



Fritz Hierzegger

# ENTZERRUNG VON MESSMIKROFONEN NACH DER VERGLEICHSMETHODE

## BACHELORARBEIT

eingereicht an der  
**Technischen Universität Graz**

Betreuer  
DI Eric Kurz

**Signal Processing and Speech Communication Laboratory**

Graz, Juni, 2022

## Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig 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, am

---

(Unterschrift)

## Kurzfassung

Die hier vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Ermittlung der Betrags- und Phasenfrequenzgänge von „Klasse II“-Messmikrofonen mittels einer Vergleichsmethode. Die Frequenzgänge sollen zur Entzerrung der untersuchten Messmikrofone verwendet werden um präzise Messungen durchführen zu können. Hierzu werden zunächst die theoretischen Grundlagen der durchgeführten Messung sowie eine Methode zur Bereinigung von Messergebnissen mit Gruppenlaufzeitunterschieden beschrieben.

Anschließend wird die im Zuge dieser Arbeit erstellte Mess-Software, welche die Ermittlung der Frequenzgänge weitestgehens automatisiert, bezüglich ihrer Funktion und Implementierung dargelegt. Weiters wird der Inhalt der *ÖVE/ÖNORM EN 61094-8:2015*, auf der die hier verwendete Messmethode basiert, kurz zusammengefasst und die Unterschiede zwischen der normgerechten und der hier durchgeführten Messung angeführt. Im Anschluss wird die tatsächlich durchgeführte Messung im Detail beschrieben. Anschließend folgt eine Interpretation der so erhaltenen Messergebnisse.

Die hier untersuchten Mikrofone zeigten besonders bezüglich ihrer Empfindlichkeit eine große Streuung und die Amplitudenfrequenzgänge variieren bei hohen Frequenzen stark. Die Phasenfrequenzgänge hingegen weisen relativ geringe Varianz auf.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Eidesstattliche Erklärung</b>	<b>II</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>III</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>5</b>
<b>2 Theorie</b>	<b>7</b>
2.1 Systemidentifikation . . . . .	7
2.1.1 LZI-Systeme . . . . .	7
2.1.2 Systemidentifikation von Mikrofonen nach der Vergleichsmethode . . . . .	8
2.1.3 Anregungssignale . . . . .	11
2.2 Gruppenlaufzeitentzerrung . . . . .	17
2.3 Verwendete Formeln . . . . .	19
<b>3 Norm</b>	<b>21</b>
3.1 Verfahren . . . . .	21
3.2 Messumgebung . . . . .	21
3.3 Abweichungen von der normgerechten Messung . . . . .	23
<b>4 Implementierung</b>	<b>24</b>
4.1 Erstellung der Anregungssignale . . . . .	25
4.2 Konfiguration der Messung . . . . .	26
4.3 Aufnahme der Messungen . . . . .	26
4.4 Berechnung der Impulsantworten . . . . .	27
4.5 Berechnung der Frequenzgänge . . . . .	27
4.6 Exportieren der Ergebnisse . . . . .	27
4.7 GUI . . . . .	27
<b>5 Messung</b>	<b>28</b>
5.1 Messanordnungen . . . . .	28
5.2 Konfiguration der Software . . . . .	32
5.3 Messverlauf . . . . .	33
5.3.1 Messanordnung 1, Genelec 1030A . . . . .	34
5.3.2 Messanordnung 1, Genelec 1032A . . . . .	35
5.3.3 Messanordnung 2, Genelec 1030A . . . . .	36
5.3.4 Messanordnung 2, Genelec 1032A . . . . .	37
5.3.5 Wahl von Messanordnung und Lautsprecher . . . . .	38
5.3.6 Messen aller <i>DUT</i> s . . . . .	38
<b>6 Ergebnisse</b>	<b>39</b>
6.1 Empfindlichkeit . . . . .	39
6.2 Frequenzgänge . . . . .	40
6.2.1 Einzelne Verläufe . . . . .	40
6.2.2 Streuung der Verläufe . . . . .	45
<b>7 Schlussfolgerung</b>	<b>48</b>
<b>A Handhabung der Mess-Software</b>	<b>49</b>

# 1

## Einleitung

Für viele akustische Messungen ist die Verwendung hochklassiger Messmikrofone unabdingbar. Während dies für Messungen mit nur wenigen Messmikrofonen, z.B. simple Messaufbauten in der Raumakustik, noch keine allzu großen Anschaffungskosten verursacht, ändert sich dieser Sachverhalt bei komplexeren Messungen. Die Bestimmung der Abstrahlcharakteristiken von Lautsprechern beispielsweise ist meist mit großem messtechnischem Aufwand verbunden. Die Arbeit „Tool for Measurement of Directivity Patterns“ von Luca Langgartner beschäftigt sich mit der Automatisierung einer solchen Messung. Langgartner sieht hierbei die Messung mittels eines halbkreisförmigen Mikrofonarrays, welches aus 13 Messmikrofonen besteht, vor [LANGGARTNER, Seite 17]. Aus Kostengründen wurden hierfür *Behringer ECM8000* „Klasse II“-Messmikrofone verwendet. Diese weisen allerdings eine große Serienstreuung bezüglich ihrer Empfindlichkeit und ihres Frequenzganges auf, was sich direkt auf die Qualität der erhobenen Messergebnisse auswirkt. Aus dieser Tatsache entstand die zentrale Frage der hier vorliegenden Arbeit:

Wie können Messmikrofone unzureichender Qualität entzerrt, und so die mit ihnen durchgeführten Messungen verbessert werden?

Die Antwort auf diese Frage, mit der sich diese Arbeit beschäftigt, entstammt in ihrer ursprünglichen Form der *ÖVE/ÖNORM EN 61094-8:2015* [ÖNORM]. Es handelt sich hierbei um die Vergleichsmessung mit einem hochklassigen Messmikrofon (hier *NTi M2230*). Anhand dieser Messung soll der Frequenzgang des Prüflingsmikrofons (hier *Behringer ECM8000*) bestimmt werden. Anschließend können die mit einem Prüflingsmikrofon durchgeführten Messungen vom Einfluss desselben befreit, und somit bezüglich ihrer Genauigkeit verbessert werden. Diese Entzerrung sieht eine Korrektur bezüglich Betrag und Phase vor. Die theoretischen Grundlagen dieser Messung werden in der nachfolgenden Arbeit in Kapitel 2 im Detail erläutert. Der Theorie des Messverfahrens werden hierbei noch einige grundlegende Eigenschaften und Zusammenhänge von LZI-Systemen vorangeschickt. Desweiteren schlägt die Arbeit eine Methode vor, wie die bestimmten Mikrofonfrequenzgänge verarbeitet werden können, wenn zwischen den Messungen unerwünschte Gruppenlaufzeitunterschiede auftreten.

Um die Bestimmung des Frequenzganges soweit wie möglich zu automatisieren wird im Zuge dieser Arbeit eine Mess-Software implementiert. Diese wird in Kapitel 4 genauer bezüglich ihrer Implementierung dargelegt. Außerdem wird die Handhabung der Software im Anhang A beschrieben. Die Implementierung geschieht in *Matlab*, beziehungsweise im *Matlab App Designer*. Diese vereinfacht das Erstellen geeigneter Messsignale, das Durchführen der nötigen Messungen sowie das Berechnen und Exportieren der Messergebnisse.

Anschließend wird die mit dieser Software durchgeführte Messung zur Bestimmung der Frequenzgänge der 13 *Behringer ECM8000* Mikrofone beschrieben (Kapitel 5). Hierbei wird auf mehrere Messkonfigurationen eingegangen, die bezüglich der verwendeten Anregungssignale, des verwendeten Lautsprechers sowie der geometrischen Messanordnung variieren. Die verwendeten Messkonfigurationen weichen in mehreren Punkten von der in der Norm vorgeschlagenen Messkonfiguration (siehe [ÖNORM]) ab. Auf diese Abweichungen wird in Kapitel 3 genauer eingegangen.

Schließlich werden die gewonnenen Messergebnisse, also die Betrags- und Phasenfrequenzgänge der 13 *Behringer ECM8000*-Messmikrofone, analysiert und interpretiert (Kapitel 6).

# 2

## Theorie

### 2.1 Systemidentifikation

#### 2.1.1 LZI-Systeme

Das Verhalten eines linearen, zeitinvarianten Systems (LZI-System) wird vollends durch dessen Impulsantwort bzw. dessen Übertragungsfunktion beschrieben. Die Impulsantwort stellt hierbei das Signal dar, welches das System am Ausgang ausgibt, wenn am Eingang ein Signal in der Form eines Dirac-Impulses ( $\delta(t)$ ) angelegt wird. Die Übertragungsfunktion hingegen beschreibt das Spektrum des Ausgangssignals, wenn am Eingang ein weißes Spektrum mit dem über alle Frequenzen konstanten Wert 1 anliegt. Betrachtet man Abbildung 2.1, so wird deutlich, dass die Impulsantwort  $h(t)$  und die Übertragungsfunktion  $H(j\omega)$  eines Systems H bezüglich ihrer Information identisch und über die Fouriertransformation ( $\overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!\!\rightarrow\!\!\!\bullet}$ ) miteinander verknüpft sind [WEINZIERL, Seite 1094]. Als Ergänzung sei hier erwähnt, dass gilt:  $\delta(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!\!\rightarrow\!\!\!\bullet} 1$ .

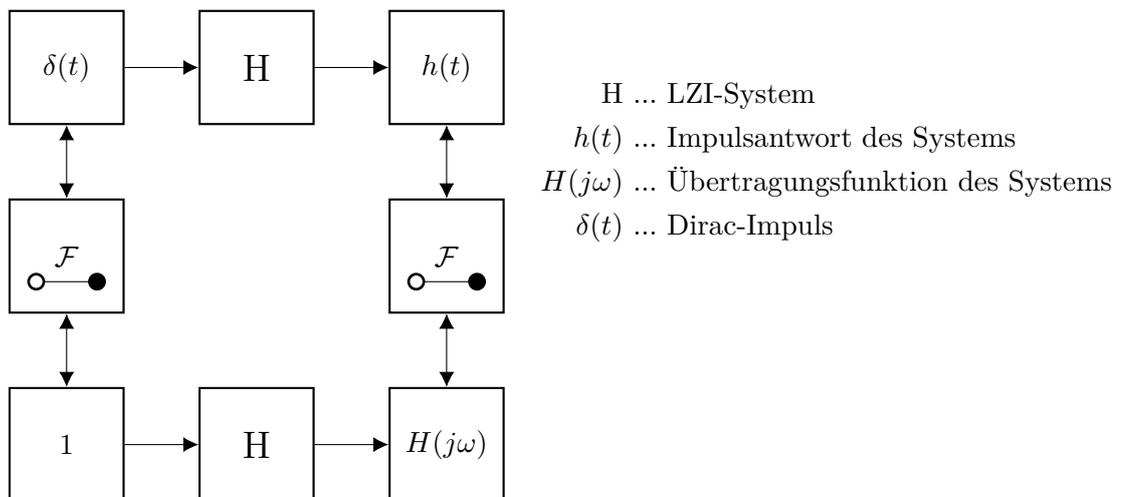


Abbildung 2.1: Zusammenhang von Impulsantwort und Übertragungsfunktion

Betrachtet man nun Ausgang und Eingang des Systems H für beliebige Eingangssignale, so garantiert die Forderung nach Linearität und Zeitinvarianz, dass das Ausgangssignal  $y(t)$  gleich dem Eingangssignal  $x(t)$  gefaltet mit der Impulsantwort  $h(t)$  ist:

$$y(t) = (x * h)(t). \quad (2.1)$$

Die Fouriertransformation führt den Faltungsoperator (\*) in eine Multiplikation über:

$$y(t) = (x * h)(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!\!\rightarrow\!\!\!\bullet} Y(j\omega) = X(j\omega) \cdot H(j\omega). \quad (2.2)$$

Für ein beliebiges Eingangssignal in ein LZI-System  $H$  ergibt sich also ein Zusammenhang wie in Abbildung 2.2 dargestellt.

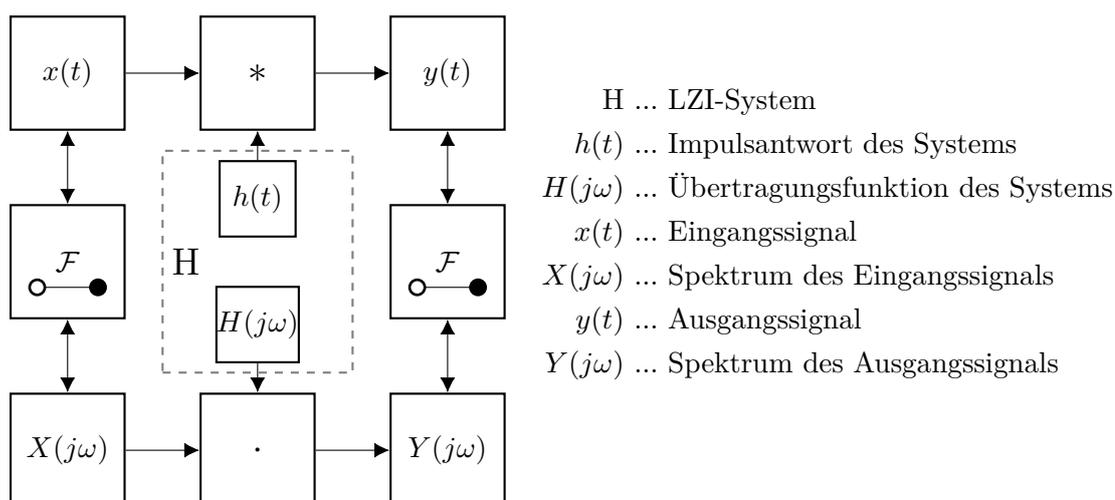


Abbildung 2.2: Zusammenhang von Eingang und Ausgang eines LZI-Systems

Bei der Faltung und bei der Multiplikation gelten sowohl das Distributivgesetz als auch das Assoziativgesetz:

$$(g * h)(t) = (h * g)(t) \quad \overset{\mathcal{F}}{\bullet} \quad G(j\omega) \cdot H(j\omega) \quad (2.3)$$

$$((g * h) * f)(t) = (f * g * h)(t) \quad \overset{\mathcal{F}}{\bullet} \quad F(j\omega) \cdot G(j\omega) \cdot H(j\omega). \quad (2.4)$$

Somit resultiert die Serienschaltung der LZI-Systeme  $G$  und  $H$  in einer Faltung des Eingangssignal  $x(t)$  mit deren Impulsantworten  $g(t)$  und  $h(t)$ , bzw. in einer Multiplikation der Transformaten des Eingangssignals  $X(j\omega)$  mit deren Übertragungsfunktionen  $G(j\omega)$  und  $H(j\omega)$ :

$$y(t) = (x * g * h)(t) \quad \overset{\mathcal{F}}{\bullet} \quad Y(j\omega) = X(j\omega) \cdot G(j\omega) \cdot H(j\omega). \quad (2.5)$$

Alle hier beschriebenen Verhältnisse gelten ebenso im zeitdiskreten Bereich. Hierbei ist bloß die zeitkontinuierliche Zeitvariable  $t$  durch einen zeitdiskreten Index zu ersetzen. Weiters ist die Fouriertransformation, unter der Annahme zeitlich nicht begrenzter Signale, durch eine zeitdiskrete Fourier-Transformation, engl. *Discrete Time Fourier Transform (DTFT)*, und der Dirac-Impuls ( $\delta(t)$ ) durch ein Kronecker-Delta ( $\delta[n]$ ) zu ersetzen.

## 2.1.2 Systemidentifikation von Mikrofonen nach der Vergleichsmethode

Gemäß Kapitel 2.1.1 muss also, um ein LZI-System zu beschreiben, dessen Impulsantwort bzw. dessen Übertragungsfunktion bestimmt werden (Systemidentifikation). Unter gewissen Voraussetzungen und Vereinfachungen können viele elektro- und raumakustische Systeme als linear und zeitinvariant angenommen werden. Ein Raum beispielsweise ist bezüglich seiner akustischen Eigenschaften einem LZI-System sehr ähnlich. Ebenso kann ein Mikrofon, sofern es nicht im Übersteuerungsbereich betrieben wird und sein Eigenrauschen im Verhältnis zum Nutzsignal vernachlässigbar klein ist, als LZI-System angenommen werden. Gleiches gilt für Lautsprecher, Verstärker, D/A- und A/D-Wandler, etc. Möchte man nun die Übertragungsfunktion eines Mikrofons bestimmen, so entsteht das Problem, dass in einem entsprechenden Messaufbau auch andere, das Messergebnis maßgeblich beeinflussende, Systeme seriell mitgeschaltet sind. Abbildung 2.3 zeigt eine vereinfachte Messanordnung zur Vermessung

eines Mikrofons mit Impulsanregung. Hierbei wird die D/A- bzw. A/D-Wandlung als ideal angenommen. Selbst unter diesen Annahmen kann jedoch durch den Einfluss des Lautsprechers nicht von einer reinen Vermessung des Mikrofons gesprochen werden. Das Ausgangssignal  $y[n]$  ist somit nicht die zeitdiskrete Impulsantwort des Mikrofons, sondern, unter den beschriebenen Annahmen, die Impulsantwort des Lautsprechers gefaltet mit der Impulsantwort des Mikrofons. Um den Einfluss des Lautsprechers, sowie alle anderen im obigen vereinfachten

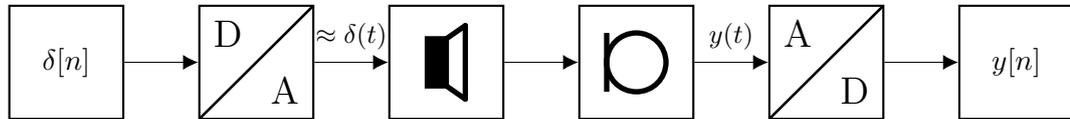


Abbildung 2.3: Signalfluss einer vereinfachten Messanordnung zur Vermessung eines Mikrofons mit Impulsanregung

Beispiel vernachlässigten linearen und zeitinvarianten Einflüsse zu eliminieren, bietet sich die Vergleichsmethode an. Diese setzt voraus, dass ein Mikrofon zur Verfügung steht, dessen Übertragungsfunktion bekannt ist. Die ÖVE/ÖNORM EN 61094-8:2015 [ÖNORM] beschreibt das Prinzip der Vergleichsmethode im konkreten Bezug auf die Vermessung von Mikrofonen wie folgt:

*„Wenn auf ein kalibriertes Referenzmikrofon und ein untersuchtes Mikrofon (Prüfling) derselbe Freifeldschalldruck einwirkt, egal ob gleichzeitig oder nacheinander, und wenn hierbei dieselben Umgebungsbedingungen herrschen, ist das Verhältnis ihrer Freifeld-Übertragungskoeffizienten unter diesen Bedingungen gleich dem Verhältnis ihrer Leerlauf-Ausgangsspannungen. Damit lassen sich über den bekannten Freifeld-Übertragungskoeffizienten des Referenzmikrofons sowohl der Betrag als auch die Phase des Freifeld-Übertragungskoeffizienten des Prüflings berechnen.“* [ÖNORM, Seite 6].

Die „Freifeld-Übertragungskoeffizienten“ sind hierbei gleichbedeutend mit der Übertragungsfunktion. Im Folgenden soll dieser Zusammenhang nun mathematisch formalisiert werden.

Die Gesamtheit eines Messaufbaus zur Bestimmung der Übertragungsfunktion eines Mikrofons lässt sich als ein LZI-System  $G$  modellieren. Dieses stellt nun die Serienschaltung der gesamten Messkette dar. Seine Übertragungsfunktion  $G(j\omega)$  setzt sich in diesem Modell wie folgt zusammen:

$$G(j\omega) = L(j\omega) \cdot A(j\omega) \cdot M(j\omega) \cdot E(j\omega), \quad (2.6)$$

wobei gilt:

$G(j\omega)$  = Übertragungsfunktion der gesamten Messkette,

$L(j\omega)$  = Übertragungsfunktion des verwendeten Lautsprechers,

$A(j\omega)$  = Übertragungsfunktion der akustischen Wegstrecke  
zwischen Lautsprecher und Mikrofon,

$M(j\omega)$  = Übertragungsfunktion des zu vermessenden Mikrofons,

$E(j\omega)$  = Übertragungsfunktion der restlichen in der Messkette  
verschalteten Geräte (Wandler, Verstärker, etc.),

sowie sonstiger serielle Störungen (parasitäre Effekte in der Verkabelung, etc.).

Die Vergleichsmethode sieht nun vor, eine Systemidentifikation dieser Messkette zweimal durchzuführen, wobei bei einer der Messungen das zu vermessende Mikrofon  $M_{DUT}$ , *engl. Device Under Test (DUT)*, mit der Übertragungsfunktion  $M_{DUT}(j\omega)$  durch ein Referenzmikrofon  $M_{Ref}$  ersetzt wird, dessen Übertragungsfunktion  $M_{Ref}(j\omega)$  bekannt ist. So entstehen zwei verschiedene Systeme:  $G_{Ref}$  mit der Übertragungsfunktion  $G_{Ref}(j\omega)$  und  $G_{DUT}$  mit der Übertragungsfunktion  $G_{DUT}(j\omega)$ . Werden diese nun mit einem Impuls angeregt (d.h.  $x(t) = \delta(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} X(j\omega) = 1$ ), so setzt sich die Transformierte des Ausgangssignals  $Y(j\omega)$  jeweils wie folgt zusammen:

$$\begin{aligned} Y_{Ref}(j\omega) &= \overbrace{X(j\omega)}^{=1} \cdot G_{Ref}(j\omega) = M_{Ref}(j\omega) \cdot A(j\omega) \cdot L(j\omega) \cdot E(j\omega), \\ Y_{DUT}(j\omega) &= \overbrace{X(j\omega)}^{=1} \cdot G_{DUT}(j\omega) = M_{DUT}(j\omega) \cdot A(j\omega) \cdot L(j\omega) \cdot E(j\omega). \end{aligned}$$

Bildet man nun den Quotienten von  $Y_{DUT}(j\omega)$  und  $Y_{Ref}(j\omega)$ , so ergibt sich:

$$\frac{Y_{DUT}(j\omega)}{Y_{Ref}(j\omega)} = \frac{M_{DUT}(j\omega) \cdot A(j\omega) \cdot L(j\omega) \cdot E(j\omega)}{M_{Ref}(j\omega) \cdot A(j\omega) \cdot L(j\omega) \cdot E(j\omega)} = \frac{M_{DUT}(j\omega)}{M_{Ref}(j\omega)}. \quad (2.7)$$

Da die Methode voraussetzt, dass die Übertragungsfunktion des Referenzmikrofons bekannt ist, kann dieser Quotient nun einfach mit  $M_{Ref}(j\omega)$  multipliziert werden:

$$\frac{Y_{DUT}(j\omega)}{Y_{Ref}(j\omega)} = \frac{M_{DUT}(j\omega)}{M_{Ref}(j\omega)} \quad \Bigg| \cdot M_{Ref}(j\omega) \quad (2.8)$$

$$M_{DUT}(j\omega) = \frac{Y_{DUT}(j\omega)}{Y_{Ref}(j\omega)} \cdot M_{Ref}(j\omega) \quad (2.9)$$

Somit können mittels der Vergleichsmethode die Eigenschaften eines Elementes eines komplexeren LZI-Systems bestimmt werden, sofern das Element im System durch eines ersetzt werden kann, dessen Übertragungseigenschaften bekannt sind. Es kann alternativ auch, wie im weiteren Verlauf dieser Arbeit, das Referenzmikrofon als perfekt linear angenommen werden. Unter dieser Annahme gilt:

$$M_{Ref}(j\omega) = 1, \quad (2.10)$$

Hierdurch entfällt die Multiplikation mit  $M_{Ref}(j\omega)$  und es gilt:

$$M_{DUT}(j\omega) = \frac{Y_{DUT}(j\omega)}{Y_{Ref}(j\omega)} = \frac{M_{DUT}(j\omega) \cdot A(j\omega) \cdot L(j\omega) \cdot E(j\omega)}{\underbrace{M_{Ref}(j\omega) \cdot A(j\omega) \cdot L(j\omega) \cdot E(j\omega)}_{=1}}. \quad (2.11)$$

Möchte man nun ein Signal, welches mit dem *DUT*-Mikrofon aufgenommen wurde, vom Einfluss des Mikrofons entzerren, so ist das wie folgt möglich:

$$Y(j\omega) = X(j\omega) \cdot M_{DUT}(j\omega) \quad \Bigg| : M_{DUT}(j\omega) \quad (2.12)$$

$$X(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{M_{DUT}(j\omega)}, \quad (2.13)$$

wobei gilt:

$Y(j\omega)$  = Transformierte des aufgenommenen Signals,

$X(j\omega)$  = Transformierte des entzerrten Signals,

$M_{DUT}(j\omega)$  = Übertragungsfunktion des *DUT*-Mikrofons.

### 2.1.3 Anregungssignale

Bislang wurde nur die Systemidentifikation mittels Impulsanregung beschrieben. Diese wohl naheliegendste Methode hat allerdings ein Problem: Ein Impuls enthält aufgrund seiner geringen - im zeitkontinuierlichen Fall sogar unendlich kurzen - zeitlichen Dauer nur wenig Energie. Obwohl dies im bisher rein mathematischen Fall perfekter LZI-Systeme keinen Nachteil bringt, produzieren echte Mikrofone, Lautsprecher, Verstärker, etc. Rauschen. Somit ist es dem Signal-Rausch-Verhältnis, engl. *Signal to Noise Ratio (SNR)*, dienlich, die Energie des Nutzsignals möglichst hoch zu wählen. Die Energie eines Impulses kann aber nur erhöht werden, indem man dessen Amplitude erhöht. Allerdings ist dies bei elektroakustischen Systemen nur begrenzt möglich, ohne stark nichtlineares Übertragungsverhalten (Übersteuerung) hervorzurufen. Daher bietet es sich an, andere Anregungssignale, deren zeitliche Ausdehnung zur Erhöhung des SNR benutzt werden kann, zur Systemidentifikation zu verwenden. Hierbei ist die Grundvoraussetzung, dass das gewählte Anregungssignal alle zu untersuchenden Frequenzen enthält [WEINZIERL, Seite 1097]. Bei akustischen Messungen liegt der Messfrequenzbereich für gewöhnlich zwischen 20 Hz und 20 kHz.

Anmerkung: Da hier nun auch zeitlich begrenzten zeitdiskreten Signalen besprochen werden, wird als Transformation in den Frequenzbereich die in Formel 2.42 beschriebene diskrete Fouriertransformation, engl. *Discrete Fourier Transform (DFT)*, angewendet. Diese Operation wird wie folgt notiert:  $x[n] \xrightarrow{\text{DFT}} X[j\Omega]$ .

### Sinus-Sweep

Der Sinus-Sweep, oder auch durchgestimmter Sinus (im Folgenden kurz Sweep genannt), entspricht einem Signal, das aus einer Sinus-Oszillation besteht, deren Frequenz über den zeitlichen Verlauf des Sweeps von einer Minimal- zu einer Maximalfrequenz gleitet. Die Werte der Minimal- und Maximalfrequenzen sollten so gewählt sein, dass alle zu untersuchenden Frequenzen dazwischen liegen. Der zeitliche Verlauf der Frequenz kann hierbei beliebig gewählt werden. Hier werden der lineare Verlauf der Frequenz (ergibt den linearen Sweep) und der exponentielle Verlauf der Frequenz (ergibt den Exponential-Sweep) behandelt.

Für einen allgemeinen zeitkontinuierlichen Sweep  $x(t)$  der Dauer  $T$  gilt:

$$x(t) = \sin(\varphi(t)), \quad t \in \mathbb{R}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.14)$$

Analog dazu gilt im zeitdiskreten Bereich für einen  $N$  Samples langen Sweep:

$$x[n] = \sin(\varphi[n]), \quad n \in \mathbb{N}, \quad 0 \leq n \leq N - 1. \quad (2.15)$$

Die gesamte Anzahl der Samples  $N$  kann in Abhängigkeit von der gewünschten Sweepldauer  $T$ , sowie der verwendeten Abtastrate  $f_s$  wie folgt berechnet werden:

$$N = T \cdot f_s. \quad (2.16)$$

$\varphi(t)$  ist die Phase des Sweeps zum Zeitpunkt  $t$ . Um Unstetigkeiten zu Beginn des Signals zu vermeiden, sollte  $\varphi(t)$  so gewählt werden, dass für die Anfangsphase gilt:  $\varphi(0) = 0$ . Der Zusammenhang von der Phase  $\varphi(t)$  und der Momentankreisfrequenz  $\omega(t)$  lautet wie folgt:

$$\varphi(t) = \int \omega(t). \quad (2.17)$$

Betrachten wir nun die Erstellung eines linearen Sweeps: Um die Frequenz linear von der Minimalfrequenz  $f_{min}$  zur Maximalfrequenz  $f_{max}$  gleiten zu lassen, muss  $\omega(t)$  wie folgt definiert sein:

$$\omega(t) = 2\pi \left( f_{min} + \frac{(f_{max} - f_{min}) \cdot t}{T} \right), \quad t \in \mathbb{R}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.18)$$

Setzt man dies nun in Gleichung 2.17 ein, ergibt sich  $\varphi(t)$  wie folgt:

$$\varphi(t) = 2\pi \left( f_{min} \cdot t + \frac{(f_{max} - f_{min}) \cdot t^2}{2 \cdot T} \right) + c, \quad t \in \mathbb{R}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.19)$$

Um die oben beschriebene Bedingung der Anfangsphase ( $\varphi(0) = 0$ ) zu realisieren, muss  $c = 0$  gewählt werden. Setzt man nun  $\varphi(t)$  in Gleichung 2.14 ein und führt das Resultat in den zeitdiskreten Bereich über, so ergibt sich für einen allgemeinen linearen Sweep:

$$x[n] = \sin \left( 2\pi \left( f_{min} \cdot n + \frac{(f_{max} - f_{min}) \cdot n^2}{2 \cdot (N - 1)} \right) \right), \quad n \in \mathbb{N}, \quad 0 \leq n \leq N - 1. \quad (2.20)$$

Betrachten wir nun die Erstellung eines Exponential-Sweeps: Um die Frequenz exponentiell von der Minimalfrequenz  $f_{min}$  zur Maximalfrequenz  $f_{max}$  gleiten zu lassen, muss  $\omega(t)$  wie folgt definiert sein:

$$\omega(t) = 2\pi \left( f_{min} \cdot \exp \left( \ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right) \cdot \frac{t}{T} \right) \right), \quad t \in \mathbb{R}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.21)$$

Setzt man dies nun in Gleichung 2.17 ein, ergibt sich  $\varphi(t)$  wie folgt:

$$\varphi(t) = 2\pi \cdot \left( \frac{f_{min} \cdot T}{\ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right)} \cdot \exp \left( \ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right) \cdot \frac{t}{T} \right) \right) + c, \quad t \in \mathbb{R}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.22)$$

Um die oben beschriebene Bedingung der Anfangsphase ( $\varphi(0) = 0$ ) zu realisieren, muss  $c$  wie folgt gewählt werden:

$$c = -2\pi \cdot \left( \frac{f_{min} \cdot T}{\ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right)} \right), \quad t \in \mathbb{R}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.23)$$

Setzt man nun  $\varphi(t)$  unter der Verwendung von  $c$  in Gleichung 2.14 ein und führt das Resultat in den zeitdiskreten Bereich über, so ergibt sich für einen allgemeinen Exponential-Sweep:

$$x[n] = \sin \left( 2\pi \cdot \left( \frac{f_{min} \cdot (N-1)}{\ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right)} \cdot \exp \left( \ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right) \cdot \frac{n}{N-1} \right) - \frac{f_{min} \cdot (N-1)}{\ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right)} \right) \right), \quad (2.24)$$

wobei gilt:

$$n \in \mathbb{N}, \quad 0 \leq n \leq N-1.$$

Dies lässt sich vereinfachen zu:

$$x[n] = \sin \left( 2\pi \cdot \left( \frac{f_{min} \cdot (N-1)}{\ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right)} \cdot \left( \exp \left( \ln \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right) \cdot \frac{n}{N-1} \right) - 1 \right) \right) \right), \quad (2.25)$$

wobei gilt:

$$n \in \mathbb{N}, \quad 0 \leq n \leq N-1.$$

Möchte man mit einem dieser Sweeps nun eine Systemidentifikation durchführen, so ist dies am einfachsten durch eine Division im Frequenzbereich möglich. Schickt man einen Sweep  $x[n]$  durch ein LZI-System  $H$  mit der diskreten Übertragungsfunktion  $H[j\Omega]$ , so ist das Ausgangssignal  $y[n]$  die Faltung des Sweeps mit der Impulsantwort  $h[n]$  des Systems:

$$y[n] = (x * h)[n] \quad \square \xrightarrow{\mathcal{DFT}} \blacksquare \quad Y[j\Omega] = X[j\Omega] \cdot H[j\Omega]. \quad (2.26)$$

Nachdem das Signal  $x[n]$  vorliegt, kann die Transformierte des aufgenommenen Ausgangssignals  $Y[j\Omega]$  nun einfach durch  $X[j\Omega]$  dividiert werden:

$$H[j\Omega] = \frac{Y[j\Omega]}{X[j\Omega]}. \quad (2.27)$$

Dieser Vorgang ist in Abbildung 2.4 grafisch dargestellt.

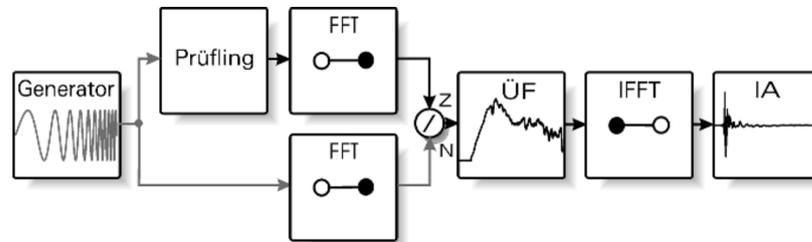


Abbildung 2.4: Systemidentifikation mittels Sweep [WEINZIERL, Seite 1112]

### MLS (Maximum Length Sequence)

„Maximalfolgen (Maximum Length Sequences, MLS) sind ein sog. Pseudo-Rauschsignal, also ein Signal, welches bestimmte Eigenschaften von Rauschen aufweist, insbesondere ein gleichmäßig weißes Amplitudenspektrum, ein gleichverteiltes Phasenspektrum und eine Autokorrelationsfunktion, die einem idealen Impuls nahe kommt, aber dennoch deterministisch ist.“ [WEINZIERL, Seite 1103].

MLS-Signale sind binär, und bestehen nur aus den zwei Signalwerten 0.5 und  $-0.5$ . Sie werden über Schieberegister erzeugt, die über ein XOR-Gatter seriell rückgekoppelt sind. Die Anzahl der Schieberegister  $m$  bestimmt hierbei die Ordnung der MLS. Die Erzeugung einer MLS von Ordnung 8 ist in Abbildung 2.5 grafisch dargestellt. Werden diese Schieberegister nun mit

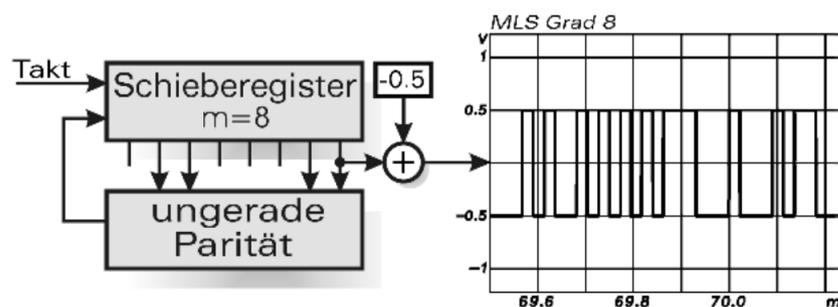


Abbildung 2.5: Erzeugung eines MLS-Signals [WEINZIERL, Seite 1104, leicht abgeändert]

beliebigen Werten initialisiert, so ergibt der Ausgang ein periodisches Pseudo-Rauschen mit weißem Spektrum. Das Signal ist dennoch deterministisch und somit, sofern die Initialwerte bekannt sind, wiederholt erzeugbar. Einzig eine Initialisierung der Schieberegister mit Nullen führt zu einem Signal, das nur aus Nullen besteht, jede andere Initialisierung ist zulässig [WEINZIERL, Seiten 1103 & 1104]. Die Periode  $N$  der MLS, bzw. die Länge, falls man das Signal auf eine Periode begrenzt, ergibt sich in Abhängigkeit der Ordnung  $m$  zu:

$$N = 2^m - 1. \quad (2.28)$$

$N$  ist hierbei die Anzahl der Samples. Die Dauer  $T$  der MLS ist somit:

$$T = \frac{2^m - 1}{f_s}, \quad (2.29)$$

wobei  $f_s$  die verwendete Abtastrate ist. Verwendet man ein solches Signal  $x[n]$  nun als Anregungssignal eines LZI-Systems  $H$ , so ist das Ausgangssignal die Faltung von  $x[n]$  und der Impulsantwort  $h[n]$ :

$$y[n] = [x * h][n] \quad \xrightarrow{\mathcal{DFT}} \quad Y[j\Omega] = X[j\Omega] \cdot H[j\Omega]. \quad (2.30)$$

Allerdings wird hier zur Systemidentifikation von  $H$ , aufgrund der für die übliche schnelle zeitdiskrete Fourier-Transformation, *engl. Fast Fourier Transform (FFT)*, ungeeignete Signallänge  $2^m - 1$ , keine Entfaltung durch Division durchgeführt [WEINZIERL, Seite 1105] (vgl. 2.1.3). Stattdessen macht man sich eine Eigenschaft der Autokorrelation  $r_{xx}[n]$  der MLS zunutze:

$$r_{xx}[n] = \begin{cases} 1 & \text{für } n = 0 \\ -\frac{1}{N} & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.31)$$

Ihre Autokorrelation kann somit für große  $N$  als Impuls angenommen werden. Die Kreuzkorrelation entspricht für reelle Signale einer Faltung, bei der eines der Signale zeitlich invertiert wurde:

$$r_{ab}[n] = [a' * b][n], \quad (2.32)$$

wobei gilt:

$$a'[n] = a[-n]. \quad (2.33)$$

Für ein MLS-Signal  $x[n]$  gilt somit:

$$r_{xx}[n] = [x * x'][n] \approx \delta[n], \quad (2.34)$$

Somit kann nun mittels der Kreuzkorrelation ( $\star$ ) die Impulsantwort  $h[n]$  aus dem Ausgangssignal  $y[n]$  extrahiert werden:

$$[x \star y][n] = [x' * h * x][n] = [x * x' * h][n] \approx [\delta * h][n] = h[n]. \quad (2.35)$$

So kann die MLS zur Systemidentifikation verwendet werden. Abbildung 2.6 auf der nächsten Seite zeigt diesen Zusammenhang grafisch.

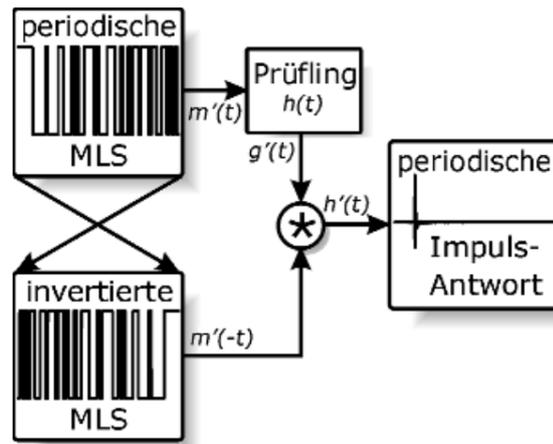


Abbildung 2.6: Systemidentifikation mittels MLS [WEINZIERL, Seite 1105]

### Unterschiede bei Messungen mit Sinus-Sweep und MLS

Sowohl MLS- als auch Sweep-Signale können zur Identifikation von LZI-Systemen verwendet werden. Allerdings bieten sie je nach untersuchtem System unterschiedliche Vorteile: Die MLS ist bezüglich additiver Störungen (Rauschen, Störgeräusche, etc.) recht stabil. Dies ergibt sich aus der Annahme, dass diese Störungen nicht mit der MLS selbst korrelieren und somit bei der Extraktion der Impulsantwort mittels Kreuzkorrelation herausfallen. Definiert man  $y_e[n]$  nun als Addition der obigen Definition mit einem Störsignal  $e[n]$ :

$$y_e[n] = y[n] + e[n] = [x * h][n] + e[n], \quad (2.36)$$

so ergibt sich aus der Kreuzkorrelation mit dem Anregungssignal  $x[n]$ :

$$[x \star y_e][n] = [x' * [y[n] + e[n]]][n] = [x * x' * h][n] + \overbrace{[x' * e][n]}^{\approx 0} \approx [\delta * h][n] = h[n]. \quad (2.37)$$

Bezüglich additiver Störungen ist die MLS somit stabil, solange diese Störungen nicht mit der MLS korrelieren.

Sweep-Signale hingegen sind bezüglich Verzerrungen in der Messkette stabil. Dies resultiert daraus, dass bei der Entfaltung die Produkte der Verzerrung, nämlich Obertöne zur Momentanfrequenz des Sweeps, zeitlich vor den Beginn der extrahierten Impulsantwort fallen, und somit aus dem Messergebnis eliminiert werden können [WEINZIERL, Seiten 1123 & 1124].

Somit sollte, je nach der eher zu erwartenden Störung, das Anregungssignal entsprechend gewählt werden.

## 2.2 Gruppenlaufzeitentzerrung

Anmerkung: Die Begriffe „Gruppenlaufzeit“ und „zeitliche Verschiebung“ werden hier als gleichbedeutend behandelt.

Bei der Systemidentifikation von Mikrofonen nach der in Kapitel 2.1.2 beschriebenen Methode können durch verschiedene Einflüsse Messfehler entstehen, welche sich durch eine Gruppenlaufzeit äußern:

- Abweichungen in der räumlichen Platzierung von Mikrofon, bzw. Lautsprecher zwischen Referenz- und *DUT*-Messung,
- Veränderungen der akustischen Gegebenheiten (z.B der Temperatur),
- Synchronisationsfehler zwischen Anregungssignal und Messaufnahme,
- etc.

Wendet man eine Zeitverzögerung  $\tau$  auf ein Signal  $x(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} X(j\omega)$  an, so äußert sich dies wie folgt in der Transformierten  $X_\tau(j\omega)$  (Zeitverschiebungssatz der Fouriertransformation):

$$x_\tau(t) = x(t - \tau) \xrightarrow{\mathcal{F}} X_\tau(j\omega) = X(j\omega) \cdot e^{-j\omega\tau}. \quad (2.38)$$

Man betrachte nun bloß die Phase der Transformierten  $\angle X_\tau(j\omega)$ :

$$\angle X_\tau(j\omega) = \angle \left( X(j\omega) \cdot e^{-j\omega\tau} \right) = \angle X(j\omega) - \omega\tau. \quad (2.39)$$

Hier zeigt sich, dass sich eine zeitliche Verschiebung eines Signals in einem additiven linearen Anstieg der Phase äußert, wobei dieser Anstieg direkt proportional zur zeitlichen Verschiebung ist. Möchte man nun die Gruppenlaufzeit eines als Übertragungsfunktion vorliegenden Messergebnisses bestimmen, bietet sich das Einpassen einer linearen Funktion  $f(\omega) = -\hat{\tau} \cdot \omega + \mu$  in den Phasenverlauf an.  $\hat{\tau}$  entspricht hierbei dem vermuteten Wert für die zeitliche Verschiebung  $\tau$ . Um diese zu kompensieren muss bloß der invertierte linear ansteigende Teil der eingepassten Funktion ( $\hat{\tau} \cdot \omega$ ) zum Phasenverlauf hinzuaddiert werden:

$$\angle X_\tau(j\omega) + \hat{\tau} \cdot \omega = \angle X(j\omega), \quad X_\tau(j\omega) \cdot e^{j\hat{\tau}\omega} = X(j\omega). \quad (2.40)$$

Hier wird deutlich, dass diese Methode nur dann funktioniert, wenn davon ausgegangen werden kann, dass das Einpassen einer linearen Funktion  $f(\omega)$  in den ursprünglichen Phasenverlauf  $\angle X(j\omega)$  der nicht verzögerten Funktion  $x(t)$  eine Steigung von 0 ergibt. Beziehungsweise bedeutet dies bezogen auf die hier besprochene Anwendung, dass, um Phasenverläufe mit dieser Methode zu korrigieren davon ausgegangen werden muss, dass das zu untersuchende Mikrofon im Verhältnis zum Referenzmikrofon keine Gruppenlaufzeit verursacht. Um diesen Prozess grafisch zu illustrieren, ist er in Abbildung 2.7 auf der nächsten Seite für den im Zuge der in Kapitel 5 beschriebenen Messung bestimmten Phasenverlauf des *Behringer ECM8000 #2* dargestellt. Die Abbildung zeigt den ursprünglichen Verlauf der Phase, den eingepassten linearen Verlauf, den invertierten linearen Anteil des eingepassten Verlaufs sowie den resultieren Phasenverlauf nach der Gruppenlaufzeitentzerrung. Das Einpassen wurde in python mittels der `numpy.polyfit` Funktion durchgeführt.

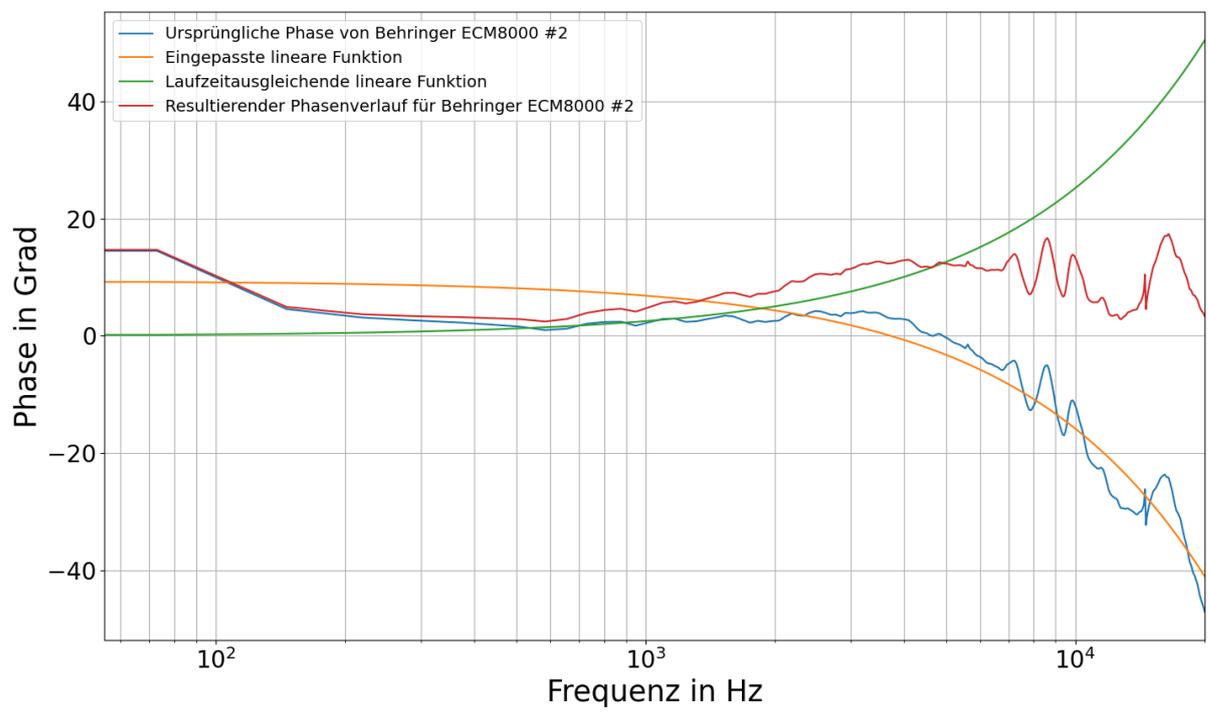


Abbildung 2.7: Gruppenlaufzeitentzerrung für das Behringer ECM8000 #2

## 2.3 Verwendete Formeln

In diesem Kapitel werden zusätzliche Formeln, welche in Berechnungen im Zuge dieser Arbeit verwendet wurden, angegeben.

### Berechnung der Schallgeschwindigkeit

Die Schallgeschwindigkeit  $c$  kann wie folgt aus der Temperatur  $\vartheta$  (in  $^{\circ}\text{C}$ ) näherungsweise berechnet werden:

$$c \approx \left( 331,5 + \frac{0,6}{^{\circ}\text{C}} \cdot \vartheta \right) \frac{\text{m}}{\text{s}}. \quad (2.41)$$

### DFT

Um ein zeitdiskretes Signal  $x[n]$  der Länge  $N$  in den Frequenzbereich zu transformieren ( $=X[j\Omega]$ ) eignet sich die diskrete Fouriertransformation, *engl. Discrete Fourier Transform (DFT)*:

$$X[j\Omega] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-2\pi j \cdot \frac{n\Omega}{N}}. \quad (2.42)$$

Die Rücktransformation ist wie folgt definiert:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{\Omega=0}^{N-1} X[j\Omega] \cdot e^{2\pi j \cdot \frac{n\Omega}{N}}. \quad (2.43)$$

### Frequenzauflösung eines Spektrums

Die Schrittweite der Frequenzauflösung  $\Delta f$  eines Spektrums kann wie folgt berechnet werden:

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{f_s}{N}, \quad (2.44)$$

wobei gilt:

$T$  = zeitliche Dauer der Impulsantwort, aus der das Spektrum berechnet wurde,

$f_s$  = Abtastrate,

$N$  = Länge der Impulsantwort in Samples.

**Zeitliche Mittelung und Normierung von Signalen**

Sollen  $M$  gleich lange Signale  $x_{1,2,\dots,M}[n]$  zu einem Signal  $\hat{x}[n]$  zeitlich gemittelt werden, so kann dies wie folgt durchgeführt werden:

$$\hat{x}[n] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M x_m[n]. \quad (2.45)$$

Möchte man nun auch eine Normierung durchführen, sodass nach Mittelung und Normierung alle Werte von  $\hat{x}[n]$  zwischen -1 und 1 liegen, so kann dies wie folgt durchgeführt werden:

$$\hat{x}[n] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{x_m[n]}{\max_N(|x_m[n]|)}, \quad (2.46)$$

wobei  $N$  die Länge der Signale ist.

# 3

## Norm

Als Ausgangspunkt des in dieser Arbeit beschriebenen Verfahrens diente die Norm *ÖVE/ÖNORM EN 61094-8:2015*. Die Norm stellt präzise Forderungen an die Messumgebung, sowie das durchgeführte Verfahren und das verwendete Messequipment. Einige der geforderten Messbedingungen sowie etwaige Abweichungen von diesen werden im Folgenden dargelegt.

### 3.1 Verfahren

Die Norm stellt zwei verschiedene Grundprinzipien der Messung vor:

- die Messung mit gleichzeitiger Anregung,
- die Messung mit aufeinanderfolgender Anregung,

wobei sich diese Angaben auf die zeitliche Abfolge der Messung von Referenz- und *DUT*-Mikrofon bezieht [ÖNORM, Seite 6]. Da die in dieser Arbeit verwendete Messmethode mit aufeinanderfolgender Anregung durchgeführt wurde, wird die Messung mit gleichzeitiger Anregung hier nicht weiter behandelt. Auch die Messung mit aufeinanderfolgender Anregung wird wiederum in zwei Kategorien unterteilt [ÖNORM, Seiten 7 & 8]:

- die Messung in reflexionsarmen Räumen,
- die zeitselektive Messung.

Da für die Messung kein reflexionsarmer Raum zur Verfügung stand, wurde die zeitselektive Messung gewählt. Diese hat zur Folge, dass die Messung nur solange durchgeführt wird, bis die früheste Raumreflexion am zu vermessenden Mikrofon ankommt, da bis zu diesem Zeitpunkt das gemessene Mikrofonsignal gleich dem ist, das das Mikrofon im Freifeld produzieren würde. [ÖNORM, Seite 8] Dies entspricht im Falle der hier verwendeten Messmethode dem Abschneiden der berechneten Impulsantwort bevor die erste Raumreflexion das Mikrofon erreicht.

Breibt man nun die zeitselektive Messung, so rät die Norm vom Verwenden eines Rechteckfensters zum Beschneiden des gemessenen Signals ab, da sonst zu starke spektrale Artefakte auftreten. Als Alternativen werden Hanning-, Hamming-, Tukey-, Butterworth-, Kosinus- und Gaußfenster vorgeschlagen [ÖNORM, Seiten 22 & 23].

Als Anregungssignal sieht die Norm neben den hier verwendeten Exponential-Sweep- und MLS-Signalen auch das Anregen durch Rauschen, Einzelimpulse, Chirps, etc. vor [ÖNORM, Seite 11].

### 3.2 Messumgebung

Es werden einige Forderungen an die Messumgebung gestellt, selbst wenn die Beschaffenheit des Messraums durch die eben beschriebene Wahl der zeitselektiven Messung mit aufeinanderfolgender Anregung vernachlässigt werden kann. Eine dieser Forderungen beschäftigt

sich mit der Befestigung der Mikrofone bzw. Lautsprecher. Es wird gefordert, dass das zu vermessende Mikrofon mit der vom Hersteller vorgeschriebenen Befestigungsmethode bei Kalibrierungsmessungen befestigt wird. Macht der Hersteller keine solchen Angaben, so soll das Mikrofon an einem Zylinder angebracht werden, dessen Durchmesser dem des Mikrofonkorpus entspricht [ÖNORM, Seite 12]. Abbildung 3.1 zeigt ein Symbolbild aus der Norm für eine solche Befestigung.

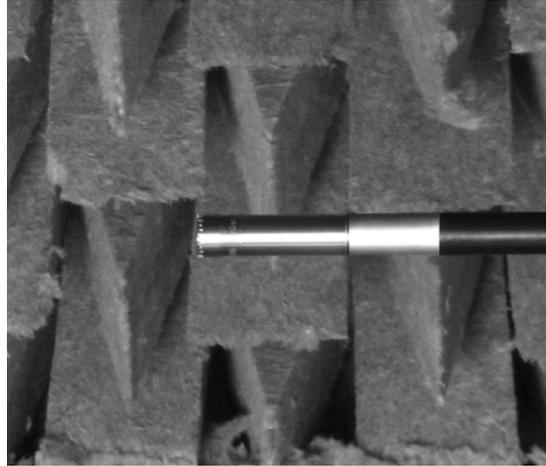
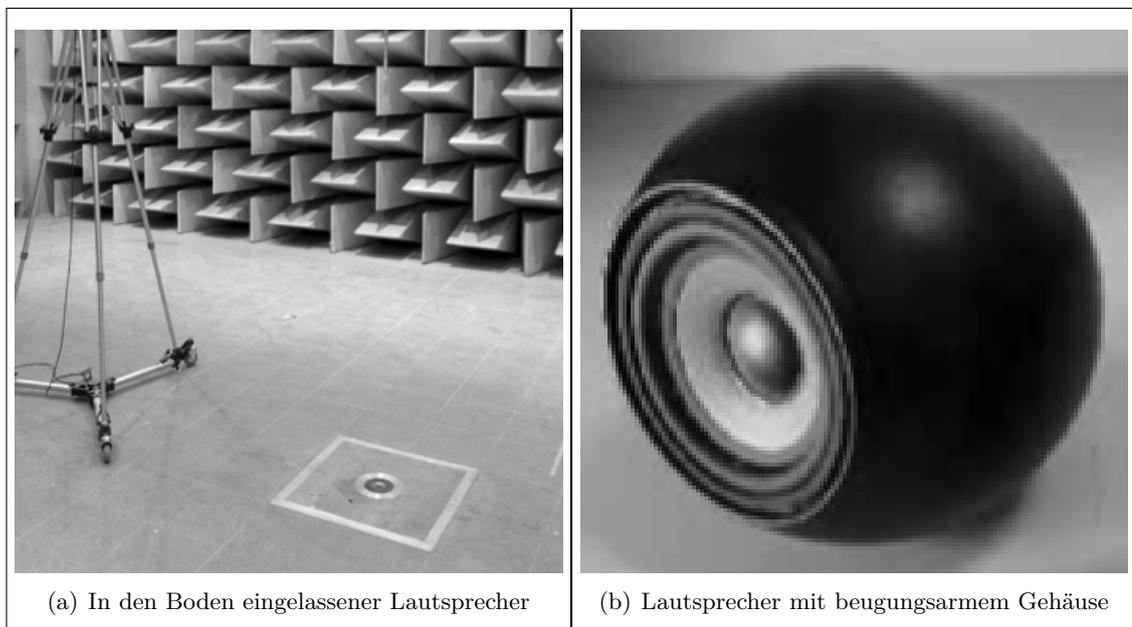


Abbildung 3.1: Mikrofon, angebracht an einem Zylinder mit gleichem Durchmesser [ÖNORM, Seite 18]

Auch die Befestigung des Lautsprechers wird thematisiert. Hier fordert die Norm die Minimierung von Lautsprechergehäuse- und Befestigungsreflexionen. Beispielhaft nennt sie das bündige Einbauen des Lautsprechers in den Raumboden, oder das Verwenden von speziellen, durch ihre Gehäuseform die frequenzabhängige Schallbeugung minimierenden, Lautsprechern [ÖNORM, Seiten 19 & 20]. Abbildung 3.2 zeigt Beispiele für beide von der Norm vorgeschlagenen Möglichkeiten.



(a) In den Boden eingelassener Lautsprecher

(b) Lautsprecher mit beugungsarmem Gehäuse

Abbildung 3.2: Beispiele für normgerechte Lautsprecher [ÖNORM, Seiten 19 & 20]

### 3.3 Abweichungen von der normgerechten Messung

Die im Zuge dieser Arbeit und in den folgenden Kapiteln beschriebene Messung weicht in einigen Punkten von den Forderungen der Norm ab. Was die wohl schwerwiegendste Abweichung von den Forderungen darstellt, ist das Zulassen der ersten Raumreflexion in der gemessenen Impulsantwort. Durch die Raumegebenheiten, sowie das zur Verfügung stehende Equipment bei der Messung wurden Messanordnungen gewählt, bei denen der Lautsprecher in unmittelbarer Nähe des Bodens platziert wurde (siehe Abbildung 5.3 auf Seite 30).

Da die erste Raumreflexion sich somit in beiden Messaufstellungen weder in ihrer Phase, noch in ihrem Einfallswinkel auf das zu vermessende Mikrofon stark vom Direktschall unterscheidet wurde diese Maßnahme gewählt, um die Länge der Impulsantwort und somit auch die resultierende Frequenzauflösung im anschließend berechneten Frequenzgang zu erhöhen.

Wie die zugehörigen Fotos der Messanordnungen (siehe Abbildung 5.2 auf Seite 30) zeigen, wurde ebenfalls auf ein Einhalten der geforderten Befestigungsmethoden, sowie der Lautsprechergehäuseform verzichtet, was allein darauf zurückzuführen ist, dass entsprechendes Equipment für die Messung nicht zur Verfügung stand.

Auch das anschließende Herausschneiden der Impulsantwort vor dem Eintreffen der zweiten Raumreflexion weicht von der Norm ab. Hier wird statt der obig erwähnten Fensterung ein Rechteckfenster verwendet. Betrachtet man allerdings die in Abbildung 3.3 dargestellten, mit Rechteckfenstern abgeschnittenen Impulsantworten, zeigt sich, dass sich trotz Rechteckfensterung keine großen Sprünge an Anfang und Ende der Impulsantwort befinden, was die rein durch die Fensterung ausgelösten spektralen Artefakte vernachlässigbar klein halten sollte.

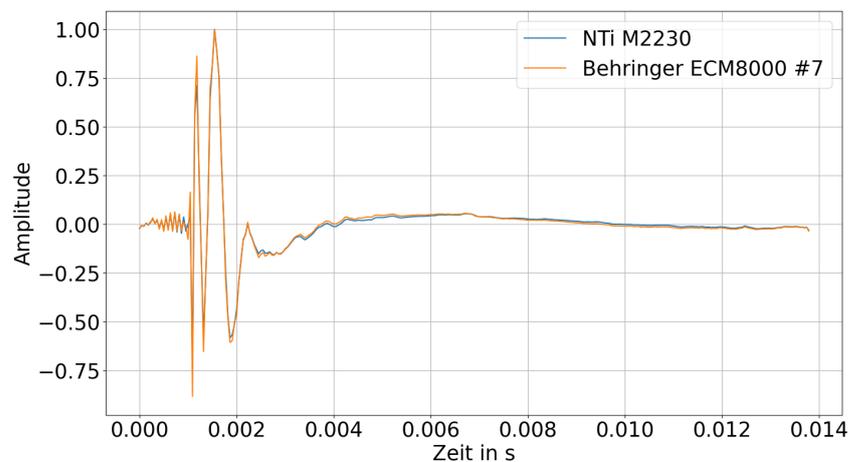


Abbildung 3.3: Beispiel zweier abgeschnittener Impulsantworten

# 4

## Implementierung

Die Mess-Software wurde in MATLAB, bzw. im MATLAB App Designer implementiert. Die Software zielt darauf ab, mit dem *Audio Precision APx555* verwendet zu werden. Daher macht sie häufig Gebrauch von der *Audio Precision APx API*, welche erlaubt, über MATLAB auf die *APx 500 5.0*-Software zuzugreifen und Messabläufe und Konfigurationen zu automatisieren. Die Software umfasst:

- Erstellung der Anregungssignale,
- Konfiguration der Messung,
- Aufnahme der Messungen,
- Berechnung der Impulsantworten,
- Berechnung der Frequenzgänge,
- Exportieren der Ergebnisse,
- sowie eine GUI zur grafischen Bedienung.

Der logische Aufbau der Mess-Software bezüglich dieser Unterpunkte ist in Abbildung 4.1 auf der nächsten Seite dargestellt und wird im Folgenden bezüglich der einzelnen Scripts und deren Funktion beschrieben.

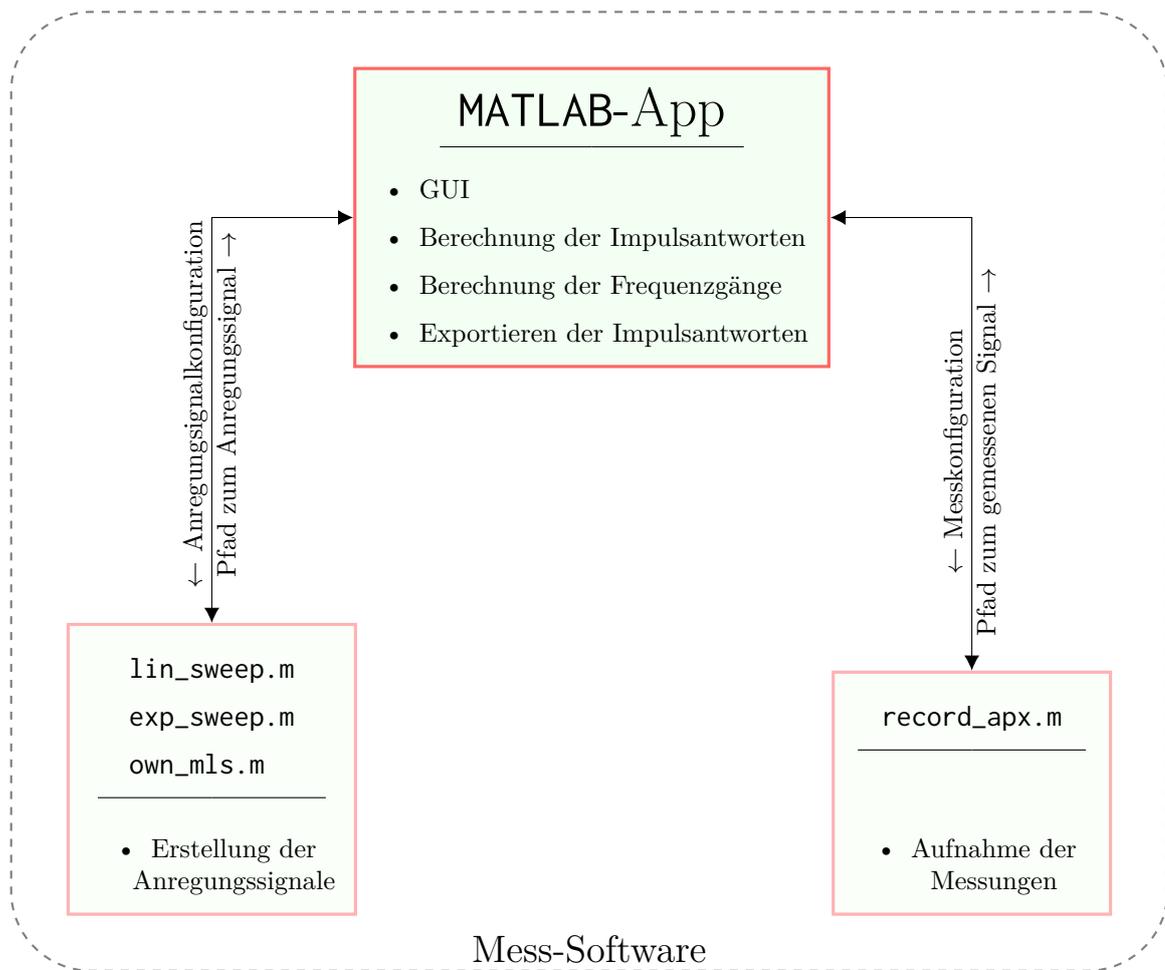


Abbildung 4.1: Logischer Aufbau der Mess-Software

## 4.1 Erstellung der Anregungssignale

Die Erstellung der Anregungssignale erfolgt mittels externer Scripts, auf die die Mess-Software zugreift. Diese implementieren die Erstellung von Sinussweeps (linear und exponentiell) und MLS-Signalen. Die Scripts `lin_sweep.m` und `exp_sweep.m` implementieren die Erstellung der Sweeps. Sie sind, bezüglich ihrer Argumente und Rückgabewerte, identisch aufgebaut:

- Argumente:
  1. `f1` = Startfrequenz in Hz,
  2. `f2` = Endfrequenz in Hz,
  3. `fs` = Abtastrate in Hz,
  4. `length` = gewünschte Sweepdauer in s,
- Rückgabewerte:
  1. Vektor der Signalwerte.

Die Signale werden entsprechend ihres Typs nach Formel 2.20 bzw. 2.25 erstellt.

Die Erstellung der MLS-Signale ist in `own_mls.m` implementiert. Das Script stammt von der „MATLAB Central File Exchange“-Website (siehe [BROWN]). Die Verwendung der MATLAB-eigenen `mls`-Funktion wurde umgangen, da die sie enthaltende *Audio Toolbox* nicht zur Verfügung stand. Die Argumente und Rückgabewerte lauten wie folgt:

- Argumente:
  1.  $n$  = Ordnung der MLS,
- Rückgabewerte:
  1. Vektor der Signalwerte.

Nach der Erstellung des gewählten Anregungssignals wird dieses als temporäre `.wav`-Datei gespeichert.

## 4.2 Konfiguration der Messung

Die Konfiguration jeder Messung ist in der *MATLAB App* selbst und somit nicht in einem eigenen Script implementiert. Sie beschränkt sich auf zwei Parameter. Einerseits kann die gewünschte Ausgangsspannung in  $V_{\text{rms}}$  angegeben werden. Dies setzt den entsprechenden Wert in der *APx 500 5.0*-Software. Zweitens kann bei jeder Messung die Anzahl der Messwiederholungen angegeben werden. Dies erlaubt das mehrfache Aufnehmen der Antwort desselben Systems mit dem gleichen Anregungssignal, gefolgt von anschließender Mittelung der aufgenommenen Signale gemäß Formel 2.46.

## 4.3 Aufnahme der Messungen

Die Aufnahme der Messungen erfolgt innerhalb der *APx 500*-Software, welche von der Mess-Software gesteuert wird. Die *APx*-Software erlaubt das Aufnehmen verschiedener Messungen. Hier wird der *Measurement Recorder* verwendet, der ermöglicht, die Antwort des untersuchten Systems auf selbst gewählte Anregungssignale aufzunehmen. Die Durchführung der Messungen mit dem *Measurement Recorder* ist im Script `record_apx.m` implementiert. Seine Argumente und Rückgabewerte lauten wie folgt:

- Argumente:
  1. `excitation_file_name` = Pfad der `.wav`-Datei des Anregungssignals,
  2. `averaging` = Anzahl der Messwiederholungen,
  3. `output_voltage` = Ausgangsspannung in  $V_{\text{rms}}$ ,
- Rückgabewerte:
  1. Pfad der gemessenen Systemantwort.

Das Script führt folgenden Ablauf aus:

1. stellt Kontakt zur *APx 500*-Software her;
2. erstellt in der *APx 500*-Software einen *Measurement Recorder* und konfiguriert diesen (Speicherort der Ergebnisse, Ausgangsspannung, etc.);
3. übergibt diesem das erstellte Anregungssignal (Pfad zu `.wav`-Datei);
4. führt die Messung des nun parametrisierten *Measurement Recorders* so oft aus, wie das Argument `averaging` vorgibt;
5. mittelt über alle Messungen, entsprechend der Formel 2.46;
6. schreibt die so erhaltene Messung in eine temporäre `.wav`-Datei und gibt den Pfad zu dieser zurück.

## 4.4 Berechnung der Impulsantworten

Die Berechnung der Impulsantworten ist in der *MATLAB App* implementiert und erfolgt, entsprechend dem benutzten Anregungssignal, nach der Formel 2.27 oder 2.35. Die Impulsantwort kann bei Bedarf auch als *.wav*-Datei gespeichert werden.

## 4.5 Berechnung der Frequenzgänge

Die Berechnung der Frequenzgänge ist in der *MATLAB App* implementiert und erfolgt nach der Formel 2.42 aus der Impulsantwort.

## 4.6 Exportieren der Ergebnisse

Das Exportieren der Ergebnisse ist in der *MATLAB App* implementiert. Es erlaubt das Speichern eines Frequenzganges in eine *.csv*-Datei. Diese codiert eine Matrix, die wie folgt aufgebaut ist:

$$\begin{bmatrix} f_0 & f_1 & f_2 & \cdots & f_n \\ |H(f_0)| & |H(f_1)| & |H(f_2)| & \cdots & |H(f_n)| \\ \angle H(f_0) & \angle H(f_1) & \angle H(f_2) & \cdots & \angle H(f_n) \end{bmatrix},$$

wobei gilt:

$$\begin{aligned} f_x &= x\text{-ter Frequenzbin des Frequenzganges in Hz,} \\ |H(f_x)| &= \text{lineare Amplitude des Frequenzganges zur Frequenz } f_x, \\ \angle H(f_x) &= \text{Phase des Frequenzganges zur Frequenz } f_x \text{ in Grad.} \end{aligned}$$

## 4.7 GUI

Die GUI wurde gänzlich mit der im *MATLAB App Designer* verfügbaren Funktionen implementiert. Die genauere Umsetzung wird hier nicht weiter beschrieben. Die Benützung der GUI wird im Anhang A beschrieben.

## 5

## Messung

## 5.1 Messanordnungen

Die Messung zur Kalibrierung der 13 *Behringer ECM8000* Messmikrofone wurde im Aufnahmerraum des SPSC-Tonstudios durchgeführt. Dieser Raum bietet eine sehr neutrale und hallarme Akustik, da seine Decke mit porösen Absorbern, seine Seitenwände bis auf einige Sichtfenster mit Plattenabsorbern und schweren Molton-Vorhängen und sein Boden mit einer Nadelfilzoberfläche ausgestattet ist. Er bietet aufgrund dieser Gegebenheiten und seiner Raum-in-Raum-Bauweise einen sehr geringen Grundgeräuschpegel. Der Raum wird über eine steuerbare Klimaanlage bezüglich der Temperatur und der Luftfeuchtigkeit geregelt.

Der Grundgeräuschpegel des Raums ist bei Betrieb der Klimaanlage im „Silence“-Modus auf 24 dB<sub>A</sub> bestimmt worden. Da bei der hier besprochenen Messung die Klimaanlage im noch leiseren „AUS“-Modus betrieben wurde, kann davon ausgegangen werden, dass der Grundgeräuschpegel bei der Messung unter 24 dB<sub>A</sub> lag, sofern man das Grundrauschen des verwendeten Lautsprechers, und etwaiger anderer Geräte vernachlässigt.

Als Mikrofon wurde zunächst ein *NTi M2230* als Referenz und danach die 13 zu kalibrierenden *Behringer ECM8000* als *DUTs* verwendet. Die Messung der Systemantworten, die anschließende Berechnung der Impulsantworten, sowie die schlussendliche Berechnung der Frequenzgänge erfolgte mit der in Kapitel 4 beschriebenen Software, welche auf dem in Kapitel 2 beschriebenen Verfahren basiert. Als Lautsprecher kamen sowohl ein *Genelec 1030A* als auch ein *Genelec 1032A* zum Einsatz.

Abbildung 5.1 zeigt den Signalflussgraphen der Messung. Das verwendete Messsystem war ein *Audio Precision APx555*. Dieser spielte über einen symmetrischen XLR-Ausgang das betreffende Anregungssignal ab, welcher mit dem Eingang des betreffenden Aktivlautsprechers verbunden war. Das Mikrofon war über ein symmetrisches XLR-Kabel mit dem *Audio Precision Transducer Interface APx1701* verbunden, welches die 48 V Phantomspeisung bereitstellte. Der Ausgang des *Audio Precision Transducer Interface* war mit dem symmetrischen XLR-Eingang des *Audio Precision APx555* verbunden, welcher das Signal schließlich aufnahm.

Tabelle 5.1 zeigt eine Liste der zur Messung verwendeten Geräte.

Gerätebezeichnung	Stück	Modell
Messsystem	1	Audio Precision APx555
Phantomspannungsquelle	1	Audio Precision APx1701
Lautsprecher	1	Genelec 1030A
	1	Genelec 1032A
Referenzmikrofon	1	NTi M2230
DUT-Mikrofon	13	Behringer ECM8000
Thermo-Hygrometer	1	testo 610
Mikrofonkalibrator	1	Brüel & Kjær 4231

Tabelle 5.1: Geräteliste der Messung

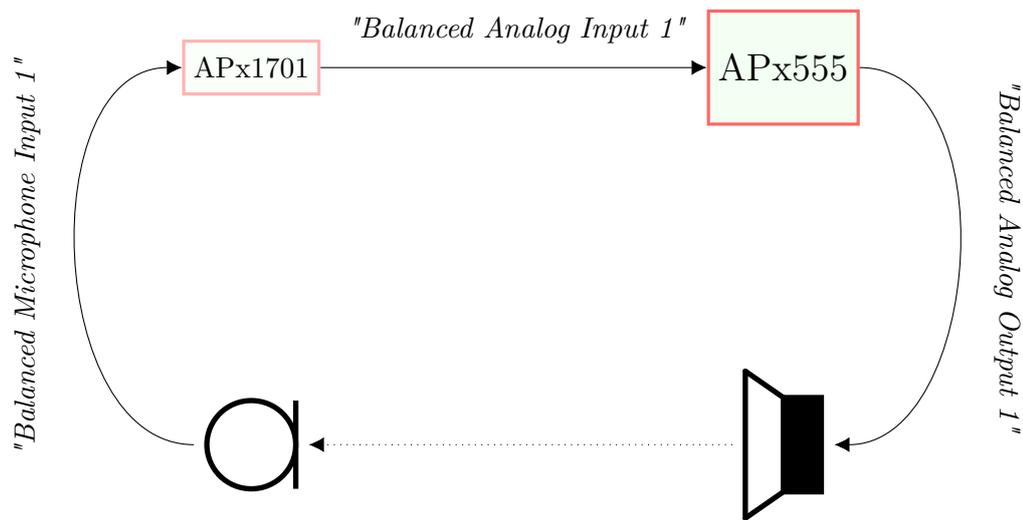


Abbildung 5.1: Signalflussgraph der Messanordnung

Die Messung wurde in unterschiedlichen Messanordnungen durchgeführt:

- *Messanordnung 1*: Der Lautsprecher liegt am Boden, wobei die Membran nach oben gerichtet ist. Das Mikrofon befindet sich lotrecht in einem Abstand von 1 m über der Lautsprechermembran (Abbildung 5.2 und Abbildung 5.3 auf der nächsten Seite).
- *Messanordnung 2*: Der Lautsprecher liegt am Boden, wobei die Membran zur Seite gerichtet ist. Das Mikrofon ist am Boden in Abstrahlrichtung des Lautsprecher gelagert. Die Mikrofonmembran hat wiederum einen Abstand von 1 m von der Lautsprechermembran und befindet sich auf gleicher Höhe (Abbildung 5.2 und Abbildung 5.3 auf der nächsten Seite).

In Messanordnung 1 wurde das Mikrofon mit einem entsprechenden Mikrofonschuh an einem Stativ befestigt. In Messanordnung 2 wurde das Mikrofon am Boden platziert und, um es von Bodenvibrationen zu isolieren, auf ca. 2 cm dickem Schaumstoff gelagert, sodass das vordere Ende des Mikrofons mit der vorderen Fläche des Schaumstoffes auf gleicher Höhe liegt. Beide Messanordnungen wurden sowohl mit dem *Genelec 1030A* als auch dem *Genelec 1032A* als Lautsprecher aufgebaut.

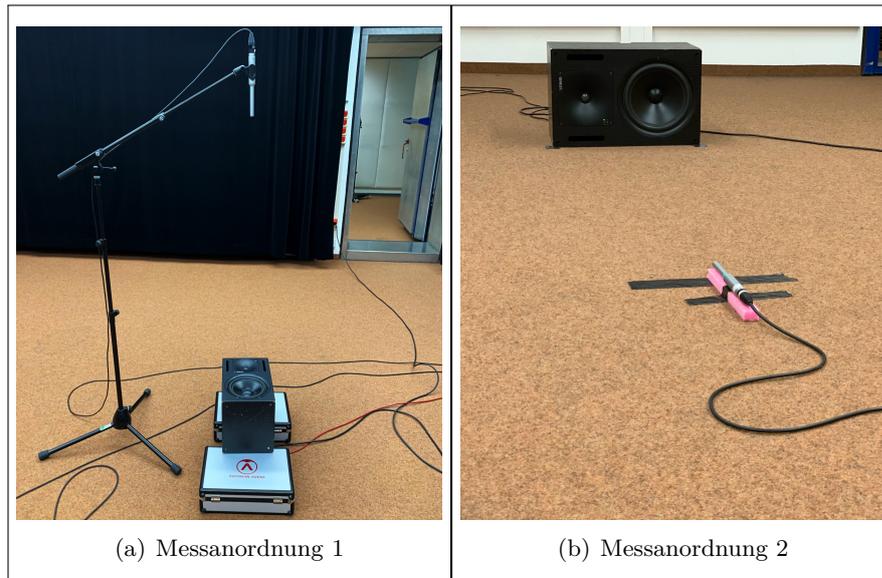


Abbildung 5.2: Fotos von Messanordnungen 1 und 2

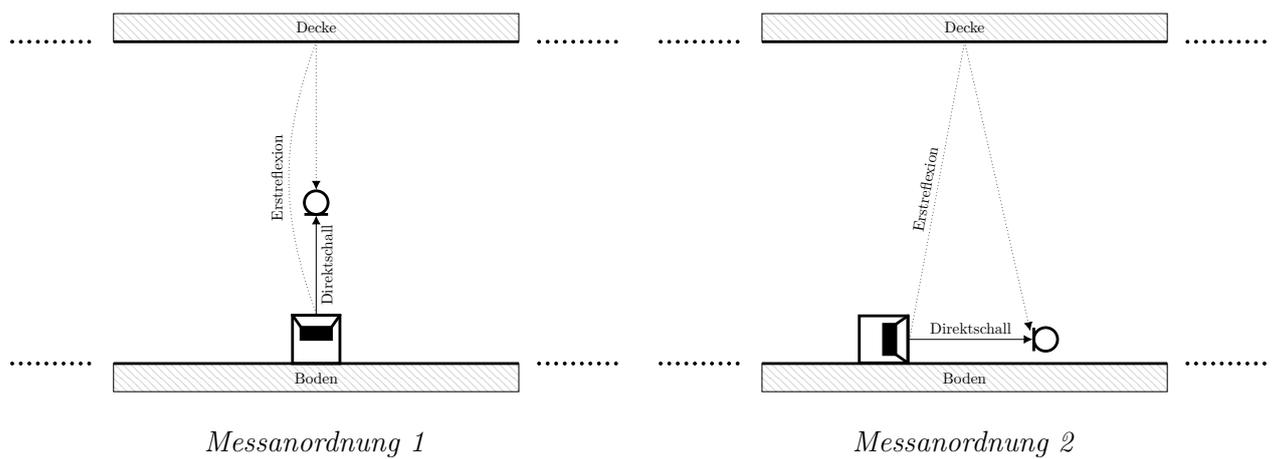


Abbildung 5.3: Schematische Darstellung von Messanordnungen 1 und 2 (qualitativ)

Um die bei der Messung herrschende Schallgeschwindigkeit  $c$  zu bestimmen wurden Luftfeuchtigkeit und Temperatur des Messraumes mittels des Thermo-Hygrometers ermittelt. Die erhaltenen Werte, sowie die mittels der Formel 2.41 berechnete Schallgeschwindigkeit  $c$  sind in Tabelle 5.2 festgehalten. Die Luftfeuchtigkeit nimmt hier zwar keinen Einfluss auf die Berechnungen, wird aber der Vollständigkeit halber mit angeführt.

Luftfeuchtigkeit in %	Temperatur in °C	$c$ in m/s
41.5	22.0	344.591

Tabelle 5.2: Gemessene Luftfeuchtigkeit und Temperatur, sowie daraus berechnete Schallgeschwindigkeit  $c$ .

Entsprechend der in Kapitel 3.3 beschriebenen Normabweichungen wurde die erste Raumreflexion, welche bei beiden Messanordnungen gleichzeitig die erste Bodenreflexion darstellt, als Direktschall angenommen. Somit war die zweite Raumreflexion jene, die die erlaubte Fensterlänge der erhaltenen Impulsantworten zeitlich begrenzt. Diese war in beiden Messanordnungen die erste Deckenreflexion. Die Formeln zur Berechnung der Fensterlänge lauten:

$$t_1 = \frac{\Delta x_{dir}}{c}, \quad (5.1)$$

$$t_2 = \frac{\Delta x_{ref}}{c}, \quad (5.2)$$

$$T_F = t_2 - t_1, \quad (5.3)$$

wobei gilt:

$\Delta x_{dir}$  = Strecke des Direktschalls,

$\Delta x_{ref}$  = Strecke der Deckenreflexion,

$c$  = Schallgeschwindigkeit,

$t_1$  = Zeitpunkt des Eintreffens des Direktschalls,

$t_2$  = Zeitpunkt des Eintreffens der ersten relevanten Reflexion (Decke),

$T_F$  = Fensterlänge.

Die Strecken des Direktschalls ( $\Delta x_{dir}$ ) und der ersten Deckenreflexion ( $\Delta x_{ref}$ ), sowie die entsprechend der obigen Formel berechneten Fensterlängen  $T_F$  und die gemäß Formel 2.44 berechneten Frequenzauflösungen  $\Delta f$  sind in Tabelle 5.3 gegeben. Die unterschiedlichen Werte in Abhängigkeit des Lautsprechers bei Messanordnung 1 sind durch die unterschiedlichen Gehäusemaße bzw. dem daraus resultierenden unterschiedlichen Abstand zur Decke zu erklären.

Messanordnung	Lautsprecher	$\Delta x_{dir}$ in m	$\Delta x_{ref}$ in m	$T_F$ in ms	$\Delta f$ in Hz
1	1030A	1	3.83	8.21	121.8
	1032A	1	3.72	7.89	126.7
2	1030A	1	5.62	13.41	74.6
	1032A	1	5.62		

Tabelle 5.3: Schallstrecken, berechnete Fensterlängen und resultierende Frequenzauflösungen

## 5.2 Konfiguration der Software

Die Messung wurde mit der in Kapitel 4 beschriebenen Mess-Software durchgeführt. Die Software arbeitet mit einer Abtastfrequenz  $f_s$  von 96 kHz. Die verwendete Konfiguration lautete:

- Setup:
  - Messsignale:
    1. MLS:
      - Ordnung: 20 ( $\cong 10.92$  s),
      - Stille nach Anregungssignal: 0.25 s,
    2. Sweep:
      - Typ: Exponentiell,
      - Dauer: 10 s,
      - Startfrequenz: 20 Hz,
      - Endfrequenz: 24 kHz,
      - Stille nach Anregungssignal: 0.25 s,
  - Ausgangsspannung:
    - $0.7 V_{\text{rms}}$  bei Messanordnung 1,
    - $0.5 V_{\text{rms}}$  bei Messanordnung 2,
- Messwiederholungen:
  - 4-fach für Referenz- und *DUT*-Messung.

Alle Messungen wurden mit beiden Messsignalen durchgeführt.

### 5.3 Messverlauf

Zunächst wurden Referenzmikrofon und sämtliche *DUTs* bezüglich ihrer Empfindlichkeit mit einem Kalibrator vermessen. Die Ergebnisse werden in Kapitel 6 besprochen. Zur letztendlichen Erstellung der Datenbank der Ergebnisse für alle *DUTs* wurden Messungen in nur einer Messanordnung und einem Lautsprecher durchgeführt. Um die bestmögliche Kombination von Messanordnung und Lautsprecher zu Ermitteln wurden für Referenzmikrofon und ein *DUT*-Mikrofon alle Kombinationen durchexerziert. Weiters wurden alle Kombinationen mit MLS und Sweep, welche gemäß Kapitel 5.2 konfiguriert waren, durchgeführt.

Zur Überprüfung der Konstistenz der Messergebnisse wurde die Messung des Referenzmikrofons zweimal direkt hintereinander durchgeführt und die gemessenen Frequenzgänge verglichen. Sind die Messungen konsistent, also ihre Ergebnisse völlig zeitinvariant, sollte der Frequenzgang der Abweichungen zwischen beiden Messungen über den gesamten Messfrequenzbereich 0 dB Amplituden- und 0° Phasenabweichung aufweisen und somit perfekt linear sein. Diese Messung wird im Folgenden als Validierungsmessung bezeichnet. Die *DUT*-Messung wurde mit dem *Behringer ECM8000 #1* durchgeführt und wird im Folgenden als „Vergleichsmessung mit *DUT*“ bezeichnet. In den folgenden Abbildungen sind Amplituden- und Phasenfrequenzgang der Validierungsmessung und der „Vergleichsmessung mit *DUT*“ unterschiedlich skaliert, um die Ablesbarkeit der Funktionswerte zu verbessern.

Anmerkung: Der Phasenfrequenzgang der Validierungsmessungen ähnelt im Folgenden in einigen Fällen grafisch einer Exponentialfunktion, was auf eine leichte Gruppenlaufzeit zurückzuführen ist. Diese Beobachtung wird im folgenden Kapitel 6 näher behandelt.

### 5.3.1 Messanordnung 1, Genelec 1030A

Abbildungen 5.4 und 5.5 zeigen die Messergebnisse für Messanordnung 1 mit dem *Genelec 1030A* als Lautsprecher mit Sweep-Anregung bzw. mit MLS-Anregung.

Bei der Sweep-Anregung fällt auf, dass bei der Validierungsmessung ein Sprung in Phasen- und Amplitudenfrequenzgang bei ca. 4 bis 5 kHz zu verzeichnen ist, welcher allerdings mit einem Ausmaß von ca.  $8^\circ$  für weniger Probleme sorgt als der Amplitudensprung von über 1.75 dB. Interessant ist, dass die MLS-Anregung einen sehr lineareren Phasen- und Amplitudenfrequenzgang zum Ergebnis hat, mit Abweichungen von jeweils nur ca.  $8^\circ$  und 0.1 dB. Es fällt auf, dass auch hier ein Sprung im Frequenzgang bei ca. 4 bis 5 kHz auftritt. Dieser ist allerdings weniger stark ausgeprägt. Die „Vergleichsmessung mit *DUT*“ fällt als sehr wellig auf, sowohl in Betrag als auch in Phase.

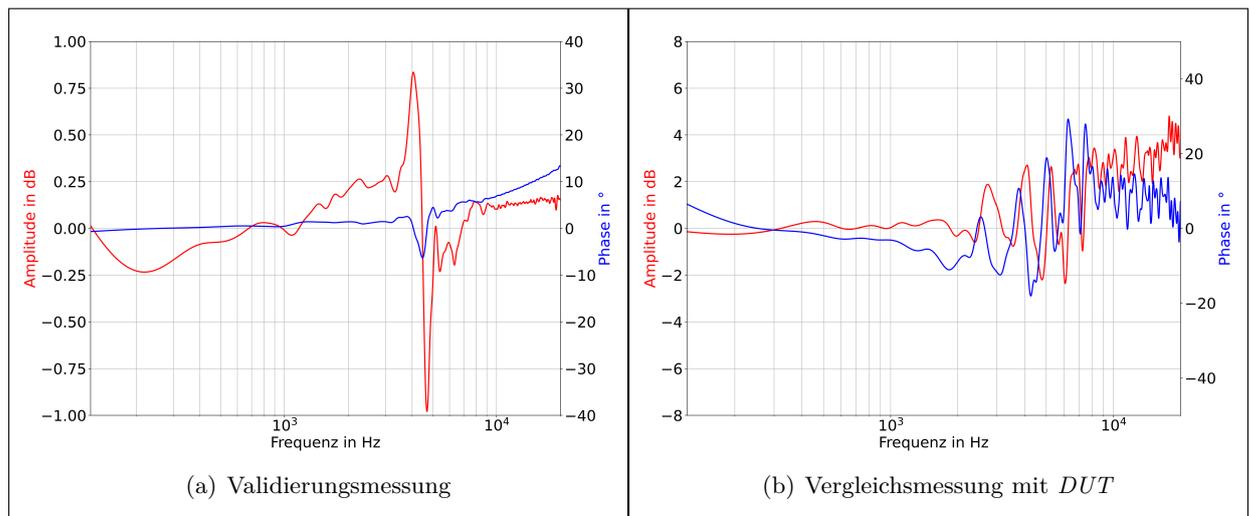


Abbildung 5.4: Messanordnung 1, Genelec 1030A, Sweep-Anregung

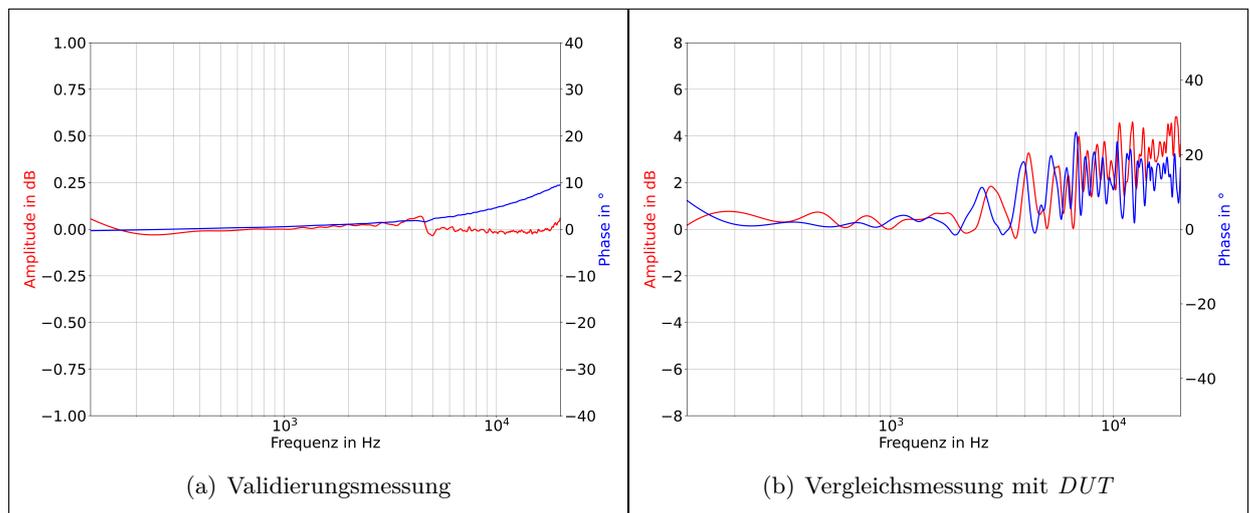


Abbildung 5.5: Messanordnung 1, Genelec 1030A, MLS-Anregung

### 5.3.2 Messanordnung 1, Genelec 1032A

Abbildungen 5.6 und 5.7 zeigen die Messergebnisse für Messanordnung 1 mit dem *Genelec 1032A* als Lautsprecher mit Sweep-Anregung bzw. mit MLS-Anregung.

Die Validierungsmessung weist bei beiden Anregungen einen glatten Phasenfrequenzgang, sowie einen vernachlässigbar von der 0 dB-Linie abweichenden Amplitudenfrequenzgang auf. Es fallen allerdings bei Sweep-Anregung zwei Sprünge im Amplitudenfrequenzgang bei ca. 3 kHz und 16 kHz mit einem Ausschlag von ca. 0.2 dB auf. Der Sprung bei ca. 16 kHz ist zwar auch bei der MLS-Messung zu verzeichnen, hat allerdings nur einen Ausschlag von ca. 0.15 dB. Die *DUT*-Messung allerdings weist den gleichen auffallend welligen Verlauf auf wie in der in Kapitel 5.3.1 behandelten Messung.

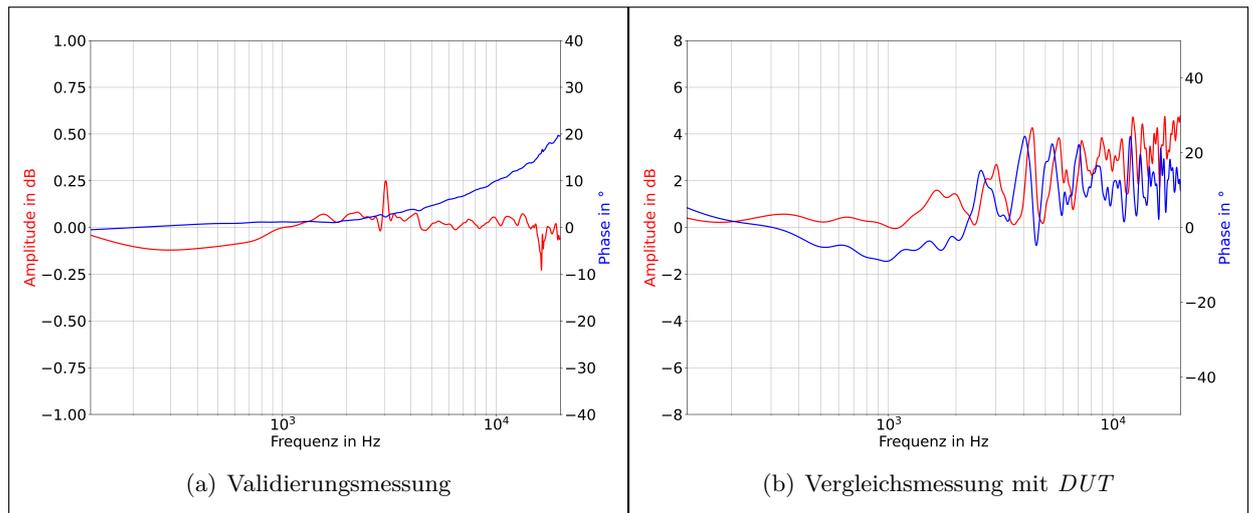


Abbildung 5.6: Messanordnung 1, Genelec 1032A, Sweep-Anregung

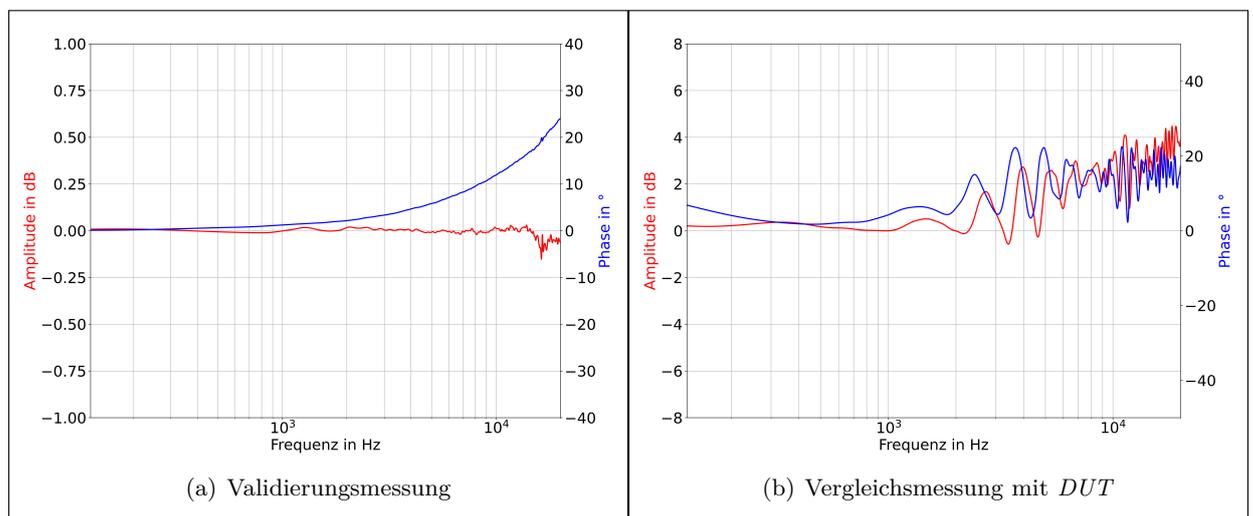


Abbildung 5.7: Messanordnung 1, Genelec 1032A, MLS-Anregung

### 5.3.3 Messanordnung 2, Genelec 1030A

Abbildungen 5.8 und 5.9 zeigen die Messergebnisse für Messanordnung 2 mit dem *Genelec 1030A* als Lautsprecher mit Sweep-Anregung bzw. mit MLS-Anregung.

Bei der Validierungsmessung mit Sweep-Anregung fällt ein Sprung zwischen 4 kHz und 5 kHz mit einem Ausschlag von ca.  $8^\circ$  bzw. ca. 0.8 dB auf. Die Validierungsmessung bei MLS-Anregung zeigt einen auffallend linearen Phasen- und Amplitudenverlauf mit einer Gesamtspannweite von nur ca.  $1.3^\circ$  bzw. ca. 0.15 dB. Noch bemerkenswerter aber sind die *DUT*-Messungen, welche im Vergleich zu allen Messungen mit Messanordnung 1 über den gesamten betrachteten Frequenzbereich, insbesondere aber unterhalb von ca. 7 kHz deutlich glattere Verläufe in Betrags- und Phasenfrequenzgang zeigen.

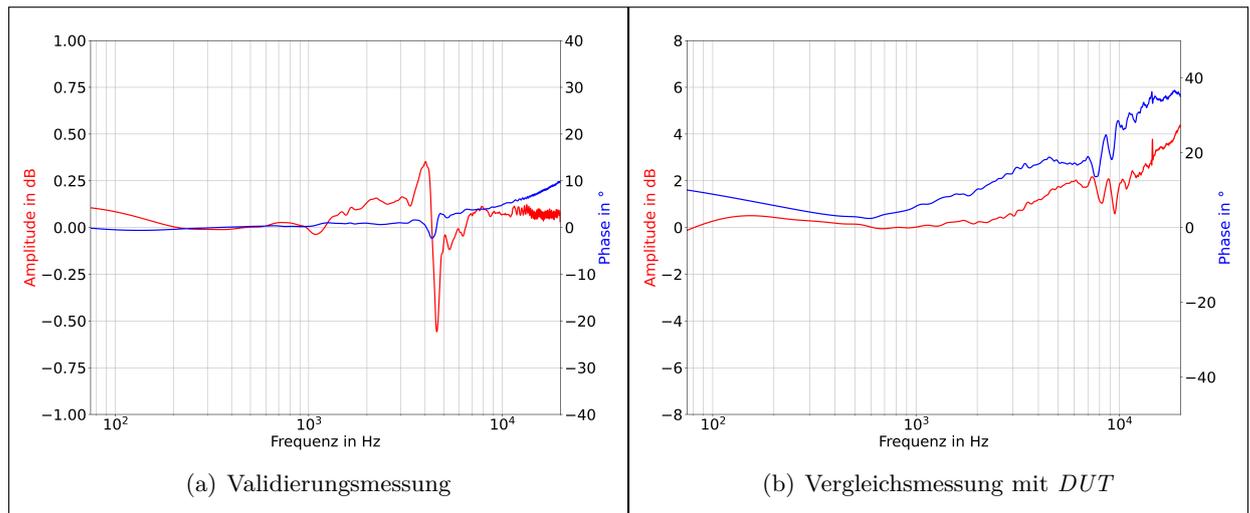


Abbildung 5.8: Messanordnung 2, Genelec 1030A, Sweep-Anregung

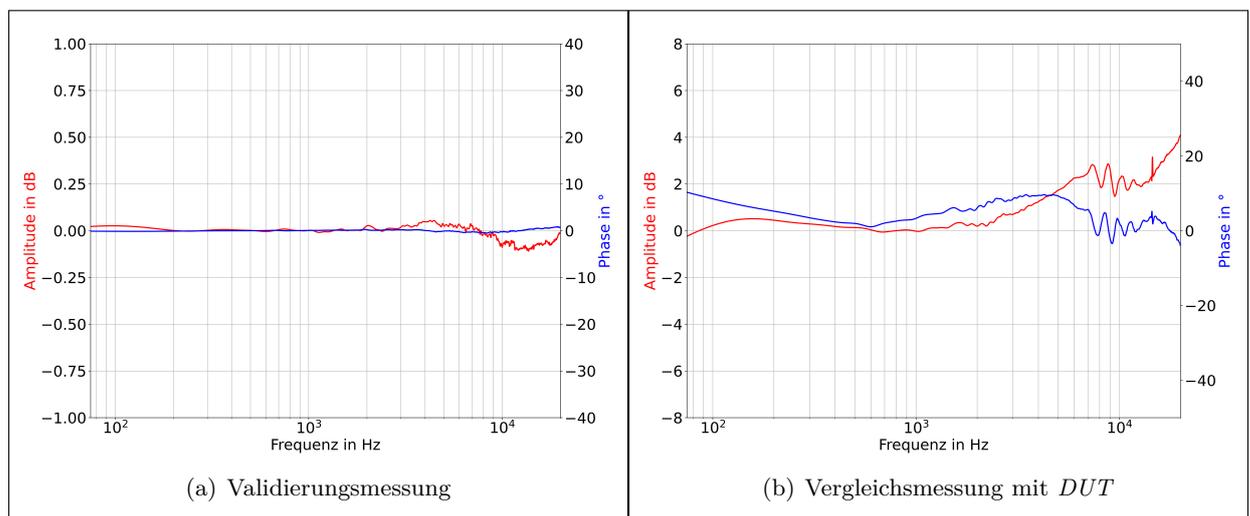


Abbildung 5.9: Messanordnung 2, Genelec 1030A, MLS-Anregung

### 5.3.4 Messanordnung 2, Genelec 1032A

Abbildungen 5.10 und 5.11 zeigen die Messergebnisse für Messanordnung 2 mit dem *Genelec 1032A* als Lautsprecher mit Sweep-Anregung bzw. mit MLS-Anregung.

Während die Validierungsmessungen hier bezüglich ihres Phasenfrequenzganges keine großen Sprünge aufweisen, fallen dennoch leichte Sprünge im Amplitudenfrequenzgang auf. Bei der Sweep-Anregung tritt ein Sprung mit einem Ausschlag von ca. 0.2 dB bei ca. 6 kHz auf, während bei der Messung mit MLS-Anregung bei ca. 16 kHz ein Sprung mit einem Ausschlag von ca. 0.3 dB auftritt. Die *DUT*-Messungen entsprechen einander sehr gut und weisen, im Gegensatz zu Messungen mit Messaufbau 1, einen sehr glatten Phasen- und Amplitudenfrequenzgang auf. Dies entspricht den Ergebnissen der Messung mit Messaufbau 2 und dem *Genelec 1030A*.

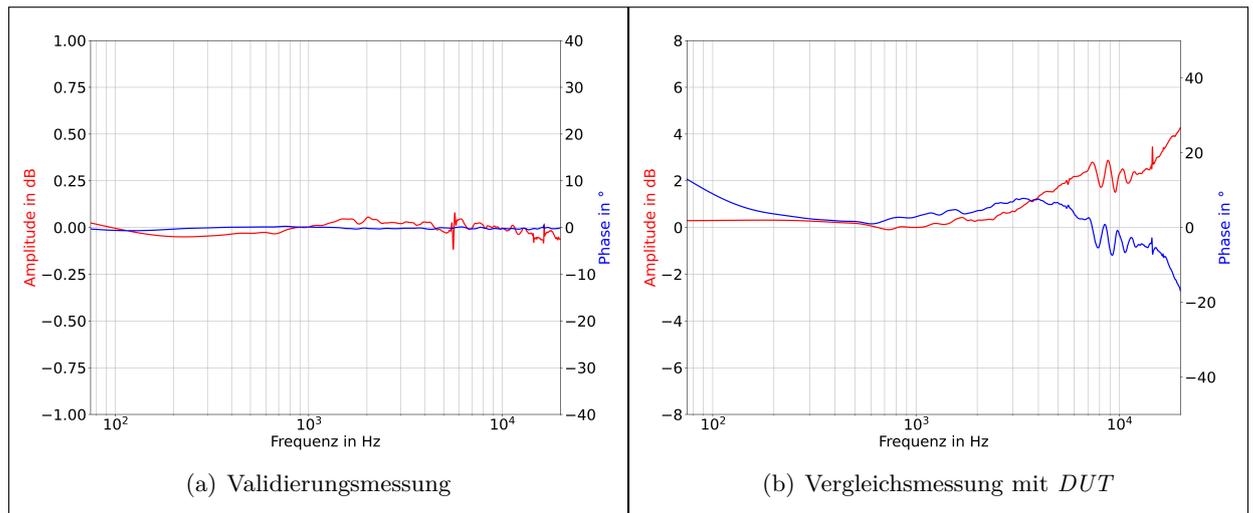


Abbildung 5.10: Messanordnung 2, Genelec 1032A, Sweep-Anregung

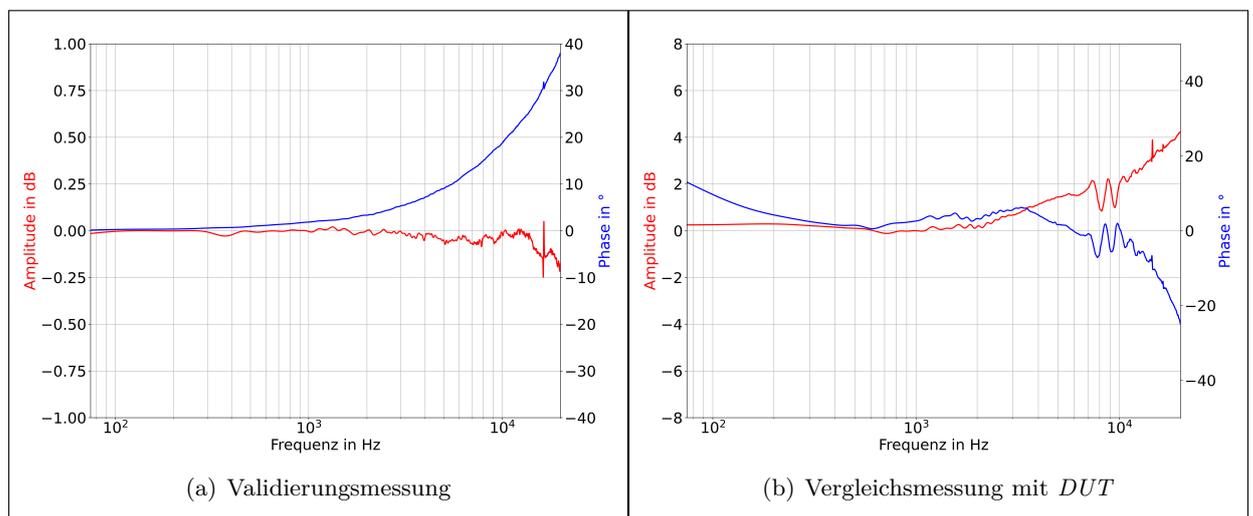


Abbildung 5.11: Messanordnung 2, Genelec 1032A, MLS-Anregung

### 5.3.5 Wahl von Messanordnung und Lautsprecher

Aufgrund der glatteren Verläufe der *DUT*-Messungen (siehe Kapitel 5.3.3 & 5.3.4), sowie der durch die geometrische Anordnung resultierenden besseren Frequenzauflösung (siehe Tabelle 5.3) wurden die Messungen zur Erstellung einer Datenbank der Frequenzgänge sämtlicher *DUTs* mit Messanordnung 2 durchgeführt. Als Lautsprecher wurde der *Genelec 1032A* gewählt, da sein Amplitudenfrequenzgang den Bassbereich besser abdeckt (vgl. [1030A, Seite 4] & [1032A, Seite 4]).

### 5.3.6 Messen aller *DUTs*

Mit der nun gewählten Messanordnung 2 und dem *Genelec 1032A* wurden das *NTi M2230* Referenzmikrofon, als auch alle 13 *Behringer ECM8000 DUTs* vermessen und ausgewertet. Hierbei wurden die Messungen zur Findung der geeigneten Messanordnung aus Kapitel 5.3.4 nicht weiterverwendet, sondern Referenzmikrofon und *Behringer ECM8000 #1* erneut vermessen. Die Messungen wurden entsprechend den Einstellungen in Kapitel 5.2 und mit beiden Anregungssignalen durchgeführt.

## 6

## Ergebnisse

Alle hier besprochenen Ergebnisse wurden gemäß der Ausführungen in Kapitel 5 ermittelt.

## 6.1 Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeiten der untersuchten Mikrofone bei 1kHz ist in Abbildung 6.1 als Balkendiagramm dargestellt. Diese Spannungswerte beziehen sich auf die vom jeweiligen Mikrofon ausgegebene Spannung in  $V_{\text{rms}}$  bei einem Schalldruck von  $94\text{dB}_{\text{SPL}}$ , welcher durch den in Kapitel 5 angegebenen Kalibrator erzeugt wurde.

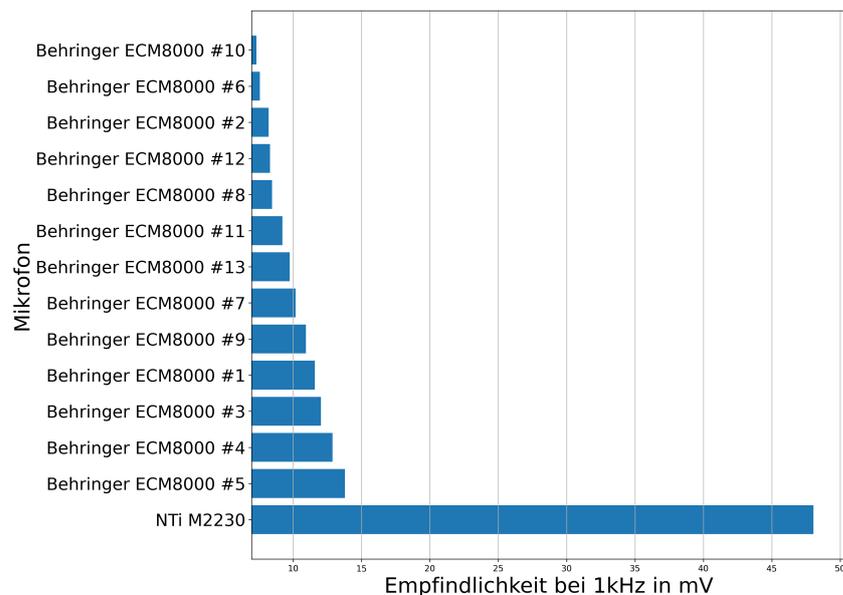


Abbildung 6.1: Empfindlichkeitswerte aller verwendeten Mikrofone

Es zeigt sich sofort ein klarer Unterschied zwischen den *DUT*-Mikrofonen (*Behringer ECM8000*) und dem Referenzmikrofon (*NTi MA2230*). Während der Durchschnittswert der Empfindlichkeiten der *DUT*-Mikrofone bei  $\approx 10\text{mV}$  liegt, hat das *NTi MA2230* eine Empfindlichkeit von  $\approx 48\text{mV}$ . Dies entspricht einem Pegelunterschied von  $\approx 13.6\text{dB}$ . Um die Streuung der Empfindlichkeiten der *DUT*-Mikrofone grafisch besser beurteilen zu können, sind diese in Abbildung 6.2 auf der nächsten Seite einmal als Balkendiagramm und einmal als Boxplot dargestellt. Auch die Streuung der Empfindlichkeiten der *DUT*-Mikrofone ist beachtlich: Die Werte reichen von  $\approx 7.3\text{mV}$  bis  $\approx 13.8\text{mV}$ . Dies entspricht einem Pegelunterschied von  $\approx 5.5\text{dB}$ . Die Verteilung der Empfindlichkeitswerte weist hierbei keine auffallenden Ausreißer auf. Sie scheint einer Gleichverteilung zu entsprechen.

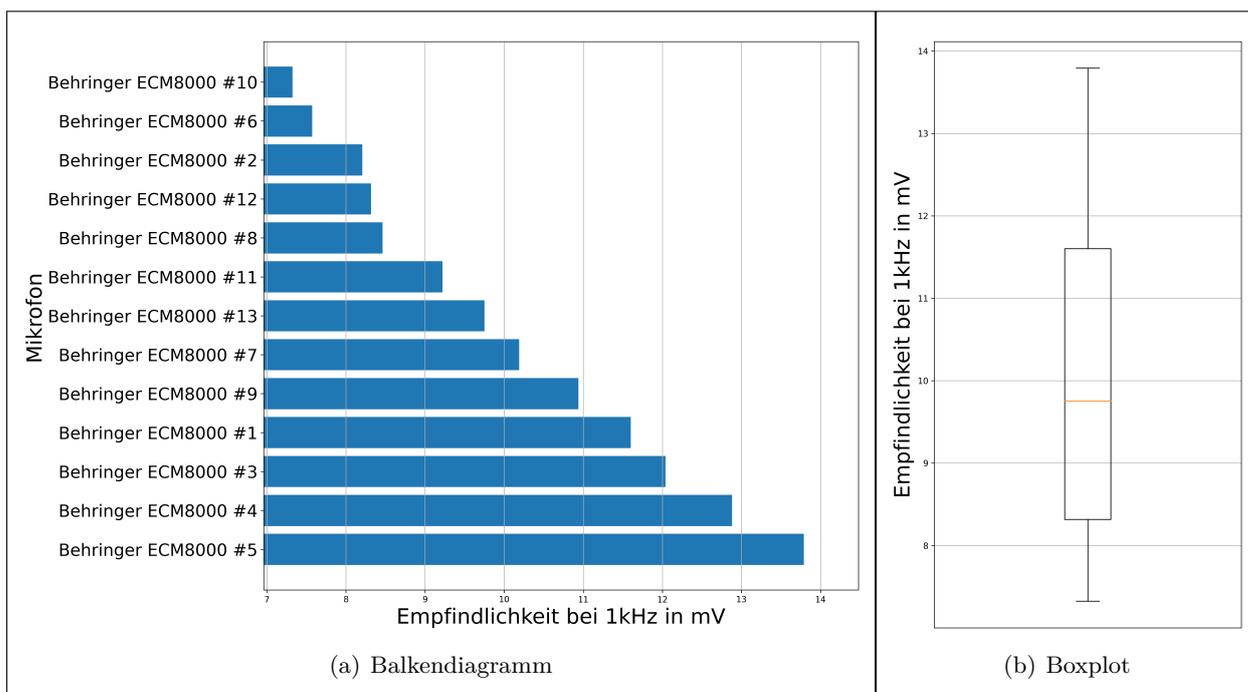


Abbildung 6.2: Empfindlichkeitswerte der DUT-Mikrofone

## 6.2 Frequenzgänge

Anmerkung: Alle hier besprochenen Frequenzgänge der *DUT*-Mikrofone bezeichnen Abweichungen zum Referenzmikrofon, keine absoluten Frequenzgänge.

### 6.2.1 Einzelne Verläufe

Betrachten wir nun Abbildung 6.4 und Abbildung 6.5 auf Seite 42. Erstere zeigt alle bestimmten Amplitudenfrequenzgänge, wobei diese hier so gelegt wurden, dass sie bei 1 kHz einen Wert von 0 dB haben. Letztere zeigt alle bestimmten Phasenfrequenzgänge. Es zeigt sich, dass die meisten Amplitudenfrequenzgänge bis ca. 7 kHz einen relativ ähnlichen Verlauf haben. Erst bei Frequenzen darüber zeigt sich eine deutliche Streuung der Amplitudenverläufe. Bei 20 kHz ist eine Spannweite von ca. 12 dB erreicht. Wie aus Abbildung 6.4 auf Seite 42 ablesbar ist, weisen *Behringer ECM8000* #1, #3, #4, #5 und #7 über den gesamten untersuchten Frequenzbereich einen sehr ähnlichen Amplitudenverlauf auf. Das *Behringer ECM8000* #9 zeigt hingegen bei hohen Frequenzen ein starken Abfall im Amplitudenfrequenzgang, während das *Behringer ECM8000* #6 hier eine deutlich höhere Amplitude als der Durchschnitt aufweist. Allgemein zeigt sich ein grober Trend, wobei auch Ausreißer vorhanden sind, die von diesem stark abweichen. Dieser Trend zeichnet sich durch relativ lineares Verhalten bis ca. 1 kHz aus. Bei Frequenzen darüber steigen die Amplitudenfrequenzgänge bis 20 kHz an, wo eine Amplitude von ca. 4 dB erreicht wird. Betrachtet man Abbildung 6.3 auf der nächsten Seite, welche die Übertragungscharakteristik des Referenzmikrofons in Diffus- und Freifeldbedingungen zeigt, so liegt der Verdacht nahe, dass die vorliegenden *DUT*-Mikrofone zumindest annähernd diffusfeldentzerrt sind. Dies wird allerdings überraschenderweise im Datenblatt der *DUT*-Mikrofone (vgl. [BEHRINGER]) nicht angeführt.

## Freifeld- und Diffusfeldfrequenzgang M2230 und M2340

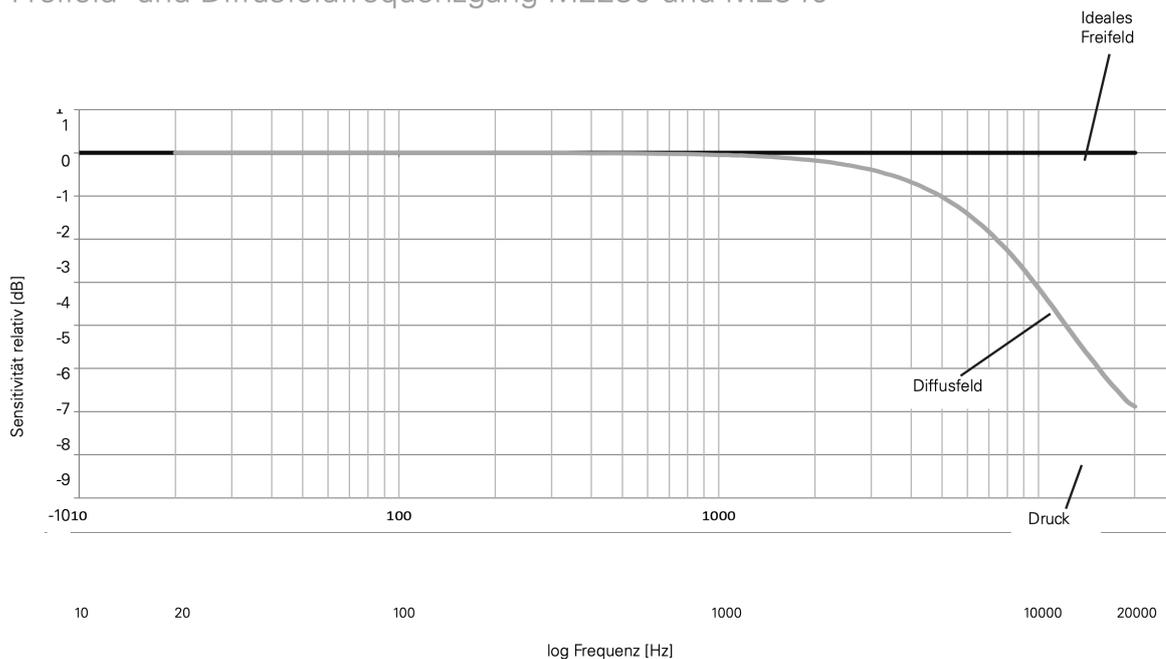


Abbildung 6.3: Übertragungscharakteristik des NTi M2230 unter verschiedenen akustischen Bedingungen [NTI, Seite 32]

Betrachtet man nun Abbildung 6.5 auf der nächsten Seite, welche alle Phasenverläufe der *DUT*-Mikrofone darstellt, so sieht man, dass zu den hohen Frequenzen die Streuung der Phasenwerte stark zunimmt. Um die Richtigkeit dieser Verläufe zu überprüfen, betrachten wir nun die Phasenverläufe der oben genannten *DUT*-Mikrofone mit sehr ähnlichem Amplitudenverlauf. Die Annahme ist hierbei, dass jene Mikrofone, die einen ähnlichen Amplitudenverlauf zeigen auch sehr ähnliche Phasenverläufe zeigen müssten, sofern die Messergebnisse korrekt sind. Abbildung 6.6 auf Seite 43 zeigt die bestimmten Phasenverläufe dieser Mikrofone. Es zeigt sich, dass wider der oben beschriebenen Erwartung einer der Phasenverläufe (#4) zu den hohen Frequenzen von den anderen Verläufen immer stärker abweicht. Dies deutet auf eine Gruppenlaufzeitdifferenz der einzelnen *DUT*-Messungen hin. Um dieser Abweichung entgegenzuwirken wird nun auf alle Phasenverläufe die in Kapitel 2.2 beschriebene Methode zur Gruppenlaufzeitentzerrung angewendet. Das Ergebnis dieser Methode ist für die oben genannten Mikrofone mit ähnlichem Amplitudenverlauf in Abbildung 6.7 auf Seite 43 dargestellt. Es ist deutlich sichtbar, dass nun alle Phasenverläufe sehr nah beieinander liegen und kein deutlicher Ausreißer mehr auszumachen ist. Das Ergebnis für alle Phasenverläufe nach Anwendung der Gruppenlaufzeitentzerrung ist in Abbildung 6.8 auf Seite 44 dargestellt. Auch hier ist deutlich zu erkennen, dass im Verhältnis zu Abbildung 6.5 auf der nächsten Seite alle Verläufe deutlich zusammengerückt sind und nun nicht mehr bei steigender Frequenz immer weiter auseinanderlaufen. Weiters ist sichtbar, dass jene Phasenverläufe, die nun als Ausreißer zu erkennen sind (#11 und #13 bis ca. 7 kHz, sowie #9 bei ca. 6-12 kHz) auch jene sind, die in ihren entsprechenden Amplitudenverläufen in denselben Frequenzbereichen als Ausreißer auffallen. All dies deutet darauf hin, dass die hier verwendete Methode zur Gruppenlaufzeitentzerrung ein valides Mittel zur Weiterverarbeitung von Phasenverläufen darstellt, insofern die in Kapitel 2.2 beschriebenen Annahmen getroffen werden können.

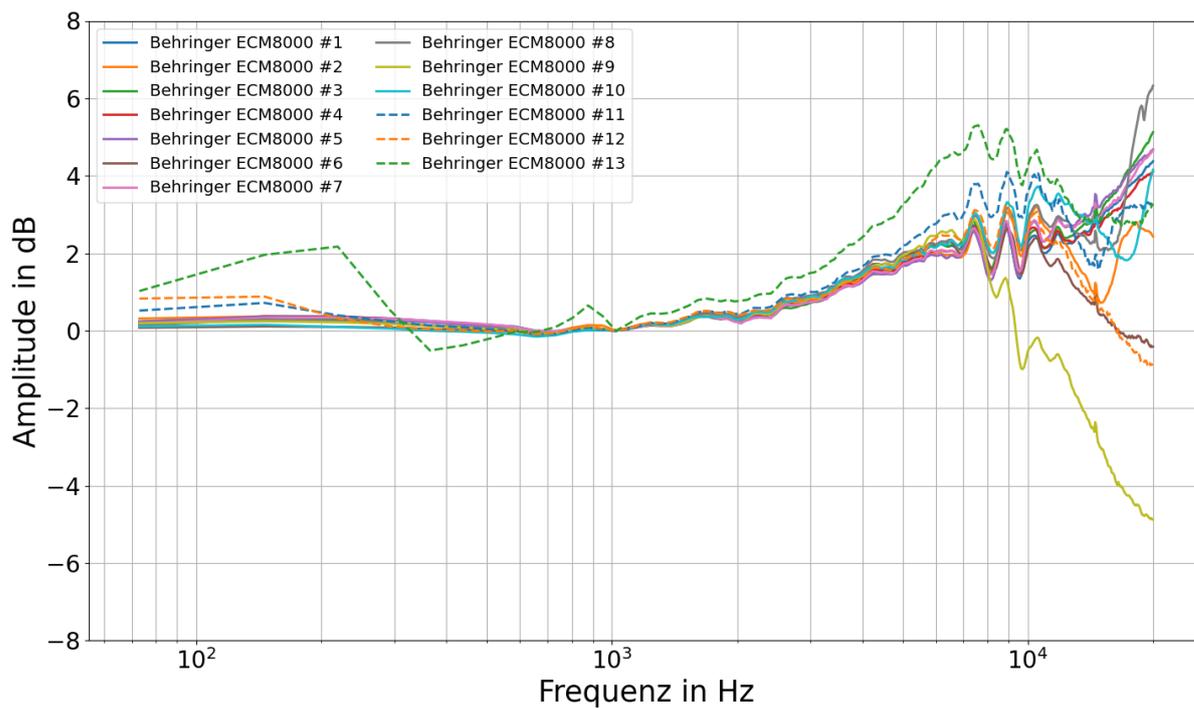


Abbildung 6.4: Amplitudenfrequenzgänge aller DUT-Mikrofone

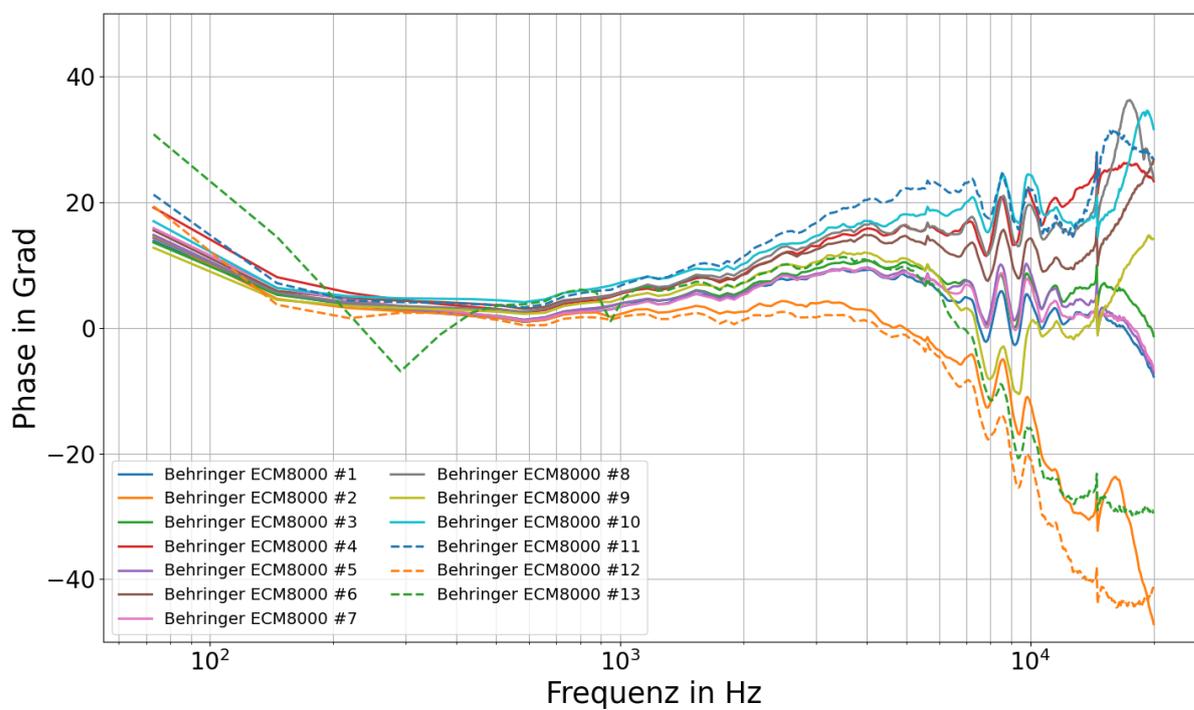


Abbildung 6.5: Phasenfrequenzgänge aller DUT-Mikrofone

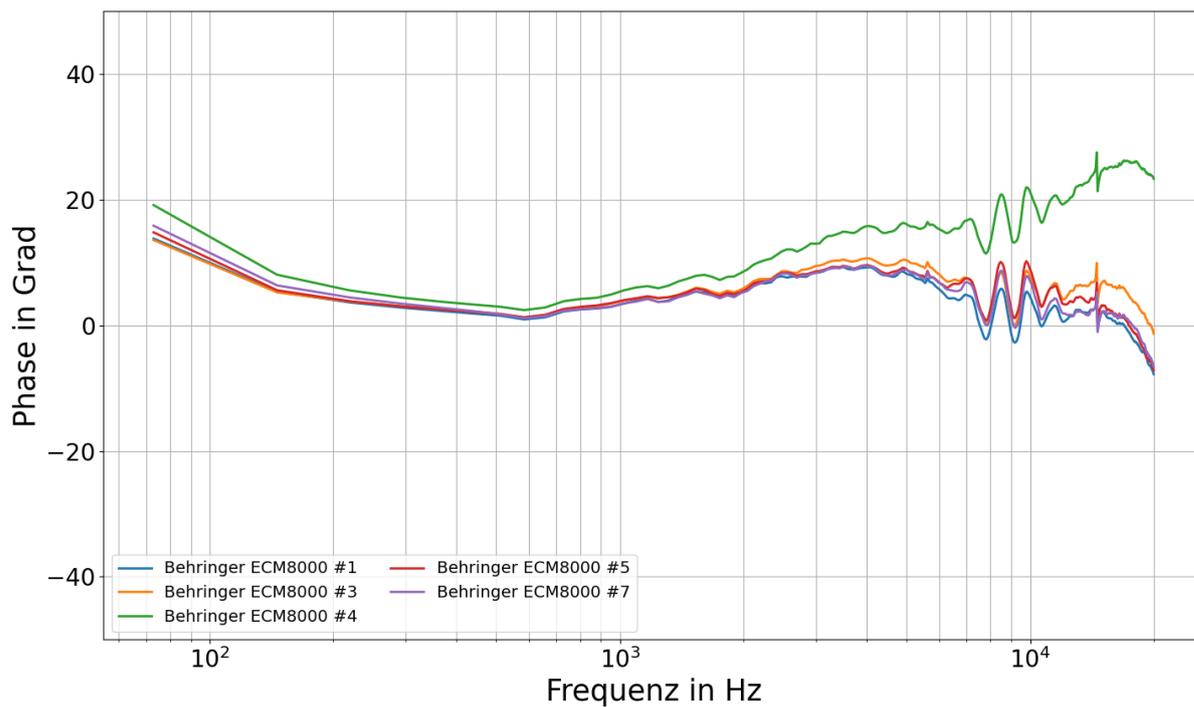


Abbildung 6.6: Bestimmte Phasenverläufe von DUT-Mikrofonen mit ähnlichem Amplitudenverlauf

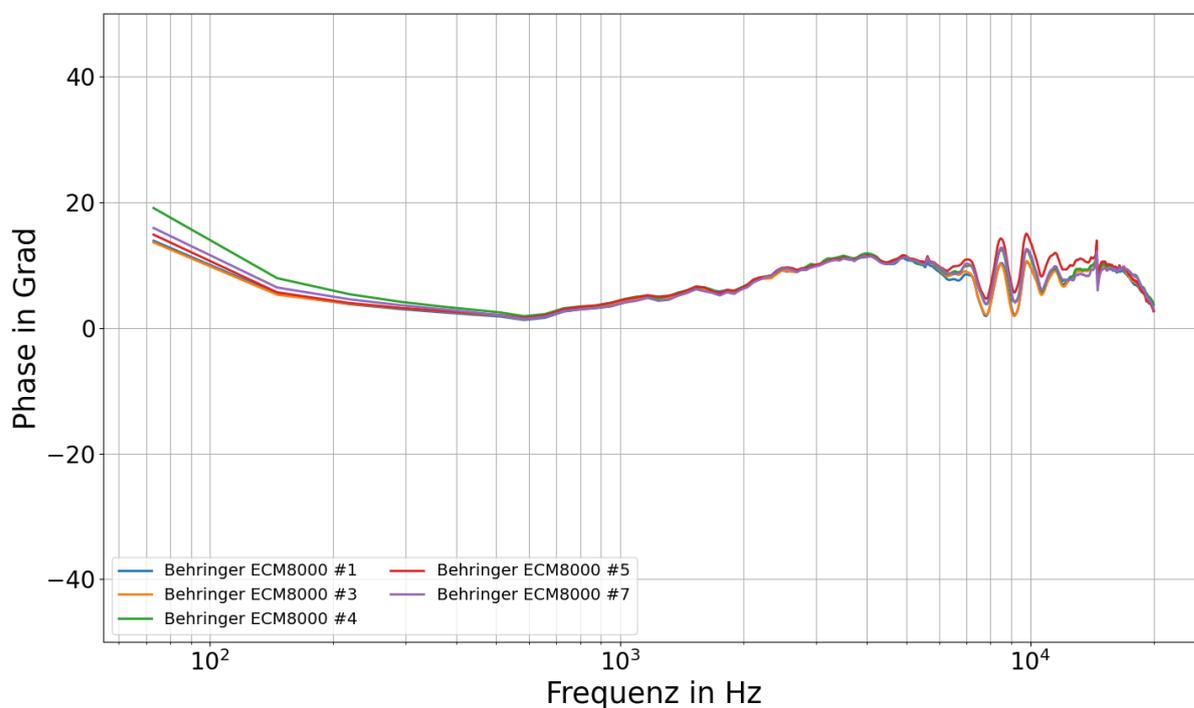


Abbildung 6.7: Bestimmte Phasenverläufe von DUT-Mikrofonen mit ähnlichem Amplitudenverlauf nach Anwendung der Gruppenlaufzeitentzerrung

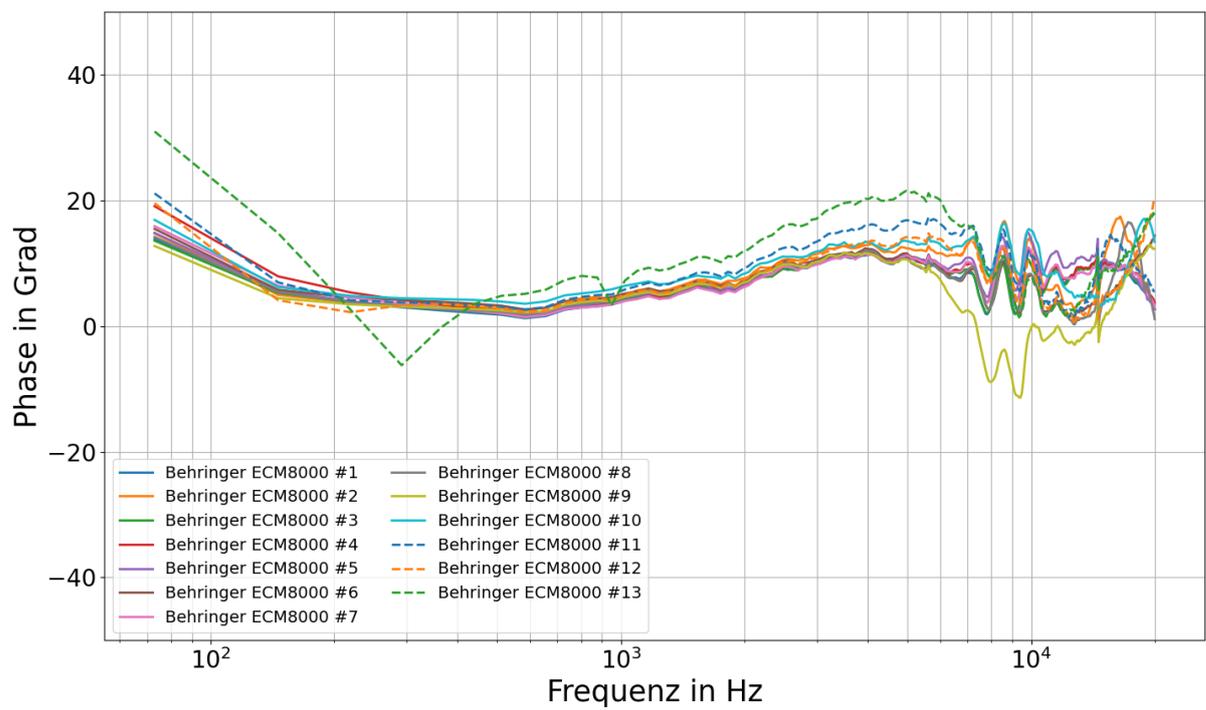


Abbildung 6.8: Phasenverläufe der DUT-Mikrofone nach Anwendung der Gruppenlaufzeitentzerrung

## 6.2.2 Streuung der Verläufe

Um die Streuung der Amplitudenfrequenzgänge statistisch weiter zu untersuchen gilt es zunächst zu ermitteln, ob diese normalverteilt sind. Dies ist recht einfach mit dem „Shapiro-Wilk-Test“ möglich. Um von Normalverteilung ausgehen zu können, sollte dieser für möglichst viele Frequenzen einen  $p$ -Wert von über 0.05 (kritische Grenze) zurückgeben. Abbildung 6.9 zeigt allerdings, dass dies nur für einige wenige Frequenzen der Fall ist, weswegen Varianzanalyse im Sinne einer Normalverteilung nicht möglich ist. Stattdessen werden hier nun die Perzentile

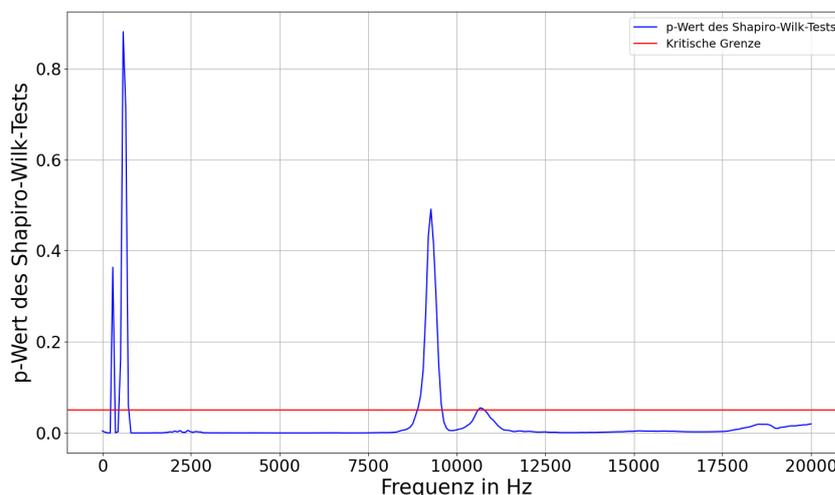


Abbildung 6.9:  $p$ -Wert des Shapiro-Wilk-Test für die Amplitudenverläufe aller DUTs

betrachtet. Abbildung 6.10 auf der nächsten Seite zeigt Medianwerte, sowie die 50% und 95% Interperzentilintervalle der Amplitudenfrequenzgänge. Der Median zeigt nun noch deutlicher den allgemeinen Trend der Amplitudenverläufe: Er ist bis ca. 1 kHz relativ nah an der 0 dB-Linie, und beginnt danach deutlich anzusteigen, bis er schließlich bei 20 kHz einen Wert von ca. 4 dB aufweist. Dies deutet wiederum, wie bereits erläutert, auf eine Diffusfeldentzerrung der DUT-Mikrofone hin. Weiters zeigt sich, dass das 50% Intervall bis über 10 kHz eine Spannweite von deutlich unter 1 dB aufweist. Erst darüber beginnt auch dieses Intervall größer zu werden, bis es bei 20 kHz eine Spannweite von ca. 2 dB hat.

Abbildung 6.11 auf Seite 47 zeigt Medianwerte, sowie die 50% und 95% Interperzentilintervalle der Phasenfrequenzgänge. Der Median zeigt einen durchwegs positiven Phasenwert, während das 50% Intervall nur gering, meist unter  $5^\circ$  vom Median abweicht. Interessant ist, dass der Median von ca. 500 Hz bis ca. 5 kHz sehr nah an den Minimalwerten der Phasenverläufe bei diesen Frequenzen liegt, was auf eine große Häufung der Phasenwerte um den Median hindeutet. Allgemein ließe sich, zumindest nach dem hier vorliegenden Datensatz zu urteilen, bezüglich der Phase eine relativ akkurate Korrektur allein mit dem Median durchführen. Dies liegt an der geringen Schwankungsbreite der Phasenwerte.

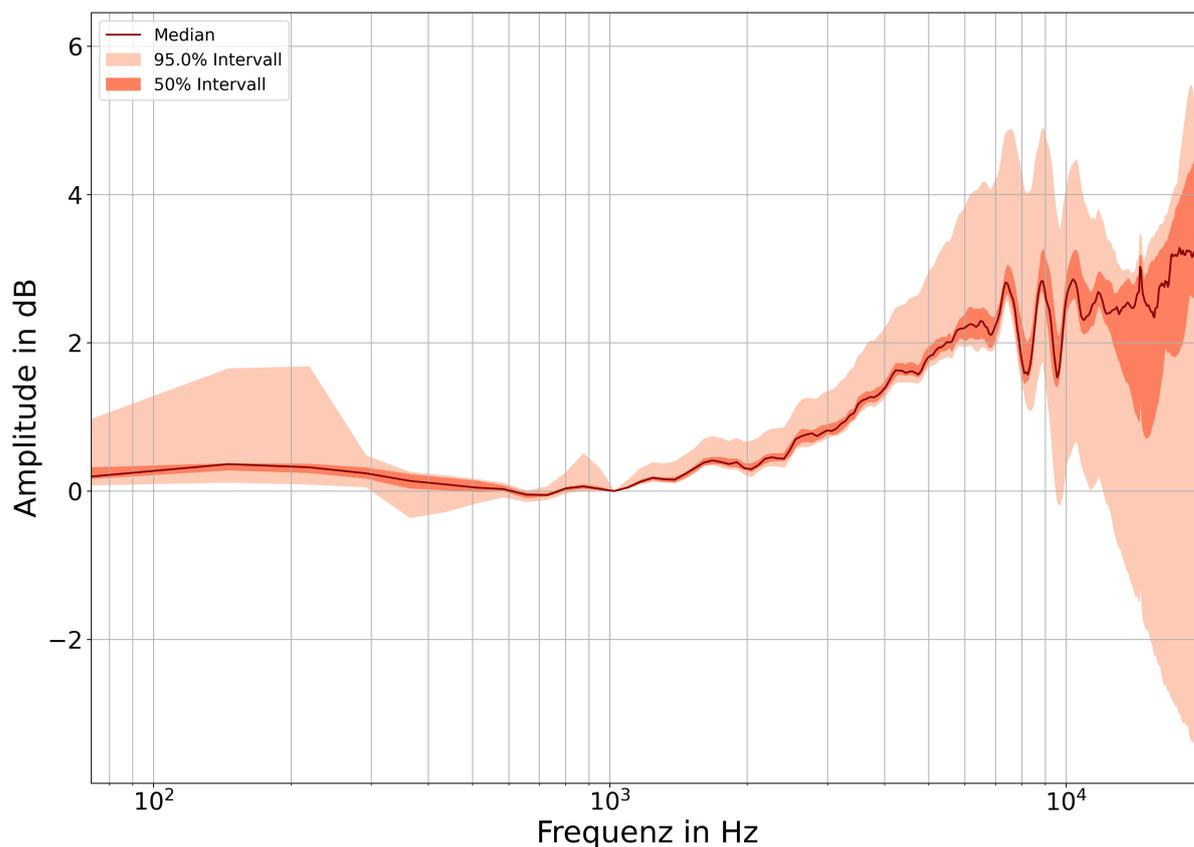


Abbildung 6.10: Streuung der Amplitudenverläufe aller DUTs

### Empfehlung zur Entzerrung

Betrachtet man die oben dargestellten Frequenzgänge, so lässt sich bei sämtlichen Amplituden- und Phasenverläufen eine auffällige Welligkeit zwischen 7 und 10 kHz, als auch ein Sprung bei ca. 14 kHz feststellen. Abbildung 6.12 auf der nächsten Seite zeigt einen diese Erscheinungen hervorhebenden Ausschnitt aus den Amplitudenverläufen aller *DUTs*. Da hierbei vermutet wird, dass diese Erscheinungen nicht das tatsächliche Freifeldübertragungsverhalten der *DUT*-Mikrofone widerspiegelt, wird empfohlen, vor der Entzerrung von Messungen, die mit den hier untersuchten *DUT*-Mikrofonen durchgeführt wurden, eine Glättung der Entzerrkurven durchzuführen. Ob diese Glättung nur die eben beschriebenen Erscheinungen umfasst, oder ob eine generelle Glättung über alle Frequenzen vollzogen wird, liegt im Ermessen der diese Daten anwendenden Person.

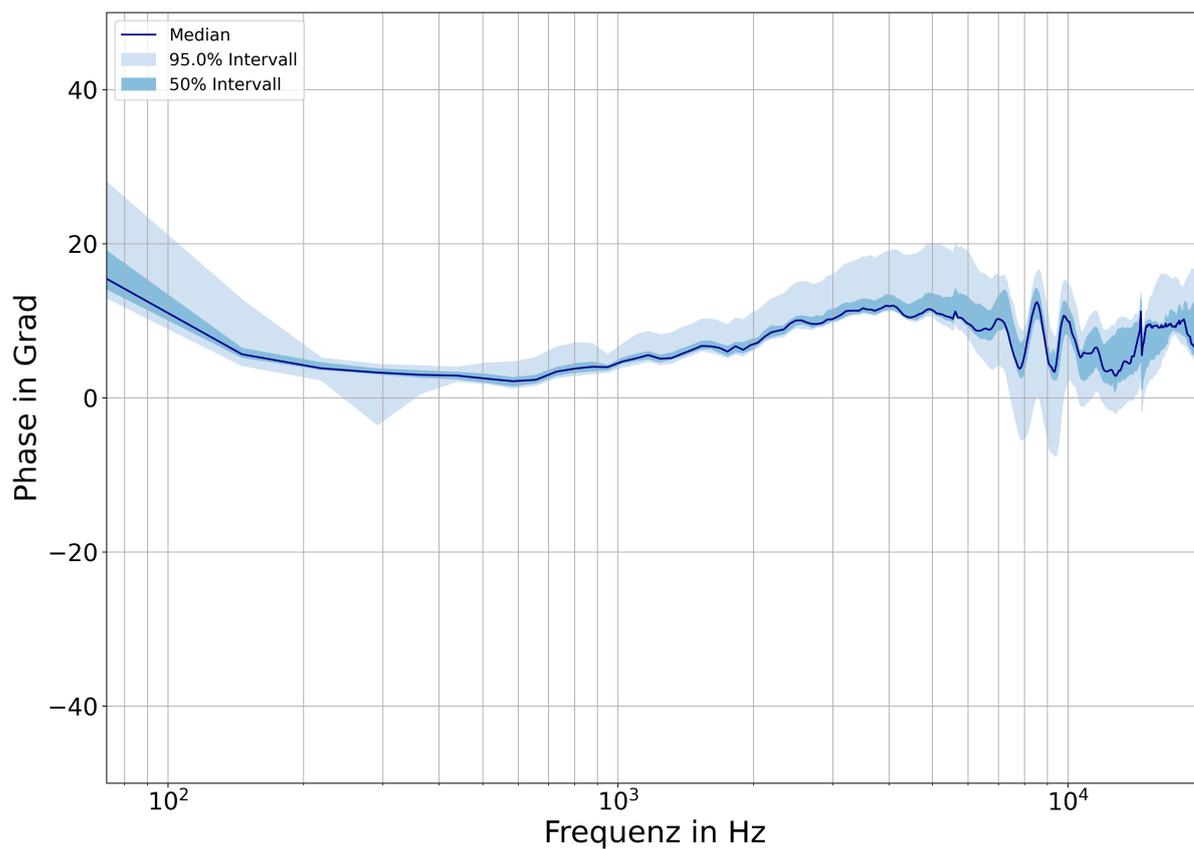


Abbildung 6.11: Streuung der Phasenverläufe aller DUTs

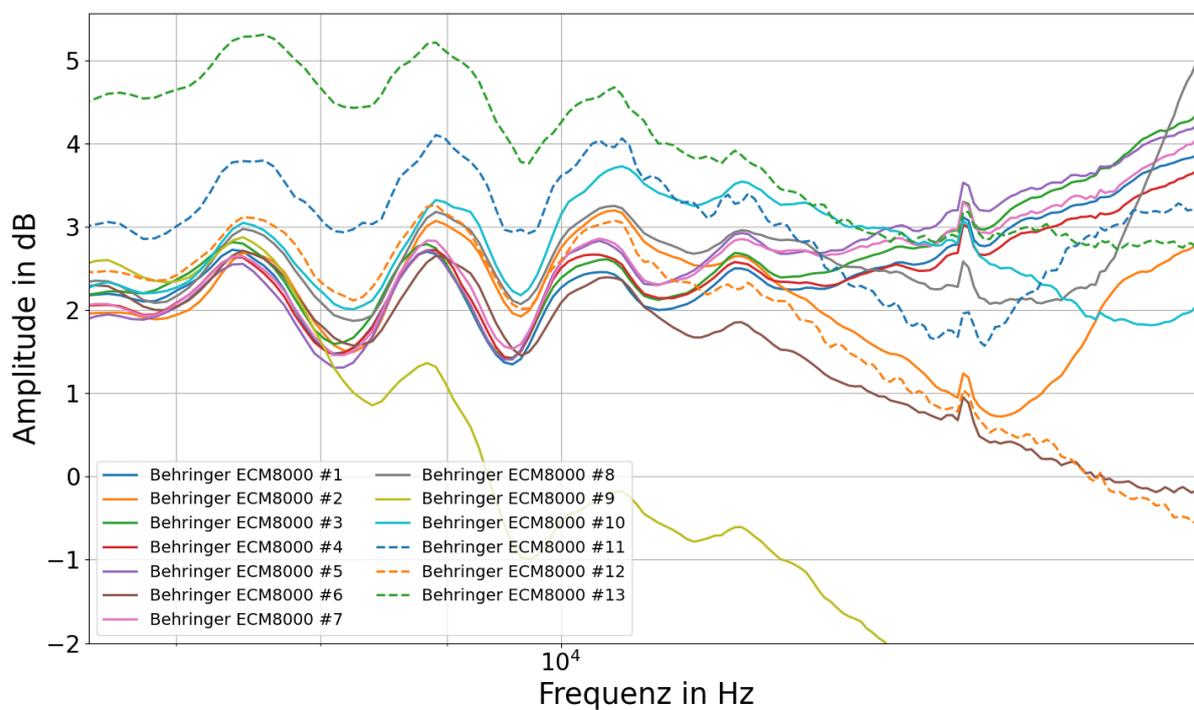


Abbildung 6.12: Ausschnitt aus Amplitudenverläufen aller DUTs

# 7

## Schlussfolgerung

### Messmethode

Die in dieser Arbeit vorgeschlagene Messmethode mit der beschriebenen Software und den angeführten Messgeräten erwies sich als sehr zeiteffizient. Nachdem die Messung des Referenzmikrofons nur einmal durchgeführt werden muss, können danach, unter der Voraussetzung, dass das Tauschen der DUT-Mikrofone keinen größeren zeitlichen Aufwand bedeutet, alle DUT-Mikrofone innerhalb kürzester Zeit vermessen, und deren Frequenzgänge bestimmt werden. Bezüglich des Messaufbaus lieferte Messanordnung 2 bedeutend bessere Ergebnisse als Messanordnung 1 (siehe Abbildung 5.2 auf Seite 30). Die Wahl des Anregungssignals machte unter den hier vorliegenden Bedingungen hingegen keinen erheblichen Unterschied.

Die beschriebene Methode zur Gruppenlaufzeitunterdrückung scheint gute Ergebnisse zu liefern, wobei zu erörtern bleibt, inwiefern die hierzu getroffenen Annahmen zulässig sind. Weiters bleibt zu bestimmen, weswegen die in Kapitel 5.3 in den „Validierungsmessungen“ sichtbaren zeitlichen Verschiebungen auftreten. Hier wäre es auch interessant zu untersuchen, ob diese aufgrund des verwendeten Messequipments oder wegen sonstiger akustischer Einflüsse auftreten.

### Behringer ECM8000

Die 13 hier untersuchten *Behringer ECM8000* Messmikrofone weisen besonders in ihrer Empfindlichkeit eine äußerst große Streuung mit einer Spannweite von  $\approx 5.5$  dB auf. Was die Amplitudenfrequenzgänge betrifft, lässt sich ein Trend ausmachen, der darauf hindeutet, dass die Mikrofone annähernd diffusfeldentzerrt sind. Dieser Trend zeichnet sich durch lineare Amplitudenfrequenzgänge bis ca. 1 kHz aus, welche darüber bis 20 kHz auf ca. 4 dB ansteigen. 5 der 13 Mikrofone liegen in ihren Frequenzgang sehr nah beieinander, sowohl in Betrag, als auch, nach Anwendung der Gruppenlaufzeitunterdrückung, in Phase. Allerdings fallen auch, trotz des kleinen Datensatzes von nur 13 Frequenzgängen, überraschend viele Ausreißer auf. 3 der 13 Frequenzgänge weichen sowohl in ihren Amplituden- als auch ihren Phasenverläufen deutlich von den anderen Frequenzgängen ab.

Eine Folgearbeit sollte sich definitiv mit der Frage beschäftigen, inwiefern durch Anwendung von solchen Entzerrkurven die Ergebnisse von Freifeldmessungen verbessert werden können. Dies könnte beispielsweise durch einen Vergleich der Messergebnisse eines „Klasse I“-Messmikrofons (idealerweise einem anderen als dem hier verwendeten *NTi M2230*) mit jenen eines der hier untersuchten und entsprechend entzerrten *Behringer ECM8000* geschehen.



## Handhabung der Mess-Software

In diesem Kapitel wird die Handhabung der im Zuge dieser Arbeit implementierten Software, im Folgenden Mess-Software genannt, beschrieben.

### Grundlegendes

Die vorliegende Mess-Software ist darauf ausgelegt, mit dem *Audio Precision APx555* verwendet zu werden, bzw. mit der zugehörigen Software (*APx 500 5.0*). Da die Interaktion mit dem *APx555* nur über die *APx 500 5.0*-Software möglich ist, muss diese vor Verwendung der Mess-Software gestartet und entsprechend konfiguriert werden. Die erforderliche Konfiguration lautet:

- Abtastrate: 96 kHz
- Input-Kanal: 1 (andere Kanäle deaktiviert)
- Eventuell ist ein Transducer Interface (z.B das *Audio Precision APx1701*) zu konfigurieren, sodass das untersuchte Mikrofon mit entsprechender Phantomspeisung versorgt wird.
- Eingangsfiler sind entsprechend dem untersuchten Frequenzbereich einzustellen.

Ist die *APx 500 5.0*-Software entsprechend konfiguriert sollte, unter Verwendung der oben genannten Geräte (*APx555* & *APx1701*), der Messaufbau so verschaltet werden, wie in Abbildung A.1 dargestellt.

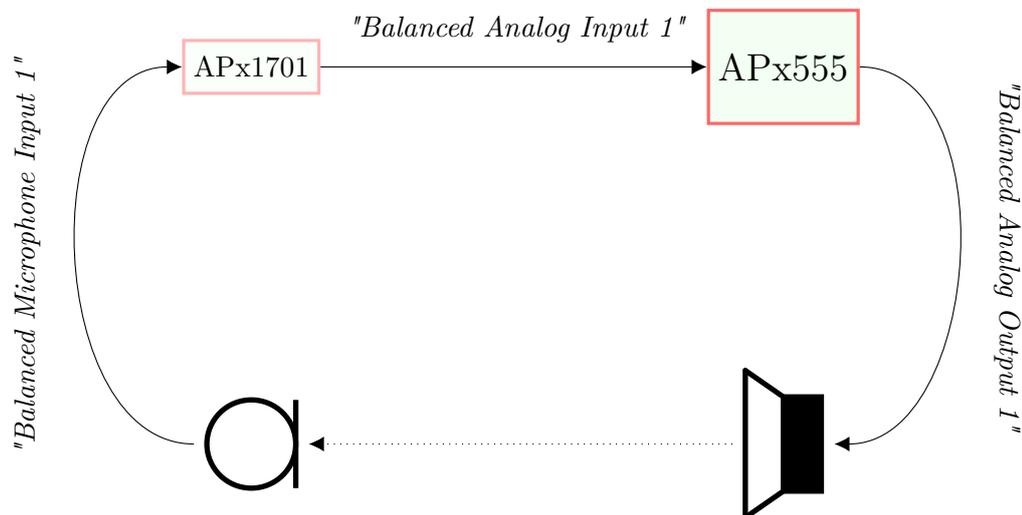


Abbildung A.1: Empfohlene Verschaltung des Messaufbaus

## Aufbau der GUI

Die GUI der Mess-Software ist in ihrem Aufbau an den erwarteten Messablauf angelehnt. Dieser Aufbau ist mittels eines Tab-Reiters realisiert, welcher in Abbildung A.2 hervorgehoben dargestellt ist.

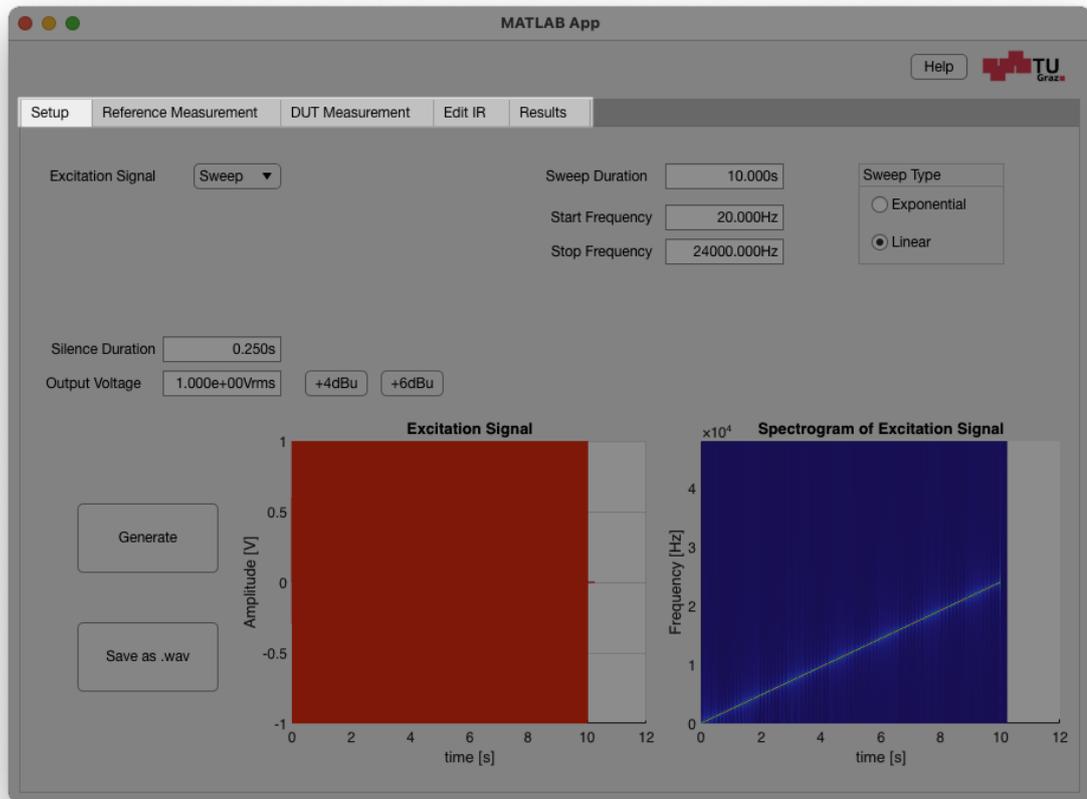


Abbildung A.2: Tab-Reiter der Mess-Software-GUI

Die Tabs erfüllen hierbei folgende Funktionen:

- „*Setup*“-*Tab*: Erstellen der Anregungssignale, sowie Einstellen der Ausgangsspannung,
- „*Reference Measurement*“-*Tab*: Aufnahmen der Referenzmessung,
- „*DUT Measurement*“-*Tab*: Aufnahmen der *DUT*-Messung,
- „*Edit IR*“-*Tab*: Zuschneiden & Angleichen der beiden Impulsantworten (*Reference IR* & *DUT IR*),
- „*Results*“-*Tab*: Berechnen des Frequenzganges bzw. der Impulsantwort des *DUT*-Mikrofons und Exportieren der Ergebnisse.

Eine Funktion, welche tabübergreifend immer gleich zu erreichen ist, ist die „*Help*“-Funktion. Diese öffnet eine *.pdf*-Datei, welche inhaltgleich mit diesem Kapitel ist. Sie kann über den in Abbildung A.3 auf der nächsten Seite hervorgehobenen Button aufgerufen werden. In den folgenden Abschnitten werden die oben beschriebenen Tabs näher erläutert.

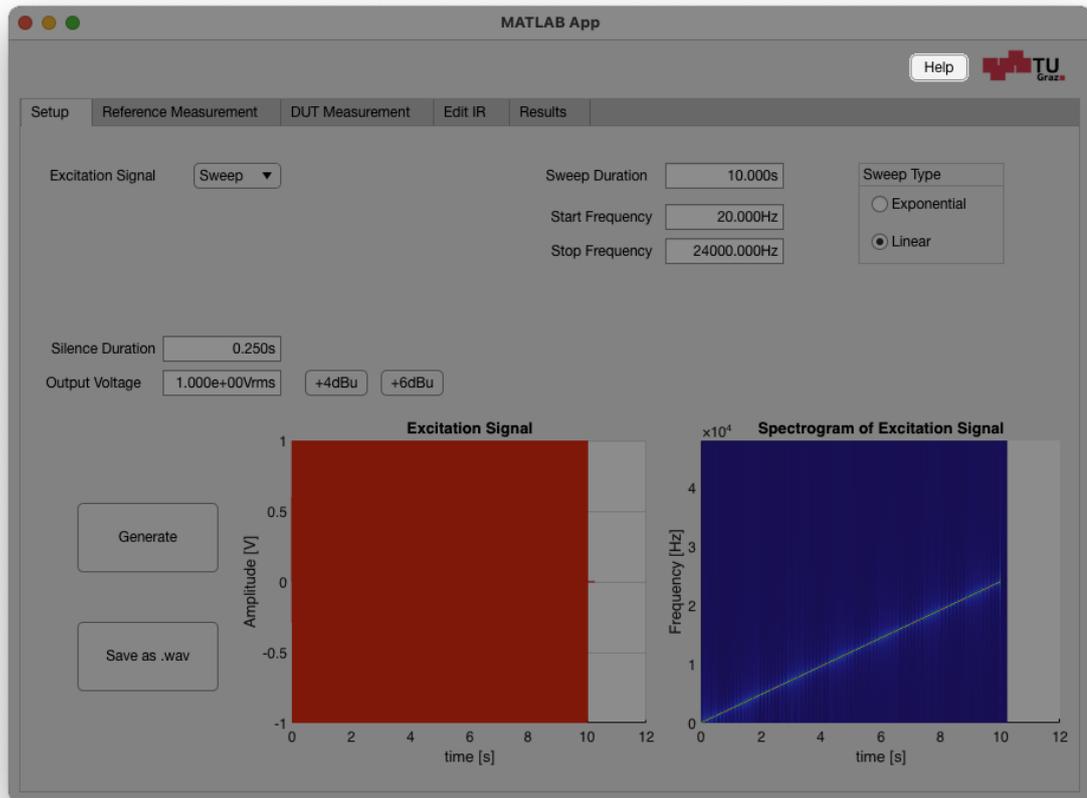


Abbildung A.3: „Help“-Funktion der Mess-Software

### „Setup“-Tab

Abbildung A.4 auf der nächsten Seite zeigt den Inhalt des „Setup“-Tabs. Ist „MLS“ als Anregungssignal ausgewählt, werden die Sweep-spezifischen Elemente durch jene MLS-spezifischen ersetzt, die in Abbildung A.5 auf der nächsten Seite zu sehen sind.

Die folgende Aufzählung beschreibt die Funktionen der einzelnen Elemente des „Setup“-Tabs:

- **Excitation Signal**  : Wahl des Anregungssignaltyps (MLS/Sweep)
- **Sweep Duration**  : Wahl der Sweepdauer
- **Start Frequency**  / **Stop Frequency**  : Wahl der Start- und Stopfrequenzen des Sweepsignals
- **Exponential** /  **Linear** : Wahl des Sweep-Typen
- **MLS Order**  : Wahl der Ordnung der MLS
- **MLS Duration**  : berechnete Dauer der MLS (nicht editierbar)
- **Silence Duration**  : Dauer der Stille, die an das Anregungssignal angefügt wird
- : generiert das konfigurierte Anregungssignal (muss vor Messung mindestens einmal betätigt werden).

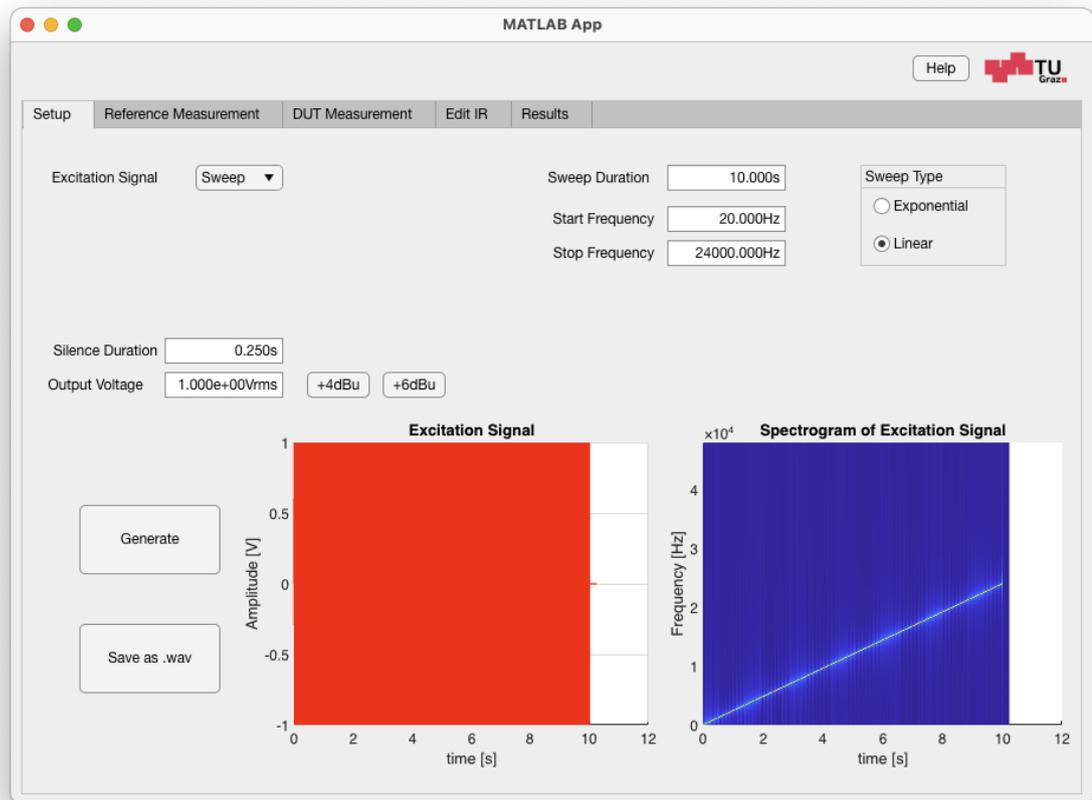


Abbildung A.4: Inhalt des „Setup“-Tabs

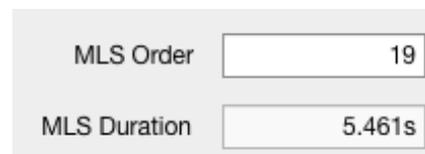


Abbildung A.5: MLS-spezifische Elemente des „Setup“-Tabs

- **Save as .wav** : Öffnet einen Filebrowser, um das konfigurierte Anregungssignal als **.wav**-Datei zu speichern.
- **Output Voltage**  **+4dBu** **+6dBu** : Wahl der Ausgangsspannung des *APx555* in  $V_{\text{rms}}$ . Die Buttons rechts des numerischen Eingabefeldes erlauben die schnelle Eingabe der üblichen Studionormalpegel.

Die zwei Plots, die in Abbildung A.4 unten rechts zu sehen sind, enthalten Darstellungen des mittels **Generate** generierten Anregungssignals als Zeitsignal und als Spektrogramm.

**„Reference Measurement“-Tab**

Abbildung A.6 zeigt den Inhalt des „Reference Measurement“-Tabs.

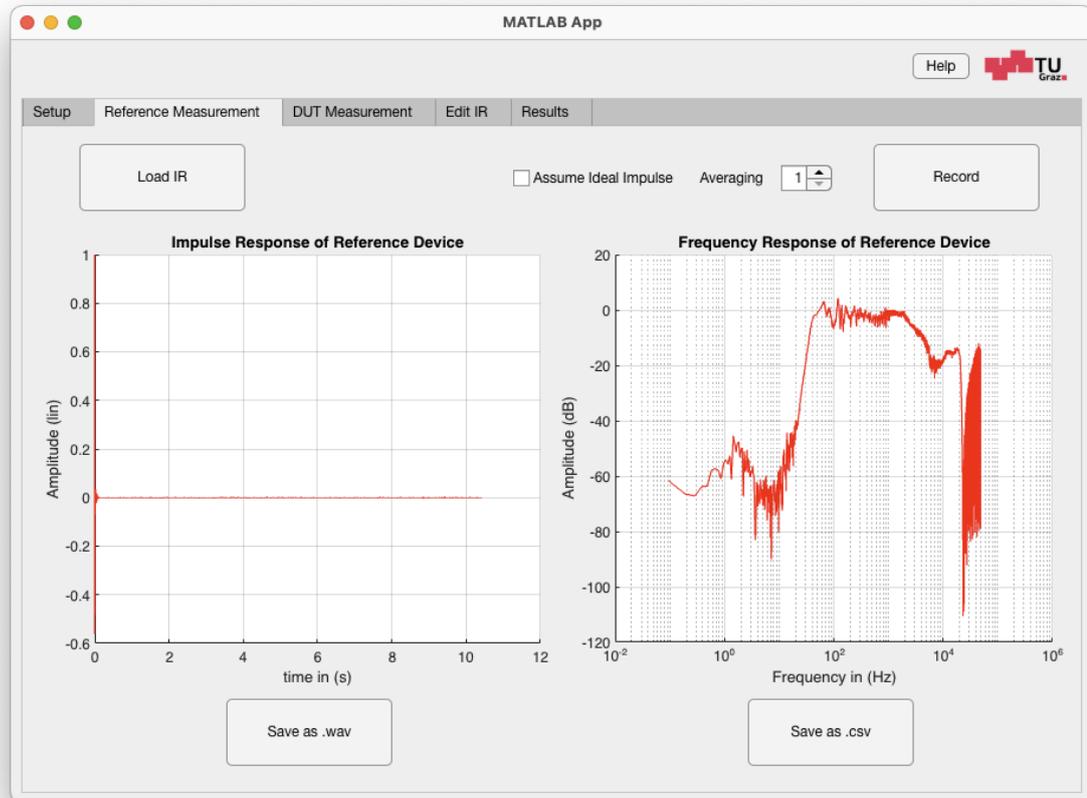


Abbildung A.6: Inhalt des „Reference Measurement“-Tabs

Die folgende Aufzählung beschreibt die Funktionen der einzelnen Elemente des „Reference Measurement“-Tabs:

- **Load IR** : Öffnet einen Filebrowser, um eine bereits als .wav-Datei existierende Impulsantwort als Referenzmessung einzusetzen. Die Datei muss ein einkanaliges, mit 96 kHz abgetastetes Audiosignal enthalten.
- **Assume Ideal Impulse** : Setzt Impuls, gefolgt von 10 Sekunden Stille als Impulsantwort ein. Kann benutzt werden, wenn keine Vergleichsmessung, sondern eine einfache Systemidentifikation der *DUT*-Messkette durchgeführt werden soll.
- **Averaging**  : Wahl der Messwiederholungen (zwischen 1 und 8 Messwiederholungen möglich)
- **Record** : Führt die Referenzmessung durch.
- **Save as .wav** : Öffnet einen Filebrowser, um die gemessene Impulsantwort als .wav-Datei zu speichern.

- : Öffnet einen Filebrowser, um die gemessene Übertragungsfunktion als .csv-Datei zu speichern.

Die zwei Plots, die in Abbildung A.6 auf der vorherigen Seite zu sehen sind, enthalten Darstellungen der gemessenen Impulsantwort als Zeitsignal und Amplitudenbetragspektrum.

### „DUT Measurement“-Tab

Abbildung A.7 zeigt den Inhalt des „DUT Measurement“-Tabs.

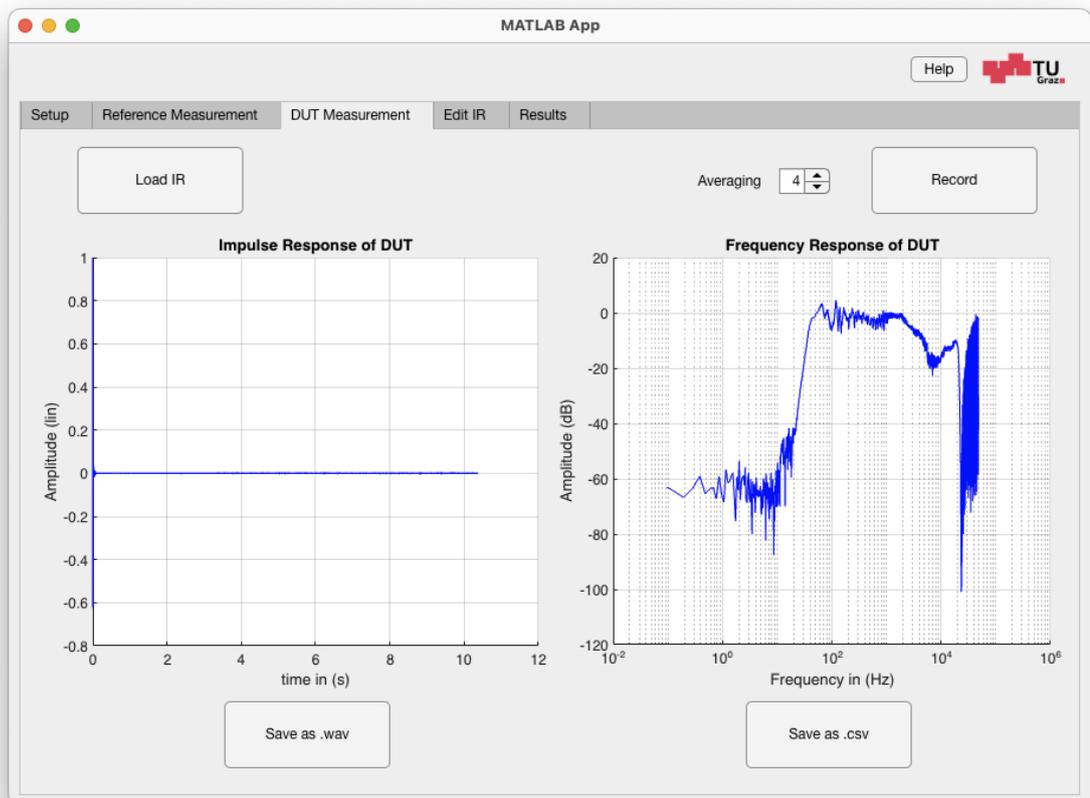


Abbildung A.7: Inhalt des „DUT Measurement“-Tabs

Die folgende Aufzählung beschreibt die Funktionen der einzelnen Elemente des „DUT Measurement“-Tabs:

- : Öffnet einen Filebrowser, um eine bereits als .wav-Datei existierende Impulsantwort als DUT-Messung einzusetzen. Die Datei muss ein einkanaliges, mit 96 kHz abgetastetes Audiosignal enthalten.
- : Wahl der Messwiederholungen (zwischen 1 und 8 Messwiederholungen möglich)
- : Führt die DUT-Messung durch.

- : Öffnet einen Filebrowser, um die gemessene Impulsantwort als .wav-Datei zu speichern.
- : Öffnet einen Filebrowser, um die gemessene Übertragungsfunktion als .csv-Datei zu speichern.

Die zwei Plots, die in Abbildung A.8 zu sehen sind, enthalten Darstellungen der gemessenen Impulsantwort als Zeitsignal und Amplitudenbetragspektrum.

### „Edit IR“-Tab

Abbildung A.6 auf Seite 53 zeigt den Inhalt des „Edit IR“-Tabs.

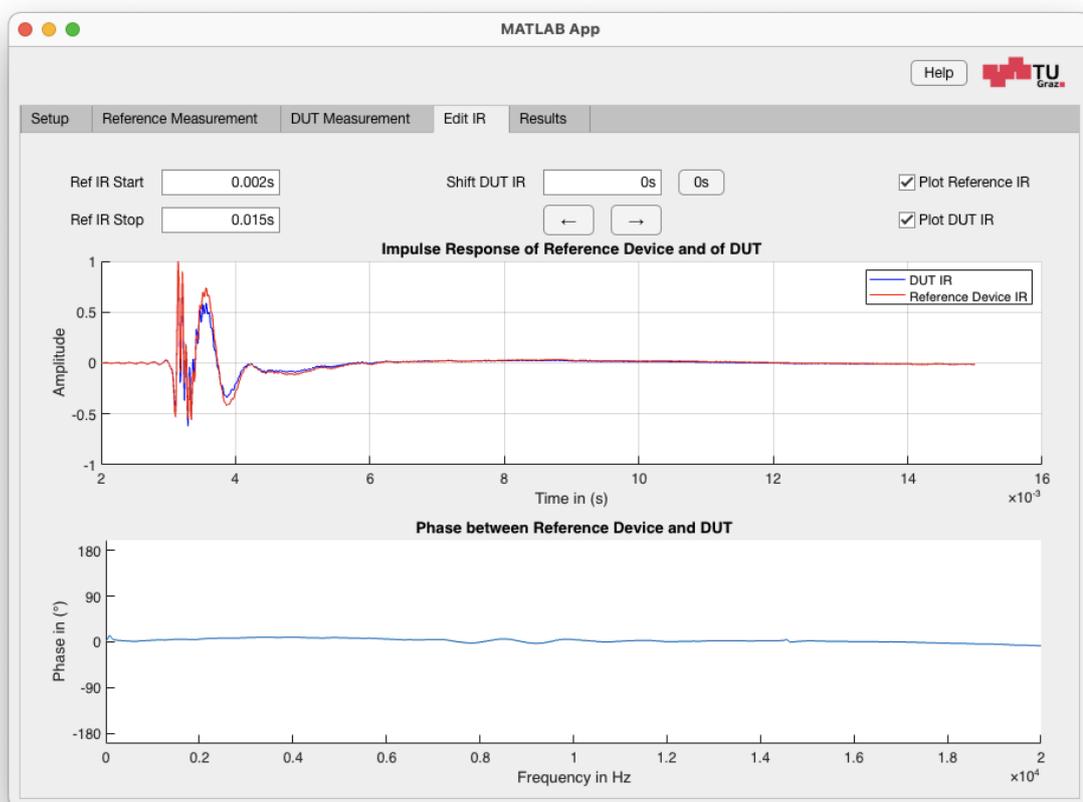


Abbildung A.8: Inhalt des „Edit IR“-Tabs

Die folgende Aufzählung beschreibt die Funktionen der einzelnen Elemente des „Edit IR“-Tabs:

- 0.002s /  0.015s : Wahl der Start- und Stop-Zeit der Impulsantworten. Diese Funktion ist dazu da, unerwünschte Raumreflexionen aus den Impulsantworten zu eliminieren.
- 0s  : Erlaubt das Verschieben der *DUT*-Impulsantwort zur Referenz-Impulsantwort. Diese Funktion ist dazu da, etwaige zeitliche Verschiebungen zwischen den Impulsantworten zu eliminieren. Der „0s“-Button setzt die Verschiebung auf 0s zurück.

-   : Erlaubt das Sample-weise Verschieben der *DUT*-Impulsantwort zur Referenz-Impulsantwort.
- Plot Reference IR /  Plot DUT IR : Erlaubt das Ein- und Ausblenden der Impulsantworten im oberen Plot.

In der Abbildung A.6 auf Seite 53 sind zwei Plots zu sehen. Der Obere zeigt (in Abhängigkeit von  Plot Reference IR /  Plot DUT IR) die beiden Impulsantworten von Referenz- und *DUT*-Messung. Der Untere hingegen zeigt die Phase zwischen der Transformierten der Impulsantwort der Referenzmessung und jener der *DUT*-Messung. Dies kann sehr nützlich sein, um die nötige Verschiebung zu ermitteln, um die beiden Impulsantworten übereinanderzulegen. Um dies zu illustrieren zeigt Abbildung A.9 die Ausgabe dieses Plots, wenn die *DUT*-Impulsantwort um 10 Samples nach hinten verschoben wurde.

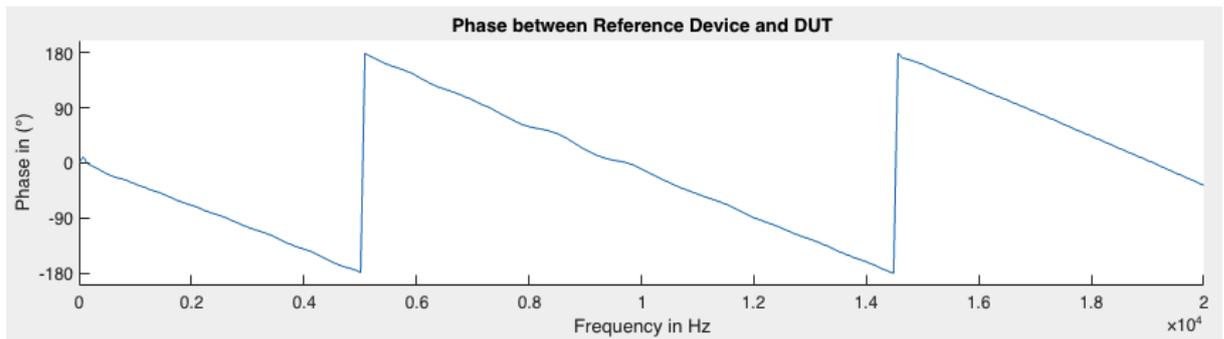


Abbildung A.9: Phasenplot bei um 10 Samples nach hinten verschobener *DUT*-Impulsantwort

**„Results“-Tab**

Abbildung A.10 zeigt den Inhalt des „Results“-Tabs.

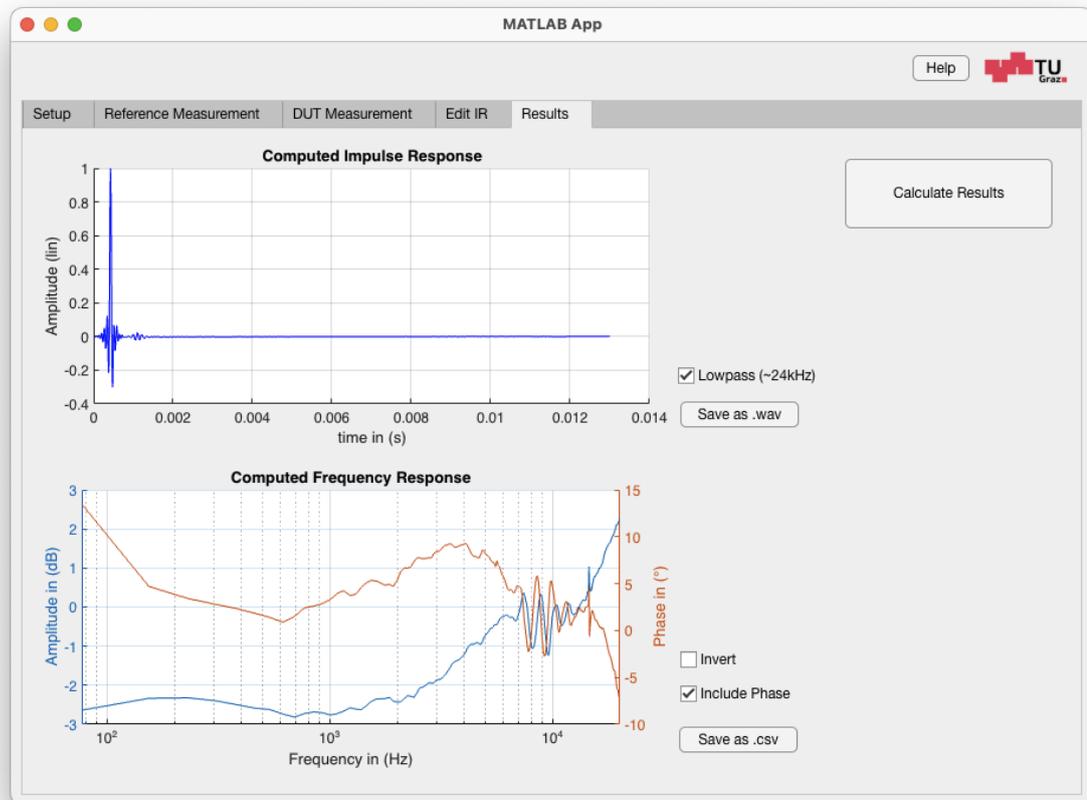


Abbildung A.10: Inhalt des „Results“-Tabs

Die folgende Aufzählung beschreibt die Funktionen der einzelnen Elemente des „Results“-Tabs:

- : Berechnet aus den bestimmten und editierten Impulsantworten die Messergebnisse.
- Lowpass (~24kHz) \* : Erlaubt das Anwenden eines Tiefpassfilters mit einer Grenzfrequenz von ca. 24 kHz auf die berechnete Impulsantwort des Referenzmikrofons.
- : Öffnet einen Filebrowser, um die berechnete Impulsantwort des *DUT*-Mikrofons als .wav-Datei zu speichern.
- Invert \* : Definiert, ob der berechnete Frequenzgang dem das *DUT*-Mikrofon beschreibenden, oder dem invertierten, also das Mikrofon entzerrenden Frequenzgang entspricht.
- Include Phase \* : Definiert, ob der Phasenfrequenzgang berechnet werden soll.
- : Öffnet einen Filebrowser, um den berechneten Frequenzgang als .csv-Datei zu speichern.

\* Ändert sich der Wert dieser Schaltflächen, muss  erneut ausgeführt werden, um das gewünschte Ergebnis zu erhalten.

## Literatur

- [ÖNORM] ÖVE/Austrian Standards Institute, *ÖVE/ÖNORM EN 61094-8:2015, Messmikrofone Teil 8: Verfahren zur Ermittlung des Freifeld-Übertragungskoeffizienten von Gebrauchs-Normalmikrofonen nach der Vergleichsmethode*, ÖVE/Austrian Standards Institute, November 2015.
- [WEINZIERL] Stefan Weinzierl (Ed.), *Handbuch der Audiotechnik*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [LANGGARTNER] Luca Langgartner, *Tool for Measurement of Directivity Patterns*, Technische Universität Graz, 2021.
- [MLS] Jens Hee, *Impulse response measurements using MLS*, August 2003, [Online]. Abrufbar: <http://jenshee.dk/signalprocessing/mls.pdf>
- [NTI] NTi, *Technische Daten Messmikrofone*, [Online]. Abrufbar: <https://www.nti-audio.com/Portals/0/data/de/Messmikrofone-Spezifikationen.pdf>
- [BEHRINGER] Behringer, *Measurement condenser microphone ECM8000*, [Online]. Abrufbar: [https://mediadl.musictribe.com/media/PLM/data/docs/P0118/S\\_BE\\_P0118\\_ECM8000\\_A4\\_WW.pdf](https://mediadl.musictribe.com/media/PLM/data/docs/P0118/S_BE_P0118_ECM8000_A4_WW.pdf)
- [1030A] Genelec, *Data Sheet Genelec 1030A*, September 2003, [Online]. Abrufbar: [https://assets.ctfassets.net/4zjzn055a4v/671bY6aA8wCWeOuyC8S0Y0/67d2bc20c4299aa8404be6a62080a5aa/1030A\\_datasheet.pdf](https://assets.ctfassets.net/4zjzn055a4v/671bY6aA8wCWeOuyC8S0Y0/67d2bc20c4299aa8404be6a62080a5aa/1030A_datasheet.pdf)
- [1032A] Genelec, *Data Sheet Genelec 1032A*, Juni 2000, [Online]. Abrufbar: [https://assets.ctfassets.net/4zjzn055a4v/5C4rCd0HwAIWM6yoQ24s6q/4091d26f60d3e5e1669800d8fdc1f625/1032A\\_datasheet.pdf](https://assets.ctfassets.net/4zjzn055a4v/5C4rCd0HwAIWM6yoQ24s6q/4091d26f60d3e5e1669800d8fdc1f625/1032A_datasheet.pdf)
- [BROWN] Christopher Brown, *mls.m*, MATLAB Central File Exchange, Januar 2002, [Online]. Abrufbar: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/1246-mls-m>