

Eigenmike und Ikosaeder-Lautsprecher

Protokoll aus Akustische Holographie und Holofonie LU

Martin Lindenbeck
Florian Muralter

Betreuung: Dr. Franz Zotter
Graz, Sommersemester 2017



institut für elektronische musik und akustik



Inhaltsverzeichnis

1. IEM-Produktionsstudio: Ambisonics-Dekodierverfahren	3
1.1. Sampling	4
1.2. AllRAD	4
1.3. Performance-Vergleich	6
1.3.1. Quantitativ	6
1.3.2. Qualitativ	8
2. mh acoustics Eigenmike®	9
2.1. Encoder	9
2.2. Holografische Filter	10
3. IKO - by IEM and sonible	13
3.1. Laser-Doppler-Vibrometer-Messung	14
3.1.1. Messung mit Multi-Exponential-Sweep	14
3.1.2. Messung mit dem LDV (Grundlagen)	15
3.1.3. Messaufbau	16
3.1.4. Messergebnis und Auswertung	17
3.2. Mikrofonsichel-Messung	19
3.2.1. Messaufbau	19
3.2.2. Messergebnis und Auswertung	19
4. Schlussfolgerung	22
5. Literatur	23
A. PD-Patches	24
B. Frequenz- und Impulsantworten aller LDV-Messungen.	27

1. IEM-Produktionsstudio: Ambisonics-Dekodierverfahren

Im Produktionsstudio des IEM ist eine 12-kanalige Lautsprecheranlage installiert, deren Boxen annähernd auf einer Sphäre an folgenden Positionen verteilt sind:

Lautsprecher l	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Azimuth φ [°]	0	30	90	150	-150	-90	-30	45	135	-135	-45	0
Elevation $\beta = 90^\circ - \vartheta$ [°]	0	0	0	0	0	0	0	0	30	30	30	90

Tabelle 1.1 – Lautsprecherpositionen des IEM Produktionsstudios in Kugelkoordinaten.

Im Rahmen der Laborübung wurden die Unterschiede zweier ambisonischer Panning-Verfahren untersucht, mittels derer Quellen auf der Sphäre positioniert und bewegt werden können. Von besonderem Interesse sind die Ambisonics-Dekoder, welche gemäß Abbildung 1.1 eingesetzt werden. Sie sind entscheidend für die „Qualität“ des Pannings.

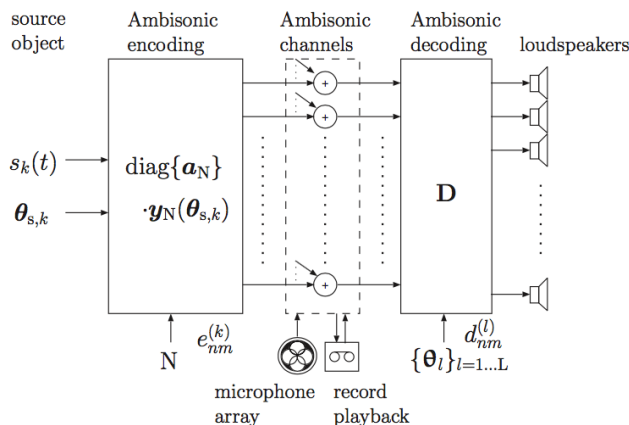


Abbildung 1.1 – Blockdiagramm mit Ambisonics Encoder und Decoder. Der Encoder verteilt Quellen auf die Ambisonics Kanäle, die Decodermatrix verteilt die Ambisonics-Kanäle auf die physischen Lautsprecher [ZF12].

Im Allgemeinen gilt folgende Vorschrift für die Ansteuerung von Kugellautsprecherarrays mit Ambisonics-Signalen [ZF12]:

$$\mathbf{g} = \mathbf{D} \cdot \text{diag}\{\mathbf{a}_N\} \cdot \mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_S). \quad (1)$$

Hierbei ist

- \mathbf{g} ... Ansteuerungsvektor
- \mathbf{D} ... Decodermatrix
- $\mathbf{a}_N = [a_n]_{n=0\dots N, m=-n\dots n}$... Vektor mit max- \mathbf{r}_E -Gewichten
- $\boldsymbol{\theta}_S$... Quellrichtungsvektor in Kugelkoordinaten
- $\mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_S) = [Y_n^m(\boldsymbol{\theta}_S)]_{n=0\dots N, m=-n\dots n}$... Encoding-Vektor in Quellrichtung

N	...	Ambisonics-Ordnung
\mathcal{P}_n	...	Legendre-Polynom n -ter Ordnung
$a_n = \mathcal{P}_n \left\{ \cos \left(\frac{139.7^\circ}{N + 1.51} \right) \right\}$...	max- \mathbf{r}_E -Gewichte zur Nebenkeulenunterdrückung
$Y_n^m(\boldsymbol{\theta})$...	Kugelflächenfunktionen (Grad m , Ordnung n)

1.1. Sampling

Für den Sampling-Decoder wurden die Kugelflächenfunktionen bis zur fünften¹ Ordnung direkt an den L Positionen der physischen Lautsprecher $\boldsymbol{\theta}_l$ ausgewertet [ZF12]:

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \sqrt{\frac{4\pi}{L}} \cdot \mathbf{Y}_N^T = \sqrt{\frac{4\pi}{L}} \cdot [\mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_1) \quad \cdots \quad \mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_l) \quad \cdots \quad \mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_L)]^T = \\ &= \sqrt{\frac{4\pi}{L}} \cdot \begin{bmatrix} Y_0^0(\boldsymbol{\theta}_1) & Y_1^{-1}(\boldsymbol{\theta}_1) & Y_1^0(\boldsymbol{\theta}_1) & Y_1^1(\boldsymbol{\theta}_1) & \cdots & Y_N^N(\boldsymbol{\theta}_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_0^0(\boldsymbol{\theta}_l) & Y_1^{-1}(\boldsymbol{\theta}_l) & Y_1^0(\boldsymbol{\theta}_l) & Y_1^1(\boldsymbol{\theta}_l) & \cdots & Y_N^N(\boldsymbol{\theta}_l) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_0^0(\boldsymbol{\theta}_L) & Y_1^{-1}(\boldsymbol{\theta}_L) & Y_1^0(\boldsymbol{\theta}_L) & Y_1^1(\boldsymbol{\theta}_L) & \cdots & Y_N^N(\boldsymbol{\theta}_L) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

Hierbei ist

$$Y_n^m(\boldsymbol{\theta}) = \sqrt{\frac{(2n+1)(2-\delta_{m,0})(n-|m|)!}{4\pi(n+|m|)!}} \cdot \mathcal{P}_n^{|m|}(\cos(\vartheta)) \cdot \begin{cases} \cos(m\varphi), & m \geq 0 \\ \sin(|m|\varphi), & m < 0 \end{cases},$$

die Kugelflächenfunktion für die Richtung $\boldsymbol{\theta}$, wobei \mathcal{P}_n^m die assoziierten Legendre-Polynome m -ten Grades und n -ter Ordnung sind.

Die Decoder-Matrix wurde in Matlab erzeugt und PD-kompatibel abgespeichert.

1.2. AIRRAD

Beim All-Round Ambisonics Decoder (AllRAD; siehe Abbildung 1.2) wird die Sphäre zuerst an den L_t virtuellen Lautsprecherpositionen (Labor: $L_t = 5200$) eines t -Designs [GP11] verlustfrei abgetastet. Die virtuellen Lautsprecher werden durch immer drei reale Lautsprecher erzeugt. Jedes reale Lautsprecher-Triplet spannt ein Dreieck der konvexen Hülle der Lautsprecheranordnung auf, jeder der virtuellen Lautsprecher liegt innerhalb eines dieser Dreiecke. Der virtuelle Lautsprecher wird dann mittels Vector Base Amplitude Panning (VBAP) erzeugt² [Pul97].

1. Bei Ambisonics fünfter Ordnung wird der Azimutwinkel in 30°-Schritten abgetastet, was genau dem Abstand der drei vorderen Lautsprecher entspricht. Basierend auf der Lautsprecheranzahl wäre Ambisonics bis zur dritten Ordnung ohne räumliches Aliasing möglich.

2. Räumliches Aliasing, also Signalverlust bei schlechter Abtastung, wird hier durch das VBAP verhindert.

Das beschriebene Vorgehen ist in Abbildung 1.3 nochmals dargestellt. Zur weiteren Verbesserung wurden zwei zusätzliche Lautsprecher für das VBAP eingefügt. Der Lautsprecher im Nadir wurde bei der Implementierung dann weggelassen, der auf der Rückseite auf seine vier Nachbarn „aufgeteilt“.

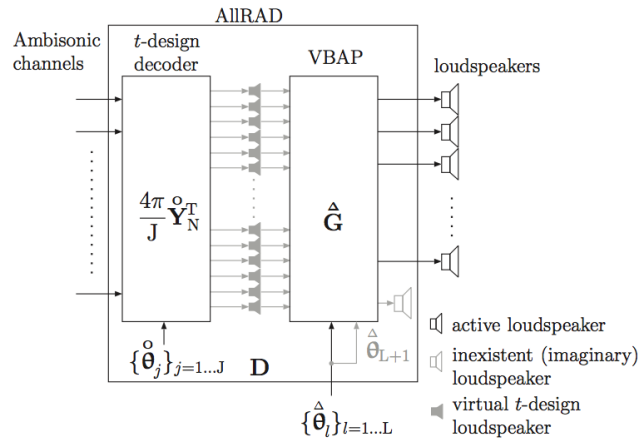


Abbildung 1.2 – Blockdiagramm des AllRAD-Decoders [ZF12].

Der AllRAD-Decoder errechnet sich somit gemäß folgender Gleichung [ZF12]:

$$D = \sqrt{\frac{4\pi}{L_t}} \cdot Y_N^T \cdot G. \tag{3}$$

Hierbei ist Y_N^T die Matrix mit den Kugelflächenfunktionen, an den Stellen der virtuellen Lautsprecher ausgewertet (vgl. Sampling-Decoder), und G die $L_t \times (N + 1)^2$ -dimensionale VBAP-Panning-Matrix.

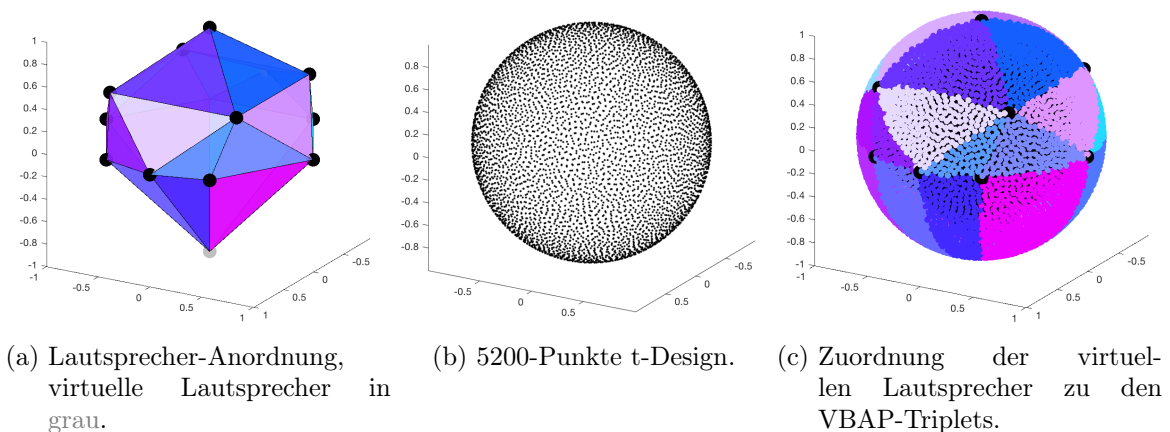


Abbildung 1.3 – AllRAD-Decoder für das IEM-Produktionsstudio.

Auch dieser Decoder wurde in Matlab erzeugt und PD-kompatibel abgespeichert.

1.3. Performance-Vergleich

Der erzeugte AllRAD-Decoder wurde einem Performance-Vergleich mit Vector Base Intensity Panning (VBIP) unterzogen, um dessen Stärken gegenüber bisherigen Panning-Strategien herauszuarbeiten.

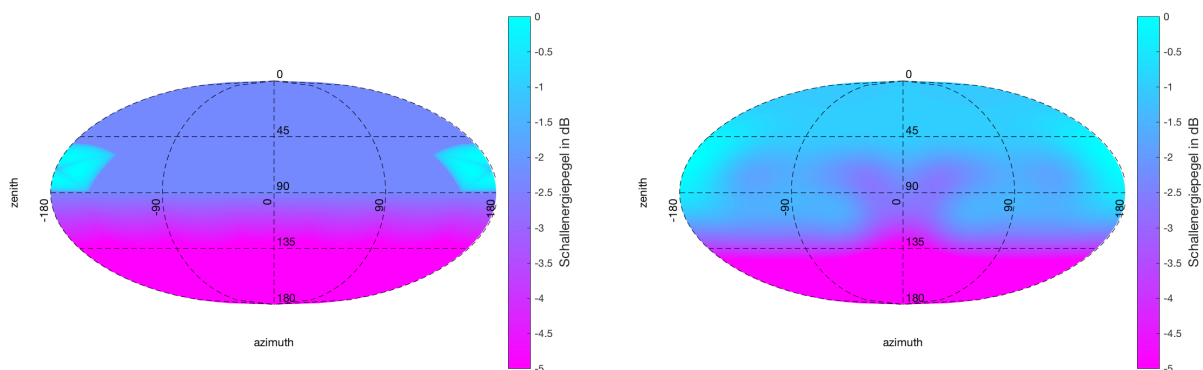
1.3.1. Quantitativ

Alle quantitativen Vergleichsgrößen werden im Paper von Zotter und Frank [ZF12] vorgeschlagen und beschrieben.

Schallenergiepegel. Abbildung 1.4 zeigt, dass die Energie in der oberen Hemisphäre durch das VBIP homogener verteilt wird. Allerdings sticht der Teil, in dem aus rechnerischen Gründen eine zusätzliche Quelle (Azimutwinkel $\pm 180^\circ$) eingefügt wurde, scharfkantig heraus. Dieser Teil passt sich beim AllRAD-Decoder fließender ins Gesamtbild ein, auch stellt er mehr Schallenergie bei Zenitwinkeln zwischen 90° und 135° bereit.

Berechnet wird der *normierte* Schallenergiepegel folgendermaßen:

$$L_E = \frac{\|\mathbf{g}\|^2}{\max\{\|\mathbf{g}\|^2\}}. \quad (4)$$



(a) VBIP.

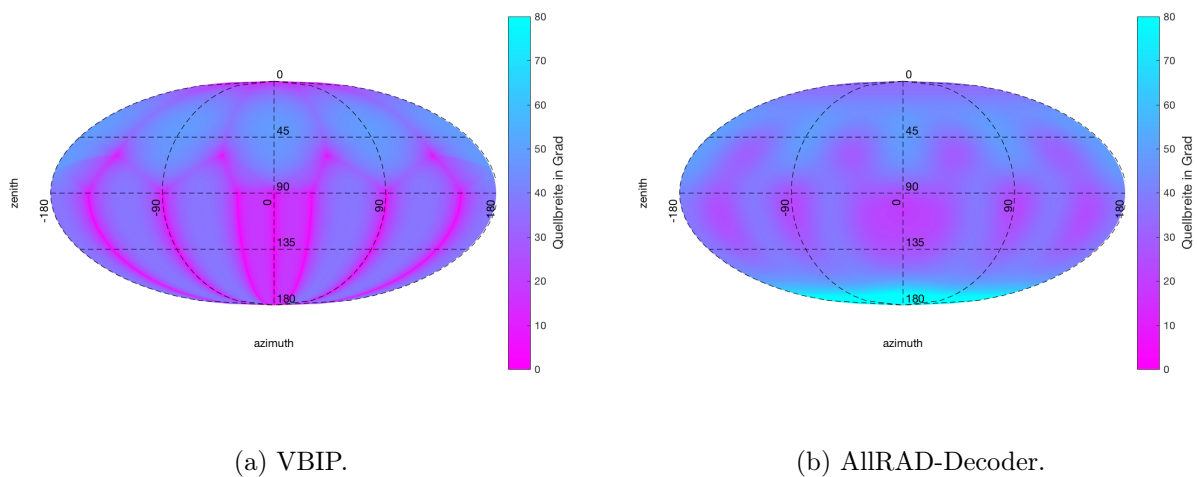
(b) AllRAD-Decoder.

Abbildung 1.4 – Schallenergiepegel im Vergleich.

Quellbreite. In Abbildung 1.5 ist ersichtlich, dass der AllRAD-Decoder wesentlich geringere Schwankungen in der Quellbreite aufweist, als das bei VBIP der Fall ist. Dessen Quellbreite bricht regelmäßig, z.B. an den Positionen der physischen Lautsprecher, komplett ein. Das heißt, man hört dann ein Mono-Signal.

In der deutlich homogenen Quellbreite liegt die große Stärke des AllRAD-Decoders, berechnet wird sie wie folgt:

$$\sigma_E = \frac{5}{4} \cdot \frac{180^\circ}{\pi} \cdot \arccos \|\mathbf{r}_E\|. \quad (5)$$



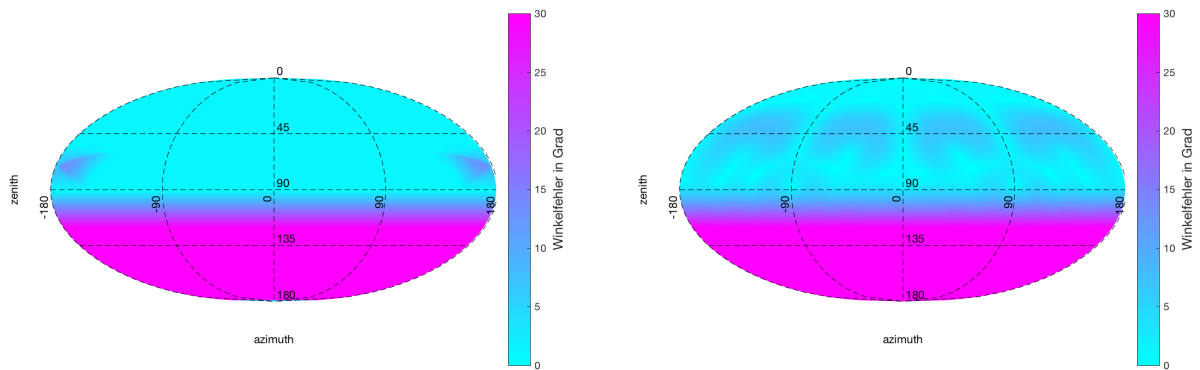
(a) VBIP.

(b) AllRAD-Decoder.

Abbildung 1.5 – Anguläre Quellbreite im Vergleich.

Winkelfehler. Hier zeigt sich in Abbildung 1.6 ein ähnliches Bild wie zuerst beim Schallenergiepegel. Bei VBIP beträgt der Fehler auf der gesamten oberen Hemisphäre, ausgenommen im Bereich des zusätzlich eingefügten Lautsprechers, Null. Der AllRAD-Decoder weist hier eine geringere Homogenität auf, der Fehler auf der oberen Hemisphäre beträgt im Allgemeinen jedoch weniger als 10° .

Zusammenfassung. Aufgrund der deutlich besseren Performance bezüglich der Homogenität der Quellbreite ist im Allgemeinen der AllRAD-Decoder VBIP vorzuziehen.



(a) VBAP-Decoder.

(b) AllRAD-Decoder.

Abbildung 1.6 – Winkelfehler des \mathbf{r}_E -Vektors im Vergleich.

1.3.2. Qualitativ

Die in Matlab erzeugten Dekoder-Matrizen wurden in einen PD-Patch (Abbildung A.1) eingebunden und die Unterschiede mittels rosa Rauschen und festgelegten Panning-Trajektorien auralisiert.

Die Teilnehmer der Laborübung stimmten darin überein, dass das homogenere Panning bei Verwendung des AllRAD-Decoders deutlich hörbar war. Weitere, genauer quantifizierbare Messungen der hörbaren Unterschiede wurden nicht durchgeführt.

2. mh acoustics Eigenmike®

Das Eigenmike (siehe Abbildung 2.1) ist ein sphärisches Mikrofonarray, bestehend aus 32 Mikrofonkapseln. Der Radius des Arrays beträgt $R = 0.042m$.

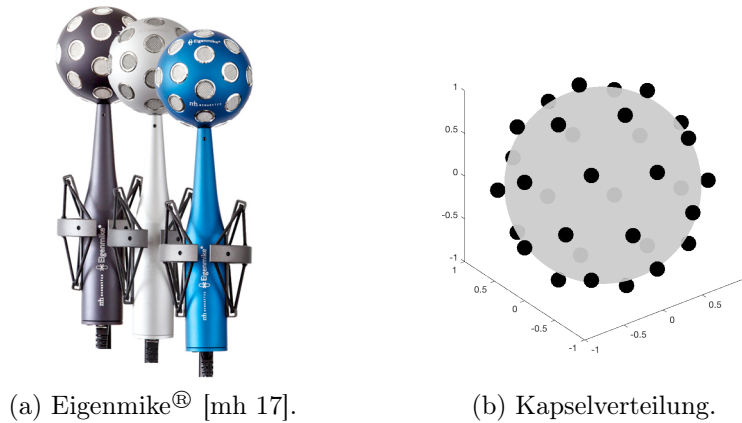


Abbildung 2.1 – Das Eigenmike®.

Im Rahmen der Laborübung wurde zuerst das Laborsignal enkodiert. Im Anschluss wurden holografische Filter nach einem im Vergleich zur Laborübung des Vorjahres [EFWZ16] modifizierten Verfahren erstellt.

2.1. Encoder

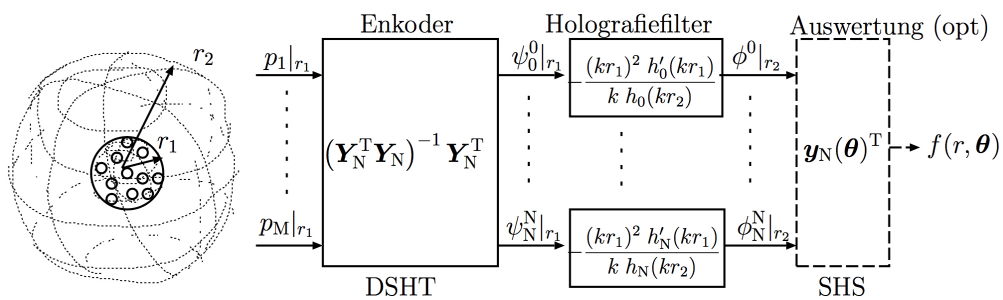


Abbildung 2.2 – Holografie: Quellstärkeverteilung bei Einstrahlung mit fester Mikrofonkugel [Zot16].

Zunächst soll der Encoder gemäß Abbildung 2.2 implementiert werden. Die Encodermatrix \mathbf{E} entsteht mit der Pseudo-Inversen \mathbf{Y}_N^\dagger wie folgt:

$$\mathbf{E} = \text{diag}\{\mathbf{a}_N\} \cdot \mathbf{Y}_N^\dagger = \text{diag}\{\mathbf{a}_N\} \cdot (\mathbf{Y}_N^T \mathbf{Y}_N)^{-1} \mathbf{Y}_N^T \quad (6)$$

Hierbei sind

$\mathbf{a}_N = [a_n]_{n=0\dots N, m=-n\dots n}$...	Vektor mit Gewichtungsfaktoren,
$a_n = \frac{1}{\sqrt{2n+1}}$...	Gewichtung der Spherical Harmonics Ordnungen,
$\mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_l) = [Y_n^m(\boldsymbol{\theta}_l)]_{n=0\dots N, m=-n\dots n}$...	Encoding-Vektor in Kaspelrichtung,
$Y_n^m(\boldsymbol{\theta}_l)$...	Kugelflächenfunktionen (Grad m , Ordnung n),
$\boldsymbol{\theta}_l$...	Richtungsvektor in einer Mikrofonkapsel,

$\mathbf{Y}_N^T = [\mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_1) \cdots \mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_l) \cdots \mathbf{y}_N(\boldsymbol{\theta}_L)]^T$ ist die Spherical Harmonics-Matrix, ausgewertet an den $L = 32$ Orten der Mikrofonkapseln und bis zur Ordnung

$$N = \max\{k \in \mathbb{Z} \mid k \leq \sqrt{L} - 1\}. \quad (7)$$

Die Encodermatrix wurde für ein VST-Plugin verwendet, um Eigenmike-Signale mit der Software REAPER über das bereits in Kapitel 1 beschriebene Lautsprecherarray des Produktionsstudios abspielen zu können.

2.2. Holografische Filter

Um das Abspielen von Eigenmike-Signalen auch in größeren Entfernungen (Fernfeld) zu ermöglichen, wurden sog. holografische Filter $H_n(f)$ implementiert.

Diese Filter verhindern durch eine Aufteilung der einzelnen Ordnungen in Frequenzbänder, dass es zu einer starken Bassanhebung, insbesondere bei höheren Ambisonics-Ordnungen kommt. Dadurch wird vermieden, dass niederfrequente Fehler der einzelnen Mikrofone verstärkt werden und deshalb Klangqualität und Richtungsabbildung leiden [Lö13].

Im Allgemeinen gilt für die sphärischen Wellenspektren von Schalldruck und Schallschnelle [Lö14]

$$\psi_{nm}(kr) = b_{nm}j_n(kr) + c_{nm}h_n(kr), \quad (8)$$

$$\nu_{nm}(kr) = \frac{i}{\rho_0 c} [b_{nm}j'_n(kr) + c_{nm}h'_n(kr)], \quad (9)$$

wobei $j_n(kr)$ die sphärischen Bessel-Funktionen, $h_n(kr)$ die sphärischen Hankel-Funktionen und $j'_n(kr)$ bzw. $h'_n(kr)$ deren erste Ableitungen bezeichnet.

Da die Oberfläche des Eigenmike schallhart ist, ergibt sich für die radiale Schallschnelle am Mikrofonarrayradius R folgende Randbedingung:

$$\nu_{nm}(kR) = 0. \quad (10)$$

Mit Hilfe dieser Randbedingung, der Wronski-Determinante für sphärische Bessel-Funktionen und durch Einsetzen erhält man folgende **Quellstärkeverteilung** (Radius r_q)

$$\phi_{nm} = \frac{(kR)^2 \cdot h'_n(kR)}{h_n(kr_q)} \cdot \psi_{nm}. \quad (11)$$

Für das Fernfeld ($r_q \rightarrow \infty$) kann eine Approximation durchgeführt werden und man erhält das ideale holografische Filter:

$$\phi_{nm} = \underbrace{(kR)^2 \cdot h'_n(kR)}_{H_{ideal,n}(f)} \cdot (-i)^{n+1} \cdot \psi_{nm}. \quad (12)$$

Da Aufgrund der Verwendung der sphärischen Hankel-Funktionen der Amplitudengang der idealen holografischen Filter zu niedrigen Frequenzen hin stark ansteigt, wurden spezielle Bandpässe zur Kompensation eingesetzt. Hierbei wurde ein anderer Ansatz als im Labor des vorigen Studienjahrs [EFWZ16] verwendet.

Die Grenzfrequenzen stehen im Zusammenhang mit der Ordnung der Spherical Harmonics, um dem Anstieg von 20 dB pro Dekade entgegenzuwirken. Zuvor wurden statt Bandpässen Hochpässe verwendet, denen ordnungsabhängige Grenzfrequenzen zugeordnet waren [EFWZ16]:

Ordnung n	0	1	2	3	4
Grenzfrequenz $f_{c,n}$	20	70	500	1500	2700

Tabelle 2.1 – Hochpässe: Grenzfrequenzen

Für die Berechnung der Bandpässe werden nun jeweils zwei benachbarte Grenzfrequenzen gemäß folgender Gleichung kombiniert:

$$H_{BP,n}(f) = \frac{\left(\frac{f}{f_{c,n}}\right)^{n+1}}{1 + \left(\frac{f}{f_{c,n}}\right)^{n+1}} \cdot \begin{cases} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{c,n+1}}\right)^{n+2}} & n \leq 3 \\ 1, & n = 4 \end{cases} \quad (13)$$

Zudem werden ordnungsabhängige max- r_E Gewichte in jedem Frequenzband verwendet:

$$a_n = \mathcal{P}_n \left\{ \cos \left(\frac{139.7^\circ}{N + 1.51} \right) \right\}. \quad (14)$$

Daraus errechnen sich holografischen Filter für die einzelnen Ordnungen der Spherical Harmonics folgendermaßen:

$$H_n(f) = H_{BP,n}(f) \cdot \sum_{m=0}^n a_m \cdot H_{ideal,m}(f). \quad (15)$$

Abbildung 2.3 zeigt die zugehörigen Amplitudengänge der Holografiefilter.

Die Impulsantworten dieser Filter

$$h_n(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H_n(f)\} \quad (16)$$

wurden als .wav-Dateien gespeichert und ebenfalls in REAPER für die Wiedergabe der Eigenmike-Signale verwendet.

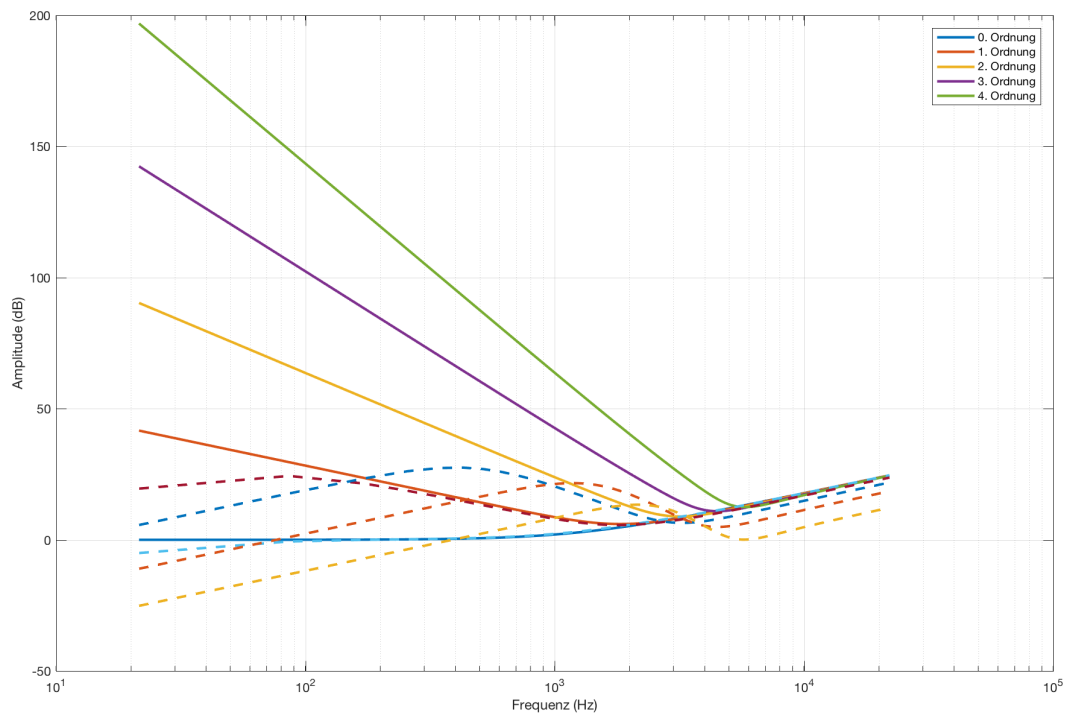


Abbildung 2.3 – *Durchgezogenen*: Ideale Radialfilter für das Eigenmike. *Strichliert*: Bandpassgefilterte Radialfilter zur Kompensation des Bass Boosts bei niedrigen Frequenzen.

3. IKO - by IEM and sonible

Unter der Abkürzung IKO versteht man einen Ikosaeder-Lautsprecher, der am IEM (Institut für elektronische Musik) der Kunstuniversität Graz entwickelt wurde. Die in dieser Arbeit verwendete, überarbeitete Version des IKO wurde von der Firma Sonible GmbH entworfen. Es handelt sich hierbei um einen Prototypen mit kleineren Außenabmessungen.

Ein Ikosaeder-Lautsprecher ist ein Lautsprecherarray bestehend aus 20 Lautsprechern, die sich jeweils im Zentrum einer der 20 Flächen des größten platonischen Körpers (Ikosaeder) befinden.

Der IKO-Prototyp wurde mit 2 verschiedenen Technologien auf sein Übertragungsverhalten untersucht:

- Laser-Doppler-Vibrometermessung
- Mikrofonsichel-Messung

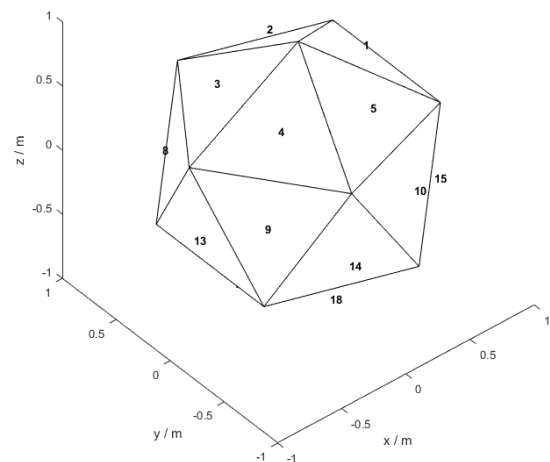
Zur Vermessung des Übertragungsverhaltens eines MIMO-Systems (Multiple Input Multiple Output) stehen verschiedenste Methoden zur Verfügung. In beiden Fällen (LDV, Mikrofonsichel) wurde als Anregungssignal ein Multi-Exponential-Sweep verwendet.

Der IKO 5“- Prototyp by sonible

Im Vergleich zum Vorgängermodell des IKO wurden bei dem hier verwendeten Prototypen 5“ Lautsprecher-Chassis verbaut, um so eine Reduktion der Außenabmessungen zu erreichen. Die 20 Breitbandlautsprecher wurden wie in Abbildung 3.1 gezeigt durchnummeriert.



(a) Der IKO in Aktion [Son17].



(b) Lautsprechernummerierung des IKO.

Abbildung 3.1 – Der IKO by sonible and IEM.

Der IKO wird von einem eigens für diesen entwickelten Verstärker (d:24 by sonible) angespielt.

3.1. Laser-Doppler-Vibrometer-Messung

3.1.1. Messung mit Multi-Exponential-Sweep

Die Vorteile einer Anregung mittels Multi-Exponential-Sweeps liegen darin, dass die Erzeugung des Signals relativ einfach ist und zusätzlich mit dieser Methode harmonische Verzerrungen sehr leicht erkannt werden können.

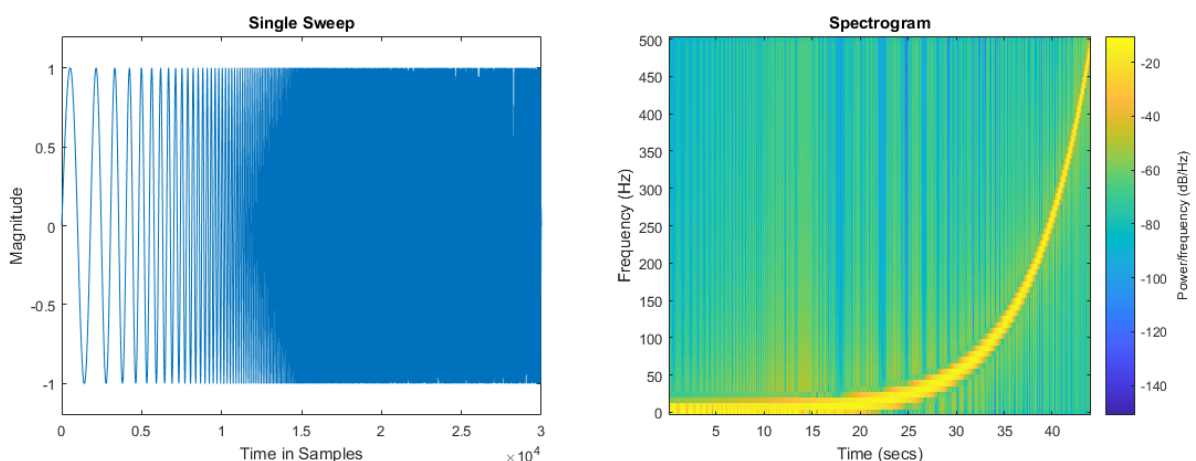
Das verwendete Signal wurde in MATLAB erzeugt. Die Momentanfrequenz ist beschrieben durch:

$$\omega(t) = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^{\frac{t}{T}} \cdot \omega_1 = ce^{bt}. \quad (17)$$

Durch eine Basis-Transformation ($h^g = e^{g \ln h}$) und die Berechnung des Phasenwinkels aus der Momentanfrequenz mit $\phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt$ kann der Sinus-Sweep (zeitdiskret) wie folgt in MATLAB erzeugt werden. [Zot17]

$$s[n] = \sin \frac{\omega_0(N-1)}{\ln \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} \right)} \left(e^{\frac{n}{N-1} \ln \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} \right)} - 1 \right) \quad (18)$$

ω_0		Startfrequenz
ω_1		Endfrequenz
N		Sweepdauer (in Samples)



(a) Zeitbereichsdarstellung.

(b) Spektrogramm..

Abbildung 3.2 – Single-Exponential-Sweep.

Um die Zeitdauer des Messvorgangs zu verkürzen, wurde die von Majdak et al. [WGL09] vorgeschlagene Methode des Multi-Exponential-Sweeps verwendet. Hierbei werden Einzelsweeps überlappend zu einem Multi-Exponential-Sweep verschachtelt. Die resultierende *.wav-Datei beinhaltet somit die Einzelsweeps zur Ansteuerung des jeweiligen Lautsprechers. Zeitlich aufeinanderfolgende Sweeps sind überlappend.

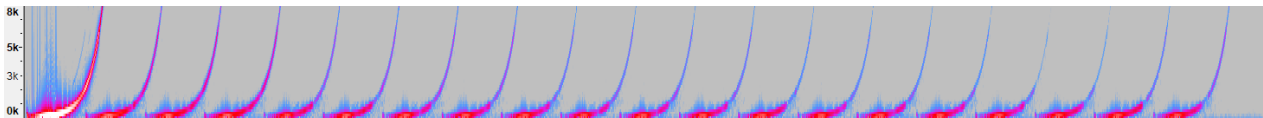


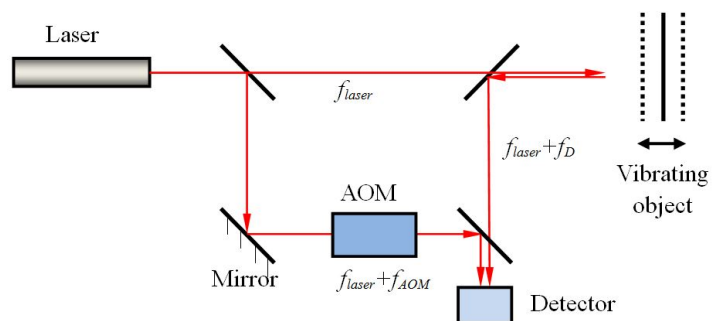
Abbildung 3.3 – Spektrogramm des Multi-Exponential-Sweeps.

3.1.2. Messung mit dem LDV (Grundlagen)

Das Laser-Doppler-Vibrometer ist ein Messgerät zur Bestimmung der Amplitude und der Frequenz einer mechanischen Schwingung. Es könnte auch als Zwei-Strahl-Laser-Interferometer bezeichnet werden. Das zugrundeliegende physikalische Prinzip ist der Doppler-Effekt. Der auf das zu vermessende Objekt gerichtete Laserstrahl wird auf Grund dieses Phänomens je nach Frequenz und Amplitude der mechanischen Schwingung verschieden gestreut. Unter Verwendung des ursprünglichen Strahls als Referenz kann nun die Schwingung dargestellt werden.



(a) Laser-Doppler-Vibrometer.



(b) Schematische Darstellung der Funktionsweise [Hol17].

Abbildung 3.4 – Polytec PDV 100.

Ein großer Vorteil dieser Messmethode bei elektroakustischen Aufbauten ist die Irrelevanz des Raumes. Einflüsse durch Reflexionen können ausgeschlossen werden. Für die Verwendung des LDVs zur Messung der Schwingung der Membran musste zusätzlich ein gut reflektierender Punkt in der Mitte dieser angebracht werden (Abbildung 3.5). Auch muss darauf geachtet werden, dass das Messobjekt sowie das Messgerät sich in absoluter Ruhe befinden. Kleinste Abweichungen und Schwankungen können im Messsignal (Spektrogramm-Darstellung) als zusätzliche Peaks erkannt werden und die jeweilige Messung muss erneut durchgeführt werden.



Abbildung 3.5 – Reflektierender Punkt inmitten der Membran.

3.1.3. Messaufbau

Die Messung wurde mittels PD-Patch gesteuert. Das am Interface DA-gewandelte Signal wurde über den eigens für den IKO entwickelten Verstärker (by sonible) an das Lautsprecherarray weitergeleitet. Die Schnelle der Membran bei Wiedergabe des Signals wurde durch das LDV registriert, in die digitale Domäne zurückgewandelt und unter Zuhilfenahme desselben PD-Patches als Audiodatei (*.wav) gespeichert. Abbildung 3.6 zeigt das Blockschaltbild des Messaufbaus.

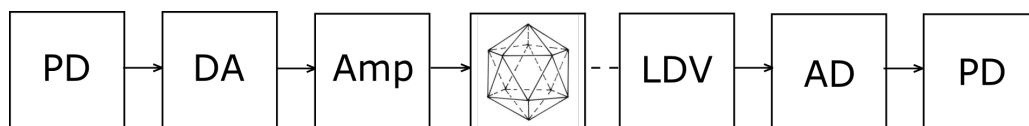


Abbildung 3.6 – Blockdiagramm des Messaufbaus.



Abbildung 3.7 – Messaufbau.

3.1.4. Messergebnis und Auswertung

Entfaltung

Die Übertragungsfunktion eines Systems ist definiert als:

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}. \quad (19)$$

Die hier verwendeten Signale $Y(j\omega)$ und $X(j\omega)$ entsprechen den Fourier-Transformierten des Ausgangs- und Eingangssignals. Somit kann man, um die Übertragungsfunktion und darauf folgend die Impulsantwort zu erhalten, die beiden Signale im Frequenzbereich dividieren, um sie anschließend zurück zu transformieren

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{\mathcal{F}\{y(t)\}}{\mathcal{F}\{x(t)\}} \right\}. \quad (20)$$

Die Länge der FFT wird aus der Länge des Ausgangssignals berechnet, um Aliasing zu vermeiden. Die erhaltenen Impulsantworten werden anschließend auf die minimal relevante Länge gekürzt und in einer Übertragungsmatrix CTMtx (Crosstalk Transfer Matrix) gespeichert [Zot17]

$$\text{CTMtx} : \left[\begin{array}{ccc} \text{Länge (Samples)} & & \text{LS gemessen} \\ \underbrace{4096} & \times & \underbrace{20} \\ & \text{LS angesteuert} & \end{array} \right]. \quad (21)$$

Bei der Auswertung der Ergebnisse der Entfaltung konnte eine Zeitverschiebung der Impulsantworten verschiedener Messungen festgestellt werden. Diese Verschiebung ist auf die nicht genau synchron arbeitenden AD- und DA-Wandler zurückzuführen, konnte aber durch eine Adaption in MATLAB so behoben werden, dass alle Maxima an derselben Stelle liegen (n=650 Samples).

Spektrogramm

Zur Evaluierung der Messung und um etwaige Einflüsse durch Bodenvibrationen, ungenaue Positionierung des Lasers auf dem reflektierenden Punkt und Eigenschwingungen der Verankerung des Lautsprecherarrays zu vermeiden, wurden die jeweiligen Messungen mit Hilfe des AUDACITY Spektrogramm Tools auf ihre Qualität untersucht und somit entschieden, ob das Messergebnis die gewünschte Qualität hat oder ob erneut gemessen werden muss.

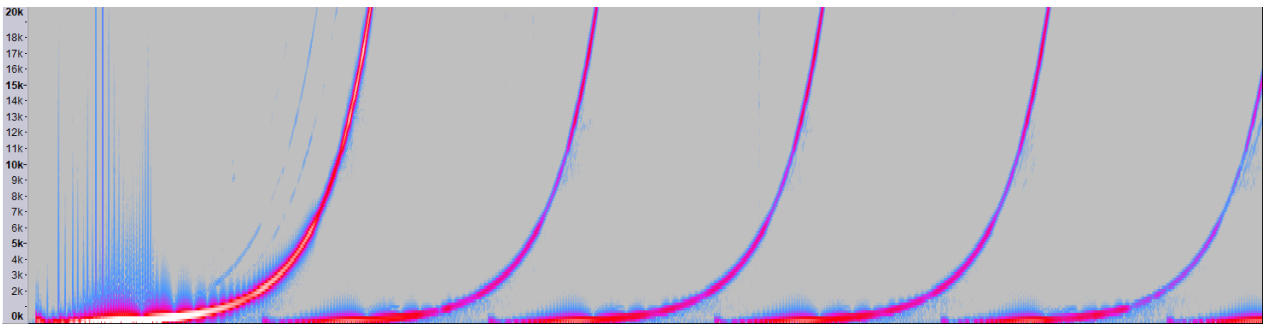


Abbildung 3.8 – Ausschnitt eines Spektrogramms in AUDACITY.

Auswertung

Durch die Visualisierung der Impulsantworten für die unterschiedlichen Lautsprecher und Anregungen im Frequenzbereich können Schlüsse auf das Mitschwingen der Membranen in Relation zu ihren Abstandsklassen [EFWZ16] oder Winkelklassen [Ker10] getätigt werden.

Bei Darstellung der jeweils direkt angespielten Lautsprecher ergibt sich folgendes Muster:

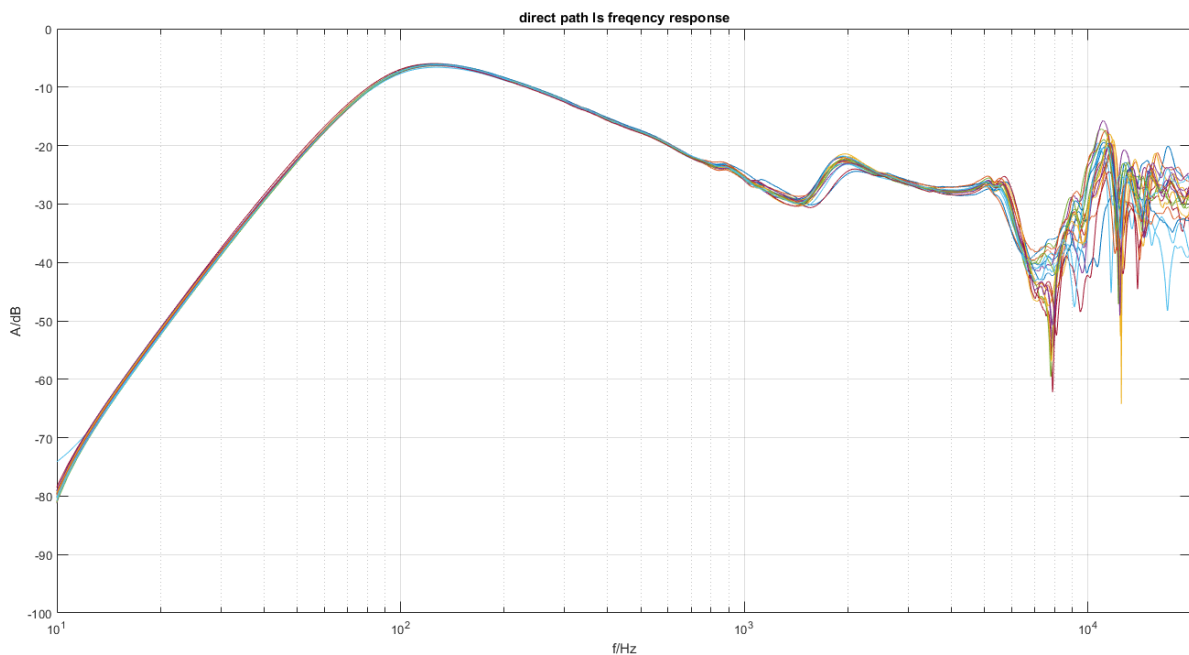


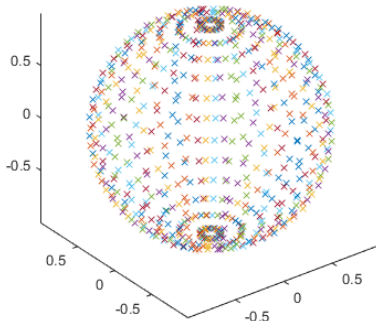
Abbildung 3.9 – Frequenzantworten der direkt angespielten Lautsprecher.

3.2. Mikrofonichel-Messung

3.2.1. Messaufbau

Auch die Messung mit der Mikrofonichel wurde mit einem Multi-Exponential-Sweep nach dem Prinzip aus Kapitel Referenz durchgeführt.

Die Ansteuerung wurde, wie bei der LDV-Messung mittels eines PD-Patch vollzogen. Gemessen wurde mit 18 Mikrofonen, die in 10°-Schritten von 10 bis 170 Grad (Polarwinkel) an einer Holzichel angebracht wurden. (Abbildung 3.10) Der IKO wurde für diese Messung auf einem Drehteller positioniert sodass sich durch Messung an 36 Winkelpositionen (0° bis 350° in 10° Schritten) folgender Raster der Messpositionen auf einer Kugel ergibt.



(a) Visualisierung der Messpositionen



(b) Mikrofonichel (hier: Messung mit Cubelet)

Abbildung 3.10 – Sichelmessung am Akustikmessplatz des IEM.

Die aufgenommenen Signale wurden mit PD aufgezeichnet und pro Winkelposition in einem 18-Spur (Anzahl der Mikrofone) Audiofile (*.wav-Datei) gespeichert.

3.2.2. Messergebnis und Auswertung

Entfalten

Dem Entfalten durch Division mit dem Anregungssignal liegt das gleiche Prinzip wie in Kapitel 3.1 zu Grunde. Zusätzlich müssen jedoch noch die Mikrofone kalibriert werden. Hierbei wird das jeweilige Mikrofonensignal mit einem normalisierenden Faktor, der zuvor durch eine Kalibrierungsmessung ermittelt wurde, multipliziert. Weiters ergibt sich durch die Länge der Impulsantwort (Samples), die Anzahl der Lautsprecher, die Anzahl der Mikrofone und die Anzahl der Winkelpositionen eine zusätzliche vierte Dimension für die zu speichernde Übertragungsmatrix

$$H : \left[\begin{array}{cccc} \text{Länge (Samples)} & & \# \text{ Mikrofone} & \\ \underbrace{4096} & \times & \underbrace{18} & \times & \underbrace{36} \\ & & \# \text{ Lautsprecher} & & \text{Winkelpositionen} \end{array} \right]. \quad (22)$$

Um das entsprechende Format zur Verwendung der Übertragungsmatrix als Input der Balloon Holo GUI zu erhalten, wird die Matrix aus Gleichung 22 als Matrix `hall.mat` mit folgenden Parametern gespeichert:

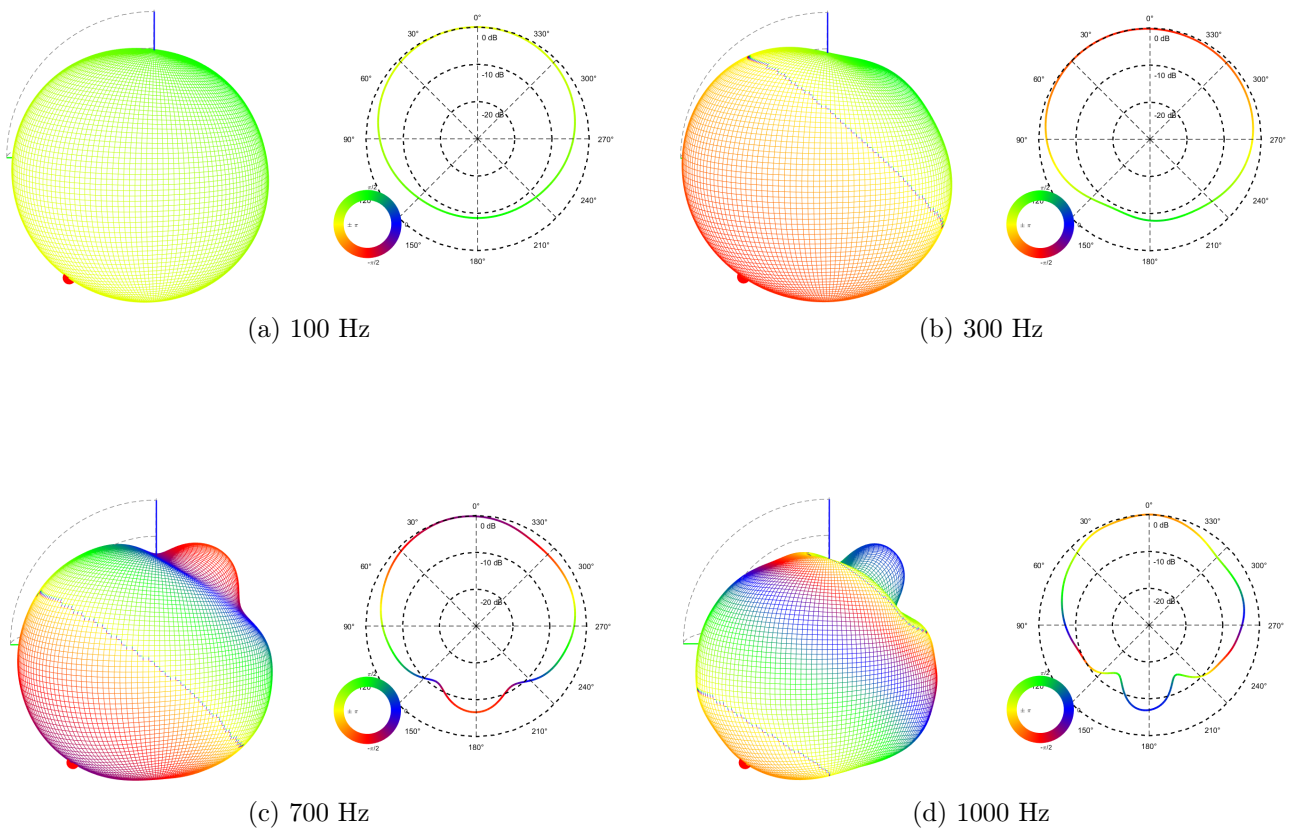
H	Matrix aus Gleichung 22
fs	Samplingfrequenz
ls_zenith_azimuth	Lautsprecherpositionen (Winkel in Grad)
mic_zenith_azimuth	Mikrofonpositionen (Winkel in Grad)
prefix	Name des Unterordners in dem H gespeichert ist

Tabelle 3.1 – Eigenschaften der Matrix `hall.mat`

Die Polar- und Azimuthwinkel der Lautsprecher- und Mikrofonpositionen wurden unter Zuhilfenahme der Funktionen `meshgrid` und `platoic_grids` in MATLAB erzeugt.

Zur Darstellung der Richtcharakteristik je Lautsprecher wurde eine bereits vorhandene MATLAB-GUI verwendet. Diese ermöglicht es, einen Ballon-Plot und einen zusätzlichen 2D-Plot eines Schnitts durch das Richtmuster zu erzeugen.

Die folgenden Abbildungen sind Darstellungen des Richtmusters des 17ten Lautsprechers dessen Position am IKO aus Abbildung 3.1 ersichtlich ist. Zur besseren Visualisierung wurden markante Frequenzen ausgewählt, der Schnittwinkel ist durch den roten Punkt im Balloon-Plot erkennbar.



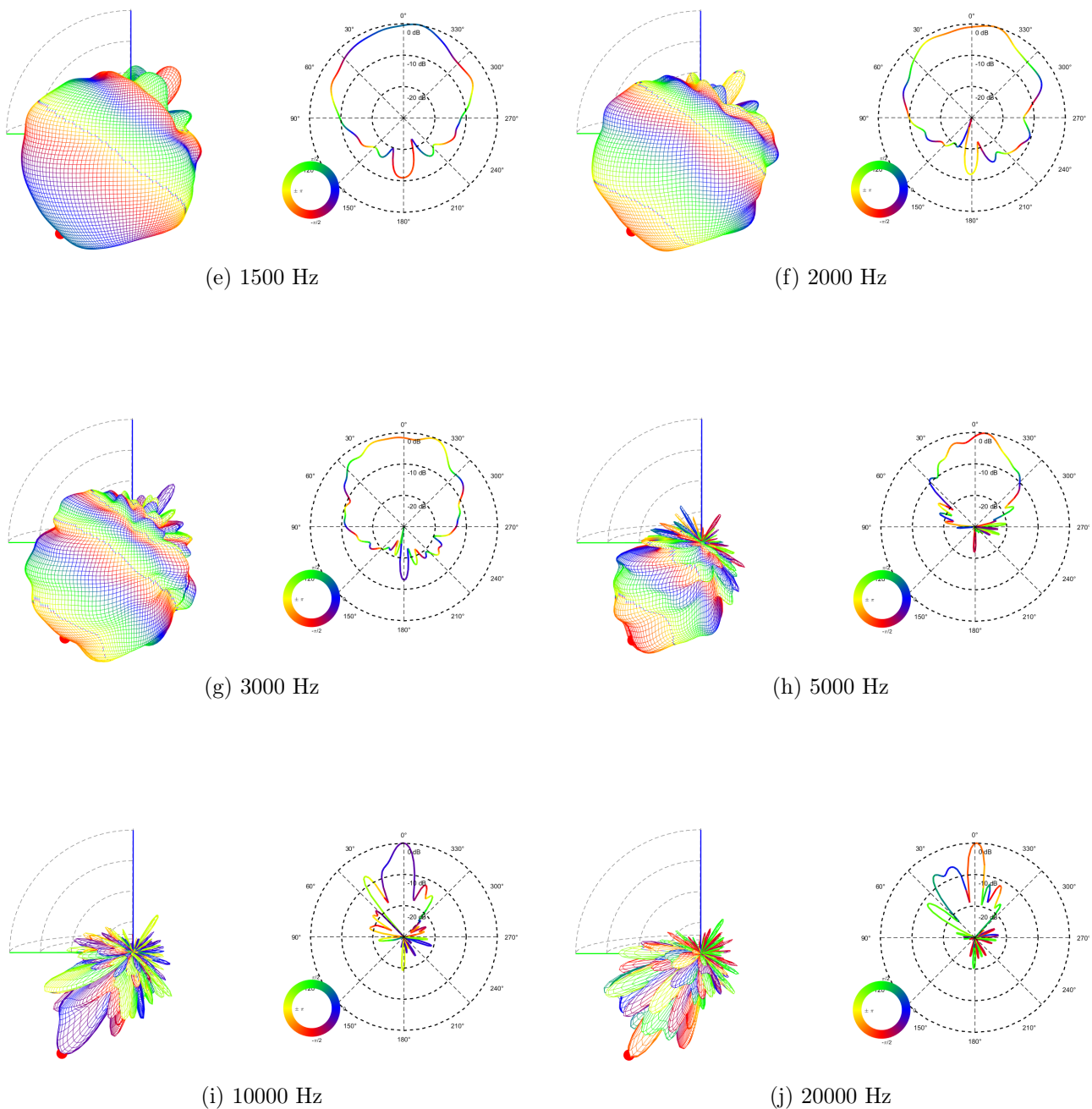


Abbildung 3.10 – Balloon-Holo-Plot der Mikrofonhülle-Messung an ausgewählten Frequenzen.

Die Richtcharakteristik des Lautsprechers ändert sich mit der Frequenz. Bereits ab 100 Hz kommt es zu einer deutlichen Bündelung (10 dB Dämpfung nach hinten). Ab einer Frequenz von ca. 1 kHz beginnt das Richtmuster von seiner idealisierten Form (Niere, Superniere) abzuweichen und leichte Einbuchtungen sowie Asymmetrien aufzuweisen, die ab 3 kHz sehr deutlich werden (räumliches Aliasing). Dennoch kann auch bei höheren Frequenzen (über 5 kHz) noch die gewünschte, off-axis gelegene Zielrichtung erkannt werden.

4. Schlussfolgerung

Im Rahmen der Laborübung wurden zwei verschiedene Decoder (Sampling und AllRAD) für das Lautsprecherarray im IEM Produktionsstudio entworfen. Der AllRAD-Decoder wurde zudem einem quantitativen und qualitativen Vergleich mit einem herkömmlichen VBAP-Decoder unterzogen. Dieser zeigte die Stärken der AllRAD-Decodierung.

Zudem wurde die Funktionsweise von Enkodierfiltern für das Eigenmike und deren stabile, rausch- sowie nebenkeulenarme Umsetzung erarbeitet und im Gegensatz zu vorhergehenden Arbeiten mit einer einfachen, linearphasigen Filterbank umgesetzt.

Um das Übertragungsverhalten zweier verschiedener 3D-Lautsprecher-Arrays zu bestimmen, wurden diese mittels Mikrofonsichel- und Laser-Doppler-Vibrometermessung vermessen. Es wurde der neu konstruierte Würfellausprecher und der neu entwickelte Prototyp des IKO (by sonible) untersucht. Die zur Messung notwendigen theoretischen Grundlagen wurden erarbeitet, die Ansteuerung und Messung wurde mittels eines PD-Patches durchgeführt und die Auswertung in unterschiedlichen MATLAB-Scripts erarbeitet.

5. Literatur

- [EFWZ16] K. Enge, E. Frauscher, K. Wegler, and F. Zagala, “Akustische Holographie und Holophonie, LU,” summer term 2016, supervision: Dr. Franz Zotter.
- [GP11] M. Gräf and D. Potts, “On the computation of spherical designs by a new optimization approach based on fast spherical fourier transforms,” *Numer. Math.*, vol. 119, 2011. [Online]. Available: <http://homepage.univie.ac.at/manuel.graef/quadrature.php>
- [Hol17] HoloBright High Quality Optomechanronics Systems and Sensors. (2017) Research. [Online]. Available: <http://www.holobright.com/research>
- [Ker10] M. Kerscher, “Compact spherical loudspeaker array for variable sound-radiation,” 2010.
- [Lö13] S. Lösler, “Schallfeldspezifische entzerrung bei radialfiltern begrenzter dynamik für das eigenmike,” Toningenieur-Projekt, Institut für Elektronische Musik und Akustik, Universität für Musik und Darstellende Kunst Graz, 2013.
- [Lö14] —, “MIMO-Rekursivfilter für Kugelarrays,” Master’s thesis, Institut für Elektronische Musik und Akustik, Universität für Musik und Darstellende Kunst Graz, 2014.
- [mh 17] mh acoustics LLC. (2017) Eigenmike[®] Microphone. [Online]. Available: <https://mhacoustics.com/products>
- [Pul97] V. Pulkki, “Virtual Sound Source Positioning Using Vector Base Amplitude Panning,” in *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 45, no. 6, June 1997, pp. 456–466.
- [Son17] Sonible GmbH. (2017) Iko by sonible. [Online]. Available: <http://iko.sonible.com>
- [WGL09] S. Weinzierl, A. Giese, and A. Lindau, “Generalized multiple sweep measurement,” in *Audio Engineering Society Convention 126*. Audio Engineering Society, 2009.
- [ZF12] F. Zotter and M. Frank, “All-Round Ambisonic Panning and Decoding,” *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 60, no. 10, pp. 807–820, 2012.
- [Zot16] F. Zotter, *Akustische Holophonie und Holografie*. Institute of Electronic Music and Acoustics, University of Music and Performing Arts, Graz, January 2016.
- [Zot17] —, “Multiple exponential sweep essentials,” 2017.

A. PD-Patches

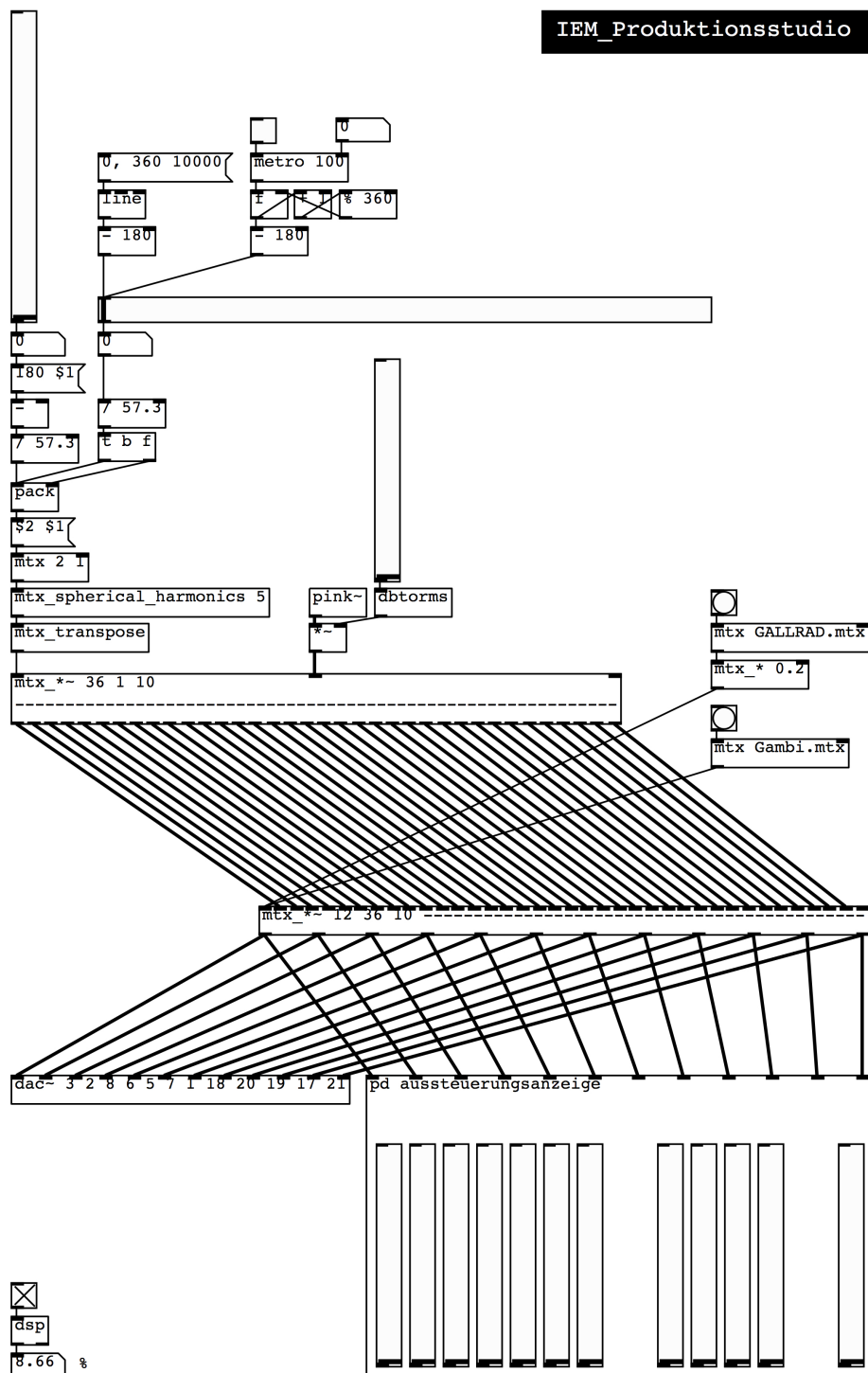


Abbildung A.1 – PD-Patch: Ambisonics-Panning (5. Ordnung) mit Sampling- und AllRAD-Decoder.

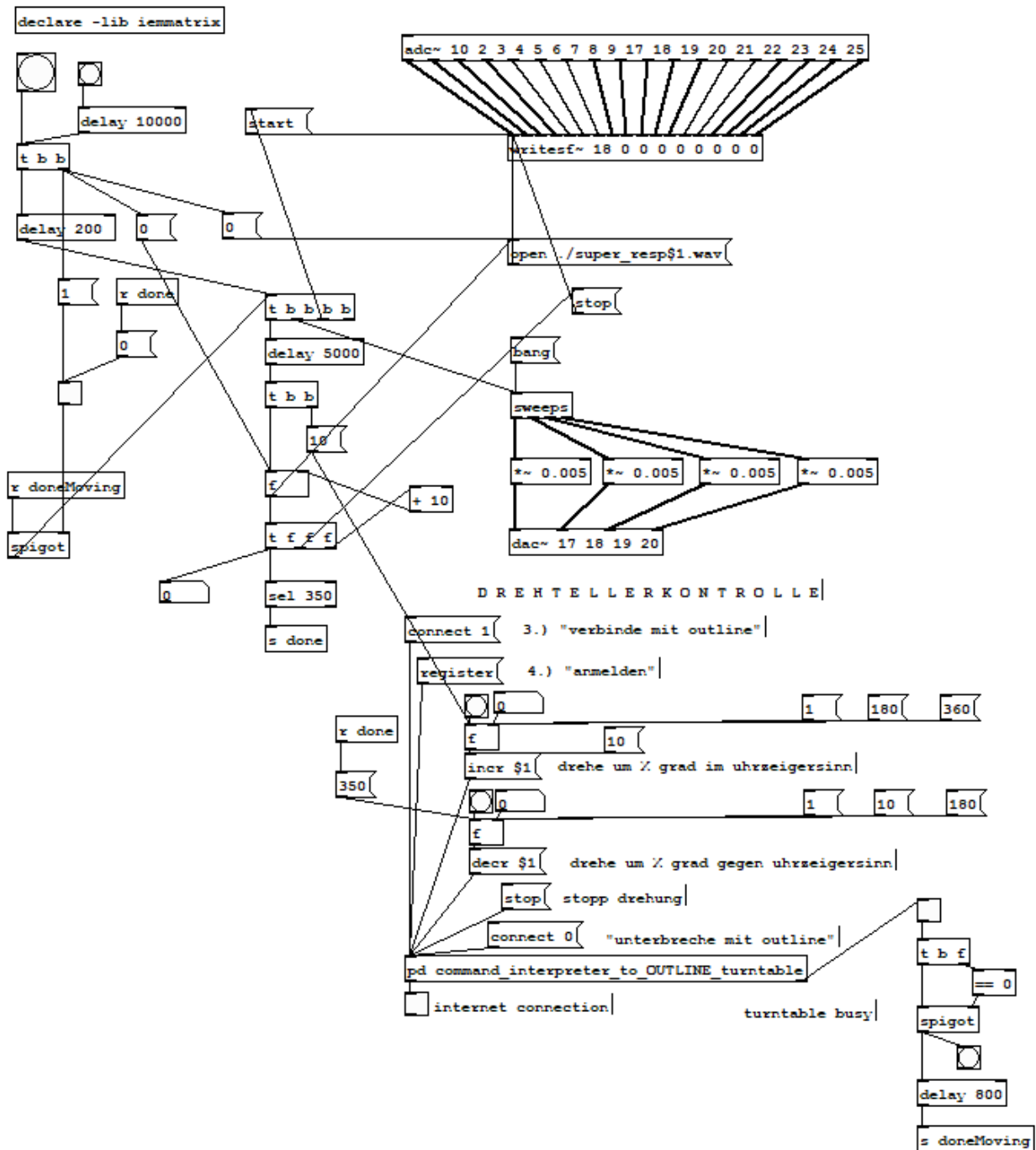


Abbildung A.2 – PD-Patch Laser-Doppler-Vibrometer.

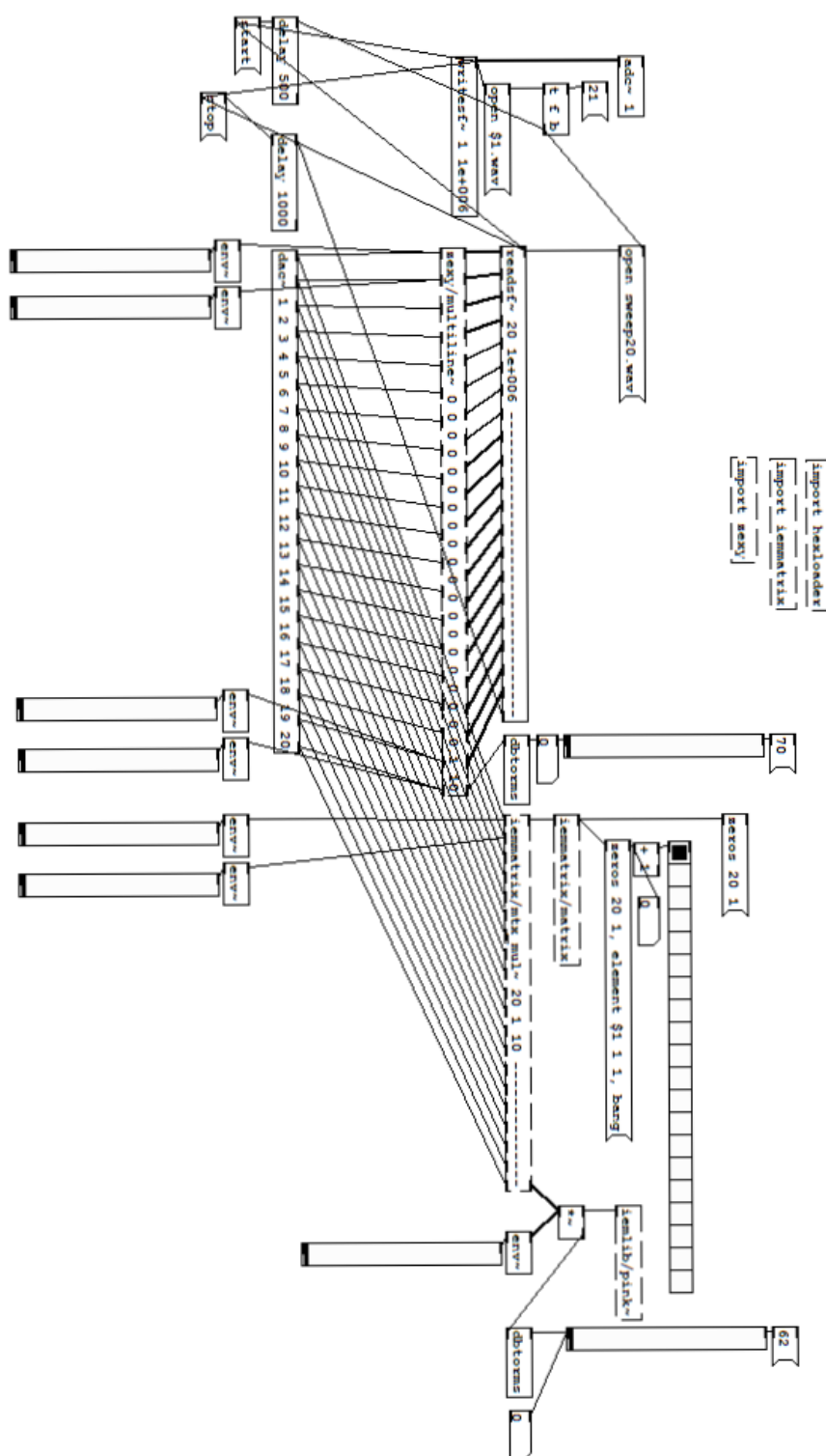
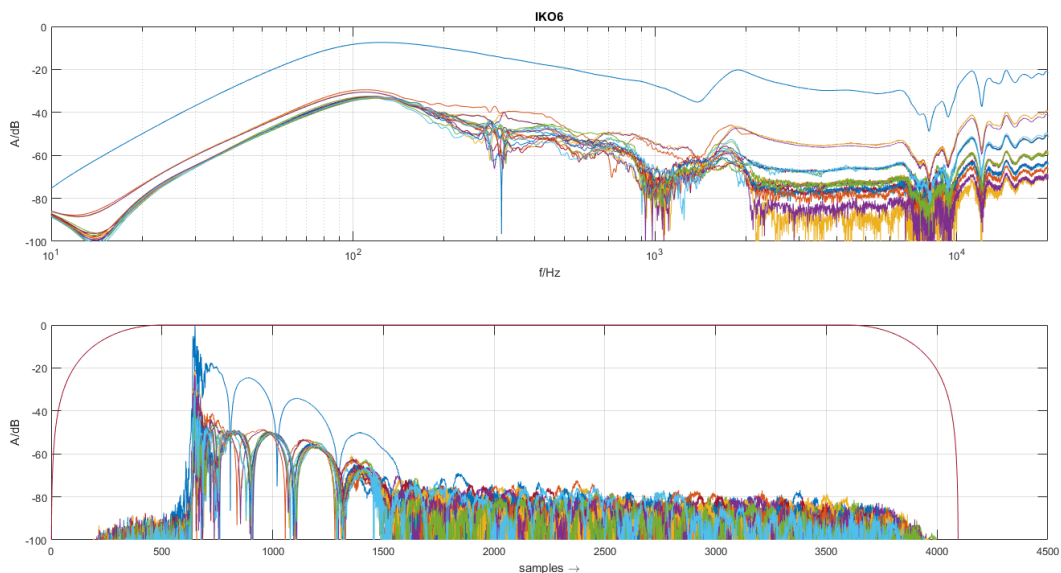
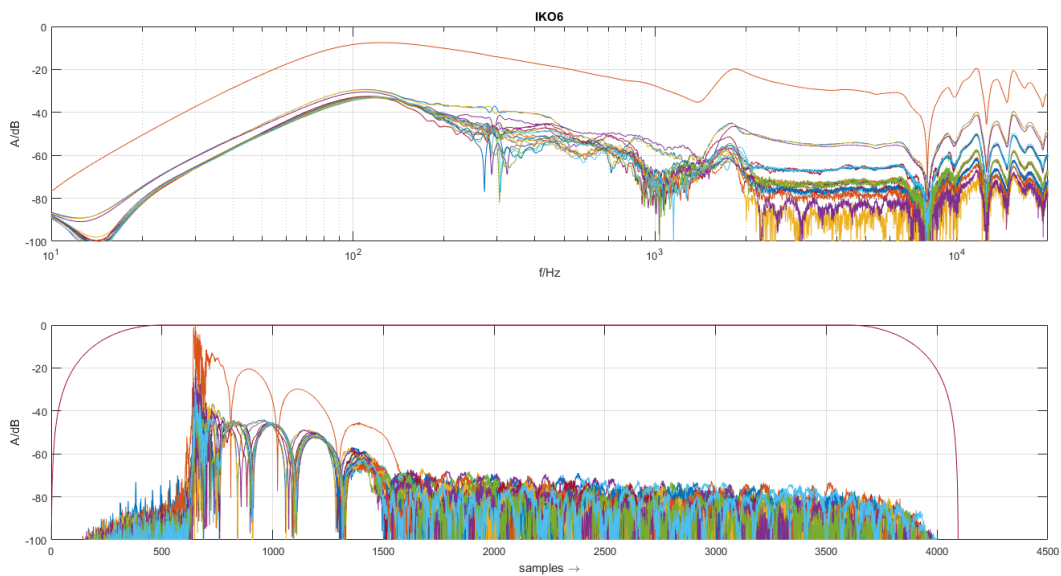


Abbildung A.3 – PD-Patch Laser-Doppler-Vibrometer

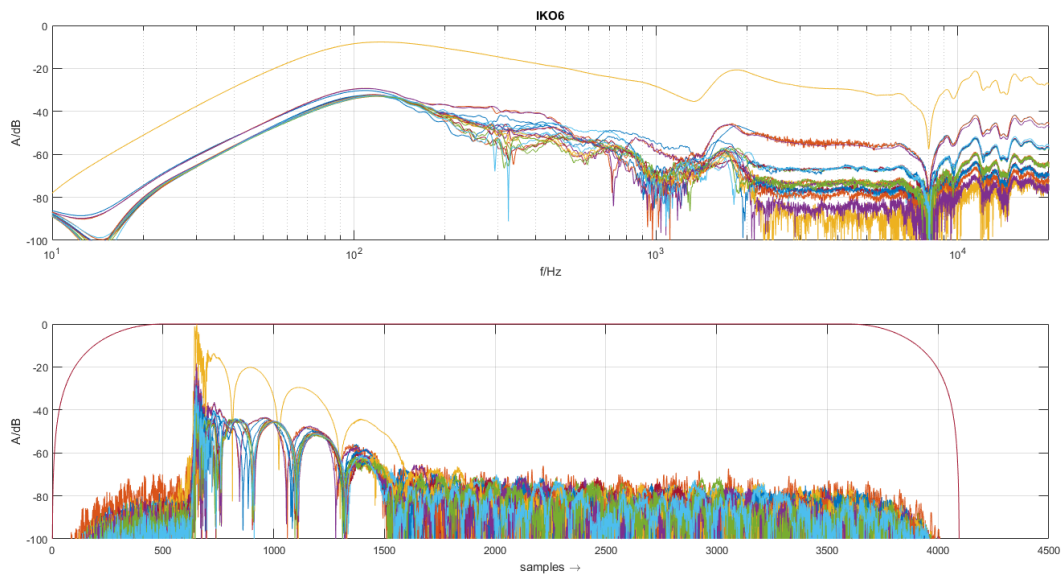
B. Frequenz- und Impulsantworten aller LDV-Messungen.



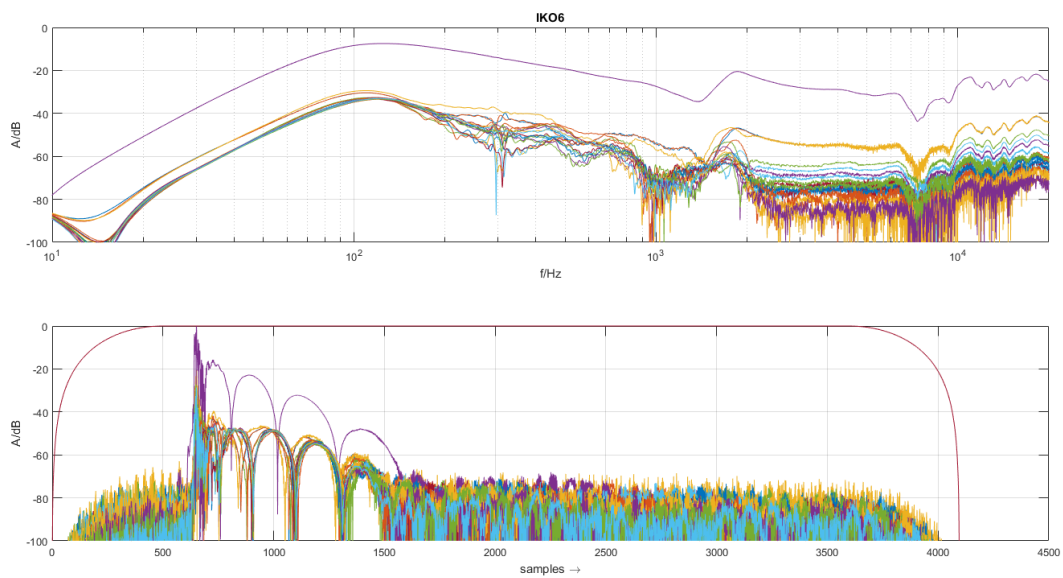
(a) Messung 1



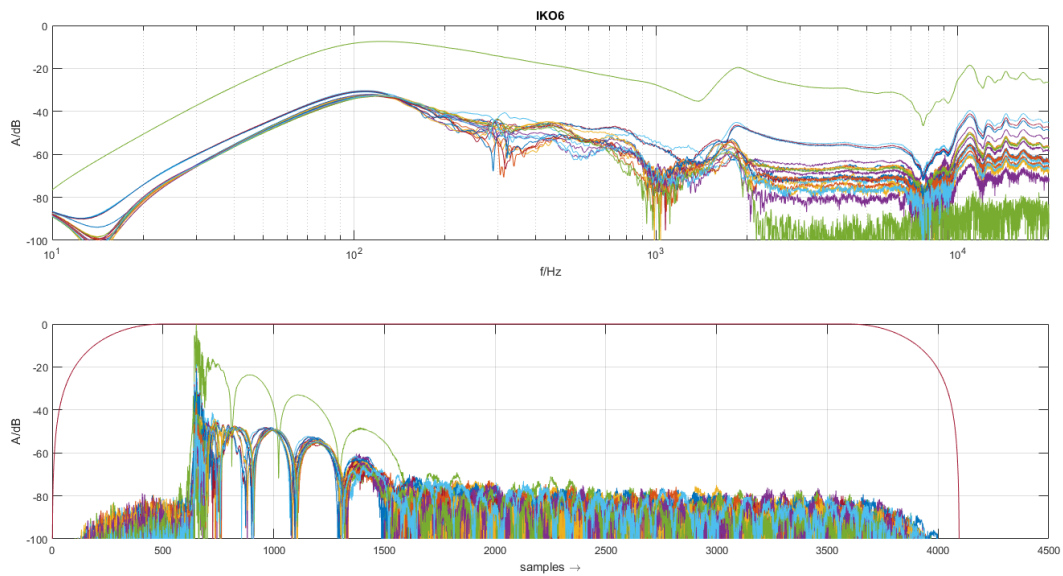
(b) Messung 2



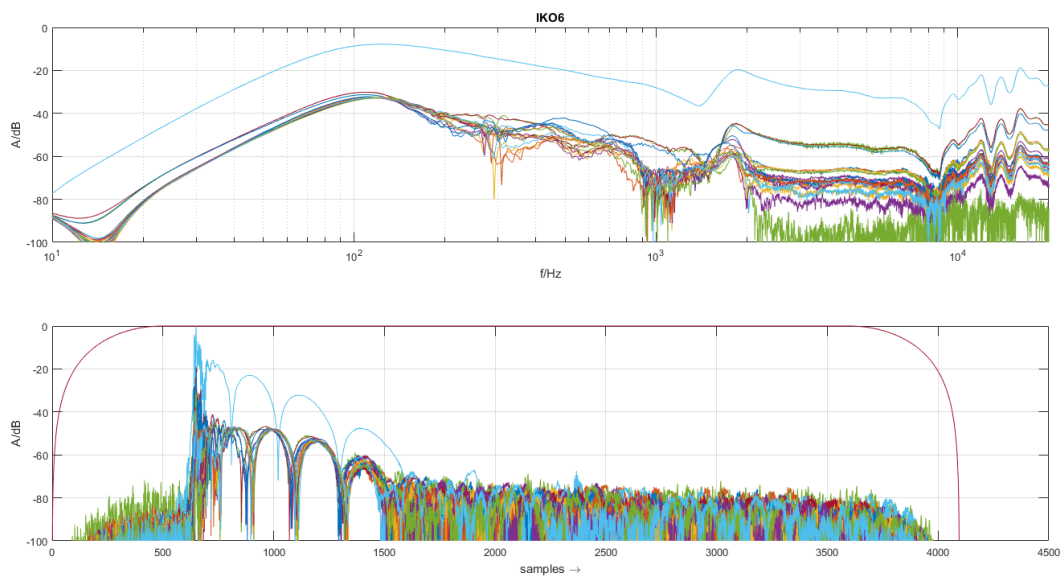
(c) Messung 3



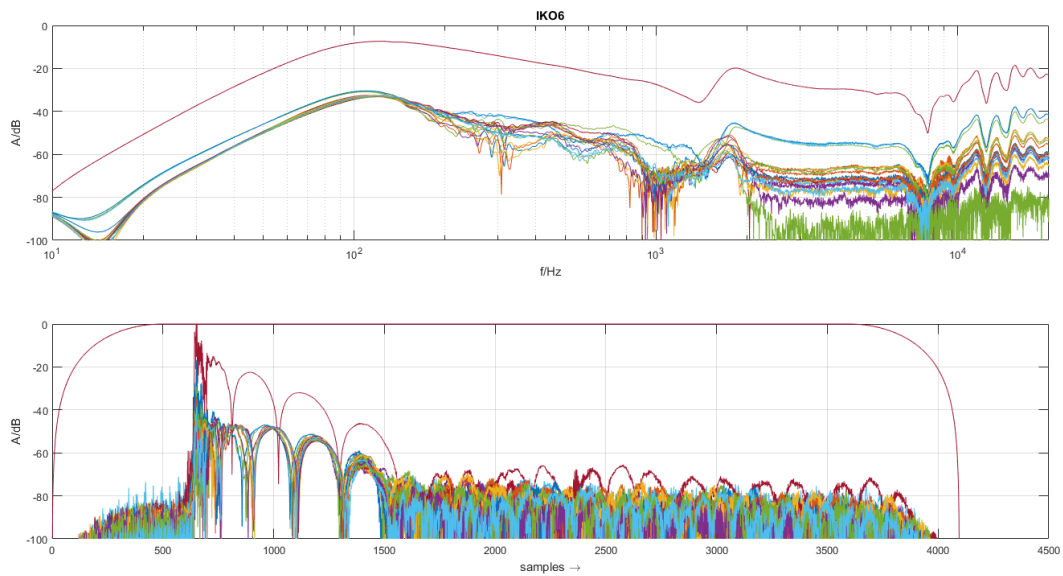
(d) Messung 4



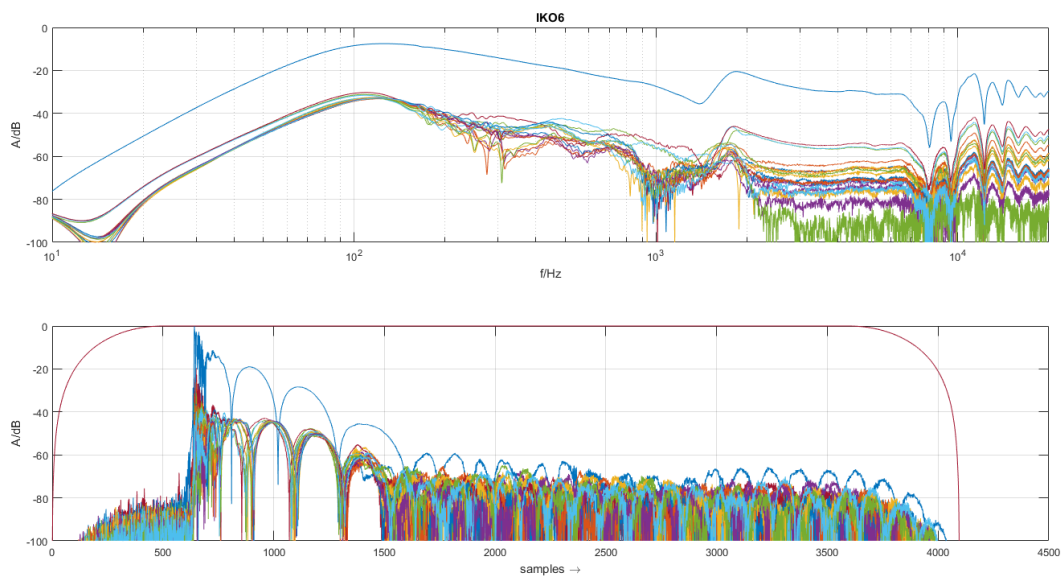
(e) Messung 5



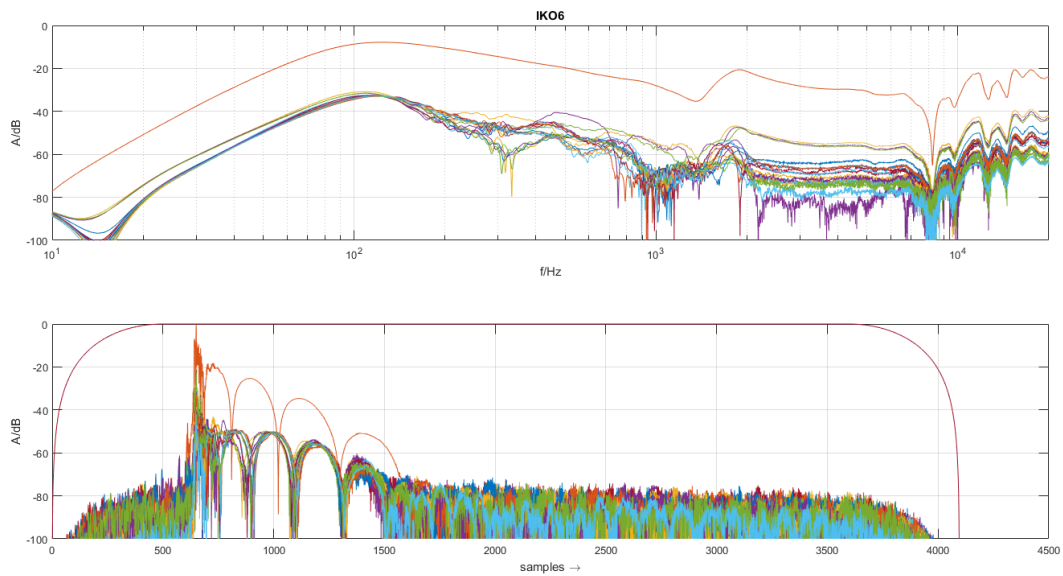
(f) Messung 6



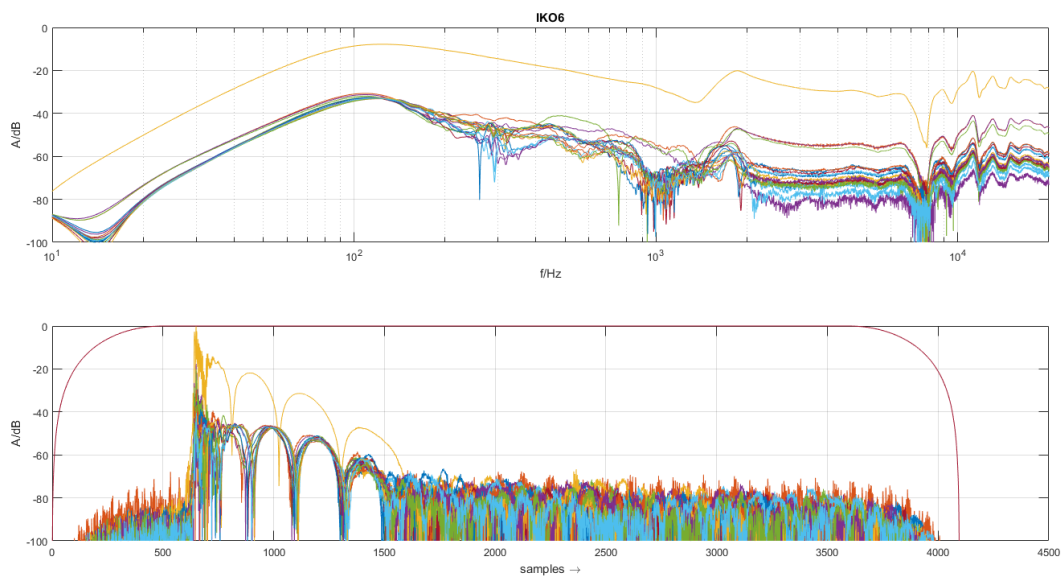
(g) Messung 7



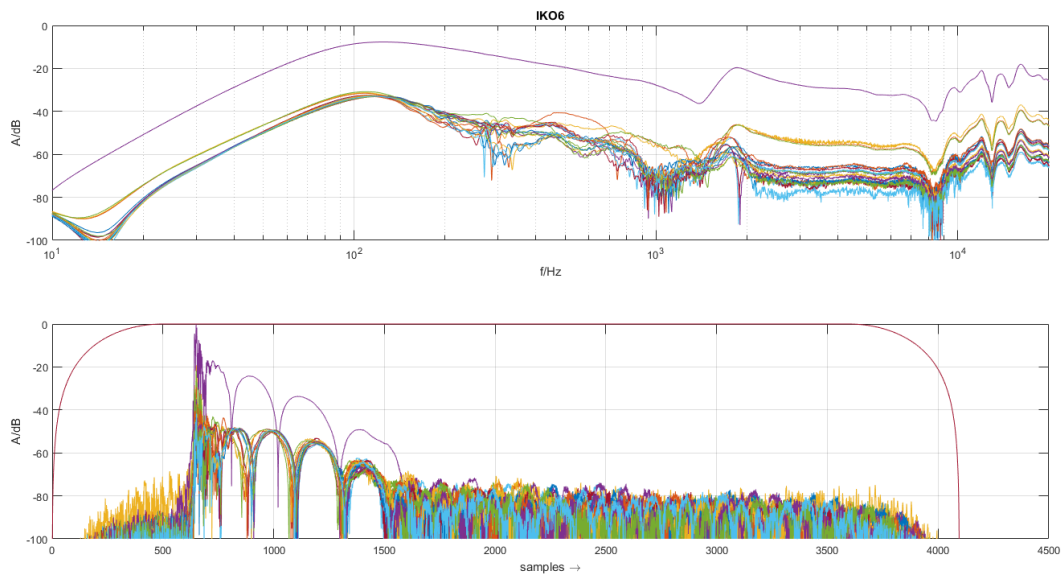
(h) Messung 8



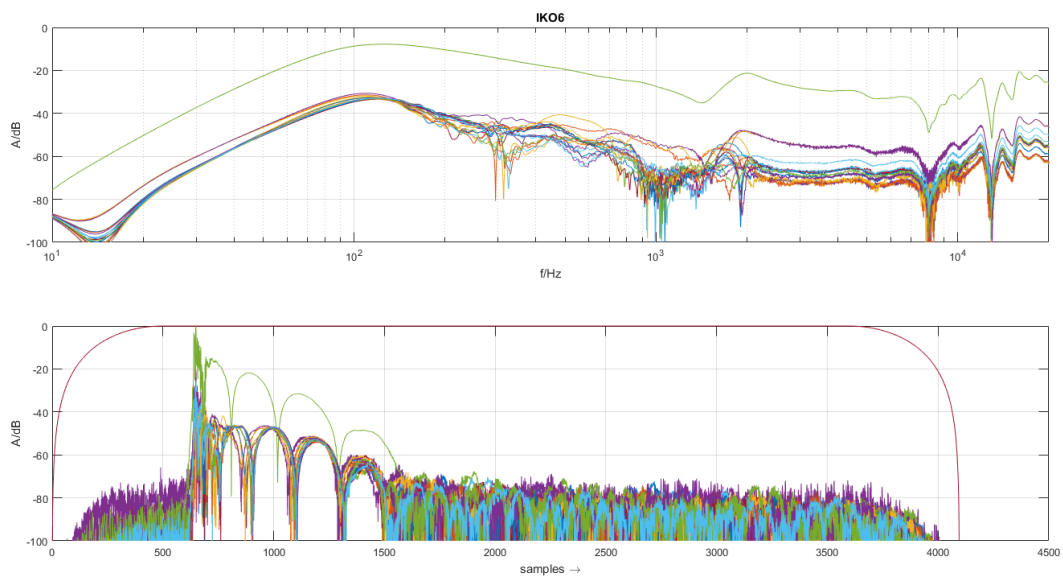
(i) Messung 9



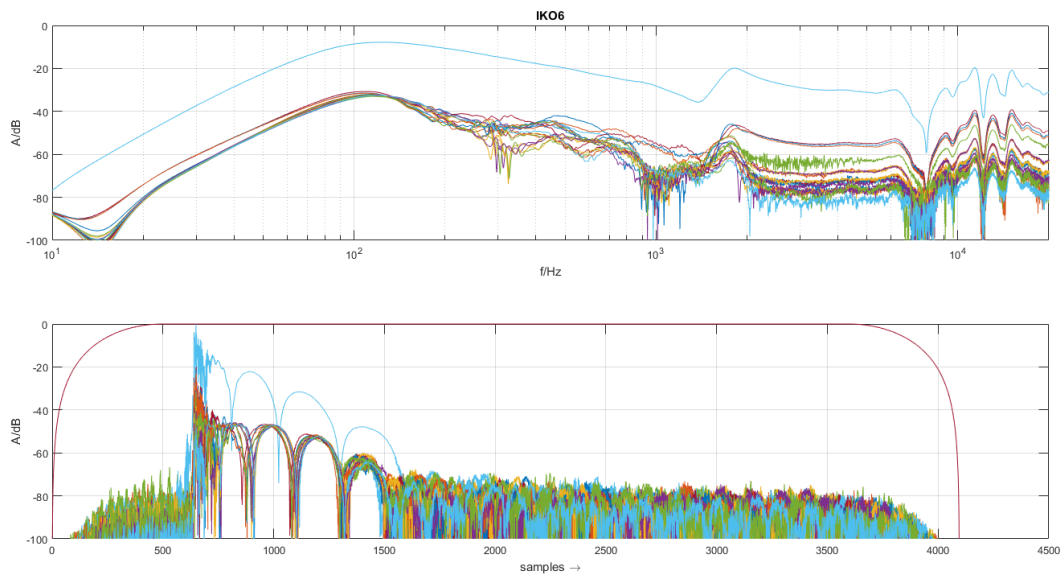
(j) Messung 10



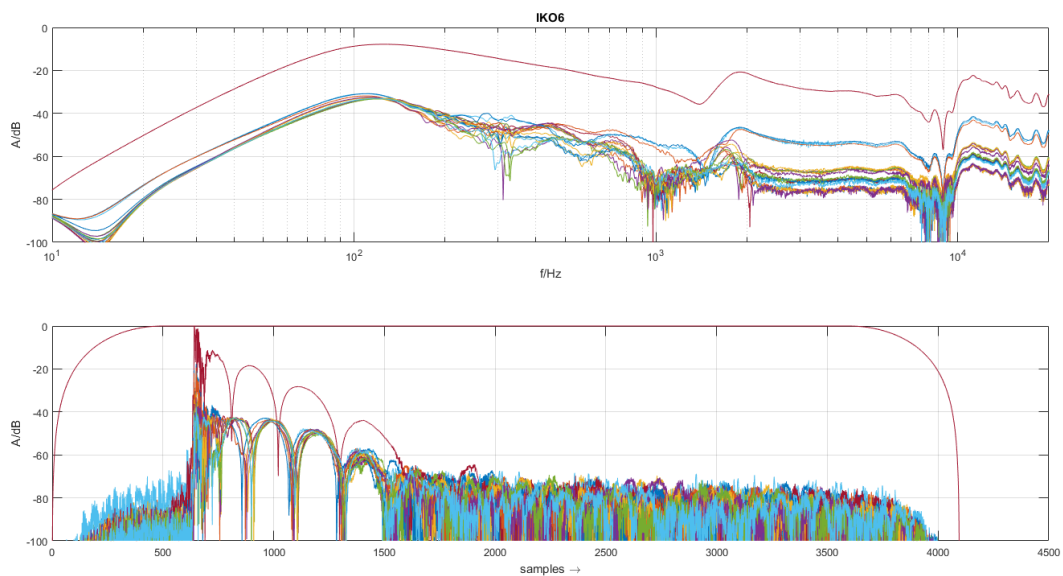
(k) Messung 11



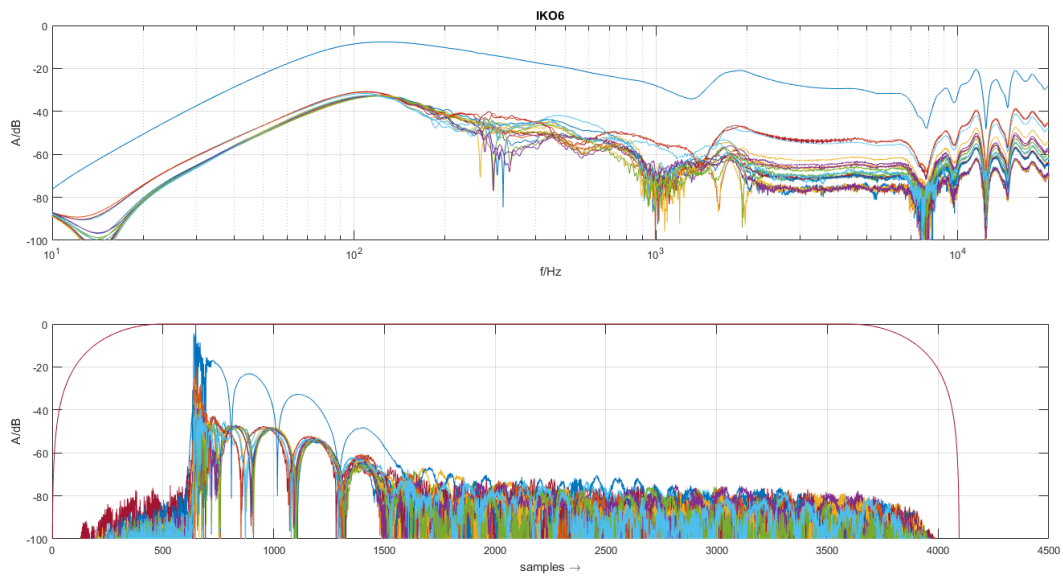
(l) Messung 12



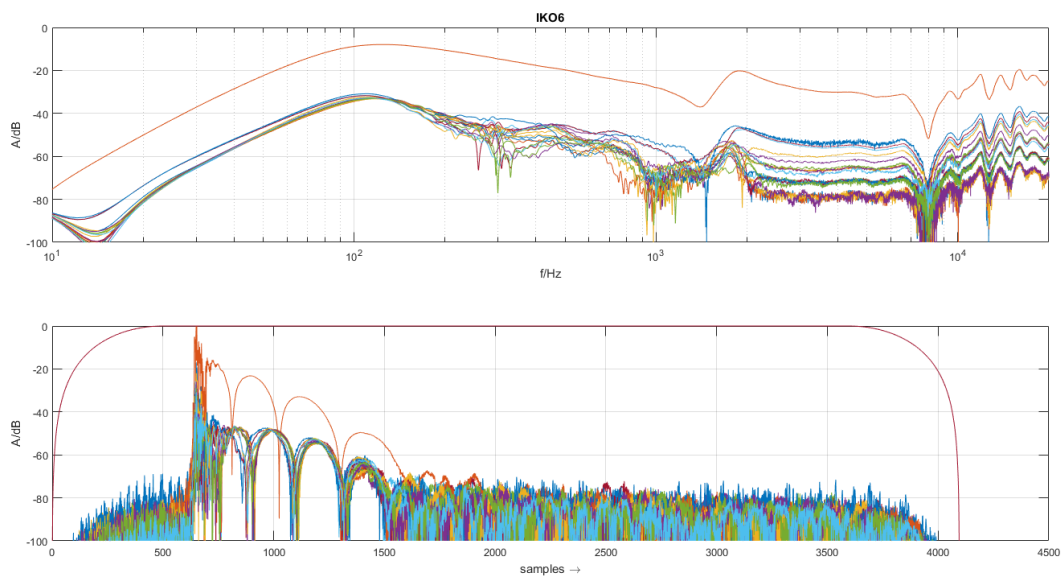
(m) Messung 13



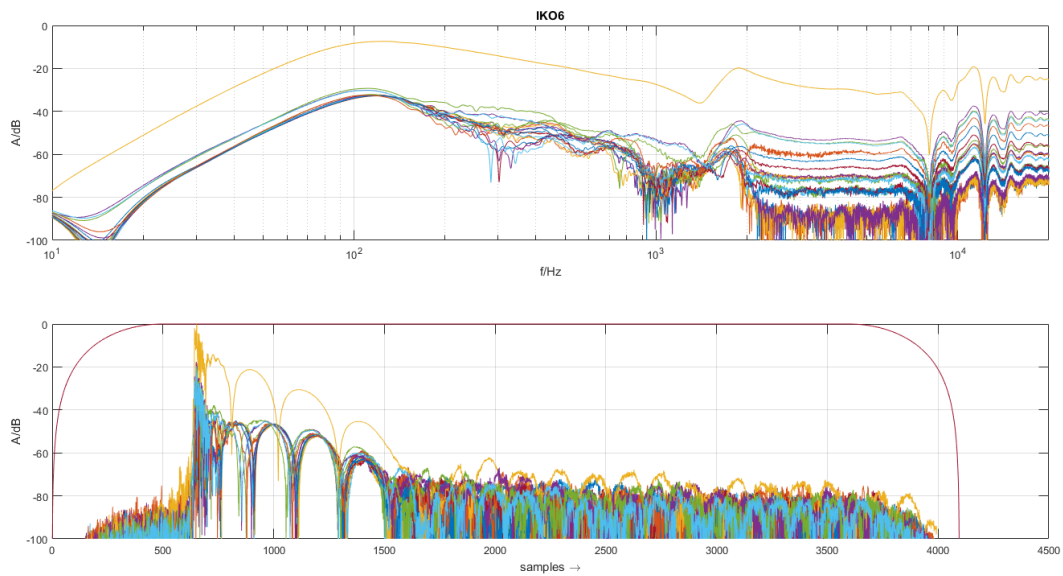
(n) Messung 14



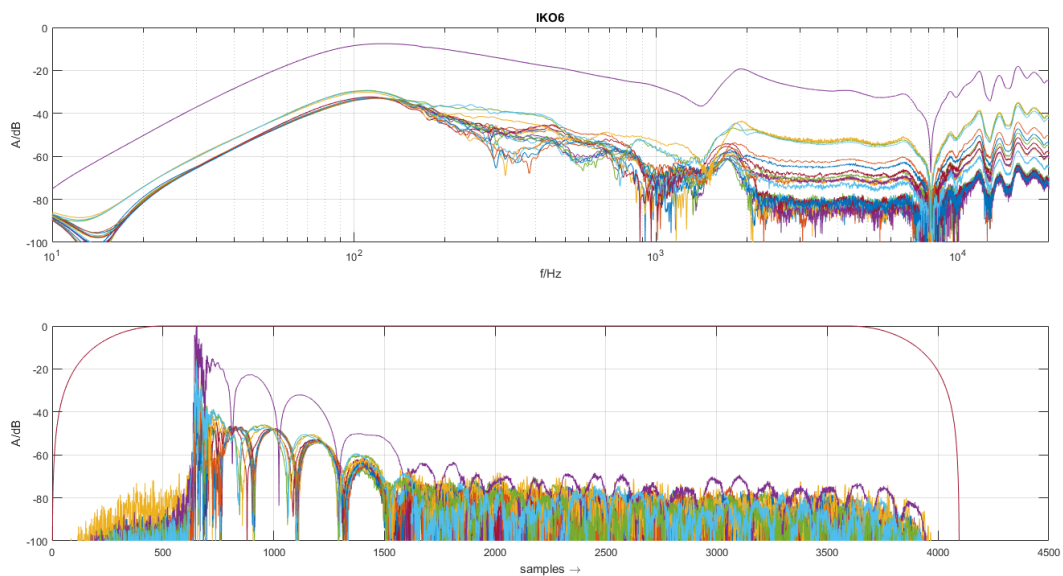
(o) Messung 15



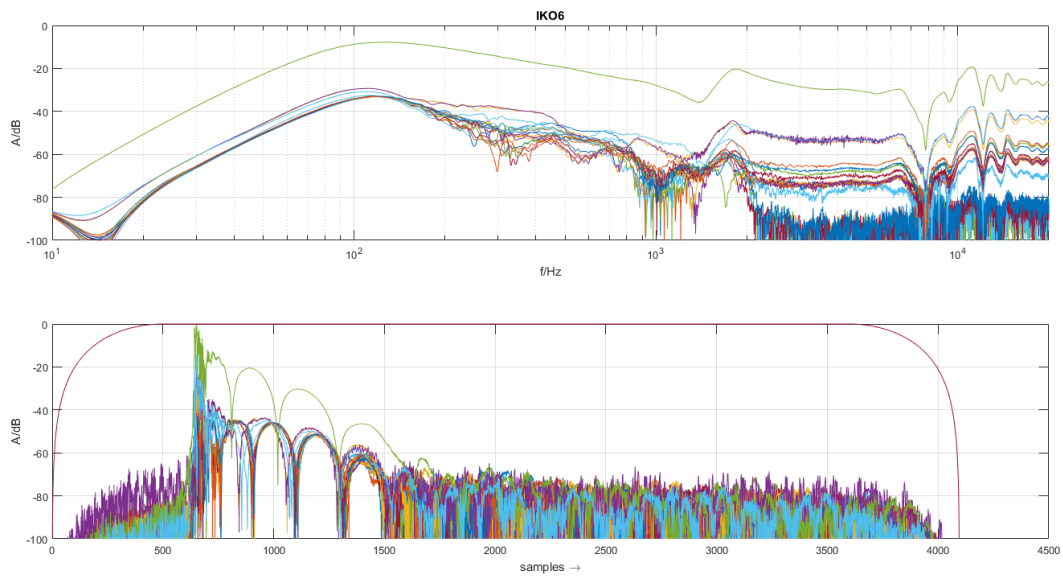
(p) Messung 16



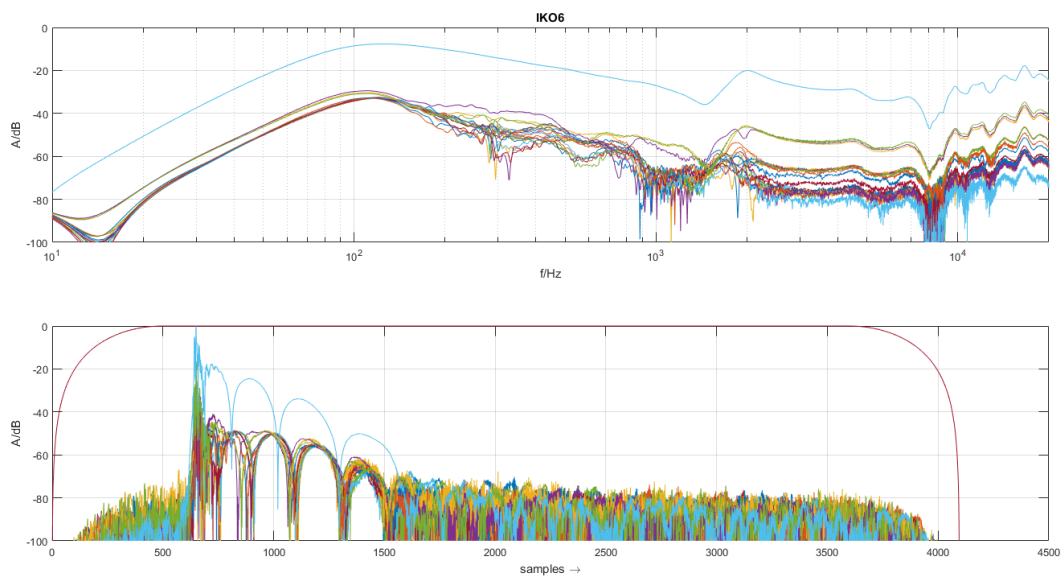
(q) Messung 17



(r) Messung 18



(s) Messung 19



(t) Messung 20