonaufbaus beträgt  $4,8\mu V_{rms(A)}$ . Dieser Wert liegt deutlich über dem Eigenrauschen des Impedanzwandlers, sollte jedoch für einen exakten Messwert korrigiert werden. Rauschen aus 2 unkorrelierten Quellen addiert sich quadratisch, siehe Formel 5.1.

$$U_{Rges} = \sqrt{U_{R-MEMS}^2 + U_{R-Imp}^2} \quad (5.1)$$

Erweitert man diese Berechnung um die Dämpfung des Aufbaues von 1dB bei Anschluss an das Audio Interface<sup>8</sup> ergibt sich folgende Formel zur Korrektur des Messergebnisses:

$$\begin{aligned} U_{R-MEMS} &= 10^{\frac{D}{20}} * \sqrt{U_{Rges}^2 - U_{R-Imp}^2} \\ &= 10^{\frac{1,0}{20}} * \sqrt{4,8\mu V_{rms(A)}^2 - 2,8\mu V_{rms(A)}^2} = 4,4\mu V_{rms(A)} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Das Eigenrauschen des G.R.A.S. Referenzmikrofons liegt bei  $5,1\mu V_{rms(A)}$  und damit im Bereich unseres Prüflings. 1/4“ Messmikrofone sind daher zur Überprüfung des Messaufbaus auf Störschall nicht geeignet (siehe Kapitel 5.2.1).

## 5.6. Nichtlinearitäten und High SPL Messungen

Eine wesentliche Anwendung des Messaufbaues besteht in der Erfassung des MEMS Verhaltens bei hohen Schalldrücken. Übliche ASICs werden mit niedrigen Betriebsspannungen von einigen Volt betrieben und begrenzen durch ihr Clipping den Einsatzbereich des Gesamtmikrofons. Hierbei ist die entwickelte Messschaltung mit ihrer hohen Aussteuerbarkeit klar im Vorteil.

### 5.6.1. Messmethode

Das Messprogramm ARTA besitzt ein Modul namens “Steps“, um harmonische Verzerrungen mit hoher Genauigkeit zu analysieren. Dafür werden Sinuspakete mit diskreten Einzelfrequenzen im Abstand von 1/6 Oktave analysiert (“stepped sine“). Mittels Fourieranalyse können harmonische Klirrkompenten dargestellt und ausgewertet werden.

### 5.6.2. Messaufbau

Um maximalen Schalldruck am Mikrofon zu erhalten wurde dieses so nahe als möglich am Lautsprecher positioniert, siehe Abbildung 5.24. Mit dem Referenzmikrofon wurde der Klirr des Messlautsprechers kontrolliert, um keine Beeinflussung des Messergebnisses zu erhalten. Die Eingangsverstärkung des Audio Interfaces wurde auf 20dB reduziert, um eine Übersteuerung der Eingänge zu vermeiden.

### 5.6.3. Ergebnisse

ARTA kann den Frequenzgang des Prüflings und die dazugehörigen Klirrverläufe in dB darstellen. In Abbildung 5.25 ist das Verhalten des Lautsprechers bei  $118dB_{SPL}$ , gemessen mit dem Referenzmikrofon, dargestellt.

---

<sup>8</sup>Durch den niedrigen Eingangswiderstand von  $2k\Omega$  steigt die Dämpfung des Impedanzwandlers von 0,7dB auf 1dB



Abbildung 5.24.: Anordnung der Mikrofone für die High SPL Messungen

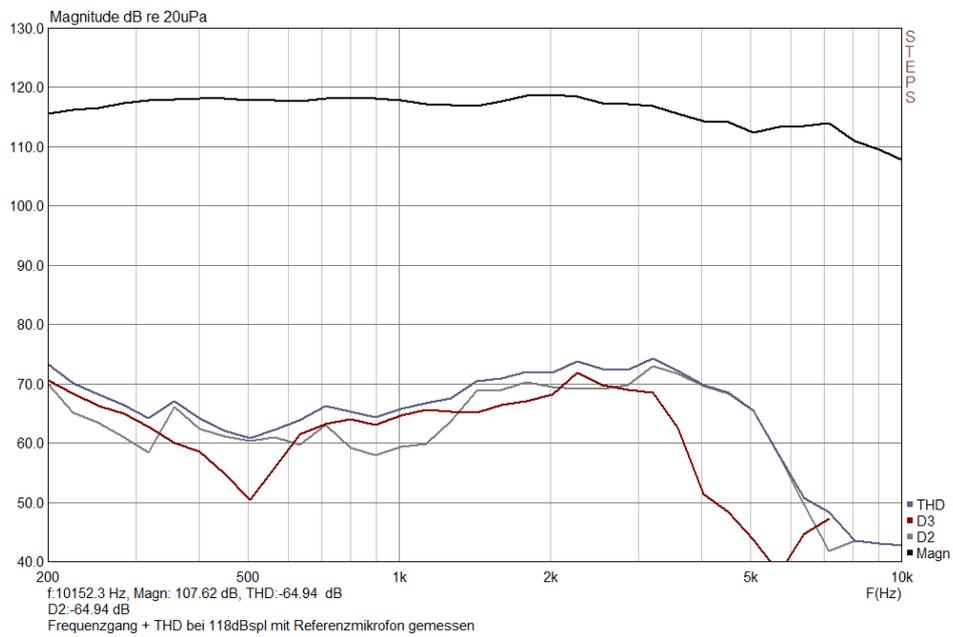


Abbildung 5.25.: THD des Lautsprechers bei 118dBspl

Gebräuchlicher ist jedoch die Darstellung der harmonischen Verzerrungen in % des Pegels. Es wurden Messungen im Abstand von  $10\text{dB}_{SPL}$  durchgeführt und das Verhalten des MEMS analysiert. Bei  $120\text{dB}_{SPL}$  ist jedoch die Belastungsgrenze des Lautsprechers erreicht - für höhere Schalldrücke muss eine Druckkammer Messvorrichtung verwendet werden.

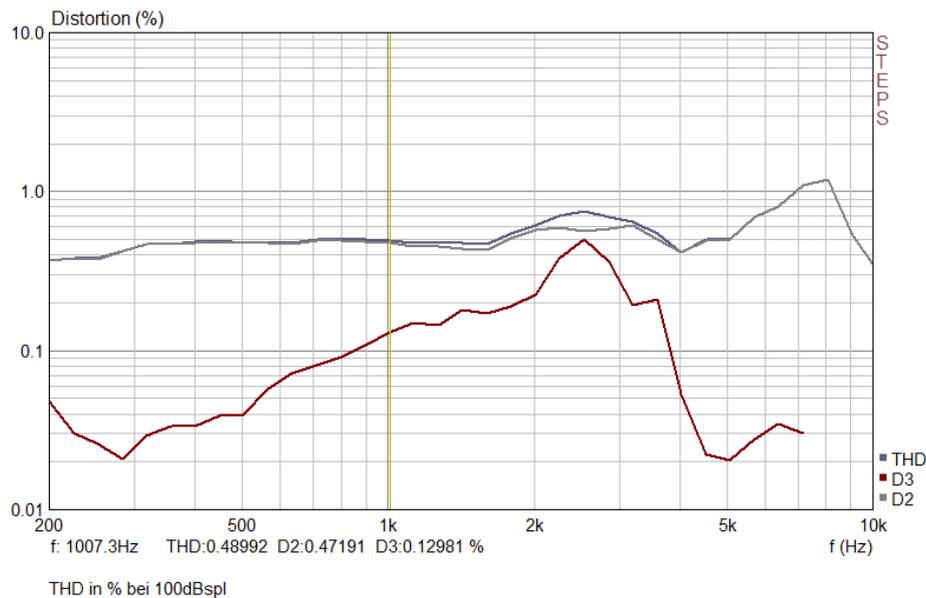


Abbildung 5.26.: THD des MEMS bei 100dBspl

Der MEMS erreicht bei  $100\text{dB}_{SPL}$  bereits 0,5% Harmonische Verzerrungen - für den Einsatz als Studio Mikrofon wäre dies der maximale Pegel. In Kommunikationsanwendungen können jedoch meist höhere Klirrfaktoren akzeptiert werden - bei  $110\text{dB}_{SPL}$  erreicht man etwas mehr als 1% und bei  $120\text{dB}_{SPL}$  4% bei 1kHz und 3% bei tiefen Frequenzen. Damit erfüllt man mit ausreichenden Reserven die Anforderung für Telefonanwendung, siehe Kapitel 4.1.5.

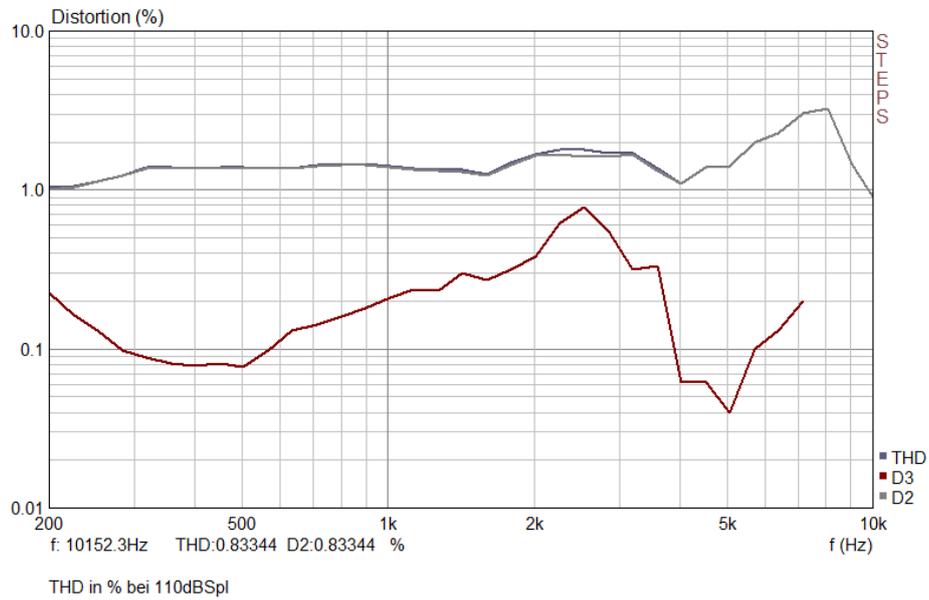


Abbildung 5.27.: THD des MEMS bei 110dBSpl

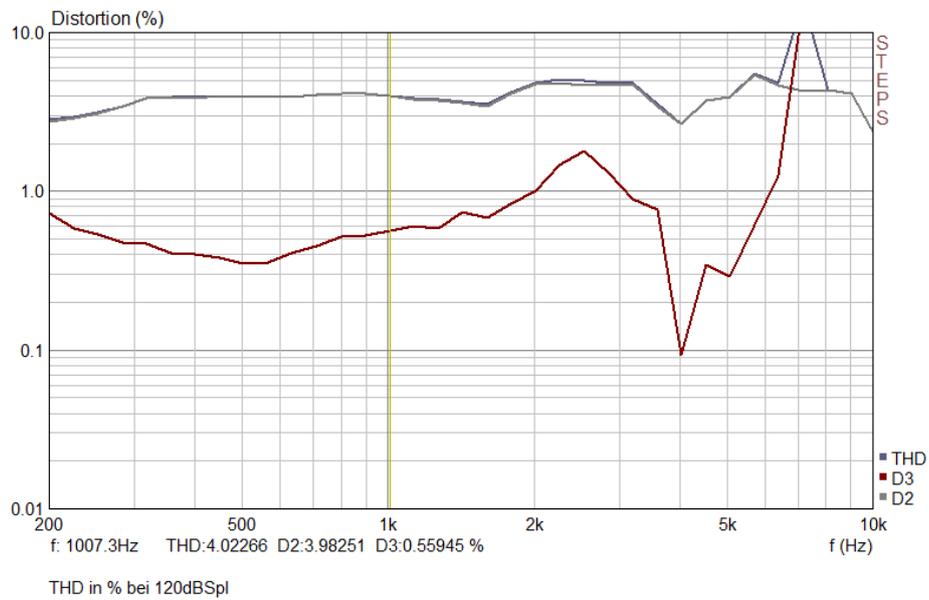


Abbildung 5.28.: THD des MEMS bei 120dBSpl

## 5.7. Zusammenfassung der Ergebnisse

Abschließend werden die gemessenen, akustischen Kennwerte zusammengefasst:

Gemessene Daten des MEMS 1,4mm	
Empfindlichkeit bei 1kHz und 94dB <sub>SPL</sub> .....	10,0mV/Pa
Untere Grenzfrequenz -3dB .....	38Hz
Rauschen .....	4,4μV <sub>rms(A)</sub>
Ersatzgeräuschpegel <sup>9</sup> .....	27dB <sub>SPL</sub>
Maximaler Pegel THD 0,5% .....	100dB <sub>SPL</sub>
Maximaler Pegel THD 5% .....	>120dB <sub>SPL</sub>

Der Frequenzgang des Mikrofons kann wegen der Einschränkung des Messaufbaus leider nur bis wenige kHz untersucht werden - hier besteht unbedingt Verbesserungspotential.

---

<sup>9</sup>Definition des Ersatzgeräuschpegels siehe Kapitel 2.2.3

## 6. Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Anforderungen an eine Impedanzwandlerelektronik zur Auswertung von Silizium Mikrofonen untersucht und hergeleitet. Weiters wurde eine Tabellenkalkulation zur Abschätzung des Rauschbeitrags der Eingangsbeschaltung erstellt und der dominante Effekt des Schrotrauschens des JFETs erkannt und beschrieben.

Es wurden umfangreiche Messungen durchgeführt um ein optimales Bauteil für den Impedanzwandler zu finden und 2 Versionen der Auswerteschaltung designet und aufgebaut. Die erreichten technischen Daten der Elektronik sind hervorragend (134dB maximale Dynamik, 0,25pF Eingangskapazität) und in Kapitel 4.3.6 zusammengefasst.

In Zusammenarbeit mit Infineon Technologies München wurde eine Mechanik entworfen, um MEMS, die auf eine Trägerplatine gebondet werden, schnell und sicher mit der Impedanzwandlerplatine zu verbinden und so einen effizienten Messbetrieb zu ermöglichen.

Und es wurden grundlegende Untersuchungen zu den Messmitteln und der Messumgebung für die Akustikmessung durchgeführt um die Grenzen und Toleranzen des Aufbaues festzulegen. Abschließend wurde beispielhaft die Spezifikation eines MEMS Bausteines durchgeführt und dargestellt.

Trotz der guten und praxistauglichen Ergebnisse dieser Arbeit gibt es noch umfangreiche Verbesserungsmöglichkeiten und Möglichkeiten zur Weiterführung.

Allem voran gibt es immer noch das ehrgeizige Ziel, das Eigenrauschen des Impedanzwandlers in der Anwendung zu senken. In Kapitel 4.2.1 wird beschrieben, wie das Schrotrauschen des Gate Sperrstroms der dominante Faktor im Gesamtrauschen des Aufbaus ist und dass mit einem optimalen JFET hier wesentliche Verbesserungen zu erwarten sind. Es sollten daher noch weitere FETs mit niedrigem Gate Strom getestet werden.

Es besteht bei Infineon Technologies auch die Möglichkeit, ein speziell für diese Anwendung angepasstes Halbleiterbauteil fertigen zu lassen. Die ist ein kostenintensiver und zeitaufwendiger Prozess, das Verbesserungspotential sollte jedoch geprüft werden.

Weiters ist ein Redesign der MEMS Trägerplatine mit hochwertigem Material und ohne Guard bereits geschehen und die Leiterplatte in Auftrag gegeben. Es soll untersucht werden in wie weit diese Platine Einfluss auf die Messergebnisse hat und welcher Aufwand hier für ein neutrales Ergebnis betrieben werden muss.

Die Mechanik des Gehäuses und der Montagekappe für den MEMS Trägerprint kann ebenfalls optimiert werden, um weniger Einfluss auf das Schallfeld zu haben (kleinere, abgerundete Kappe) und eine bessere Schirmung gegenüber Einstreuungen zu bieten (hochwertiges HF Schutzgitter vor dem MEMS, bessere Masseanbindung des Gehäuses an den Impedanzwandlerprint).

Wenn man Abstriche im maximalen Ausgangspegel und der unteren Grenzfrequenz bedingt durch

die Koppelkondensatoren in Kauf nehmen kann wäre auch eine weitere Minituarisierung des Aufbaues möglich, in dem die Ausgangselkos durch eine kleinere Tantal Bauform ersetzt werden und der Ausgangspuffer durch einen einzigen Transistor mit Stromquelle in Class A Betrieb ersetzt wird.

Und auch die Akustikmessumgebung kann noch verbessert werden.

Das größte Manko der Isolationsbox TBS25 ist der beschränkte Messbereich bis 8kHz (Kapitel 5.7). Es wurden bereits Untersuchungen für einen möglichen Ersatz des internen Lautsprechers durchgeführt und ein vielversprechender Kandidat ist der Treiber Scan Speak 10F8424G. Jedoch ist ein Umbau mit der Zerstörung der bisherigen Messumgebung verbunden und die Kosten der Messbox belaufen sich auf mehrere tausend Euro. Daher wurde bisher von einer Modifikation abgesehen.

Zuguterletzt muss man für zukünftige Untersuchungen Verzerrungsmessungen bei Pegeln bis  $140\text{dB}_{SPL}$  durchführen können. Möglich wird dies in einer Druckkammer oder einem Messrohr mit ebener Wellenausbreitung. Eine Kombination davon, betrieben mit einem 1,4" Druckkammer-treiber, wurde bereits bei Infineon Technologies München gebaut und wartet auf eine eingehende Untersuchung der Eigenschaften (Abbildung 6.1).

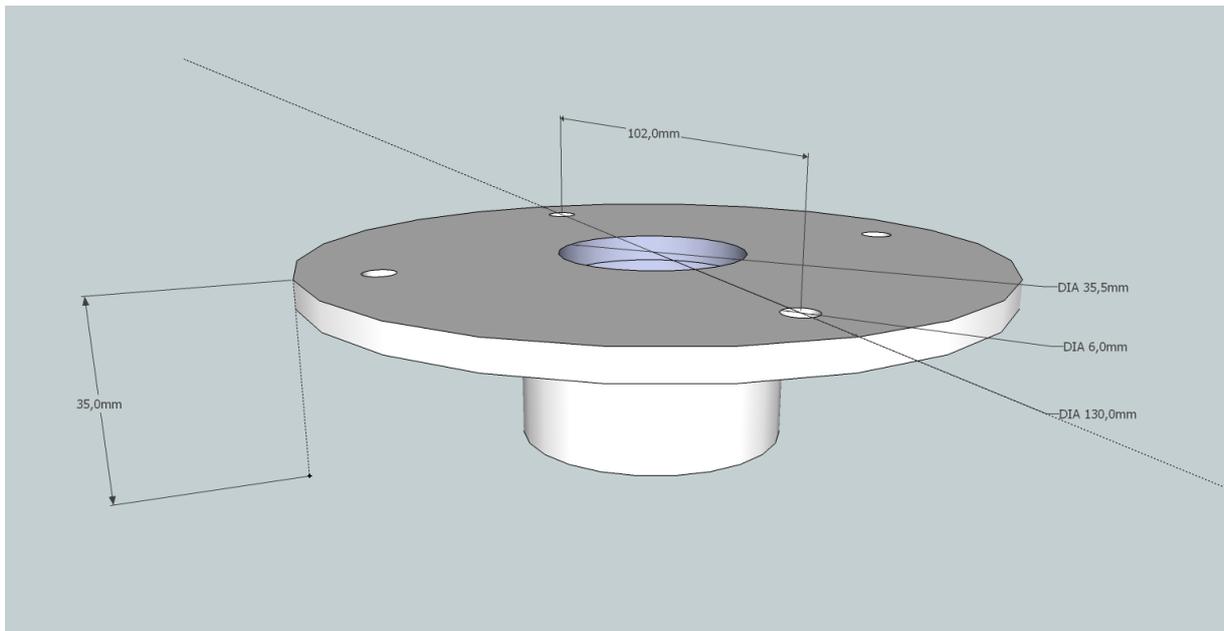


Abbildung 6.1.: Versuchsaufbau High SPL Messung

## Literaturverzeichnis

- [AKG01] Acoustics GmbH AKG. *C 480 B comb-ULS/61, C 480 B, CK 61-ULS, CK 62-ULS, CK 63-ULS Bedienungshinweise*. [www.akg.com/mediendatenbank2/psfile/datei/73/c480b\\_ck614055c45da05bf.pdf](http://www.akg.com/mediendatenbank2/psfile/datei/73/c480b_ck614055c45da05bf.pdf), 11 2001.  
Product Page: [http://www.akg.com/site/products/powerslave,id,225,pid,225,nodeid,2,\\_language,DE.html](http://www.akg.com/site/products/powerslave,id,225,pid,225,nodeid,2,_language,DE.html). 96
- [BW04] Fred Floru Bill Whitlock. *New Balanced-Input Integrated Circuit Achieves Verry High Dynamic Range In Real-World Systems*. [www.thatcorp.com/datashts/AES6261\\_New\\_Balanced\\_Input\\_IC.pdf](http://www.thatcorp.com/datashts/AES6261_New_Balanced_Input_IC.pdf), 10 2004. 28
- [Fü04] Marc Földner. *Modellierung und Herstellung kapazitiver Mikrofone in BiCMOS-Technologie*, 2004. 34, 39, 53
- [Flo05] Fred Floru. *Demystifying Analog Circuits in Professional Audio Applications*. [www.thatcorp.com/datashts/AES6455\\_Demystifying\\_Analog\\_Circuits.pdf](http://www.thatcorp.com/datashts/AES6455_Demystifying_Analog_Circuits.pdf), 05 2005. 28
- [Gal] Galak76. Kohlemikrofon. <http://de.wikipedia.org/wiki/Kohlemikrofon>. 19
- [Gra07] Gerhard Graber. *Elektroakustik*. Version 8.2 edition, WS 2006/2007. 19, 22
- [GRA10a] Sound & Vibration GRAS. *1/4-inch Pressure Microphone Type 40BP*. [www.grasinfo.dk/documents/pd\\_40BP\\_ver\\_06\\_Aug\\_2010.PDF](http://www.grasinfo.dk/documents/pd_40BP_ver_06_Aug_2010.PDF), 08 2010.  
Product Page: <http://www.gras.dk/00012/00013/00029/00115/>. 95
- [GRA10b] Sound & Vibration GRAS. *1/4" Prampifier Type 26AC, General-purpose*. [www.grasinfo.dk/documents/pd\\_26AC\\_ver\\_04\\_Feb\\_2010.PDF](http://www.grasinfo.dk/documents/pd_26AC_ver_04_Feb_2010.PDF), 02 2010.  
Product Page: <http://www.gras.dk/00012/00045/00046/00047/>. 95
- [Inf08] Technologies Infineon. *SMM310 Silicon MEMS Microphone, V1.1*, 05 2008. 47
- [Int99] Corporation InterFET. *J201, J202 N-Channel Silicon Junction Field-Effect Transistor*. <http://www.interfet.com/datasheet/J202/>, 01 1999.  
Product Page: <http://www.interfet.com/Home/>. 57
- [Int05] Interacoustics. *Operation Manual, Dedicated Test Chamber TBS25*. [www.interacoustics.com/downloads/tbs25/om/om\\_tbs25.pdf](http://www.interacoustics.com/downloads/tbs25/om/om_tbs25.pdf), 07 2005.  
Product Page: <http://www.interacoustics.com/tbs25>. 99
- [Lina] Wikipedia Lindosland. Frequenzbewertung. <http://de.wikipedia.org/wiki/Frequenzbewertung>. 24
- [Linb] Wikipedia Lindosland. Gehörriichtige lautstärke. [http://de.wikipedia.org/wiki/Gehörriichtige\\_Lautstärke](http://de.wikipedia.org/wiki/Gehörriichtige_Lautstärke). 24

- [Mat] Ivo Mateljan. Audio measurement and analysis software. <http://www.artalabs.hr/index.htm>. 98
- [MZ93] Eberhard Zwicker Manfred Zollner. *Elektroakustik*. Springer Verlag, 3. auflage, korrigierter nachdruck edition, 1993. 19
- [Sil03] Vishay Siliconix. *J/SST201 Series, N-Channel JFETs*. <http://www.vishay.com/>, 02 2003. 57
- [THA04] Corporation THAT. *InGenius High-CMRR Balanced Input Line Receiver ICs*. [www.thatcorp.com/datashts/THAT\\_1200-Series\\_Datasheet.pdf](http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_1200-Series_Datasheet.pdf), 10 2004.  
Product Page: [http://www.thatcorp.com/1200-series\\_High\\_CMRR\\_Balanced\\_Line\\_Receiver\\_ICs.shtml](http://www.thatcorp.com/1200-series_High_CMRR_Balanced_Line_Receiver_ICs.shtml). 28
- [Tie02] Schenk Tietze. *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer Verlag, 12. auflage edition, 2002. 60
- [Wik] Wikipedia. Keramikkondensator. <http://de.wikipedia.org/wiki/Keramikkondensator>. 64

# A. Datenblätter

## A.1. High SNR MEMS 1,2mm

Die Dokumentation dieses MEMS enthält umfangreiche technische Daten und zeigt Möglichkeiten, analoge und digitale ASICs anzubinden.

Aus Datenschutzgründen werden nur Auszüge des Datenblattes dargestellt.

## 1 MEMS Microphone Chip

### Features

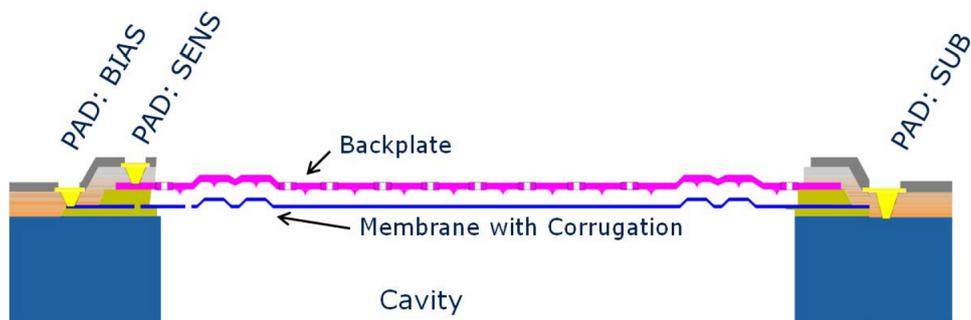
- Capacitive sensor for digital and analog MEMS microphone applications
- Small chip size of 1.2 x 1.2 mm<sup>2</sup>
- High sensitivity for high SNR digital and analog microphone modules
- Best acoustical performance at polarisation voltages of 3.4 V
- Low frequency noise suppression by acoustical filter at typical 50-100 Hz
- Layout and metallization designed for wire bond application
- High long-term stability over temperature and humidity
- Suitable for use in green SMD products that are subject to repeated reflow soldering

## 2 Description

### Product Description

The microphone chip is fabricated using MEMS (Micro Electrical Mechanical Systems) - technology. The chip consist of

- a highly perforated backplate electrode for minimized noise
- anti-sticking bumps for high reliability
- a flexible membrane for high sensitivity
- ventilation holes for fast static pressure release and highpass characteristic
- a substrate connection to prevent charging effects
- pads with Au top metallization for wire bonding
- a Silicon Nitride layer for passivation
- a backside cavity below the membrane for high sensitivity by reduced air cushion



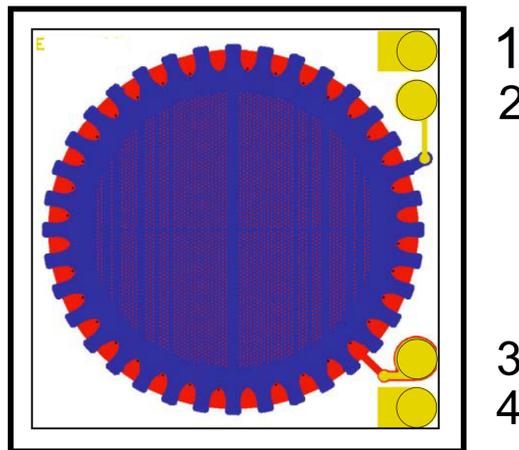


Figure 2 Schematic Die size is 1.2 x 1.2 mm<sup>2</sup>.

Table 1 Pin definition and function

Pin number	Symbol	Function	Pad coordinates (x,y [μm])
1	SUB	substrate (chip body)	0, 0 <sup>1)</sup>
2	SENS	sense electrode (backplate)	0, -130
3	BIAS	biasing electrode (membrane)	0, -684
4	SUB2	substrate (chip body)	0, -814

1) center of chip has a distance of (-470, -472) μm from center of pad "SUB".

Table 2 Maximum ratings of single chip

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Operating Temperature	$T_A$	-40	23	85	°C	
Storage Temperature	$T_{ST}$	-40		125	°C	
Solder and Reflow	$T_S$		260		°C	4 times reflow soldering, Compliant to J-STD-020-C

### 3 Electrical Characteristics

The MEMS chips are 100% tested on wafer level prior to dicing. Capacitances are measured with an impedance analyser with a 1 MHz AC amplitude of 100 mV (please refer to [Chapter 5](#)).

**Table 3** Electrical parameters of undiced wafer.  $T_A = 23\text{ °C}$

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Capacity @ 1 V	$C_1$	1.8	2.4	3.0	pF	$V_{BIAS}-V_{SENS} = 1\text{ V DC}$
Capacity @ 4 V	$C_2$	1.9	2.5	3.1	pF	$V_{BIAS}-V_{SENS} = 4\text{ V DC}$
Capacity @ 6 V	$C_3$	2.6		10	pF	$V_{BIAS}-V_{SENS} = 6\text{ V DC}$

### 4 Mechanical Data

**Table 4** Mechanical data of undiced wafer

Parameter	Value	Unit
Diameter of wafer	150	mm
Dicing grid	1.2 x 1.2	mm
Chip thickness	410 ± 10	µm
Cavity height	400 ± 10	µm
Pad opening	100	µm
Minimum pad pitch	130	µm
Cavity diameter backside	850	µm
Membrane diameter	900	µm
Touch-sensitive area diameter <sup>1)</sup>	1050	µm
Number of ventilation holes		
Diameter of ventilation holes	5.5	µm

1) Due to the microstructure of the sensor capacitor, the sensor area must not be touched mechanically ( [Figure 3](#) ), must not be wetted and no vacuum or high air pressure must be applied from the front or backside of the chip.

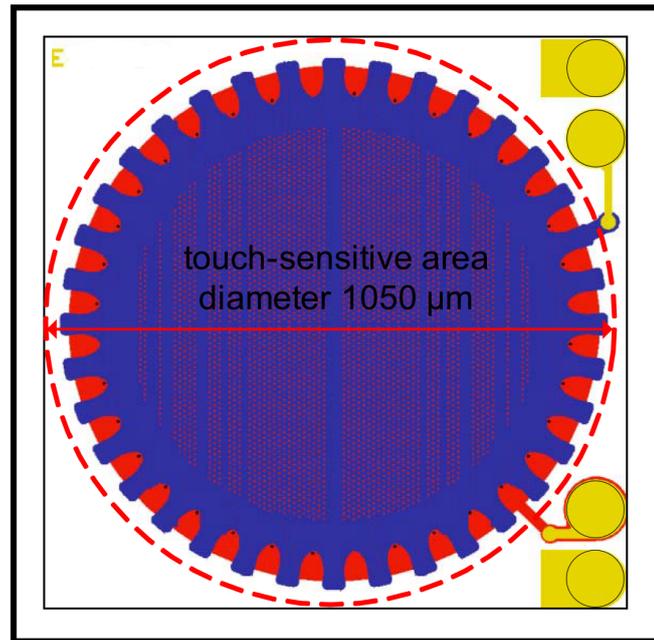


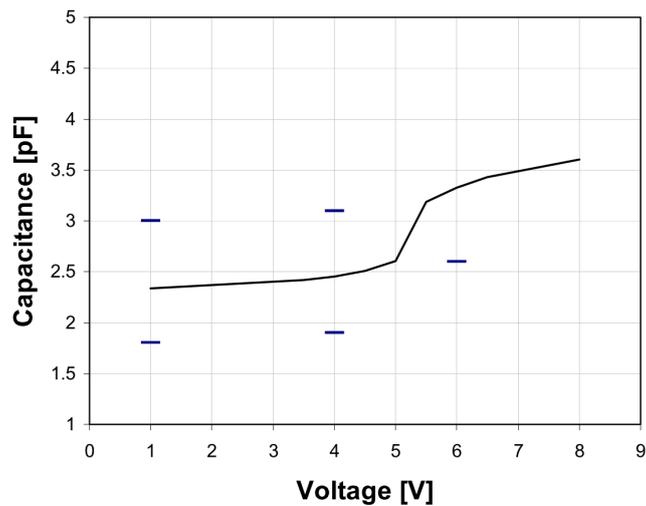
Figure 3 Touch-sensitive area

## 5 Typical Measurements

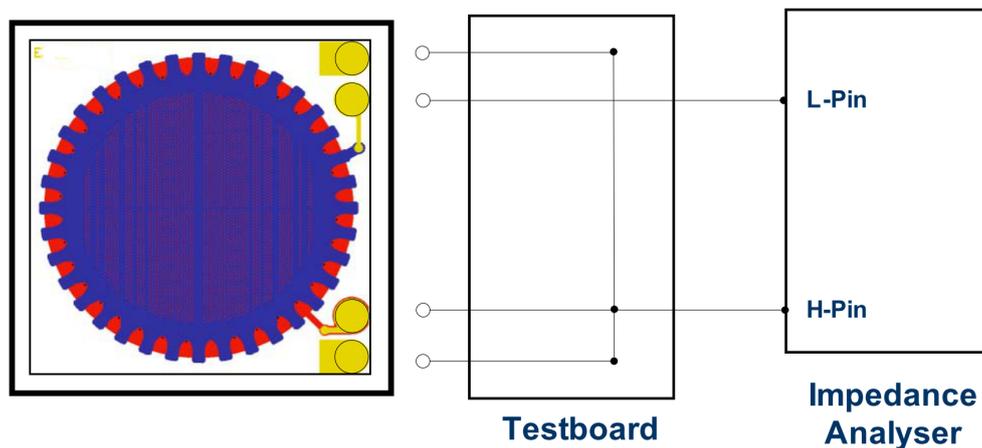
**Figure 4** shows a typical measurement of the capacitance as a function of an applied DC voltage across the flexible membrane and the stiff counterelectrode for chips on undiced wafer.

With increasing bias voltage, the capacitance increases due to the deflection of the membrane. The leap of the capacitance occurs at the pull-in voltage when the membrane collapses towards the counterelectrode. The pull-in voltage of the MEMS is designed to be significantly above the typical operation voltage of 3.4 V.

The capacitance change over bias voltage strongly correlates to the capacitance change in an acoustical pressure field and therefore to the electro-acoustical sensitivity of the microphone system. Please refer to [Chapter 6](#) for correlations in typical applications.



**Figure 4** Typical measurement of the capacitance over bias voltage.



**Figure 5** Capacitance measurement test setup. L-Pin is connected to GND. H-Pin applies bias voltage.

## 6 Application

### MEMS sensor element characteristic

designed for applications with comparable large backvolumes. Table 5 sums up the simulated MEMS sensor characteristic and its performance for infinite back volume. Typical microphone module applications with typical packaging back volumes are shown later in this chapter.

**Table 5 Simulated MEMS sensor element characteristics**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Back volume	$V$		$\infty$		mm <sup>3</sup>	
Power supply	$V_{\text{MEMS}}$		3.4		V	VBIAS-VSENS
Pull-In Voltage	$V_p$		5		V	chip on undiced wafer
Electrical Motor sensitivity	$S_m$	-38.6	-35.6	-32.6	dBV/Pa	
Substrate capacitance	$C_s$		3.9		pF	
Sensor capacitance	$C_0$		2.4		pF	
Parasitic sensor capacitance	$C_p$		0.8		pF	
Coupling capacitance	$C_c$		3.5		pF	
Stray loaded open sensitivity	$S_l$	-39.1	-36.6	-34.1	dBV/Pa	Pin SENS-BIAS, SUB connected to BIAS

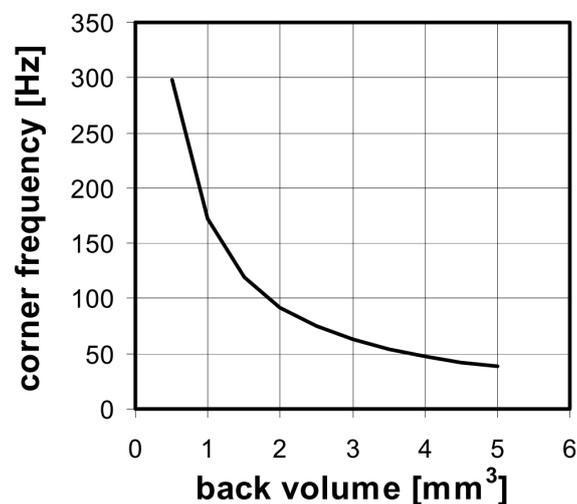
### Corner frequency in microphone modules

The ventilation holes in the membrane together with the back volume of the package build a highpass characteristic of the microphone module. The lower 3dB corner frequency  $f_{\text{low}}$  (Hz) can be approximated by

$$f_{\text{low}} \sim \frac{185}{V} \left[ \frac{\text{Hz}}{\text{mm}^3} \right]$$

V is the back volume build by the package ( $\text{mm}^3$ ).

**Figure 7** shows a typical simulation of the corner frequency depending on the back volume. For smaller packages, the corner frequency increases.



**Figure 7** Simulated corner frequency depending on the package back volume.

### Sensitivity in microphone modules

Besides the frequency response, the acoustical sensitivity of a microphone module depends on the package back volume. The sensitivity attenuation by a back volume V can be approximated by

$$S_n \sim \frac{V}{1,1 + V}$$

The sensitivity  $S_n$  of the microphone is normalized to the sensitivity in a package with infinite back volume.

Figure 8 shows a typical simulation of the normalized sensitivity depending on the back volume. For smaller packages, the microphone sensitivity decreases.

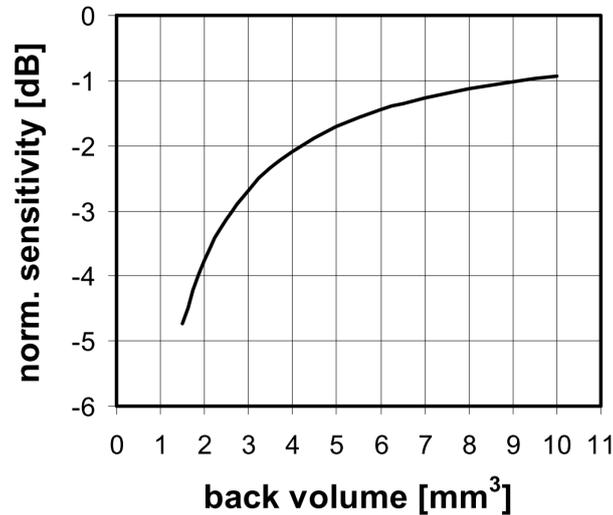


Figure 8 Simulated normalized sensitivity depending on the package back volume.

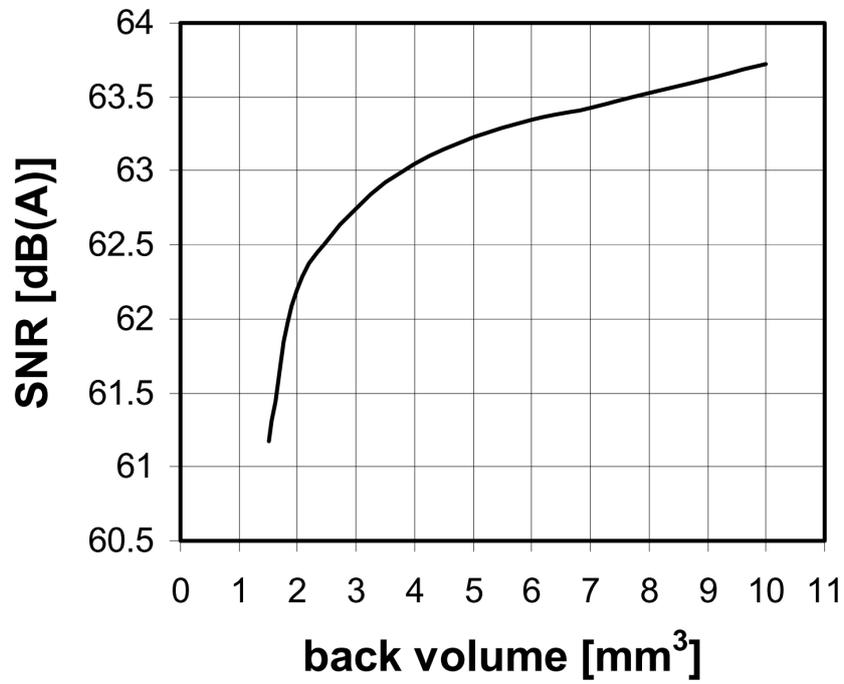
**Recommended application in digital MEMS microphone modules**

optimized for application with Infineons Analog-to-Digital Converter CHIP M1772B ( Figure 10, Figure 11). Table 6 shows the simulated digital MEMS microphone performance for a typical package back volume of 4 mm³.

Table 6 Simulated digital MEMS microphone performance with CHIP M1772B.

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Back volume	$V$		4		mm³	package back volume
Power supply	$V_{MEMS}$		3.4		V	$V_{BIAS}-V_{SENS}$
Electrical Motor sensitivity	$S_m$	-40.7	-37.7	-34.7	dBV/Pa	
Stray loaded open sensitivity	$S_l$	-43.2	-40.2	-37.2	dBV/Pa	Pin SENS-BIAS, SUB connected to BIAS
Gain	$A$		14.2		dBFS/dBV	Gain of ADC M1772B
Microphone system sensitivity	$S$	-29	-26	-23	dBFS/Pa	connected to M1772B, signal at DATA
Microphone system SNR	$SNR$		63		dB(A)	connected to M1772B, signal at DATA
Lower corner frequency	$f_{low}$		50		Hz	3 dB corner frequency

As a consequence of the decreasing sensitivity for smaller back volumes, the signal-to-noise ratio of the chipset in a package decreases with smaller back volumes as well. **Figure 9** shows a simulation of the SNR depending on the packaging back volume.



**Figure 9** Simulated SNR with M1772B depending on the package back volume.

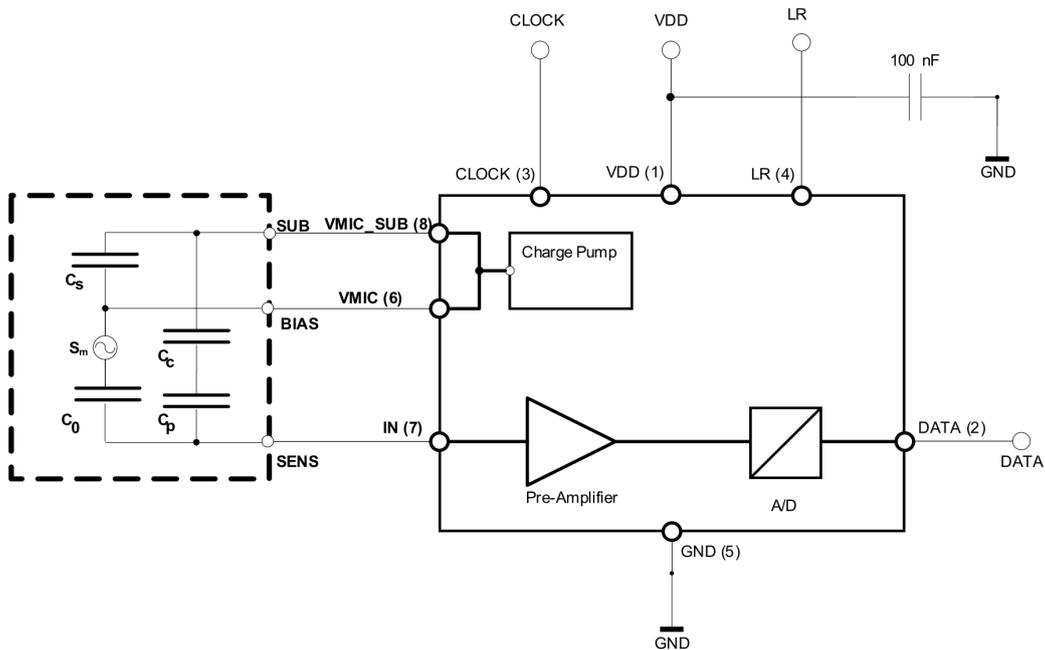


Figure 10 Recommended application microphone module. with ADC CHIP M1772B in a digital MEMS

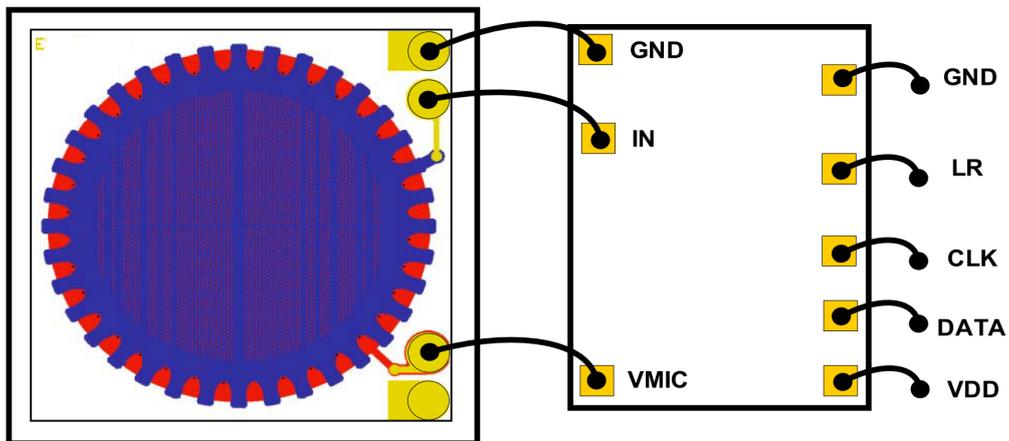


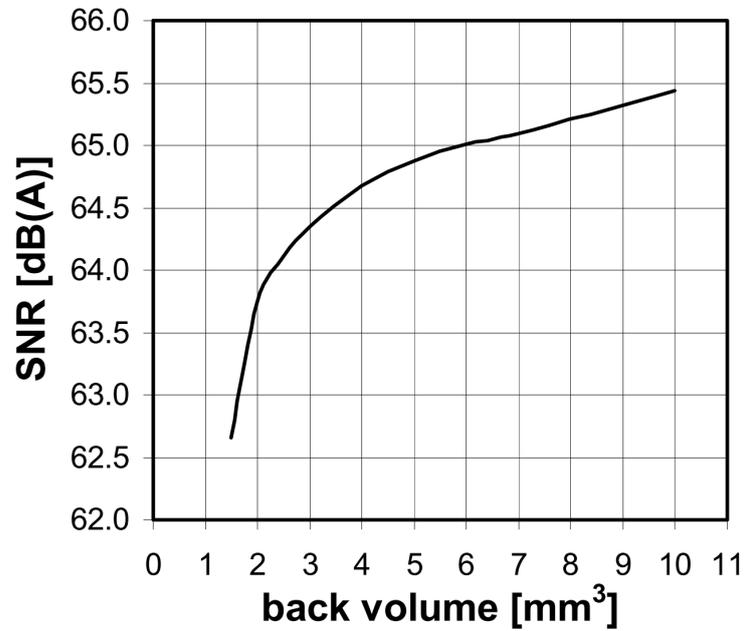
Figure 11 Bonding diagram with ADC CHIP M1772B.

**Application in analog MEMS microphone modules**

is applicable in an analog MEMS microphone module with the ASIC chip M1729 providing a charge pump voltage of 3.4 V (Figure 13, Figure 14). Table 7 shows the simulated MEMS microphone performance for a typical package back volume of 2.3 mm<sup>3</sup>. A simulation of the SNR depending on the packaging back volume is given in Figure 12.

**Table 7 Simulated digital MEMS microphone performance with CHIP M1729.**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Back volume	$V$		2.3		mm <sup>3</sup>	package back volume
Power supply	$V_{MEMS}$		3.4		V	$V_{BIAS}$ - $V_{SENS}$ provided by ASIC
Electrical Motor sensitivity	$S_m$	-42	-39	-36	dBV/Pa	
Stray loaded open sensitivity	$S_l$	-44.5	-41.5	-38.5	dBV/Pa	Pin SENS-BIAS, SUB connected to BIAS
Gain	$A$		+2		dB	Gain of ASIC
Microphone system sensitivity	$S$	-42.5	-39.5	-36.5	dBV/Pa	
Microphone system SNR	$SNR$		63		dBV/Pa	
Lower corner frequency	$f_{low}$		80		Hz	3 dB corner frequency



**Figure 12 Simulated SNR with M1729 depending on the package back volume.**

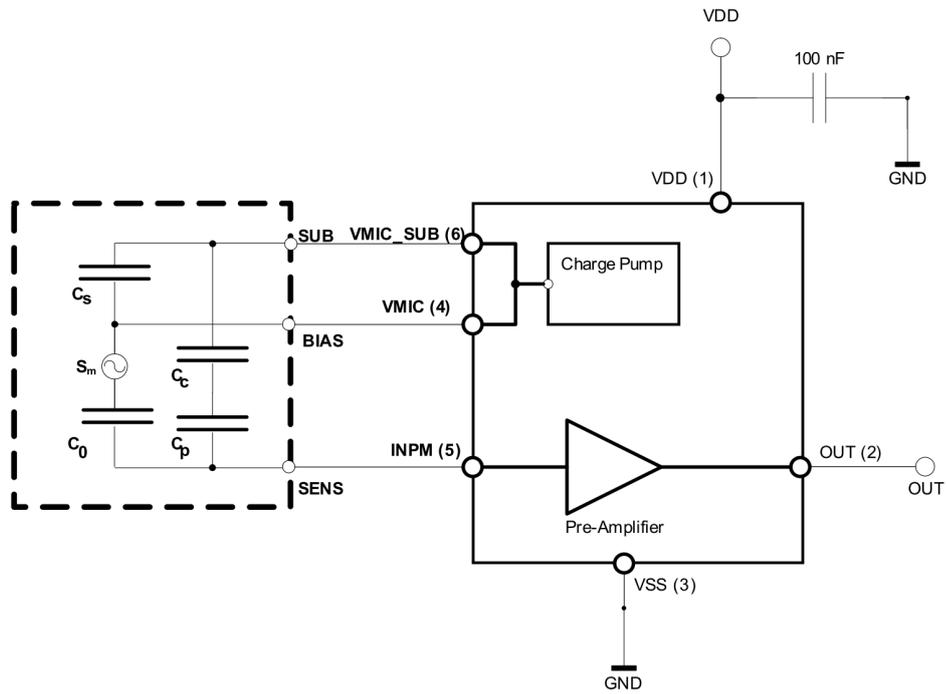


Figure 13 Application with ASIC M1729 in analog MEMS microphone modules.

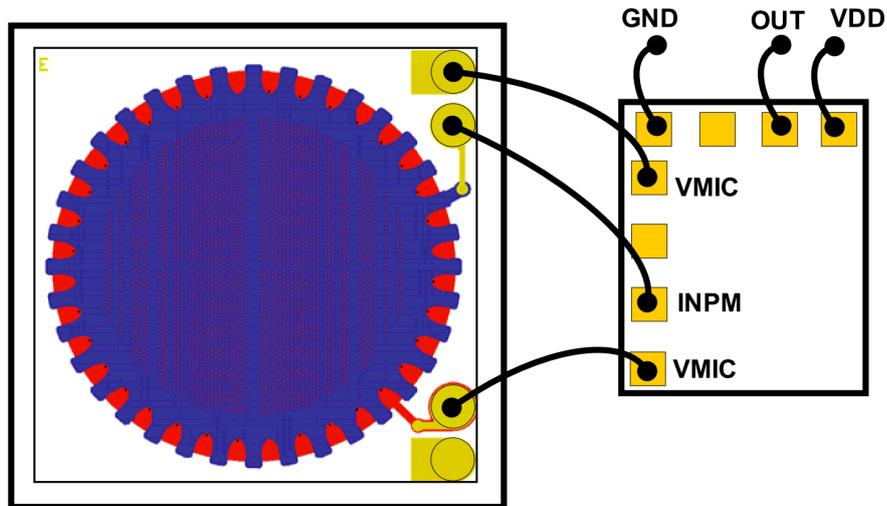


Figure 14 Bonding diagram of MEMS with ASIC M1729.

## A.2. High SNR MEMS 1,4mm

Dieser MEMS Typ mit Guard Anschluss wurde auf die Trägerplatinen gebondet und in Kapitel 5.4 akustisch vermessen. Mit 1,4 x 1,4mm ist er einer der größten, momentan erhältlichen MEMS. Aus Datenschutzgründen werden nur Auszüge des Datenblattes gezeigt.

### 1 MEMS Microphone Chip

#### Features

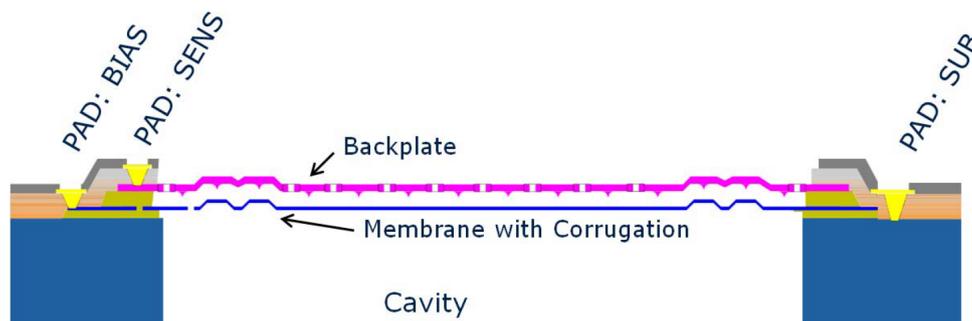
- Capacitive sensor for digital and analog MEMS microphone applications
- Small chip size of 1.4 x 1.4 mm<sup>2</sup>
- High sensitivity for high SNR digital and analog microphone modules
- Low frequency noise suppression by acoustical filter at typical 50-100 Hz
- Layout and metallization designed for wire bond application
- High long-term stability over temperature and humidity
- Suitable for use in green SMD products that are subject to repeated reflow soldering

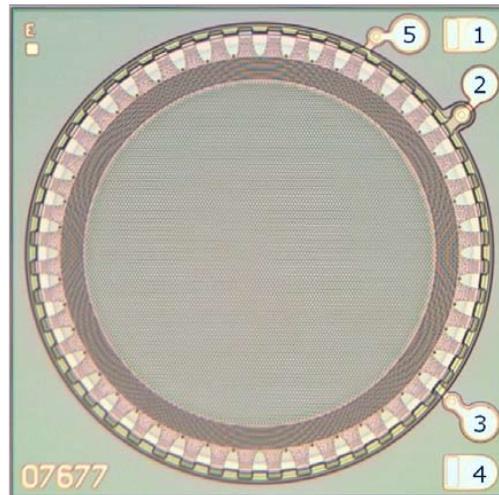
### 2 Description

#### Product Description

The microphone chip is fabricated using MEMS (Micro Electrical Mechanical Systems) - technology. The chip consist of

- a highly perforated backplate electrode for minimized noise
- anti-sticking bumps for high reliability
- a flexible membrane for high sensitivity
- ventilation holes for fast static pressure release and highpass characteristic
- a substrate connection to prevent charging effects
- pads with Au top metallization for wire bonding
- a Silicon Nitride layer for passivation
- a backside cavity below the membrane





**Figure 2 Schematic** -- Die size is 1.4 x 1.4 mm<sup>2</sup>.

**Table 1 Pin definition and function**

Pin number	Symbol	Function	Pad coordinates (x,y [μm])
1	SUB	Substrate (chip body)	0, 0 <sup>1)</sup>
2	SENS	Sense electrode (backplate)	0, -130
3	BIAS	Biasing electrode (membrane)	0, -1014
4	SUB2	Substrate (chip body)	0, -1144
5	GUARD	Guard electrode	-184,0

1) center of chip has a distance of (-570, -572) μm from center of pad "SUB".

**Table 2 Maximum ratings of single chip**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Operating Temperature	$T_A$	-40	23	100	°C	
Storage Temperature	$T_{ST}$	-40		125	°C	
Solder and Reflow	$T_S$		260		°C	4 times reflow soldering, Compliant to J-STD-020-C

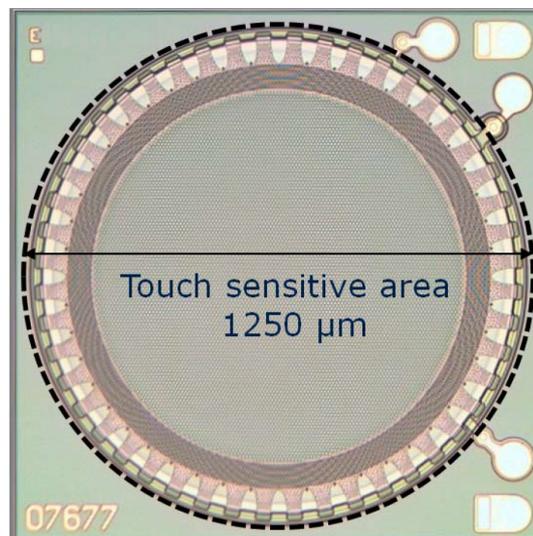
### 3 Electrical Characteristics

The MEMS chips are 100% tested on wafer level prior to dicing. Capacitances are measured with an LCR meter with a 1 MHz AC amplitude of 200 mV (please refer to [Chapter 5](#)). To ensure the following specification the test limits for  $V_p$  ( Pull-In voltage) are fixed to LSL: 5.5 V, USL: 8.5 V.

**Table 3** Electrical parameters of undiced wafer.  $T_A = 23\text{ °C}$

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Capacitance @ 1 V	$C_1$	2.8	3.4	3.7	pF	$V_{BIAS}-V_{SENS} = 1\text{ V DC}$
Capacitance @ 5 V	$C_2$	3.0	3.5	4.5	pF	$V_{BIAS}-V_{SENS} = 5\text{ V DC}$
Capacitance @ 9 V	$C_3$	4.0	6.0	12	pF	$V_{BIAS}-V_{SENS} = 9\text{ V DC}$
Pull-in voltage	$V_p$	5	7	9	V	

### 4 Mechanical Handling Information



**Figure 3** Area sensitive to mechanical stress. For details of the sensor mechanical structure, please refer to “Bare Die Data Information” document.

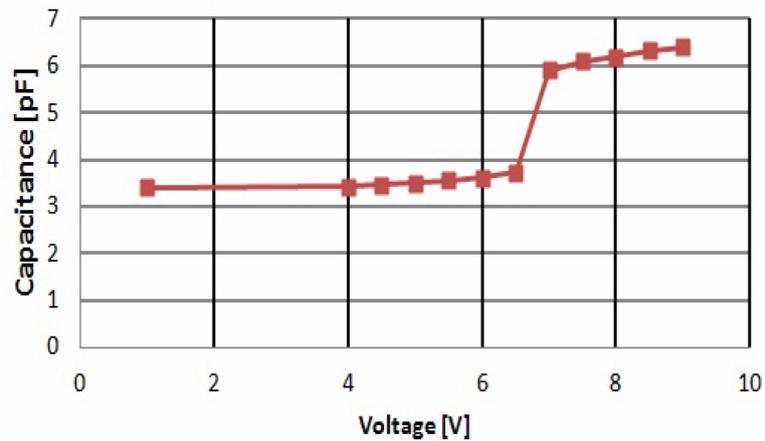
Because the sensor capacitor contains fragile membranes, the sensor area must not be wetted, contacted mechanically. Vacuum or high air pressure should not be applied directed on the sensor area on either frontside or backside of the chip ([Figure 3](#)).

## 5 Typical Measurements

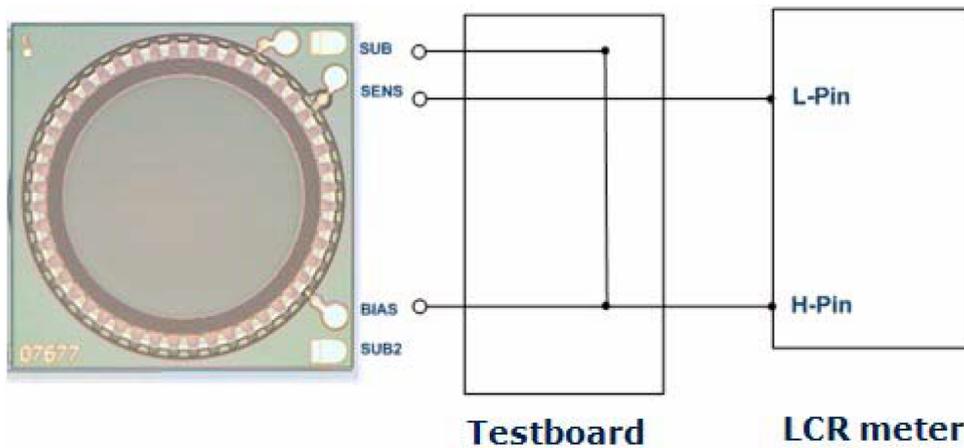
**Figure 4** shows a typical measurement of the capacitance as a function of an applied DC voltage across the flexible membrane and the stiff backplate for chips on undiced wafer.

With increasing bias voltage, the capacitance increases due to the deflection of the membrane. The leap of the capacitance occurs at the pull-in voltage when the membrane collapses towards the backplate.

The capacitance change over bias voltage strongly correlates to the capacitance change in an acoustical pressure field and therefore to the electro-acoustical sensitivity of the microphone system.



**Figure 4** Typical measurement of the capacitance over bias voltage.



**Figure 5** Capacitance measurement test setup. H-Pin is connected to SUB and BIAS; L-Pin is connected to SENS. A DC bias voltage between 1 volt to 9 volts is applied through H-Pin.

### **A.3. JFET SST201**

Datenblatt der Firma Vishay Siliconix zum JFET J201 und seinen Gehäusederivaten.



## N-Channel JFETs

<b>J201</b>	<b>SST201</b>
<b>J202</b>	<b>SST202</b>
<b>J204</b>	<b>SST204</b>

PRODUCT SUMMARY				
Part Number	$V_{GS(off)}$ (V)	$V_{(BR)GSS}$ Min (V)	$g_{fs}$ Min (mS)	$I_{DSS}$ Min (mA)
J/SST201	-0.3 to -1.5	-40	0.5	0.2
J/SST202	-0.8 to -4	-40	1	0.9
J/SST204	-0.3 to -2	-25	0.5	0.2

### FEATURES

- Low Cutoff Voltage: J201 <1.5 V
- High Input Impedance
- Very Low Noise
- High Gain:  $A_V = 80 @ 20 \mu A$

### BENEFITS

- Full Performance from Low Voltage Power Supply: Down to 1.5 V
- Low Signal Loss/System Error
- High System Sensitivity
- High Quality Low-Level Signal Amplification

### APPLICATIONS

- High-Gain, Low-Noise Amplifiers
- Low-Current, Low-Voltage Battery-Powered Amplifiers
- Infrared Detector Amplifiers
- Ultra High Input Impedance Pre-Amplifiers

### DESCRIPTION

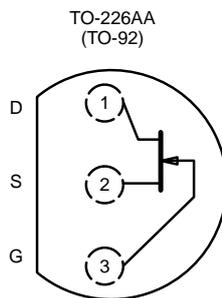
The J/SST201 series features low leakage, very low noise, and low cutoff voltage for use with low-level power supplies. The J/SST201 is excellent for battery powered equipment and low current amplifiers.

The J series, TO-226 (TO-92) plastic package, provides low cost, while the SST series, TO-236 (SOT-23) package, provides surface-mount capability. Both the J and SST series

are available in tape-and-reel for automated assembly (see Packaging Information).

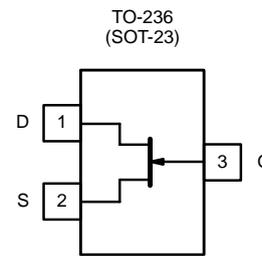
For similar products in TO-206AA (TO-18) packaging, see the 2N4338/4339/4340/4341 data sheet.

For applications information see AN102 and AN106.



Top View

J201  
J202  
J204



Top View

SST201 (P1)\*  
SST202 (P2)\*  
SST204 (P4)\*

\*Marking Code for TO-236



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Gate-Drain, Gate-Source Voltage ..... -40 V  
 Gate Current ..... 50 mA  
 Lead Temperature (<sup>1</sup>/<sub>16</sub>" from case for 10 sec.) ..... 300°C  
 Storage Temperature ..... -55 to 150°C

Operating Junction Temperature ..... -55 to 150°C  
 Power Dissipation<sup>a</sup> ..... 350 mW

Notes  
 a. Derate 2.8 mW/°C above 25°C

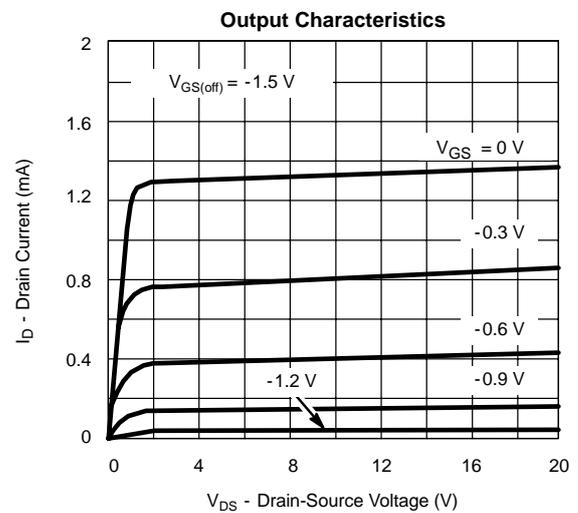
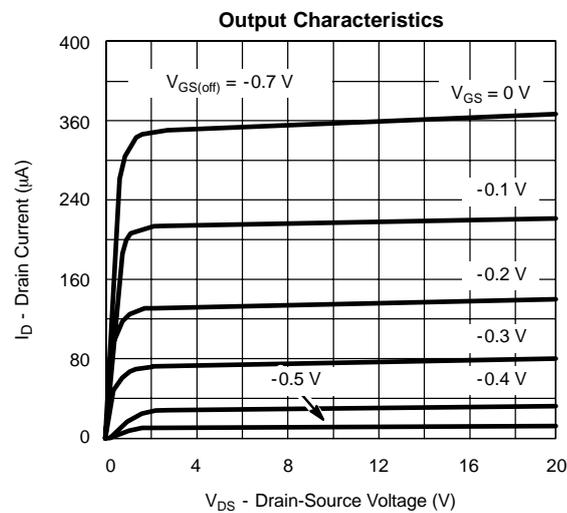
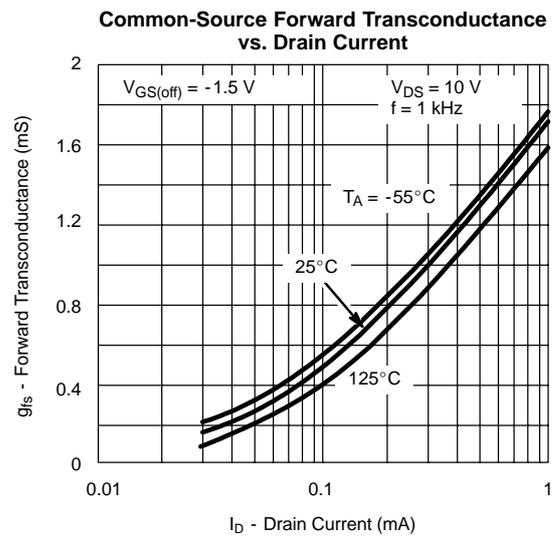
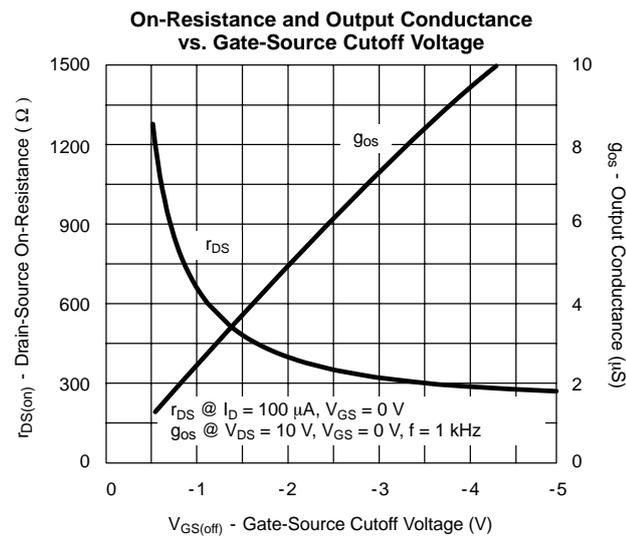
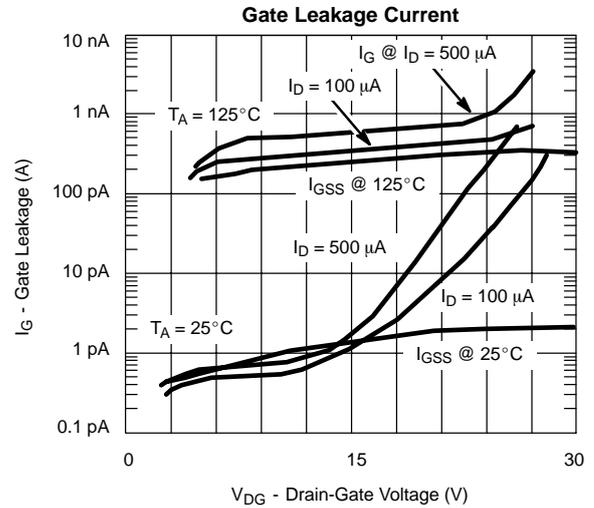
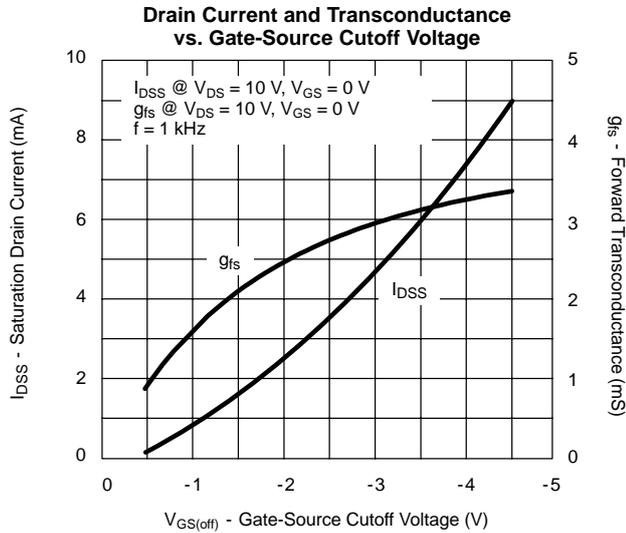
SPECIFICATIONS (T <sub>A</sub> = 25°C UNLESS OTHERWISE NOTED)										
Parameter	Symbol	Test Conditions	Typ <sup>a</sup>	Limits						Unit
				J/SST201		J/SST202		J/SST204 <sup>c</sup>		
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
<b>Static</b>										
Gate-Source Breakdown Voltage	V <sub>(BR)GSS</sub>	I <sub>G</sub> = -1 μA, V <sub>DS</sub> = 0 V		-40		-40		-25		V
Gate-Source Cutoff Voltage	V <sub>GS(off)</sub>	V <sub>DS</sub> = 15 V, I <sub>D</sub> = 10 nA		-0.3	-1.5	-0.8	-4	-0.3	-2	
Saturation Drain Current <sup>b</sup>	I <sub>DSS</sub>	V <sub>DS</sub> = 15 V, V <sub>GS</sub> = 0 V		0.2	1	0.9	4.5	0.2	3	mA
Gate Reverse Current	I <sub>GSS</sub>	V <sub>GS</sub> = -20 V, V <sub>DS</sub> = 0 V	-2		-100		-100		-100	pA
		T <sub>A</sub> = 125°C	-1							nA
Gate Operating Current	I <sub>G</sub>	V <sub>DG</sub> = 10 V, I <sub>D</sub> = 0.1 mA	-2							pA
Drain Cutoff Current	I <sub>D(off)</sub>	V <sub>DS</sub> = 15 V, V <sub>GS</sub> = -5 V	2							
Gate-Source Forward Voltage	V <sub>GS(F)</sub>	I <sub>G</sub> = 1 mA, V <sub>DS</sub> = 0 V	0.7							V
<b>Dynamic</b>										
Common-Source Forward Transconductance	g <sub>fs</sub>	V <sub>DS</sub> = 15 V, V <sub>GS</sub> = 0 V f = 1 kHz		0.5		1		0.5		mS
Common-Source Input Capacitance	C <sub>iss</sub>	V <sub>DS</sub> = 15 V, V <sub>GS</sub> = 0 V f = 1 MHz	4.5							pF
Common-Source Reverse Transfer Capacitance	C <sub>rss</sub>		1.3							
Equivalent Input Noise Voltage	$\bar{e}_n$	V <sub>DS</sub> = 10 V, V <sub>GS</sub> = 0 V f = 1 kHz	6							nV/ √Hz

Notes  
 a. Typical values are for DESIGN AID ONLY, not guaranteed nor subject to production testing.  
 b. Pulse test: PW ≤ 300 μs duty cycle ≤ 3%.  
 c. See 2N/SST5484 Series for J204 typical characteristic curves.

NPA, NH

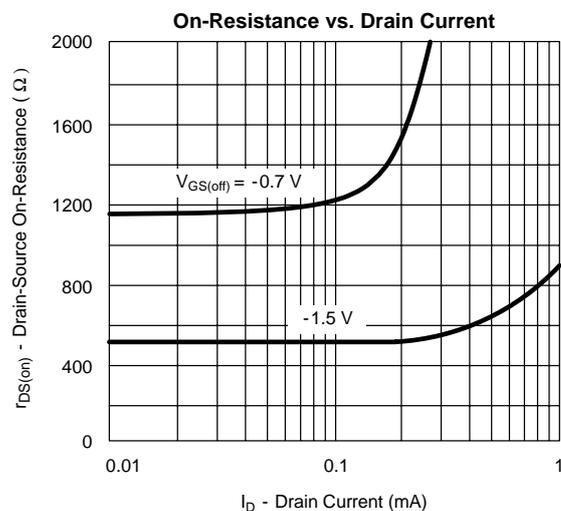
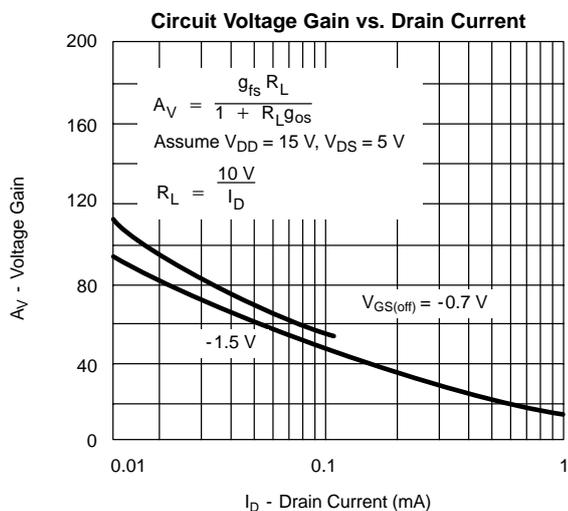
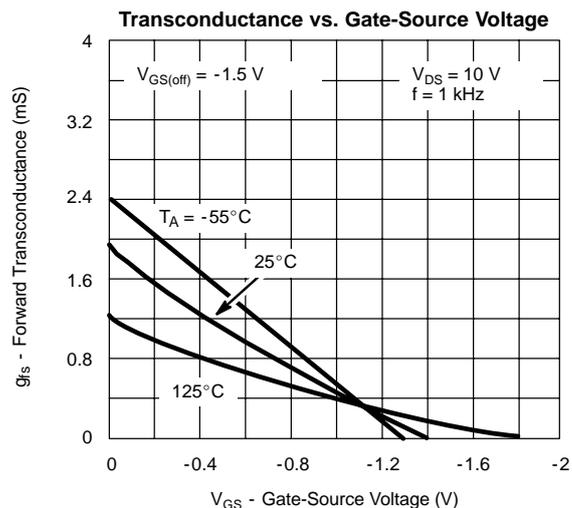
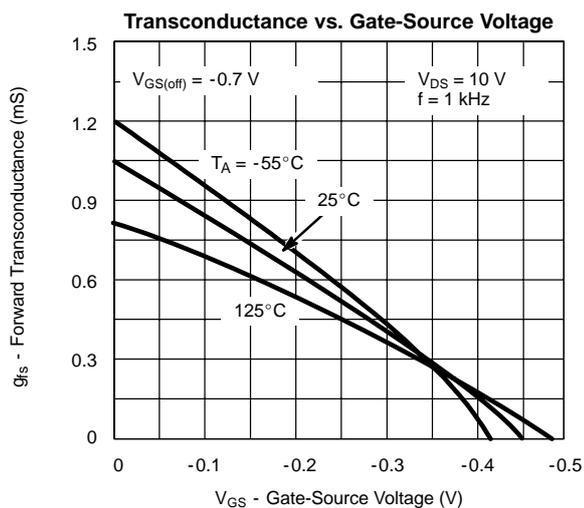
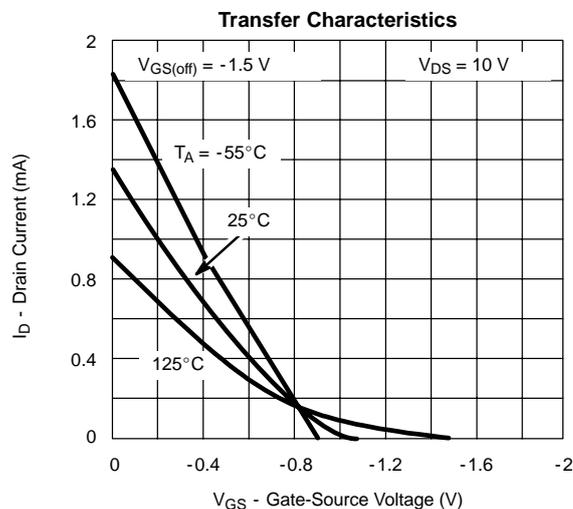
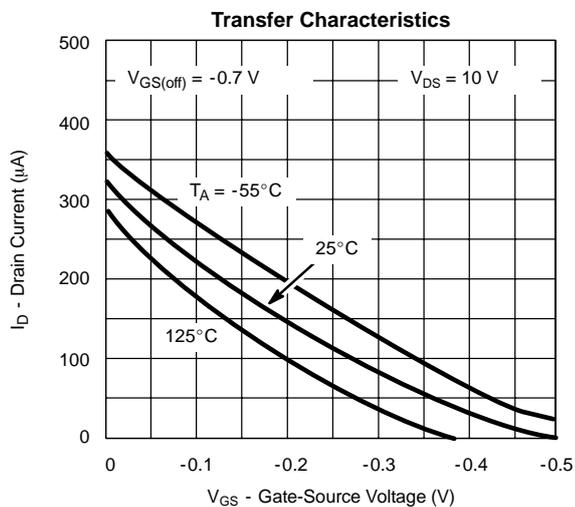


**TYPICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  UNLESS OTHERWISE NOTED)**





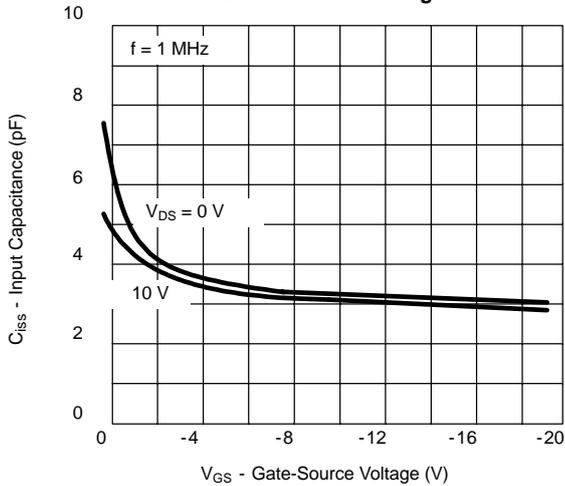
#### TYPICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25 °C UNLESS OTHERWISE NOTED)



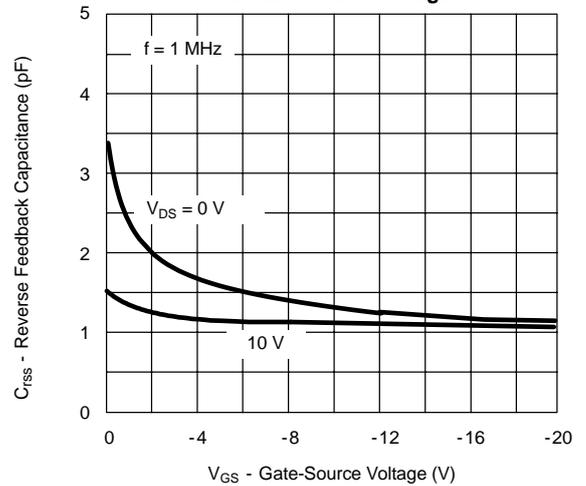


**TYPICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  UNLESS OTHERWISE NOTED)**

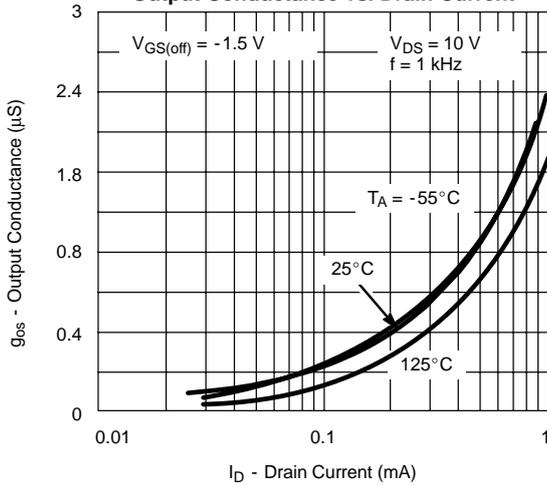
Common-Source Input Capacitance vs. Gate-Source Voltage



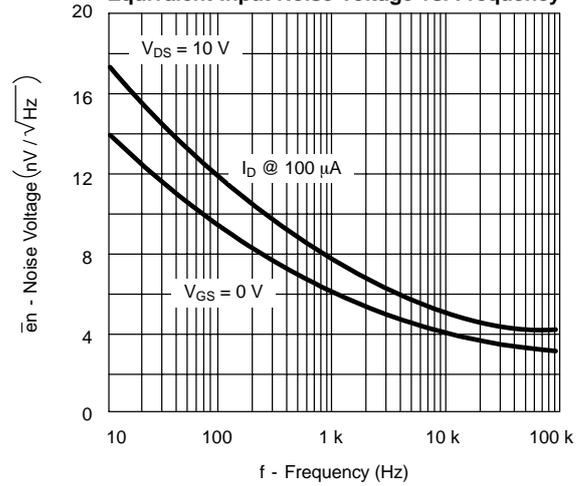
Common-Source Reverse Feedback Capacitance vs. Gate-Source Voltage



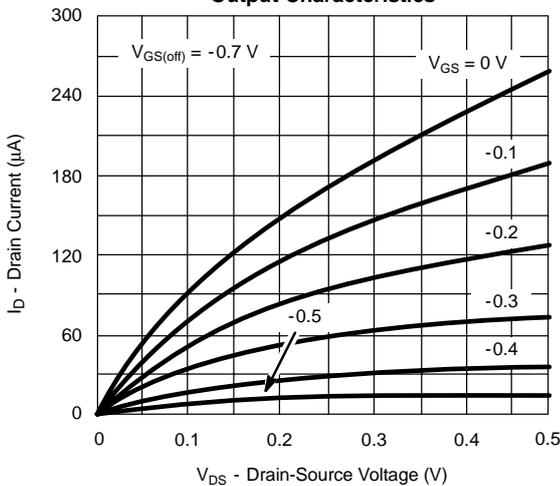
Output Conductance vs. Drain Current



Equivalent Input Noise Voltage vs. Frequency



Output Characteristics



Output Characteristics

