



ELEKTROAKUSTISCHE MESSUNGEN AN LAUTSPRECHERN

MASTERARBEIT

Michael Aurenhammer, BSc

Mat. Nr.: 01473220

Elektrotechnik - Toningenieur

eingereicht an der
Technischen Universität Graz

Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Werner Weselak

Institut für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation

Institutsleiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gernot Kubin

Graz, 17. September 2025

Zusammenfassung

Bis ein digitales Signal vom Computer in periodische Druckänderungen der Luft umgewandelt ist, muss dieses eine Reihe von technischen Hürden überwinden. Die letzte ist, mit Hilfe eines Lautsprechers, die Wandlung eines elektrischen Signals in ein akustisches Signal. Sie stellt das schwächste Glied in der Signalkette dar, bietet dadurch aber das größte Potential für technische Verbesserungen.

Um einen Lautsprecher messtechnisch zu erfassen, wurden in dieser Arbeit sowohl die Abstrahlung eines elektrodynamischen Lautsprechers als auch sein Verzerrungsverhalten genauer untersucht und erläutert.

Das erste Kapitel beschäftigt sich mit der systematischen Messung der Richtwirkung mittels automatisiertem Messaufbau unter Verwendung eines Drehtellers. Mit den Messdaten wurden Polardiagramme, Contour- und 360° Balloon-Plots sowie eine CEA 2034 Spinorama-Auswertung realisiert.

Der zweite Abschnitt der Arbeit erläutert die Theorie von Verzerrungen, wirft Licht auf die physikalischen Gründe der Entstehung derer und beschreibt anhand eines mathematischen Modells aus Differentialgleichungen das Verhalten der Nichtlinearitäten eines Lautsprechers.

Im dritten Kapitel wird die in Kapitel 2 dargelegte Theorie mit praktischen Messungen untermauert. Es wurden Spannung und Strom an den Lautsprecherklemmen, der Schalldruck mit einem Kleinmembran-Kondensatormikrofon sowie Auslenkungen mittels Laservibrometermessung am Lautsprecher erfasst.

Abstract

Before a digital signal from a computer can be converted into periodic air pressure variations, it must overcome a series of technical challenges. The final step is the conversion of an electrical signal into an acoustic one using a loudspeaker. This stage represents the weakest link in the signal chain, but it also offers the greatest potential for technical improvement.

To characterize a loudspeaker through measurements, this thesis examined and explained both the sound radiation of an electrodynamic loudspeaker and its distortion behavior in detail.

The first chapter focuses on the systematic measurement of directivity using an automated setup with a turntable. Based on the collected measurement data, polar diagrams, contour plots, 360° balloon plots, and a CEA 2034 Spinorama evaluation were generated.

The second part of this work explains the theory of distortions, sheds light on their physical origins, and describes the behavior of a loudspeaker's nonlinearities using a mathematical model based on differential equations.

In the third chapter, the theory presented in Chapter 2 is substantiated with practical measurements. Voltage and current at the loudspeaker terminals, sound pressure using a small-diaphragm condenser microphone, and diaphragm displacement via laser vibrometry were recorded.

Inhaltsverzeichnis

1	Messung der Richtwirkung	1
1.1	Richtwirkungsmaße	1
1.2	Durchführung der Messungen	2
1.2.1	Verbindung des Drehtellers Outline ET250-3D	2
1.2.2	Robotics Setup	4
1.2.3	dB-Lab Setup	6
1.2.4	Table of Coordinates	7
1.2.5	Durchführung des Messvorganges	8
1.3	Datenanalyse und Visualisierung der Messergebnisse	10
1.3.1	POL Data Container	10
1.3.2	Visualization	11
1.3.3	CEA 2034 Spinorama	18
2	Verzerrungen - Grundlagen	21
2.1	Lineare Verzerrungen	21
2.2	Nichtlineare Verzerrungen	22
2.2.1	Harmonic Distortion (HD)	22
2.2.2	Equivalent Input Harmonic Distortion (EIHD)	23
2.2.3	Intermodulation Distortion (IMD)	25
2.2.4	AM und FM Distortion (AMD, FMD)	27
2.2.5	DC-Component (DCC)	28
2.3	Ersatzschaltbild und mathematisches Modell	29
2.4	Physikalische Gründe für nichtlineare Verzerrungen	32
2.4.1	Kraftfaktor $B_l(x)$	32
2.4.2	Federsteifigkeit $K(x)$	33
2.4.3	Induktivität $L_e(x,i)$	34
2.4.4	Partialschwingungen der Membran (Break-up-Point)	37
2.4.5	Doppler-Effekt	37
2.5	Maximale Schwingpulenauslenkung	38
2.5.1	X_{Bl}	38
2.5.2	X_C	38
2.5.3	X_L	39
2.5.4	X_D	41
2.5.5	X_{clip}	41
2.5.6	Schwellenwerte	41
2.6	Optimale Ruheposition der Schwingspule	42
3	Messung von Verzerrungen	45
3.1	Messaufbau	45
3.2	Anregungssignale	46
3.2.1	Einzelner Sinussweep	46
3.2.2	Zweitonmessung	47
3.2.3	Multitonmessung	48
3.3	Harmonic Distortion (HD)	49
3.4	Intermodulation Distortion (IMD)	51
3.5	DC-Component (DCC)	53
3.6	Maximale Schwingpulenauslenkung	54
3.6.1	Performance-Based Verfahren	54
3.6.2	Parameter-Based Verfahren	55

3.7	Optimale Ruheposition der Schwingspule	58
3.8	Vergleich der Messparameter (DIS)	58
3.9	Fazit	59
A	Appendix	61
A.1	Table of Coordinates	61
A.2	Creep-Effekt	62
A.3	Rub and Buzz	63
A.4	Equivalent Input Harmonic Distortion (EIHD)	64
A.5	AM Distortion (AMD)	68
A.6	dB-Lab Datenbaum	69
	A.6.1 Messdatenbaum dB-Lab Kapitel 1	69
	A.6.2 Messdatenbaum dB-Lab Kapitel 3	70

Literatur

- [1] M. Zollner und E. Zwicker, *Elektroakustik* (Springer-Lehrbuch). Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1993, ISBN: 978-3-540-56600-7 978-3-642-58003-1. DOI: 10.1007/978-3-642-58003-1. Adresse: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-642-58003-1> (besucht am 16.12.2024).
- [2] M. Dickreiter, V. Dittel, W. Hoeg und M. Waehr, *Handbuch der Tonstudioteknik* (De Gruyter Saur reference), 8., Überarbeitete und erweiterte Auflage. Berlin: De Gruyter Saur, 2014, 2 S., ISBN: 978-3-11-028978-7.
- [3] G. Mueller und M. Moeser, *Taschenbuch der technischen Akustik*. Springer-Verlag, 2013.
- [4] Klippel GmbH, *Klippel Robotics Manual, Outline ET250-3D*. Adresse: <https://www.klippel.de/manuals/docs/tools/robotics/robotics.html#outline-et250> (besucht am 02.01.2025).
- [5] *ANSI/CTA-2034-A Standard Method of Measurement for In-Home Loudspeakers*, Standard, Feb. 2015.
- [6] F. Toole, „Loudspeaker measurements and their relationship to listener preferences: part 1,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 34, S. 227–235, 4 Apr. 1986.
- [7] F. Toole, „Loudspeaker measurements and their relationship to listener preferences: part 2,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 34, S. 323–348, 5 Mai 1986.
- [8] A. Devantier, „Characterizing the amplitude response of loudspeaker systems,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Nr. 5638, Okt. 2002.
- [9] F. Toole, „The measurement and calibration of sound reproducing systems,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 63, S. 512–541, 7/8 Juli 2015.
- [10] A. Bloch, „Measurement of Nonlinear Distortion,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 1, S. 62–67, 1 Jan. 1953.
- [11] R. Werner, W. Klippel, „Loudspeaker distortion - measurement and perception part 1: Regular distortion defined by design,“ Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Literature/Papers/Loudspeaker%20regular%20signal%20distortion%20caused%20by%20design_part%201_Klippel_Werner.pdf (besucht am 10.03.2025).
- [12] J. Vanderkooy und S. Thomson, „Harmonic distortion measurement for nonlinear system identification,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Nr. 9497, Mai 2016.
- [13] R. Werner, W. Klippel, „Loudspeaker distortion - measurement and perception part 2: Irregular distortion caused by defects,“ Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Bilder/Know-How/Literature/Papers/Loudspeaker%20irregular%20distortion%20from%20defects_part%202-Klippel_Werner.pdf (besucht am 10.03.2025).
- [14] W. Klippel, „Tutorial: Loudspeaker Nonlinearities - Causes, Parameters, Symptoms,“ *AES: Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 54, S. 907–939, Okt. 2006.
- [15] Klippel GmbH, *Klippel Online Training 3, Loudspeaker Nonlinearities*. Adresse: https://www.klippel.de/training/attachments/training3/Training_3_Loudspeaker_Nonlinearities_en.pdf.
- [16] Klippel GmbH, *Klippel Online Training 4, Loudspeaker Distortion Measurements*. Adresse: https://www.klippel.de/training/attachments/training4/Training_4_Loudspeaker_Distortion_Measurement_en.pdf (besucht am 10.04.2025).
- [17] A. Voishvillo, A. Terekhov, E. Czerwinski und S. Alexandrov, „Multitone testing of sound system components’some results and conclusions, part 2: modeling and application,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 49, S. 1181–1192, 12 Dez. 2001.

-
- [18] „IEC60268-21 Elektroakustische Geräte Teil 21: Akustische (ausgabebasierte) Messungen,“ OVE Oesterreichischer Verband für Elektrotechnik Austrian Standards Institute, Vienna, AT, Standard, 2018.
- [19] D. Shmilovitz, „On the definition of total harmonic distortion and its effect on measurement interpretation,“ *IEEE Transactions on Power delivery*, Jg. 20, Nr. 1, S. 526–528, 2005.
- [20] W. Klippel, „Measurement and application of equivalent input distortion,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 52, S. 931–947, 9 Sep. 2004.
- [21] A. Voishvillo, A. Terekhov, E. Czerwinski und S. Alexandrov, „Graphing, interpretation, and comparison of results of loudspeaker nonlinear distortion measurements,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 52, S. 332–357, 4 Apr. 2004.
- [22] W. Klippel, „Assessment of Voice-Coil Peak Displacement X_{max} ,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 51, S. 307–324, 5 Mai 2003.
- [23] W. Klippel, „Tutorial: Loudspeaker Nonlinearities—Causes, Parameters, Symptoms,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 54, S. 907–939, 10 Okt. 2006.
- [24] S. Braun, „On the doppler distortion in loudspeakers,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 21, S. 185–187, 3 Apr. 1973.
- [25] W. Klippel, „Nonlinear large-signal behavior of electrodynamic loudspeakers at low frequencies,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 40, S. 483–496, 6 Juni 1992.
- [26] M. Knudsen, „Low-Frequency loudspeaker models that include suspension creep,“ *J. Audio Eng. Soc.*, Jg. 41, S. 3–18, 1993. Adresse: <https://cir.nii.ac.jp/crid/1570291226749637632>.
- [27] W. Marshall Leach Jr., „Loudspeaker voice-coil inductance losses: circuit models, parameter estimation, and effect on frequency response,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 50, S. 442–450, 6 Juni 2002.
- [28] Julian R. Wright, „An empirical model for loudspeaker motor impedance,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 38, S. 749–754, 10 Okt. 1990.
- [29] „IEC60268-5 Elektroakustische Geräte Teil 5: Lautsprecher,“ OVE Oesterreichischer Verband für Elektrotechnik Austrian Standards Institute, Vienna, AT, Standard, 2003.
- [30] „IEC62458 Elektroakustische Geräte – Elektroakustische Wandler – Messung von Großsignal-Parametern,“ OVE Oesterreichischer Verband für Elektrotechnik Austrian Standards Institute, Vienna, AT, Standard, 2011.
- [31] D. Clark, „Precision measurement of loudspeaker parameters,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 45, S. 129–141, 3 März 1997.
- [32] G. Beers and H. Belar, „Frequency-modulation distortion in loudspeakers (reprint),“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 29, S. 320–326, 5 Mai 1981.
- [33] Klippel GmbH, *AN1 Optimal Voice Coil Rest Position*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_01_Optimal_Voice_Coil_Rest_Position.pdf (besucht am 30.05.2025).
- [34] S. Irrgang and W. Klippel, „Fast and sensitive end-of-line testing,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Nr. 9927, Mai 2018.
- [35] Klippel GmbH, *Klippel Live Series - Part 8 - PDF Slides*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Webinar/IEC%2A21/EN%20Handout/KLIPPEL%20LIVE%20Series1_Part9%20-%20Intermodulation%20Distortion%20-%20Music%20is%20More%20than%20a%20Single%20Tone.pdf (besucht am 06.06.2025).
- [36] A. Voishvillo, A. Terekhov, E. Czerwinski und S. Alexandrov, „Multitone testing of sound system components’some results and conclusions, part 1: history and theory,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Jg. 49, S. 1011–1048, 11 Nov. 2001.

-
- [37] Klippel GmbH, *AN9 Harmonic Distortion Measurement*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_09_3D_Harmonics.pdf (besucht am 23.07.2025).
- [38] Klippel GmbH, *AN8 Intermodulation Distortion*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_08_3D_Intermodulation_Distortion.pdf (besucht am 26.06.2025).
- [39] Klippel GmbH, *AN11 Check for dominant flux modulation*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_11_Flux_Modulation.pdf (besucht am 01.08.2025).
- [40] Klippel GmbH, *AN13 Dynamic Generation of DC Displacement*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_13_DC_Part_In_Displacement.pdf (besucht am 23.07.2025).
- [41] Klippel GmbH, *AN4 Measurement of Peak Displacement, Performance Based*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_04_Peak_Displacement_Xmax.pdf (besucht am 29.07.2025).
- [42] F. Agerkvist, K. Thorborg und C. Tinggard, „A study of the creep effect in loudspeaker suspension,“ *Journal of the Audio Engineering Society*, Nr. 7561, Okt. 2008.
- [43] Klippel GmbH, *Klippel Online Training 1, Linear Lumped Parameters*. Adresse: https://www.klippel.de/training/attachments/training1/Training_1_Linear_Lumped_Parameter_Measurement_en.pdf (besucht am 13.05.2025).
- [44] Klippel GmbH, *AN20 Measurement of Equivalent Input Distortion*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_20_Equivalent_Input_Distortion.pdf (besucht am 29.07.2025).
- [45] Klippel GmbH, *AN6 Measurement of Amplitude Modulation*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_06_Amplitude_Modulation.pdf (besucht am 23.07.2025).
- [46] Klippel GmbH, *AN10 AM and FM Distortion in Speakers*. Adresse: https://www.klippel.de/fileadmin/klippel/Files/Know_How/Application_Notes/AN_10_Loudspeaker_FM_and_AM_Distortion.pdf (besucht am 23.06.2025).

Messung der Richtwirkung

1.1 Richtwirkungsmaße

Kein realer Lautsprecher strahlt alle Frequenzen gleichförmig in den Raum ab. Es gibt verschiedene Maße um die räumlichen Abweichungen einer Schallquelle zu beschreiben. [1], [2], [3]

Beim Richtungskfaktor $\Gamma(\alpha, f)$ wird der Schalldruck aus einer bestimmten Richtung mit dem Schalldruck der Bezugsachse, welche üblicherweise die 0° -Achse ist, ins Verhältnis gesetzt:

$$\Gamma(\alpha, f) = \frac{\tilde{p}(\alpha, f)}{\tilde{p}(0, f)} \quad (1.1)$$

Das Richtungsmaß $D(\alpha, f)$ ist der mit 20 multiplizierte Logarithmus des Richtungskfaktors $\Gamma(\alpha, f)$ und wird in dB angegeben:

$$D(\alpha, f) = 20 \cdot \log(\Gamma(\alpha, f)) [dB] \quad (1.2)$$

Häufig wird jedoch auch eine Kennzahl zur zusammenfassenden Beschreibung der Richtwirkung - der Bündelungsgrad $\gamma(f)$ - herangezogen.

Der Bündelungsgrad $\gamma(f)$ setzt den Kugelstrahler ($\Gamma^2(\alpha, f) = 1$) ins Verhältnis zum Oberflächenintegral aller quadrierten Richtungskfaktoren $\Gamma^2(\alpha, f)$ um den Lautsprecher: [2]

$$\gamma(f) = \frac{S}{\oint \Gamma^2(\alpha, f) \cdot dS} = \frac{4r^2\pi}{\oint \Gamma^2(\alpha, f) \cdot dS} \quad (1.3)$$

Das dazugehörige Bündelungsmaß $d(f)$ (Directivity Index, DI) stellt das Verhältnis in dB dar:

$$d(f) = 10 \cdot \log(\gamma(f)) [dB] \quad (1.4)$$

1.2 Durchführung der Messungen

1.2.1 Verbindung des Drehtellers Outline ET250-3D

Um den Outline-Drehteller mit dem Messlaptop verbinden zu können, müssen folgende Punkte erfüllt sein: [4]

- Der ET250-3D muss eingeschaltet sein.
- Messlaptop und Drehteller müssen per Netzkabel verbunden sein.
- Die Software ET Commander 2012 muss installiert sein. ETcommander2012.exe wird auf der Herstellerseite des Drehtellers zum kostenfreien Download angeboten.
- Die Software ET Commander 2012 von Outline und Klippel Robotics müssen Netzwerkfreigabe vom Netzwerkadministrator erhalten (nur einmalig bei Erstgebrauch).
- Die IP-Adressen des Drehtellers und des Messlaptops müssen zueinander passen.

Netzwerkconfiguration

Um die IP-Adresse des Drehtellers festzustellen, müssen folgende Schritte ausgeführt werden:

- ET250-3D ausschalten.
- Roten STOP-Knopf in der Mitte des Bedienfeldes des Drehtellers gedrückt halten.
- ET250-3D wieder einschalten und den STOP-Knopf immer noch gedrückt halten.
- Der Drehteller zeigt in vier Schritten seine IP-Adresse auf seinem eingebauten Display an.

Um eine Netzwerkverbindung herstellen zu können, müssen sich die beiden zu verbindenden Geräte im selben IP-Adressbereich befinden. Dieser sogenannte Netzwerkteil wird durch die ersten drei der vier Zahlen einer IP-Adresse festgelegt. Die letzte Zahl der IP-Adresse kann beliebig zwischen 1 und 254 gewählt werden, darf allerdings von keinem anderen Gerät im Netzwerk bereits besetzt sein.

Beispiel: Wenn der Drehteller eine IP-Adresse von **192.168.1.34** besitzt, kann die IP-Adresse des Messlaptops mit **192.168.1.10** gewählt werden. Hierfür müssen folgende Schritte durchgeführt werden:

1. In den Windows Einstellungen „Netzwerk und Internet“ auswählen.
2. Links in der Auflistung „Adaptoreinstellungen ändern“ anklicken.
3. Rechtsklick auf „Eigenschaften“ der aktiven Netzwerkkarte, in der Regel „Ethernet“.
4. Doppelklick auf „Internetprotokoll Version 4“.
5. In dem Feld „IP-Adresse“ die neue IP-Adresse festlegen.

ET Commander 2012

Mit dem ET Commander kann überprüft werden, ob der Drehteller korrekt mit dem Messlaptop verbunden ist. Zudem können bei Bedarf Änderungen an den Einstellungen des Drehtellers vorgenommen werden.

Dafür den ET Commander 2012 starten und links unten auf die Schaltfläche „Scan Net“ klicken. Im Anschluss werden die verfügbaren Netzwerkadapter angezeigt. Der mit dem Drehteller verbundene Ethernetadapter, in diesem Fall „Realtek PCIe GbE Family Controller“, wird ausgewählt und mit „Ok“ bestätigt.

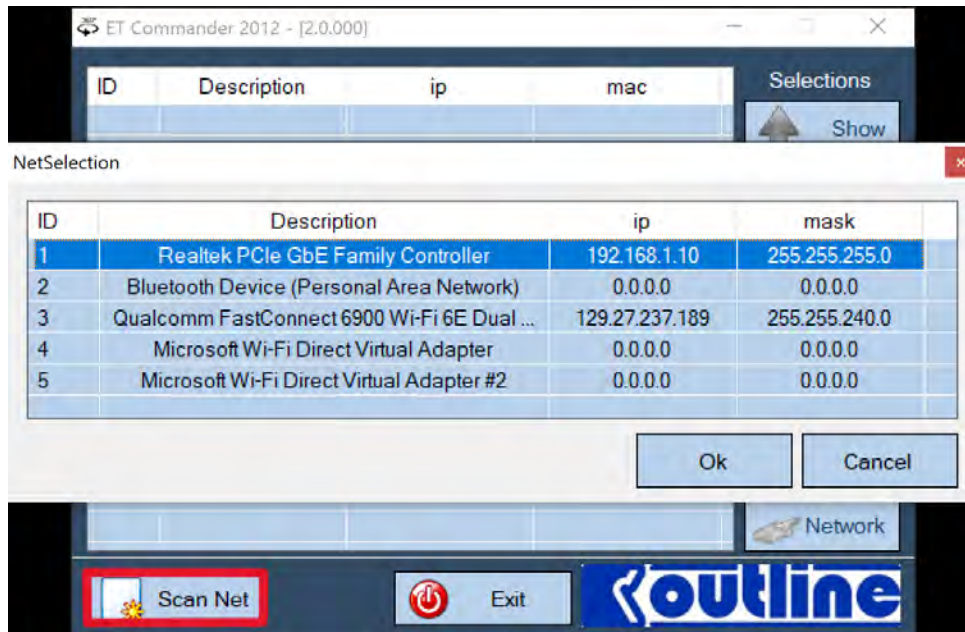


Abbildung 1.1: NetSelection des ET Commanders

Der ET250-3D erscheint nun in der Liste der verbundenen Geräte mit der ihm zugewiesenen IP-Adresse. Unter dem Menü „Show“ kann dieser manuell bewegt und ausgerichtet werden.

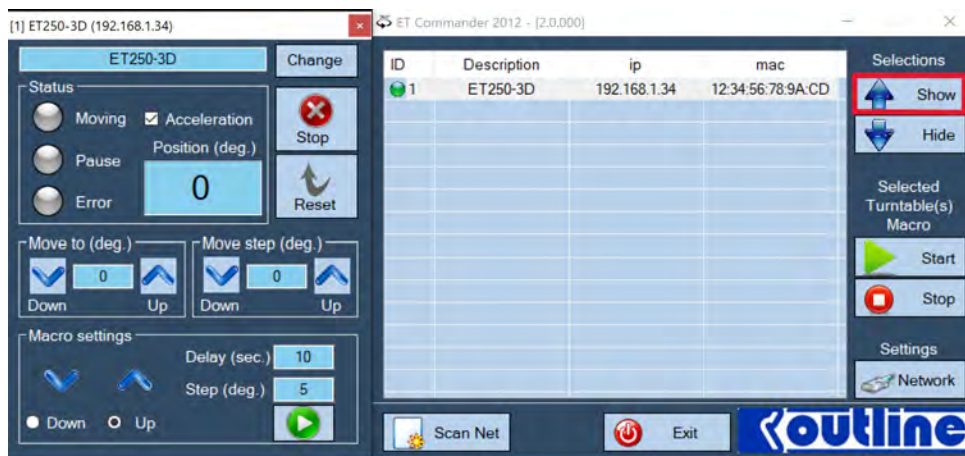


Abbildung 1.2: Menü für manuelle Steuerung des Drehtellers

1.2.2 Robotics Setup

Die Klippel Robotics Software wird verwendet, um Messabläufe zu automatisieren. Das gilt sowohl für die mehrfachen TRF (transfer function) Messungen innerhalb der Klippel Messsoftware dB-Lab als auch für die automatisierte Ansteuerung des Drehtellers zwischen den Messungen.

Folgende Schritte sind notwendig, um einen automatisierten Messvorgang in Klippel Robotics zu programmieren:

Measurement Setup

Im Measurement Setup werden die Mustervorlage für die Messung sowie der Speicherort und der Name der neuen Messung festgelegt.

1. Klippel Robotics ausführen.
2. Unter „New Measurement“ eine Messvorlage als Ausgangsdatei für die durchzuführende Messung wählen.
Entweder aus der Klippel Beispieldatenbank die Datei „C : \ProgramData\Klippel\Robotics\KlippelTemplates\POL\KlTemplatePOL.kdbx“ auswählen, oder die im Rahmen dieser Masterarbeit vorbereitete Datenbank „Robotics POL Measurement.kdbx“ für die automatisierte Horizontal- und Vertikalmessung eines Lautsprechers verwenden.
3. Klippel fordert auf, einen Speicherort und Namen für die neue Messung anzugeben.
4. Nach dem Bestätigen mit „Save“ scheinen unter „Template Database Path“ der Pfad der Vorlage und unter „Results Database Path“ der Speicherort der neuen Messung auf.

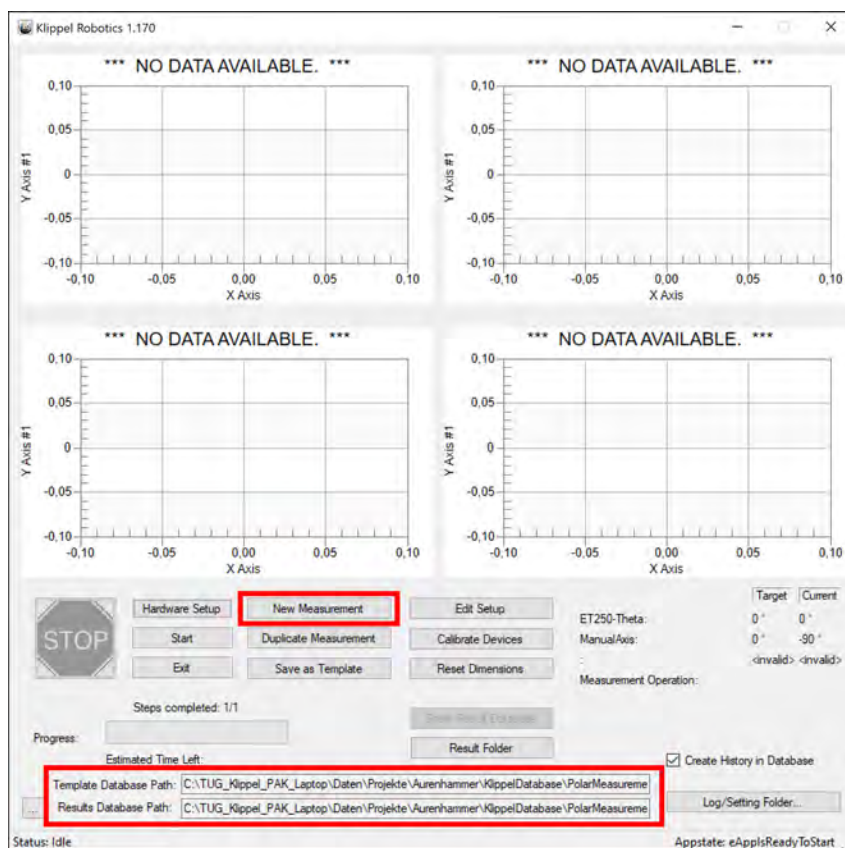


Abbildung 1.3: Klippel Robotics, neue Messung anlegen

Hardware Setup

Das Hardware-Setup definiert die verwendeten Geräte und deren Nullzustände und legt technisch bedingte Maximaldrehwinkel fest.

1. Unter „Hardware Setup“ werden die verschiedenen Bewegungsachsen festgelegt. Diese können sowohl von Geräten automatisiert (Drehteller), als auch manuell angesteuert werden.
2. In diesem Fall wird für Dimension 1 unter Device der Drehteller „ET250-Theta“ gewählt. Die erste Dimension mit dem Drehwinkel „Theta“ referenziert hier die horizontale Drehung (Azimut). Mit „Init“ wird der Ursprung, also der aktuelle Nullwinkel des Drehtellers initialisiert.
Sollte der Drehteller, z.B. aufgrund einer vorhergehenden Messung, auf einer anderen Position als 0° stehen, wird man aufgefordert ihn manuell auf die Position 0° zu stellen und dann mit „OK“ zu bestätigen.
3. Für eine zweidimensionale Messung mit nur einem verfügbaren Drehteller, wird zudem bei Dimension 2 unter Device „ManualAxis“ gewählt. Der aktuelle vertikale Startwinkel 0° (Elevation) des Lautsprechers (stehend) kann mit „MoveTo“ angegeben werden und wird bei „AbsolutePosition“ angezeigt. Hierbei ist zu beachten, dass das Phi-Koordinatensystem mit dem Lautsprecher gekoppelt ist. Man liest den Phi-Winkel an der Oberseite der Grafik ab (z.B. in Abbildung 1.5: $\varphi = +90^\circ$, Lautsprecher liegend).
4. Mit „OK“ bestätigen



Abbildung 1.4: Klippel Robotics

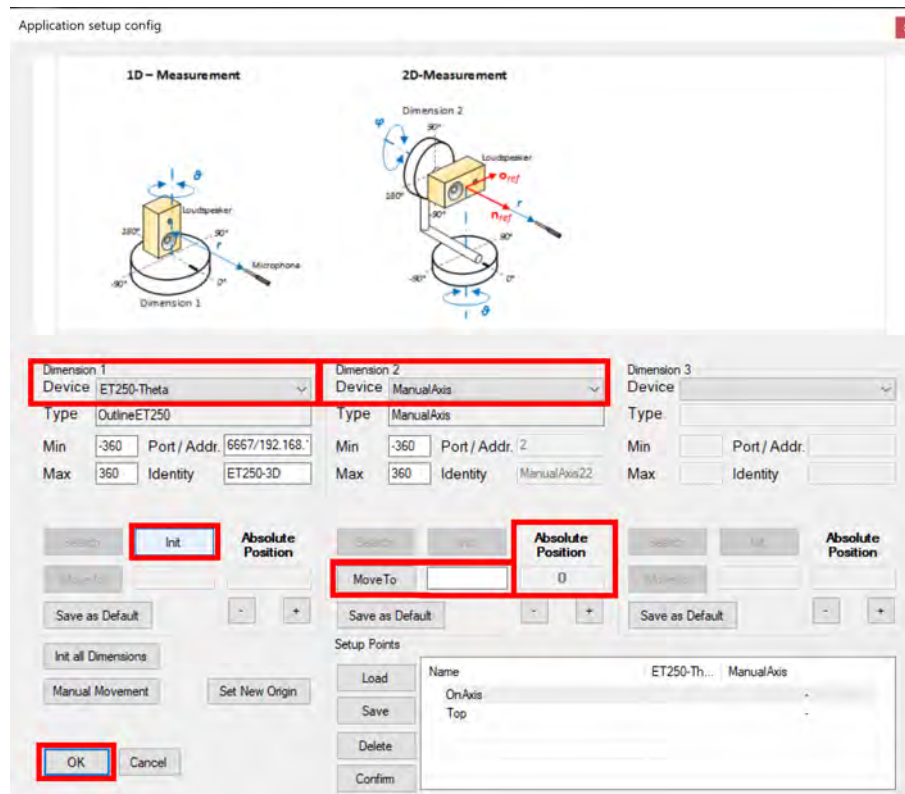


Abbildung 1.5: Klippel Robotics, Hardware Setup

Wichtig! Den Haken bei „Create History in Database“ setzen, um alle Messergebnisse in chronologischer Reihenfolge zu speichern, ohne ältere Ergebnisse zu überschreiben.

Mit „Edit Setup“ öffnet sich Klippel dB-Lab, um die Einstellungen für die Messung zu spezifizieren.

1.2.3 dB-Lab Setup

In Klippel dB-Lab werden der Messablauf und die Messeinstellungen für die geplante Messung festgelegt.

Measurement Array

Im Objekt „Setup“ wird in der Operation „Measurement Array“ unter „Properties“ der Messablauf fixiert. Die vorzunehmenden Einstellungen sind:

- Device under Test (DUT) → Speaker
- Radius → 1
- Scanning Dimensions → 2D (Balloon)
- Select Grid → Table of Coordinates
- Table of Coordinates → ... → File → Load...
- Die zur Verfügung gestellte Textdatei „TableOfCoordinates.txt“ laden (siehe Kapitel 1.2.4).
- Turntable 1 → Rotate Loudspeaker (DUT)

- Turntable 2 → Rotate Loudspeaker (DUT)
- Sort Measurement Points → No Sorting
- Die Operation „Measurement Array“ ausführen.

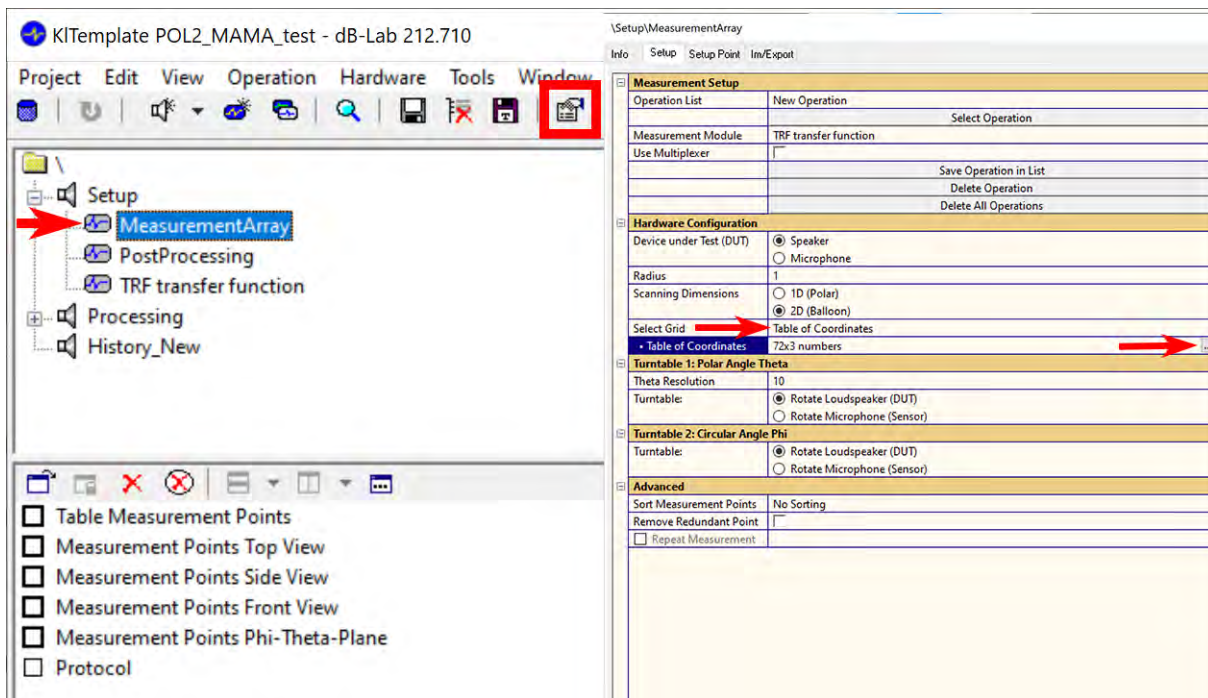


Abbildung 1.6: dB-Lab, Measurement Array - Properties

TRF Transfer Function

Die Operation „TRF transfer function“ im Objekt „Setup“ legt die technischen Messeinstellungen der einzelnen Messungen im Messablauf fest.

In den drei Reitern Stimulus, Input und Processing müssen vor der Messung Einstellungen vorgenommen werden (z.B. Zeitfenstergröße 34ms (Einstellung „Set Window Automatically“, 10% der Sweepdauer)).

1.2.4 Table of Coordinates

Bei der Verwendung des Drehtellers mit Klippel Robotics kam es wiederholt zu Fehlern bzw. Abbrüchen im Messablauf, wenn versucht wurde unter „Select Grid“ mit der Voreinstellung „Polar Vertical/Horizontal“ zu messen. Es wurden 36 von 72 Messpositionen automatisch gemessen, danach kam es zu einem Einfrieren des Fensters ohne die erwartete Aufforderung das DUT manuell um vertikal -90° (Phi) zu drehen. Die Messung musste deshalb abgebrochen werden.

Durch weitere Versuche ließ sich feststellen, dass Robotics den Fehler nur ausgibt, wenn das DUT manuell um vertikal -90° (Phi) gedreht werden soll und sich gleichzeitig am horizontalen Winkel (Theta) in diesem Schritt nichts ändert.

Abhilfe wird durch eine manuell in Microsoft Excel erstellte Koordinatentabelle geschaffen, die genau diesen Fall ausschließt. Dabei wird die Problemstelle umgangen, indem das DUT, im gleichen Schritt mit der manuellen vertikalen Drehung, um horizontal 10° zurück gedreht wird. Anschließend, um die Messung nicht doppelt auszuführen, wird eine Messung mit einem 20° -Schritt übersprungen. Der vollständige Ablauf lässt sich so ohne Probleme durchführen.

-130		0	1
-140		0	1
-150	⋮	0	1
-160		0	1
-170	-10°	0	1
-180	-10°	0	1
-170	+10°	-90	1
-180	-10°	-90	1
-160	+20°	-90	1
-150	+10°	-90	1
-140	+10°	-90	1
-130	⋮	-90	1
-120		-90	1

Abbildung 1.7: Table of Coordinates, Kritischer Bereich

In dem Ausschnitt der Tabelle ist der kritische Bereich der Koordinatensprünge rot abgebildet. Die Tabelle ist aus drei Spalten aufgebaut. Links ist der Wert für den Horizontalwinkel Theta (ϑ), mittig der Vertikalwinkel Phi (φ) und rechts der Abstand des Mikrofons zum Lautsprecher in Meter ersichtlich.

Die komplette Koordinatentabelle befindet sich in Anhang A.1.

1.2.5 Durchführung des Messvorganges



Abbildung 1.8: On-Axis Messposition ($\vartheta = 0^\circ$) des Visaton GF200 auf Drehteller im SPSC Tonstudio, Mikrophon in 1m Entfernung, links Lautsprecher aufrecht ($\varphi = 0^\circ$), rechts Lautsprecher liegend ($\varphi = -90^\circ$)

dB-Lab kann geschlossen und der automatische Messvorgang in Klippel Robotics mit „Start“ gestartet werden (Siehe Abbildung 1.4).

Zu Beginn dreht der Drehteller den Lautsprecher 170° entgegen des Uhrzeigersinns in seine erste Messposition (siehe Tabelle A.1). Im Anschluss beginnen die Messungen und der Lautsprecher wird pro Messung in 10° Schritten in der horizontalen Theta-Ebene im Uhrzeigersinn gedreht. Nach 36 Messungen wird der Benutzer aufgefordert, den Lautsprecher manuell um -90° in vertikaler Phi-Ebene (Elevation) gegen den Uhrzeigersinn in eine liegende Position zu drehen.

Mehrere Dinge sind hierbei zu beachten:

- Die Front des Lautsprechergehäuses muss bündig mit der Vorderkante des Stativs abschließen.
- Das akustische Zentrum des Lautsprechers muss sich exakt über der Drehachse des Drehtellers und in 1m Entfernung vom Messmikrofon befinden.
- Die räumliche Höhe des Messmikrofons muss an die Höhe des akustischen Zentrums des Lautsprechers nach der Drehung angepasst werden.

Sind alle obigen Punkte erfüllt, kann der Messvorgang in Klippel Robotics fortgesetzt werden. Der Lautsprecher dreht sich für weitere 36 Messungen in der horizontalen Theta-Ebene. Wenn die Messung abgeschlossen ist, können die Ergebnisse über „Show Result Database“ in Klippel Robotics aufgerufen werden (Siehe Abbildung 1.4). Die einzelnen Messergebnisse werden in Klippel dB-Lab im Objekt „History_New“ angezeigt.

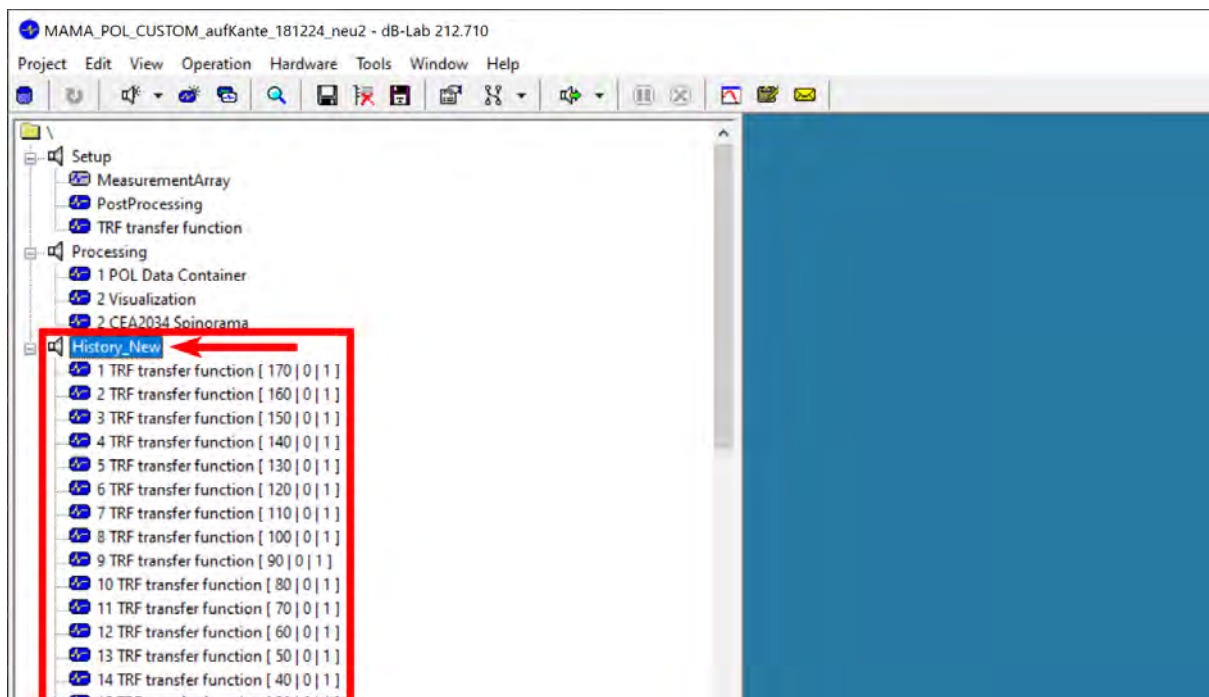


Abbildung 1.9: dB-Lab, Messergebnisse in „History_New“

1.3 Datenanalyse und Visualisierung der Messergebnisse

Um alle Messdaten zusammenzuführen und diese in dB-Lab auszuwerten, müssen sie vorerst in den POL Data Container eingelesen werden.

1.3.1 POL Data Container

Um die Messdaten korrekt einzulesen, öffnet man im Objekt „Processing“ die „Properties“ der Operation „POL Data Container“. Folgende Einstellungen werden vorgenommen:

Export Data

- Operation → TRF transfer function
- Curve → Export-H(f) + Total Phase
- Format → NFS Visualization
- Round Coordinates → ON - 1x3 numbers [0.1 0.1 0.1]

Import Data

- Import Format → History
- Import Node → \History_New
- Use Settings from operation → ON
- R Definition → Object Name Position 3: [...|...|r]
- Phi Definition → Object Name Position 2: [...|phi|...]
- Theta Definition → Object Name Position 1: [theta|...|...]
- Einstellungen mit „Start Import“ bestätigen.

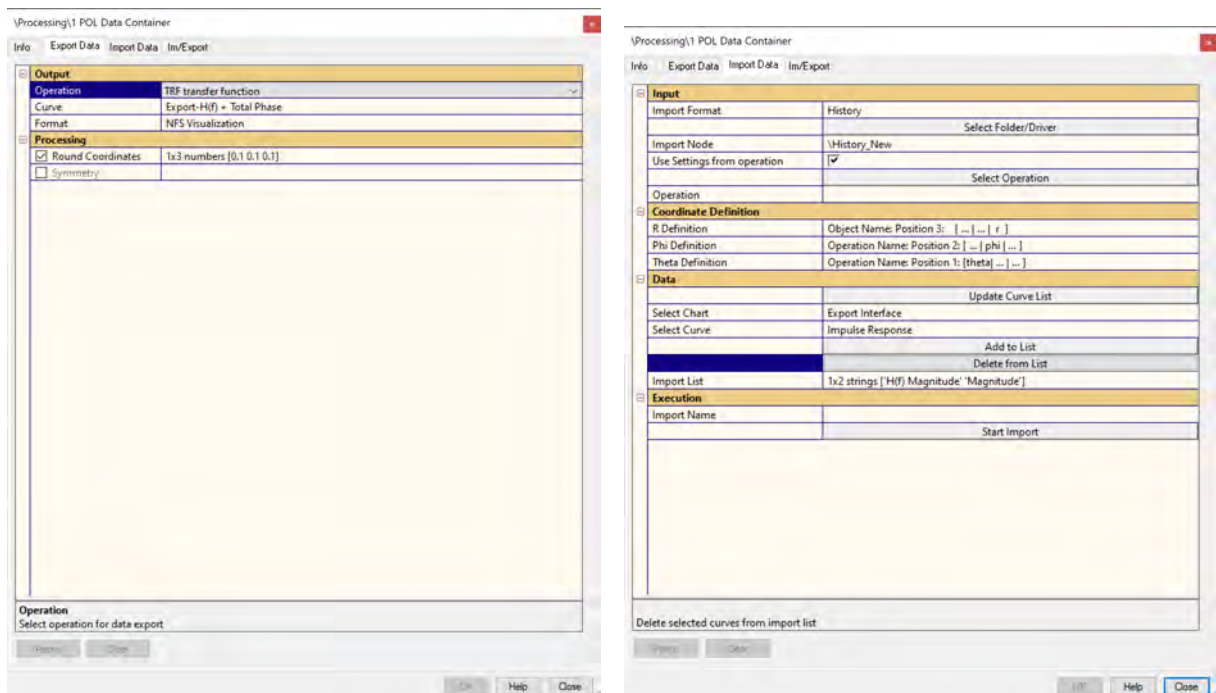


Abbildung 1.10: Einstellungen der Reiter „Export Data“ und „Import Data“

Nach erfolgreichem Einlesen der Daten durch Ausführen der Operation „POL Data Container“ gibt das „Summary“ Fenster „Extracted Data is complete“ aus.

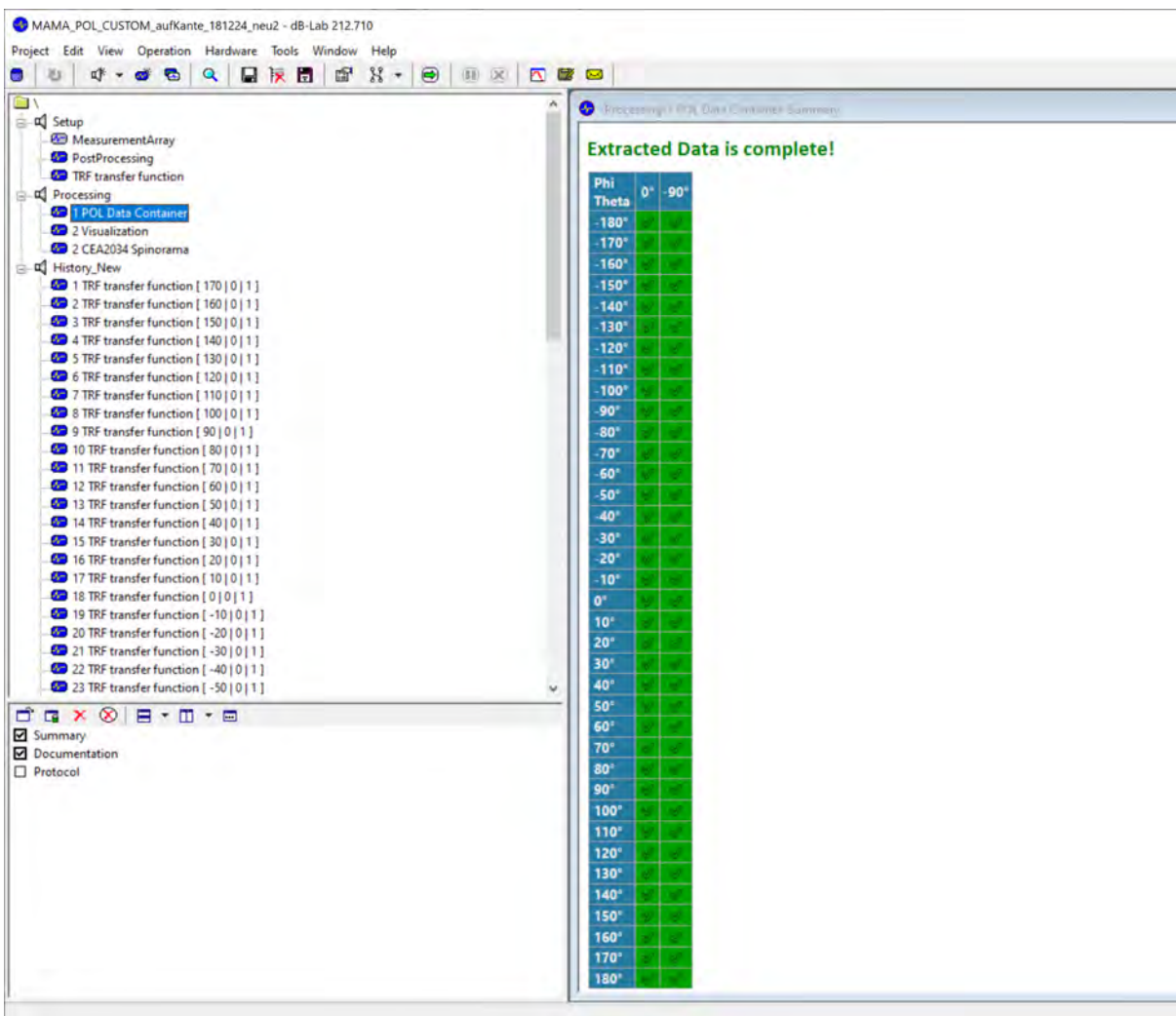


Abbildung 1.11: POL Data Container nach erfolgreichem Einlesen der Messdaten

1.3.2 Visualization

Folgende Einstellungen werden in den „Properties“ der Operation „Visualization“ vorgenommen, um die im „POL Data Container“ gebündelten Daten mittels „Visualization“ auszuwerten:

Input

- Input Data Format → Polar Far-Field Measurement (POL)
- Device Under Test → Loudspeaker
- Operation → POL Data Container

Processing

- Half Space Measurement → OFF
- Speed of Sound → 343

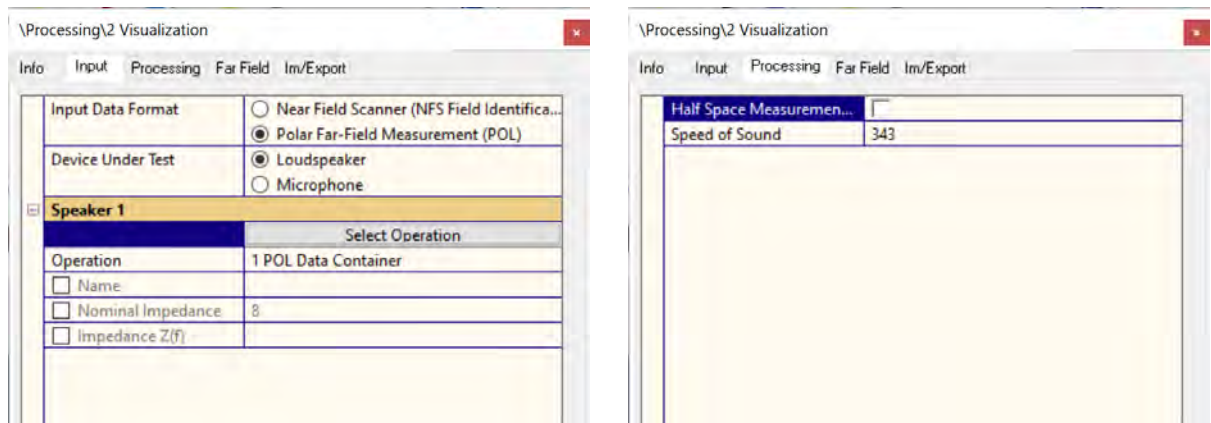


Abbildung 1.12: Einstellungen der Reiter „Input“ und „Processing“

Far Field

Beispieleinellungen der Berechnungen für die Visualisation der Messergebnisse:

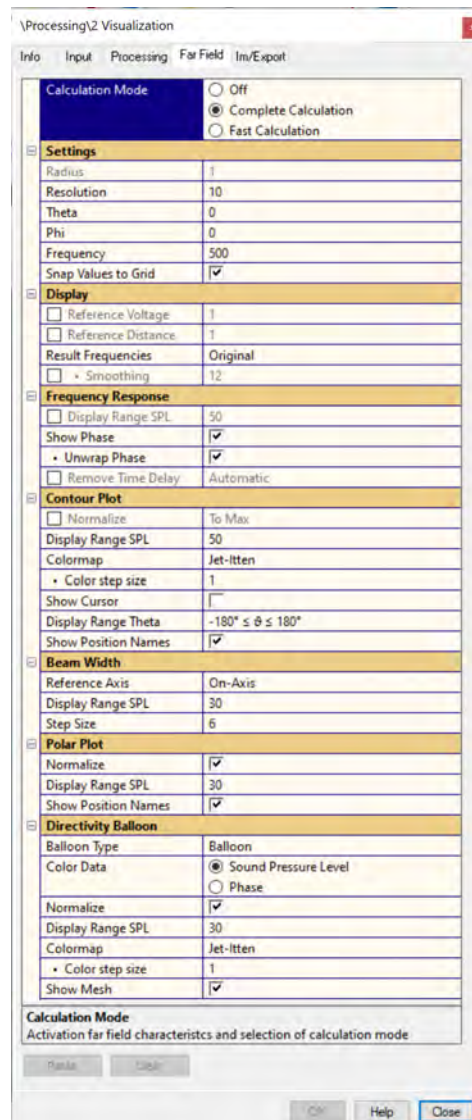


Abbildung 1.13: Beispieleinellungen des Reiters „Far Field“

Abbildung 1.13 zeigt als Beispiel gewählte Einstellungen des Reiters „Far Field“.

- Calculation Mode → Complete Calculation
- Resolution → 10
- Theta → 0
- Phi → 0
- Frequency → 500
- Snap Values to Grid → ON

Schalleistung

Die Schalleistung P bezeichnet die akustische Energie, die pro Zeit von einer Schallquelle abgegeben wird. Sie ist definiert als das Flächenintegral der Schallintensität I über eine geschlossene Hüllfläche S um die Quelle:

$$P = \oint I \cdot dS = \oint pv \cdot dS = \oint \frac{p^2}{Z_0} \cdot dS \quad (1.5)$$

Der Schalleistungspegel L_P ist eine logarithmische Verhältnissgröße, welche das Verhältnis der abgegebenen Schalleistung zur Bezugsgröße $P_0 = 10^{-12}W$ beschreibt:

$$L_P = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{P_0}\right) \quad (1.6)$$

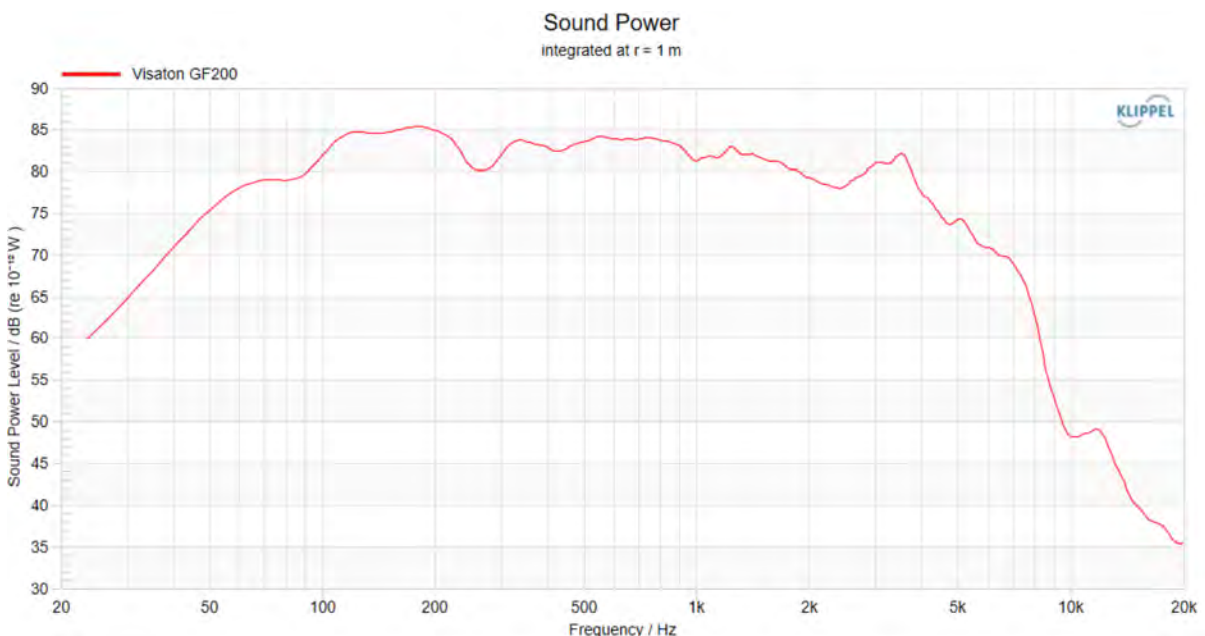


Abbildung 1.14: Schalleistung GF200, 1W, 1m

Directivity Index

Das Bündelungsmaß eines Lautsprechers (Directivity Index) gibt die Differenz des Schallintensitätspegels auf Hauptachse (0° Theta) zum gemittelten abgestrahlten Schallintensitätspegel in alle Richtungen an (siehe Gleichungen 1.1, 1.3 und 1.4):

$$\gamma(f) = \frac{4r^2\pi}{\oint \frac{\tilde{p}^2(\alpha, f)}{\tilde{p}^2(0, f)} dS} = \frac{\frac{\tilde{p}^2(0, f)}{Z_0}}{\frac{1}{4r^2\pi} \oint \frac{\tilde{p}^2(\alpha, f)}{Z_0} dS} = \frac{I(0, f)}{\frac{1}{4r^2\pi} \oint I(\alpha, f) dS} = \frac{I(0, f)}{I_m(f)} \quad (1.7)$$

$$d(f) = L_I(0, f) - L_{I_m}(f) \quad (1.8)$$

Ein Wert von 0dB entspricht einer omnidirektionalen Schallabstrahlung (Kugelstrahler).

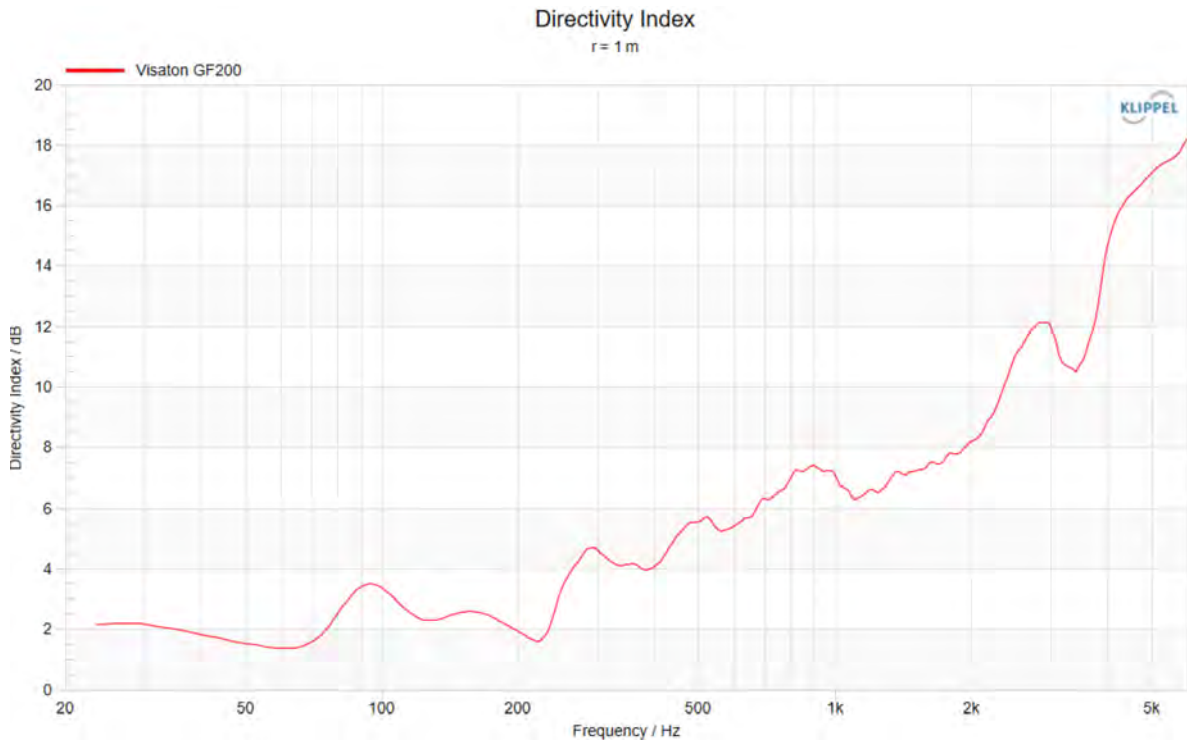


Abbildung 1.15: Directivity Index GF200, 1W, 1m

Bei tiefen Frequenzen unter 200Hz strahlt das DUT den Schall relativ ungerichtet mit einem DI von 2dB ab. Mit steigender Frequenz nimmt die Bündelung des abgestrahlten Schalls zu. Dies lässt sich im mittleren Frequenzbereich mit der Kolbenmembrantheorie erklären, wonach Interferenzeffekte für die zunehmende Richtwirkung verantwortlich sind. Die Welligkeiten im Diagramm werden auf Interferenzen mit Raum- bzw. Objektreflexionen (Drehteller) zurückgeführt.

Contour Plot

Das Konturdiagramm (Contour Plot) ist eine weitere Art die Richtwirkung eines Lautsprechers grafisch darzustellen. Die Farbabstufungen zeigen die Schalldruckpegel, welche auf der X-Achse über der Frequenz und auf der Y-Achse pro Grad Horizontalwinkel im Diagramm aufgetragen sind.

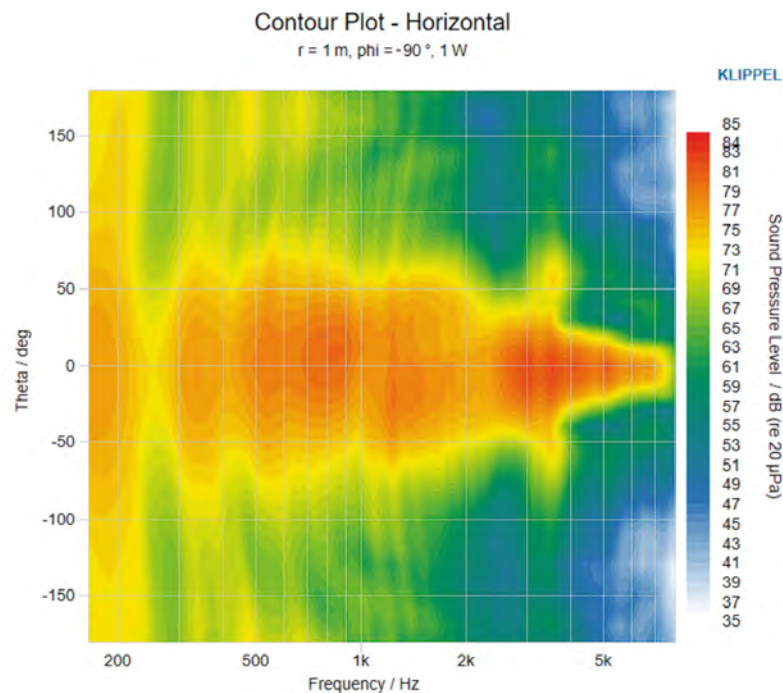


Abbildung 1.16: Contour Plot Horizontal (Lautsprecher liegend) GF200, 1W, 1m

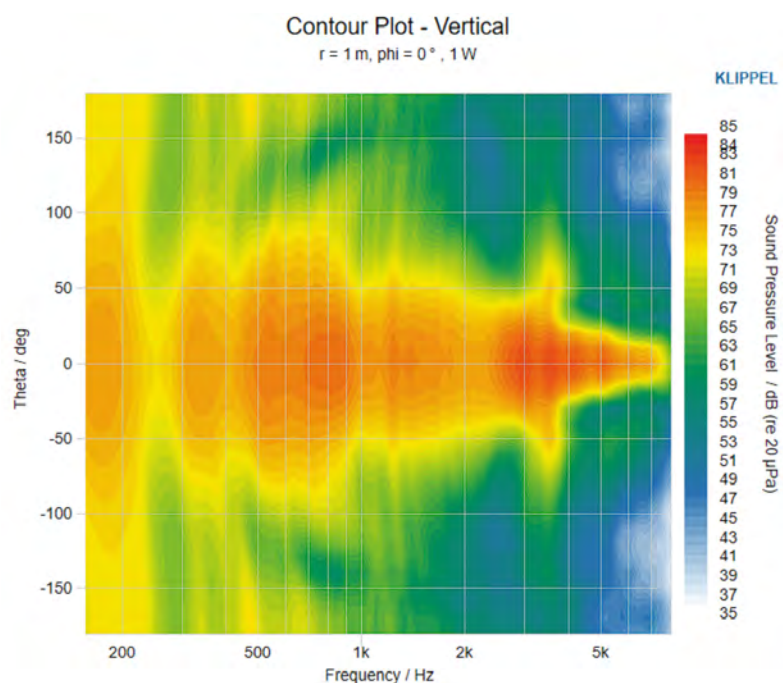


Abbildung 1.17: Contour Plot Vertical (Lautsprecher stehend) GF200, 1W, 1m

Die zunehmende Bündelung des Schalls bei steigender Frequenz ist gut durch die schmaler werdenden orangeroten Bereiche auf der Y-Achse erkenntlich.

Polar Plot

In den folgenden Grafiken sind die Polardiagramme des GF200 bei horizontaler sowie vertikaler Aufstellung abgebildet. Für beide Drehrichtungen wurden jeweils die Polardiagramme für die Frequenzen 250Hz, 500Hz, 1000Hz, 2000Hz und 4000Hz übereinander abgebildet.

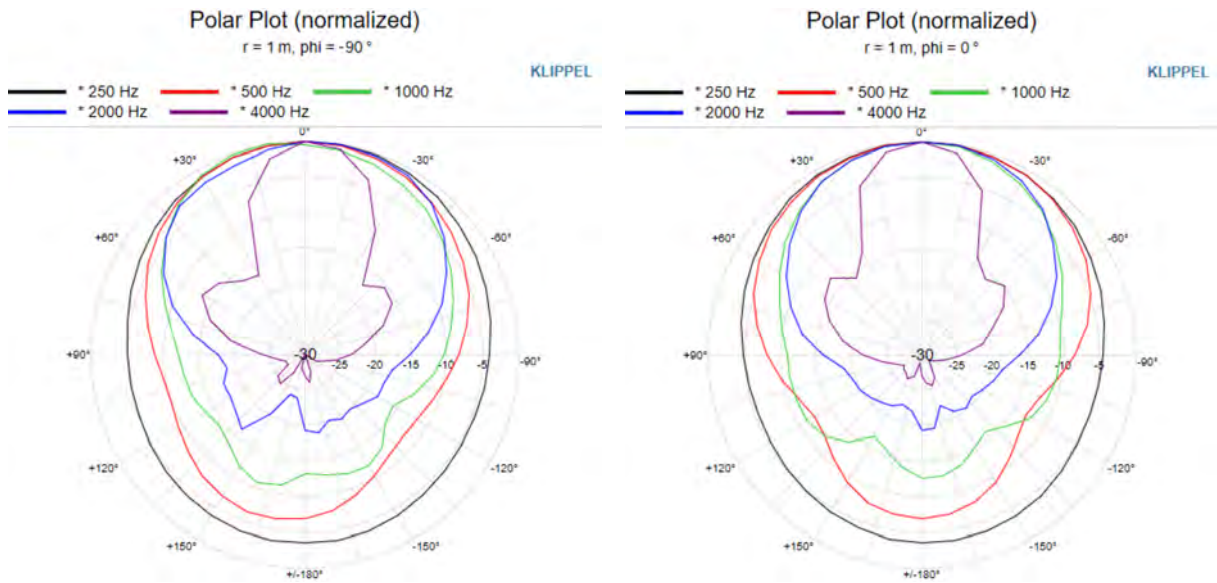


Abbildung 1.18: Polar Plot GF200, horizontal (Lautsprecher liegend, links), vertikal (Lautsprecher stehend, rechts), 1W, 1m

Gut zu sehen ist die zunehmend gerichtete Abstrahlung bei höher werdenden Frequenzen.

Balloon Plot

Der Balloon Plot stellt die Richtcharakteristik einer Schallquelle in drei Dimensionen dar. Die Schalldruckpegel sind wie im Contour Plot farbkodiert. Innerhalb der Messsoftware kann der Balloon Plot interaktiv dreidimensional betrachtet werden.

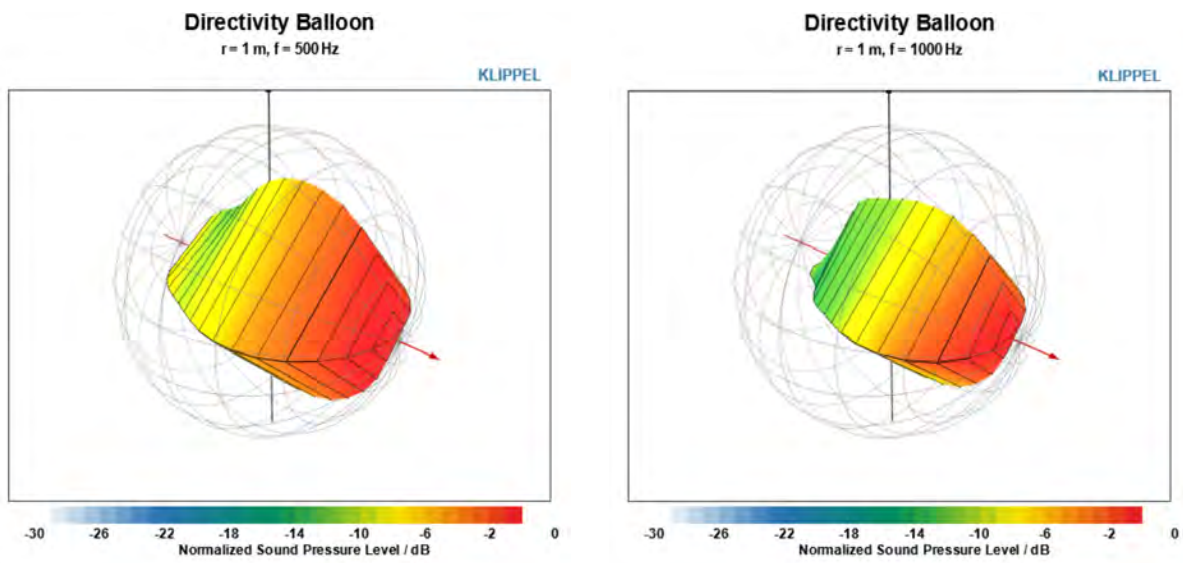


Abbildung 1.19: Balloon Plot GF200, 500Hz (links), 1000Hz (rechts), 1W, 1m

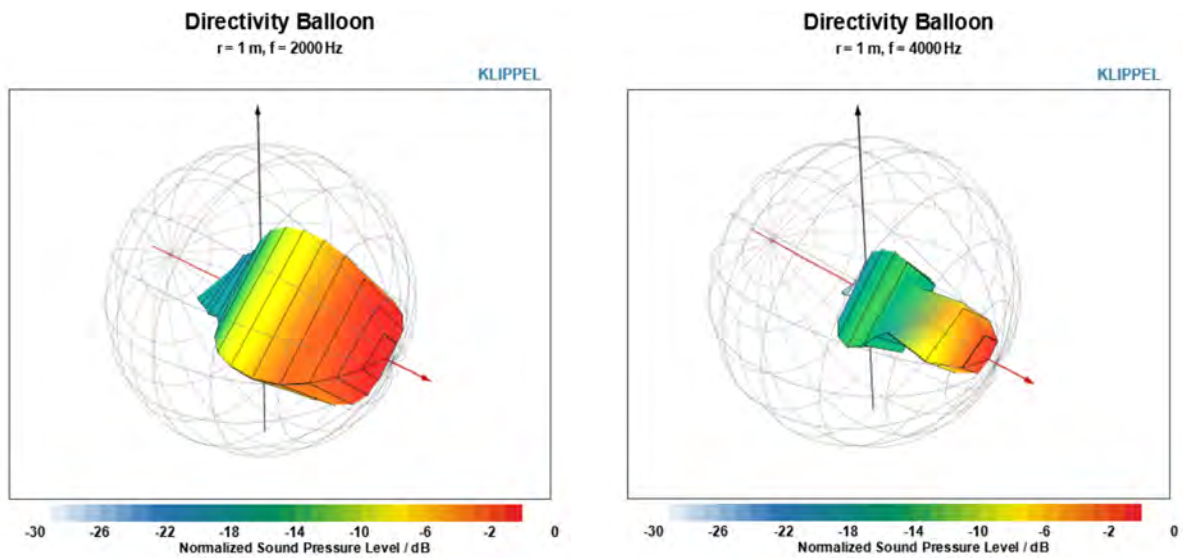


Abbildung 1.20: Balloon Plot GF200, 2000Hz (links), 4000Hz (rechts), 1W, 1m

1.3.3 CEA 2034 Spinorama

Die Spinorama-Messung ist eine standardisierte Methode um die akustischen Eigenschaften eines Lautsprechers zu beschreiben. Sie wurde in der Norm ANSI/CTA-2034-A-2015 (ehemals ANSI/CEA-2034-A) von der Consumer Technology Association (CTA) definiert und wird im reflexionsarmen Raum durchgeführt. [5]

Die Messung bietet detaillierte Informationen über das Abstrahlverhalten von Lautsprechern, wodurch sich Rückschlüsse auf deren Klangqualität in Räumen ziehen lassen. Sie basiert auf den wissenschaftlichen Überlegungen von Dr. Floyd Toole (Harman International), der alternative Messverfahren zum alleinigen On-Axis Amplitudengang erforschte. [6], [7]

Hierbei wird horizontal und vertikal in 10° Schritten um den kompletten Lautsprecher gemessen. Durch die gemessene Richtwirkungsinformation können frühe und späte Reflexionen sowie eine zu erwartende Raumantwort in einem durchschnittlichen Hörraum geschätzt bzw. berechnet werden. [8]

Die Ergebnisse in Abbildung 1.21 zeigen den On-Axis Frequenzgang, das Listening Window, die Early Reflections, die Sound Power, den Sound Power Directivity Index (SPDI), den Early Reflections Directivity Index (ERDI) und in Abbildung 1.23 die Estimated In-Room Response. [9]

Es ist anzumerken, dass die absoluten Werte der Kurve der Sound Power Messung der Klippel Visualization (siehe Abbildung 1.14) mit der Kurve der Sound Power aus dem CEA 2034 Summary Window nicht ident sind, da bei dieser alle Einzelmessungen nach dem ANSI-CTA-2034-A Standard Appendix C [5] individuell gewichtet werden.

Für die Berechnung der Spinorama-Auswertung in dB-Lab muss nach dem Einlesen der Messdaten in den „POL Data Container“ lediglich die Operation „CEA 2034 Spinorama“ ausgeführt werden.

Summary Window

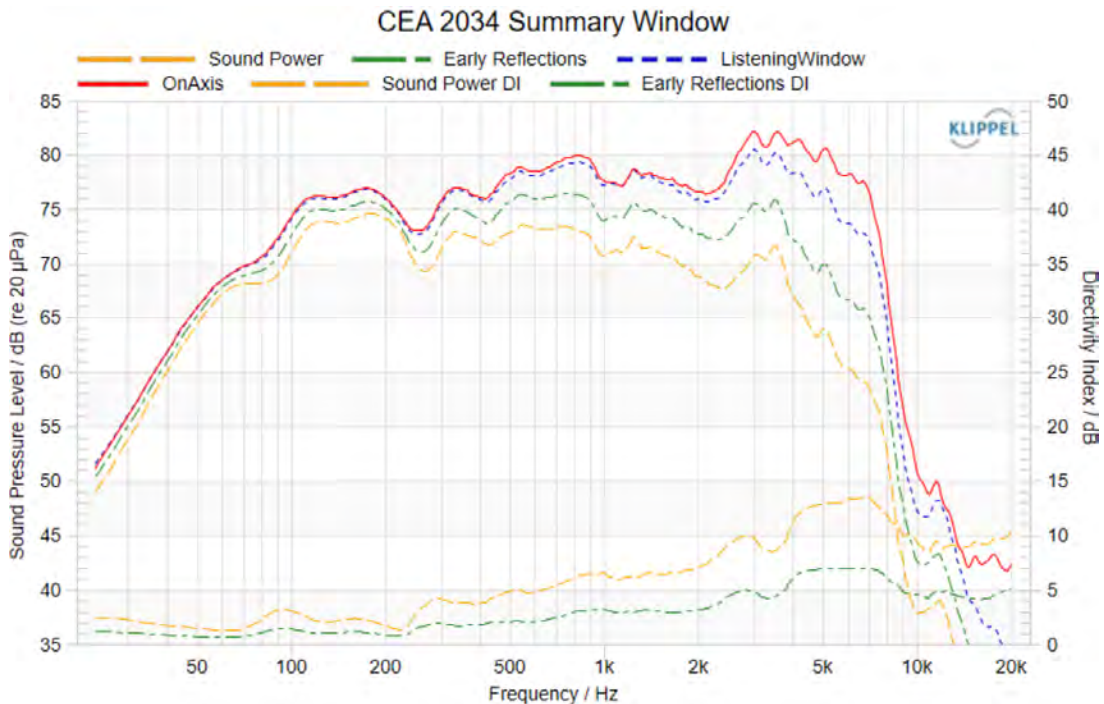


Abbildung 1.21: Zusammenfassung der Messergebnisse (GF200)

Listening Window

Das Listening-Window repräsentiert den typischen Hörbereich und entspricht dem Mittelwert aus 9 Schalldruckpegel-Frequenzgangmessungen: 0° , $\pm 10^\circ$, $\pm 20^\circ$ und $\pm 30^\circ$ auf der horizontalen Ebene und $\pm 10^\circ$ auf der vertikalen Ebene. Je näher sich die Kurve am On-Axis Frequenzgang befindet, desto uniformer strahlt der Lautsprecher in einen breiteren Hörbereich ab. Die Qualität des Listening Windows ist eines der wichtigsten Kriterien für die Bewertung eines Lautsprechers in der Spinorama-Messung. [2], [5]

Early Reflections

Die Early Reflections Kurve ist eine Abschätzung aller ersten Reflexionen von Boden, Wänden und Decke. Die Kurve ergibt sich aus dem Mittelwert von folgenden Messungen: [5]

Bodenreflexionen: Mittelwert aus -20° , -30° und -40° vertikal

Deckenreflexionen: Mittelwert aus $+40^\circ$, $+50^\circ$ und $+60^\circ$ vertikal

Reflexionen Vorderwand: Mittelwert aus 0° , $\pm 10^\circ$, $\pm 20^\circ$ und $\pm 30^\circ$ horizontal

Reflexionen Seitenwände: Mittelwert aus $\pm 40^\circ$, $\pm 50^\circ$, $\pm 60^\circ$, $\pm 70^\circ$ und $\pm 80^\circ$ horizontal

Reflexionen Hinterwand: Mittelwert aus 180° und $\pm 90^\circ$ horizontal

Die frühen Reflexionen sind relevant für die wahrgenommene Klangfarbe, Abbildungsbreite und örtliche Klangstabilität.

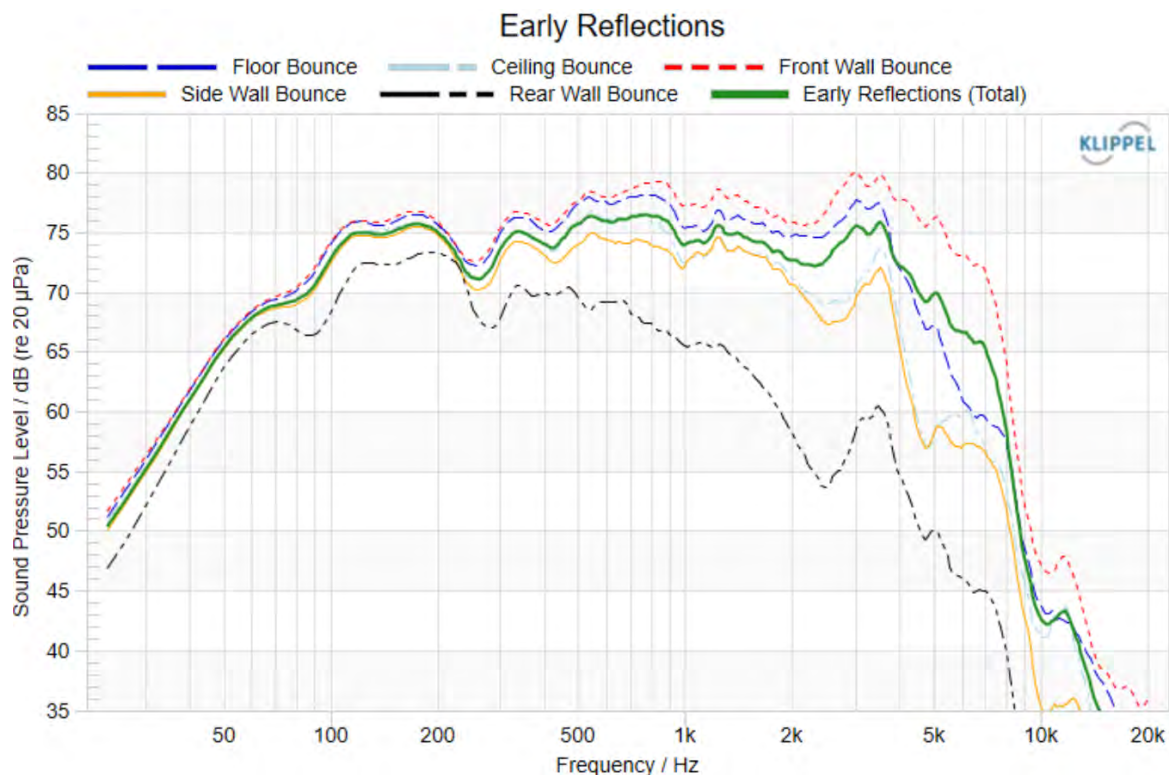


Abbildung 1.22: Frühe Reflexionen

Sound Power Directivity Index (SPDI)

Das Bündelungsmaß eines Lautsprechers (Directivity Index) ist definiert als die Differenz des Schallintensitätspegels auf Hauptachse (0° Theta) zum gemittelten abgestrahlten Schallintensitätspegel in alle Richtungen (siehe Gleichung 1.8).

Der SPDI ist jedoch definiert als die Differenz zwischen der Kurve des Listening Windows und der Kurve der gesamten Schalleistung. Ersteres wurde gewählt, da die Mittelung der Messwerte für die Berechnung des Listening Windows die Aussagekraft im Vergleich zu einer Einzelmessung (On-Axis) deutlich erhöht. [5], [9]

Early Reflections Directivity Index (ERDI)

Der ERDI ist definiert als die Differenz der Kurve des Listening Windows und der Kurve der frühen Reflexionen. [5]

Estimated In-Room Response

Die geschätzte Raumantwort gibt eine ausreichend genaue Vorhersage darüber, wie sich ein Lautsprecher in einer gewöhnlichen Abhörsituation verhält. Sie orientiert sich an einem Raum, dessen mittlere Nachhallzeit von ca. 400ms über den Großteil des Frequenzbereichs weitgehend konstant bleibt.

Mit diesen Einschränkungen kann eine geschätzte Raumantwort mit einem gewichteten Mittelwert aus 12% Listening Window, 44% frühen Reflexionen und 44% Sound Power berechnet werden.

Es ist zu beachten, dass die Estimated In-Room Response Abweichungen unterhalb der Schröderfrequenz, welche durch Raummoden der jeweiligen Raumeometrie verursacht werden, sowie z.B. eine übermäßige Absorption hoher Frequenzen durch absorbierende Gegenstände im Raum nicht abbilden kann. [8], [9]

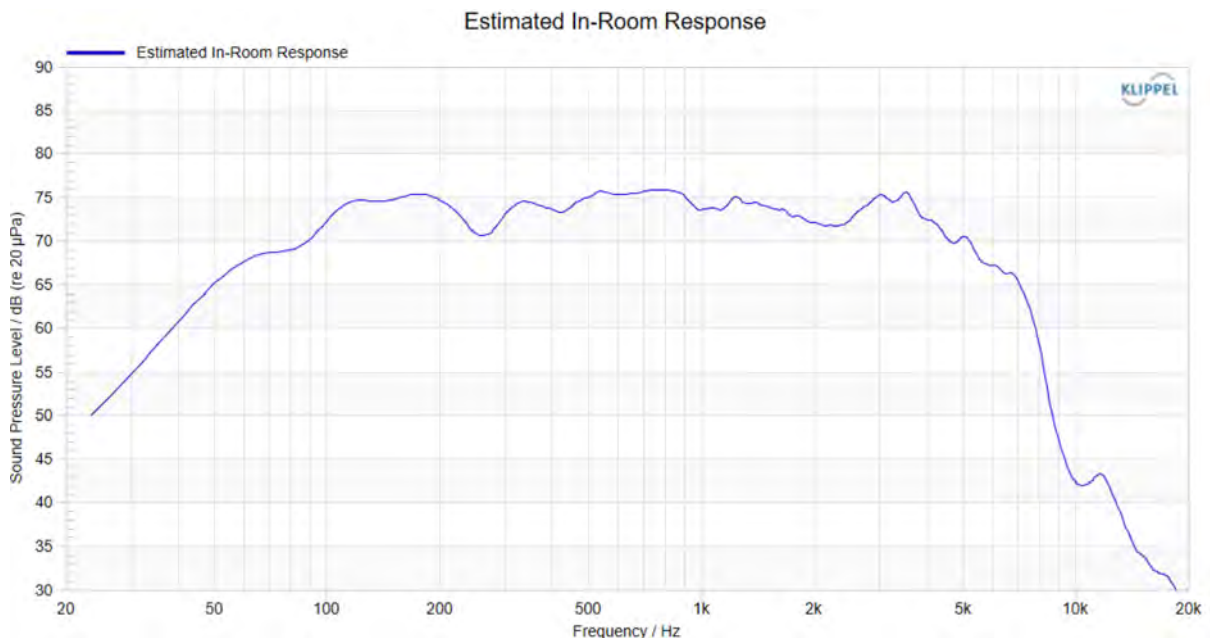


Abbildung 1.23: Geschätzte Raumantwort

2

Verzerrungen - Grundlagen

Man bezeichnet ein Signal als verzerrt, wenn das Ausgangssignal eines Systems vom Eingangssignal abweicht. [10]

Für Verzerrungen gibt es diverse Ursachen, seit der Verwendung von moderner Digitaltechnik sind die elektroakustische Umwandlung des Signals durch Lautsprecher und der Einfluss der akustischen Umgebung das schwächste Glied in der Signalkette. [11], [12]

Grundsätzlich werden Verzerrungen in drei Kategorien eingeteilt. Lineare Verzerrungen, nicht-lineare Verzerrungen und impulsive Verzerrungen durch Defekte (*Rub and Buzz*).

Lineare und nichtlineare Verzerrungen werden zu den regulären Verzerrungen gezählt, da sie Teil des Designprozesses von Lautsprechern sind und ein vorhersehbares Auftreten haben. Beispiele für lineare Verzerrungen sind Amplituden- oder Phasenverzerrungen, Beispiele für nichtlineare Verzerrungen sind harmonische Verzerrungen (*harmonic distortion, HD*) oder Intermodulationsverzerrungen (*IMD*).

Irreguläre Verzerrungen (*Rub and Buzz*) sind deutlich hörbare und unvorhersehbare Defekte, welche durch Fertigungsfehler, Alterung des mechanischen Systems, Überlast oder negative klimatische Einwirkungen auftreten (siehe Anhang A.3). Beispiele wären scheuernde Teile der Schwingspule, Strömungsgeräusche durch Undichtigkeiten oder lose Partikel im Gehäuse des Lautsprechers. [13]

2.1 Lineare Verzerrungen

Lineare Verzerrungen können durch elektrische Messungen von Strom und Spannung an den Lautsprecherklemmen, sowie Membranauslenkung mittels Laservibrometer und SPL-Messung im reflexionsarmen Raum gemessen werden. Sie beschreiben die Verzerrungen in Bereichen von geringer Auslastung des Lautsprechers, in denen sich das elektroakustische System weitgehend linear verhält.

Die meisten Messungen in einem Lautsprecherdatenblatt werden im linearen Aussteuerungsbereich des Wandlers durchgeführt. [11]

2.2 Nichtlineare Verzerrungen

Nichtlineare Verzerrungen in Lautsprechern treten insbesondere bei hohen Schalldrücken auf, die mit großen Auslenkungen der beweglichen Komponenten einhergehen. [14]

Die dominierenden Nichtlinearitäten sind in erster Linie auf den elektrodynamischen Antrieb sowie die mechanische Federung des Systems zurückzuführen und fügen dem Signal neue spektrale Komponenten hinzu, so genannte harmonische Verzerrungen und Intermodulationsverzerrungen. [15]

Hohe Membranauslenkungen können zudem Eigenschwingungen der Membran anregen, die zusätzliche nichtlineare Verzerrungen verursachen. Darüber hinaus kann es zu Doppler-Effekten kommen, wenn sich ein tieffrequentes Signal mit großer Amplitude mit einem hochfrequenten Signal überlagert. Dies führt zu einer frequenzabhängigen Phasenmodulation, wobei das hochfrequente Signal zeitlich verändert an der Hörposition wahrgenommen wird.

In den folgenden Absätzen wird genauer auf die einzelnen Symptome und Arten der nichtlinearen Verzerrung eingegangen.

2.2.1 Harmonic Distortion (HD)

Bei harmonischen Verzerrungen (*harmonic distortion*, HD) entstehen neue Signalkomponenten ($f_{n,HD}$), deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz f_1 sind:

$$f_{n,HD} = f_1 \cdot n, \quad n = 2, 3 \dots \quad (2.1)$$

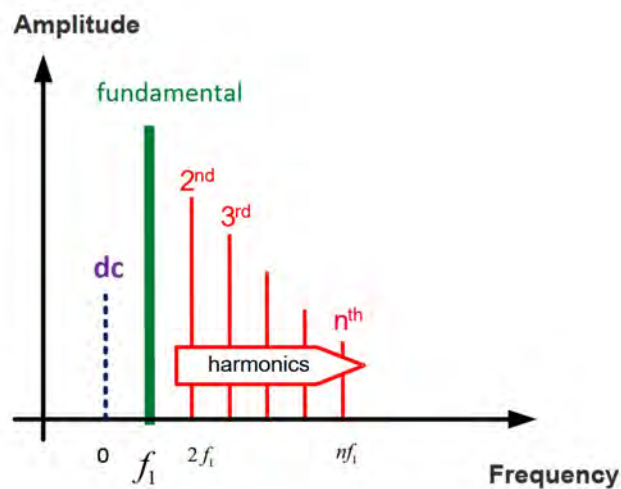


Abbildung 2.1: Harmonische Verzerrungen eines Sinustons [16]

Abbildung 2.1 zeigt das Frequenzspektrum eines Sinussignals bei dem harmonische Verzerrungen auftreten. Die einzelnen Verzerrungskomponenten $f_1 \cdot n$ sind ganzzahlige Vielfache der Anregungsfrequenz f_1 . Die Amplitude der Verzerrungskomponenten nimmt mit steigender Ordnung ab.

Harmonische Verzerrungen verändern das Gleichgewicht der natürlich im Spektrum entstandenen Obertöne und führen eher zu einer Klangfärbung, anstatt den wiedergegebenen Klang subjektiv stark wahrnehmbar zu verzerrern. Deshalb beeinträchtigen erzeugte harmonische Produkte nach allgemeiner Auffassung die Klangqualität reproduzierter Musiksignale in geringerem Maße als andere Arten von Verzerrungen. [17]

Gemäß dem IEC-Standard 60268-21 [18] werden harmonische Verzerrungen als THD (total harmonic distortion) in Prozent oder in Dezibel angegeben:

$$THD_{\%}(f) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N \tilde{p}_{nf}^2(f)}}{\tilde{p}_{ref}(f)} \cdot 100\%, \quad N = 3, 4 \dots 16 \quad (2.2)$$

$$L_{THD}(f) = 20 \cdot \log\left(\frac{THD_{\%}(f)}{100\%}\right) \quad (2.3)$$

wobei sich der Referenzwert $\tilde{p}_{ref}(f)$ aus Effektivwert des gemessenen Gesamtsignals einschließlich aller Harmonischen und des Rauschens zusammensetzt. $\tilde{p}_{nf}^2(f)$ stellt die Effektivwerte der Harmonischen n -ter Ordnung dar. Die größte in der Messung berücksichtigte Ordnungszahl N der Harmonischen muss angegeben werden.

Klirrfaktor und Total Harmonic Distortion (THD) werden häufig synonym verwendet, unterscheiden sich jedoch in ihrer Definition [19]: Beim Klirrfaktor wird die Summe der harmonischen Anteile auf die Gesamtenergie des Signals bezogen, während bei der THD die Summe der Harmonischen im Verhältnis zur Grundschwingung angegeben wird. Irreführenderweise wird im Standard IEC 60268-21 [18] die Formel für den Gesamtklirrfaktor als THD bezeichnet (siehe Gleichung 2.2).

In englischsprachiger Fachliteratur wird zur Unterscheidung der Klirrfaktor manchmal als THD_R (*root mean square*), die gewöhnliche THD als THD_F (*fundamental*) bezeichnet: [19]

$$THD_R = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N \tilde{p}_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \tilde{p}_n^2}} \quad (2.4)$$

$$THD_F = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N \tilde{p}_n^2}}{\tilde{p}_1} \quad (2.5)$$

2.2.2 Equivalent Input Harmonic Distortion (EIHD)

Ziel der EIHD ist es, die dominanten nichtlinearen Verzerrungen, die im Antriebssystem (z.B. durch den Kraftfaktor $Bl(x)$) oder in der Membranaufhängung (aufgrund der Federsteifigkeit $K(x)$) entstehen, von linearen Verzerrungen, den Einflüssen der Raumakustik und Störgeräuschen zu separieren. Dies geschieht, indem die dominanten nichtlinearen Verzerrungsquellen zu einer virtuellen Störsignalquelle am Eingang zusammengefasst werden. [20]

Dafür wird vorher mit einer Kleinsignalparameter-Messung die lineare Übertragungsfunktion des Wandlers an verschiedenen Mikrofonpositionen bestimmt (siehe Abbildung 2.2 links oben). Im Anschluss wird die Messung im gleichen Messaufbau mit einem Großsignal wiederholt und das nichtlinear verzerrte Schallsignal an den selben Mikrofonpositionen aufgezeichnet (siehe Abbildung 2.2 rechts). Die daraus erhaltenen Signale werden mit den inversen linearen Übertragungsfunktionen aus der Kleinsignalmessung entzerrt, womit man das neue äquivalente Eingangssignal erhält ($u'(t)$). Es enthält das ursprüngliche Eingangssignal ($u(t)$) sowie alle nichtlinearen Verzerrungsanteile ($d(t)$). Verfälschungen durch lineare Verzerrungen des Systems oder Raumeinflüsse und Störgeräusche werden so unterdrückt.

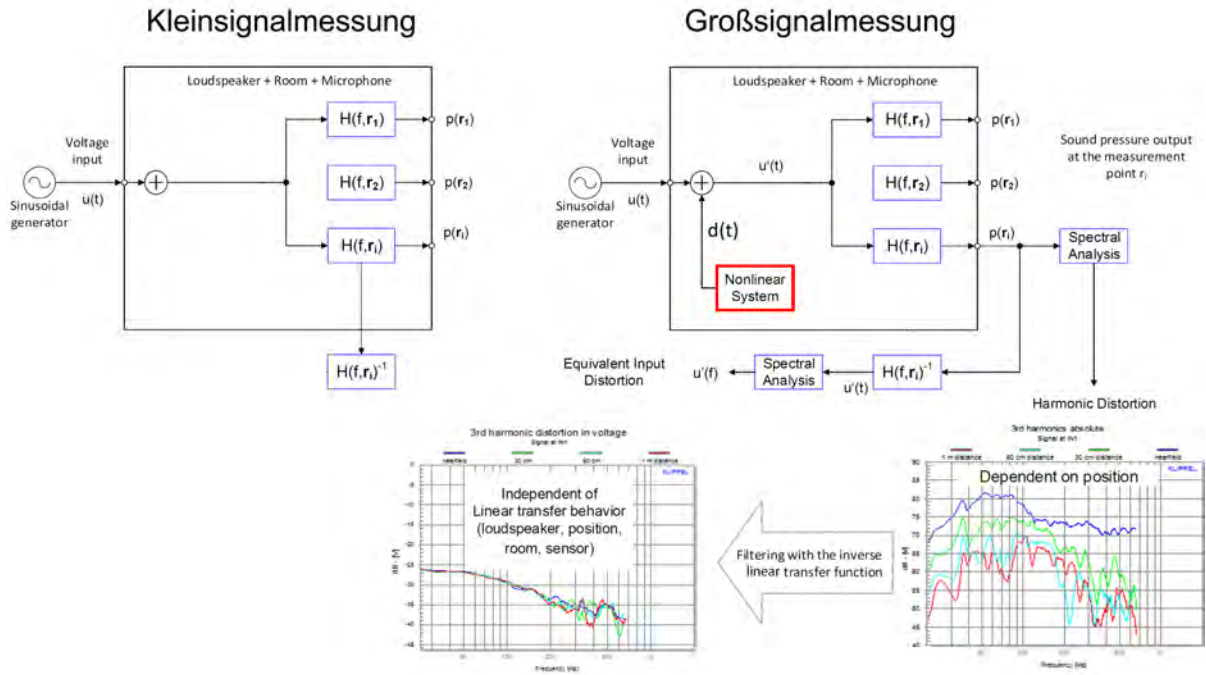


Abbildung 2.2: Messung der Equivalent Input Harmonic Distortion [20]

Die Bewertung der Verzerrungen direkt an der virtuellen Eingangsquelle ($u'(t)$) liefert aussagekräftigere Informationen über das Großsignalverhalten von Lautsprechern, da sie unabhängig von der linearen Übertragungsfunktion erfolgt. Dadurch wird die Interpretation der Ergebnisse wesentlich vereinfacht. [20]

Die Berechnung der EIHD n -ter Ordnung erfolgt gemäß dem Standard IEC 60268-21 nach folgender Gleichung:

$$EIHD_{n,\%}(f) = \frac{\tilde{u}'_{nf}(f)}{\tilde{u}'_1(f)} \cdot 100\% \quad (2.6)$$

$$L_{n,EIHD}(f) = 20 \cdot \log\left(\frac{EIHD_{n,\%}(f)}{100\%}\right) \quad (2.7)$$

wobei $\tilde{u}'_{nf}(f)$ den Effektivwert der äquivalenten Eingangsharmonischen der n -ten Ordnung des virtuellen Eingangssignals und $\tilde{u}'_1(f)$ den Effektivwert der Grundschwingung des virtuellen Eingangssignals darstellen.

Daraus lässt sich die gesamte EITHD gemäß Standard IEC 60268-21 nach folgender Gleichung berechnen:

$$EITHD_{\%}(f) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N \tilde{u}'_{nf}(f)^2}}{\tilde{u}'_1(f)} \cdot 100\% \quad N = 3, 4 \dots 16 \quad (2.8)$$

$$L_{EITHD}(f) = 20 \cdot \log\left(\frac{EITHD_{\%}(f)}{100\%}\right) \quad (2.9)$$

2.2.3 Intermodulation Distortion (IMD)

Die alleinige Messung harmonischer Verzerrungen mittels eines einzelnen Sinustons liefert noch keine ausreichende Beschreibung des nichtlinearen Verhaltens eines elektroakustischen Wandlers.

Die Messung von Intermodulationsverzerrungen (IMD) ist insbesondere zur Analyse der Nichtlinearitäten des Kraftfaktors $Bl(x)$, der induktivitätsabhängigen Effekte $L_e(x)$ sowie des Dopplereffekts von großer Bedeutung. [21]

Im Gegensatz zu harmonischen Verzerrungsprodukten treten Intermodulationsverzerrungen dissonant zu den Grundtönen auf und verursachen eine hörbare Veränderung des wiedergegebenen Signals. [17]

Zur Anregung von nichtlinearen Verzerrungen durch IMD wird ein Zweitonen-Sinus verwendet. Zwei gebräuchliche Verfahren zur Messung von IMD sind:

- fixer *Voice Tone* f_2 bei variierendem *Bass Tone* f_1 (Bass Sweep, BS)
- fixer *Bass Tone* f_1 bei variierendem *Voice Tone* f_2 (Voice Sweep, VS)

Bei einer Methode wird der Basston f_1 über einen Bereich von z.B. $\frac{f_s}{4}$ bis $2f_s$ variiert, während der Hochton f_2 konstant auf z.B. $f_2 = 8.5f_s$ gesetzt wird.

Als alternative Methode bleibt der Basston konstant bei z.B. $f_1 = f_s$, während der Hochton f_2 über einen Bereich von z.B. $6f_s$ bis $150f_s$ variiert wird. [14]

Die Frequenz f_s entspricht der jeweiligen Resonanzfrequenz des Wandlers.

In der Regel nehmen alle Verzerrungskomponenten höherer Ordnung schnell mit steigendem Ordnungsgrad ab. Aus diesem Grund werden nach IEC 60268-21 [18] nur Intermodulationsprodukte bis zur 3. Ordnung berücksichtigt. [22]

Die Gesamtintermodulationsverzerrung IMD_T , berechnet sich als:

$$IMD_{T,\%}(f_1, f_2) = \frac{\sum_{k=1}^2 \left[\tilde{p}(f_2 - kf_1) + \tilde{p}(f_2 + kf_1) \right]}{\tilde{p}(f_2)} \cdot 100\% \quad (2.10)$$

$$L_{TIMD}(f_1, f_2) = 20 \cdot \log \left(\frac{IMD_{T,\%}(f_1, f_2)}{100\%} \right) \quad (2.11)$$

wobei $\tilde{p}(f_2)$ dem Effektivwert der Grundschwingung bei der Anregungsfrequenz f_2 (Voice Tone) entspricht.

Für die Intermodulationsverzerrung 2. und 3. Ordnung werden folgende Gleichungen verwendet:

$$IMD_{2,\%}(f_1, f_2) = \frac{\tilde{p}(f_2 - f_1) + \tilde{p}(f_2 + f_1)}{\tilde{p}(f_2)} \cdot 100\% \quad (2.12)$$

$$L_{2,IMD}(f_1, f_2) = 20 \cdot \log\left(\frac{IMD_{2,\%}(f_1, f_2)}{100\%}\right) \quad (2.13)$$

$$IMD_{3,\%}(f_1, f_2) = \frac{\tilde{p}(f_2 - 2f_1) + \tilde{p}(f_2 + 2f_1)}{\tilde{p}(f_2)} \cdot 100\% \quad (2.14)$$

$$L_{3,IMD}(f_1, f_2) = 20 \cdot \log\left(\frac{IMD_{3,\%}(f_1, f_2)}{100\%}\right) \quad (2.15)$$

Symmetrische Nichtlinearitätsverläufe erzeugen typischerweise ausschließlich ungeradzahlige harmonische Verzerrungen (z.B. dritter, fünfter Ordnung), während kein Gleichanteil entsteht. Im Gegensatz dazu führen asymmetrische Kennlinien sowohl zu geradzahligen als auch zu ungeradzahligen harmonischen Verzerrungen (z.B. zweiter, dritter, vierter Ordnung) als auch zu einem messbaren Gleichanteil in der Auslenkung. [23]

Abbildung 2.3 zeigt Formen des Nichtlinearitätsverlaufs und deren resultierende Verzerrungskomponenten.

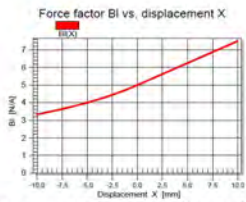
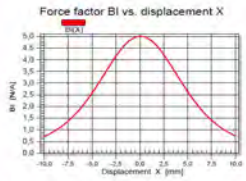
Shape of nonlinearity	Distortion Components
 <p>Asymmetrical nonlinearity</p>	<p>2nd-order distortion</p> <p>HD_2, IMD_2, X_{DC}</p> <p>and all higher-order components</p> <p>HD_3, HD_4, HD_5, \dots</p> <p>$IMD_3, IMD_4, IMD_5, \dots$</p>
 <p>Symmetrical nonlinearity</p>	<p>3rd-order distortion</p> <p>HD_3, IMD_3</p> <p>and odd-order components</p> <p>HD_5, HD_7, HD_9, \dots</p> <p>$IMD_5, IMD_7, IMD_9, \dots$</p>

Abbildung 2.3: Form der Nichtlinearitätskurve und ihre Verzerrungskomponenten

2.2.4 AM und FM Distortion (AMD, FMD)

Die IMD kann in einen AMD- und einen FMD-Anteil aufgetrennt werden. Amplitudenmodulation verändert die Einhüllende eines Signals (*AM distortion*), ohne dabei die Phase zu beeinflussen. Sie äußert sich subjektiv als Rauigkeit im Klangbild und entsteht durch Nichtlinearitäten in der Aufhängung (Sicke und Spinne), ein inhomogenes Magnetfeld im Luftspalt sowie durch materialspezifische Nichtlinearitäten der Membran bei höheren Frequenzen (*Break-up-Point*, siehe Kapitel 2.4.4).

Im Gegensatz dazu führt eine Frequenzmodulation zu einer Modifikation der Signalphase (*FM distortion*), während die Amplitude unverändert bleibt. Ein häufiger physikalischer Ursprung der Frequenzmodulation im Lautsprecher ist der Doppler-Effekt (siehe Kapitel 2.4.5). [14] Bei gleicher eingebrachter Energie überwiegt in der Regel die Wirkung der Amplitudenmodulation gegenüber der Frequenzmodulation, was sich auch im Klangeindruck widerspiegelt. [24]

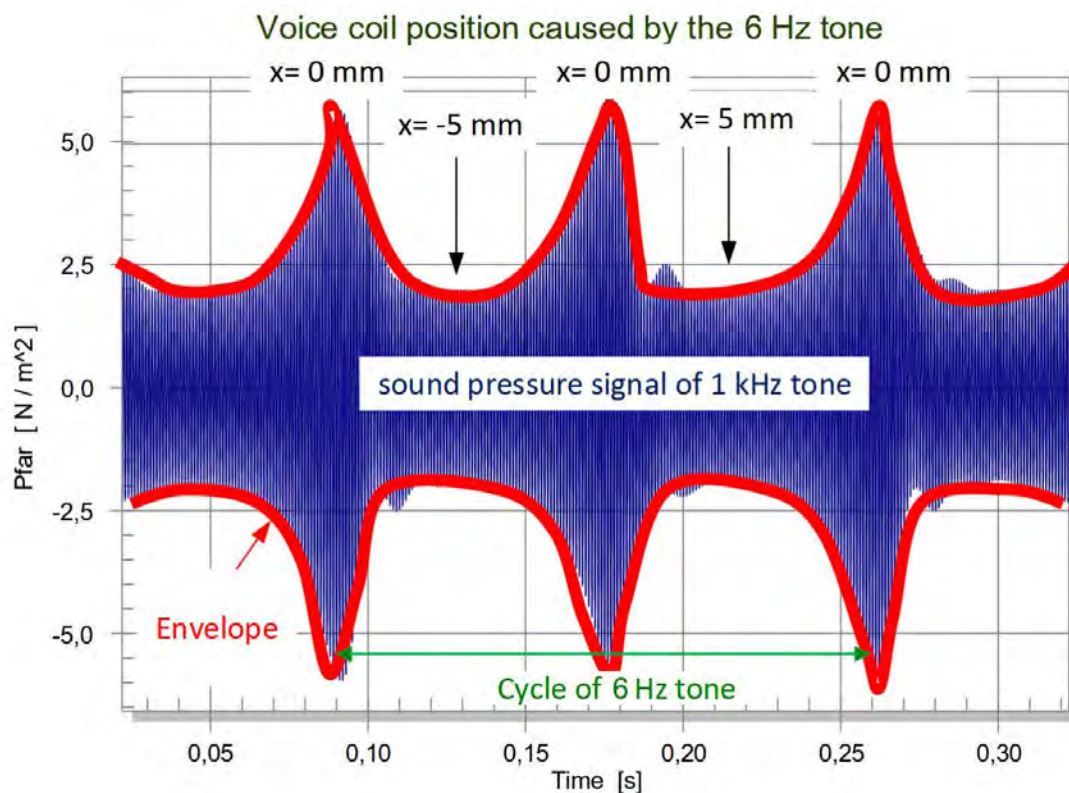


Abbildung 2.4: Amplitudenmodulation (AM), erzeugt durch ein Zweitonsignal, gemessen im Fernfeld [16]

In Abbildung 2.4 ist eine Amplitudenmodulation, erzeugt durch ein Zweitonsignal, zu sehen. Es wurden die Frequenzen $f_1 = 6\text{Hz}$ und $f_2 = 1\text{kHz}$ verwendet. In den Wellentälern der Einhüllenden befinden sich die Auslenkungsmaxima, an welchen die Membrangeschwindigkeit zu Null wird. An den Punkten maximaler Amplitude durchläuft die Membran hingegen den Nulldurchgang mit maximaler Membrangeschwindigkeit.

Die Amplitudenmodulationsverzerrung (AMD) berechnet sich nach IEC 60268-21 [18] wie folgt:

$$AMD_{\%}(f_1, f_2) = \frac{\sqrt{\frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} (E(t) - \bar{E})^2 dt}}{\bar{E}} \cdot 100\% \quad (2.16)$$

$$L_{AMD}(f_1, f_2) = 20 \cdot \log\left(\frac{AMD_{\%}(f_1, f_2)}{100\%}\right) \quad (2.17)$$

wobei die Wurzel im Zähler den Spitzenwert des Bass Tones und $\bar{E} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} E(t) dt$ den Mittelwert der Hüllkurve bzw. den Spitzenwert des Voice Tones darstellt.

In der IEC 60268-21 wird die Berechnung der FMD aufgrund der Dominanz der AMD vernachlässigt. [18]

2.2.5 DC-Component (DCC)

Zwischen der Form einer nichtlinearen Kennlinie und der Art sowie Intensität der resultierenden Verzerrungen bestehen grundlegende Zusammenhänge. Weist die Nichtlinearität eine asymmetrische Charakteristik auf (siehe Abbildung 2.3), so wird das Signal partiell gleichgerichtet, was zur Ausbildung eines Gleichanteils in der Schwingspulenaußenlenkung x führt.

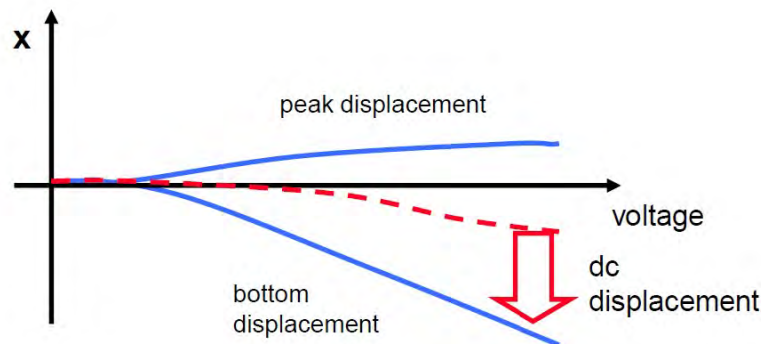


Abbildung 2.5: Gleichanteil im Signal durch asymmetrischen Kraftfaktor [16]

Abbildung 2.5 zeigt einen Gleichanteil im Signal, welcher durch einen asymmetrischen Kraftfaktor entstanden ist (siehe Abbildung 2.3). Da ein Gleichanteil durch die Verschiebung des Nulldurchgangs eines Wandlers neue nichtlineare Symptome anderer Nichtlinearitäten hervorrufen kann, gilt er als zu vermeiden.

2.3 Ersatzschaltbild und mathematisches Modell

Die Nichtlinearitäten eines elektrodynamischen Wandlers können mit einem elektromechanischen Ersatzschaltbild aus konzentrierten elektrischen Elementen dargestellt werden. Wendet man innerhalb dieses Netzwerkes die Kirchhoff'schen Maschengleichungen an, kann ein Differentialgleichungssystem (siehe Gleichung 2.26 bis 2.30) mit den im Netzwerk wirkenden Feldgrößen (u, i, i_2, v, x) aufgestellt werden. [22]

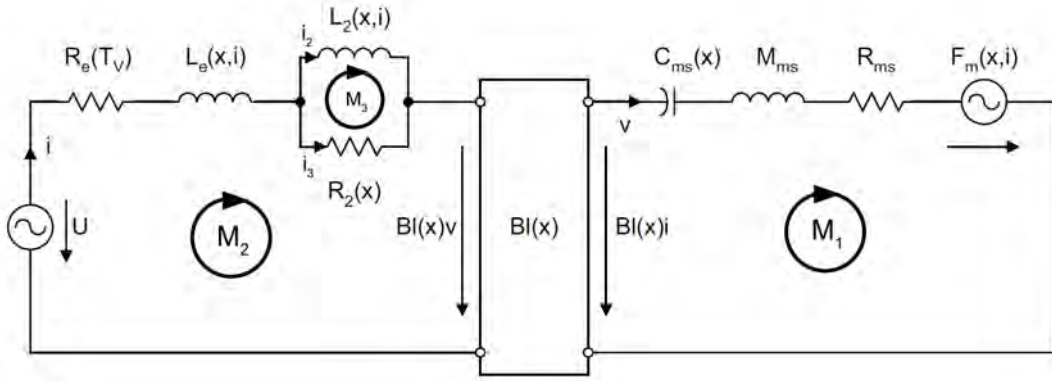


Abbildung 2.6: Ersatzschaltbild des elektrodynamischen Wandlers nach FU-Analogie unter Berücksichtigung der wichtigsten Nichtlinearitäten [22]

Mechanische Masche M_1

Zur Bildung der ersten Maschengleichung M_1 werden die Kräfte an den Elementen auf der rechten Seite des Ersatzschaltbildes berücksichtigt:

$$Bl(x)i = \frac{1}{C_{ms}(x)}x + M_{ms}\frac{d^2x}{dt^2} + R_{ms}\frac{dx}{dt} + F_m(x, i) \quad (2.18)$$

mit der Kopplung zur elektrischen Seite durch die Lorentzkraft $Bl(x)i$, dem Hooke'schen, dem Newton'schen und dem Stokes'schen Gesetz der mechanischen Komponenten, sowie der magnetischen Reluktanzkraft $F_m(x, i) = -\frac{i^2}{2}\frac{dL_e(x, i)}{dx}$ (durch Änderung des magnetischen Widerstands).

Nach $\frac{d^2x}{dt^2}$ umgeformt erhält man die Gleichung:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{1}{C_{ms}(x)M_{ms}}x - \frac{R_{ms}}{M_{ms}}\frac{dx}{dt} + \frac{Bl(x)}{M_{ms}}i + \frac{i}{2M_{ms}}\frac{dL_e(x, i)}{dx}i \quad (2.19)$$

Elektrische Masche M_2

Stellt man die Maschengleichung M_2 für die elektrische Seite über den Widerstand R_2 auf, erhält man:

$$u = R_e i + u_{ind} + R_2(x) i_3 + B l(x) \frac{dx}{dt} \quad (2.20)$$

$$i_3 = i - i_2 \quad (\text{Knotengleichung})$$

mit der Eingangsspannung u , dem Spannungsabfall am Element R_e und der induzierten Spannung aus der Flussänderung, also der zeitlichen Ableitung des magnetischen Flusses nach Faraday:

$$u_{ind} = \frac{d\Phi(x, i)}{dt} = \frac{d}{dt} [L_e(x, i) \cdot i] = \frac{dL_e(x, i)}{dt} i + L_e(x, i) \frac{di}{dt} \quad (2.21)$$

$$\frac{dL_e(x, i)}{dt} i = \frac{dL_e(x, i)}{dt} i \frac{dx}{dx} = \frac{dL_e(x, i)}{dx} i \frac{dx}{dt} \quad (2.22)$$

sowie dem Spannungsabfall am Element R_2 und dem rückwirkenden elektromagnetischen Feld (Back-EMF) $B l(x)v$.

Umgeformt nach $\frac{di}{dt}$ erhält man:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{B l(x)}{L_e(x, i)} \frac{dx}{dt} - \frac{dL_e(x, i)}{dx} \frac{i}{L_e(x, i)} \frac{dx}{dt} - \frac{R_e}{L_e(x, i)} i - \frac{R_2(x)}{L_e(x, i)} (i - i_2) + \frac{1}{L_e(x, i)} u \quad (2.23)$$

Elektrische Masche M_3

Wird eine Maschengleichung innerhalb der Parallelschaltung $R_2 || L_2$ aufgestellt, erhält man mit den Gleichungen 2.21 und 2.22:

$$R_2(x) i_3 = \frac{dL_2(x, i)}{dt} i_2 + L_2(x, i) \frac{di_2}{dt} = \frac{dL_2(x, i)}{dx} i_2 \frac{dx}{dt} + L_2(x, i) \frac{di_2}{dt} \quad (2.24)$$

mit dem Strom $i_3 = i - i_2$ durch den Widerstand R_2 und dem Strom i_2 durch die Induktivität L_2 .

Umgeformt nach $\frac{di_2}{dt}$ erhält man:

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{dL_2(x, i)}{dx} \frac{i_2}{L_2(x, i)} \frac{dx}{dt} + \frac{R_2(x)}{L_2(x, i)} i - \frac{R_2(x)}{L_2(x, i)} i_2 \quad (2.25)$$

Differentialgleichungssystem

Nun werden die Gleichungen 2.19, 2.23 und 2.25 in Matrixschreibweise gebracht:

$$\begin{aligned}
 \frac{d^2x}{dt^2} &= -\frac{1}{C_{ms}(x)M_{ms}}x - \frac{R_{ms}}{M_{ms}}\frac{dx}{dt} + \frac{Bl(x)}{M_{ms}}i + \frac{i}{2M_{ms}}\frac{dL_e(x,i)}{dx}i \\
 \frac{di}{dt} &= -\frac{Bl(x)}{L_e(x,i)}\frac{dx}{dt} - \frac{dL_e(x,i)}{dx}\frac{i}{L_e(x,i)}\frac{dx}{dt} - \frac{R_e + R_2(x)}{L_e(x,i)}i + \frac{R_2(x)}{L_e(x,i)}i_2 + \frac{1}{L_e(x,i)}u \\
 \frac{di_2}{dt} &= -\frac{dL_2(x,i)}{dx}\frac{i_2}{L_2(x,i)}\frac{dx}{dt} + \frac{R_2(x)}{L_2(x,i)}i - \frac{R_2(x)}{L_2(x,i)}i_2
 \end{aligned}$$

$$\dot{\vec{z}} = \mathbf{A} \cdot \vec{z} + \vec{b} \cdot u \quad (2.26)$$

$$\vec{z} = \begin{bmatrix} x \\ \frac{dx}{dt} \\ \frac{d^2x}{dt^2} \\ i \\ \frac{di}{dt} \\ i_2 \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{ms}(x)M_{ms}} & -\frac{R_{ms}}{M_{ms}} & \frac{Bl(x)}{M_{ms}} + \frac{i}{2M_{ms}}\frac{dL_e(x,i)}{dx} & 0 \\ 0 & -\frac{Bl(x)}{L_e(x,i)} - \frac{dL_e(x,i)}{dx}\frac{i}{L_e(x,i)} & -\frac{R_e + R_2(x)}{L_e(x,i)} & \frac{R_2(x)}{L_e(x,i)} \\ 0 & -\frac{dL_2(x,i)}{dx}\frac{i_2}{L_2(x,i)} & \frac{R_2(x)}{L_2(x,i)} & -\frac{R_2(x)}{L_2(x,i)} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\vec{z} = \begin{bmatrix} x \\ \frac{dx}{dt} \\ i \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\vec{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_e(x,i)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

2.4 Physikalische Gründe für nichtlineare Verzerrungen

Die wichtigsten Faktoren für Verzerrungen bei hohen Auslenkungen sind das nichtlineare Verhalten von:

- Kraftfaktor $Bl(x)$
- Federsteifigkeit $K(x)$ von Sicke und Spinne
- Induktivität $L_e(x, i)$
- Partialschwingungen der Membranoberfläche (Break-Up-Point)
- Dopplereffekt

In den folgenden Kapiteln wird auf diese wichtigsten Faktoren im Detail eingegangen, wobei der Kraftfaktor $Bl(x)$, die Federsteifigkeit $K(x)$ und die Induktivität $L_e(x, i)$ die maßgeblichen Quellen nichtlinearer Verzerrungen darstellen und somit das nichtlineare Verhalten des Wandlers dominieren. [25]

2.4.1 Kraftfaktor $Bl(x)$

Der Kraftfaktor $Bl(x)$ beschreibt die Kopplung zwischen der mechanischen und der elektrischen Seite eines elektroakustischen Wandlers. Er setzt sich aus der magnetischen Flussdichte B und der effektiven Länge des Spulendrahts l zusammen. Da das Magnetfeld nur innerhalb des Polspalts eine annähernd homogene Verteilung aufweist, verändert sich der Kraftfaktor in Abhängigkeit von der Membranauslenkung. Dies liegt daran, dass bei großen Auslenkungen Teile der Spulenwicklungen den homogenen Bereich des Magnetfelds verlassen.

Die Form der $Bl(x)$ -Kennlinie wird durch die Geometrie von Spule und Luftspalt, sowie durch die Verteilung des Magnetfelds bestimmt. Dabei treten zwei wesentliche nichtlineare Effekte auf (siehe Abbildung 2.6):

Nichtlinearität der Antriebskraft

Die Antriebskraft wird durch die Beziehung

$$F = Bl(x) \cdot i \quad (2.31)$$

beschrieben, wobei der Strom i mit dem ortsabhängigen Kraftfaktor $Bl(x)$ multipliziert wird. Diese Nichtlinearität führt zu Verzerrungen über den gesamten Frequenzbereich, wobei in der Regel große Membranauslenkungen erforderlich sind, um signifikante Effekte zu erzeugen. [23]

Rückwirkendes elektromagnetisches Feld (Back-EMF)

Durch die Bewegung der Schwingspule im Magnetfeld wird eine Gegeninduktionsspannung induziert. Dieser Effekt wird durch die Beziehung

$$U = Bl(x) \cdot v \quad (2.32)$$

beschrieben, wobei v die Geschwindigkeit der Schwingspule ist.

Bei einer Konfiguration mit gleich langer Schwingspule und Luftspalt (sogenannte Equal-Length-Configuration) erreicht der Kraftfaktor $Bl(x)$ zwar ein Maximum in der Ruheposition ($x = 0$), fällt jedoch bereits bei moderater Auslenkung ab. Wird hingegen eine längere Schwingspule verwendet, verbleibt auch bei größeren Auslenkungen stets ein Teil der Wicklung im Magnetspalt. Dadurch ergibt sich ein breiteres Plateau des Kraftfaktors um die Ruheposition, was größere lineare Auslenkungen bei gleichzeitig reduzierter Verzerrung ermöglicht, wie in Abbildung 2.7 zu sehen ist. Allerdings zeigt sich bei dieser Konfiguration ein steilerer Abfall des Kraftfaktors bei großen Auslenkungen. Es ist daher vorteilhaft, die maximal zulässige Auslenkung so festzulegen, dass dieser steile Abfallbereich nicht erreicht wird. [15]

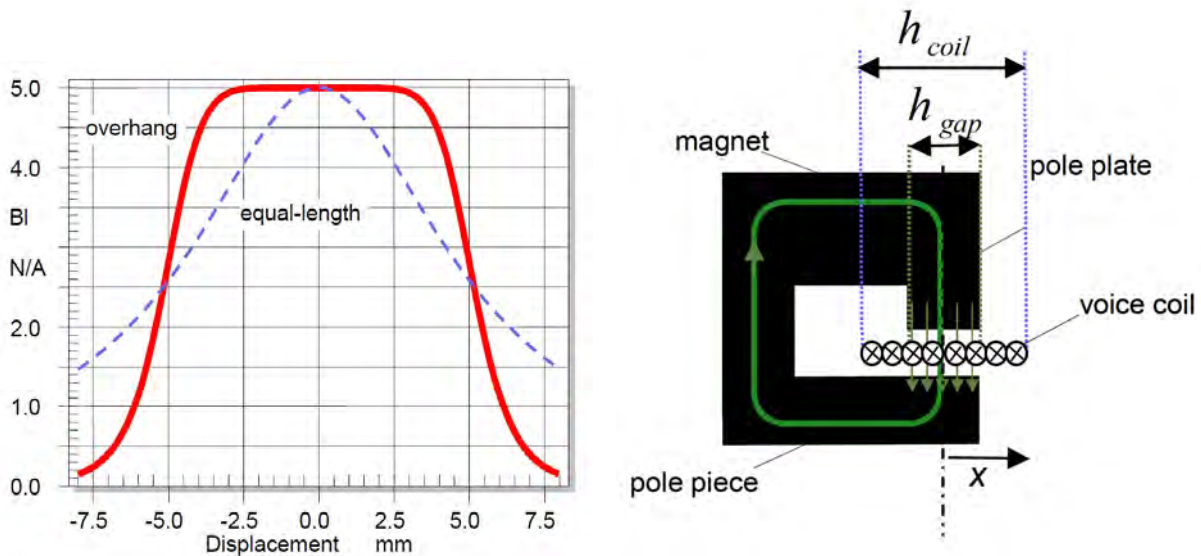


Abbildung 2.7: Vergrößerung des Plateaus der Bl -Kurve durch Overhang Spule (links) und typischer Aufbau des Antriebs einer Overhang Schwingspule (rechts) [23]

2.4.2 Federsteifigkeit $K(x)$

Die Aufhängung der Lautsprechermembran, bestehend aus Sicke und Spinne (siehe Abbildung 2.8), begrenzt die Bewegung auf eine einzige Achse und unterdrückt zudem sogenannte Rocking Modes (Kippbewegungen der Membran). Bei geringen Membranauslenkungen verhält sich die Federung annähernd linear. Mit zunehmender Auslenkung steigt jedoch die rückstellende Kraft durch die mechanischen Grenzen überproportional an, sodass das System von einem linearen Verhalten abweicht. [23]

Die rückstellende Kraft ist durch die Beziehung

$$F = K(x) \cdot x \quad (2.33)$$

gegeben, wobei $K(x)$ die auslenkungsabhängige Federkonstante und x die Membranauslenkung ist. Da die Steifigkeit $K(x)$ selbst eine Funktion der Auslenkung ist, führt die Multiplikation mit x zu nichtlinearen Verzerrungen im Signal.

Zusätzlich weist die Federsteifigkeit aufgrund des viskoelastischen Verhaltens der Materialien eine Frequenzabhängigkeit auf (siehe Kapitel A.2). Dieser Effekt (Kriecheffekt) kann jedoch durch eine lineare Modellierung hinreichend beschrieben werden. [26]

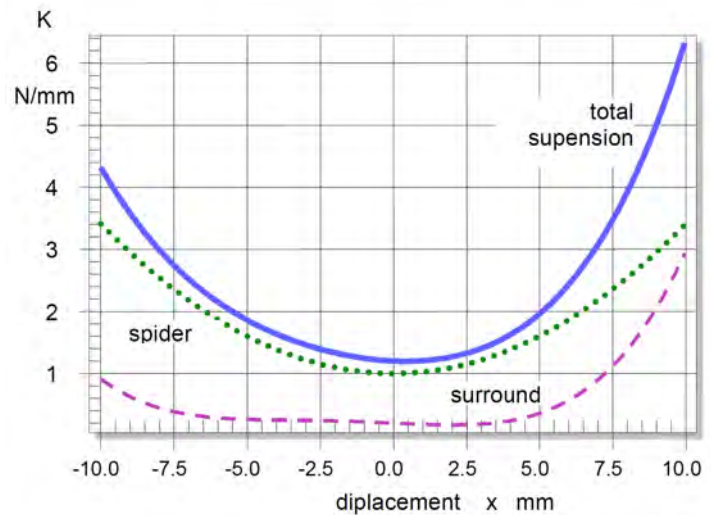
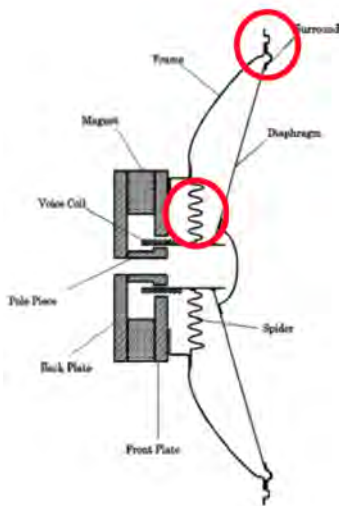


Abbildung 2.8: Sicke und Spinne einer Membranaufhängung (links) und Diagramm der Gesamtsteifigkeit $K(x)$ der Aufhängung einer Lautsprechermembran (durchgängig), bestehend aus den Teilsteifigkeiten von Spinne (gepunktet) und Sicke (strichliert) (rechts) [23]

2.4.3 Induktivität $L_e(x,i)$

Die elektrische Eingangsimpedanz eines Lautsprechers hängt von der Position der Schwingspule innerhalb des Magnetspalts ab. Befindet sich die Spule weiter innen im Magnetspalt, ist der Betrag der elektrischen Eingangsimpedanz deutlich höher als bei einer weiter außen liegenden Position (siehe Abbildung 2.11).

Diese Eigenschaft kann durch die auslenkungsabhängige Induktivität $L_e(x, i)$ erklärt werden.

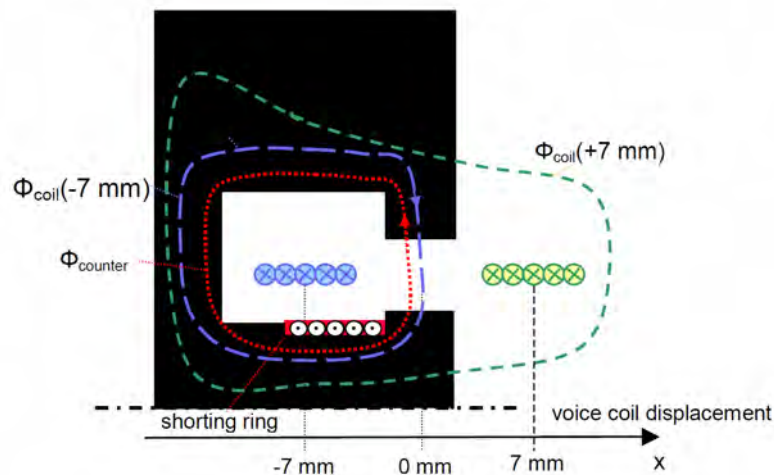


Abbildung 2.9: Magnetspalt eines elektro-dynamischen Wandler [23]

Der stromdurchflossene Spulendraht erzeugt ein magnetisches Wechselfeld. Der magnetische Fluss $\Phi(x, i) = L_e(x, i) \cdot i$ hängt von der Stromstärke i und der Schwingspulenposition x ab. Der resultierende magnetische Fluss - und damit die Induktivität der Spule - ist erheblich größer, wenn sich die Spule in einer Umgebung aus ferromagnetischem Material wie Eisen befindet, als wenn sie von Luft umgeben ist.

Zusätzlich ist die Induktivität der Schwingspule auch vom Eingangsstrom i abhängig. Dies resultiert aus der nichtlinearen Beziehung zwischen magnetischer Feldstärke H und magnetischer Flussdichte B , die durch die Gleichung

$$\Phi(x, i) = L_e(x, i) \cdot i = \int_A B \cdot dA = \int_A \mu(i) \cdot H \cdot dA \quad (2.34)$$

beschrieben wird. Hierbei bezeichnet $\mu(i)$ die stromabhängige Permeabilität des Materials. Der Permanentmagnet erzeugt ein statisches Magnetfeld H , das den Arbeitspunkt im $B(H)$ -Diagramm festlegt (siehe Abbildung 2.10 links). Ein hoher positiver Spulenstrom erhöht die Gesamtfeldstärke, wodurch das Eisen gesättigt wird und die Permeabilität $\mu(i)$ sinkt. Ein negativer Strom hingegen reduziert die Gesamtfeldstärke, was zu einer höheren Permeabilität führt. Dieser Effekt, bekannt als *Flussmodulation*, führt dazu, dass sich die Induktivität in Abhängigkeit vom Spulenstrom verändert (siehe Abbildung 2.10 rechts). Zudem treten Hystereseeffekte im Eisenmaterial auf, welche zu Verlusten (R_2) in den ferromagnetischen Bauteilen mit jeder Periode einer Schwingung des Signals führen.

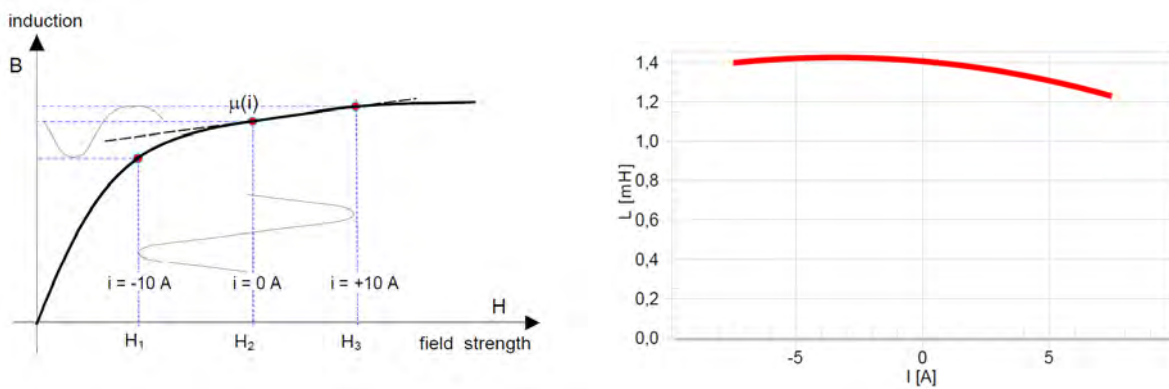


Abbildung 2.10: $B(H)$ -Diagramm (links) und stromabhängige Induktivität $L_e(i)$ (rechts) [23]

Abbildung 2.11 zeigt die Impedanzkurven der frei beweglichen Schwingspule bei Kleinsignalanregung und der festgebremsten Schwingspule bei den Auslenkungen $x = \pm 7\text{ mm}$.

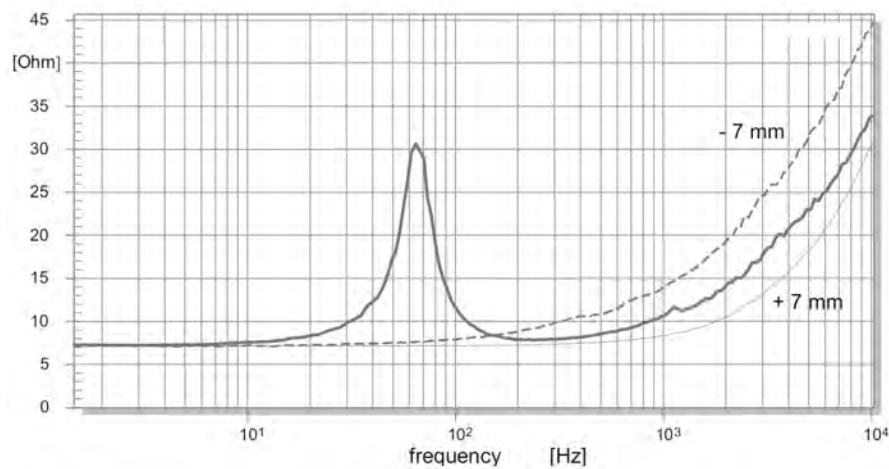


Abbildung 2.11: Der Betrag der Impedanz bei frei beweglicher (durchgezogen) und festgebremster Schwingspule ($x = \pm 7\text{ mm}$) [22]

Dieser Effekt kann nicht alleine durch eine LR-Serienschaltung modelliert werden, weshalb erweiterte Modelle wie ein kaskadiertes LR-Netzwerk (LR2, siehe Abbildung 2.6 und 2.12) oder die Modelle von Leach oder Wright erforderlich sind. [27], [28]

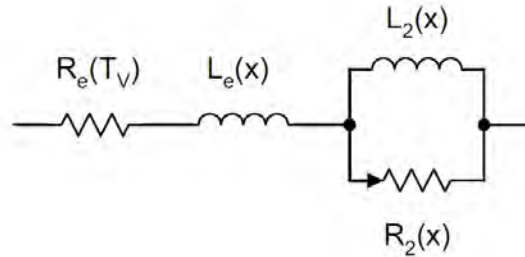


Abbildung 2.12: Ersatzschaltbild mit konzentrierten Elementen R_e , $L_e(x)$, $R_2(x)$ und $L_2(x)$ [22]

Insgesamt ist die Induktivität $L_e(x, i)$ also sowohl von der Membranauslenkung x als auch vom Strom i abhängig. Die auslenkungsabhängige Induktivität $L_e(x, i)$ bewirkt durch den rückinduzierten magnetischen Fluss eine Impedanzänderung der Spule, die sich auf das Spannungssignal wie eine Multiplikation von Strom i und Auslenkung x auswirkt (siehe Gleichung 2.21).

Die Stromabhängigkeit der Induktivität $L_e(x, i)$ führt dazu, dass das magnetische Wechselfeld nichtlinear von der Stromstärke abhängt. Da das Eingangssignal ein breitbandiges Audiosignal ist, entstehen durch diesen Effekt nichtlineare Verzerrungskomponenten über den gesamten Audiobereich. [14]

Ein effektiver Ansatz zur Linearisierung der Induktivität der Schwingspule besteht darin, leitfähige Materialien (sogenannte Shorting-Rings, siehe Abbildung 2.9 und 2.13) in der Nähe der Spule auf den Polen anzubringen. Durch das Wechselfeld wird in diesen leitenden Materialien ein Gegenfluss induziert, der den Gesamtfluss und somit die Induktivität der Schwingspule verringert.

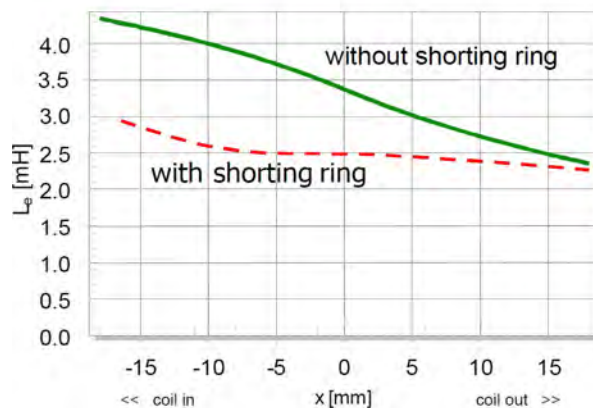


Abbildung 2.13: Linearisierung der Induktivität durch Shorting-Rings [14]

2.4.4 Partialschwingungen der Membran (Break-up-Point)

Im Tieftonbereich kann das Bewegungsverhalten eines Lautsprechers gut durch die Federsteifigkeit $K(x)$ beschrieben werden. In diesem Frequenzbereich bewegt sich die Membran näherungsweise als starrer Kolben. Mit steigender Frequenz tritt jedoch ab einer bestimmten Grenzfrequenz ein sogenannter Break-up-Point auf.

Ab diesem Punkt folgt die Membranbewegung nicht mehr einem kolbenförmigen Verhalten, sondern es entstehen Biegeschwingungen innerhalb der Membranfläche. Die Membran zerfällt in mehrere Partialschwingungsformen, was zu einer ungleichmäßigen Schallabstrahlung und erhöhten Verzerrungen führt.

Der Break-up-Point ist material- und konstruktionsabhängig. Er hängt insbesondere von der Biegesteifigkeit und Dicke der Membran sowie von der geometrischen Form ab. Er tritt dann auf, wenn die durch Eigenresonanzen hervorgerufenen lokalen Auslenkungen innerhalb der Membran vergleichbar groß werden im Verhältnis zu den Dimensionen der Membran, insbesondere ihrer Dicke. [23]

Bei Messungen der THD ist im höheren Frequenzbereich häufig ein erster ausgeprägter Anstieg zu beobachten, der typischerweise auf den Break-up-Point der Membran hinweist.

2.4.5 Doppler-Effekt

Der Doppler-Effekt ist eine Nichtlinearität der akustischen Abstrahlung und tritt bei der gleichzeitigen Wiedergabe tiefer und hoher Frequenzen insbesondere bei hohen Pegeln auf. Er verursacht Frequenzmodulationsverzerrungen im abgestrahlten Signal. Ursache ist die große Membranauslenkung, die durch die tiefen Frequenzen erzeugt wird und zu einer periodischen Änderung der effektiven Distanz zwischen Schallquelle und Hörposition im Bereich mehrerer Millimeter führt. Während sich dieser Effekt auf die Wiedergabe der Tieftonanteile kaum auswirkt, beeinflusst er das hochfrequente Signal deutlich.

Da die Wellenlänge hoher Frequenzen vergleichsweise kurz ist, führt die durch die Membranauslenkung verursachte Verschiebung zu einer phasenmodulierten Verzerrung der Hochfrequenzanteile. Das Ergebnis ist eine periodische Änderung der Phasenlage. Besonders kritisch ist dies bei Einweglautsprechern mit großem Hub.

Die einfachste Maßnahme zur Minimierung des Doppler-Effekts wird durch den Einsatz von Mehrwegesystemen erzielt. Durch die geeignete Wahl der Übergangsfrequenzen wird sichergestellt, dass hohe Frequenzen nur von Treibern wiedergegeben werden, die keine großen Auslenkungen erzeugen müssen, was die Modulationseffekte signifikant verringert. [14]

2.5 Maximale Schwingspulenauslenkung

Die maximale Auslenkung der Schwingspule ist ein wesentlicher nichtlinearer Parameter zur Beurteilung des maximal möglichen Schalldruckpegels im tiefen Frequenzbereich.

Nach dem aktuellen Standard IEC 60268-5 [29] ist die maximale Schwingspulenauslenkung auf Grundlage der nichtlinearen Verzerrung als Ergebnis einer Zweitonmessung (performance based) definiert. Bei der Zweitonmessung muss, wie in der Norm IEC 60268-5 festgelegt, $f_1 = f_s$ und $f_2 = 8.5f_s$ entsprechen, sowie ein Amplitudenverhältnis von 4:1 vorliegen.

Als alternative Herangehensweise zum „performance based“ Verfahren zur Bestimmung der maximalen Schwingspulenauslenkung, wurde von Klippel ein parameterbasiertes Verfahren (IEC 62458 [30]) entwickelt, bei welchem anhand von mehreren bestimmten Auslenkungsmaxima X_{Bl} , X_C , X_L , X_D , X_{clip} detailliertere Informationen über die Ursachen von Verzerrungen, bestehende Einschränkungen sowie mögliche Defekte gewonnen werden können. Hierbei darf weder die gesamte harmonische Verzerrung $THD_{\%}$ noch die Intermodulationsverzerrung zweiter ($IMD_{2,\%}$) oder dritter Ordnung ($IMD_{3,\%}$) den Schwellenwert von 10% Verzerrung im abgestrahlten Schalldruckpegel, gemessen im Nahfeld nach IEC 60268-5 [29], überschreiten. [22]

2.5.1 X_{Bl}

Die maximale Auslenkung X_{Bl} beschreibt den Bereich tolerierbarer nichtlinearer Verzerrung, der auf Grund der Nichtlinearität des Antriebs verursacht wird. Die durch den Kraftfaktor begrenzte Auslenkung ergibt sich wie folgt:

$$Bl_{min} = \min_{-X_{Bl} < x < X_{Bl}} \left(\frac{Bl(x)}{Bl(0)} \right) \cdot 100\% \quad (2.35)$$

wobei Bl_{min} das Verhältnis des minimalen Kraftfaktors $Bl(x)$ im Arbeitsbereich $\pm X_{Bl}$ zum Wert im Nulldurchgang $x = 0$ ist. X_{Bl} ist in der Gleichung enthalten und wird nach Festlegung eines Schwellenwertes Bl_{min} aus der Nichtlinearitätskennlinie abgeleitet. Der Schwellenwert Bl_{min} wird gewöhnlich mit 82% festgelegt (siehe Kapitel 2.5.6), was bei einer Zweitonmessung nach IEC 60268-5 (performance based) einer $IMD_{3,\%} = 10\%$, bei $f_1 = f_s$ und $f_2 = 8.5f_s$, entspricht.

2.5.2 X_C

X_C beschreibt die mechanische Belastungsgrenze der Schwingspulenaufhängung, sowie nichtlineare Verzerrung infolge der Nachgiebigkeit $C(x) = \frac{1}{K(x)}$, welche der inversen Federsteifigkeit $K(x)$ entspricht.

Auf Grundlage der Berechnung der Steifigkeit nach Clark [31] ergibt sich für das minimale Nachgiebigkeitsverhältnis:

$$C_{min} = \min_{-X_C < x < X_C} \left(\frac{C(x)}{C(0)} \right) \cdot 100\%$$

wobei $\pm X_C$ den Arbeitsbereich und $x = 0$ den Nulldurchgang darstellen. Der Wert für X_C kann unter Verwendung eines vordefinierten Wertes C_{min} aus der Nichtlinearitätskurve der Nachgiebigkeit bestimmt werden. Für C_{min} wird üblicherweise ein Wert von 75% gewählt (siehe Kapitel 2.5.6), was mit sinusförmigem Signal bei der Resonanzfrequenz f_s einer $THD_{\%} = 10\%$ entspricht. [30]

2.5.3 X_L

Die elektrische Impedanz $Z_e(x, f)$ ist über der Resonanzfrequenz f_s sowohl von der Auslenkung x als auch der Frequenz f abhängig (siehe Abbildung 2.11 und 2.12).

Sowohl die Induktivitäten $L_e(x)$ und $L_2(x)$ als auch der Widerstand $R_2(x)$ sind auslenkungsabhängig. Da sie sich ihre physikalische Ursache, den magnetischen Gesamtfluss $\Phi(x)$, teilen, kann folgende Gleichung angenommen werden [22]:

$$\frac{L_e(x)}{L_e(0)} = \frac{L_2(x)}{L_2(0)} = \frac{R_2(x)}{R_2(0)} \quad (2.36)$$

Die Parameter im Nulldurchgang $x = 0$ können durch eine Kleinsignalmessung bestimmt werden.

Mit der Änderung der Impedanz $Z_e(x, f)$, welche im direktem Zusammenhang mit der Intermodulationsverzerrung zweiter Ordnung $IMD_{2,\%}$ durch die Induktivität $L_e(x)$ steht, lässt sich folgende Gleichung aufstellen:

$$Z_{max} = \underset{-X_L < x < X_L}{max} \left(\frac{|Z_e(x, f_2) - Z_e(0, f_2)|}{|Z_e(0, f_2)|} \right) \cdot 100\% \quad (2.37)$$

Z_{max} beschreibt das Verhältnis der maximalen Änderung des Betrags der elektrischen Impedanz innerhalb des Arbeitsbereichs $x = \pm X_L$ gegenüber dem Wert bei Kleinsignalanregung bei der Frequenz f_2 . Für f_2 wird nach IEC 60268-5 $f_2 = 8.5 f_s$ verwendet, um die Ergebnisse der parameterbasierten Messung mit denen der performancebasierten vergleichen zu können. f_s entspricht der Resonanzfrequenz des Systems.

Für hohe Frequenzen kann die Impedanz (siehe Abbildung 2.6) mit der Formel

$$Z_e(x, f_2) \approx R_e + s_2 L_e(x) + \left(\frac{R_2(x) s_2 L_2(x)}{R_2(x) + s_2 L_2(x)} \right) \quad (2.38)$$

angenähert werden.

Herleitung des Auslenkungslimits X_L

Für eine maximale nichtlineare Verzerrung von $IMD_{2,\%} = 10\%$ wird Z_{max} festgelegt mit (siehe Kapitel 2.5.6):

$$Z_{max} = 10\%$$

Unter Verwendung der Potenzreihenentwicklung der nichtlinearen Kennlinie von $L_e(x)$ in erster Näherung linear in x folgt:

$$L_e(x) \approx L_e(0) + l_1 x \quad (2.39)$$

$$\frac{L_e(x)}{L_e(0)} \approx 1 + \frac{l_1}{L_e(0)} x = 1 + \alpha x, \quad \text{mit} \quad \alpha = \frac{l_1}{L_e(0)} \quad (2.40)$$

$$L_e(x) \approx L_e(0)(1 + \alpha x) \quad (2.41)$$

Mit Gleichung 2.36 folgt weiter:

$$L_2(x) \approx L_2(0)(1 + \alpha x) \quad (2.42)$$

$$R_2(x) \approx R_2(0)(1 + \alpha x) \quad (2.43)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen 2.41 bis 2.43 in Gleichung 2.38 ergibt sich:

$$Z_e(x, f_2) \approx R_e + s_2 L_e(0)(1 + \alpha x) + \underbrace{\frac{[R_2(0)(1 + \alpha x)] s_2 [L_2(0)(1 + \alpha x)]}{R_2(0)(1 + \alpha x) + s_2 L_2(0)(1 + \alpha x)}}_{(2.44)}$$

$$\frac{R_2(0) s_2 L_2(0)(1 + \alpha x)^2}{[R_2(0) + s_2 L_2(0)](1 + \alpha x)} \quad (2.45)$$

$$\frac{R_2(0) s_2 L_2(0)}{R_2(0) + s_2 L_2(0)} (1 + \alpha x) \quad (2.46)$$

$$Z_e(0, f_2) \approx R_e + s_2 L_e(0) + \frac{R_2(0) s_2 L_2(0)}{R_2(0) + s_2 L_2(0)} \quad (2.47)$$

$$Z_e(x, f_2) \approx R_e + s_2 L_e(0)(1 + \alpha x) + [Z_e(0, f_2) - R_e - s_2 L_e(0)](1 + \alpha x) \quad (2.48)$$

$$Z_e(x, f_2) \approx Z_e(0, f_2) + \alpha x [Z_e(0, f_2) - R_e] \quad (2.49)$$

Mit $\alpha = \frac{l_1}{L_e(0)}$ eingesetzt folgt:

$$Z_e(x, f_2) \approx Z_e(0, f_2) + \frac{l_1}{L_e(0)} x [Z_e(0, f_2) - R_e] \quad (2.50)$$

Daraus erhält man die Impedanzabweichung:

$$\Delta Z(x, f_2) = Z_e(x, f_2) - Z_e(0, f_2) \approx \frac{l_1}{L_e(0)} x [Z_e(0, f_2) - R_e] \quad (2.51)$$

Setzt man in Gleichung 2.37 ein, so folgt:

$$Z_{max} = \frac{|\Delta Z(X_L, f_2)|}{|Z_e(0, f_2)|} \cdot 100\% \approx \frac{|l_1|}{L_e(0)} X_L \frac{|Z_e(0, f_2) - R_e|}{|Z_e(0, f_2)|} \cdot 100\%$$

Nach X_L umgeformt erhält man:

$$\boxed{X_L = \frac{L_e(0)}{|l_1|} \cdot \frac{|Z_e(0, f_2)|}{|Z_e(0, f_2) - R_e|} \cdot \frac{Z_{max}}{100\%}} \quad Z_{max} = 10\% \quad (2.52)$$

2.5.4 X_D

X_D beschreibt die maximale Auslenkung, welche sich - durch gerade noch tolerierbare nicht-lineare Verzerrungen - aufgrund des Doppler-Effekts ergibt. Auf Basis der Formel nach Beers und Belar [32] und mit Wahl der Frequenzen der Zweitonmessung von $f_1 = f_s$ und $f_2 = 8.5f_s$ nach IEC 60268-5, ist sie mit folgender Gleichung bestimmbar: [22]

$$X_D = \frac{770 \cdot IMD_{2,\%}}{f_2} = \frac{90.6 \cdot IMD_{2,\%}}{f_s} = \frac{906}{f_s} [mm] \quad (2.53)$$

2.5.5 X_{clip}

Die maximal mechanisch mögliche Auslenkung X_{clip} wird durch die konstruktiven Begrenzungen des Lautsprechersystems limitiert und experimentell (Hörtests) überprüft. Um Schäden am Lautsprecher zu vermeiden, sollte X_{clip} immer größer als X_C sein.

2.5.6 Schwellenwerte

Sowohl die Spitzenauslenkung der performancebasierten Messung als auch die Maximalwerte X_{Bl} , X_C , X_L , X_D , X_{clip} der parameterbasierten Messung orientieren sich an Schwellenwerten, welche sowohl von der Hörbarkeit der Verzerrungskomponenten als auch Grenze der mechanischen Belastbarkeit abhängen. Zudem sollen sie miteinander vergleichbare Ergebnisse erzielen. Mithilfe numerischer Verfahren lässt sich der Schalldruckpegel für typische Nichtlinearitätskurven simulieren. Dabei werden die Parameter Bl_{min} , C_{min} und Z_{max} so bestimmt, dass sie dem Schwellenwert der nichtlinearen Verzerrung (10%) der performancebasierten Messung entsprechen.

Die Koeffizienten b_i , c_i und l_i der Potenzreihenentwicklung der jeweiligen Nichtlinearitätskurve findet man in

$$Bl(x) = \sum_{i=0}^N b_i x^i \quad (2.54)$$

für den Kraftfaktor $Bl(x)$ mit den Koeffizienten b_i , $i = 0, 1, 2 \dots N$,

$$C(x) = \frac{1}{K(x)} = \sum_{i=0}^N c_i x^i \quad (2.55)$$

für die Nachgiebigkeit $C(x)$ mit den Koeffizienten c_i , $i = 0, 1, 2 \dots N$ und

$$L_e(x) = \sum_{i=0}^N l_i x^i \quad (2.56)$$

für die Induktivität $L_e(x)$ mit den Koeffizienten l_i , $i = 0, 1, 2 \dots N$.

Nach IEC 62458 müssen die Koeffizienten zusammen mit der jeweiligen maximalen Auslenkung X_{Bl} , X_C oder X_L angegeben werden. [30]

Tabelle 2.1 zeigt verschiedene Berechnungsmodelle für Parameterschwellenwerte, mit welchen die numerische Berechnung der Schwellenwerte Bl_{min} , C_{min} und Z_{max} für typische Nichtlinearitätskennlinien erfolgt. [22]

Beispiel	Nichtlinearität	Schwellenwert	nichtlineare Verzerrung
Antrieb „equal-length“	$Bl(x) = b_0 + b_2x^2$	$Bl_{min} \approx 82\%$	$IMD_{3,\%} = 10\%$
Antrieb „overhang“	$Bl(x) = b_0 + b_4x^4$	$Bl_{min} \approx 82\%$	$IMD_{3,\%} = 10\%$
Zentrierspinne linear	$C(x) = c_0 + c_2x^2$	$C_{min} \approx 74\%$	$THD_{\%} = 10\%$
Zentrierspinne progressiv	$C(x) = c_0 + c_4x^4$	$C_{min} \approx 77\%$	$THD_{\%} = 10\%$
Zentrierspinne asymmetrisch	$C(x) = c_0 + c_1x$	$C_{min} \approx 78\%$	$THD_{\%} = 10\%$
typische Schwingspule	$L_e(x) = l_0 + l_1x$	$Z_{max} \approx 10\%$	$IMD_{2,\%} = 10\%$

Tabelle 2.1: Berechnungsmodelle für Parameterschwellenwerte typischer Nichtlinearitätskennlinien

2.6 Optimale Ruheposition der Schwingspule

Nicht immer befindet sich die Schwingspule eines Lautsprechers in ihrer optimalen Ruhelage. Weicht diese von der idealen Position im symmetrischen Magnetfeld ab, entstehen ein Gleichanteil sowie nichtlineare Verzerrungen im Ausgangssignal. Zur Kompensation kann die Schwingspule gezielt in die ideale Ruhelage verschoben werden, wodurch auch bei größeren Auslenkungen geringe nichtlineare Verzerrungen realisiert werden können. Hierfür wird der Bl -Faktor gemessen und in Abhängigkeit von der Auslenkung x dargestellt.

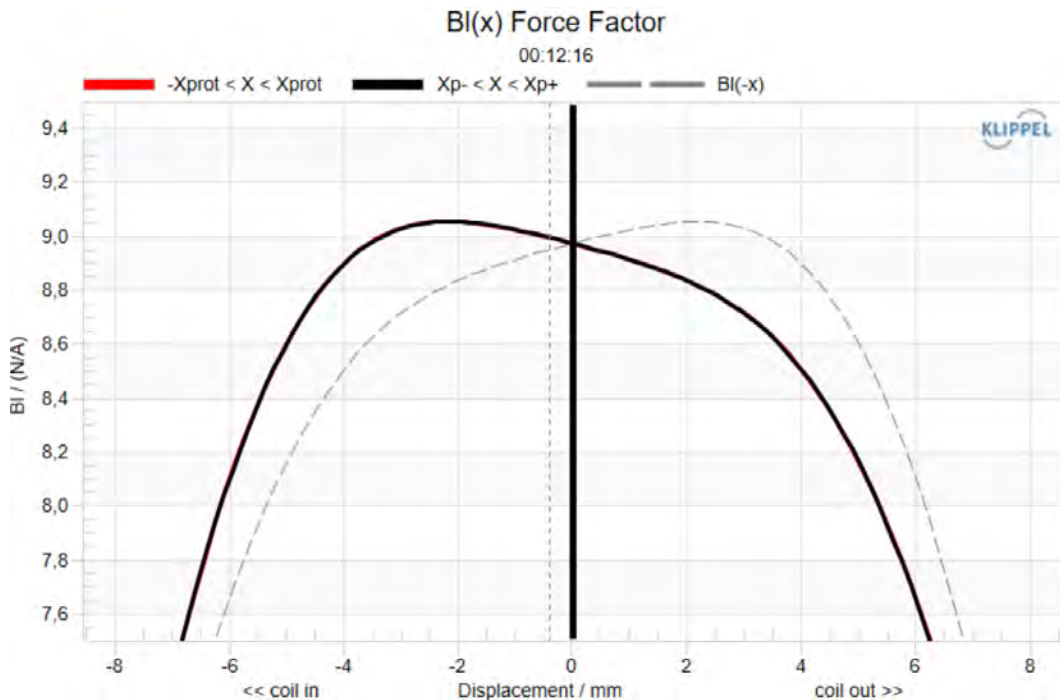


Abbildung 2.14: Bl -Faktor $\left[\frac{N}{A}\right]$ des Lautsprechers Visaton GF200 in Abhängigkeit der Schwingspulenauslenkung x in mm

Fehler, die durch einen Versatz aus der Ruhelage entstehen, können vollständig kompensiert werden. Nichtlineare Verzerrungen infolge eines ungleich verteilten Magnetfelds lassen sich hingegen nur teilweise ausgleichen. Eine wichtige Größe zur Bestimmung der optimalen Schwingspulenposition ist die Bl -Asymmetrie $A_{Bl}(x, x_{off})$, welche folgendermaßen definiert ist:

$$A_{Bl}(x, x_{off}) = 2 \cdot \frac{Bl(x_{off}(x) + x) - Bl(x_{off}(x) - x)}{Bl(x_{off}(x) + x) + Bl(x_{off}(x) - x)} \cdot 100\% \quad (2.57)$$

Zur Ermittlung eines geeigneten Offsets x_{off} für die optimale Schwingspulenposition wird, wie in Abbildung 2.15 gezeigt, der Offset x_{off} in mm auf der y -Achse und die Auslenkung x in mm auf der x -Achse aufgetragen. Die dünne rote Linie stellt die ideale Ruhelage x_{sym} dar, die ihrerseits von der jeweiligen Auslenkung x abhängt. Die grau schattierte Fläche markiert den 5%-Asymmetriebereich des Kraftfaktors. Der Schnittpunkt der aktuellen Schwingspulenruheposition ($x_{off} = 0 \text{ mm}$) mit diesem 5%-Symmetriebereich ergibt die maximale Auslenkung unter der die Asymmetrie vernachlässigt werden kann.

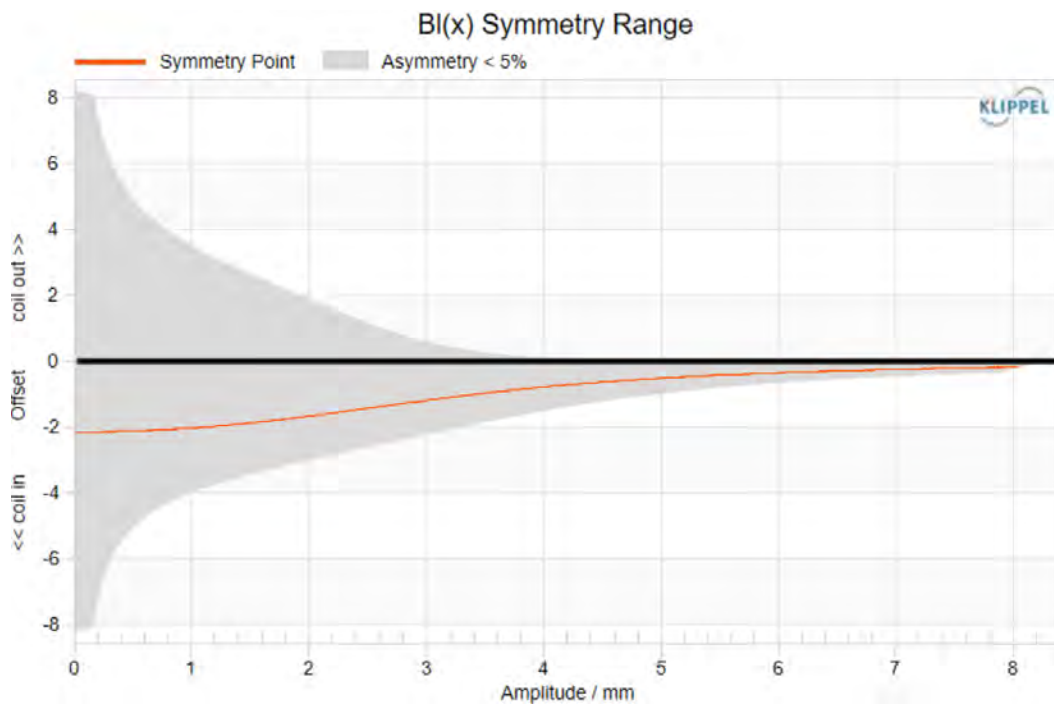


Abbildung 2.15: Symmetriebereich des Visaton GF200

Im Kleinsignalbereich spielt das asymmetrische Verhalten der Bl -Kennlinie aufgrund der geringen Membranauslenkung eine untergeordnete Rolle. Mit zunehmender Membranauslenkung gewinnt jedoch die Form der Bl -Kennlinie zunehmend an Bedeutung. [22], [33]

3

Messung von Verzerrungen

3.1 Messaufbau

Die Messungen wurden im Studio 3 der Technischen Universität Graz (Inffeldgasse 12) durchgeführt. Dabei kam ein Lautsprecherchassis des Typs Visaton GF200 zum Einsatz, das in einem speziell vorgesehenen Messstativ fixiert, vermessen wurde. Im Rahmen der Versuchsdurchführung erfolgten elektrische Messungen, Laservibrometermessungen sowie Schalldruckpegelmessungen im Nahfeld.

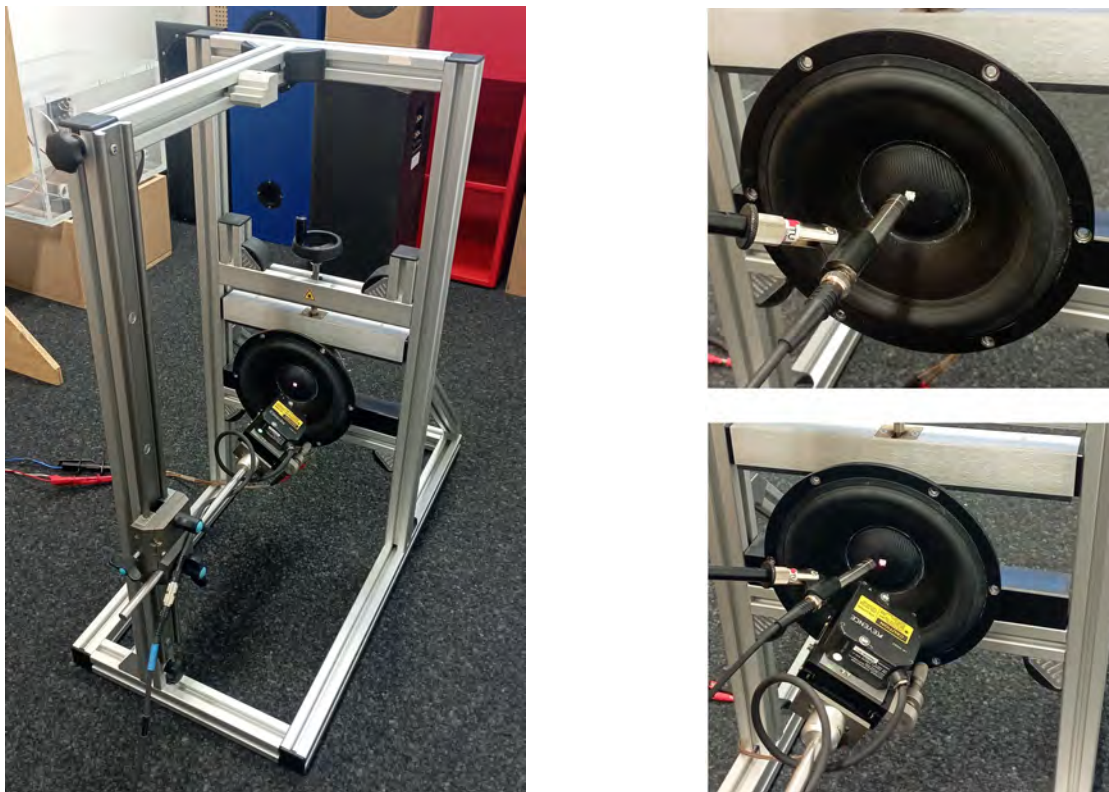


Abbildung 3.1: Messstativ für Lasermessung mit Visaton GF200, aufgebaut im Studio 3 (links), Nahfeldmessung mit Messmikrofon (rechts oben) und kombinierte Messung (rechts unten)

Mod/VP	HD	EIHD	IMD	DCC	$X_{max, pe}$	$X_{max, pa}$	Opt.SSP
DIS	X		X	X	X		
TRF		X					
LSI						X	X

Tabelle 3.1: Eingesetzte Klippel-Messmodule (Mod) für die Messung der jeweiligen Verzerrungsparameter (VP)

3.2 Anregungssignale

Die Wahl des Anregungssignals ist entscheidend für die Aussagekraft der Messung. Im linearen Betriebsbereich genügen bereits geringe Amplituden, um die relevanten Parameter zu erfassen. Um jedoch nichtlineare Eigenschaften wie beispielsweise den Kraftfaktor $Bl(x)$ zuverlässig zu analysieren, muss das Anregungssignal ausreichend Energie im Frequenzbereich unterhalb der doppelten Resonanzfrequenz $2f_s$ enthalten.

Dies ist notwendig, da die Membranauslenkung oberhalb der Resonanzfrequenz mit $12dB$ pro Oktave abnimmt. Nur bei ausreichend großen Auslenkungen lassen sich die dominanten nichtlinearen Effekte präzise erfassen. [14]

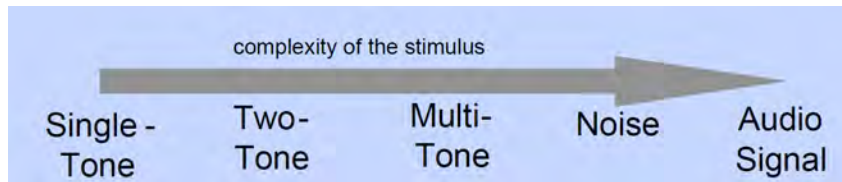


Abbildung 3.2: Komplexität des Anregungssignals [16]

Abbildung 3.2 zeigt die steigende Komplexität eines Anregungssignals, beginnend bei einem einzelnen Sinussweep bis hin zum musikalischen Signal. Mit steigender Komplexität werden zwar immer komplexere Nichtlinearitäten angeregt, deren sinnvolle Auswertung wird jedoch ebenfalls zunehmend komplexer. Es bietet sich daher an, unterschiedliche Messstimuli gezielt für spezifische Messaufgaben einzusetzen.

3.2.1 Einzelner Sinussweep

Die Messung mit einem logarithmischen Sinus-Sweep stellt eine etablierte Methode bei Schallwandlern dar. Sie zeichnet sich durch eine einfache Signalerzeugung aus und ermöglicht eine präzise Analyse harmonischer Verzerrungen über den gesamten Frequenzbereich. Zusätzlich lassen sich Gleichstromanteile, die beispielsweise durch asymmetrische Kennlinien von Kraftfaktor $Bl(x)$ oder Federsteifigkeit $K(x)$ entstehen, zuverlässig detektieren. Auch dynamische Effekte, wie die Amplitudenkompression bei hoher Anregungsleistung können durch Messung mit einem Einzelsweep sichtbar gemacht werden. Ein weiterer Vorteil dieser Methode ist die hohe Effizienz: Die Sweep-Messung lässt sich in sehr kurzer Zeit durchführen und ist daher besonders geeignet für automatisierte Tests oder Serienmessungen. Zudem erweist sie sich als äußerst sensibel gegenüber impulsartigen Störungen, was sie zu einem effektiven Werkzeug zur Identifikation mechanischer Defekte wie Rub & Buzz macht.

Diese Methode weist jedoch auch Einschränkungen auf. Insbesondere Intermodulationsverzerrungen, die durch gleichzeitige Anregung mit mehreren Frequenzen entstehen, lassen sich mit einem einzelnen Sinus-Sweep nicht erfassen. Da viele nichtlineare Phänomene eines Lautsprechers erst durch komplexere Signalwechselwirkungen sichtbar werden, ist diese Messung für eine vollständige Erfassung aller Nichtlinearitäten allein nicht ausreichend. In solchen Fällen sind ergänzende Verfahren, etwa Zweiton- oder Multiton-Messungen, erforderlich. [12]

Bei längeren Sweepzeiten hat die Richtung des Frequenzverlaufs, also ob der Sweep von tiefen zu hohen Frequenzen oder umgekehrt verläuft, nahezu keinen Einfluss auf das Messergebnis. Wird jedoch eine Schnellmessung (Ultra-short-testing, $t < 500ms$) angestrebt, ist es entscheidend, den Frequenzsweep in aufsteigender Richtung durchzuführen (siehe Abbildung 3.3). Andernfalls besteht bei absteigendem Sweep die Gefahr, dass das Messsignal im Wandler Resonanzen anregt, welche nachschwingen und zeitlich versetzt als harmonische Verzerrungen fehlinterpretiert werden. [34]

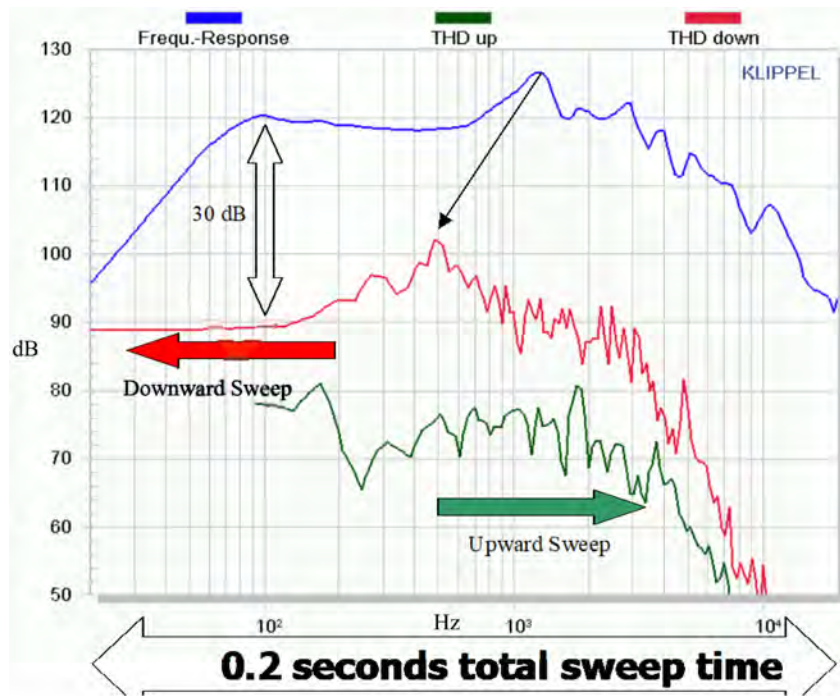


Abbildung 3.3: Schalldruckpegelfrequenzgang (blau) mit harmonischen Verzerrungen bei Sweeprichtung aufsteigend (grün, korrekt) und absteigend (rot, verfälscht). [35]

3.2.2 Zweittonmessung

Da viele nichtlineare Effekte in elektroakustischen Wandlern von mehreren Zustandsgrößen gleichzeitig abhängen, beispielsweise sowohl vom Strom i als auch von der Auslenkung x , ist ein Einzelsinus in der Regel nicht ausreichend, um diese Wechselwirkungen vollständig zu erfassen. Für eine aussagekräftige Analyse ist mindestens ein Zweittonsignal erforderlich.

Im Vergleich zu breitbandigen Mehrtonspektren (Multiton) hat das Zweittonsignal den Vorteil, dass es einfacher zu interpretieren ist, da die entstehenden Intermodulationsprodukte klar definierten Frequenzen zugeordnet werden können. Die Wahl der beiden Frequenzen ist dabei entscheidend:

Der tieffrequente Ton f_1 (bass tone) sollte unterhalb der doppelten Resonanzfrequenz des Wandlers liegen ($f_1 < 2f_s$), um eine ausreichend große Membranauslenkung zu erzeugen. Der hochfrequente Ton f_2 (voice tone) repräsentiert ein typisches Audiosignal und liegt deutlich oberhalb der Resonanzfrequenz ($6f_s < f_2$). Durch diese Kombination wird eine überlagerte Anregung erzeugt, bei der nichtlineare Effekte gezielt angeregt und analysiert werden können. [14]

Abbildung 3.4 zeigt die verwendeten Anregungsfrequenzen des Zweittonsignals sowie die daraus resultierenden harmonischen Verzerrungen und Intermodulationsverzerrungen. Durch eine geeignete Wahl von f_1 und f_2 lassen sich die erzeugten Verzerrungen im Frequenzspektrum klar voneinander trennen, was eine eindeutige Zuordnung und somit eine einfachere Interpretation der Ursachen ermöglicht.

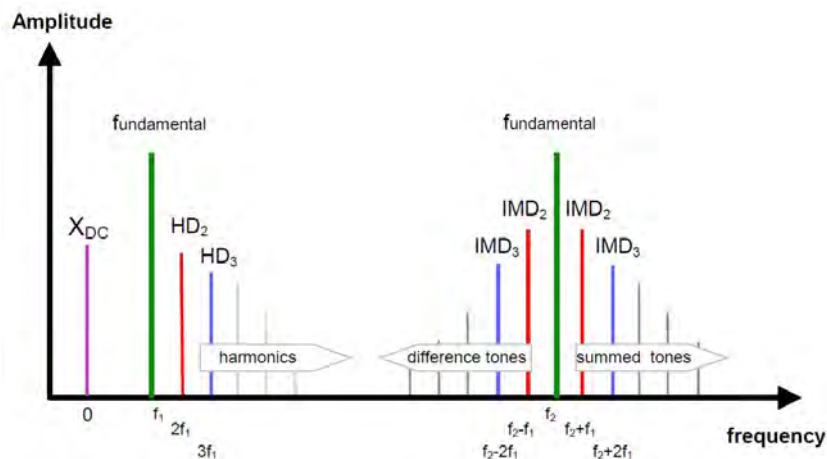


Abbildung 3.4: Anregungsspektrum bei einer Zweitonmessung [23]

3.2.3 Multitonmessung

Das Multiton-Signal weist aufgrund seiner statistischen Eigenschaften im Frequenzspektrum eine größere Nähe zu einem musikalischen Signal auf als eine Sweepmessung.

Mit zunehmender Anzahl von Tönen und steigendem Grad der Nichtlinearität nimmt der Anteil der Intermodulationsprodukte erheblich zu. Zudem können sich die Frequenzen von nichtlinearen Produkten bei einer steigenden Anzahl der Testtöne mit den anderen Grundtönen und deren entstehenden Verzerrungsprodukten überschneiden. Dieses Überlappen erschwert eine eindeutige Bewertung der erfassten Messdaten. Es tritt besonders stark auf, wenn die Verteilung der Grundtöne des Multitons zueinander harmonisch ist. Abhilfe schafft die Wahl von Tönen mit logarithmisch verteilten Grundfrequenzen, bei denen eine Überlappung nur geringfügig auftritt. Zweitonmessungen sind zwar einfacher auszuwerten aber können bestimmte Intermodulationsverzerrungen unter Umständen nicht vollständig erfassen. Aus diesem Grund bietet der Multiton-Stimulus eine vielseitige Betrachtung der Verzerrungsprodukte unterschiedlicher Ordnungen, indem er auch die durch ihn angeregten mehrdimensionalen Intermodulationsprodukte (mehr als zwei Grundfrequenzen beteiligt) auf einer eindimensionalen Frequenzskala abbildet. [36], [17]

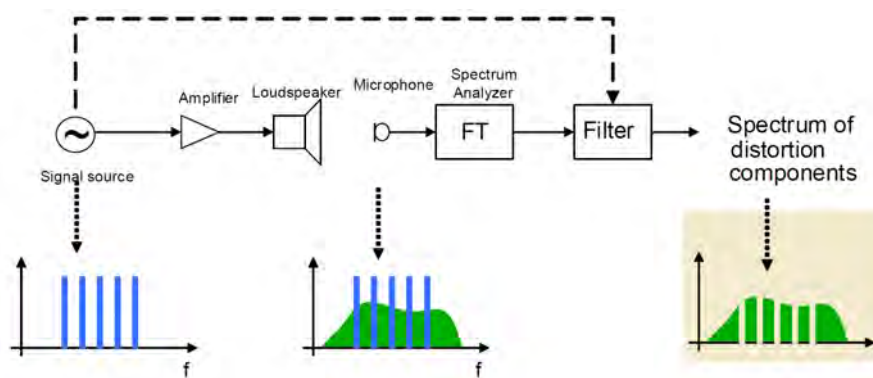


Abbildung 3.5: Anregungsspektrum bei einer Multitonmessung [16]

Abbildung 3.5 zeigt eine Messung mit einem Multiton-Stimulus als Anregungssignal. Nichtlineare Verzerrungen können hierbei nur zwischen den Anregungstönen detektiert werden, weshalb in der Regel ein spektral wenig dichtes Signal als Stimulus gewählt wird.

3.3 Harmonic Distortion (HD)

Zur Demonstration des Auftretens der harmonischen Verzerrungen bei höher werdender Signalamplitude werden zwei Schalldruckpegelmessungen mit einem Einzelsinus ($f = f_s = 34.4\text{Hz}$) mit dem Klippel DIS-Modul mit den Amplituden 100mV und 8V durchgeführt (siehe Abbildung 3.6). Als Template wird Klippel Application Note 9 (DIS 3D Harmonics, [37]) verwendet.

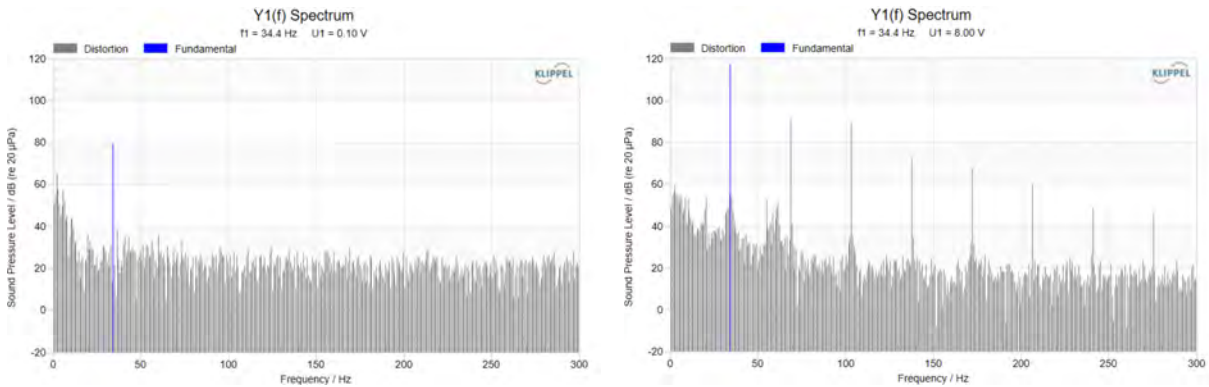


Abbildung 3.6: Verzerrungsmessung eines einzelnen Sinustons mit Amplitude 100mV (links) und 8V (rechts) durchgeführt im Nahfeld (20mm)

Bei hoher Auslenkung entstehen, wie in Kapitel 2.2.1 beschrieben, harmonische Verzerrungen durch ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz $f_{n,HD} = f_s \cdot n$, $n = 2, 3, 4, \dots$.

Die Messung der HD/THD erfolgt mit dem Klippel DIS-Modul unter Anwendung eines gestuften Sinussignals mit 20 Messfrequenzstufen (20Hz bis 3000Hz , log). Es werden die Messspannungen 1V , 3.33V , 5.67V und 8V verwendet (4 Punkte, linear). Die harmonische Verzerrung wird in Prozent (y -Achse) über der Anregungsfrequenz (x -Achse) aufgetragen.

Die THD stellt einen wichtigen Messwert bei Verzerrungsmessungen dar. Mit ihr werden alle harmonischen Verzerrungen des gemessenen Signals in einem Wert zusammengefasst (siehe Gleichung 2.2).

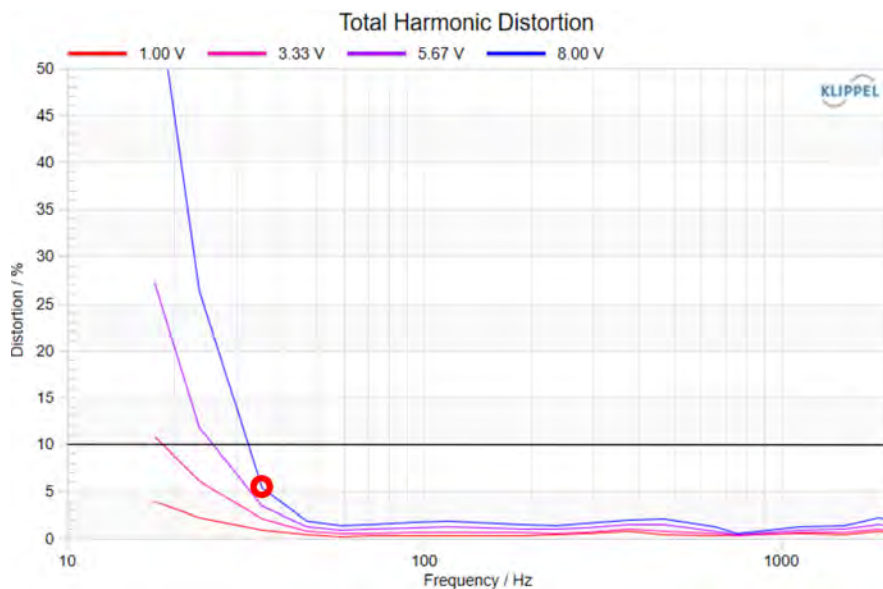


Abbildung 3.7: THD bei verschiedenen Spannungen

Die THD steigt aufgrund der größer werdenden Auslenkung der Membran zu tieferen Frequenzen hin überproportional an.

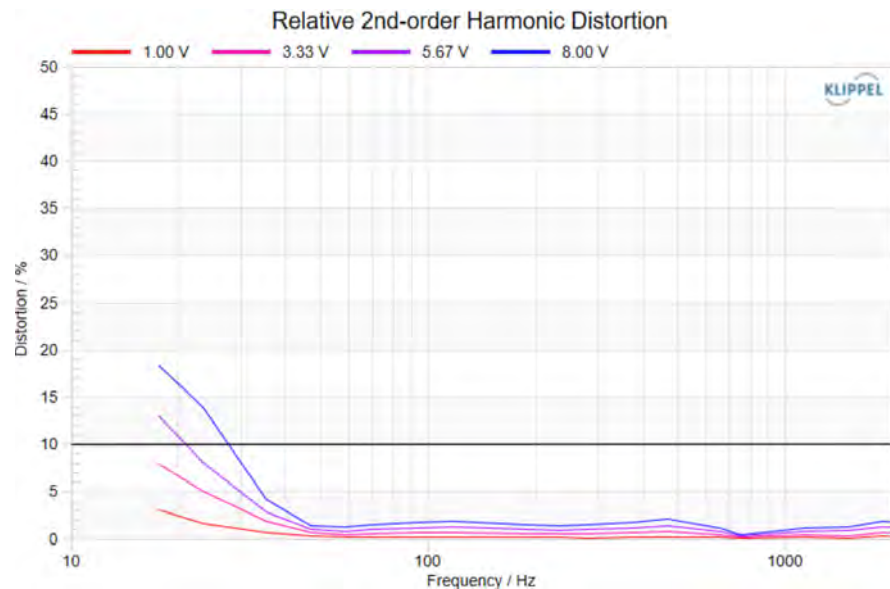


Abbildung 3.8: Relative harmonische Verzerrung 2. Ordnung

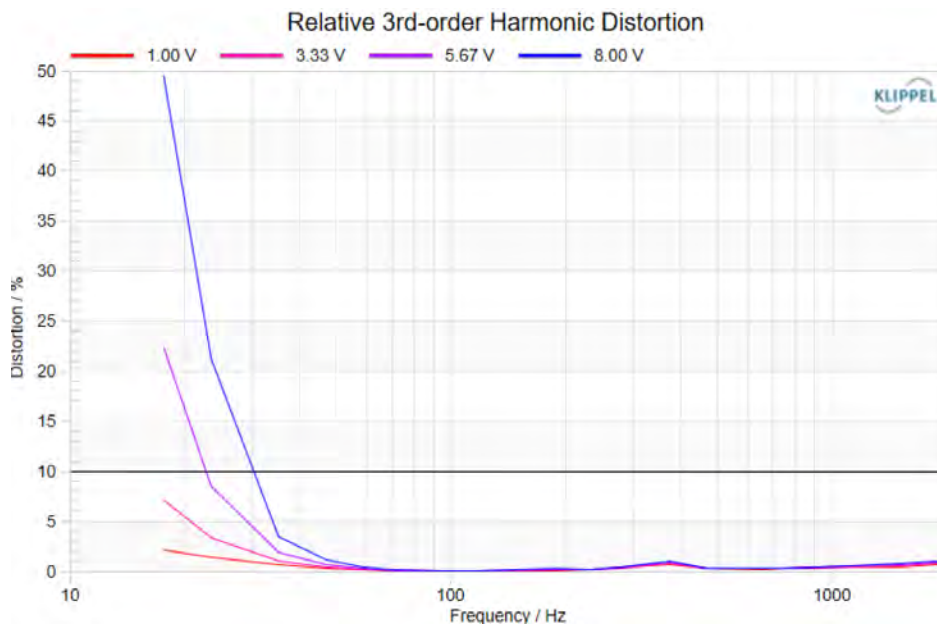


Abbildung 3.9: Relative harmonische Verzerrung 3. Ordnung

Im Frequenzbereich unter 50 Hz sind aufgrund der hohen Auslenkung der Membran in Verbindung mit symmetrischen Übertragungskennlinien hauptsächlich Verzerrungen 3. Ordnung maßgeblich, wohingegen bei Frequenzen oberhalb von 50 Hz die Anteile der Verzerrungen 2. Ordnung deutlich stärker ausgeprägt sind. Das Auftreten von harmonischen Verzerrungen 2. Ordnung weist auf eine Asymmetrie einer Übertragungskennlinie hin (siehe Abbildung 2.3). Ausgelöst kann sie durch asymmetrisches Verhalten des Kraftfaktors $Bl(x)$, der Federsteifigkeit $K(x)$ oder der Induktivität $L(x)$ werden. Durch die Asymmetrie entstehen nicht nur geradzahlige harmonische Verzerrungen, sondern auch ein Gleichanteil im Signal (DC-Component), auf welchen in Kapitel 2.2.5 und 3.5 genauer eingegangen wird.

Dieser Gleichanteil verschiebt die Schwingspule in eine Richtung, was je nach Anregungsfrequenz eine Verstärkung oder Abschwächung der auftretenden Verzerrungen bewirkt, was die Schwankungen der relativen Verzerrung 2. Ordnung oberhalb von 300 Hz in Abbildung 3.8 erklärt.

3.4 Intermodulation Distortion (IMD)

Für die Messung der Intermodulationsverzerrungen wurde in Anlehnung an die Klippel Application Notes 8 und 11 [38], [39] für die Abbildungen 3.10 und 3.11 ein variabler Bass Tone f_1 von $f_{start} = \frac{f_s}{4} = 8.6Hz$ bis $f_{end} = 2f_s = 68.8Hz$ (20 Punkte, log) und ein fixer Voice Tone $f_2 = 8.5f_s = 292.4Hz$ verwendet. Die Messung wurde mit den Spannungen $u_1 = 1V$, $3.33V$, $5.67V$ und $8V$ (4 Punkte, linear, $u_1 : u_2 = 4 : 1$) durchgeführt.

Für die Abbildungen 3.12 und 3.13 wurden ein variabler Voice Tone f_2 von $f_{start} = 200Hz$ bis $f_{end} = 5000Hz$ (100 Punkte, log) und ein fixer Bass Tone $f_1 = f_s = 34.4Hz$ (tatsächliche Messung bei $23.4Hz$) eingestellt. Die Messung wurde ebenfalls mit den Spannungen $u_1 = 1V$, $3.33V$, $5.67V$ und $8V$ (4 Punkte, linear, $u_1 : u_2 = 4 : 1$) durchgeführt.

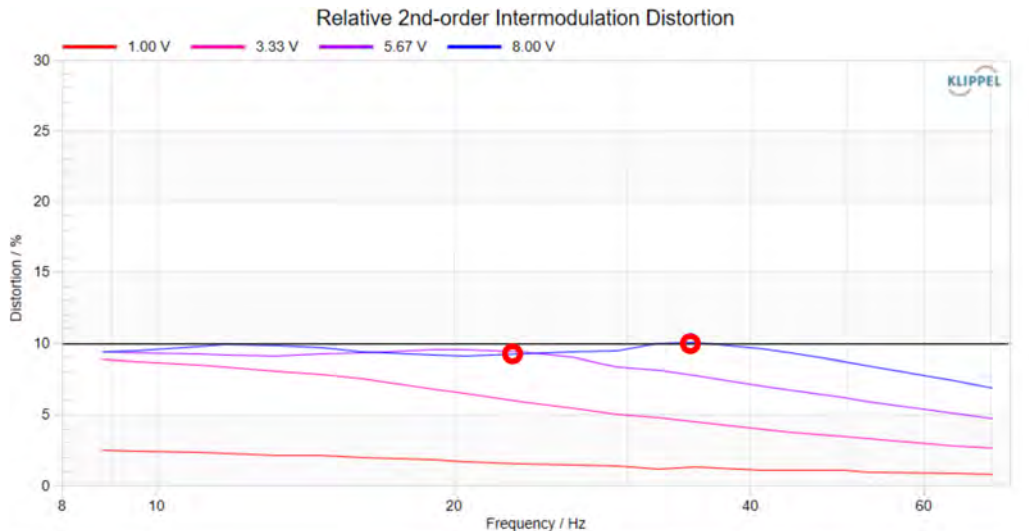


Abbildung 3.10: IMD 2nd, mit variablem Bass-Tone

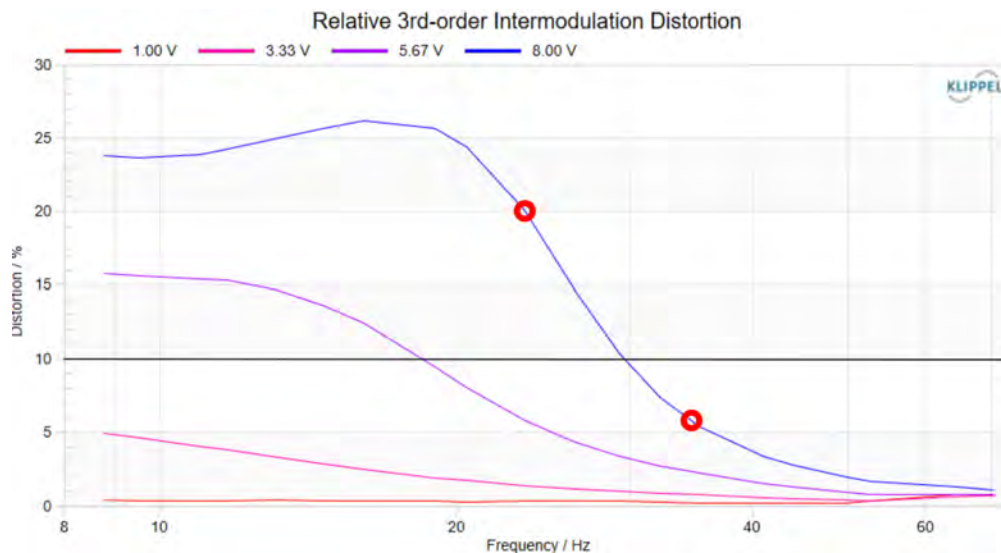


Abbildung 3.11: IMD 3rd, mit variablem Bass-Tone

Bei der Messung mit dem variablen Bass Tone tragen die Intermodulationsverzerrungen 3. Ordnung im Frequenzbereich unter $30Hz$ deutlich mehr zum Gesamtsignal bei als die Verzerrungen 2. Ordnung. Dies ist auf die hohe Auslenkung bei tiefen Frequenzen in Verbindung mit symmetrischen Übertragungskennlinien zurückführbar. Wie in Kapitel 2.2.3 ersichtlich, ist asymmetrisches Verhalten der Nichtlinearitäten der Auslöser für die höheren Verzerrungen 2. Ordnung oberhalb von $30Hz$.

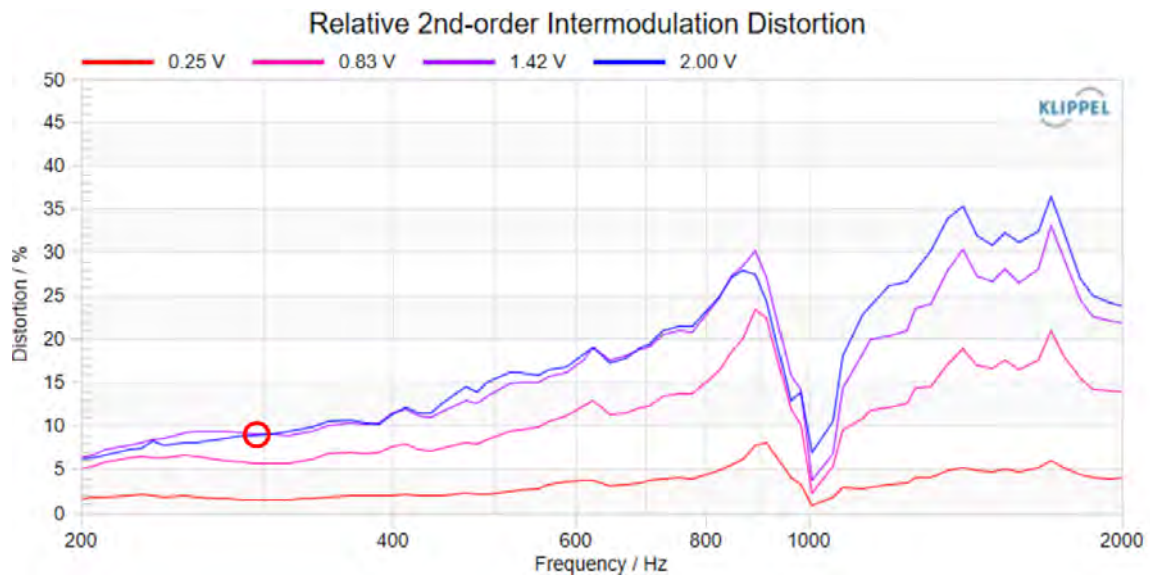


Abbildung 3.12: IMD 2nd, mit variablem Voice-Tone

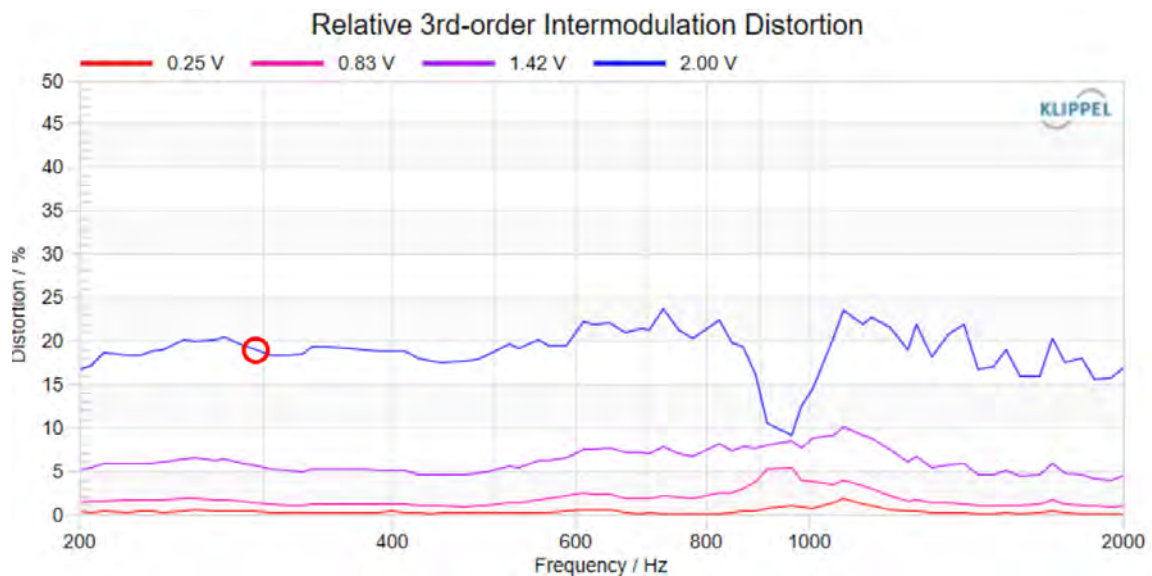


Abbildung 3.13: IMD 3rd, mit variablem Voice-Tone

Die IMD 2. und 3. Ordnung der Messungen mit dem variablen Voice Tone (Abbildungen 3.12 und 3.13) nimmt im Vergleich zu den Messungen mit dem variablen Bass Tone (Abbildungen 3.10 und 3.11) höhere Werte an, da die Messungen mit einem fixen Bass Tone von tatsächlich 23.4 Hz statt eingestellten $f_s = 34.4\text{ Hz}$ durchgeführt wurden, was eine größere Membranauslenkung und damit auch höhere Verzerrungswerte zur Folge hat. Der Anstieg der Verzerrungen 2. Ordnung ab 200 Hz zu höheren Frequenzen hin ist durch die Nichtlinearitäten der Schwingspule (siehe Kapitel 2.4.3) erklärbar, Spitzen und Einbrüche bei bestimmten Frequenzen sind typischerweise auf Partialschwingungen der Membran (siehe Kapitel 2.4.4) zurückzuführen.

3.5 DC-Component (DCC)

Abbildung 3.14 zeigt die Auslenkung der Lautsprechermembran, gemessen mit dem Laservibrometer nach Klippel Application Note 13 [40], bei verschiedenen Spannungen. Als Anregungssignal wird ein gestuftes Sinussignal von 10Hz bis 1000Hz mit 50 Stufen in logarithmischem Abstand verwendet. Die Amplituden betragen 1V bis 8V und werden linear in 4 Stufen unterteilt.

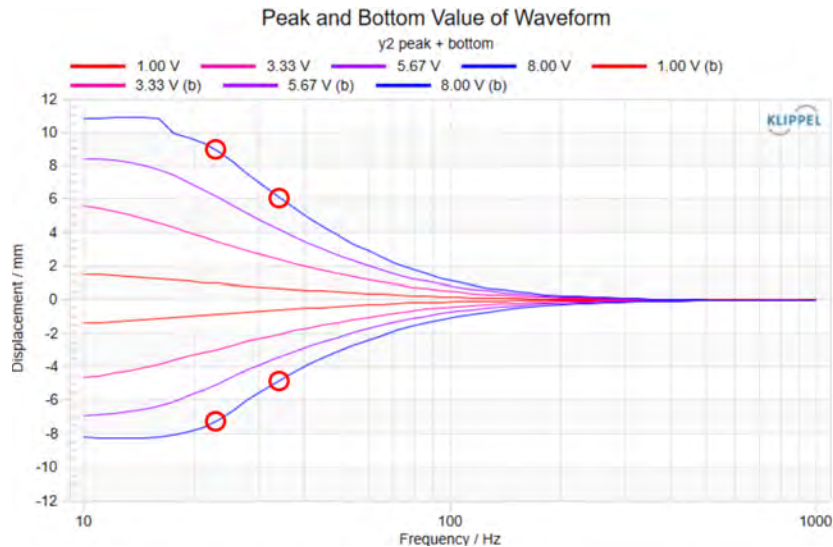


Abbildung 3.14: Auslenkung der Lautsprechermembran, nach außen positive Werte (peak), nach innen negative Werte (bottom)

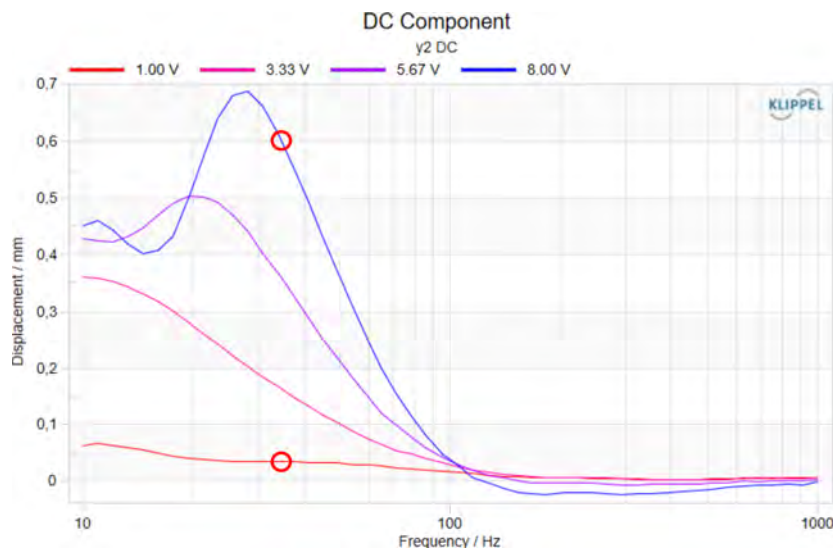


Abbildung 3.15: DC-Component des Lautsprechers bei verschiedenen Spannungen

Bei genauer Betrachtung macht sich ein Verschiebung des linearen Mittelwertes in den positiven Bereich der Auslenkung bemerkbar. Dieser ist als DC-Displacement bekannt und Auslöser für nichtlineare Verzerrungen, insbesondere geradzahlgiger Ordnungen (siehe Kapitel 2.2.5). Das DC-Displacement ist in Abbildung 3.15 dargestellt. Es steigt mit größer werdender Auslenkung der Membran zu tieferen Frequenzen hin an, was auf ein asymmetrisches Verhalten der Nachgiebigkeit der Membranaufhängung oder des Kraftfaktors des Antriebs hinweist. Der Einbruch des DC-Displacements bei 15Hz wird auf die mechanische Limitierung der Membran bei einer positiven Auslenkung von 11mm zurückgeführt, welche in Abbildung 3.14 zu sehen ist. Da akustisch kein Anschlagen der Membran vernehmbar war, deutet die Limitierung auf die mechanischen Grenzen der Membranaufhängung hin.

3.6 Maximale Schwingpulenauslenkung

3.6.1 Performance-Based Verfahren

Zur Bestimmung der maximalen Schwingpulenauslenkung mit dem Performance-Based Verfahren, gemessen nach dem aktuellen Standard IEC 60268-5 [29] (siehe Kapitel 2.5) wird eine Zweittonmessung nach Klippel Application Note 4 (Measurement of Peak Displacement, [41]) mit den fixen Frequenzen $f_1 = f_s = 34.4\text{Hz}$ und $f_2 = 8.5f_s = 292.4\text{Hz}$ mit dem Amplitudenverhältnis 4:1 durchgeführt. Das Anregungssignal u_1 ist ein gestuftes Sinussignal, bei dem die Amplituden zwischen 1V und 8V in 50 Stufen mit linearem Abstand gewählt wurden. Es wurden der Schalldruckpegel mit dem Messmikrofon im Nahfeld (20mm) sowie Daten über die Auslenkung der Membran mit dem Laservibrometer aufgezeichnet.

Hierbei darf weder die gesamte harmonische Verzerrung $THD_{\%}$ noch die Intermodulationsverzerrung zweiter ($IMD_{2,\%}$) oder dritter Ordnung ($IMD_{3,\%}$) den Schwellenwert von 10% Verzerrung im abgestrahlten Schalldruckpegel überschreiten.

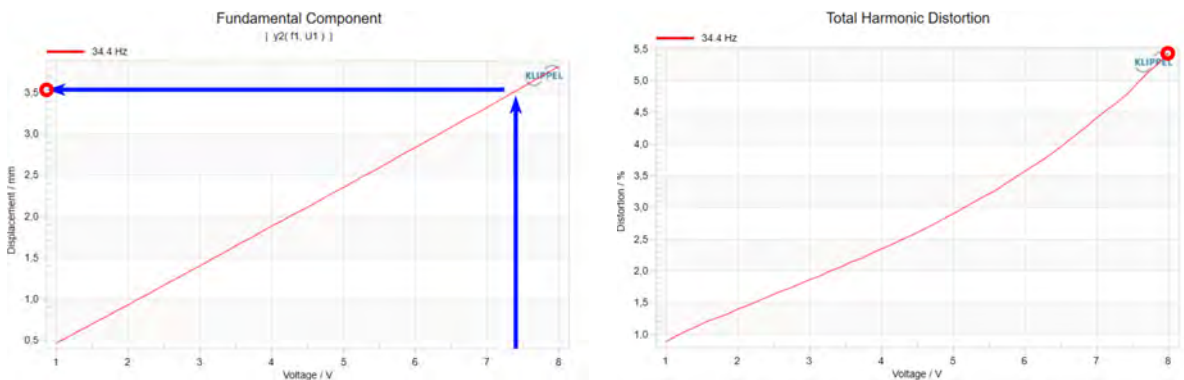


Abbildung 3.16: Das linke Diagramm zeigt die Auslenkung der Membran in Abhängigkeit der Spannung des Anregungssignals. Rechts ist die $THD_{\%}$ in Abhängigkeit der Spannung aufgetragen.

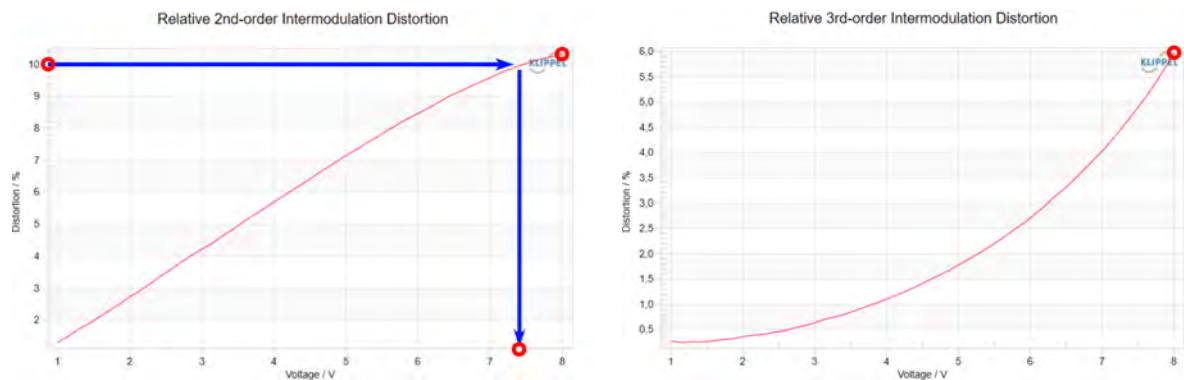


Abbildung 3.17: In den Diagrammen sieht man die Intermodulationsverzerrung zweiter ($IMD_{2,\%}$, links) und dritter Ordnung ($IMD_{3,\%}$, rechts) über der Spannung aufgetragen.

Bei Signalspannungen von 1V bis 8V wird nur von der $IMD_{2,\%}$ ein Wert von 10% bei 7.43V erreicht (siehe Abbildung 3.17, links). Damit schränkt sie die maximale Schwingpulenauslenkung nach IEC 60268-5 [29] auf $X_{max} = \sqrt{2} \cdot 3.54 = \underline{5mm}$ ein. Der Wert 3.54mm (rms) der maximalen Auslenkung kann aus den Daten der Laservibrometermessung aus Abbildung 3.16 (links) abgelesen werden.

3.6.2 Parameter-Based Verfahren

Die maximale Schwingspulenauslenkung nach dem Parameter-Based Verfahren (IEC 62458 [30]) lässt sich über die 5 Parameter X_{Bl} , X_C , X_L , X_D und X_{clip} (siehe Kapitel 2.5) bestimmen.

Dafür wird eine Großsignalmessung mit dem Klippel LSI-Modul durchgeführt, aus der die Nichtlinearitätskennlinien des Kraftfaktors, der Federsteifigkeit und der Induktivität berechnet werden. Aus diesen kann mit den in Kapitel 2.5.6 festgelegten Schwellenwerten das jeweilige maximale Auslenkungslimit bestimmt werden.

X_{Bl}

Im Nulldurchgang kann aus Abbildung 3.18 der Wert $Bl(0) = 8.97 \left[\frac{N}{A} \right]$ abgelesen werden. Dieser wird mit dem in Kapitel 2.5.6 festgelegten Faktor 0.82 multipliziert:

$$8.97 \left[\frac{N}{A} \right] \cdot 0.82 = 7.63 \left[\frac{N}{A} \right] \quad (3.1)$$

Mit diesem berechneten Wert kann nun die maximale Schwingspulenauslenkung, eingeschränkt durch die noch tolerierbare $Bl(x)$ -Nichtlinearität ermittelt werden (siehe Abbildung 3.18). Weist die Nichtlinearitätskurve, so wie in diesem Fall, eine Asymmetrie auf, wird der betragsmäßig kleinere der Werte zur Bestimmung der maximalen Schwingspulenauslenkung $X_{Bl\pm} \approx 6.07 \text{ mm}$ verwendet.

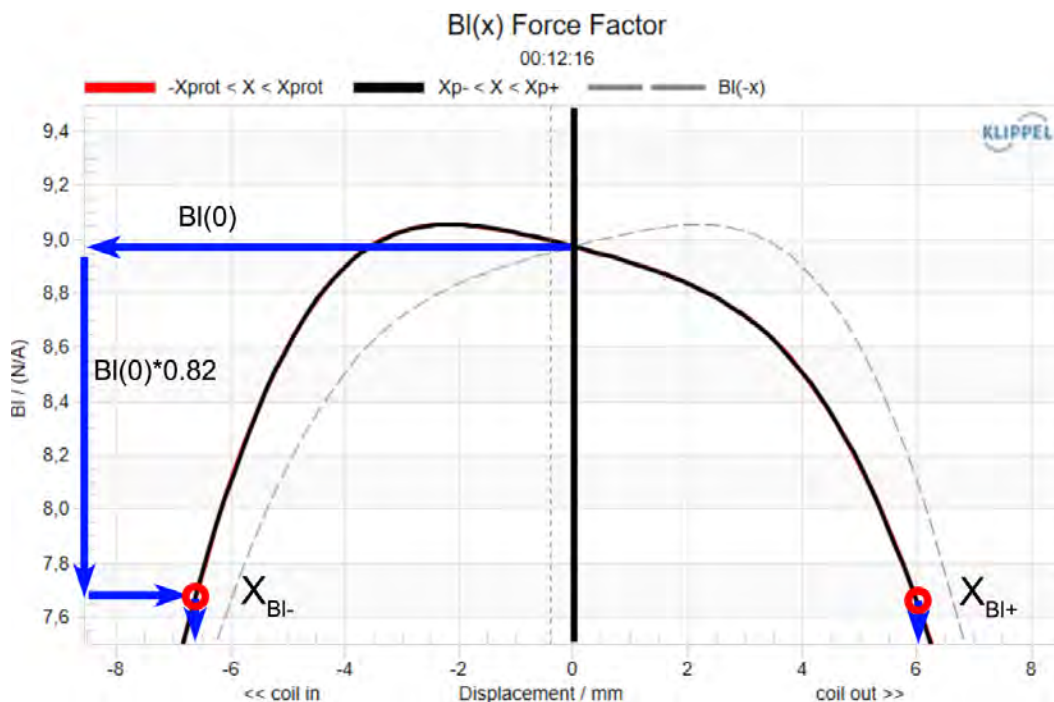


Abbildung 3.18: Ablesen von X_{Bl} aus der Nichtlinearitätskurve des Kraftfaktors

X_C

Analog zur Bestimmung des Auslenkungslimits X_{Bl} wird aus der Nichtlinearitätskurve der Nachgiebigkeit das Auslenkungslimit X_C bestimmt, für welches der Schwellenwert von 75% im Kapitel 2.5.6 für die noch tolerierbare Verzerrung durch Nichtlinearitäten der Federsteifigkeit festgelegt wurde.

$$C(0) = 1.24 \left[\frac{\text{mm}}{\text{N}} \right] \quad (3.2)$$

$$C(0) \cdot 0.75 = 0.93 \left[\frac{\text{mm}}{\text{N}} \right] \quad (3.3)$$

$$\underline{\underline{|X_C| \approx 4.91 \text{ mm}}} \quad (3.4)$$

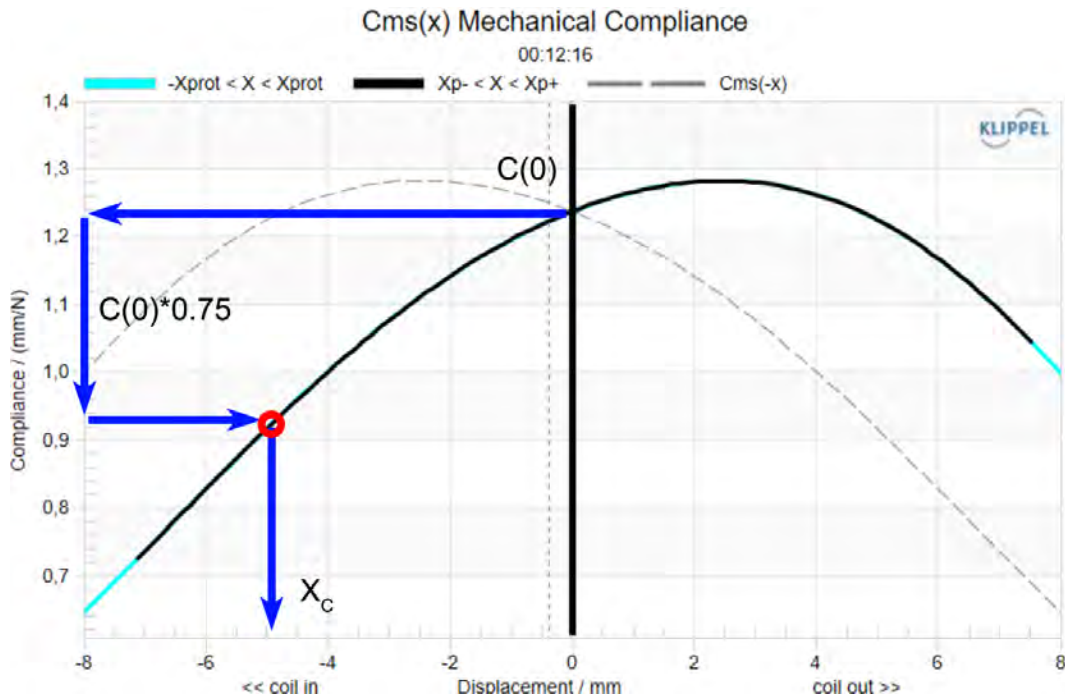


Abbildung 3.19: Ablesen von X_C aus der Nichtlinearitätskurve der Nachgiebigkeit

 X_L

Um das Auslenkungslimit X_L zu bestimmen, wird die in Kapitel 2.5.3 hergeleitete Formel 2.52 herangezogen:

$$X_L = \frac{L_e(0)}{|l_1|} \cdot \frac{|Z_e(0, f_2)|}{|Z_e(0, f_2) - R_e|} \cdot \frac{Z_{max}}{100\%} \quad Z_{max} = 10\% \quad (3.5)$$

$$\text{mit } s_2 = j2\pi f_2 = j2\pi (8.5 \cdot f_s) = j1377.9$$

$$Z_e(0, f_2) \approx R_e + s_2 L_e(0) + \frac{R_2(0) s_2 L_2(0)}{R_2(0) + s_2 L_2(0)} \quad (3.6)$$

$$= 6.63 + j1377.9 \cdot 0.73 \cdot 10^{-3} + \frac{3.2 \cdot j1377.9 \cdot 1.25 \cdot 10^{-3}}{3.2 + j1377.9 \cdot 1.25 \cdot 10^{-3}} \quad (3.7)$$

$$= 8.35 + j2.34 \quad (3.8)$$

Der dafür festgelegte Schwellenwert $Z_{max} = 10\%$ kann aus Tabelle 2.1 in Kapitel 2.5.6 abgelesen werden. Der Linearfaktor $l_1 = -0.06mH/mm$ der Potenzreihe zur Annäherung der Nichtlinearitätskurve der Induktivität ($L_e(x)$) ist der Ergebnistabelle „Nonlinear Parameters“ der LSI-Messung zu entnehmen. Die übrigen Werte werden aus der Ergebnistabelle „Parameters at $x = 0$ “ der LSI-Messung aus der Spalte „Large + Cold“ abgelesen:

Symbol	Large + Warm	Large + Cold	Small Signal	Unit	Comment
Note:					For accurate small signal parameters, use LPM module
Delta Tv = Tv-Ta	26.6	0	0	K	Increase of voice coil temperature during the measurement
Xprot	8.2	8.2	1.7	mm	Maximum voice coil excursion (limited by protection system)
<u>Re(Tv)</u>	7.30	6.63	6.63	Ohm	Voice coil resistance considering increase of voice coil temperature Tv
<u>Le(x=0)</u>	0.73	0.73	0.75	mH	Voice coil inductance at the rest position of the voice coil
<u>L2(x=0)</u>	1.25	1.25	0.62	mH	Ppara-inductance at the rest position due to the effect of eddy current
<u>R2(x=0)</u>	3.20	3.20	3.52	Ohm	Resistance at the rest position due to eddy currents
Cms(x=0)	420	420	428	µF	Electrical capacitance representing moving mass
Lcs(x=0)	90.50	90.50	63.93	mH	Electrical inductance at the rest position representing driver compliance
Res(x=0)	83.86	83.86	30.59	Ohm	Resistance at the rest position due to mechanical losses
Qms(x=0, Tv)	5.71	5.71	2.50		Mechanical Q-factor considering the mechanical system only
Qes(Tv)	0.45	0.41	0.54		Electrical Q-factor considering Re (Tv) only
Qts(x=0, Tv)	0.42	0.38	0.45		Total Q-factor considering Re (Tv) and Rms only
<u>fs</u>	25.8	25.8	30.4	Hz	Driver resonance frequency
Mechanical System from laser		Import Bl(x=0) (recommended), or Mms			
Mms	30.714	30.714		g	Mechanical mass of driver diaphragm assembly including voice-coil and air load
Rms(x=0)	0.872	0.872		kg/s	Mechanical resistance of total-driver losses
Cms(x=0)	1.24	1.24	0.97	mm/N	Mechanical compliance of driver suspension at the rest position
Kms(x=0)	0.81	0.81	1.03	N/mm	Mechanical stiffness of driver suspension at the rest position
Bl(x=0)	8.97	8.97		N/A	Force factor at the rest position (Bl product)
Vas	79.8899	79.8899	62.7362	l	Equivalent air volume of suspension
η0	0.295	0.325	0.315	%	Reference efficiency (2Pi-sr radiation using Re)
Lm	86.7	87.1	87.0	dB	Characteristic sound pressure level
Sd	214.00	214.00	214.00	cm ²	Diaphragm area

Abbildung 3.20: Ablesen der benötigten Werte aus der Ergebnistabelle „Parameters at $x = 0$ “ der LSI-Messung

$$\underline{\underline{X_L}} = \frac{0.73 \cdot 10^{-3}}{|0.06|} \cdot \frac{|8.35 + j2.34|}{|8.35 + j2.34 - 6.63|} \cdot \frac{10\%}{100\%} = \underline{\underline{3.63 \text{ mm}}} \quad (3.9)$$

X_D

Nach Gleichung 2.53 aus Kapitel 2.5.4 mit dem Schwellenwert $IMD_{2,\%} = 10\%$ (siehe Kapitel 2.5.6) berechnet sich X_D wie folgt:

$$\underline{\underline{X_D}} = \frac{770 \cdot IMD_{2,\%}}{f_2} = \frac{90.6 \cdot IMD_{2,\%}}{f_s} = \frac{906}{f_s} = \underline{\underline{35.12 \text{ mm}}} \quad (3.10)$$

X_{clip}

Der Wert X_{clip} wird experimentell (Hörttest) ermittelt (siehe Kapitel 2.5.5) und liegt über 8mm (siehe Abbildung 3.19).

$X_{max, pa}$

Die maximale Schwingspulenauslenkung, bestimmt mit dem Parameter-Based Verfahren, beträgt also bei diesem Chassis (Minimum von X_{Bl} , X_C , X_L , X_D und X_{clip}) $X_L = 3.63 \text{ mm}$.

3.7 Optimale Ruheposition der Schwingspule

Zur Bestimmung der optimalen Ruheposition der Schwingspule wird eine LSI-Messung nach Klippel Application Note 1 [33] durchgeführt. Die Werte für den Asymmetriebereich des Antriebs berechnen sich nach Formel 2.57 aus Kapitel 2.6 und werden manuell für die Membranauslenkung von $x = \pm 2\text{mm}$ überprüft. Dafür werden die Offsets der oberen Asymmetriegrenze, der Ruheposition, des Symmetriepunktes und der unteren Asymmetriegrenze aus dem Diagramm der Symmetry Range (Abbildung 3.21, links) ausgelesen (siehe Tabelle 3.2, Spalte x_{off}), mit $x = \pm 2\text{mm}$ Auslenkung versehen und im Bl -Diagramm (Abbildung 3.21, rechts) eingetragen. Die daraus erhaltenen Bl -Werte sind in Tabelle 3.2 eingetragen und mit ihnen wird unter Verwendung von Gleichung 2.57 die jeweilige Asymmetrie $A_{Bl}(x, x_{off})$ bestimmt.

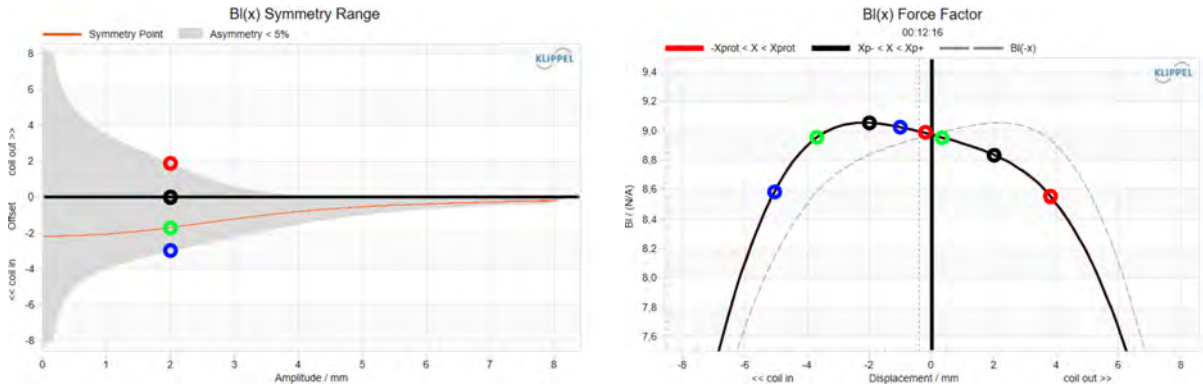


Abbildung 3.21: 5%-Asymmetriebereich des Kraftfaktors (links) und $Bl(x)$ -Diagramm mit eingezeichneten Prüfwerten bei Auslenkung von $x = \pm 2\text{mm}$ (rechts)

Position	x_{off}	$Bl(x_{off}(x) + x)$	$Bl(x_{off}(x) - x)$	$A_{Bl}(x, x_{off})$
obere Grenze	1.9mm	$8.54 \frac{N}{A}$	$8.98 \frac{N}{A}$	5.02 %
Ruheposition	0mm	$8.84 \frac{N}{A}$	$9.05 \frac{N}{A}$	2.35 %
Symmetriepunkt	-1.67mm	$8.95 \frac{N}{A}$	$8.95 \frac{N}{A}$	0 %
untere Grenze	-3mm	$9.03 \frac{N}{A}$	$8.56 \frac{N}{A}$	4.99 %

Tabelle 3.2: Vergleich der Bl -Asymmetrie bei Auslenkung von 2mm ausgehend von verschiedenen Offsets

Die ermittelten Werte $A_{Bl}(x, x_{off})$ korrespondieren, abgesehen von geringfügigen Ableseungenauigkeiten, erwartungsgemäß mit der grafischen Darstellung.

3.8 Vergleich der Messparameter (DIS)

In der unten abgebildeten Tabelle sind die genauen Messspezifikationen der jeweiligen DIS-Messungen angegeben.

DIS-Messung	HD	IMD (BS)	IMD (VS)	DCC	$X_{max, pe}$
Signalart	gestufter Sinus	Zweiton	Zweiton	gestufter Sinus	Zweiton
Frequenz, f	$20 \rightarrow 3000\text{Hz}$	$f_1 = \frac{f_s}{4} \rightarrow 2f_s$ $f_2 = 8.5f_s$	$f_1 = f_s$ $f_2 = 200 \rightarrow 5000\text{Hz}$	$10 \rightarrow 1000\text{Hz}$	$f_1 = f_s$ $f_2 = 8.5f_s$
Stufen, f	20, log	20, log	100, log	50, log	-
Amplitude, u	1V \rightarrow 8V	1V \rightarrow 8V (u_1)	1V \rightarrow 8V (u_1)	1V \rightarrow 8V	1V \rightarrow 8V (u_1)
Stufen, u	4, lin	4, lin	4, lin	4, lin	50, lin
$u_1 : u_2$	-	4:1	4:1	-	4:1

Tabelle 3.3: Messspezifikationen der einzelnen DIS-Messungen

3.9 Fazit

Die harmonischen Verzerrungen des vermessenen Visaton GF200 liegen bei einer Amplitude von $8V$ ($118dB$ SPL (Nahfeld), siehe Abbildung 3.6, rechts) mit ca. 5% THD bei $f_s = 34.4Hz$ innerhalb der Toleranzschwelle von 10% Verzerrung und steigen erst bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz auf größere Werte an (siehe Abbildung 3.7). Dass das Chassis bei Frequenzen unter f_s bei hohen Amplituden höhere Verzerrungen erzeugt, ist aufgrund der großen Membranauslenkung zu erwarten. Sie spielen beim subjektiven Klangeindruck allerdings eine untergeordnete Rolle, da selbst hohe Verzerrungen im tiefsten Frequenzbereich akustisch kaum wahrnehmbar sind.

Die gemessenen Intermodulationsverzerrungen sind bei der Bass-Sweep Messung unter der Resonanzfrequenz in erster Linie auf das nichtlineare Verhalten des Magnetfeldes ($Bl(x)$) und der Induktivität ($L_e(x)$) durch die hohen Auslenkungen von $> 6mm$ (bei $8V$, siehe Abbildung 3.14) zurückzuführen. Auf Nichtlinearitäten der Federung ist die IMD-Messung generell nicht sensibel. [23] Bei Frequenzen zwischen $f_s = 34Hz$ und $70Hz$ befindet sich die IMD im akzeptablen Bereich unter 10% (siehe Abbildungen 3.10 und 3.11).

Auch bei der IMD-Voice-Sweep Messung sind das nichtlineare Verhalten des Magnetfeldes und der Induktivität durch die hohe Auslenkung des fixen Bass Tones (bei $23Hz$, $8V$, ca. $8mm$, siehe Abbildung 3.14) für die IMD verantwortlich.

Das mit Abstand effizienteste Mittel zur Minimierung von Intermodulationsverzerrungen ist, ihr Auftreten zu vermeiden. Umgesetzt werden kann das mit einem Mehrwegesystem, bei dem durch eine Frequenzweiche tiefe von hohen Frequenzen getrennt auf verschiedenen Membranen wiedergegeben werden und somit Intermodulationsverzerrungen gar nicht erst entstehen.

Die Wahrnehmbarkeit von IM-Verzerrungen hängt stark vom abgespielten Signal ab. Bei einer Wiedergabe von zwei Sinustönen sind Werte von 1% IMD wahrnehmbar, bei einem Musiksignal können geschulte Hörer Werte von 10% IMD gerade erkennen. Sie macht sich durch eine Rauigkeit im Klang bemerkbar.

Im Fall des vermessenen GF200 befindet sich die Schwingspule (statisch) weitgehend in ihrer idealen Ruhelage (siehe Abbildung 3.21, links). Im Idealfall liegt die (dynamische) DCC eines Lautsprechers ebenfalls bei $0mm$. Die hier gemessenen Werte der DCC liegen bei $0.03mm$ ($1V$, f_s) und $0.6mm$ ($8V$, f_s , siehe Abbildung 3.15) was durch Asymmetrien des Magnetfeldes und der Federung ausgelöst wird. Die Asymmetrie der Schwingspuleninduktivität spielt in diesem Frequenzbereich keine Rolle.

Diese Werte können verbessert werden, in dem bei der Konstruktion eine Spule mit noch größerem Overhang verbaut wird und auf eine möglichst symmetrische Federung geachtet wird.

A

Appendix

A.1 Table of Coordinates

Messung	ϑ	φ	r
1	170	0	1
2	160	0	1
3	150	0	1
4	140	0	1
5	130	0	1
6	120	0	1
7	110	0	1
8	100	0	1
9	90	0	1
10	80	0	1
11	70	0	1
12	60	0	1
13	50	0	1
14	40	0	1
15	30	0	1
16	20	0	1
17	10	0	1
18	0	0	1
19	-10	0	1
20	-20	0	1
21	-30	0	1
22	-40	0	1
23	-50	0	1
24	-60	0	1
25	-70	0	1
26	-80	0	1
27	-90	0	1
28	-100	0	1
29	-110	0	1
30	-120	0	1
31	-130	0	1
32	-140	0	1
33	-150	0	1
34	-160	0	1
35	-170	0	1
36	-180	0	1

Messung	ϑ	φ	r
37	-170	-90	1
38	-180	-90	1
39	-160	-90	1
40	-150	-90	1
41	-140	-90	1
42	-130	-90	1
43	-120	-90	1
44	-110	-90	1
45	-100	-90	1
46	-90	-90	1
47	-80	-90	1
48	-70	-90	1
49	-60	-90	1
50	-50	-90	1
51	-40	-90	1
52	-30	-90	1
53	-20	-90	1
54	-10	-90	1
55	0	-90	1
56	10	-90	1
57	20	-90	1
58	30	-90	1
59	40	-90	1
60	50	-90	1
61	60	-90	1
62	70	-90	1
63	80	-90	1
64	90	-90	1
65	100	-90	1
66	110	-90	1
67	120	-90	1
68	130	-90	1
69	140	-90	1
70	150	-90	1
71	160	-90	1
72	170	-90	1

Tabelle A.1: Die in der Richtwirkungsmessung verwendeten Werte für den horizontalen Winkel Theta (ϑ), den vertikalen Winkel Phi (φ) und den Abstand r in Meter.

A.2 Creep-Effekt

Als „Creep-Effekt“ wird das viskoelastische Verhalten einer Lautsprecherfederung bezeichnet, bei welcher eine Steigerung der Auslenkung unter der Resonanzfrequenz, beobachtet wird. Sie entsteht durch eine Verringerung der Federsteifigkeit $K(f)$ hin zu tiefen Frequenzen. Dadurch kann die Aufhängung physikalisch nicht mehr als reine Feder modelliert werden. [42], [43]

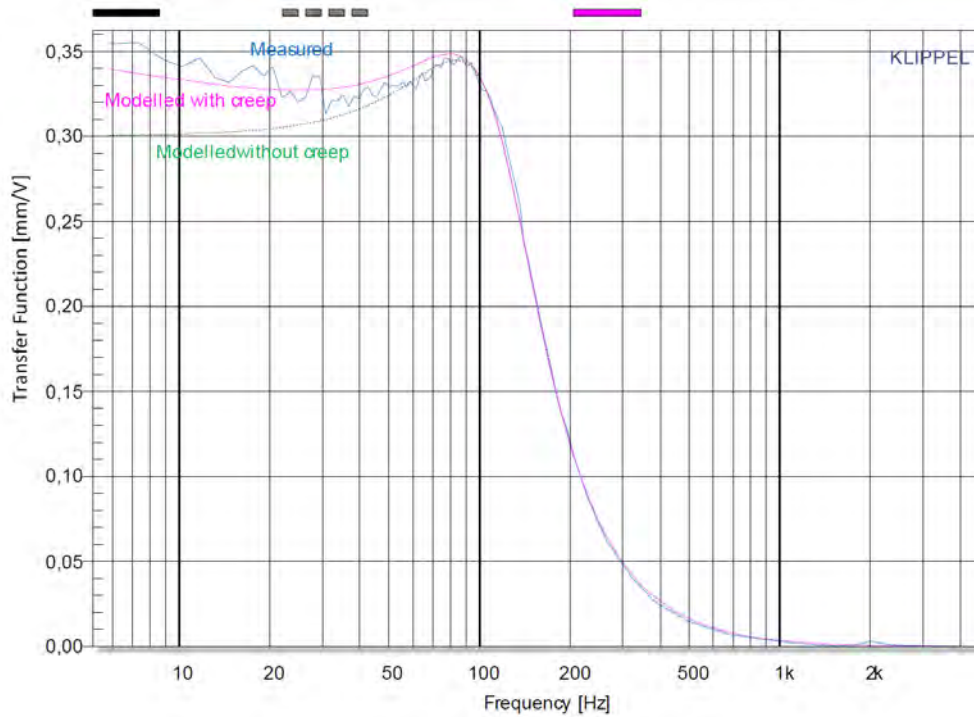


Abbildung A.1: Übertragungsfunktion gemessen und modelliert, mit und ohne Creep-Faktor [43]

Abbildung A.1 zeigt den Vergleich einer gemessenen Übertragungsfunktion mit zwei Modellen, jeweils mit und ohne Berücksichtigung des viskoelastischen Creep-Effekts.

A.3 Rub and Buzz

Defekte des Typs „Rub and Buzz“ lassen sich mit herkömmlichen Messverfahren häufig nicht zuverlässig erfassen, obwohl sie akustisch besonders auffällig sind. Diese Störungen sind mechanisch oder akustisch an bewegliche Komponenten des Lautsprechers gekoppelt und werden durch das Eingangssignal angeregt. Die Beschaffenheit des Eingangssignals spielt eine entscheidende Rolle für die Intensität der Anregung solcher Defekte, wobei sich die Energie von Rub and Buzz Verzerrungen in der Regel nicht signifikant durch Erhöhung des Pegels des Anregungssignals steigern lässt. Darüber hinaus können sich diese Störungen im Laufe der Zeit verändern: Während sie anfänglich oftmals unhörbar sind, werden sie erst zu einem späteren Zeitpunkt in der Lebensdauer eines Lautsprechers wahrnehmbar. Das menschliche Gehör weist eine besondere Empfindlichkeit gegenüber diesen Arten von Störungen auf.

Rub and Buzz ist zwar energieärmer aber meist impulsiver als gewöhnliche nichtlineare Verzerrungen. Der momentane Spitzenwert (Instantaneous Peak Value) und der RMS-Wert innerhalb einer Periode des Anregungssignals (Sinussweep) stellen die zentralen Messgrößen zur Charakterisierung der impulsiven Verzerrungen dar. Mit deren Hilfe lassen sich hohe Ausschläge der Wellenform trotz geringer Gesamtenergie der Verzerrung (Impuls) erfassen, weil Crest-Faktoren von häufig über 20 dB auftreten können.

Zu den häufigsten Ursachen für Rub and Buzz zählen Luftaustritt an fehlerhaften Stellen, das Schleifen der Schwingspule, mechanisches Brummen infolge loser Verklebungen, parasitäre Vibrationen anderer Lautsprecherkomponenten, das Anschlagen der Litzen an die Membran, lockere elektrische Verbindungen sowie lose Partikel im Inneren des Lautsprechergehäuses.

Zur gezielten Anregung der Defekte im Rahmen der messtechnischen Untersuchung kommen unterschiedliche Verfahren zum Einsatz: Luftaustrittsgeräusche werden üblicherweise durch einen tiefen Einzeltonstimulus angeregt, während andere Defekte mithilfe eines gestuften oder eines kontinuierlichen Sinussweeps detektiert werden können. Stimuli mit dichtem Spektrum regen Rub and Buzz Verzerrungen zwar ebenfalls an, erweisen sich jedoch als weniger geeignet, da sie reguläre nichtlineare Verzerrungen zu stark mit anregen. [13]

A.4 Equivalent Input Harmonic Distortion (EIHD)

Die EIHD-Messung wurde in Anlehnung an Klippel AN 20 (Measurement of Equivalent Input Distortion, [44]) durchgeführt.

Zunächst erfolgte eine Kleinsignalmessung des Schalldruckpegelfrequenzgangs bei einer Anregungsspannung von 100mV (Entzerrung der Großsignalkurve, siehe Kapitel 2.2.2). Hierfür fand eine Messung mit dem Klippel TRF-Modul Anwendung, bei der als Anregungssignal ein logarithmischer Sinussweep von 20Hz bis 20kHz verwendet wurde. Die Messung wurde in einem Abstand von 20mm zur Membran durchgeführt.

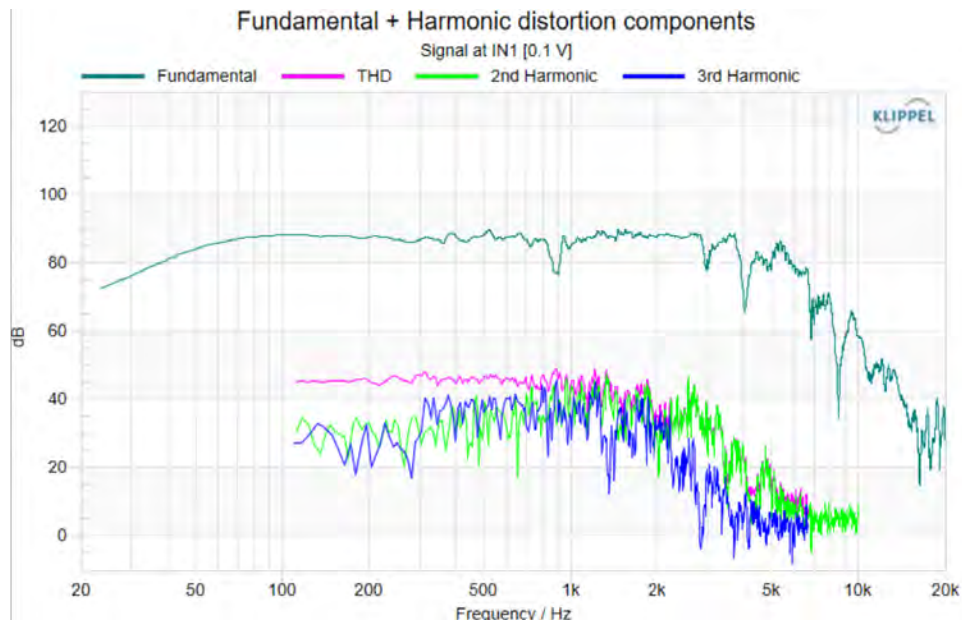


Abbildung A.2: Schalldruckpegelfrequenzgang (re $20\mu\text{Pa}$) der Kleinsignalmessung bei einer Spannung von 100mV in 20mm Abstand

Aufgrund der Sweepldauer von 680ms bietet die FFT mit einer Fensterlänge von 68ms (Einstellung „Set Window Automatically“, 10% der Sweepldauer) erst ab ca. 100Hz eine ausreichende Anzahl an Grundtonzyklen ($100\text{Hz} \rightarrow T = 10\text{ms} \rightarrow 6.8$ Zyklen) und genügend spektrale Auflösung um den Grundton und seine Harmonischen zuverlässig zu trennen. Deshalb beginnen die Kurven der harmonischen Verzerrungen erst ab diesem Frequenzbereich.

Anschließend folgte eine Großsignalmessung bei einer Spannung von 8 V an der selben Mikrofonposition.

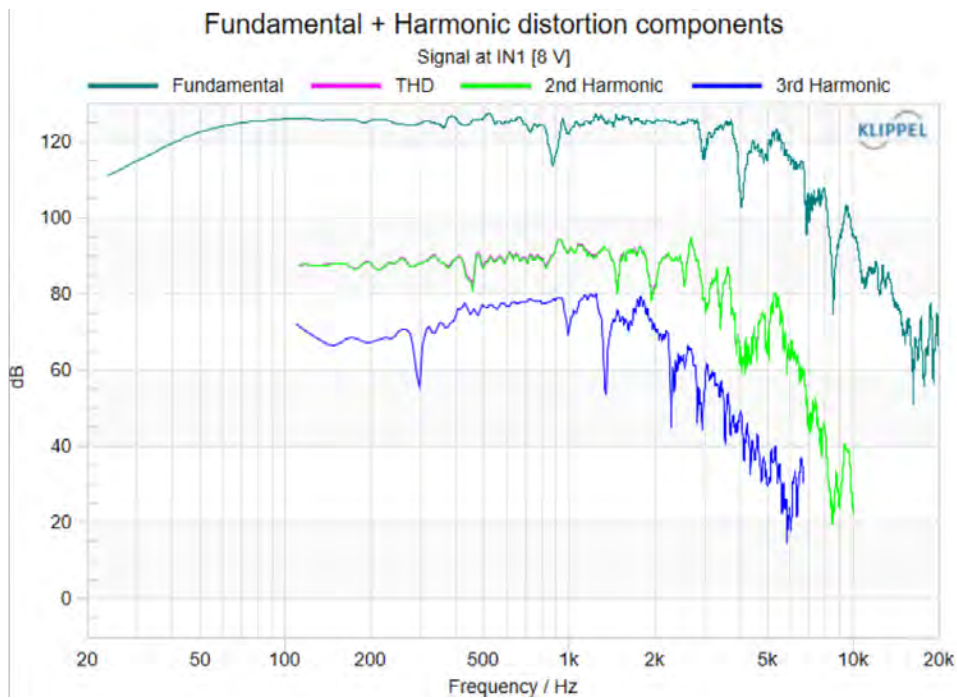


Abbildung A.3: Schalldruckpegelfrequenzgang der Großsignalmessung bei einer Spannung von 8 V in 20mm Abstand

Die Kurve der Kleinsignalmessung (Fundamental + Minimal phase) wird nun im Menü Properties → Im/Export → Transfer function mit „Export to Clipboard“ in die Zwischenablage kopiert.

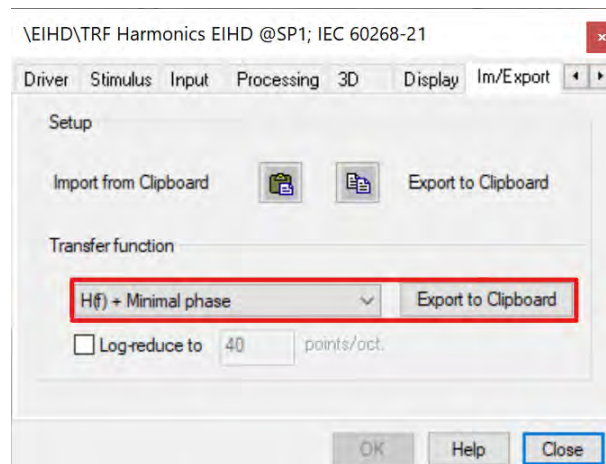


Abbildung A.4: Exportieren der Kleinsignalkurve (Fundamental + Minimal phase, 100mV) in die Zwischenablage

Um das gemessene Großsignal mit der inversen Kleinsignalmessung zu entzerren, wird im Menü unter Properties → Processing bei „Define transfer function“ der Haken bei $\frac{1}{H_{ref}(f)}$ gesetzt. Anschließend wird unter „Reference filter $H_{ref}(f)$ “ → Curve → Edit... die zuvor kopierte Kleinsignalkurve mit „From Clipboard“ eingefügt. Mit „OK“ bestätigen.

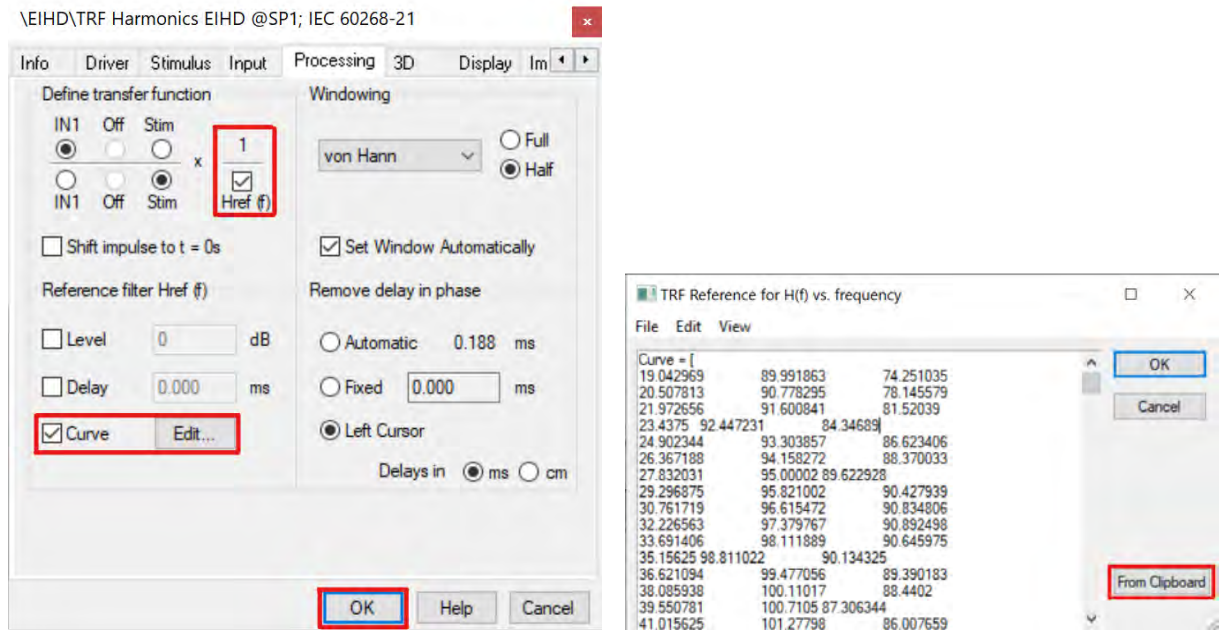


Abbildung A.5: Importieren der Kleinsignalkurve (Fundamental + Minimal phase, 100mV) aus der Zwischenablage zur Entzerrung der Großsignalkurve

Somit erhält man die EIHD, bei welcher das entzerrte Signal unabhängig von linearen Einflüssen (Lautsprecher, Raumakustik, Mikrofonabstand, Mikrofon, siehe Kapitel 2.2.2) interpretiert werden kann.

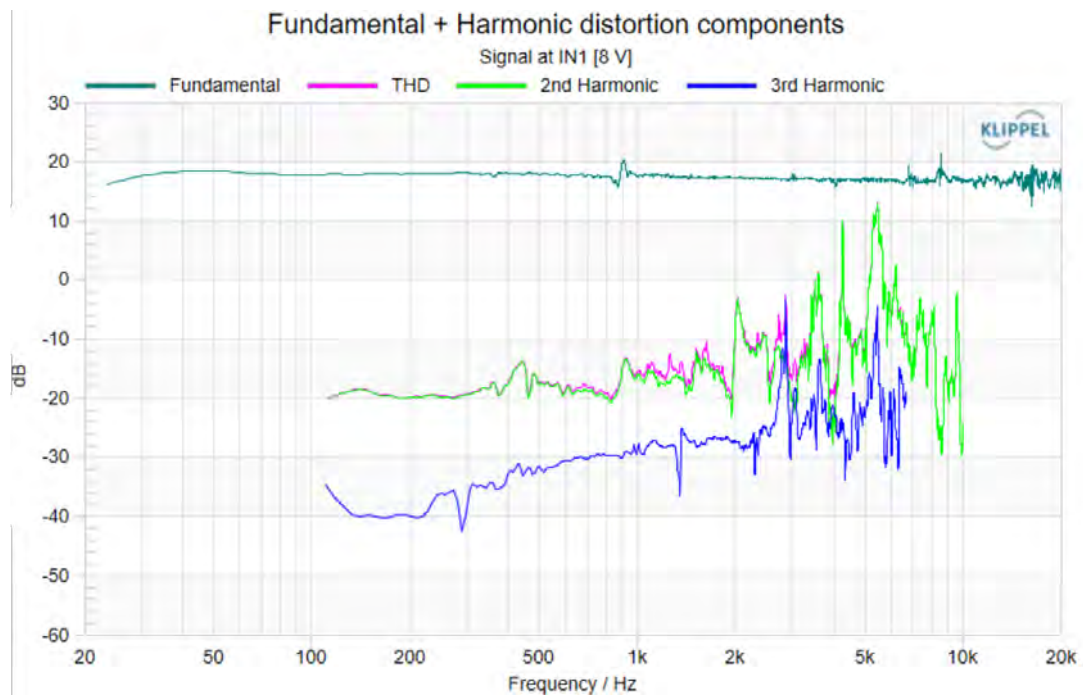


Abbildung A.6: Mit dem Kleinsignal entzerrte Großsignalmessung an der selben Mikrofonposition (EIHD)

Über den größten Teil des Spektrums dominiert die Verzerrung 2. Ordnung, welche ab 2kHz sehr große Schwankungen aufweist. Dies ist auf den Break-Up-Point zurückzuführen, bei dem Partialschwingungen innerhalb der Membran auftreten (siehe Kapitel 2.4.4).

Um zu zeigen, dass der Abstand des Mikrofons kaum Einfluss auf das EIHD-Ergebnis hat, werden zum Vergleich zwei Messungen bei unterschiedlichen Mikrofonabständen durchgeführt.

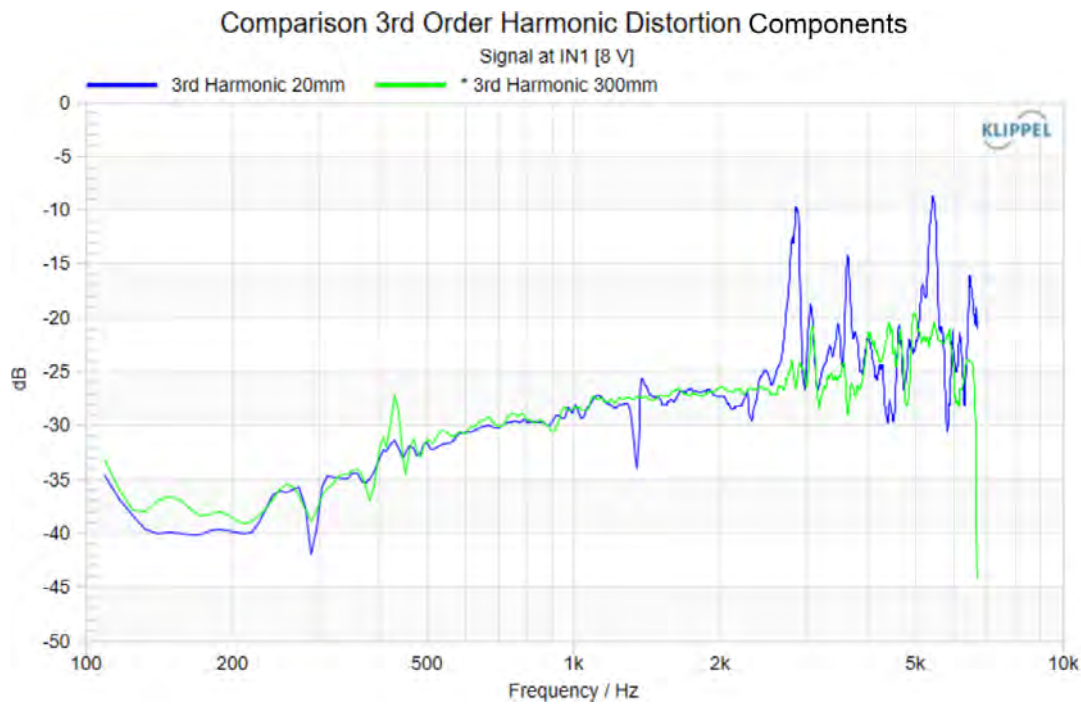


Abbildung A.7: Vergleich der EIHD dritter Ordnung mit dem Mikrofon in 20mm und 300mm Abstand zum Lautsprecher

Nach dem Entzerren mit der Kurve der Kleinsignalmessung sind die Kurven (z.B. der harmonischen Verzerrung 3. Ordnung) trotz unterschiedlicher Abstände bis 2kHz sehr ähnlich. In höheren Frequenzbereichen dominieren Rechenungenauigkeiten, die Ergebnisse sind nicht mehr interpretierbar.

A.5 AM Distortion (AMD)

Für die Messung der AM Distortion wurde in Anlehnung an die Klippel Application Notes 6 und 10 [45], [46] vorgegangen. Hierbei findet eine Zweitonmessung Anwendung, bei der mit einem Bass- und einem Voice-Tone mit dem Amplitudenverhältnis von $u_1 : u_2 = 4 : 1$ gearbeitet wird. Als Anregungsfrequenzen werden der Bass-Tone $f_1 = 6\text{Hz}$ und der Voice-Tone $f_2 = 1000\text{Hz}$ gewählt.

In Abbildung A.8 (links) ist eine Einzeltonmessung mit 1000Hz und einer Amplitude von 2V zu sehen. Es sind kleine Druckschwankungen zu erkennen, welche auf tieffrequentes Umgebungsrauschen zurückgeführt werden.

Abbildung A.8 (rechts) zeigt die gleiche Schalldruckmessung mit 1000Hz und Amplitude $u_2 = 2\text{V}$, bei der zusätzlich mit einem Bass-Tone mit 6Hz und einer Amplitude von $u_1 = 8\text{V}$ gemessen wurde (Amplitudenmodulationsverzerrungen sichtbar). Die große Auslenkung des Bass-Tones beeinflusst durch die Verschiebung der Spule aus ihrer idealen Position (siehe Kapitel 2.2.4) die Abstrahlung des Voice-Tones. Die Wellenform der Zweitonmessung in Abbildung A.8 rechts wurde im Nahfeld gemessen und ist daher nicht direkt vergleichbar mit Abbildung 2.4 (Fernfeld).

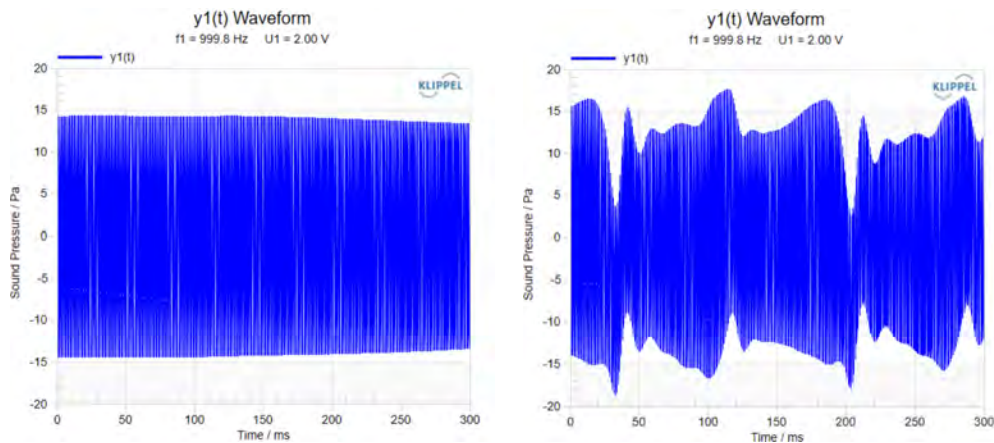


Abbildung A.8: Wellenformen der Einzel- (links) und Zweitonmessung (rechts)

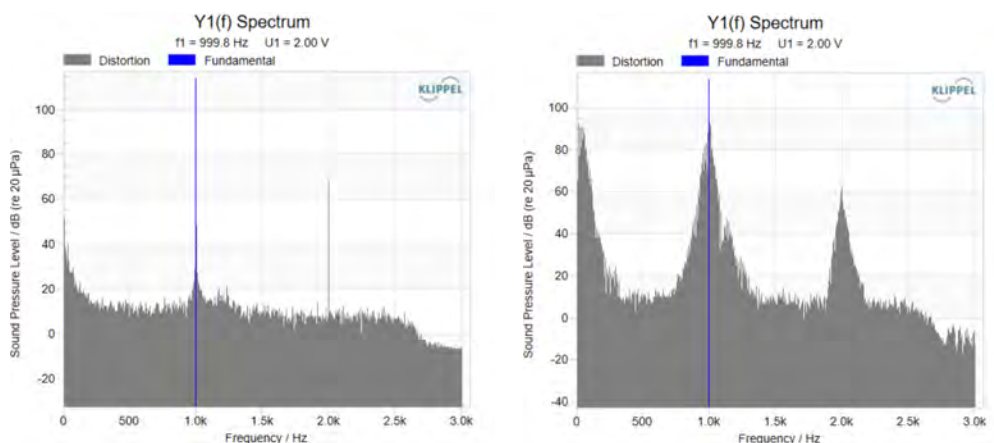


Abbildung A.9: Frequenzspektren der Einzel- (links) und Zweitonmessung (rechts)

Für die Gesamt-AMD (bei den hier gewählten Parametern) hat das Klippel-System eine Verzerrung von ca. 18% berechnet.

A.6 dB-Lab Datenbaum

A.6.1 Messdatenbaum dB-Lab Kapitel 1

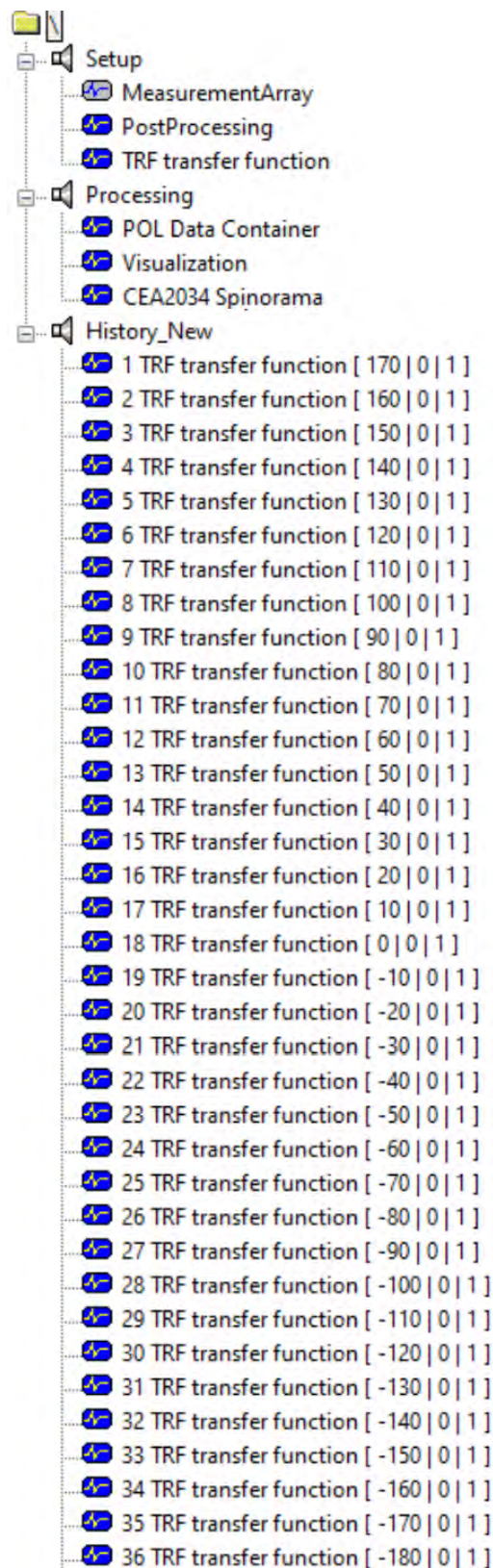


Abbildung A.10: Messdatenbaum der durchgeführten Messungen in dB-Lab aus Kapitel 1

A.6.2 Messdatenbaum dB-Lab Kapitel 3

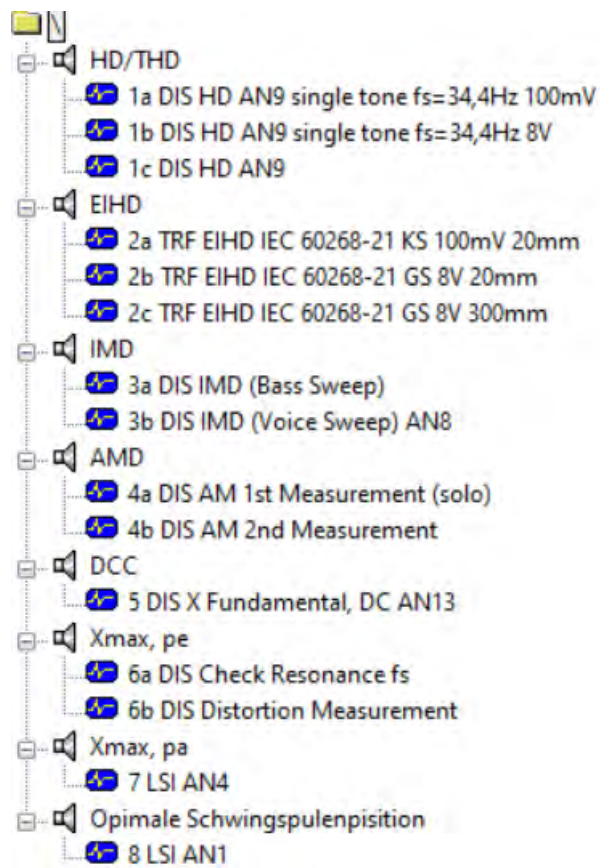


Abbildung A.11: Messdatenbaum der durchgeführten Messungen in dB-Lab aus Kapitel 3