

Angewandte Lautsprechermesstechnik im Klein- und Großsignalbereich am Beispiel des Klippel- Messsystems

Diplomarbeit

durchgeführt von

Wolfgang Weissensteiner

Institut für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation
der Technischen Universität Graz

Leiter: Ao. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gerhard Graber

Begutachter: Ao. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gerhard Graber

Betreuer/in: Dipl.-Ing. Holger Hiebel

Graz, im Februar 2014

Danksagung

Ich möchte mich auf diesem Weg recht herzlich bei meinem Betreuer, Herrn Dipl.-Ing. Holger Hiebel, für die äußerst hilfsbereite und umfangreiche Unterstützung bei meiner Diplomarbeit bedanken. Außerdem gilt mein Dank der Firma Klippel GmbH, deren Support mir bei technischen Problemen sofort geholfen hat. Weiters danke ich Ao. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. Gerhard Graber für die unkomplizierte organisatorische Abwicklung im Regieraum RP1 und für die Bereitstellung der technischen Gerätschaften für die erforderlichen Messungen.

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

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

Graz, am 14.02.2014

Wolfgang Weissensteiner

Zusammenfassung

Lautsprecher klingen im Kleinsignalbereich anders als im Großsignalbereich. Der Grund dafür sind auftretende Nichtlinearitäten die sich durch die Bauweise des Lautsprecherchassis ergeben. Bei elektrodynamischen Lautsprechern entstehen bei großen Anregungssignalen und daraus resultierenden hohen Membranauslenkungen große Verzerrungen im Ausgangssignal, welche durch das inhomogene Magnetfeld der Antriebsspule und dem Hystereseeffekt der mechanischen Elemente sowie der nichtlinearen Steifigkeit der Membranaufhängung verursacht werden.

Die folgende Arbeit beschäftigt sich mit dem Vermessen eines Testchassis im Klein- und Großsignalbereich. Zwei Module des R&D Messsystems der Firma Klippel GmbH werden dafür näher vorgestellt und verwendet. Die Ermittlung der Thiele/Small Parameter im Kleinsignalbereich werden mit dem LPM-Modul (Linear Parameter Measurement) durchgeführt. Die Erfassung der dominantesten Nichtlinearitäten im Großsignalbereich erfolgt mit Hilfe des LSI-Moduls (Large Signal Identification). Nach einer genauen Anleitung des Messaufbaus und zur Messeinstellung des jeweiligen Moduls werden die einzelnen Messergebnisse miteinander verglichen und eventuelle Vorschläge zur Verbesserung der Stabilität des Testchassis unternommen. Weiters wird die Abhängigkeit der gemessenen Resonanzfrequenz von der Größe des Anregungssignals und dem damit verbundenen Kriechverhalten der Membran untersucht.

Abstract

Loudspeakers sound different in the small and large signal domain. Nonlinearities inherent in the loudspeaker and directly related to the transducer's general principle are the reason for this. At higher amplitudes electrodynamic transducers generate additional signal distortion in the output signal due to the inhomogeneous magnet field of the voice coil, due to the hysteresis effect of the mechanical elements and due to the nonlinear Stiffness of the suspension system.

This diploma thesis is about measuring and researching the behaviour of a loudspeaker in the small and large signal domain. Two modules of the R&D measurement system produced by Klippel GmbH are used and introduced. The LPM modul (Linear Parameter Measurement) is used to identify the Thiele/Small parameters in the small signal domain. The acquisition of the most dominant nonlinearities in the large signal domain is done with the LSI modul (Large Signal Identification). After describing an accurate tutorial for the hardware setup and setup parameters the obtained measurement results are compared with each other and suggestions for improving the stability of the transducer are made. Furthermore the dependence of the resonance frequency on the excitation signal and the instantaneous displacement is investigated, resulting in a creep effect of the diaphragm.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	16
1.1	Motivation	16
1.2	Aufgabenstellung	17
1.3	Gliederung der Arbeit	17
2	Der elektrodynamische Lautsprecher	19
2.1	Der dynamische Wandler	19
2.2	Ersatzschaltbild unter Freiluftbedingungen	20
2.2.1	Zusammenhang der verwendeten Abkürzungen	20
2.3	Eingangsimpedanz eines dynamischen Lautsprechers	22
2.4	Thiele/Small Parameter	24
2.4.1	Gleichstromwiderstand R_e	24
2.4.2	Schwingspuleninduktivität L_e	24
2.4.3	Gesamte bewegte Masse M_{ms}	24
2.4.4	Mechanischer Reibungswiderstand R_{ms}	25
2.4.5	Nachgiebigkeit der Membranaufhängung C_{ms}	25
2.4.6	Äquivalenzvolumen der Membranaufhängung V_{as}	25
2.4.7	Freiluftresonanzfrequenz f_s	25
2.4.8	Lautsprecherchassis-Gütefaktoren	26
2.4.8.1	Mechanischer Gütefaktor Q_{ms}	26
2.4.8.2	Elektrischer Gütefaktor Q_{es}	30
2.4.8.3	Gesamtgütefaktor Q_{ts}	31
2.4.9	Wandlerkonstante $B \cdot l$	32
2.4.10	Systemwirkungsgrad	32
2.4.11	Zusammenfassung	33
3	Das Klippel R&D System	34
3.1	Linear Parameter Measurement (LPM)	34
3.1.1	Das verwendete Modell	34
3.1.2	Die Messmethode	36
3.1.2.1	Elektrische Parameter	37
3.1.2.2	Mechanische Parameter und Wandlerkonstante	40
3.1.2.3	Betrachtung des Kriechfaktors (creep factor)	42
3.1.2.4	Vorhersage des abgestrahlten Schalldrucks	45
3.1.2.5	Anregungssignal	46
3.1.2.6	Gültigkeit der Messresultate	48
3.1.2.7	Erzielen einer höheren Genauigkeit	51
3.1.3	Der Messaufbau	56
3.1.4	Durchführen der Lasergenauigkeitskontrolle:	61

3.1.5 Kalibrieren des Lasers	63
3.1.6 Der Messvorgang	64
3.1.6.1 Messen mit Lasersensor	66
3.1.6.2 Auswahl der Massendifferenzmethode	66
3.1.6.3 Auswahl der Federdifferenzmethode	67
3.2 Messergebnisse	68
3.2.1 Ergebnisse bei Verwendung des Lasersensors	69
3.2.1.1 Tieftonchassis unter Freiluftbedingungen	69
3.2.1.2 Tieftonchassis eingebaut in geschlossenem Gehäuse	73
3.2.2 Ergebnisse bei Verwendung der Massendifferenzmethode	75
3.2.3 Ergebnisse bei Verwendung der Federdifferenzmethode	77
3.2.4 Vergleich der Ergebnisse mit den Herstellerangaben	79
3.2.5 Steifigkeit in Abhängigkeit von der maximalen Auslenkung	79
3.2.6 Zusammenhang zwischen Klippel-System und Limp-System	82
3.2.6.1 Elektrische Impedanzmessungen mit dem Limp-System	82
3.2.6.2 Adäquate Anregungspegel	87
3.2.7 Zusammenfassung	89
3.3 <u>Large Signal Identification (LSI)</u>	90
3.3.1 Nichtlinearitäten eines elektrodynamischen Wandlers	90
3.3.1.1 Kraftfaktor $Bl(x)$	90
3.3.1.2 Steifigkeit der Membranaufhängung	94
3.3.1.3 Schwingspuleninduktanz in Abhängigkeit von der Auslenkung	96
3.3.1.4 Schwingspuleninduktanz in Abhängigkeit vom Strom	97
3.3.1.5 Dopplereffekt	98
3.3.2 Das verwendete Modell	98
3.3.3 Identifikationstechnik	100
3.3.3.1 Protektionsgrenzen und Verzerrungsanteile	101
3.3.3.1.1 Verzerrungsanalyse	103
3.3.4 Das verwendete Anregungssignal	104
3.3.5 Messablauf	105
3.3.6 Der Messaufbau	106
3.3.7 Der Messvorgang	106
3.3.8 Messergebnisse und Interpretation	108
3.3.8.1 Kraftfaktor $Bl(x)$ und Symmetriebereich	108
3.3.8.2 Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und Symmetriebereich	109
3.3.8.3 Spuleninduktanz	117
3.3.8.4 Resonanzfrequenz $f_S(x)$	118
3.3.8.5 Gütefaktoren	119
3.3.8.6 Zeitabhängige Parameter gemessen an der Ruheposition	120
3.3.8.7 Referenz-Systemwirkungsgrad η_0	124
3.3.8.8 Auslenkung und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion	125
3.3.8.9 Variation der Nichtlinearitäten und deren Einfluss auf die Gesamtverzerrung	131
3.3.8.10 Identifikationsfehler	132
3.3.8.11 Parameter an der Ruheposition	133
3.3.8.12 Zustandsfenster und nichtlineare Parameter	134
3.3.8.13 Thermische Parameter	136
3.3.8.14 Vergleich zwischen Rosa Rauschen und Weißem Rauschen	139
3.3.9 Zusammenfassung	139

3.3.10	Ausblick	140
4	Literaturverzeichnis	141
5	Anhang: Dateienverzeichnis	143
<hr/>		
5.1	Schriftliche Diplomarbeit (*.pdf)	143
5.2	MATLAB-Dateien (*.m)	143
5.3	Bild-Dateien (*.jpg)	144
5.3.1	Bild-Dateien aus Kapitel 2	144
5.3.2	Bild-Dateien aus Kapitel 3	144
5.4	Messdaten	147
5.4.1	Limp-Messungen (*.lim)	147
5.4.2	Klippel-Messungen (*.kdbx)	148

Abbildungsverzeichnis

Abb. 2.1: Aufbau eines elektrodynamischen Wandlers [SALLER, S. 3]	19
Abb. 2.2: Lorentz-Kraft und Induktionsgesetz [GRABER, S. 23]	20
Abb. 2.3: Mechanische Komponenten der Membranaufhängung [KLIPPEL11, S. 2].....	21
Abb. 2.4: Elektrisches Ersatzschaltbild unter Freiluftbedingungen	22
Abb. 2.5: Impedanzverlauf des in den Laborübungen verwendeten Tieftonchassis GF200....	23
Abb. 2.6: Betrachteter Parallelschwingkreis für die Berechnung der mechanischen Güte Q_{ms}	27
Abb. 2.7: Unterschiedliche Gütefaktoren bei Erhöhung des Reibwiderstands R_{ms}	27
Abb. 2.8: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung des Reibwiderstands R_{ms}	28
Abb. 2.9: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung der gesamten bewegten Masse M_{ms}	28
Abb. 2.10: Normierte Resonanzkurven bei gleichbleibender Resonanzfrequenz aber unterschiedlichen Werten für M_{ms}	29
Abb. 2.11: Normierte Resonanzkurven bei gleichbleibender Resonanzfrequenz aber unterschiedlichen Werten für K_{ms}	29
Abb. 2.12: Betrachteter Parallelschwingkreis für die Berechnung der elektrischen Güte Q_{es} . 30	
Abb. 2.13: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung der Wandlerkonstanten Bl	30
Abb. 2.14: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung des Verlustwiderstands der Spule R_e	31
Abb. 2.15: Zusammensetzung des Gesamtgütefaktors Q_{ts}	31
Abb. 2.16: Abgestrahlte akustische Wirkleistung P_a in verschiedenen Frequenzbereichen	32
Abb. 3.1: Erweitertes lineares elektromechanisches ESB (oben) und das in FI-Analogie erstellte elektrische ESB des von Klippel verwendeten Lautsprechermodells (unten) [KLIPPEL5, S.21; KLIPPEL11, S.4]]	35
Abb. 3.2: Messaufbau [KLIPPEL1, S. 2].....	37

Abb. 3.3: Gemessene (blaue Linie) und angepasste (rote Linie) Impedanzkurve des Tieftonchassis GF200.....	38
Abb. 3.4: Impedanzanteil des Gleichstromwiderstands R_e (links) und Impedanzanteil Spuleninduktivität L_e (rechts) des GF200	38
Abb. 3.5: Impedanzanteil der Parainduktanz Z_P (links) und Impedanzanteil der Membran Z_M (rechts) des GF200	39
Abb. 3.6: Zusammensetzung des Gleichstromwiderstands und der Spuleninduktivität zur Spulenimpedanz des GF200.....	39
Abb. 3.7: Zusammensetzung der Spulenimpedanz und der zusätzlich eingeführten Parainduktanz Z_P des GF200.....	40
Abb. 3.8: Zusammensetzung der Spulenimpedanz mit der berücksichtigten Parainduktanz Z_P und dem Impedanzanteil der Membran Z_M des GF200	40
Abb. 3.9: Übertragungsfunktion H_x des GF 200 (gemessen – schwarz, angepasst – rot).....	41
Abb. 3.10: Fehlanpassung der Übertragungsfunktion H_x durch Variation der Wandlerkonstante Bl	42
Abb. 3.11: Unterschied zwischen der linearen Nachgiebigkeit C_{ms} (grüne Kurve) und der frequenzabhängigen Nachgiebigkeit $C_{ms}(f)$ (blaue Kurve) des GF200	43
Abb. 3.12: Übertragungsfunktion H_x des Tieftonchassis GF200 (gemessen – blaue Linie; angepasste Kurve mit einem Kriechfaktor $\lambda = 0.033$ – schwarze Linie; angepasste Kurve ohne Berücksichtigung des Kriechfaktors – rote Linie).....	44
Abb. 3.13: Einfluss des Kriechfaktors auf die Übertragungsfunktion $H_x(f)$	44
Abb. 3.14: Gemessener (rote Linie), angepasster (grüne Linie) und prognostizierter (violette Linie) Schalldruckverlauf des Tieftonchassis GF200 ohne Schallführung.....	46
Abb. 3.15: Spannungsspektrum bei Multiton-Verzerrungsmessung	47
Abb. 3.16: Auslenkungsspektrum des GF200 bei einer Multiton-Verzerrungsmessung.....	47
Abb. 3.17: Stromspektrum des GF200 bei einer Multiton-Verzerrungsmessung.....	48
Abb. 3.18: Spektrum des gemessenen Stromsignals beim GF200.....	49
Abb. 3.19: Spektrum des gemessenen Spannungssignals beim GF200.....	50
Abb. 3.20: Spektrum des gemessenen Lasersignals beim GF200.....	51
Abb. 3.21: Tieftonchassis GF200 mit weißem Punkt um den Signalrauschabstand des Lasersignals zu verbessern.....	52
Abb. 3.22: Montage des Testchassis am Montagestand.....	53
Abb. 3.23: Mechanische Resonanz verursacht durch eine schlechte Montage des Chassis	53

Abb. 3.24: Unterschiedlicher SNR bei unterschiedlichen Mittelungen (rechts 128 Mittelungen, links 2 Mittelungen).....	55
Abb. 3.25: Unterschiedliche Wahl des Induktanzmodells (oben LR-2 shunted inductor, unten LEACH)	56
Abb. 3.26: Distortion Analyzer DA2 der Firma Klippel [www.klippel.de]	56
Abb. 3.27: Verstärker RA-300 der Firma Alesis [www.alesis.com]	56
Abb. 3.28: Kleinmembran Kondensatormikrofon TL4006 der Firma DPA [www.thomann.de]	57
Abb. 3.29: Laserkontroller mit Netzwerkkabel und LEMO-Stecker (links) und Laserkopf (rechts).....	57
Abb. 3.30: Montagestativ der Firma Klippel	57
Abb. 3.31: Mitgelieferte Kabel für den Montageaufbau	58
Abb. 3.32: Aufbau der benötigten Hardware-Komponenten für das LPM Modul [KLMA]... ..	58
Abb. 3.33: Einschnappen der Montagebolzen und Drehen der Montagekurbel (links) und aufgebauter Montagestand mit befestigtem Chassis (rechts).....	59
Abb. 3.34: Steckerbelegung auf der Rückseite des DA	59
Abb. 3.35: Rückansicht des Verstärkers bei Verwendung der Anschlusslitzen für Speaker2. ..	60
Abb. 3.36: Verbinden des Lautsprecherkabels mit den Lautsprecherklemmen mit Hilfe von Zwischensteckern	60
Abb. 3.37: Montierter Laserkopf (links) und Anschlüsse am Laserkontroller (rechts)	60
Abb. 3.38: Befestigung des Mikrofons am Montagestativ.....	61
Abb. 3.39: Vorderseite des DA mit USB-Eingang	61
Abb. 3.40: Einstellen des optimalen Arbeitsbereiches durch Drehen an der Mikrometer-Schraube des Laserkopfes	62
Abb. 3.41: Laser ist in optimalen Arbeitsbereich (grünes Licht leuchtet).	62
Abb. 3.42: Anzeige am DA bei Laserüberprüfung [KLMA]	62
Abb. 3.43: Anzeige am DA bei Laserkalibrierung [KLMA]	63
Abb. 3.44: Erstellen einer neuen Operation mit Hilfe eines Templates.....	64
Abb. 3.45: Eingabedaten des Chassis.....	65
Abb. 3.46: Eingabeparameter des Anregungssignals.....	65

Abb. 3.47: Eingabeparameter der angeschlossenen Geräte	65
Abb. 3.48: Auswahl des Induktanzmodells und Berücksichtigung des Kriechfaktors	66
Abb. 3.49: Auswahl der Messmethode bei Verwendung eines Lasers	66
Abb. 3.50: Auswahl der Massendifferenzmethode	67
Abb. 3.51: Auswahl der Federdifferenzmethode	67
Abb. 3.52: Hinweise um die Messgenauigkeit zu erhöhen	68
Abb. 3.53: Duplizieren einer Operation	68
Abb. 3.54: Aufbau des Tieftonchassis GF200 und Bemaßung in mm [www.visaton.de]	69
Abb. 3.55: Spektrum des gemessenen Spannungssignals.	69
Abb. 3.56: Spektrum des gemessenen Stromsignals.....	70
Abb. 3.57: Spektrum des gemessenen Auslenkungssignals.....	70
Abb. 3.58: Impedanzfunktion $Z(f)$ (links) und Übertragungsfunktion $H(f)$ (rechts) des Tieftonchassis Visaton GF200	71
Abb. 3.59: Gemessener und berechneter abgestrahlter Schalldruck des Tieftonchassis Visaton GF200.....	71
Abb. 3.60: Table Linear Parameters.....	72
Abb. 3.61: Table Signal Characteristics	73
Abb. 3.62: Das für die Lasermessung verwendete Testgehäuse [DIDE, S. 37].....	74
Abb. 3.63: Stromspektrum (links) und Impedanzkurve (rechts) wenn sich das Chassis in einem Testgehäuse befindet	74
Abb. 3.64: Getrennte 'Table Linear Parameters' bei Messung des Chassis GF200 in einem Testgehäuse	75
Abb. 3.65: Impedanzkurve des GF200 ohne Zusatzmasse (grün) und Impedanzkurve mit Zusatzmasse (blau).....	76
Abb. 3.66: 'Table Linear Parameters' bei Verwendung der Massendifferenzmethode.....	77
Abb. 3.67: Impedanzkurve des GF200 ohne Zusatzvolumen (grün) und mit Zusatzvolumen (blau)	78
Abb. 3.68: 'Table Linear Parameters' bei Verwendung der Federdifferenzmethode.....	78
Abb. 3.69: Unterschiedliche Impedanzkurven des GF200 bei unterschiedlichen Anregungspegeln (blau-2.5 V; schwarz-0.07 V)	80

Abb. 3.70: Lineare Steifigkeit K_{ms} der Membranaufhängung des GF200 in Abhängigkeit von der Maximalauslenkung der Membran	81
Abb. 3.71: Veränderung der Resonanzfrequenz des GF200 bei unterschiedlichen Anregungspegeln.....	81
Abb. 3.72: Messaufbau für die Impedanzmessung mit Limp-Messsystem [HIEBEL, S.16] ..	83
Abb. 3.73: Messeinstellungen bei Benutzung des Limp-Messsystems	83
Abb. 3.74: Ergebnis der Impedanzmessung am GF200 mit zwei verschiedenen Anregungssignalen (blau-Rosa Rauschen, grün-gestufteter Sinus)	84
Abb. 3.75: Ergebnis der Impedanzmessung am GF200 mit zwei verschiedenen reduzierten Anregungssignalen (blau-Rosa Rauschen, grün-gestufteter Sinus)	85
Abb. 3.76: Ergebnis der letzten Impedanzmessung am GF200 mit nochmals reduzierten Anregungssignalen (blau-Rosa Rauschen, grün-gestufteter Sinus)	86
Abb. 3.77: Vergleich der Resonanzfrequenzen wenn das Anregungssignal um etwa 40 dB verringert wird.....	87
Abb. 3.78: Struktur einer überhängenden Schwingspule [KLIPPEL6, S. 8]	91
Abb. 3.79: Kraftfaktor Bl einer überhängenden Spule (rot) bzw. einer Spule gleicher Länge wie der Luftspalt (blau) in Abhängigkeit von der Membranauslenkung x [KLIPPEL6, S. 9].....	91
Abb. 3.80: Symmetriepunkt eines asymmetrischen Kraftfaktors [KLIPPEL9, S. 9].....	92
Abb. 3.81: Asymmetrie bei einer Equal-length Konfiguration bedingt durch ein Offset der Ruheposition der Spule [KLIPPEL8, S. 3]	92
Abb. 3.82: Asymmetrie bei einer Überhang-Konfiguration bedingt durch ein asymmetrisches Magnetfeld [KLIPPEL8, S. 3].....	93
Abb. 3.83: Prinzip der Membranaufhängung bei einem konventionellen Lautsprecher und die nichtlineare Kraft-Weg-Kurve [KLIPPEL6, S. 6]	94
Abb. 3.84: Mechanische Steifigkeit $K_{ms}(x)$ des GF200 in Abhängigkeit von der Auslenkung x	94
Abb. 3.85: Asymmetrische $K_{ms}(x)$ – Charakteristik aufgrund einer begrenzten Bewegungsfreiheit der Sicke [KLIPPEL9, S. 8]	95
Abb. 3.86: Durch Anbringen von leitfähigem Material wird ein Gegenfluss $\Phi_{counter}$ erzeugt [KLIPPEL6, S. 11]	96
Abb. 3.87: Spuleninduktanz $L_e(x)$ ohne Verwendung von zusätzlich leitfähigem Material (grün) bzw. mit Verwendung (blau) [KLIPPEL6, S. 13].....	96
Abb. 3.88: Abhängigkeit der Permeabilität μ vom Strom I [KLIPPEL6, S. 12]	97

Abb. 3.89: Spuleninduktanz $L_e(I)$ ohne Verwendung von zusätzlich leitfähigem Material (grün) bzw. mit Verwendung (blau) [KLIPPEL6, S. 13].....	97
Abb. 3.90: Phasenmodulation verursacht durch die Distanzänderung zwischen Kalotte und Empfangspunkt (Dopplereffekt) [KLIPPEL6, S. 17].....	98
Abb. 3.91: Nichtlineares elektrisches Ersatzschaltbild des dynamischen Wandlers in FI-Analogie [KLIPPEL5, S. 21]	98
Abb. 3.92: Thermisches Ersatzschaltbild des dynamischen Wandlers [KLIPPEL5, S. 20] ..	100
Abb. 3.93: Identifikationstechnik des Modells [KLIPPEL5, S. 21]	101
Abb. 3.94: Bei einem vordefinierten Schwellwert $C_{\min} = 75\%$ beträgt die Auslenkungsgrenze $x_C = 6 \text{ mm}$	102
Abb. 3.95: Bei einem vordefinierten Schwellwert $Bl_{\min} = 82\%$ beträgt die Auslenkungsgrenze $x_{Bl} = 5.2 \text{ mm}$	102
Abb. 3.96: Protektionsablauf im Distortion Analyzer [KLIPPEL5, S. 22].....	103
Abb. 3.97: Verzerrungsanalyse basierend auf einem nichtlinearen Wandlermodell [KLIPPEL5, S. 32]	104
Abb. 3.98: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF) der Membranauslenkung des GF200 bei Anregung mit einem Rauschsignal	105
Abb. 3.99: Erstellen einer neuen LSI-Operation mit Hilfe eines Templates	106
Abb. 3.100: Eingabe der Protektionsparameter	107
Abb. 3.101: Import der LPM-Parameter um absolute Ergebnisse zu erhalten	107
Abb. 3.102: Bestimmen des Messendes	108
Abb. 3.103: Bestimmen des Anregungssignals.....	108
Abb. 3.104: Kafffaktor $Bl(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200	109
Abb. 3.105: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200	110
Abb. 3.106: LSI-Messung bei vertikaler Ausrichtung des GF200 (Membran nach unten) ...	110
Abb. 3.107: Kafffaktor $Bl(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach unten gerichtet ist	111
Abb. 3.108: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach unten gerichtet ist	111
Abb. 3.109: Chassis mit hinter der Membran angebrachter Zusatzmasse	112
Abb. 3.110: Kafffaktor $Bl(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach unten gerichtet ist	112

Abb. 3.111: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach unten gerichtet ist	113
Abb. 3.112: LSI-Messung bei vertikaler Ausrichtung des GF200 (Membran nach oben)	113
Abb. 3.113: Kafffaktor $Bl(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach oben gerichtet ist	114
Abb. 3.114: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach oben gerichtet ist	114
Abb. 3.115: Chassis mit einer vor der Membran angebrachten Zusatzmasse.....	115
Abb. 3.116: Kafffaktor $Bl(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach oben gerichtet ist	115
Abb. 3.117: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach oben gerichtet ist	116
Abb. 3.118: Veränderung der Kurven des Kraftfaktors $Bl(x)$ durch Verändern der Ruheposition der Schwingspule	116
Abb. 3.119: Veränderung der Kurven des Steifigkeit $K_{ms}(x)$ durch Verändern der Ruheposition der Schwingspule	117
Abb. 3.120: Spuleninduktanz des GF200 in Abhängigkeit von der Membranauslenkung x (links) und vom Strom I (rechts)	118
Abb. 3.121: Gespiegelte Induktanzkurve als Zeichen einer falschen Polarität.....	118
Abb. 3.122: Auslenkungsabhängige Resonanzfrequenz $f_s(x)$ des GF200	119
Abb. 3.123: Mechanische Güte $Q_{ms}(x)$ (links) und elektrische Güte $Q_{es}(x)$ (rechts) des GF200	120
Abb. 3.124: Gesamtgütefaktor $Q_{ts}(x)$ des GF200	120
Abb. 3.125: Änderung der Steifigkeit $K_{ms}(x,t)$ des GF200 in Abhängigkeit von der maximalen Membranauslenkung	121
Abb. 3.126: Änderung der Resonanzfrequenz $f_s(x)$ des GF200 in Abhängigkeit von der maximalen Membranauslenkung	122
Abb. 3.127: Abhängigkeit der Resonanzfrequenz des GF200 von der maximalen Amplitude	123
Abb. 3.128: Zeitlicher Verlauf der Spulentemperatur und der Eingangsleistung am GF200	123
Abb. 3.129: Zeitlicher Verlauf der Steifigkeit $K_{ms}(t)$ und der Resonanzfrequenz $f_s(t)$ (links), bzw. dem Spulenwiderstand $R_e(t)$ und dem elektr. Gütefaktor $Q_{es}(t)$ (rechts) beim GF200	124

Abb. 3.130: Referenz-Systemwirkungsgrad, Schalldruckpegel und thermische Kompression des GF200 in Abhängigkeit von der Zeit	125
Abb. 3.131: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ des GF200	126
Abb. 3.132: Auslenkungsverhalten der Membran beim GF200	126
Abb. 3.133: Amplitudenverteilung der Membranauslenkung.....	127
Abb. 3.134: Amplitudenverteilung des Anregungssignals.....	128
Abb. 3.135: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach oben und Zusatzmasse)	129
Abb. 3.136: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach oben).....	129
Abb. 3.137: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach unten)	130
Abb. 3.138: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach unten und Zusatzmasse)).....	130
Abb. 3.139: Relative Änderung der Nichtlinearitäten zum Wert an der Ruheposition $x = 0$	131
Abb. 3.140: Verzerrungsanalyse und Einfluss des nichtlinearen Kraftfaktors (D_b), der Nachgiebigkeit D_c und der Induktanz D_l bzw. $D_l(i)$ auf die Gesamtverzerrung	132
Abb. 3.141: Identifikationsfehler für Strom (rot), Spannung (blau) und Auslenkung (türkis)	133
Abb. 3.142: Zusammenfassung aller relevanten Zustandsvariablen im 'state window'	135
Abb. 3.143: <i>Nichtlineare Parameter</i> als Koeffizienten einer Potenzreihenentwicklung.....	136
Abb. 3.144: Thermisches Lautsprechermodell mit konstanten Parametern.....	137
Abb. 3.145: Langzeitmessung zur Ermittlung der thermischen Parameter.....	138
Abb. 3.146: Erhöhung der Spulentemperatur bei Weißem Rauschen (links) und Rosa Rauschen (rechts) als Anregungssignal.....	139
Abb. 3.147: Unterschiedliche Temperaturänderungen sowie Membranauslenkungen bei Weißem Rauschen (links) und Rosa Rauschen (rechts).....	139

1 Einleitung

1.1 Motivation

Lautsprecher verhalten sich im Kleinsignalbereich anders als im Großsignalbereich. Die durch die Bauweise des Lautsprechers bedingt auftretenden Nichtlinearitäten sorgen bei großen Anregungssignalen und damit verbundenen hohen Membranauslenkungen für zusätzliche Verzerrungen im Ausgangssignal und damit für eine Verschlechterung des Hörerlebnisses. Nichtlineare Verzerrungen entstehen beim elektrodynamischen Lautsprecher vor allem im Antrieb und in der Membranaufhängung. Inhomogenitäten des Magnetfelds, die Ruheposition der Schwingspule sowie das Verhältnis der Spulenhöhe zur Höhe des Magnetluftspalts bestimmen bei hohen Auslenkungen die Nichtlinearitäten des Antriebs. Bei der Membranaufhängung ergibt sich die Nichtlinearität aus der nichtlinearen Federsteifigkeit. Bei großen Auslenkungen der Spule nimmt die Steifigkeit der Membranaufhängung zu. Durch die Frequenzunabhängigkeit der Membranbeschleunigung für einen ebenen Schalldruckfrequenzgang entsteht hin zu tiefen Frequenzen ein Anstieg der Membranauslenkung. Daher machen sich die Nichtlinearitäten vor allem im Tieftonbereich bemerkbar. Mit Hilfe des LSI-Moduls (Large Signal Identification) des R&D Messsystems der Firma Klippel GmbH können diese auftretenden Nichtlinearitäten gemessen und visualisiert werden. Da bisher in den Elektroakustik-Laborübungen an der TUGRAZ mit den bis jetzt vorhandenen Messsystemen solche Messungen nicht möglich waren, war es Aufgabe dieser Arbeit eine Messvorschrift auf Deutsch für Aufbau und Verwendung zweier R&D-Module zu erstellen sowie Messungen an einem Testchassis durchzuführen.

Das LPM-Modul (Linear Parameter Measurement) liefert für die Messungen der Thiele/Small Parameter im Kleinsignalbereich eine neue Messmethode. Anders als bei dem bis jetzt verwendeten Limp-Messsystem im Elektroakustik-Labor muss für die Ermittlung der Thiele/Small Parameter keine zweite Messung mit einer veränderten mechanischen Masse oder veränderten mechanischen Steifigkeit durchgeführt werden. Mit Hilfe eines Lasers wird gleichzeitig bei der Bestimmung der elektrischen Impedanz des Chassis auch die Membranauslenkung gemessen. Damit kann dann der mechanische Teil der Thiele/Small Parameter bestimmt werden.

Die im Kleinsignalbereich als konstant angenommenen Parameter wie Steifigkeit und Wandlerkonstante verändern bei großen Membranauslenkungen ihren Wert und können im Großsignalbereich nicht mehr als unabhängige Konstante betrachtet werden. Das LSI-Modul bestimmt den Verlauf der einzelnen Nichtlinearitäten und ermittelt den Einfluss auf die Gesamtverzerrung des Ausgangssignals.

1.2 Aufgabenstellung

Anfangen mit geeigneter Literaturrecherche über das Klippel-Messsystem sollte vom Aufbau bis hin zur ersten Inbetriebnahme eine genaue Arbeitsanleitung auf Deutsch geschrieben werden. Weiters sollten die verschiedenen Möglichkeiten des LPM-Moduls zur Bestimmung der Thiele/Small Parameter im Kleinsignalbereich getestet und die Ergebnisse miteinander verglichen werden. Die mit dem LPM-Modul erhaltenen Thiele/Small Parameter wurden auch mit dem in den Elektroakustik-Laborübungen verwendeten Limp-Messsystem verglichen und es sollte versucht werden einen Zusammenhang zwischen beiden Messsystemen herzustellen. Einen weiteren interessanten Punkt stellte die Änderung der Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Stärke des Anregungspegels und das damit verbundene Kriechverhalten der Membran dar. Diese Abhängigkeit galt es im linearen und nichtlinearen Bereich zu untersuchen.

Mit Hilfe des LSI-Moduls wurden die Nichtlinearitäten eines elektrodynamischen Wandlers untersucht. Der Einfluss der einzelnen Nichtlinearitäten auf die Chassisparameter wie Resonanzfrequenz und Gütefaktor sollte gezeigt werden. Je nach Ergebnis der erhaltenen Nichtlinearitäten sollte versucht werden die Stabilität des Testchassis zu verbessern und dies mit neuen Messergebnissen zu untermauern.

1.3 Gliederung der Arbeit

Die nachstehende Arbeit ist in folgende Kapitel geteilt. In den Kapiteln 2.1 bis 2.3 wird auf die physikalischen Grundbegriffe eines elektrodynamischen Wandlers eingegangen. Kapitel 2.4 enthält eine kurze Beschreibung der Thiele/Small Parameter sowie die dazugehörigen mathematischen Formeln.

Das umfangreiche Kapitel 3 beschäftigt sich mit den zwei Modulen des R&D Messsystems der Firma Klippel GmbH. In Kapitel 3.1 wird das zur Bestimmung der Thiele/Small Parameter benötigte LPM-Modul erklärt. Es folgt in Kapitel 3.1.1 die Erklärung des Modells auf dessen Basis das LPM-Modul arbeitet. Die Messmethode sowie die Ermittlung der elektrischen und mechanischen Thiele/Small Parameter werden in Kapitel 3.1.2 besprochen. Kapitel 3.1.2.3 beschäftigt sich mit dem auftretenden Kriechverhalten der Lautsprechermembran bei tiefen Frequenzen. Dadurch kann die Steifigkeit der Membranaufhängung nicht mehr als konstant angesehen werden, sondern bekommt eine Frequenzabhängigkeit.

Vom ausführlich dokumentierten Messaufbau in Kapitel 3.1.3 über die Lasergenauigkeitskontrolle und etwaiges Kalibrieren des Lasers in den Kapiteln 3.1.4 und 3.1.5 folgen in Kapitel 3.1.6 die verschiedenen Anleitungen für die verschiedenen Möglichkeiten zur Bestimmung der Thiele/Small Parameter. Die Ergebnisse werden in den Kapiteln 3.2.1 bis 3.2.4 miteinander und mit den Herstellerangaben verglichen. In Kapitel 3.2.5 wird die Abhängigkeit der MembranstEIFigkeit vom Anregungspegel sowie der daraus resultierende Einfluss auf die Resonanzfrequenz behandelt. In Kapitel 3.2.6.2 werden die ermittelten Thiele/Small Parameter des Klippel-Messsystems mit den ermittelten Thiele/Small Parameter des Limp-Messsystems miteinander verglichen. Das Thema LPM-Modul endet mit Kapitel 3.2.7 in einer kleinen Zusammenfassung.

Die auftretenden Nichtlinearitäten eines elektrodynamischen Wandlers werden im Kapitel 3.3.1 erklärt. In den anschließenden Kapiteln folgt ein Theorieteil über das verwendete Laut-

sprechermodell im Großsignalbereich sowie über die angewendete Technik um das reale Lautsprechermodell zu identifizieren. Nach einer ausführlichen Anleitung der Einstellungen für den Messvorgang in Kapitel 3.3.7 folgen in Kapitel 3.3.8 die Messergebnisse des Testchassis sowie die Erklärung aller dazugehörigen Ergebnisfenster. Nach einigen Verbesserungsvorschlägen für das Testchassis die in Kapitel 3.3.8.2 und Kapitel 3.3.8.8 untersucht werden folgt in Kapitel 3.3.9 eine kurze Zusammenfassung über das LSI-Modul sowie ein kleiner Ausblick in Kapitel 3.3.10.

2 Der elektrodynamische Lautsprecher

Als zu vermessendes Testchassis diente das in den Elektroakustik-Laborübungen der TU-GRAZ verwendete Tieftonchassis GF200 der Firma Visaton. Da es sich hierbei um einen elektrodynamischen Wandler handelt, möchte ich im folgenden Kapitel den Aufbau und die Funktion eines solchen Wandlers sowie einige Lautsprecherparameter erklären.

2.1 Der dynamische Wandler

In Abb. 2.1 ist ein einfacher dynamischer Wandler dargestellt. Dieser in der Praxis sehr häufig vorkommende Wandlertyp beruht auf dem elektrodynamischen Prinzip, bei dem sich ein stromdurchflossener Leiter der Länge l in einem statischen Magnetfeld B befindet. Fließt ein Strom der Stärke I durch den Leiter, wirkt auf diesen die *Lorentz-Kraft* $\vec{F} = I (\vec{l} \times \vec{B})$.

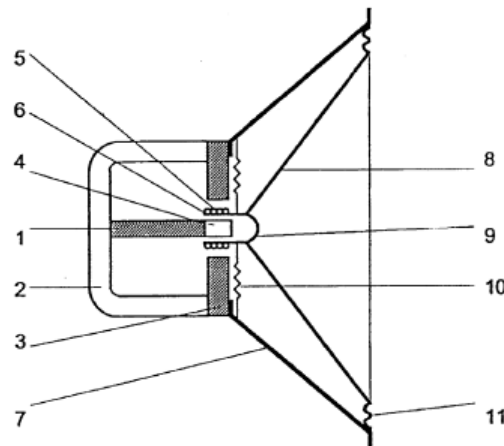


Abb. 2.1: Aufbau eines elektrodynamischen Wandlers [SALLER, S. 3]

- 1) Permanentmagnet, 2) Polkernplatte, 3) Polplatte, 4) Polkern, 5) Schwingspule, 6) Schwingspulenträger,
7) Korb, 8) Membran, 9) Staubschutzkalotte, 10) Zentriermembran (Spinne), 11) Sicke

In unserem Fall wird eine Spule im Luftspalt eines Permanentmagneten gehalten. Stehen das Magnetfeld B , der Strom I und die Krafrichtung F zueinander senkrecht vereinfacht sich obiger Ausdruck zu:

$$F = B \cdot l \cdot I \quad (1)$$

An der Spule ist die Membran befestigt, die von Sicke und Spinne im Zentrum des Luftspalts gehalten wird. Durch die Bewegung des elektrischen Leiters im Magnetfeld wird in ihm eine

Spannung induziert, die sich durch das Induktionsgesetz $U = \vec{v} (\vec{l} \times \vec{B})$ beschreiben lässt. Verlaufen alle drei Vektoren senkrecht zueinander vereinfacht sich obiger Ausdruck zu:

$$U = B \cdot l \cdot v \quad (2)$$

Das Produkt $B \cdot l$ wird als Wandlerkonstante bezeichnet und ist ein Maß für die Kraft des Antriebssystems des Wandlers.

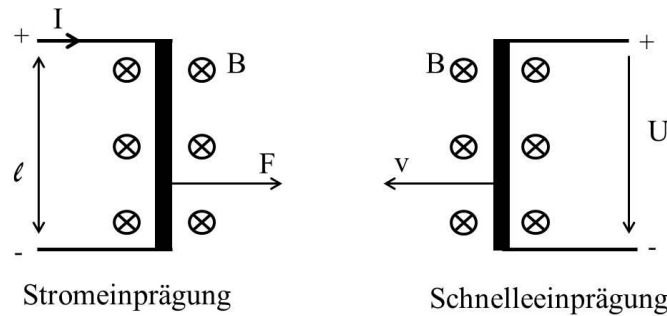


Abb. 2.2: Lorentz-Kraft und Induktionsgesetz [GRABER, S. 23]

Am Schwingspulenträger ist eine konusförmige Membran befestigt, die von Sicke und Spinne elastisch in Position gehalten wird. Die Randeinspannung der Membran bestimmt die Steifigkeit und Dämpfung. Die Membran selbst dient der Ankopplung an die Luft indem die erzeugten Membranschwingungen an die umgebene Luft weitergegeben werden und sich somit eine Luftschallwelle bilden kann.

2.2 Ersatzschaltbild unter Freiluftbedingungen

2.2.1 Zusammenhang der verwendeten Abkürzungen

In sämtlicher von mir verwendeter Literatur für das Klippel-Messsystem wurden für die Thiele/Small Parameter die internationalen Abkürzungen verwendet. Da in den nächsten Kapiteln oft Verweise auf das Elektroakustik-Laborskriptum folgen, soll nachstehende Tabelle 1 den Zusammenhang zwischen den internationalen Abkürzungen und den aus dem Skriptum für die Elektroakustiklaborübung [HIEBEL] bzw. aus dem Vorlesungsskriptum [GRABER] verwendeten Abkürzungen erklären.

Parameter	Abkürzung Laborskriptum	Abkürzung International	Einheit
Gleichstromwiderstand	R_S	R_e	Ω
Schwingspuleninduktivität	L_S	L_e	mH
Masse der Membrankonstruktion	m_{Mk}	M_{md}	g
Gesamte bewegte Masse	$m_{g,oS}$	M_{ms}	g

Mechanischer Widerstand	R_m	R_{ms}	kg/s
Mechanische Nachgiebigkeit	$C_{m,Ma}$	C_{ms}	mm/N
Äquivalenzvolumen	$V_{\ddot{a},Ma}$	V_{as}	l
Resonanzfrequenz	f_{oS}	f_S	Hz
Mechanischer Gütefaktor	$Q_{m,Mk}$	Q_{ms}	-
Elektrischer Gütefaktor	$Q_{e,Mk}$	Q_{es}	-
Gesamter Gütefaktor	$Q_{g,Mk}$	Q_{ts}	-
Wandlerkonstante	$B \cdot l$	$B \cdot l$	Tm
Effektive Membranfläche	A_M	S_d	cm ²
Maximale Auslenkung	X_{max}	X_{max}	mm

Tabelle 1: Zusammenhang der im Elektroakustik-Laborskriptum verwendeten Abkürzungen mit den international verwendeten Abkürzungen

Auf der mechanischen Seite des Wandlers müssen die gesamte bewegte Masse M_{ms} , die Steifigkeit K_{ms} der Membranaufhängung bzw. als Kehrwert die Nachgiebigkeit C_{ms} sowie die Dämpfung der Membranaufhängung R_{ms} berücksichtigt werden.

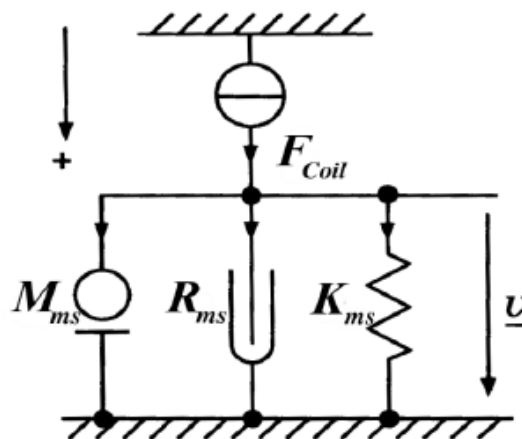


Abb. 2.3: Mechanische Komponenten der Membranaufhängung [KLIPPEL11, S. 2]

Die gesamte bewegte Masse M_{ms} eines Chassis setzt sich grundsätzlich aus der Masse der Membrankonstruktion M_{md} (Membran, Schwingspule mit Schwingspulenträger, Anteile der Membranaufhängung und der Anschlusslitzen) und der Massenhemmung der Luft zusammen. Die Massenhemmung ist als zusätzliche Luftmasse zu verstehen, welche die Membran durch die Ankopplung an die Luft zusätzlich belastet.

Je nachdem ob das Lautsprecherchassis in einem Gehäuse, in einer unendlichen Schallwand oder nirgendwo eingebaut wird, ergeben sich unterschiedliche Werte für die Massenhem-

mung, den Strahlungswiderstand der Membran oder der Gehäusesteifigkeiten. Weiterführende Literatur dafür findet man in [GRABER] und [ZOLLNER].

Bei einem nicht eingebauten Chassis löschen sich bei tiefen Frequenzen die gegenphasigen Schalldrücke auf der Vorder- und Rückseite der Membran aus und es kommt zu einem akustischen Kurzschluss. Der Realteil der Strahlungsimpedanz der Membran liegt bei 0. Die gesamte bewegte Masse eines Chassis ohne Schallführung ergibt aus der Summe der Membrankonstruktion und der doppelten Massenhemmung, da die Membran von vorne und von hinten belastet wird. Die Massenhemmung für ein Chassis ohne Schallführung lautet für $kr_M < 1$ nach [HIEBEL]:

$$m \approx 1.335 \cdot \rho \cdot r_M^3$$

Die Umrechnung der mechanischen in die elektrischen Elemente erfolgt mit Hilfe der Wandlerkonstante Bl .

$$C = \frac{M_{ms}}{(Bl)^2}$$

$$R = \frac{(Bl)^2}{R_{ms}}$$

$$L = (Bl)^2 \cdot C_{ms}$$

Auf der elektrischen Seite des Wandlers müssen die Induktivität L_e und der Verlustwiderstand R_e der Schwingspule berücksichtigt werden. Die bei höheren Frequenzen auftretenden Erscheinungen wie Skineffekt, Wirbelstrom- und Hystereseeffekt werden in diesem Modell allerdings nicht berücksichtigt. Abb. 2.4 zeigt das vereinfachte elektrische Ersatzschaltbild eines Lautsprecherchassis unter Freiluftbedingungen unter Anwendung der FI-Analogie.

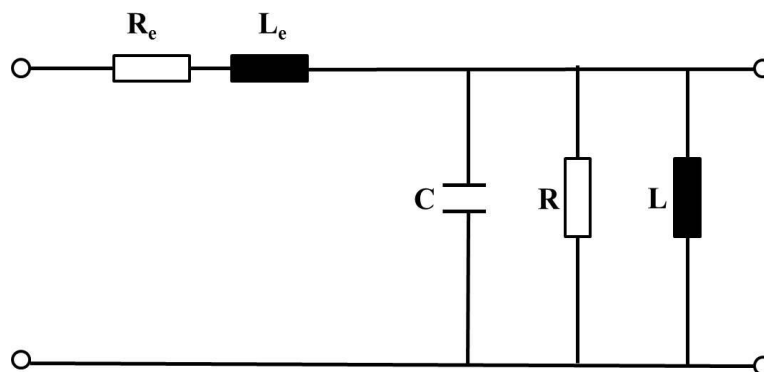


Abb. 2.4: Elektrisches Ersatzschaltbild unter Freiluftbedingungen

2.3 Eingangsimpedanz eines dynamischen Lautsprechers

Ausgehend von Abb. 2.4 ergibt sich für einen dynamischen Wandler folgende elektrische Impedanzfunktion:

$$\underline{Z}(j\omega) = R_e + j\omega L_e + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} \quad (3)$$

Abb. 2.5 zeigt den mit dem Klippel-System gemessenen Impedanzverlauf des verwendeten Tieftonchassis GF200.

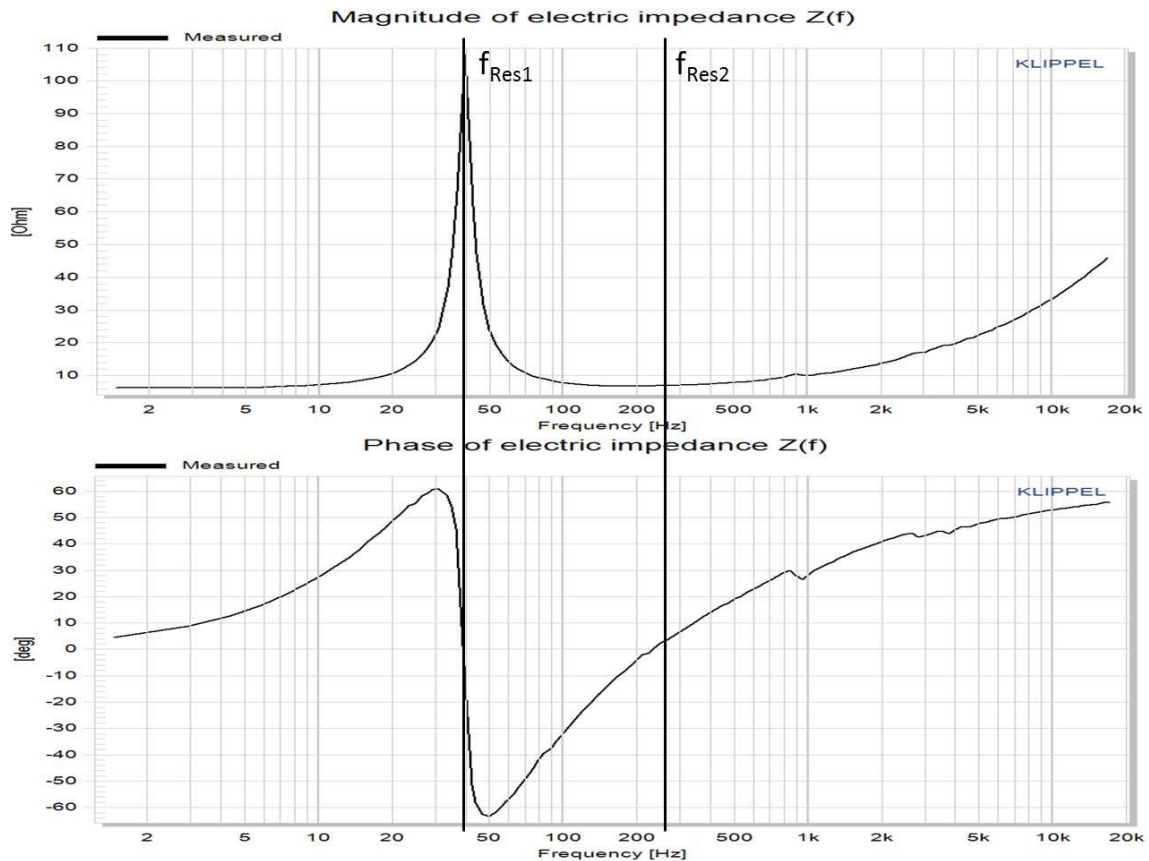


Abb. 2.5: Impedanzverlauf des in den Laborübungen verwendeten Tieftonchassis GF200

Bei tiefen Frequenzen bilden die beiden Induktivitäten L_e und L praktisch einen Kurzschluss. Die Impedanz nimmt den reellen Wert des Verlustwiderstands der Spule an:

$$\underline{Z} \approx R_e$$

Bei der Resonanzfrequenz

$$f_{\text{Res1}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{2\pi}$$

im Parallelschwingkreis ergibt sich folgender reeller Gesamtwiderstand:

$$\underline{Z} = R_e + R$$

Bei der Resonanzfrequenz

$$f_{\text{Res}2} = \frac{1}{\sqrt{L_e C}} \frac{1}{2\pi}$$

im Serienschwingkreis nimmt die Impedanz wieder den reellen Wert des Verlustwiderstands der Spule an:

$$\underline{Z} \approx R_e$$

Oberhalb von $f_{\text{Res}2}$ bildet C näherungsweise einen Kurzschluss und die Impedanz wird durch die $R_e L_e$ – Reihenschaltung bestimmt:

$$\underline{Z} \approx R_e + j\omega L_e$$

2.4 Thiele/Small Parameter

Die Thiele/Small Parameter beschreiben das Übertragungsverhalten eines Lautsprechers im Bereich seiner Resonanzfrequenz. Die von Neville Thiele und Richard Small Anfang der 70er Jahre eingeführten Parameter dienen zur Entwicklung und Konstruktion von Lautsprecherboxen. Die Thiele/Small Parameter werden in der Regel in einer Umgebung ohne Schallführung bestimmt. In den nächsten Kapiteln folgt eine kurze Erklärung der einzelnen Parameter wie sie auch in [HIEBEL] zu finden ist.

2.4.1 Gleichstromwiderstand R_e

Der Gleichstromwiderstand der Schwingspule kann entweder an den Klemmen des Chassisanschlusses gemessen werden oder wie in Kapitel 2.3 bereits besprochen, auch in Abb. 2.5 in der Senke zu tiefen Frequenzen hin abgelesen werden.

2.4.2 Schwingspuleninduktivität L_e

Wie bereits in Kapitel 2.3 beschrieben, beeinflusst die frequenzabhängige Induktivität der Schwingspule die Gesamtimpedanz hin zu hohen Frequenzen. Eine Möglichkeit zur Bestimmung von L_e ist die Entnahme von Betrag und Phasenwinkel aus der Impedanzkurve bei 1 kHz. Die Induktivität ergibt sich dann zu:

$$L_e = \frac{1}{\omega} \cdot |\underline{Z}| \cdot \sin(\varphi_Z)$$

2.4.3 Gesamte bewegte Masse M_{ms}

Werden die Thiele/Small Parameter in einer Umgebung ohne Schallführung bestimmt, setzt sich die gesamte bewegte Masse aus der Masse der Membrankonstruktion M_{md} und der Massenhemmung der Luft ohne Schallführung zusammen. Die Massenhemmung errechnet sich generell aus dem Imaginärteil der Strahlungsimpedanz des Lautsprechers und ist als zusätzlich mitschwingende Luftmasse zu verstehen. Meistens wird M_{ms} entweder mit Hilfe der

Massendifferenzmethode oder der Federdifferenzmethode ermittelt. In beiden Fällen ist immer eine zweite elektrische Impedanzmessung nötig.

2.4.4 Mechanischer Reibungswiderstand R_{ms}

Der mechanische Reibungswiderstand steht für die Verluste, die in der Membranaufhängung verursacht werden.

2.4.5 Nachgiebigkeit der Membranaufhängung C_{ms}

Die Nachgiebigkeit der Membranaufhängung kann wie folgt berechnet werden:

$$C_{ms} = \frac{1}{M_{ms} \cdot \omega^2 S}$$

2.4.6 Äquivalenzvolumen der Membranaufhängung V_{as}

Das Äquivalenzvolumen der Membranaufhängung gibt das Luftvolumen mit derselben wirksamen effektiven Membranfläche an, welches die gleiche akustische Nachgiebigkeit hat wie die Membranaufhängung. Es berechnet sich mit Hilfe der Nachgiebigkeit wie folgt:

$$V_{as} = \rho c^2 S_d^2 C_{ms}$$

2.4.7 Freiluftresonanzfrequenz f_s

Legt man die Membranresonanz an das untere Ende des Übertragungsbereiches, erreicht man damit eine frequenzunabhängige Membranbeschleunigung und damit verbunden einen frequenzunabhängigen Schalldruck. Man erhält dadurch ein tiefabgestimmtes Schwingungssystem. Die durch Membranmasse und Steifigkeit der Aufhängung bestimmte Resonanzfrequenz wird wie folgt berechnet:

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{ms}}{M_{ms}}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{M_{ms} \cdot C_{ms}}} \quad (4)$$

Solange der Strahler klein gegenüber der abgestrahlten Wellenlänge ist, verhält sich der resultierende Schalldruck p in einer Entfernung r proportional zur Beschleunigung a und es kann folgender einfacher Zusammenhang mit der Membranfläche S_d gezeigt werden:

$$p(r) = \frac{S_d \rho}{4\pi r} \cdot a$$

Bei steigender Frequenz $kr_M > 1$ erfolgt eine gebündelte Abstrahlung und der Schalldruck ist in Richtung der Flächennormalen am größten. Die einfache Formel ist dann nicht mehr anwendbar und muss mit einer frequenzabhängigen komplexen Strahlungsimpedanz beschrieben werden [siehe GRABER].

2.4.8 Lautsprecherchassis-Gütefaktoren

Der Gütefaktor Q eines schwingungsfähigen Systems beschreibt das Verhältnis der gespeicherten Gesamtenergie pro Zeiteinheit zur umgesetzten Verlustenergie pro Zeiteinheit. Abb. 2.4 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild eines dynamischen Lautsprechers ohne Schallführung unter Anwendung der FI-Analogie. Wie aus [REINHART] entnommen, soll hier eine kurze Herleitung der Gütedefinition des in Abb. 2.4 gezeigten Parallelschwingkreises durchgeführt werden.

Der Gütefaktor Q eines Schwingkreises ist wie folgt definiert:

$$Q = \frac{\omega_s \cdot \text{gesamte Speicherenergie}}{\text{Verlustleistung}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\text{pendelnde Blindleistung } P_B}{\text{Wirkleistung } P_W}$$

Der Betrag der Blindleistung im Parallelkreis ergibt sich zu

$$|P_B| = \frac{U^2}{\omega_s L} = \omega_{os} C \cdot U^2$$

der Betrag der Wirkleistung ergibt sich zu

$$|P_W| = \frac{U^2}{R}.$$

Damit ergibt sich die Güte des Parallelresonanzkreises zu

$$Q = \frac{R}{\omega_s L} = \omega_s C R = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (5)$$

2.4.8.1 Mechanischer Gütefaktor Q_{ms}

Betrachtet man nur die Reibungsverluste der Membranaufhängung, so ergibt sich die mechanische Güte der Membrankonstruktion im Parallelresonanzkreis zu:

$$Q_{ms} = \omega_{os} C R = \frac{R}{\omega_s L} = \frac{\omega_s M_{ms}}{R_{ms}} = \sqrt{\frac{M_{ms}}{C_{ms}}} \frac{1}{R_{ms}} = \sqrt{\frac{M_{ms} K_{ms}}{1}} \frac{1}{R_{ms}} \quad (6)$$

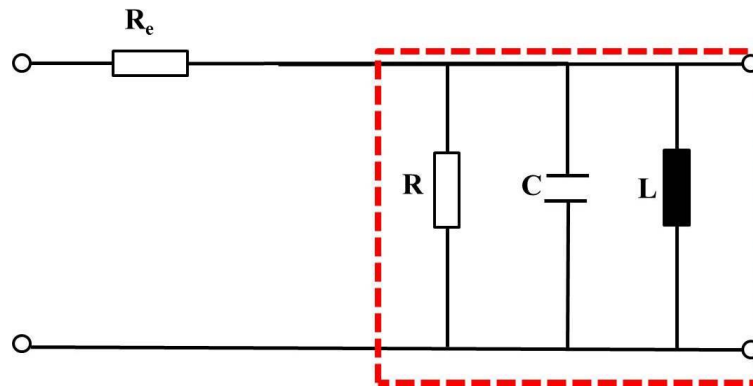


Abb. 2.6: Betrachteter Parallelschwingkreis für die Berechnung der mechanischen Güte Q_{ms}

Nachfolgende Abbildungen sollen den Einfluss der einzelnen Parameter auf die mechanische Güte zeigen. Lässt man den mechanischen Reibwiderstand R_{ms} größer werden, werden die Resonanzkurven breiter. Die Resonanzfrequenz selbst ändert sich dabei nicht.

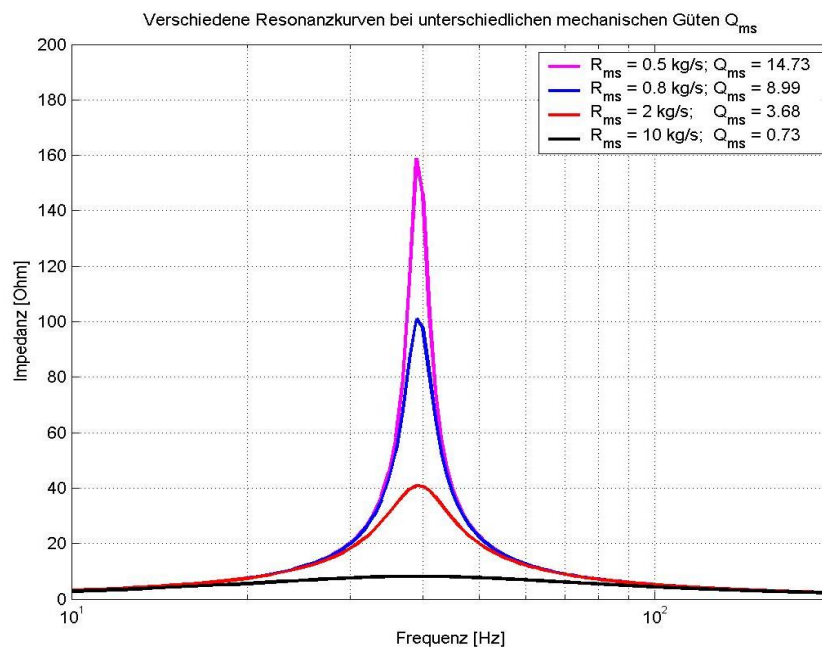


Abb. 2.7: Unterschiedliche Gütefaktoren bei Erhöhung des Reibwiderstands R_{ms}

Ein Maß für die Qualität eines Schwingkreises ist nun grafisch aus der Breite der Resonanzkurven ablesbar. Um einen eindeutigen visuellen Vergleich der Kurven darstellen zu können, wird jede Kurve für sich auf den Maximalwert 1 normiert. Dies geschieht, indem durch den maximalen Impedanzwert jeder Kurve dividiert wird. Aus dem jeweiligen Kurvenverlauf ist nun deutlich erkennbar, welche Resonanzkurve breiter bzw. schmaler ist. Je breiter die Kurvenform, umso geringer ist der Gütefaktor und umso höher ist dessen Kehrwert, die Dämpfung.

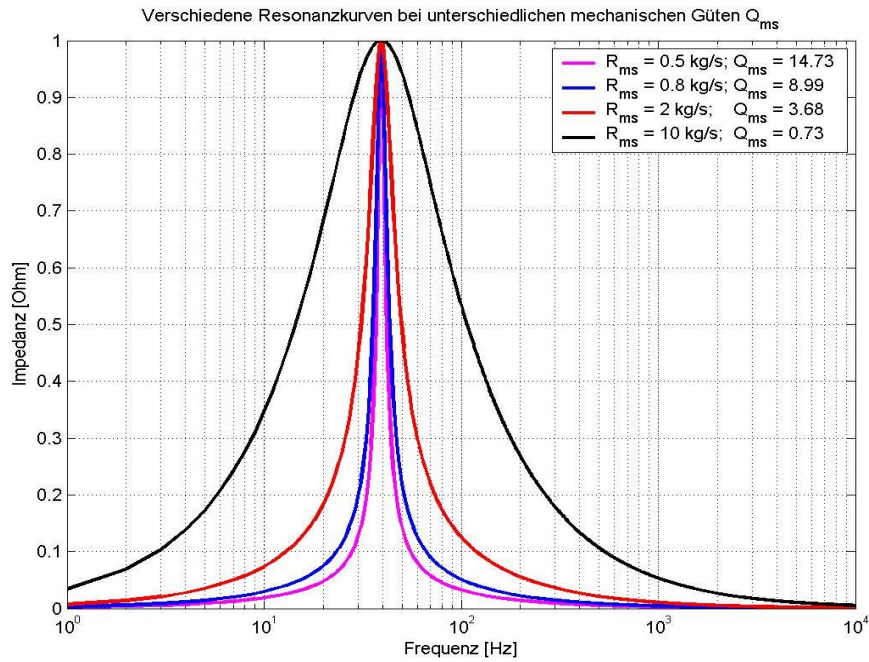


Abb. 2.8: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung des Reibwiderstands R_{ms}

Abb. 2.8 zeigt ein Absinken des Gütefaktors wenn der Reibwiderstand R_{ms} erhöht wird.

Verändert man nur die gesamte bewegte Masse M_{ms} , ändert sich mit der Güte auch die Resonanzfrequenz. Eine Erhöhung von M_{ms} führt zu einer Erhöhung des Gütefaktors und gleichzeitig zu einem Absinken der Resonanzfrequenz. Abb. 2.9 zeigt die normierten Resonanzkurven wenn die gesamte bewegte Masse M_{ms} verändert wird.

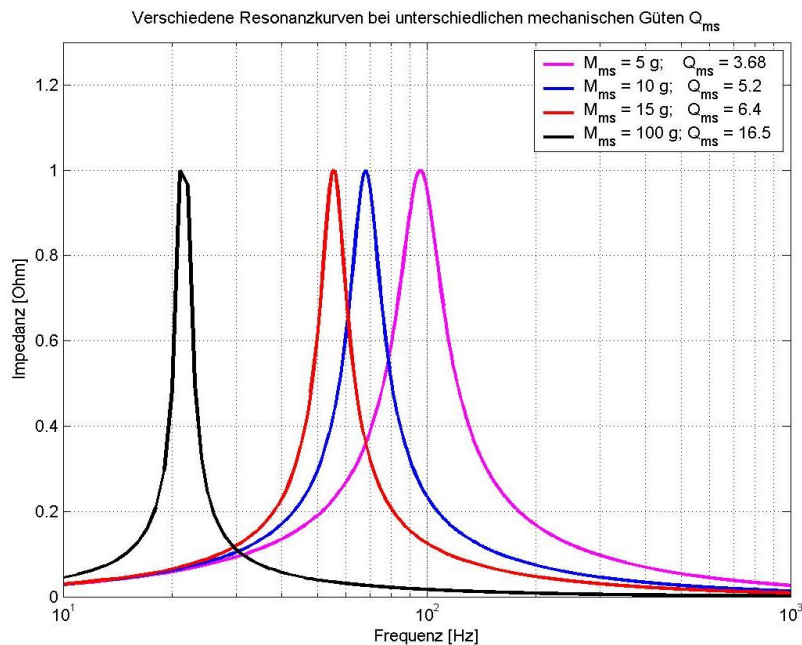


Abb. 2.9: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung der gesamten bewegten Masse M_{ms}

Verändert man bei gleichbleibender Resonanzfrequenz die gesamte bewegte Masse M_{ms} , verändert sich der Gütefaktor dazu direkt proportional. Eine Verdoppelung von M_{ms} führt zu einem doppelt so hohen Gütefaktor. Abb. 2.10 zeigt den Einfluss der gesamten bewegten Masse M_{ms} auf den Gütefaktor bei gleichbleibender Resonanzfrequenz.

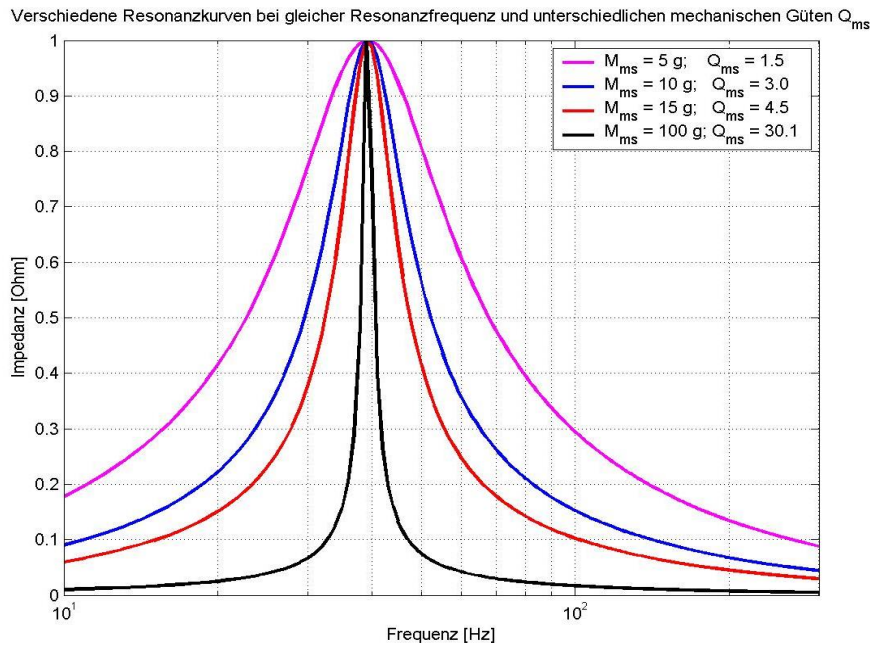


Abb. 2.10: Normierte Resonanzkurven bei gleichbleibender Resonanzfrequenz aber unterschiedlichen Werten für M_{ms}

Ändert man bei gleichbleibender Resonanzfrequenz nur die Steifigkeit K_{ms} , verändert sich die Güte ebenfalls direkt proportional dazu. Eine Verdoppelung der Steifigkeit bewirkt eine Verdoppelung des Gütefaktors.

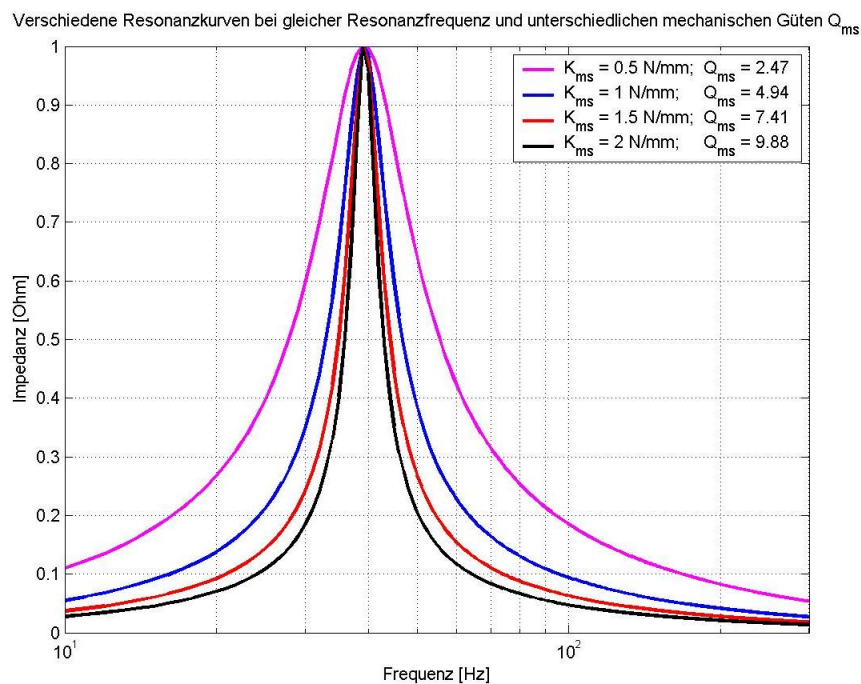


Abb. 2.11: Normierte Resonanzkurven bei gleichbleibender Resonanzfrequenz aber unterschiedlichen Werten für K_{ms}

2.4.8.2 Elektrischer Gütefaktor Q_{es}

Betrachtet man nun nur die Spulenverluste, ergibt sich die elektrische Güte der Membrankonstruktion zu:

$$Q_{es} = \omega_S C R_e = \frac{R_e}{\omega_S L} = \frac{\omega_S M_{ms} R_e}{(Bl)^2} \quad (7)$$

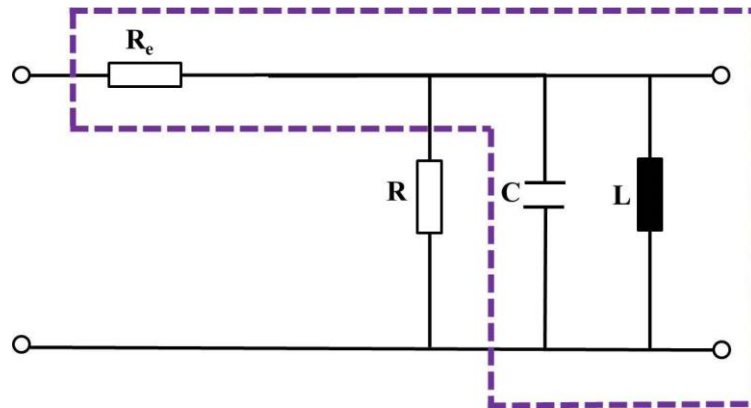


Abb. 2.12: Betrachteter Parallelschwingkreis für die Berechnung der elektrischen Güte Q_{es}

Im Vergleich zu Abb. 2.4 kann bei Abb. 2.12 die Induktivität L_e vernachlässigt werden, da um die Resonanzfrequenz $\omega L_e \ll R_e$ gilt. Abb. 2.13 zeigt den Einfluss der Wandlerkonstante auf den elektrischen Gütefaktor. Wird der Wert der Wandlerkonstanten erhöht, fällt damit der elektrische Gütefaktor.

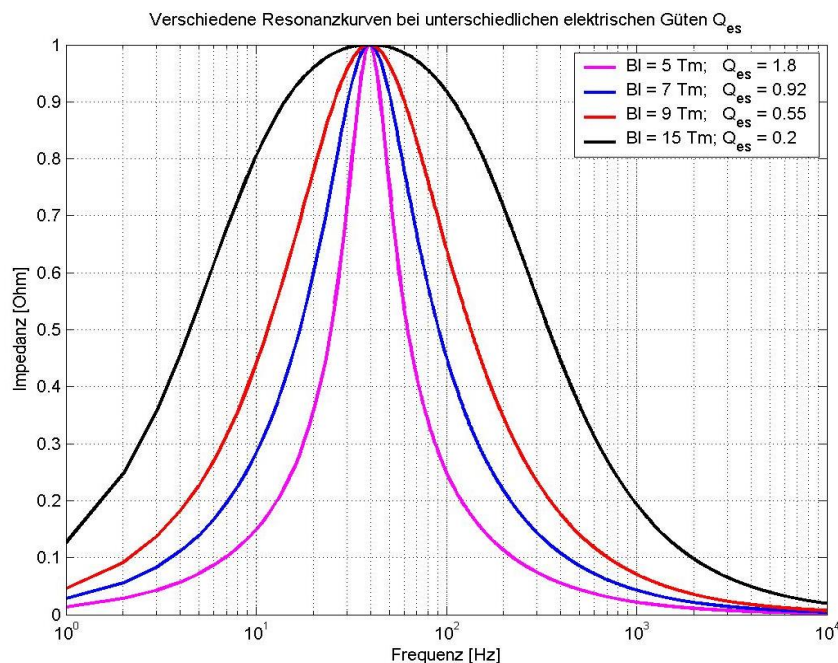


Abb. 2.13: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung der Wandlerkonstanten Bl

Abb. 2.14 zeigt noch den Einfluss des Verlustwiderstands der Schwingspule. Wird R_e erhöht, erhöht sich damit auch die elektrische Güte Q_{es} .

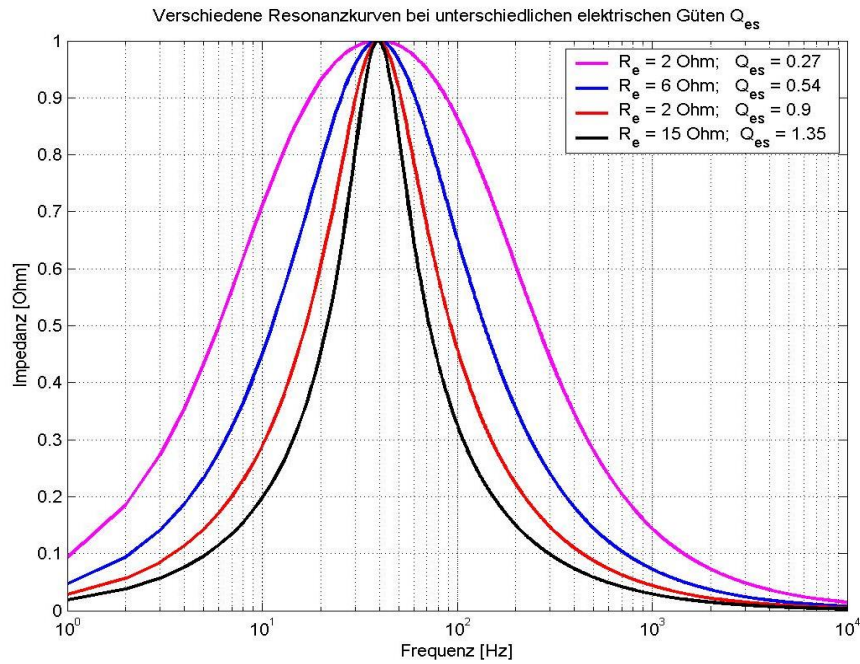


Abb. 2.14: Normierte Resonanzfrequenzen bei unterschiedlichen Gütefaktoren bei Erhöhung des Verlustwiderstands der Spule R_e

2.4.8.3 Gesamtgütefaktor Q_{ts}

Die Gesamtgüte setzt sich nun aus der übrig gebliebenen Parallelschaltung von R und R_e aus der elektrischen und der mechanischen Güte wie folgt zusammen:

$$Q_{ts} = \frac{Q_{es} \cdot Q_{ms}}{Q_{es} + Q_{ms}} \quad (8)$$

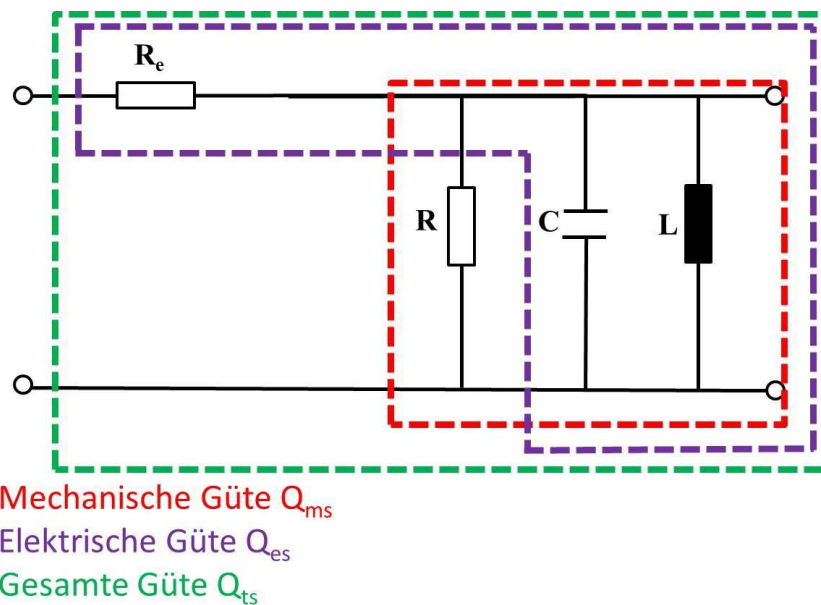


Abb. 2.15: Zusammensetzung des Gesamtgütefaktors Q_{ts}

In der Praxis ist Q_{es} meist um 10% größer als Q_{ts} und stellt den dominanten Teil der Gesamtgüte dar.

2.4.9 Wandlerkonstante $B \cdot l$

Die Wandlerkonstante ist ein Maß für die Kraft des Antriebssystems des Lautsprecherchassis. Sie berechnet sich aus der magnetischen Flussdichte B und der Länge des Schwingspulen drahtes l im Magnetfeld.

2.4.10 Systemwirkungsgrad

Der Systemwirkungsgrad stellt das Verhältnis der abgestrahlten akustischen Leistung P_a zu der elektrisch zugeführten Leistung P_e dar:

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} = \eta_0 \cdot |G(j\omega)|^2 \quad (9)$$

$|G(j\omega)|^2$ enthält alle frequenzabhängigen Terme und beschreibt die jeweilige Schallführungsform und ist eine Hochpass-Funktion mit dem Wert 1 im Durchlassbereich. Der Durchlassbereich ist jener Bereich in Abb. 2.16 in dem die abgestrahlte akustische Leistung konstant ist. Dieser Bereich befindet sich zwischen der Resonanzfrequenz f_s und der durch die Größe der Membrandurchmesser festgelegten Grenzfrequenz f_g .

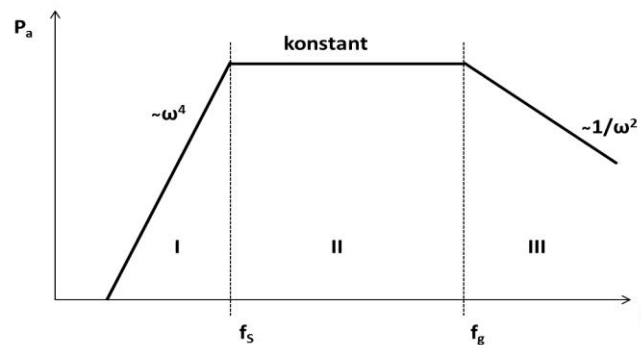


Abb. 2.16: Abgestrahlte akustische Wirkleistung P_a in verschiedenen Frequenzbereichen

Der konstante Faktor η_0 in obiger Gleichung wird als Durchlassbereich-Systemwirkungsgrad oder Referenz-Systemwirkungsgrad bezeichnet. Dieser kann durch folgende Formel (Herleitung [GRABER S.147]) definiert werden:

$$\eta_0 = \frac{\rho}{2\pi c} \frac{B^2 l^2 S_D^2}{R_e M_{ms}^2} \quad (10)$$

η_0 liegt bei Direkt-Strahler-Systemen im Bereich unter 1%.

2.4.11 Zusammenfassung

In Kapitel 2 wurden die Funktion und das Prinzip eines elektrodynamischen Wandlers erklärt. Weiters wurden die Begriffe der Thiele/Small Parameter kurz beschrieben. Mit Hilfe der Software *'Matlab'* wurden eigene Plots angefertigt, die den Einfluss einzelner Thiele/Small Parameter auf die Gütefaktoren verdeutlichen sollen und damit die aus [GRABER] und [HIEBEL] entnommenen Grundlagen visuell zu unterstützen.

3 Das Klippel R&D System

Das Klippel R&D System ist ein modular aufgebautes Messsystem. Es wird zur Messung und Entwicklung von Wandlern sowie von kompletten elektroakustischen Systemen (Lautsprechern) verwendet. Das Herzstück der Hardware bildet der *'Distortion Analyzer'*. Hier werden die Anregungssignale generiert, die gemessenen Werte erfasst und weiterverarbeitet. Die Bearbeitung bzw. Kontrolle der Messergebnisse erfolgt über die Software *'dB-Lab'*. Mit dieser Software können auch die verschiedenen Module (z.B. Bestimmung der Thiele/Small Parameter, Bestimmung der nichtlinearen Parameter, Messen des Frequenzganges, Verzerrungsmessungen mit 2D- oder 3D-Grafikausgaben) aufgerufen werden. In den folgenden Kapiteln werden nun jene beiden Module (LPM-Modul und LSI-Modul) vorgestellt, mit denen es möglich ist, die linearen und nichtlinearen Parameter eines Lautsprechers zu bestimmen.

3.1 Linear Parameter Measurement (LPM)

Das LPM-Modul bestimmt die elektrischen und mechanischen Parameter eines elektrodynamischen Wandlers, indem Spannung und Strom an den Klemmen des Lautsprechers gemessen werden. Gleichzeitig wird von einem Laser die momentane Membranauslenkung gemessen. Im Gegensatz zur Massendifferenzmethode oder der Federdifferenzmethode, bei denen man nach einer mechanischen Änderung der Masse bzw. der Steifigkeit eine zweite elektrische Impedanzmessung durchführen muss, sorgt das simultane Messen nicht nur für eine erhebliche Zeitersparnis, sondern es werden auch Fehlerquellen vermieden, indem keine Manipulation am Chassis stattfindet. Die beschriebene Messmethode ermittelt ebenfalls das Kriechverhalten der Membranaufhängung (*engl.: suspension creep*), welches bei tiefen Frequenzen an Bedeutung gewinnt (siehe Kapitel 3.1.2.3).

3.1.1 Das verwendete Modell

Um die elektrischen und mechanischen Parameter eines Lautsprecher-Chassis zu ermitteln, werden nach Thiele und Small zwei elektrische Impedanzmessungen benötigt. Bei der Massendifferenzmethode wird vor der zweiten Messung eine Zusatzmasse an der Membran befestigt. Dadurch sinkt die Resonanzfrequenz des Lautsprechers und man erhält eine neue elektrische Impedanzkurve. Bei der Federdifferenzmethode wird das Lautsprecherchassis vor der zweiten Messung auf ein luftdichtes Gehäuse montiert. Durch die erhöhte Steifigkeit des Luftpolsters steigt die Resonanzfrequenz des Lautsprechers. In beiden Fällen kann nun, wie in [HIEBEL] beschrieben, durch die mechanische Änderung und der damit erhaltenen neuen elektrischen Impedanzkurve die gesamte bewegte Masse berechnet werden. Dadurch wird die Ermittlung der Wandlerkonstante B_l möglich, welche die Kopplung zwischen der elektrischen und der mechanischen Domäne darstellt. Beide Zusatzmessmethoden beinhalten in ihren Er-

gebundenen Ungenauigkeiten. Bei der Massendifferenzmethode ist dies auf das oft schwierige Anbringen der Zusatzmasse im Zentrum der Membran sowie auf die Bestimmung der Zusatzmasse selbst zurückzuführen. Bei der Federdifferenzmethode treten wiederum Leckverluste durch die Undichtheit des Zusatzgehäuses auf oder es ist schwierig das zusätzliche Luftvolumen des Chassis zu bestimmen. Beim Klippel-Messsystem erspart man sich diese fehlerbehaftete zweite elektrische Impedanzmessung, indem simultan zur ersten Impedanzmessung ein Laser, basierend auf dem Prinzip der geometrischen Triangulation die momentane mechanische Auslenkung der Membran misst. Wie aus den beiden Messungen die Wandlerkonstante Bl berechnet wird, ist in Kapitel 3.1.2.2 beschrieben.

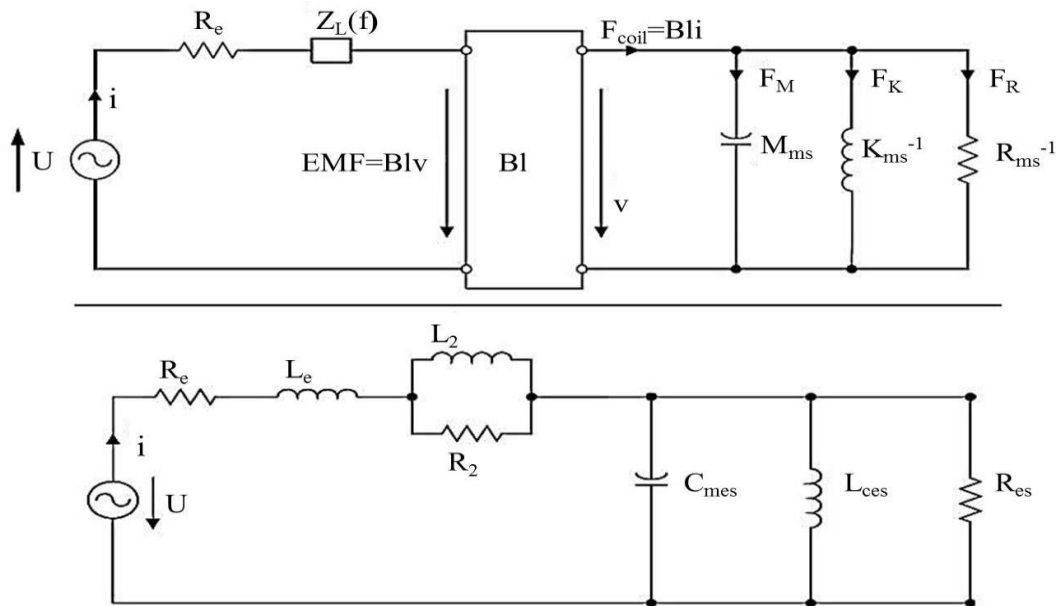


Abb. 3.1: Erweitertes lineares elektromechanisches ESB (oben) und das in FI-Analogie erstellte elektrische ESB des von Klippel verwendeten Lautsprechermodells (unten) [KLIPPEL5, S.21; KLIPPEL11, S.4]

Das in FI-Analogie erstellte elektrische Ersatzschaltbild in Abb. 3.1 ist gültig für tiefe Frequenzen bei denen die geometrischen Abmessungen des Wandler klein gegenüber der abgestrahlten Wellenlänge sind. Das von Klippel verwendete Modell stellt eine Erweiterung des Modells in Abb. 2.4 dar, indem versucht wird auch die Wirbelstromverluste hin zu hohen Frequenzen zu berücksichtigen. Das LPM-Modul bietet hierfür drei Induktanzmodelle an. Das im unteren Teil von Abb. 3.1 verwendete Induktanzmodell nennt sich LR-2 model. Es wird durch die Einführung eines Parallelwiderstands aus R_2 und L_2 realisiert. Die beiden anderen Modelle sind das LEACH model und das WRIGHT model. Genauere Beschreibungen der einzelnen Modelle können in [DODD] nachgelesen werden. Weiters wird angenommen, dass alle Parameter unabhängig von den Zustandsgrößen (Membranauslenkung, Spulentemperatur) und damit konstant sind. In diesem Fall wird das mechanische System durch folgende konzentrierte Parameter dargestellt:

Elektrische Parameter	
R_e	Elektrischer Gleichstromwiderstand
L_e	Schwingspuleninduktivität bei tiefen Frequenzen
L_2	Para-Induktanz bei hohen Frequenzen
R_2	Wirbelstromwiderstand bei hohen Frequenzen
Mechanische Parameter	
C_{ms}	mechanische Nachgiebigkeit der Membranaufhängung
M_{ms}	gesamte bewegte Masse
R_{ms}	mechanischer Widerstand
$B \cdot l$	Wandlerkonstante
Abgeleitete Parameter	
$C_{mes} = M_{ms} / B^2 l^2$	Gesamte bewegte Masse dargestellt durch elektr. Kapazität
$L_{ces} = C_{ms} B^2 l^2$	Mech. Nachgiebigkeit dargestellt durch elektr. Induktivität
$R_{es} = B^2 l^2 / R_{ms}$	Mech. Reibwiderstand dargestellt durch elektr. Widerstand

Tabelle 2: Parameter des erweiterten linearen Lautsprecher-Modells [KLIPPEL1, S.1]

Die abgeleiteten Parameter stellen die elektrischen Äquivalente zu den mechanischen Elementen dar. Die Umrechnung geschieht über die Wandlerkonstante $B l$ gemäß der FI-Analogie.

3.1.2 Die Messmethode

Um nun die elektrischen und mechanischen Parameter des erweiterten linearen Lautsprechermodells in Abb. 3.1 zu identifizieren wird ein Multiton-Signal (siehe Kapitel 3.1.2.5) an den Lautsprecher angelegt. Durch einen Strom- und Spannungssensor werden an den Lautsprecherklemmen der Strom $i(t)$ und die Spannung $u(t)$ gemessen. Weiters wird die Membranauslenkung $x(t)$ von einem Lasersensor nach dem Triangulationsprinzip erfasst. Der dazugehörige Messaufbau ist in Abb. 3.2 zu sehen.

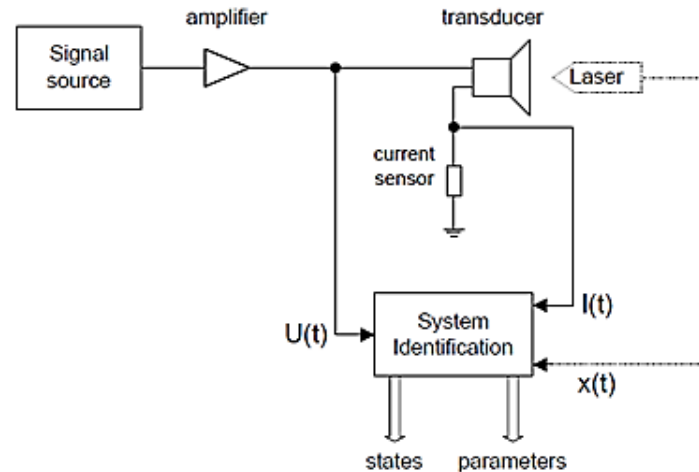


Abb. 3.2: Messaufbau [KLIPPEL1, S. 2]

3.1.2.1 Elektrische Parameter

Um die elektrischen Parameter bestimmen zu können werden aus den Zeitsignalen $u(t)$ und $i(t)$ die Spektren $U(j\omega)$ und $I(j\omega)$ berechnet sowie die dazugehörige Impedanz $Z(j\omega) = U(j\omega) / I(j\omega)$ bestimmt. Die erweiterte elektrische Impedanzfunktion für das lineare Lautsprechermodell lautet nun wie folgt:

$$Z(\omega) = \frac{U(j\omega)}{I(j\omega)} = \frac{j\omega \cdot L_{ces}}{-(\omega)^2 \cdot L_{ces} C_{mes} + j\omega \cdot \frac{L_{ces}}{R_{es}} + 1} + \frac{j\omega \cdot L_2 R_2}{j\omega \cdot L_2 + R_2} + j\omega \cdot L_e + R_e \quad (11)$$

Mittels dem Rechenverfahren der ‘*Methode der kleinsten Quadrate*‘ werden nun die sieben elektrischen Parameter aus Gl. (11) bestimmt. Dies geschieht, indem man versucht die Parameter der Impedanzfunktion aus Gl. (11) so zu bestimmen, dass die Summe der quadratischen Abweichungen der angepassten Impedanzkurve an die gemessenen Impedanzwerten minimiert wird.

$$\min \sum_{i=1}^n (Z_{i,gemessen} - Z_{i,angepasst})^2$$

Dazu muss die Summenfunktion nach allen gesuchten Parametern partiell abgeleitet werden und anschließend die einzelnen Ableitungen 0 gesetzt werden. In unserem Fall ergibt sich ein Gleichungssystem mit sieben Gleichungen und sieben Unbekannten, welches es zu lösen gilt. Das Ergebnis dieser Lösung sind die sieben elektrischen Parameter L_{ces} , C_{mes} , R_{es} , L_2 , R_2 , L_e , R_e . Für die elektrische Impedanzmessung selbst wird kein Laser benötigt. Abb. 3.3 zeigt einen Ausschnitt der mit dem Klippel-System gemessenen und angepassten (*engl.: fitted*) Impedanzkurve des Tieftonchassis GF200.

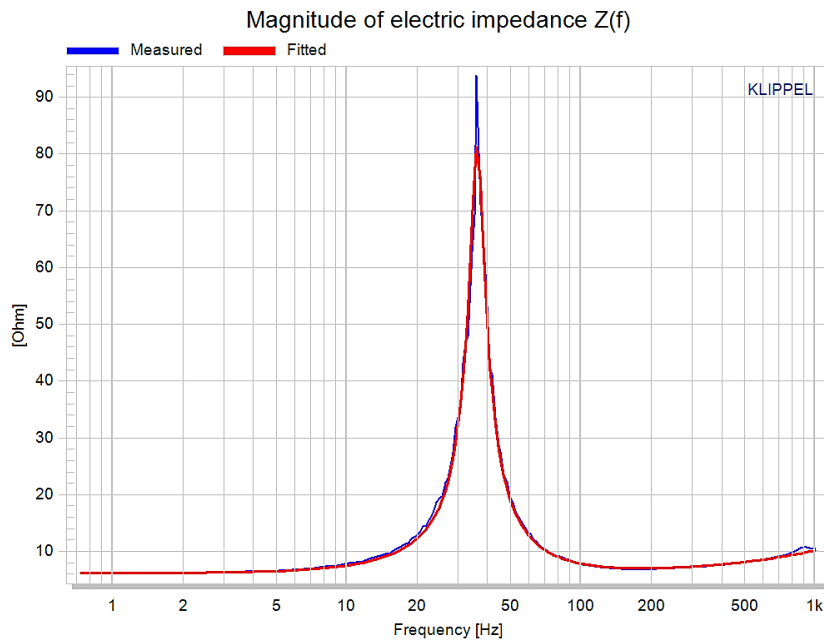


Abb. 3.3: Gemessene (blaue Linie) und angepasste (rote Linie) Impedanzkurve des Tieftonchassis GF200

Nachfolgende Abb. 3.4 und Abb. 3.5 zeigen den Einfluss der einzelnen Impedanzbeiträge aus Gl. (11) zur elektrischen Gesamtimpedanz des GF200 wobei

$$Z_M(j\omega) = \frac{j\omega \cdot L_{ces}}{-(\omega)^2 \cdot L_{ces} C_{mes} + j\omega \cdot \frac{L_{ces}}{R_{es}} + 1}$$

als Beitrag der Membran und

$$Z_P(j\omega) = \frac{j\omega \cdot L_2 R_2}{j\omega \cdot L_2 + R_2}$$

als Beitrag der Para-Induktanz bei hohen Frequenzen zu verstehen ist.

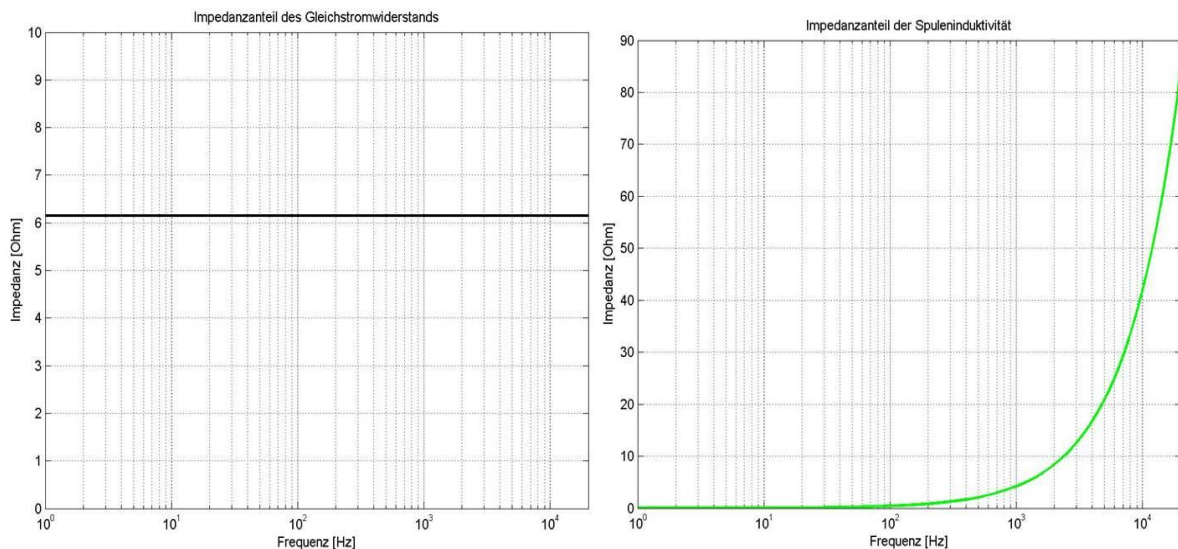


Abb. 3.4: Impedanzanteil des Gleichstromwiderstands R_e (links) und Impedanzanteil Spuleninduktivität L_e (rechts) des GF200

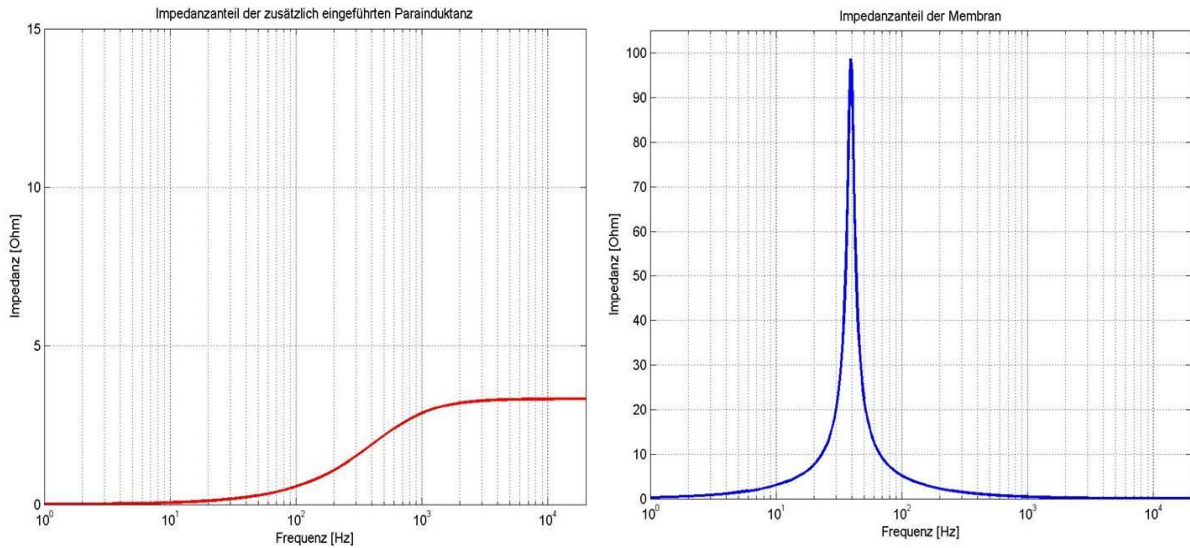


Abb. 3.5: Impedanzanteil der Parainduktanz Z_P (links) und Impedanzanteil der Membran Z_M (rechts) des GF200

Die Abb. 3.6 bis Abb. 3.8 zeigen das Zusammensetzen der einzelnen Beiträge zur Gesamtimpedanz.

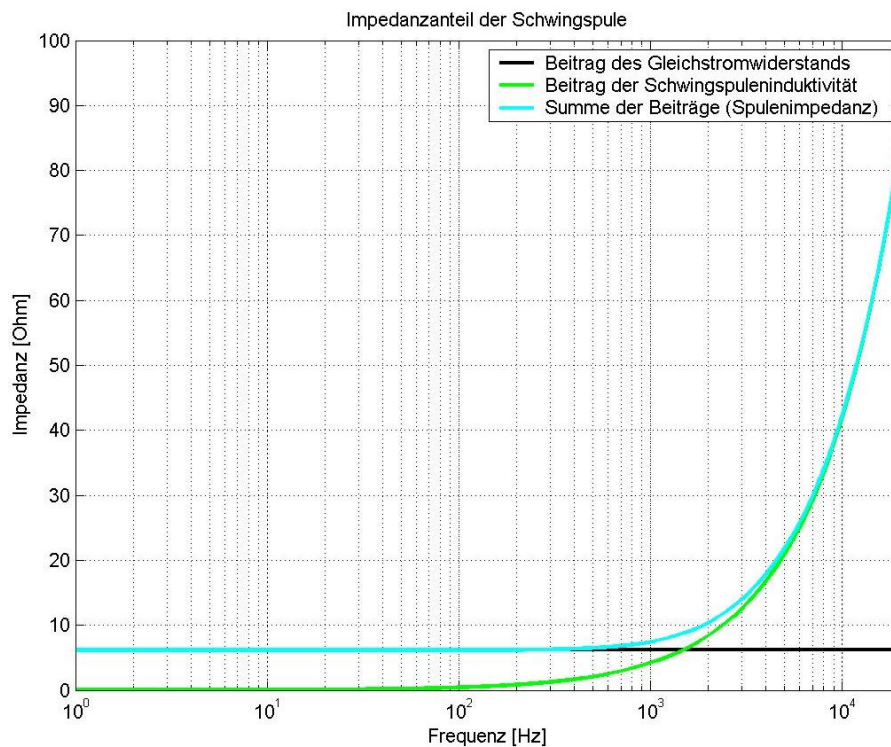


Abb. 3.6: Zusammensetzung des Gleichstromwiderstands und der Spuleninduktivität zur Spulenimpedanz des GF200

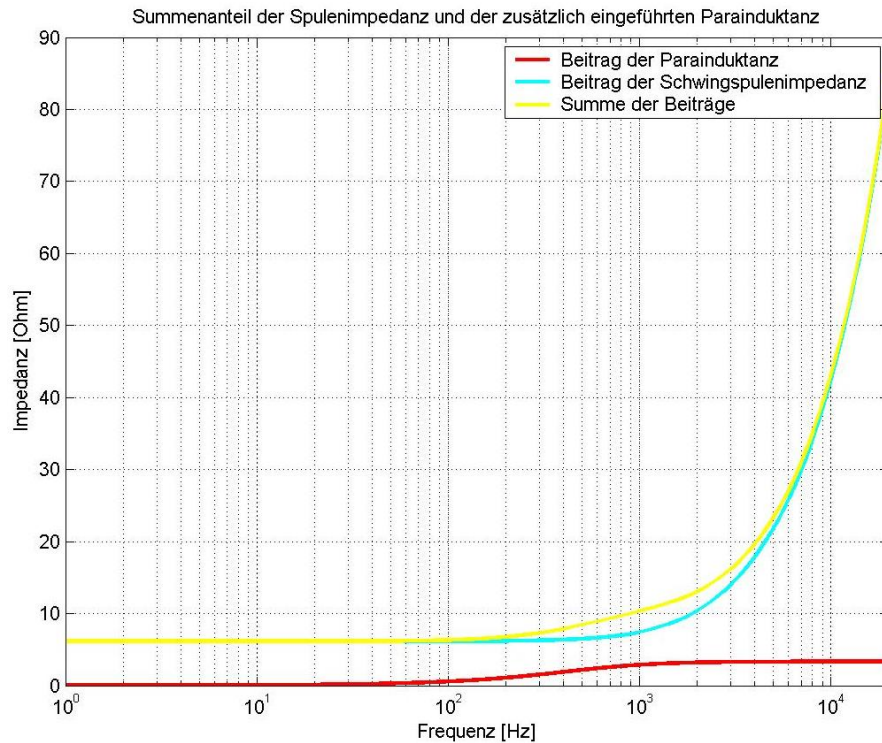


Abb. 3.7: Zusammensetzung der Spulenimpedanz und der zusätzlich eingeführten Parainduktanz Z_p des GF200

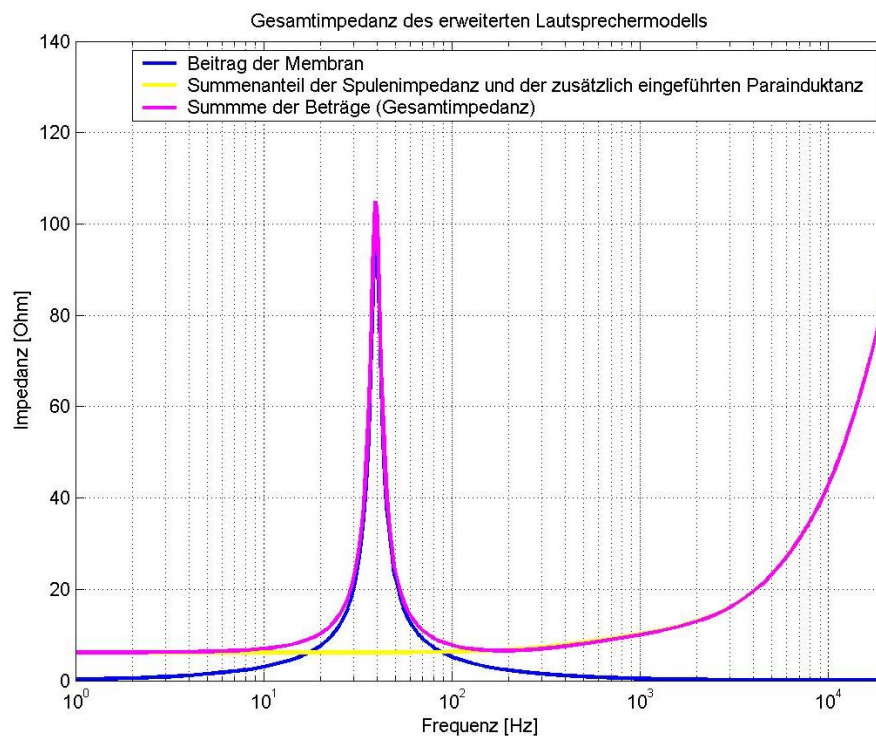


Abb. 3.8: Zusammensetzung der Spulenimpedanz mit der berücksichtigten Parainduktanz Z_p und dem Impedanzanteil der Membran Z_M des GF200

3.1.2.2 Mechanische Parameter und Wandlerkonstante

Wie bereits in Kapitel 3.1.1 erwähnt wird laut Thiele/Small für die Bestimmung der mechanischen Parameter eine zweite Impedanzmessung mit einer Zusatzmasse oder einem zusätzli-

chen Volumen benötigt. Durch die mechanische Änderung der gesamt bewegten Masse bzw. der Steifigkeit der Membranaufhängung ändert sich bei der zweiten elektrischen Impedanzmessung auch die Resonanzfrequenz und man erhält eine veränderte Impedanzkurve. Bringt man nun wie in [HIEBEL] gezeigt die veränderten mechanischen Parameter mit den beiden ermittelten Resonanzfrequenzen in Verbindung, lässt sich daraus über die Bestimmung der gesamt bewegten Masse die Wandlerkonstante Bl als Kopplung zwischen mechanischer und elektrischer Domäne berechnen. Beide Varianten sind jedoch zeitaufwendig und fehleranfällig. Wird nun ein Lasersensor zum gleichzeitigen Messen der Membranauslenkung benutzt, können die Wandlerkonstante und somit auch die mechanischen Parameter in quasi einem Messdurchgang ermittelt werden. Um nun wieder die mechanische Domäne mit der elektrischen Domäne in Verbindung zu bringen wird nach [KLIPPEL1] nachfolgende Übertragungsfunktion $H_x(j\omega)$

$$H_x(j\omega) = \frac{X(j\omega)}{U(j\omega)} = \frac{X(j\omega) \cdot j\omega \cdot Bl}{U(j\omega)} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot Bl} = \frac{Z_M}{Z_M + Z_P + sL_e + R_e} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot Bl} \quad (12)$$

betrachtet. Sie besteht aus den Spektren der Klemmspannung $U(j\omega)$ und der Membranauslenkung $X(j\omega)$. Durch die Erweiterung des Terms mit $j\omega \cdot Bl$ entsteht im ersten Bruch ein Spannungs- bzw. Impedanzverhältnis. Da bereits in Kapitel 3.1.2.1 alle für die Impedanzen notwendigen elektrischen Parameter ermittelt wurden bleibt in Gl. (12) als einzige Unbekannte die Wandlerkonstante Bl übrig, die wiederum mit der *‘Methode der kleinsten Quadrate‘* bestimmt wird.

Beim Anpassen der Kurve $H_x(j\omega)$ an die gemessene Übertragungsfunktion $X(j\omega)/U(j\omega)$ treten bei tiefen Frequenzen Anpassungsprobleme auf. Das lineare Modell liefert in diesem Bereich eine zu geringe Membranauslenkung. In Abb. 3.9 ist das beschriebene Problem im tieffrequenten Bereich deutlich zu erkennen.

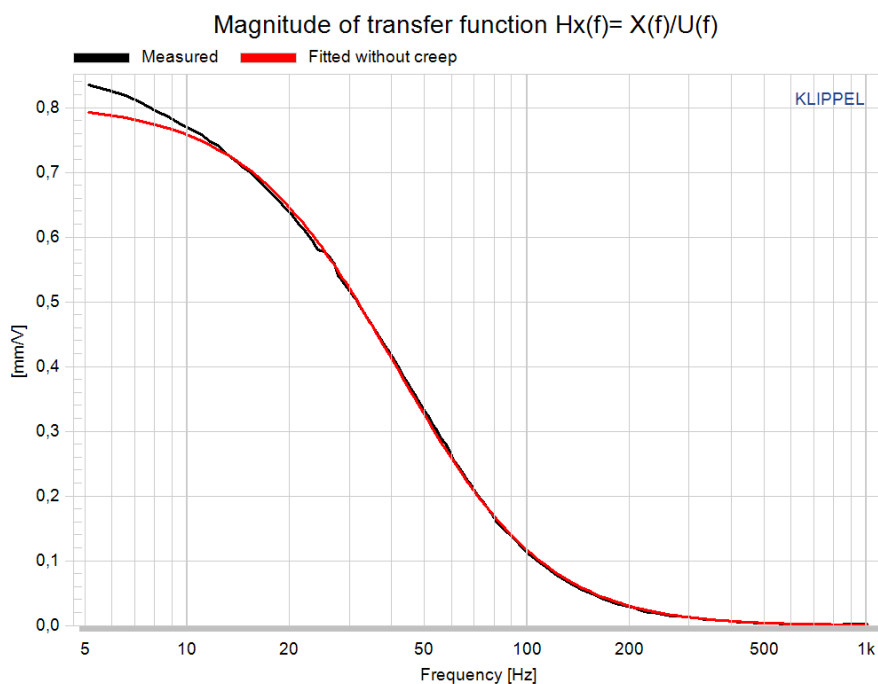


Abb. 3.9: Übertragungsfunktion H_x des GF 200 (gemessen – schwarz, angepasst – rot)

Abb. 3.10 zeigt, dass die Abweichung der angepassten Kurve an die gemessene Übertragungsfunktion nicht durch eine Anpassung der Wandlerkonstanten BI (grüne Kurve) beseitigt werden kann, da BI nur Einfluss auf die vertikale Verlagerung der Kurve nicht aber auf die Kurvenform selbst hat. Zur Lösung dieses Problems muss das verwendete Modell noch verfeinert werden.

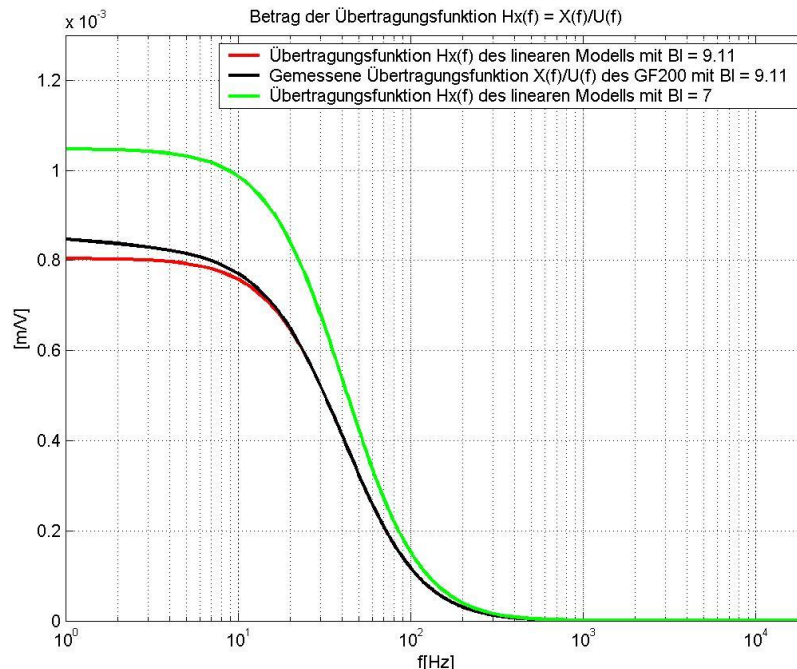


Abb. 3.10: Fehlanpassung der Übertragungsfunktion H_x durch Variation der Wandlerkonstante BI

3.1.2.3 Betrachtung des Kriechfaktors (creep factor)

Wird an die Aufhängung der Lautsprechermembran eine konstante Kraft angelegt, ist zu beobachten, dass sich Amplitude der Membranauslenkung mit der Zeit ändert. Dieses Verhalten wird als Kriecheffekt (*engl.: creep effect*) bezeichnet. Die Zeitabhängigkeit der Steifigkeit der Membran kann nicht durch ein statisches Modell erklärt werden. Stattdessen wird ein dynamisches Modell verwendet welches uns zu einer Frequenzabhängigkeit der Steifigkeit führt. Um den Kriechfaktor zu berücksichtigen wird nach einem Vorschlag von Knudsen und Jensen [KNUDSEN] die konstante Nachgiebigkeit C_{ms} durch die dynamische Funktion

$$C_{ms}(j\omega) = C_{ms} \left[1 - \lambda \log_{10} \left(\frac{j\omega}{j\omega_s} \right) \right] \quad (13)$$

ersetzt. Der Parameter C_{ms} steht für die lineare Nachgiebigkeit bei der Resonanzfrequenz f_s . Aus Gl. (13) ist zu erkennen, dass für Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz die Nachgiebigkeit $C_{ms}(j\omega)$ steigt und damit die Steifigkeit $K_{ms}(j\omega)$ sinkt. Da $C_{ms}(j\omega)$ linear vom Kriechfaktor λ abhängig ist, kann wieder die ‘*Methode der kleinsten Quadrate*’ zur Bestimmung des Kriechfaktors λ verwendet werden. Abb. 3.11 zeigt den Verlauf der frequenzabhängigen Nachgiebigkeit $C_{ms}(j\omega)$ des GF200 für einen mit dem Klippel-Messsystem errechneten Kriechfaktor $\lambda = 0.033$. Pro Dekade sinkt die frequenzabhängige Nachgiebigkeit $C_{ms}(j\omega)$ um 3.33%.

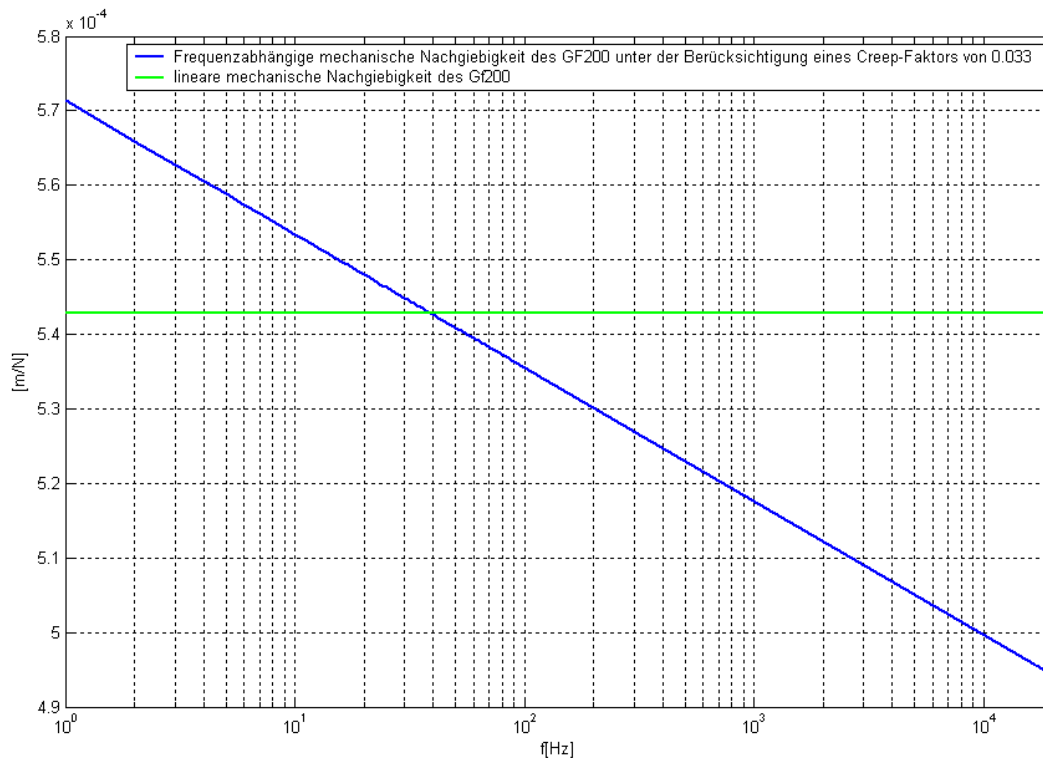


Abb. 3.11: Unterschied zwischen der linearen Nachgiebigkeit C_{ms} (grüne Kurve) und der frequenzabhängigen Nachgiebigkeit $C_{ms}(f)$ (blaue Kurve) des GF200

Das logarithmische Modell von Knudsen liefert bei Lautsprechern mit einem niedrigen Kriechfaktor gute Ergebnisse. Für Lautsprecher mit einem hohen Kriechfaktor wird in [KLIPPEL3] ein weiteres Modell vorgestellt. Um das Verhalten der Membranaufhängung bei tiefen Frequenzen verstehen zu können, werden also mehr Informationen benötigt, als die Impedanzfunktion liefern kann. Mit der Verwendung des erweiterten Modells in Gl. (13) sind wir nun in der Lage, eine gute Übereinstimmung zwischen der gemessenen und der angepassten Übertragungsfunktion $H_x(j\omega)$ zu erreichen. Abb. 3.12 zeigt die mit dem Klippel-Messsystem gemessene Übertragungsfunktion (blaue Kurve) des GF200. Die schwarze Kurve wurde mit dem nach Knudsen vorgeschlagenen erweiterten Modell mit der frequenzabhängigen Nachgiebigkeit $C_{ms}(j\omega)$ und einem Kriechfaktor $\lambda = 0.033$ berechnet. Die rote Kurve wurde ohne Berücksichtigung des Kriechfaktors mit der linearen Nachgiebigkeit C_{ms} angepasst.

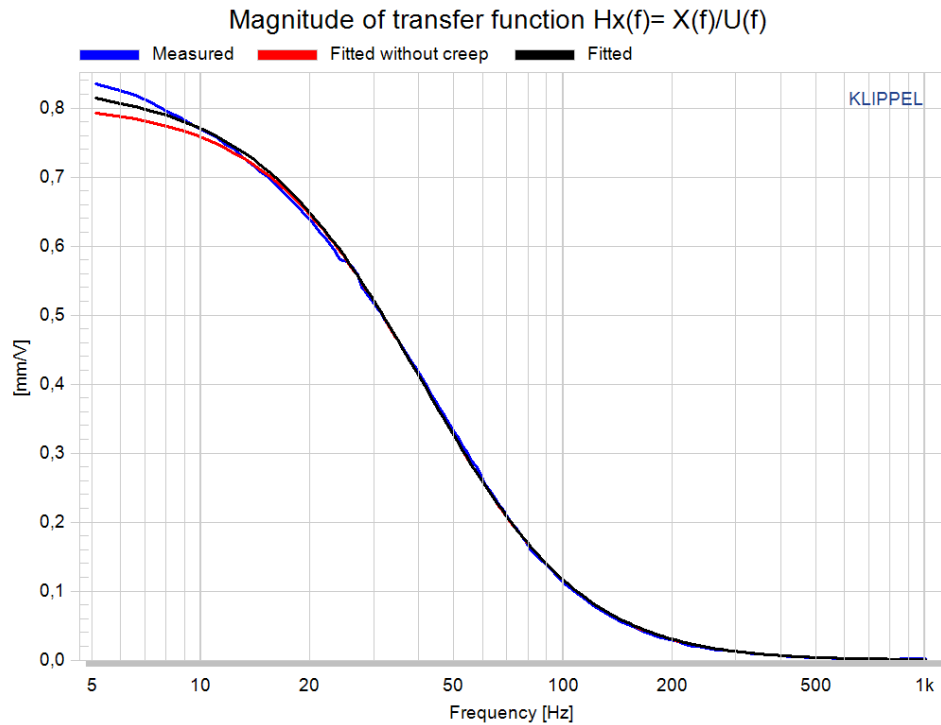


Abb. 3.12: Übertragungsfunktion H_x des Tieftonchassis GF200 (gemessen – blaue Linie; angepasste Kurve mit einem Kriechfaktor $\lambda = 0.033$ – schwarze Linie; angepasste Kurve ohne Berücksichtigung des Kriechfaktors – rote Linie)

Nachfolgende Abbildung Abb. 3.13 zeigt noch einmal den Einfluss des Kriechfaktors auf das Übertragungsverhalten $H_x(j\omega)$ des Tieftonchassis GF200.

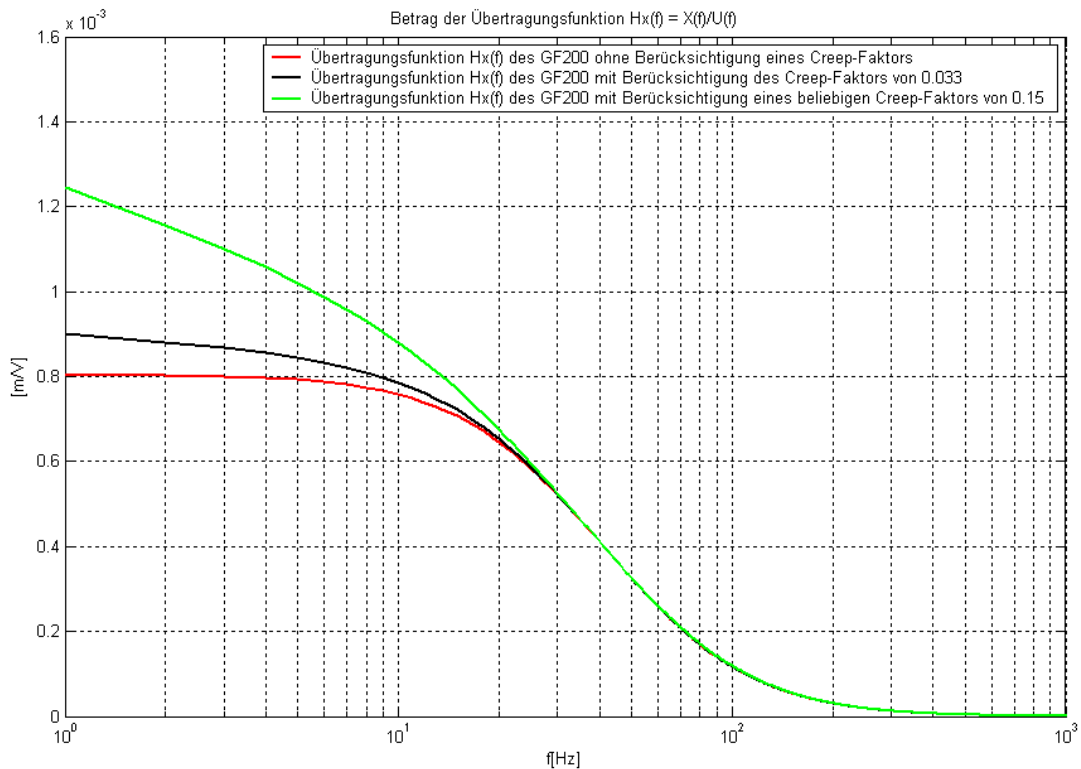


Abb. 3.13: Einfluss des Kriechfaktors auf die Übertragungsfunktion $H_x(f)$

Nachdem nun alle elektrischen Parameter und die Wandlerkonstante B_l ermittelt worden sind, können die restlichen mechanischen Parameter (siehe Tabelle 2) sowie die Gütefaktoren mittels Gl. (6) bis Gl. (8) berechnet werden.

3.1.2.4 Vorhersage des abgestrahlten Schalldrucks

Neben der Messung der mechanischen und elektrischen Parameter besteht auch die Möglichkeit den abgestrahlten Schalldruck im Nahfeld zu messen. Das verwendete Mikrofon kann an der Montagehalterung befestigt werden. Für Halbkugelstrahler ergibt sich folgender Zusammenhang zwischen Schalldruck und Beschleunigung der Membran:

$$p(t) = \frac{d^2X(t)}{dt^2} \cdot \frac{S_D \rho}{2\pi r} \quad (14)$$

p Schalldruck
 S_D Membranfläche
 r Abstand
 ρ Luftdichte

Mit der aus Gl. (12) bekannten Umformung $X(j\omega) = H_x(j\omega)U(j\omega)$ ergibt sich obige Gleichung zu

$$p(j\omega) = -(\omega)^2 H_x(j\omega) U(j\omega) \cdot \frac{S_D \rho}{2\pi r}$$

Abb. 3.14 zeigt den mit dem Klippel-System gemessenen und prognostizierten Schalldruck eines Tieftonchassis ohne Schallführung in 1m Entfernung. Die rote Kurve stellt die mit dem Mikrofon durchgeführte Nahfeldmessung dar. Die grüne Kurve wurde mittels des linearen Lautsprechermodells errechnet. Die violette Linie wurde aus dem gemessenen Lasersignal mittels Gl. (14) berechnet. Gemessen und berechnet wurde mit 1 Watt Leistung bezogen auf die Nennimpedanz $Z_n = 8$ Ohm des Chassis.

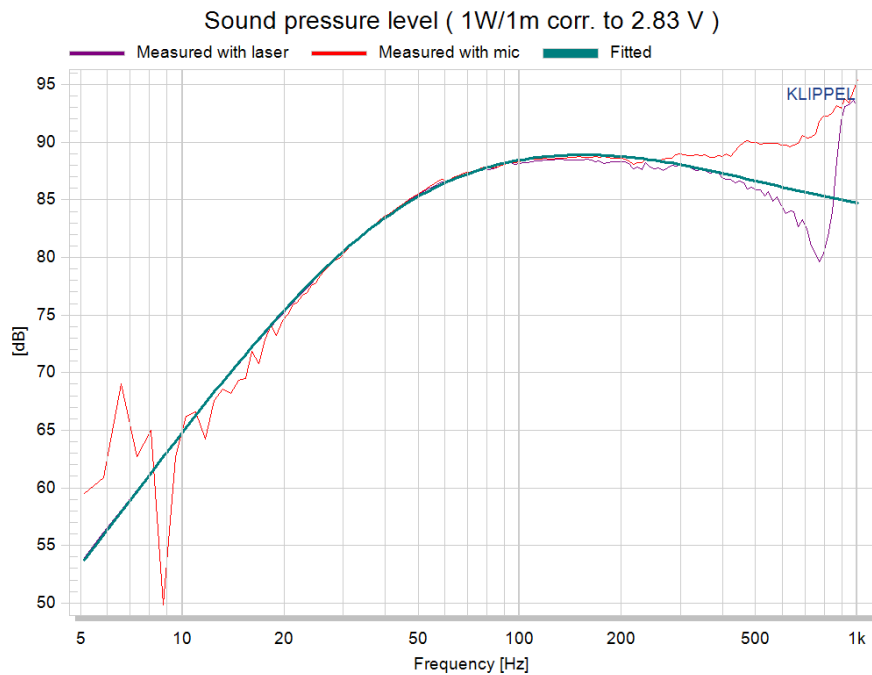


Abb. 3.14: Gemessener (rote Linie), angepasster (grüne Linie) und prognostizierter (violette Linie) Schalldruckverlauf des Tieftonchassis GF200 ohne Schallführung

3.1.2.5 Anregungssignal

Als Anregung wird ein Multiton-Signal verwendet. Im Gegensatz zu einem Sweep werden hier nicht alle Frequenzen angeregt sondern nur einige logarithmisch verteilte Signallinien. 16-30 Signallinien pro Oktave ergeben einen guten Signalrauschabstand und sorgen für eine gute Auflösung der Impedanzkurve um die elektrischen und mechanischen Parameter zu ermitteln. Die gemessenen Signale werden einer FFT-Analyse unterzogen. Die resultierenden Spektren enthalten neben den angeregten Fundamentalfrequenzen auch Verzerrungen bei nicht angeregten Frequenzen, welche in den Zwischenräumen sichtbar sind, sowie Messrauschen. Die nichtlinearen Verzerrungen entstehen durch komplexe Überlagerungen der Fundamentalkomponenten und können nicht in harmonische und Intermodulationsverzerrungen aufgeteilt werden. Wie in [KLIPPEL2] wurde mit dem GF200 eine Multiton-Verzerrungsmessung durchgeführt. Dabei wird der Anregungspegel so hoch gewählt, dass der Lautsprecher nicht mehr im linearen Bereich arbeitet und dadurch starke Verzerrungen auftreten. In Abb. 3.15 zeigt das Spannungsspektrum deutlich die blauen Fundamentalkomponenten sowie die zusätzlich gelben Verzerrungen die durch den Verstärker verursacht werden.

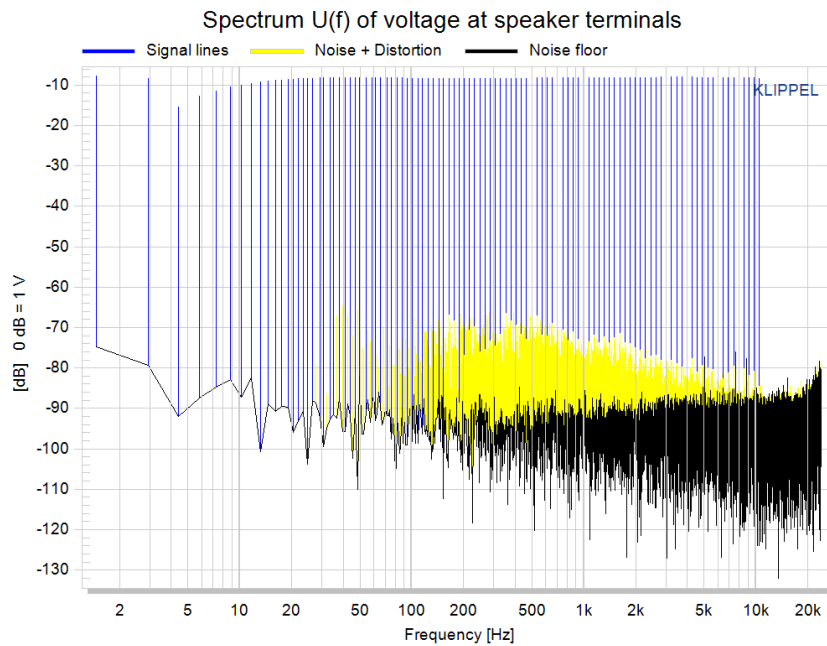


Abb. 3.15: Spannungsspektrum bei Multiton-Verzerrungsmessung

Analog dazu zeigen Abb. 3.16 und Abb. 3.17 die Spektren der gemessenen Membranauslenkung bzw. des gemessenen Stroms. Auch hier sind das spärliche Spektrum der angeregten Fundamentalkomponenten sowie die auftretenden Verzerrungen die durch den Lautsprecher verursacht werden deutlich zu erkennen.

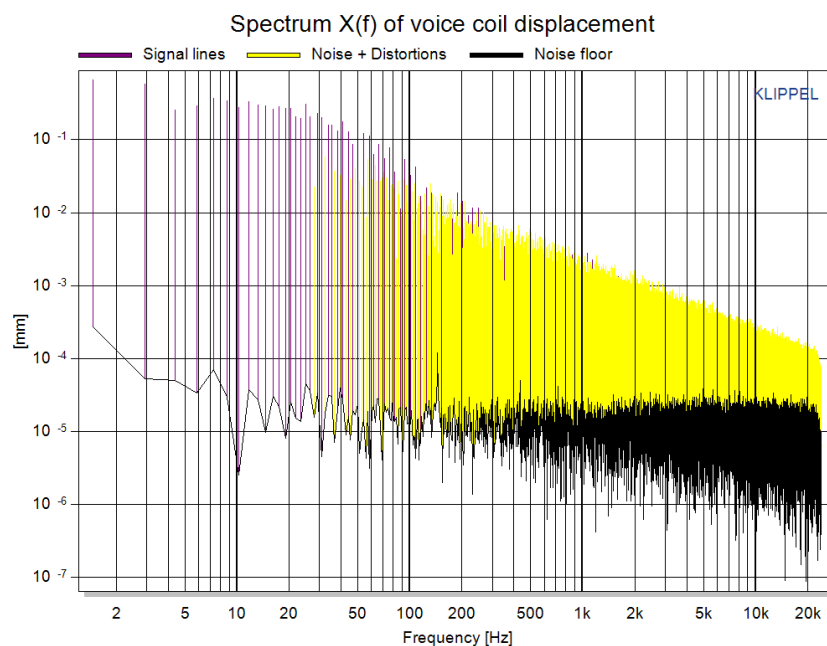


Abb. 3.16: Auslenkungsspektrum des GF200 bei einer Multiton-Verzerrungsmessung

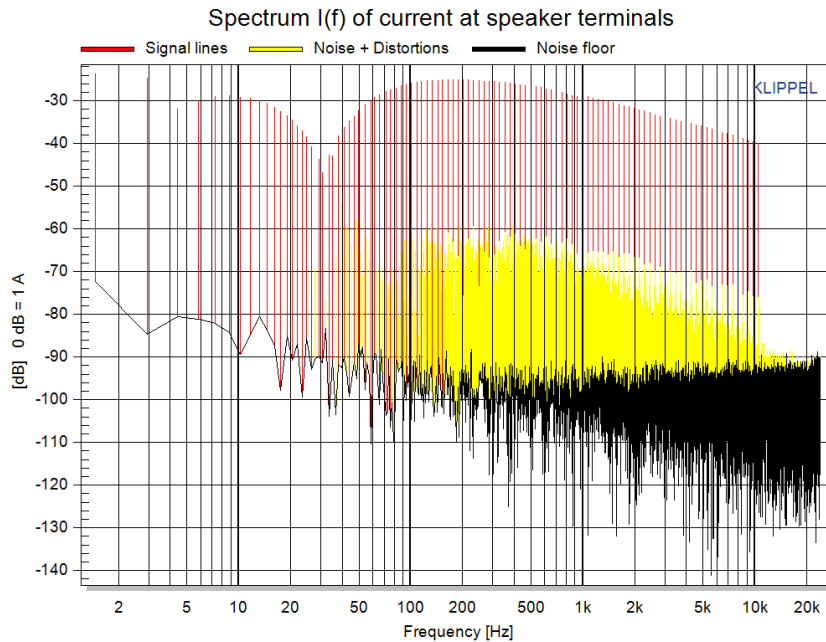


Abb. 3.17: Stromspektrum des GF200 bei einer Multiton-Verzerrungsmessung

3.1.2.6 Gültigkeit der Messresultate

Um gültige und sinnhafte Messergebnisse zu erhalten müssen nach [KLIPPEL4] einige Messbedingungen eingehalten werden. Die ermittelten Lautsprecherparameter sind ohne eine Überprüfung der Gültigkeit wertlos. Um Informationen über

- nicht verbundene Sensoren
- Verstärkerbegrenzungen
- ungenügenden Signalrauschabstand
- das Arbeiten des Lautsprechers außerhalb des linearen Bereichs

zu erlangen, müssen die gemessenen Strom-, Spannungs- und Auslenkungsspektren unbedingt auf einen genügenden Signalrauschabstand überprüft werden.

Gemessenes Stromsignal

Abb. 3.18 zeigt das Spektrum des gemessenen Stromsignals. Die roten Linien stellen die angeregten Fundamentalkomponenten dar. Die schwarzen 'noise floor' Linien repräsentieren das verbleibende Rauschen, welches durch das Messsystem (Stromsensor) verursacht wird. Werden die 'noise floor' Linien von den grauen 'noise + distortion' Linien überragt, so treten die Nichtlinearitäten, die durch den Lautsprecher verursacht werden, hervor. Man beachte den Einschnitt im Spektrum bei der Resonanzfrequenz des Lautsprechers. Das Stromsignal ist ungültig falls

- der Abstand zwischen Signallinien und dem Rauschsignal zu klein und damit der Signalrauschabstand zu gering ist. Für optimale Ergebnisse muss das Verhältnis

$$\text{SNR} + D = \frac{\text{Signal}}{\text{Distortion} + \text{Noise}}$$

maximiert werden.

Abhilfe: Amplitudenerhöhung des Anregungssignals und/oder Erhöhung der Mittelungen.

- die Differenz zwischen *'noise + distortion'* und *'noise floor'* nicht vernachlässigbar ist. Das bedeutet, dass das Stromsignal durch die Nichtlinearitäten des Lautsprechers verzerrt wird. Eine hohe Anzahl von Verzerrungen ist ein Indiz dafür, dass das lineare Modell nicht mehr ausreichend ist.

Abhilfe: Amplitudenverringern des Anregungssignals.

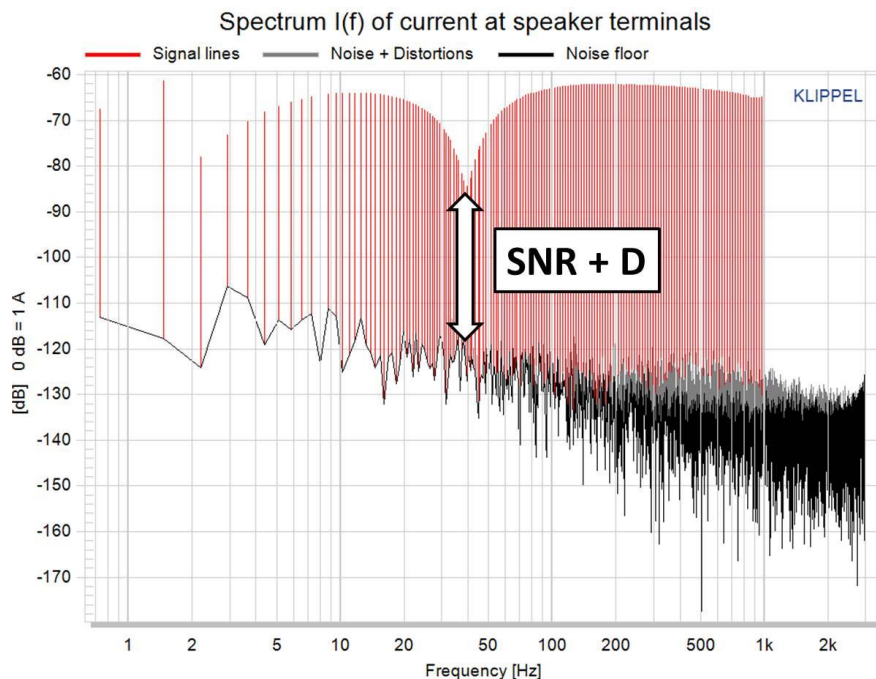


Abb. 3.18: Spektrum des gemessenen Stromsignals beim GF200

Gemessenes Spannungssignal

Abb. 3.19 zeigt das Spektrum des gemessenen Spannungssignals. Die blauen Linien stellen die angeregten Fundamentalkomponenten dar. Die schwarzen *'noise floor'* Linien repräsentieren das verbleibende Rauschen, welches durch den Spannungssensor verursacht wird. Werden die *'noise floor'* Linien von den grauen *'noise + distortion'* Linien überragt, so treten die Nichtlinearitäten, die durch den Verstärker verursacht werden, hervor. Das Spannungssignal ist ungültig falls

- der Abstand zwischen Signallinien und dem Rauschen zu klein und damit der Signalrauschabstand zu gering ist.

Abhilfe: Amplitudenerhöhung des Anregungssignals und/oder Erhöhung der Mittelungen.

- die Differenz zwischen *'noise + distortion'* und *'noise floor'* nicht vernachlässigbar ist. Das Spannungssignal wird durch die Nichtlinearitäten des Verstärkers verzerrt.

Abhilfe: Amplitudenverringern des Anregungssignals.

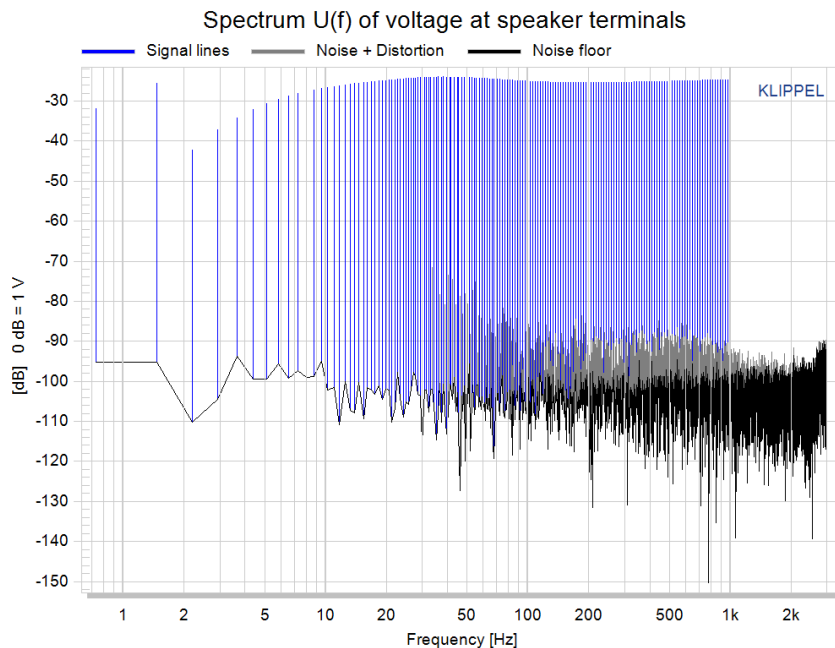


Abb. 3.19: Spektrum des gemessenen Spannungssignals beim GF200

Gemessenes Auslenkungssignal

Abb. 3.20 zeigt das Spektrum des gemessenen Auslenkungssignals. Die violetten Linien stellen die angeregten Fundamentalkomponenten dar. Die schwarzen 'noise floor' Linien repräsentieren das verbleibende Messrauschen, welches durch die Auflösung des Lasersensorkopfes verursacht wird. Werden die 'noise floor' Linien von den grauen 'noise + distortion' Linien überragt, treten die Nichtlinearitäten, die durch den Lautsprecher verursacht werden, hervor. Man beachte im Spektrum den Abfall um 12 dB/Oktave oberhalb der Resonanzfrequenz des Lautsprechers. Das Auslenkungssignal ist ungültig falls

- die Frequenz bei der das Auslenkungsspektrum im Rauschen verschwindet unter 300 Hz liegt.

Abhilfe: Amplitudenerhöhung des Anregungssignals und/oder Erhöhung der Mittelungen.

- die Anzahl der Signallinien über dem 'noise floor' sehr gering ist. Dies geschieht, wenn sich die Resonanzfrequenz des Lautsprechers zu nah an der Grenzfrequenz des Laserkopfes befindet.

Abhilfe: Amplitudenerhöhung des Anregungssignals und/oder Erhöhung der Mittelungen.

- die Differenz zwischen 'noise + distortion' und 'noise floor' nicht vernachlässigbar ist. Die Auslenkung der Schwingspule wird durch die Nichtlinearitäten des Lautsprechers verzerrt. Eine hohe Anzahl von Verzerrungen ist ein Indiz dafür, dass das lineare Modell nicht mehr ausreichend ist.

Abhilfe: Amplitudenverringern des Anregungssignals.

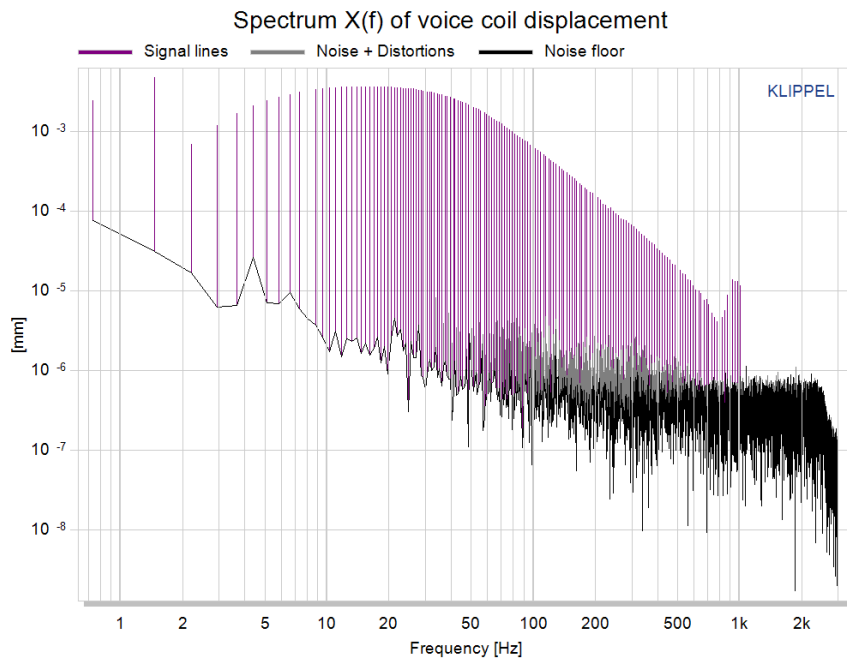


Abb. 3.20: Spektrum des gemessenen Lasersignals beim GF200

Ein Mindestwert von 20 dB ist für einen brauchbaren Signalrauschabstand erforderlich. Sollte dieser nicht erreicht werden, scheinen automatisch Verbesserungsvorschläge der Software am Bildschirm auf. Man beachte dabei, dass das Maximieren des SNR + D für den Strom wichtiger ist als für das Auslenkungssignal.

3.1.2.7 Erzielen einer höheren Genauigkeit

Wie bereits im vorherigen Kapitel erwähnt, ist das Wichtigste bei der Messung die richtige Wahl des Pegels für die Signalanregung. Ein zu hoher Pegel führt zu Verzerrungen und der Lautsprecher arbeitet nicht mehr im Kleinsignalbereich. Ein zu geringer Pegel wiederum führt zu einem schwachen Signalrauschabstand. Da das LPM Modul sowohl das Grundrauschen als auch die auftretenden Verzerrungen visualisiert, kann der optimale Anregungspegel eingestellt werden [KLIPPEL4].

Die im folgenden Teil beschriebenen Empfehlungen sollen als Anleitung verstanden werden, um eine möglichst hohe Genauigkeit bei den Messungen zu erzielen.

Präzises Kalibrieren

Da Spannungs- und Stromsensoren bereits kalibriert geliefert werden bedarf es nur einer Kalibrierung des Laserkopfes (siehe Kapitel 3.1.5). Diese sollte laut Anleitung [KLMA] von Zeit zu Zeit durchgeführt werden. Ein Kalibrierungsfehler des Lasers hat Auswirkung auf die Genauigkeit der ermittelten mechanischen Parameter.

Verstärker und Verwendung von ‘at Speaker terminals’ bzw. ‘noise floor + dc monitoring’

Es dürfen keine direkt gekoppelten Verstärker benutzt werden. Da der Gleichstromwiderstand R_e zwischen 0,5 Hz und 2 Hz gemessen wird muss der Verstärker in diesem Bereich eine genügend große Verstärkung (roll off > 40 dB) aufweisen da ansonsten ein ungenügender Signalrauschabstand in diesem Bereich entsteht. Wählt man bei den Operationseigenschaften in

der Registerkarte STIMULUS bei Voltage den Punkt *'at Speaker terminals'* wird die gemessene Grenzfrequenz des Verstärkers kompensiert (Erhöhung des Anregungspegels für die abgeschwächten Signallinien). Wählt man weiters den Punkt *'noise floor + dc monitoring'* wird vor der Hauptmessung noch eine zusätzliche Messung des Grundrauschens durchgeführt.

Einstellung des Lasers

Die Ruheposition der Membran sollte in der Mitte des Arbeitsbereiches des Lasers sein. Um die Anzahl der Reflektionen der Membran zu erhöhen sollte der Laser auf einen weißen Punkt, der in der Mitte der Membran angebracht wird (siehe Abb. 3.21) eingestellt sein. Damit wird der Signalrauschabstand des Lasersignals deutlich verbessert.



Abb. 3.21: Tieftonchassis GF200 mit weißem Punkt um den Signalrauschabstand des Lasersignals zu verbessern

Des Weiteren ist darauf zu achten, dass der Laser beim Messen immer auf eine senkrechte Oberfläche gerichtet ist. Für genaue Einstellungen siehe Kapitel 3.1.4.

Befestigung des Chassis

Es muss stets kontrolliert werden, ob das Chassis fest am Stativ montiert ist (siehe Abb. 3.22), da es sonst zu unerwünschten Vibrationen und mechanischen Resonanzen (siehe Abb. 3.23) kommen kann. Kein Kabel darf das Chassis oder den Laserkopf berühren.



Abb. 3.22: Montage des Testchassis am Montagestand

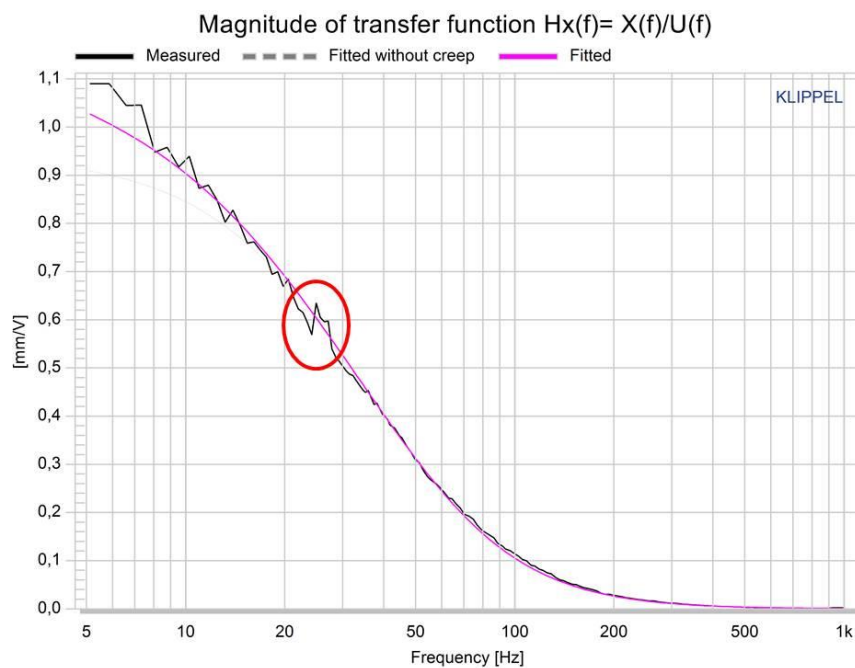


Abb. 3.23: Mechanische Resonanz verursacht durch eine schlechte Montage des Chassis

Verwendung des Kanals 'Speaker 2'

Wenn möglich sollte der Distortion Analyzer mit dem Lautsprecher über den Kanal 'Speaker 2' verbunden werden, da der Stromsensor hier mit einer höheren Empfindlichkeit als bei Kanal 'Speaker 1' ausgestattet ist. Der gewünschte Kanal wird bei den Operationseigenschaften in der Registerkarte INPUT ausgewählt.

Frequenzauflösung und Frequenzbandbreite

Die Einstellungen erfolgen bei den Operationseigenschaften in der Registerkarte STIMULUS. Eine relative Auflösung von 16 – 24 Linien/Oktave bei der Resonanzfrequenz ist empfehlenswert. Eine höhere Auflösung bringt keine weiteren Vorteile. Die Bandbreite F_{\max} sollte mit $20 \cdot f_S$ gewählt werden damit der Resonanzpeak der Impedanzkurve in der Mitte des Grafikfensters ist.

Einstellen des Anregungssignals

Wird bei den Operationseigenschaften in der Registerkarte STIMULUS *'Noise floor monitoring'* aktiviert, so wird eine Messung zur Bestimmung des Grundrauschens vor der eigentlichen Hauptmessung durchgeführt. Um einen optimalen Signalrauschabstand zu erreichen sollte bei Messungen am GF200 zuerst mit einem kleinen Anregungssignal z.B. 0,05 V begonnen werden. Nach der Messung erfolgt die Kontrolle der gemessenen Signale (siehe Kapitel 3.1.2.6). Der Signalrauschabstand kann auch im Ergebnisfenster *'Table Signal Characteristics'* unter *'I SNR+D'* für das Stromsignal und *'U SNR+D'* für das Spannungssignal abgelesen werden. Tabelle 3 zeigt die Genauigkeit zur Bestimmung der Wandlerkonstante in Abhängigkeit vom Signalrauschabstand.

SNR+D	Genauigkeit
20 dB	10 %
30 dB	3 %
40 dB	1 %

Tabelle 3: Bestimmungsgenauigkeit der Parameter in Abhängigkeit vom Signalrauschabstand [KLIPPEL4, S. 5]

Zusammenfassend zu Kapitel 3.1.2.6 sind hier noch einmal die einzelnen Schritte zur Einstellung des Anregungssignals erwähnt:

1. Falls keine Verzerrungen zu erkennen sind, wird der Anregungspegel angehoben bis die Verzerrungslinien das Messrauschen leicht überragen.
2. Falls Verzerrungen deutlich auftreten, ist der Pegel abzusenken bis die Verzerrungslinien nur mehr leicht über das Messrauschen ragen.
3. Falls der Signalrauschabstand immer noch zu gering ist, soll die Anzahl der Mittelungen erhöht werden. Die Anzahl der Mittelungen haben zwar keinen Einfluss auf die Verzerrungen, jedoch wird der Einfluss des Rauschens dabei minimiert. Der verbesserte Signalrauschabstand lässt sich wie folgt berechnen:

$$\Delta \text{SNR} = 3 \log_2(N) \text{dB}$$

wobei N die Anzahl der Mittelungen angibt. Abb. 3.24 zeigt einen verbesserten Signalrauschabstand von etwa 18 dB wenn die Anzahl der Mittelungen von 2 auf 128 erhöht wird.

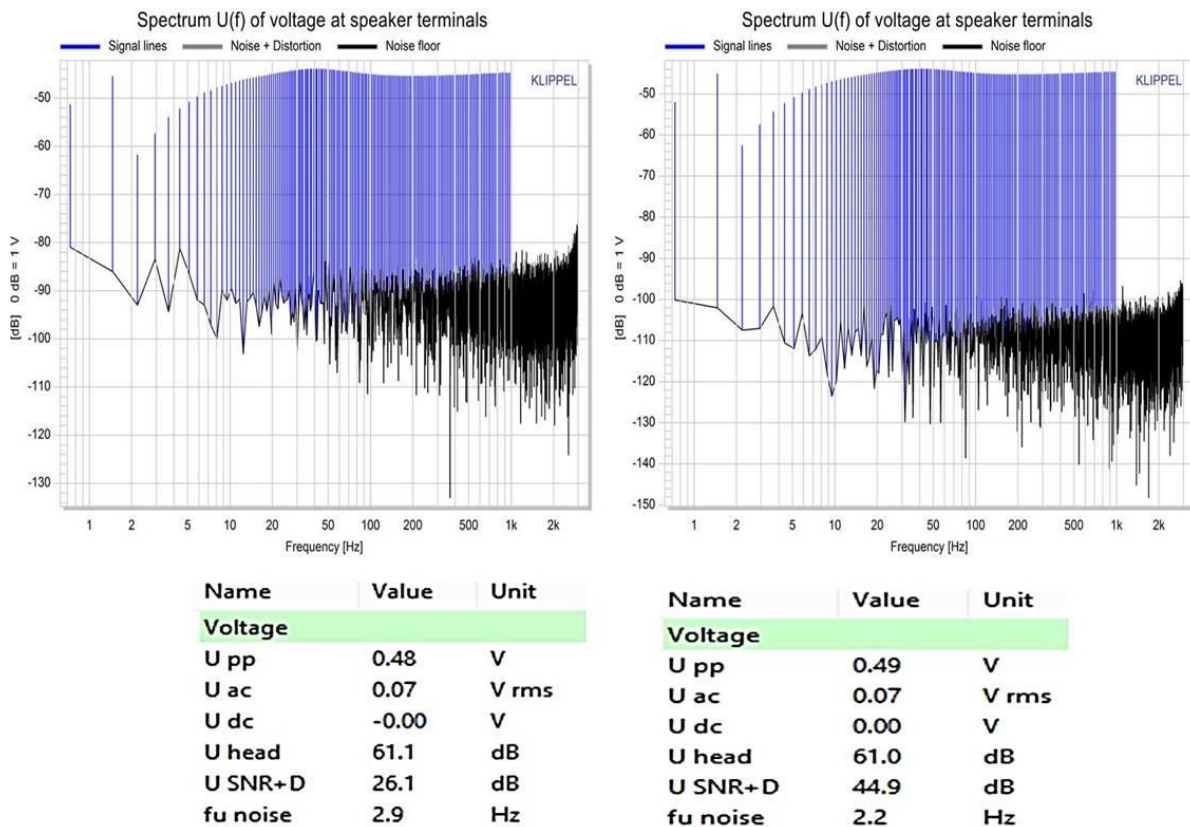


Abb. 3.24: Unterschiedlicher SNR bei unterschiedlichen Mittelungen (rechts 128 Mittelungen, links 2 Mittelungen)

Kontrolle des Laserspektrums

Im Ergebnisfenster '*X(f) Spectrum*' ist das Spektrum der Membranauslenkung zu sehen (siehe Abb. 3.20). Man beachte im Spektrum den Abfall um 12 dB/Oktave oberhalb der Resonanzfrequenz des Lautsprechers.

Normalerweise treten im Auslenkungsspektrum keine Verzerrungen auf die nicht auch im Stromspektrum enthalten sind. Sollte dies der Fall muss der Aufbau nochmals überprüft werden.

Kontrolle der Anpassungen

Nach dem Öffnen der Ergebnisfenster '*Impedance Magnitude*' und '*H_x(f) Magnitude*' ist darauf zu achten, wie gut die Anpassung der jeweiligen Kurve erfolgt ist. Weiters sind im Ergebnisfenster '*Table Linear Parameters*' die Anpassungsfehler *rmse Z* und *rmse H_x* zu sehen. Fehlerwerte zwischen 2% und 4% bedeuten eine gute Anpassung. Der Fehler kann mit der Wahl des richtigen Induktanzmodells noch weiter nach unten korrigiert werden. Bei den Operationseigenschaften in der Registerkarte IM/EXPORT kann zwischen verschiedenen Modellen ausgewählt werden. Es ist immer jenes zu bevorzugen, dass den niedrigsten Anpassungsfehler *rmse Z* oder *rmse H_x* ausgibt.

Other Parameters			
Vas	35.0906	l	equivalent air volume of suspension
n0	0.372	%	reference efficiency (2 pi-radiation using Re)
Lm	87.91	dB	characteristic sound pressure level (SPL at 1m for 1W @ Re)
Lnom	89.06	dB	nominal sensitivity (SPL at 1m for 1W @ Zn)
rmse Z	2.40	%	root-mean-square fitting error of driver impedance Z(f)
rmse Hx	1.37	%	root-mean-square fitting error of transfer function Hx (f)

Other Parameters			
Vas	35.7031	l	equivalent air volume of suspension
n0	0.378	%	reference efficiency (2 pi-radiation using Re)
Lm	87.98	dB	characteristic sound pressure level (SPL at 1m for 1W @ Re)
Lnom	89.14	dB	nominal sensitivity (SPL at 1m for 1W @ Zn)
rmse Z	2.50	%	root-mean-square fitting error of driver impedance Z(f)
rmse Hx	0.86	%	root-mean-square fitting error of transfer function Hx (f)

Abb. 3.25: Unterschiedliche Wahl des Induktanzmodells (oben LR-2 shunted inductor, unten LEACH)

3.1.3 Der Messaufbau

Folgende Hardware und Software wurde für den Messaufbau verwendet:

- Linear Parameter Measurement Module (LPM) + dB-Lab Software
- Distortion Analyzer DA2 der Firma Klippel



Abb. 3.26: Distortion Analyzer DA2 der Firma Klippel [www.klippel.de]

- Stereo Studioverstärker RA-300 der Firma Alesis



Abb. 3.27: Verstärker RA-300 der Firma Alesis [www.alesis.com]

- Kleinmembran Kondensatormikrofon TL4006 der Firma DPA



Abb. 3.28: Kleinmembran Kondensatormikrofon TL4006 der Firma DPA [www.thomann.de]

- Keyence LK-H052 Laserkopf + Laserkontroller



Abb. 3.29: Laserkontroller mit Netzkabel und LEMO-Stecker (links) und Laserkopf (rechts)

- Montagestativ der Firma Klippel



Abb. 3.30: Montagestativ der Firma Klippel

- Diverse Verbindungskabel



Abb. 3.31: Mitgelieferte Kabel für den Montageaufbau

Abb. 3.32 zeigt den Aufbau der verwendeten Hardware.

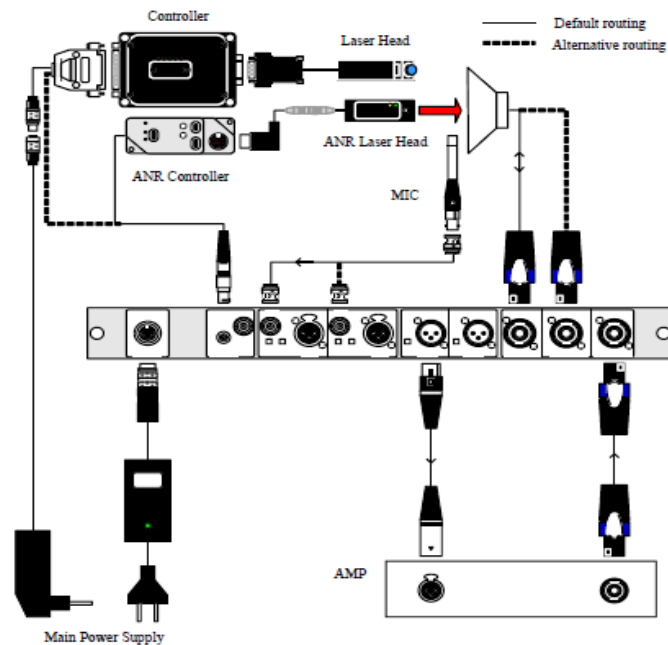


Abb. 3.32: Aufbau der benötigten Hardware-Komponenten für das LPM Modul [KLMA]

Es folgt eine kurze Anleitung zum richtigen Aufbau.

1. Befestigen des Chassis am Montagestand. Mithilfe der Montagebolzen kann die gesamte Halterung nach oben und unten bewegt werden. Ist die passende Höhe für das benötigte Chassis gefunden, müssen die Montagebolzen wieder im Montagerahmen einschnappen. Die endgültige Befestigung des Chassis wird mit Hilfe der Montagekurbel durchgeführt. (siehe Abb. 3.33).

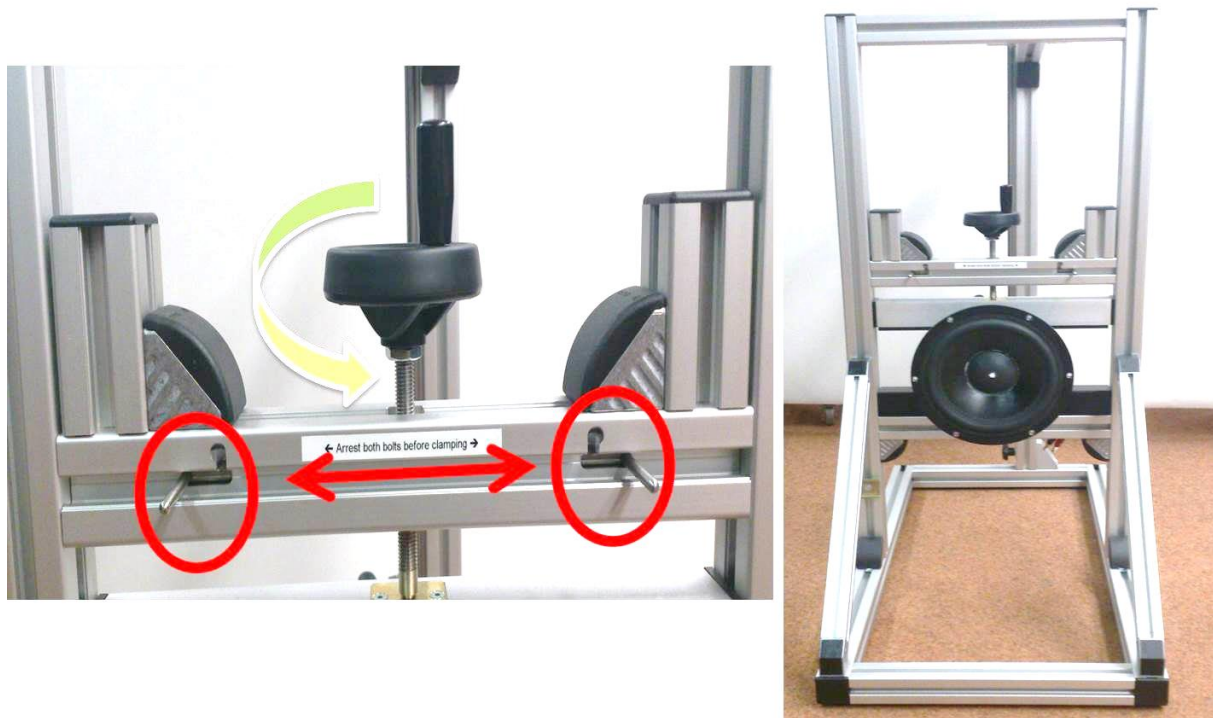


Abb. 3.33: Einschnappen der Montagebolzen und Drehen der Montagekurbel (links) und aufgebauter Montagestand mit befestigtem Chassis (rechts)

2. Verbinden des XLR Ausgangs **OUT1** auf der Rückseite des Distortion Analyzers (DA) mit dem XLR Eingang **INPUT1** des Verstärkers mit Hilfe eines XLR-Kabels.

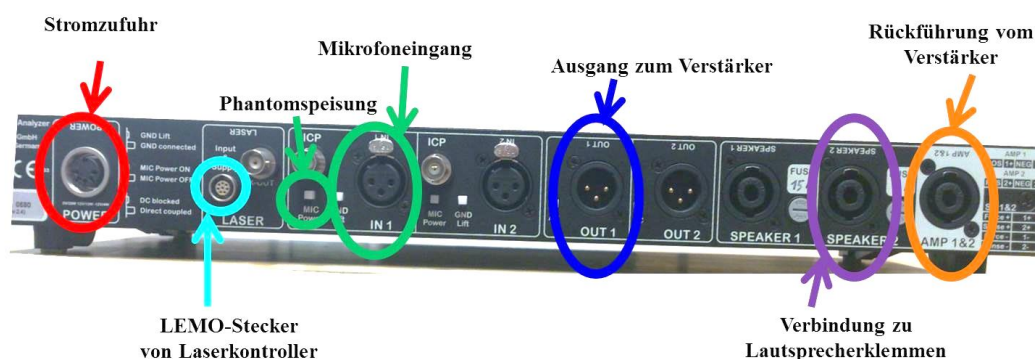


Abb. 3.34: Steckerbelegung auf der Rückseite des DA

3. Verbinden des Verstärkerausgangs mit dem DA Speakon-Eingang **AMPLIFIER** mit Hilfe des Litzenkabels. Die 4 Litzen des Verstärkerkabels werden je nach Verwendung der Kanäle **SPEAKER1** oder **SPEAKER2** verwendet. Wird das Chassis über **SPEAKER1** gespeist, werden das rote Kabel 1+ sowie das blaue Kabel 1- an den Verstärkerausgang angeschlossen. Bei Speisung über **SPEAKER2** werden das weiße Kabel 2+ und das schwarze Kabel 2- verwendet.

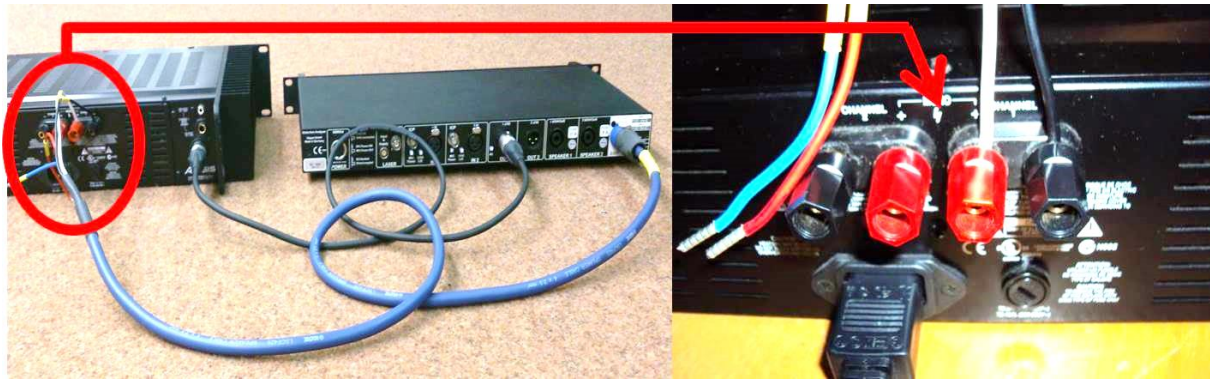


Abb. 3.35: Rückansicht des Verstärkers bei Verwendung der Anschlussleisten für Speaker2

4. Verbinden des DA Speakon Ausgangs **SPEAKER2** mit den Lautsprecherklemmen des Chassis mit Hilfe des mitgelieferten Lautsprecherkabels. Zur Verbindung der Klemmen müssen zusätzliche Zwischenstecker benutzt werden.



Abb. 3.36: Verbinden des Lautsprecherkabels mit den Lautsprecherklemmen mit Hilfe von Zwischensteckern

5. Montieren des Laserkopfes auf dem Montagegestativ und Verbinden des Laserkopfes mit dem Laserkontroller (siehe Abb. 3.37) mit Hilfe des mitgelieferten Laserkabels. Der gelbe Kreis zeigt den Anschluss des Laserkabels, der rote Kreis zeigt den Anschluss des dazugehörigen Netzkabels.



Abb. 3.37: Montierter Laserkopf (links) und Anschlüsse am Laserkontroller (rechts)

6. Danach muss der LEMO-Stecker des Laserkontrollers weiter mit dem **LASER** markierten Eingang auf der Rückseite des DA verbunden werden.
7. Verbinden des Mikrofons mit dem **MIC** markierten Eingang auf der Rückseite des DA. Gegebenenfalls die Phantomspeisung einschalten. Mikrofon und Mikrofonklemme auf der dafür vorgesehenen Halterung am Stativ montieren.

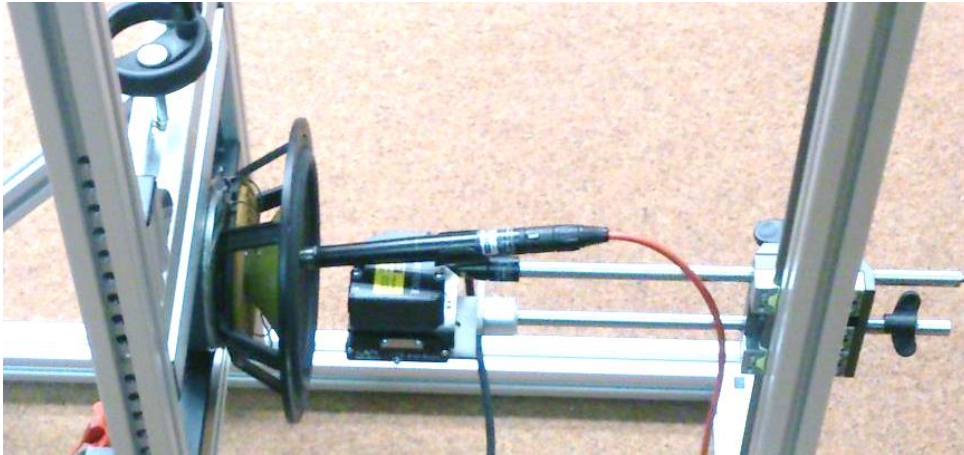


Abb. 3.38: Befestigung des Mikrofons am Montagestativ

8. Verbinden Sie den **USB** Eingang an der Vorderseite des DA mit ihrem PC



Abb. 3.39: Vorderseite des DA mit USB-Eingang

9. Nach dem Einschalten der Hardware benötigt die gesamte Einheit eine Aufwärmzeit von ca. 30 Minuten.

3.1.4 Durchführen der Lasergenauigkeitskontrolle:

- Nach dem Einschalten des DA den Knopf **ENTER** auf der Vorderseite des DA drücken um den *'stand alone mode'* zu aktivieren. Danach mit den Pfeilen (↑↓) das Menü **Displacement Meter** auswählen und mit **ENTER** bestätigen.
- Richten Sie den Laserstrahl auf die Staubkappe der vorher fixierten Membran. Um die Anzahl der Reflexionen zu erhöhen, sollte sich bereits ein weißer Punkt auf der Membran befinden.
- Durch Vor- und Zurückschieben der Laserhalterung soll der Laser in seinem optimalen Arbeitsbereich eingestellt werden (LED hört zu blinken auf und leuchtet orange). Durch Vor- oder Zurückdrehen der Mikrometer-Schraube (siehe Abb. 3.40) wird der Laser in den optimalen Abstand zu Chassis gebracht (LED leuchtet grün).

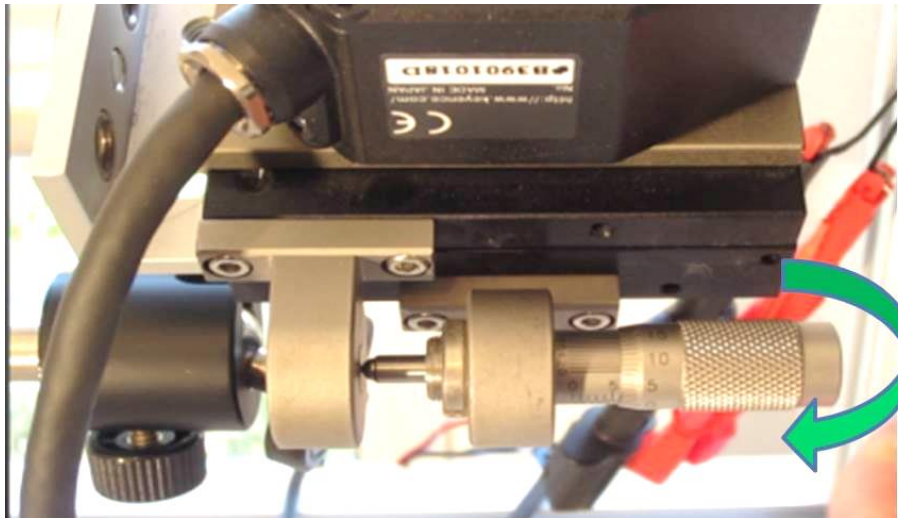


Abb. 3.40: Einstellen des optimalen Arbeitsbereiches durch Drehen an der Mikrometer-Schraube des Laserkopfes

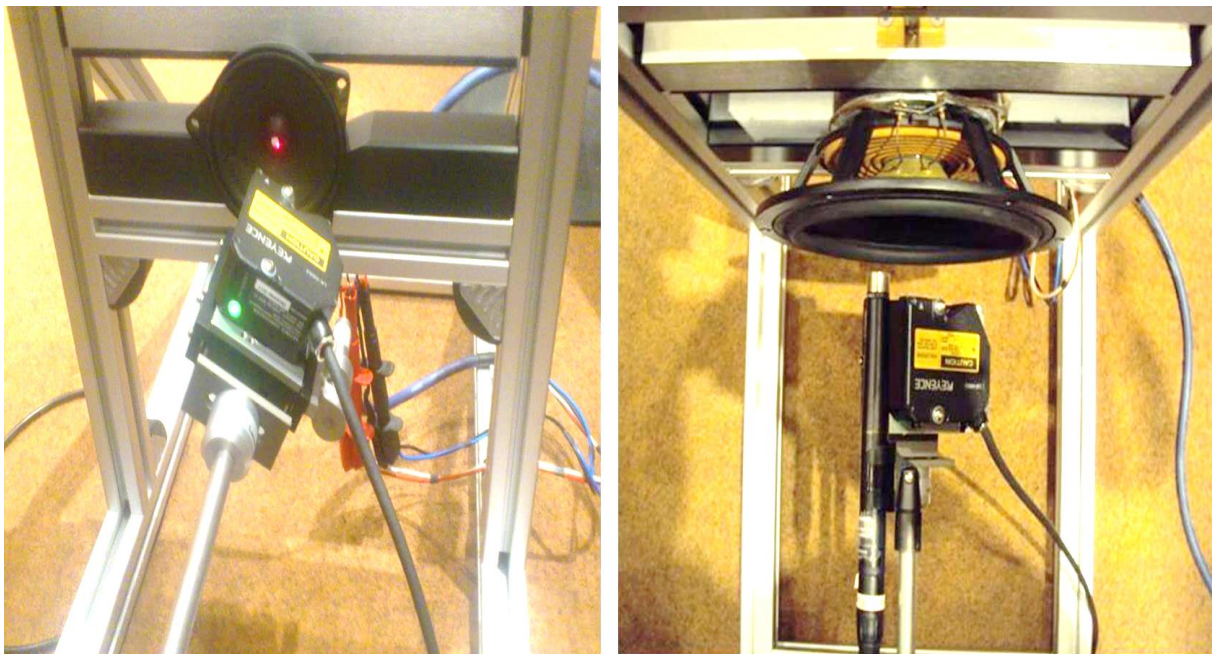


Abb. 3.41: Laser ist in optimalen Arbeitsbereich (grünes Licht leuchtet).

Am Display des DA wird ein sehr kleiner **X**-Wert angezeigt.

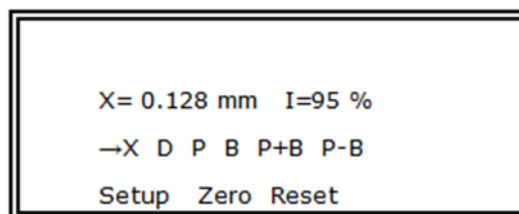


Abb. 3.42: Anzeige am DA bei Laserüberprüfung [KLMA]

- Am DA wird mit Hilfe der Pfeile (←→) der Auswahlmodus **D** (Distance measurement) ausgewählt und mit **ENTER** bestätigt.

- Der Cursor steht nun bei **ZERO** in der untersten Zeile. Mit **ENTER** wird die Differenzmessung bezogen auf die jetzige Position aktiviert.
- Verringerung der Distanz zwischen Laserkopf und Membran um 1 mm durch eine zweimalige Volldrehung der Mikrometer-Schraube (1 Umdrehung = 0.5 mm).
- Ablesen der Distanz **D** auf dem Display. Der Wert sollte sich in einem +/-2% Toleranzbereich bewegen ($0.98 < D < 1.02$). Liegt **D** innerhalb des Toleranzbereiches wird der Laser mittels der Mikrometer-Schraube wieder um 1mm nach hinten gedreht und die Kontrolle durch Drücken von **ESC** beendet. Sollte **D** außerhalb des Toleranzbereiches liegen, ist eine Laserkalibrierung durchzuführen (siehe Kapitel 3.1.5).

3.1.5 Kalibrieren des Lasers

Zum Kalibrieren des Lasers ist folgendes zu beachten:

- Auswahl des Menüs **SETUP** (siehe Abb. 3.42) am Display des DA und mit **ENTER** bestätigen.
- Auswahl der Option **AVERAGING** im Einstellungsmenü und mit **ENTER** bestätigen. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses kann hier mit Hilfe der Pfeile (←→) ausgewählt werden. Zum Kalibrieren des Lasers muss der Wert 1 Hz ausgesucht und mit **ENTER** bestätigt werden.
- Nachdem die Option **CALIBRATION** im Einstellungsmenü ausgewählt wurde wird die Kalibrierung in drei Stufen durchgeführt.

1. Einstellen des Lasers auf die Mittelposition:

Richten Sie den Laserstrahl auf den weißen Punkt der Membran. Durch Vor- und Zurückschieben der Laserhalterung soll der Laser in seinem optimalen Arbeitsbereich eingestellt werden (LED hört zu blinken auf und leuchtet grün). Anschließend 5 Sekunden warten und **ENTER** drücken.

2. Messung bei verringerter Distanz:

Verringern sie die Distanz um 1 mm (2 Volldrehungen der Mikrometer-Schraube). Bestätigen Sie anschließend die Kalibrierungsdistanz $d = 1$ mm unter Verwendung der Navigationspfeile (←→ für die Stelle, ↑↓ um die Zahl auszuwählen). Nach 5 Sekunden Wartezeit mit **ENTER** bestätigen.

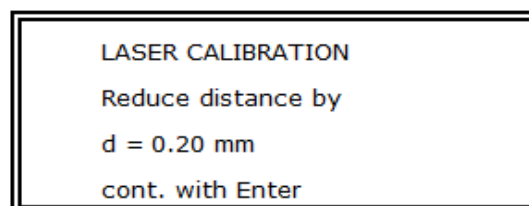




Abb. 3.43: Anzeige am DA bei Laserkalibrierung [KLMA]

3. Dunkle Oberfläche:

Drücken Sie **ENTER**. Der 3. Schritt muss nur für die ANR Laserserie durchgeführt werden und kann bei dem hier verwendeten Laser wegfallen.

3.1.6 Der Messvorgang

In den folgenden Kapiteln werden 3 Messvarianten zur Bestimmung der Thiele/Small Parameter näher erklärt. Die Grundeinstellungen sind für alle drei Varianten gleich.

- Der Messverstärker wurde etwa zur Hälfte (12 Uhr) aufgedreht
- Starten der Messsoftware dB-Lab des R&D Systems.
- Erstellen einer neuen Datenbank mittels Klick auf **‘Project‘** → **‘Select Database‘** und anschließend **‘New‘**. Benennung der Datenbank und Speichern.
- Erstellen eines neuen Objects mittels .
- Erstellen einer neuen Operation mittels  und dem Template **LPM Subwoofer T/S (Sp2)**.

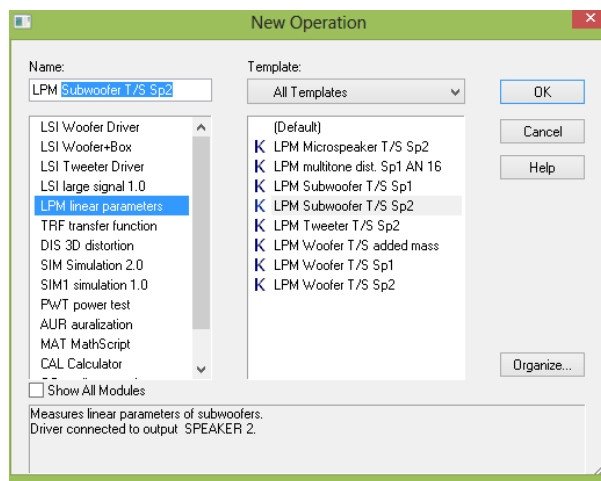


Abb. 3.44: Erstellen einer neuen Operation mit Hilfe eines Templates

- Rechter Mausklick auf die neuerstellte Operation und **‘Properties‘** auswählen.
- In der Registerkarte *Driver* den Durchmesser der Membran im Feld **Diameter** eintragen und mit OK bestätigen. Weiters werden noch für die in Kapitel 3.1.2.4 beschriebene Schalldruckmessung die Nennimpedanz des Chassis sowie die Wattanzahl benötigt.

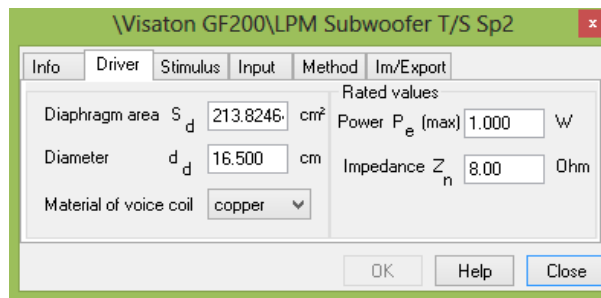


Abb. 3.45: Eingabedaten des Chassis

- In der Registerkarte *Stimulus* werden nun die in Kapitel 3.1.2.7 beschriebenen Werte für eine hohe Genauigkeit eingegeben bzw. aktiviert.

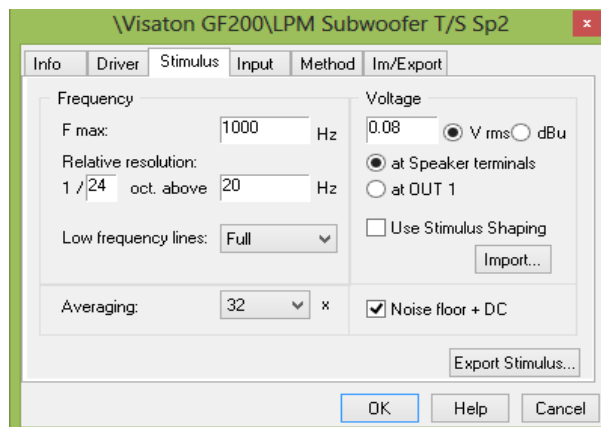


Abb. 3.46: Eingabeparameter des Anregungssignals

- In der Registerkarte *Input* werden sowohl die angeschlossenen Geräte als auch der verwendete Lautsprecherkanal angegeben. Weiters ist es möglich ein Mikrofon anzuschließen welches den Schalldruck im Nahfeld misst.

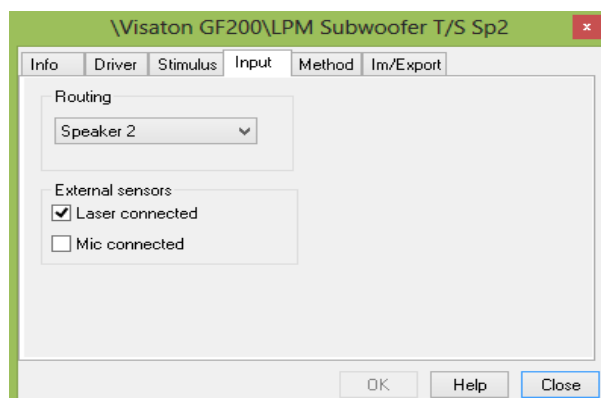


Abb. 3.47: Eingabeparameter der angeschlossenen Geräte

- In der Registerkarte *Im/Export* wird das gewünschte Induktanzmodell sowie die Berücksichtigung des Kriechfaktors (siehe Kapitel 3.1.2.3) ausgewählt. Das Induktanzmodell kann auch nach der Messung noch geändert werden.

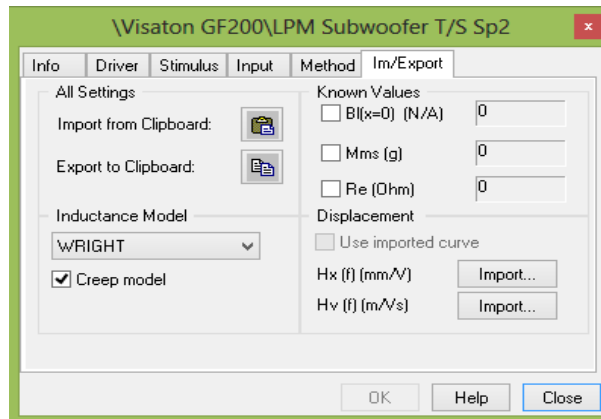


Abb. 3.48: Auswahl des Induktanzmodells und Berücksichtigung des Kriechfaktors

- In der Registerkarte *Method* wird die gewünschte Messmethode ausgewählt.

3.1.6.1 Messen mit Lasersensor

Wird ein Laser zur Bestimmung der Thiele-Small-Parameter verwendet, muss man das Chassis nicht unbedingt aus der Lautsprecherbox ausbauen. In diesem Fall wählt man für **Driver** 'In sealed enclosure' und trägt das Volumen der Lautsprecherbox ein. Wird das ausgebaute Chassis im Montagezustand befestigt, wählt man 'In free air'.

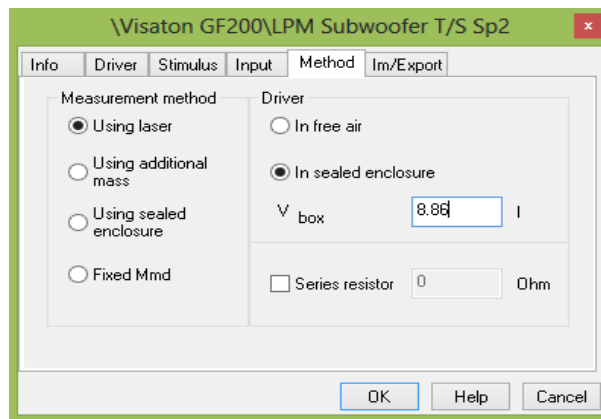




Abb. 3.49: Auswahl der Messmethode bei Verwendung eines Lasers

- Starten der Messung mit  **Run**.

3.1.6.2 Auswahl der Massendifferenzmethode

Die Massendifferenzmethode ist bereits als Template (siehe Abb. 3.44) verfügbar. Ansonsten wird in der Registerkarte *Method* als Messmethode 'Using additional mass' gewählt. Die Messung wird in zwei Schritten durchgeführt.

1. In der Registerkarte *Method* wird bei **Driver** 'In free air' gewählt. Mit  **Run** wird die erste Messung gestartet.
2. Die Zusatzmasse wird nun an der Membran angebracht und bei **Driver** wird 'With mass' gewählt. Das Gewicht der Zusatzmasse muss eingetragen werden. Es sollte 50% - 100% der gesamt bewegten Masse M_{ms} betragen.

Mit  **Run** wird die zweite Messung gestartet.

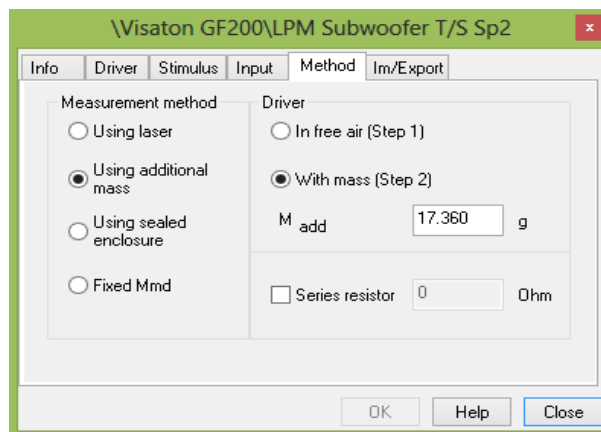



Abb. 3.50: Auswahl der Massendifferenzmethode

3.1.6.3 Auswahl der Federdifferenzmethode

In der Registerkarte *Method* wird als Messmethode 'Using sealed enclosure' gewählt. Die Messung wird wie bei der Massendifferenzmethode in zwei Schritten durchgeführt.

1. In der Registerkarte *Method* wird bei **Driver** 'In free air' gewählt. Mit  **Run** wird die erste Messung gestartet.
2. Das Chassis wird nun auf einem Gehäuse montiert. Bei **Driver** wird 'In sealed enclosure' gewählt und das Volumen des Gehäuses muss eingetragen werden.

Mit  **Run** wird die zweite Messung gestartet.

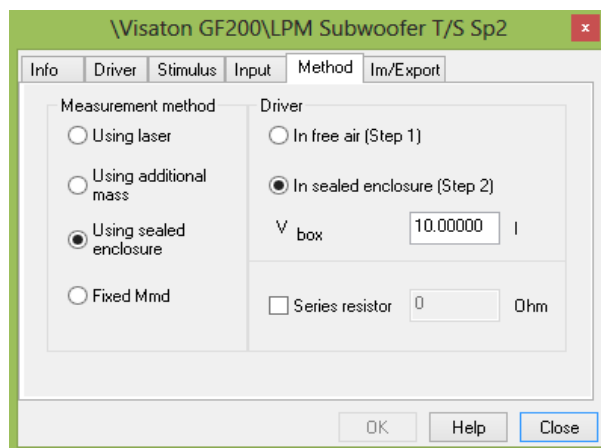


Abb. 3.51: Auswahl der Federdifferenzmethode

- Nach erfolgter Messung erfolgt das Kontrollieren der Spektren Current (f), Voltage (f) und X (f) sowie das Überprüfen des Signalrauschabstands. (siehe Kapitel 3.1.2.6).

Sollten die Messeinstellungen nicht optimal gewählt worden sein, erscheint eine 'warning message'. Weiters sollten die Ergebnisfenster **Table Signal Characteristics** und **Table Linear Parameters** kontrolliert werden. In der ersten Zeile finden sich Hinweise um die Mess-

genauigkeit zu erhöhen. Abb. 3.52 zeigt die Verbesserungsvorschläge aufgrund eines zu geringen Signalrauschabstands beim Stromsignal.

Name	Value	Unit	Comment
Voltage			
U pp	4.84	V	peak to peak value of voltage at termin
U ac	0.71	V rms	AC part of voltage signal
U dc	0.00	V	
U head	41.0	dB	digital headroom of voltage signal
U SNR+D	47.4	dB	ratio of signal to noise+distortion in v
fu noise	33.0	Hz	frequency of noise+distortion maximu
gain	5.80		Amplifier gain measured
Current			
I pp	0.53	A	peak to peak value of current at termin
I ac	0.08	A rms	AC part of current signal
I dc	0.00	A	
I head	20.2	dB	digital headroom of current signal
I SNR+D	15.2	dB	ratio of signal to noise+distortion in c
fi noise	34.4	Hz	frequency of noise+distortion maximu

Name	Value	Unit	Comment
Electrical Parameters			
Re	6.13	Ohm	electrical voice coil resistance at DC
Krm	0.0076	Ohm	WRIGHT inductance model
Erm	0.66		WRIGHT inductance model
Kxm	0.0091	Ohm	WRIGHT inductance model
Exm	0.74		WRIGHT inductance model
Cmes	392.36	µF	electrical capacitance representing moving mass
Lces	49.29	mH	electrical inductance representing driver compliance
Res	75.18	Ohm	resistance due to mechanical losses
fs	36.2	Hz	driver resonance frequency
Mechanical Parameters			
(using laser)			
Mms	31.342	g	mechanical mass of driver diaphragm assembly including air load
Mmd (Sd)	27.809	g	mechanical mass of voice coil and diaphragm without air load
Rms	1.062	kg/s	mechanical resistance of total-driver losses

Abb. 3.52: Hinweise um die Messgenauigkeit zu erhöhen

Um einen Vergleich zwischen alter und neuer Messung zu erhalten, sollte, wie in Abb. 3.53 gezeigt eine neue Operation mittels **‘Duplicate’** (rechte Maustaste) erstellt werden. Die neue Operation beinhaltet die gleichen Einstellungen wie die vorherige. Etwaige Verbesserungsvorschläge werden bei **‘Properties’** eingegeben und eine neue Messung kann gestartet werden.

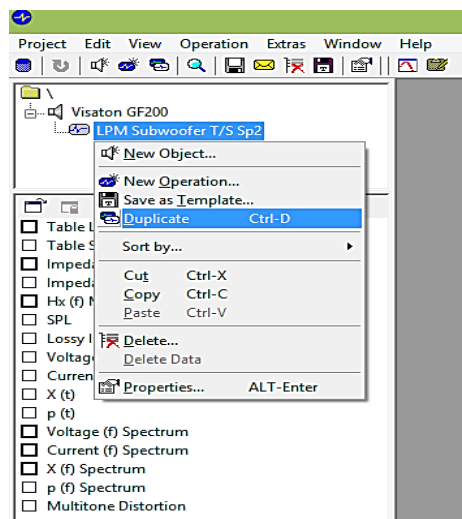


Abb. 3.53: Duplizieren einer Operation

3.2 Messergebnisse

Im folgenden Teil werden die einzelnen Messergebnisse der in Kapitel 3.1.6 besprochenen Messvarianten gezeigt und miteinander verglichen. Als Messobjekt wurde das Tieftonchassis

GF200 der Firma Visaton verwendet. Nachfolgende Abb. 3.54 skizziert die Abmessungen des Chassis.

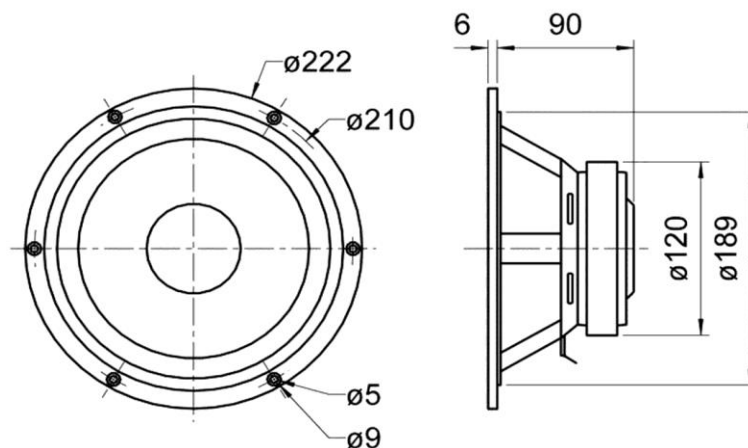


Abb. 3.54: Aufbau des Tieftonchassis GF200 und Bemaßung in mm [www.visaton.de]

Das Tieftonchassis beinhaltet eine 2x4 Ohm Doppelschwingspule. Diese wurden so verlötet, dass sich eine Serienschaltung mit 8 Ohm ergibt.

3.2.1 Ergebnisse bei Verwendung des Lasersensors

3.2.1.1 Tieftonchassis unter Freiluftbedingungen

Das Testchassis wurde mittels der Montagehalterung (siehe Abb. 3.22) befestigt. Nachfolgende Abbildungen zeigen Strom-, Spannungs- und Auslenkungsspektrum des Chassis. Die Ergebnisse wurden auf die in den Kapiteln 3.1.2.6 und 3.1.2.7 besprochenen Kriterien untersucht.

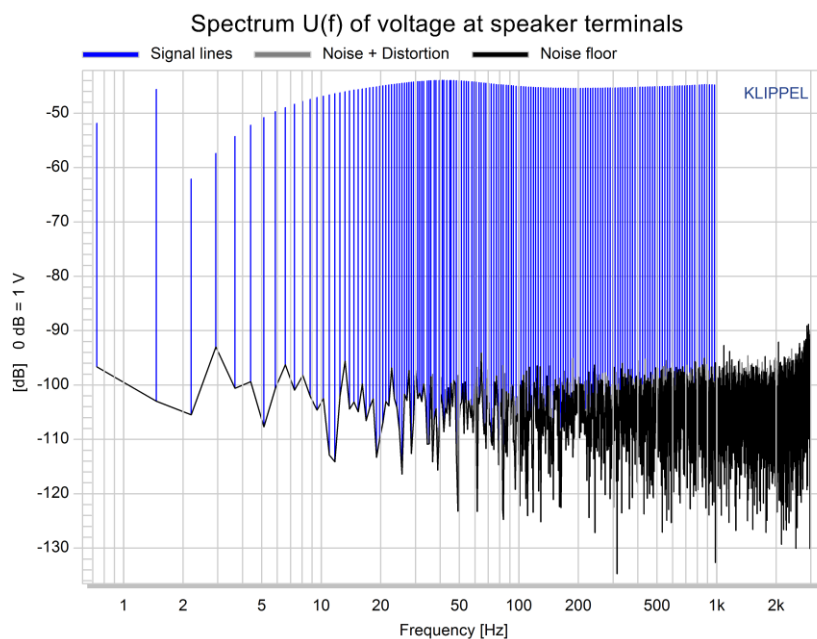


Abb. 3.55: Spektrum des gemessenen Spannungssignals.

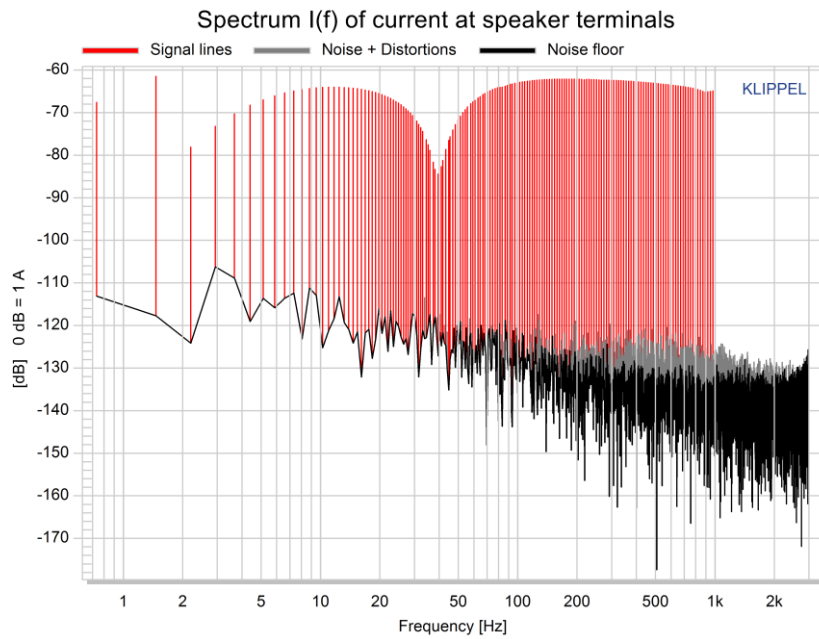


Abb. 3.56: Spektrum des gemessenen Stromsignals

Die Einkerbung bei der Resonanzfrequenz ist deutlich zu sehen.

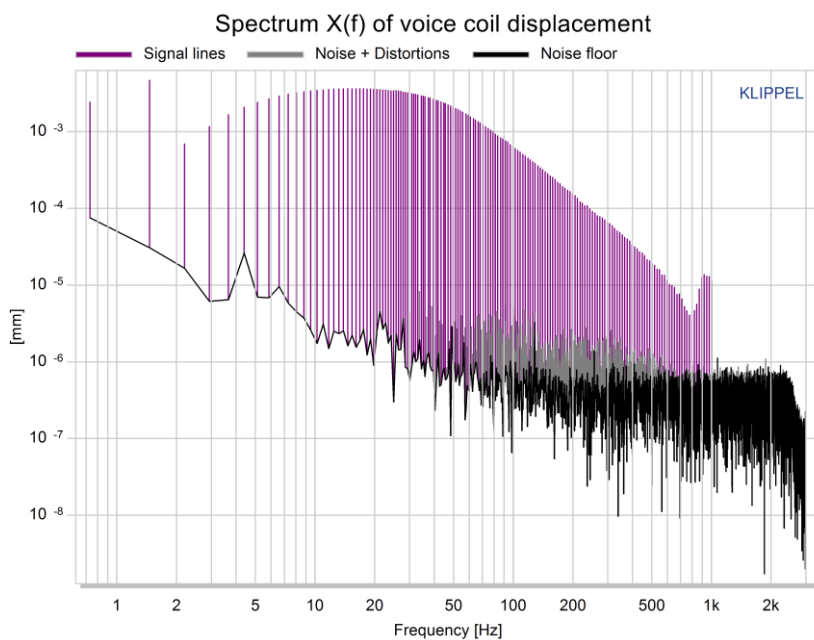


Abb. 3.57: Spektrum des gemessenen Auslenkungssignals

Die Frequenz bei der die Signallinien im Rauschen verschwinden liegt deutlich über 300 Hz.

Abb. 3.58 zeigt, dass die angepassten Kurven mit den gemessenen Kurven sehr gut übereinstimmen. Das bedeutet, dass das verwendete Modell ausreichend ist.

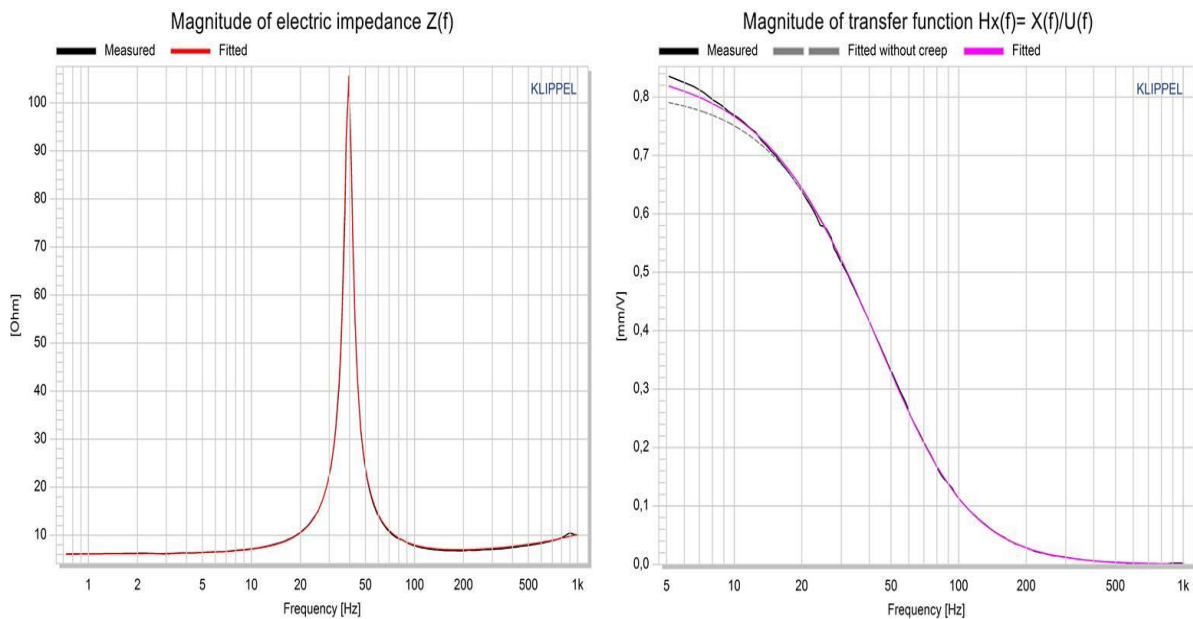


Abb. 3.58: Impedanzfunktion $Z(f)$ (links) und Übertragungsfunktion $H(f)$ (rechts) des Tieftonchassis Visaton GF200

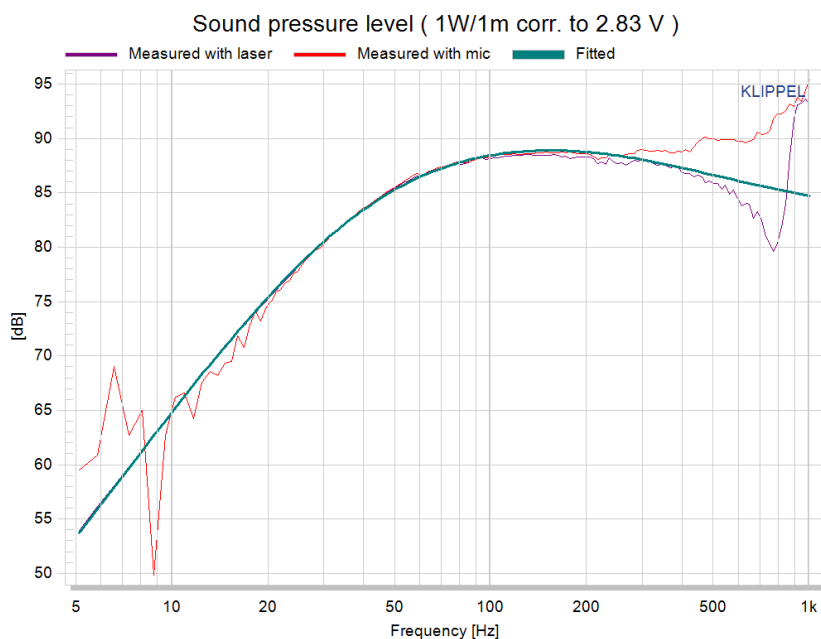


Abb. 3.59: Gemessener und berechneter abgestrahlter Schalldruck des Tieftonchassis Visaton GF200

Abb. 3.59 zeigt den gemessenen und berechneten Schalldruck des Tieftonchassis. Als Messmikrofon wurde ein Kleinmembran-Kondensatormikrofon TL4006 der Firma DPA verwendet. Die Ermittlung des abgestrahlten Schalldrucks aus dem gemessenen Lasersignal wird in Kapitel 3.1.2.4 erläutert.

Abb. 3.60 zeigt das Ergebnisfenster 'Table Linear Parameters' und beinhaltet unter anderem die elektrischen und mechanischen Parameter des gemessenen Tieftonchassis. Weiters sind der Kriechfaktor λ sowie die Anpassungsfehler $rmse Z$ und $rmse Hx$ abzulesen.

Name	Value	Unit	Comment
Electrical Parameters			
Re	6.14	Ohm	electrical voice coil resistance at DC
Le	0.667	mH	frequency independent part of voice coil inductance
L2	0.911	mH	para-inductance of voice coil
R2	3.33	Ohm	electrical resistance due to eddy current losses
Cmes	363.45	μ F	electrical capacitance representing moving mass
Lces	45.05	mH	electrical inductance representing driver compliance
Res	99.88	Ohm	resistance due to mechanical losses
fs	39.3	Hz	driver resonance frequency
Mechanical Parameters			
(using laser)			
Mms	30.193	g	mechanical mass of driver diaphragm assembly including air load and voice coil
Mmd (Sd)	26.659	g	mechanical mass of voice coil and diaphragm without air load
Rms	0.832	kg/s	mechanical resistance of total-driver losses
Cms	0.542	mm/N	mechanical compliance of driver suspension
Kms	1.84	N/mm	mechanical stiffness of driver suspension
Bl	9.114	N/A	force factor (Bl product)
Lambda s	0.033		suspension creep factor
Loss factors			
Qtp	0.521		total Q-factor considering all losses
Qms	8.971		mechanical Q-factor of driver in free air considering Rms only
Qes	0.551		electrical Q-factor of driver in free air considering Re only
Qts	0.519		total Q-factor considering Re and Rms only
Other Parameters			
Vas	35.0906	l	equivalent air volume of suspension
n0	0.372	%	reference efficiency (2 pi-radiation using Re)
Lm	87.91	dB	characteristic sound pressure level (SPL at 1m for 1W @ Re)
Lnom	89.06	dB	nominal sensitivity (SPL at 1m for 1W @ Zn)
rmse Z	2.40	%	root-mean-square fitting error of driver impedance Z(f)
rmse Hx	1.37	%	root-mean-square fitting error of transfer function Hx (f)
Series resistor	0.00	Ohm	resistance of series resistor
Sd	213.82	cm ²	diaphragm area

Abb. 3.60: Table Linear Parameters

Abb. 3.61 zeigt das Ergebnisfenster 'Table Signal Characteristics' und beinhaltet unter anderem die Amplitudenwerte bzw. Effektivwerte der gemessenen Signale sowie den Signalausgangswert.

Name	Value	Unit	Comment
Voltage			
U _{pp}	0.48	V	peak to peak value of voltage at terminals
U _{ac}	0.07	V _{rms}	AC part of voltage signal
U _{dc}	0.00	V	
U _{head}	61.1	dB	digital headroom of voltage signal
U _{SNR+D}	35.6	dB	ratio of signal to noise+ distortion in voltage signal
f _{u noise}	2.9	Hz	frequency of noise+ distortion maximum in voltage signal
gain	5.80		Amplifier gain measured
Current			
I _{pp}	0.05	A	peak to peak value of current at terminals
I _{ac}	0.01	A _{rms}	AC part of current signal
I _{dc}	0.00	A	
I _{head}	40.0	dB	digital headroom of current signal
I _{SNR+D}	33.0	dB	ratio of signal to noise+ distortion in current signal
f _{i noise}	39.6	Hz	frequency of noise+ distortion maximum in current signal
Displacement			
X _{pp}	0.16	mm	peak to peak value of displacement signal
X _{ac}	0.02	mm _{rms}	AC part of displacement signal
X _{dc}	0.00	mm	
X _{head}	49.6	dB	digital headroom of displacement signal
X _{SNR+D}	51.1	dB	ratio of signal to noise+ distortion in displacement signal
f _{x cutoff}		Hz	frequency of highest valid line in displacement signal
SPL			
p _{pp}	38.06	mV	peak to peak value of microphone signal
p _{ac}	5.78	mV _{rms}	AC part of microphone signal
p _{head}	46.5	dB	digital headroom of microphone signal
p _{sum level}	49.0	dB	sum level of microphone signal
p _{mean level}	25.7	dB	mean level of microphone signal
Measurement			
f _{sample}	6000	Hz	sample frequency
N _{stim}	8192	samples	stimulus length
cal _{x laser}	0.025047		Laser calibration factor

Abb. 3.61: Table Signal Characteristics

3.2.1.2 Tieftonchassis eingebaut in geschlossenem Gehäuse

Das Chassis wurde in ein geschlossenes Gehäuse mit einem Nettovolumen $V = 9,7$ l eingebaut. Als Testgehäuse wurde das in Abb. 3.62 gezeigte Gehäuse benutzt. Die Bemaßung lautet wie folgt:

Außenmaße (B x H x T): 251 x 383 x 170 [mm]

Innenmaße (B x H x T): 213 x 345 x 132 [mm]

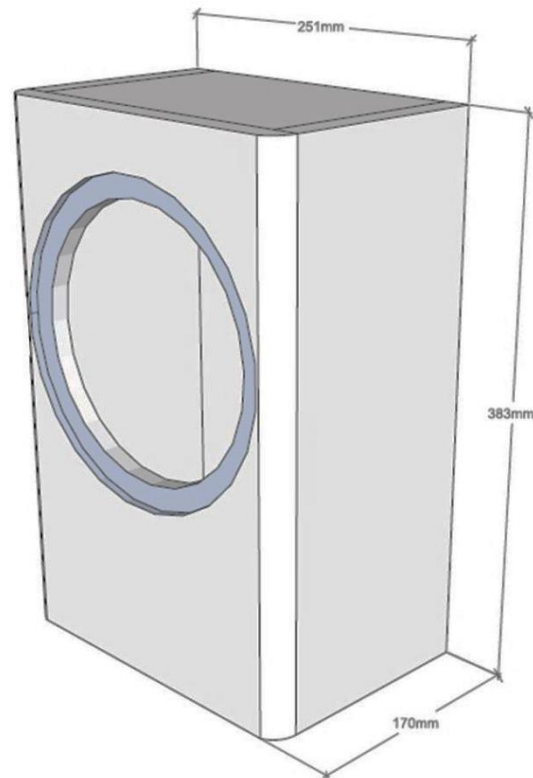


Abb. 3.62: Das für die Lasermessung verwendete Testgehäuse [DIDE, S. 37]

In Abb. 3.63 ist sowohl im Stromspektrum als auch in der Impedanzkurve deutlich zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz deutlich höher liegt als bei 39 Hz. Dies liegt daran, dass die ausgegebenen Grafiken die Parameterwerte des Chassis in einer eingebauten Box beinhalten. Durch die Erhöhung der Steifigkeit erhöht sich auch die Resonanzfrequenz. Durch Eingabe des Nettovolumens des Testgehäuses V_{Box} (siehe Abb. 3.49) rechnet die Software zurück auf die Parameter des Chassis ohne Schallführung.

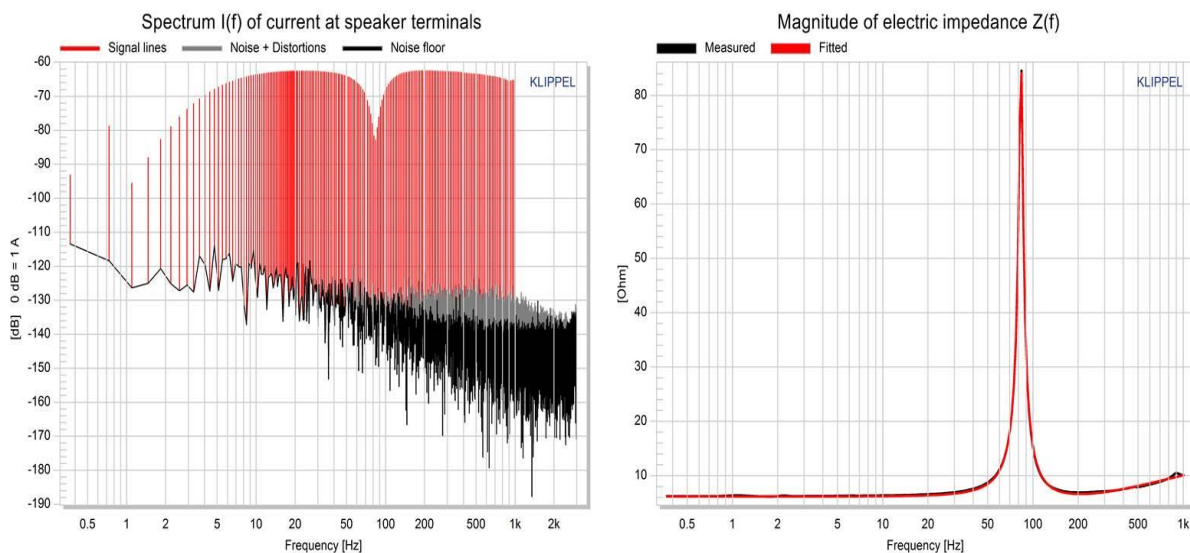


Abb. 3.63: Stromspektrum (links) und Impedanzkurve (rechts) wenn sich das Chassis in einem Testgehäuse befindet

Im Ergebnisfenster *'Table Linear Parameters'* werden die Parameter nun getrennt dargestellt.

Name	Value	Unit	Comment
**** DRIVER ****			
Electrical Parameters			
Re	6.30	Ohm	electrical voice coil resistance at DC
Krm	0.0006	Ohm	WRIGHT inductance model
Erm	0.95		WRIGHT inductance model
Kxm	0.0063	Ohm	WRIGHT inductance model
Exm	0.78		WRIGHT inductance model
Cmes	371	μF	electrical capacitance representing moving mass
Lces	44.23	mH	electrical inductance representing driver compliance
Res	92.16	Ohm	resistance due to mechanical losses
fs	39.3	Hz	driver resonance frequency
Mechanical Parameters			
Mms	30.634	g	mechanical mass of driver diaphragm assembly including air load and voice coil
Mmd (Sd)	27.100	g	mechanical mass of voice coil and diaphragm without air load
Rms	0.897	kg/s	mechanical resistance of total-driver losses
Cms	0.535	mm/N	mechanical compliance of driver suspension
Kms	1.87	N/mm	mechanical stiffness of driver suspension
BI	9.092	N/A	force factor (BI product)
Lambda s	0.059	N/A	suspension creep factor
Loss factors			
Qtp	0.549		total Q-factor considering all losses
Qms	8.436		mechanical Q-factor of driver in free air considering Rms only
Qes	0.577		electrical Q-factor of driver in free air considering Re only
Qts	0.540		total Q-factor considering Re and Rms only
*** DRIVER IN BOX ***			
Electrical Parameters			
Re	6.30	Ohm	electrical voice coil resistance at DC
Krm	0.0006	Ohm	WRIGHT inductance model
Erm	0.95		WRIGHT inductance model
Kxm	0.0063	Ohm	WRIGHT inductance model
Exm	0.78		WRIGHT inductance model
Cmect	371	μF	electrical capacitance representing moving mass
Lcect	9.91	mH	electrical inductance representing driver compliance
Rect	92.16	Ohm	resistance due to mechanical losses
f ct	83.0	Hz	driver resonance frequency in enclosure
Mechanical Parameters (using laser)			
Mmct	30.634	g	mechanical mass of driver diaphragm assembly including air load and voice coil
Rmct	0.897	kg/s	mechanical resistance of total-driver losses
Cmct	0.120	mm/N	mechanical compliance of driver suspension
Kmct	8.34	N/mm	mechanical stiffness of driver suspension
BI	9.092	N/A	force factor (BI product)
Lambda ct	0.049		suspension creep factor
Loss factors			
Qtp	1.181		total Q-factor considering all losses
Qmct	17.818		mechanical Q-factor of driver in free air considering Rmct only
Qect	1.218		electrical Q-factor of driver in free air considering Re only
Qtct	1.140		total Q-factor considering Re and Rmct only

Abb. 3.64: Getrennte 'Table Linear Parameters' bei Messung des Chassis GF200 in einem Testgehäuse

3.2.2 Ergebnisse bei Verwendung der Massendifferenzmethode

Der Messvorgang wurde bereits in Kapitel 3.1.6.2 erklärt. Die genauen Rechenschritte werden in [HIEBEL] erläutert.

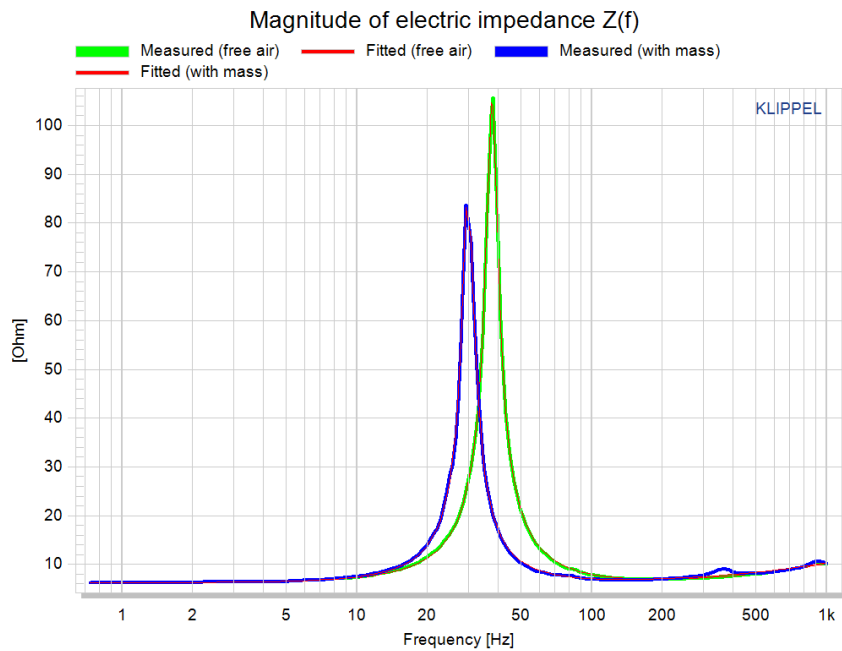


Abb. 3.65: Impedanzkurve des GF200 ohne Zusatzmasse (grün) und Impedanzkurve mit Zusatzmasse (blau)

Durch das Anbringen einer Zusatzmasse von 17.36 Gramm sinkt die Resonanzfrequenz wie in Abb. 3.65 deutlich zu erkennen ist. Im Ergebnisfenster *'Table Linear Parameters'* werden die beiden Resonanzfrequenzen getrennt ausgegeben.

Name	Value	Unit	Comment
Electrical Parameters			
Re	6.18	Ohm	electrical voice coil resistance at DC
Krm	0.0019	Ohm	WRIGHT inductance model
Erm	0.82		WRIGHT inductance model
Kxm	0.0071	Ohm	WRIGHT inductance model
Exm	0.77		WRIGHT inductance model
Cmes	363	μF	electrical capacitance representing moving mass
Lces	46.52	mH	electrical inductance representing driver compliance
Res	100.26	Ohm	resistance due to mechanical losses
fs	38.7	Hz	driver resonance frequency

fm	30.4	Hz	resonance frequency of driver with additional mass
Mechanical Parameters			
(using add. mass)			
Mms	28.287	g	mechanical mass of driver diaphragm assembly including air load and voice coil
Mmd (Sd)	24.754	g	mechanical mass of voice coil and diaphragm without air load
Rms	0.777	kg/s	mechanical resistance of total-driver losses
Cms	0.597	mm/N	mechanical compliance of driver suspension
Kms	1.68	N/mm	mechanical stiffness of driver suspension
Bl	8.829	N/A	force factor (Bl product)
Loss factors			
Qtp	0.528		total Q-factor considering all losses
Qms	8.855		mechanical Q-factor of driver in free air considering Rms only
Qes	0.546		electrical Q-factor of driver in free air considering Re only
Qts	0.514		total Q-factor considering Re and Rms only
Other Parameters			
Vas	38.6210	l	equivalent air volume of suspension
n0	0.395	%	reference efficiency (2 pi-radiation using Re)
Lm	88.17	dB	characteristic sound pressure level (SPL at 1m for 1W @ Re)
Lnom	Zn missing	dB	nominal sensitivity (SPL at 1m for 1W @ Zn)
rmse Z	2.72	%	root-mean-square fitting error of driver impedance Z(f)
Series resistor	0.00	Ohm	resistance of series resistor
Madd	17.360	g	additional mass
Sd	213.82	cm^2	diaphragm area

Abb. 3.66: 'Table Linear Parameters' bei Verwendung der Massendifferenzmethode

3.2.3 Ergebnisse bei Verwendung der Federdifferenzmethode

Der Messvorgang wurde bereits in Kapitel 3.1.6.3 erklärt. Die genauen Rechenschritte werden in [HIEBEL] erläutert.

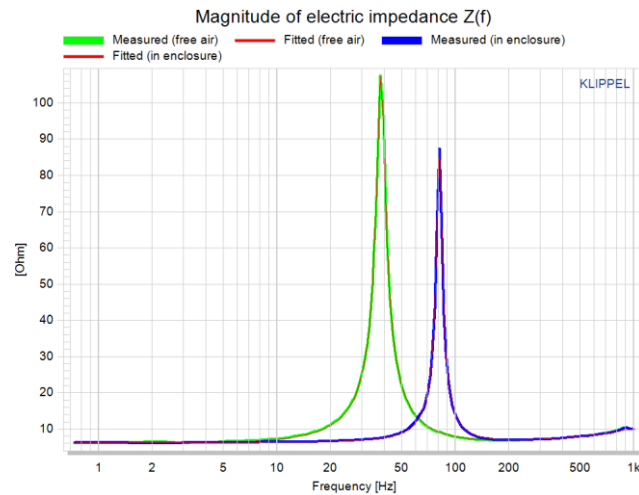


Abb. 3.67: Impedanzkurve des GF200 ohne Zusatzvolumen (grün) und mit Zusatzvolumen (blau)

Durch die Verwendung eines Zusatzvolumens von 9.7 Litern steigt die Resonanzfrequenz wie in Abb. 3.67 deutlich zu erkennen ist. Im Ergebnissenfenster 'Table Linear Parameters' werden die beiden Resonanzfrequenzen getrennt ausgegeben.

Name	Value	Unit	Comment
Electrical Parameters			
Re	6.13	Ohm	electrical voice coil resistance at DC
Krm	0.0031	Ohm	WRIGHT inductance model
Erm	0.77		WRIGHT inductance model
Kxm	0.0084	Ohm	WRIGHT inductance model
Exm	0.75		WRIGHT inductance model
Cmes	363	μF	electrical capacitance representing moving mass
Lces	47.41	mH	electrical inductance representing driver compliance
Res	101.53	Ohm	resistance due to mechanical losses
fs	38.3	Hz	driver resonance frequency

f ct	81.4	Hz	driver resonance frequency in enclosure
Mechanical Parameters			
(using test encl.)			
Mms	29.600	g	mechanical mass of driver diaphragm assembly including air load and voice coil
Mmd (Sd)	26.067	g	mechanical mass of voice coil and diaphragm without air load
Rms	0.802	kg/s	mechanical resistance of total-driver losses
Cms	0.582	mm/N	mechanical compliance of driver suspension
Kms	1.72	N/mm	mechanical stiffness of driver suspension
Bl	9.025	N/A	force factor (Bl product)
Loss factors			
Qtp	0.522		total Q-factor considering all losses
Qms	8.888		mechanical Q-factor of driver in free air considering Rms only
Qes	0.536		electrical Q-factor of driver in free air considering Re only
Qts	0.506		total Q-factor considering Re and Rms only
Other Parameters			
Vas	37.6641	l	equivalent air volume of suspension
n0	0.381	%	reference efficiency (2 pi-radiation using Re)
Lm	88.00	dB	characteristic sound pressure level (SPL at 1m for 1W @ Re)
Lnom	Zn missing	dB	nominal sensitivity (SPL at 1m for 1W @ Zn)
rmse Z	2.73	%	root-mean-square fitting error of driver impedance Z(f)
Series resistor	0.00	Ohm	resistance of series resistor
Vbox	10.000	l	volume of enclosure
Sd	213.82	cm ²	diaphragm area

Abb. 3.68: 'Table Linear Parameters' bei Verwendung der Federdifferenzmethode

3.2.4 Vergleich der Ergebnisse mit den Herstellerangaben

Nachfolgende Tabelle zeigt die Messergebnisse der verschiedenen Messmethoden verglichen mit den Parameterwerten wie sie vom Hersteller angegeben werden.

Parameter	Herstellerangaben	Chassis unter Freiluft	Chassis in Box	Massendifferenzmethode	Federdifferenzmethode	Einheit
R_e	5.8	6.13	6.3	6.18	6.13	Ω
L_e	1.3	0.67	0.66	0.72	0.71	mH
M_{ms}	25	29.81	30.63	28.29	29.60	g
R_{ms}	0.67	0.82	0.90	0.78	0.80	kg/s
C_{ms}	1.06	0.55	0.54	0.60	0.58	mm/N
V_{as}	68	35.54	34.62	38.62	37.66	l
f_S	30	39.3	39.3	38.7	38.3	Hz
Q_{ms}	4.12	8.99	8.44	8.86	8.89	-
Q_{es}	0.37	0.55	0.58	0.55	0.54	-
Q_{ts}	0.34	0.52	0,54	0.51	0.51	-
B·l	9.2	9,04	9,1	8.8	9,0	Tm
S_d	214	213.82	213.82	213.82	213.82	cm ²

Tabelle 4: Vergleich der Messergebnisse (Klippel-Messsystem) mit den Herstellerangaben

Es fällt auf, dass bei allen Messungen die Nachgiebigkeit der Membranaufhängung und damit alle abgeleiteten Parameter wie Güte, Resonanzfrequenz sowie das Äquivalenzvolumen stark von den Herstellerangaben abweichen. Der Grund dafür liegt in der Stärke des Anregungsspeiegels und dem damit verbundenen Kriechverhalten (siehe Kapitel 3.1.2.3) der Membran. Im folgenden Kapitel wird versucht einen Zusammenhang zwischen der Stärke des Anregungssignals und der daraus resultierenden Resonanzfrequenz zu finden.

3.2.5 Steifigkeit in Abhängigkeit von der maximalen Auslenkung

In Kapitel 3.1.2.3. wurde bereits das Kriechverhalten der Membran erklärt. Bei großen Membranauslenkungen verändert sich die Geometrie der Kunststofffasern und die Steifigkeit der kompletten Membranaufhängung wird dadurch reduziert. Bei einem konstanten Anregungspegel tritt dieser Effekt vor allem bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz auf,

da oberhalb von f_s die Auslenkung der Membran um 12 dB/Oktave abnimmt (siehe Abb. 3.57). Durch die Abnahme der Steifigkeit fällt auch die Resonanzfrequenz. Abb. 3.69 zeigt zwei unterschiedliche elektrische Impedanzkurven des GF200 bei unterschiedlichen Anregungspegeln gemessen mit dem Klippel-Messsystem. Die schwarze Kurve wurde bei einer anliegenden Klemmspannung von 0.07 V gemessen. SNR und Anregungsstärke waren laut Klippelmodell optimal. Die stark verzerrte und gedämpfte blaue Kurve wurde bei einer anliegenden Klemmspannung von 2.5 V gemessen. Im gemessenen Stromsignal traten bereits starke Verzerrungen auf. Nach dem Klippelmodell wäre dieses Anregungssignal ungeeignet. Es ist aber deutlich zu erkennen wie die resultierende Resonanzfrequenz gegen 30 Hz wandert.

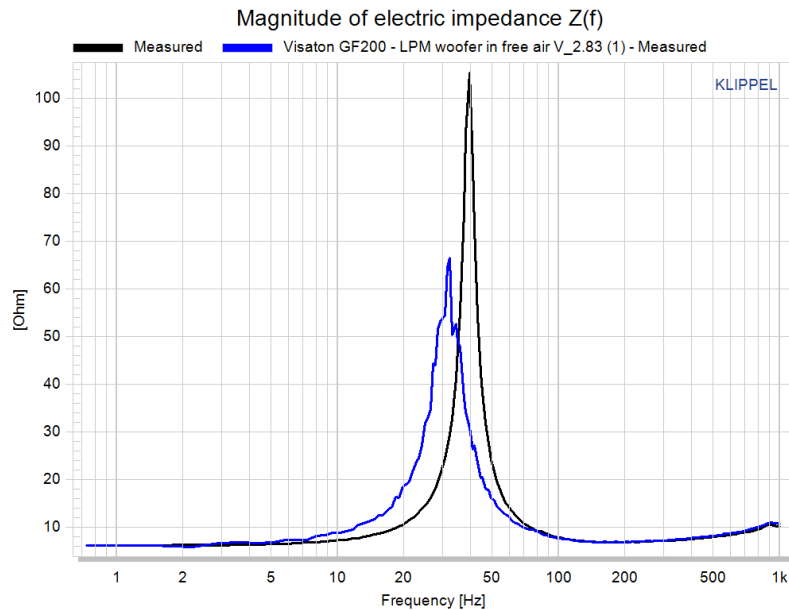


Abb. 3.69: Unterschiedliche Impedanzkurven des GF200 bei unterschiedlichen Anregungspegeln (blau-2.5 V; schwarz-0.07 V)

Es wurden nun ohne Rücksicht auf den auftretenden Signalausgang ein wenig einige Impedanzmessungen mit dem Klippelsystem am GF200 durchgeführt. Das Anregungssignal wurde dabei immer ein wenig erhöht.

Abb. 3.70 zeigt die Ergebnisse der linearen Parametermessung. Es ist deutlich zu erkennen, dass die gemessene Steifigkeit K_{ms} mit der Erhöhung des Anregungssignals abnimmt. Wird das Anregungssignal um 30 dB erhöht reduziert sich die Steifigkeit von 1.82 N/mm (roter Punkt) bei $x_{peak} = 0.08$ mm auf 0.93 N/mm (schwarzer Punkt) bei $x_{peak} = 3.7$ mm was einem Abfall von 50% entspricht.

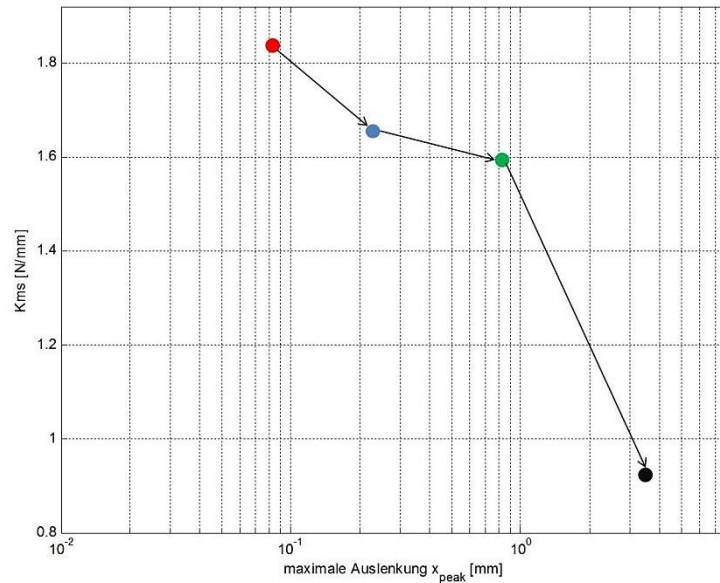


Abb. 3.70: Lineare Steifigkeit K_{ms} der Membranaufhängung des GF200 in Abhängigkeit von der Maximalauslenkung der Membran

Offensichtlich verändern höhere Auslenkungen die Geometrie und Beschaffenheit der Aufhängung und reduzieren so die Steifigkeit des kompletten Systems. Wird die Spule nach großen Auslenkungen wieder in die Ruhelage zurückbewegt, bleibt die Deformation aufgrund der viskoelastischen Eigenschaften der verwendeten Materialien noch erhalten und die Steifigkeit sinkt. Auswirkungen auf die Resonanzfrequenz sind in nachfolgender Abbildung zu sehen.

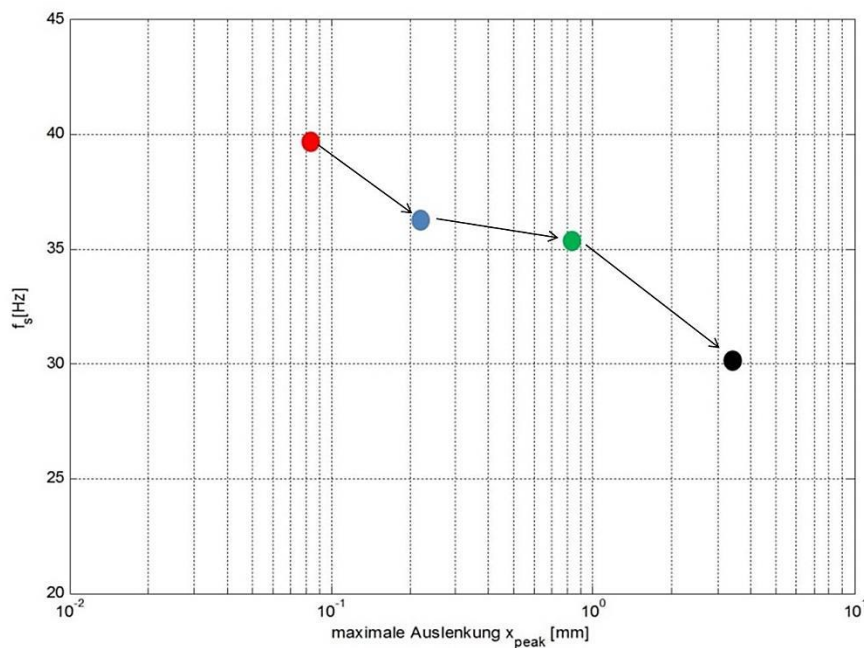


Abb. 3.71: Veränderung der Resonanzfrequenz des GF200 bei unterschiedlichen Anregungspegeln

Wird das Anregungssignal um 30 dB erhöht, fehlt die Resonanzfrequenz um 25% von 39 Hz auf 30.5 Hz. Vergleicht man die gemessenen Parameter einer Klippel-Messung bei einer gemessenen Klemmspannung von $U = 2.5$ V mit den Herstellerangaben, ergibt sich nachstehende gut übereinstimmende Tabelle.

Parameter	Herstellerangaben	Klippel mit Laser gemessen	Einheit
R_e	5.8	6.13	Ω
L_e	1.3	0.75	mH
M_{ms}	25	29.6	g
R_{ms}	0.67	1.4	kg/s
C_{ms}	1.06	0.93	mm/N
V_{as}	68	60	l
f_s	30	30.5	Hz
Q_{ms}	4.12	4	-
Q_{es}	0.37	0.44	-
Q_{ts}	0.34	0.4	-
$B \cdot l$	9.2	8.9	Tm
S_d	214	213.82	cm ²

Tabelle 5: Vergleich der Herstellerangaben mit den gemessenen Werten bei erhöhtem Anregungssignal

Vergleicht man die Werte der Tabelle 5 mit den Werten der Tabelle 4 ist deutlich zu erkennen, dass durch das höhere Anregungssignal die Nachgiebigkeit der Membranaufhängung steigt bzw. die Steifigkeit fällt und die abgeleiteten Parameter wie Resonanzfrequenz und Gütefaktoren sehr gut mit den Herstellerangaben übereinstimmen.

3.2.6 Zusammenhang zwischen Klippel-System und Limp-System

Im folgenden Kapitel wird versucht, die Messergebnisse des Klippel-Messsystems mit denen des in den Laborübungen verwendeten Limp-Messsystems miteinander in Verbindung zu bringen. Als Messchassis diente wieder das Tieftonchassis GF200.

3.2.6.1 Elektrische Impedanzmessungen mit dem Limp-System

Die verwendete Hardware

- Audio Interface: RME Fireface UFX
- Verstärker: QSC Professional Amplifier CX 168
- Multimeter: FLUKE 117 True RMS Multimeter

- ARTA-Messbox

Messaufbau

Der Messaufbau wurde gemäß Abb. 3.72 durchgeführt.

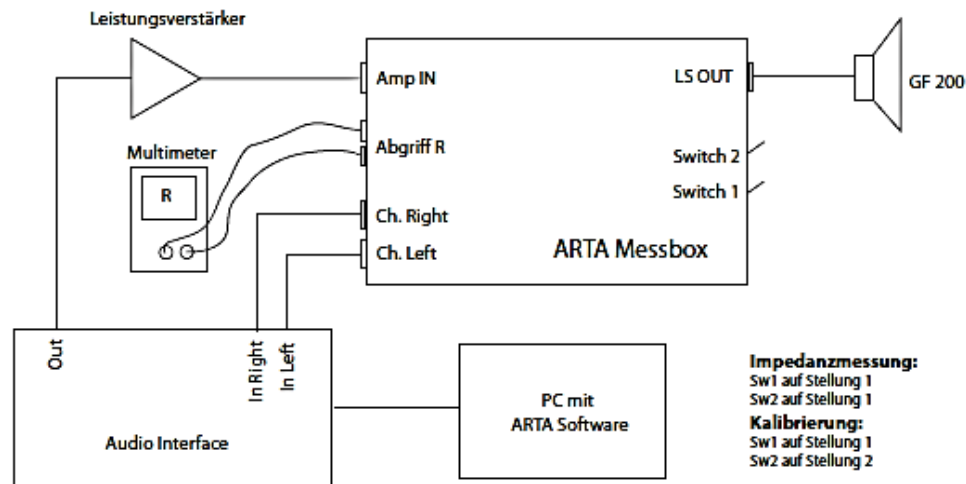


Abb. 3.72: Messaufbau für die Impedanzmessung mit Limp-Messsystem [HIEBEL, S.16]

Durchführung der Messungen

Die Messeinstellungen bei Impedanzmessungen mit dem Limp-Messsystem wurden wie folgt gewählt:

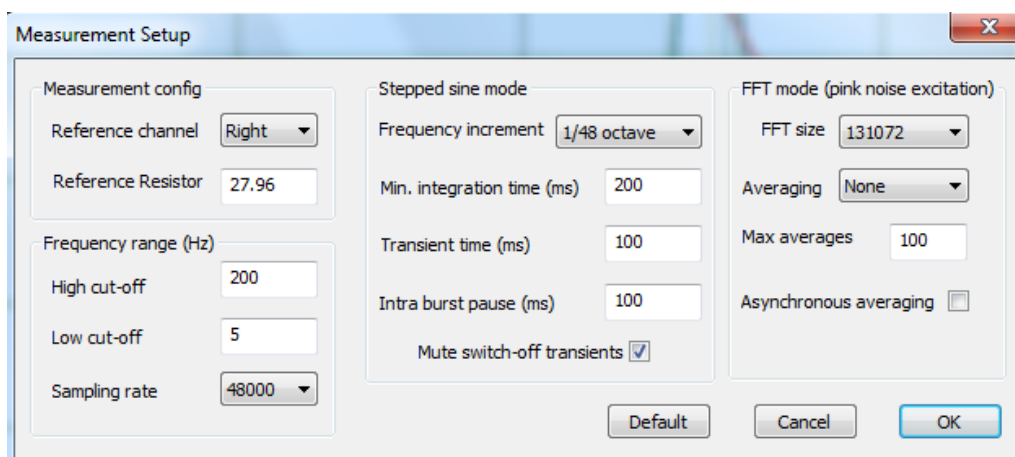


Abb. 3.73: Messeinstellungen bei Benutzung des Limp-Messsystems

Zuerst wurde mit dem Multimeter die Spannung an den Anschlussklemmen gemessen, ohne dass diese mit dem Lautsprecher verbunden waren. Dadurch konnte man das Hochpassübertragungsverhalten der Verstärkerkette bis zu den Anschlussklemmen ermitteln. Als Anregungssignale wurden verschiedene Sinustöne verwendet.

Frequenz [Hz]	Spannung [V]
1000	4.5
100	4.5
50	4.4

40	4
35	3.5
30	3
27	2.5
25	2.15
20	1.42

Tabelle 6: Messungen an Anschlussklemmen ohne verbundenen Lautsprecher

Die -3dB Grenzfrequenz der Verstärkerkette liegt bei ungefähr 30 Hz.

Wurde als Anregungssignal „Rosa Rauschen“ verwendet, zeigte die Anzeige des Multimeters einen Wert von 1.4 V.

Als nächstes wurde der Lautsprecher mit den Anschlussklemmen verbunden und die gleichen Messungen wurden noch einmal durchgeführt.

Frequenz [Hz]	Spannung [V]
1000	1.28
100	1.04
50	1,98
40	2.47
35	2.55
32=f _s	2.45
30	2.11
27	1.6
25	1.4
20	0.54

Tabelle 7: Messungen an Anschlussklemmen mit verbundenem Lautsprecher

Wurde „Rosa Rauschen“ als Anregung gewählt, ergab sich ein Wert von 0.5 V. Nachfolgende Abbildung zeigt den elektrischen Impedanzverlauf für das GF200. Werden als Anregungssignale gestufte Sinustöne verwendet ergibt sich eine Resonanzfrequenz von 31.5 Hz. Bei Anregung mit „Rosa Rauschen“ ergibt sich eine Resonanzfrequenz von 38 Hz.

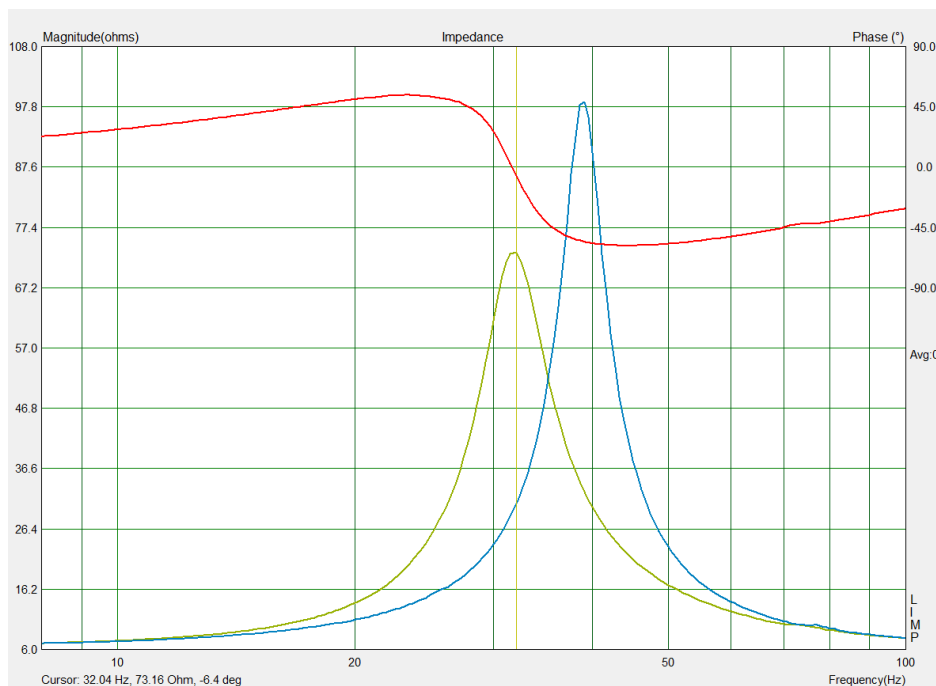


Abb. 3.74: Ergebnis der Impedanzmessung am GF200 mit zwei verschiedenen Anregungssignalen (blau-Rosa Rauschen, grün-gestuftes Sinus)

Als nächstes wurde der Anregungspegel reduziert. Wie bereits in Kapitel 3.2.5 beschrieben, führt dies zu einer Erhöhung der Resonanzfrequenz. Tabelle 8 zeigt die gemessenen Spannungen wenn der Lautsprecher mit den Anschlussklemmen verbunden ist.

Frequenz [Hz]	Spannung [V]
1000	0.12
100	0.1
50	0.23
40	0.3
$37=f_S$	0.25
35	0.22
30	0.16
20	0.05

Tabelle 8: Messungen an Anschlussklemmen mit verbundenem Lautsprecher

Wurde „Rosa Rauschen“ als Anregung gewählt, ergab sich ein Wert von 0.05 V. Nachfolgende Abb. 3.75 zeigt, dass die Resonanzfrequenz zu 37.5 Hz bzw. 39 Hz angestiegen ist.

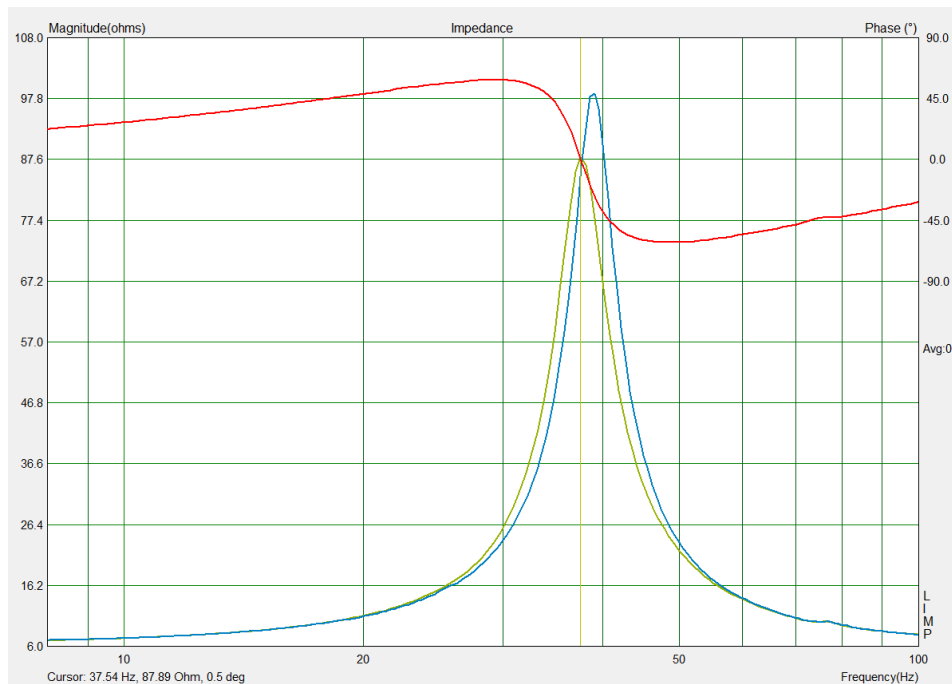


Abb. 3.75: Ergebnis der Impedanzmessung am GF200 mit zwei verschiedenen reduzierten Anregungssignalen (blau-Rosa Rauschen, grün-gestuftes Sinus)

Noch einmal wurde der Anregungspegel reduziert. Tabelle 9 und Abb. 3.76 zeigen die gemessenen Ergebnisse sowie eine Erhöhung der Resonanzfrequenz auf 39 Hz.

Frequenz [Hz]	Spannung [mV]
1000	23
100	20
50	46
45	55
40	60
39	60

35	49
30	30
20	9

Tabelle 9: Messungen an Anschlussklemmen mit verbundenem Lautsprecher

Bei „Rosa Rauschen“ als Anregungssignal zeigte das Multimeter einen Wert von 5 mV an.

In den Abb. 3.74 bis Abb. 3.76 ist deutlich zu erkennen, dass ein Vermindern des Anregungspegels mehr Einfluss auf das Sinussignal ausübt als auf „Rosa Rauschen“. Dies liegt daran, dass das Sinussignal energiereicher ist als „Rosa Rauschen“.

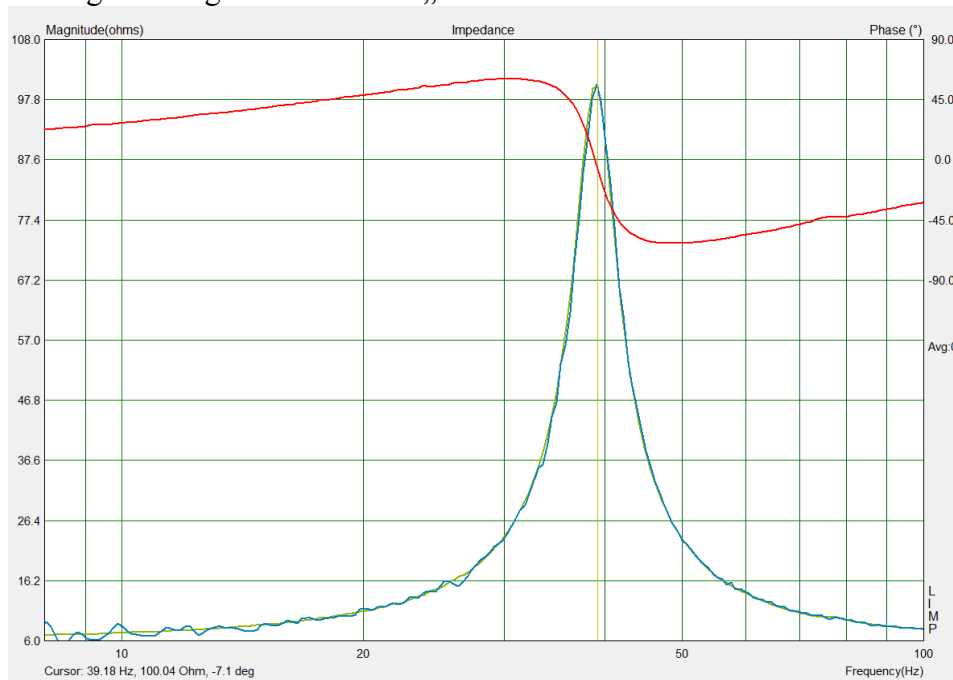


Abb. 3.76: Ergebnis der letzten Impedanzmessung am GF200 mit nochmals reduzierten Anregungssignalen (blau-Rosa Rauschen, grün-gestuftes Sinus)

Nachfolgende Abbildung zeigt die Ergebnisse von fünf Impedanzmessungen mit dem LIMP-System in zusammengefasster Form. Die Resonanzfrequenz steigt von 30 Hz auf 39 Hz wenn das Anregungssignal (gestuftes Sinus) um etwa 41 dB verringert wird.

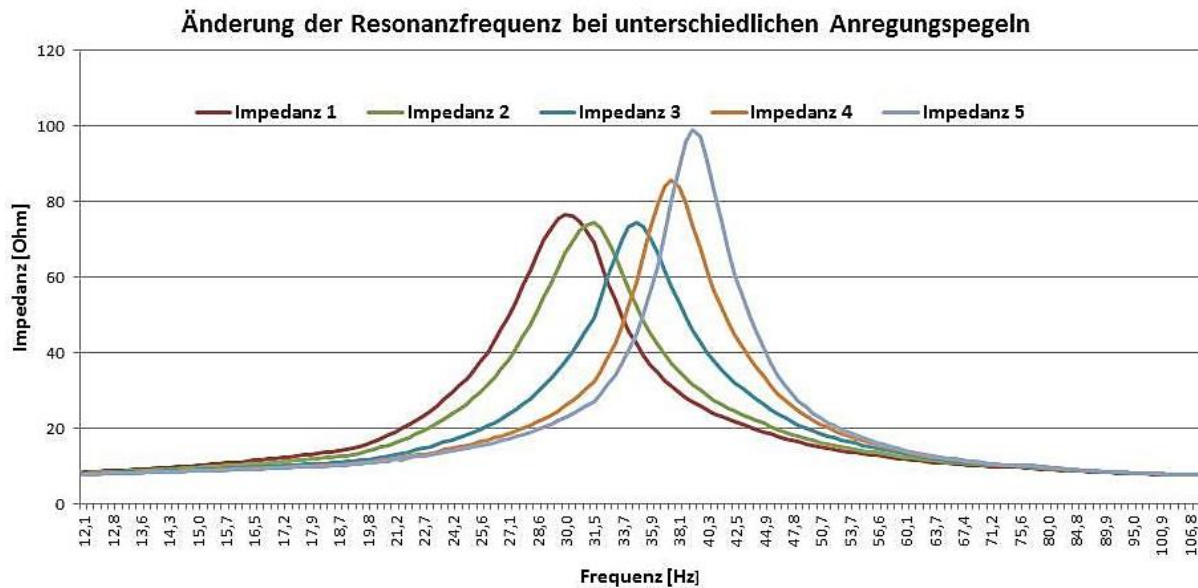


Abb. 3.77: Vergleich der Resonanzfrequenzen wenn das Anregungssignal um etwa 40 dB verringert wird

3.2.6.2 Adäquate Anregungspegel

Um die Messergebnisse der beiden Messsysteme miteinander vergleichen zu können, wurden die Spannungen an den Anschlussklemmen bei Lautsprecherbetrieb sowohl beim Limp-Messsystem als auch beim Klippel-Messsystem mit dem Multimeter gemessen. Danach wurden die gemessenen Resonanzfrequenzen mit den gemessenen Spannungswerten der beiden Messsysteme miteinander verglichen. Auffallend war die gute Übereinstimmung der gemessenen Spannungen des Multitonsignals beim Klippel-Messsystem mit den gemessenen Spannungswerten der Sinustöne um die Resonanzfrequenz beim Limp-Messsystem. Nachfolgende Tabelle 10 zeigt den Vergleich der gemessenen Spannungswerte mit den resultierenden Resonanzfrequenzen. Die in Klammer stehenden Spannungswerte in der dritten Spalte sind die vom Klippel-Messsystem selbst gemessenen Spannungswerte. Man findet diese im Ergebnisfenster 'Table Signal Characteristics'.

Gemessener Spannungswert mit Multimeter um die Resonanzfrequenz Limp-System [V]	Gemessene Resonanzfrequenz Limp-System [Hz]	Gemessener Spannungswert mit Multimeter Klippel-System (vom System selbst gemessener Spannungswert) [V]	Gemessene Resonanzfrequenz Klippel-System [Hz]
0.06	39	0.06 (0.06)	39.3
0.3	37.5	0.26-0.3 (0.26)	37.5
2.45	31.5	2.2-2.6 (2.48)	31.3

Tabelle 10: Vergleich der gemessenen Spannungswerte mit den gemessenen Resonanzfrequenzen der beiden Messsysteme

Auch hier ist deutlich erkennbar, dass mit steigendem Anregungspegel die Resonanzfrequenz sinkt.

Als letztes wurden noch die gemessenen Thiele/Small Parameter des GF200 der beiden Messsysteme miteinander verglichen. Es wurde bei beiden Messsystemen sowohl mit der Masendifferenzmethode (MDM) als auch mit Federdifferenzmethode (FDM) gemessen. Als An-

regungspegel wurde bei der ersten Messung der letzte Wert aus Tabelle 10 gewählt. Tabelle 11 zeigt den Vergleich der Messungen.

Parameter	LIMP-MDM	LIMP-FDM	KLIPPEL-MDM	KLIPPEL-FDM	KLIPPEL-mit Laser gemessen	Einheit
R_e	6.2	6.2	6.16	6.13	6.17	Ω
M_{ms}	31.5	33.7	31	30.7	29.4	g
R_{ms}	0.97	1.17	1.5	1.5	1.4	kg/s
C_{ms}	0.88	0.8	0.8	0.9	0.93	mm/N
V_{as}	56	50	53	58	60	l
f_S	31.5	31.07	31.1	30.2	30.5	Hz
Q_{ms}	5.8	5.6	4.05	3.96	4	-
Q_{es}	0.56	0.53	0.44	0.44	0.44	-
Q_{ts}	0.51	0.49	0,40	0.39	0.4	-
B·l	8.2	8.8	9,25	9.5	8.9	Tm

Tabelle 11: Vergleich der gemessenen Thiele/Small Parameter der beiden Messsysteme bei adäquatem Anregungspegel

Bei der zweiten Messung wurde als Anregungspegel die erste Zeile aus Tabelle 10 gewählt. Dies entspricht jenem Pegel, der bei Messungen mit dem Klippel-Messsystem als optimal eingestuft wurde. Tabelle 12 zeigt den Vergleich der einzelnen Messungen.

Parameter	LIMP-MDM	LIMP-FDM	KLIPPEL-MDM	KLIPPEL-FDM	KLIPPEL-mit Laser gemessen	Einheit
R_e	6.2	6.2	6.18	6.13	6.13	Ω
M_{ms}	31.2	25.53	28.29	29.60	29.81	g
R_{ms}	0.94	0.79	0.78	0.80	0.82	kg/s
C_{ms}	0.53	0.66	0.60	0.58	0.55	mm/N
V_{as}	34.2	42.7	38.62	37.66	35.54	l
f_S	39.08	38.64	38.7	38.3	39.3	Hz

Q_{ms}	8.12	7.84	8.86	8.89	8.99	-
Q_{es}	0.55	0.54	0.55	0.54	0.55	-
Q_{ts}	0.51	0.51	0.51	0.51	0.52	-
B·l	9.3	8.43	8.8	9,0	9,04	Tm

Tabelle 12: Vergleich der gemessenen Thiele/Small Parameter der beiden Messsysteme bei adäquatem Anregungspegel

3.2.7 Zusammenfassung

In den Kapiteln 3.1 und 3.2 wurde die Verwendung des LPM-Moduls zur Messung der Thiele/Small Parameter erklärt und anschließend die ermittelten Messergebnisse miteinander verglichen. Der Messvorgang sowie die jeweiligen Messeinstellungen wurden genau dokumentiert und visualisiert. Die Verwendung eines Lasers zur Bestimmung der mechanischen Parameter eines Lautsprecherchassis stellt dabei eine angenehme Alternative zu den bisherigen Messverfahren dar. Einerseits wird die Auslenkungsmessung des Lasers simultan zur Messung der elektrischen Impedanz durchgeführt und andererseits erspart man sich die fehleranfällige Manipulation am Chassis, wie sie bei der Massendifferenz- oder der Federdifferenzmethode Anwendung findet. Weiters wurde das Kriechverhalten der Membran untersucht. Die Frequenzabhängigkeit der mechanischen Steifigkeit $K_{ms}(f)$ führt dazu, dass die Membran durch die abnehmende Steifigkeit hin zu tiefen Frequenzen größere Auslenkungen erreichen kann. Dieser Effekt wurde sichtbar gemacht durch die Übertragungsfunktion $H_x(f)$. Das von Klippel verwendete lineare Lautsprechermodell, ergab ohne die Berücksichtigung eines Kriechfaktors λ eine zu geringe Auslenkung der Membran bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz. Variationen des Kriechfaktors und der Wandlerkonstanten Bl zeigten den Einfluss auf die Übertragungsfunktion $H_x(f)$.

Ebenso wurde die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz vom gewählten Anregungspegel untersucht. Bei einem hohen Anregungspegel und daraus resultierender großer Membranauslenkung, nimmt die Steifigkeit bedingt durch das Kriechverhalten der Membran ab. Dadurch sinkt die gemessene Resonanzfrequenz bereits im linearen Messbereich. Weiters wurden die elektrischen Impedanzmessungen des Klippel-Messsystem mit denen des Limp-Messsystems miteinander verglichen. Auch bei Messungen mit dem Limp-Messsystem war eine Abhängigkeit der Resonanzfrequenz vom gewählten Anregungspegel zu beobachten. Bei gleicher Resonanzfrequenz wurde bei den beiden Messsystemen auch die gleiche Klemmspannung gemessen. Als letztes wurden für zwei Anregungspegel mit beiden Messsystemen die Thiele/Small Parameter mittels der Massendifferenzmethode und Federdifferenzmethode ermittelt und gegenübergestellt.

3.3 Large Signal Identification (LSI)

Lautsprecher verhalten sich im Kleinsignalbereich anders als im Großsignalbereich. Je nach Stärke des Anregungssignals wirken sich verschiedenen Nichtlinearitäten des Lautsprechers auf den Gesamtklang aus. Das LSI-Modul untersucht die Nichtlinearitäten eines elektrodynamischen Lautsprechers sowie deren relative Auswirkung auf die Gesamtverzerrung im Großsignalbereich. Bevor nun die Vorgehensweise und das verwendete Modell des LSI-Moduls genauer dargestellt werden, möchte ich zuerst einen kurzen Überblick über die auftretenden Nichtlinearitäten und deren Ursachen geben. Weiterführende Literatur hierzu ist in [KLIPPEL6] zu finden.

3.3.1 Nichtlinearitäten eines elektrodynamischen Wandlers

Die meisten dominanten Nichtlinearitäten werden entweder aufgrund des Wandlerprinzips oder aufgrund der Geometrie und Materialeigenschaften von Motor oder Aufhängung verursacht. Da sich die Wandlerkonstante Bl im Gegensatz zum linearen Bereich im Großsignalbereich mit der Auslenkung der Schwingspule ändert, wird das Produkt aus $B \cdot l$ nicht mehr als Wandlerkonstante sondern als Kraftfaktor bezeichnet.

3.3.1.1 Kraftfaktor $Bl(x)$

Der Kraftfaktor $Bl(x)$ beschreibt die Ankopplung zwischen der mechanischen und der elektrischen Seite des in Abb. 3.1 gezeigten dynamischen Wandlers. Der Parameter der als Integral der magnetischen Flussdichte B über die Spulendrahtlänge l definiert ist, ist nicht wie beim LPM-Modul abgenommen ein konstanter unabhängiger Wert, sondern hängt von der Auslenkung x der Membran ab. Wie in Abb. 3.79 zu erkennen ist, nimmt der Kraftfaktor mit hohen negativen oder positiven Auslenkungen ab, da immer mehr Spulenwindungen den Luftspalt verlassen in dem die magnetische Flussdichte B am höchsten ist. Die Form der Kurve hängt dabei von der Geometrie und dem Verhältnis der Spulenlänge zur Länge des Luftspalts ab. Handelt es sich um eine überhängende Spule (siehe Abb. 3.78), bleiben bei kleineren Auslenkungen immer die gleiche Anzahl an Windungen im Luftspalt und somit der Wert des Kraftfaktors unverändert. Es entsteht um den Maximalwert des Kraftfaktors ein kleines Plateau. Ist die Länge der Spule gleich wie die Länge des Luftspalts entsteht bei kleinen Auslenkungen bereits ein Abfall des Kraftfaktors. $Bl(x)$ hat wie in Gl. (1) und Gl. (2) bereits gezeigt, Einfluss auf die Lorentz-Kraft sowie auf die Induktionsspannung. Weiters beeinflusst der Kraftfaktor den elektrischen Gütefaktor Q_{es} .

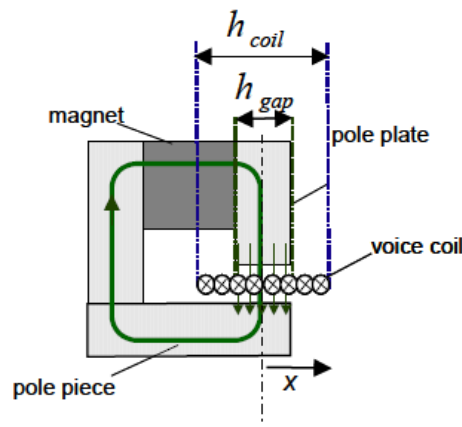


Abb. 3.78: Struktur einer überhängenden Schwingspule [KLIPPEL6, S. 8]

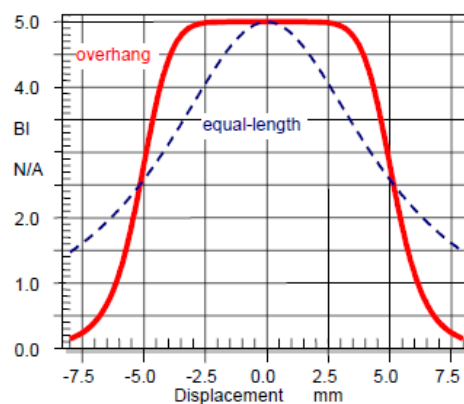


Abb. 3.79: Kraftfaktor Bl einer überhängenden Spule (rot) bzw. einer Spule gleicher Länge wie der Luftspalt (blau) in Abhängigkeit von der Membranauslenkung x [KLIPPEL6, S. 9]

Optimale Schwingspulenposition

Die Ruheposition der Schwingspule stellt bei dynamischen Wandlern einen kritischen Parameter dar. Ein Offset aus der Ruheposition, meistens verursacht durch Geometrietoleranzen und veränderte materielle Eigenschaften der Membranaufhängung (Sicke, Spinne), kann einerseits die Stabilität des Wandlers mindern und eine asymmetrische Kurvenform des Kraftfaktors ergeben aber andererseits kann ein Offset auch eine Asymmetrie des Magnetfeldes kompensieren. Die optimale Position der Spule kann durch Messen des auslenkungsabhängigen Kraftfaktors Bl gefunden werden [KLIPPEL8]. Dazu muss der Symmetriepunkt der asymmetrischen Bl -Kurve ermittelt werden.

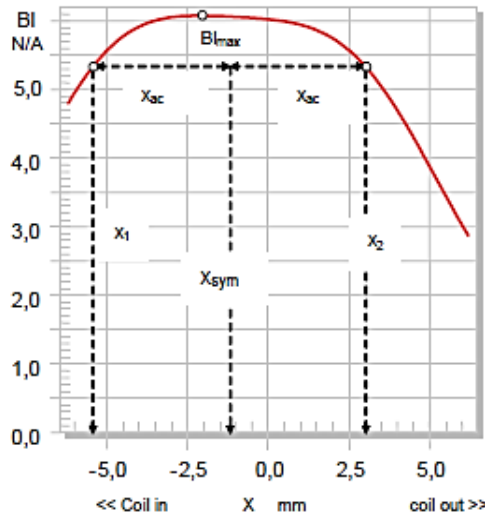


Abb. 3.80: Symmetriepunkt eines asymmetrischen Kraftfaktors [KLIPPEL9, S. 9]

Der Symmetriepunkt x_{sym} ist der Mittelpunkt zweier Auslenkungspunkte die den gleichen BI-Wert aufweisen und ist definiert als

$$BI(x_{sym} - x_{ac}) = BI(x_{sym} + x_{ac})$$

wobei x_{sym} eine virtuelle Verlagerung x_{off} der Spule aus der Ruheposition $x = 0$ darstellt. Falls der Symmetriepunkt unabhängig von der Auslenkungsamplitude x_{ac} ist (siehe Abb. 3.81), kann die Asymmetrie der BI-Kurve durch eine Verlagerung der Spule hin zum Maximum behoben werden. Die graue Kurve im linken Teil der unteren Grafik stellt die an der Ruheposition gespiegelte Kurve des Kraftfaktors $BI(x)$ dar. Sind die Originalkurve und die gespiegelte Kurve nicht deckungsgleich, weißt das auf eine Asymmetrie der Kurve hin.

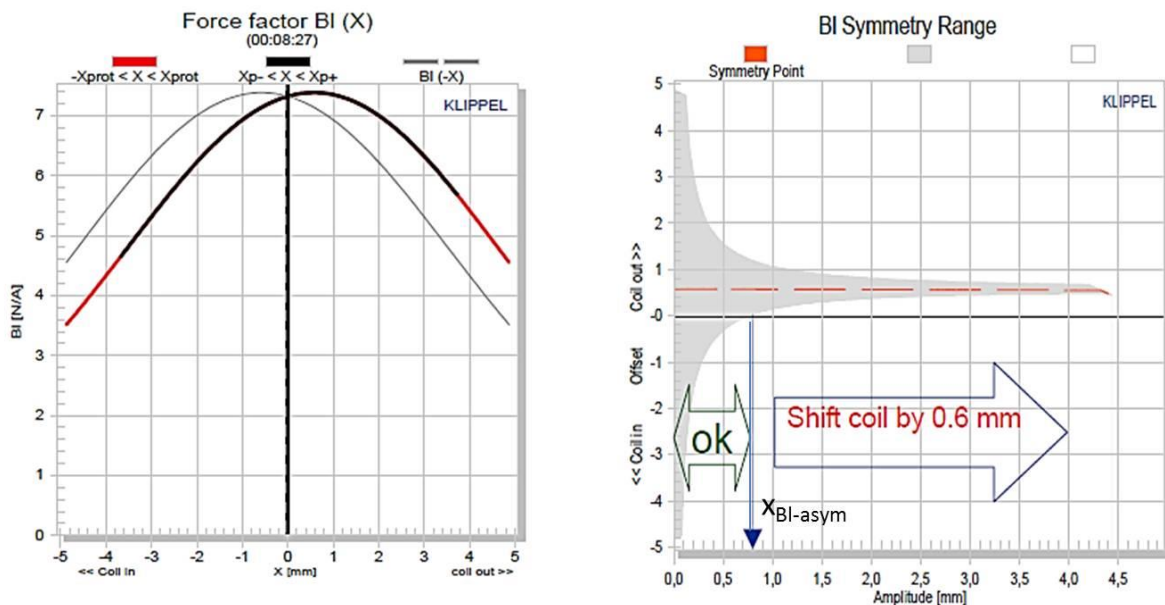


Abb. 3.81: Asymmetrie bei einer Equal-length Konfiguration bedingt durch ein Offset der Ruheposition der Spule [KLIPPEL8, S. 3]

Die BI-Asymmetrie A_{BI} ist definiert als

$$A_{BI}(x_{ac}, x_{off}) = \frac{BI(x_{off} + x_{ac}) - BI(x_{off} - x_{ac})}{BI(x_{off} - x_{ac}) + BI(x_{off} + x_{ac})} \quad (15)$$

und beschreibt die relative Differenz zwischen den BI-Werten zweier Punkte, die zu x_{sym} symmetrisch liegen und eine Entfernung x_{ac} vom Symmetriepunkt aufweisen. Nach [KLIPPEL12] treten bereits bei einem Wert von 5% übermäßige Verzerrungen in der Antriebseinheit auf, indem ein kleiner Überhang oder Unterhang der Spule festzustellen ist. Als Folge der asymmetrischen Kurvenform wird eine angelegte Wechselgröße gleichgerichtet und als Gleichanteil im Auslenkungssignal sichtbar gemacht. Ein möglichst kleiner Offset sowie eine möglichst symmetrische Steifigkeit sind die Mindestanforderungen für eine stabile Antriebseinheit. Liegt der Wert von A_{BI} unter 5% kann man die Asymmetrie vernachlässigen und eine Korrektur der Ruheposition ist nicht notwendig. Der graue BI-Symmetriebereich im rechten Diagramm gibt genau den Bereich an, indem die Änderung von BI unter 5% liegt. Die schwarze Linie stellt die Ruheposition der Spule dar und verlässt den Graubereich beim Beispiel in Abb. 3.81 beim kritischen Auslenkungspunkt $x_{BI-asym} = 0.8$ mm. Das bedeutet, dass für Membranauslenkungen bis 0.8 mm die Ruheposition der Spule nicht verändert werden muss. Bleibt der Symmetriepunkt konstant, kann die Asymmetrie der Kurve durch einen Shift der Spule zum selbigen beseitigt werden.

Falls sich der Symmetriepunkt in Abhängigkeit von der Auslenkung ändert (siehe Abb. 3.82), kann die Asymmetrie nicht kompensiert werden, da sie durch ein asymmetrisches Magnetfeld hervorgerufen wird. Die genaue Bedeutung des Symmetriebereiches sowie die Auswirkungen auf das GF200 werden in den Kapiteln 3.3.8.1 und 3.3.8.2 behandelt.

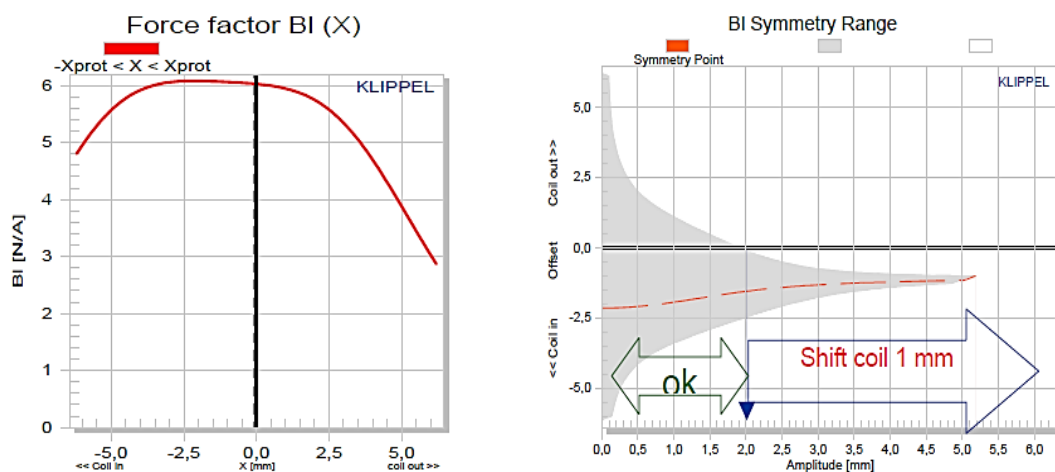


Abb. 3.82: Asymmetrie bei einer Überhang-Konfiguration bedingt durch ein asymmetrisches Magnetfeld [KLIPPEL8, S. 3]

3.3.1.2 Steifigkeit der Membranaufhängung

Die Aufhängung der Membran besteht aus der Spinne und der Sicke. Sie hat die Aufgabe die Spule zentral im Luftspalt zu halten sowie diese bei Auslenkung der Membran wieder in die Ruheposition zurückzuholen.

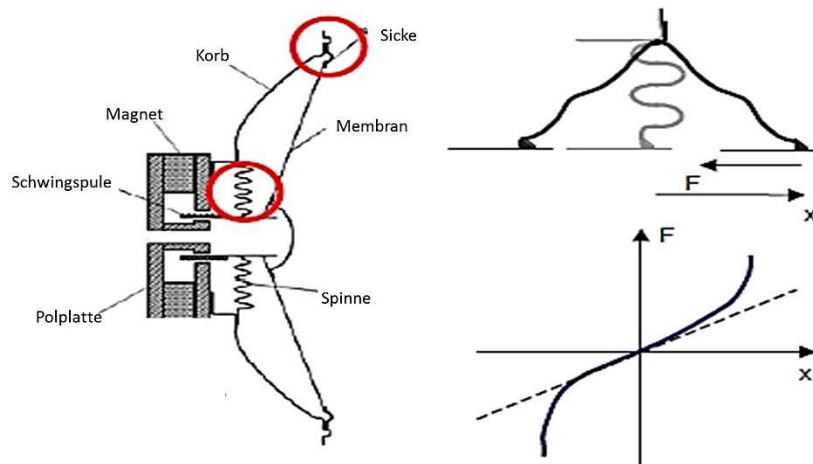


Abb. 3.83: Prinzip der Membranaufhängung bei einem konventionellen Lautsprecher und die nichtlineare Kraft-Weg-Kurve [KLIPPEL6, S. 6]

Die Steifigkeit $K_{ms}(x)$ ist die inverse Funktion der mechanischen Nachgiebigkeit $C_{ms}(x)$ und beschreibt das nichtlineare Verhältnis zwischen der Rückstellkraft $F = K_{ms}(x) \cdot x$ und der dazugehörigen Membranauslenkung x . Bei kleinen Auslenkungen besteht ein lineares Verhältnis. Bei großen Auslenkungen steigt der Wert der Steifigkeit $K_{ms}(x)$ mit der Auslenkung. Das nichtlineare Verhalten der Steifigkeit in Abhängigkeit von der Membranauslenkung ist in Abb. 3.84 deutlich zu sehen. Auch hier ist durch die gespiegelte graue Kurve eine Asymmetrie der Kurvenform festzustellen.

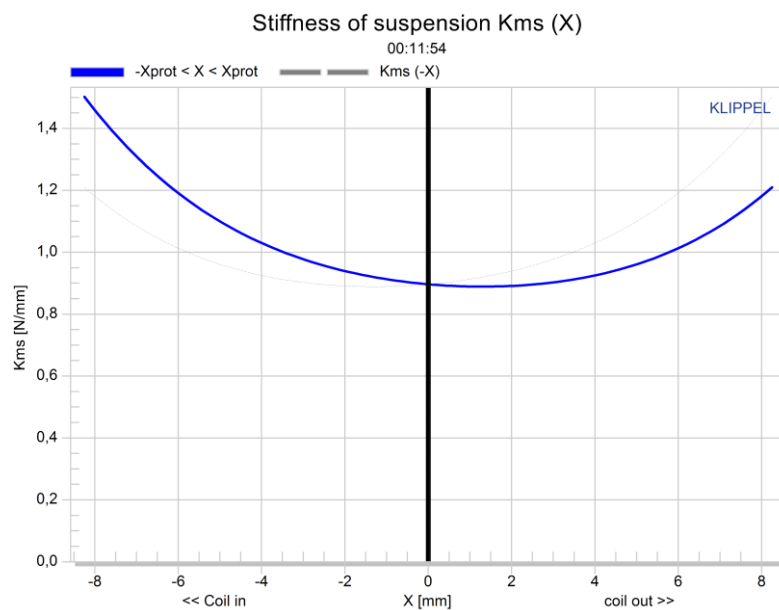


Abb. 3.84: Mechanische Steifigkeit $K_{ms}(x)$ des GF200 in Abhängigkeit von der Auslenkung x

Die Nichtlinearität der Steifigkeit sorgt auch dafür, dass sich eine auslenkungsabhängige Resonanzfrequenz $f_s(x)$ und weiters auch ein auslenkungsabhängiger mechanischer Gütefaktor $Q_{ms}(x)$ ergibt.

Asymmetrie der Steifigkeit

Die Kurvenform der Steifigkeit enthält auch Informationen über die Ursache der Nichtlinearitäten. In [KLIPPEL10] werden die unterschiedlichen Einflüsse der Sicke oder der Spinne anhand der Kurvenform unterschieden. Wenn nun bei einer Aufhängung wie in Abb. 3.85 die Bewegungsfreiheit der Sicke begrenzt ist, führt dies zu einer asymmetrischen Kurve wie sie auf der linken Seite zu sehen ist. Die Steifigkeit bei der Bewegung der Membran nach außen (coil out) nimmt schneller zu als bei der Bewegung nach innen (coil in). Falls sich das Minimum der Steifigkeit $K_{ms}(x)$ nicht an der Ruheposition der Spule befindet oder die Kurve eine asymmetrische Form aufweist, wird nach [KLIPPEL6] und [KLIPPEL13] durch Gleichrichten der angelegten Wechselgröße im Auslenkungssignal ein Gleichanteil generiert. Bei hohen Auslenkungen wird bei Asymmetrien der Steifigkeit die Spule aus der optimalen Ruheposition hin zur weicheren Seite der Aufhängung bewegt bzw. hohe Auslenkungen hin zur weichen Seite treten öfters auf als zur steiferen Seite. Dadurch wird die Leistung des Lautsprechers gemindert. Die genauen Messungen und Bestimmungen des Gleichanteils bzw. das Verhalten unterhalb und oberhalb der Resonanzfrequenz können mit dem DIS Modul (3D-Distortion Measurement) der Firma Klippel GmbH durchgeführt werden, sind jedoch nicht Thema dieser Arbeit. In Kapitel 3.3.8.8 wird dennoch versucht den auftretenden Gleichanteil im Auslenkungssignal bei Veränderung der Ruheposition der Spule aufzuzeigen.

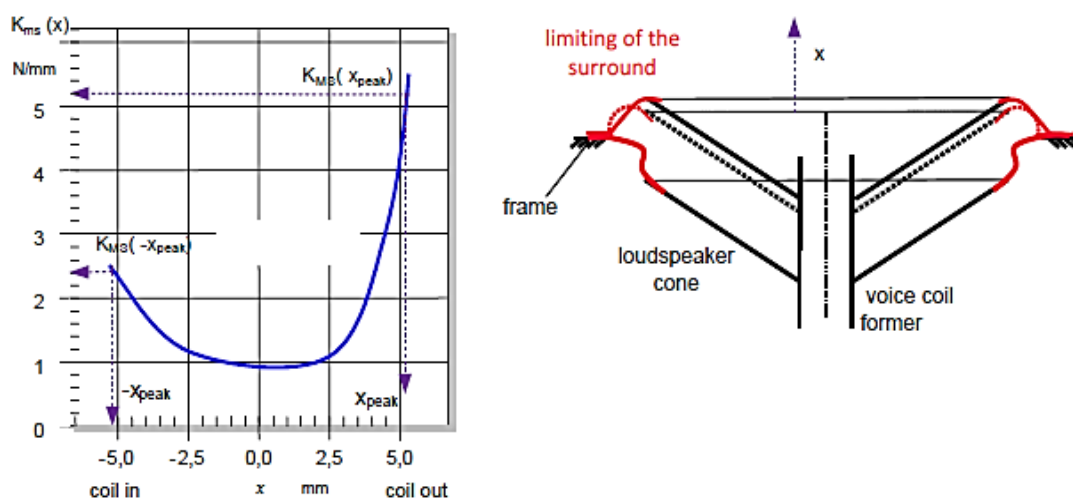


Abb. 3.85: Asymmetrische $K_{ms}(x)$ – Charakteristik aufgrund einer begrenzten Bewegungsfreiheit der Sicke [KLIPPEL9, S. 8]

Die Asymmetrie der $K_{ms}(x)$ Kurve kann durch folgenden Wert definiert werden:

$$A_K(x_{\text{peak}}) = \frac{2(K_{ms}(-x_{\text{peak}}) - K_{ms}(x_{\text{peak}}))}{(K_{ms}(-x_{\text{peak}}) + K_{ms}(x_{\text{peak}}))} * 100 \% \quad (16)$$

Das Vorzeichen von A_K hängt mit dem Vorzeichen des Gleichanteils der Auslenkung zusammen. Ein negativer Wert würde einem negativen Gleichanteil im Auslenkungssignal ent-

sprechen; d.h. der Gleichanteil würde bei negativen Membranauslenkungen (coil in) detektiert werden.

3.3.1.3 Schwingspuleninduktanz in Abhängigkeit von der Auslenkung

Die elektrische Impedanz der Schwingspule $L_e(x)$ nimmt für negative Auslenkungen einen höheren Wert an als für positive Auslenkungen. Wird die Spule nach außen bewegt, wird ein geringerer magnetischer Fluss Φ erzeugt. Wird die Spule nach innen bewegt, wo sie vom Eisen eingeschlossen ist, sinkt der magnetische Widerstand und die Induktivität steigt. Der Einfluss dieser Nichtlinearität kann durch Einbringen von leitfähigem Material (z.B. Kupfer oder Aluminium) in der Nähe der Spule reduziert werden. Dadurch wird ein Gegenfluss Φ_{counter} erzeugt der den gesamten magnetischen Fluss bei negativen Auslenkungen der Spule reduziert.

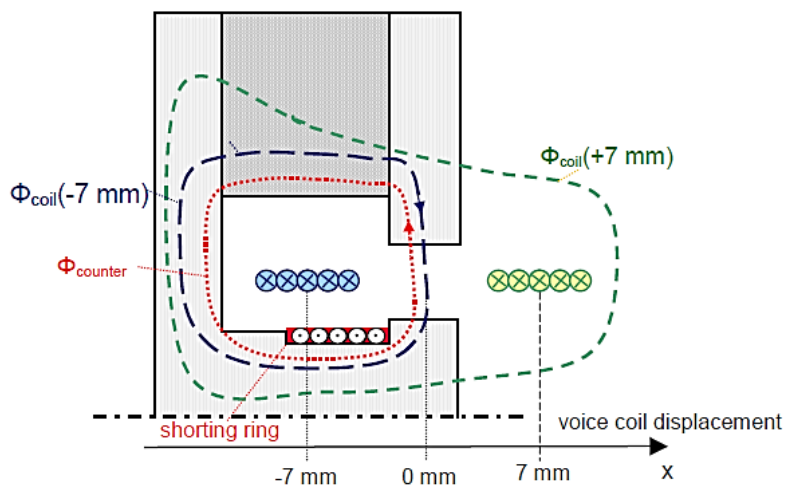


Abb. 3.86: Durch Anbringen von leitfähigem Material wird ein Gegenfluss Φ_{counter} erzeugt [KLIPPEL6, S. 11]

Abb. 3.87 zeigt den Verlauf der Induktanz in Abhängigkeit von der Membranauslenkung x . Es ist deutlich zu erkennen, dass mit dem Anbringen von zusätzlich leitfähigem Material die Induktanz hin zu negativen Auslenkungen abnimmt.

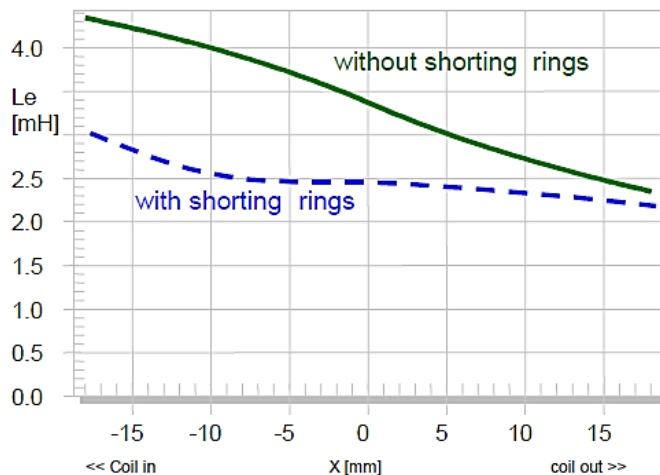


Abb. 3.87: Spuleninduktanz $L_e(x)$ ohne Verwendung von zusätzlich leitfähigem Material (grün) bzw. mit Verwendung (blau) [KLIPPEL6, S. 13]

3.3.1.4 Schwingspuleninduktanz in Abhängigkeit vom Strom

Die Induktivität L hängt nicht nur von der Membranauslenkung x sondern auch vom Strom I ab. Der Grund dafür ist der nichtlineare Zusammenhang zwischen der magnetischen Feldstärke H und der magnetischen Flussdichte $B = \mu(I)H$ (siehe Abb. 3.88). Wird der Spule kein Strom $I = 0$ A zugeführt, nimmt die magnetische Feldstärke den Wert H_2 an. Für höhere Ströme $I = 10$ A wird die Feldstärke auf den Wert H_3 erhöht. Durch die Sättigung des Eisenmaterials bei hohen Flussdichten sinkt die Permeabilitätszahl μ . Umgekehrt wird bei negativen Strömen $I = -10$ A die Permeabilität erhöht. Die Änderung der Permeabilitätszahl $\mu(I)$ verursacht nun eine Abhängigkeit der Spuleninduktivität L_e vom Strom I . Bei Erhöhung der Stromstärke I wird die Spuleninduktivität L_e kleiner.

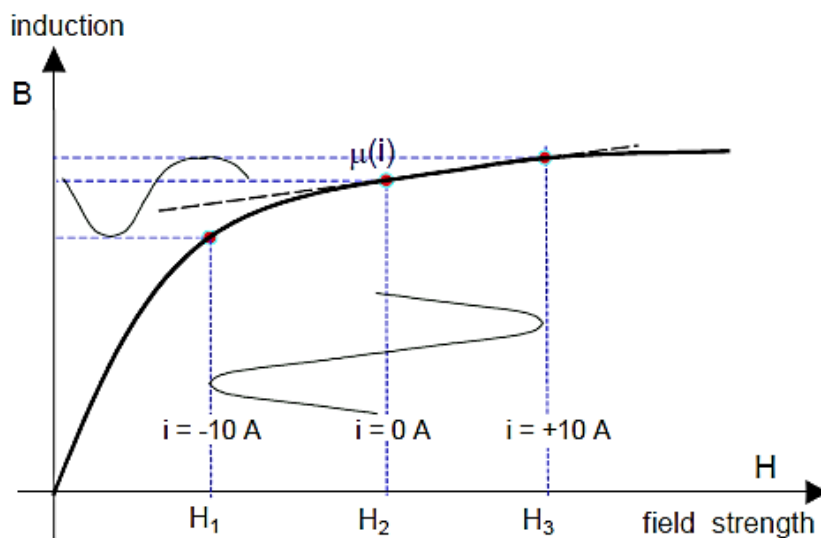


Abb. 3.88: Abhängigkeit der Permeabilität μ vom Strom I [KLIPPEL6, S. 12]

Auch hier kann durch das Anbringen von leitfähigem Material in der Nähe der Spule die Induktanz für negative Auslenkungen gesenkt werden.

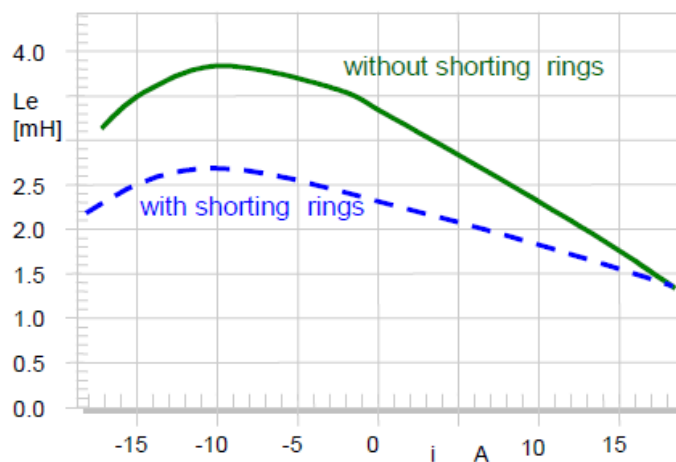


Abb. 3.89: Spuleninduktanz $L_e(I)$ ohne Verwendung von zusätzlich leitfähigem Material (grün) bzw. mit Verwendung (blau) [KLIPPEL6, S. 13]

3.3.1.5 Dopplereffekt

Die Membranauslenkung und die damit verbundene Bewegung der Kalotte haben nicht nur Einfluss auf die mechanischen Vibrationen sondern auch auf die Abstrahleigenschaften. Der Dopplereffekt tritt auf wenn sich der Abstand zwischen Sender und Empfänger während der Signalübertragung ändert und dadurch die Wellenlänge des abgestrahlten Signals verändert wird. Dadurch entsteht im übertragenen Schalldruck eine Veränderung der Laufzeit welches man als Frequenzmodulation deuten kann. Besondere Bedeutung erlangt der Dopplereffekt bei hohen Frequenzen mit kurzer Wellenlänge.

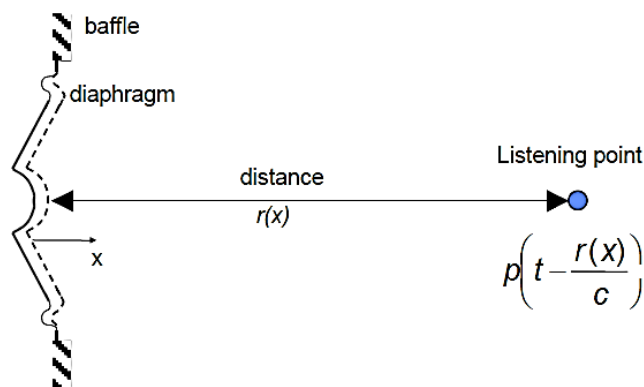


Abb. 3.90: Phasenmodulation verursacht durch die Distanzänderung zwischen Kalotte und Empfangspunkt (Dopplereffekt) [KLIPPEL6, S. 17]

3.3.2 Das verwendete Modell

Das beim LPM-Modul verwendete Modell in Abb. 3.1 muss nun etwas modifiziert werden, um das Verhalten eines elektrodynamischen Wandler im Großsignalbereich erklären zu können.

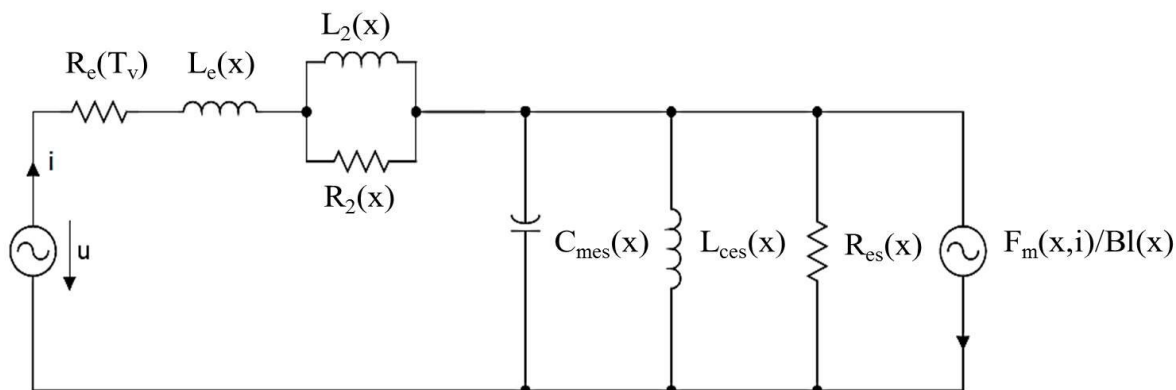


Abb. 3.91: Nichtlineares elektrisches Ersatzschaltbild des dynamischen Wandler in FI-Analogie [KLIPPEL5, S. 21]

Die Parameter des neuen Modells werden nicht mehr als konstant angenommen, sondern sind von den Zustandsparametern (z. B. Membranauslenkung x , Spulentemperatur T_v) abhängig. Nachfolgende Tabelle zeigt den Unterschied der einzelnen Parameter zwischen dem LPM-Modul und dem LSI-Modul.

Konstante Parameter (LPM)	Parameter in Abhängigkeit von einer Zustandsvariable (LSI)
R_e	$R_e(T_v)$
L_e	$L_e(x)$
L_2	$L_2(x)$
R_2	$R_2(x)$
$L_{mes}(f)$	$L_{mes}(x,f)$
C_{mes}	C_{mes}
R_{es}	R_{es}
$B \cdot l$	$B \cdot l(x)$
Abgeleitete Parameter	
f_S	$f_S(x)$
Q_{es}	$Q_{es}(T_v, x)$
Q_{ms}	$Q_{ms}(x)$
Q_{ts}	$Q_{ts}(T_v, x)$

Tabelle 13: Abhängigkeit der Parameter beim LSI-Modul

Auch die abgeleiteten Lautsprecherparameter wie Resonanz und Gütefaktoren (siehe Gl. (4) bis Gl. (8)) werden nicht mehr als unabhängig angenommen.

Durch die Ortsabhängigkeit der Schwingspuleninduktivität L_e und der damit verbundenen Änderung der magnetischen Feldenergie entsteht eine Reluktanzkraft $F_m(x,i)$ die durch folgende Gleichung beschrieben werden kann:

$$F_m(x, i) \approx \frac{i(t)^2}{2} \frac{\partial L_e(x)}{\partial x} \quad (17)$$

Das Aufheizen der Schwingspule wird durch ein zweites thermisches Ersatzschaltbild berücksichtigt. Eine genauere Erklärung der thermischen Parameter erfolgt in Kapitel 3.3.8.13.

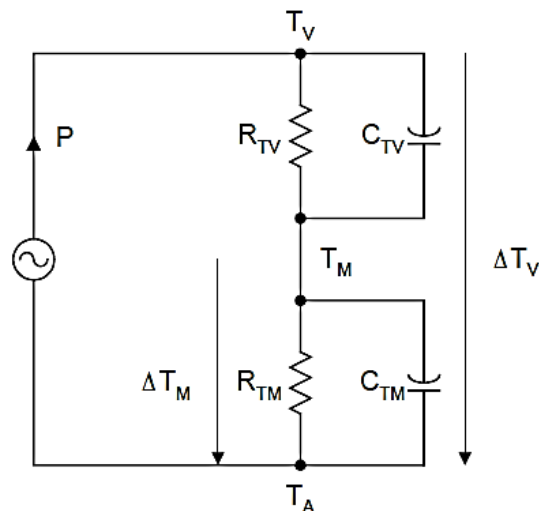


Abb. 3.92: Thermisches Ersatzschaltbild des dynamischen Wandlers [KLIPPEL5, S. 20]

Die einzelnen Abkürzungen sind in nachfolgender Tabelle zusammengefasst:

Abkürzung	Parameter
$T_V(t)$	Schwingspulentemperatur
$T_M(t)$	Temperatur der Magnetstruktur
T_A	Temperatur des kalten Lautsprechers (Umgebungstemperatur)
$\Delta T_V(t) = T_V(t) - T_A$	Erhöhung der Schwingspulentemperatur
$\Delta T_M(t) = T_M(t) - T_A$	Erhöhung der Temperatur der Magnetstruktur
R_{TV}	Thermischer Widerstand der Schwingspule
R_{TM}	Thermischer Widerstand der Magnetstruktur
C_{TV}	Wärmekapazität der Schwingspule
C_{TM}	Wärmekapazität der Magnetstruktur

Tabelle 14: Begriffserklärung des thermischen Ersatzschaltbildes

3.3.3 Identifikationstechnik

Das Wandlermodell ist als adaptives System in einem digitalen Signalprozessor (DSP) implementiert. Das Modell muss nun an den zu untersuchenden Lautsprecher so angepasst werden, dass die geschätzten Parameter des Modells so genau wie möglich mit denen des Lautsprechers übereinstimmen. Unter der Annahme, dass das verwendete Modell richtig ist, wird an den Lautsprecher und das Modell dasselbe Eingangssignal gelegt. Durch Subtraktion des geschätzten Stroms $i'(t)$ und dem gemessenen Strom $i(t)$ erhält man das Fehlersignal

$e(t) = i'(t) - i(t)$. Durch adaptive Einstellung der Modellparameter wird nun versucht das quadratische Fehlersignal zu minimieren. Als Ergebnis erhält man die linearen und nichtlinearen Modellparameter.

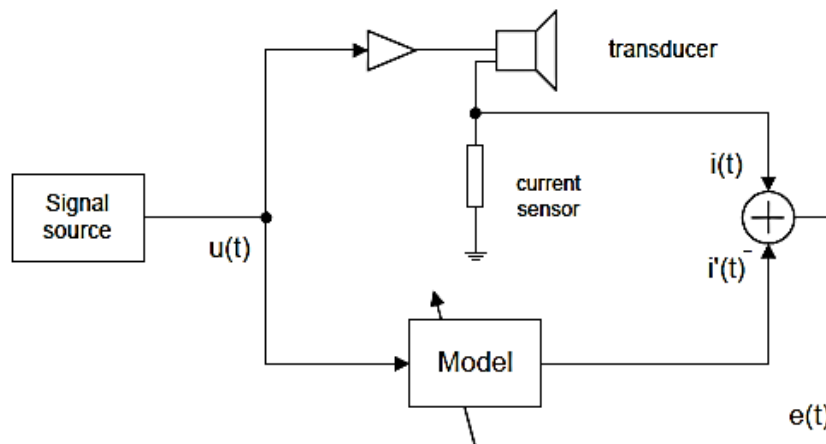


Abb. 3.93: Identifikationstechnik des Modells [KLIPPEL5, S. 21]

3.3.3.1 Protektionsgrenzen und Verzerrungsanteile

Da beim LSI-Modul im Großsignalbereich gemessen wird kann es passieren, dass der Lautsprecher bis an seine physikalischen Grenzen betrieben wird. Um eine Zerstörung des Lautsprechers zu verhindern, müssen vom Anwender zuerst Protektionsgrenzen angegeben werden [KLIPPEL7]. Dies geschieht indem ein Grenzwert relativ zur Nulllage der Parameterkurve angegeben wird. Die Auslenkungsgrenze zu diesem Relativwert bildet dann die dazugehörige Membranauslenkung. Dabei repräsentiert die Auslenkungsgrenze x_C die Parameterkurve der nichtlinearen Steifigkeit $K_{ms}(x)$ bzw. der Nachgiebigkeit $C_{ms}(x)$ zur auftretenden Verzerrung. Es wird ein akzeptables Nachgiebigkeitsverhältnis

$$C_{\min}(x_C) = \min_{-x_C < x < x_C} \left(\frac{C_{ms}(x)}{C_{ms}(0)} \right) * 100 \% \quad (18)$$

definiert, dass das Verhältnis der Nachgiebigkeit im Arbeitsbereich $\pm x_C$ zum Wert an der Ruhelage $x = 0$ darstellt. x_C wird nun für einen vorher definierten relativen Grenzwert C_{\min} bestimmt.

Im IEC Standard 62458 sind die verschiedenen maximalen Auslenkungen $x_{\max 10\%}$ für die verschiedenen Nichtlinearitäten wie folgt definiert: $x_{\max 10\%}$ ist jene Auslenkung der Schwingspule bei der entweder die totale harmonische Verzerrung oder die Modulationsverzerrung einen Wert von $d = 10\%$ erreichen.

Bei einem Schwellwert $C_{\min} = 75\%$ beträgt der Anteil einer symmetrischen Nachgiebigkeitscharakteristik zur Gesamtverzerrung $d = 10\%$. In Abb. 3.94 würde diese Auslenkungsgrenze x_C bei 6 mm liegen.

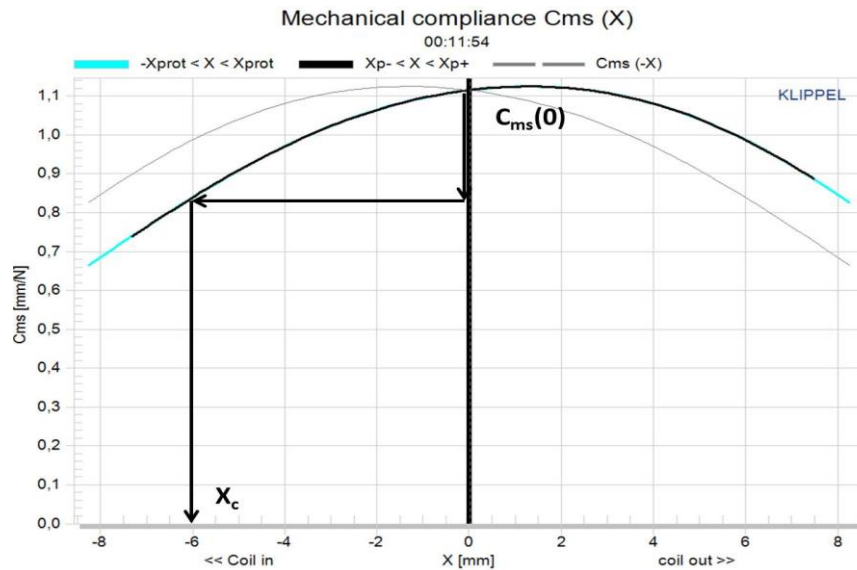


Abb. 3.94: Bei einem vordefinierten Schwellwert $C_{\min} = 75\%$ beträgt die Auslenkungsgrenze $x_c = 6$ mm

Für die meisten Tieftonchassis ist es kein Problem in einem Bereich zu agieren, in dem die Nachgiebigkeit auf 30% des Maximalwertes gefallen ist.

Die Auslenkungsgrenze x_{BI} repräsentiert die nichtlineare Charakteristik des Kraftfaktors $Bl(x)$ und wird analog zu Gl. (18) bestimmt.

$$Bl_{\min}(x_{BI}) = \min_{-x_{BI} < x < x_{BI}} \left(\frac{Bl(x)}{Bl(0)} \right) * 100 \% \quad (19)$$

Bei einem Schwellwert $Bl_{\min} = 82\%$ beträgt der Anteil des nichtlinearen Kraftfaktors zur Gesamtverzerrung $d = 10\%$. In Abb. 3.95 würde die Auslenkungsgrenze x_{BI} bei 5.2 mm liegen.

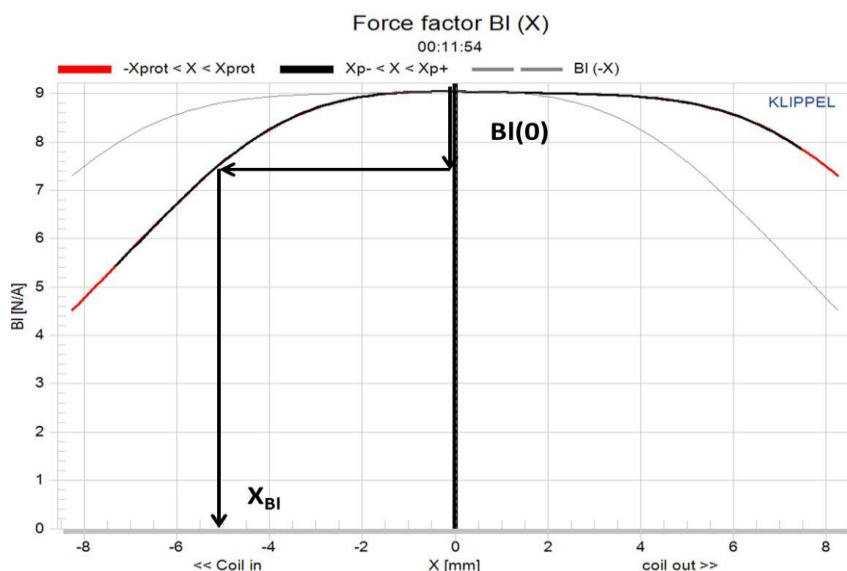


Abb. 3.95: Bei einem vordefinierten Schwellwert $Bl_{\min} = 82\%$ beträgt die Auslenkungsgrenze $x_{BI} = 5.2$ mm

Eine weitere nichtlineare Größe bildet die Impedanz in Abhängigkeit von der Auslenkung. Die Auslenkungsgrenze x_L ist definiert als

$$Z_{\max}(x_L) = \max_{-x_{Bl} < x < x_{Bl}} \frac{|Z_e(x, f_2) - Z_e(0, f_2)|}{|Z_e(0, f_2)|} * 100 \% \quad (20)$$

das Verhältnis der größten Änderung der elektrischen Impedanz an der Frequenz $f_2 = 8,5 \cdot f_S$ innerhalb des Arbeitsbereiches $\pm x_L$ zur Impedanz an der Ruheposition $x = 0$. Die Gesamtimpedanz ist folgendermaßen gegeben:

$$Z_e(x, f_2) \approx R_e + L_e(x)s_2 + \frac{R_2(x)L_2(x)s_2}{R_2 + L_2(x)s_2} \quad (21)$$

wobei $s_2 = 2\pi f_2$.

Bei einem Schwellwert $Z_{\max} = 10\%$ beträgt der Anteil zur Gesamtverzerrung $d = 10\%$.

Ein weiterer Faktor der zur Gesamtverzerrung beisteuert ist der Dopplereffekt. Die Auslenkungsgrenze x_D wird durch folgende Vorschrift berechnet:

$$x_D = \frac{90,5d}{f_S} \quad (22)$$

wobei x_D in mm angegeben wird, f_S für die Resonanzfrequenz steht und die Verzerrung $d = 10\%$ beträgt.

Am Beginn der Messung wird das Anregungssignal klein gehalten. Danach wird die Amplitude des Anregungssignals langsam erhöht und die Schwingpulentemperatur bzw. der Spulenwiderstand, die relative Änderung der nichtlinearen Parameter $C_{ms}(x)$, $Bl(x)$, und die elektrische Eingangsleistung P werden simultan gemessen. Überschreitet einer der gemessenen Werte die zuvor eingestellten Protektionsgrenzen, wird das Anregungssignal wieder abgeschwächt und so der optimale Arbeitsbereich gefunden. Abb. 3.96 zeigt wie die Protektion im Distortion Analyzer funktioniert.

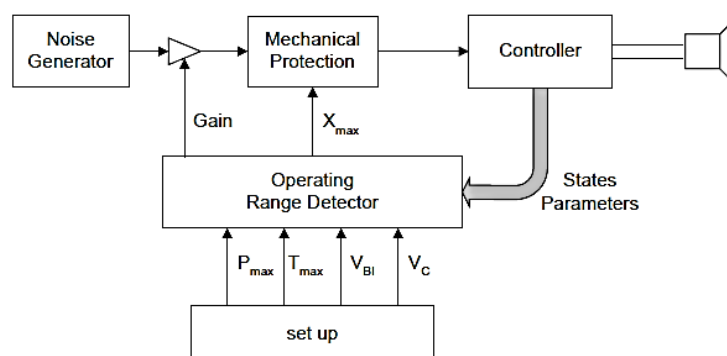


Abb. 3.96: Protektionsablauf im Distortion Analyzer [KLIPPEL5, S. 22]

3.3.3.1.1 Verzerrungsanalyse

Mit Hilfe des ermittelten nichtlinearen Modells können nicht nur die einzelnen Nichtlinearitäten ermittelt werden, sondern auch deren Einfluss auf die Gesamtverzerrung kann berechnet

werden. Wie in Abb. 3.97 zu erkennen ist, kann dabei der nichtlineare Teil vom linearen System getrennt werden. Die Signale $p_{b(x)}(t)$, $p_{L(x)}(t)$ und $p_{k(x)}(t)$, welche die Verzerrungssignale des nichtlinearen Kraftfaktors $Bl(x)$, der nichtlinearen Induktanzparameter $L_e(x)$, $L_2(x)$, $R_2(x)$ und der nichtlinearen Steifigkeit $K_{ms}(x)$ repräsentieren, werden zum linearen Signal $p_{lin}(t)$ addiert und das Gesamtsignal $p_{total}(t)$ wird dem nichtlinearen System rückgeführt.

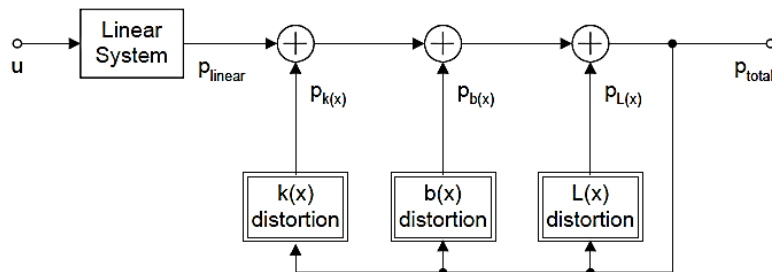


Abb. 3.97: Verzerrungsanalyse basierend auf einem nichtlinearen Wandlermodell [KLIPPEL5, S. 32]

Der Betrag der Verzerrung wird bestimmt indem in der letzten Periode eines Modellupdates der Spitzenwert eines Verzerrungssignals ermittelt wird und in Relation zum Gesamtsignal $p_{total}(t)$ gesetzt wird.

$$d_{b(x)} = \frac{\hat{p}_{b(x)}}{\hat{p}_{total}}$$

$$d_{L(x)} = \frac{\hat{p}_{L(x)}}{\hat{p}_{total}}$$

$$d_{k(x)} = \frac{\hat{p}_{k(x)}}{\hat{p}_{total}}$$

3.3.4 Das verwendete Anregungssignal

Der Distortion Analyzer benötigt ein Anregungssignal mit ausreichend großer Amplitude und Spektraleigenschaften um den zu untersuchenden Lautsprecher zu identifizieren. Ein künstlich erzeugtes Rauschsignal, wie es nach DIN IEC 60268-1 spezifiziert ist, wird benötigt um große Auslenkungen der Spule zu erreichen und sie damit in den nichtlinearen Arbeitsbereich zu bringen. Das programmsimulierende Rauschen wird hinsichtlich gewünschter Spektraleigenschaften und Amplitudenverteilung in einem DSP generiert. Abb. 3.98 zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Membranauslenkung wenn das Tieftonchassis GF200 mit einem Rauschsignal angeregt wird, das die gleiche Amplitudenverteilung wie ein normales Audiosignal aufweist.

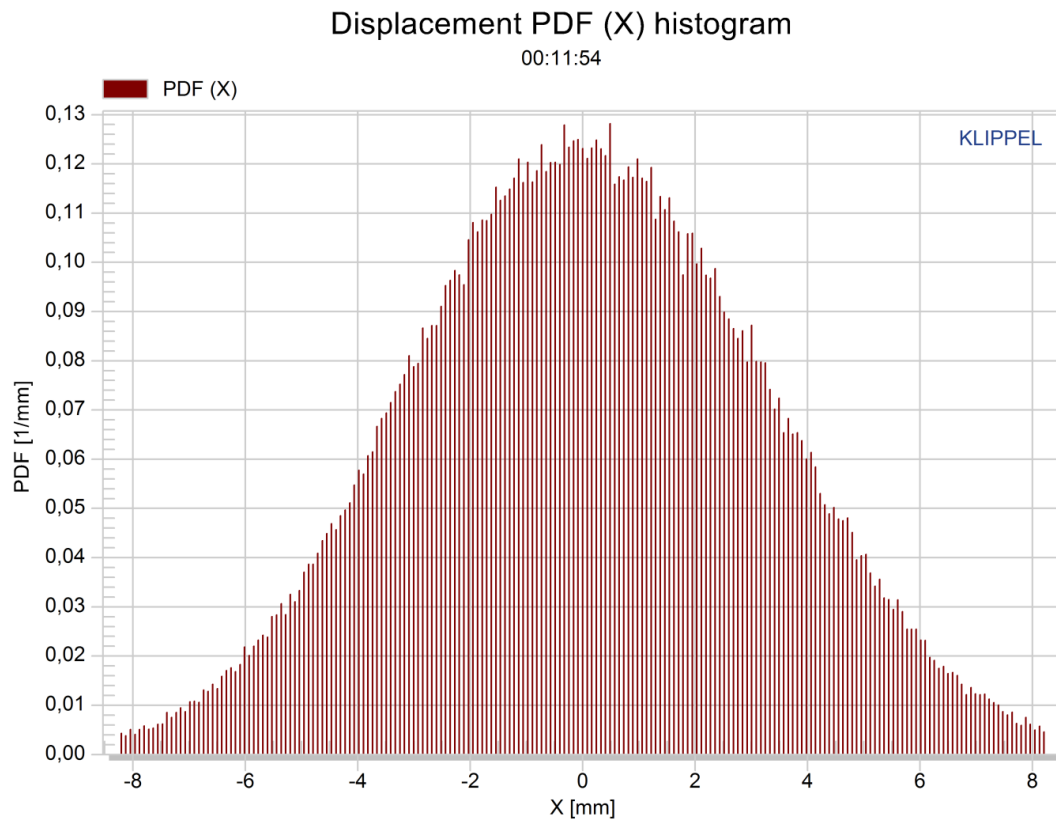


Abb. 3.98: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF) der Membranauslenkung des GF200 bei Anregung mit einem Rauschsignal

3.3.5 Messablauf

1. Verstärkertest:

Nach dem Start der Messung wird als erstes ein Verstärkertest durchgeführt. Dabei werden die Verzerrungen, die durch den Verstärker verursacht werden, der Pegel sowie die Anschlüsse zum Verstärker hin überprüft.

2. Kleinsignalmessung:

Nach dem Verstärkertest wird der Lautsprecher mit einem kleinen Signalpegel ange-regt. Der Einfluss der nichtlinearen Parameter sowie das Aufheizen der Schwingspule können im Kleinsignalbereich vernachlässigt werden. Die Ergebnisse der Messung stimmen mit den Thiele-Small-Parametern überein. Der Schwingspulenwiderstand $R_e(T_v)$, der hier bei Umgebungstemperatur $T_v = T_A$ gemessen wird, wird als Referenzwert für die spätere Bestimmung der Erhöhung der Schwingspulentemperatur $\Delta T_v = T_v - T_A$ benutzt.

3. Erhöhung des Anregungspegels und Bestimmung des Arbeitsbereiches:

Nachdem die linearen Parameter bestimmt worden sind, wird der Pegel des Anregungssignals erhöht (*'Enlargement Mode'*) bis eine der vorher definierten Protektionsgrenzen erreicht wird. Nach der Bestimmung des durch die Protektionsgrenzen festgelegten Arbeitsbereiches werden in diesem Messabschnitt (*'Nonlinear Mode'*) die nichtlinearen Parameter ermittelt (siehe Kapitel 3.3.8).

4. Ermittlung der thermischen Parameter:

Nach der Bestimmung der nichtlinearen Parameter werden nun der thermische Widerstand R_{TV} und die thermische Kapazität C_{TV} der Schwingspule ermittelt indem der Lautsprecher mit verschiedenen Rauschsignalen angeregt wird, dazwischen wieder abgekühlt und die Veränderung der Spulentemperatur beobachtet wird. Die Erhöhung der Schwingspulentemperatur ΔT_V wird aus der Erhöhung des Schwingspulenwiderstands $R_E(T_V)$ abgeleitet und zusammen mit der Eingangsleistung P intern abgespeichert. Durch die Form der Temperaturkurve können die thermischen Parameter ermittelt werden (siehe Kapitel 3.3.8.13).


5. Einflussminimierung des Messrauschens:

Zum Abschluss der Messung wird die Geschwindigkeit des Lernalgorithmus reduziert um den Einfluss des Messrauschens bei der Bestimmung der Parameter zu minimieren und eine Langzeitmessung wird gestartet. Weiters werden der thermische Widerstand R_{TM} und die thermische Kapazität C_{TM} der Magnetstruktur ermittelt.

3.3.6 Der Messaufbau

Der Messaufbau ist identisch zum LPM-Modul und ist in Kapitel 3.1.3 beschrieben. Ein Mikrofon wird nicht benötigt.

3.3.7 Der Messvorgang

- Starten der Messsoftware dB-Lab des R&D Systems.
- Wurden bereits LPM-Messungen durchgeführt können die nachfolgenden Messungen in der gleichen Projektdatei gespeichert werden. Wenn nicht sollte man ein neues Objekt erstellen (siehe Kapitel 3.1.6).
- Erstellen einer neuen Operation mittels  und dem Template **LSI Woofer Nonl. P. Sp1** für die Messung der nichtlinearen Parameter oder **LSI Woofer Nonl. + Therm. Sp1** für die zusätzliche Messung der thermischen Parameter.

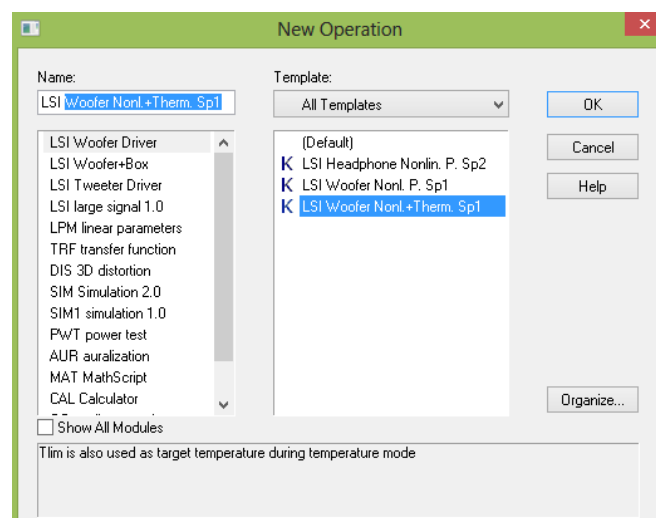


Abb. 3.99: Erstellen einer neuen LSI-Operation mit Hilfe eines Templates

- Rechter Mausklick auf die neuerstellte Operation und **‘Properties‘** auswählen.

In der Registerkarte *Protection* werden die Protektionsgrenzen (siehe 3.3.3.1) für den maximalen Temperaturanstieg, die relativen Parameterwerte für den Kraftfaktor und die mechanische Nachgiebigkeit und die Eingangsleistung angegeben. Als Anfangswerte für Bl_{\min} und C_{\min} sollten 50 % verwendet werden. 25 % für Bl_{\min} und 25% für C_{\min} stellen bereits eine aggressive Messung dar. G_{small} bestimmt den Anregungspegel für den Kleinsignalbereich. Der Einstellungsbereich liegt zwischen -20 dB und 0 dB. Falls die Protektionsparameter während der Messung verändert werden, startet die Messung wieder neu aus dem *‘Enlargement Mode‘* um den neuen Arbeitsbereich einstellen zu können

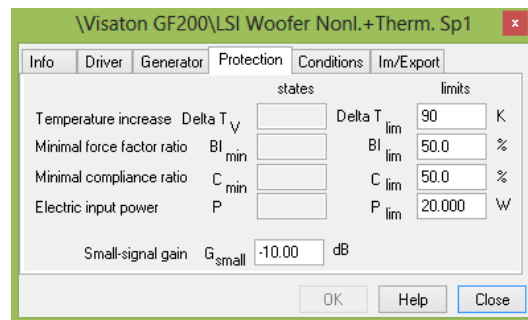


Abb. 3.100: Eingabe der Protektionsparameter

- Auch wenn bei der Messung ein Laser verwendet wird, sollten die Ergebnisse für die Wandlerkonstante, die gesamte bewegte Masse und für den Spulenwiderstand importiert werden, da sonst die mechanischen Parameter nur als relative Größen ausgegeben werden. Dazu muss nach der LPM-Messung in der Registerkarte *Im/Export* der Schalter **Export to Clipboard** betätigt werden. Danach in der Registerkarte *Im/Export* bei LSI die Aktion **Import to Clipboard** durchführen.

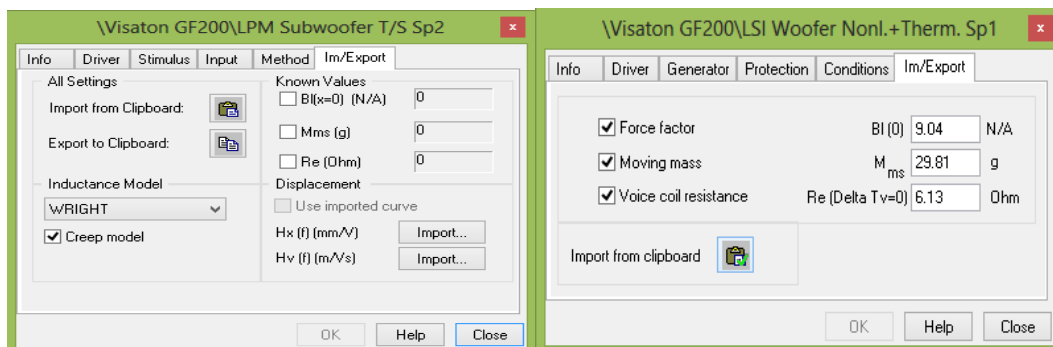


Abb. 3.101: Import der LPM-Parameter um absolute Ergebnisse zu erhalten

- In der Registerkarte *Conditions* kann das Messende definiert werden. Es besteht die Möglichkeit die Messung nach Ermittlung der nichtlinearen und thermischen Parameter zu beenden oder bei keiner Definition die Messung jederzeit abubrechen.

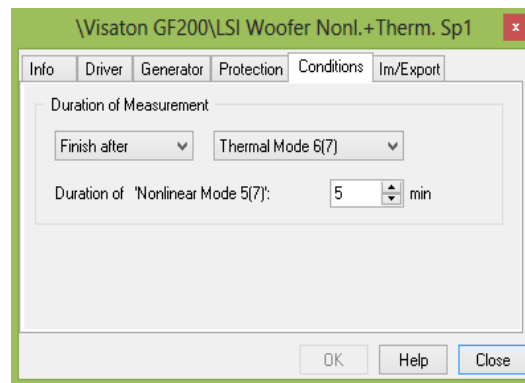


Abb. 3.102: Bestimmen des Messendes

- In der Registerkarte *Generator* kann entweder ‘pink noise‘ oder ‘white noise‘ als Anregungssignals gewählt werden. ‘Weißes Rauschen‘ führt zu einer höheren Erwärmung der Spulentemperatur, ‘Rosa Rauschen‘ bewirkt eine höhere Membranauslenkung (siehe Kapitel 3.3.8.14). Bei Aktivierung von ‘Automatic‘ wird die Grenzfrequenz des Hochpassfilters auf $f_{hp} = 0.5 \cdot f_S$ und die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters auf $f_{lp} = 10 \cdot f_S$ eingestellt. Weiters wird in dieser Registerkarte auch das ‘Routing‘ eingestellt. Für Messungen im Großsignalbereich sollte ‘Speaker 1‘ gewählt werden.

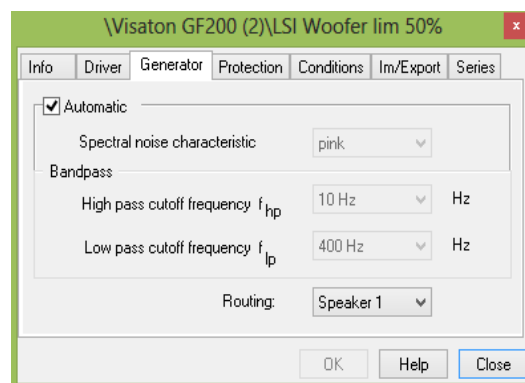


Abb. 3.103: Bestimmen des Anregungssignals

- Starten der Messung mit  **Run**.

3.3.8 Messergebnisse und Interpretation

Im folgenden Kapitel werden die einzelnen Ergebnisfenster der LSI-Messung gezeigt und erklärt. Vermessen wurde wiederum das Tieftonchassis GF200 der Firma Visaton.

3.3.8.1 Kraftfaktor $Bl(x)$ und Symmetriebereich

Abb. 3.104 zeigt links den Verlauf des Kraftfaktors und rechts den dazugehörigen Symmetriebereich. Aus dem linken Bild ist eindeutig zu erkennen, dass es sich beim Visaton GF200 um eine Überhang-Konfiguration handelt (siehe Kapitel 3.3.1.1). Diese Vermutung wird auf der Homepage www.visaton.de bestätigt. Dort wird die obere Polplattenhöhe mit 6 mm und die Wickelhöhe der Spule mit 18 mm angegeben was pro Seite zu einem Überhang von 6 mm führt. Die lineare Auslenkung x_{lin} kann mit etwa ± 6 mm bestätigt werden. x_{lin} gibt dabei jene

Membranauslenkung an, bei der die Spule beginnt den Luftspalt zu verlassen und sich damit die Anzahl der vom Magnetfeld durchflossenen Windungen ändert. Die rote Kurve gibt die durch die Protektionsgrenzen maximal erlaubte Auslenkung an. Die schwarze Kurve zeigt bei x_{p-} und x_{p+} das untere und obere Limit der tatsächlich gemessenen Membranauslenkung. Durch die graue Kurve, welche die an der Ruheposition gespiegelte Messkurve darstellt, ist eine Asymmetrie der Kurvenform erkennbar. Da sich der Symmetriepunkt x_{sym} in Abhängigkeit von der Membranauslenkung ändert, kann laut [KLIPPEL8] auf ein asymmetrisches Magnetfeld rückgeschlossen werden.

Wie bereits in Kapitel 3.3.1.1 beschrieben gibt der graue BI-Symmetriebereich im rechten Diagramm genau den Bereich an, indem die Änderung von BI unter 5% liegt. Für kleine Auslenkungen $x_{ac} < x_{BI-asym}$ ist der Symmetriebereich relativ weit ausgedehnt und beinhaltet auch die momentane Ruheposition der Spule $x_{off} = 0$. Für höhere Auslenkungen $x_{ac} > x_{BI-asym}$ liegt die Ruheposition (schwarze Linie) außerhalb des Symmetriebereiches und die Spule muss um den Wert x_{off} verschoben werden. Dadurch wird sichergestellt, dass die Spulenwindungen den Luftspalt symmetrisch für hohe negative und positive Auslenkungen verlassen. Je größer die Spulenauslenkung umso kleiner wird der Symmetriebereich.

In Abb. 3.104 ist zu sehen, dass die schwarze Linie den Symmetriebereich bei $x_{BI-asym} = 3.4$ mm verlässt. Das bedeutet, dass für Membranauslenkungen bis 3.4 mm die Ruheposition der Spule nicht verändert werden muss. Für die maximale Auslenkung $x_{peak} = 7.4$ mm müsste die Spule um 1.42 mm nach außen verschoben werden um die Stabilität des Wandlers erhalten zu können.

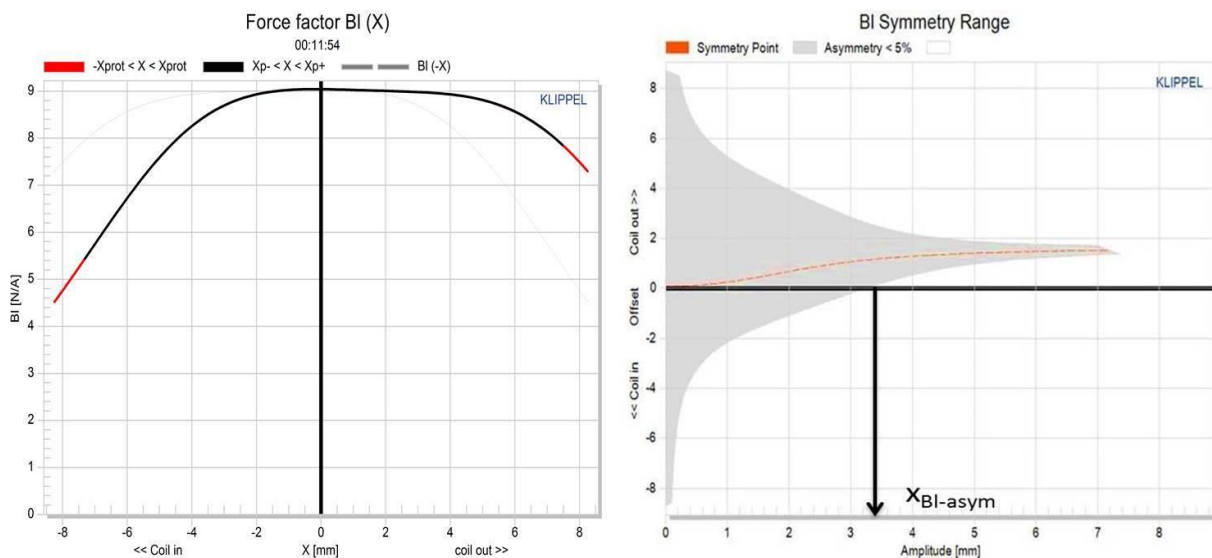


Abb. 3.104: Kafffaktor $BI(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200

3.3.8.2 Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und Symmetriebereich

Wie bereits in Kapitel 3.3.1.2 beschrieben, steigt mit der Membranauslenkung auch die Steifigkeit. Auch hier ist eine Asymmetrie der Steifigkeitskurve zu erkennen. Aus Gl. (16) ergibt sich ein Asymmetriewert $A_K(x_{peak}) = 26.9\%$. Der konstante Symmetriepunkt in Abb. 3.105 ist laut [KLIPPEL10] typisch für eine geometrische Asymmetrie der Spinne. Das Minimum der Steifigkeitskurve befindet sich nicht in der Ruheposition der Schwingspule.

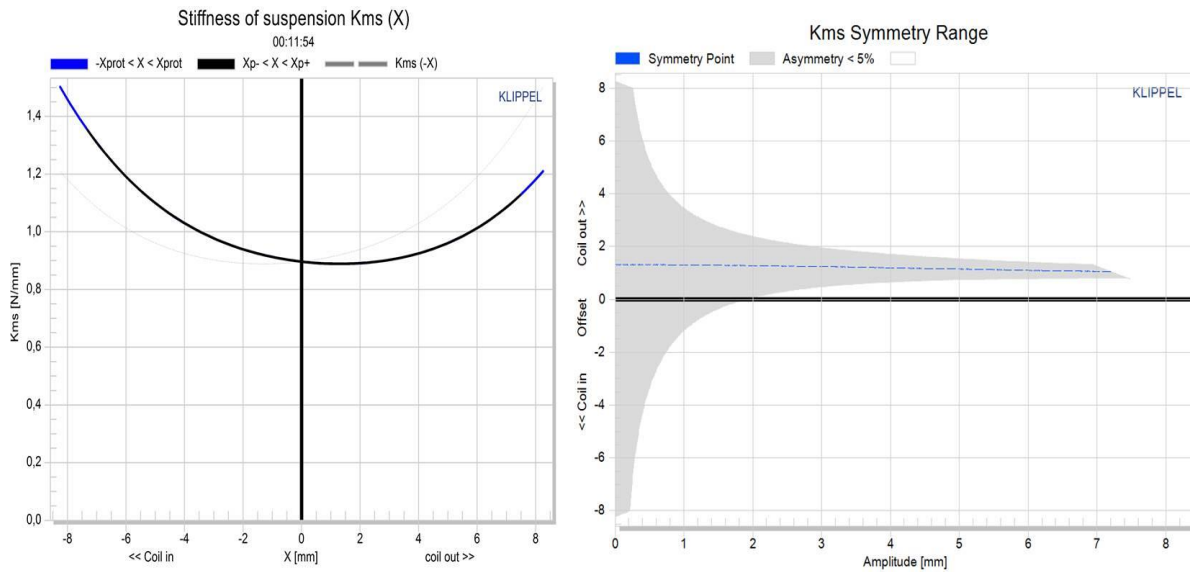


Abb. 3.105: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200

Der Symmetriebereich der Steifigkeit zeigt ebenfalls an, dass die Spule bei maximaler Auslenkung um ca. 1.5 mm nach außen hin nachgerichtet werden sollte.

Verbesserte Positionen der Schwingspule

Es wurden weitere LSI-Messungen durchgeführt. Bei der ersten Messung wurde das Stativ mit dem Lautsprecher so befestigt, dass der Lautsprecher nach unten zeigte (siehe Abb. 3.106). Durch die Gravitationskraft bewegt sich die Spule ein wenig nach vorne in den Luftspalt und verbessert so die Stabilität des Lautsprechers.



Abb. 3.106: LSI-Messung bei vertikaler Ausrichtung des GF200 (Membran nach unten)

Abb. 3.107 und Abb. 3.108 zeigen eine verbesserte stabile Position der nach außen hin gewanderten Schwingspule. Die Spule verlässt den Symmetriebereich des Kraftfaktors erst bei Auslenkungen ab 4 mm. Für die maximale Auslenkung $x_{\text{peak}} = 7.4$ mm muss die Spule nur

mehr 1.07 mm nach außen verschoben werden, um die Stabilität des Wandlers erhalten zu können. Das entspricht einer Verbesserung um 0.35 mm.

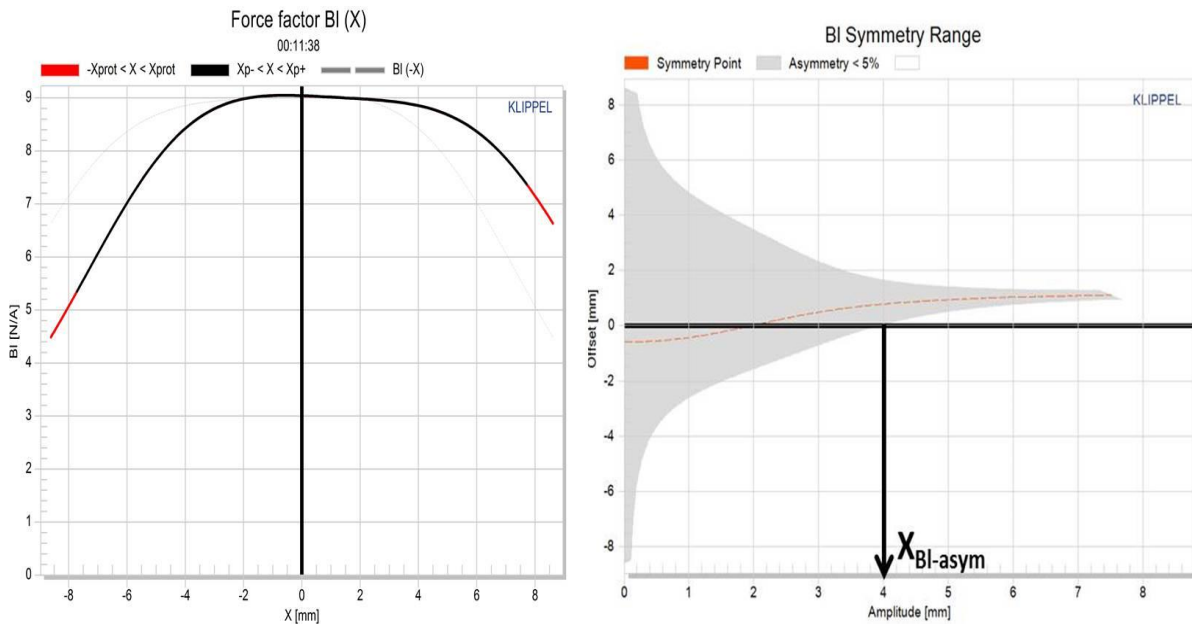


Abb. 3.107: Kafffaktor $BI(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach unten gerichtet ist

Weiters verbessert sich der Asymmetriewert der Steifigkeit $A_K(x_{peak})$ auf 13.15%.

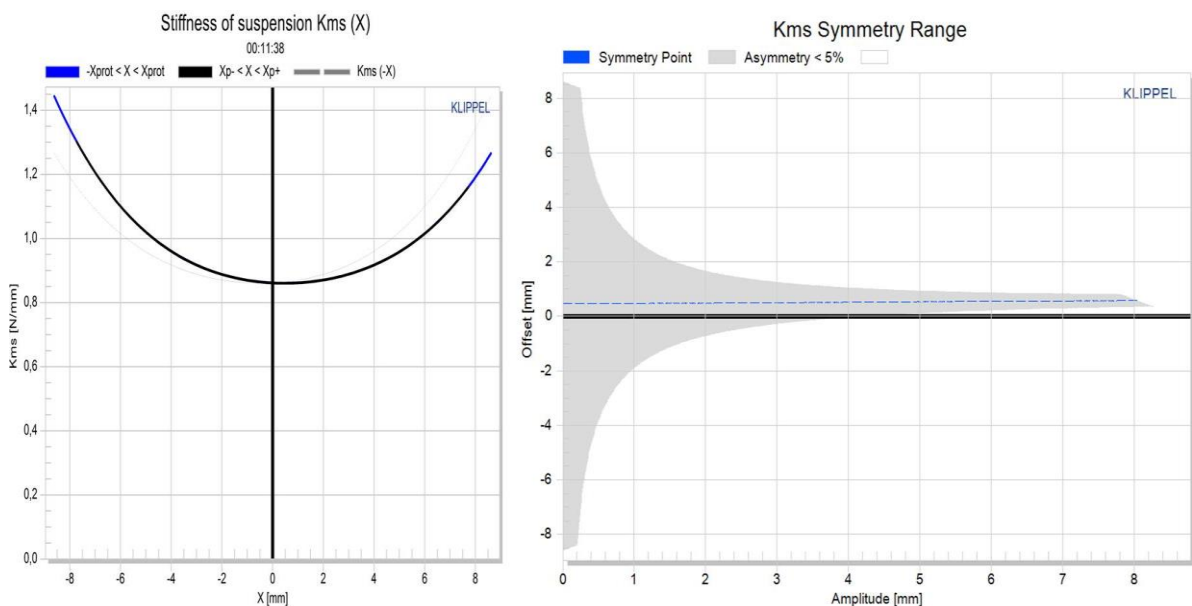


Abb. 3.108: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach unten gerichtet ist

Um die Spule noch ein wenig mehr in ihre optimale Position zu bringen, wurde hinter der Membran eine Zusatzmasse von etwa 57 Gramm befestigt (siehe Abb. 3.109) und die letzte Messung mit der nach unten gerichteten Membran wiederholt.



Abb. 3.109: Chassis mit hinter der Membran angebrachter Zusatzmasse

Abb. 3.110 zeigt eine weitere Verbesserung der Spulenposition. Die Spule verlässt nun den Symmetriebereich des Kraftfaktors erst bei Auslenkungen ab etwa 6.8 mm. Für die maximale Auslenkung muss die Spule nur mehr 0.22 mm nach außen verschoben werden um die Stabilität des Wandler erhalten zu können. Das entspricht einer weiteren Verbesserung um 0.85 mm.

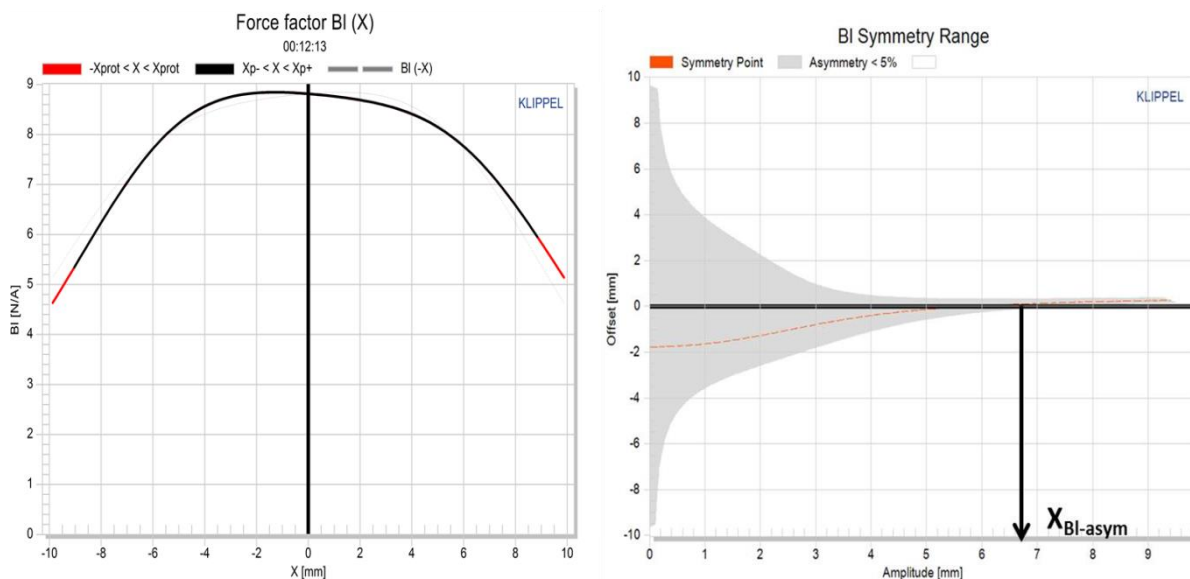


Abb. 3.110: Kraftfaktor $Bl(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach unten gerichtet ist

Der Asymmetriewert der Steifigkeit $A_K(x_{peak})$ ändert sich dabei auf -7.82%. Das negative Vorzeichen kommt daher, dass die Spule für die optimale Steifigkeitsposition nun nach innen und nicht mehr nach außen verschoben werden müsste.

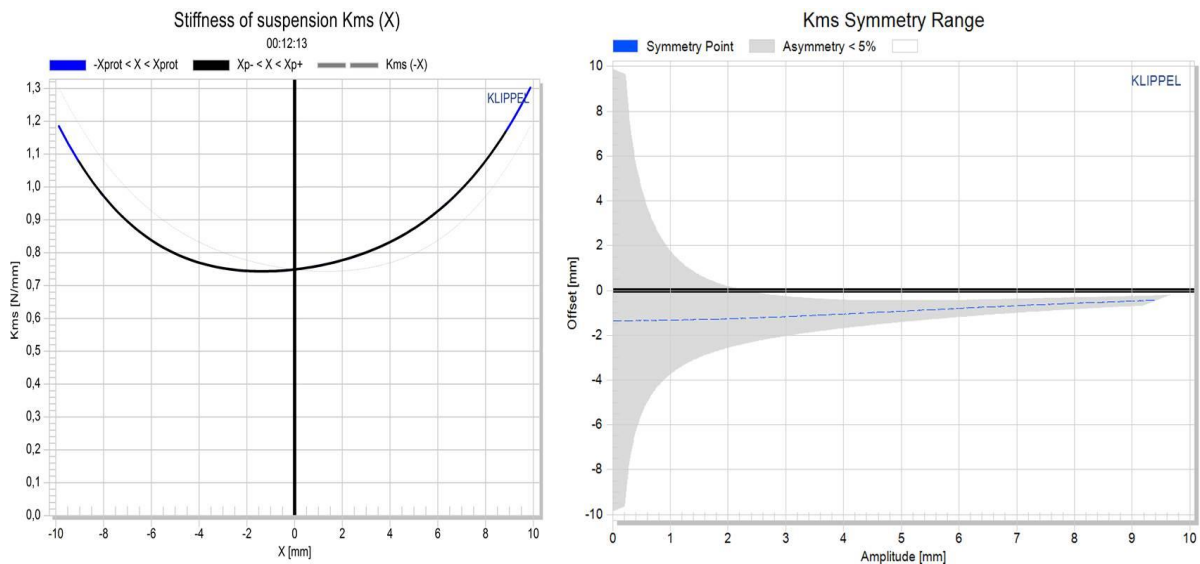


Abb. 3.111: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach unten gerichtet ist

Bei den nächsten Messungen wurde das Stativ mit dem Lautsprecher so befestigt, dass der Lautsprecher nach oben zeigte (siehe Abb. 3.112). Durch die Gravitationskraft bewegt sich die Spule ein wenig nach hinten aus dem Luftspalt und verschlechtert so die Stabilität des Lautsprechers.

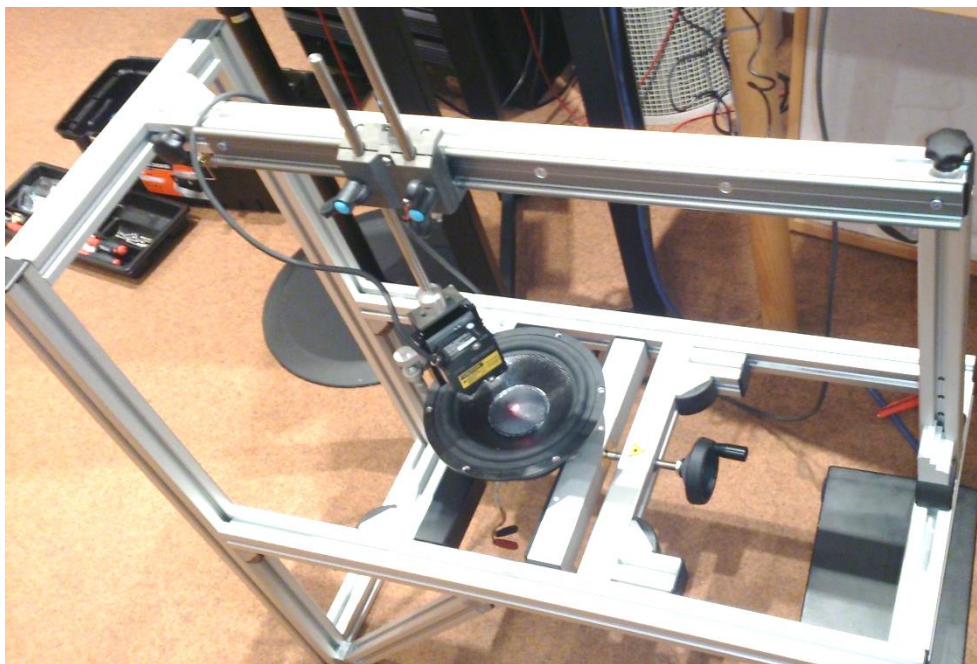


Abb. 3.112: LSI-Messung bei vertikaler Ausrichtung des GF200 (Membran nach oben)

Abb. 3.113 und Abb. 3.114 zeigen eine verschlechterte instabile Position der nach innen hin gewanderten Schwingspule. Die Spule verlässt den Symmetriebereich des Kraftfaktors schon bei Auslenkungen ab 2.9 mm. Für die maximale Auslenkung muss die Spule nun um 1.78 mm nach außen verschoben werden um die Stabilität des Wandlers erhalten zu können. Das entspricht einer Verschlechterung um 0.36 mm.

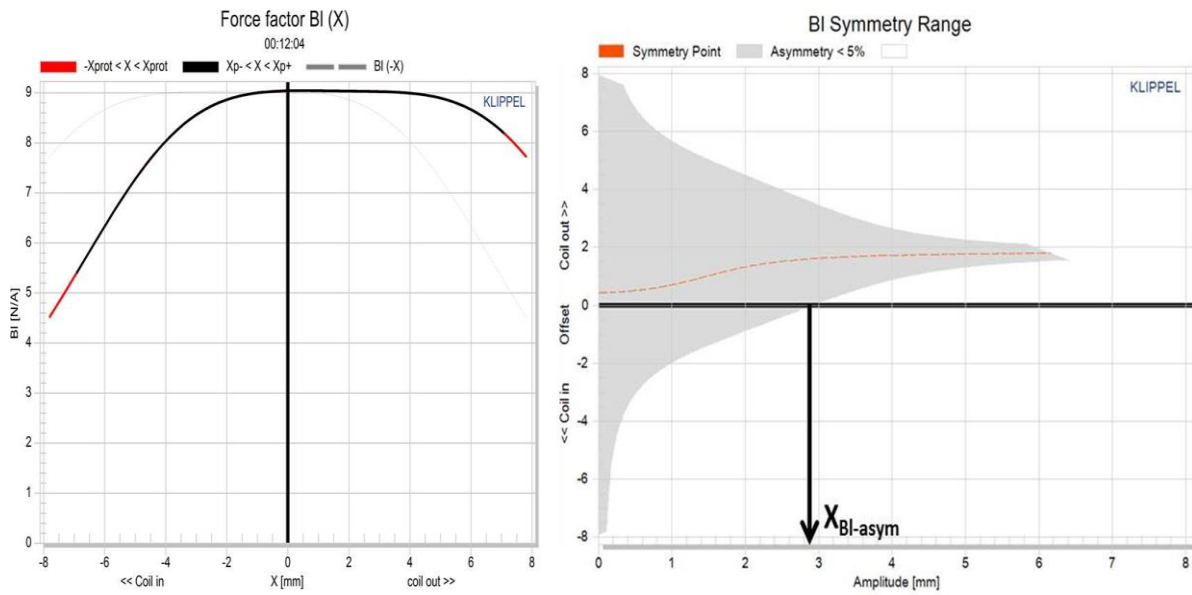


Abb. 3.113: Kraftfaktor $BI(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach oben gerichtet ist

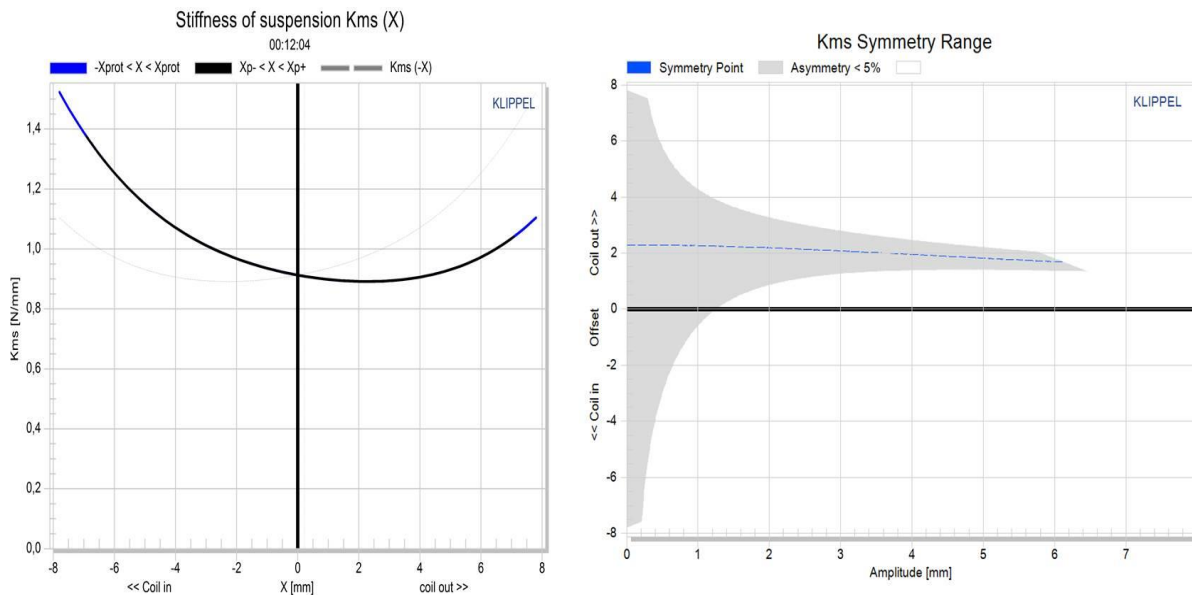


Abb. 3.114: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran nach oben gerichtet ist

Weiters verschlechtert sich der Asymmetriewert der Steifigkeit $A_K(x_{peak})$ auf 31.87%.

Um nun die Spule weiter nach innen und damit in eine schlechtere instabile Position bringen zu können wurde auf der Membran eine Zusatzmasse von etwa 57 Gramm angebracht (siehe Abb. 3.115) und die letzte Messung wiederholt. Das weitere Zurückrutschen der Spule und damit eine weitere Verschlechterung der Spulenposition ist in Abb. 3.116 zu sehen.



Abb. 3.115: Chassis mit einer vor der Membran angebrachten Zusatzmasse

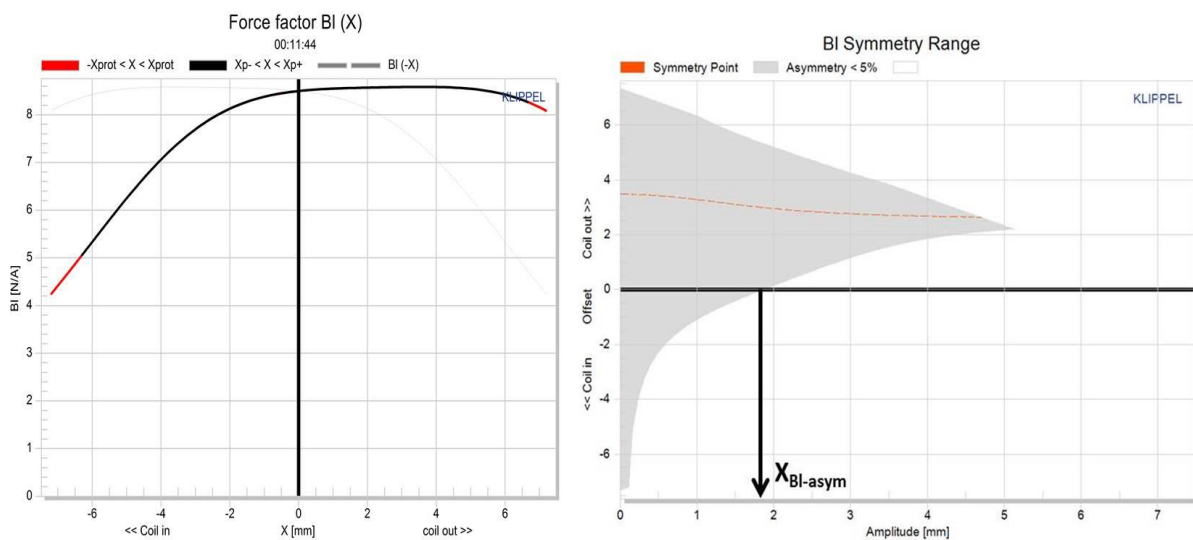


Abb. 3.116: Kraftfaktor $BI(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach oben gerichtet ist

Die Spule verlässt den Symmetriebereich des Kraftfaktors schon bei Auslenkungen ab 1.8 mm. Für die maximale Auslenkung muss die Spule nun um 2.67 mm nach außen verschoben werden um die Stabilität des Wandlers erhalten zu können. Das entspricht einer weiteren Verschlechterung um 0.89 mm.

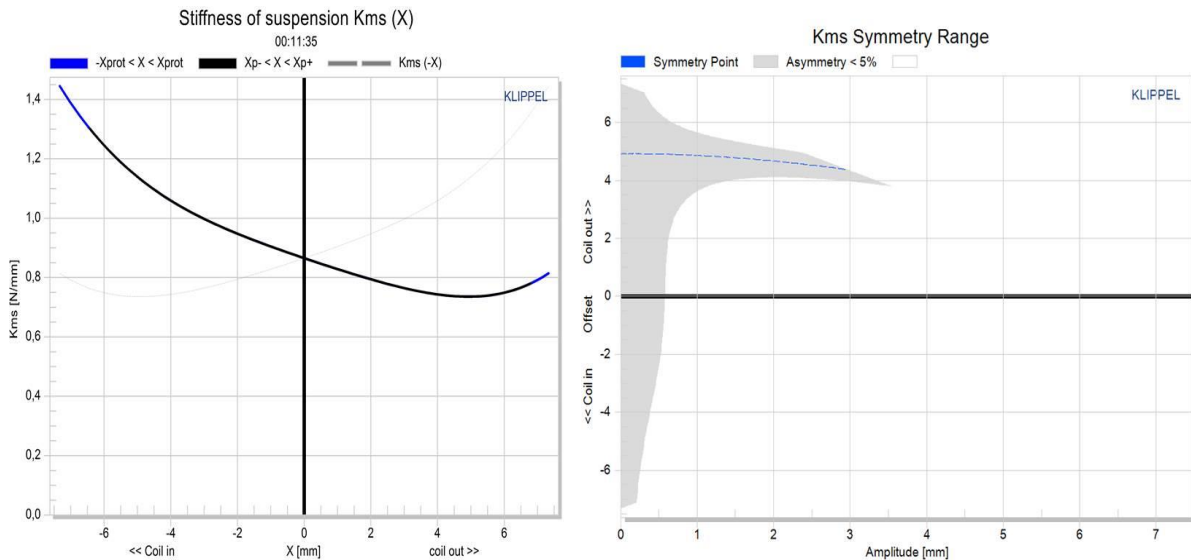


Abb. 3.117: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ und der dazugehörige Symmetriebereich des GF200 wenn Membran mit einer Zusatzmasse nach oben gerichtet ist

Der Asymmetriewert der Steifigkeit $A_K(x_{peak})$ verschlechtert sich in diesem Fall auf 55.83%.

Abb. 3.118 zeigt in zusammengefasster die Änderung der Kurvenform des Kraftfaktors $BI(x)$ wenn die Ruheposition der Schwingspule verändert wird.

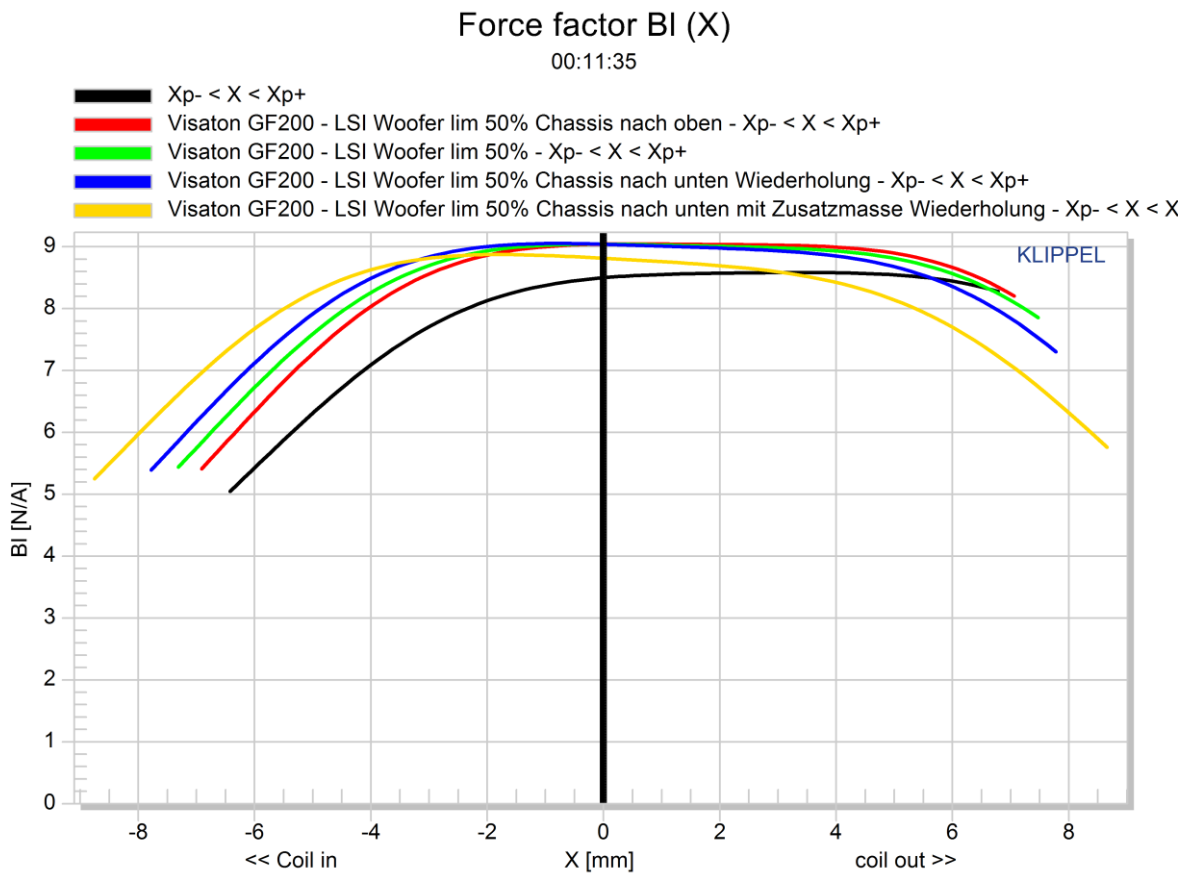


Abb. 3.118: Veränderung der Kurven des Kraftfaktors $BI(x)$ durch Verändern der Ruheposition der Schwingspule

Die schwarze Kurve repräsentiert die Messung, bei der die Membran nach oben gerichtet ist und mit einer Zusatzmasse belastet wird. Wird die Zusatzmasse entfernt, erhält man die rote Kurve. Die grüne Kurve ist das Ergebnis der normalen LSI-Messung bei der sich das Chassis in vertikaler Richtung eingespannt wird. Wird die Membran nach unten gerichtet ist die blaue Kurve das Ergebnis. Wird die nach unten gerichtete Membran noch mit einer Zusatzmasse beschwert, erhält man die fast symmetrische gelbe Kurve, bei der laut Symmetriebereich der Kraftkonstanten die Spule bei großen Auslenkungen nur mehr 0.22 mm nach außen bewegt werden müsste um so die Stabilität zu erhalten.

Abb. 3.119 zeigt in zusammengefasster die Änderung der Kurvenform der Steifigkeit $K_{ms}(x)$ wenn die Ruheposition der Schwingspule verändert wird.

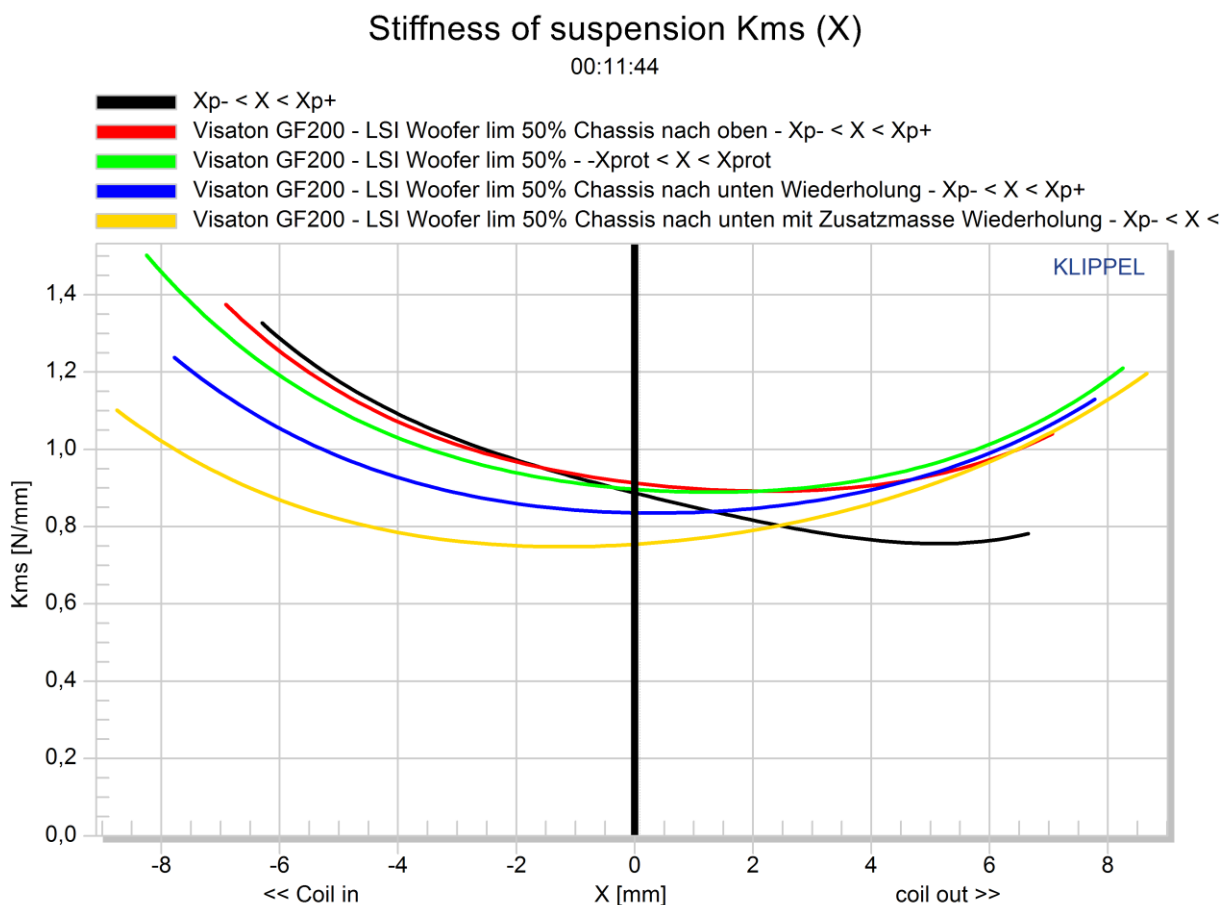


Abb. 3.119: Veränderung der Kurven des Steifigkeit $K_{ms}(x)$ durch Verändern der Ruheposition der Schwingspule

Die Farben der Kurven entsprechen jenen in Abb. 3.118. Es ist schön zu erkennen, dass durch das nach außen Bringen der Schwingspule das Steifigkeitsminimum von der positiven Auslenkungsseite hin zur negativen Auslenkungsseite wandert. Das bedeutet dass sich die optimale Position der Spule in Abhängigkeit von der Membranaufhängung irgendwo zwischen blauer und gelber Kurve befinden würde.

3.3.8.3 Spuleninduktanz

Abb. 3.120 zeigt die in den Kapiteln 3.3.1.3 und 3.3.1.4 beschriebene Abhängigkeit der Spuleninduktanz. Bei negativen Membranauslenkungen nimmt die Induktanz einen höheren Wert

an als bei positiven Auslenkungen. Bei großen Stromwerten sinkt durch die Veränderung der Permeabilitätszahl μ die Spuleninduktivität.

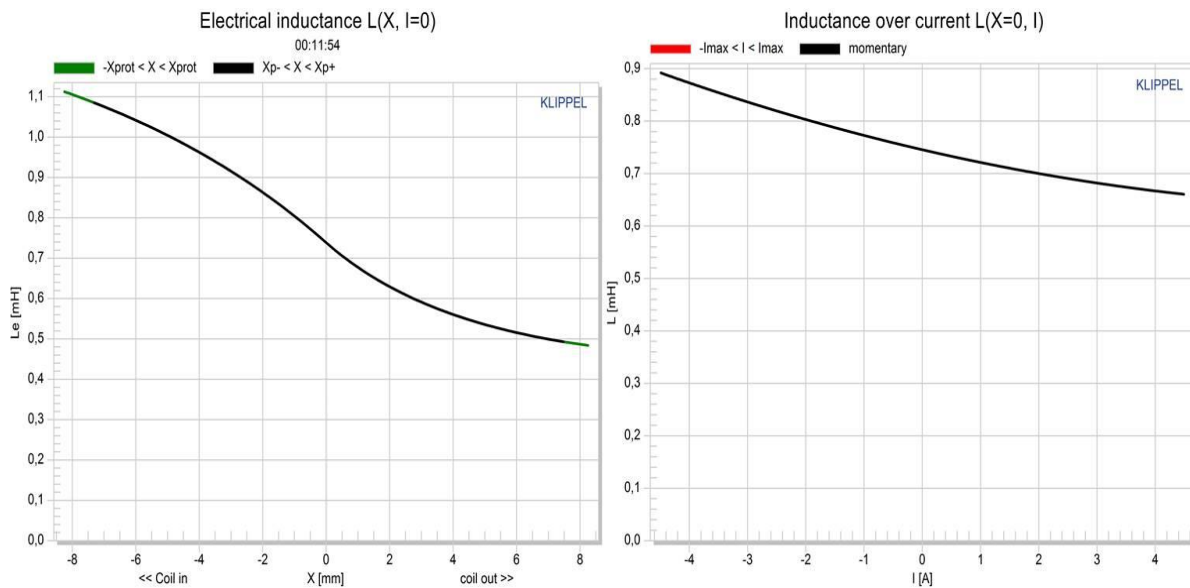


Abb. 3.120: Spuleninduktanz des GF200 in Abhängigkeit von der Membranauslenkung x (links) und vom Strom I (rechts)

Die Grafik der auslenkungsabhängigen Induktanz dient auch zur Überprüfung der richtigen Polarität. Sollte das Ergebnis der Messung eine an der x -Achse gespiegelte Kurve (siehe Abb. 3.121) sein, müssen an den Anschlussklemmen des Lautsprechers die beiden Kabel getauscht werden. Ein weiteres Anzeichen einer falschen Polarität ist die Bezeichnung 'Coil out' für negative Auslenkungen sowie 'Coil in' für positive Auslenkungen.

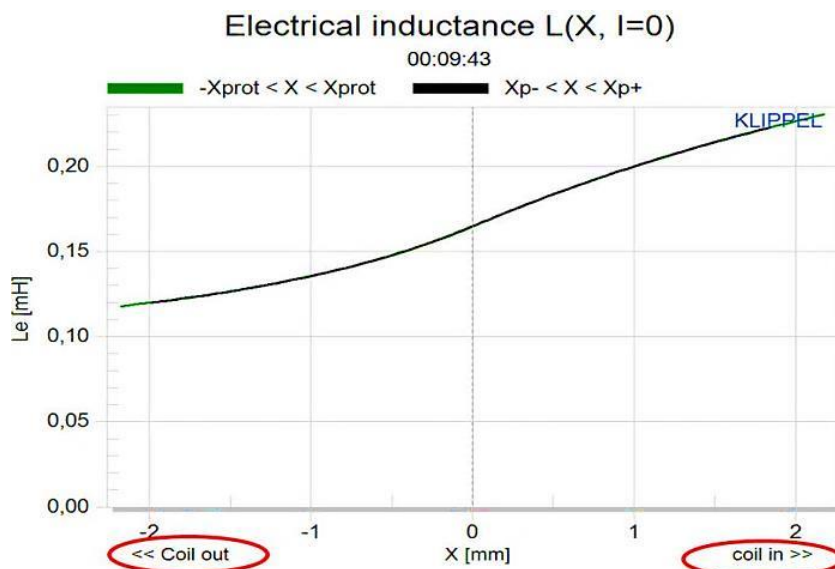


Abb. 3.121: Gespiegelte Induktanzkurve als Zeichen einer falschen Polarität

3.3.8.4 Resonanzfrequenz $f_S(x)$

Durch die Auslenkungsabhängigkeit der Steifigkeit kommt es durch Gl. (4) auch zu einer auslenkungsabhängigen Resonanzfrequenz $f_S(x)$. Zu hohen positiven oder negativen Auslenkungen hin wächst der momentane Wert der Resonanzfrequenz.

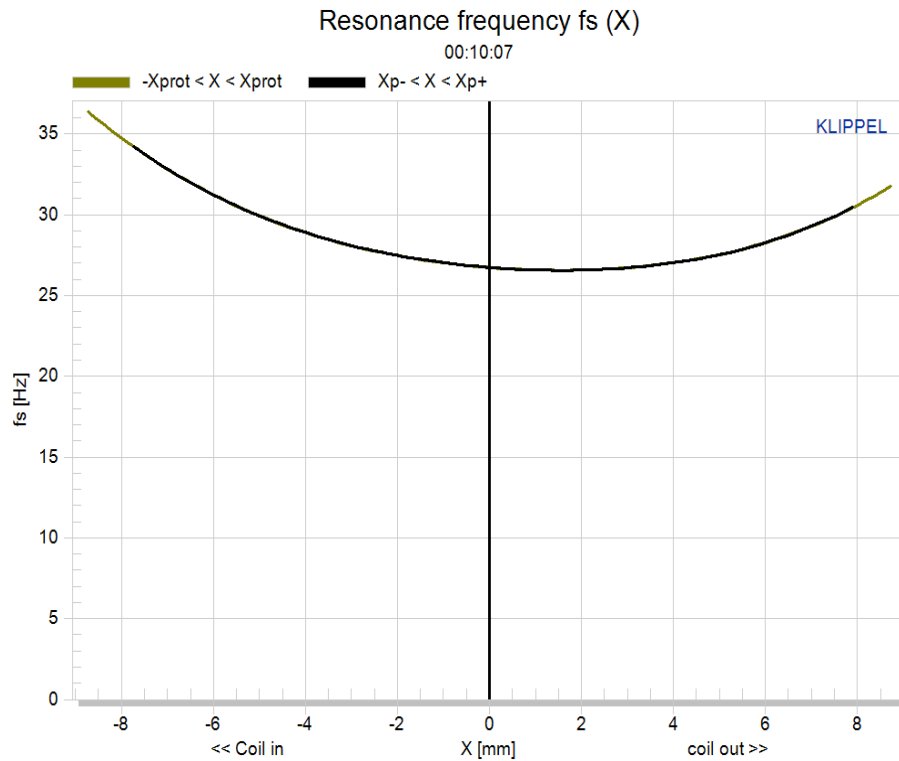


Abb. 3.122: Auslenkungsabhängige Resonanzfrequenz $f_S(x)$ des GF200

3.3.8.5 Gütefaktoren

Der Gesamtgüte $Q_{ts}(x)$ setzt sich wie in Kapitel 2.4.8 beschrieben aus der elektrischen Güte $Q_{es}(x)$ und der mechanischen Güte $Q_{ms}(x)$ zusammen. Die Abhängigkeit der mechanischen Güte

$$Q_{ms}(x) = \frac{2\pi f_S(x) M_{ms}}{R_{ms}} \quad (23)$$

wird hauptsächlich durch die Resonanzfrequenz $f_S(x)$ bestimmt. Die elektrische Güte

$$Q_{es}(x) = \frac{2\pi f_S(x) M_{ms} R_e(T_V)}{(Bl(x))^2} \quad (24)$$

wird zusätzlich noch durch den Kraftfaktor $Bl(x)$ bestimmt. Sinkt z.B. $Bl(x)$ auf 50% seines Maximalwertes erhöht sich die elektrische Güte $Q_{es}(x)$ durch den quadratischen Einfluss um den Faktor 4.

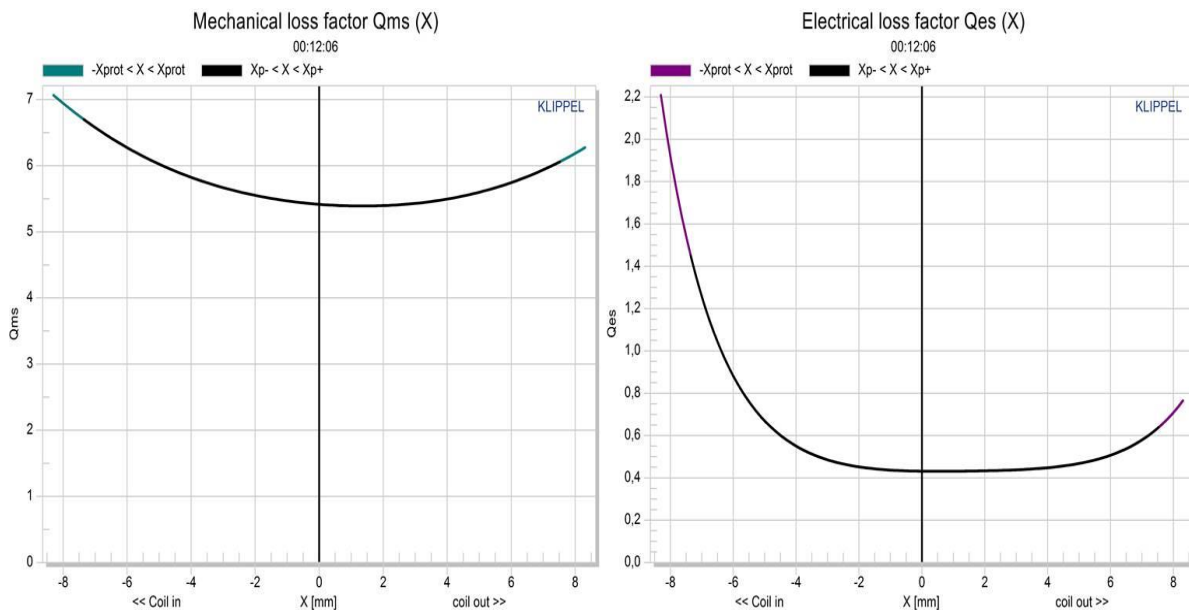


Abb. 3.123: Mechanische Güte $Q_{ms}(x)$ (links) und elektrische Güte $Q_{es}(x)$ (rechts) des GF200

Betrachtet man in Abb. 3.124 den Gesamtgütefaktor $Q_{ts}(x)$ stellt man fest, dass die elektrische Güte den dominanten Teil der Gesamtgüte bildet.

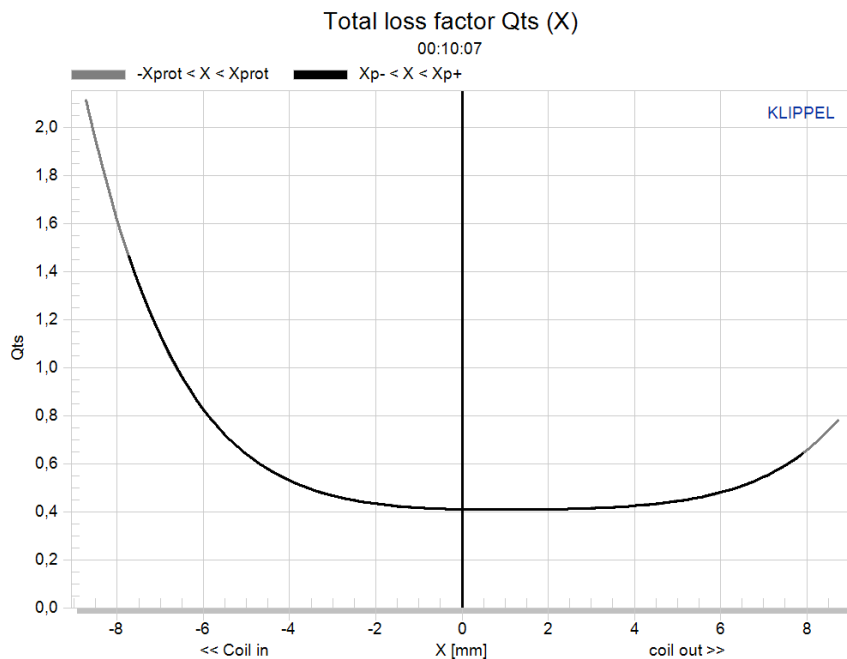


Abb. 3.124: Gesamtgütefaktor $Q_{ts}(x)$ des GF200

3.3.8.6 Zeitabhängige Parameter gemessen an der Ruheposition

Kapitel 3.2.5 beschäftigte sich mit der Abhängigkeit der MembranstEIFigkeit von der Stärke des Anregungssignals. Es war deutlich zu erkennen, dass bei linearen Parametermessungen die Steifigkeit der Membranaufhängung sinkt, je größer der Pegel des Anregungssignals gewählt wird. Ident dazu verhält es sich bei der Parametermessung im Großsignalbereich. Als wichtiger Punkt muss festgehalten werden, dass die Steifigkeit gemessen an der Ruheposition $x = 0$ keine Konstante ist, sondern von der maximalen Auslenkung x_{peak} der Membran ab-

hängt. Als zweites hängt die Steifigkeit noch von der momentanen Auslenkung der Membran zusammen. Je größer die Auslenkung umso größer wird der Wert der Steifigkeit. Abb. 3.125 zeigt die Änderung der Steifigkeit für 5 verschiedene Maximalauslenkungen. Die violette Kurve repräsentiert $x_{\text{peak}} = 3.4$ mm, die grüne Kurve $x_{\text{peak}} = 5.8$ mm, die blaue Kurve $x_{\text{peak}} = 7.5$ mm, die rote Kurve $x_{\text{peak}} = 8$ mm und die schwarze Kurve $x_{\text{peak}} = 8.8$ mm. Es ist deutlich zu erkennen, dass mit Erhöhung der Maximalamplitude die Steifigkeit an der Ruheposition $x = 0$ abnimmt und die Aufhängung weicher wird. Die Steifigkeit hängt daher nicht nur von der momentanen Membranauslenkung ab sondern auch von einer zeitlichen "Vorgeschichte" des Auslenkungssignals. Die Steifigkeit bekommt dadurch auch noch eine Zeitabhängigkeit t .

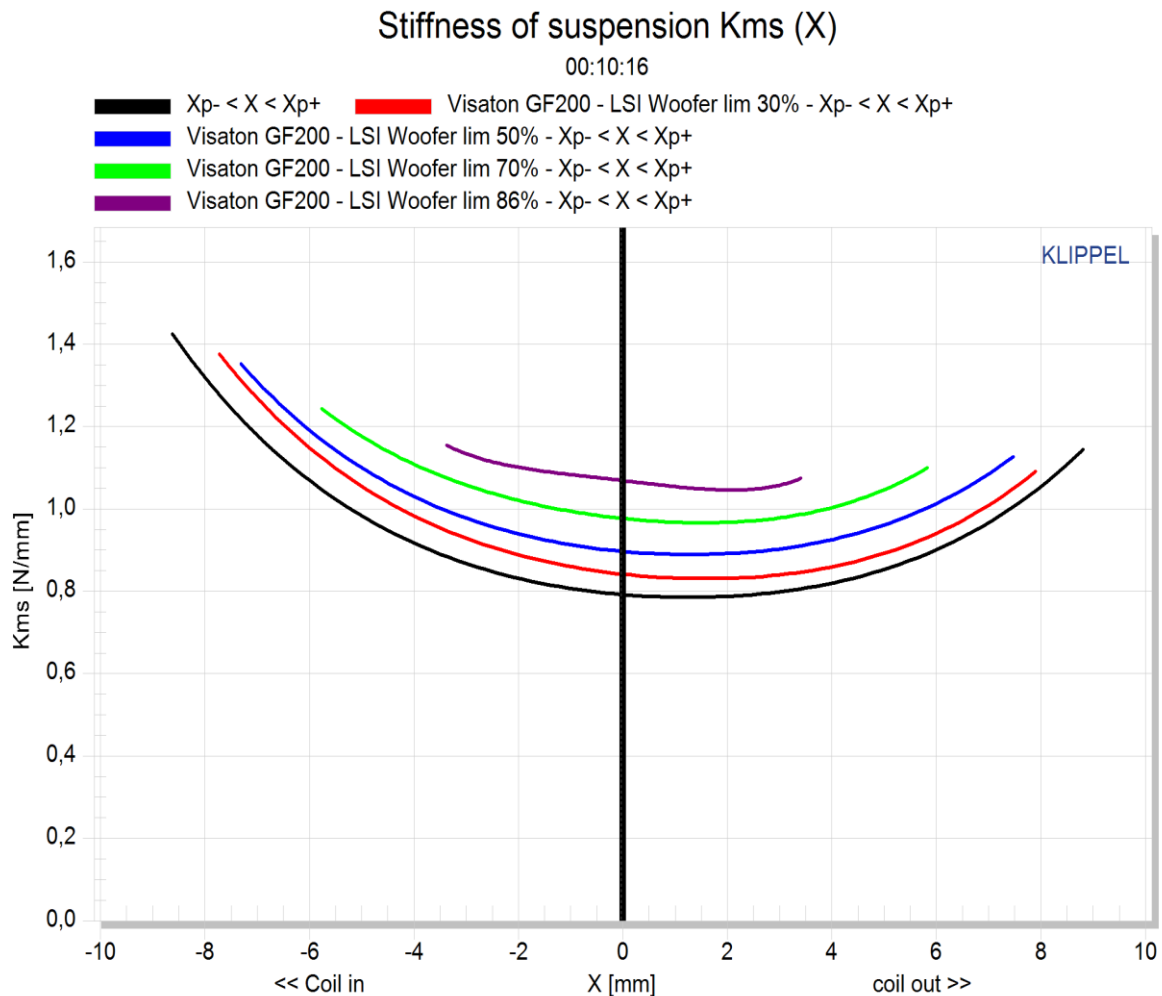


Abb. 3.125: Änderung der Steifigkeit $K_{ms}(x,t)$ des GF200 in Abhängigkeit von der maximalen Membranauslenkung

Nachstehende Abb. 3.126 verdeutlicht den Einfluss der Steifigkeit auf die Resonanzfrequenz. Die Farben der Kurven stimmen mit den jeweiligen Auslenkungen aus vorheriger Grafik überein. Bei geringerer Maximalauslenkung der Membran $x_{\text{peak}} = 3.4$ mm ist die Resonanzfrequenz gemessen an der Ruheposition $x = 0$ höher als bei einer hohen Maximalauslenkung $x_{\text{peak}} = 8.8$ mm.

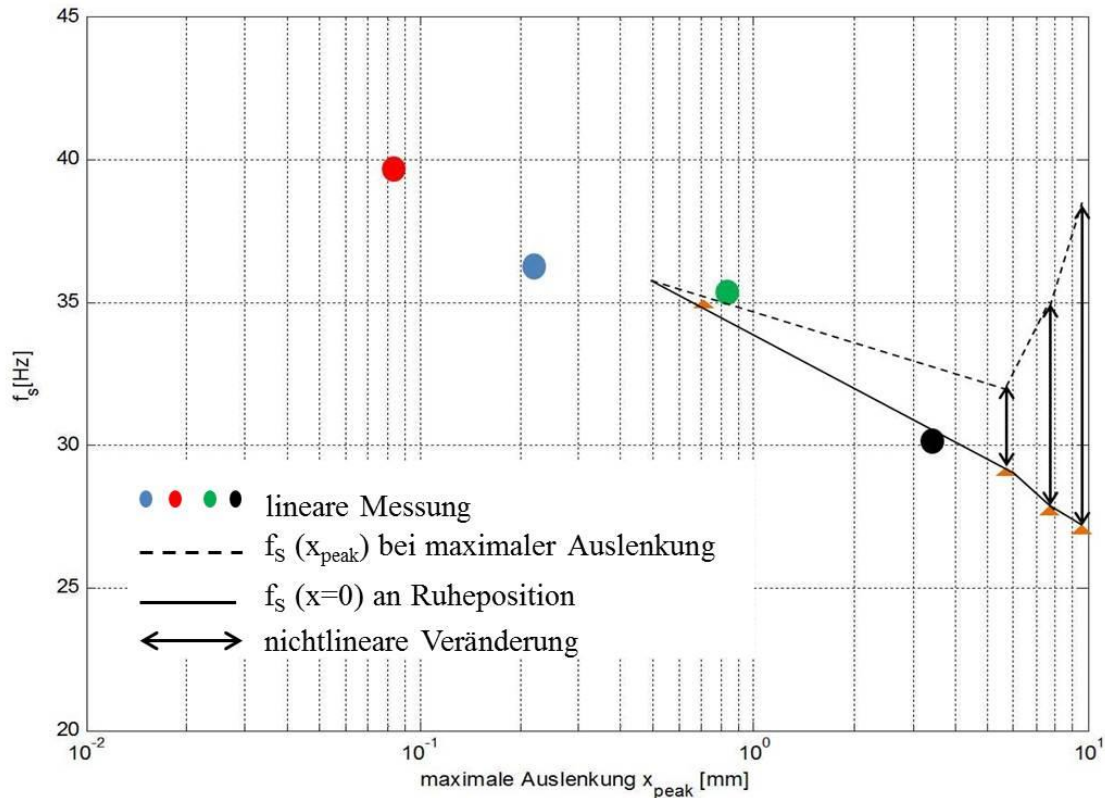


Abb. 3.127: Abhängigkeit der Resonanzfrequenz des GF200 von der maximalen Amplitude

Abb. 3.128 zeigt den zeitlichen Verlauf einer LSI-Messung. Nach dem Verstärkertest beginnt die Kleinsignalmessung, der sogenannte 'Linear Mode'. Danach folgt der 'Enlargement Mode' (ab dem pinken Balken) in dem der Anregungspegel kontinuierlich erhöht wird. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Eingangsleistung ansteigt und sich damit auch die Spulentemperatur erhöht. Nachdem der optimale Arbeitsbereich gefunden wurde beginnt bei etwa 320 s der 'Nonlinear Mode' und die Nichtlinearitäten des Lautsprechers werden ermittelt.

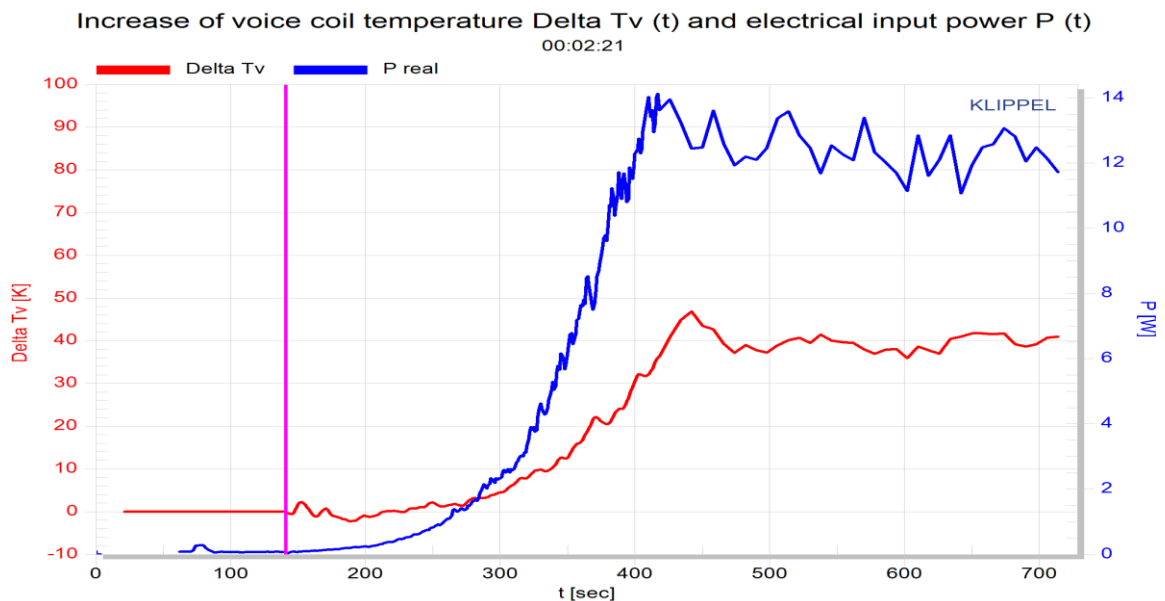


Abb. 3.128: Zeitlicher Verlauf der Spulentemperatur und der Eingangsleistung am GF200

Abb. 3.129 zeigt das Abfallen der Steifigkeit und der Resonanzfrequenz während des *'Enlargement Mode'* durch die Erhöhung des Signalpegels (siehe Kapitel 3.3.8.6). Ab etwa 140 s beginnt der Anregungspegel zu steigen. Dadurch findet eine erhöhte Membranauslenkung statt und die Steifigkeit $K_{ms}(x,t)$ bzw. die Resonanzfrequenz $f_s(x,t)$ gemessen an der Ruhelage $x = 0$ beginnt zu sinken. Daraus resultiert auch die Abnahme der elektrischen Güte (siehe Gl. (24)). Der Spulenwiderstand wächst durch die Erhöhung der Spulentemperatur an. Im *'Nonlinear Mode'* werden die verschiedenen Parameter in etwa konstant gehalten.

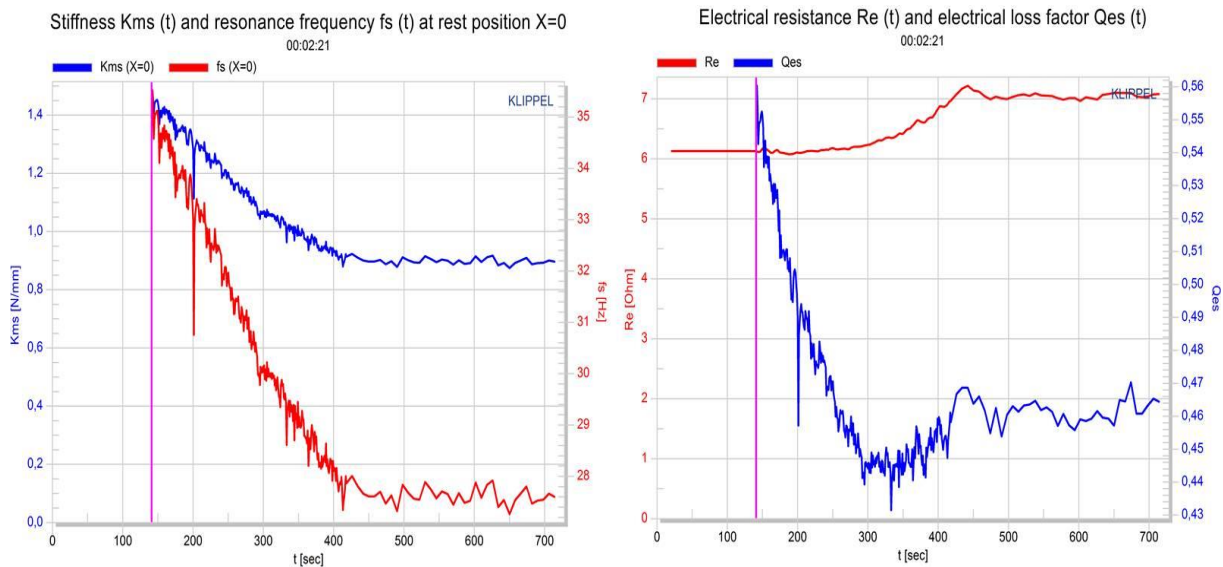


Abb. 3.129: Zeitlicher Verlauf der Steifigkeit $K_{ms}(t)$ und der Resonanzfrequenz $f_s(t)$ (links), bzw. dem Spulenwiderstand $R_e(t)$ und dem elektr. Gütefaktor $Q_{es}(t)$ (rechts) beim GF200

3.3.8.7 Referenz-Systemwirkungsgrad η_0

Mit Hilfe der Dichte von Luft ρ , der Schallgeschwindigkeit c sowie mit den in der Ruhelage bestimmten Parameter kann der Referenz-Systemwirkungsgrad durch folgende Formel (siehe Kapitel 2.4.10) definiert werden:

$$\eta_0 = \frac{\rho}{2\pi c} \frac{B^2 l^2 S_D^2}{R_e M_{ms}^2} \quad (25)$$

Während des *'Enlargement Mode'* nimmt der Wirkungsgrad durch den quadratischen Einfluss des Kraftfaktors stark ab, bis er im *'Nonlinear Mode'* schließlich auf ein Minimum gesunken ist. Der in 1 m Entfernung und bei einer Eingangsleistung von 1 W bestimmte Schalldruckpegel kann mit Hilfe des Referenz-Systemwirkungsgrads wie folgt bestimmt werden:

$$\text{SPL} = 10 \log \left(\frac{\eta_0}{100\%} \right) + 112.2 \text{ dB} \quad (26)$$

Berechnet man aus Gl. (25) den Referenz-Systemwirkungsgrad mit den aus der linearen Messung erhaltenen Parametern, ergibt sich ein Wert $\eta_0 = 0.376\%$. Eingesetzt in Gl. (26) erhält man einen Schalldruckpegel in 1m Entfernung von 88 dB. Vergleicht man diesen Wert mit den Herstellerangaben auf www.visaton.de findet man dort ebenfalls einen Wert von 88 dB.

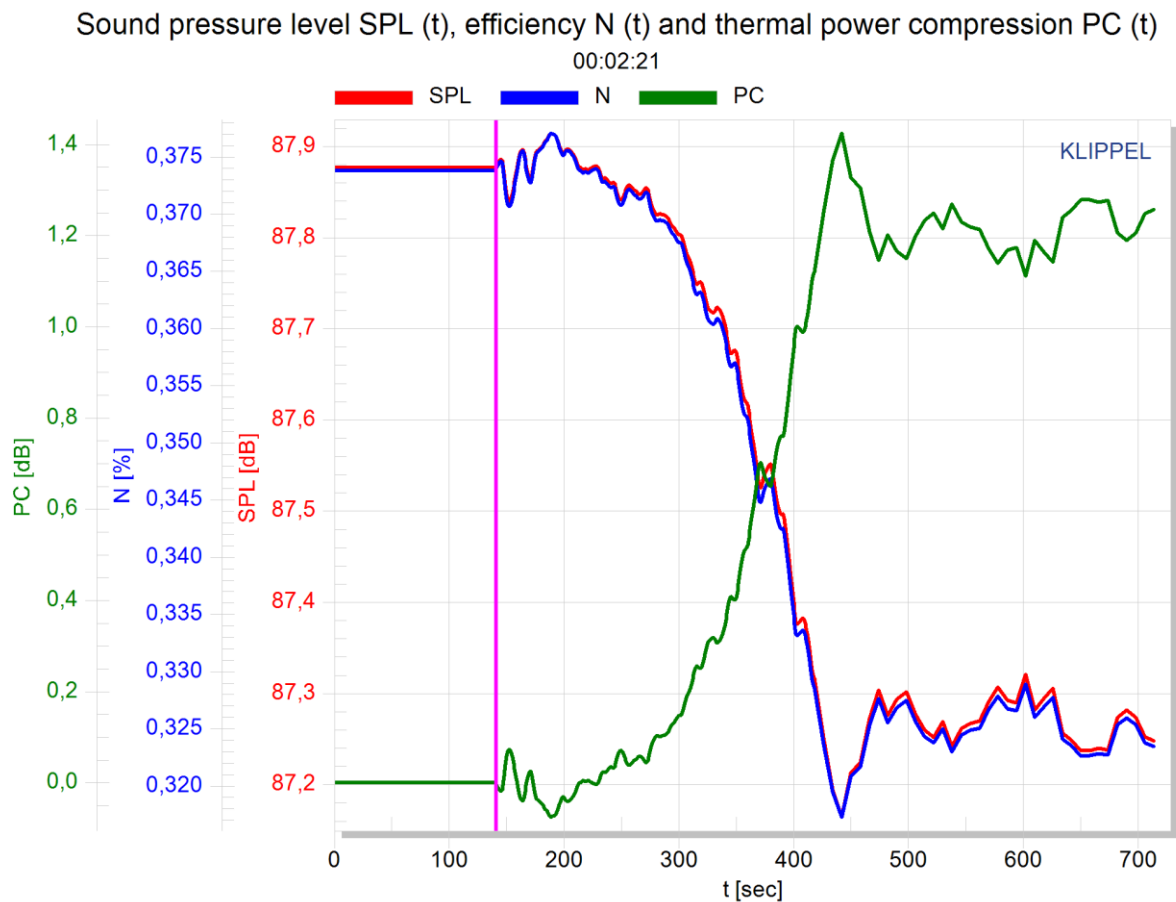


Abb. 3.130: Referenz-Systemwirkungsgrad, Schalldruckpegel und thermische Kompression des GF200 in Abhängigkeit von der Zeit

Weiters sind die Verluste durch die thermische Kompression aufgezeichnet. Die Verluste werden unter Berücksichtigung der Änderung des Spulenwiderstands R_e wie folgt berechnet:

$$PC = 20 \log \left(\frac{R_e(T_V = T_a)}{R_e(T_V)} \right)$$

Der Wert beschreibt den Wirkungsverlust des Lautsprechers in jenem Bereich, wo die elektrische Impedanz vom Widerstand R_e bestimmt wird.

3.3.8.8 Auslenkung und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

Abb. 3.132 zeigt die Membranauslenkung in Abhängigkeit von der Zeit. Der pinke Balken markiert wieder den Beginn des *'Enlargement Mode'*. x_{peak} und x_{bottom} stellen dabei die geschätzte positive bzw. negative Membranauslenkung im letzten Updateintervall des verwendeten Modells dar. x_{dc} steht für den durchschnittlichen Gleichanteil der durch die Asymmetrie der Nichtlinearitäten erzeugt wird. Wie bereits in Kapitel 3.3.1.2 erwähnt, sorgt eine asymmetrische Steifigkeit für eine höhere Auslenkung zu der weicheren Seite der Aufhängung hin. In Abb. 3.131 ist zu erkennen, dass sich das Minimum der Steifigkeitskurve des GF200 nicht in der Ruheposition befindet, sondern ein wenig auf der positiven Auslenkungsseite.

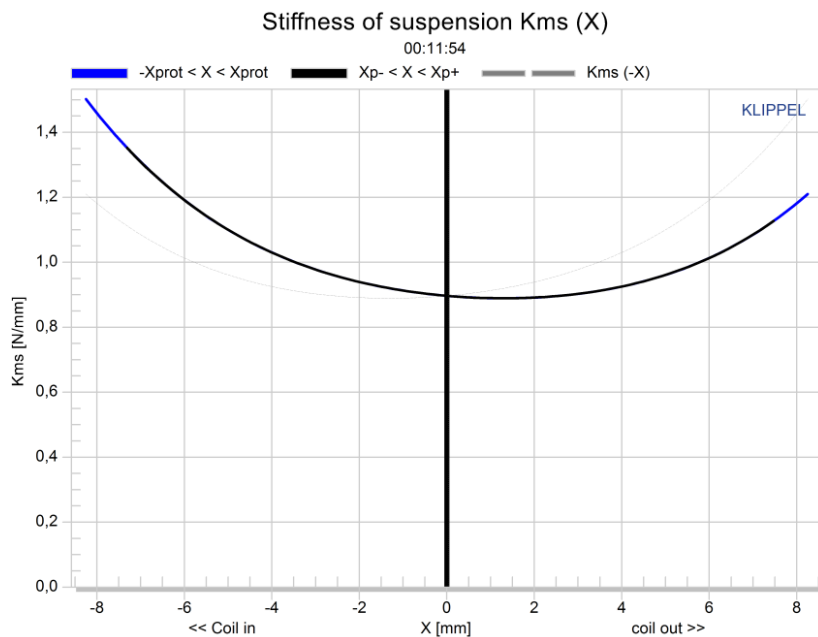


Abb. 3.131: Steifigkeit $K_{ms}(x)$ des GF200

Werden nun die positiven und negativen Auslenkungswerte in Abb. 3.132 miteinander verglichen, findet man eine Gleichanteilskomponente $x_{dc} = 0.08$ mm. Bei hohen Amplituden führt die Schwingspule hin zur weicheren Seite der Aufhängung größere Auslenkungen durch als zur steiferen Seite. Bei diesem Beispiel befindet sich die steifere Seite auf der negativen Auslenkungsseite. Daher ist der Wert des Gleichanteils positiv.

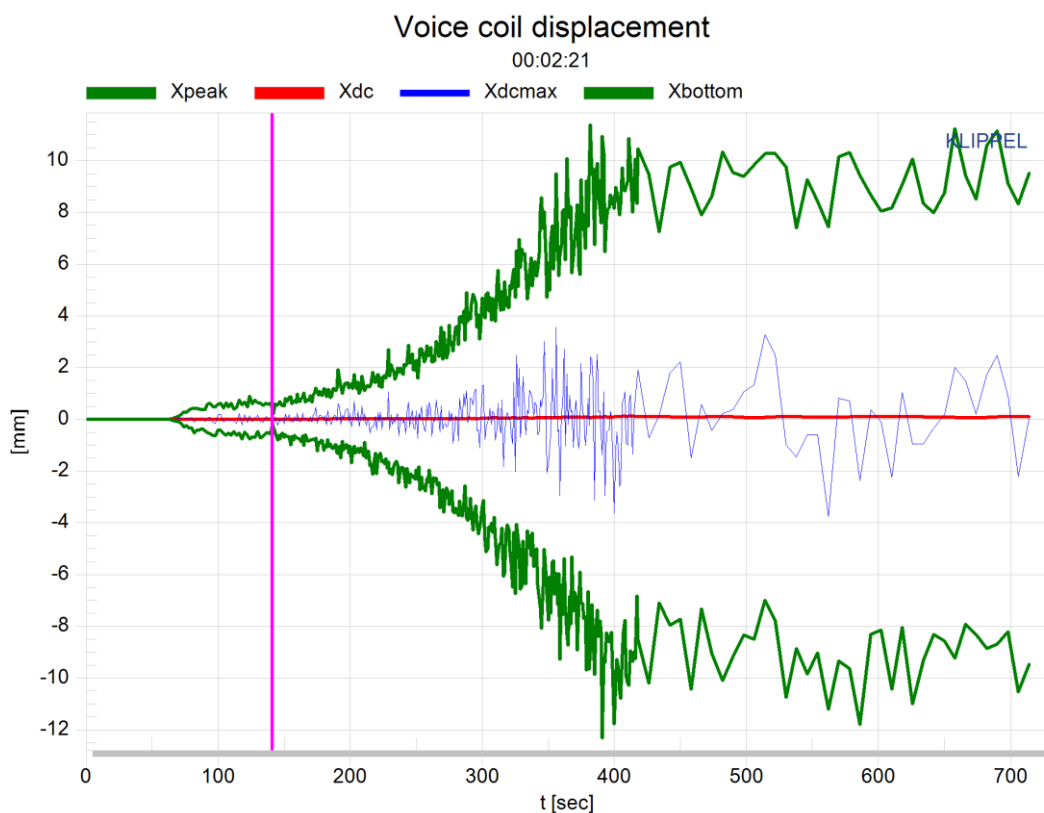


Abb. 3.132: Auslenkungsverhalten der Membran beim GF200

Das Auftreten eines Gleichanteils führt weiters zu einer asymmetrischen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $PDF(x)$. Die an der x -Achse gespiegelte Kurve $PDF(-x)$ in Abb. 3.133 zeigt die Asymmetrie der Membranauslenkung. Die schwarze Kurve stellt die an der Stelle $x=0$ gespiegelte Kurve dar. Durch die Verschiebung der Schwingspule bei hohen Amplituden nach außen, treten positive Auslenkungen wie $x = 8$ mm öfters auf, als der dazugehörige negative Wert $x = -8$ mm.

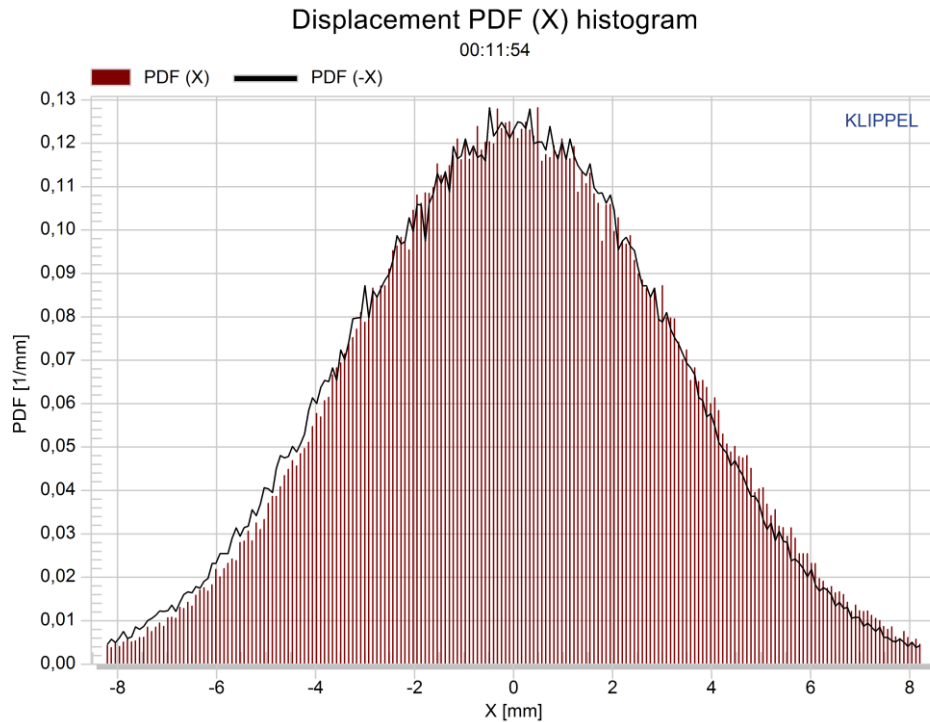


Abb. 3.133: Amplitudenverteilung der Membranauslenkung

Im Gegensatz dazu zeigt Abb. 3.134 die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $PDF(u)$ des Anregungssignals. Die Funktion ist immer nahezu perfekt symmetrisch falls der verwendete Verstärker keine DC-Komponente erzeugt. Die Amplitudenverteilung des Testsignals ist typisch für ein Audiosignal. Kleine Signalamplituden treten recht häufig auf, währenddessen hohe Amplituden sehr selten vorkommen.

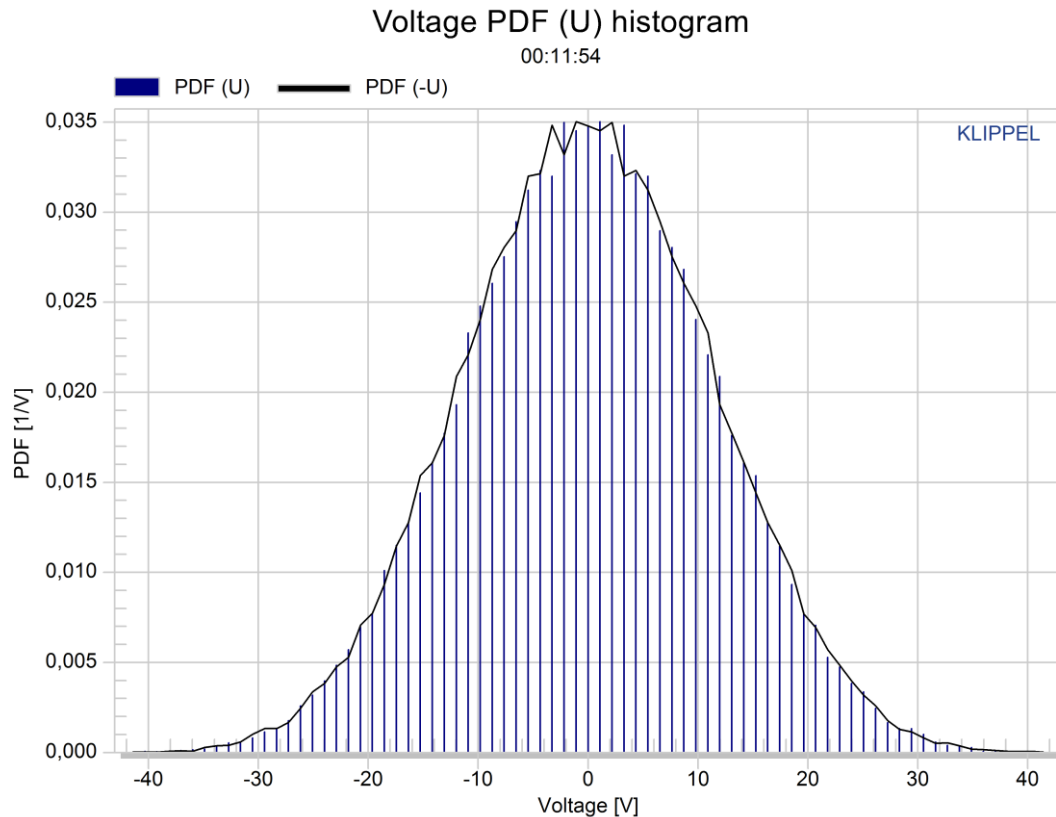


Abb. 3.134: Amplitudenverteilung des Anregungssignals

Dadurch ist ersichtlich warum die Identifikation eines linearen Systems sowie die Untersuchung der Nichtlinearitäten bei kleinen Amplituden innerhalb einiger Sekunden geschieht, während man für die Messungen der Nichtlinearitäten bei großen Auslenkungen einige Minuten benötigt.

Nachfolgende Abbildungen sollen die Änderung der Amplitudenverteilung der Membranauslenkung $PDF(x)$ bei veränderten Steifigkeitskurven des GF200 zeigen. Die veränderten Steifigkeitskurven wurden, wie in Kapitel 3.3.8.2 beschrieben, durch eine Veränderung der Schwingspulenposition erreicht. Das Chassis wurde in horizontaler Position angebracht und mit einer Zusatzmasse an der Membran beschwert.

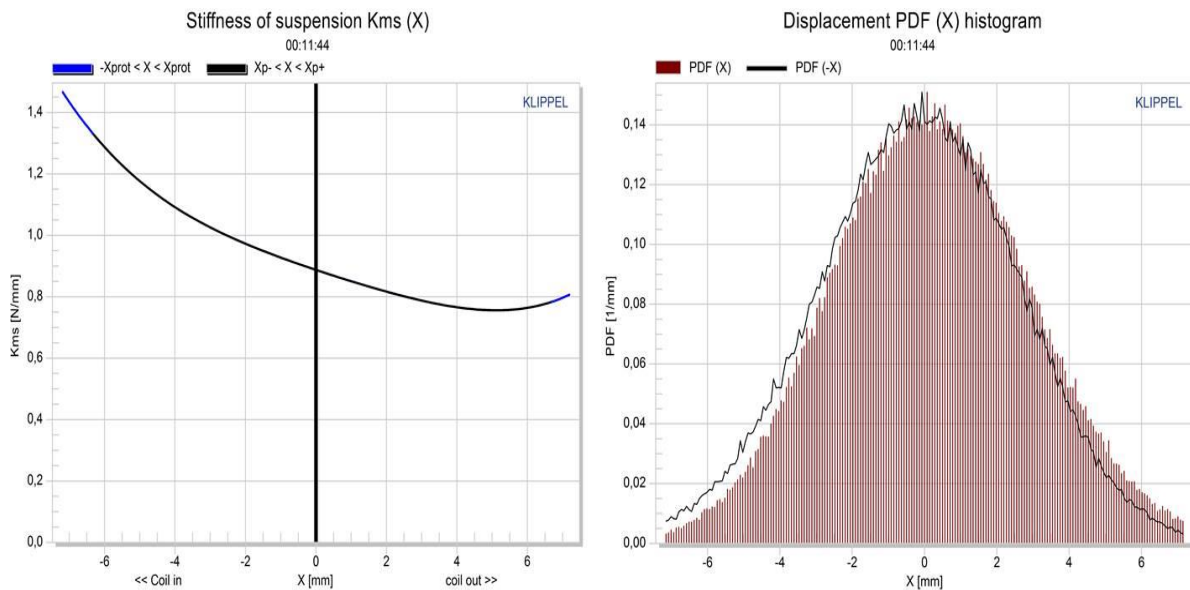


Abb. 3.135: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach oben und Zusatzmasse)

Beginnend mit der schlechtesten Position der Schwingspule (Membran zeigt nach oben und wird durch eine Zusatzmasse belastet; siehe Abb. 3.112 und Abb. 3.115) zeigt Abb. 3.135 die asymmetrische Steifigkeit und die dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung. Das Minimum der Steifigkeitskurve liegt bei einer positiven Auslenkung von etwa 5 mm. Die Amplitudenverteilung zeigt deutlich, dass hohe positive Auslenkungen öfters auftreten, als die dazugehörigen negativen Auslenkungen. Es entsteht ein Gleichanteil $x_{dc} = 0.21$ mm.

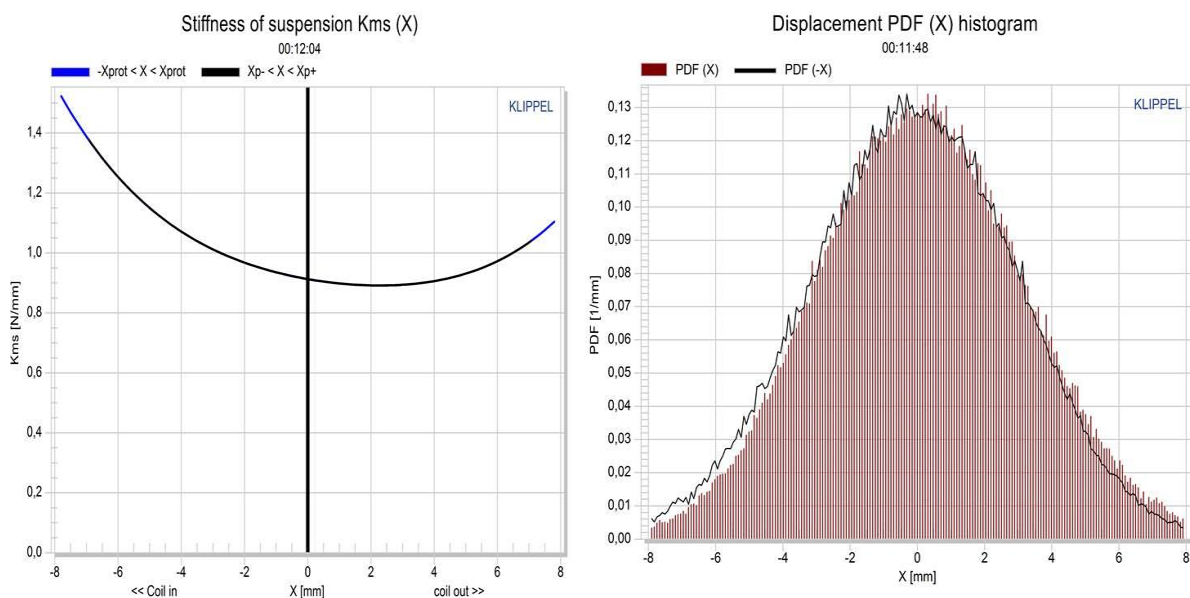


Abb. 3.136: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach oben)

Nach Entfernen der Zusatzmasse bleibt die Membran nach oben gerichtet. Abb. 3.136 zeigt, dass das Minimum der Steifigkeit hin zur Ruheposition gewandert ist. Dadurch verbessert sich auch die Asymmetrie der Amplitudenverteilung und der Gleichanteil fällt auf $x_{dc} = 0.13$ mm.

Bei der nächsten Messung wurde das Chassis um 180° gedreht, sodass die Membran nach unten zeigt (siehe Abb. 3.106). Abb. 3.137 zeigt, dass das Steifigkeitsminimum fast ident mit der Ruheposition der Spule ist. Die Symmetrie der Amplitudenverteilung hat sich verglichen zur obigen Grafik ebenfalls stark verbessert. Der in der Membranauslenkung auftretende Gleichanteil ist auf $x_{dc} = 0.01$ mm gefallen.

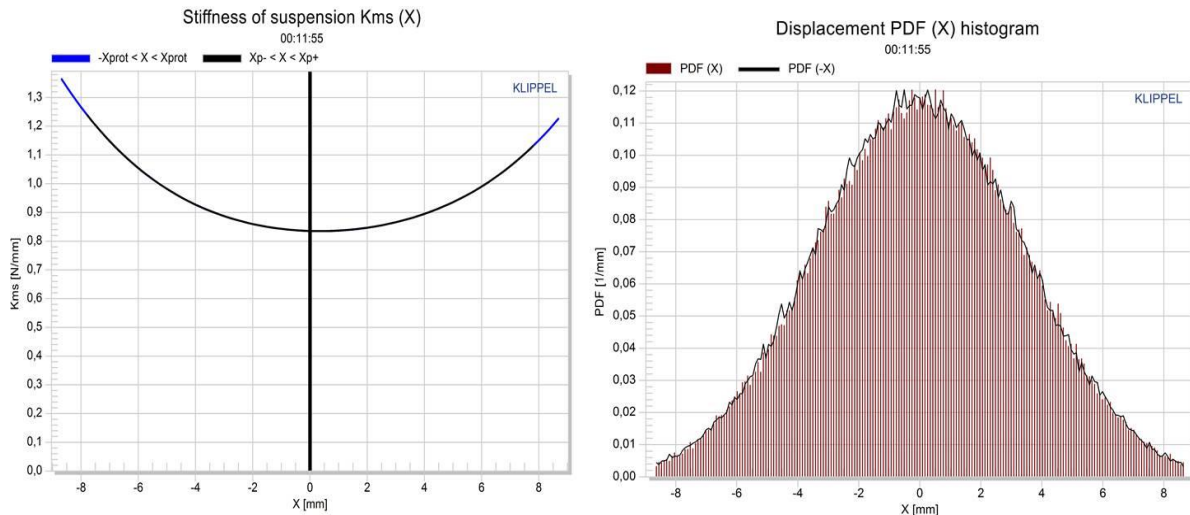


Abb. 3.137: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach unten)

Wird nun die nach unten gerichtete Membran mit einer Zusatzmasse beschwert (siehe Abb. 3.109), wandert das Steifigkeitsminimum auf die negative Auslenkungsseite. Bei hohen Amplituden führt die Spule nun größere Auslenkungen zur negativen weicheren Seite hin aus, als zur positiven steiferen Seite. In der Amplitudenverteilung der Membranauslenkung ist deutlich zu erkennen, dass Auslenkungen nach innen mit einer höheren Wahrscheinlichkeit auftreten als nach außen. Der Gleichanteil nimmt nun einen negativen von $x_{dc} = -0.11$ mm an.

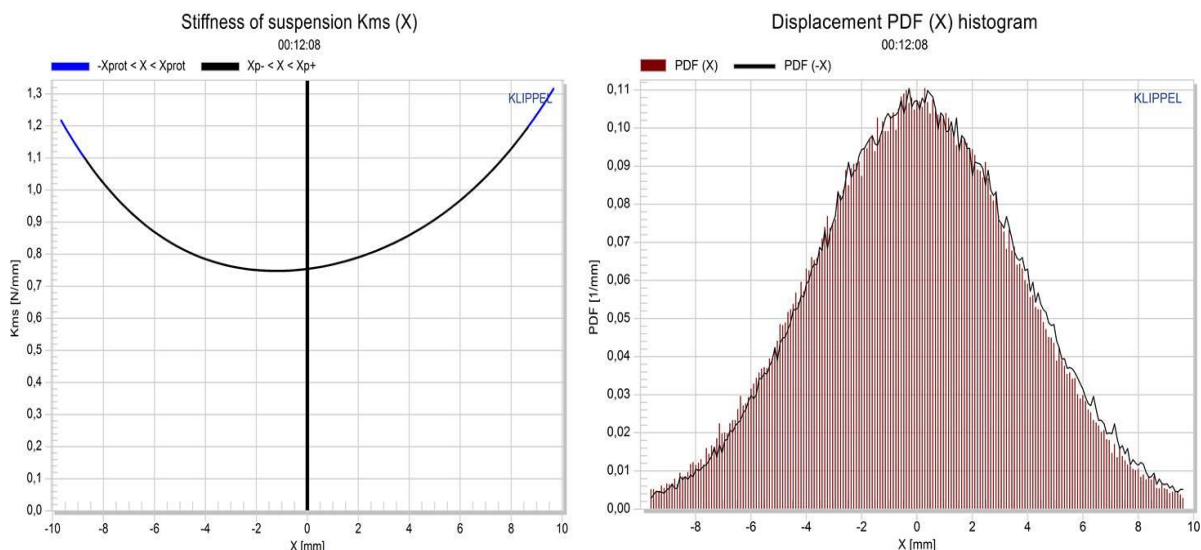


Abb. 3.138: Asymmetrische Steifigkeit (links) und dazugehörige Amplitudenverteilung der Membranauslenkung (Membran nach unten und Zusatzmasse)

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass bei Anordnungen bei denen sich der Maximalwert des Kraftfaktors $Bl(x)$ in der Ruheposition befindet und eine Asymmetrie der Steifigkeitskurve gegeben ist, sich stets im Auslenkungssignal ein Gleichanteil generiert, dessen

Vorzeichen mit der Richtung des Steifigkeitsminimum ident ist. Weitere genaue Messungen über die Zusammensetzung des durch Asymmetrien entstehenden Gleichanteils können mit dem DIS-Modul der Firma Klippel GmbH durchgeführt werden.

3.3.8.9 Variation der Nichtlinearitäten und deren Einfluss auf die Gesamtverzerrung

Abb. 3.139 zeigt die maximale Änderung der nichtlinearen Parameter

$$Bl_{\min} = \min_{-x_{\max} < x < x_{\min}} \left(\frac{Bl(x)}{Bl(0)} \right)$$

$$C_{\min} = \min_{-x_{\max} < x < x_{\min}} \left(\frac{C_{ms}(x)}{C_{ms}(0)} \right)$$

$$L_{\min} = \min_{-x_{\max} < x < x_{\min}} \left(\frac{L_e(x)}{L_e(0)} \right)$$

relativ zu ihrer Ruheposition bei $x = 0$. Diese dienen zur Einstellung des Arbeitsbereiches. Mit dem Beginn des *'Enlargement Mode'* wird der Anregungspegel allmählich erhöht und die Werte der einzelnen Parameter beginnen zu sinken. Mit Beginn des *'Nonlinear Mode'* nach 320 s ist der Wert des Kraftfaktors Bl bereits auf 45.4% seines Wertes in der Ruheposition gefallen, währenddessen die Nachgiebigkeit C_{ms} auf 54.1% und die Induktanz L_e auf 63% ihres Wertes in der Ruheposition abgesackt sind. In Abb. 3.139 ist zu erkennen, dass Bl_{\min} der vorher eingestellten Protektionsgrenzen für $Bl_{lim} = 30\%$ und $C_{lim} = 30\%$ am nächsten kommt.

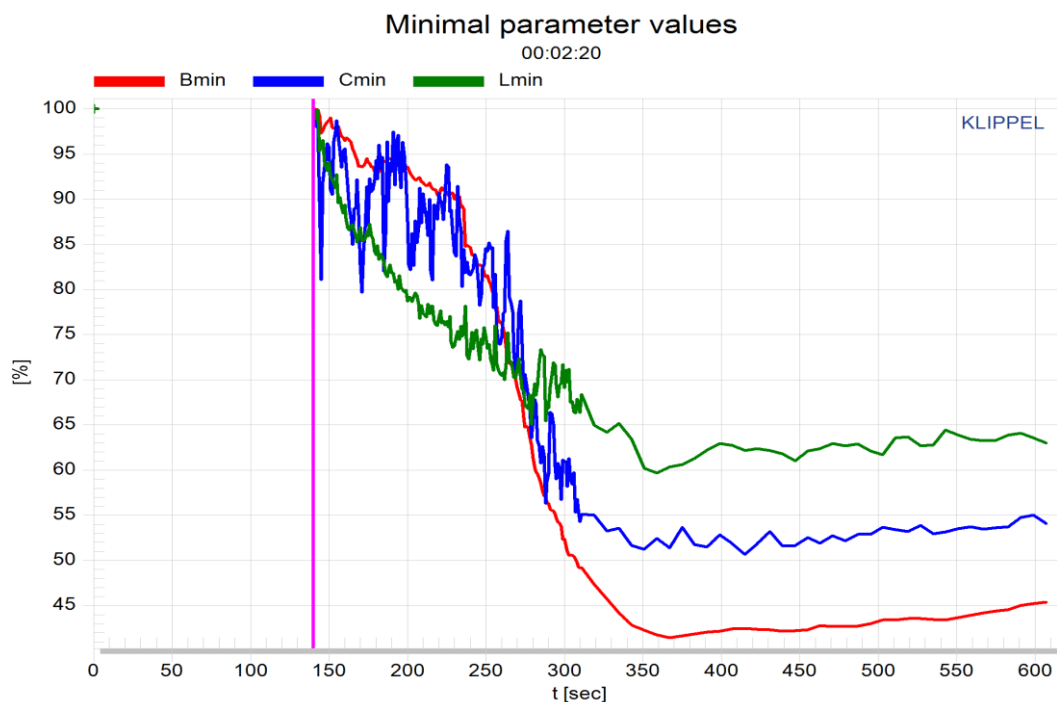


Abb. 3.139: Relative Änderung der Nichtlinearitäten zum Wert an der Ruheposition $x = 0$

Wie bereits in Kapitel 3.3.3.1.1 erwähnt, kann auch der Einfluss der einzelnen Nichtlinearitäten auf die Gesamtverzerrung untersucht werden (siehe Abb. 3.140). Es ist deutlich zu erkennen, dass der Einfluss des asymmetrischen Kraftfaktors D_b in diesem Beispiel mit $D_b = 23.3\%$ am meisten Beitrag zur Gesamtverzerrung liefert. Der Verzerrungsfaktor der nichtlinearen Induktanz D_l folgt mit 14.7% . $D_l(i)$ und D_c als Verzerrungsfaktoren der vom Strom abhängigen Induktanz bzw. der Nachgiebigkeit folgen mit 3.7% bzw. 7.4% .

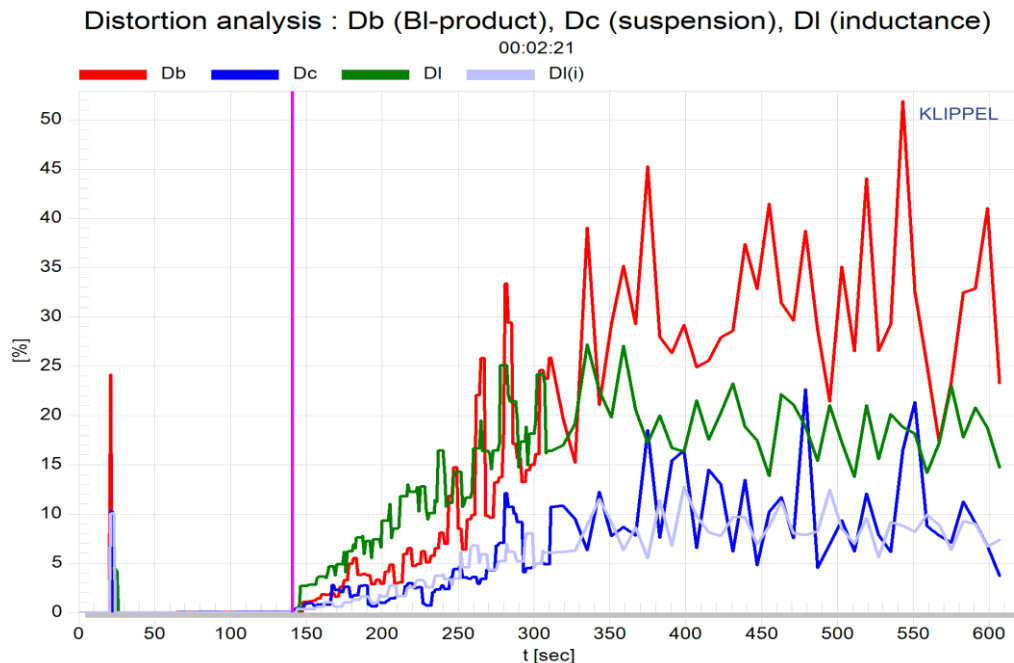


Abb. 3.140: Verzerrungsanalyse und Einfluss des nichtlinearen Kraftfaktors (D_b), der Nachgiebigkeit D_c und der Induktanz D_l bzw. $D_l(i)$ auf die Gesamtverzerrung

3.3.8.10 Identifikationsfehler

Abb. 3.93 zeigt die Ermittlung des Fehlers $e(t)$ durch Subtrahieren des geschätzten Wertes $i'(t)$ vom gemessenen Wert $i(t)$. Die Bestimmung der Fehler für die Spannung und die Auslenkung werden analog durchgeführt. Durch Minimierung der jeweiligen Fehlerwerte wird das geschätzte Wandlermodell optimal eingestellt. Die einzelnen Fehlerwerte in Abb. 3.141 werden als Verhältnis des jeweiligen Fehlerwertes $e(t)$ zum eigentlich gemessenen Signal (Strom, Spannung, Auslenkung) pro Messintervall dargestellt. Nach dem 'Linear Mode' sollte der Stromfehler

$$E_i(t_1) = \frac{\max_{t_1 < t < t_1 + \Delta t_1} (|e_i(t)|)}{\max_{t_1 < t < t_1 + \Delta t_1} (|i(t)|)}$$

unter 20% liegen. Ein höherer Wert würde eine Fehlanpassung des verwendeten Modells an die Wirklichkeit bedeuten und ein neues Modell müsste ausgewählt werden.

Der Spannungsfehler

$$E_u(t_1) = \frac{\max_{t_1 < t < t_1 + \Delta t_1} (|e_u(t)|)}{\max_{t_1 < t < t_1 + \Delta t_1} (|u(t)|)}$$

beschreibt den Anpassungsfehler eines Verstärkermodells an den in Wirklichkeit verwendeten Verstärker.

Ein hoher Wert beim Auslenkungsfehler

$$E_x(t_1) = \frac{\max_{t_1 < t < t_1 + \Delta t_1} (|e_x(t)|)}{\max_{t_1 < t < t_1 + \Delta t_1} (|x(t)|)}$$

ist ein Anzeichen für eine schlechte Modellanpassung oder optische Laserprobleme. Ein Fehlerwert von unter 30% ist ausreichend um über ein zuverlässiges Messsignal sprechen zu können.

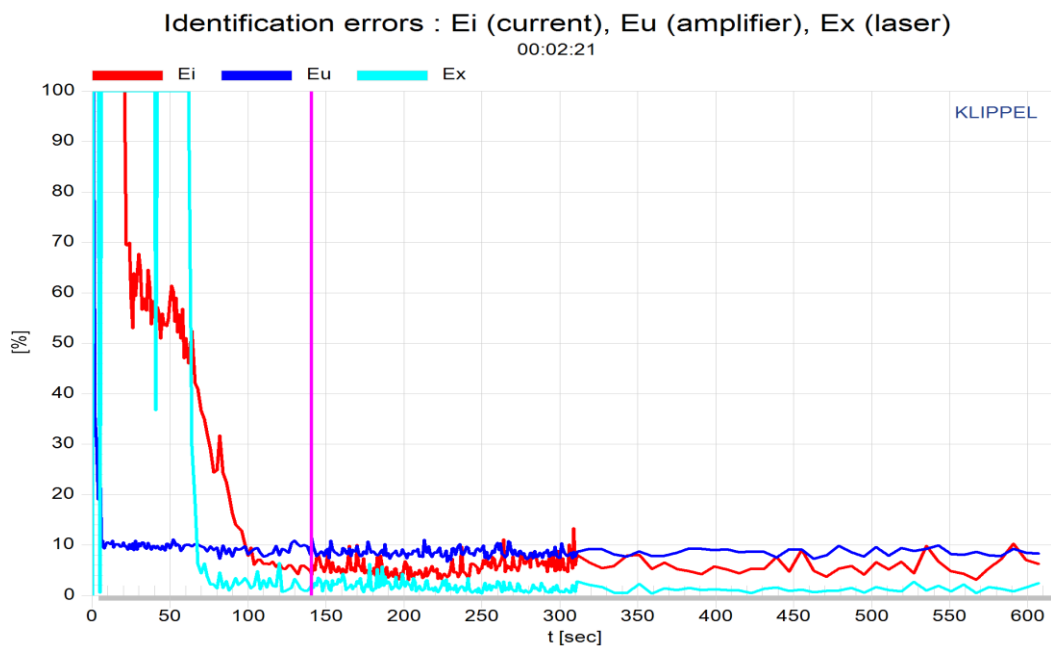


Abb. 3.141: Identifikationsfehler für Strom (rot), Spannung (blau) und Auslenkung (türkis)

Die Fehler nach dem 'Linear Mode' (pinke Balken) liegen für alle drei Messsignale deutlich unter 10%. Fehlerwerte für $E_i(t) = 6.2\%$, $E_u(t) = 8.3\%$ und $E_x(t) = 2.5\%$ bedeuten ein sehr gut angepasstes Modell.

3.3.8.11 Parameter an der Ruheposition

Um die Messergebnisse im Großsignalbereich mit denen im Kleinsignalbereich vergleichen zu können, werden die nichtlinearen Parameter an der Ruheposition $x = 0$ miteinander verglichen. Die Werte in der ersten Spalte in Tabelle 15 stellen die Parameter des erwärmten Chassis bei voller Belastung dar. Es ist deutlich zu sehen, dass bei manchen Werten, wie dem Kraftfaktor $Bl(x=0)$, der Induktanz $L_c(x=0)$ oder der gesamt bewegten Masse $M_{ms}(x=0)$ die Ergebnisse sehr nahe an denen der linearen Parameter liegen. Diese wurden im Kleinsignalbereich gemessen und sind in der dritten Spalte abgebildet. Weiters sieht man die Erhöhung des Spulenwiderstands $R_c(T_V)$ des erwärmten Chassis verglichen mit dem Widerstandswert $R_c(T_A)$ des kalten Chassis sowie das Absinken der Resonanzfrequenz f_s bei voller Belastung. In der zweiten Spalte von Tabelle 15 wird der Einfluss der Spulentemperatur auf die linearen Lautsprecherparameter durch das Verwenden des Anfangswertes $R_c(T_A)$ statt $R_c(T_V)$ kompensiert.

Symbol	Large + Warm	Large + Cold	Small Signal	Unit	Comment
Note:					
Delta $T_v = T_v - T_a$	46	0	0	K	for accurate small signal parameters, use LPM module increase of voice coil temperature during the measurement
X_{prot}	8.7	8.7	0.7	mm	maximal voice coil excursion (limited by protection system)
$R_e(T_v)$	7.19	6.13	6.13	Ohm	(imported) voice coil resistance considering increase of voice coil temperature T_v
$L_e(X=0)$	0.76	0.76	0.63	mH	voice coil inductance at the rest position of the voice coil
$L_2(X=0)$	1.36	1.36	0.92	mH	para-inductance at the rest position due to the effect of eddy current
$R_2(X=0)$	3.28	3.28	2.88	Ohm	resistance at the rest position due to eddy currents
$C_{mes}(X=0)$	457	457	415	μF	electrical capacitance representing moving mass
$L_{ces}(X=0)$	77.57	77.57	54.22	mH	electrical inductance at the rest position representing driver compliance
$R_{es}(X=0)$	74.14	74.14	40.02	Ohm	resistance at the rest position due to mechanical losses
$Q_{ms}(X=0, T_v)$	5.69	5.69	3.50		mechanical Q-factor considering R_{ms} only
$Q_{es}(T_v)$	0.44	0.38	0.47		electrical Q-factor considering $R_e(T_v)$ only
$Q_{ts}(X=0, T_v)$	0.41	0.35	0.42		total Q-factor considering $R_e(T_v)$ and R_{ms} only
f_s	26.7	26.7	33.5	Hz	driver resonance frequency
M_{ms}	29.814	29.814	29.814	g	(imported) mechanical mass of driver diaphragm assembly including voice-coil and air load
$R_{ms}(X=0)$	0.881	0.881	1.794	kg/s	mechanical resistance of total-driver losses
$C_{ms}(X=0)$	1.19	1.19	0.76	mm/N	mechanical compliance of driver suspension at the rest position
$K_{ms}(X=0)$	0.84	0.84	1.32	N/mm	mechanical stiffness of driver suspension at the rest position
$Bl(X=0)$	9.04	9.04	9.04	N/A	(imported) force factor at the rest position (Bl product)
V_{as}	76.6071	76.6071	48.6728	l	equivalent air volume of suspension
η_0	0.318	0.374	0.374	%	reference efficiency (2Pi-sr radiation using R_e)
L_m	87.2	87.9	87.9	dB	characteristic sound pressure level
S_d	213.82	213.82	213.82	cm ²	diaphragm area

Tabelle 15: Parameter an der Ruheposition $x = 0$

3.3.8.12 Zustandsfenster und nichtlineare Parameter

Das 'State Window' in Abb. 3.142 ist eine Zusammenfassung aller relevanten Zustandsvariablen zu einem vom Benutzer gewählten Zeitpunkt. Der Zeitbalken (siehe z.B. Abb. 3.128 und Abb. 3.129) kann durch das gleichzeitige Drücken von 'Strg' und 'linker Maustaste' bewegt werden.

Symbol	Value	Unit	Comment
Date	2013-09-10		
Time	19:35:55		
Serial number	680		
Mode	Nonlinear Mode 5(7)		
Record	309/309		
Laser	signal reliable		
t	00:10:07	h:min:s	measurement time
Time remaining	00:00:04	h:min:s	recalculated at thermal mode(a)
Ei (t)	6.2	%	error current measurement
Ex (t)	2.5	%	error laser measurement
Eu (t)	8.3	%	error amplifier check
Delta Tv (Delta Tlim)	45.8 (90.0)	K	increase of voice coil temperature (limit)
Blmin (Blim)	45.4 (30.0)	%	minimal force factor ratio (limit)
Cmin (Clim)	54.1 (30.0)	%	minimal compliance ratio (limit)
P (Plim)	14.9589 (15.000)	W	real electrical input power (limit)
Lmin	63.0	%	minimal inductance ratio
Pn		W	IMPORT Zn at Driver page to see nominal electrical input power
P Re	12.743942	W	Power heating voice coil
P Mech	1.261950	W
Irms	1.331	A	rms value of the electrical input current
Urms	12.505	V	rms value of the electrical voltage at the transducer terminals
Ipeak	4.044	A	peak value of the electrical input current
Upeak	42.397	V	peak value of the electrical voltage at the transducer terminals
Glarge (Gmax)	22.0 (26.0)	dB	gain of the excitation amplitude increased in the large signal domain (maximum)
Mech. system		abs.	import used to identify mechanical system in absolute quantities
Xdc	0.08	mm	dc component of voice coil excursion measured in the last update intervall
Xpeak	8.97	mm	positive peak value of voice coil excursion measured in the last update intervall
Xbottom	-10.73	mm	negative peak value (bottom) of voice coil excursion measured in the last update intervall
Xp+	7.9	mm	upper limit of displacement range (99% probability)
Xp-	-7.7	mm	lower limit of displacement range (99% probability)
Xprot	8.7	mm	maximal voice coil excursion allowed by protection system
v rms	0.58	m/s	voice coil velocity
Distortion			
Db	23.3	%	distortion factors representing contribution of nonlinear force factor
DI	14.7	%	distortion factor representing contribution of nonlinear inductance
Dc	3.7	%	distortion factor representing contribution of nonlinear compliance
D I(i)	7.4	%	distortion factor representing contribution of L(I) nonlinearity
Thermal			
R th total	3.59	K/W	Delta Tv / P Re

Abb. 3.142: Zusammenfassung aller relevanten Zustandsvariablen im 'state window'

Abb. 3.143 gibt einen kurzen Überblick über die Auslenkungsgrenzen der einzelnen Nichtlinearitäten bei denen der Anteil zur Gesamtverzerrung bei 10% liegen würde (siehe Kapitel 3.3.3.1). Weiters stehen Daten zur Symmetrie bzw. Asymmetrie zur Verfügung. Die nichtlinearen Parameter für den Kraftfaktor Bl , die Induktanz L_e und die Steifigkeit K_{ms} , die Nachgiebigkeit C_{ms} bzw. deren nichtlineare Kurven können auch als eine abgebrochene Potenzreihe dargestellt werden. Die ersten fünf Koeffizienten für den nichtlinearen Kraftfaktor

$$Bl(x) = \sum_{i=0}^n Bl_i x^i$$

für die nichtlineare Induktanz der Schwingspule

$$L(x) = \sum_{i=0}^n L_i x^i$$

für die nichtlineare Nachgiebigkeit der Aufhängung

$$C(x) = \sum_{i=0}^n C_i x^i$$

für die nichtlineare Steifigkeit der Aufhängung

$$K(x) = \sum_{i=0}^n K_i x^i$$

können im Ergebnisfenster 'Nonlinear Parameters' ebenfalls abgelesen werden um sie für etwaige numerische Simulationen nutzen zu können.

Symbol	Number	Unit	Comment
Displacement Limits			
X BI @ BI min=82%	5.1	mm	Displacement limit due to force factor variation
X C @ C min=75%	5.7	mm	Displacement limit due to compliance variation
X L @ Z max=10 %	3.4	mm	Displacement limit due to inductance variation
X d @ d2=10%	33.9	mm	Displacement limit due to IM distortion (Doppler)
Asymmetry (IEC 62458)			
Ak	26.90	%	Stiffness asymmetry Ak(Xpeak)
Xsym	1.49	mm	Symmetry point of BI(x) at maximal excursion
Power Series			
BI0 = BI (X=0)	9.1218	N/A	constant part in force factor
BI1	0.079103	N/Amm	1st order coefficient in force factor expansion
BI2	-0.038736	N/Amm^2	2nd order coefficient in force factor expansion
BI3	0.0015626	N/Amm^3	3rd order coefficient in force factor expansion
BI4	-9.0897e-005	N/Amm^4	4th order coefficient in force factor expansion
L0 = Le (X=0)	0.76153	mH	constant part in inductance
L1	-0.058135	mH/mm	1st order coefficient in inductance expansion
L2	0.0010507	mH/mm^2	2nd order coefficient in inductance expansion
L3	0.00027711	mH/mm^3	3rd order coefficient in inductance expansion
L4	-1.6113e-006	mH/mm^4	4th order coefficient in inductance expansion
C0 = Cms (X=0)	1.1898	mm/N	constant part in compliance
C1	0.020235	1/N	1st order coefficient in compliance expansion
C2	-0.0064112	1/Nmm	2nd order coefficient in compliance expansion
C3	-0.00011836	1/Nmm^2	3rd order coefficient in compliance expansion
C4	6.4186e-006	1/Nmm^3	4th order coefficient in compliance expansion
K1	-0.013939	N/mm^2	1st order coefficient in stiffness expansion
K2	0.0044658	N/mm^3	2nd order coefficient in stiffness expansion
K3	-9.4616e-005	N/mm^4	3rd order coefficient in stiffness expansion
K4	3.2762e-005	N/mm^5	4th order coefficient in stiffness expansion
f1	-0.036321	1/A	coefficient (1) of L(l) Inductance over current (flux modulation)
f2	0.001670	1/A^2	coefficient (2) of L(l) Inductance over current (flux modulation)

Abb. 3.143: Nichtlineare Parameter als Koeffizienten einer Potenzreihenentwicklung

3.3.8.13 Thermische Parameter

Die maximale Ausgangsleistung eines Lautsprechers wird nicht nur durch die in Kapitel 3.3.1 beschriebenen Nichtlinearitäten begrenzt, sondern auch durch die Erwärmung der Schwing-

spule und der damit verbundenen Abführung der Wärmemenge. Das in Abb. 3.144 gezeigte thermische Ersatzschaltbild besteht aus zwei in Serie geschalteten Integratoren. Das zweiteilige thermische Modell beschreibt einerseits die Wärmeabgabe der Schwingspule an die umgebende Luft und an die Magnetstruktur und andererseits die Wärmeabgabe der Magnetstruktur an die umgebende Luft. Die thermischen Eigenschaften der Schwingspule werden dabei durch den thermischen Übergangswiderstand R_{TV} und durch die Wärmespeicherfähigkeit C_{TV} nachgebildet. Die thermischen Eigenschaften des Magneten und des Eisenkreises werden durch die Parameter R_{TM} und C_{TM} nachgebildet. Die Bestimmung der thermischen Parameter erfolgt wiederum durch eine adaptive Anpassung des Modells an die gemessenen Werte. Gemessen werden die Spannung und der Strom an den Lautsprecherklemmen und dadurch die zugeführte Leistung und elektrische Impedanz bestimmt. Durch die Temperaturabhängigkeit von $R_e(T_v)$ kann durch Messen des Spulenwiderstands auf die Erhöhung der Spulentemperatur

$$\Delta T_v = \frac{1}{\delta} \left(\frac{R_e(T_v)}{R_e(T_a)} - 1 \right)$$

rückgerechnet werden. δ ist eine Materialkonstante, $R_e(T_v)$ steht für den momentanen Spulenwiderstand und $R_e(T_a)$ steht für den Widerstand des kalten Lautsprechers bei Umgebungstemperatur. Aus der erhaltenen Temperaturkurve kann nun durch Ermittlung der Zeitkonstanten τ_v und τ_M auf die thermischen Parameter rückgerechnet werden.

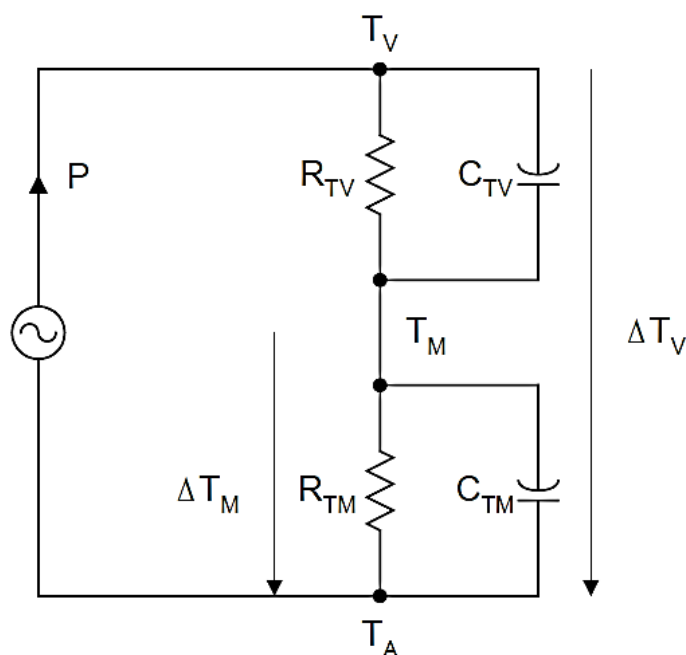


Abb. 3.144: Thermisches Lautsprechermodell mit konstanten Parametern

Eine genaue Anleitung zur Bestimmung der thermischen Parameter ist in [KLIPPEL14] und [KLIPPEL15] zu finden und wird mit Hilfe des PWT-Moduls (Power Testing) der Firma Klippel GmbH vollzogen. Das für diese Arbeit benutzte LSI-Modul liefert als Ergebnisfenster Abb. 3.145. Die Grafik zeigt das Ansteigen der Schwingspulentemperatur ΔT_v verglichen mit der Eingangsleistung $P_{\text{real}}(t)$ bei einer Langzeitmessung. Nach dem Ende des 'Nonlinear Mode' (pinker Balken) wird die Spule mit verschiedenen Rauschsignalen nacheinander angeregt und nach jeder Anregung wieder abgekühlt. Im letzten Modus 'Final Mode' wird die Eingangsleistung konstant gehalten und eine Langzeitmessung beginnt. In diesem Modus wird die Geschwindigkeit des Lernalgorithmus reduziert, um den Einfluss von etwaigen Störsigna-

len auf die ermittelten Parameter zu minimieren. Aus dem Temperaturanstieg der Langzeitmessung erfolgt auch die Ermittlung von R_{TM} und C_{TM} .

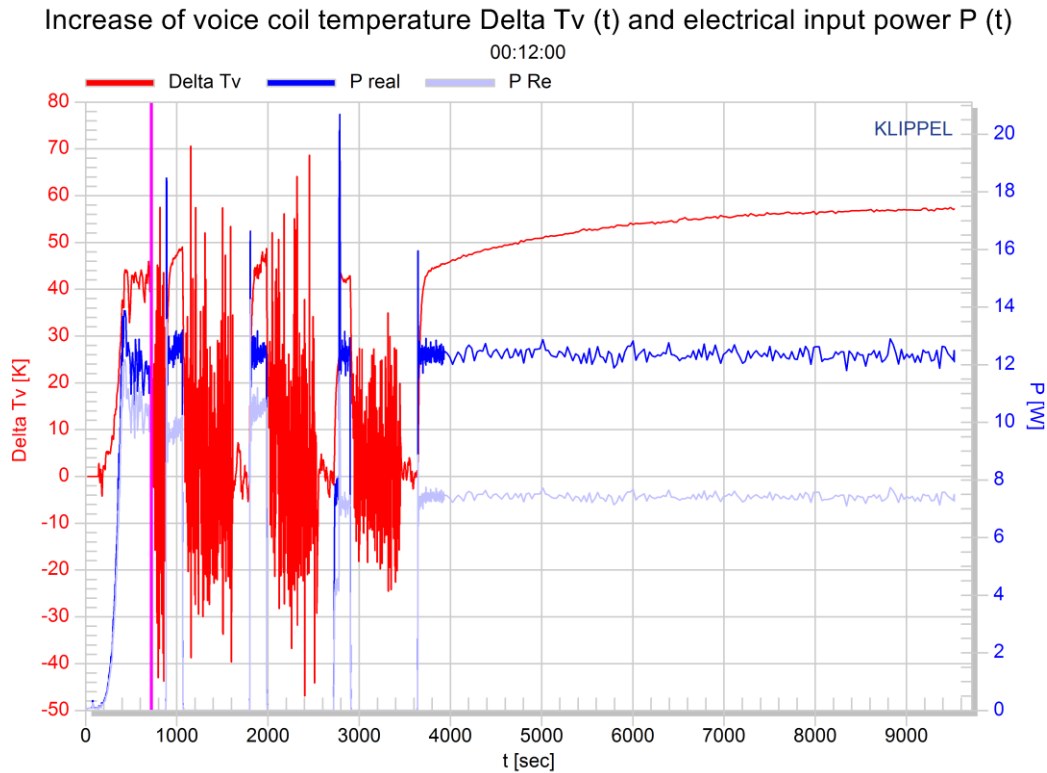


Abb. 3.145: Langzeitmessung zur Ermittlung der thermischen Parameter

Die graue Kurve zeigt die durch den Eingangsstrom I umgesetzte Leistung $P_{Re} = R_e(T_V)I^2$ im Schwingspulenwiderstand R_e an. Nachfolgende Tabelle zeigt die durch die Langzeitmessung ermittelten thermischen Parameter.

Thermal Parameters			
alpha	0.359596		Heating of voice coil by eddy currents
Rtv	4.689779	K/W	thermal resistance coil ==> pole tips
rv	0.108203	Ws/Km	air convection cooling depending on velocity
Rtm	1.172225	K/W	thermal resistance magnet ==> environment
tau m	26	min	thermal time constant of magnet
Ctm	1350.890991	Ws/K	thermal capacity of the magnet
tau v	9.434767	s	thermal time constant of voice coil
Ctv	2.011772	Ws/K	thermal capacity of the voice coil

Tabelle 16: Ergebnisse der Langzeitmessung des GF200

Die Zeitkonstante $\tau_{TV} = R_{TV}C_{TV}$ der Schwingspule ist im Bereich einiger Sekunden währenddessen die Zeitkonstante $\tau_{TM} = R_{TM}C_{TM}$ einen viel größeren Wert (in diesem Fall 26 Minuten) annehmen kann.

3.3.8.14 Vergleich zwischen Rosa Rauschen und Weißem Rauschen

Als letzter Punkt sei noch der Unterschied der beiden möglichen Anregungssignale gezeigt. Als Anregungssignal kann zwischen Rosa Rauschen und Weißem Rauschen gewählt werden (siehe Abb. 3.103). Weißes Rauschen bewirkt eine höhere Erwärmung der Schwingspule, da es hin zu höheren Frequenzen energiereicher ist, während Rosa Rauschen für eine größere Membranauslenkung sorgt. Nachstehende Abbildungen sollen den Unterschied der beiden Anregungsarten verdeutlichen.

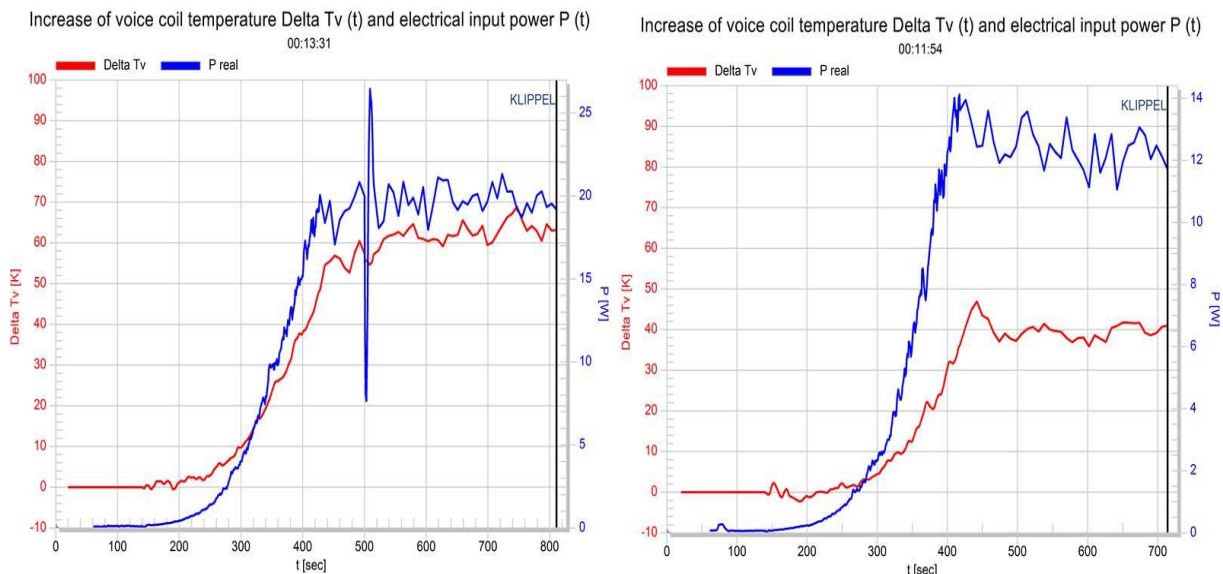


Abb. 3.146: Erhöhung der Spulentemperatur bei Weißem Rauschen (links) und Rosa Rauschen (rechts) als Anregungssignal

Symbol	Value	Unit	Symbol	Value	Unit	Comment
Delta Tv (Delta Tlim)	63.2 (70.0)	K	Delta Tv (Delta Tlim)	41.0 (60.0)	K	increase of voice coil temperature (limit)
Blmin (Blim)	51.0 (50.0)	%	Blmin (Blim)	50.0 (50.0)	%	minimal force factor ratio (limit)
Cmin (Clim)	60.1 (50.0)	%	Cmin (Clim)	59.7 (50.0)	%	minimal compliance ratio (limit)
P (Plim)	19.1845 (20.000)	W	P (Plim)	11.7149 (20.000)	W	real electrical input power (limit)
Lmin	67.1	%	Lmin	65.5	%	minimal inductance ratio
Xpeak	8.19	mm	Xpeak	9.52	mm	positive peak value of voice coil excursion measured in the last update interval

Abb. 3.147: Unterschiedliche Temperaturänderungen sowie Membranauslenkungen bei Weißem Rauschen (links) und Rosa Rauschen (rechts)

3.3.9 Zusammenfassung

In Kapitel 3.3 wurde das LSI-Modul ausführlich erklärt. Nach Erklärung des Zustandekommens der auftretenden Nichtlinearitäten wurden das verwendete Modell sowie die Identifikationstechnik LSI-Modul näher beschrieben. Die Identifikation des zu untersuchenden Lautsprechers basiert auf einer adaptiven Einstellung des in einem digitalen Signalprozessor (DSP) erstellten Modells der Wirklichkeit. Der Lautsprecher und das Modell werden mit demselben Eingangssignal gespeist. Durch Minimierung des quadratischen Fehlers zwischen dem am realen Lautsprecher gemessenen Ausgangssignal und dem Ausgangssignal am Mo-

dell, wird das Modell nun adaptiv an die Wirklichkeit eingestellt. Die erhaltenen Parameter und Kurven werden mit Hilfe der Software dB-Lab am Bildschirm visualisiert und können zur weiteren Verarbeitung benutzt werden. Nach der Erklärung des genauen Messaufbaus sowie einer ausführlichen Messanleitung wurde das Testchassis GF200 der Firma Visaton vermessen. Nach Untersuchung der nichtlinearen Kurven des Kraftfaktors $Bl(x)$ und der Steifigkeit $K_{ms}(x)$ wurde versucht, durch Veränderung der Ruheposition der Spule die Stabilität des Wandlers zu verbessern. Grundsätzlich kann man sagen, dass sich die Schwingspule des GF200 nicht in der optimalen Ruheposition befindet und ein wenig nach außen hin verschoben werden müsste. Diese Vermutung wurde durch zusätzliche Messungen bestätigt. Durch die Verschiebung der Spulenposition kam es auch zu einer teilweisen Verbesserung des im Membranauslenkungssignal auftretenden Gleichanteils. Weiters wurde der Einfluss der maximalen und momentanen Membranauslenkung auf die Resonanzfrequenz und der Güte verdeutlicht. Als Letztes wurde noch die Auswirkung des verwendeten Anregungssignals (Weißes Rauschen oder Rosa Rauschen) auf die Erhöhung der Spulentemperatur sowie auf die maximale Auslenkung gezeigt.

3.3.10 Ausblick

Anfangs dieser Diplomarbeit sollte auch das TRF-Modul der Firma Klippel GmbH für simulierte Freifeldmessungen benutzt werden. Nach einer ersten Abgabe eines Rohentwurfs entschieden mein Betreuer und ich die bis dato erledigte Arbeit zu vertiefen und auf die Schalldruckmessungen am GF200 zu verzichten. Die Erarbeitung und Beschreibung des TRF-Moduls wäre daher der nächste interessante Punkt. Damit wäre es eventuell möglich das momentan angebotene Elektroakustik-Labor an der TUGRAZ mit nur einem Messsystem zu bestreiten.

4 Literaturverzeichnis

[DIDE] DIETZE Benjamin, DEBOY Daniel: *Lautsprecherentwicklung für das Elektroakustik Labor*. TU Graz, Toningenieur-Projekt (2009)

[DODD] DODD Mark, KLIPPEL Wolfgang, OCLEE-BROWN Jack: *Voice Coil Impedance as a Function of Frequency and Displacement*. AES preprint 6178, 117th convention in San Francisco, 2004

[GRABER] GRABER Gerhard: *Elektroakustik*. Skriptum zu Vorlesung an der TU-Graz. Version 8.2, WS 2006/07.

[HIEBEL] HIEBEL Holger: *Elektroakustik, Labor*. Skriptum zur Laborübung an der TU-Graz. Version 9.0, SS 2013.

[KLIPPEL1] KLIPPEL Wolfgang, SEIDEL Ulf: *Fast and Accurate Measurement of Linear Transducer Parameters*. AES preprint 5308, 110th convention in Amsterdam, 2001

[KLIPPEL2] Klippel GmbH: *Multitone Distortion Measurement*. Application Note 16, <http://www.klippel.de>, 2011

[KLIPPEL3] Klippel GmbH: *Extended Creep Modeling*. Application Note 49, <http://www.klippel.de>, 2013

[KLIPPEL4] Klippel GmbH: *Maximizing LPM Accuracy*. Application Note 25, <http://www.klippel.de>, 2012

[KLIPPEL5] KLIPPEL Wolfgang: *Distortion Analyzer – a New Tool for Assessing and Improving Electrodynamic Transducer*. AES preprint 5109, 108th convention in Paris, 2000

[KLIPPEL6] KLIPPEL Wolfgang: *Loudspeaker Nonlinearities – Causes, Parameters, Symptoms*. AES preprint 6584, 119th convention in New York, 2005

[KLIPPEL7] Klippel GmbH: *Displacement Limits due to Driver Nonlinearities*. Application Note 5, <http://www.klippel.de>, 2011

[KLIPPEL8] Klippel GmbH: *Optimal Voice Coil Position*. Application Note 1, <http://www.klippel.de>, 2012

[KLIPPEL9] Klippel GmbH: *Loudspeaker Nonlinearities*. KLIPPEL E-Learning Training 3, <http://www.klippel.de>, 2013

[KLIPPEL10] Klippel GmbH: *Adjusting the Mechanical Suspension*. Application Note 3, <http://www.klippel.de>, 2012

[KLIPPEL11] Klippel GmbH: *Linear Lumped Parameter Measurement*. KLIPPEL E-Learning Training 1, <http://www.klippel.de>, 2013

[KLIPPEL12] KLIPPEL Wolfgang, SCHLECHTER Joachim: *Fast Measurement of Motor and Suspension Nonlinearities in Loudspeaker Manufacturing*. University of Technology Dresden, Germany, 2010

[KLIPPEL13] Klippel GmbH: *Dynamic Generation of DC Displacement*. Application Note 13, <http://www.klippel.de>, 2011

[KLIPPEL14] Klippel GmbH: *Thermal Parameter Measurement*. Application Note 18, <http://www.klippel.de>, 2012

[KLIPPEL15] KLIPPEL Wolfgang: *Nonlinear Modeling of the Heat Transfer in Loudspeakers*. AES preprint 5733, 114th convention in Amsterdam, 2003

[KLMA] Klippel GmbH: *User manual for the KLIPPEL R&D SYSTEM*. Dokumentation zur Software *dB-Lab*, Version 206.14, 2013.

[KNUDSEN] KNUDSEN Morten H., JENSEN Grue J.: *Low-Frequency Loudspeaker Models that Include Suspension creep*. JAES Volume 41 pp. 3-18; 1993

[RENHART] RENHART Werner: *Ergänzende Unterlagen zur Vorlesung Grundlagen der Elektrotechnik*. Skriptum zu Vorlesung an der TU-Graz, 2007

[SALLER] SALLER Marion: *Untersuchungen zu nichtlinearen Verzerrungen am Aktivlautsprecher*. Deggendorf, Fachhochschule, Diplomarbeit (2005)

[ZOLLNER] ZOLLNER Manfred, ZWICKER Eberhard: *Elektroakustik-3.Auflage*. Springer Verlag, 1993

5 Anhang: Dateienverzeichnis

5.1 Schriftliche Diplomarbeit (*.pdf)

Dateiname	Beschreibung
Diplomarbeit_WW.pdf	pdf-Dokument, welches die gesamte schriftliche Arbeit enthält

5.2 MATLAB-Dateien (*.m)

Dateiname	Beschreibung
elektrische_Guete_Variation_Bl.m	Script, das für die Erstellung von Abb. 2.13 benötigt wird
elektrische_Guete_Variation_Re.m	Script, das für die Erstellung von Abb. 2.14 benötigt wird
elektrische_impedanz_GF200.m	Script erstellt mehrere MATLAB-Figures, welche die Zusammensetzung der elektrischen Gesamtimpedanz des Testchassis GF200 erklären soll. Die einzelnen Plots und Kombinationen werden für Abb. 3.4 bis Abb. 3.8 benötigt
grundraster_frequenz_steifigkeit_auslenkung.m	Einfaches Script zum Erstellen eines Grundrasters, wobei einmal die Steifigkeit K_{ms} über der maximalen Auslenkung x_{peak} aufgetragen wird und einmal die Resonanzfrequenz f_s über der maximalen Auslenkung x_{peak} aufgetragen wird. Die beiden Grundraster werden benötigt um Abb. 3.70, Abb. 3.71 und Abb. 3.127 erstellen zu können
mechanische_Guete_Variation_Kms_Resonanzfrequenz_gleich.m	Script, das für die Erstellung von Abb. 2.11 benötigt wird

mechanische_Guete_Variation_Mms_.m	Script, das für die Erstellung von Abb. 2.9 benötigt wird
mechanische_Guete_Variation_Mms_ Resonanzfrequenz_gleich.m	Script, das für die Erstellung von Abb. 2.10 benötigt wird
mechanische_Guete_Variation_Rms_.m	Script, das für die Erstellung von Abb. 2.7 und Abb. 2.8 benötigt wird
uebertragungsfunktion.m	Script erstellt zwei Figures welche in Abb. 3.10 und Abb. 3.11 zu sehen sind
variation_Bl.m	Script, das für die Erstellung von Abb. 3.13 benötigt wird

5.3 Bild-Dateien (*.jpg)

Nachfolgende Tabelle enthält alle in der Arbeit verwendeten Bilder, die vom Verfasser erstellt oder bearbeitet wurden. Nicht enthalten sind jene Bilder, die direkt aus der Messsoftware dB Lab verwendet wurden sowie die aus den MATLAB-Skripts erhaltenen Grafiken (siehe Anhang 5.2).

5.3.1 Bild-Dateien aus Kapitel 2

Abb.-Nr.	Dateiname
Abb. 2.2	Lorentzkraft und Induktionsgesetz.jpg
Abb. 2.4	ESB_Lautsprecherchassis.jpg
Abb. 2.5	Impedanzverlauf_Tieftonchassis_GF200.jpg
Abb. 2.6	ESB_mechanische Güte.jpg
Abb. 2.12	ESB_elektrische Güte.jpg
Abb. 2.15	ESB_totale Güte mit Beschriftung.jpg
Abb. 2.16	Verlauf der abgestrahlten Wirkleistung.jpg

5.3.2 Bild-Dateien aus Kapitel 3

Abb.-Nr.	Dateiname
Abb. 3.1	ESB_elektromechanisch_elektrisch_lpm.jpg

Abb. 3.18	SNR_Stromspektrum.jpg
Abb. 3.21	Membran mit weißem Punkt.jpg
Abb. 3.22	Testchassis am Montagestand.jpg
Abb. 3.23	Mechanische Resonanz.jpg
Abb. 3.24	SNR_Mittelung 2 auf 128.jpg
Abb. 3.25	Unterschied Induktanzmodelle.jpg
Abb. 3.29	Kombination Laserkabel und Laserkontroller mit Lemostecker.jpg
Abb. 3.30	Montagestand.jpg
Abb. 3.31	Verbindungskabel.jpg
Abb. 3.33	Kombination Montagestativ mit Chassis und Montagebolzen.jpg
Abb. 3.34	DA_Rückansicht mit Beschriftung.jpg
Abb. 3.35	Kombination Verstärker plus Litzenbelegung.jpg
Abb. 3.36	Kombination Lautsprecherkabel plus Zwischenstecker.jpg
Abb. 3.37	Kombination Laser auf Stativ plus Laserkontroller.jpg
Abb. 3.38	Mikrofon auf Montagestativ.jpg
Abb. 3.39	DA_Vorderansicht mit USB Markierung.jpg
Abb. 3.40	Einstellung Mikrometerschraube.jpg
Abb. 3.41	Messaufbau Laserentfernung.jpg
Abb. 3.52	Hinweise_Messgenauigkeit.jpg
Abb. 3.58	Kombination Impedanz und Uebertragungsfunktion.jpg
Abb. 3.63	Kombination Stromspektrum und Impedanzkurve.jpg
Abb. 3.70	Veränderung der linearen Steifigkeit.jpg
Abb. 3.71	Veränderung der linearen Resonanzfrequenz.jpg
Abb. 3.73	Einstellungen Limp_System.jpg
Abb. 3.74	Limp_Messung1.jpg
Abb. 3.75	Limp_Messung2.jpg

Abb. 3.76	Limp_Messung3.jpg
Abb. 3.77	Änderung Resonanzfrequenz_Limp.jpg
Abb. 3.83	Membranaufhängung.jpg
Abb. 3.94	Xmax_Nachgiebigkeit.jpg
Abb. 3.95	Xmax_Kraftfaktor.jpg
Abb. 3.104	Kraftfaktor und Symmetriebereich GF200.jpg
Abb. 3.105	Steifigkeit und Symmetriebereich GF200.jpg
Abb. 3.106	Chassis nach unten.jpg
Abb. 3.107	Kraftfaktor und Symmetriebereich GF200_Membran nach unten.jpg
Abb. 3.108	Steifigkeit und Symmetriebereich GF200_Membran nach unten.jpg
Abb. 3.109	Chassis mit Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.110	Kraftfaktor und Symmetriebereich GF200_Membran nach unten mit Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.111	Steifigkeit und Symmetriebereich GF200_Membran nach unten mit Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.112	Chassis nach oben.jpg
Abb. 3.113	Kraftfaktor und Symmetriebereich GF200_Membran nach oben.jpg
Abb. 3.114	Steifigkeit und Symmetriebereich GF200_Membran nach oben.jpg
Abb. 3.115	Membran mit Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.116	Kraftfaktor und Symmetriebereich GF200_Membran nach oben mit Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.117	Steifigkeit und Symmetriebereich GF200_Membran nach oben mit Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.120	Spuleninduktanz GF200.jpg
Abb. 3.121	Falsche Polarität.jpg
Abb. 3.123	Gütefaktoren GF200.jpg
Abb. 3.127	Resonanzfrequenz_vs_peak_linear_nichtlinear.jpg
Abb. 3.129	Zeitlicher Verlauf.jpg

Abb. 3.135	Kombination Steifigkeit und PDF Membran nach oben plus Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.136	Kombination Steifigkeit und PDF Membran nach oben.jpg
Abb. 3.137	Kombination Steifigkeit und PDF Membran nach unten.jpg
Abb. 3.138	Kombination Steifigkeit und PDF Membran nach unten plus Zusatzmasse.jpg
Abb. 3.146	Unterschied Temperatur pink noise_white noise.jpg
Abb. 3.147	Unterschied pink noise_white noise.jpg

5.4 Messdaten

5.4.1 Limp-Messungen (*.lim)

Nachstehende Tabelle enthält die Messdaten, welche mit dem Limp-Messsystem ermittelt wurden. Der Dateiname enthält die gemessene Resonanzfrequenz sowie den gemessenen Spannungswert bei der Resonanzfrequenz. Die Ergebnisse der Messungen wurden für die Grafiken von Abb. 3.74 bis Abb. 3.77 benötigt.

Dateiname	Beschreibung
pink noise_Resonanzfrequenz_31_5_Volt_0_5.lim	Als Anregungssignal diente Rosa Rauschen
pink noise_Resonanzfrequenz_33_1_Volt_0_35.lim	Als Anregungssignal diente Rosa Rauschen
pink noise_Resonanzfrequenz_34_8_Volt_0_17.lim	Als Anregungssignal diente Rosa Rauschen
pink noise_Resonanzfrequenz_37_5_Volt_0_05.lim	Als Anregungssignal diente Rosa Rauschen
pink noise_Resonanzfrequenz_39_2_Volt_0_013.lim	Als Anregungssignal diente Rosa Rauschen
Resonanzfrequenz_30_Volt_4_8.lim	Als Anregungssignal diente ein gestufter Sinus
Resonanzfrequenz_31_5_Volt_2_45.lim	Als Anregungssignal diente ein gestufter Sinus
Resonanzfrequenz_33_1_Volt_1_55.lim	Als Anregungssignal diente ein gestufter Sinus
Resonanzfrequenz_34_8_Volt_0_83.lim	Als Anregungssignal diente ein ge-

	stuffer Sinus
Resonanzfrequenz_37_5_Volt_0_35.lim	Als Anregungssignal diente ein gestufter Sinus
Resonanzfrequenz_39_2_Volt_0_06.lim	Als Anregungssignal diente ein gestufter Sinus
Zusatzmasse_Volt_0_06.lim	Bestimmung der Thiele/Small Parameter mittels der Massendifferenzmethode. Bei nicht angebrachter Masse wurde bei der Resonanzfrequenz eine Spannung von 0.06 Volt gemessen
Zusatzmasse_Volt_2_45.lim	Bestimmung der Thiele/Small Parameter mittels der Massendifferenzmethode. Bei nicht angebrachter Masse wurde bei der Resonanzfrequenz eine Spannung von 2.45 Volt gemessen
Zusatzvolumen_Volt_0_06.lim	Bestimmung der Thiele/Small Parameter mittels der Federdifferenzmethode. Ohne Zusatzvolumen wurde bei der Resonanzfrequenz eine Spannung von 0.06 Volt gemessen
Zusatzvolumen_Volt_2_45.lim	Bestimmung der Thiele/Small Parameter mittels der Federdifferenzmethode. Ohne Zusatzvolumen wurde bei der Resonanzfrequenz eine Spannung von 2.45 Volt gemessen

5.4.2 Klippel-Messungen (*.kdbx)

Dateiname	Beschreibung
GF200.kdbx	Datei enthält sämtliche LPM- und LSI-Messungen, die für diese Arbeit relevant waren. Die ermittelten Ergebnisse und Grafiken werden in den Kapiteln 2 und 3 verwendet