

Hochschule der Medien  
Sommersemester 2016  
Studiengang Audiovisuelle Medien (AMB7)

Untersuchung des Freeware/ Low-Cost softwarebasierten ARTA-Messsystems und dessen  
Eignung für elektronische und akustische Messungen

Bachelorarbeit

Vorgelegt von

Roman Pertschi

Matrikelnummer: 27210

an der Hochschule der Medien, Stuttgart

am 15. August 2016

zur Erlangung des akademischen Grades eines Bachelor of Engineering

Erstprüfer: Prof. Jens-Helge Hergesell

Zweitprüfer: Prof. Oliver Curdt

„Hiermit versichere ich, Roman Pertschi, ehrenwörtlich, dass ich die vorliegende Bachelorarbeit mit dem Titel: „Untersuchung des Freeware/ Low-Cost softwarebasierten ARTA-Messsystems und dessen Eignung für elektronische und akustische Messungen“ selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Die Stellen der Arbeit, die dem Wortlaut oder dem Sinn nach anderen Werken entnommen wurden, sind in jedem Fall unter Angabe der Quelle kenntlich gemacht. Die Arbeit ist noch nicht veröffentlicht oder in anderer Form als Prüfungsleistung vorgelegt worden.

Ich habe die Bedeutung der ehrenwörtlichen Versicherung und die prüfungsrechtlichen Folgen (§26 Abs. 2 Bachelor-SPO (6 Semester), § 24 Abs. 2 Bachelor-SPO (7 Semester), § 23 Abs. 2 Master-SPO (3 Semester) bzw. § 19 Abs. 2 Master-SPO (4 Semester und berufsbegleitend) der HdM) einer unrichtigen oder unvollständigen ehrenwörtlichen Versicherung zur Kenntnis genommen.“

---

## Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird das softwarebasierte ARTA-Messsystem auf seine Funktionen und Eigenschaften hin geprüft. Die Freeware bzw. Low-Cost Software ermöglicht es, in Verbindung mit kostengünstigem Equipment, elektronische und akustische Messungen durchzuführen. Der von ARTA empfohlene Leistungsverstärker wird als Versuchsmodell für die elektronischen Messungen herangezogen. Mittels eines selbstgebauten Würfellausprechers wird daraufhin die Tauglichkeit der Software in Bezug auf die akustischen Messungen getestet. Hierzu werden in einem leerstehenden Raum Versuchsmessungen mit dem für raumakustische Messungen hergestellten Kugelstrahler vollzogen. Die Messergebnisse aus den Tests werden anschließend analysiert und weit möglichst mit vorliegenden Ergebnissen des Softwareherstellers verglichen. Dabei erkennbare Differenzen werden betrachtet und beurteilt. Um die Inhalte der Arbeit verständlich zu machen, wird zunächst auf diverse Eigenschaften von Schall und dessen Besonderheiten bezüglich der Ausbreitung im Raum eingegangen. Da auch grundlegendes Wissen über die Funktionen eines Lautsprechers von Vorteil ist, werden diese ebenso betrachtet, bevor der Bau des Kugelstrahlers beschrieben wird. Letztendlich werden, durch den Versuch, die Fragen geklärt, inwieweit mit dem kostengünstigen System hochwertige Messungen möglich sind und für wen es geeignet ist.

## Abstract

This thesis deals with the verification of the software-based ARTA measuring system, its properties and functions. The freeware/ low cost software enables to fulfil electronic and acoustic measurements in conjunction with cost-efficient equipment. The ARTA recommended power amplifier will be used as a test model for the electronic measurements. Hereupon the capability of the software related to the acoustic measurement will be tested by means of a selfmade loudspeaker in form of a cube. Therefore measurements were taken with the loudspeaker, which is constructed for a simple sound source for measurements in room acoustics. Afterwards the test reading will be analyzed and applied to compare with existing test readings from ARTA. Eventually occurring differences will be considered and rated. Initially we observe the divers properties of sound and its characteristics relating to the propagation in rooms. Before the description of processing the simple sound source the functions of loudspeakers will be considered because it is reasonable for understanding the experiment. In the end time will tell if it is possible to get reliable data with using the low cost measuring system. Moreover the question, whether it is usable only for professionals or for non-professionals as well, will be answered.

## Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung .....	7
2.	Grundlagen der Akustik .....	8
2.1	Entstehung und Ausbreitung von Schallwellen.....	8
2.1.1	Ausbreitungsgeschwindigkeit.....	8
2.1.2	Wellenarten.....	8
2.2	Schallfeld.....	9
2.3	Schallfeldgrößen – Druck und Schnelle.....	9
2.4	Schallenergiegrößen – Leistung und Intensität .....	10
3.	Verhalten von Schall im Raum.....	12
3.1	Reflexion .....	12
3.1.1	Frühe Reflexionen.....	12
3.1.2	Nachhall/ Hallradius.....	13
3.2	Absorption .....	13
3.3	Brechung und Beugung.....	14
3.4	Interferenzen/ Kammfiltereffekte.....	15
3.5	Stehende Wellen .....	16
3.6	Raumakustische Kriterien .....	16
4.	ARTA Software .....	18
4.1	Allgemeine Informationen.....	18
4.2	Voraussetzungen für Installation und Nutzung.....	19
4.3	ARTA.....	19
4.3.1	Kalibrierung der Messkette .....	19
4.3.2	Real Time Analyzer.....	20
4.3.3	Frequenzgang/ Übertragungsfunktion.....	23
4.3.4	Impulsantwort und Signal Recording.....	26
4.3.5	Analysemöglichkeiten basierend auf der Impulsantwort .....	28
4.3.6	Bestimmung raumakustischer Kriterien.....	30
4.3.7	Sprachverständlichkeit .....	32
4.3.8	Tools .....	33
4.4	STEPS .....	36
4.4.1	Amplitudenfrequenzgang- und Verzerrungsmessungen.....	38
4.4.2	Spannungs- oder leistungsbezogene Messung mit STEPS .....	39
4.4.3	Messung der maximalen linearen Membranauslenkung.....	40
4.4.4	Messung des THD-begrenzten Maximalpegels .....	40

4.5 LIMP .....	41
4.5.1 Impedanzmessungen .....	42
4.5.2 Ermittlung der Thiele Small Parameter.....	43
4.5.3 LIMP als RLC-Meter .....	44
4.6 Erforderliche Hardware – die Soundkarte.....	45
5. Elektronische Messungen.....	47
5.1 Die ARTA-Messbox .....	47
5.2 Spektralanalyse, Frequenzgang und Linearität der Soundkarte .....	47
5.3 Messungen am Leistungsverstärker t.Amp PM40C.....	49
6. Lautsprechertechnik .....	58
6.1 Prinzip und Wirkungsweise.....	58
6.2 Resonanzfrequenz .....	58
6.3 Impedanzkurve .....	58
6.4 Thiele-Small-Parameter.....	59
6.5 Nennbelastbarkeit und Kennschalldruckpegel .....	60
6.6 Membrandurchmesser und Hub .....	60
6.7 Partialschwingungen und Abstrahlverhalten .....	61
7. Vorbereitungen und Bau des Lautsprechers .....	62
7.1 Lautsprecherwahl .....	62
7.1.1 Die Vorgaben. ....	62
7.1.2 Akustik Labor Feucht - Würfel vs. Dodekaeder.....	63
7.1.3 Visaton FRS 8 M. ....	63
7.2 Der Bau des Lautsprechers.....	66
7.3 Messmikrofon Behringer ECM 8000.....	67
7.4 Der Messraum .....	67
7.5 Berechnungen zur Vorbereitung für die akustischen Messungen.....	68
7.5.1 Berechnung der Nachhallzeit/ Anregungsdauer. ....	68
7.5.2 Simulierung einer Freifeldmessung. ....	70
8. Die akustischen Messungen .....	73
8.1 Kalibrierung der Messkette/ Korrektur des Mikrofonfrequenzgangs .....	73
8.2 Störabstandmessung .....	74
8.3 Simulierung eines Freifeldfrequenzgangs.....	75
8.4 Rundstrahlverhalten des Würfellausprechers.....	77
8.5 Messung der Nachhallzeit/ raumakustische Parameter .....	80
8.6 SPL Meter.....	85
9. Fazit.....	86

10.	Danksagung .....	89
11.	Glossar/Fußnoten .....	90
12.	Abkürzungsverzeichnis .....	91
13.	Formelzeichenverzeichnis .....	92
14.	Formelverzeichnis .....	94
15.	Abbildungsverzeichnis .....	95
16.	Tabellenverzeichnis .....	96
17.	Literaturverzeichnis.....	97
18.	Anlagenverzeichnis .....	100
19.	Anhang .....	101

## 1. Einleitung

In der heutigen Zeit sind Begriffe wie Freeware oder Low-Cost häufig zu finden. Vieles ist im Internet schnell, günstig oder gar völlig kostenlos zu bekommen. Nach einer Studie von Bitkom Research aus dem Jahr 2014 ist die Kostenlos-Mentalität bei Software stark verbreitet. Nur die Hälfte aller Verbraucher geben Geld für zusätzliche Software aus. „Jeder Vierte (25 Prozent) nutzt ausschließlich Freeware“ (www.bitkom.org). Es gibt auch im Audiobereich diverse Softwareanwendungen, die dem Nutzer kostenlos zur Verfügung stehen. Zu diesen kann auch ARTA gezählt werden. Es handelt sich dabei um ein Softwarepaket, das für Messungen im Bereich der Elektronik und Akustik Verwendung findet. In dieser Arbeit wird das Messsystem, sprich die Software aber auch die vom Hersteller empfohlene Hardware, untersucht, um herauszufinden, ob es tatsächlich zu hochwertigen Messungen befähigt. Darüber hinaus soll geklärt werden, ob es sich um ein System handelt, das in der Handhabung und bezüglich der Fähigkeiten für Anfänger und Hobbybastler oder doch eher für professionelle und erfahrene Anwender geeignet ist.

Um die Inhalte der Arbeit auch für weniger audioaffine Leser oder interessierte Anfänger verständlich zu machen, wird in Kapitel 2 und 3 auf die Grundlagen der Akustik und die Schallausbreitung im Raum eingegangen. Nach der theoretischen Beschreibung und Analyse der Software in Kapitel 4 wird diese anhand von elektronischen Messungen in Kapitel 5 in der Praxis getestet. Da in der Arbeit auch Kenntnisse im Bereich Lautsprechertechnik gefragt sind, werden in Kapitel 6 die notwendigsten Grundlagen vermittelt. Kapitel 7 befasst sich mit Hardwarewahl, dem Bau eines Lautsprechers für raumakustische Messzwecke und weiteren Vorbereitungen für die in Kapitel 8 durchgeführten akustischen Messungen. Diese werden anschließend ausgewertet und beurteilt, bevor in Kapitel 9 letztlich ein Fazit gezogen und auf die gestellten Fragen eingegangen wird.

## 2. Grundlagen der Akustik

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der Akustik, welche zum Verständnis der Arbeit zwingend erforderlich sind, auf relativ kurze und dennoch verständliche Weise erklärt.

### 2.1 Entstehung und Ausbreitung von Schallwellen

Im Medium Luft herrscht nach Sinambari und Sentpali (2014, S.7) im Ruhezustand ein Luftdruck  $p_0$ , eine Dichte  $\rho_0$  und eine bestimmte Temperatur  $T_0$ . Kommt es zu einem Schallereignis wird dieser innerhalb einer zeitlichen und räumlichen Begrenzung gestört, d. h. die Gasteilchen in der Luft werden dazu angeregt, sich um ihre Ruhelage zu bewegen. Sie haben die Eigenschaft, sich wieder in ihre Ursprungsposition zurückbringen zu wollen und bewegen sich nur örtlich stark begrenzt um diese. Sie schwingen um den Betrag der Amplitude in Ausbreitungsrichtung hin und her (Longitudinalwellen) und regen damit laut Veit (1988, S.25) die sie umgebenden Moleküle ebenso zum Schwingen an. Die Bewegungsgeschwindigkeit und -richtung ändert sich dabei in periodischen Abständen. Die Auslenkung der Teilchen verursacht eine Verdichtung und Verdünnung der Luftdichte und damit Druckschwankungen.

#### 2.1.1 Ausbreitungsgeschwindigkeit.

„Sie beträgt in Luft als Ausbreitungsmedium bei einer Temperatur von 20° C etwa 343 m/s“ (Veit, 1988, S.26). Aus dem Produkt der Frequenz  $f$  (1/s) und der Wellenlänge  $\lambda$  (m) lässt sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  errechnen:

$$c = f * \lambda \quad (1)$$

Sengpiel beschreibt auf seiner Internetseite [www.sengpielaudio.com](http://www.sengpielaudio.com), dass die Schallgeschwindigkeit  $c$  nicht von der Amplitude, der Frequenz und der Wellenlänge des Schalls abhängig ist. Sie ändert sich in idealen Gasen lediglich aufgrund von Temperaturänderungen. Luft kann in guter Näherung als ein ideales Gas angesehen werden.

#### 2.1.2 Wellenarten.

Wenn eine punktförmige Schallquelle die umliegenden Luftmoleküle zum Schwingen anregt, dann erfolgt diese Anregung gleichmäßig in alle Richtungen. In diesem Fall spricht man von Kugelwellen. „Das bedeutet, dass alle Teilchen, die die gleiche Entfernung von der Schallquelle haben, d.h. auf einer Ku-

geloberfläche liegen, deren Mittelpunkt die Schallquelle ist, sich im gleichen Erregungszustand (Verdichtung oder Verdünnung) oder in gleicher Phase befinden“ (Veit, 1988, S.27). Eine Kugelwelle die sich nahe an der Schallquelle befindet besitzt eine starke Krümmung. Je weiter die Welle sich von der Quelle entfernt, desto schwächer wird diese Krümmung, bis sie sich in einiger Entfernung einer ebenen Welle annähert.

Bezüglich der Kugelschallwellen ist immer auch von den Begriffen Nah- und Fernfeld die Rede. Das Nahfeld befindet sich, wie der Name schon sagt, nahe an der Schallquelle und geht ab einer bestimmten Entfernung ins Fernfeld über. In welcher Entfernung von der Schallquelle dieser Übergang stattfindet ist abhängig von der Wellenlänge und somit von der Frequenz der Schallwelle. Laut Veit (1988, S.31) gilt: Nahfeld (Radius  $r < 2 \lambda$ ) und Fernfeld (Radius  $r > 2 \lambda$ ). Abbildung 1 verdeutlicht die Wellenarten.

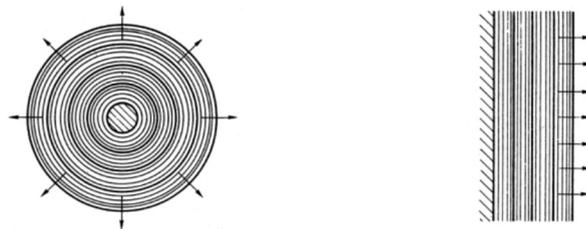


Abbildung 1. Kugelwellen und ebene Welle.

## 2.2 Schallfeld

„Einen mit Materie, z. B. mit Luft, erfüllten Raum, in dem sich Schallwellen ausbreiten, bezeichnet man als Schallfeld“ (Veit, 1988, S.28). Hierbei muss zwischen dem freien Schallfeld und dem diffusen Schallfeld unterschieden werden. Das freie Schallfeld findet man, zumindest näherungsweise, in der freien Natur wieder. Laut Dickreiter (1997, Band 1, S.11) zum Beispiel über einer schneebedeckten Fläche. Es wird dadurch definiert, dass der Schall sich ohne Hindernisse ausbreiten kann und somit nur der Direktschall vorhanden ist. In jedem geschlossenen Raum herrscht ein Diffusfeld, da der Direktschall durch Begrenzungen und Hindernisse beeinflusst wird. Um ein Schallfeld beschreiben zu können, werden die Schallfeldgrößen Druck und Schnelle angegeben.

## 2.3 Schallfeldgrößen – Druck und Schnelle

Der Schalldruck ist nach Veit (1988, S.31) nicht konstant und nimmt mit der Entfernung von der Schallquelle, gemäß dem für das freie Schallfeld geltenden reziproken Abstandsgesetz  $p = 1/r$  ab. Eine Entfernungsverdopplung verursacht eine Halbierung des Drucks. Sobald zum Direktschall jedoch ein Diffus-schall hinzukommt, trifft dieses Gesetz nur noch eingeschränkt zu. Aufgrund der auftretenden großen

Schalldruckunterschiede und der nichtlinearen Funktionsweise des menschlichen Gehörs wird laut Dickreiter (1997, Band 1, S.8) der Schalldruck zum einfacheren Umgang meistens als Schalldruckpegel  $L$  angegeben. Hierfür wird nach Veit (1988, S.14) der Druck der Hörschwelle  $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$  Pa (Pascal) bei 1 kHz als Referenzwert genutzt.

$$L_p = 20 \lg \frac{p}{p_0} \text{ dB} \quad (2)$$

Es handelt sich dabei um den absoluten Schalldruckpegel. Wenn alternativ zur Hörschwelle ein anderer Druck gewählt wird spricht man vom relativen Schalldruckpegel. Die Maßeinheit ist dB (Dezibel).

Für die Geschwindigkeit der Teilchenbewegung existiert der Begriff Schallschnelle  $v$  (Einheit m/s). Die Luftmoleküle bewegen sich nur räumlich stark begrenzt um ihre Ruhelage und daher entstehen nur sehr geringe Werte. „Sie beträgt z.B. bei einem Schalldruck von 0,1 Pa in Luft nur 0,25 mm/s“ (Dickreiter, 1997, Band 1, S.7). Nach Veit (1988, S.31) sind im Fernfeld d. h. bei zumindest annähernd ebenen Wellen Schalldruck und Schallschnelle gleichphasig. Beide Größen nehmen mit  $v \sim p = 1/r$  ab. Im Nahfeld nimmt der Schalldruck  $p$  ebenso wie im Fernfeld mit  $1/r$  ab, die Schallschnelle  $v$  jedoch mit  $1/r^2$ . Dies hat zur Folge, dass bei Kugelwellen der Schalldruck der Schallschnelle mit einer Phasenverschiebung von  $90^\circ$  vorausleitet.

## 2.4 Schallenergiegrößen – Leistung und Intensität

Da Schalldruckpegel und Schallschnellepegel nach Aussage von Fasold und Veres (2003, S.22) ortsabhängig sind und mit der Entfernung von der Schallquelle abnehmen, sind sie nur bedingt geeignet, um Schallquellen akustisch zu beschreiben. Sie müssten stets durch eine Ortsangabe ergänzt werden. Daher werden heutzutage in der akustischen Messtechnik Schallquellen durch die abgestrahlte Schallleistung  $W$  bzw. durch den Schalleistungspegel  $L_w$  gekennzeichnet (Bezugswert  $W_0 = 1 \text{ pW}$ ):

$$L_w = 10 \lg \frac{W}{W_0} \text{ dB} \quad (3)$$

Veit (1988, S.35) besagt, dass die Schallleistung die abgegebene Schallenergie darstellt, die pro Zeiteinheit durch eine beliebig große, senkrecht zur Ausbreitungsrichtung befindliche Fläche hindurchtritt. Diese wird in Watt (W) angegeben.

Die Schallintensität  $I$  (Einheit:  $W/m^2$ ) gibt nach Veit (1988, S.35) an, welche Schallenergie pro Zeiteinheit durch ein Flächenelement hindurchtritt. Laut Dickreiter (1997, Band 1, S.10) ist die Intensität  $I$  einer ebenen Welle das Produkt aus dem effektiven Schalldruck und der effektiven Schallschnelle.

„Die Gesamte Schalleistung einer Schallquelle ergibt sich als Summe aller Schallintensitäten, die auf Flächenelementen, die zur Ausbreitungsrichtung senkrecht stehen, rund um die Schallquelle ermittelt werden. Diese Flächenelemente liegen auf der Oberfläche einer Kugel, in deren Mittelpunkt die Schallquelle strahlt“ (Dickreiter, 1997, Band 1, S.10).

Die Kurzbeschreibung der physikalischen Vorgänge bei der Schallentstehung und -ausbreitung, sowie die Erläuterung der wichtigsten Größen und deren Zusammenhänge liefern die grundlegendsten der notwendigen Kenntnisse zum Verständnis der Arbeit.

### 3. Verhalten von Schall im Raum

Grundsätzliches Wissen über das Verhalten von Schall im Raum ist für die Nachvollziehbarkeit der akustischen Berechnungen und Messungen unumgänglich. Daher wird in diesem Kapitel das benötigte Basiswissen vermittelt.

#### 3.1 Reflexion

Nach Veit (1988, S.57) wird eine Schallwelle beim Auftreffen auf eine Begrenzungsfläche von dieser reflektiert und zurück in den Raum „geworfen“. Bei diesem Vorgang entspricht, analog zu Lichtstrahlen, der Einfallswinkel dem Ausfallswinkel. Dickreiter (1997, Band 1, S.16) schreibt, dass der Durchmesser der reflektierenden Fläche mehreren Wellenlängen der reflektierenden Schallwelle entsprechen muss. Für die Beschreibung des Vorgangs wird nach Fasold und Veres (2003, S.66) der Schallreflexionsgrad  $q$  verwendet ( $W_1$  stellt die auftreffende Schalleistung dar,  $W_{refl}$  die reflektierte Leistung):

$$q = \frac{W_{refl}}{W_1} \quad (4)$$

Je schallhärter das Material der Begrenzungsfläche ist, desto mehr Energie wird reflektiert. Bei einer vollständigen Reflexion ergibt  $q = 1$ .

##### 3.1.1 Frühe Reflexionen.

Dem Energieanteil der frühen Reflexionen, die in einem kurzen zeitlichen Abstand nach dem Direktschall beim Schallempfänger eintreffen, kommt laut Fasold und Veres (2003, S.135) eine große Bedeutung zu. Bei Sprache handelt es sich dabei um Reflexionen, die innerhalb von 50 ms und bei Musikdarbietungen innerhalb von 80 ms nach dem Direktschall auftreten. Die Verzögerung, Stärke und Einfallrichtung dieser einzelnen Reflexionen sind nach Aussage Dickreiters (1997, Band 1, S.25) wahrnehmbar und haben dadurch Einfluss auf das Hörereignis. Sie entstehen durch die Reflexionen an den sich nur in geringer Entfernung vom Schallempfänger befindlichen Gegenständen und geben, laut Dickreiter (1997, Band 1, S.28) Aufschluss über die Charakteristik des Raumes und die Position. Aus der Verzögerungszeit lässt sich die Entfernung des reflektierenden Gegenstandes ermitteln. Mit der Zunahme der zeitlichen Entfernung vom Direktschall und der damit verbundenen Zunahme der Reflexionen im Raum gehen diese ersten Reflexionen in den Nachhall über. Dickreiter (1997, Band 1, S.27) beschreibt, dass die frühen Reflexionen die Durchsichtigkeit und das Raumempfinden erhöhen. Spätere Reflexionen dagegen verringern die Durchsichtigkeit und erhöhen die Halligkeit.

### 3.1.2 Nachhall/ Hallradius.

Die von der Schallquelle abgestrahlten Schallwellen reflektieren und treffen an einer anderen Stelle im Raum wieder auf ein Hindernis, an welchem sie erneut reflektieren. Dieser Vorgang findet so lange statt, bis die Energie komplett verloren gegangen ist. Durch diese Mehrfachreflexionen entsteht nach Fasold und Veres (2003, S.65) das diffuse Schallfeld. Für den Menschen ist dieses „Ausklingen des Raumes“ als Nachhall wahrnehmbar.

Um den Nachhallvorgang in der Praxis zu kennzeichnen, gibt es gemäß Veit (1988, S.66) die Sabinesche Nachhallzeit  $T_{60}$ . Sie gibt an, in welchem Zeitraum die Schallenergie im Verhältnis zum Direktschall auf den millionsten Teil sinkt. Dies entspricht einem Abfall des Schalldruckpegels um 60 dB.

$$T_{60} = 0,163 * \frac{V}{\alpha * S} \quad (5)$$

mit  $V$  = Raumvolumen in  $m^3$ ,  $\alpha$  = Absorptionsgrad,  $S$  = Fläche in  $m^2$

Laut Dickreiter (1997, Band 1, S.36) dominiert nahe der Schallquelle immer der Direktschall. Je weiter sich der Schallempfänger allerdings entfernt, desto mehr überlagern sich das direkte und das diffuse Schallfeld. Ab einer gewissen Entfernung von der Quelle beginnt der Diffusschall zu überwiegen. „In einem bestimmten Abstand von der Schallquelle, dem sog. Hallradius  $r_H$  – auch Grenzradius oder Äquivalententfernung -, sind die Schalldruckpegel von direktem und diffusem Feld gleich groß“ (Dickreiter, 1997, Band 1, S.36).

$$r_H = 0,057 * \sqrt{\frac{V}{T}} \quad (6)$$

## 3.2 Absorption

Wände, Böden, Möbel und andere Gegenstände reflektieren den Schall allerdings nicht komplett, sondern schlucken auch einen Teil der Energie. Bei dieser Absorption wird die entzogene Energie nach Angaben von Veit (1988, S.59) durch Reibung in Wärme umgewandelt. Der Absorptionsgrad

$$\alpha = \frac{W_{abs}}{W_1} \quad (7)$$

beschreibt den Vorgang und gibt das Verhältnis der auftreffenden Energie  $W_1$  und absorbierten Energie  $W_{abs}$  an. Da die Energie des Schalls demnach zu einem Teil reflektiert und zum anderen Teil absorbiert wird, addieren sich die Ergebnisse:  $\rho + \alpha = 1$  (Fasold und Veres, 2003, S.66).

Die Absorption von Schallenergie ist laut Dickreiter (1997, Band 1, S.18) frequenzabhängig. Mittlere und hohe Frequenzen werden dabei weit mehr gedämpft als Tiefe. Der Grund hierfür ist, dass für die Dämpfung das absorbierende Material eine Stärke oder einen Wandabstand von  $\frac{1}{4}$  der Wellenlänge besitzen muss. Da tiefe Frequenzen über größere Wellenlängen verfügen (z. B. 3,43 m bei 100 Hz) als höhere Frequenzen, müssen zur Dämpfung dieser relativ dicke Absorber verwendet werden. Die Materialeigenschaft spielt hierbei ebenso eine wichtige Rolle.

Dickreiter (1997, Band 1, S.20) gibt diverse Absorptionsgrade an. Bei unverputztem Beton beträgt  $\alpha$  für eine Frequenz von 500 Hz, 0,02. Ein Vorhang hat im Vergleich dazu einen Wert von 0,25. Daraus lässt sich erkennen, dass schallhärtere Begrenzungsflächen weniger absorbieren und mehr Energie reflektieren. Die Werte von  $\alpha = 0,03$  und  $\alpha = 0,50$  bei 4000 Hz bestätigen die Frequenzabhängigkeit. Um letztlich die Gesamtabsorption einer Fläche oder eines Raumes ermitteln zu können, benötigt man das Absorptionsvermögen  $A$ . Es errechnet sich aus dem Absorptionsgrad und der Fläche. Bei verschiedenen Materialien addieren sich die Teilabsorptionswerte (Dickreiter, 1997, Band 1, S.18).

$$A = \alpha_1 * S_1 + \alpha_2 * S_2 \dots \quad (8)$$

### 3.3 Brechung und Beugung

Beim Übergang der Schallwelle in ein anderes Medium (z. B. eine Wand) erfährt der Schallstrahl des absorbierten Anteils gemäß Veit (1988, S.59) eine Richtungsänderung, welche man als Brechung bezeichnet. Diese Richtungsänderung ist abhängig vom Verhältnis der Ausbreitungsgeschwindigkeiten  $c_1$  und  $c_2$  der beiden Medien. In Abbildung 2 wird die Brechung dargestellt.

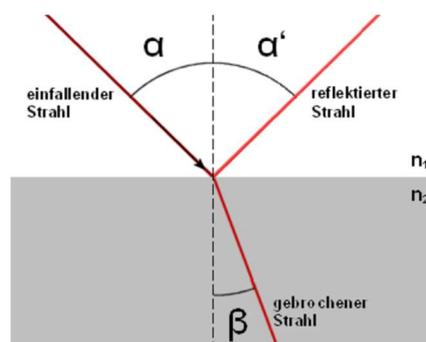


Abbildung 2. Brechung.

Ist die Wellenlänge der Schallwelle größer oder zumindest gleich groß wie die Fläche auf die sie trifft, wird diese nicht reflektiert, sondern beugt sich um das Hindernis herum. Dickreiter (1997, Band 1, S.16) sagt sogar, dass selbst bei einem Durchmesser des Hindernisses welcher doppelt so groß ist wie die Wellenlänge sich der Schall fast komplett herumbeugt. Erst ab einer fünffachen Ausdehnung entsteht

tatsächlich ein Schallschatten hinter dem Gegenstand.

Beim Auftreffen einer ebenen Welle auf eine Wand mit einer Blende, ist dies laut Veit (1988, S.58) ebenso zu beobachten. Ist die Wellenlänge klein im Verhältnis zur Blendenöffnung, dann verläuft der Schall weiterhin als ebene Welle. Falls die Wellenlänge dagegen größer ist als die Öffnung erfährt die hindurchtretende Schallwelle eine Beugung nach allen Seiten. Dadurch entstehen nach der Öffnung letzten Endes wieder Kugelwellen. Dies stellt Abbildung 3 grafisch dar.

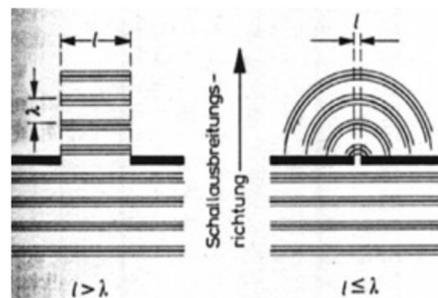


Abbildung 3. Beugung an einer Blende.

### 3.4 Interferenzen/ Kammfiltereffekte

In seiner Arbeit beschreibt Veit (1988, S.17):

Interferieren zwei Schwingungen von gleicher Amplitude und Phase, so hat die resultierende Schwingung eine doppelt so große Amplitude wie die Einzelschwingungen.  
– Bei Gegenphasigkeit, d.h. bei einem Phasenunterschied von  $180^\circ$ , und gleicher Amplitude resultiert eine Schwingung mit der Amplitude Null; beide Schwingungen löschen sich gegenseitig aus.

„In der Praxis entstehen häufig unbeabsichtigt Überlagerungen mit verzögerten Signalen - und damit auch Kammfiltereffekte“ (www.sengpielaudio.com). Diese hinterlassen, je nach Phasenbeziehung, entweder Anhebungen oder Pegel einbrüche, die im Frequenzgang zu sehen sind (Abbildung 4):

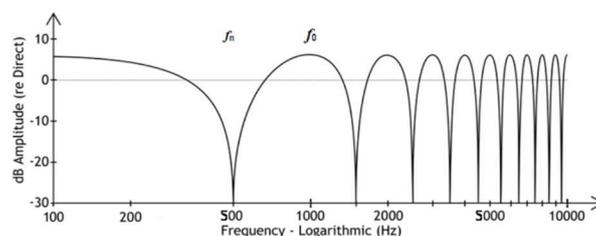


Abbildung 4. Kammfiltereffekt.

### 3.5 Stehende Wellen

„Wird ein Raum von zwei sich gegenläufig ausbreitenden ebene Wellenzügen gleicher Frequenz, bzw. gleicher Wellenlänge durchquert, so kommt es zur Ausbildung von stehenden Wellen mit einer räumlichen Periodizität von  $\lambda/2$ “ (Veit, 1988, S.63). Diese Eigenresonanzen eines Raumes entstehen durch senkrechten Einfall von Wellen und anschließender Reflexion zwischen parallel verlaufenden Wänden. Sie existieren bei einem Wandabstand  $d = n \lambda / 2$ . Die ortsfesten Maxima und Minima von Druck und Schnelle sind um  $90^\circ$  verschoben. Im Bereich der Druckknoten ist der Schall laut Dickreiter (1997, Band 1, S.12) ausgelöscht und in den Druckbäuchen verdoppelt. Bei einer Totalreflexion wird die Energie des Schalls durch die Reflexion zurückgeworfen und es findet daher keinerlei Energietransport statt (Veit, 1988, S.64). Raummoden sind durch ihre Hervorhebung deutlich wahrnehmbar und in der Raumakustik unerwünscht (Dickreiter, 1997, Band 1, S.44).

### 3.6 Raumakustische Kriterien

Laut Mateljan (2015, S.113) existieren zur Beurteilung der Eigenschaften eines Raumes diverse, von der für Raumakustik geltenden Norm ISO 3382 definierte, raumakustische Kriterien. Eine Auflistung von wichtigen Kriterien wurde Fasold und Veres (2003, S.136) entnommen (Tabelle 1).

Tabelle 1

*Raumakustische Kriterien und deren optimale Werte*

Höreindruck	Kriterium	Optimum	
		Sprache	Musik
Nachhall, Klangfarbe	Nachhallzeit T	ca. 1 s	ca. 2 s
	Anfangsnachhallzeit EDT	-	ca. 2,2 s
	Bass Ratio BR	-	1,1 – 1,3 s
Deutlichkeit	Deutlichkeitsgrad D50	> 50 %	-
Durchsichtigkeit	Deutlichkeitsmaß C50	> 0 %	-
	Schwerpunktzeit TS	< 80 ms	100 bis 150 ms
Raumeindruck	Hallmaß H	-	+3 bis +8 dB
	Seitenschallgrad LF	-	25 bis 40 %
	Seitenschallmaß 10 lg LF	-	-4 bis -7 dB

	Raumeindrucksmaß R	< 0 dB	+1 bis +7 dB
Lautstärke	Schalldruckpegelminderung $\Delta L$	< 5 dB (A)	< 5 dB (A)
	Stärkemaß G	+1 bis +10 dB	+1 bis +10 dB

---

Die Nachhallzeit T60 wird in der Analyse meist in mehrere Abschnitte des Schallenergieverlusts nach dem Direktschall eingeteilt und unter den Bezeichnungen T10, T20 und T30 angegeben. „Nach DIN EN ISO 3382 werden die Nachhallzeiten über die Energiebereiche -5 dB ... -15 dB ( $\rightarrow$  T10), -5 dB ... -25 dB ( $\rightarrow$  T20) bzw. -5 dB ... -35 dB ( $\rightarrow$  T30) ermittelt“ (Ahnert, Tennhardt, 2008, S.189).

Nachdem die verschiedenen Verhaltensweisen von Schall im Raum in diesem Kapitel erläutert wurden, ist genügend Hintergrundwissen gegeben, um den Vorgängen bei den akustischen Berechnungen und Messungen problemlos folgen zu können. Zusätzlich wurden die raumakustischen Kriterien hinzugefügt, da die Begriffe bei der Softwarebeschreibung in Kapitel 4 gebraucht werden.

## 4. ARTA Software

Um einen Einblick in das Softwarepaket ARTA zu erlangen, wird in diesem Kapitel, unter Heranziehung der Handbücher, in der Theorie auf die Funktionen, Möglichkeiten und Arbeitsmethoden eingegangen. In den Kapiteln 4.4 und 4.5 werden bei der Erklärung der Funktionen der Programme STEPS und LIMP Fachbegriffe aus dem Bereich der Lautsprechertechnik verwendet. Diese können bei Bedarf im Kapitel 6. Lautsprechertechnik nachgeschlagen werden.

### 4.1 Allgemeine Informationen

Das in dieser Arbeit untersuchte Messsystem basiert auf der Software ARTA. ARTA steht, für „Audio Realtime Analysis“ oder „Art of Audio“ ([www.artalabs.hr](http://www.artalabs.hr)). Sie wurde vom kroatischen Professor Dr. sc. Ivo Mateljan entwickelt. Dieser ist, nach Angaben auf seiner Homepage <http://marjan.fesb.hr/~mateljan>, unter anderem Leiter des Elektroakustiklabors an der Universität von Split. ARTA ist der Überbegriff für ein aus mehreren einzelnen Softwares bestehendes Paket. Es umfasst drei Bestandteile: das gleichnamige Programm ARTA, LIMP und STEPS. Jedes dieser Programme ist speziell für bestimmte Messzwecke entwickelt worden.

Das Softwarepaket ist auf der Homepage des Herstellers [www.artalabs.hr](http://www.artalabs.hr) als Freeware zum Download verfügbar. Es handelt sich dabei um eine sofort verwendbare Vollversion, mit welcher der Nutzer zeitlich unbegrenzt im Demomodus arbeiten kann. Lediglich das Laden und Speichern von Files ist nicht möglich. Hierzu wird ein Lizenzschlüssel zum Freischalten benötigt. Es werden zwei Arten von erwerblichen Lizenzen angeboten: die persönliche Lizenz für den Single-User für 79,- Euro und die „Commercial licence“ für die institutionelle bzw. die multi-user Nutzung für 149,- Euro.

Neben dem Softwaredownload bietet der Hersteller kostenfrei den Download der Handbücher zu den einzelnen Softwares in englischer Sprache an. Heinrich Weber verfasste die, ebenso auf der Homepage verfügbaren Handbücher auf Deutsch. Diverse Anwendungsbeschreibungen werden den Nutzern ebenso als PDF-Dateien zur Verfügung gestellt.

Seit der Erstveröffentlichung der Version 1.0.0PR im Februar/ März 2006 wurde die Software von vielen Nutzern getestet und in Internetforen wie z. B.: dem Visatonforum oder dem Hi-Fi Forum sowie in gängigen Magazinen wie Klang + Ton und Hi-Fi Selbstbau diskutiert und evaluiert. Der Hersteller hat daraufhin auf viele Verbesserungsvorschläge sowie Hinweise auf Fehlfunktionen reagiert und die Software seither ständig weiterentwickelt und optimiert. Gemäß den Angaben auf der Homepage von ARTA sind aktuell unter anderen namhafte Unternehmen wie Samsung Electronics, Siemens, Nokia, Skype/Microsoft, Beyerdynamic, Bose, Visaton und Revox registrierte User des Softwarepakets.

## 4.2 Voraussetzungen für Installation und Nutzung

Das Softwarepaket ist, nach Angaben auf der Internetseite des Herstellers, zur Verwendung auf Windows Betriebssystemen entwickelt worden. Für die Kompatibilität mit Computern, die auf den Betriebssystemen Mac OS X oder LINUX basieren, müssen vor der Softwareinstallation Windows-Emulatoren (Wine für OS X und Crossover für LINUX) installiert werden.

Es sollte, nach Angaben Mateljans (2015, S.5) auf Pentium-Prozessoren mit einer Taktfrequenz über 600 MHz zurückgegriffen werden und ein freier Datenspeicher von 2 MB auf dem Computer vorhanden sein. Um eine vernünftige Funktion gewährleisten zu können, sind voll duplexfähige Soundkarten mit einer synchronisierten Clock für die AD/DA Wandlung Voraussetzung. Ein gängiger Soundkartentreiber von WDM-Windows oder ASIO ist ebenso notwendig.

## 4.3 ARTA

Mit ARTA, dem ersten der drei Schwesterprogramme, sind nach Weber (2013, S.7) in erster Linie die Messung der Impulsantwort und der Übertragungsfunktion sowie die Ermittlung der Echtzeit-Spektralanalyse möglich. Aus diesen Messungen lassen sich allerdings auch noch weitere Ergebnisse wie z. B. diverse raumakustische Parameter ermitteln.

### 4.3.1 Kalibrierung der Messkette

Um möglichst korrekte, absolute Messwerte zu erhalten, ist die Kalibrierung der einzelnen Komponenten der Messkette notwendig und direkt in ARTA umsetzbar. Für die Kalibrierung des Soundkartenausgangs wird laut Weber (2013, S.31) zusätzlich ein Digitales Multimeter benötigt, um die Ausgangsspannung zu messen. Mit Hilfe des internen Signalgenerators kann anschließend über den Ausgang die Empfindlichkeit des Eingangskanals der Soundkarte geprüft und in ARTA eingetragen werden. Eine Pegelkalibrierung für das Messmikrofon wird ebenso empfohlen. Hierzu wird laut Weber (2013, S.33) ein Pegelkalibrator verwendet. Da allerdings nicht jeder Nutzer diesen besitzt, werden alternative Verfahren wie z. B. die Eingabe der Empfindlichkeitswerte aus der Spezifikation oder eine Berechnung der Thiele-Small-Parameter in Verbindung mit einer Nahfeldmessung vorgeschlagen. „Diese Methoden ersetzen keinen Pegelkalibrator, sind jedoch für den DIY-Bereich in vielen Fällen hinreichend“ (Weber, 2013, S.33). Im Menü ‚frequency response compensation‘ lassen sich mittels einer Korrekturdatei Frequenzgangfehler von Messmikrofonen kompensieren. Die Voraussetzung dafür ist die Kenntnis über den Frequenzgang des Mikrofons, welcher aus dem Frequenzschieb des Herstellers entnommen werden kann. Wenn der Nutzer den Frequenzgang nicht kennt wird ein Kalibrierdienst oder alternativ, sofern möglich, eine eigenständige Kalibrierung von Weber (2013, S.42) vorgeschlagen. Der Leistungsverstärker ist ein

weiterer wichtiger Teil der Messkette. Laut Weber (2013, S.49) sollte der Anwender zumindest die Eckdaten des verwendeten Geräts kennen. Diese können jedoch auch mit ARTA gemessen werden. Im fünften Kapitel wird der verwendete Leistungsverstärker begutachtet und getestet.

#### 4.3.2 Real Time Analyzer

Laut Mateljan (2015, S.23) ist der ‚Spectrum analyzer‘ als FFT<sup>1</sup>-basierter Real Time Analyzer in ARTA implementiert. Dieser ermöglicht die Betrachtung und Beurteilung des spektralen Verhaltens von Geräten wie z. B. der Soundkarte in Echtzeit.

Der integrierte Generator kann das zu testende Gerät mit folgenden Signalen anregen: Sinus, doppelter Sinus, Rechteck- und Sägezahnfunktion, Multi Ton, rosa oder weißes Zufallsrauschen, rosa oder weißes periodisches Rauschen und periodisches Rauschen für Messungen der Sprachverständlichkeit. Sowohl für den Sinus/ Rechteckgenerator wie auch für den doppelten Sinus kann die Frequenz des Anregungssignals frei gewählt werden. „Für periodisches Rauschen (rosa) bietet ARTA zum Schutze des DUT<sup>2</sup> vor tieffrequenten, energiereichen Signalanteilen eine Art Hochpassfilter (Pink Cutoff) an“ (Weber, 2013, S.61). Das Output-Level, in dBFS<sup>3</sup>, und das Dither-Level sind ebenso wählbar, wie diverse verschiedene Multitonanregungssignale.

In Abbildung 5 ist zu sehen, dass die FFT-Auflösung durch die Veränderung der Parameter ‚FFT-Size‘, ‚Sampling Rate‘ und ‚Window‘ vom Nutzer beeinflusst werden kann.

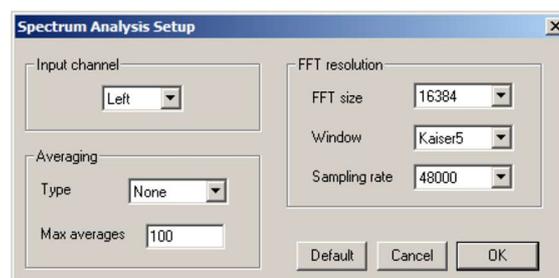


Abbildung 5. Einstellmöglichkeiten im Spectrum Analysis Setup.

Die Sampling Rate  $f_s$  gibt an, in welcher Frequenz das zeitkontinuierliche Signal abgetastet wird. Laut Mateljan (2015, S.27) werden die erfassten Werte, auch Samples genannt, anschließend in diskrete Sequenzen einer bestimmten Länge transformiert. Anders ausgedrückt wird eine bestimmte Anzahl von Abtastwerten  $N$  zur späteren Auswertung in gleich große Pakete gepackt. Die Länge dieser Sequenzen entspricht der ‚FFT-Size‘  $NT$ . Sechs feste Samplewerte zwischen 4096 und 131072 können hierfür vergeben werden. Da die diskrete Fourier Transformation (DFT) nur korrekte Informationen bezüglich des Frequenzspektrums errechnet, wenn die Länge dieses Messfensters  $NT$  der Periodenlänge des Signals

entspricht, entstehen bei einer Abweichung dessen Fehler bzw. Verschmierungseffekte im Spektrum. Diese Verfälschung macht sich, wie in Abbildung 6 zu sehen ist, durch eine Anhebung der eigentlich nur benachbarten Frequenzen bemerkbar. ARTA bietet daher mehrere Fensterfunktionen an, mit denen die Sequenzen vor der diskreten Fourier Transformation multipliziert werden. Diese verringern den Effekt und liefern ein besseres Ergebnis. Mateljan (2015, S.30) gibt dem Anwender Hinweise über die Eignung der Fenster für bestimmte Messsituationen. Nach Von Grünigen (2014, S.187) entspricht die Frequenzauflösung (FFT-Auflösung)  $\Delta f$  also der Abtastfrequenz  $f_s$  durch die Anzahl der Samples  $N$  und damit dem Inversen der Messdauer  $NT$ .

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{NT} \quad (9)$$

„Der Begriff „Auflösung“ bezieht sich hier auf den Abstand zweier Frequenzpunkte im DFT Spektrum“ (Von Grünigen, 2014, S.187). Bei einer DFT Analyse von  $N$  Samples erhält man nach Mateljan (2015, S.33) demnach  $N/2$  auswertbare spektrale Komponenten.

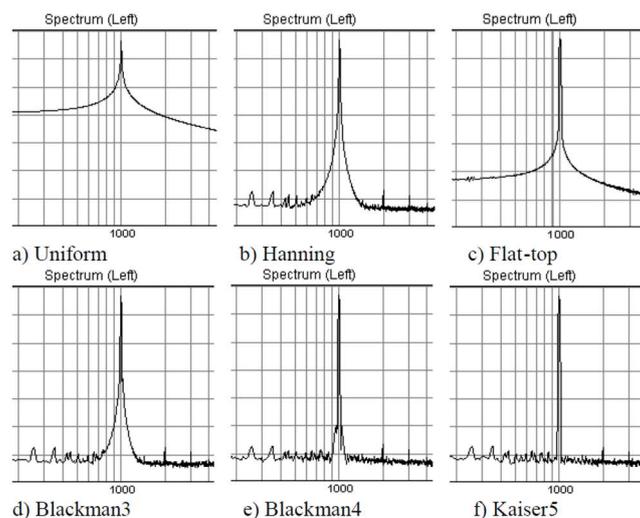


Abbildung 6. 1 kHz Sinus mit verschiedenen Fensterungen.

Mit Hilfe von ‚Averaging‘ werden mehrere Messungen hintereinander ausgeführt und die Ergebnisse anschließend gemittelt. Die Funktion steht in jedem Bereich der Software zur Verfügung und dient laut Weber (2013, S.59) dazu auftretende Störgeräusche wie z. B. Grundrauschen, Verkehrslärm oder Lüftergeräusche von Computern zu verringern und annehmbare Messwerte zu erlangen. Die Anzahl der zu mittelnden Messungen kann gewählt werden. „Pro Verdopplung der Anzahl der Messungen erhöht sich der Geräuschabstand um  $1/\sqrt{n}$ , also 3 dB“ (Weber, 2013, S.59). Während die lineare Vorgehensweise die Werte gleichmäßig gewichtet, werden bei der exponentiellen Mittelung mit einem Smoothing Filter die hohen Frequenzen geglättet und die Daten der letzten Messungen hervorgehoben. Die exponentielle

Variante bietet sich zur Betrachtung von sich nur langsam ändernden Spektren an. Die ‚Peak-and-Hold‘ Funktion ist laut Mateljan (2015, S.29) eigentlich keine Mittelungsfunktion, sondern hält, wie der Name schon sagt, die Maximalwerte der einzelnen spektralen Komponenten. Letztere ist nur im ‚Spectrum Analyzer‘ vorhanden.

Neben verschiedenen Skalierungsmöglichkeiten bietet ARTA, wie in Abbildung 7 dargestellt, die Option der Gewichtung<sup>4</sup> des Spektrums. Hierbei stehen die Geläufigen A, B, und C zur Wahl. Ergänzend zur Pegelangabe bezogen auf die Frequenz, kann laut Mateljan (2015, S.36) unter dem Schaubild auch der RMS-Wert<sup>5</sup> angezeigt werden.

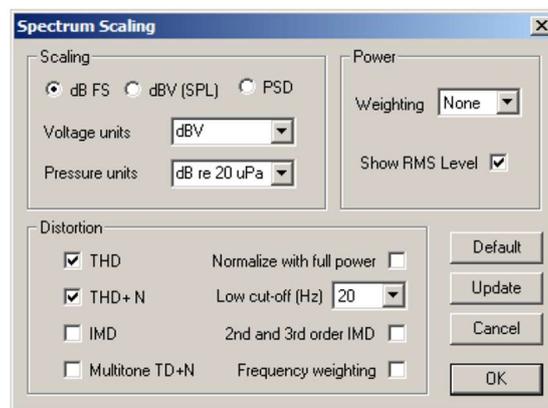


Abbildung 7. Skalierung, Gewichtung, Distortionsoptionen.

Unter ‚Distortion‘ stehen mehrere errechenbare Parameter zur Auswahl, welche nach der Messung unterhalb des Diagramms angezeigt werden können. Die Abkürzung THD steht für ‚Total Harmonic Distortion‘ und gibt den durch nichtlineare Verzerrungen des Signals entstehenden Anteil in Prozent an. Um Messungen in Systemen mit höherem Rauschsignalanteil durchzuführen, bietet ARTA die Berechnung von ‚THD + N‘ an. In die Berechnung dieses Parameters wird der Noise-Anteil, sprich das Rauschen, miteinbezogen. Neben der Messung der harmonischen Verzerrungen können in ARTA auch die sogenannten ‚Intermodulation Distortions‘ (IMD), zu Deutsch Intermodulationsverzerrungen<sup>6</sup>, gemessen werden. Hierzu dient der doppelte Sinus als Anregungssignal. Es gibt laut Mateljan (2015, S.44) verschiedene Methoden und Normen zur Berechnung und Angabe der Intermodulationsverzerrungen. ARTA arbeitet mit allen dieser Methoden und wählt automatisch, anhand der Ratio der beiden Sinustöne des Anregungssignals, die ideale Berechnungsvariante aus.

Zur Prüfung der Qualität von digital codierten Audiosignalen sind nach Aussage Mateljans (2015, S.46) Multiton-Tests sehr wichtig geworden. Mit ‚Multitone TD + N‘ kann die komplette Verzerrung und das Rauschen anhand des Multiton-Signals errechnet werden. Das Anregungssignal besteht aus mehreren Sinustönen gleicher Amplitude und Phase. Auch hier ist es, wie bereits kurz erwähnt,

möglich aus mehreren verschiedenartigen Multitonsignalen auszuwählen. Das Verfahren ‚TD + N‘ ist neu und bisher noch von keinem Standard akzeptiert (Mateljan, 2015, S.47).

Optional steht dem Anwender für ‚THD + N‘ und ‚TD + N‘ Messungen mit ‚Frequency weighting‘ die Möglichkeit der Gewichtung (A, B und C) zur Verfügung. Für ‚THD + N‘ Messungen kann des Weiteren auch ein Low-Cut aktiviert werden.

Im ‚Graph Setup‘ lassen sich Einstellungen bezüglich der Achsen und des Achsenumfangs vornehmen. Es kann z. B. der Frequenzbereich angegeben werden, den der Anwender hauptsächlich betrachten will. Zudem lässt sich die Frequenzachse alternativ zur logarithmischen, auch in linearer Skalierung oder in Oktavbändern ausgeben und eine Glättung hinzufügen. Mit der Funktion ‚Overlay‘ ist es möglich mehrere Messkurven zu speichern und bei erneuter Messung permanent im Diagramm anzeigen zu lassen. Dies dient dem Direktvergleich. Darüber hinaus berechnet ARTA gemäß Mateljan (2015, S.47) über ‚Show difference from Overlay‘ die Differenz der Kurven und stellt diese zusätzlich dar.

Da es teilweise notwendig ist einen externen Signalgenerator zu verwenden, können die in ARTA verwendeten Anregungssignale auch als .WAV Datei gespeichert und exportiert werden (Mateljan, 2015, S.49).

#### 4.3.3 Frequenzgang/ Übertragungsfunktion

Mateljan (2015, S.50) erklärt ausführlich die Theorie der Frequenzgangmessung und die Möglichkeiten die ARTA dem Anwender diesbezüglich bietet. Sie basiert auf der klassischen Fourieranalyse und gibt das Verhältnis zwischen einem Anregungs- bzw. Eingangssignal  $x(t)$  eines LTI<sup>7</sup> Systems zu dessen Ausgangssignal  $y(t)$  an. Beide Signale haben eine zugehörige Fourier-Transformierte  $X(f)$  und  $Y(f)$ . Dieses frequenzbezogene Verhältnis des Ein- und Ausgangssignals kann auf komplexe Weise durch den Frequenzgang  $H(f)$  ausgedrückt werden.

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad (10)$$

Die Inverse Fourier Transformation des Frequenzgangs ergibt die Impulsantwort  $h(t)$ , auf deren Messung im folgenden Unterkapitel eingegangen wird. Abbildung 8 zeigt den Aufbau eines akustischen Messsystems. Das von ARTA generierte Anregungssignal  $g$  durchläuft den D/A Wandler, dessen Übertragungsfunktion  $D$  das Signal beeinflusst und an das Testgerät weiterleitet. Das Ausgangssignal des DUT wird inklusive dem allgemeinen Rauschen des Systems  $n$  über einen A/D Wandler vom Computer

als diskrete Sequenz  $y$  wieder aufgezeichnet. Auch der A/D Wandler besitzt eine eigene Übertragungsfunktion  $A$ . Wie zu erkennen ist, haben alle Komponenten des Messsystems aufgrund ihrer Übertragungsfunktionen Auswirkungen auf das Messergebnis (Mateljan, 2015, S.51).

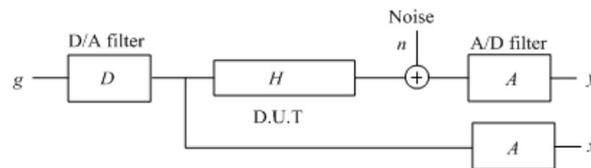


Abbildung 8. Blockdiagramm des Messsystems.

ARTA bietet daher zwei verschiedene Optionen, um die Übertragungsfunktion eines Systems ermitteln zu können. Der ‚Single Channel‘ Modus (FR1) ist die einfachere Variante, bei der nur das Signal  $y$  vom Computer erfasst wird. Hierbei wird davon ausgegangen, dass das Eingangssignal des Testgeräts dem von ARTA generierten Anregungssignals  $g$  entspricht und der vorgeschaltete D/A Wandler keinen Einfluss mehr darauf nimmt. Diese Einkanalmessung wird von Mateljan (2015, S.55) empfohlen, wenn zu Messzwecken nur eine qualitativ schlechte Soundkarte zur Verfügung steht (Detaillierte Voraussetzungen bezüglich Soundkarten sind in Kapitel 4.6 genannt). Zur Erhebung des Frequenzgangs ist die Methode geeignet, allerdings lässt sich der Phasengang nicht absolut korrekt ermitteln.

Im ‚Dual Channel‘ Modus (FR2) wird zusätzlich das Signal direkt vor dem Testgerät abgegriffen und vom Computer als diskrete Sequenz  $x$  aufgezeichnet. Als Anregungssignale stehen periodische Rauschsignale sowie, laut Mateljan (2015, S.52) bei der klassischen Fourieranalyse eigentlich übliche Zufallsrauschsignale zur Auswahl. Bei der Nutzung von Zufallsrauschen sollten mindestens 8 Messungen durchgeführt und gemittelt werden, um den frequenzselektiven Auswirkungen, die durch das inkonstante Spektrum entstehen, entgegenzuwirken. Um die, aufgrund von starker Verzögerung auftretende, geringe Korrelation der Signale zu bekämpfen kann das Eingangssignal durch ein Delay auf das Ausgangssignal angepasst werden. In Abbildung 9 ist dies dargestellt. Die Kohärenz wird in ARTA unter dem Diagramm angezeigt. Der Maximalwert beträgt hierbei 1.

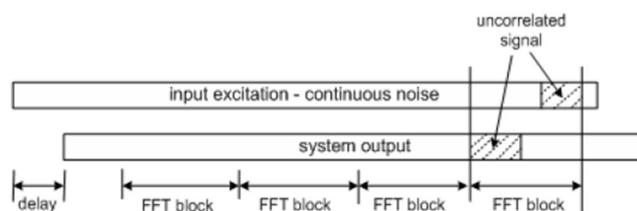


Abbildung 9. Delay/ Unkorreliertes Signal.

Diese Schwierigkeiten können durch die Nutzung von periodischen Anregungssignalen vermieden werden. Laut Mateljan (2015, S.53) wird bei einer Anregung mit N verschiedenen, periodischen Rauschsequenzen dieselbe Rausch- und Verzerrungsreduzierung erreicht, wie bei der oben genannten Methode. Die Erfassung des Signals am Ausgang findet dabei erst nach einem bestimmten festgelegten Vorlauf, in ARTA ‚preaveraging cycle‘ genannt, statt. Nach jedem erstellten Block wird der Generator gestoppt und nach einer Pause die nächste Sequenz begonnen. Um eine stetige Korrelation und somit keine Laufzeitdifferenz zwischen dem Anregungs- und dem Ausgangssignal zu gewährleisten, muss außerdem die FFT-Länge der Länge des generierten Signals entsprechen. Eine Darstellung ist in Abbildung 10 zu sehen.

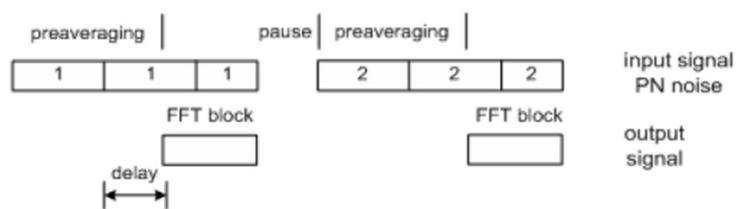


Abbildung 10. frequency domain asynchronous averaging.

Da bei dieser Methode die Kohärenz nicht beobachtet werden kann, bezieht ARTA beide Varianten unter ‚frequency domain averaging‘ mit ein. Wird ein N-faches periodisches Rauschen zur Messung herangezogen und die Checkbox ‚frequency domain averaging‘ nicht angewählt arbeitet ARTA mit der ‚time domain synchronous averaging‘ Methode. Mateljan (2015, S.54) besagt, dass hiermit das Systemrauschen reduziert wird, aber nicht die nichtlinearen Verzerrungen.

Für die Echtzeiterfassung sind beide Modi, sprich FR1 und FR2, geeignet. In Beiden lassen sich in der ‚Control bar‘ die Anregungssignale rosa Rauschen, weißes Rauschen, periodisches rosa/ weißes Rauschen und periodisches Rauschen zur Messung der Sprachverständlichkeit auswählen. Auch ein externes Anregungssignal kann gespeist werden. Es sind ebenso wie im ‚Real Time Analyzer‘ die ‚Sampling Rate‘, die ‚FFT-Size‘, die Fensterung und optional die Mittelung zu bestimmen.

Auch für die Darstellung lassen sich im ‚Graph Setup‘ Einstellungen bezüglich des angezeigten Dynamikumfangs, Frequenzbereichs und der Achsenauflösung vornehmen. Während des Messvorgangs erlaubt ARTA nach Angaben Mateljans (2015, S.59) die Veränderung der Parameter Mittelung, ‚Sampling Rate‘, Anregungssignal und ‚FFT-Size‘ mittels der ‚Control bar‘. Dasselbe gilt für die Darstellungseinstellungen.

Die Overlayfunktion, die bereits bezüglich des ‚Real Time Analyzer‘ beschrieben wurde, ist auch in den

FR-Modi anwendbar. Über die Möglichkeit der Darstellung von bereits gemessenen und gespeicherten Frequenzgängen hinaus kann hier allerdings auch mit Zielfunktionen gearbeitet werden. „Targets – oder auch Zielfunktionen – sind in vielen Situationen des Messalltags hilfreich, z. B. bei der Entwicklung von Frequenzweichen, der Erklärung von Schallwandeffekten oder der Bestätigung von Simulationen durch Messungen“ (Weber, 2013, S.126). Über ‚Generate target response‘ können von ARTA voreingestellte Standardfilterfunktionen erreicht werden. „Über die Wahl von ‚Filter type‘ (High-, Low-, Band-Pass), der Filterart (Butterworth, Bessel, Linkwitz) inklusive der Filterordnung und der Übergangsfrequenzen (Crossover Frequencies) wird die Target-Funktion bestimmt“ (Weber, 2013, S.126). Diese ist abgesehen vom Frequenzgang auch auf den Phasenverlauf anwendbar. Des Weiteren können auch beliebige Funktionsverläufe geladen werden. Die Formate .TXT, .FRD und .ZMA werden dabei von ARTA akzeptiert.

Nach einer Messung ist es nach Aussage Mateljans (2015, S.63) durch einen Mausklick auf das IMP-Symbol der Impulsantwortmessung möglich, direkt aus dem FR-Modus heraus die Impulsantwort errechnen zu lassen. Die Daten der Impulsantworten können im ARTA-eigenen Format .PIR abgespeichert werden. Darüber hinaus ist ein Export der Daten in eines von fünf gängige Formate, wie z. B. .WAV, machbar.

#### 4.3.4 Impulsantwort und Signal Recording

Müller (2008) schreibt in seiner Arbeit:

Die Impulsantwort beschreibt die zeitliche Reaktion eines Übertragungssystems auf einen sehr kurzen (im mathematisch exakten Sinne unendlich kurzen) Impuls am Eingang. Wenn sich das untersuchte System linear und zeitinvariant verhält, lassen sich aus der am Ausgang abgegriffenen Impulsantwort sämtliche Übertragungseigenschaften gewinnen.

(S.1094)

Nach Mateljan (2015, S.70) ist das Prinzip der Impulsantwortmessung dasselbe, wie bei dem zuvor beschriebenen ‚Fourier Analyzer‘ Verfahren. Die Resultate können allerdings nur im Nachhinein betrachtet werden. Das Fenster IMP der Impulsantwortmessung ist direkt nach dem Starten der Software geöffnet. Über ‚Record‘ und ‚Impulse response/ Time record‘ stehen dem Anwender zur Messung die Anregungssignale periodisches Rauschen, Sinus Sweep, MLS und die Möglichkeit der Speisung eines externen Signals zur Verfügung. Bezüglich der optimalen Signalwahl in der Praxis ist eine kurze Beschreibung der Anwendungsmöglichkeiten sinnvoll: „In einer Umgebung mit hohem Geräuschpegel

gibt periodisches Rauschen (PN) die besten Ergebnisse. Mittelung verbessert immer das S/N-Verhältnis. Es reduziert den Einfluss von zufälligem und stationärem Rauschen und nichtlineare Verzerrungen“ (Weber, 2013, S.60). Sinus Sweeps sind laut Mateljan (2015, S.71) in ARTA sowohl mit einem linearen als auch mit einem logarithmischen Zeitverlauf anwendbar. Der Crest-Faktor<sup>8</sup> liegt in beiden Fällen bei 3 dB. Diese Eigenschaft ermöglicht einen hohen Signal-Rausch-Abstand. „In geräuscharmer Umgebung macht der hohe Crest-Faktor den Sinus Sweep ideal für High-Power-Lautsprecher-Tests. Bei der Verwendung von Sinus Sweeps bringt die Mittelung nicht immer eine Verbesserung des S/N-Verhältnisses. Hier ist es besser, die Dauer des Sweeps zu erhöhen“ (Weber, 2013, S.60). Maximalfolgen (Maximum Length Sequences, MLS) sind nach Müller (2008, S.1103) ein sogenanntes Pseudo-Rauschsignal. Sie nehmen binäre Werte in einer pseudozufälligen Reihenfolge an und lassen sich über die Hadamard-Transformation berechnen, welche schneller arbeitet als die FFT (Mateljan, 2015, S.75). Der Vorteil der MLS liegt darüber hinaus auch im geringen Crest-Faktor, der bei einem Wert zwischen 6 und 9 dB liegt. Allerdings kann die Verwendung von Maximalfolgen als Anregungssignal bei einer Nichtlinearität des Systems zu starken Verzerrungen führen. Mateljan (2015, S.76) besagt, dass nur die Einkanalmessung und allenfalls eine Semi-Zweikanalmessung in Verbindung mit dem MLS-Signal erlaubt ist. Als externes Signal wird nach Aussage Mateljans (2015, S.76) häufig ein platzender Ballon oder eine Pistole als Anregungssignal zur Impulsantwortmessung in ARTA eingebunden. Abgesehen davon kann die externe Speisung auch als Trigger für ‚Signal recording‘ verwendet werden. Zur nachträglichen Analyse eines Spektrums ist es oft nützlich ein Signal aufzunehmen. Jegliches beliebige Signal ist über ‚External excitation‘ als Eingangssignal zur Aufnahme einsetzbar. „Ab Version 1.6.2 enthält ARTA einen zusätzlichen Signalgenerator, mit dem kontinuierliche Signale (Sinus, Rechteck, Multisine etc.), Pulse (z.B. Dirac) und Sinus Burst verschiedener Art erzeugt werden können“ (Weber, 2013, S.63).

Zur grundlegenden Bearbeitung der Impulsantwort sind laut Mateljan (2015, S.80) unter ‚Edit‘ mehrere simple Werkzeuge zu finden. Mit Hilfe von ‚Invert‘ lässt sich die Phase der Impulsantwort drehen, über ‚Truncate to‘ und vorhergehendem Setzen von Cursor und Marker ist das Ausschneiden des markierten Bereichs möglich. ‚Rotate at cursor‘ dient dem Abschneiden der Impulsantwort vor dem Cursor und mit ‚Scale‘ kann der Nutzer die Impulsantwort mittels willkürlicher mathematischer Operationen skalieren. Dies wird in der Arbeit von Weber (2013, S.113) beispielsweise zur Korrektur des Nahfeldfrequenzganges eines Lautsprechers auf den Messabstand des Fernfeldes genutzt. „Ab der Version 1.6.2 bietet ARTA eine Downsampling-Funktion an. Hiermit können PIR-Dateien beliebiger Auflösung auf niedrigere Samplingraten – zwecks Analyse von tieffrequenten Raummoden – reduziert werden“ (Weber, 2013, S.154). Da im Bereich der Bauakustik und auch bei der Gestaltung der Raumakustik häufig Messungen in sogenannten Modellräumen durchgeführt werden, bietet ARTA mit ‚Scale acoustic model response‘ hierfür eine Möglichkeit der Skalierung bzw. Umwandlung des Messergebnisses auf den realen Raum (Mateljan, 2015, S.81).

#### 4.3.5 Analysemöglichkeiten basierend auf der Impulsantwort

Mateljan (2015, S.82) erwähnt in seiner Arbeit, dass in vielen Fällen nur ein Teil der Impulsantwort ausgewertet werden muss. Hierzu kann die Impulsantwort gefenstert (gated) werden. Das heißt, dass es durch Setzen von Cursor und Marker möglich ist, den gewünschten Bereich zu kennzeichnen, welcher in die Berechnung einfließen soll. Ist der Marker nicht gesetzt, verwendet ARTA als Endpunkt die eingestellte FFT-Länge, beginnend an der Cursorposition. Bei der Analyse von Lautsprechern ist es z. B. notwendig ein Gate zu setzen, das die Raumeinflüsse ausblendet. Da dieses, je nach Messraumbedingungen, recht kurz ausfallen kann ist es nur möglich den Bereich der höheren Frequenzen auszuwerten. ARTA bietet daher, speziell für diesen Fall, die Möglichkeit ein zweites Gate zu setzen, um die tieffrequenten Anteile besser beurteilen zu können (Mateljan, 2015, S.83).

Es gibt drei Varianten den gefensterten Frequenzgang zu erhalten. Über ‚Single-gated smoothed frequency response‘ wird der Frequenzgang des ausgewählten Bereichs mittels der DFT berechnet und dargestellt. Der Frequenzgang ist dabei geglättet. Falls ein zweites Gate gesetzt wurde ist im ‚Dual-gated smoothed frequency response‘ Modus die Kombination der Frequenzgänge der beiden Fensterungen in ebenso geglätteter Form sichtbar gemacht. ARTA bietet eine Glättungsbreite von 1 Oktave bis 1/24 Oktave an. Unter ‚DFT frequency response‘ ist die ungeglättete Darstellung möglich.

Neben der Amplitude kann auch die Phase, die Minimalphase, ‚Phase Intercept Distortion‘ und die Gruppenlaufzeit (Group Delay) des Signals angezeigt werden (Mateljan, 2015, S.88). Nach Aussagen Weinzierls (2008, S.17) ist die Gruppenlaufzeit die Verzögerung der Umhüllenden des Signals, in welcher das Audiosignal kodiert ist. Die Minimalphase zeigt die geringstmögliche Verzögerung eines Systems bei einem gegebenen Amplitudengang. Sie wird in ARTA mittels der Hilberttransformation aus dem Frequenzgang errechnet (Mateljan, 2015, S.88). „Im Idealfall sollte sich die durch richtiges Pre Delay bereinigte Phase und die Minimalphase nicht unterscheiden“ (Weber, 2013, S.71). Das Pre Delay ist zu setzen, um die Laufzeit des Schalls von der Quelle zum Empfänger zu korrigieren. Über Setzen des Cursors, eines Pre Delay oder das Menü ‚Delay for Phase Estimation‘ kann der Anwender die Korrektur vornehmen. Diese Laufphase (Excess Phase), welche die Differenz der realen Phase und der Minimalphase darstellt, kann ebenfalls im Diagramm gezeigt werden. Dies ist beispielhaft in Abbildung 11 zu sehen.



Abbildung 11. Minimalphase, reale Phase, Laufphase.

Im 'Smoothed frequency response' Fenster kann auch mit diversen Overlayoptionen und Zielfunktionen gearbeitet werden. Mit Hilfe der Editingfunktionen ist es unter anderem möglich zwei Frequenzgänge zu kombinieren. Dies wird zum Beispiel genutzt, um aus einer Nah- und einer Fernfeldmessung einen Freifeldfrequenzgang zu erreichen. Auf diesen Fall wird später näher eingegangen.

Ein weiteres Werkzeug ist 'LF Box Diffraction'. Hier lassen sich die Gehäusemaße und die Gehäuseform des gemessenen Lautsprechers angeben. Nach Mateljan (2015, S.92) werden diese Werte dazu genutzt, um den Frequenzgang einer Nahfeldmessung so zu korrigieren, dass es einem Frequenzgang unter Freifeldbedingungen entspricht. Die Veränderung ist hauptsächlich im Bereich tiefer Frequenzen zu sehen. Im Schaubild sind nach der Anwendung zum direkten Vergleich beide Kurven dargestellt.

Unter Anwendung des logarithmischen Sinustons als Anregungssignal und einigen weiteren Einstellungen, die Mateljan auf Seite 93 beschreibt, ist es möglich mit einer einzigen Impulsantwortmessung den Frequenzgang und die harmonischen Verzerrungen zu ermitteln. Im 'Frequency Response and distortion' Fenster werden anschließend der Frequenzgang und die Harmonischen 2, 3 und 4 in einem Schaubild angezeigt. Über den 'STEP'-Button wird die Sprungantwort, die das zeitliche Integral der Impulsantwort ist, errechnet. Aus ihr lässt sich das Verhalten eines Systems im tieffrequenten Bereich gut ablesen. Des Weiteren ist sie nach Aussage Mateljans (2015, S.96) hilfreich beim Thema Laufzeitkorrektur von mehreren Chassis in einem Gehäuse.

Über 'Analysis' und 'ETC' erhält der Anwender das Schaubild der 'Energy Time Curve'. „Dabei handelt es sich um die Einhüllende der Impulsantwort, die aus dem Betrag der analytischen Funktion gebildet wird“ (Müller, 2008, S.1103). Diese wird in ARTA nach Aussagen Mateljans (2015, S.99) auch als 'Impulse Response Envelope' bezeichnet. Sie bildet den Pegel über der Zeit ab und eignet sich daher hervorragend zur Erkennung von Raumreflexionen. Darüber hinaus dient sie zur Ermittlung der Nachhallzeit.

Das ‚Cumulative Spectral Decay‘ errechnet, mittels einer FFT- Analyse und einer Rechteckfensterung, den spektralen Zerfall über der Zeit aus der gemessenen Impulsantwort und stellt diesen in einem Diagramm dar. Es wird laut Mateljan (2015, S.100) hauptsächlich zur Aufdeckung von Lautsprecherresonanzen bei der Analyse der Impulsantwort von Lautsprechern verwendet. Bei der Nutzung von CSD sollte bedacht werden, dass aufgrund der konstanten Bandbreite der DFT eine weitaus höhere Auflösung im Bereich hoher Frequenzen im Gegensatz zu tiefen Frequenzen gegeben ist. Außerdem ist durch die linear dargestellte Zeitachse ein Vergleich vom Verhalten tieffrequenter und hochfrequenter Resonanzen nicht machbar. Das rührt daher, dass Resonanzen gleicher Güte im tieffrequenten Bereich einen weit längeren Zeitraum für den Energiezerfall benötigen. Alternativ zur CSD kann der Zerfall über der Zeit auch mit ‚Short-Time Fourier Transform‘ (STF) ermittelt werden. Hierbei wird statt einer Rechteckfensterung das Hanningfenster verwendet. STF kommt zumeist bei der Messung eines aufgenommenen veränderlichen Signals wie z. B. Sprache oder Musik zum Einsatz (Mateljan,2015, S.105). Das Spektrum kann, wie in Anhang A dargestellt, entweder als Wasserfalldiagramm oder als Sonogramm ausgegeben werden.

ARTA bietet nach Mateljan (2015, S.107) auch die Möglichkeit unter Einsatz eines sinusförmigen Burstsignals den ‚Burst Decay‘ aus der Impulsantwort zu ermitteln. Dieser wird ebenso zur Erkennung von Resonanzen genutzt, mit dem Unterschied, dass der ‚Burst Decay‘ nicht den Zerfall über der Zeit darstellt, sondern über die Schwingungsanzahl. Im Vergleich zum CSD wird aufgrund der anderen Skalierung eine Resonanz gleicher Güte in jeglichem Frequenzbereich gleich dargestellt. Mateljan (2015, S.110) bezeichnet diese Eigenschaft des ‚Burst Decay‘ als sehr nützlich in Bezug auf die akustische Beurteilung von Resonanzen gleicher Güte. Dieser Vergleich ist in Abbildung 12 gezeigt.

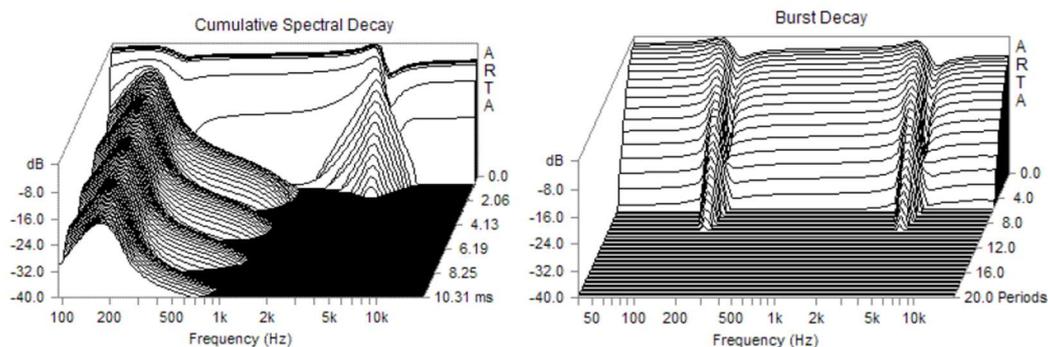


Abbildung 12. Vergleich CSD und Burst Decay.

#### 4.3.6 Bestimmung raumakustischer Kriterien

ARTA berechnet die ‚Energy decay curve‘ (Energie-Zerfallskurve). Bei dieser, in Abbildung 13 schwarz dargestellten Kurve, wird laut Mateljan (2015, S.114) die gegebene Energie der quadrierten Impulsantwort gemäß Schröder von hinten aufintegriert. Die darunterliegende Kurve im Diagramm ist die ‚Energy

Time Curve<sup>\*</sup> (ETC).

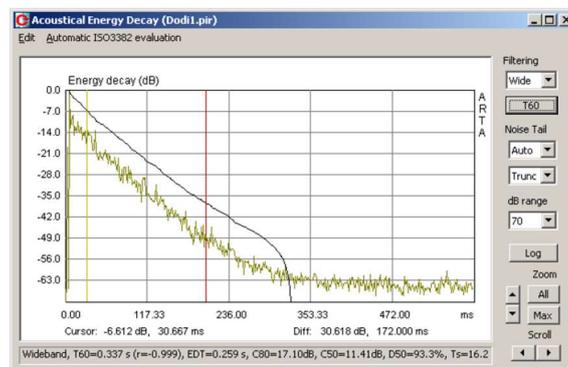


Abbildung 13. Energie-Zerfallskurve und ETC.

Mit den, in Abbildung 13 auf der rechten Seite erkennbaren Bedienelementen, kann der Anwender die Auswertung seiner Messergebnisse starten, wobei mit ‚Filtering‘ einzelne Oktavbänder oder der komplette Frequenzbereich ausgewertet wird. Der Bereich ‚Noise Tail‘ dient der Rauschreduzierung und bietet laut Mateljan (2015, S.120) drei verschiedene Möglichkeiten: Mit der ‚Truncation‘-Methode wird der Teil des Schwanzes der Impulsantwort welcher in der Nähe oder unter dem Rauschpegel liegt nicht in der Berechnung berücksichtigt. Hierbei definiert ARTA einen Kappungspunkt an einer Stelle, an der das Signal und Rauschlevel ca. 5 dB über dem mittleren Rauschlevel am Schwanz der Impulsantwort liegt. Die ‚Truncation and Compensation‘ Methode erweitert die ‚Truncation‘-Methode um eine Konstante C in der Rückwärtsintegration. Dieses Verfahren kann sehr akkurat sein, sofern die Zerfallskurve einer exponentiellen Zerfallsform folgt. Die Subtraktionsmethode subtrahiert den mittleren Rauschpegel N von der quadrierten Impulsantwort  $h^2$  in der Rückwärtsintegration von Schröder. ‚Truncation‘ und ‚Truncation and Compensation‘ werden von der Norm empfohlen. Laut Weber (2013) gilt für den Anwender:

Hier ist ein wenig Probieren angesagt. Ziel ist, die Kurve durch Wahl der %-Zahl und der Methode möglichst gut dem abfallenden Ast anzupassen. Die Qualität dieser Anpassung wird als Korrelationskoeffizient r nach dem nächsten Arbeitsschritt direkt unter der Grafik angezeigt. Ein Korrelationskoeffizient von  $r = 1$  wäre optimal.

(S.93)

Durch Setzen von Cursor (gelb) und Marker (rot) wird der Auswertungsbereich ausgewählt. Nach Angaben Mateljans (2015, S.122) empfiehlt die Norm ISO 3382 zur Erlangung der Nachhallzeit das Setzen des Cursors im Bereich von ca. -5 dB und den Marker nach einem weiteren Abfall von mindestens 10 dB. Über den Button ‚T60‘ wird dann die Berechnung der Parameter gestartet, mit ‚Log‘ wird laut Weber

(2013, S.93) der Bericht der kalkulierten Parameter ausgegeben. Die Nachhallzeit, die nach der Position von Cursor und Marker berechnet wird, wird als ‚T60 User‘ bezeichnet. Unabhängig von der Positionierung nennt ARTA immer T20 und T30 sowie die EDT und die Bass Ratio (BR). Auch die Klarheitsmaße C50 und C80 sowie das Deutlichkeitsmaß D50, die Schwerpunktzeit TS und das Stärkemaß G werden dem Nutzer ausgegeben. Der Standard DIN 3382 schreibt vor, die Energieabfallneigung mittels der linearen Regression zu ermitteln. Daher gibt ARTA zusätzlich auch den linearen Regressionskorrelationskoeffizienten an (Mateljan, 2015, S.114). Dieser hat einen Wert zwischen 0 und -1. Des Weiteren verlangt der Standard, die Energie-Zerfallskurve entweder in Oktavbändern zwischen 125 Hz und 4 kHz oder in Terzbändern zwischen 100 Hz und 5 kHz zu messen. ARTA bietet eine erweiterte Messung im Frequenzbereich von 63 Hz bis 8 kHz an.

Durch die Anwahl der Funktion ‚Automatic ISO 3382 evaluation‘ errechnet ARTA sofort alle Parameter und gibt die Daten wahlweise in Oktav- oder Terzbändern aus. Alternativ zur Auflistung in einer Tabelle kann, wie in Anhang B, auch eine grafische Darstellung angezeigt werden. Bei dieser schnellen und automatischen Berechnung der Daten verzichtet ARTA allerdings auf die Ausgabe der Nachhallzeit T60. Sowohl im deutschen (Weber, 2013, S.90) wie auch im englischen Handbuch (Mateljan, 2015, S.114) sind die Randbedingungen, welche die Norm ISO 3382 zur Messung der Nachhallzeit voraussetzt beschrieben. Für den Erhalt korrekter Ergebnisse sollten diese unbedingt beachtet werden.

Über den Reiter ‚Analysis‘ und die Anwahl von ‚Measurement of Spatial Acoustical Parameters‘ öffnet ARTA das Fenster zur Messung der beiden Parameter IACC (Interaural Cross-Correlation, zu Deutsch: Interauraler Kreuzkorrelationskoeffizient) und LF (Lateral Fraction, Seitenschallgrad). Beide liefern Daten zur Beurteilung des Raumklangs bzw. des subjektiven Raumeindrucks. Zur Erfassung des Seitenschallgrades sollten Messungen mit einem Kugelmikrofon und einem Mikrofon mit Achtcharakteristik durchgeführt werden. Für den IACC ist ein Kunstkopf mit zwei identischen Mikrofonen notwendig. Mateljan (2015) geht auf den Seiten 123 und 124 des Originalhandbuches auf die Erklärung der Parameter und die genauen Vorgaben zu deren Messung ein.

#### 4.3.7 Sprachverständlichkeit

ARTA ermittelt, wie unter 4.3.6 beschrieben, bereits im Zuge der Nachhallzeitberechnung die für die Sprachverständlichkeit in Räumen wichtigen Kriterien C50, D50 und TS. „Eine weitere Größe zur Kennzeichnung der Sprachverständlichkeit ist der Sprachübertragungsindex (Speech Transmission Index) STI oder dessen Vereinfachung (Rapid Speech Transmission Index) RASTI. Diese Größen . . . sind aus der Veränderung der Modulationsfunktion mit einer speziellen Messeinrichtung zuverlässig bestimmbar“ (Fasold, Veres, 2003, S.151). Die Modulationsübertragungsfunktion wird in ARTA aus der

Impulsantwort gewonnen und kann laut Mateljan (2015, S.128) für die Oktavbänder von 125 Hz bis 8 kHz in einem separaten Fenster grafisch dargestellt werden. Die Daten werden, wie in Anhang C zu sehen ist, im Fenster ‚Speech Transmission Index‘ in Tabellenform ausgegeben und nach den Vorgaben der Norm IEC 60268-16 unter ‚Rating‘ direkt bewertet. Zusätzlich wird das, laut Aussage Mateljans (2015, S.131) in der Bauakustik verwendete Kriterium Artikulationsverlust  $AI_{cons}$  errechnet.

Zur Bestimmung der Werte sollte ein Lautsprecher, welcher ungefähr die Größe eines menschlichen Kopfes besitzt verwendet werden. Die Schallquelle ist mit dem ‚PN Speech Signal‘ mit einem Pegel von ca. 68 dBA zu speisen. Zur korrekten Aufnahme des Signals wird das Mikrofon in einem Meter Abstand vom Lautsprecher positioniert. Mateljan (2015, S.129) stellt auch hierzu eine exakte Schritt für Schritt Anleitung, gemäß aller zu beachtenden Vorgaben, dem Anwender zur Verfügung.

#### 4.3.8 Tools

Abgesehen von den bisher beschriebenen Messmöglichkeiten bietet ARTA über den Reiter ‚Tools‘ noch weitere nützliche Werkzeuge an.

Für die Erstellung einer grafischen Darstellung der Richtcharakteristik eines gemessenen Lautsprechers stehen, laut Mateljan (2015, S.133) neben der klassischen Variante des Polardiagramms, auch das Sonogramm, das Konturdiagramm und das Wasserfalldiagramm zur Wahl. Das Wasserfalldiagramm ist ein dreidimensionales Schaubild, welches eine Anzahl von gemessenen Frequenzgängen darstellt. Diese sollten bei konstantem Abstand zur Schallquelle aus verschiedenen Richtungen bzw. Winkeln erfasst werden. Optional lassen sich die Messungen auch noch mit dem Messergebnis der 0°-Achse normalisieren. Das Konturdiagramm ist im Vergleich dazu eine zweidimensionale Darstellung, die in verschiedenen Varianten ausgegeben werden kann. Wenn die Konturdarstellung im Diagramm unerwünscht ist steht das Sonogramm zur Verfügung. Der Vorteil der genannten Darstellungsmöglichkeiten gegenüber dem Polardiagramm liegt darin, dass der komplette Frequenzbereich in einem Schaubild zu sehen ist. Beim Polardiagramm können durch die Nutzung von ‚Overlay‘ nur einige einzelne Frequenzen untergebracht werden. Alternativ zur 360° Variante ist das Polardiagramm auch nur zur Hälfte darstellbar.

In ARTA werden diese Grafiken aus den Impulsantwortdateien erstellt (Mateljan, 2015, S.137). Diese müssen alle im selben Verzeichnis und unter der bestimmten Benennungsvorgabe <name-prefix>\_deg [+/-]<num>.pir abgespeichert sein, damit ARTA das Diagramm korrekt erstellt. Im Fenster ‚Directivity pattern‘ müssen die Files anschließend geladen werden. Dort stehen auch weitere Einstellmöglichkeiten wie z. B. Diagramme, Farben, Datenspeicherung etc. zur Wahl. Der ‚Overlaymanager‘ für die Erstellung von Polardiagrammen, ist an dieser Stelle ebenso zu finden. In Anhang D sind die Grafikvarianten dargestellt.

In den ‚Tools‘ befinden sich allerdings auch noch verschiedene Messgeräte. „Ab der Version 1.4 ist in ARTA ein virtueller Schallpegelmessgerät integriert, auf Neudeutsch auch Sound Pressure Level Meter oder SPL Meter genannt“ (Weber, 2013, S.147). Gemäß Fasold und Veres (2003, S.51) treten übliche Geräusche nicht kontinuierlich, sondern vielfach impulsiv oder zeitlich schwankend auf. Diese Zeiteinflüsse spielen bei der Betrachtung des Lautstärkeindrucks eine Rolle. Daher werden im ‚SPL-Meter‘ verschiedene Pegelwerte gemessen. Der äquivalente Dauerschallpegel  $L_{eq}$  ist als RMS-Pegel definiert und dient der energetischen Mittelung von Langzeitschwankungen. Der Wert kann in ARTA A oder C gewichtet werden. Der Pegel L, dessen Angabe durch die eingestellten Werte der Gewichtung und der Integrationszeit z. B. zu LAZ oder LCI ergänzt wird, dient laut Fasold und Veres (2003, S.52) dazu Kurzeinwirkungen, wie Impulse oder Reflexionen korrekt zu bewerten. Die Ausgabe dessen kann A oder C gewichtet sein. Die Integrationszeiten, sprich die Zeiten die gemessen und bewertet werden, betragen nach Mateljan (2015, S.144) für Impulse 35 ms, für Fast 125 ms und für Slow 1000 ms. Zusätzlich wird der Spitzenpegel  $L_{peak}$  berechnet. Dieser misst einmal in der Sekunde den aktuellen Wert und ist automatisch C gewichtet. Im ‚SPL meter‘ Fenster, siehe Abbildung 14, sind alle Einstellungen zu machen und die Pegel werden inklusive einer grafischen Darstellung angezeigt. Über ‚Data logging time‘ lässt sich ein Zeitraum für die Messung bestimmen. Es lassen sich maximal 240 Stunden 59 Minuten und 59 Sekunden am Stück aufzeichnen. Allerdings empfiehlt Mateljan (2015, S.147) bei einem zu geringen Speicherplatz auf dem PC eine Aufzeichnungszeit unter 24 Stunden. Unter ‚File‘ und ‚SPL statistics and user info‘ ist der Messbericht zu finden. In diesem sind alle Ergebnisse gelistet. Der Ln-Wert zeigt prozentual an, in wieviel Zeit der Gesamtmessdauer welche Pegel überschritten wurden. Bei der Angabe von  $L_1 = 57,6$  dB und  $L_{99} = 27,8$  dB würde es bedeuten, dass in einem Prozent der Zeit, der Pegel von 57,6 dB erreicht wurde, in 99 Prozent der Zeit der Wert von 27,8 dB. Der Messbericht lässt sich in die Windows Zwischenablage kopieren und unter anderem im Excel formatierten Dateiformat .CSV exportieren.

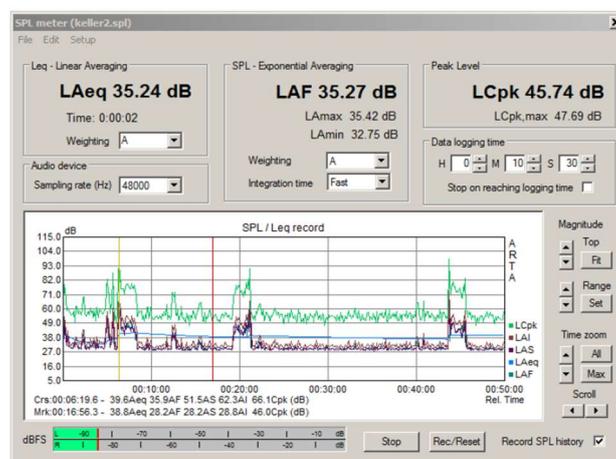


Abbildung 14. SPL-Meter Fenster.

Neben dem ‚SPL-Meter‘ ist unter ‚Octave band SPL meter and noise rating‘ auch ein Oktavband-SPL Meter mit Echtzeitauswertung zu finden (Mateljan, 2015, S.149). Die Frequenzen des Signals werden gleichzeitig in Bandpässe eingeteilt und gefiltert. Da die zu verwendenden Filter nach dem Standard IEC 1260 definiert sind, verwendet ARTA Bandpassfilter die der Klasse 1 dieses Standards entsprechen. Es ist darauf zu achten, dass ein hochwertiges Mikrofon zur Messung eingesetzt wird, weil die Korrektur des Frequenzgangs durch die Kompensationsdatei hier nicht möglich ist. Geeignete Messmikrofone werden im IEC Standard klassifiziert. Wie in Abbildung 15 auf der rechten Seite erkennbar ist, kann der Frequenzgang des Schalldruckpegels gewichtet werden. Des Weiteren ist die Zeitgewichtung veränderbar. Im Bereich ‚noise rating‘ stehen optional die Lärmbewertungstypen NR, NC, PNC, RC und NCB zur Wahl. Diese Standards dienen der Bewertung von Hintergrundgeräuschen und Lärm in Gebäuden (Mateljan, 2015, S.152). Um diese richtig nutzen und den Lärm somit mit einer einzelnen Zahl ausdrücken zu können, sollten mehrere Frequenzbewertungskurven vorliegen. Außerdem sind diverse Regeln zu beachten.

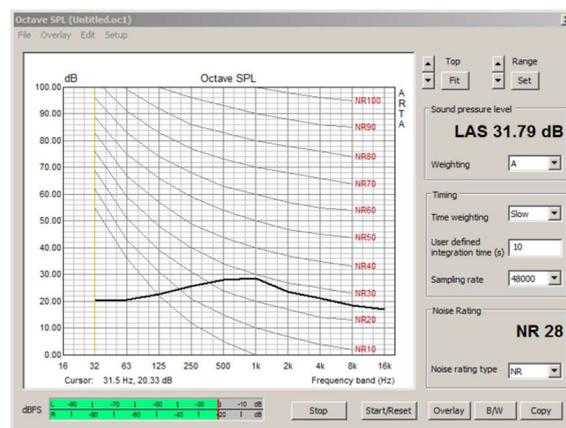


Abbildung 15. Oktavband SPL-Meter.

Nach Aussage Mateljans (2015, S.156) werden Terzband SPL-Meter häufig zur Frequenzbewertung eingesetzt, da deren Auflösung der des menschlichen Ohrs sehr nahekommt. ARTA bietet daher unter ‚Third octave band SPL and loudness meter‘ einen Terzband SPL-Meter an. Die Filter unterliegen, wie auch beim Oktavband SPL-Meter, dem Standard IEC 1260 und ARTA verwendet hier ebenso Filter der Klasse 1 des Standards. Im Bereich ‚Loudness‘ wird, zur korrekten Beurteilung, der aktuelle Wert der Lautheit<sup>9</sup> N (in Sone) und der dazugehörige Lautstärkepegel<sup>10</sup> LN (in Phon) angezeigt. Falls sich das Messmikrofon im Diffusfeld befindet, sollte auch ‚Diffuse field‘ angewählt sein, mit ‚Show Specific Loudness‘ wird das Diagramm vom SPL-Meter in die Lautheitsdarstellung umgeschaltet. Alle weiteren Funktionen entsprechen denen der anderen virtuellen Messgeräte.

Bei der Analyse von zeitlich inkonstanten Signalen ist es von Vorteil den Zeitablauf bezüglich dem Schalldruckpegel in Terzbändern und der Lautheitsmessung aufzuzeichnen (Mateljan, 2015, S.160). Deswegen ermöglicht ARTA unter ‚Third Octave SPL and Loudness Time Recorder‘ diese Zeitaufzeichnung. Dem Anwender bleibt überlassen, wie viele Messschritte durchgeführt werden sollen und in welchen Zeitabständen das Signal abzugreifen ist. Neben den vorgegebenen Integrationszeiten Impulse, Slow und Fast ist diese in diesem Fall auch selbst definierbar. Die Lautheit N, der Lautstärkepegel LN und der breitbandige Schalldruckpegel des letzten Messschritts werden angezeigt. Die grafische Darstellung zeigt entweder den Schalldruckpegel oder alternativ die Lautheitsmessung.

In vielen Anwendungen ist es sehr nützlich die RMS-, Spitzen- und Terzbandpegel im linken und rechten Eingangskanal des Systems zu betrachten (Mateljan, 2015, S.162). Der Zweikanalpegelmesser ‚Level Meter and Third Octave Analyzer‘ hat diese Funktion. Die Terzbandanalyse wird auch hier mit Filtern der Klasse 1 des IEC Standards durchgeführt. Aufgrund der hohen benötigten Prozessorleistung ist die Messung allerdings nur mit einer maximalen Abtastrate von 48 kHz zu leisten. Auch im Zweikanalpegelmesser ist es möglich die Gewichtung der Pegel und die Integrationszeit zu verändern.

#### 4.4 STEPS

„STEPS ist ein Programm zur Messung von Übertragungsfunktionen und Verzerrungen an Lautsprechern sowie Audioequipment. Darüber hinaus bietet STEPS spezialisierte Messverfahren wie die Messung der maximalen linearen Auslenkung gemäß IEC 62458 und der THD begrenzten Maximalpegelmessung“ (Weber, 2013, STEPS, S.4).

Bezüglich der Benutzeroberfläche und den grundsätzlichen Funktionen unterscheidet sich die Software kaum vom Schwesterprogramm ARTA. Daher werden hier nur die STEPS-spezifischen Funktionen und Bedienelemente beschrieben.

Grundsätzlich wird in STEPS mit dem ‚Stepped Sine‘, also dem gestuften Sinus als Anregungssignal gearbeitet. Hierbei sind die Start- und die Endfrequenz genauso vom User veränderbar wie die Anzahl der Schritte bzw. die Schrittgröße. Im ‚Measurement Setup‘, Abbildung 16, können auf der linken Seite weitere Einstellungen vorgenommen werden.

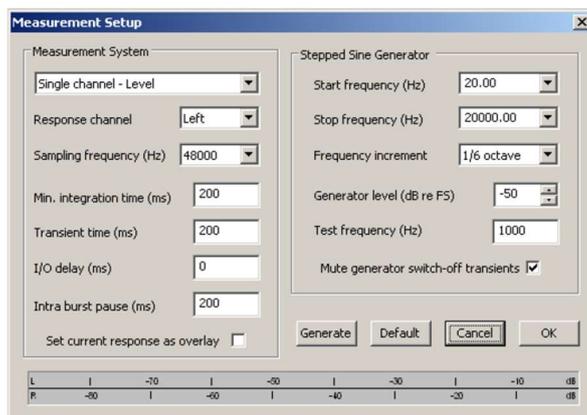


Abbildung 16. Messsetup in STEPS.

Auch in STEPS sind Ein- sowie Zweikanalmessungen durchführbar. Über ‚Response channel‘ lässt sich der gewünschte Eingangskanal auswählen. In Bezug auf den Parameter ‚Transient time (ms)‘ äußert sich Weber (2013, STEPS, S.8) in seiner Arbeit:

Die Messung des Sinussignals hat im eingeschwungenen Zustand zu erfolgen. Wann der eingeschwungene Zustand erreicht wird, hängt vom Resonanzverhalten des Systems ab bzw. akustisch vom Nachhall. Für Messungen im Raum sollte die „Transient Time“ mindestens 1/5 der Nachhallzeit betragen. Werte zwischen 100 ms und 200 ms sind für normale Räume üblich.

Aufgrund der stets vorhandenen Wegstrecke zwischen Schallquelle und Schallempfänger, ist dieser Zeitversatz, zum Erhalt eines korrekten Phasenverlaufs, zu berechnen und als ‚I/O delay (ms)‘ einzusetzen. Die Ermittlung der exakten Strecke ist dabei kaum realisierbar aber gemäß Weber (2013, STEPS, S.9) ist auch der Einsatz der folgenden Formel ausreichend:

$$I/O \text{ delay [ms]} = 1000 * \frac{\text{Messdistanz [m]}}{\text{Schallgeschwindigkeit} \left[ \frac{\text{m}}{\text{s}} \right]}; c = 344 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (11)$$

„STEPS ermittelt den Frequenzgang von dem Teil des Signals, der nach dem ‚I/O Delay‘ und der ‚Transient Time‘ beginnt, durch Integration des Sinussignals im Zeitbereich. Diese Zeit wird "Integration Time" genannt“ (Weber, 2013, STEPS, S.8). Die benötigte Zeit ist abhängig von der tiefsten zu messenden Frequenz. Liegt diese beispielsweise bei 20 Hz sollte die Integrationszeit bei 1/20 Hz, also 50 ms betragen. Durch die genutzte Fensterung entsteht eine spezielle Filterung des Signals, was zur Folge hat, dass mindestens fünf Zyklen (im Beispiel 250 ms) durchzuführen sind. Für die Klirrmessungen wird sogar die doppelte Integrationszeit verlangt. Da es notwendig ist, dass das System vor dem nächsten

Messvorgang komplett ausgeschwungen hat, wird mittels ‚Intra burst pause (ms)‘ eine entsprechende Pausenzeit angegeben. Hierbei kann man sich wieder an die Faustregel von 1/5 der Nachhallzeit des Messraums orientieren. Die ‚Mute Generator – Switch-off transients‘ Checkbox im Bereich der Anregungssignaleinstellungen ist standardgemäß ausgewählt. Diese Funktion eliminiert die bei der Messung am Ende eines jeden Signals auftretenden Klickgeräusche bei der Berechnung.

#### 4.4.1 Amplitudenfrequenzgang- und Verzerrungsmessungen

Die Frequenzgangmessungen mit STEPS laufen genauso ab wie mit ARTA. Der einzige Unterschied liegt im Anregungssignal und in der Dauer der Messung. Abhängig von der Wertewahl der oben beschriebenen Parameter kann eine Messung mehrere Minuten andauern. „Aus der Summe von ‚Integration time‘, ‚Transient time‘ und ‚Intra burst pause‘ multipliziert mit dem ‚Frequency Increment‘ sowie der Zahl der überstrichenen Oktaven ergibt sich in etwa die erforderliche Zeit“ (Weber, 2013, STEPS, S.9). Das Diagramm zeigt, je nach Wahl, entweder nur den Amplitudenfrequenzgang, die Phase, die Verzerrungen, eine Kombination aus Amplitude und Phase oder Amplitude und Verzerrungen. Bei der Einkanalmessung in STEPS wird nicht, wie in ARTA, ein Bezugspegel, sondern ein Absolutpegel ausgegeben. Das hat zur Folge, dass eine Veränderung der Ausgangsspannung des Leistungsverstärkers sich auf den Pegel des Frequenzgangs auswirkt. Im Zweikanalmodus wird dagegen ein Bezugspegel angezeigt (z. B. 20 uPa/ 2.83 V). Auf diesen wird jede Veränderung zurückgerechnet und somit nicht im Frequenzgang ablesbar.

STEPS eignet sich neben der Messung von Frequenzgängen auch für die Messung von Klirrfrequenzgängen. Das Programm bietet nach Aussage Webers (2013, STEPS, S.10) zwar Messmethoden an die vergleichsweise zeitlich etwas länger dauern aber dafür eine weitgehend geringe Störanfälligkeit aufweisen. Für anspruchsvolle Klirrmessungen müssen einige Bedingungen bezüglich des Equipments und der Messumgebung beachtet werden. Günstige Messmikrofone eignen sich z. B. nur sehr eingeschränkt bis überhaupt nicht für den Erhalt guter Ergebnisse. Da auch der Raum sehr große Einflüsse auf die Resultate haben kann sollte man die Messungen möglichst innerhalb des Hallradius oder im Nahfeld ausführen. „Klirrmessungen für Spezifikationen – so die Empfehlung der AES2 – sollten bei ca. 10% der Nennleistung des Lautsprechers durchgeführt werden“ (Weber, 2013, STEPS, S.11). Dies bedeutet, dass mit sehr hohen Pegeln im Nahfeld zu rechnen ist und daher einige günstige Messmikrofone schon an die Grenze ihres maximal zulässigen Schalldrucks geraten.

#### 4.4.2 Spannungs- oder leistungsbezogene Messung mit STEPS

Unter dem Menüpunkt ‚Record‘ befinden sich gemäß Weber (2013, STEPS) noch weitere Spezialfunktionen:

Mit der ‚Distortion vs Amplitude‘ Funktion können spannungs- oder leistungsbezogene Verzerrungen sowohl an elektrischen (z.B. Verstärker) als auch elektroakustischen Systemen (z.B. Lautsprecher) gemessen werden, wobei die leistungsbezogenen Werte auf den jeweiligen Bezugswiderstand umgerechnet werden ( $P = U^2/R$ ) müssen und handschriftlich der X-Achse zugefügt werden können.

(S.15)

Im ‚Distortion vs Amplitude‘ Menü können alle Einstellungen vorgenommen werden. Das ‚General distortion measurement‘ bietet verschiedene Auswertemodi wie z. B. THD, DIN IMD oder CCIF IMD. Unter ‚Excitation sine voltage range‘ ist die Frequenz, der Start- sowie der Endwert der Spannung ebenso zu wählen wie die Anzahl der Schritte und die Art und Weise dessen Verlaufs. „Unter dem Stoppwert wird die max. Ausgangsspannung in V angezeigt. Diese berechnet sich aus dem Verstärkungsfaktor des Leistungsverstärkers und einem Sicherheitsabstand zur Vollaussteuerung von 3 dB“ (Weber, 2013, STEPS, S.15).

Die zweite Spezialfunktion ‚Linearity Function‘ ermöglicht nach Weber (2013, STEPS, S.16) die Messung des Zusammenhangs zweier Größen. Die Einstelloptionen sind an sich dieselben wie bei der Distortion vs Amplitude- Messung. Der linke Kanal sowie der rechte Kanal können hier jeweils als Anregungs- oder Aufnahmekanal definiert werden. Ein Messbeispiel zeigt Abbildung 17. Hier wurde ein Linearitätstest einer Soundkarte bei 1 kHz durchgeführt. Das Diagramm lässt erkennen, dass die Eingangsspannung um den Faktor 2 verstärkt wird.

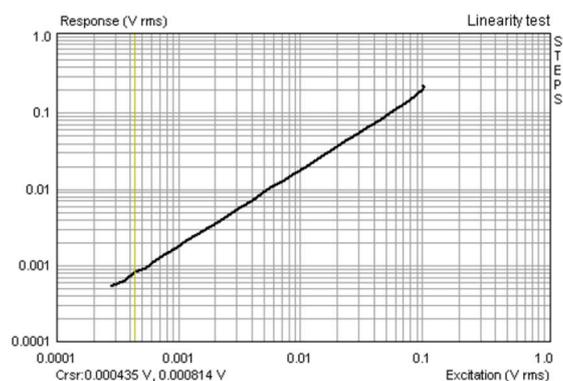


Abbildung 17. Linearitätstest einer Soundkarte bei 1 kHz.

#### 4.4.3 Messung der maximalen linearen Membranauslenkung

„Die maximale lineare Auslenkung eines Lautsprechers gibt Auskunft über den maximalen unverzerrten Pegel im auslenkungslimitierten Frequenzbereich“ (Weber, 2013, STEPS, S.18). Die Messung dieser, im Standard IEC PAS 62458 definierten linearen Auslenkung, lässt sich in STEPS mittels ‚Loudspeaker displacement/distortion‘ realisieren. Für die Messung ist der in Anhang E dargestellte Messaufbau zu verwenden, welchem auch zu entnehmen ist, dass zusätzliches Equipment in Form eines Distanzsensors (Laser) vorhanden sein sollte. Des Weiteren ist es auch notwendig eine spezielle Grundkalibrierung durchzuführen und den exakten Messablauf einzuhalten. Falls ein Distanzsensor vorhanden ist, ist es laut Weber (2008, S.6) wichtig dessen Empfindlichkeit einzutragen. Zum Schutz vor Beschädigungen durch Übersteuerung am Messequipment und am Lautsprecher ist der Parameter ‚THD break value (%)‘ gegeben, welcher den Messvorgang beim Erreichen des eingegebenen Verzerrungslimits abbricht. Unter ‚Sine frequencies‘ ist die, gemäß den Standardvorgaben, zur Messung festgelegte Resonanzfrequenz als Anregungssignal  $f_1$  zu nennen. Diese kann vorher mit der Schwestersoftware LIMP ermittelt werden (Weber, 2008, S.4). Durch Anklicken der darunterliegenden Checkbox wird die zweite Frequenz, die den 8,5-fachen Wert der Resonanzfrequenz besitzen muss, automatisch berechnet. Alle einzuhaltenen Vorgaben sowie die Durchführung der Kalibrierung und der Messung sind detailliert in der Application Note 7 von ARTA beschrieben.

#### 4.4.4 Messung des THD-begrenzten Maximalpegels

Weber (2013, STEPS) erwähnt in seiner Arbeit:

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Lautsprechern sind neben dem Frequenz- und Impedanzgang, der Richtcharakteristik und anderem mehr auch der erreichbare Maximalpegel von Nutzen . . . Die Berechnung des Maximalpegels aus der Empfindlichkeit und der Belastbarkeit von Lautsprechern weist in der Regel zu optimistische Werte aus. Viele Effekte, wie z.B. Kompression, Partialschwingungen und limitierte Auslenkbarkeit der Membranen werden dabei nicht berücksichtigt.

(S.20)

Daher bietet STEPS die Möglichkeit eine höhere Aussagekraft durch die Messung des THD-begrenzten Maximalpegels zu erhalten. Es wird hierbei mit Hilfe von Sinustönen in vorgegebenen Frequenzabständen der Schalldruck gemessen, welcher bei einem bestimmten Klirrfaktor erreichbar ist. Im ‚Distortion Limited Levels‘ Fenster kann über ‚Measure excite voltage‘ die Messung der Ausgangsspannung des Leistungsverstärkers aktiviert werden. Mit ‚THD limit (%)‘ ist auch für diese Messung ein sinnvolles

Abbruchkriterium wählbar. Mittels ‚Power reduction‘ ist es möglich eine Leistungsreduzierung zu veranlassen. Laut Weber (2013, STEPS, S.26) ist z. B. bei einer herstellereitigen Deklaration der maximalen Leistung  $P$  des Lautsprechers und einer maximalen Leistung  $P_{max}$  des Leistungsverstärkers eine Reduzierung im Verhältnis von  $P_{max}/P$  einzutragen.

In Abbildung 18 ist der Messaufbau dargestellt. „Für die Maximalpegelmessung ist die Ermittlung der Anregungsspannung am Ausgang des Leistungsverstärkers nicht unbedingt erforderlich (Right Input), sie bietet jedoch eine gute Kontrolle über den Anregungspegel während der Messung“ (Weber, 2013, STEPS, S.22).

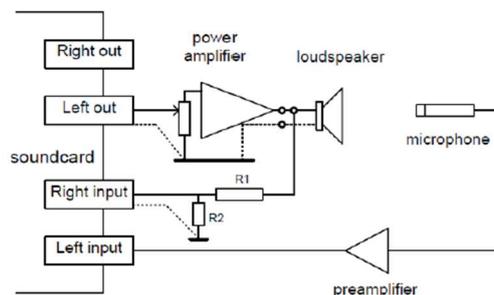


Abbildung 18. Messaufbau THD-limitierte Maximalpegelmessung.

Falls der Ausgang des Leistungsverstärkers abgegriffen wird, sollte zum Schutz der Soundkarte unbedingt ein passender Spannungsteiler berechnet und eingesetzt werden. Danach ist der erstellte Messaufbau kalibrierbar. Weber (2013; STEPS, S.25) bittet um Vorsicht bei der Messung des THD begrenzten Maximalpegels und gibt diverse Hinweise zur Umsetzung, die vor der ersten Durchführung beachtet werden sollten. Unter anderem wird ein Gehörschutz und ein Messmikrofon mit einem hohen Grenzschalldruckpegel empfohlen um Schäden, die bei dieser Messung häufig vorkommen, vorzubeugen.

#### 4.5 LIMP

„LIMP ist ein Programm zur Messung von komplexen Impedanzen an Bauteilen (LCR-Meter), Lautsprechern und Systemen sowie zur Ermittlung der sogenannten Thiele-Small-Parameter (TSP) von Lautsprecherchassis. Als Anregungssignal stehen ein Rauschsignal (Pink-PN) und ein gestufter Sinus (Stepped Sine) zur Verfügung“ (Weber, 2013, LIMP, S.4).

Auch bezüglich der Beschreibung der Software LIMP wird nur auf die programmspezifischen Funktionen und Eigenschaften eingegangen, da in LIMP dieselbe Grundstruktur wie in ARTA und STEPS zu finden ist.

Grundlegend sind nach Weber (2013, LIMP, S.11) vor der ersten Messung mit der Software

immer vier Schritte notwendig: Neben der Prüfung der Soundkartenerkennung sollte unter ‚Measurement‘ der Referenzkanal und vor allem der Wert des verwendeten Referenzwiderstands angegeben werden. Für die Anregungssignale stehen hier auch verschiedene Einstellungsmöglichkeiten zur Verfügung. Unter ‚Generator setup‘ ist zu prüfen, ob der Eingangskanal durch den Pegel des Ausgangskanals übersteuert. In diesem Fall ist an dieser Stelle der Ausgangspegel zwingend zu senken. Anschließend wird über das Menü ‚Calibrate Input Channels‘ die Soundkarte kalibriert.

Aufgrund dessen, dass jede Messleitung und jegliche Verbindung, wie Klemmen oder Bananenstecker, einen Widerstand besitzen wird von Weber (2013, LIMP, S.14) empfohlen möglichst kurze Kabel für die Messzwecke zu nutzen, um die Verfälschung der Resultate gering zu halten. Zusätzlich lässt sich über die Funktion ‚Cable Impedance Compensation‘ der Leitungswiderstand mittels eines Kurzschlusses der Messleitung ermitteln. Die Messergebnisse werden dann von LIMP anhand dessen automatisch korrigiert.

#### 4.5.1 Impedanzmessungen

Das Grundprinzip der Impedanzmessung in LIMP ist in Abbildung 19 dargestellt:

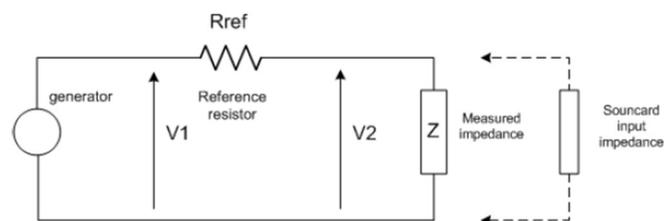


Abbildung 19. Prinzip der Impedanzmessung.

„Durch Messung der Spannung  $U_1$  (Line IN, rechter Kanal) über Referenzwiderstand  $R_{REF}$  und Lautsprecher sowie  $U_2$  (Line IN, linker Kanal) über dem Lautsprecher ergibt sich die Impedanz  $Z = R_{ref} \times U_2(f) \div (U_1(f) - U_2(f))$ “ (Weber, 2013, LIMP, S.7).

Es gibt zwei Messaufbaumöglichkeiten zur Messung der Impedanz: die einfachere Variante erfolgt über den Kopfhörerausgang der Soundkarte und die Alternative dazu ist eine Durchführung unter Verwendung eines zusätzlichen Leistungsverstärkers. In Anhang F sind beide Messaufbauten zu betrachten. Für die Messung über den Kopfhörerausgang sind lediglich ein Kabel und der bereits angesprochene Referenzwiderstand notwendig. Nach Angaben Webers (2013, LIMP, S.7) sollte der Widerstand, je nach Soundkarte, einen Wert zwischen 33 und 100 Ohm einnehmen. Da der Kopfhörerausgang in der Regel

nur wenig Strom zuführt kann die Impedanz auch über den erwähnten alternativen Weg mit einem Leistungsverstärker ermittelt werden. Hierbei ist unbedingt zu beachten, dass die Ausgangsspannung am Verstärker unter Umständen weit über der maximalen Eingangsspannung des Soundkarten-Eingangs liegt und diesen dadurch beschädigen kann. Es sollte daher ein passender Spannungsteiler ermittelt und vorgeschaltet werden, um die Spannung dementsprechend ausreichend abzusenken.

#### 4.5.2 Ermittlung der Thiele Small Parameter

Zur Ermittlung der, in Kapitel 6 näher beschriebenen, Thiele Small Parameter unterstützt LIMP zwei Messmethoden: die Volumenmethode, bei der das Lautsprecherchassis in ein Testgehäuse mit bekanntem Volumen verbaut ist, sowie die Massemethode, bei welcher die Membran mit einer zusätzlichen bekannten Masse beschwert wird (Weber, 2013, LIMP, S.16).

Um die Parameter berechnen zu können, müssen die Werte der effektiven Membranfläche bzw. des effektiven Membrandurchmessers des Chassis vorliegen. Unter Verwendung der herkömmlichen Thiele Small Methode zur Bestimmung der TSP sollte zusätzlich der Gleichstromwiderstand der Schwingspule bekannt sein. Im ‚Loudspeaker Parameters‘ Menü müssen diese Werte eingetragen werden. Nach Angaben Webers (2013, LIMP, S.20) bietet LIMP ab der Version 1.8 über die klassische Variante zur Ermittlung der TSP auch noch weitere Funktionalitäten an, mit denen sich die Resultate optimieren lassen. Mittels ‚Estimate TSP by LSE minimization‘ können die Parameter seither auch über die nichtlineare Methode der kleinsten Quadrate errechnet werden. Dieses Verfahren ist laut Mateljan (2015, LIMP, S.31) dann sinnvoll, wenn der Wert des Gleichstromwiderstands der Spule nicht bekannt ist. „Wird die Checkbox „Voice Coil Resistance  $R_E$ “ aktiviert, ermittelt LIMP aus dem gemessenen Impedanzverlauf den Gleichstromwiderstand  $R_E$  der Schwingspule. Dies ist besonders interessant, wenn kein Ohmmeter/Multimeter zur Verfügung steht“ (Weber, 2013, LIMP, S.20). Somit steht dem Anwender letztlich offen, welche Variante er zur Ermittlung nutzen will. Mit demselben mathematischen LSE-Verfahren bestimmt LIMP über die Anwahl von ‚Lossy Inductor Model‘ die Schwingspuleninduktivität. Hierfür stehen, wie in Anhang G dargestellt ist, verschiedene Modelle zur Wahl. „Interessant ist diese Ergänzung für diejenigen, die mit Ersatzschaltbildern in der Simulation operieren, da sich die Güte der Abbildung des Impedanzverlaufs über den gesamten Frequenzbereich deutlich verbessert“ (Weber, 2013, LIMP, S.21).

Zur Berechnung mittels der Volumenmethode sollte ein Gehäuse mit einem für das Chassis passenden Volumen herangezogen werden. Bevor allerdings eine Messung mit dem Gehäuse stattfindet wird das Chassis nach Aussagen Webers (2013, LIMP, S.23) unter Freiluft-Bedingungen gemessen und das Ergebnis im Schaubild als ‚Overlay‘ gespeichert. Anschließend wird die Testgehäusemessung vollzogen. Das Resultat im Schaubild sollte aufgrund der Resonanzfrequenzverschiebung dann in etwa aussehen wie in Abbildung 20. Über ‚Loudspeaker parameters – Closed box method‘ können die bereits

besprochenen erforderlichen Parameter manuell eingetragen und daraufhin die TSP ermittelt werden.

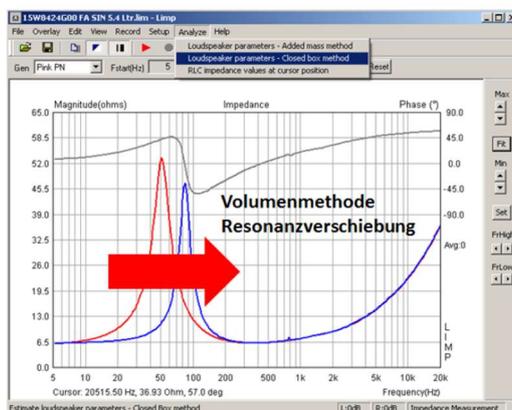


Abbildung 20. Volumenmethode Resonanzverschiebung.

Für die Anwendung der Massemethode sollte man anstatt einem passenden Gehäuse ein korrektes Zusatzgewicht für die Membran bestimmen. Abgesehen davon ist der restliche Vorgang derselbe wie bei der Volumenmethode.

#### 4.5.3 LIMP als RLC-Meter

Nach Aussagen Webers (2013, LIMP, S.29) bestimmt die Software Werte von Widerständen, Spulen und Kondensatoren anhand der Berechnung des resistiven, induktiven oder kapazitiven Anteils der Impedanz. Über ‚Analysis‘ und ‚RLC impedance value at cursor position‘ erhält der Anwender das Ergebnis wie in Abbildung 21 dargestellt. In diesem Beispiel wurde eine Spule gemessen. Der resistive Anteil an der Cursorposition ist 0,312 Ohm und der imaginäre induktive Anteil beträgt 0,336 mH.

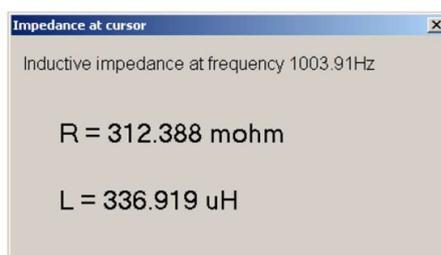


Abbildung 21. RLC-Meter.

Im deutschsprachigen LIMP-Handbuch äußert sich Weber (2013):

Für die Durchführung von RLC-Messungen ist es wichtig, dass vor der Messung eine

Kalibrierung durchgeführt wird, denn selbst bei kleinen Differenzen in der Empfindlichkeit beider Eingangskanäle der Soundkarte (z.B. 0.1dB) kann es passieren, dass LIMP unter bestimmten Bedingungen fehlerbehaftete Ergebnisse liefert, da die Phase einer Induktivität nahezu 90 Grad und die eines Kondensators nahezu -90 Grad beträgt. (S.29)

In der in Anhang H befindlichen Tabelle ist die Auswertung von Testmessungen dargestellt. Zu diesen Messtests wurden, laut Weber (2013, LIMP, S.31) ein 4-Leiter RLC-Meter (TH2821) und ein Mittelklassemodell (Peaktech PT2165) herangezogen. Deren Resultate wurden denen des RLC-Meters in LIMP gegenübergestellt, um dessen Leistungsfähigkeit aufzuzeigen. Abgesehen von zwei kleinen Induktivitäten, bei denen auch die Messwerte des Mittelklassemodells vom TH2821 abweichen, betragen die Messabweichungen von LIMP stets weniger als 1 Prozent. Um diese 1 % Toleranz einhalten zu können, ist es jedoch wichtig den Cursor bei einer Frequenz zu setzen, bei der die Impedanz kleiner als 100 Ohm ist. Des Weiteren besagt Weber (2013, LIMP, S.32), dass die Leistungsgrenze des RLC-Meters in LIMP durch die Eingangsimpedanz der Soundkarte, welche am besten hoch sein sollte, und durch den Messaufbau bestimmt wird. Häufig sind zu lange Kabel oder aber auch qualitativ mangelhafte Kontakte, die durch die Verwendung von ungeeigneten Steckern und Klemmen verursacht werden, die Ursache für Fehler.

#### 4.6 Erforderliche Hardware – die Soundkarte

Auf der Internetseite von ARTA befindet sich, neben den bereits genannten Voraussetzungen, zusätzlich eine Liste von Soundkarten, welche bereits erfolgreich mit der Software verwendet wurden. Auf dieser Liste sind bekannte und teilweise auch relativ kostengünstige Audiointerfaces wie z. B. diverse Geräte der RME Fireface Serie, Focusrite Scarlett USB Geräte oder das Steinberg UR-22 vertreten. Im Computer verbaute Standard-Soundkarten sowie Zusatz-Soundkarten in Form von Steckkarten für den PCI- oder ISA-Bus können ebenso genutzt werden. „Die genannten Klassen sprechen prinzipiell unterschiedliche Zielgruppen an und unterscheiden sich – neben unterschiedlicher Qualität – durch die Art der Anschlüsse und demzufolge auch die Art der erforderlichen Verbindungskabel“ (Weber, 2013, S. 8). Professionelle Soundkarten verwenden vorwiegend symmetrische Verbindungen wie 6,3 mm Stereoklinkenbuchsen und XLR Anschlüsse für Mikrofoneingänge. Semiprofessionelle Soundkarten verfügen meistens nur über unsymmetrische Verbindungen und Cinch-Buchsen. Die Standard-Soundkarten von Notebooks und Laptops sind nach Aussagen Webers (2013, S.9) wegen ihren mangelnden Anschlüssen für die Messungen eher ungeeignet. In dieser Arbeit wird mit der externen USB Soundkarte Focusrite Scarlett 2i4 gearbeitet, welche im folgenden Kapitel der elektronischen Messungen auf seine Eigenschaften und seine Tauglichkeit geprüft wird.

Die ausführliche Beschreibung der Software und deren Funktionen konnte mit Hilfe der Herstellerangaben auf dessen Internetseite und diversen Handbüchern erstellt werden. Darüber hinaus wurde auch weitere Fachliteratur herangezogen. Das Kapitel zeigt den immensen Umfang den das Softwarepaket ARTA aufweist und gibt einen, bereits etwas tiefergehenden, Einblick in die Materie. Dieser erscheint als Vorbereitung auf die folgenden praktischen Arbeiten sinnvoll und absolut notwendig. Für die Kapitel, in welchen das Messsystem praktisch getestet wird, dient diese theoretische Ausarbeitung als Nachschlagewerk. Es wird des Öfteren darauf verwiesen.

## 5. Elektronische Messungen

Nachdem der Umfang und die Fähigkeiten des Softwarepakets ARTA im vorhergehenden Kapitel in der Theorie beschrieben wurden, wird das Messsystem in diesem Kapitel in der Praxis auf dessen Möglichkeiten bezüglich der elektronischen Messungen hin untersucht.

Vor jeglichen Messvorgängen wird eine Kalibrierung der vorherrschenden Messkette durchgeführt. Auf diese wird, aufgrund der Erweiterung durch das Messmikrofon, im Kapitel 8.1 der akustischen Messungen eingegangen.

### 5.1 Die ARTA-Messbox

In der, auf der Internetseite des Herstellers zum Download befindlichen Application Note 1, wird die ARTA-Messbox vorgestellt und detailliert beschrieben. Nach Grafe und Weber (2008, S.1) dient diese, vom Anwender selbst zu bauende, Messbox dazu die Messungen mit ARTA, STEPS und LIMP zu erleichtern und ein umständliches Umstecken von Messkabeln überflüssig zu machen. Eine Bauteilliste und der Schaltplan werden dem interessierten User hier zur Verfügung gestellt. Die Messbox ermöglicht durch ein einfaches Umschalten die Messung von Impedanzen und Frequenzgängen im Ein- sowie im Zweikanalmodus. Grafe und Weber (2008, S.7) schreiben, dass durch ihren Einsatz eine hohe Sicherheit für die Soundkarte und die anderen Bestandteile der Messkette gewährleistet ist. Laut Weber (2013, S.11) ist die Messbox allerdings nicht zwangsläufig notwendig. In dieser Arbeit wurde auf den Bau verzichtet.

### 5.2 Spektralanalyse, Frequenzgang und Linearität der Soundkarte

Für jegliche Messungen dieser Arbeit wird die externe Soundkarte Scarlett 2i4 vom Hersteller Focusrite verwendet. Auch der, für die akustischen Messungen benötigte, Mikrofonvorverstärker ist im Gerät bereits verbaut. Um die Funktionalität des in ARTA integrierten ‚Real Time Analyzer‘ und gleichzeitig die Qualität der Soundkarte zu prüfen, wurde im Loopbackverfahren das Verhalten und somit auch die Eignung dieser ermittelt. Hierzu ist, auf Aussage Webers (2013, S.20) basierend, der Line-Ausgang mittels eines kurzen Klinkenkabels mit dem linken Line-Eingang verbunden worden, um das Anregungssignal aus ARTA direkt in den Eingangskanal der Soundkarte zu speisen. Zur Messung der nichtlinearen Verzerrungen wurde der Eingangskanal mit einem 1000 Hz Sinuston angeregt. Die Entscheidung bezüglich der Kaiserfensterung, der FFT-Auflösung und der Sampling Rate von 48 kHz fiel ebenfalls auf Empfehlung von Weber (2013, S.21). Der Pegel des Eingangskanals wurde auf einen Wert von ungefähr -3 dBFS bei 1000 Hz angehoben. Das Resultat ist in Abbildung 22 zu sehen. Nach Angaben Webers (2013, S.24) sollte der THD + N- Wert der Soundkarte unter 0,1 % liegen, damit diese für die Messzwecke

verwendbar ist. Unter einem Wert von 0,01 % betitelt er die Qualität als gut.

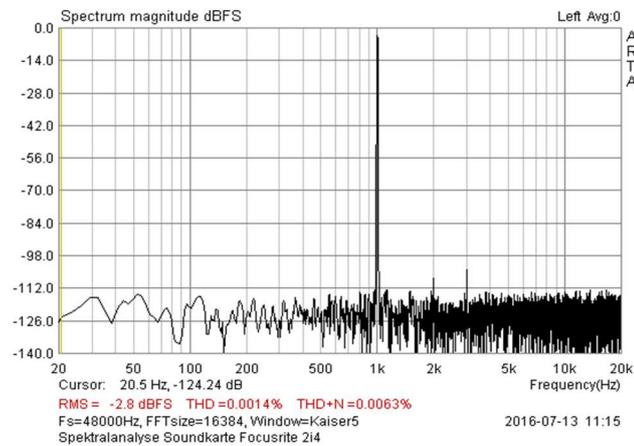


Abbildung 22. Spektralanalyse der Soundkarte.

Mit einem Messergebnis von 0,0063 % weist die vorhandene Soundkarte einen sehr guten Wert auf. Bei 2 kHz und 3 kHz kann man anhand der hervorstechenden Peaks die Harmonischen erkennen. Laut Weber (2013, S.28) ist auch das Eigenrauschen der Soundkarte ein wichtiges Kriterium bei der Qualitätsbeurteilung, insbesondere wenn es um die Nutzung von Rauschsignalen zur Anregung geht. Hierbei kann der Pegel des Anregungssignals durchaus bei rund 50 dB unter dem Vollbereichslevel liegen. Soundkarten mit einem Grundrauschen von -80 dB sind ungeeignet für Messungen mit Rauschanregung, da sie einen ausreichend großen Dynamikumfang nicht mehr gewährleisten. Aufgrund des, aus der Abbildung 22 ablesbaren, Grundrauschpegels von rund -112 dB ist die Soundkarte demnach auch für die Rauschanregung bestens geeignet.

Mit rosa Rauschen als Anregungssignal wurde anschließend die Impulsantwort gemessen und daraus der Frequenzgang der Soundkarte ermittelt. Das Messergebnis ist in Abbildung 23 dargestellt.

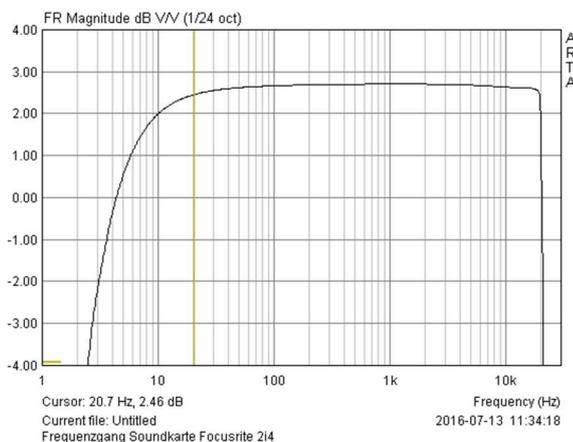


Abbildung 23. Frequenzgang aus der Impulsantwort.

„Für Messzwecke sollte eine Soundkarte eine untere Grenzfrequenz (-3 dB) von mindestens 10 Hz oder besser 5 Hz haben. Die Welligkeit (Ripple) des Frequenzganges sollte im Bereich von 20Hz – 20000Hz nicht mehr als 0,5 dB betragen“ (Weber, 2013, S.27). Die untere Grenzfrequenz liegt im vorliegenden Fall dementsprechend bei ca. -0,4 dB bei einer Frequenz von 4 Hz. Der höchste Pegel von 2,71 dB existiert im Bereich von 300 – 3000 Hz, der niedrigste Wert mit 2,46 dB bei 20 Hz. Daher liegt auch die Welligkeit mit 0,25 dB absolut im Soll.

Zum Abschluss der Messungen an der Soundkarte wurde in STEPS die Linearität des Geräts getestet. Die Messung wird gemäß Mateljan (2013, STEPS, S.42) im Zweikanalmodus durchgeführt. Hierbei dient in der Regel ein Eingangskanal zur Messung des Anregungssignals und der andere Eingangskanal zur Aufzeichnung der Systemantwort. In Abbildung 24 sind die Resultate des Versuchs dargestellt. Das System arbeitet, abgesehen von minimalen Abweichungen, sehr linear. Da der oben erwähnte Vorverstärker bereits in der Soundkarte integriert ist, wurden drei Messungen bei verschiedenen Gain-Einstellungen vorgenommen. Der Verstärkungsfaktor des Systems ist dem Diagramm ebenfalls zu entnehmen.

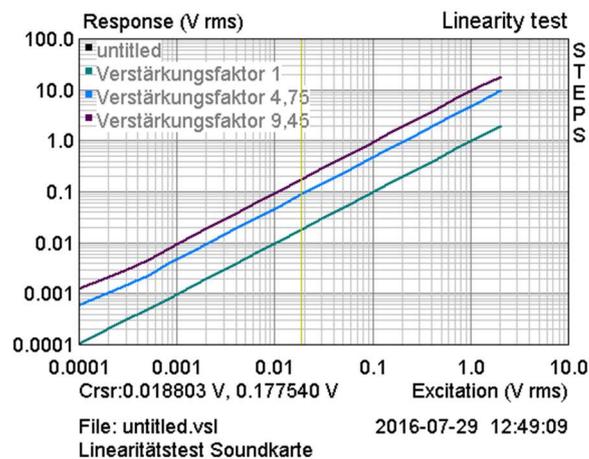


Abbildung 24. Linearität der Soundkarte.

### 5.3 Messungen am Leistungsverstärker t.Amp PM40C

ARTA empfiehlt laut Weber (2013, S.11) den Leistungsverstärker t.Amp PM40C von Thomann für die Arbeiten mit dem Softwarepaket. Für die Testmessungen dieser Arbeit wird daher auch dieses Modell herangezogen. Der Hersteller veröffentlicht die, in Abbildung 25 dargestellten, Spezifikationen des Leistungsverstärkers. Zur Beurteilung der Messmöglichkeiten, werden die Werte verschiedener Parameter des Verstärkers im Folgenden geprüft und mit den Herstellerangaben und den Resultaten Webers weit möglichst abgeglichen.



Abbildung 25. Technische Spezifikationen des Verstärkers.

Die ersten Messversuche wurden im Elektroniklabor der Hochschule der Medien durchgeführt. Dies bedeutet allerdings nicht, dass ein besonders spezielles Equipment dafür vorhanden sein muss. Zunächst befasst sich der Autor mit der Prüfung des Eingangs- und Ausgangswiderstands des Verstärkers, sowie dessen maximalem Verstärkungsfaktor. Bei diesen Messungen dient die Software lediglich als Signalgenerator. Die Ergebnisse werden anhand von Spannungsmessungen mit Voltmetern erhalten. Weber (2013) beschreibt in seiner Arbeit:

Der Eingangswiderstand  $R_E$  ist der eingangsseitige Innenwiderstand eines Verstärkers und wird dadurch bestimmt, dass man in Reihe zum Verstärkereingang einen Widerstand  $R_V$  schaltet. Dadurch geht die Eingangsspannung von  $U_{E1}$  auf  $U_{E2}$  und mit ihr die Ausgangsspannung von  $U_{A1}$  auf  $U_{A2}$  zurück.

(S.53)

Gemäß diesen Vorgaben wurde der, in Abbildung 26 dargestellte, Messaufbau zur Ermittlung des Eingangswiderstands aufgebaut.

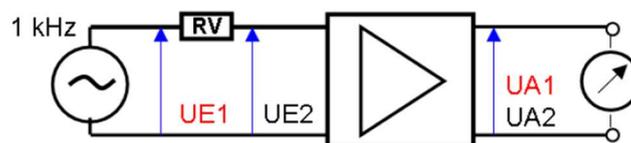


Abbildung 26. Messaufbau Eingangswiderstand.

Der Signalgenerator in ARTA speiste den Verstärker mit einem 1 kHz Sinuston und als Vorwiderstand  $R_V$  kam ein Festwiderstand mit einem exakten Wert von 14,83 kOhm zum Einsatz. In Abbildung 27 sind die Spannungswerte mit und ohne den Vorwiderstand  $R_V$  festgehalten worden.



Abbildung 27. UE1/UA1 und UE2/UA2.

Nach der von Weber (2013, S.53) angegebenen Formel zur Berechnung des Eingangswiderstands ergibt sich ein Eingangswiderstand von:

$$RE = \frac{14,83 \text{ k}\Omega \cdot 5,001 \text{ V}}{8,658 \text{ V} - 5,001 \text{ V}} = 20,280 \text{ k}\Omega \quad (12)$$

In den oben dargestellten Angaben gibt der Hersteller einen Eingangswiderstand von 20 k $\Omega$  an. Die von Weber (2013, S.53) durchgeführte Testmessung ergab 20,082 k $\Omega$ . Beide Prüfungsergebnisse liegen demnach im Rahmen der Herstellerspezifikationen.

„Der Verstärkungsfaktor ist das Verhältnis zwischen der Ausgangs- und der Eingangsspannung eines Verstärkers. . . . Es wird mit einer sinusförmigen Wechselspannung gemessen, deren Frequenz üblicherweise 1 kHz beträgt“ (Weber, 2013, S.53). Des Weiteren empfiehlt Weber einen genauen Spannungsteiler zwischen Generator und Verstärker zu schalten, um die Messung bei hohen Verstärkungsfaktoren zu erleichtern. Auf diesen wurde im Versuch jedoch verzichtet, da mit dem ersten Messversuch bereits ein plausibles Resultat erreicht werden konnte. Demnach wurde bei maximaler Verstärkung die Spannung gleichzeitig vor und nach dem Verstärker abgegriffen. Die Werte UE und UA sind der Abbildung 28 zu entnehmen.



Abbildung 28. UE und UA bei maximaler Verstärkung.

Dies entspricht einem Verstärkungsfaktor  $V$  von 22,094 und 26,88 dB.

$$\text{Verstärkungsfaktor} = \frac{19,266 \text{ V}}{0,872 \text{ V}} = 22,094 \quad (13)$$

$$20 * \lg \frac{19,266 \text{ V}}{0,872 \text{ V}} = 26,88 \text{ dB} \quad (14)$$

Zum Vergleich ergab die Prüfung von Weber (2013, S.54) einen Wert von 26,7 dB. Auch hier liefern die Testmessungen, abgesehen von geringen Messabweichungen, passable Resultate und bestätigen die Herstellerangabe von 26 dB.

„Der Ausgangswiderstand ist der ausgangsseitige Innenwiderstand eines Verstärkers und wird dadurch bestimmt, dass man den Ausgang mit einem Widerstand  $R_L$  belastet. Dadurch sinkt die Ausgangsspannung vom Wert der Leerlaufspannung  $U_0$  auf den Wert der Klemmenspannung  $U_L$  ab“ (Weber, 2013, S.54). In Abbildung 29 sind die erhaltenen Spannungswerte der Testmessung, mit und ohne  $R_L$  zu sehen.

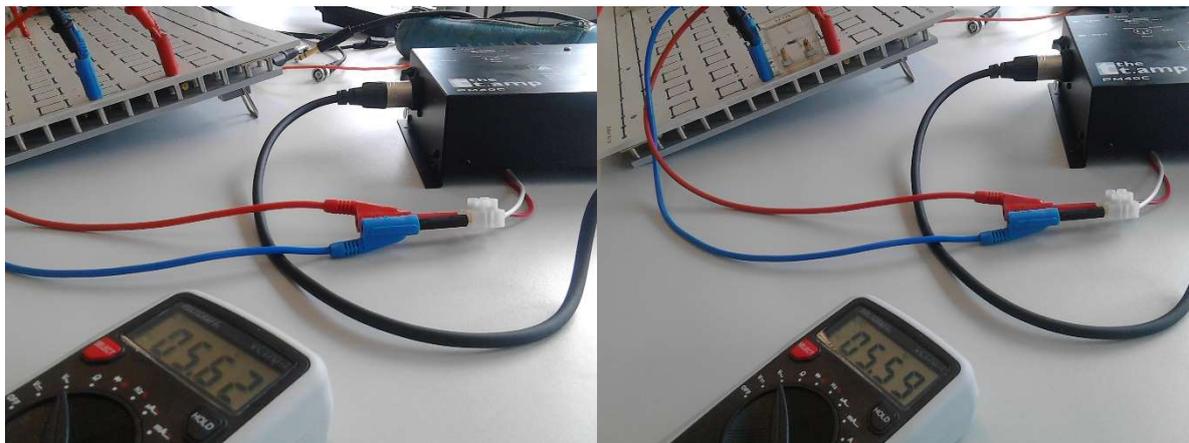


Abbildung 29. Spannungsmessung zur Ermittlung des Ausgangswiderstands.

Der Einbau des 10 Ohm Lastwiderstands verringert die Ausgangsspannung von 5,62 V auf 5,59 V. Anhand der Formel von Weber (2013, S.54) kann ein Wert von

$$R_A = 10 \text{ Ohm} * (5,62 \text{ V} / 5,59 \text{ V} - 1) = 0,0536 \text{ Ohm} \quad (15)$$

für die Ausgangsspannung ermittelt werden. Da dieser Wert allerdings stark von Webers (2013, S.54) Vergleichsergebnis von 0,0120 Ohm abweicht wurden weitere Messungen durchgeführt. Um die Abweichung aufgrund von Messungenauigkeiten möglichst auszuschließen kam ein Voltmeter, welches

exaktere Werte ausgeben kann, zum Einsatz. Drei Versuche, die auch in verschiedenen Spannungsbereichen vollzogen wurden, konnten plausiblere Resultate liefern. Allerdings weichen diese immer noch stark von Weber ab.

$$RA = 10 \text{ Ohm} * (6,222 \text{ V} / 6,192 \text{ V} - 1) = 0,0484 \text{ Ohm}$$

$$RA = 10 \text{ Ohm} * (5,557 \text{ V} / 5,532 \text{ V} - 1) = 0,0451 \text{ Ohm}$$

$$RA = 10 \text{ Ohm} * (3,489 \text{ V} / 3,474 - 1) = 0,0431 \text{ Ohm}$$

Die Ergebnisse zeigen, dass der Ausgangswiderstand des vorliegenden Exemplars tatsächlich einen höheren Wert aufweist. Der Hersteller selbst weist keinen speziellen Wert aus.

Für die Messung der weiteren Eigenschaften des Verstärkers wird von Weber (2013, S.49) der in Abbildung 30 dargestellte, zweikanalige Messaufbau empfohlen. Durch den Spannungsteiler und die Zener-Dioden wird der Soundkarteneingang vor Übersteuerung geschützt. Für das benötigte bzw. gewünschte Maß der Abschwächung müssen entsprechende Widerstände R1 und R2 für den Spannungsteiler vom Anwender gewählt werden. Hierzu stellt Weber (2013, S.49) in seiner Arbeit die Formel und Vorschläge für eine Abschwächung um -10, -20 und -30 dB zur Verfügung. Der Spannungsteiler für die Messungen der vorliegenden Arbeit wurde mit einem Widerstand R1= 470 Ohm und R2= 3,9 kOhm ausgestattet. Damit konnte eine Bedämpfung von -19,72 dB erreicht werden.

Die in den Abbildungen 31 – 34 auf der linken Seite dargestellten Diagramme sind die aus diesem Messaufbau resultierende Ergebnisse. Weber (2013, S.56) schreibt in seiner Arbeit, dass, bei der Verwendung von einfachen Kabeln, Störsignale jeglicher Art auf die Leitung einwirken und somit die Übertragungsqualität des Signals mindern. Aufgrund der in Abbildung 30 erkennbaren Masse an Kabelverbindungen, wurde daher nach einem alternativen, weniger aufwändigen aber geeigneten Messaufbau gesucht.

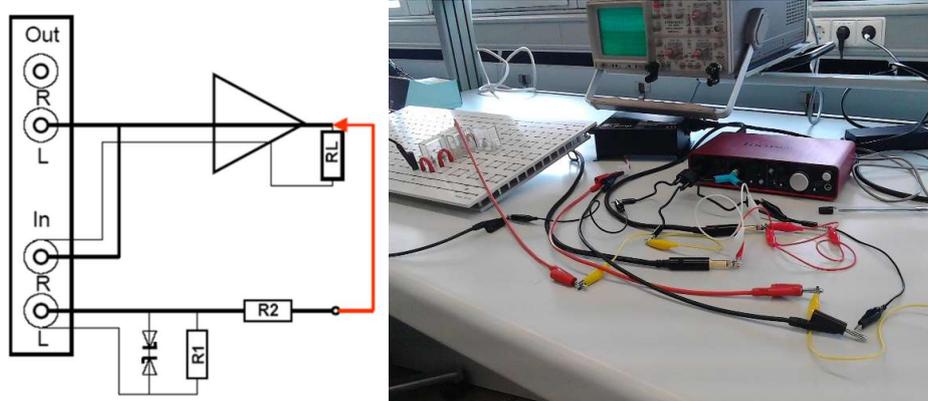


Abbildung 30. Messaufbau nach Weber.

Im Forum auf [www.visaton.de](http://www.visaton.de) konnte eine entsprechende Beschreibung gefunden werden, welche bezgl. der verwendeten Anschlüsse (Klinke statt Cinch) auf die vorliegenden Gegebenheiten angepasst wurde. Der linke Ausgang der Soundkarte war mit einem symmetrischen 6,3 mm Klinkenkabel mit dem Eingang des Verstärkers verbunden. Das Ausgangssignal des Verstärkers durchlief den, wie bereits beschrieben dimensionierten, Spannungsteiler und wurde über den linken Eingang der Soundkarte aufgezeichnet. Der rechte Soundkartenausgang diente als Referenzkanal, allerdings ohne Spannungsteiler. Daher konnte mittels einem nur 30 cm langen Klinkenkabel eine direkte Verbindung vom rechten Ausgang zum rechten Eingang hergestellt werden. In den Abbildungen 31 – 34 sind die Ergebnisse aus diesen Messversuchen den Ergebnissen des Weber-Aufbaus gegenübergestellt.

In Abbildung 31 ist der Frequenzgang des Leistungsverstärkers zu sehen. Er sieht in beiden Schaubildern durchaus sehr linear aus. Das Artefakt bei 50 Hz ist unter Umständen auf die Netzspannung zurückzuführen. Auffallend ist der unterschiedlich stark abfallende Hoch- und Tiefpass. Das Ergebnis der Frequenzgangmessung Webers (Abbildung 35) sieht grundlegend sehr ähnlich aus. Die -3 dB Marke liegt allerdings bei einer Frequenz von 16,6 Hz und damit rund 8-10 dB über denen der hier durchgeführten Messungen. Außerdem beträgt die obere Grenzfrequenz nach Aussagen Webers (2013, S.50) ca. 60 kHz. Aufgrund der hier verwendeten Soundkarte, die gemäß Abbildung 23, einen Frequenzgang aufweist, der nach 20 kHz stark abfällt, konnte das Verhalten des Verstärkers im darüber liegenden Bereich nicht ermittelt werden. Aus dem Handbuch geht nicht klar hervor, welches Equipment Weber für die Messungen genutzt hat. Im Vergleich zur Herstellerangabe aus Abbildung 25 erscheint das Resultat der Messung mit dem alternativen Aufbau aus dem visaton-Forum am Idealsten. Die -1 dB Grenze liegt in diesem Fall bei rund 16 Hz und auch im hochfrequenten Bereich fällt die Kurve nur minimal vor der 20 kHz-Grenze.

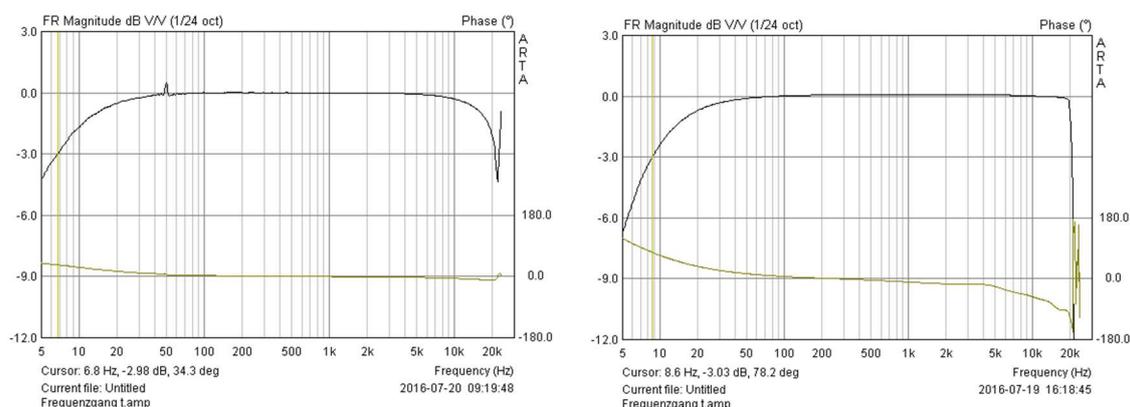


Abbildung 31. Frequenzgangmessungen t.amp.

Die THD+N Messung (Abbildung 32) wurde prinzipiell so umgesetzt wie bei der Soundkarte zuvor.

Der Pegel des Eingangskanals wurde hier jedoch auf -1 dBFS bei 1000 Hz angehoben. Der ermittelte THD+N Wert liegt bei beiden Messergebnissen mit 0,029 % im Rahmen der vom Hersteller angegebenen 0,03 %. Abgesehen von einem höheren Rauschpegel im Bereich unterhalb von ca. -110 dBFS liefern beide Aufbauten sehr ähnliche Ergebnisse. Aus dem Schaubild der zweiten Messung ist ein etwas erhöhter 50 Hz Pegel zu erkennen. Ansonsten treten bezüglich der Pegelwerte der harmonischen Verzerrungen, auch im Vergleich zu Weber, keine Auffälligkeiten auf.

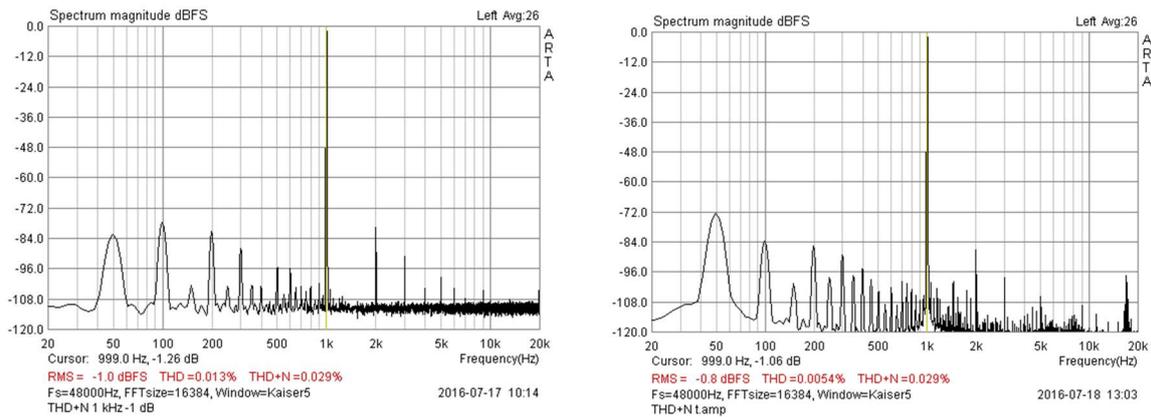


Abbildung 32. THD+N Ergebnisse.

„Bei Klirrmessungen ist zu beachten, dass das Ergebnis sowohl durch Komponenten der Messkette als auch durch die Messumgebung beeinflusst werden kann“ (Weber, 2013, STEPS, S.10). Daher gestaltet sich der direkte Vergleich mit den Resultaten von Weber etwas schwierig. In Abbildung 33 sind die Klirrfrequenzgänge des Verstärkers zu sehen. Gemessen wurde mit 1 Watt Leistung an 8 Ohm Last. Die erhaltenen THD- Kurven differieren nur geringfügig. Ab etwa 3-4 kHz steigt der Verzerrungswert bei beiden Aufbauten konstant aber leicht an.

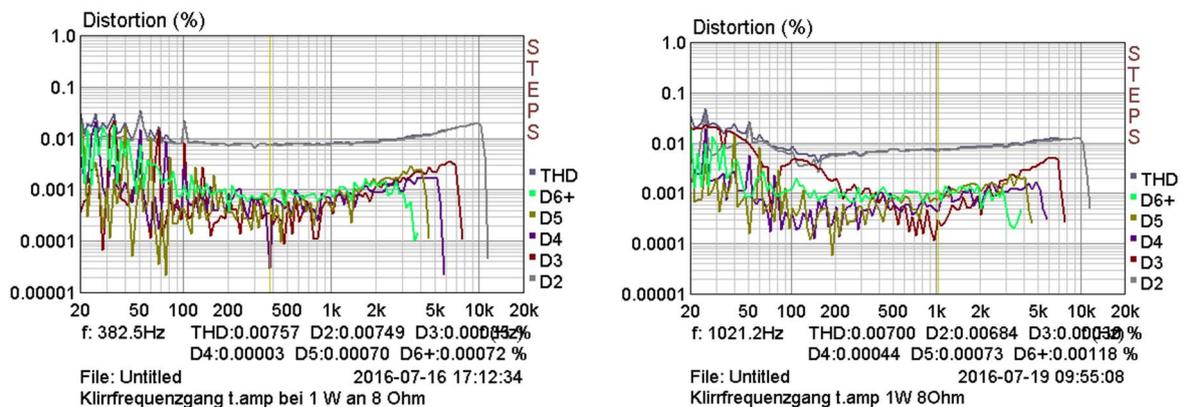


Abbildung 33. Klirrfrequenzgang bei 1W an 8Ohm.

Bei ca. 16 Watt an 8 Ohm verhält sich der Verstärker, wie in Abbildung 34 erkennbar ist, bei beiden Messvarianten fast identisch. Aufgrund der höheren Leistung ist die THD-Kurve angestiegen, verhält sich aber dennoch über einen weiten Frequenzbereich sehr gleichmäßig. Von Webers Ergebnis (Abbildung 35, rechts unten) weichen die Klirrfrequenzgänge allerdings ab. Dies ist, wie bereits erwähnt, eventuell eine Verschiedenheit, die auf die Verwendung anderer Komponenten in der Messkette zurückzuführen ist.

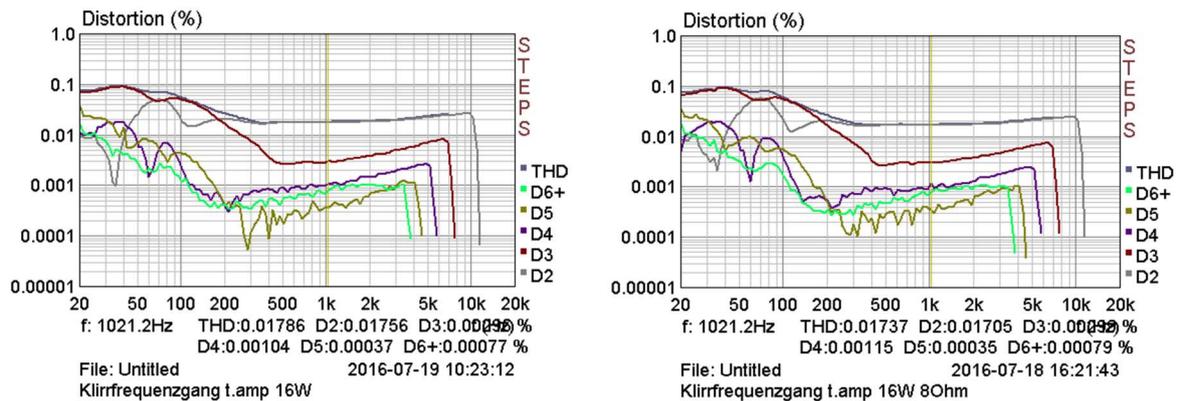


Abbildung 34. Klirrfrequenzgang bei 16W an 8Ohm.

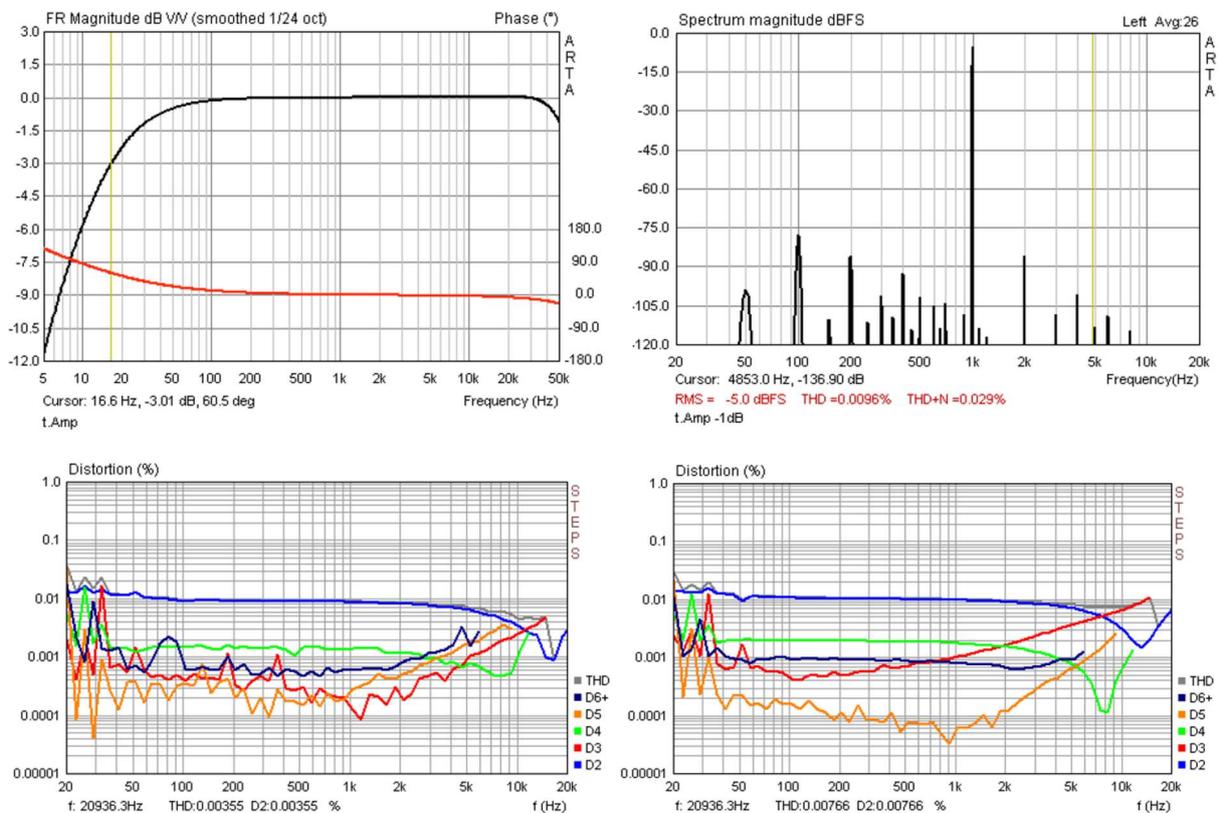


Abbildung 35. Messergebnisse Weber.

Die in diesem Kapitel durchgeführten elektronischen Testmessungen ermöglichen einen ersten Eindruck von den tatsächlichen Fähigkeiten der Software. Grundlegend wurden die hilfreichen Hinweise und die empfohlenen Arbeitsweisen des Herstellers zu Rate gezogen. Alternativ wurde allerdings auch noch ein anderer Messaufbau getestet. Auf jeden Fall bietet das System, zumindest in Bezug auf elektronische Messungen, viele Möglichkeiten und wirkt leistungsstark. Die erhaltenen Resultate erscheinen glaubwürdig und sind weitgehend vergleichbar mit denen Webers.

## 6. Lautsprechertechnik

Da für die akustischen Messungen dieser Arbeit ein geeigneter Lautsprecher hergestellt werden muss, sind Kenntnisse bezüglich der Funktion und Wirkungsweise von Lautsprechern, sowie das Verständnis von diversen wichtigen Begriffen aus der Lautsprechertechnik unumgänglich. Das in diesem Kapitel dargelegte Wissen wird die Nachvollziehbarkeit der Lautsprecherwahl, den Versuchsaufbau und die Auswertung der Messergebnisse verständlich machen.

### 6.1 Prinzip und Wirkungsweise

Beim elektrodynamischen Lautsprecher wird nach Tenbusch (1989, S.28) eine Schwingspule, welche sich im stationären Magnetfeld eines Permanentmagneten befindet, mit der Wechselspannung eines Audiosignals gespeist. Die dabei auf die Spule wirkende Kraft verursacht die Anziehung und Abstoßung der beiden Magnetfelder. Die daraus resultierende Bewegung der Spule überträgt sich auf die mit ihr verbundene Membran, welche sich wie ein Kolben vor und zurückbewegt. Durch diesen Vorgang werden laut Klinger (1989, S.47) Dichteschwankungen in der umliegenden Luft verursacht. Hierbei verhält sich die Auslenkung der Spule proportional zur vorhandenen Stromstärke.

### 6.2 Resonanzfrequenz

Ein Lautsprecher ist gemäß Tenbusch (1989, S.39) ein schwingungsfähiges, gedämpftes Masse-Feder-System. Die Spule und die daran befestigte Membran stellen die Masse dar, die Zentrierspinne ist die Feder. Die Resonanz- oder Eigenfrequenz des Systems, die sich bei der Speisung einer Wechselspannung bei einer bestimmten Frequenz durch eine auffallend hohe Amplitude bemerkbar macht, ist nach Klinger (1989, S.47) von der Masse  $M$  und der Federung  $D$  abhängig. Die Amplitudenerhöhung kann im Frequenzgang deutlich erkennbar sein. Unterhalb der Resonanzfrequenz strahlt der Lautsprecher laut Tenbusch (1989, S.54) nur noch wenig nützlichen Schall ab. Der Frequenzgang verhält sich hier wie ein Hochpass 2. Ordnung und fällt mit 12 dB/Oktave ab.

### 6.3 Impedanzkurve

Die Impedanzkurve stellt den Wechselstromwiderstand eines Chassis über der Frequenz dar. Tenbusch (1989, S.40) gibt an, dass die Impedanz aufgrund der Gegeninduktion des Dauermagneten im Bereich der Eigenresonanzfrequenz ein Maximum erreicht. Hier bewegt sich die Spule besonders stark im Magnetfeld hin und her und erzeugt dabei eine dem Verstärker entgegengesetzte Spannung. Der kontinuierliche Anstieg der Impedanz bei höheren Frequenzen ist auf den stets steigenden Widerstand der

Schwingspule bei diesen zurückzuführen.

Um Probleme zu vermeiden, ist darauf zu achten, dass das Chassis mit dem verwendeten Leistungsverstärker harmoniert. „Ist die Elektronik für eine Last von 8 Ohm ausgelegt und wird diese unterschritten, produziert der Verstärker Verzerrungen, die die Chassis oder die Endstufe selbst zerstören können“ (Tenbusch, 1989, S. 40). Hersteller geben als Nennimpedanz entweder 4 oder 8 Ohm an. Diese Angabe ist allerdings keine exakte Information bezüglich des Verlaufs über die übertragbaren Frequenzen.

## 6.4 Thiele-Small-Parameter

Tenbusch (1989, S.45) schreibt, dass die australischen Forscher Thiele und Small für die Berechnung von Lautsprechern geeignete Parameter und eine einfache Messmethode zum Erlangen dieser entwickelt haben. Zu den Thiele-Small-Parametern gehören die Freiluftresonanzfrequenz  $f_s$ , die mechanische Güte  $Q_{MS}$ , die elektrische Güte  $Q_{ES}$ , die Gesamtgüte  $Q_{TS}$  und das Äquivalentvolumen  $V_{AS}$ .

Die Freiluftresonanzfrequenz gibt die Frequenz der systemeigenen Resonanz im nicht eingebauten Zustand an. Diese wird Herstellerseitig angegeben und ermöglicht die Berechnung der Resonanzfrequenz  $f_c$  des Chassis im Gehäuse.

Die Q-Faktoren, welche laut Klinger (1989, S.52) auch als Güte-Faktoren bezeichnet werden, geben das Ausmaß der Dämpfung bei der Resonanzfrequenz in einem Schwingsystem an. Die mechanische Güte  $Q_{MS}$  weist die durch mechanische Reibung entstehenden Dämpfungsverluste aus, die durch die Aufhängung des Systems bedingt sind.  $Q_{ES}$  steht für die elektrische Güte. Diese wird durch den Innenwiderstand des Verstärkers und den Widerstand der Schwingspule ausgelöst. Die Gesamtgüte  $Q_{TS}$  enthält die Angaben der mechanischen und der elektrischen Güte (Small, 1971, S.277).

Die Begriffe  $Q_{EC}$  und  $Q_{TC}$  geben jeweils die Güte in eingebautem Zustand an. Schwingsysteme die eine hohe Gesamtgüte aufweisen, haben nur geringfügige Dämpfungsverluste und schwingen daher lange nach. Eine geringere Gesamtgüte hingegen ermöglicht aufgrund weniger Nachschwingen ein besseres Impulsverhalten des Chassis. Erstrebenswerte Werte liegen zwischen 0,50 und 0,71 (Small, 1971, S.278).

Äquivalentvolumen: „Man versteht darunter das Boxeninnenvolumen, das auf die Membran des Treibers die gleichen Rückstellkräfte wirken läßt, wie die mechanische Einspannung des Chassis“ (Tenbusch, 1989, S.51). „Die im Gehäuse eingeschlossene Luft wird beim Hin- und Her bewegen der Membran abwechselnd verdichtet und verdünnt. Das Luftpolster wirkt auf die Membran wie eine zusätzliche Fe-

derung, welche die Eigenfrequenz des Chassis erhöht“ (Klinger, 1989, S.116). Auch die untere Grenzfrequenz steigt. Mittels folgender Formel lassen sich die Thiele-Small Parameter bestimmen:

$$\frac{f_c}{f_s} = \frac{Q_{TC}}{Q_{TS}} = \left(1 + \frac{V_{AS}}{V_{AB}}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (16)$$

mit  $V_{AB}$  = Nettovolumen des Gehäuses in l,  $V_{AS}$  = Äquivalentvolumen des Chassis in l

Anhand der beschriebenen Parameter ist es außerdem möglich den Wirkungsgrad eines Lautsprechers zu ermitteln. Dieser nennt das Verhältnis der erreichten akustischen Leistung zur eingespeisten elektrischen Leistung (Klinger, 1989, S.54). Er beträgt laut Tenbusch (1989, S.53) nicht mehr als 2 %.

## 6.5 Nennbelastbarkeit und Kennschalldruckpegel

Nach Klinger (1989, S.44) gibt die Nennbelastbarkeit eines Lautsprechers an, welche Leistung (in Watt) dem Lautsprecher im Dauerbetrieb zugeführt werden kann, ohne dass dieser durch die Belastung einen Schaden erleidet.

Eine weitere wichtige Angabe bei der Beurteilung eines Lautsprechers ist dessen Kennschalldruckpegel (SPL). Dieser nennt den Schalldruckpegel, welcher im Abstand von einem Meter auf Achse und unter einer zugeführten Leistung von einem Watt gemessen werden kann. Er wird in dB/1 W/1 m angegeben (Klinger, 1989, S.45).

## 6.6 Membrandurchmesser und Hub

„Zwischen dem effektiven Membrandurchmesser und dem Membranhub gibt es eine feste Beziehung nach der man errechnen kann, welchen Schalldruck bei welchem Hub man von einem bestimmten Chassis zu erwarten hat“ (Tenbusch, 1989, S.55). Die Multiplikation von Membranfläche und –hub ergibt das Membranverschiebevolumen (Small, 1971, S.272). Je größer die Membranfläche und der Hub des Chassis sind, desto höher liegt der maximal erreichbare Schalldruckpegel. Nach Tenbusch (1989, S.55) muss die Scheitelamplitude umgekehrt proportional zum Quadrat der Frequenz steigen, um denselben Schalldruck erreichen zu können. Das bedeutet, dass z. B. zum Erreichen derselben Lautstärke bei 50 Hz im Vergleich zu 100 Hz eine Verdopplung des Hubes erfolgen muss. Der Hub wird auch als Grenzauslenkung bezeichnet und in der Regel vom Hersteller als Spitze-Spitze-Wert in mm angegeben, der effektive Membrandurchmesser in  $\text{cm}^2$ .

## 6.7 Partialschwingungen und Abstrahlverhalten

Um eine ideale Funktion aufweisen zu können, müsste das Membranmaterial unendlich leicht und steif sein. „Da es aber ein solches Material nicht geben kann, beginnen sich die realen Membranen bei bestimmten Belastungen zu verformen. Speist man eine bestimmte tonfrequente Wechselfpannung in einen Lautsprecher, so sollten sich alle Teile der schwingungsfähigen Fläche im Gleichtakt bewegen“ (Tenbusch, 1989, S.58). Die im Gleichtakt stattfindende gleichphasige Abstrahlung geht ab der Frequenz verloren, bei der die Wellenlänge unter dem Durchmesser der Membran liegt:

$$f_{MAX} = \frac{c}{d} \quad (17)$$

Hierbei beginnt sich die Membran aufgrund von Teilschwingungen auf der Oberfläche zu verformen. „Ursache dieser Teilschwingungen sind stehende Wellen, die sich sowohl in radialer als auch in dazu transversaler Richtung auf der Membran ausbilden“ (Klinger, 1989, S.56). Auf der Membranoberfläche hin und her laufende Wellen überlagern sich sozusagen und führen zu den Resonanzen. Eine häufige Form von Partialschwingungen tritt nach Aussage Tenbuschs (1989, S.59) dann auf, wenn die Membran der taktangehenden Bewegungsgeschwindigkeit der angeschlossenen Spule nicht mehr folgen kann. Die daraus resultierenden Verbiegungen spiegeln sich klar erkennbar in einem wellenförmigen Frequenzgang wider. Des Weiteren schreibt Tenbusch (1989, S.60), dass Partialschwingungen eine direkte Auswirkung auf das frequenzabhängige Abstrahlverhalten eines Lautsprechers haben. Das bedeutet, dass sich die Schallwellen höherer Frequenzen bündeln und der Schalldruck schon in einer geringeren Abweichung von der 0 ° Achse stark nachlässt. Je näher sich die abgestrahlte Frequenz an  $f_{MAX}$  befindet, desto mehr Bündelung tritt ein und der Abstrahlwinkel sinkt ab.

Anhand der im vorliegenden Kapitel vorgestellten wichtigsten Funktionsweisen, Eigenschaften und Daten von Lautsprechern wird die Nachvollziehbarkeit der Inhalte vervollständigt und abgerundet. Auch die angegebenen Formeln werden bei der Lautsprecherauswahl zur Verwendung kommen.

## 7. Vorbereitungen und Bau des Lautsprechers

Im vorliegenden Kapitel werden die, für die darauffolgenden akustischen Messungen, erforderlichen Vorgaben, Überlegungen und Vorbereitungen beschrieben, um einen tieferen Einblick in die praktischen Tätigkeiten zu bekommen. Nach der Begründung der Chassisauswahl wird auf den Bau des Würfellautsprechers eingegangen. Im Anschluss folgen die Beschreibung des Messmikrofons und die Vorstellung des Messraums. Am Ende des Kapitels werden abschließend noch die ersten Berechnungen zur Vorbereitung der Messungen durchgeführt.

### 7.1 Lautsprecherwahl

#### 7.1.1 Die Vorgaben.

Die Norm ISO 3382, welche für Raumakustikmessungen gilt, fordert zu einer gleichmäßigen Anregung des zu messenden Raumes eine Schallquelle mit möglichst kugelförmiger Richtcharakteristik. Dieses benötigte Abstrahlverhalten wird, nach Aussage von Weber et al. (2011, S.61) in der Norm wie folgt definiert:

Die Schallquelle muss möglichst kugelförmig abstrahlen. In der Tabelle (siehe unten) sind die größten zulässigen Abweichungen von kugelförmiger Abstrahlung angegeben, gemittelt über „gleitende“ 30°- Bogenbereiche in einem Freifeld. Falls kein Drehteller benutzt werden kann, ist in 5°- Schritten zu messen mit anschließender „gleitender“ Mittelung über jeweils sechs benachbarte Punkte. Der Bezugswert ist aus einem 360°- Energie-Mittel in der Messebene zu bestimmen. Der Minimal-Abstand zwischen Quelle und Mikrofon ist 1,5 m.

Tabelle 2

Frequenz in Hz (Oktavband)	125	250	500	1000	2000	4000
größte Abweichung in dB	+/-1	+/-1	+/-1	+/-3	+/-5	+/-6

Nach Angaben von Slavik und Weinzierl (2008, S.674) werden zur Bestimmung raumakustischer Parameter üblicherweise Dodekaeder-Lautsprecher verwendet.

### 7.1.2 Akustik Labor Feucht - Würfel vs. Dodekaeder.

Zur Kostensenkung wurde entschieden, dass für diese Arbeit eine vereinfachte Bauform des Lautsprechers hergestellt wird. Anstatt einem Dodekaeder wird ein Würfel für die akustischen Messungen verwendet. Dieser Schritt stützt auf der Erfahrung und den Untersuchungen von Herrn Werner Schwierzock, dem Betreiber der Firma Akustik Labor Feucht. Herr Schwierzock hat, gemäß den Angaben auf [www.akustiklaborfeucht.de](http://www.akustiklaborfeucht.de), an der Technischen Universität Berlin Kommunikationstechnik und Technische Akustik studiert und betreibt seit 1995 sein Akustik Labor. Dort arbeitet er hauptsächlich im Bereich der Lautsprecherentwicklung und der raumakustischen Messtechnik. Aufgrund dieser Gegebenheiten kann von genügend Kompetenz und Wissen der Person ausgegangen werden. Schwierzock (2011, S.1) beschreibt in seiner Arbeit:

Üblicherweise werden raumakustische Messungen mit einem in alle Richtungen gleichmäßig abstrahlenden Lautsprechersystem (meist einem Dodekaeder) durchgeführt um den Raum gleichmäßig mit Schall anzuregen. Gute Ergebnisse lassen sich auch mit einem kleinen Würfel gewinnen in den sechs gleiche Breitbandsysteme eingebaut sind.

Des Weiteren erwähnt Schwierzock (2011, S.2), dass das Gehäuse des selbstentwickelten Lautsprechers aus einem, im Künstlerbedarf fertig erhältlichen, Holzwürfel mit einer Kantenlänge von 20 cm besteht. An diesen Angaben orientierend, wurde der Würfellautsprecher für diese Arbeit hergestellt.

### 7.1.3 Visaton FRS 8 M.

Der Breitbandlautsprecher FRS 8 M des Herstellers Visaton wurde für den Bau des Würfels für geeignet befunden und für die Arbeit ausgewählt. In Tabelle 3 sind die Eigenschaften, die der Hersteller auf seiner Internetseite [www.visaton.de](http://www.visaton.de) ausweist aufgelistet:

Tabelle 3

#### *Technische Eigenschaften der FRS 8 M*

Bezeichnung	FRS 8 M
Größe	8 cm (3,3 Zoll)
Nennbelastbarkeit	30 W
Nennimpedanz	8 Ohm

Übertragungsbereich (-10 dB)	100 – 20000 Hz
Mittlerer Schalldruckpegel	88 dB (1 W/ 1 m)
Abstrahlwinkel (-6 dB)	147 °/ 4000 Hz
Grenzauslenkung	+/- 2,5 mm
Resonanzfrequenz $f_s$	125 Hz
Gesamt-Q-Faktor $Q_{TS}$	0,49
$V_{AS}$	1,1 l
Effektive Membranfläche $S_d$	29 cm <sup>2</sup>

Der umfangreiche Übertragungsbereich ermöglicht eine Auswertung von Informationen bis hin zu sehr hohen Frequenzen. In der Praxis ist dies, aufgrund der bereits genannten Vorgaben der Norm, gar nicht zwingend notwendig. Der Kennschalldruckpegel liegt bei 88 dB. Da sechs Chassis verwendet werden, addiert sich der Pegel des kohärenten Signals wie folgt zu einem Gesamtpegel von:

$$20 * \log \left( 10^{\left(\frac{88 \text{ dB}}{20}\right)} * 6 \right) = 103,56 \text{ dB} \quad (18)$$

Zur Anregung des Messraums dürfte dieser Wert ausreichend sein. Weber (2013, S.90) schreibt in seiner Arbeit: „Der Anregungspegel sollte 45 dB über dem Störpegel liegen. Unter normalen Wohnraumbedingungen ist demnach ein Anregungspegel > 90 dB erforderlich.“

Weber et al. (2011, S.55) erwähnt, dass ein kontinuierlich ansteigender Frequenzgang anzustreben ist, um der Bündelung bei hohen Frequenzen entgegenwirken zu können. Die Abbildung 36 zeigt den zu hohen Frequenzen leicht ansteigenden Frequenzgang der FRS 8 M.



Abbildung 36. Amplituden- / Impedanzfrequenzgang.

Der Abstrahlwinkel wird in Abbildung 37 dargestellt. Das Polardiagramm zeigt, dem Wert aus der Tabelle entsprechend, einen Abstrahlwinkel von 147 ° (-6 dB) bei einer Frequenz von 4000 Hz. Da aus der Norm ISO 3382 ersichtlich ist, dass für eine Beurteilung der raumakustischen Eigenschaften die 4000

Hz als Maximalfrequenz bei einer Messung in Oktavbändern ausreichen, ist das Abstrahlverhalten bei 8000 Hz theoretisch vernachlässigbar.

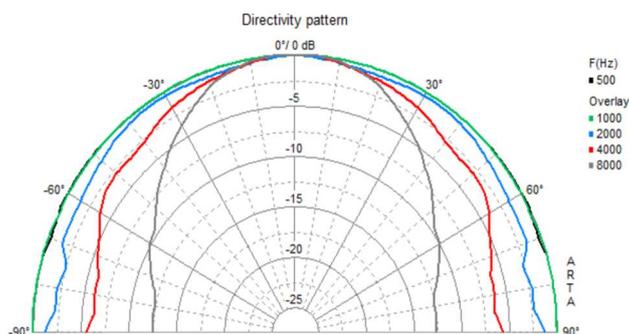


Abbildung 37. Polardiagramm FRS 8 M.

Aufgrund der geringen Membrangröße beginnen, nach Formel (17), erst ab ca. 4300 Hz Partialschwingungen auf der Membran aufzutreten. Diese beeinflussen den Frequenzgang und das Abstrahlverhalten des Chassis oberhalb des angegebenen Bereichs. Es äußert sich unter anderem in der Bündelung der hohen Frequenzen, wie im Polardiagramm am Beispiel der 8000 Hz zu sehen ist.

Um die Rauminformationen auch für möglichst tiefe Frequenzen ermitteln und auswerten zu können, ist eine niedrige Freiluftresonanzfrequenz  $f_s$  notwendig. Da das Gehäusevolumen  $V_{AB}$  des verwendeten Holzwürfels, abzüglich der Volumen der sechs Chassis, 4,463 Liter beträgt, berechnet sich die Einbauresonanzfrequenz  $f_c$ , nach Formel (16) wie folgt:

$$125 \text{ Hz} * \left( 1 + \frac{1,1 \text{ l}}{0,744 \text{ l}} \right)^{\frac{1}{2}} = 196,79 \text{ Hz}$$

Der Wert 0,744 Liter kommt hierbei durch die Division der 4,463 Liter/ 6 Lautsprecherchassis zu Stande. Bei der Wahl des Chassis spielt auch die Grenzauslenkung eine Rolle. Da sich das Membranverschiebevolumen aus der Membranfläche und dem Hub zusammensetzt und auf kleine 3,3 Zoll-Chassis zurückgegriffen wird, ist eine große Grenzauslenkung notwendig, um noch einen passablen Schalldruckpegel im Bereich tieferer Frequenzen zu erreichen. Mit +/- 2,5 mm bietet das Chassis einen vernünftigen Wert.

Der Gesamt-Q-Faktor des Lautsprecherchassis ist einer der ausschlaggebenden Gründe für die Wahl des FRS 8 M. Gemäß Formel (16) errechnet sich dieser zu:

$$0,49 * \left(1 + \frac{1,1 \text{ l}}{0,744 \text{ l}}\right)^{\frac{1}{2}} = 0,77$$

Wie durch die Berechnung von  $Q_{TC}$  erkennbar ist, liegt die Gesamtgüte nach Einbau der Lautsprecher in das Gehäuse mit einem Wert von 0,77 nur geringfügig über dem erstrebenswerten Bereich.

Die sechs Chassis, von denen sich in einem Würfel jeweils 2 direkt gegenüberliegen, sind in ein verhältnismäßig kleines Gehäuse eingebaut. Es wird vermutet, dass sich diese Gegebenheiten auf das Verhalten des Gesamtsystems auswirken könnten.

## 7.2 Der Bau des Lautsprechers

Der Würfellautsprecher wurde in der Privatwerkstatt des Autors gebaut, in welcher die notwendigen Werkzeuge und Hilfsmittel zur Verfügung stehen.

Das Gehäuse des Lautsprechers besteht aus einem, wie vom Akustik Labor Feucht ebenso verwendeten, Holzwürfel mit einer Kantenlänge von 20 cm und einer Materialstärke von 10 mm. Die Holzarbeiten beschränkten sich beim Bau daher auf das Sägen der sechs Öffnungen für die Lautsprecherchassis. Mit einer 75 mm Lochsäge war dies auf unkomplizierte Weise umsetzbar.

Um einen möglichst luftdichten Einbau zu gewährleisten, wurden die Ränder der Öffnungen mit einem Dichtband, in der Form weitgehend den Chassis entsprechend, abgeklebt. Die zwölf 1,5 mm starken Litzenkabel sind an die Lautsprecher gelötet und nummeriert worden, um beim darauffolgenden Verbinden, welches erst nach dem Einsetzen der Chassis ins Gehäuse möglich war, keine fehlerhafte Verschaltung zu erlangen. Aufgrund der gegebenen 8 Ohm Impedanz je Stück sind, zur Erreichung einer verstärkerfreundlichen Impedanz von ca. 5 Ohm, jeweils zwei Lautsprecher in Reihe und diese drei Pärchen wiederum parallel verlötet worden. Die offenen Lötstellen wurden zur Sicherheit mit Isolierband abgeklebt.

Die Aufhängung des Würfels ist auf experimentelle Weise so konstruiert, dass dieser problemlos auf ein Millennium BS-500 Lautsprecherstativ der Firma Thomann geschraubt werden kann. Das System basiert auf einer herkömmlichen, im Baumarkt erhältlichen Kistenecke aus Stahlblech, welche aus Stabilitätsgründen mit mehreren Schrauben an den Würfel angebracht wurde. Diese ist wiederum mit einem 2 mm starken im 45°-Winkel gekanteten Stahlblech verbunden. Zur Befestigung ist ein Loch für die vom Stativ vorhandene Schraube im Blech. Ein weiteres 9 mm großes Loch wurde zur Verlegung des Lautsprecherkabels zum Verstärker ins Gehäuse gebohrt. Die Abbildung 38 ermöglicht einen kleinen Einblick in die Bauphase.

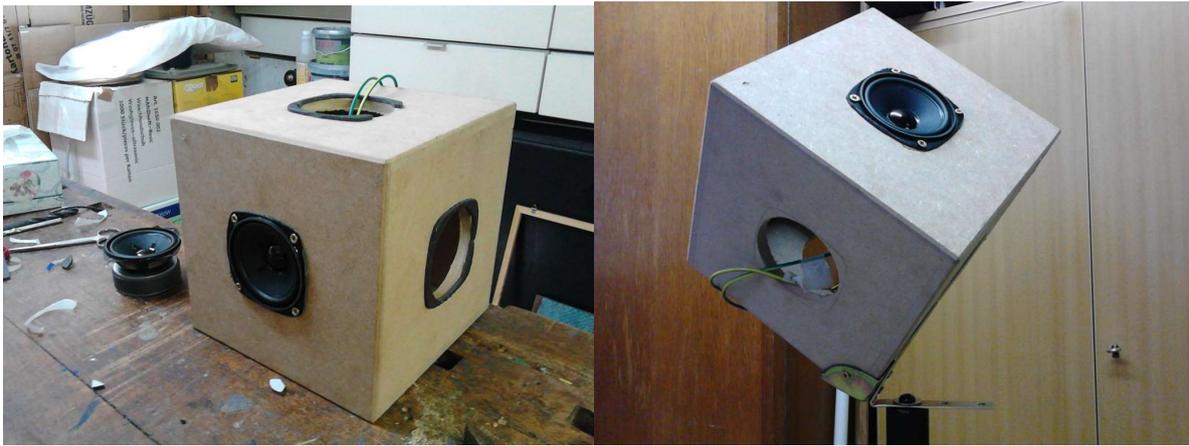


Abbildung 38. Lautsprecherbau.

### 7.3 Messmikrofon Behringer ECM 8000

„Das Angebot an erschwinglichen Messmikrofonen ist überschaubar. Wesentlich ist, dass das Mikrofon einen linearen Frequenzgang und Kugelcharakteristik aufweist. Sehr preiswerte Mikrofone (z. B. Behringer ECM 8000) sind mit einer Kompensationsdatei für normale Entwicklungsarbeiten im Lautsprecherbau durchaus brauchbar“ (Weber, 2013, S.11).

Aufgrund dieser Empfehlung und dem Gedanken möglichst kostengünstig vorzugehen, wird das Elektret-Kondensatormikrofon Behringer ECM 8000 für die akustischen Messungen dieser Arbeit herangezogen. Das Messmikrofon kostet rund 55,- €. Die Angaben im Datenblatt des Herstellers, bezüglich der Linearität des Frequenzgangs und der Richtcharakteristik bestätigen, wie in Abbildung 39 zu sehen ist, die Voraussetzungen für die Messungen mit ARTA.

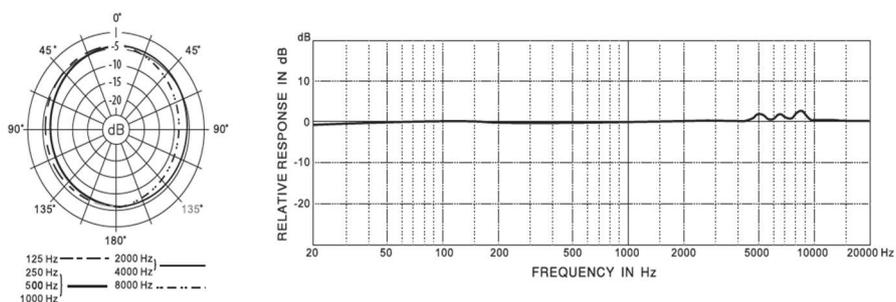


Abbildung 39. Frequenzgang und Richtcharakteristik.

### 7.4 Der Messraum

Der, für die akustischen Messungen zur Verfügung stehende, Messraum befindet sich im Dachgeschoss einer Doppelhaushälfte in einem Wohngebiet der Stadt Ehingen (Donau). Abgesehen vom Lärm der

naheliegenden Bundesstraße, welcher bei geschlossenen Türen und Fenstern allerdings recht akzeptabel ist, befindet sich der Raum in einer eher ruhigen Wohngegend.

Die Grundfläche des Raumes beträgt  $29,59 \text{ m}^2$  und das Gesamtvolumen  $46,54 \text{ m}^3$ . Wie der Abbildung 40 zu entnehmen ist, besitzt das Zimmer eine Außenwand, welche gut gedämmt ist, inklusive Fenster und gegenüberliegend eine Tür ins Nebenzimmer. Die Lage im Dachgeschoß bringt eine Dachschräge und gleichzeitig eine geringe Deckenhöhe von maximal  $2,10 \text{ m}$ , auf einer Breite von  $1,42 \text{ m}$ , mit sich. Die Höhe der Kniestöcke ist nicht identisch. An der Wand auf der Giebelseite des Hauses und auf der gegenüberliegenden Seite ist Raufasertapete angebracht. Die komplette Decke und die  $0,85 \text{ m}$  hohe Seitenwand sind mit Holz verkleidet. Ebenso bestehen die oberen  $0,10 \text{ m}$  des  $0,63 \text{ m}$  hohen Kniestocks und die Tür aus Holz. Auf dem Fußboden liegt Teppich.

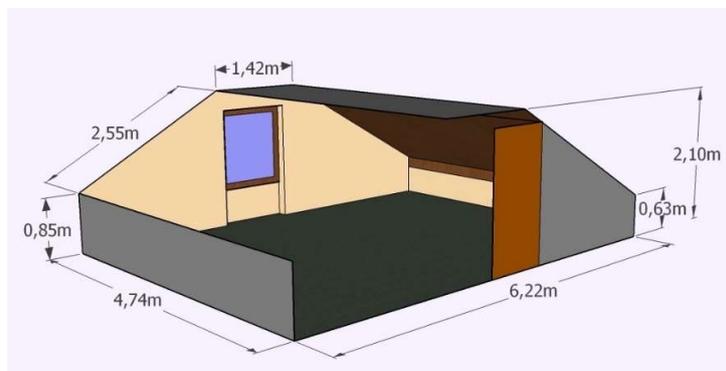


Abbildung 40. Visualisierung des Messraums.

## 7.5 Berechnungen zur Vorbereitung für die akustischen Messungen

Anhand der, von Weber (2013, S. 83 ff) zur Verfügung gestellten, Informationen werden in diesem Unterkapitel die ersten Berechnungen zur Vorbereitung der Nachhallzeitmessung und der Freifeldsimulation durchgeführt.

### 7.5.1 Berechnung der Nachhallzeit/ Anregungsdauer.

Um die Nachhallzeit gemäß der Norm zu ermitteln, müssen verschiedene Bedingungen erfüllt sein. Unter anderem muss laut der Auflistung von Weber (2013, S.90) die Anregungsdauer deutlich länger sein als die geschätzte Nachhallzeit des Raums. Hierzu muss demnach zuerst diese berechnet werden. Die dazu benötigte Formel und einige nützliche Absorptionskoeffizienten werden auf Seite 91 im deutschen Handbuch zur Verfügung gestellt. „Für die Abschätzung der erforderlichen Anregungszeit ist die Berechnung bei  $125 \text{ Hz}$  hinreichend“ (Weber, 2013, S.91). Gemäß dieser Vorgabe berechnet sich der

Schallabsorptionskoeffizient A des zur Verfügung stehenden Messraumes wie in Tabelle 4 beschrieben.

Tabelle 4

*Ermittlung des Schallabsorptionskoeffizienten A*

<b>Material</b>	<b>S<sub>i</sub>= Fläche in m<sup>2</sup></b>	<b>a<sub>i</sub>= Absorptionskoeffizient</b>	<b>S<sub>i</sub> * a<sub>i</sub></b>
Teppich	29,59	0,026	0,769
Tür Holz lackiert	1,77	0,100	0,177
Fenster	0,95	0,200	0,190
Tapete	17,49	0,020	0,349
Holzverkleidung	37,78	0,280	10,578
<b>A = ∑ S<sub>i</sub> * a<sub>i</sub></b>			<b>12,063</b>

Der Absorptionskoeffizient der Holzverkleidung wurde der Internetseite [www.sengpielaudio.de](http://www.sengpielaudio.de) entnommen, da dieser nicht in der von ARTA gestellten Tabelle gelistet ist.

Anhand der Formel (5) für die Nachhallzeit errechnet sich folgender Wert für 125 Hz:

$$T_{60} = 0,163 * 46,54 \text{ m}^3 / 12,063 \text{ m}^2 = 0,628 \text{ s}$$

Die zur Bestimmung der Nachhallzeit des Messraumes benötigte Anregungsdauer sollte also deutlich länger als 0,628 sein. Diese wird durch die Sequenzlänge und die Sampling Rate bestimmt.

$$\text{Anregungsdauer} \approx \frac{\text{Sequenzlänge}}{\text{Sampling Rate}} \quad (19)$$

„Bei den zur Verfügung stehenden Sequenzlängen von 16k, 32k, 64k und 128k ergeben sich bei 48 kHz Abtastrate Anregungsdauern von 0,33s, 0,66s, 1,33s, und 2,66s. Das sollte für normale Wohnräume hinreichend sein“ (Weber, 2013, S.91). Für die Nachhallzeitmessungen in dieser Arbeit wird eine Sequenzlänge von 64k und eine Sampling Rate von 48 kHz verwendet, um mit einem Wert von 1,33s über 0,628s zu liegen.

### 7.5.2 Simulierung einer Freifeldmessung.

Wie aus der Beschreibung und Visualisierung des Raumes klar erkennbar ist, handelt es sich um einen gewöhnlichen Wohnraum und keinen professionellen reflexionsarmen Messraum. Eine Messung, welche Freifeldbedingungen fordert, ist aufgrund der Raumantwort in Form von Reflexionen auf direktem Wege nicht umsetzbar. Allerdings besteht laut Weber (2013, S.81) die Möglichkeit eine Freifeldmessung durch eine Zusammensetzung einer Nah- und einer Fernfeldmessung zu erreichen. Dies ist demnach für die meisten DIY – Nutzer unter Wohnraumbedingungen notwendig, um z. B. die Eigenschaften eines Lautsprechers zu analysieren.

Bezüglich der benötigten Nahfeldmessung gibt Weber (2013, S.84) dem Nutzer wichtige Hinweise: Das Mikrofon sollte möglichst nahe und zentrisch vor der Membran des zu messenden Lautsprechers positioniert werden. Unter der Bedingung, dass der Messabstand geringer als  $0,11 \cdot$  der Abmessung der Schallquelle ist, kann von einem Messfehler ausgegangen werden, der unterhalb von 1 dB liegt. Es ist darauf zu achten, dass das Mikrofon nicht übersteuert oder gar einen Schaden davonträgt. Des Weiteren ist der Gültigkeitsbereich von Nahfeldmessungen zu höheren Frequenzen hin begrenzt. Diesbezüglich kann man sich an Abbildung 41 orientieren. Zur Berechnung der Abmessung der Quelle wird in der Regel die Diagonale des Gehäuses herangezogen. „Als Kompromiss können entweder der 3fache Durchmesser des größten Lautsprechers, oder für Messungen im Hochtonbereich, mindestens der 6fache Abstand zur nächsten Gehäusekante genommen werden“ (Weber, 2013, S.85). Diese Kompromisse können eingegangen werden, da sich ansonsten unter gewöhnlichen Wohnraumbedingungen nicht realisierbare Messabstände ergeben.

Aus dem 3fachen Durchmesser des größten Lautsprechers ergibt sich beim hergestellten Lautsprecher mit einem maximalen Durchmesser von 8 cm ein Wert von 24 cm. Gemäß der Abbildung 41 ergibt sich eine obere Grenzfrequenz von ca. 250 Hz.

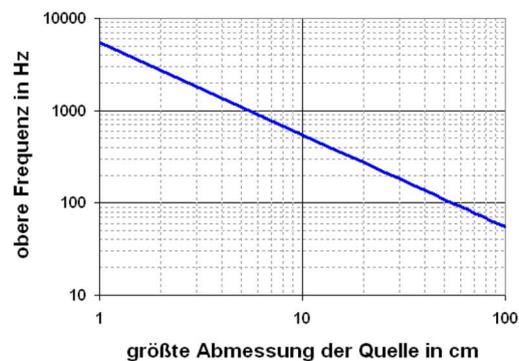


Abbildung 41. obere Frequenzgrenze für Nahfeldmessungen.

Um, nach der von ARTA angegebenen Formel, einen möglichst geringen Messfehler zu erhalten, sollte das Mikrofon in einem Abstand von  $0,11 * 24 \text{ cm} = 2,64 \text{ cm}$  vor der Membran positioniert werden. Einem Übersteuern des Messmikrofons wird durch eine Pegelkorrektur entgegengewirkt. Der Kennschalldruckpegel der verwendeten Lautsprecherchassis beträgt 88 dB und der Membrandurchmesser  $D = 8 \text{ cm}$ . Bei einem Abstand von ca. 2,64 cm kommt, nach Abbildung 42, ein Schalldruckpegel von ungefähr  $88 \text{ dB} + 28 \text{ dB} = 116 \text{ dB}$  bei einem Anregungspegel von 1 Watt zu Stande.

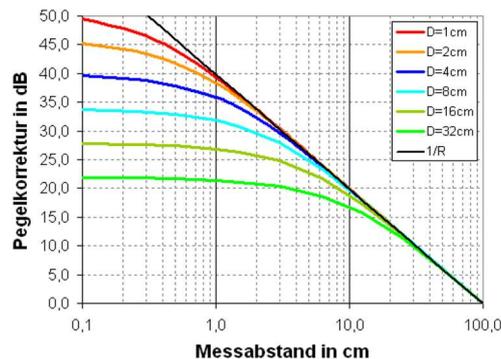


Abbildung 42. Abschätzung der Pegelkorrektur.

Laut Weber (2013, S.83) muss darauf geachtet werden, dass das Mikrofon bei der Fernfeldmessung innerhalb des Hallradius aufgestellt wird, um sicher im Freifeld zu liegen. Daher wird dieser, zur Bestimmung des maximal anwendbaren Messabstands, zuerst berechnet. Da bisher die Nachhallzeit nicht gemessen, sondern nur für eine Frequenz von 125 Hz ermittelt wurde, wird der Wert von 0,628 s herangezogen.

$$r_H = 0,057 * \sqrt{46,54 \text{ m}^3 / 0,628 \text{ s}} = 0,49 \text{ m}$$

Nach Weber (2013, S.85) sollte der Messabstand größer als  $3 * \text{die größte Abmessung des Gehäuses}$  sein. Dadurch ergibt sich in diesem Fall ein Abstand von  $3 * 24 \text{ cm} = 72 \text{ cm}$ . Eine absolut korrekte Fernfeldmessung ist im vorhandenen Messraum daher nicht durchführbar, da in einem Abstand von 72 cm bereits die Raumantwort einen großen Einfluss nimmt.

Die untere Grenzfrequenz der Messung ist abhängig vom größtmöglichen Zeitfenster, welches wiederum davon abhängig ist, mit welcher Zeitdifferenz die ersten Reflexionen nach dem Direktschall beim Mikrofon ankommen. Weber (2013, S.85) gibt an, dass bei einer Fernfeldmessung daher stets darauf zu achten ist die Schallquelle und den Schallempfänger möglichst weit entfernt von reflektierenden Flächen im Raum zu positionieren. Zur Berechnung der Abstände und des daraus resultierenden Zeitfensters werden die Formeln in Abbildung 43 im deutschen Handbuch angegeben.

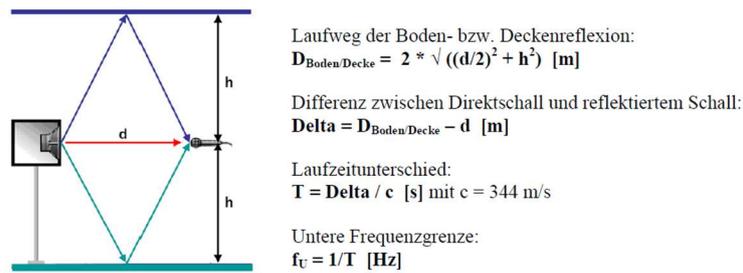


Abbildung 43. Formeln zur Berechnung des Zeitfensters.

Für den vorhandenen Raum wird folgendes Ergebnis erhalten:

$$D = 2 * \sqrt{((0,49 \text{ m}/2)^2 + (1,05 \text{ m})^2)} = 2,16 \text{ m} \quad (20)$$

$$\Delta = 2,16 \text{ m} - 0,49 \text{ m} = 1,67 \text{ m} \quad (21)$$

$$T = 1,67 \text{ m} / 344 \frac{\text{m}}{\text{s}} = 0,00485 \text{ s} \quad (22)$$

$$f_U = 1/0,00485 \text{ s} = 206 \text{ Hz} \quad (23)$$

Aufgrund der Überschneidung der oberen Grenzfrequenz der Nahfeldmessung und der unteren Grenzfrequenz der Fernfeldmessung ist theoretisch ein Zusammenfügen der Frequenzgänge lückenlos möglich. Das Zeitfenster von 0,00485 s zeigt, dass bis zu diesem Zeitpunkt nach Eintreffen des Direktschalls keine Reflexionen in der Impulsantwort des Lautsprechers zu erwarten sind.

Alle Vorüberlegungen, Vorbereitungen und Entscheidungen, die in Bezug auf die folgenden praktischen Arbeiten getroffen werden mussten wurden offengelegt, um die Möglichkeit zu bieten sich in die Lage des Anwenders zu versetzen und einen tieferen Einblick in die praktischen Arbeiten zu erhalten. Die getätigten Berechnungen dienen der korrekten Durchführung und dem richtigen Messaufbau und somit auch der Fehlervermeidung.

## 8. Die akustischen Messungen

Um die Funktionalität des Messsystems letztlich auch im Bereich der akustischen Messungen zu testen, werden in diesem Kapitel verschiedene Messungen durchgeführt, ausgewertet und beurteilt.

### 8.1 Kalibrierung der Messkette/ Korrektur des Mikrofonfrequenzgangs

Wie in Kapitel 4.3.1 bereits beschrieben, ist eine Kalibrierung der Messkette wichtig, um möglichst korrekte und absolute Werte zu erhalten. Bei allen Messungen dieser Arbeit, sowohl den elektronischen wie auch den akustischen, wurde diese nach Angaben des Herstellers durchgeführt. Zuerst wird hierbei die Ausgangsspannung der Soundkarte per Voltmeter gemessen und der Wert in ARTA eingetragen. Anschließend kann im Loopbackverfahren die Empfindlichkeit der Eingangskanäle ermittelt werden. Da die exakte, eingestellte Verstärkung des im Interface integrierten Mikrofonvorverstärkers, aufgrund fehlender Beschriftung und stufenloser Einstellmöglichkeit, nicht bekannt ist, wurde der Verstärkungsfaktor mittels der Linearitätsmessung in STEPS gemessen. Der Verstärkungsfaktor des Leistungsverstärkers konnte durch die Messung der Spannung an dessen Ein- und Ausgang bezogen werden. In Abbildung 44 sind die Werte von einem der durchgeführten Kalibriervorgänge im ‚Audio Device Setup‘ zu sehen.

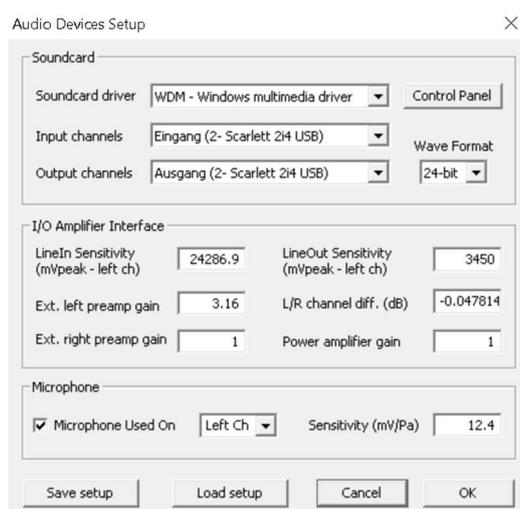


Abbildung 44. Einstellungen im Audio Device Setup.

Da zur Kalibrierung des Mikrofons kein Pegelkalibrator zur Verfügung stand wurde auf die Eintragung der Herstellerangaben zurückgegriffen. Das verwendete Mikrofon besitzt nach Angaben Webers (2013, S.34) eine Empfindlichkeit von 12,4 mV/Pa. Die in Kapitel 4 erwähnte Kompensierung von Frequenzgangfehlern bei Messmikrofonen mit Hilfe einer Korrekturdatei wurde nicht umgesetzt, da die exakten

Daten nicht vorlagen. Weber (2013, S.41) besagt, dass mindestens ein Wert pro Terz vorhanden sein sollte. Unter der Annahme der Korrektheit des vom Hersteller angegebenen, weitgehend linear verlaufenden Frequenzgangs und der Tatsache, dass eine Korrektur ohnehin nur für eine Messachse umgesetzt werden kann, kam das Messmikrofon letztlich zum Einsatz. Dieser Umstand führt zur Vermutung, dass die akustischen Messungen nicht zu 100 Prozent korrekte Ergebnisse liefern und daher kritisch zu betrachten sind.

Alle akustischen Messungen fanden unter Anwendung des, in Abbildung 45 dargestellten, ‚Semi-dual Channel‘ Verfahrens statt. Hierbei diente der rechte Kanal als Referenzkanal und der linke Eingangskanal zur Aufzeichnung der Systemantwort.

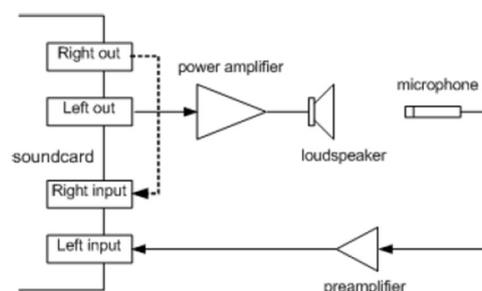


Abbildung 45. Messaufbau Semi-dual Channel.

## 8.2 Störabstandmessung

Laut Weber (2013, S.57) hat der Signal-/Störabstand eine besondere Bedeutung, da eine korrekte Ermittlung des Frequenz- und Phasengangs einer Messung nur erreicht werden kann, wenn der Abstand ausreichend groß ist. Er empfiehlt vor jeder Messung diesen zu messen. Hierzu soll der Schallpegel im vorgesehenen Messaufbau einmal mit und einmal ohne Lautsprecher aufgenommen werden. „Die Störgeräusche sollten im interessierenden Bereich mindestens 20 dB unter dem Signalpegel liegen. Dabei gilt: Je größer der Abstand, je besser die Qualität der Messergebnisse“ (Weber, 2013, S.57). In Abbildung 46 ist der Signal-/Störabstand dargestellt, welcher im vorhandenen Messraum vor der ersten Messung ermittelt wurde. Die rote Kurve stellt den, ohne Lautsprecher gemessenen, Störpegel und die schwarze Kurve den Pegel des Anregungssignals dar. Zwischen 100 Hz und 20 kHz liegt die Pegeldifferenz demnach bei mindestens 25 dB, teilweise aber auch bei über 45 dB. Dieser interessierende Bereich ist daher problemlos zu bewerten.

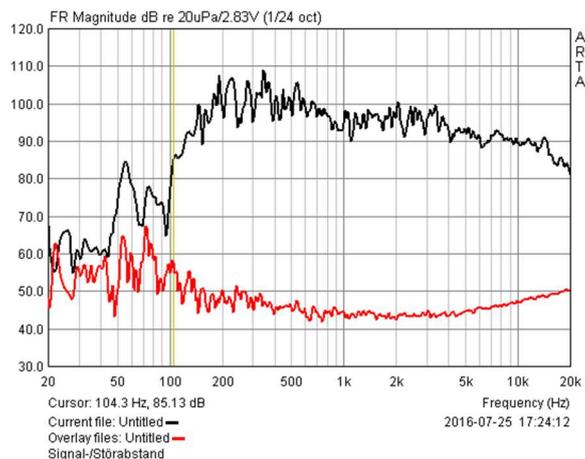


Abbildung 46. Signal-/Störabstand im Messraum.

### 8.3 Simulation eines Freifeldfrequenzgangs

In Kapitel 7.5.2 wurde bereits in der Theorie die Simulation eines Freifeldfrequenzgangs durch das Zusammenfügen einer Nah- und einer Fernfeldmessung beschrieben. Um dies auch in der Praxis zu testen kamen zwei Impulsantwortmessungen zum Einsatz. Die in Abbildung 47 festgehaltene, Nahfeldmessung fand in einem Abstand von 3,5 cm statt, die Fernfeldmessung in einer Entfernung von 46,5 cm und damit innerhalb des errechneten Hallradius.



Abbildung 47. Nahfeldmessung auf der 0°-Achse.

Zur Vermeidung einer Übersteuerung des Mikrofons wurde der Mikrophonvorverstärker auf eine nur sehr geringe Verstärkungsstufe eingestellt. Die Anregung erfolgte mit einem logarithmischen Sinussweep. Bei der Auswertung wurde der Cursor nicht direkt auf die Impulsspitze, sondern 0,688 Millisekunden davorgesetzt. Eine Nichteinhaltung dessen führt laut Weber (2013, S.112) zu Informationsverlust und eine inkorrekte Phasenbeziehung. Per PreDelay musste anschließend die dadurch entstandene Differenz korrigiert werden. Im rechten oberen Diagramm der Abbildung 48 ist der gefenstertere Frequenzgang und

die Phase der Fernfeldmessung zu sehen. Wie an der gelben Linie auf der X-Achse zu sehen ist, können nur Frequenzen oberhalb von ca. 200 Hz ausgewertet werden. Der starke Pegeleinbruch und der damit verbundene Phasensprung bei ca. 1550 Hz, konnte trotz mehrerer Messversuche, nicht „vermieden“ werden. Da durch die Fensterung der Raum keinen Einfluss nimmt, lässt dieses Verhalten auf destruktive Interferenz bzw. eventuell einen Einfluss des Lautsprechergehäuses schließen. Dasselbe gilt für den Pegeleinbruch bei ca. 4650 Hz. Unten links ist der ungefensterte Frequenzgang und die Phase der Nahfeldmessung dargestellt. Dieser erscheint im Vergleich zum, zuvor als Overlay gespeicherten, Fernfeldfrequenzgang weit ausgeglichener und ohne Phasensprung. Im nächsten Schritt wurde der Nahfeldfrequenzgang mit Hilfe von ‚Scale Level‘ auf den Messabstand der Fernfeldmessung angepasst. Bei 215,9 Hz, an einer Stelle an welcher beide Frequenzgänge gültig sind, wurde der Cursor gesetzt und mit dem Befehl ‚Merge overlay below cursor‘ der Nahfeldfrequenzgang an den Fernfeldfrequenzgang angefügt. Nach Verwendung von ‚Delete all overlays‘ gab ARTA den unten rechts gezeigten, simulierten Freifeldfrequenzgang aus.

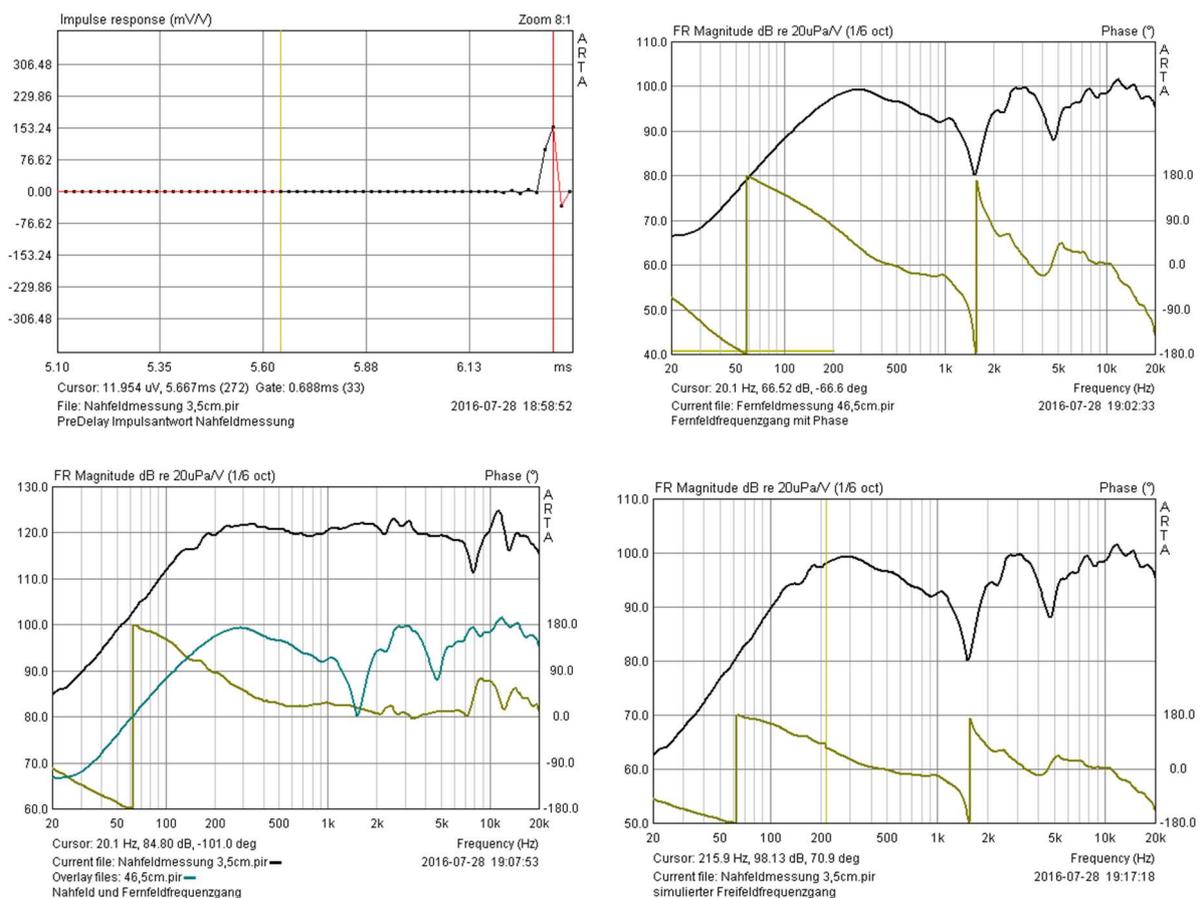


Abbildung 48. Bearbeitungsschritte bei der Erstellung des Freifeldfrequenzgangs.

## 8.4 Rundstrahlverhalten des Würfellausprechers

Die Norm ISO 3382 gibt, wie in Kapitel 7.1.1 beschrieben, einige Bedingungen vor, die bei der Messung des Rundstrahlverhaltens von Kugelstrahlern eingehalten werden müssen. Gemäß den Erläuterungen in Kapitel 7.5.2 konnte die geforderte Freifeldbedingung geschaffen werden. Der Lautsprecher und das Mikrofon wurden weit möglichst von reflektierenden Flächen entfernt aufgestellt und der Abstand zwischen Schallquelle und -empfänger betrug 49 cm und entsprach demnach dem bereits ermittelten Hallradius. Der vorgegebene Mindestabstand von 1,5 m zwischen Schallquelle und -empfänger konnte aufgrund der Raummaße nicht eingehalten werden. Da zur Messung kein Drehteller zur Verfügung stand, wurde zur Erleichterung der Messung eine Winkelanzeige am Lautsprecherstativ angebracht und gemäß den Vorgaben der Lautsprecher immer in 5° Schritten gedreht. In Abbildung 49 ist der Aufbau zu sehen.



Abbildung 49. Messaufbau Rundstrahlverhalten.

Zum Erhalt der insgesamt 72 Impulsantworten wurde der Würfellausprecher mit einem ungemittelten, logarithmischen Sinussweep angeregt. Die Impulsantwortdateien wurden alle unter den genannten Benennungsbedingungen im selben Ordner gespeichert und im ‚Tools‘ Menü anschließend geladen, um ein Diagramm daraus zu erstellen. Zuvor mussten jedoch die exakten Werte der Fensterung geprüft werden, um sichergehen zu können, dass der Raum keinen Einfluss auf das Ergebnis hat. Dies ist in Abbildung 50 dargestellt. Von der Impulsspitze bis zur ersten Raumreflexion entstand ein, etwas geringer als erwartetes, Fenster von 0,004479 Sekunden. Daher sind nur Frequenzen oberhalb von rund 223 Hz auswertbar.

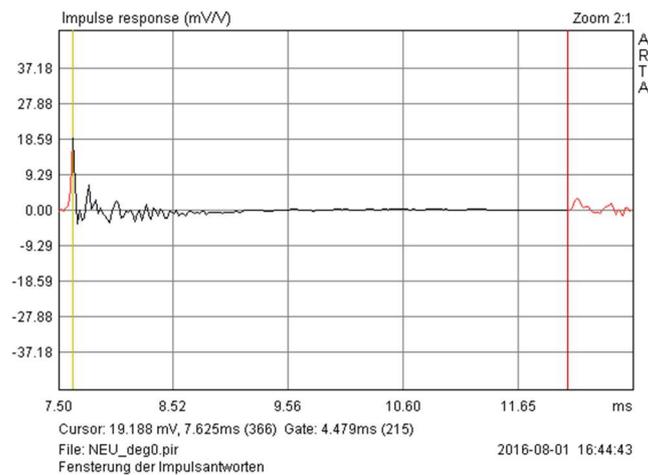


Abbildung 50. Ermittlung der Fenstergröße.

In Abbildung 51 sind alle weiteren Angaben zu sehen, die bei der Erstellung des Diagramms gemacht wurden. Der Autor hat sich für eine Glättung von 1/3 Oktave, die Normalisierung mit der 0°-Achse und einen Auswertungsfrequenzbereich von 250 Hz bis 8000 Hz entschieden. Unter ‚Gated‘ war der Startwert und die Länge des Fensters anzugeben, um ein korrektes Ergebnis zu erhalten.

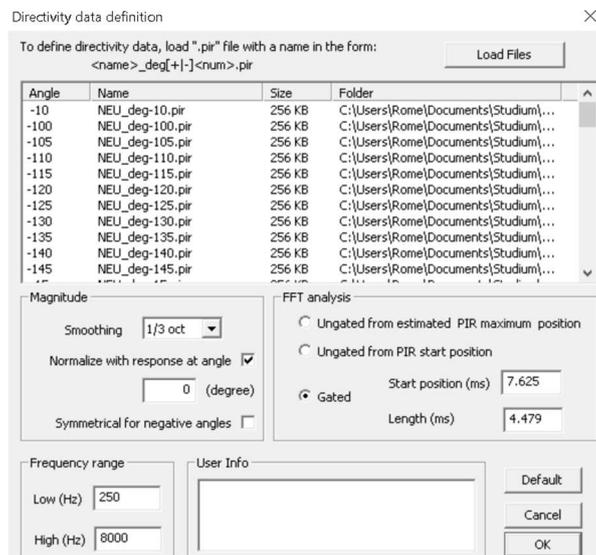
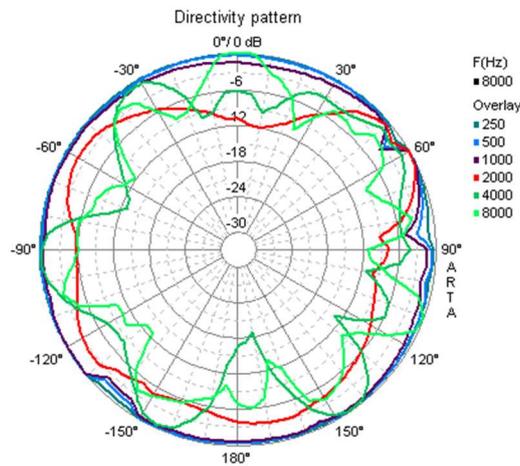


Abbildung 51. Parameter zur Erstellung des Diagramms.

Abbildung 52 zeigt das Resultat der Messungen in einem Polardiagramm. Bis zu einer Frequenz von 1000 Hz verhält sich der Lautsprecher, abgesehen von kleinen Einbrüchen, wie ein idealer Kugelstrahler. Ab ca. 2000 Hz sind stärkere Einbrüche, verursacht durch Interferenzen und die Richtwirkung der Lautsprecherchassis vorhanden. Diese Bündelung wird bei der 4000 Hz Kurve sehr deutlich. Die Norm ISO 3382 schreibt einen Frequenzbereich von 125 Hz bis 4000 Hz zur Auswertung vor. Verursacht durch die

Einbauresonanzfrequenz des Lautsprechers und dem, aufgrund der geringen Raumgröße, nur sehr kurzen Zeitfensters konnten Frequenzen im 125 Hz Oktavband leider nicht berücksichtigt werden.



File: Untitled.dpf  
Polardiagramm Würfellautsprecher

2016-08-01 20:04:57

Abbildung 52. Polardiagramm des Würfellautsprechers.

Zur korrekten und Norm-entsprechenden Interpretation der Ergebnisse wurden, gemäß den in Kapitel 7 genannten Vorgaben, 30° Bogenbereiche gemittelt. Hierzu wurden die Frequenzgänge von jeweils sechs benachbarten Messpunkten in einem Diagramm zusammengefasst und per ‚Power Average with Overlays‘ gemittelt. Der geforderte Bezugswert entstand durch die Mittelung aller 72 Messwerte. Da, nach Aussagen von Weber et al. (2011, S.62) die Norm eine Glättung der Kurven über Oktavbänder vorschreibt, wurde dies ebenso umgesetzt. In Abbildung 53 ist das Ergebnis dargestellt. Die grünen Kurven zeigen die 12 gemittelten 30° Bogenbereiche, die lila Kurve den Bezugswert.

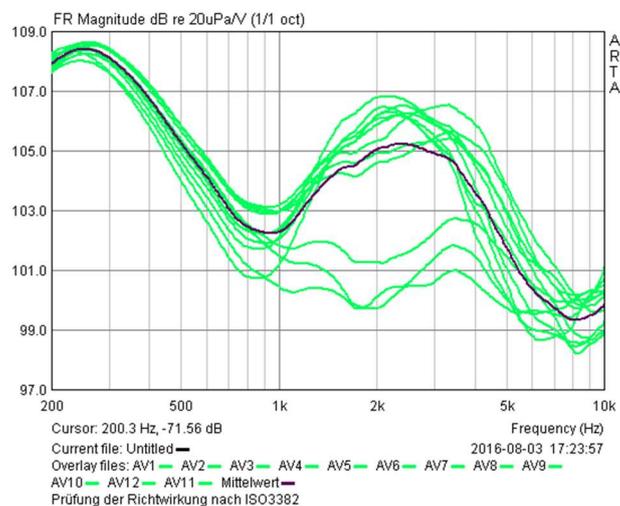


Abbildung 53. Prüfung der Richtwirkung nach ISO 3382.

Trotz den drei „Ausreißern“, die sich vor allem im Bereich von 2000 Hz bis 4000 Hz deutlich zeigen, hält der Würfellautsprecher die maximal erlaubten Abweichungswerte weitgehend ein. In Abbildung 54 wurden die Grenzen händisch in das Diagramm eingezeichnet. Lediglich zwischen 500 Hz und 700 Hz und ca. 2000 Hz und 2500 Hz weicht einer der 12 Bogenbereiche von der Norm ab. Die vertikalen blauen Linien stellen die Grenzfrequenzen der Oktavbänder dar. Diese Daten wurden der Seite [www.sengpielaudio.com](http://www.sengpielaudio.com) entnommen.

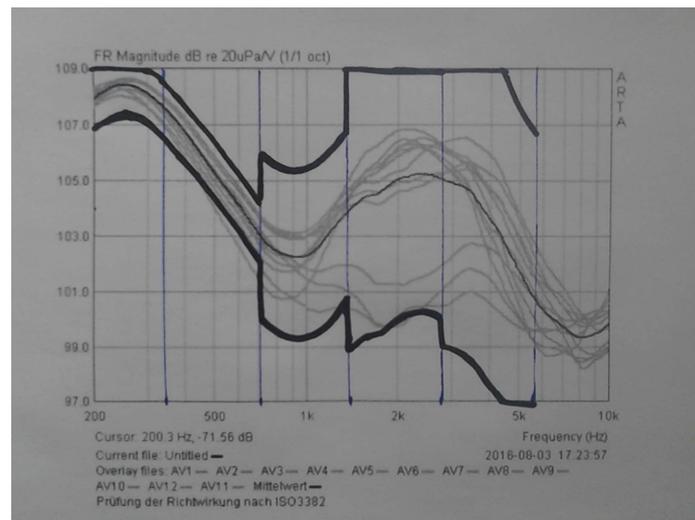


Abbildung 54. Händische Auswertung.

## 8.5 Messung der Nachhallzeit/ raumakustische Parameter

Bereits im 7 Kapitel wurden die ersten Vorbereitungen und Überlegungen zur Messung der Nachhallzeit angestellt. Dabei haben die Berechnungen ergeben, dass eine Sequenzlänge von 64k und eine Sampling Rate von 48 kHz verwendet werden muss. Darüber hinaus sollte nach Aussagen Webers (2013, S.90) auch noch beachtet werden, dass das Mikrofon möglichst eine Kugelcharakteristik besitzt und die Schallquelle ebenso möglichst kugelförmig abstrahlt. Der Abstand des Schallempfängers von reflektierenden Flächen muss mindestens 1 Meter betragen. Für die Ermittlung des Abstands zur Schallquelle stellt Weber (2013, S.90) folgende Formel zur Verfügung:

$$d_{min} = 2 \sqrt{\frac{V}{cT}} \quad (24)$$

mit  $V$  = Raumvolumen in  $m^3$ ,  $c$  = Schallgeschwindigkeit in  $m/s$  und  $T$  = geschätzte Nachhallzeit in  $s$

Daraus ergibt sich im vorliegenden Fall ein Abstand von:

$$d_{min} = 2 \sqrt{\frac{46,54 \text{ m}^3}{344 \frac{\text{m}}{\text{s}} * 0,628 \text{ s}}} = 0,928 \text{ m}$$

Das möglichst energiereiche Anregungssignal muss, wie bereits angesprochen, mindestens 45 dB über dem Störpegel liegen. Zur Verbesserung des Rauschabstands werden von Weber (2013, S.90) vier Mittelungen empfohlen. Fasold und Veres (2003, S.153) ergänzen noch:

Das zur Schalldruckpegelmessung zu verwendende Kugelmikrofon ist nacheinander so im Raum aufzustellen (1,2 m über dem Fußboden), daß alle Raumbereiche gleichmäßig erfaßt werden. In kleinen Räumen sind mindestens vier Mikrofonstellungen bei zwei verschiedenen Positionen der Schallquelle üblich. . . . Je Meßort sind wenigstens zwei Messungen auszuführen und zu mitteln.

Alle erwähnten Vorschriften konnten bei den folgenden Messvorgängen beachtet und umgesetzt werden. Lediglich die Mikrofonposition in 1,2 m Höhe fand, aufgrund der geringen Raummaße, keine Berücksichtigung. Da die Deckenhöhe maximal 2,10 m beträgt musste die Positionierung auf eine Höhe von 1,10 m reduziert werden, um einen Mindestabstand von 1 m zu reflektierenden Flächen einhalten zu können. Gemäß der in Abbildung 55 gezeigten Skizzen wurde der Lautsprecher und das Mikrofon im Raum positioniert. Es fanden bei zwei verschiedenen Schallquellenpositionen jeweils Messungen an 5 Mikrofonpositionen statt.

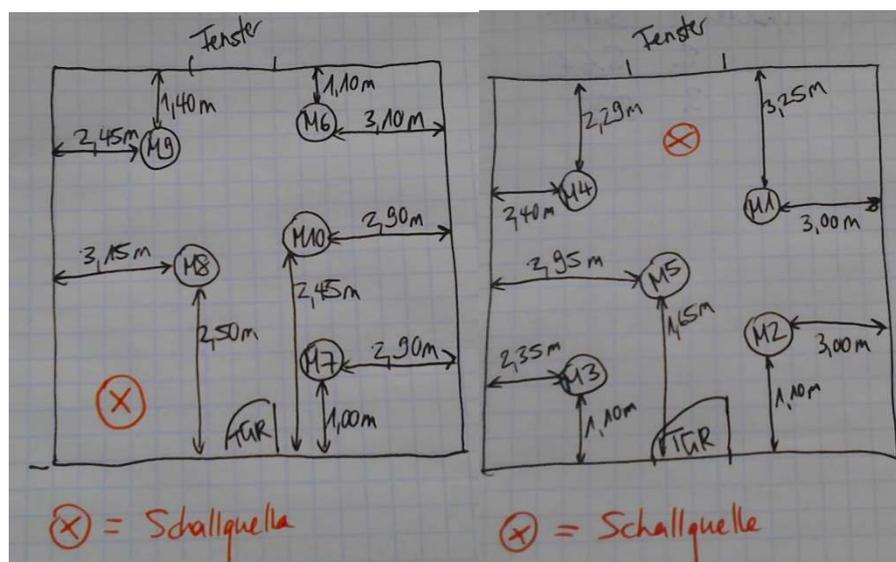


Abbildung 55. Positionierungsskizzen.

Als Anregungssignal wurde periodisches rosa Rauschen verwendet. Pro Messvorgang sind jeweils vier Messungen durchgeführt und gemittelt worden.

Nach dem, in Kapitel 4.3.6 bereits beschriebenen, Verfahren hat der Autor die Ergebnisse der zehn Messungen ausgewertet. Hierbei wurde bei allen Resultaten die zeitintensivere Variante der Berechnung aller einzelnen Oktavbänder gewählt. Die von der Norm empfohlenen Methoden ‚Truncation‘ und ‚Truncation and Compensation‘ wurden so angewandt, dass stets Korrelationskoeffizienten mit Werten zwischen 0,992 und 1,000 erreicht werden konnten. Abbildung 56 zeigt beispielhaft die ‚Energy decay curve‘ der Messposition 5 und die Ergebnistabelle, inklusive ‚T60 User‘, der Messposition 6. Im Diagramm ist die ideale Positionierung von Cursor und Marker gut zu erkennen.

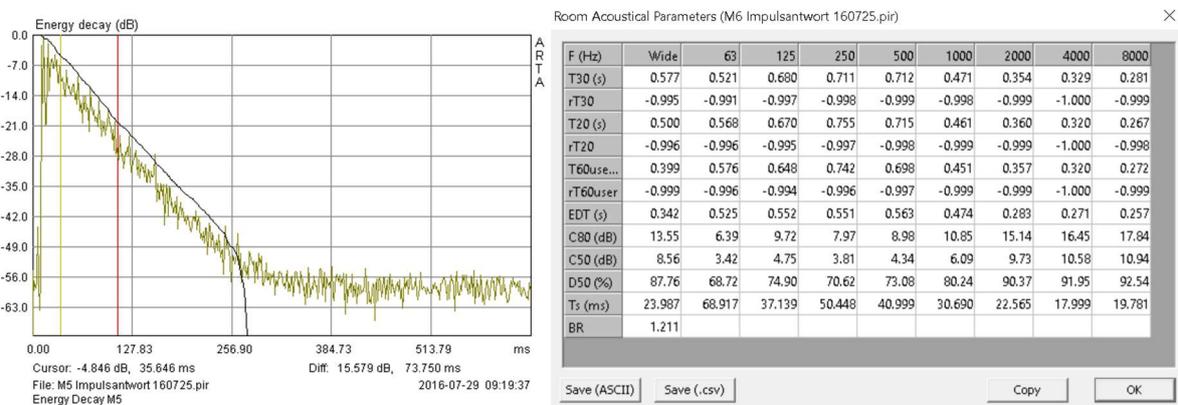


Abbildung 56. Auswertungsbeispiele der Nachhallzeitmessung.

Die errechneten raumakustischen Parameter wurden im Excel-kompatiblen CSV-Dateiformat abgespeichert. In Abbildung 57 ist die Auswertung der Nachhallzeit ‚T60 User‘ der zehn Einzelergebnisse dargestellt.

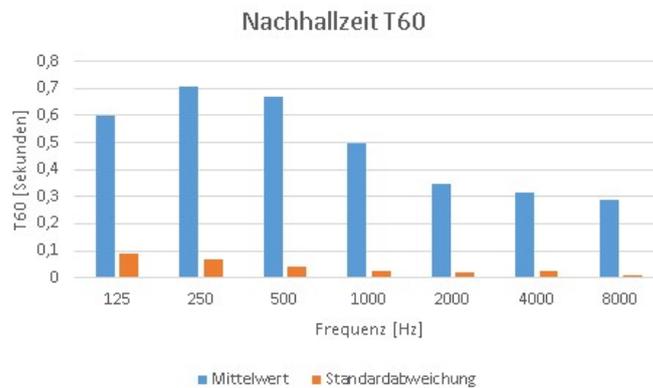
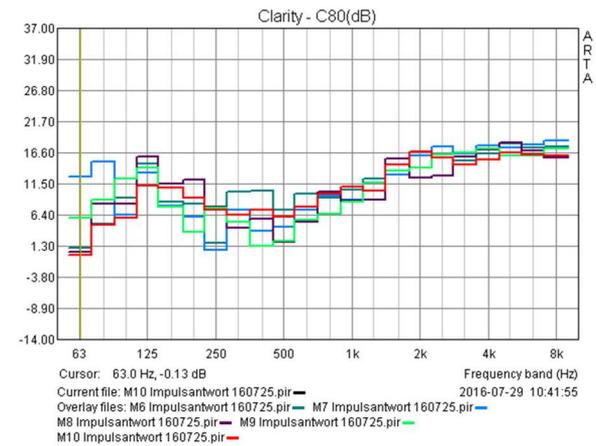
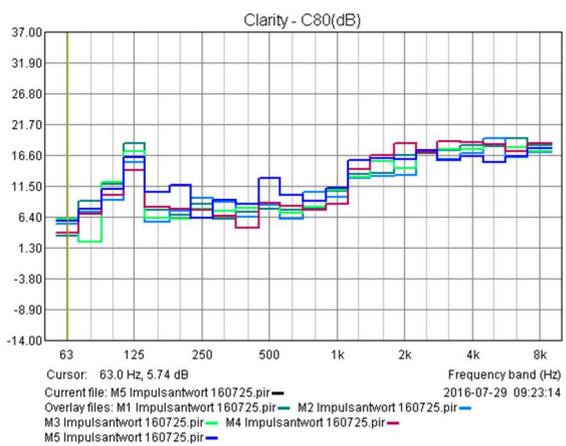
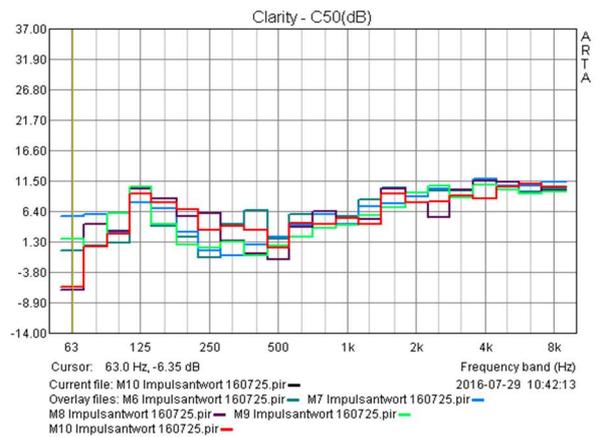
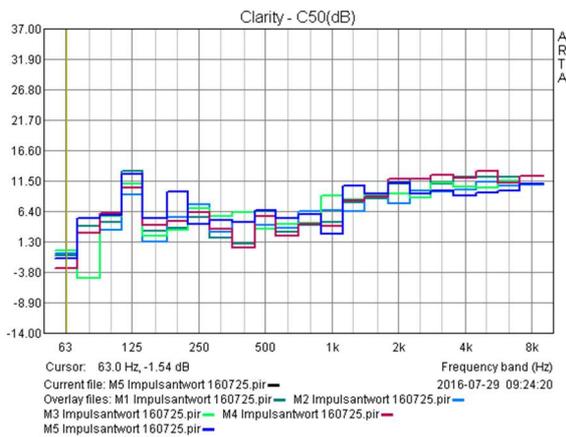
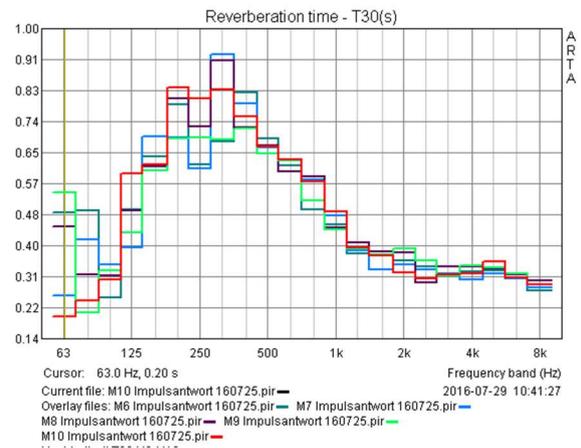
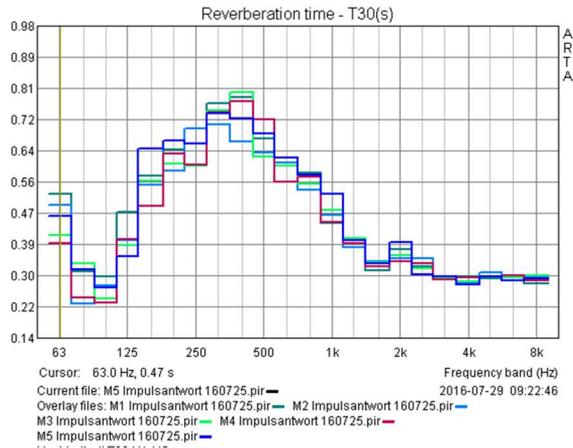


Abbildung 57. Statistische Auswertung von T60.

Mit Hilfe des Overlay-Verfahrens entstanden die in Abbildung 58 dargestellten Resultate für die Para-

meter T30, C50, C80 und Center Time. Zum Vergleich befinden sich auf der linken Seite die Auswertungen des ersten Messaufbaus und auf der rechten Seite die des Zweiten.



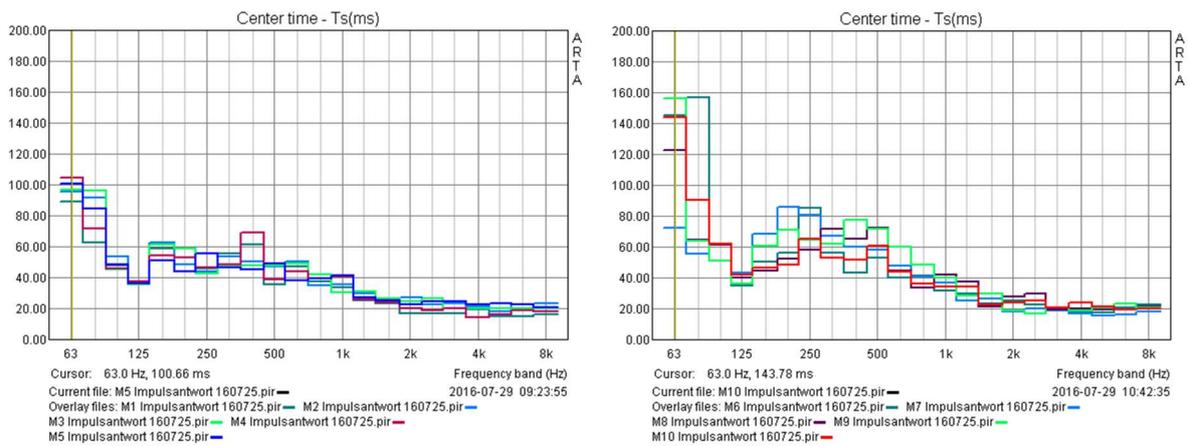


Abbildung 58. T30, C50, C80 und Center Time für M1-M5 und M6-M10.

In den Diagrammen aller Parameter lässt sich eine relativ deutliche Differenz im Bereich zwischen etwa 200 Hz und 500 Hz erkennen. Speziell die Nachhallzeit steigt hier bei veränderter Schallquellen- und Mikrofonposition sichtbar an. Resonanzen im Messraum können die Ursache dafür sein. Zur besseren Detektion von auftretenden Raumresonanzen wurde ein Downsampling von ursprünglich 48 kHz auf 8 kHz vollzogen. Die Impulsantworten von M2 und M7 wurden dazu ausgewählt. Die, mit dem ‚Cumulative Spectral Decay‘ erstellten, Sonogramme sind in Abbildung 59 zu sehen.

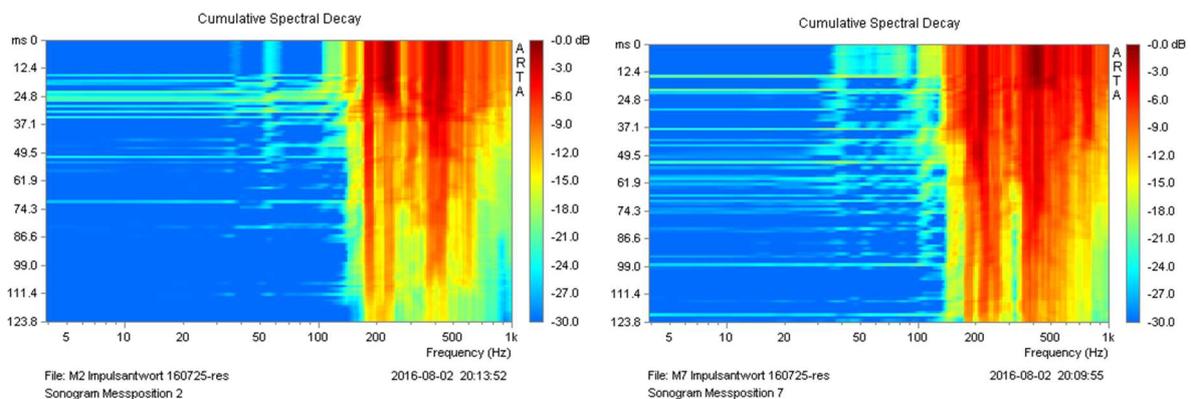


Abbildung 59. Sonogramme von M2 und M7.

Es wird ersichtlich, dass sich im Bereich von ca. 200 Hz bis ca. 500 Hz mehrere Resonanzfrequenzen befinden. Bei der Position M7 bleibt die Energie allerdings länger erhalten, was zur Anhebung der Nachhallzeit T30 führt. Darüber hinaus kann auch erkannt werden, dass unterhalb von ca. 180 Hz nur noch wenig nennenswerter Schall vorhanden ist. Dies deckt sich in etwa mit der in Kapitel 7.1.3 errechneten Einbauresonanzfrequenz des Lautsprechers und dem damit verbundenen starken Pegelabfall.

## 8.6 SPL Meter

Zum Abschluss der akustischen Messungen wurde eine Aufzeichnung des Pegels auf der Terrasse des Hauses durchgeführt, in welchem sich der Messraum befindet. Die kleine, naheliegende Autowerkstatt und vor allem die Bundesstraße B311, die in einer Entfernung von ca. 100 m Luftlinie am Haus vorbeiführt, führen zu einer Lärmbelastung. Mit dem vorhandenen Messequipment und dem in ARTA integrierten SPL-Meter wurde der Vorgang umgesetzt. Die Werte wurden mit der Einstellung Z, sprich ohne Gewichtung und über einen Zeitraum von 1 Stunde erfasst. In Abbildung 60 ist der Messbericht dargestellt. Diesem ist, unter anderem zu entnehmen, dass in 99 Prozent der Zeit, abhängig von der Integrationszeit, ein Schalldruckpegel von 54,7 dB (Impulse) nicht überschritten wurde. In 5 Prozent der Zeit trat ein Pegel von 70,9 dB auf. Der einzelne Peak, der nach rund 15 Minuten in der grafischen Darstellung zu erkennen ist, entspricht dem, in der Auflistung angegebenen, maximalen Wert von 93,97 dB. Die ansonsten eher geringen Schwankungen über die Zeit stehen mit dem Verkehrsaufkommen auf der Bundesstraße in Verbindung. In den letzten 15 Minuten der Messung scheint weniger Verkehr gewesen zu sein. Letztlich erscheinen die Werte, rein „gemessen“ an der Hörerfahrung, realistisch, können jedoch, aufgrund der fehlenden Kalibrierung des verwendeten Mikrofons, von einer absoluten Richtigkeit abweichen.

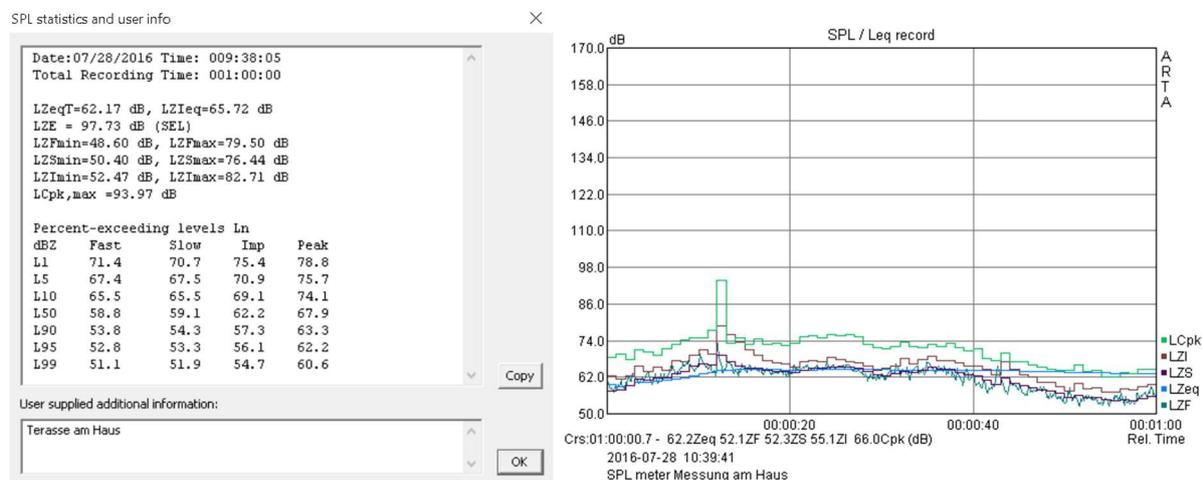


Abbildung 60. SPL Statistik.

Die durchgeführten akustischen Messungen zeigen einen Ausschnitt der vielen Möglichkeiten die das getestete Messsystem zu bieten hat. Die Messvorgänge wurden auf Basis der, in den vorhergehenden Kapiteln erlangten, Kenntnisse vollzogen und liefern durchaus brauchbare Ergebnisse. Diese konnten in der Software weiterverarbeitet, ausgewertet und professionell in Diagrammen dargestellt werden.

## 9. Fazit

„Es gibt . . . eine hervorragende deutschsprachige Bedienungsanleitung, die den Einstieg auch für Englischhasser möglich macht“ (Pico, [www.hifi-forum.de](http://www.hifi-forum.de), 2010).

Das ist richtig. Die deutsche Fassung des Handbuchs ist gerade zum Einstieg sehr hilfreich und verschafft dem Anwender einen schnellen Überblick. Heinrich Weber, der Autor der deutschsprachigen Dokumente, legt die Inhalte sehr praxisbezogen aus und erklärt mittels Beispielen. Dennoch ist die Fassung keine direkte Übersetzung des Originalhandbuchs und ersetzt dieses daher nicht. Weber (2013, S.7) weist aber bereits zu Anfang des Handbuchs darauf hin und empfiehlt den Erstanwendern die Originalhandbücher parallel zu Rate zu ziehen. Dies bedeutet, dass gewisse Englischkenntnisse definitiv vorhanden sein müssen. Für einige Messvorgänge stehen unter [www.artalabs.hr/support.htm](http://www.artalabs.hr/support.htm) zusätzlich einige sogenannte Application Notes zur Verfügung. Diese sind auch in einer deutschen Fassung vorhanden.

„ . . . bei Programmen wie ARTA . . . sollte der Nutzer schon ziemlich genau wissen was er macht z.B. sollte er den Einfluss von Fenstern die zur FFT nötig sind kennen. Ohne Grundlagenkenntnisse voraussetzen bleiben da nicht viele Programme übrig . . .“ (sansui, [www.hifi-forum.de](http://www.hifi-forum.de), 2009).

Die Handhabung bzw. Bedienbarkeit erscheint nach einer kurzen Einarbeitung einigermaßen verständlich. Allerdings kann dies, spätestens nach Erhalt von unrealistischen Messergebnissen, als Trugschluss erkannt werden. Wie der Verfasser des Zitats richtig erfasst hat, ist es unumgänglich sich diverse Kenntnisse anzueignen. Es ist bei der umfangreichen Parameterauswahl sehr wichtig zu wissen, was durch die Veränderung einer Einstellung eigentlich geschieht. Mateljan ermöglicht, durch die Ausführlichkeit und den Tiefgang seiner Arbeit, jedem interessierten Nutzer einen theoretischen Einblick, der über das, zur korrekten Anwendung, minimal erforderliche Wissen hinausgeht. Das dritte Kapitel seiner Arbeit widmet Mateljan (2015, S.50) beispielsweise nur der theoretischen Erläuterung von Frequenzgängen in LTI-Systemen. Die Tatsache, dass reines Basiswissen zur richtigen Anwendung nicht ausreicht und eine intensive Einarbeitungsphase notwendig ist, zeigt die Hochwertigkeit und Professionalität der Software. ARTA bietet dem eingearbeiteten Nutzer eine gute Bedienbarkeit und eine sinnvolle Benutzeroberfläche.

Eine zunehmende Zahl von Gemeindemitgliedern scheint Gefallen an ARTA zu finden.

Sowohl hier als auch in anderen Foren taucht der Name ARTA vermehrt auf und es wird überwiegend positives berichtet:

- geringe Hardwareabhängigkeit
- problemlose Installation. . . (ente, [www.visaton.de](http://www.visaton.de), 2004).

Die, in dieser Arbeit verwendete Hardware, wurde größtenteils auf Empfehlung von Weber (2013, S.11) bezogen. Auf den Angaben des Herstellers (Weber, 2013, S.10-11 und [www.artalabs.hr/requirements.htm](http://www.artalabs.hr/requirements.htm)) basierend, scheint das Softwarepaket jedoch mit vielen Hardwaregeräten zu harmonieren. Auch die Erfahrung mit der, nicht speziell für diese Messungen bezogenen, Soundkarte Focusrite 2i4 bestätigen dies. Es existierten keinerlei Kompatibilitätsprobleme. Der Downloadvorgang, die Installation, sowie die Lizenzorderung verliefen ebenso reibungslos.

Die umgesetzten Testmessungen haben weitestgehend funktioniert, was unter anderem der intensiven theoretischen Vorbereitung zuzuschreiben ist. Die Resultate sind realistisch und größtenteils mit den vorhandenen Herstellerangaben sowie den Ergebnissen Webers zu vergleichen. Auch die von ARTA empfohlene Hardware erscheint, auf den elektronischen Messungen basierend, leistungsstark und belastbar. Die Messsitzungen sowie die anschließende Datenauswertung sind, gerade am Anfang, sehr zeitaufwändig aber liefern letztlich sehr professionelle Ergebnisse. Aufgrund des begrenzten Umfangs dieser Arbeit, konnten nicht alle Funktionen in der Praxis getestet werden. Dennoch zeigt die ausführliche Beschreibung in Kapitel 4 wie umfangreich die Anwendungsmöglichkeiten des Softwarepakets sind. Der Lizenzpreis von 79,- Euro erscheint daher sehr günstig und gestaltet das Preis-Leistungs-Verhältnis für den Anwender sehr ansprechend. Prinzipiell ist es aber, wie in Kapitel 4 bereits angesprochen, auch möglich das Softwarepaket dauerhaft völlig kostenlos zu nutzen. Die einzige Einschränkung betrifft die fehlende Funktion der Datenspeicherung. Dies erschwert vor allem die softwareinterne Weiterverarbeitung von Messergebnissen. Die nachträgliche Erstellung von Diagrammen aus mehreren Einzelmessungen, wie sie z. B. bei der Auswertung vom Rundstrahlverhalten des Lautsprechers in Kapitel 8 notwendig war, ist dem ARTA-Anwender ohne Lizenz verwehrt.

Wie Weber (2013, S.8) in seiner Arbeit erwähnt, ist eine Nutzung von herkömmlichem Soundkarten zwar möglich aber aus Qualitätsgründen dennoch nicht zu empfehlen. Dies bedeutet, dass für den Einsteiger, sofern verlässliche und absolute Messergebnisse gewünscht sind, weitere Ausgaben für Messwerkzeuge entstehen. Neben der Soundkarte wird auch ein Leistungsverstärker und, zumindest für akustische Messungen, ein Messmikrofon und ein geeigneter Lautsprecher sowie diverses Zubehör benötigt. Außerdem sollte noch der Kauf eines Digitalen Multimeters eingeplant werden. Nach Angaben Webers (2013, S.12) sind bereits Multimeter im Preissegment unter 100,- Euro brauchbar und True RMS Geräte zu bevorzugen. Die Kalibrierung des Messmikrofons ist ebenso empfehlenswert. Obwohl durch die aufgezählten Komponenten einige weitere Kosten für den Erstanwender entstehen, liegen diese, für vernünftige Messungen im DIY Bereich, im überschaubaren Bereich.

Zu guter Letzt kann folgender Aussage zugestimmt werden: „Die größten Aktivitäten gibt es bei ARTA. Die Universität als Entwicklungsmotor zahlt sich aus . . .“ (Pico, [www.hifi-forum.de](http://www.hifi-forum.de), 2010). Auf der

Internetseite [www.artalabs.hr](http://www.artalabs.hr) des Herstellers ist eine chronologisch sortierte Auflistung aller Optimierungsstufen seit Einführung der Software auf dem Markt zu finden. Daran lässt sich erkennen, dass es dem Hersteller wichtig zu sein scheint die Software zu optimieren und aktuell zu halten. Neben softwareinternen Verbesserungen hat der Hersteller im August 2015 auch auf das Microsoft Upgrade reagiert und ist seither auf Windows 10 verwendbar.

Abschließend kann also gesagt werden, dass sich das getestete Messsystem, aufgrund der zahllosen Messmöglichkeiten der Software, der preiswerten aber dennoch hochwertigen Hardware und letztlich auch wegen der guten Bedienbarkeit, für die Durchführung von hochwertigen akustischen wie auch elektronischen Messungen absolut eignet. Es sind mit relativ einfachen Mitteln zuverlässige Resultate erreichbar. Nachvollziehbar ist auch die angesprochene Softwarenutzung von namhaften Unternehmen. Das leistungsstarke Messsystem ist aber nicht nur für professionelle Anwender, sondern auch Anfänger und Hobbybastler, die genügend Zeit und Interesse für eine Einarbeitung mitbringen, geeignet. Für eine oberflächliche Vorgehensweise ist die Software nicht ausgelegt und viel zu umfangreich. Derjenige, der lediglich auf die einfache, schnelle und einmalige Verwendung zur Einmessung seines Raumes setzt sollte daher besser auf eine andere Software zurückgreifen.

## 10. Danksagung

Im Rahmen meiner Bachelorarbeit möchte ich mich herzlichst bei allen Beteiligten bedanken! Spezieller Dank gilt:

Herrn Prof. Jens-Helge Hergesell, für die Betreuung der Arbeit.

Meiner Mutter Gerti Kalitschke, für den Aufenthalt und die Versorgung während der praktischen Arbeiten.

Meinem Bruder Malte Pertschi, für die Bereitstellung des Raums für die akustischen Messungen.

Meiner Freundin Jana Rzytka, für das Korrekturlesen und dem Zweitprüfer Herrn Prof. Oliver Curdt.

## 11. Glossar/Fußnoten

<sup>1</sup> FFT (Fast Fourier Transformation): Algorithmus zur Ermittlung der diskreten Fourier Transformation (DFT).

<sup>2</sup> DUT (device under test): Begriff für das zu messende Gerät/System.

<sup>3</sup> dBFS: „Die Vollaussteuerung digitaler Systeme ist nach AES17 bei einer Signalamplitude von 0 dBFS (dB bezogen auf Full Scale) erreicht, die dem Maximum des darstellbaren Zahlenbereichs zugeordnet ist“ (Weinzierl, 2008, S.553).

<sup>4</sup> Gewichtung: Bei den Frequenzbewertungskurven A, B und C werden Schalldruckpegelwerte korrigiert, um das Frequenzverhalten des Gehörs einfacher nachbilden zu können (Fasold und Veres, 2003, S.48).

<sup>5</sup> RMS (root mean square): Mittelwertbildung der Eingangssignalpegel, laut Mateljan (2015, S.28) definiert als  $10 \log_{10}$  aus der Summe aller DFT Pegel-Spektrum-Komponenten.

<sup>6</sup> Intermodulationsverzerrungen: Nach Dickreiter (1997, Band 2, S.441) bilden sich bei der gleichzeitigen Übertragung mehrerer Frequenzen zusätzlich zu den Harmonischen auch Summen- und Differenz-töne im Ausgangssignal eines Systems. Diese berechnen sich als Summe und Differenz der Frequenzen der Schwingungen und deren Harmonischen.

<sup>7</sup> LTI (linear time-invariant): weitgehend linear und zeitunabhängig funktionierendes System. „Linear bedeutet in diesem Zusammenhang, dass eine Veränderung der Amplitude am Eingang sich um exakt den gleichen Faktor am Ausgang bemerkbar macht, und zeitinvariant, dass ein bestimmtes Eingangssignal immer wieder die gleiche Reaktion am Ausgang hervorruft, egal, zu welchem Zeitpunkt es eingespeist wird“ (Müller, 2008, S.1094).

<sup>8</sup> Crest-Faktor: beschreibt das Verhältnis von Spitzen- und Effektivwert einer elektrischen Wechselgröße (Weber, 2013, S.28).

<sup>9</sup> Lautheit: „Die subjektive Intensität von Schallen wird mit dem Kunstbegriff Lautheit (engl. loudness) bezeichnet, dem in der Umgangssprache der Begriff der Lautstärke entspricht. Lautheit ist eine überschwellige Empfindungsgröße, welche dem menschlichen Hörempfinden entsprechend skalierbar ist, d. h. sich als Zahlenwert angeben lässt“ (Ellermeier und Hellbrück, 2008, S.59).

<sup>10</sup> Lautstärkepegel: Vergleicht die, von normalhörenden Personen, empfundene Lautstärke mit der Lautstärke eines 1000 Hz Sinustons. „Unter der Lautstärke von beispielsweise 80 phon versteht man einen Schall (beliebiger Frequenz), der genau so laut empfunden wird wie ein 1 kHz-Sinuston mit einem Schalldruckpegel von 80 dB“ (Veit, 1988, S.125). Diese subjektiv wahrgenommene Vergleichsgröße unterliegt, laut Fasold und Veres (2003, S.47) starken individuellen Schwankungen.

## 12. Abkürzungsverzeichnis

AD	Analog/Digital
BR	Bass Ratio
CSD	Cumulative Spectral Decay
DA	Digital/Analog
dB	Dezibel
dBFS	Decible below Full Scale
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DUT	Device under Test
ETC	Energy Time Curve
FFT	Fast Fourier Transformation
IACC	Interaural Cross Correlation
IMD	Intermodulation Distortions
LF	Lateral Fraction
LTI	Linear Time Invariant
MLS	Maximum Length Sequences
NC	Noise Criterion
NCB	Balanced Noise Criterion
NR	Noise Rating
PIR	Periodic Impulse Response
PN	Pink Noise
PNC	Preferred Noise Criterion
RASTI	Rapid Speech Transmission Index
RC	Room Criterion
RMS	Root Mean Square
S/N	Signal to Noise
SPL	Sound Pressure Level
STF	Short Time Fourier Transform
STI	Speech Transmission Index
THD	Total Harmonic Distortion
THD + N	Total Harmonic Distortion + Noise
TSP	Thiele-Small Parameter

## 13. Formelzeichenverzeichnis

### lateinische Formelzeichen

A	Amplitude, Absorptionsvermögen	
c	Ausbreitungsgeschwindigkeit	m/s
d	Distanz/ Abstand, Durchmesser	m
f	Frequenz	Hz
f <sub>C</sub>	Einbauresonanzfrequenz	Hz
f <sub>S</sub>	Abtastfrequenz, Freiluftresonanzfrequenz	Hz
f <sub>U</sub>	untere Grenzfrequenz	Hz
H(f)	Frequenzgang	
h(t)	Impulsantwort	
I	Schallintensität	W/m <sup>2</sup>
L <sub>P</sub>	Schalldruckpegel	dB
L <sub>W</sub>	Schallleistungspegel	dB
N	Anzahl	Stück
n	Anzahl	Stück
NT	Messdauer	s
P <sub>a</sub>	Schallleistung	W
p	Schalldruck/ Luftdruck	Pa
Q <sub>EC</sub>	elektrische Güte (Einbau)	
Q <sub>ES</sub>	elektrische Güte (Freiluft)	
Q <sub>MC</sub>	mechanische Güte (Einbau)	
Q <sub>MS</sub>	mechanische Güte (Freiluft)	
Q <sub>TC</sub>	Gesamtgüte (Einbau)	
Q <sub>TS</sub>	Gesamtgüte (Freiluft)	
r	Radius	m
r <sub>H</sub>	Hallradius	m
RA	Ausgangswiderstand	Ohm
RE	Eingangswiderstand	Ohm
S	Fläche	m <sup>2</sup>
S <sub>d</sub>	effektive Membranfläche	cm <sup>2</sup>
T	Zeit	s
T <sub>60</sub>	Nachhallzeit	s
U	elektrische Spannung	Volt

V	Verstärkungsfaktor, Volumen	
v	Schallschnelle	m/s
V <sub>AS</sub>	Äquivalentvolumen	l
V <sub>AB</sub>	Gehäusevolumen	l
W <sub>1</sub>	auftreffende Leistung	W
W <sub>abs</sub>	absorbierte Leistung	W
W <sub>refl</sub>	reflektierende Leistung	W
X(f)	Fourier-Transformierte	
Y(f)	Fourier-Transformierte	

#### griechische Formelzeichen

$\alpha$	Absorptionsgrad/ Absorptionskoeffizient	
$\rho$	Dichte	kg/m <sup>3</sup>
$\Delta f$	Frequenzauflösung	
$q$	Schallreflexionsgrad	
$\lambda$	Wellenlänge	m

## 14. Formelverzeichnis

- Formel 1. Veit, I. (1988). *Technische Akustik*, S.26
- Formel 2. Dickreiter, M. (1997). *Handbuch der Tonstudioteknik, Band 1, 6 Auflage*, S.8
- Formel 3. Fasold, W. & Veres, E. (2003). *Schallschutz+ Raumakustik in der Praxis*, S.23
- Formel 4. Fasold, W. & Veres, E. (2003). *Schallschutz+ Raumakustik in der Praxis*, S.66
- Formel 5. Veit, I. (1988). *Technische Akustik*, S.66
- Formel 6. Dickreiter, M. (1997). *Handbuch der Tonstudioteknik, Band 1, 6 Auflage*, S.36
- Formel 7. Fasold, W. & Veres, E. (2003). *Schallschutz+ Raumakustik in der Praxis*, S.66
- Formel 8. Dickreiter, M. (1997). *Handbuch der Tonstudioteknik, Band 1, 6 Auflage*, S.18
- Formel 9. Von Grünigen, D. (2014). *Digitale Signalverarbeitung*, S.187
- Formel 10. Mateljan, I. (2015). *ARTA User Manual, Version 1.8.5.*, S.50
- Formel 11. Weber, H. (2013). *STEPS Handbuch, Version 2.4D.*, S.9
- Formel 12. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.53
- Formel 13. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.53
- Formel 14. Dickreiter, M. (1997). *Handbuch der Tonstudioteknik, Band 1, 6 Auflage*, S.250
- Formel 15. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.54
- Formel 16. Klinger, H.H. (1989). *Lautsprecher Baubuch*, S.119
- Formel 17. Tenbusch, W.J. (1989). *Grundlagen der Lautsprecher*, S.58
- Formel 18. Sengpiel, E. (2016). <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-kohquellen.htm>
- Formel 19. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.91
- Formel 20. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.86
- Formel 21. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.86
- Formel 22. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.86
- Formel 23. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.86
- Formel 24. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.90

## 15. Abbildungsverzeichnis

- Abb. 1. Kugelwellen und ebene Welle. *Handbuch der Tonstudioteknik, Band 1, 6 Auflage*, S.6
- Abb. 2. Brechung. [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/3/36/Reflexion\\_Brechung.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/3/36/Reflexion_Brechung.png)
- Abb. 3. Beugung an einer Blende. *Technische Akustik*, S.59
- Abb. 4. Kammfiltereffekt. <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-kammfilter.htm>
- Abb. 5. Einstellmöglichkeiten im Spectrum Analysis Setup. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.24
- Abb. 6. 1 kHz Sinus mit verschiedenen Fensterungen. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.30
- Abb. 7. Skalierung, Gewichtung, Distortionoptionen. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.25
- Abb. 8. Blockdiagramm des Messsystems. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.51
- Abb. 9. Delay/ Unkorreliertes Signal. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.52
- Abb. 10. frequency domain asynchronous averaging. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.53
- Abb. 11. Minimalphase, reale Phase, Laufphase. *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.71
- Abb. 12. Vergleich CSD und Burst Decay. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.110
- Abb. 13. Energie-Zerfallskurve und ETC. *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.94
- Abb. 14. SPL-Meter Fenster. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.146
- Abb. 15. Oktavband SPL-Meter. *ARTA User Manual, Version 1.8.5*, S.150
- Abb. 16. Messsetup in STEPS. *STEPS Handbuch, Version 2.4D*, S.7
- Abb. 17. Linearitätstest einer Soundkarte bei 1 kHz. *STEPS Handbuch, Version 2.4D*, S.17
- Abb. 18. Messaufbau THD-limitierte Maximalpegelmessung. *STEPS Handbuch, Version 2.4D*, S.22
- Abb. 19. Prinzip der Impedanzmessung. *LIMP Handbuch, Version 2.4D*, S.7
- Abb. 20. Volumenmethode Resonanzverschiebung. *LIMP Handbuch, Version 2.4D*, S.23
- Abb. 21. RLC-Meter. *LIMP Handbuch, Version 2.4D*, S.29
- Abb. 22. Spektralanalyse der Soundkarte. *Eigenes Messergebnis*
- Abb. 23. Frequenzgang aus der Impulsantwort. *Eigenes Messergebnis*
- Abb. 24. Linearität der Soundkarte. *Eigenes Messergebnis*
- Abb. 25. Technische Spezifikationen des Verstärkers. *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.49
- Abb. 26. Messaufbau Eingangswiderstand. *ARTA Handbuch, Version 2.4D.*, S.53
- Abb. 27. UE1/UA1 und UE2/UA2. *Eigene Fotos*
- Abb. 28. UE und UA bei maximaler Verstärkung. *Eigenes Foto*
- Abb. 29. Spannungsmessung zur Ermittlung des Ausgangswiderstands. *Eigenes Foto*
- Abb. 30. Messaufbau nach Weber. *ARTA Handbuch, Version 2.4D.*, S.49/ *Eigenes Foto*
- Abb. 31. Frequenzgangmessungen t.amp. *Eigene Messergebnisse*
- Abb. 32. THD+N Ergebnisse. *Eigene Messergebnisse*
- Abb. 33. Klirrfrequenzgang bei 1W an 8Ohm. *Eigene Messergebnisse*
- Abb. 34. Klirrfrequenzgang bei 16W an 8Ohm. *Eigene Messergebnisse*

- Abb. 35. Messergebnisse Weber. *ARTA Handbuch, Version 2.4D*. S.50-52
- Abb. 36. Amplituden- /Impedanzfrequenzgang. [www.visaton.de/de/industrie/breitband/frs8m\\_8.html](http://www.visaton.de/de/industrie/breitband/frs8m_8.html)
- Abb. 37. Polardiagramm FRS 8 M. [www.visaton.de/de/industrie/breitband/frs8m\\_8.html](http://www.visaton.de/de/industrie/breitband/frs8m_8.html)
- Abb. 38. Lautsprecherbau. *Eigene Fotos*
- Abb. 39. Frequenzgang und Richtcharakteristik. *behringer-ecm8000-specification-sheet-752161.pdf*
- Abb. 40. Visualisierung des Messraums. *Eigene Darstellung*
- Abb. 41. obere Frequenzgrenze für Nahfeldmessungen. *ARTA Handbuch, Version 2.4D.*, S.84
- Abb. 42. Abschätzung der Pegelkorrektur. *ARTA Handbuch, Version 2.4D.*, S.85
- Abb. 43. Formeln zur Berechnung des Zeitfensters. *ARTA Handbuch, Version 2.4D.*, S.86
- Abb. 44. Einstellungen im Audio Device Setup. *Eigener Screenshot*
- Abb. 45. Messaufbau Semi-dual Channel. *ARTA User Manual, Version 1.8.5.*, S.9
- Abb. 46. Signal-/Störabstand im Messraum. *Eigenes Messergebnis*
- Abb. 47. Nahfeldmessung auf der 0°-Achse. *Eigenes Foto*
- Abb. 48. Bearbeitungsschritte bei der Erstellung des Freifeldfrequenzgangs. *Eigene Auswertung*
- Abb. 49. Messaufbau Rundstrahlverhalten. *Eigene Fotos*
- Abb. 50. Ermittlung der Fenstergröße. *Eigene Auswertung*
- Abb. 51. Parameter zur Erstellung des Diagramms. *Eigener Screenshot*
- Abb. 52. Polardiagramm des Würfellausprechers. *Eigene Auswertung*
- Abb. 53. Prüfung der Richtwirkung nach ISO 3382. *Eigene Auswertung*
- Abb. 54. Händische Auswertung. *Eigenes Foto*
- Abb. 55. Positionierungsskizzen. *Eigene Fotos*
- Abb. 56. Auswertungsbeispiele der Nachhallzeitmessung. *Eigene Auswertung*
- Abb. 57. Statistische Auswertung von T60. *Eigene Auswertung*
- Abb. 58. T30, C50, C80 und Center Time für M1-M5 und M6-M10. *Eigene Messergebnisse*
- Abb. 59. Sonogramme von M2 und M7. *Eigene Auswertung*
- Abb. 60. SPL Statistik. *Eigenes Messergebnis*

## 16. Tabellenverzeichnis

- Tabelle 1. Fasold, W. & Veres, E. (2003). *Schallschutz+ Raumakustik in der Praxis*, S.136
- Tabelle 2. Weber, H. et al. (2011). *ARTA, STEPS, LIMP Hardware & Tools, Version 1.01D*, S.61
- Tabelle 3. [www.visaton.de/de/chassis\\_zubehoer/breitband/frs8m\\_8.html](http://www.visaton.de/de/chassis_zubehoer/breitband/frs8m_8.html)
- Tabelle 4. Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*, S.91, Daten zur Berechnung entnommen

## 17. Literaturverzeichnis

Ahnert, W. & Tennhardt, H.P. (2008). Raumakustik. In S. Weinzierl, *Handbuch der Audiotechnik* (pp. 181–266). Berlin Heidelberg: Springer

Behringer. (2013). *behringer-ecm8000-specification-sheet-752161.pdf*

Bitkom Research. (2014). [www.bitkom.org/Presse/Presseinformation/Jeder-Zweite-gibt-keinen-Cent-fuer-PC-Software-aus.html](http://www.bitkom.org/Presse/Presseinformation/Jeder-Zweite-gibt-keinen-Cent-fuer-PC-Software-aus.html). abgerufen am 01.08.2016

Dickreiter, M. (1997). *Handbuch der Tonstudioteknik, Band 1, 6 Auflage*. München: K.G. Saur

Dickreiter, M. (1997). *Handbuch der Tonstudioteknik, Band 2, 6 Auflage*. München K.G. Saur

Ellermeier, W. & Hellbrück, J. (2008). Hören-Psychoakustik-Audiologie. In S. Weinzierl, *Handbuch der Audiotechnik* (pp. 42–83). Berlin Heidelberg: Springer

Fasold, W. & Veres, E. (2003). *Schallschutz+ Raumakustik in der Praxis*. Berlin: HUSS-MEDIEN

Grafe, R. & Weber, H. (2008). *ARTA Application Note 1*.

Hifi-Forum. (2009). <http://www.hifi-forum.de/viewthread-137-15.html>. abgerufen am 05.08.2016

Klinger, H.H. (1989). *Lautsprecher Baubuch*. München: Franzis Verlag GmbH

Mateljan, I. (2015). *ARTA User Manual, Version 1.8.5*.

Mateljan, I. (2015). *STEPS User Manual, Version 1.8.5*.

Mateljan, I. (2015). *LIMP User Manual, Version 1.8.5*.

Mateljan, I. (2016). <http://www.artalabs.hr/>. abgerufen am 11.06.2016

Mateljan, I. (2016). <http://marjan.fesb.hr/~mateljan/>. abgerufen am 11.06.2016

Mateljan, I. (2016). <http://www.artalabs.hr/requirements.htm>. abgerufen am 05.08.2016

Mateljan, I. (2016). <http://www.artalabs.hr/news.htm>. abgerufen am 07.08.2016

Mateljan, I. (2016). <http://www.artalabs.hr/support.htm>. abgerufen am 07.08.2016

Müller, S. (2008). Messtechnik. In S. Weinzierl, *Handbuch der Audiotechnik* (pp. 1087–1168). Berlin Heidelberg: Springer

Schwierzock, W. (2011). *Akustiklaborfeucht\_de\_Leitfaden Raumaakustik.pdf*

Schwierzock, W. (2011). *Messung-der-Nachhallzeit-mit-REW.pdf*

Schwierzock, W. (2016). <http://www.akustiklaborfeucht.de/wordpress/zur-person/>. abgerufen am 11.06.2016

Sengpiel, E. (2016). <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-RT60Koeff.htm>. abgerufen am 13.06.2016

Sengpiel, E. (2016). <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-schallgeschw.htm>. abgerufen am 06.07.2016

Sengpiel, E. (2016). <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-oktave.htm>. abgerufen am 06.08.2016

Sengpiel, E. (2016). <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-kohquellen.htm>, abgerufen am 08.08.2016

Sengpiel, E. (2016). <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-kammfilter.htm>, abgerufen am 10.08.2016

Sinambari, Gh.R. & Sentpali, S. (2014). *Ingenieurakustik*. Wiesbaden: Springer Vieweg

Slavik, K.M. & Weinzierl, S. (2008). Wiedergabeverfahren. In S. Weinzierl, *Handbuch der Audiotechnik* (pp. 609-686). Berlin Heidelberg: Springer

Small, R.H. (1971). *Small - Direct Radiator Loudspeaker System Analysis – JAES LS Anth Voll.pdf*

Tenbusch, W.J. (1989). *Grundlagen der Lautsprecher*. Oberhausen: M.E. Brieden Verlag

Veit, I. (1988). *Technische Akustik*. Würzburg: Vogel

Visaton. (2006). <http://www.visaton.de/vb/showthread.php?t=13316>. abgerufen am 18.07.2016

Visaton. (2006). <http://www.visaton.de/vb/showthread.php?t=12549>. abgerufen am 05.08.2016

Visaton. (2006). [www.visaton.de/de/chassis\\_zubehoer/breitband/frs8m\\_8.html](http://www.visaton.de/de/chassis_zubehoer/breitband/frs8m_8.html). abgerufen am 03.08.2016

Von Grünigen, D. (2014). *Digitale Signalverarbeitung*. München: Carl Hanser Verlag

Weber, H. (2008). *ARTA Application Note 7*.

Weber, H. et al. (2011). *ARTA, STEPS, LIMP Hardware & Tools, Version 1.01D*.

Weber, H. (2013). *ARTA Handbuch, Version 2.4D*.

Weber, H. (2013). *LIMP Handbuch, Version 2.4D*.

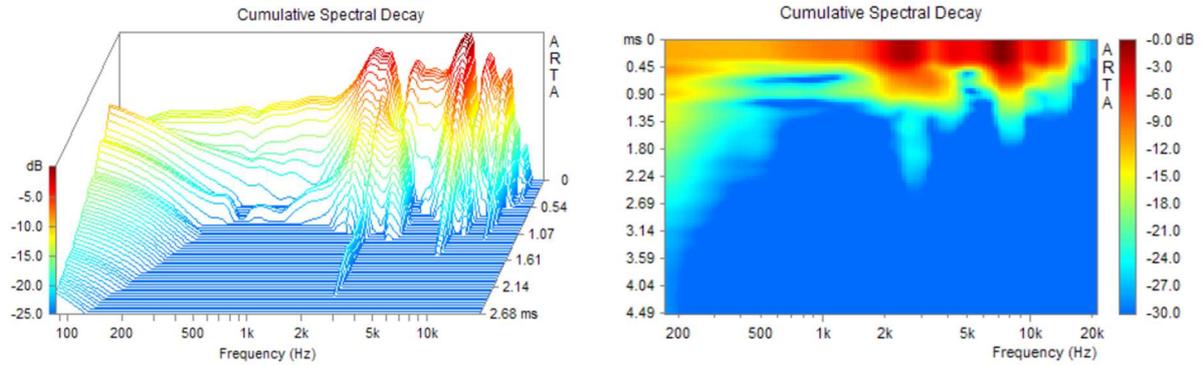
Weber, H. (2013). *STEPS Handbuch, Version 2.4D*.

Weinzierl, S. (2008). *Handbuch der Audiotechnik*. Berlin Heidelberg: Springer

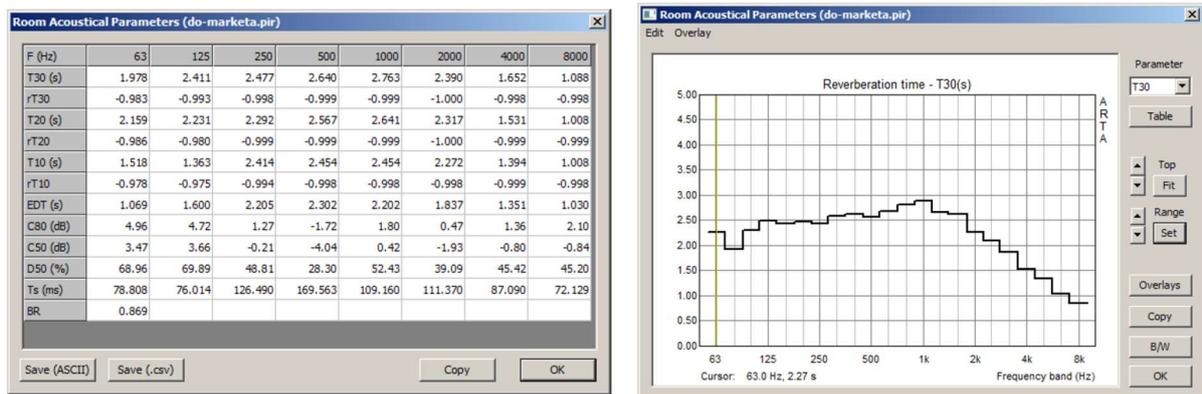
## 18. Anlagenverzeichnis

Auf der beigelegten CD befinden sich neben der vorliegenden Arbeit in der PDF-Version auch die verwendeten Internetquellen inklusive des jeweiligen Entnahmedatums und weitere Quellen als PDF-Files. Zusätzlich sind Fotos vom Lautsprecher und den Messaufbauten, sowie diverse Rohdaten, Messergebnisse und Auswertungen auf dem Datenträger zu finden.

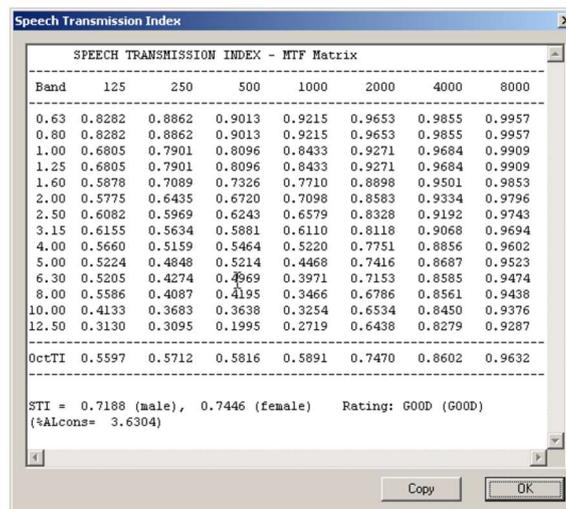
## 19. Anhang



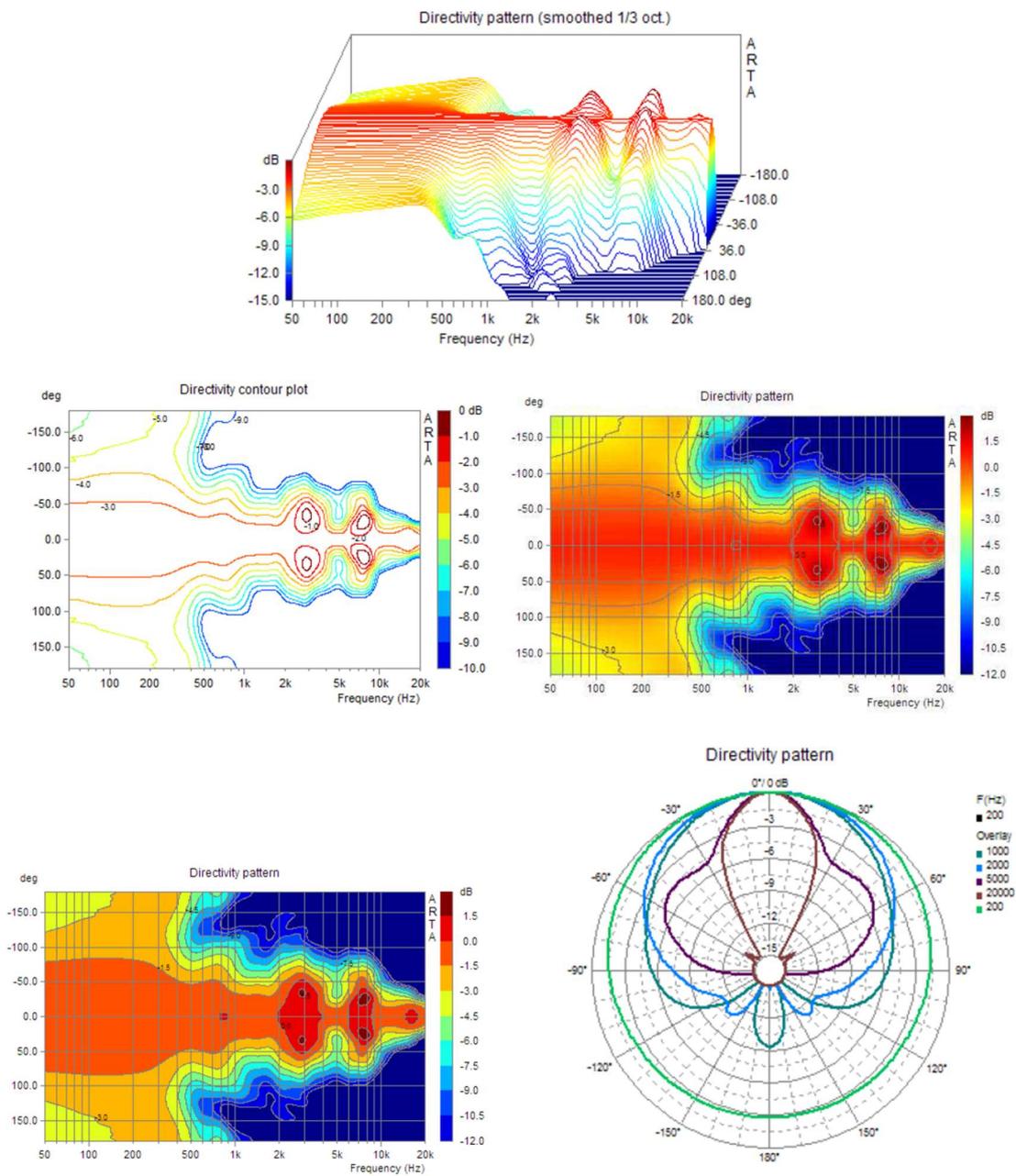
Anhang A. CSD Darstellungsmöglichkeiten.



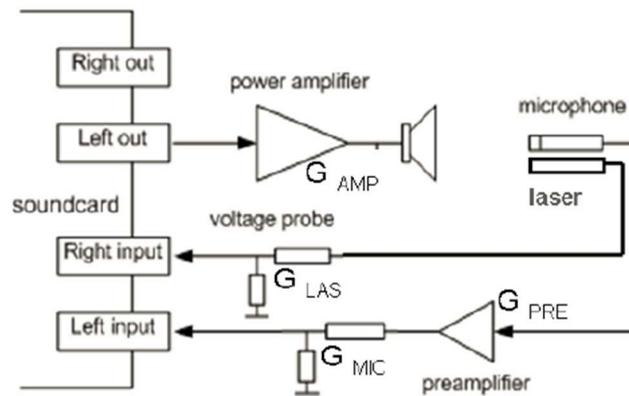
Anhang B. Tabellarische und grafische Darstellung der Raumakustikparameter.



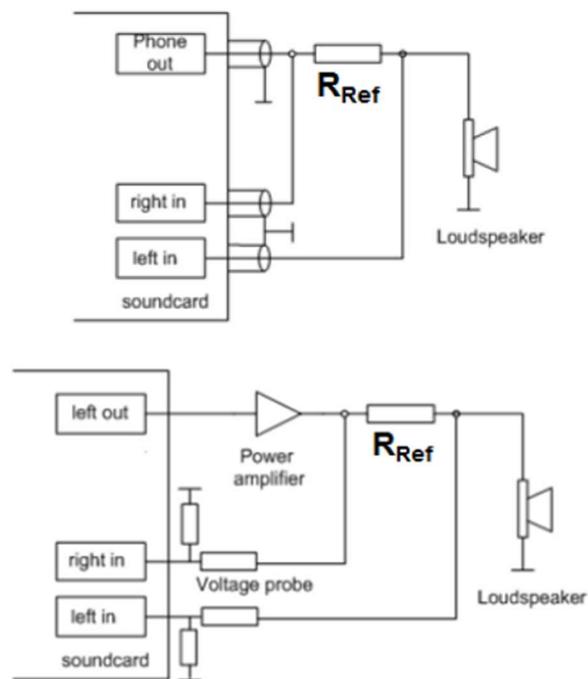
Anhang C. STI Fenster.



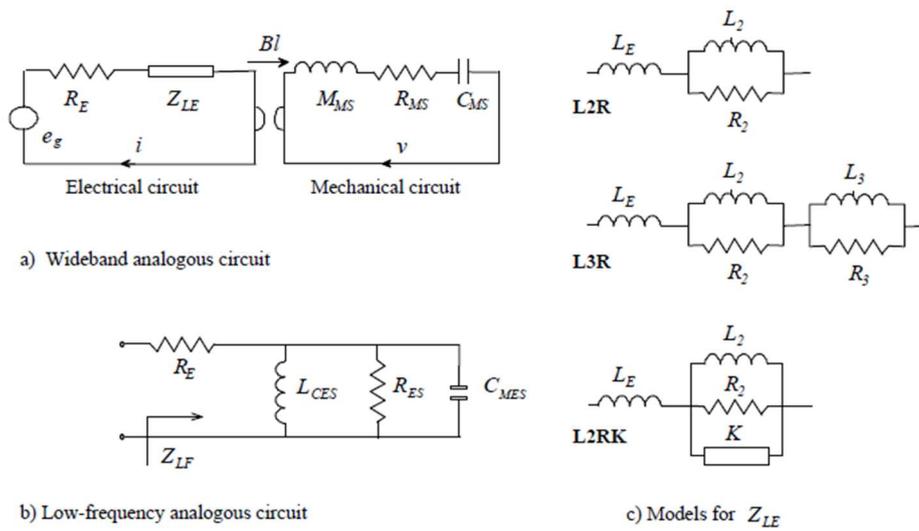
Anhang D. Wasserfalldiagramm, Konturdiagramme und Polardiagramm mit Overlays.



Anhang E. Messaufbau zur Messung der maximalen linearen Membranauslenkung.



Anhang F. Messaufbauvarianten zur Messung der Impedanz in LIMP.

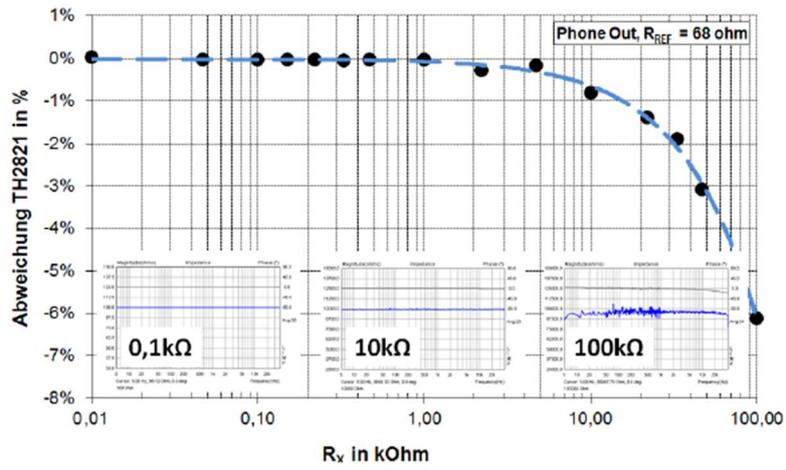


Anhang G. Ersatzschaltbild eines Lautsprechers mit verschiedenen Modellen für die Schwingspuleninduktivität.

Typ	Nominalwert	LIMP	PT2165	TH2821	$\Delta$ TH2821
Glatt, bipolar	4,7	4,675	4,674	4,678	-0,06%
Glatt, bipolar	8,2	8,745	8,739	8,755	-0,11%
Glatt, bipolar	33	34,328	34,300	34,390	-0,18%
Glatt, bipolar	47	49,064	49,070	49,140	-0,15%
Rauh, bipolar	150	172,948	173,150	172,260	0,40%
Rauh, bipolar	330	363,039	364,800	360,800	0,62%
Rauh, bipolar	560	547,577	556,300	548,400	-0,15%
Rauh, bipolar	1000	998,007	1035,700	992,100	0,59%

Tabelle 5.1: Vergleich LIMP vs. RLC-Meter, Kondensator, Werte in  $\mu\text{F}$

Typ	Nominalwert	LIMP	PT2165	TH2821	$\Delta$ TH2821
Luftspule	0,18	0,183	0,181	0,188	-2,87%
Luftspule	0,27	0,270	0,269	0,272	-0,66%
Luftspule	0,33	0,337	0,337	0,345	-2,30%
Luftspule	0,47	0,479	0,477	0,482	-0,74%
Luftspule	0,82	0,834	0,833	0,840	-0,75%
Luftspule	1,20	1,229	1,228	1,234	-0,44%
HQ40/30	1,50	1,548	1,531	1,537	0,69%
Luftspule	1,50	1,520	1,519	1,526	-0,36%
Luftspule	1,80	1,833	1,833	1,835	-0,13%
Var	2,20	2,200	2,200	2,210	-0,44%
Var	2,70	2,710	2,705	2,716	-0,24%
Var	10,00	10,014	10,003	10,040	-0,26%
Var	14,50	14,514	14,494	14,543	-0,20%



Anhang H. Vergleich LIMP vs. RLC-Meter, Induktivität, Werte in mH (oben) und Vergleich LIMP vs. RLC-Meter, Widerstand, Werte in kOhm (unten)