

FIR-basierte Optimierung einer Hornkombination

(bestehend aus Koaxialtreiber BMS4590 und tiefreichendem Horn JBL2360 mit 90x50° Abstrahlung in aktiver Ansteuerung, später JBL2365 mit 60x40° Abstrahlung)

Vorwort

Diese Dokumentation soll die Vorgehensweise bei der Optimierung von Lautsprechersystemen anhand der Verwendung sogenannter FIR-Filter am Beispiel einer koaxialen Mittel-/Hochtontornkombination beschreiben, dies über einen für Hornsysteme recht weiten Frequenzbereich. Die Verwendung von Hörnern und Kompressionstreibern insbesondere über viele Oktaven hinweg bringt jedoch grundsätzlich gewisse Probleme mit sich. Andererseits ist es für die räumliche Ortung in der Wiedergabe und auch Korrektur günstiger mit „Punktschallquellen“ statt räumlich (und frequenzmäßig) auseinander gerissener Quellen zu arbeiten, wie sie sonst bei Mehrwegesystemen üblich sind.

Mit dem Koaxialtreiber BMS4590 besteht die Möglichkeit bei hinreichend großem Horn den Frequenzbereich oberhalb von ca. 400Hz bis hinauf zur Hörgrenze aus einer räumlichen Quelle wiederzugeben. Damit kann ein erheblicher Teil des Stimmbereiches (und damit größtem Auflösungsvermögens des Gehörs) ohne räumlich abhängigen Zeitversatz wiedergegeben werden. Konstruktionsbedingt treten in einem großen Horn, welches ein über weite Bereiche leidlich gleichmäßiges Abstrahlverhalten (Constant Directivity) aufweist, Reflexionen auf, die ein nur mäßiges zeitliches Verhalten, sprich eher langes Ausschwingen mit sich bringen. Damit einhergehend sieht der Frequenz- und Phasengang ebenfalls problematisch aus. Bestimmte Hornkonstruktionen, sogenannte Kugelwellen- bzw. Tractrixhörner, sind hier unproblematischer, strahlen jedoch im Gegensatz zum Namen keine Kugelwelle ab sondern bündeln im Hochtontonenbereich zunehmend stark. Für Heim- anwendungen bei definiertem Sitzplatz sind diese Systeme anwendbar, im Beschallungssektor (PA wie Installation) erfüllt dies Verhalten meist nicht die dortigen Anforderungen hinsichtlich einer eher breiten und gleichmäßigen Abstrahlung.

Mittels FIR-Filtern kann theoretisch amplituden- und zeitbehafteten Problemen sehr weitreichend begegnet werden. FIR-Filter vermögen das zeitliche und amplitudenabhängige Verhalten eines System nachzubilden bzw. zu „invertieren“, sodass beim Durchlaufen eines entsprechend ausgelegten Filters das Verhalten eines Hornsystems dem Ideal, durch eine entsprechende Vorabkorrektur, sehr nahe kommt. Wie dies geschehen kann, ob und wie weit das unter realen sowie verschiedenen Betriebsbedingungen und Hörpositionen erreichbar ist, das soll diese Abhandlung klären und in Grundzügen zunächst an der Systemkombination BMS4590/JBL2360 zeigen, später ergänzt um die Systemkombination BMS4590/JBL2365. Darüber hinaus eröffnen sich grundsätzliche Einblicke in die Möglichkeiten von FIR-basierten Optimierungen, deren Umsetzungswege und geschickten Parametrierungen sowie, nicht zu vernachlässigen, die Berücksichtigung diverser Randprobleme.

Die vorliegende Ausarbeitung ist als Lektüre an einem Bildschirmmonitor gedacht, da sie viele Bildschirmkopien mit Einstellungen der verwendeten Tools und den entsprechenden Ergebnissen enthält. Aus diesem Grunde ist ein Ausdruck des Dokumentes verriegelt.

Inhaltsverzeichnis

1	Verwendete Lautsprecherkomponenten	1
1.1	Der Druckkammerkoaxialtreiber BMS4590	1
1.2	Das Vorgängerhorn Vitavox RH330, 4 Zellen Sektorialhorn	2
1.3	Das Diffraktionshorn JBL 2360A	3
2	Verwendete Mess- und Entwicklungswerkzeuge	4
2.1	Die Schallmesskammer	4
2.2	Messmikrofon, Messhardware	5
2.3	Die Messsoftware ARTA.....	6
2.4	Messaufbau.....	8
2.5	FIR-Entwicklungstool	9
2.6	FIR-Controller OpenDRC von MiniDSP.....	10
2.7	FIR-Entzerrung, theoretische Möglichkeiten und Restriktionen.....	13
2.7.1	Die Möglichkeiten.....	13
2.7.2	Einige Restriktionen	14
3	Erste Basismessungen der Hornkombinationen (Frequenzgang, Klirr, Abstrahlverhalten).....	15
3.1	BMS4590 an JBL2360.....	15
3.1.1	Klirmessungen BMS4590 am JBL2360.....	15
3.1.2	BMS4590 an JBL2360, räumliches Abstrahlverhalten horizontale Ebene	18
3.2	BMS4590 am Vitavox RH330.....	19
3.2.1	Klirmessungen BMS4590 am Vitavox 4cell.....	19
3.2.2	BMS4590 an Vitavox 4cell, räumliches Abstrahlverhalten horizontale Ebene	21
3.3	Gegenüberstellung Ergebnisse Vitavox RH330 zu JBL 2360 mit Ausklingspektren.....	22
3.4	Ergänzendes zum Vitavox-4-cell Horn	26
3.5	Versuch einer „auf den Punkt Optimierung“ des JBL2360	27
3.5.1	Schaffung einer Referenz für das Ausklingspektrum.....	29
3.5.2	Schwächen einer „auf den Punkt Optimierung“	30
3.6	Problematik der Bewertung, Notwendigkeit der Schaffung einer Vergleichsmöglichkeit	33
4	Prüfung und Analyse von Messraumproblemen, Auswirkung auf weiteres Vorgehen	35
5	Neue Optimierungsstrategie, Basismessungen und verschiedene Optimierungen	38
5.1	Darstellung eines kompletten Einzelpunkt-Messdurchlaufes inklusiv FIR-Koeffizientengenerierung.....	39
5.2	Darstellung eines kompletten Mehrpunkte-Messdurchlaufes inklusiv FIR-Koeffizientengenerierung: Die Mittelungsfunktion	45
5.3	Auswahl eines geeigneten Mittelungsverfahrens bei Mehrpunkte Messungen.	49

5.4	Darstellung eines kompletten Mehrpunkte-Messdurchlaufes inklusiv FIR-Koeffizientengenerierung: Die Korrektur	52
5.5	Wirkung verschiedener Optimierungsansätze	56
5.5.1	Linearphasige Korrektur nach Mehrpunktemessung	56
5.5.2	Minimalphasige Korrektur nach Mehrpunktemessung	61
5.5.3	Minimalphasige Korrektur nach Mehrpunktemessung mit geringe Latenz.....	63
5.5.4	Reine Amplitudengangkorrektur (als Hilfsmittel).....	65
5.6	Bewertung des Amplituden- und Zeitverhaltens über den Abstrahlbereich.....	67
6	FIR-Entzerrung, Besonderheiten/Tricks, (Latenzen, Phase ...), Effekte bei bandbegrenzten Optimierungen	68
6.1	Geeignete Wahl des Phasenwinkels bei der Einsatzfrequenz des FIR-Filters	68
6.2	Auswirkung einer ungeeigneten Amplitude/Amplitudensteigung bei der Einsatzfrequenz des FIR-Filters	70
6.3	Nutzung vorhandener Glättungsmöglichkeiten für den Phasengang, um Probleme aus dem in Kapitel 6.1 beschriebenen Verfahren zu meiden.....	72
6.4	Stolperstellen bei nur teilweiser Korrektur des Phasenganges	74
6.5	Eine simulierte Dreibege-Entzerrung (Sondermessung).....	77
6.6	Ein ideales System, Ziel einer FIR-Korrektur	79
7	Hörvergleich verschiedener Korrekturen, auch gegenüber analoger Korrektur	81
7.1	IIR-Entzerrung versus FIR-Entzerrung linearphasig	82
7.2	FIR-Entzerrung linearphasig versus minimalphasig.....	83
7.3	FIR-Entzerrung linearphasig versus Nullphasenentzerrung.....	83
7.4	Verschiedene FIR-Entzerrungen mit Glättungen.....	84
7.5	Unterschied linkes/rechtes Hornsystem.....	85
7.6	Zusammenfassung der Ergebnisse der Hörvergleiche.....	86
8	Zusammenfassung	87
9	Eine weitere Hornvariante, das JBL 2365A.....	88
9.1	Begründung für diesen Test.....	88
9.1.1	Klirrmessungen BMS4590 am JBL2365.....	88
9.1.2	Einfache Pegelbestimmung Mittelton zu Hochton.....	92
9.1.3	BMS4590 an JBL2365, räumliches Abstrahlverhalten horizontale Ebene	92
9.1.4	BMS4590 an JBL2365, verschiedene Messdistanzen.....	94
9.1.5	BMS4590 an JBL2365, gemittelttes Abstrahlverhalten.....	95
9.1.6	BMS4590 an JBL2365, korrigiertes Abstrahlverhalten in horizontaler Ebene	96
9.2	Vergleich JBL2365 zu JBL2360.....	99
9.2.1	Technischer und hörbezogener Vergleich JBL 2365 zu 2360	99

9.2.2	Optimierung der Stereohörzone	100
9.3	Zusammenfassung Hornvariante 2365, Ausblick	101
10	Anhang.....	102
10.1	Begrifflichkeiten	102
10.2	Betrachtungen zum Dynamik-/Pegelverlust durch Korrektur	105
10.2.1	Pegelverlust an einem Hochtöner als Einzelkomponente	106
10.2.2	Pegelverlust bei Korrektur eines Hochtöners in einem Gesamtsystem	109
10.2.3	Dynamikaspekte beim Passivsystem	111
10.2.4	Dynamikaspekte im Aktivsystem, Korrektur vor Controller.....	112
10.2.5	Dynamikaspekte Aktivsystem, Korrektur im Controller.....	113
10.2.6	Weitere Dynamikaspekte.....	113
11	Literaturverzeichnis.....	114

1 Verwendete Lautsprecherkomponenten

1.1 Der Druckkammerkoaxialtreiber BMS4590

Dieser Treiber der Firma BMS (Hannover) ist bereits seit längerem auf dem Markt verfügbar. Er vereint die Vorteile einer relativ großen Mitteltoneinheit (dem Prinzip Ringradiator ähnelnd, 3,5"/89mm Spule) und einer kleineren Hochtoneinheit (1,75"/45mm Spule, Ringradiator). Der von der Mitteltonmembran nach hinten abgestrahlte Schall wird über eine Umlenkeinheit in den Schallkanal (Phaseplug) nach vorn umgelenkt, während der von der Hochtoneinheit abgestrahlte Schall direkt wie sonst üblich in den Schallkanal gelangt.

Die Trennfrequenz zwischen beiden Wegen sollte bei ca. 6,3kHz liegen, Belastbarkeit des Mitteltonweges laut Hersteller 150W (AES oberhalb 400Hz), ausreichende Last durch das Horn vorausgesetzt, und des Hochtoneinweges 80W (AES). Wirkungsgrad ca. 110dB/W/m abhängig vom Horn, dessen Abstrahlbereich und Auslegung.

Den Druckkammertreiber gibt es mit Ferritmagnet ausschließlich in 2" Anschluss, sowohl als 8Ohm und 16Ohm Variante.

Mit Neodymmagnet ist der Treiber auch für Anschlüsse 1,4" , 1,5" und 2" verfügbar, jeweils als 8Ohm und 16Ohm Variante.

Der hier verwendete ist die preisgünstigere 2" Ferritausführung in 16Ohm Technik.

Die Treibermodelle sind in verschiedenen Systemen von PA-Komponentenherstellern vertreten und durchaus weit verbreitet, sowie in Einzelstücken für den Endverbraucher verfügbar.

Nähere Daten zu dem verwendeten Treiber können der Homepage von BMS entnommen werden.

1.2 Das Vorgängerhorn Vitavox RH330, 4 Zellen Sektorialhorn

Der o.g. Treiber wurde über längere Zeit an einem Vollmetallhorn des englischen Herstellers Vitavox betrieben (Multizellenausführung). Grunddaten des Horns: Abstrahlwinkel $90 \times 30^\circ$, untere Grenzfrequenz 330Hz, empfohlene Ankopplung 500Hz. Die Abmessungen des Horns sind mit nur 38cm Tiefe, 24cm Höhe und 60cm Breite eher „kompakt“ für diese niedrige Ankopplungsfrequenz. Es ist ein exponentiell ausgelegtes Horn mit ca. 8kg Masse, Öffnungsfaktor ca. 11,2/m mit rechnerisch unterer Grenzfrequenz von 303Hz. Vitavox stellte dazu passend sehr pegelpotente Treiber her, z.B. den S3 (siehe Treiber an Abbildung 1), u.a. von Pink Floyd verwendet. Im Gegensatz zu anderen ähnlich anmutenden Hörnern waren im Vitavoxhorn die 4 Segmente bis in den Anfang des Hornhalses komplett getrennt ausgeführt. Dies hatte eine relativ gleichmäßige Abdeckung über den angegebenen Winkelbereich zur Folge und unterband stärkere Eigenresonanzen des Metallhorns.

Um den BMS4590 an dem Vitavoxhorn betreiben zu können, bedurfte es einiger Anpassungen, da der Hornhals bei diesem Horn rechteckig ausgeführt ist. Mit entsprechendem Adapter war diese Kombination prinzipiell leistungs- und funktionsfähig und wies keinen typischen Hornsound auf. Eine kleine Schwäche hatte das 4 Zellenhorn, es erzeugte recht starke, schmalbandige Pegeländerungen über den Abstrahlbereich hinweg (siehe dazu Winkeldiagramm Abbildung 29 bzw. Abbildung 30). Aus diesem Grunde konnte keine präzisere Frequenzgangkorrektur erstellt werden (wie sie mit FIR-Filtern möglich ist), es findet sich schlicht keine über relevante Bereiche passende Korrektur (es sei denn, man möchte nur grob in Terzen abgleichen).

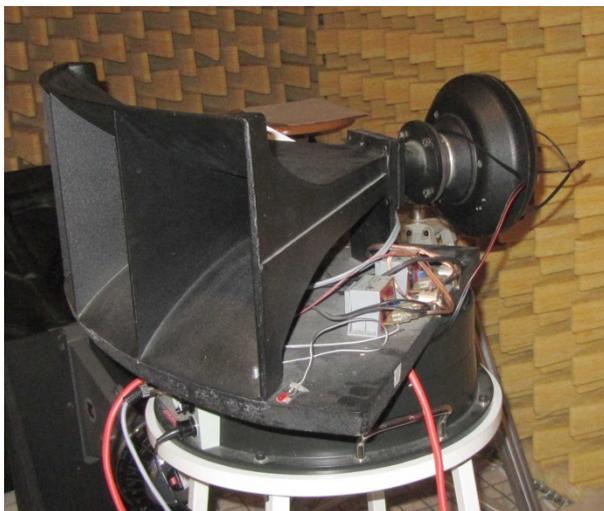


Abbildung 1 , Vitavox 4cell Horn mit Treiber S3



Abbildung 2 , Adapter 2" rund auf eckig

Im Bereich der PA-Anwendung dürften diese winkelabhängigen schmalbandigen Pegelprobleme nicht so stark greifen, da hier meist keine brauchbare Stereophonie an den weit gestreuten Hörplätzen realisierbar ist. In der heimischen Anwendung existiert hingegen ein kleiner räumlich definierter Mittenbereich, der grundsätzlich für Stereophonie geeignet ist. Mit dem RH330 ist der Hörer jedoch für ein gutes Ergebnis gezwungen, sehr ruhig zu sitzen und die Hörner exakt symmetrisch auf diesen, dann nur noch einen Hörplatz auszurichten.

1.3 Das Diffraktionshorn JBL 2360A

Das von der Firma JBL entwickelte biradiale Horn 2360A (A = Hornhalsteil plus Hornmundteil) hat einen ähnlichen Abstrahlbereich wie das Vitavoxhorn. Die untere Grenzfrequenz des 2360A beträgt 350Hz und der Abstrahlbereich $90 \times 50^\circ$. Es gibt weitere Derivate dieses Horns mit Abstrahlwinkel $60 \times 40^\circ$ (2365A) sowie $40 \times 20^\circ$ (2366A). JBL bezeichnete diese Hörner als BIRADIAL-Hörner.

Die Größe hingegen ist wesentlich beeindruckender als die des Vitavoxhorns, zumal die unteren Eckdaten eigentlich identisch sind. Die Tiefe beträgt 82cm und die Öffnung 79cm im Quadrat. Das Horn ist zweiteilig ausgelegt, einem ersten Vollmetallpart und einem zweiten Glasfaserteil, welcher u.a. die starke horizontale Öffnung mittels Diffraktionsspalt (Beugungsspalt) umsetzt. Dieser Spalt ist ca. 1" breit und ca. 40cm hoch, die Entfernung Hornhals zu Diffraktionsspalt beträgt knappe 52cm. Hier erfährt die Hornkonstante des ersten Teiles (Öffnungskonstante 3,1/m, Grenzfrequenz 84Hz) einen sehr starken Sprung. Die Berechnung der Öffnungskonstanten beruht auf der Aussage, der Bereich von Treiberanschluss bis zum Spalt sei exponentiell öffnend, siehe „Handbook For Sound Engineers“, Chapter 14.11 (Ballou, Glen, 1987). Dem ersten nahezu schlitzförmig ausgeprägten Hornenteil folgt der namensgebende biradiale Teil, welcher seinen Part zur Schallverteilung von $90^\circ \times 50^\circ$ beiträgt. Über die Öffnungsfunktion findet sich keine konkrete Angabe, diese mag exponentiell sein, den Messergebnissen nach dürfte aber eine andere Funktion vorliegen, da das Horn bei niedrigen Frequenzen nicht ganz optimal lädt, wie eigentlich von einer streng exponentiellen Hornkontur zu erwarten wäre. Eine exponentielle Öffnungsfunktion angenommen, ergäbe sich hier eine Öffnungskonstante von 13,4/m mit Grenzfrequenz 360Hz. Das Horn bringt ca. 12,5kg auf die Waage.



Abbildung 3 , JBL2360 Seitenansicht auf Drehtisch



Abbildung 4 , JBL2360 Frontansicht

2 Verwendete Mess- und Entwicklungswerkzeuge

2.1 Die Schallmesskammer

Für akustische Messungen stand eine Schallmesskammer mit einer freien Grundfläche von ca. 4,5x3,5m bei einer Innenhöhe von ca. 2,3m zur Verfügung. Es handelt sich um eine Freifeldkammer, der Boden besteht aus einem gespannten Gitternetz.

Der Raum kann oberhalb 190Hz als reflexionsarm angesehen werden und verfügt hier auch über eine hinreichend starke Absorption gegenüber Eindringen von Schall von außerhalb des Messraumes. Zu niedrigeren Frequenzen hin koppeln aber Geräusche zum Teil erheblich, worauf bei Messungen ggfs. zu achten ist.

Es sei bereits hier darauf hingewiesen, dass reflexionsarm nicht reflexionsfrei ist. Später wird auf diesen kleinen, aber feinen Unterschied noch in Kapitel 4 eingegangen.



Abbildung 5 , Schallmesskammer Zugangsseite

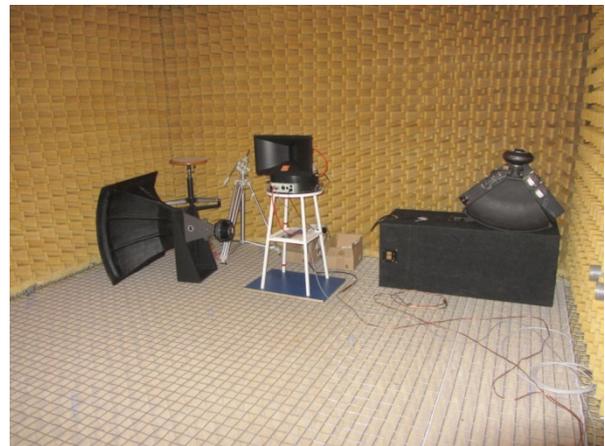


Abbildung 6 , einige Messobjekte in Schallmesskammer

Für Winkelmessungen wurde ein modifizierter Drehtisch verwendet, der über eine PIC-basierte Bedieneinheit in 0,5° Schritten via Schrittmotor positioniert werden konnte. Aufgrund des mit dem Schrittmotor verbundenen Laufgeräusches wurden Spektren ausschließlich in ruhender Position aufgenommen.

2.2 Messmikrofon, Messhardware

Als Messmikrofon wurde ein Mikrofon der Fa. Brüel & Kjaer verwendet, das Multifieldmikrofon Type 4961. Dies Mikrofon bietet den Vorteil unabhängig vom Schallfeld innerhalb der Vorgabetoleranzen sowohl für Freifeld- wie auch Diffusfeld gleichzeitig zu arbeiten, bei einem maximalen Schalldruck für 3% Verzerrung von 130dB.



Abbildung 7 , Multifield Mikro (Zigarettengröße)



Abbildung 8 , LAN-XI Frontend von Brüel&Kjaer

Die für das Mikrofon notwendige Stromspeisung wurde mittels LAN-XI Frontend, ebenfalls B&K, realisiert. Ferner konnte damit stets die Kontrolle der Messdaten sichergestellt werden.

Um aber die angestrebten Optimierungen auch für Endverbraucher nachvollziehbar machen zu können, kam als Messfrontend (wie auch Signalquelle) ein FireWire Mischpult IO26 der Fa. Alesis zum Einsatz sowie als Messsoftware das Tool ARTA. Das IO26 verfügt neben bereits recht guten Mikrofonvorstufen (sowie Analogausgängen) über S/PDIF-Ausgänge, womit direkt digital in die spätere FIR-Korrekturhardware OpenDRC gespeist werden konnte.



Abbildung 9 , IO26 FireWire Mischpult Alesis

Da das IO26 über keine geeignete Stromspeisung für das Multifieldmikrofon verfügte, wurde es parallel zu dem an das LAN-XI angeschlossene Multifieldmikrofon betrieben. Jedoch musste der Mikrofoneingang des IO26 mit spannungsfesten Kondensatoren vom DC-Anteil der Mikrofonspeisung seitens des LAN-XI getrennt werden (sonst starke Rumpelanteile im tieffrequenten Bereich). Frequenzgangvergleichsmessungen zwischen per LAN-XI ermittelten Daten und IO26-basierten ergaben für einen Frequenzbereich zwischen 50Hz bis 20kHz eine Abweichung geringer 0,5dB.

2.3 Die Messsoftware ARTA

ARTA (für Windows) stellt ein sehr leistungsstarkes Messtool für Audiomessungen dar, liefert neben umfangreichen Standardmessmöglichkeiten zu Frequenzgang, Phase, Klirr, Zeitverhalten die Möglichkeit Abstrahlungsdiagramme zu erstellen, Thiele-Small-Parameter zu erfassen, Datenin- und export ist selbstverständlich.

Hier ein kurzer Blick auf die beiden zur FIR-Korrektur wichtigsten Datenbasen, zunächst die Darstellung eines Abklingspektrums Abbildung 10 (hier zeigt sich später eine Verbesserung in Frequenzgang und Ausklingen):

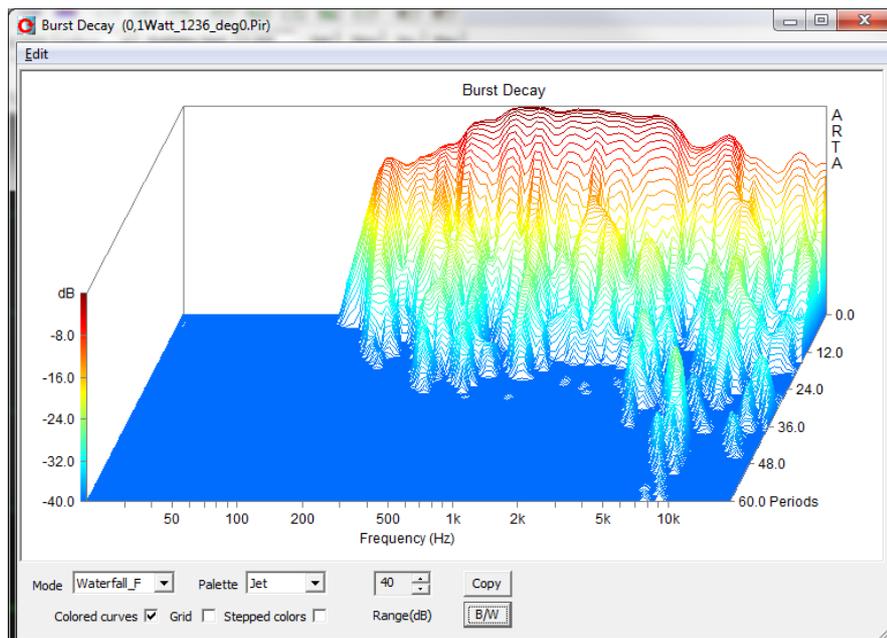


Abbildung 10 , beispielhaft Ausklingspektrum BMS4590 am JBL2360

Und das räumliche Abstrahlverhalten (eine FIR-Korrektur schafft nur Verbesserungen bei über verschiedenen Raumwinkeln gleichen Frequenzgängen) :

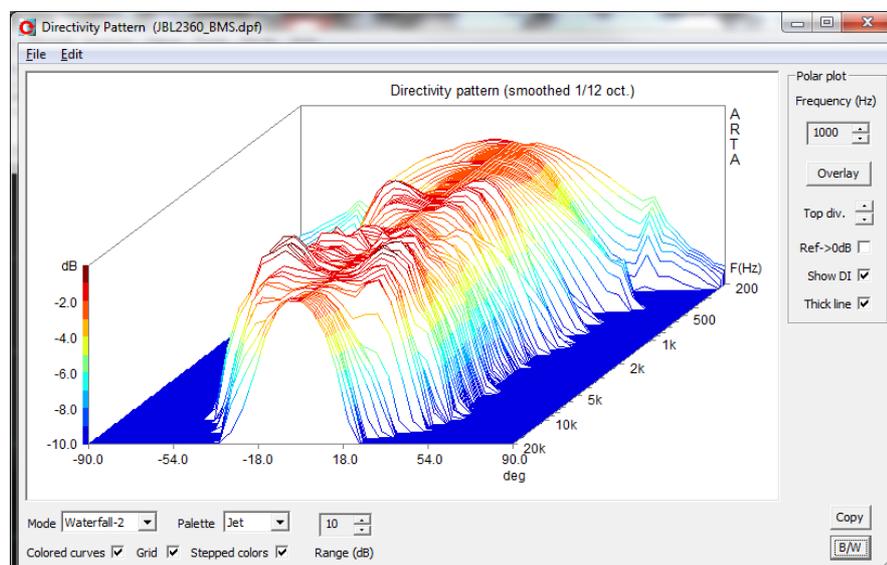


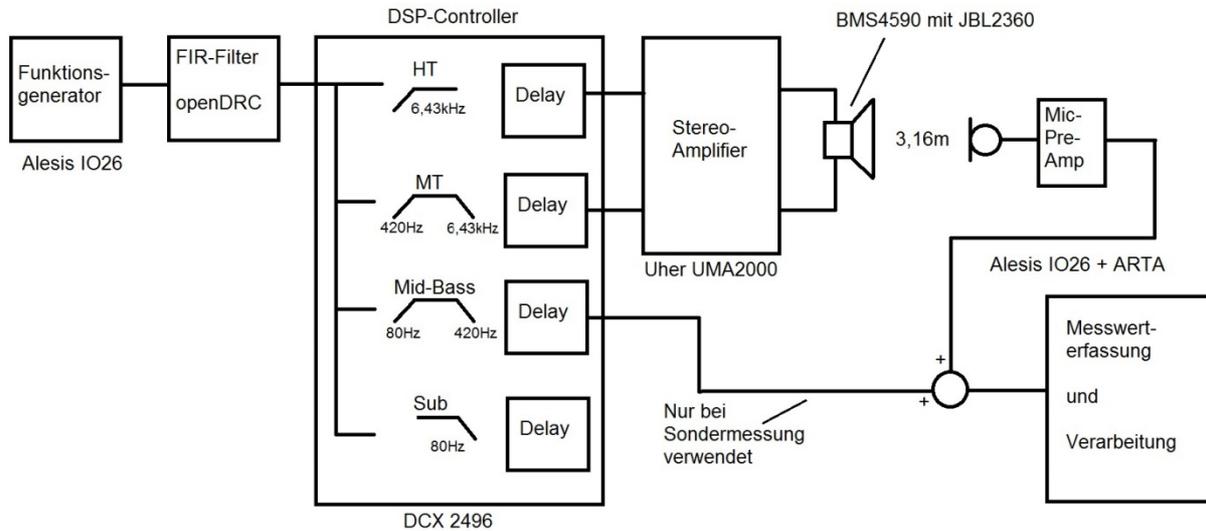
Abbildung 11 , beispielhaft räumliches Abstrahlverhalten des JBL2360

Auf ARTA soll hier nicht weiter vertieft eingegangen werden, dazu findet sich im Web einiges, ebenso zu Messungen von Schallwandlerkenngrößen, dieses Teilprogrammpaket nennt sich LIMP.

Darüber hinaus gibt es in ARTA das Teilprogrammpaket STEPS, welches präzisere Klirrmessungen als die Klirrmessung im Basispaket ARTA ermöglicht. In STEPS wird im Gegensatz zu ARTA's Sweepmessung der Klirr in eingeschwungenen Zustand ermittelt. Nebst höherer Genauigkeit können hier die Klirrantteile bis zu K6 ermittelt werden, ferner kann der Klirranteil hier in % ausgegeben werden. Angenehmerweise bietet STEPS die Möglichkeit, Klirrmessungen bis hinauf zu einem vorher definierten maximalen Klirrgrad automatisch mit zunehmender Pegelintensität durchzuführen, die bei Erreichen des zuvor definierten maximalen Klirrgrades die Messung beendet (Überlastungsschutz).

Für den tiefergehend Interessierten verfügt ARTA über eine ausführliche Dokumentation die theoretischen Hintergründe der verwendeten Messmethoden betreffend. Weiterhin gibt es umfangreiche Dokumentationen der Messsystematik in deutscher Sprache (Dr. Heinrich Weber, ARTA-Handbuch).

2.4 Messaufbau



Schematisierter Messaufbau, Frequenzeinstellungen und Wege differieren in Abhängigkeit der Messung!

Abbildung 12 , schematisierter Messaufbau

Hinweis: Ggfs. variiert in späteren Messungen die untere Übernahmefrequenz des Mitteltonzweiges.

Im oben skizzierten Messaufbau spiegelt sich bereits die spätere Platzierung des zur Verwendung kommenden FIR-Controllers OpenDRC in der Signalkette wieder.

Der FIR-Controller OpenDRC wurde bewusst vor die Aktivweiche gezogen, dies hat mehrere Gründe:

- Um bessere Störabstände realisieren zu können, wurde auf voll-digitalen Weg Wert gelegt, im späteren Einsatz wird der FIR-Controller via AES/EBU aus einem Terz-Equalizer (DEQ 2496, Behringer) gespeist.
- Der FIR-Controller soll teilweise die Phasenwirkung der Aktivweiche mit kompensieren
- Der FIR-Controller soll im Wesentlichen nur den Übertragungsbereich der Hornkombination korrigieren, jedoch ergibt das das Problem, die unteren Frequenzbereich NICHT zu bearbeiten und unbeeinflusst passieren zu lassen (Lösung siehe Filterentwicklungstool)
- Kostengünstige Lösung, nur ein FIR-Controller erforderlich



Abbildung 13 : Messaufbau links (OpenDRC, DCX2496, Uher UMA2000), Mitte IO26 als Signalquelle wie Messeinheit, rechts(B&K LAN-XI als Stromquelle für Mikro und Kontrollzwecke sowie Mess-PC für ARTA und Pulse (B&K))

2.5 FIR-Entwicklungstool

Als FIR-Entwicklungstool kam letztendlich das Programm FIR-Designer von EclipseAudio zum Einsatz. Dieses Programm ermöglicht sehr umfangreiche Eingriffe in die Optimierung u.a., für diese Optimierung essentiell, nur für bestimmbar Frequenzbereiche, sodass wie im späteren Vollbereichseinsatz erforderlich, nur der vom BMS übertragene Bereich einer Korrektur unterzogen wird und der tieferfrequente Anteil den FIR-Controller einfach „passieren“ kann.

Ferner verfügt FIR-Designer über eine Mittelungsfunktion, mit der mehrere Messpunkte bzw. die dazugehörigen Messkurven, obendrein unter Einbeziehung einer für jede Messkurve festlegbaren Gewichtung, gemittelt werden können und dies sogar unter verschiedenen Mittelungsfunktionen (z.B. in Komplexer Berechnung oder nach Amplitude/Phase getrennt ...). Dessen noch nicht genug, können die Messkurven zeitlich (sprich phasenverschiebend) wie auch pegelbezogen für jede Kurve einzeln einer Anpassung unterzogen werden.

Grad die „Multi-Messkurvenmittelungsfunktion“ sollte sich mit als das wichtigste Hilfswerkzeug schlechthin herausstellen, übliche Mittelungen einer einzelnen Kurve waren wenig zielführend.

FIR-Designer wurde in der Version 1.17 verwendet, welche zu einem schon fast als Schnäppchen zu bezeichnendem Preis (199\$) erhältlich war. Inzwischen ist FIR-Designer leider nicht mehr in einer der Versionen 1.x erwerbbar. Die neuere, um weitere Optimierungs- und Darstellungsmöglichkeiten erweiterte Version 2.x steht nur zu eher hohen Kosten zur Verfügung. Zwar bietet EclipseAudio inzwischen endlich wieder eine zeitlich unbegrenzte Version für 599\$ an, die jährlich auslaufende Lizenz für 299\$. Wer über ein FIR-Koeffizienten erzeugendes Programm verfügt, kann aber die reine Mittelungssoftware (siehe Kapitel 5.2) für mehrere Messkurven für 49\$ bei EclipseAudio erwerben (diese Funktion muss als elementar bezeichnet werden). Den günstigeren abgespeckten Programmpaketen fehlen leider die an sich notwendigen Möglichkeiten (mehrere Frequenzbänder verschieden bearbeiten, Mittelung etc.). Die hohen Kosten dürften diese Software für den Selbstbauer leider sehr unattraktiv machen, für den (Semi-) Professionellen Bereich schaut das anders aus.

Eine Demoversion von Version 2.x sowie eine, versteckte, von Version 1.x stehen auf der Homepage von EclipseAudio zur Verfügung und sind bis auf Speicherfunktion und FIR-Koeffizientenexport voll funktionsfähig.

2.6 FIR-Controller OpenDRC von MiniDSP

Die FIR-Korrektur wurde mittels des FIR-Controller „OpenDRC-DI“ von MiniDSP realisiert. Prozessor in dem Gerät ist ein SHARC, Ein-/Ausgänge digital via AES/EBU, SPDIF oder Toslink, wobei Ausgänge stets alle aktiv sind, Eingangsformat ist anwählbar. MiniDSP stellt für das OpenDRC-DI ein kleines Programmpaket zur Verfügung, dessen wesentliche Leistungsmerkmale sind:

- 48kHz interne Verarbeitung, Floating Point, 2 Kanäle
- Maximale FIR Koeffizientenanzahl (Taps) 6148/Kanal
- Vier Koeffizienten Setups im Gerät vorhaltbar und am Gerät wählbar
- Zusätzlich verschiedene Filterfunktion, wie auch Parametrisches EQs und Compressor
- Einstellbar: Delay, Polarität, Gain
- Samplingkonverter
- Graphische Darstellung der FIR- wie sonstiger Filterfunktionen



Abbildung 14 , OpenDRC-DI Frontansicht mit Drehwahlrad für Quellenwahl und Filter-Set Anwahl

Der Aufbau sowie Bauteileauswahl des Gerätes kann als durchaus hochwertig angesehen werden. So werden z.B. die AES/EBU Signale eingangs- wie ausgangsseitig mit Übertragern, speziell für AES/EBU ausgelegten Typen, galvanisch vom elektronischen Innenleben des Gerätes getrennt.



Abbildung 15 , OpneDRC-DI Rückansicht mit fast allem an digitalen Audioanschlüssen (keine Netzwerke)

Die FIR-Koeffizienten konnten mit der verfügbaren Software via USB entweder als Textfile oder per Copy/Paste in den Controller eingefügt werden oder, sofern in geeignetem Format vorliegend, als „binary“-Datei. Letzteres stellte sich als der sicherere Weg heraus. Beim Kopieren von Textfileinhalten wurden leicht mal Koeffizienten aufgrund nicht ausreichender Sorgfalt „vergessen“.

Einziges echtes Manko an der Software ist die fehlende Möglichkeit, den Controller in der Art mit der PC-Software zu synchronisieren, dass die aktuellen Koeffizientendaten des Controllers in die PC-Software zurück geschrieben werden. Somit sollte tunlichst vermieden werden, die PC-Software ohne Controller zu nutzen, danach ist schnell Asynchronität zwischen controllerseitigem Koeffizientensatz zu PC-seitigem gegeben. Es folgen einige Blicke auf die Steuersoftware.

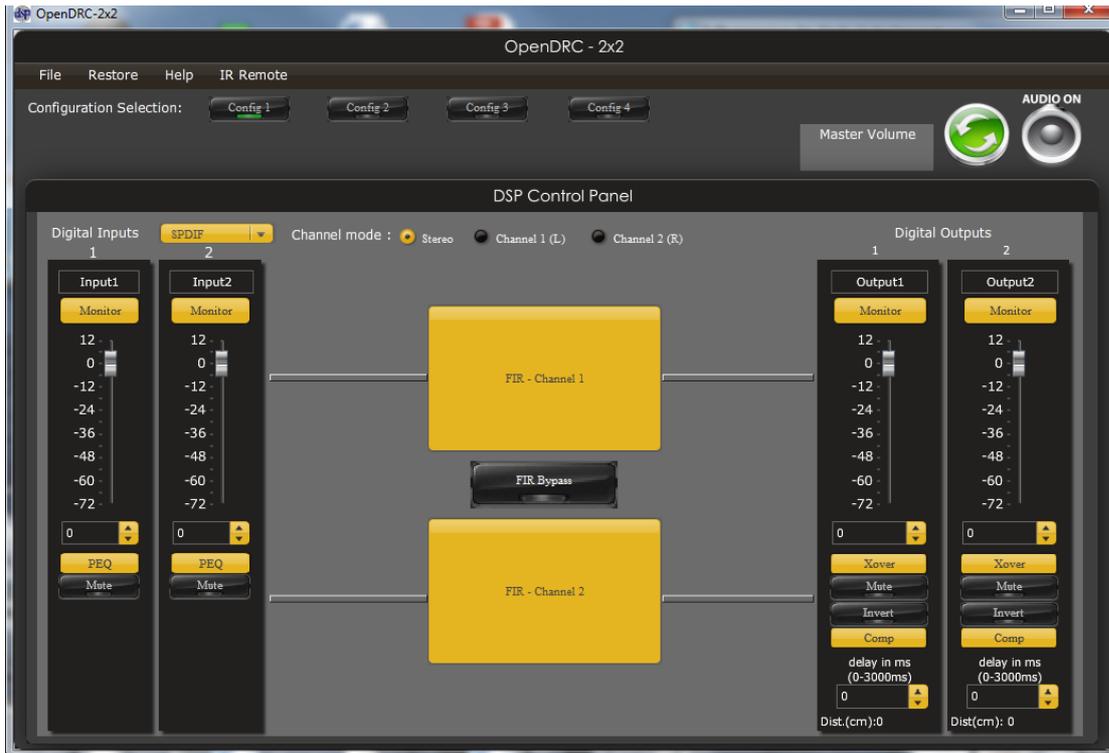


Abbildung 16 , Eingangsschirm der OpenDRC 2x2 Software

Der „Eröffnungsbildschirm“ mit der Möglichkeit den Eingangsquelle zu bestimmen, Gaineinstellungen vorzunehmen etc.

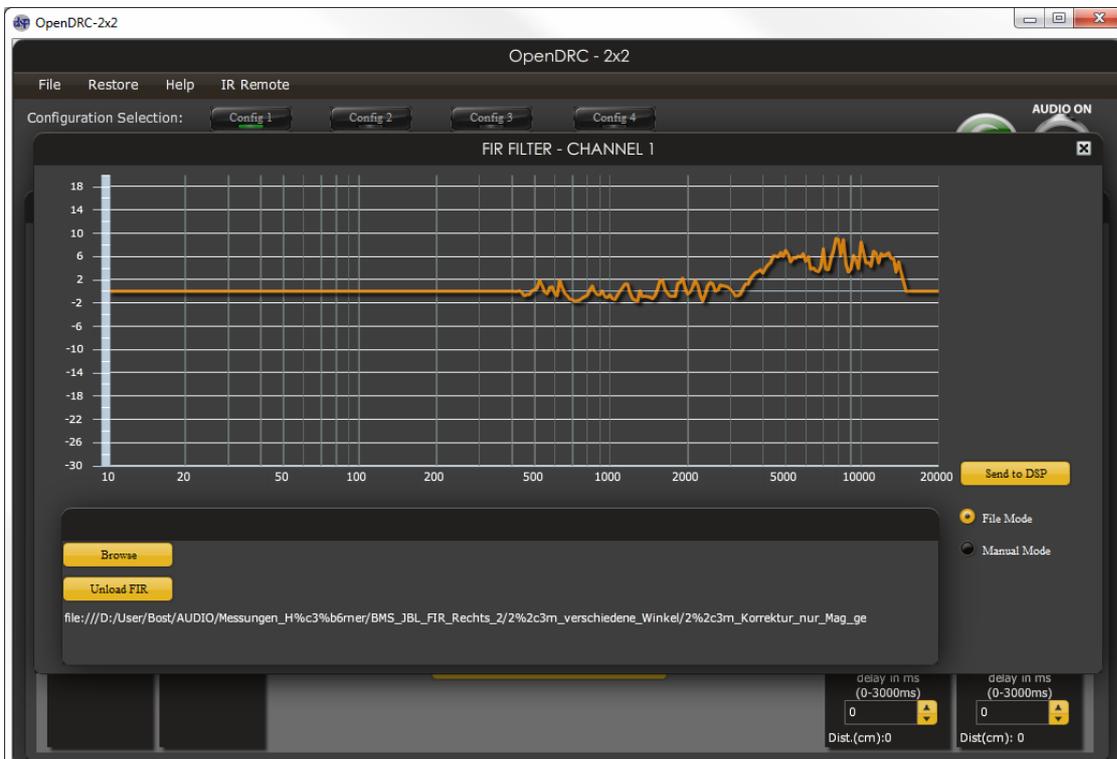


Abbildung 17 , Frequenzgang nach Laden der Koeffizienten

Hier beispielhaft die Frequenzgangsituation nach Laden eines FIR-Satzes (aus generierter „bin“- Datei). Es gibt hier auch o.g. Modus des „manuellen Ladens“, dieser erfordert ein text-File, welcher per Copy/Paste eingebunden wird und ggfs. sogar manuell weiter(!) bearbeitbar ist.



Abbildung 18 , die Möglichkeiten Parametrischer EQs

Exemplarisch einmal die Darstellung des PEQ, es sind bis zu 6 PEQ pro Kanal möglich.



Abbildung 19 , Compressorfunktion

Sehr hilfreich zur Übersteuerungsabsicherung bei starken Eq-Eingriffen: Die mitgelieferte Compressorfunktion, mit maximal möglichen Ratio von 50. Diese liefert klanglich akzeptable Ergebnisse, solange sie nur als echte Notbremse genutzt wird.

2.7 FIR-Entzerrung, theoretische Möglichkeiten und Restriktionen

2.7.1 Die Möglichkeiten

FIR-Filter bieten im Gegensatz zu IIR-Filtern einen ganz wesentlichen Vorteil, FIR-Filter können Frequenzgang und Phasengang unabhängig voneinander behandeln. Warum dies einen entscheidenden, zumindest im Theoretischen betrachteten Vorteil mit sich bringt, sei kurz angerissen.

Läge in der Realität ein allpassfreies (also echofreies) Lautsprechersystem vor, so könnte dieses mit IIR-Filtern sauber korrigiert werden, denn eine zum Lautsprechersystem invertiert vorliegende Frequenzgangkorrektur mit IIR-Filtern würde einen entsprechenden „gegenphasigen“ Phasengang aufweisen. In Summe ergäbe dies einen glatten Frequenzgang mit glattem Phasengang. Allerdings bedürfte ein solches IIR-Filter einer immens hohen Anzahl an parametrischen EQs, abhängig von der vorliegenden Wiedergabekurve des Lautsprechersystems und der gewünschten Genauigkeit der Korrektur.

Nun ist ein reales Lautsprechersystem aber zum einen nicht vollkommen allpassfrei aufgrund von z.B. Reflexionen an Gehäusekanten, inneren Echos und dergleichen sowie zum anderen mit mehr oder minder zerklüfteten Frequenzgängen behaftet.

Ein FIR-Filter kann beide Parameter, Frequenzgang und Phasengang gleichzeitig korrigieren, es ist in der Lage auch schlichte Laufzeiten (wie sie beispielweise durch Echos innerhalb eines Gehäuses entstehen) durch geeignete Laufzeiten innerhalb der Filterkoeffizienten zur Korrektur nachzubilden.

Prinzipiell kann damit ein FIR-Filter sogar die Eigenschaften einer gesamten Strecke, also vom Eingang eines Aktivsystems bis zum akustischen Output in einem Stück korrigieren. Allerdings nicht die nichtlinearen Verzerrungen wie Klirr, Intermodulation oder zeitliche Veränderungen wie der Empfindlichkeitsänderung aufgrund von Power-Kompression. Letztere ist im professionellem Einsatzbereich durchaus gegeben, es liegen hohe Leistungsanforderungen vor, aber auch erhebliche Erwärmung z.B. durch Sonneneinstrahlung treiben die Systeme in die Power-Kompression. Eine FIR-Korrektur von im Grenzbereich (thermisch wie mechanisch) betriebenen Lautsprechersystemkomponenten ist somit unter gewissem Vorbehalt zu betrachten, da die Korrektur hier nicht mehr sauber greifen kann.

Fachlich korrekt formuliert kann nur für sogenannte lineare, zeitinvariante Systeme eine (vollständige) Korrektur geschaffen werden.

2.7.2 Einige Restriktionen

Die Korrektur von Lautsprechersystemen unterliegt gewissen Einschränkungen, die sich aus den sehr komplexen Wiedergabeeigenschaften von Lautsprechern ergeben sowie Restriktionen aus den FIR-Filtern und deren Koeffizienten selbst.

Zunächst die wichtigsten „Restriktionen“ die FIR-Filter betreffend:

- Die niedrigste zu korrigierende Frequenz bestimmt die Filterlänge (Taps)
- Die Frequenzauflösung des Filters entspricht damit dem Vielfachen der Filterlänge
- Die Signallaufzeit (Latenz) des Filters korrespondiert mit der Hälfte der Filterlänge (hier kann je nach Anforderung abgewichen werden)
- Rechengenauigkeit hängt vom Format der Koeffizienten ab (16bit/24bit, Fest-/Fließkomma)
- Größere Filterlängen erfordern hohe bis sehr hohe Rechenleistungen (hier kann mittels Downsampling Abhilfe geschaffen werden, jedoch hat dies keine verringernde Auswirkung auf die Latenz)
- FIR-Filter können keine Verzerrungen etc. bearbeiten, sie wirken rein auf Frequenz- und Phasengang

Restriktionen die Lautsprechersysteme und deren Anwendungen betreffend:

- Möglichst große Winkelunabhängigkeit von Frequenz- und Phasengang (Korrektur nur für einen Punkt im Wiedergabebereich wäre sinnfrei (Kapitel 3.5.2))
- FIR-Signallaufzeit/Latenz ist zumindest bei Live-Anwendungen kritisch
- Das Wiedergabesystem darf nicht nennenswert in Power-Kompression gehen
- Starke Pegelkorrekturen können Überlastungen, Klirr/Intermodulation fördern
- Vermeintlicher Dynamikverlust, siehe Kapitel 10.2.

Anforderungen an Erfassung der Lautsprechereigenschaften:

- Möglichst raumreflexionsfreie Messung von Lautsprechern
- Messung der Impulsantworten über mehrere Messpositionen (Winkel), mit späterer Mittelung der Impulsantworten zur FIR-Koeffizientengenerierung
- Erfassung der Lautsprechereigenschaften mit mindestens der Auflösung späterer FIR-Filter
- Ausreichender Störabstand während der Messung (u.a. keine Fremdgeräusche!), denn
- Mangelnde Messgenauigkeit macht eine hohe Rechengenauigkeit der FIR-Filter sinnlos! (oft wird über Festkomma versus Fließkomma diskutiert, aber die Messungen erübrigen in den meisten Fällen diese Diskussion)

3 Erste Basismessungen der Hornkombinationen (Frequenzgang, Klirr, Abstrahlverhalten)

Zunächst wurden einige Basismessungen ohne jede Korrektur durchgeführt, von Interesse im Wesentlichen: Frequenzgang, Klirr und Abstrahlverhalten. Für die Klirrmessungen wurde eine kalibrierte Messung durchgeführt, der Messabstand Mikrofon zu Horn betrug 3,16m bezogen auf Hornvorderkante, 0° vertikal/horizontal. Keine untere Grenzfrequenz für Mitteltonteil. Um die Pegelwerte für 1m Abstand zu erhalten, müssen also 10dB aufgeschlagen werden.

3.1 BMS4590 an JBL2360

3.1.1 Klirrmessungen BMS4590 am JBL2360

Einen ersten Eindruck, wie sauber diese Hornkombination arbeitet, sollen die Klirrmessungen bei verschiedenen Leistungspegeln beginnend mit 0,1W bis hinauf zu 40W geben. Die grüne Kurve stellt Wiedergabepiegel dar, die blaue Kurve den Pegel(!) K2 dar und die rote Kurve entsprechen K3. Der Klirrgrad in % ergibt sich aus dem Abstand der grünen Kurve zu den K2/K3 Kurven in der Form:

10dB = 30% Klirr, 20dB = 10%, 30dB=3%, 40dB=1% ...

Klirrgang bei 0,1W/16Ohm entsprechend 1,26Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

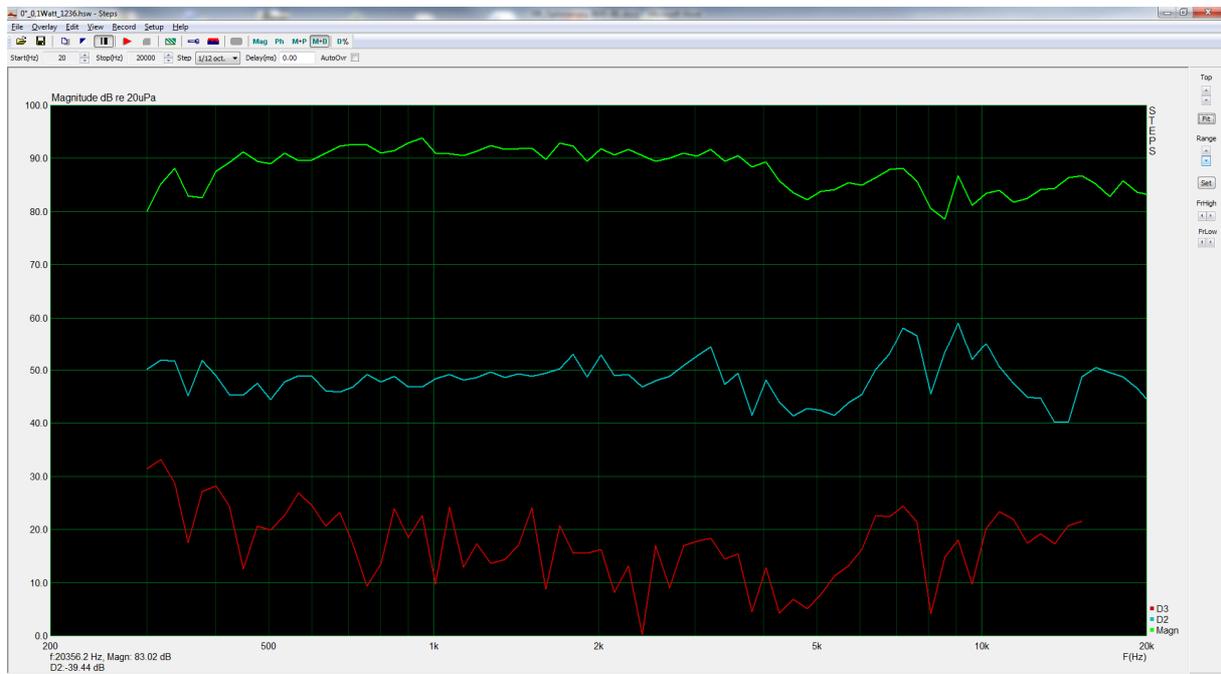


Abbildung 20, Klirr BMS4590 an JBL2360 bei 0,1W

Klirrgang bei 1W/16Ohm entsprechend 4Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

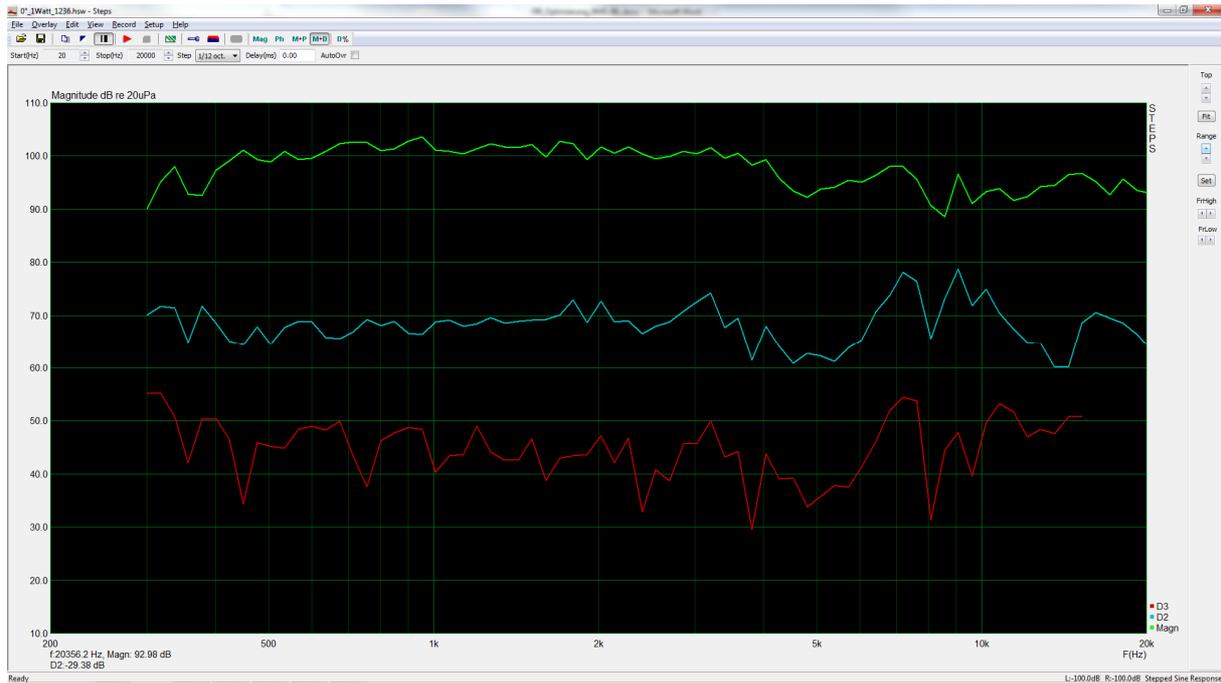


Abbildung 21, Klirr BMS4590 an JBL2360 bei 1W

Klirrgang bei 10W/16Ohm entsprechend 12,6Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

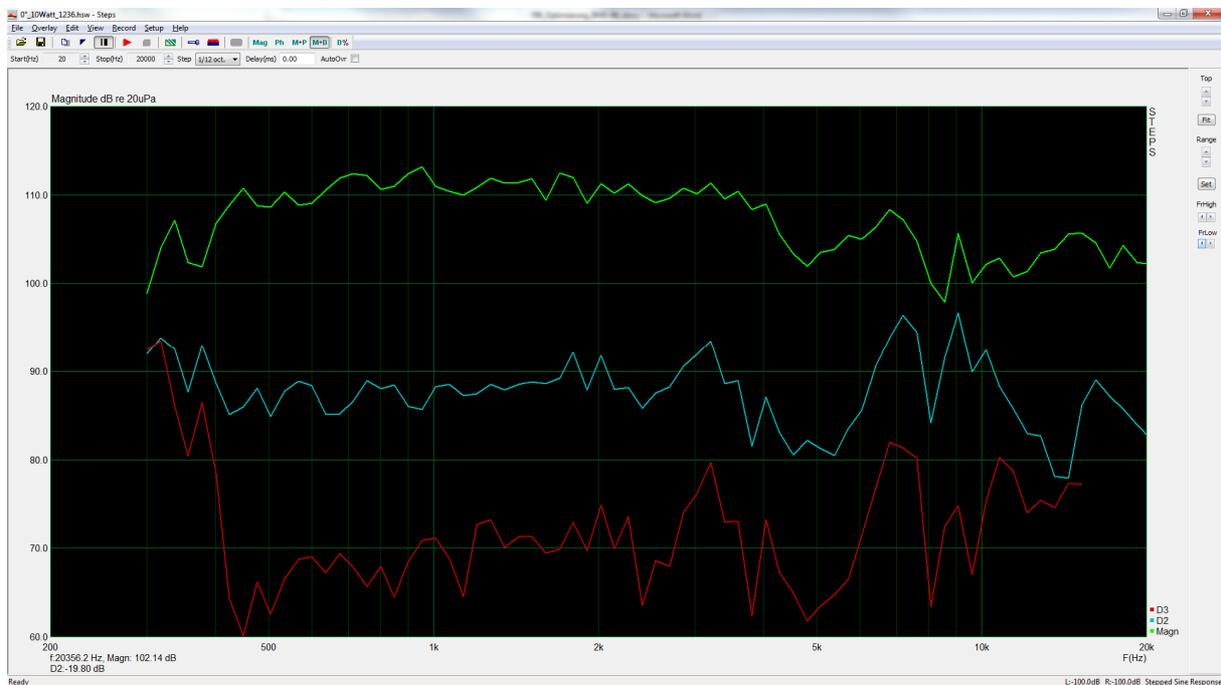


Abbildung 22, Klirr BMS4590 an JBL2360 bei 10W

Klirrgang bei 40W/16Ohm entsprechend 25,3Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

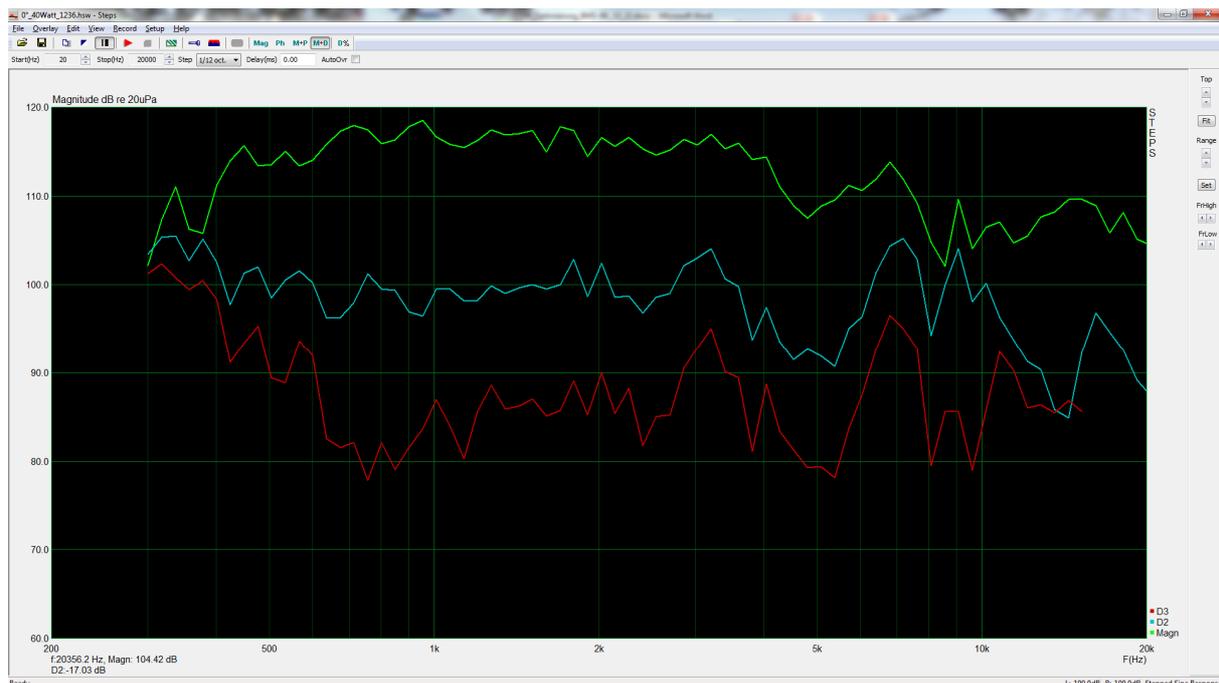


Abbildung 23, Klirr BMS4590 an JBL2360 bei 10W

Auf Messungen mit noch höherer elektrischer Belastung wurde verzichtet, um keine mechanischen oder elektrischen Beschädigung an den Schwingspuleneinheiten zu erhalten.

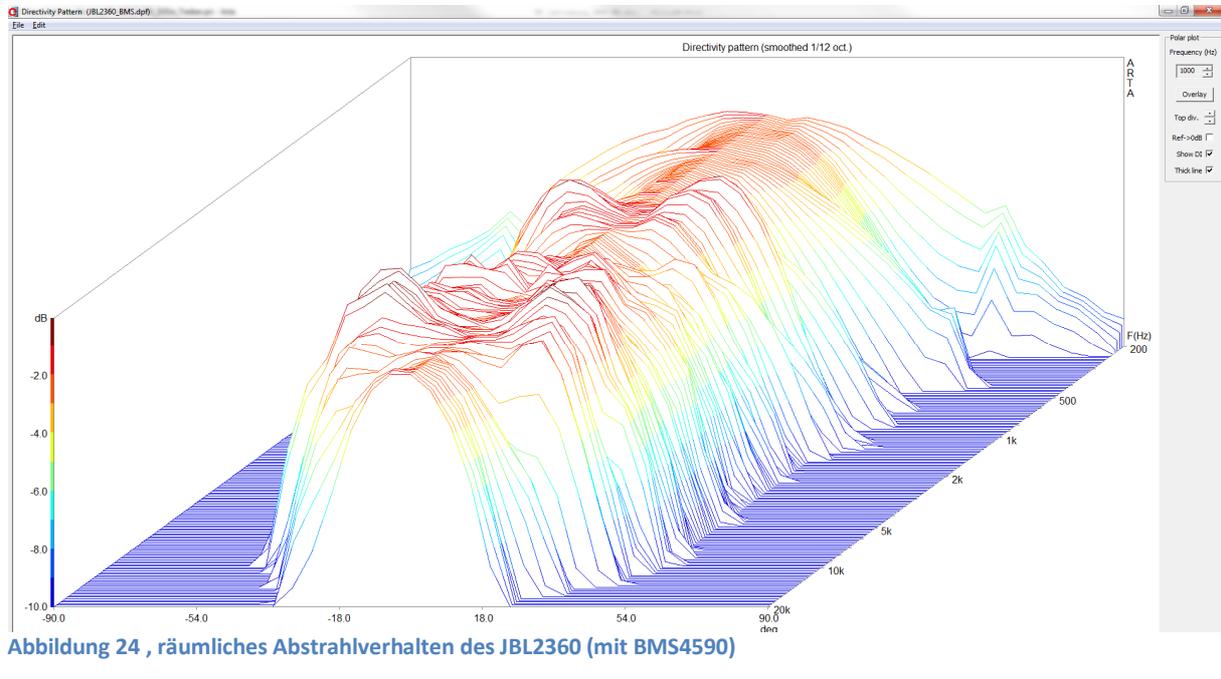
Der BMS-Treiber zeigt in dieser Hornkombination den für ihn recht typischen, eher hohen K2-Anteil. Der Klirr verhält sich ähnlich wie in anderen bekannten Kombinationen, ist jedoch im Hochtonbereich stärker ausgeprägt oder anders formuliert, der Pegel der Grundwelle liegt niedriger als bei kürzeren Hörnern üblich. In Summe führt dies zu einem erhöhten Klirr im Hochtonbereich, ob dieser aber akustisch relevant ist, darf diskutiert werden, denn die Frequenzanteile des Klirrs liegen am obersten Ende des Hörbereiches.

Auffällig und etwas unerwartet ist die nicht so hohe Pegelfestigkeit im unteren Frequenzbereich. Bereits bei 10W tritt ein deutlicher Klirranstieg um 350Hz ein, dies entspricht noch ungefähr der Nutzbandangabe des Hornherstellers JBL für das 2360. Allerdings sind 40W Eingangsleistung mit dieser Kombination erst oberhalb ca. 650Hz nutzbar. Darunter scheint der Treiber ebenfalls an seine Auslenkungsgrenze zu stoßen, was bei diesem großen Horn zunächst etwas unerwartet erscheint.

Ein Vergleich zu den Messergebnissen (10W/40W) am streng exponentiell ausgelegten Vitavoxhorn RH330 zeigt, dass hier eine gewisse Lastschwäche des großen JBL-Horns vorliegt, da der BMS an der Kombination mit dem RH330 im unteren Frequenzbereich trotz erheblich kleinerer Dimension des RH330 merklich tiefer spielen kann. Hierzu in Kapitel 3.3 mehr.

3.1.2 BMS4590 an JBL2360, räumliches Abstrahlverhalten horizontale Ebene

Nun aber noch ein zweiter, der eigentlich wesentliche Aspekt, das räumliche Abstrahlverhalten des JBL2360.



Man beachte, dass die relative Pegelaufösung hier mit nur 10dB Darstellungsumfang sehr hoch gewählt ist. Über einen Winkelbereich von ca. $\pm 20^\circ$ horizontal verläuft der Abstrahlung mit nur recht geringen Pegelschwankungen. Auf diesen recht schmalen Abstrahlungsbereich mit sehr geringen Pegelschwankungen wird in Hinblick auf die private Anwendung im Heimbereich geachtet.

3.2 BMS4590 am Vitavox RH330

Die Messbedingungen waren identisch denen zur Kombination mit JBL2360.

3.2.1 Klirrmessungen BMS4590 am Vitavox 4cell

Klirrgang bei 0,1W/16Ohm entsprechend 1,26Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

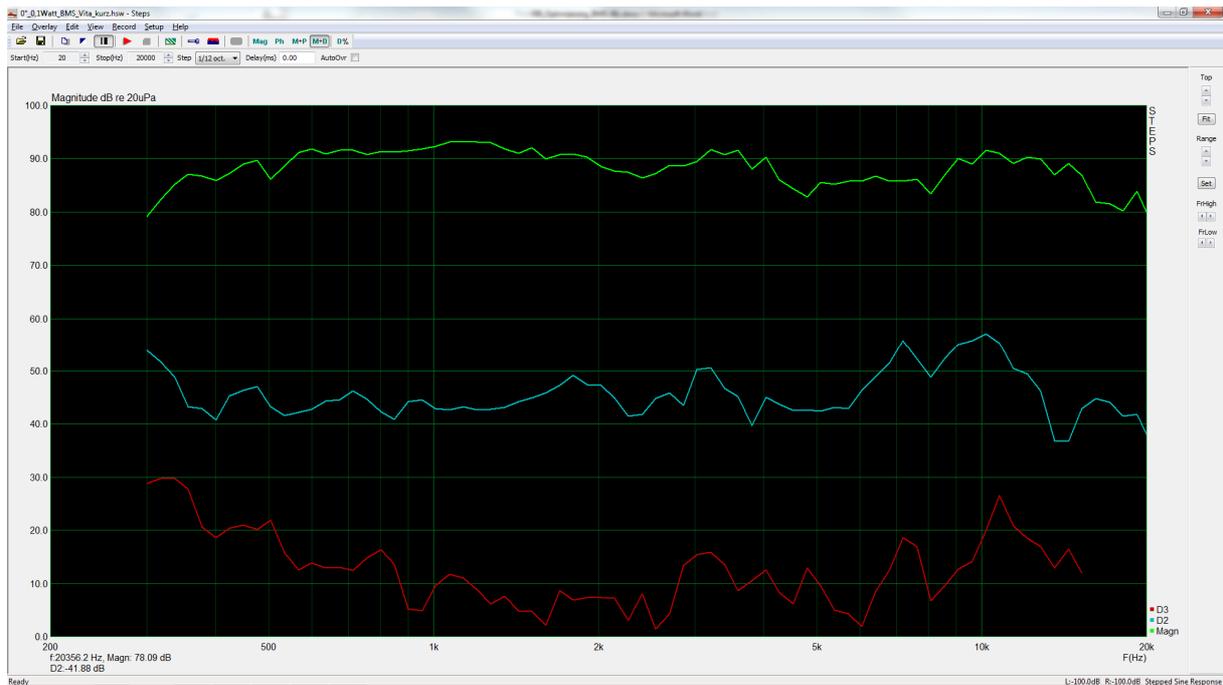


Abbildung 25 , Klirr BMS4590 an Vitavox 4cell bei 0,1W

Klirrgang bei 1W/16Ohm entsprechend 4Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

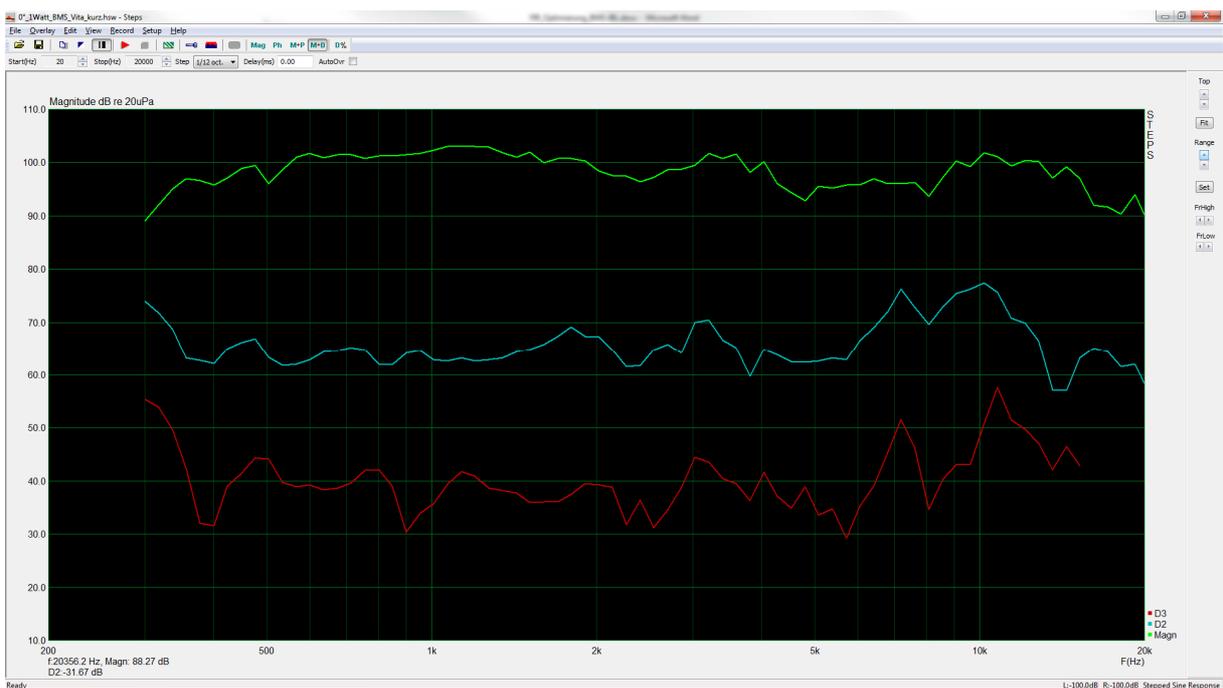


Abbildung 26 , Klirr BMS4590 an Vitavox 4cell bei 1W

Klirrgang bei 10W/16Ohm entsprechend 12,6Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

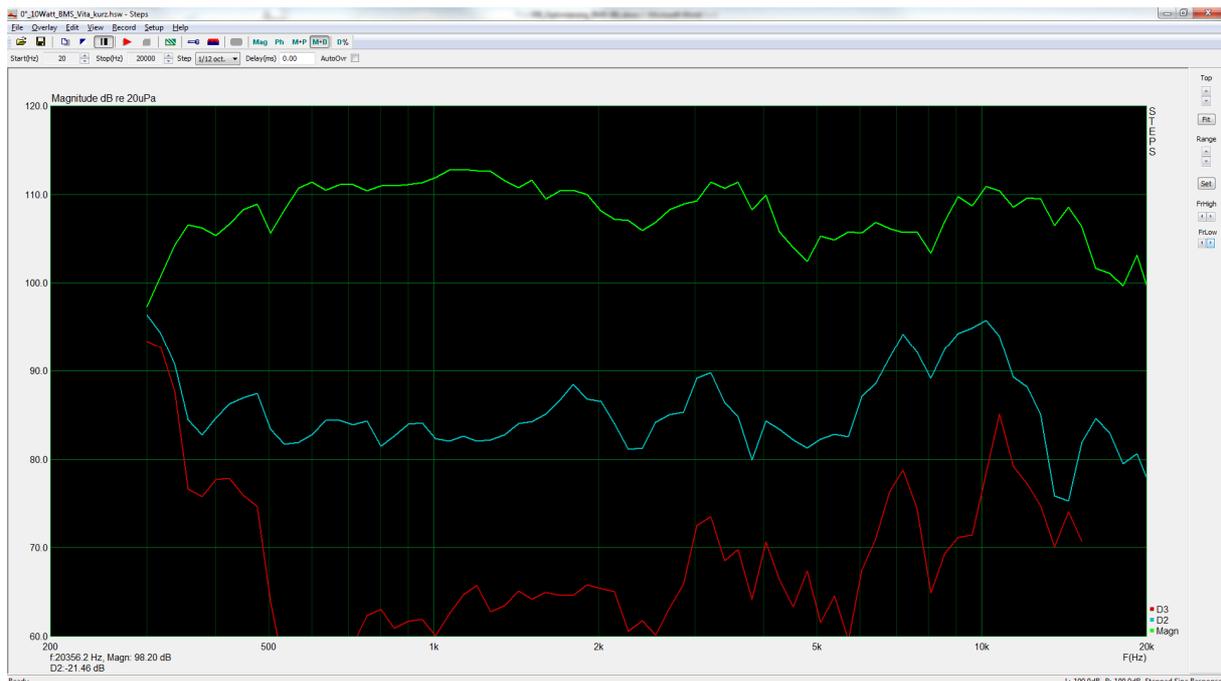


Abbildung 27 , Klirr BMS4590 an Vitavox 4cell bei 10W

Klirrgang bei 40W/16Ohm entsprechend 25,3Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

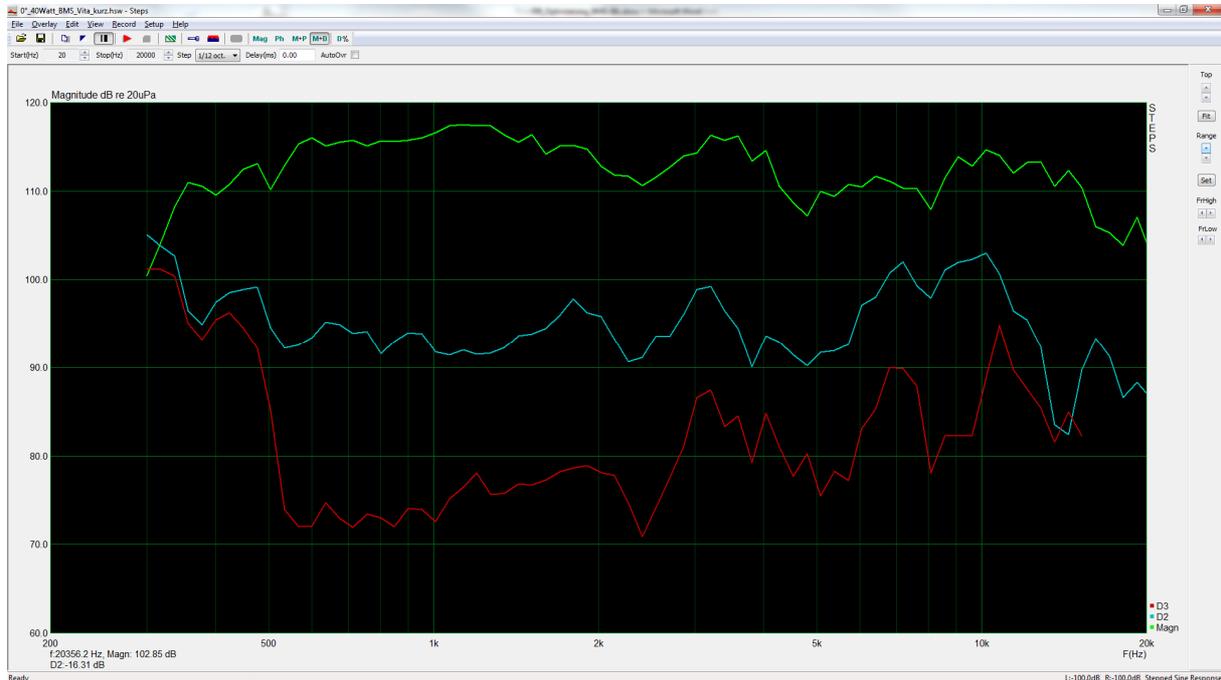


Abbildung 28 , Klirr BMS4590 an Vitavox 4cell bei 40W

Hier ist sehr gut zu erkennen, dass das Vitavoxhorn RH330 mit der unteren Cut-off Frequenz von 330Hz (bei 10W) gut übereinstimmt und bei 40W der Herstellerempfehlung von 500Hz unterer Nutzfrequenz recht genau folgt.

3.2.2 BMS4590 an Vitavox 4cell, räumliches Abstrahlverhalten horizontale Ebene

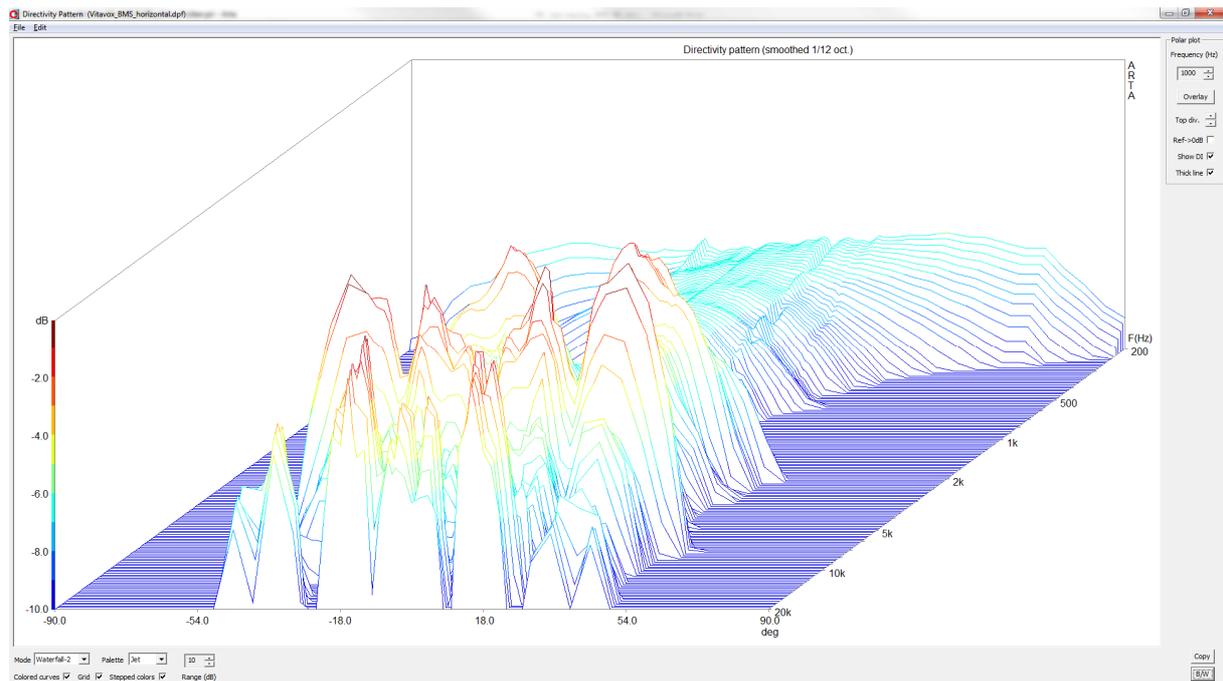


Abbildung 29 , Abstrahlverhalten Vitavox 4cell mit BMS4590, Ansicht 1

Hier ist ein stark zerklüftetes räumliches Abstrahlverhalten oberhalb ca. 2kHz zu erkennen. Und nochmals zur Verdeutlichung in anderer Winkeldarstellung:

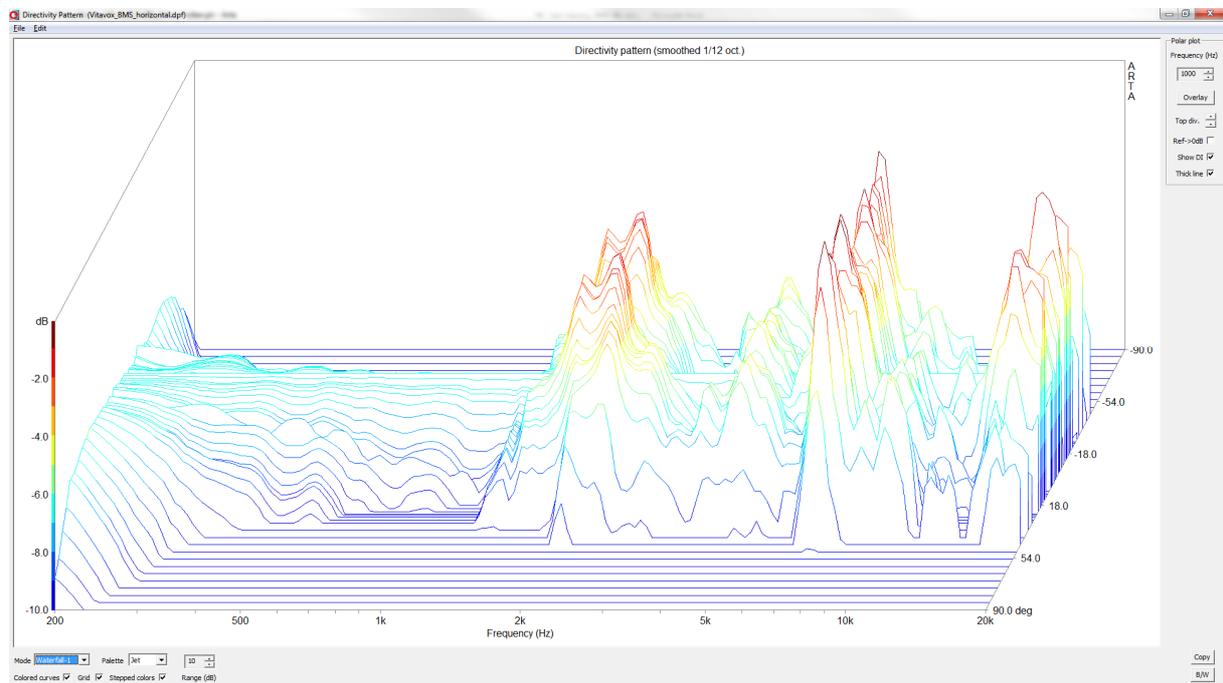


Abbildung 30 , Abstrahlverhalten Vitavox 4cell mit BMS4590, Ansicht 2

Und genau dies bereitete im Hörraum, in welchem diese Kombination zuvor genutzt wurde, einige Probleme. Selbst geringe Kopfbewegungen ließen die räumliche Abbildung je nach dominanten Frequenzanteilen stark schwanken, eine ruhige Stereoabbildung war kaum möglich. Zum einen bedurfte es einer sehr gleichen Winkelpositionierung der RH330 Hörner links zu rechts bezogen auf den Hörplatz und zum anderen einer gewissen Sitzdisziplin.

3.3 Gegenüberstellung Ergebnisse Vitavox RH330 zu JBL 2360 mit Ausklingspektren

Zunächst eher ernüchternd waren die Messdaten der Kombination mit dem JBL2360 aufgrund der höheren Klirrwerte sowie teilweise sogar geringeren Nutzpegel (im ganz unteren Frequenzbereich wie aber auch im Hochtonbereich) gegenüber dem RH330. In letzterem muss aber festgehalten werden, dass der Pegel in diesem Bereich extrem positionsabhängig ist und somit zu diesem Zeitpunkt nur begrenzt von mehr Wirkungsgrad bzw. möglichem maximalen Wiedergabepegel gesprochen werden konnte (siehe spätere Messungen Kapitel 3.4).

Gegenübergestellt seien die Ausklingspektren der beiden Kombinationen, zunächst mit dem RH330:

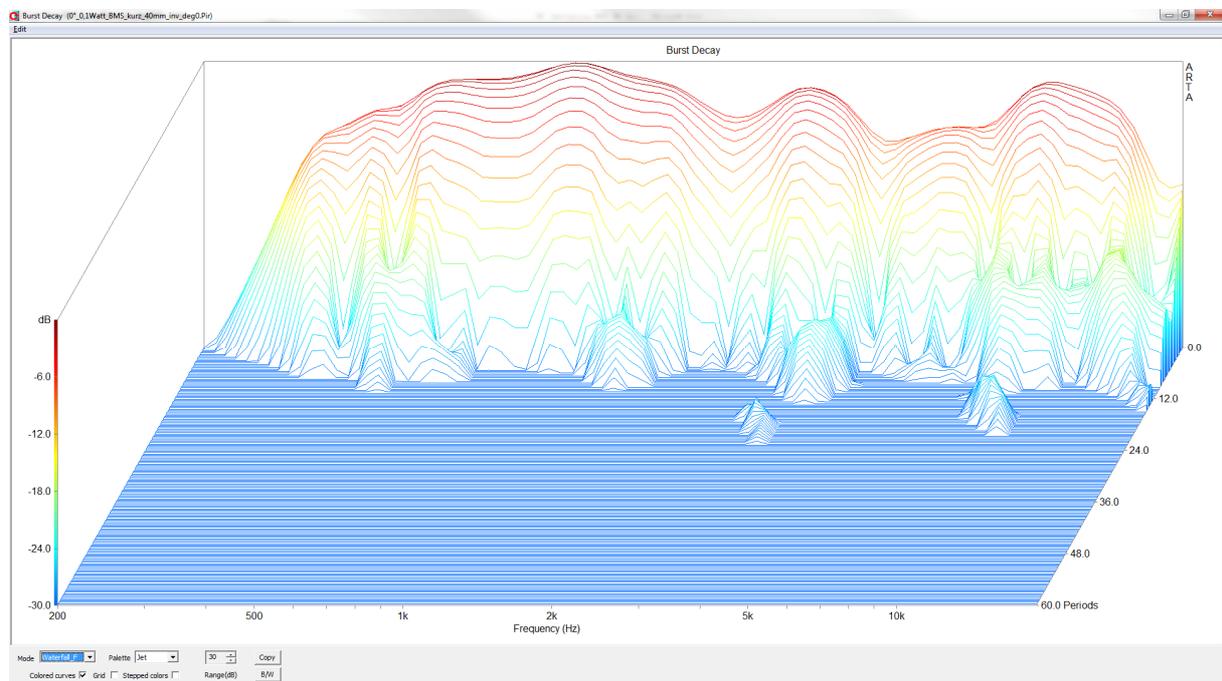


Abbildung 31 , Ausklingspektrum BMS4590 an Vitavox 4 cell

und des JBL2360:

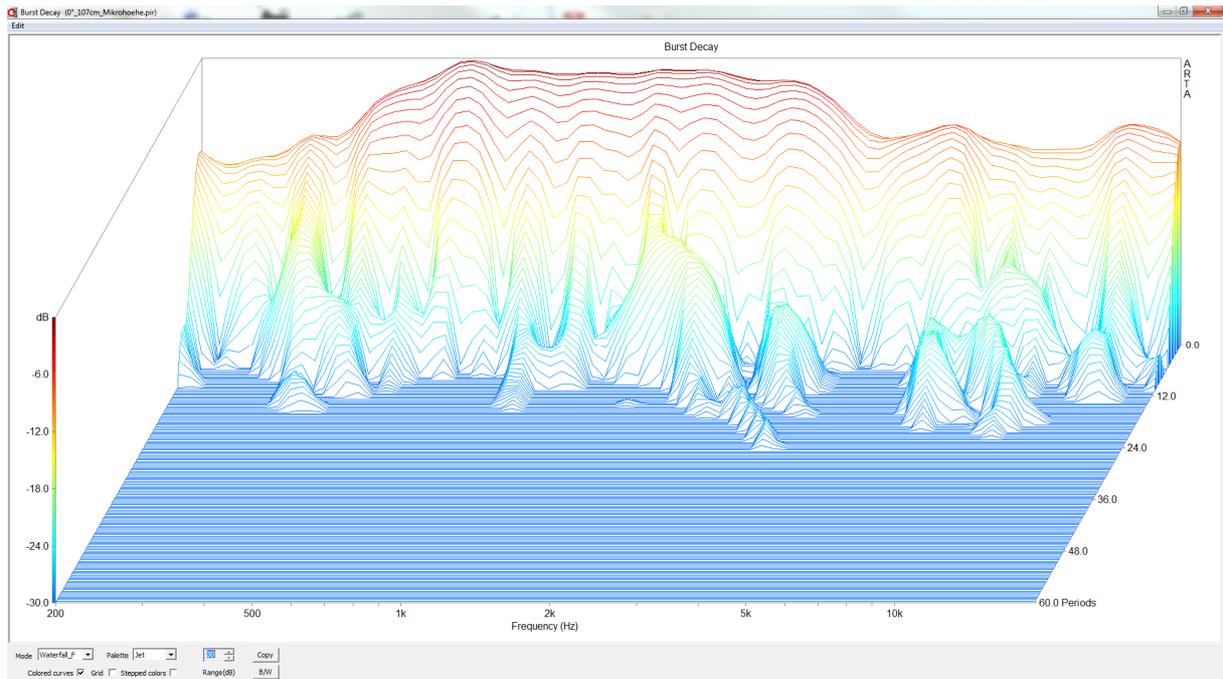


Abbildung 32, Ausklingspektrum BMS4590 am JBL 2360

Auch im Ausklingspektrum macht das RH330 eine bessere Figur, trotz höherer Pegel im Hochton klingt es dort schneller aus als das JBL2360. Ebenso sieht beim RH330 der Mittenbereich „trockener“ aus als beim JBL2360, dort sind gar etwas ausgeprägte Resonanzen zu erkennen.

Wird der Hochtonzweig des BMS4590 um 6dB angehoben, um einen ungefähr passenden Pegel zum Mitteltonbereich zu erhalten, so sieht das Ausklingspektrum wie folgt aus:

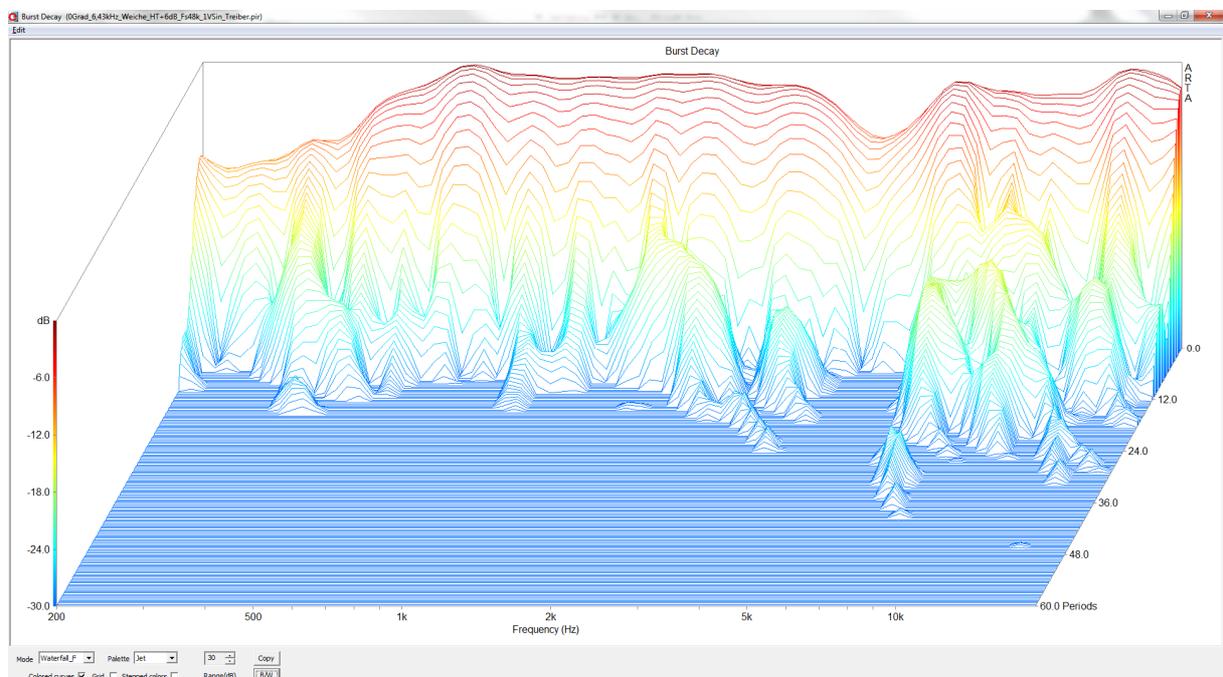


Abbildung 33, Ausklingspektrum mit +6dB Leistungsanhebung im Hochtonzweig des BMS4590 an JBL2360

Leicht zu erkennen, das Ausschwingen im Hochtonbereich ist schon recht lang. Hier könnte eine FIR-Entzerrung Abhilfe versprechen.

Die beim JBL-Horn gegenüber dem Vitavox-Horn vorliegende geringere Pegelfestigkeit bei niedrigeren Frequenzen dürfte auf die im ersten Teil der Hornkonstruktion zwar exponentielle Auslegung (mit kleinem k -Faktor), sich dann aber schlagartig öffnende Ausführung zurückzuführen sein. Hier findet ein extremer Sprung in der Hornkonstante statt, als akustische Last wirkt somit fast nur dieser erste Bereich des Horns und es entstehen an dieser Stelle Reflexionen, die zu stärkerer Welligkeit im Frequenzgang führen. Der sehr niedrige k -Faktor (Öffnungsfaktor der Exponentiellen Flächenzuwachsfunction über die Länge) wirkt in Zusammenspiel mit der dafür nicht ausreichenden Endfläche (Länge) zu einer geringeren akustischen Last für den Treiber.

Die Auslegungsfunktion des zweiten akustischen biradialen Teiles des Horns, der sich im Gegensatz zum ersten sehr schnell öffnet (großer k -Faktor), ist nicht genau beschrieben. Aus der Quelle Handbook for Sound Engineers (Ballou, Glen, 1987) könnte eine exponentielle Öffnungsfunktion vermutet werden, rein von der optischen Anschauung her käme auch eine hyperbolische Öffnungsfunktion in Frage. Hyperbolische Hörner laden grad im unteren Frequenzbereich (je nach Konstante) schlechter denn exponentiell sich öffnende (wie das Vitavox). Auf jeden Fall kann festgehalten werden, dass die Anpassung der beiden Teile nicht so gut ist, wie in einem rein exponentiell ausgelegten Horn. Denn ein solches mit gleicher sehr großer Endfläche würde eine deutlich bessere akustische Last bei niedrigen Frequenzen und damit mehr Maximalschalldruck des Treibers ermöglichen. Jedoch würde eine klassisch exponentielle Auslegung nicht die gute, sprich sehr gleichmäßige Abstrahlung über den Winkelbereich ermöglichen. Mithin stellt das Horn einen guten Kompromiss dar.

Der gegenüber kürzeren Hörnern höhere Klirrgrad dürfte vorrangig dem langen, sich nur langsam öffnenden ersten Hornteil geschuldet sein. Dort kommt es durch adiabatische Effekte zu stärkeren Nichtlinearitäten (über die Ausbreitungslänge) als in kürzeren Hörnern, siehe „An Introduction to Horn Theory (Kolbrek, Bjoern, 2008)“.

Trotz der zunächst ernüchternden Messdaten am JBL2360, welche eine dem RH330 gegenüber eher verwaschene und unsaubere Wiedergabe erwarten ließ, wurde das JBL2360 nach einer längeren Überlegungsphase, ob der Aufwand überhaupt lohne, mit einer parametrischen Korrektur (insg. 5 PEQs) getestet und klanglich bewertet.

Ausklingspektrum JBL2360 mit 5 Band PEQ:

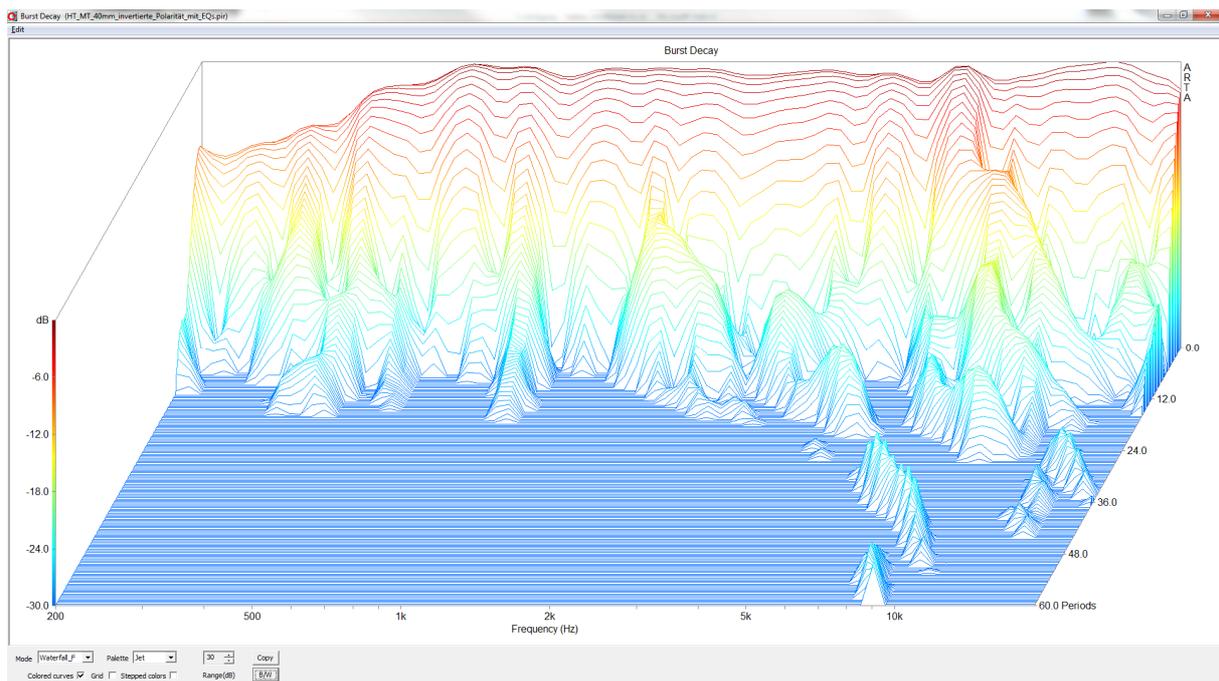


Abbildung 34 , Ausklingspektrum mit 5 fach parametrisch EQ BMS4590 an JBL2360

Das Widersprüchliche daran war, dass sich das messtechnische Ergebnis klanglich nicht widerspiegelte, im Gegenteil. Das JBL2360 wirkte direkter und trockener als das RH330, welches etwas weicher, aber weniger live, vielleicht könnte man sagen, Hifi-ähnlich aufspielte. Dem RH330 mangelte es z.B. grad bei Toms an „Schlagfertigkeit“, das JBL2360 hier ganz anders, selbst die Anschläge einer Basedrum kamen nun gut heraus. Mit dem JBL2360 wurde manches deutlich vor die Hörner gestellt, räumliche Tiefe hingegen erzeugte das RH330 mehr.

Von verwaschenem und mulchigem Klang, wie das längere Ausschwingen vermuten ließ, konnte keine Rede sein.

Und: Die räumliche Ortung oder besser gesagt Stabilität des Klangbildes gegenüber dem RH330 war frappant. Kaum eine Stimme oder Instrument bewegte sich (vor allem wenn mittig positioniert). Hier konnte somit eine erhebliche Verbesserung wiedergabeseitig erreicht werden. Nach längerer Hörphase wurde der Entschluss gefasst, mittels einer FIR-Entzerrung eine Optimierung des Hornsystems BMS4590 am JBL2360 anzugehen, einerseits um klangliche Verbesserungen zu erzielen (Ausgleich des mäßigen Ausklingverhaltens) und andererseits um schlicht zu testen, was FIR-Filter vermögen und wo deren Grenzen liegen.

Zusammengefasst: Das JBL2360 hört sich deutlich anders an, als die Messdaten dies hergeben. Eine nähere Untersuchung dazu wäre sicherlich sehr interessant. Entsprechende aussagekräftige Ergebnisse zu erzielen dürfte schwierig sein, da bei Höruntersuchungen bereits räumlich anders angeordnete Quellen (es müssten mehrere Hornsysteme/Systeme zeitgleich aufgebaut sein) Auswirkungen haben. Am Vielversprechendsten wäre es, nur das zeitliche Verhalten vorliegender (Horn-)Systeme elektronisch mittels FIR-Filtern nachzubilden und an einem sehr kurz nachschwingenden System (hochwertigen Hifi-System) zu vergleichen.

3.4 Ergänzendes zum Vitavox-4-cell Horn

In Kapitel 3.3 wurde auf das Problem einer genauen Aussage zum Wirkungsgrad im Hochtonbereich aufgrund des stark winkelabhängigen Frequenzganges hingewiesen. Um hier eine etwas fundiertere Aussage zum Wirkungsgrad treffen können, wurde zu einem späteren Zeitpunkt unter Vorliegen von FIR-Designer ergänzend ein gemittelter Frequenzgang generiert, aufgenommen in 2° Winkelschritten über 30° Abstrahlwinkel hinweg. Gemittelt wurde im Tool FIR-Designer über die Möglichkeit eines festen Pegelbezuges und nicht Autonormalisierung (da stark welliger Frequenzgang, siehe dazu auch Kapitel 5.2). Es ergibt sich folgender relativer Frequenzgang, dessen absoluter Pegel bei ca.110dB/W liegen dürfte (siehe dazu auch Abbildung 26).

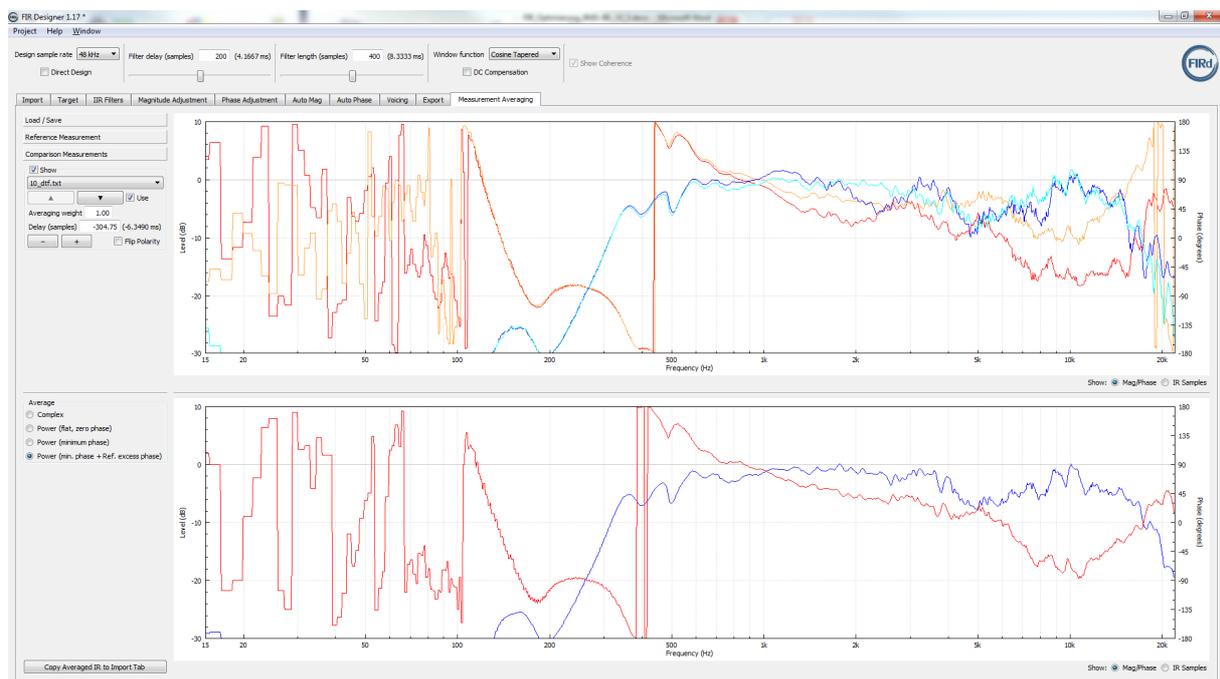


Abbildung 35 , BMS an Vitavoxhorn, über 30° Abstrahlwinkel gemittelter Frequenzgang

Über eine Hochtonschwäche des 4 cell Sektorialhorns kann im Grunde nicht geklagt werden, im Mittel über den Abstrahlbereich hinweg sieht der Frequenzgang sehr gut aus. Wird das Horn wie früher (zu dessen Konstruktionszeiten üblich) mittels Terzanalyse oder gar nur Oktavanalyse gemessen, so ergibt sich ein eher unauffälliges winkelabhängiges Frequenzgangverhalten (hier nicht mehr dokumentiert). Zur Zeit der Markteinbringung dieses Sektorialhorns ein in Sachen Abstrahlverhalten sehr gutes Horn, für PA-Einsatz sicherlich weit oben angesiedelt. So ganz verwundert es nicht, denn die damals im Hochtonbereich nicht sonderlich starken Treiber ließen keine weiteren Verluste im Hochtonbereich durch eine ungünstige Hornkonstruktion zu. Die aufwendige und teure Fertigung solcher Hörner hatte ihre Berechtigung, lieferten sie eine sehr breitbandige pegelstarke und vergleichsweise kontrollierte Wiedergabe.

Bei (höheren) Anforderungen an stereophone Wiedergabe schwächelt dieser Horntyp jedoch aufgrund der schmalbandigen Zerklüftung über den Abstrahlbereich hinweg, wie siehe Kapitel 3.2.2 bereits beschrieben.

3.5 Versuch einer „auf den Punkt Optimierung“ des JBL2360

An dieser Stelle sei ein weiter Vorgriff erlaubt, was ein FIR-Filter an Optimierung zu realisieren vermag, wenn nur für einen einzigen Hör-/Messpunkt optimiert wird (was zwar praxisfremd ist, aber es geht um den prinzipiell möglichen Rahmen). Messpunkt war 0° hor./0°vert., 3,16m Messdistanz. Der Optimierungsvorgang wird nachgelagert beschrieben und dient dem Verständnis des Messablaufes und der notwendigen Einstellungen im FIR-Berechnungstool. Dieser kleine Vorgriff soll nur etwas Appetit auf das machen, was möglich ist und die grundsätzliche Leistungsfähigkeit eines FIR-Filters demonstrieren.

Zunächst ist zur Erinnerung erneut die Hörkombination BMS4590 am JBL2360 in der Messkammer (ohne FIR) dargestellt, diesmal aber mit 40dB Dynamik im Ausklingspektrum:

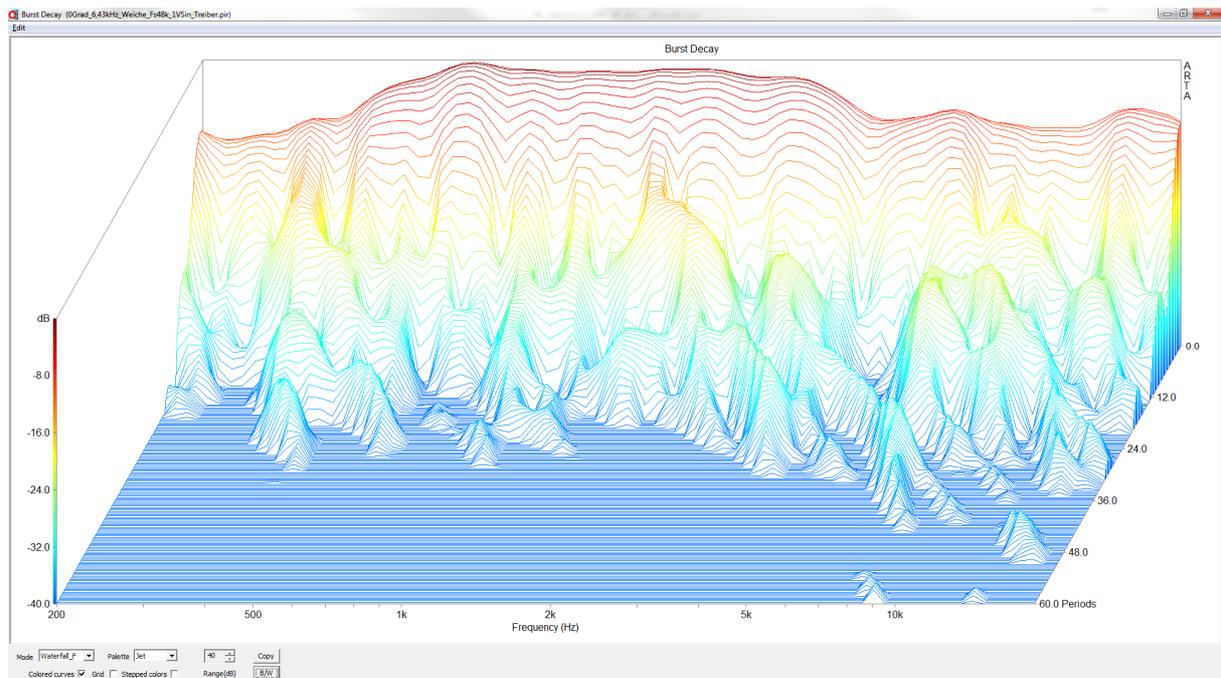


Abbildung 36 , Ausklingspektrum BMS4590 an JBL2360 ohne jede Korrektur

Und nun mit FIR-Korrekturfilter (4096Taps, ca.12Hz Filterauflösung, 450Hz-16kHz korrigiert):

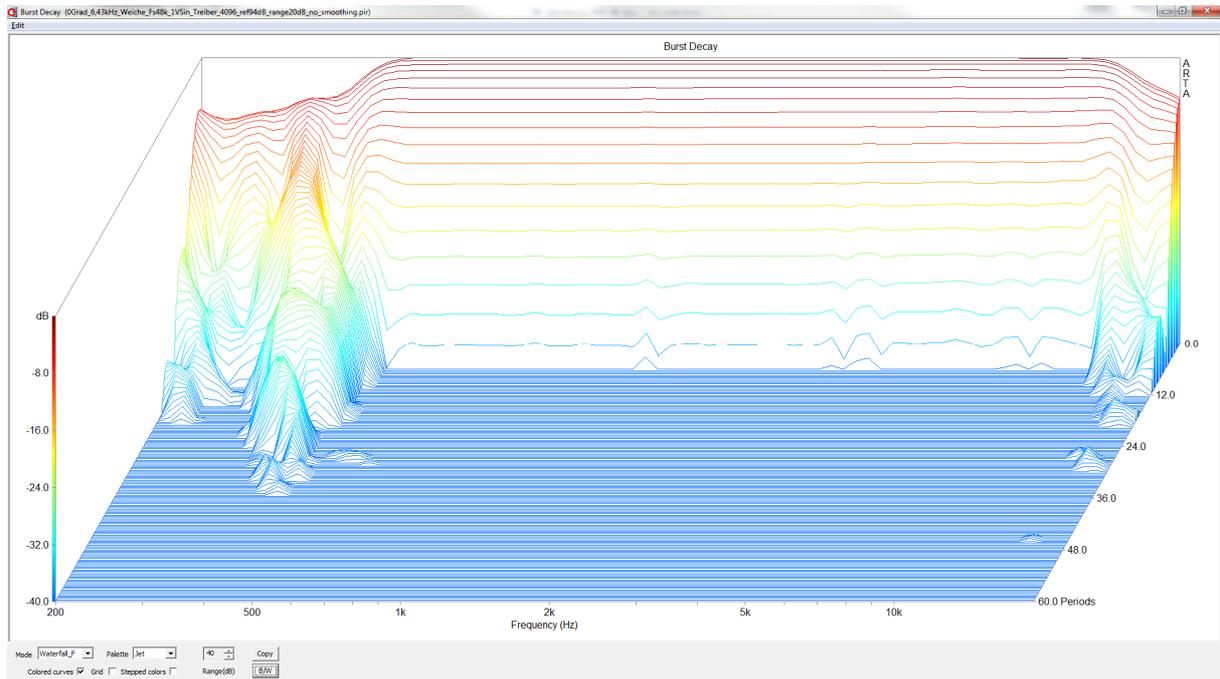


Abbildung 37 , Ausklingspektrum mit linearphasiger Korrektur BMS4590 an JBL 2360, 0°/0°

Hier ist beeindruckend zu erkennen, wie perfekt ein FIR-Filter durch Kompensation von Frequenzgangfehlern und Phasengangfehlern, letzteres bezeichne ich gern als „Berücksichtigung des Zeitverhaltens in der Korrektur“, einem System im gewünschten Frequenzbereich ein nahezu ideales Verhalten verleihen kann. Frequenzgang und Phasengang werden hier im korrigierten Frequenzbereich auf nahezu 0dB Welligkeit und konstante Phase gezwungen. Allerdings erfordert diese Methode zwangsläufig recht hohe Latenzen im Bereich der halben Tap-Länge des FIR-Filters (sprich Latenz = Taps•0,5/Abtastfrequenz)

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, ein sogenanntes „Minimalphasiges System“ im FIR-Filter aufzubauen. In minimalphasigen Systemen folgt der Phasengang den Änderungen im Frequenzgang, im Grunde entsprechend einem analogen System mit gleichem Frequenzgang wie das FIR-Filter. Das korrigierende FIR-Filter weist nun einen gegensinnigen Frequenzgang zum Lautsprechersystem auf und infolge dessen einen gegenphasigen Phasengang. Wird ein so ausgelegtes FIR-Filter dem Lautsprechersystem vorgeschaltet, ergibt sich ein Phasengang des Gesamtsystems in mehr oder weniger Annäherung zur Nullphase (sofern keine Totzeiten/Echos im System vorhanden sind).

Hier nun ein minimalphasig korrigiertes JBL2360:

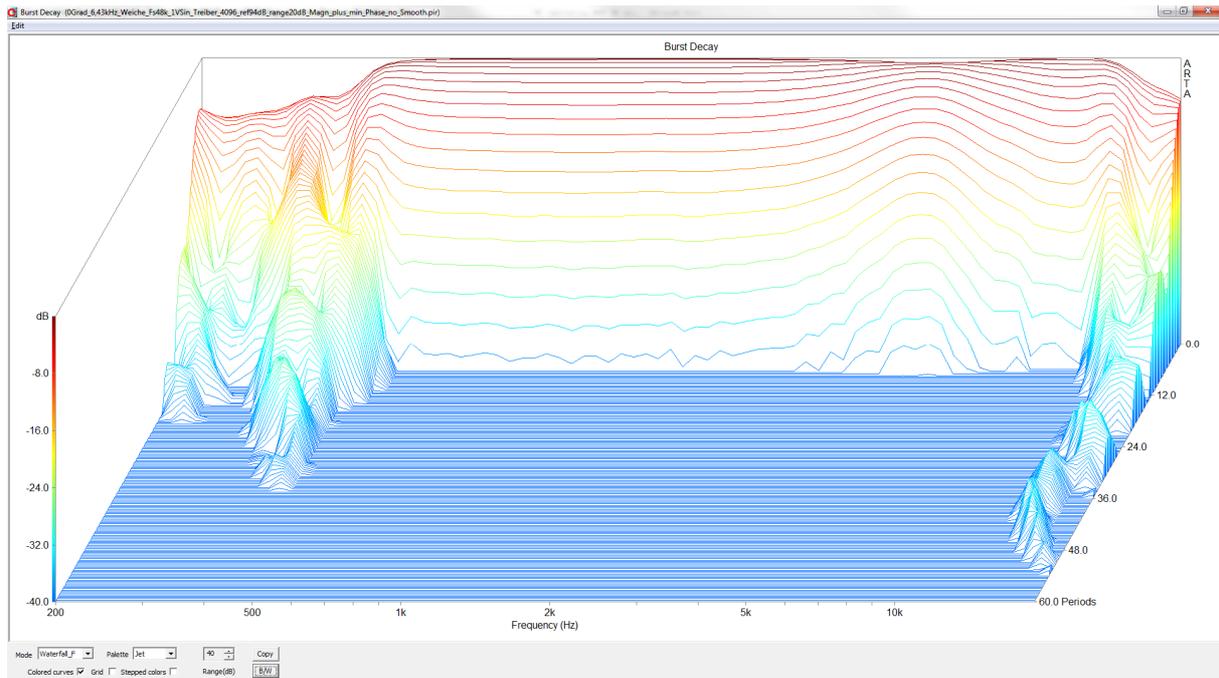


Abbildung 38 Ausklingspektrum mit minimalphasiger Korrektur BMS4590 an JBL 2360, 0°/0°

Eine sicherlich ebenfalls durchschlagende Verbesserung gegenüber einem nicht korrigierten System!

3.5.1 Schaffung einer Referenz für das Ausklingspektrum

Um eine bessere Vergleichbarkeit hinsichtlich der erreichbaren Optimierungen zu ermöglichen wurde darauf verfallen, ein FIR-Filter zu generieren, das keine Veränderungen an der Phase vornimmt, soll heißen, das Filter selbst hat einen Nullphasengang (siehe Kapitel 5.5.4). Damit bleibt das Zeitverhalten des Systems komplett erhalten und es kann das Ausklingspektrum besser in dem realen Zeitverhalten beurteilt werden, da an jeder Stelle des Frequenzganges (des Bereiches, der weiterhin korrigiert werden soll) der gleiche Dynamikbereich aufgezeigt wird. Somit wird z.B. das Nachschwingen auch bei Frequenzen mit niedrigerem Wiedergabepiegel sozusagen „normiert“, ein „Referenzausklingspektrum“ geschaffen. Natürlich ist hier nur der gleiche Frequenzbereich wie bei den vorhergehenden Optimierungen korrigiert worden (zur Erinnerung: die Korrektur erstreckt sich über den Frequenzbereich von 450Hz bis 16kHz).

Wie dies aussieht, sehen wir in folgender Abbildung:

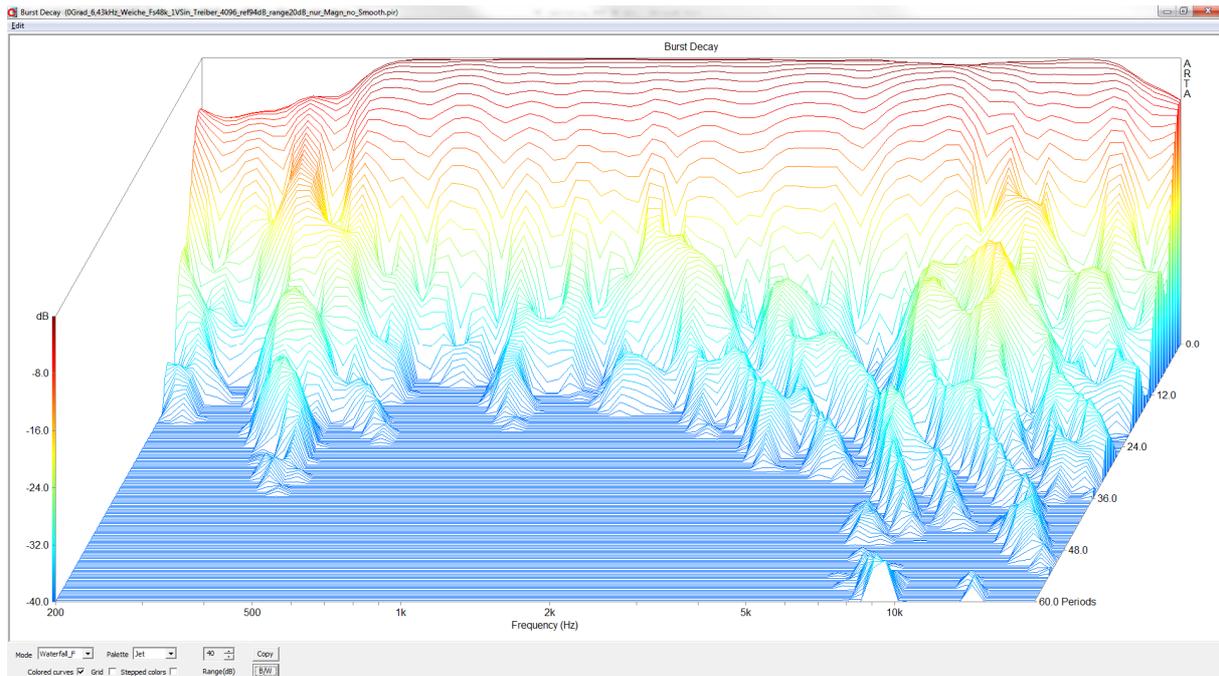


Abbildung 39 Ausklingspektrum mit reiner Amplitudenkorrektur (Nullphasengang FIR) BMS4590 an JBL 2360, 0°/0°

Dies zeigt recht deutlich, wie relativ lang die Kombination BMS4590 mit JBL2360 ausklingt. Wer ähnliche Messungen an hochwertigen Hifi-Systeme (oder auch PA-Systemen) gesehen hat, dem wird es wenig eingehen, dass ein solches System diesen Werten zum Trotz eine durchaus sehr gute Wiedergabe hat, wie sich unter rein analoger Entzerrung bereits andeutete.

3.5.2 Schwächen einer „auf den Punkt Optimierung“

Dass eine FIR-Entzerrung für nur einen Messpunkt sehr hochwertig ausfallen kann, wurde aufgezeigt. Wie praxisfremd dies jedoch ist, wird im Folgenden nachgewiesen. Und zwar einfach, indem mit der für den 0° hor./0° vert. Messpunkt vorliegenden Entzerrung nun lediglich ein anderer horizontaler Winkel, z.B. 15°, gewählt wird. Wie unschwer aus der folgenden Abbildung ersichtlich, liegt unter dem genannten Winkel trotz zuvor optimal gefundenem Korrekturdatensatz praktisch keine Verbesserung des Ausklingspektrums mehr vor, auch der Frequenzgang weicht bereits im Mittelton um 2kHz deutlich ab.

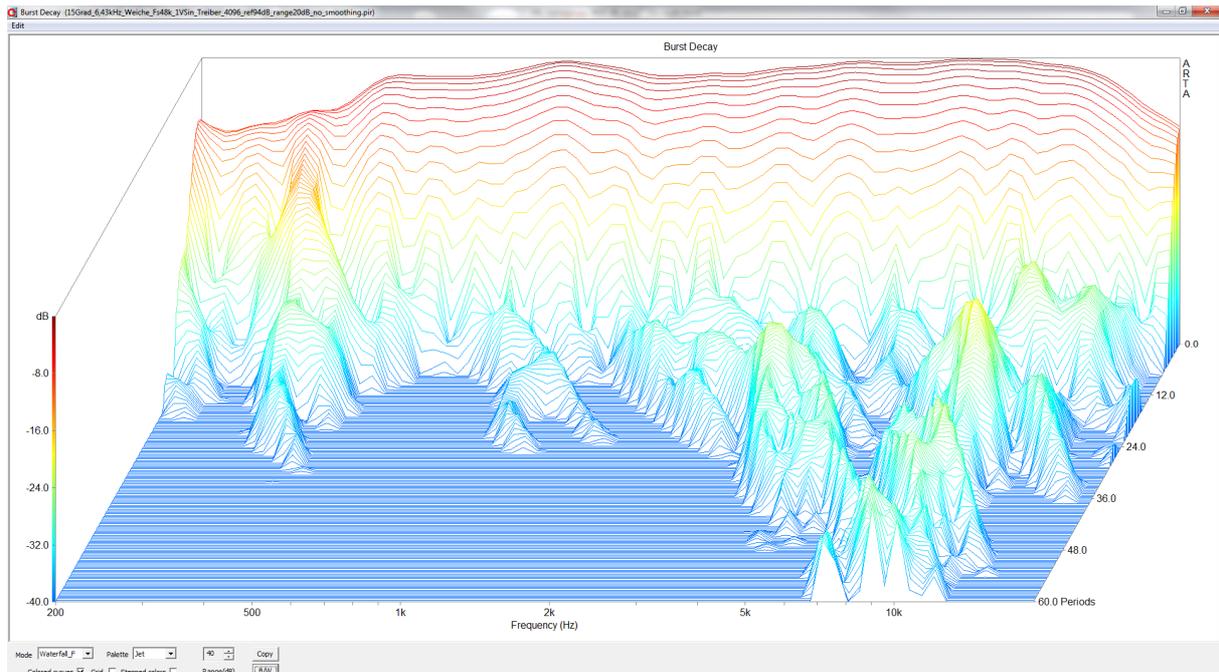


Abbildung 40 , Ausklingspektrum mit linearphasiger Korrektur BMS4590 an JBL 2360, 15°/0°

Mithin stellte sich die Frage, wie eine FIR-Korrektur gefunden werden kann, welche über einen mäßig großen Abstrahlbereich eine Verbesserung der Wiedergabeeigenschaften sicherstellt. Um gewisse Kompromisse wird hier nicht herumzukommen sein, soll heißen, „on-axis“ nicht ganz perfektes Verhalten aber dafür bis ca. +20° eine durchgehende Verbesserung.

Der erste Ansatz war, bei der Erstellung der FIR-Koeffizienten mit Glättungen zu arbeiten. Dazu gibt es verschiedenste Filtermöglichkeiten in den Tools, das hier noch zunächst verwendete FIR-Design tool „FilterHose“ bot verschiedene Möglichkeiten, gewählt wurde zunächst eine 1/12Oktav Glättung. Hier das Ergebnis für „on-axis“:

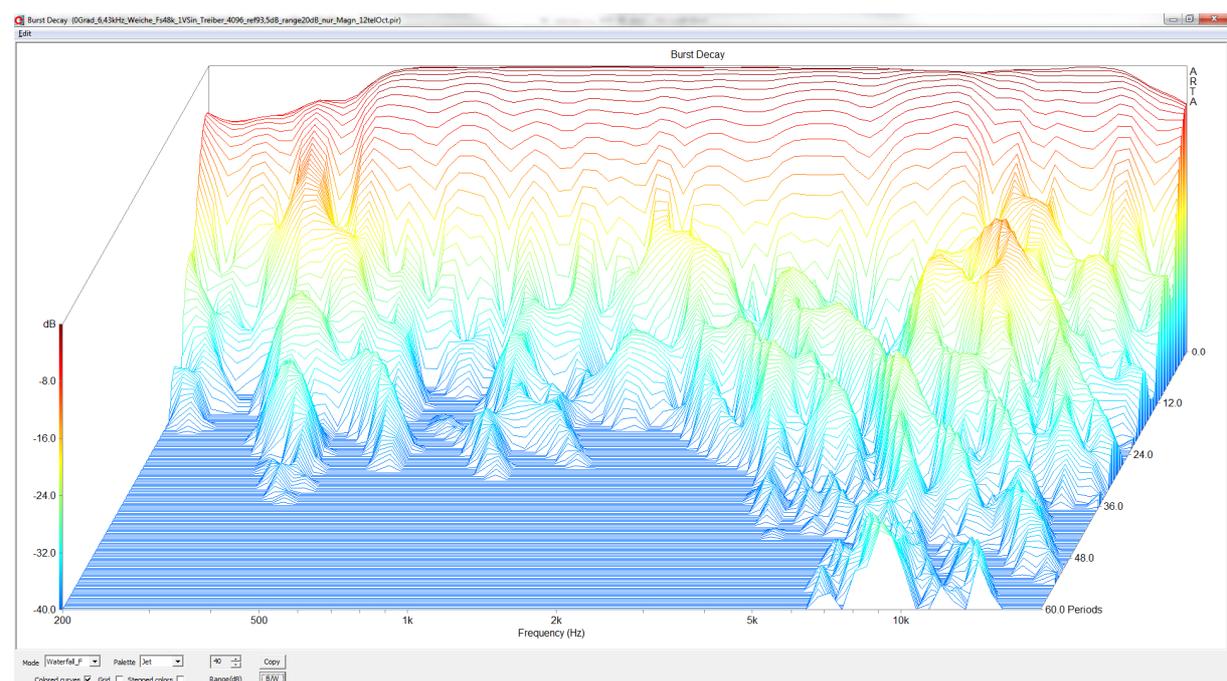


Abbildung 41, Ausklingspektrum mit linearphasiger Korrektur und 1/12tel Oktavglättung BMS4590 an JBL 2360, 0°/0°

Die Verbesserung ist gegenüber einer reinen Frequenzgangkorrektur (ohne Berücksichtigung des Zeitverhaltens der Kombination) bestenfalls marginal, selbstverständlich wurden auch weitere Winkel aufgenommen, dort gleiches Verhalten.

„FilterHose“ bietet weitere Glättungsfilter und experimentellerweise wurde mit weiteren Filtern gearbeitet. Exemplarisch folgend ein Glättungsfilter, welches üblicherweise im Nachgang bei Messdaten aus Messungen in reflexionsbehafteten (Wohn-) Räumen verwendet wird, in „FilterHose“ MZTlong bezeichnet.

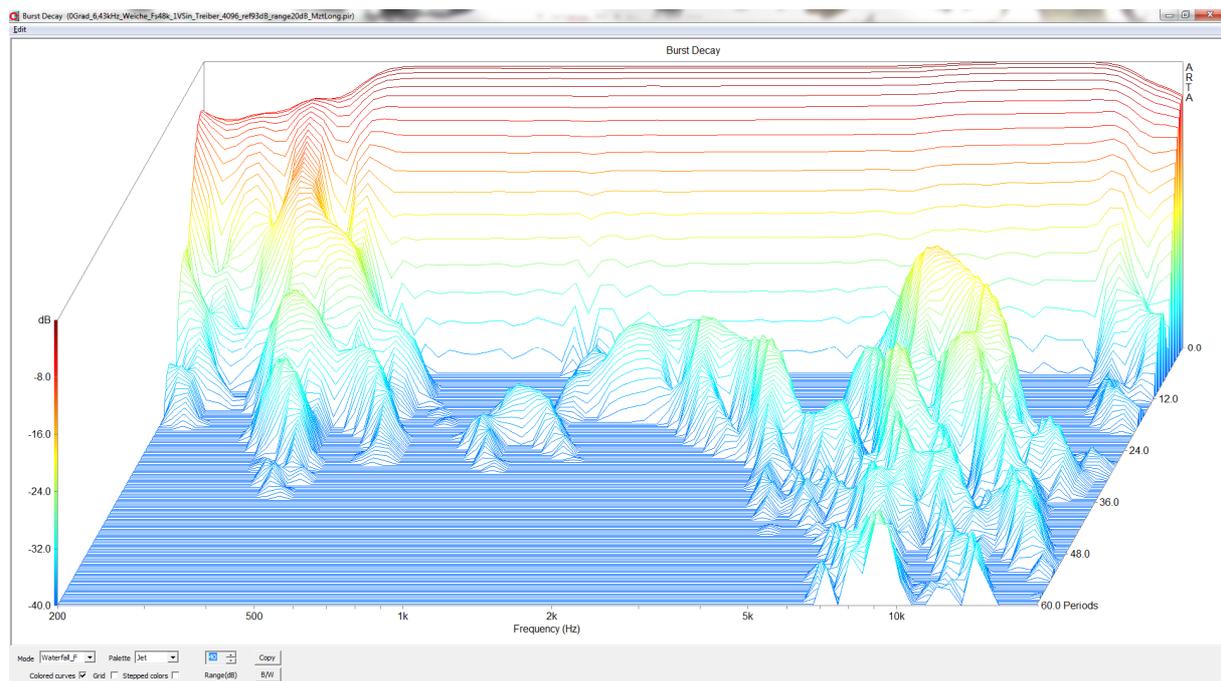


Abbildung 42, Ausklingspektrum mit linearphasiger Korrektur, Impuls Filter MZT_Long, BMS4590 an JBL 2360, 0°/0°

Hiermit ist zunächst eine recht gute Korrektur für den Zeitbereich unmittelbar nach Beginn des Ausschwingens erreichbar, die Amplituden fallen recht stark und gleichmäßig ab, jedoch kommen nach einer „Totzeit“ erneute Nachschwinger zu Tage.

Erklären lässt sich dieser Effekt aus dem Verhalten der Filter, welche oft im Nachgang zu reflexionsbehafteten Messungen verwendet werden. Um Reflexionen des Raumes aus einer Korrektur herauszuhalten, wird nur ein begrenzter Zeitbereich um den Hauptimpuls der gemessenen Impulsantwort herum weiterverarbeitet. Alles was hinter diesem Zeitbereich liegt, wird „abgeschnitten“ und somit keiner weiteren Verarbeitung zugeführt, was zur Folge hat, dass keine Korrekturen über einen längeren Zeitraum der Impulsantwort möglich sind.

3.6 Problematik der Bewertung, Notwendigkeit der Schaffung einer Vergleichsmöglichkeit

Die vorliegenden ersten Messungen und Korrekturversuche ergaben ein zunächst nicht ganz klares Bild hinsichtlich des Verhaltens der Hornkombination über verschiedene Abstrahlwinkel hinweg sowie über den richtigen Weg zu einer effizienten Korrektur. Unter letzterer wird insbesondere eine Verbesserung des Ausschwingverhaltens verstanden, im Allgemeinen mit einer Linearisierung des Frequenzganges verbunden.

Zum jetzigen Zeitpunkt konnte keine Aussage getroffen werden, ob die Abweichungen bei der Korrektur unter verschiedenen Winkeln mehr auf Amplitudenfehler oder ein unter verschiedenen Winkeln unterschiedliches Zeitverhalten zurückzuführen sind (dazu in Kapitel 5.6 mehr). Die Ergebnisse mit Korrektur waren ferner so mäßig (unter verschiedenen Abstrahlwinkeln), dass ein Einsatz eines FIR-Filters mit Berücksichtigung des Zeitverhaltens und somit einer Verbesserung des Ausschwingverhaltens als nicht zielführend angesehen werden musste. Auch verschiedenste Ansätze mit Glättungsfiltern brachten hier keinen Erfolg, lediglich die **Erkenntnis**: Glättungen bei der Erstellung von FIR-Filtern liefern im Zeitverhalten fast keine Wirkung, die üblichen Empfehlungen zu glätten, um u.a. Pegelüberforderungen zu vermeiden, sollten somit überdacht werden.

Wurde eine „Glättung“ durch Abschneiden der gemessenen Impulsantwort vorgenommen, so gab auch dies Ergebnis zu denken und zeigte zudem weitere große Schwächen unter anderen als 0° Winkeln, sehr ähnlich dem der ersten ungeglätteten Korrekturfilter, deren Datenbasis nur aus dem Winkelverhalten unter 0° generiert wurde. Die Impulsantworten sind einem reflexionsarmen Schallmessraum ermittelt worden, sodass zunächst zu erwarten war, hier nur das Verhalten des Hornsystems zu messen und keinerlei Raumeinflüsse. Später sollte jedoch eine gewisse Schwäche in der Dämpfung des Schallmessraumes herausstellen oder besser gesagt, eine zu hohe Erwartung an die Dämpfung. Inwieweit dies bereits an dieser Stelle eine Auswirkung hatte, wurde im Nachhinein nicht erneut untersucht..

Ebenfalls wurde eine merkliche Abhängigkeit bei Verwendung der Korrekturfilter bei Änderung der Messdistanz festgestellt, selbst relativ kleine Abstandsänderungen (+5cm) hatten deutliche Auswirkung im Ausschwingvorgang. Ob dies auf Abstrahleigenschaften des Horns oder doch vorhandene Raumrückwirkung der Messkammer zurückzuführen war, galt es zu untersuchen.

In Analogie zu den von modernen Surroundreivern bekannten automatischen Messkorrektursystemen, welche bei Messung an einem Messpunkt eher versagen, bei Mehrpunktmessungen aber leidlich brauchbare Ergebnisse liefern, kristallisierte sich die **Notwendigkeit** heraus, **über mehrere Messpunkte eine Datenbasis zu erzeugen**, welche hoffentlich eine über breitere Abstrahlwinkel hinausgehende effiziente Korrektur ermöglichen würde.

Zu diesem Zeitpunkt erschien die FIR-Filterberechnungssoftware „FIR-Designer“ von Eclipse Audio, welche bereits eine Mittelung, als Beta-version, über mehrere Messungen hin (sogar mit Gewichtungsfaktoren) ermöglichte. Diese Software soll später näher beschrieben werden bzw. der Weg der FIR-Filterdatengenerierung.

Um eine Aussage über die Verbesserung des Ausschwingverhaltens unter verschiedenen Winkeln erzielen zu können, ergab sich die Notwendigkeit, ein „Referenzausklingspektrum“ für jeden später

zu messenden Winkel zu erstellen, da durch das schlichte Anheben im Amplitudengang u.U. Ausschwinger in der Darstellung hochgezogen werden, die zuvor nur nicht sichtbar waren. Dies wurde vorgehend bereits für den 0° Winkel gezeigt. Wie schon erwähnt, wird dazu die FIR-Korrektur nur auf den Amplitudengang (des jeweiligen Winkels) angewandt, die Phase des FIR-Filters konstant gesetzt (also nicht des Systems FIR-Filter plus Hornsystem). Nur mittels dieser Vergleichsmöglichkeit kann eine fundierte Aussage über eine Verbesserung im Ausschwingverhalten getroffen werden.

4 Prüfung und Analyse von Messraumproblemen, Auswirkung auf weiteres Vorgehen

Die bei der FIR-Korrektur aufgetretenen leichten Ungereimtheiten bei Abschneiden der Impulsantwort sowie der Abhängigkeiten bei geringen Abstandsänderungen mussten vor weiteren Messungen oder Optimierungsläufen geklärt werden.

Das Datenblatt zu den Absorbern der Messkammer lieferte nur Aufschlüsse für den Frequenzbereich im Einsatzbereich der Absorber (zum Bereich 100Hz – 500Hz). Wie diese sich darüber verhalten, konnte nicht genau nachvollzogen werden. In den Datenblättern fanden sich Angaben hinsichtlich des Reflexionsgrades von um 1%.

Mithin wurden folgende Kontrollmessungen vorgenommen:

- Frequenzgänge in verschiedenen Abständen
- Frequenzgänge mit Mikrofon in verschiedenen Raumpositionen

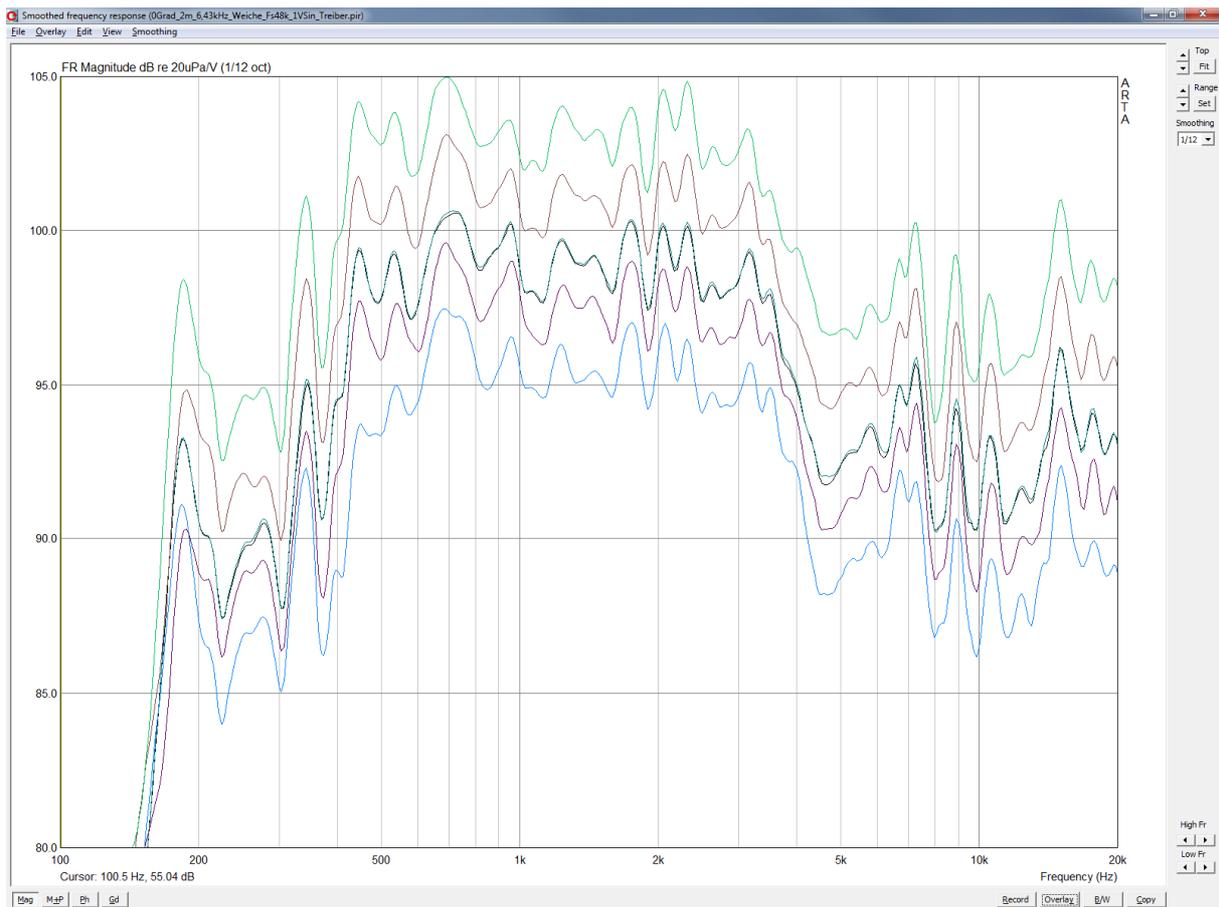


Abbildung 43, „on-axis“ Messungen in verschiedenen Entfernungen BMS4590 an JBL2360

Zunächst die Messungen in verschiedenen Distanzen:

Von oben nach unten: 1m (grün); 1,4m (braun); 2m (dunkelgrün); 2,5m (violett) und 3,16m (blau) ab Hornvorderkante gemessen

Die 2m Kurve ist doppelt gezeichnet, hier wurde zwischendrin das Mikrofon nach der 3,16m Messung nochmal positioniert, um eine Aussage über die Reproduzierbarkeit der Messungen zu erhalten. Diese erscheint recht hoch, womit Fehler infolge Wiederholung von Aufbauten weitgehend vernachlässigbar werden.

Gut zu erkennen, das Horn weist in Punkto Frequenzgang keine Nahfeldeffekte auf, wie dies bei einem großen Horn vielleicht hätte erwartet werden können.

Auffallend hingegen, die Pegelabfälle passen nicht ganz zu den Entfernungsänderungen. Dies folgt aus der Tatsache, dass das akustische Zentrum im Horn liegen muss. Rechnet man die gemessenen Pegelabfälle über die Distanzen zurück, so kristallisiert sich als akustisches Zentrum ungefähr ein Punkt 0,5m hinter der Hornvorderkante heraus. Dies hat nichts mit der Laufzeit zu tun, diese wird weiterhin durch den Ort des Treibers bestimmt. Unter akustischem Zentrum ist die virtuell gedachte „Pegelquelle“ zu verstehen, ab der der Schall sich gemäß den Ausbreitungsbedingungen hinsichtlich des Pegelabfalles ausbreitet.

(Eine genaue Berechnungsvorschrift dazu findet sich in „Eignung von reflexionsarmen Räumen und Halbräumen – Diskussion des Anhangs A der DIN EN ISO 3745“ von Wiebke Heeren)

Wird nur die Pegellinie 2,5m zur der 3,16m Linie verglichen, so ist sofort der unpassende übermäßige Pegelabfall im Bereich 450Hz auffällig. Ferner auf den zweiten Blick 7,2kHz ein übermäßiger Abfall und bei ca.13kHz gibt es einen zusätzlichen Einbruch.

Augenfällig ferner die Frequenzgangänderung der 2m Pegellinie um 700Hz herum zu den Pegellinien 1,4m wie auch 2,5m, welche selbst wiederum gut zueinander passen.

Eine weitere Kontrollmessung bestand darin, zwar gleiche Messabstände einzuhalten, in diesem Fall 3,16m zur Hornvorderkante, jedoch zwei stark verschiedene Mikrofonpositionen zu vergleichen. Die hellblaue Kurve stellt die übliche Mikrofonposition ca. 30cm mittig vor einer Absorberwand der Messkabine dar, die rote Kurve eine Mikrofonposition ca. 30cm auf 30cm vor einer Ecke der Messkabine, die schwarze Kurve 2m (nicht relevant). Es folgt die entsprechende Messung:

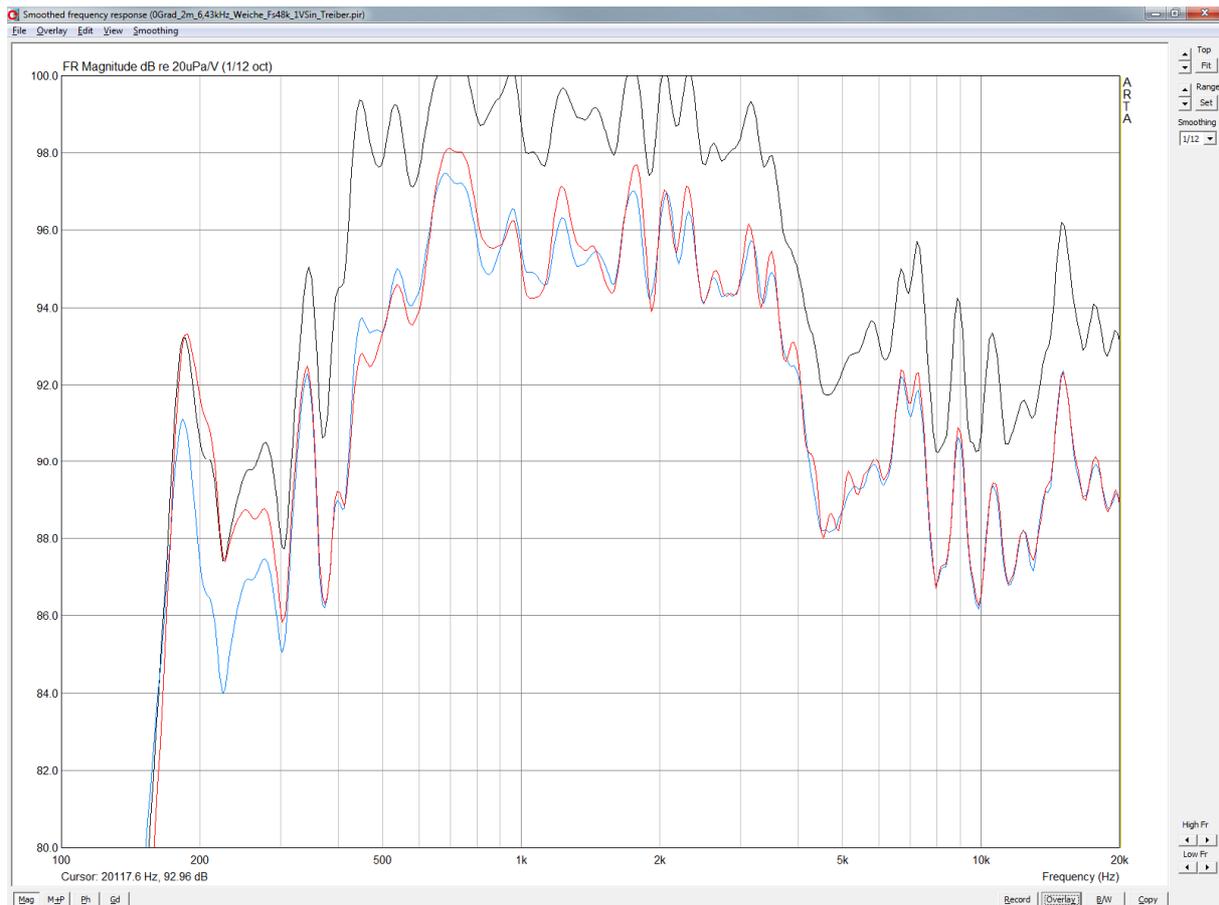


Abbildung 44 . verschiedene Messpositionen, jedoch gleicher Abstand 3,16m, blau=Messmikro mittig vor Absorberwand, rot=40cm vor Raumecke, BMS4590 an JBL2360

Hier treten bereits einige erhebliche Frequenzgangunterschiede durch Abhängigkeit zum Messraum auf. Der Reflexionsgrad der Absorber ist also nicht so hoch, als dass er komplett vernachlässigt werden könnte. Zu bedenken ist, dass Abklingvorgänge bis -40dB gegenüber Nennamplitude gemessen werden (und optimiert werden sollen). Treten allein im Frequenzgang von der Messposition abhängig bereits Änderungen in der Größenordnung von 1dB auf, so kann dies Echos im Ausklingen verursachen, welche nur -20dB unter der Nennamplitude liegen. Oder anders, würde so optimiert, wäre ein erheblicher Anteil Raumeinwirkung in die Optimierung mit einbezogen, was in keiner Weise für eine reine Systemoptimierung zulässig wäre.

Aus diesen Erkenntnissen heraus wurde die Messanordnung geändert. Zum einen konnten bei geringeren Messabständen Mikrofon zu Horn keine nennenswerten Nahfeldeffekte ausgemacht werden (was einer Korrektur auf dieser Datenbasis widerspräche), zum anderen sicherten größere Abstände vom Messmikrofon zur den Absorberwänden deren Einfluss schlicht aufgrund des damit verbundenen Pegelabfalles der dort, wenn auch geringfügig, entstehenden Reflexionen/Echos.

Alle weiteren Messungen wurden in einem Abstand von ca.2,5m zum akustischen Zentrum des Horns ausgeführt (ab und an taucht eine Angabe 2,3m auf, diese bezieht sich auf eine Referenzkante des Drehtischfußes).

5 Neue Optimierungsstrategie, Basismessungen und verschiedene Optimierungen

Mit diesen neuen Erkenntnissen und unter Vorliegen der neu zur Verfügung stehenden Software FIR-Designer konnte ein weiterer Optimierungsversuch angegangen werden, dessen wesentlicher Unterschied darin bestand, als Datenbasis für die Optimierung mehrere Messpositionen heranzunehmen.

Das Ziel war die Verbesserung der Wiedergabeeigenschaften in einem (nach wie vor eher engen) Bereich. Dieser deckte horizontal den Winkelbereich $+10^\circ$ ab und vertikal den Winkelbereich ca. $\pm 5^\circ$.

Insgesamt wurden untere 15 Winkelpositionen hinsichtlich deren Impulsantwort aufgenommen und nachfolgend unter einer Gewichtung für jede Winkelposition gemittelt. Wie die Winkel und die dazu gehörigen Gewichtungen aussahen ist der Grafik zu entnehmen:

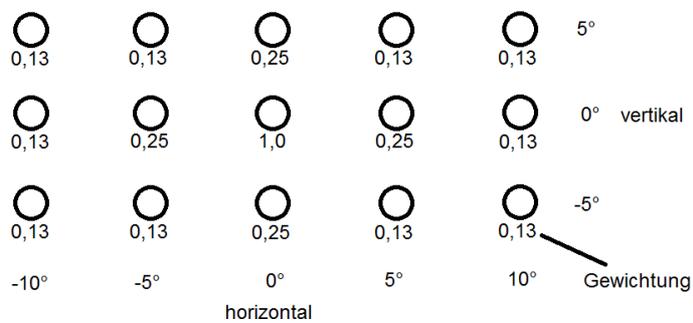


Abbildung 45 , Messpunkte Winkelpositionen und Gewichtung

Der für die Wiedergabeeigenschaften des Horns eher sehr eng gewählte Winkelbereich rührte aus der Anforderung, noch eine möglichst starke Verbesserung zu erreichen, um in einem späteren Hörtest auch einen möglichst deutlichen Unterschied zwischen den FIR-Korrekturen und einfacher analoger Entzerrung sicherzustellen. Ferner wird die Hornkombination in der beabsichtigten heimischen Anwendung nur in einem recht kleinen Winkelbereich gehört.

Wie genau nun gemittelt werden musste und auf was dabei zwingend zu achten war, dies wird in Kapitel 5.2 und 5.3 beschrieben. Es sei nur kurz darauf hingewiesen, dass hier komplexe Größen zu mitteln sind und es daher zu hinterfragen ist, nach welcher mathematischen Methode verfahren werden soll oder viel besser gesagt, welche Bedingungen im Schallfeld vorliegen und welches mathematische Modell diesem am ehesten gerecht wird (Kapitel 5.3).

5.1 Darstellung eines kompletten Einzelpunkt-Messdurchlaufes inklusiv FIR-Koeffizientengenerierung

Zunächst wurde wie im Filter-Designtool „FilterHose“ nur auf einen Messpunkt hin optimiert, u.a. um sich mit FIR-Designer vertraut zu machen und einen Vergleich zu FilterHose ziehen zu können. Als Messdatenbasis diente der Übertragungsfrequenzgang in ca. 2,5m Distanz zum akustischen Zentrum der Hornkombination in 0°/0° Winkelposition. Speisespannung am Treiber entsprach 1Veff. In ARTA wurde die FFT-Auflösung auf 32k-Werte eingestellt. Der erfasste Frequenzgang mit Phasengang wurde zur weiteren Verarbeitung als DFT (so in ARTA bezeichnet) dargestellt und als ASCII-Datei exportiert (je Spektrallinie der Pegel in dB und Winkel in °).

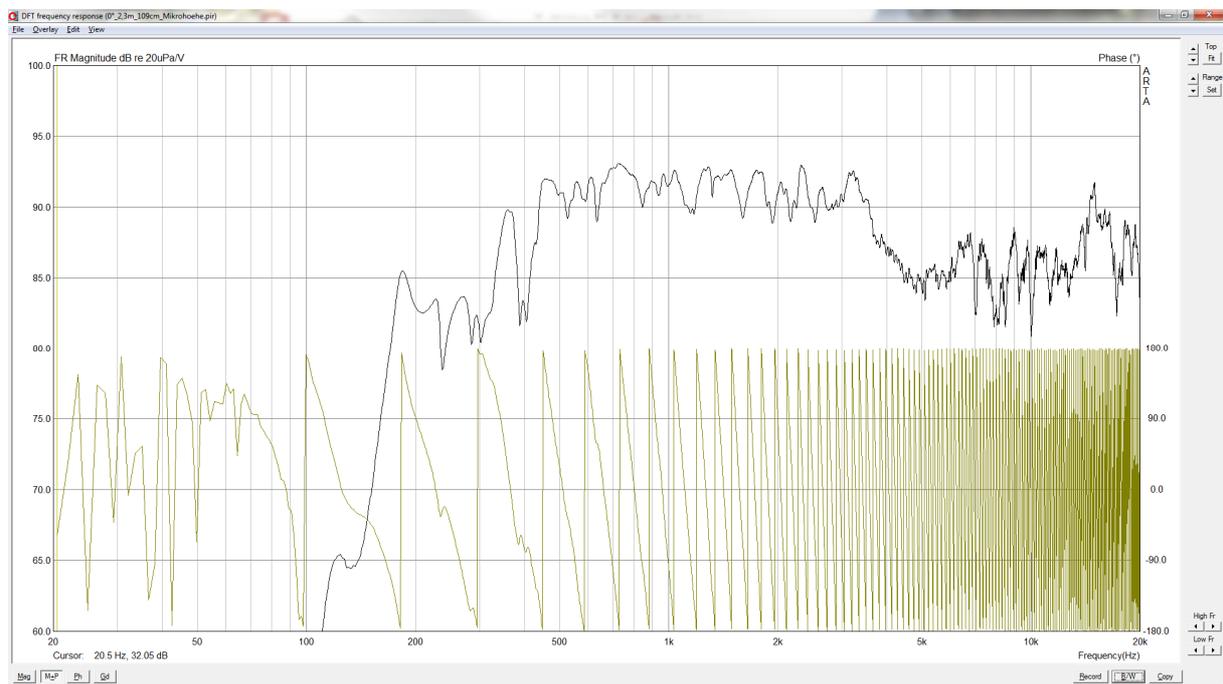


Abbildung 46 , Magnitude und Phase einer Messung in ARTA vorbereitet zum Export

Anschließend wurde in FIR-Designer die entsprechende Datei importiert, FIR-Designer kennt das Exportformat von ARTA, sodass der Import unproblematisch von statten ging. Das Ergebnis in FIR-Designer schaute wir folgt aus:

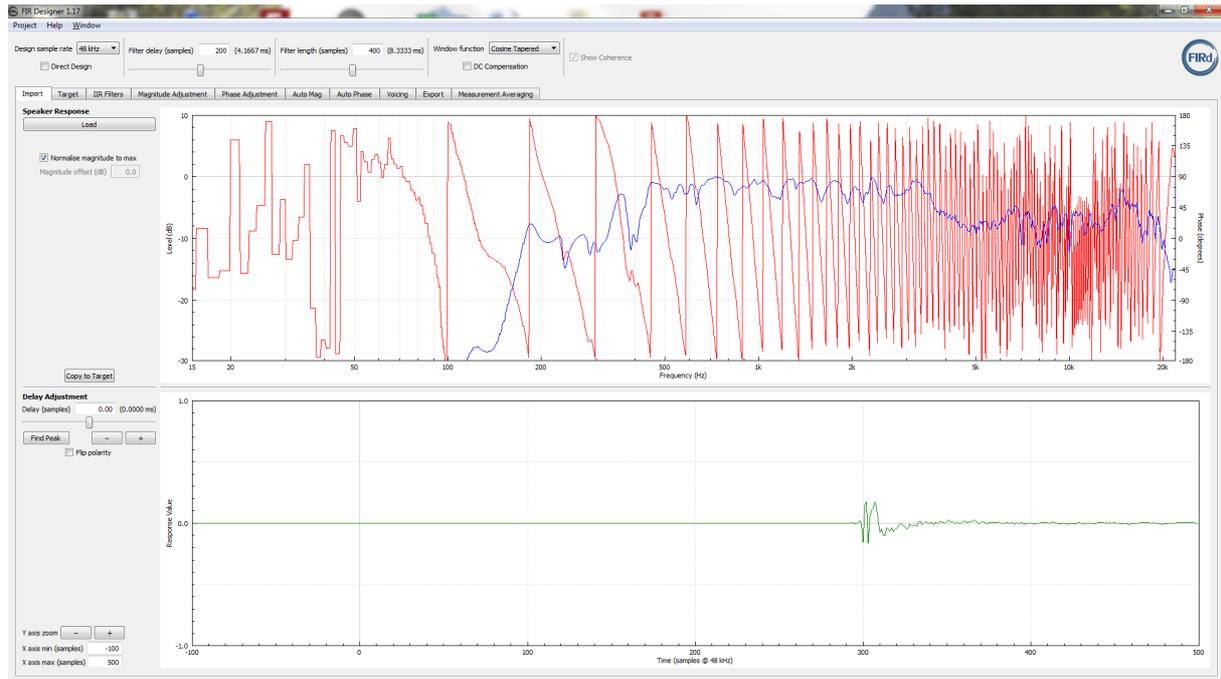


Abbildung 47 , Import einer Messung aus ARTA, Impulsantwort wird aus FFT-Daten generiert

Zur weiteren Verarbeitung wurde der erste Peak der Impulsantwort zunächst auf den Zeitpunkt 0 gesetzt, da vor diesem Peak keine markanten Pegelanteile erkennbar waren:

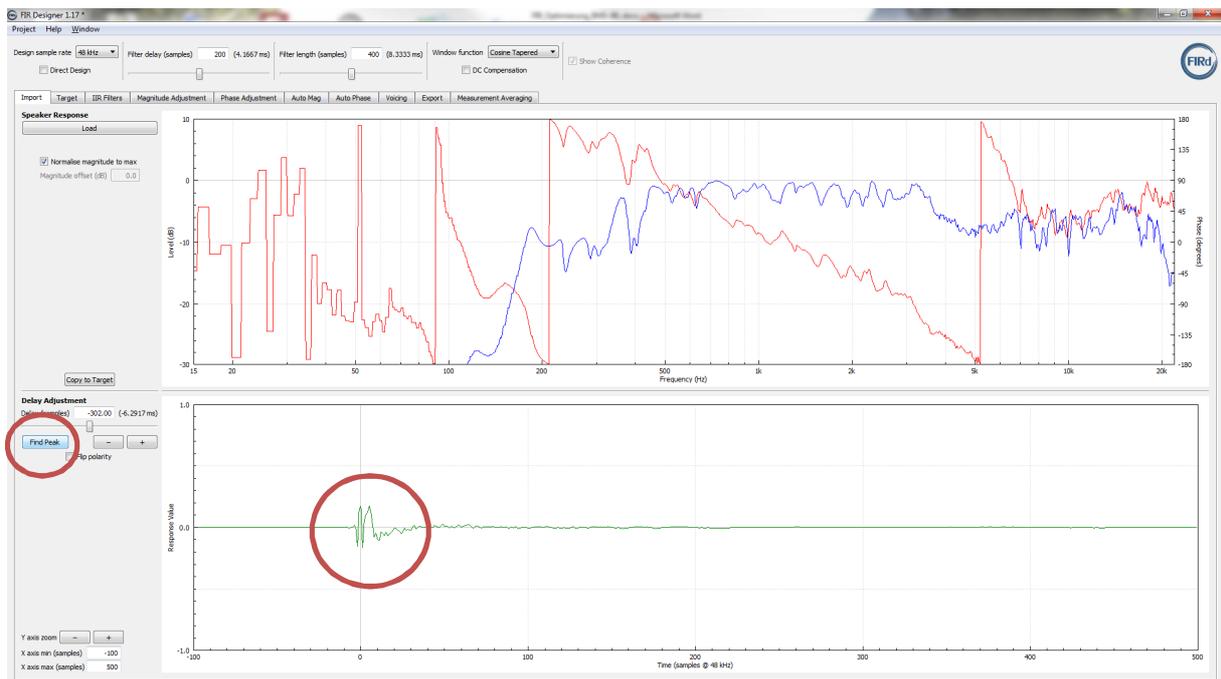


Abbildung 48 , nach Optimierung der Lage des Maximums des Impulses auf Sample 0

Dies Ergebnis sah bekannter bzw. verständlicher aus, der Phasengang kam den Erwartungen so näher, da zwischen Mittelton- und Hochtonteil des Koaxialtreibers in der aktiven Betriebsweise eine 24dB Weiche mit Butterworth Charakteristik ihren Dienst versah.

Anzupassen waren nun die Anzahl der FIR-Koeffizienten (Taps) sowie der Latenz. Gewählt wurden 4096 Taps bei einer Latenz von 2048 Taps. FIR-Designer lieferte in der Grundeinstellung eine Zielkurve (nicht linear) unter „Target“, hier musste selbstverständlich für alle Frequenzbereiche flat mit 0dB eingestellt werden. Danach ging es daran im AutoMag-Fenster den zu korrigierenden Frequenzbereich sowohl in Amplitude wie Phase festzulegen. Gewählt wurden 450Hz bis 16kHz, keine Glättung(!) und ein Gain von -0,9dB. Letzteres damit sich an der Einsatzfrequenz des FIR-Filters kein Sprung in der Amplitude einstelle => „ebene“ Pegellinie an dieser Stelle!



Abbildung 49 , Korrektur der Magnitude: 4096 Taps, Latenz 2048Taps, Bereich 450Hz-16kHz, Gain -0,9dB, kein Sprung

Für die Phase im nächsten Schritt ebenfalls 450Hz bis 16kHz:



Abbildung 50 , Korrektur der Phase: Bereich 450Hz-16kHz, Sprung der Phase mit starker Korrektur bei Einsatzfrequenz

Unschön hier der große Phasensprung am Anfang, welchen das FIR-Filter zu kompensieren hatte. Dies wurde durch Anpassung der Laufzeit des Impulses im ersten Fenster (nach Import) angepasst. Die Anpassung des Delays der Impulsantwort wurde so gewählt, dass auf der Einsatzfrequenz (bezogen auf die Einsatzfrequenz der Phase, in diesem Fall identisch der der Amplitude) die Phase einen Nulldurchgang aufweist. Im Importfenster sah das Ergebnis wie folgt aus:



Abbildung 51 , Optimierung Phasenlage bei Einsatzfrequenz, Delay 265 Taps

Die korrigierte Phase (und Magnitude) führte zu folgender erheblich unkritischerer Korrektur:



Abbildung 52 , Korrigierter Frequenzgang mit glattem Einlaufen in Einsatzbereich des FIR-Filters

Der Sinn dieser Anpassung ist recht gut in dem unteren Fenster (Total Error) erkennbar, in denen der Abweichungsfehler des FIR-Filters zu den Anforderungen dargestellt wird. Hier wirkt sich u.a. die zur Verfügung gestellte Anzahl Taps aus (später unter „Kniffe“ Kapitel 6 mehr).

Im „Export“ Fenster konnte der Frequenz- und Phasengang des FIR-Filters selbst dargestellt und begutachtet werden (unteres Fenster):

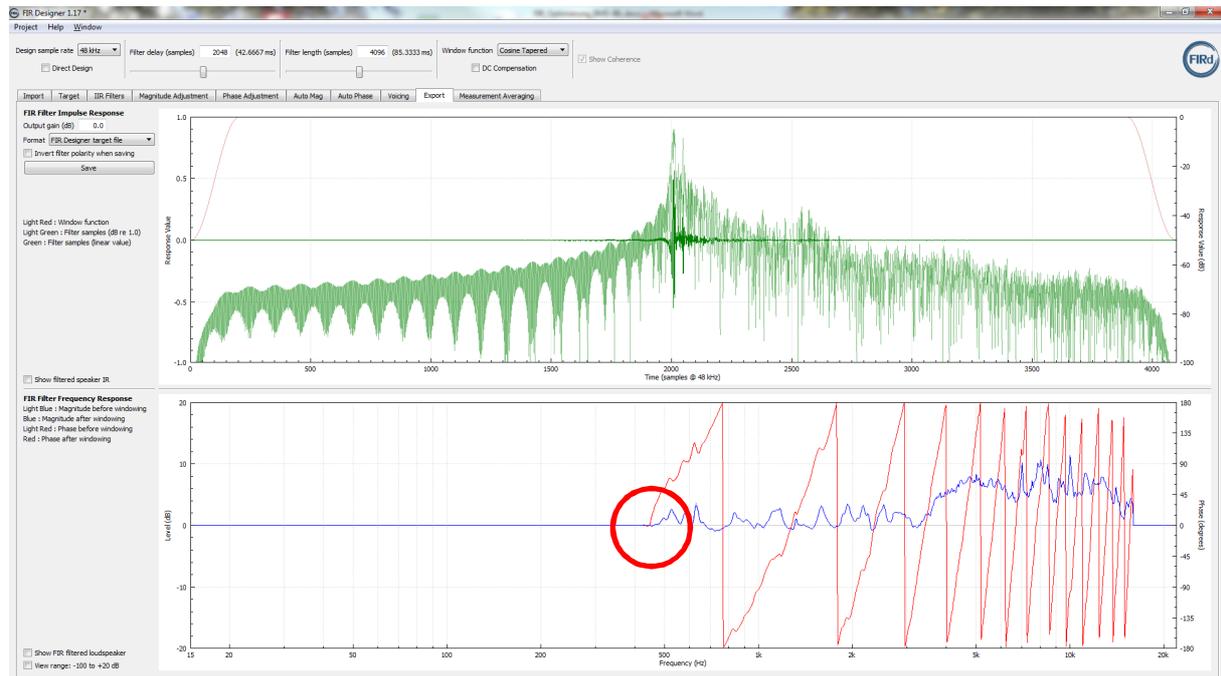


Abbildung 53 , FIR-Impulsantwort und FIR-Frequenz- und Phasengang, keine Welligkeit & keine Sprünge

sowie die Wirksamkeit des FIR-Filters in Zusammenspiel mit dem Hornsystem (unteres Fenster):

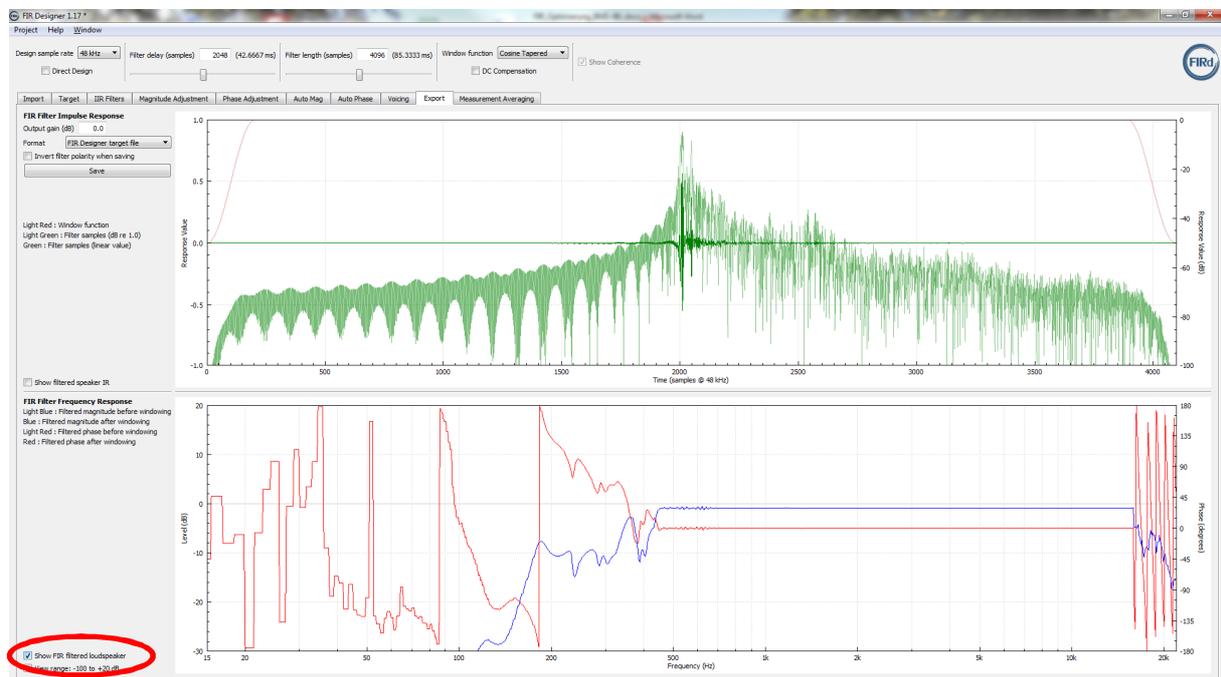


Abbildung 54 , FIR-Impulsantwort und Frequenz-/Phasengang des korrigierten Hornsystems

Die vielen Möglichkeiten und „Kniffe“ bei Parametrierungen wie auch Stolperstellen sollen an späterer Stelle in Kapitel 6 separat aufgezeigt werden, da dies hier von der grundsätzlichen Optimierung der Hornkombination ablenkt. Einzig sei an dieser Stelle vermerkt, dass die Verschiebung der Impulsantwort eine Zeitabweichung zwischen korrigierten Frequenzbereich und dem nicht Bearbeiteten mit sich bringt. In einem Aktivsystem unter deckungsgleichen Frequenz-

bereichen mittels Delay wäre dies kompensierbar, bei Passivsystemen verbietet sich diese Vorgehensweise.

Wie im Kapitel 3.5 beschrieben, ergab sich mit dieser Methode zwar ein in diesem einen Messpunkt höchst optimales Ergebnis, welches identisch mit dem anfangs über „FilterHose“ erzeugten Koeffizientensatz war. U.a. wurde dieser Versuch auch unternommen, um durch Gegenprüfung abzusichern, dass die verwendeten Programme korrekte FIR-Koeffizienten berechnen. Die gemessenen (hier nicht weiter dokumentierten) Ergebnisse an der Hornkombination bestätigten ein identisches Verhalten.

Auf Optimierungsversuche mit Glättungsfilttern (wie unter FilterHose) wurde verzichtet, da diese bereits im Vorfeld keine Lösung des Problems der räumlichen Abhängigkeit des Abstrahlverhaltens ergab. Die Hoffnung auf eine Lösung lag nun bei der in FIR-Designer implementierten Mittelungsfunktion über mehrere Messungen hinweg.

Wichtige Bemerkung:

In FIR-Designer wird die Wirkung des FIR-Filters in den Fenstern „AutoMag“ und „AutoPhase“ unabhängig von der gewählten FIR-Filtertiefe (Tap-Anzahl) angezeigt. Hier sieht das Ergebnis immer sehr gut aus. Erst im Exportfenster kann durch Anwahl der Funktion „Show FIR-filtered Speaker Response“ das tatsächliche Verhalten des Gesamtsystems FIR-Filter plus Speaker begutachtet werden. An dieser Stelle werden dann Schmutzeffekte durch ungeschickte Übergänge zwischen korrigiertem und nicht korrigiertem Frequenzbereich, zu kleiner FIR-Filterlänge oder zu klein gewählter Latenz sichtbar. Ebenso recht hilfreich die Frequenz- und Phasengangansicht des FIR-Filters im Exportfenster.

Allerdings bietet das Fenster „Total Error“ (hier wirkt Latenz wie auch Filterlänge) unter „AutoMag“ wie „AutoPhase“ gewisse Hinweise auf ungeeignete Optimierungen, jedoch sind diese nicht immer leicht interpretierbar.

5.2 Darstellung eines kompletten Mehrpunkte-Messdurchlaufes inklusiv FIR-Koeffizientengenerierung: Die Mittelungsfunktion

Da die Korrektur der Hornkombination unter FIR-Koeffizientengenerierung aus einem einzigen Messpunkt heraus nicht zielführend war, wurde nun darauf verfallen über einen aus mehreren Messpunkten heraus erzeugten Koeffizientensatz eine Optimierung zu versuchen. Die gemessenen Punkte wurden im Abstand von ca. 2,5m zum akustischen Zentrum des Hornsystems unter folgenden Winkeln aufgenommen:

- Horizontale Winkelpositionen: -10° , -5° , 0° , $+5^\circ$, $+10^\circ$
- Jede davon in vertikaler Winkelposition von: -5° , 0° , $+5^\circ$

Ferner wurden diese 15 Winkelpositionen einer Gewichtung unterzogen, die dafür sorgte, dass die Winkel um die „Mittelnachse“ des Horns größere Bedeutung als an den Randpositionen hatten.

Winkel- und Gewichtungsmatrix siehe Abbildung 45.

Wie zuvor wurden die Messungen aus ARTA als 32k-fft exportiert, alle in ein Verzeichnis gelegt und anschließend in FIR-Designer importiert. Hierfür hat FIR-Designer eine eigene Importfunktion, welche alle Files mit der Endung „.txt“ aus einem Verzeichnis lädt. Nachdem das gewünschte Verzeichnis und anschließend die Funktion „Normalize Magnitudes to max“ angewählt worden ist, ergibt sich folgendes Bild:

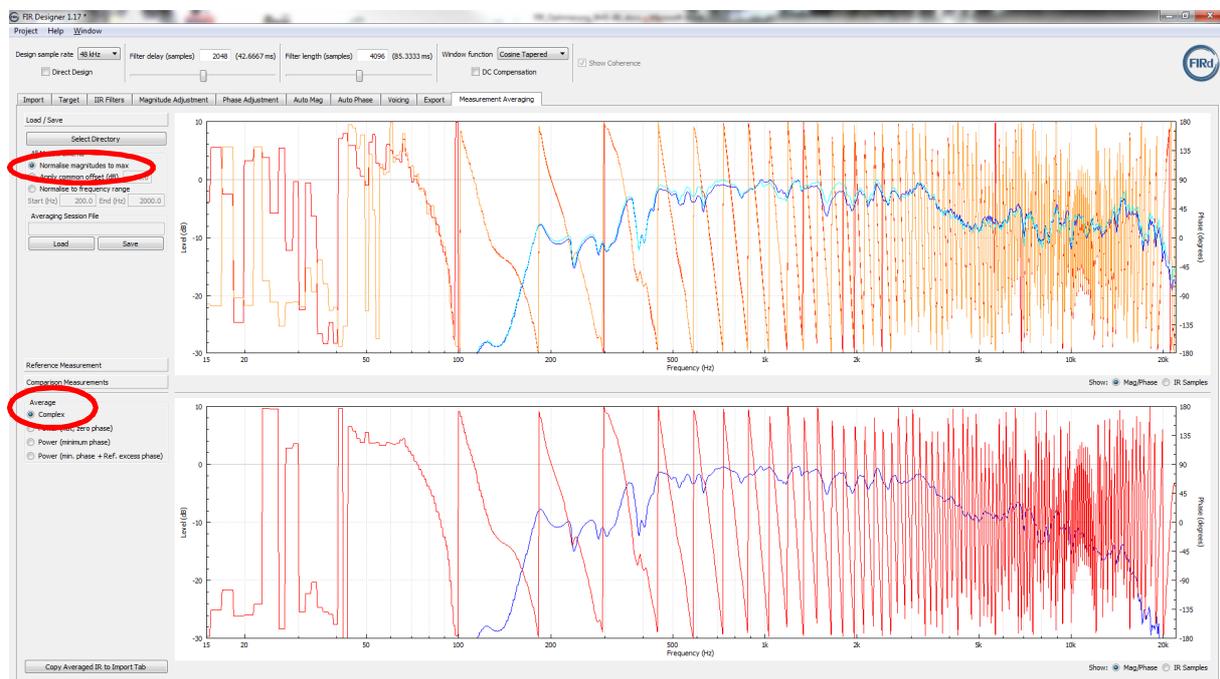


Abbildung 55, Mittelung mehrerer Messkurven, nach Normalisierung, Mittelungsmethode Complex

Ohne Normalisierung oder Offsetverschiebung für die Amplitude wären keine Pegelkurven sichtbar, da die gemessenen Pegelwerte im Bereich bis nahe 100dB lagen. Alternativ könnte auch eine manuelle Verschiebung der Pegelwerte erfolgen, was zu anderen Ergebnissen führen würde (die Begründung für die Auswahl folgt am Ende dieses Kapitels). Nun wurde mittels des Punktes „Reference Measurement“ festgelegt, welche der importierten Kurven die Referenzkurve sein sollte, naheliegend war es die $0^\circ/0^\circ$ Kurve zu wählen.

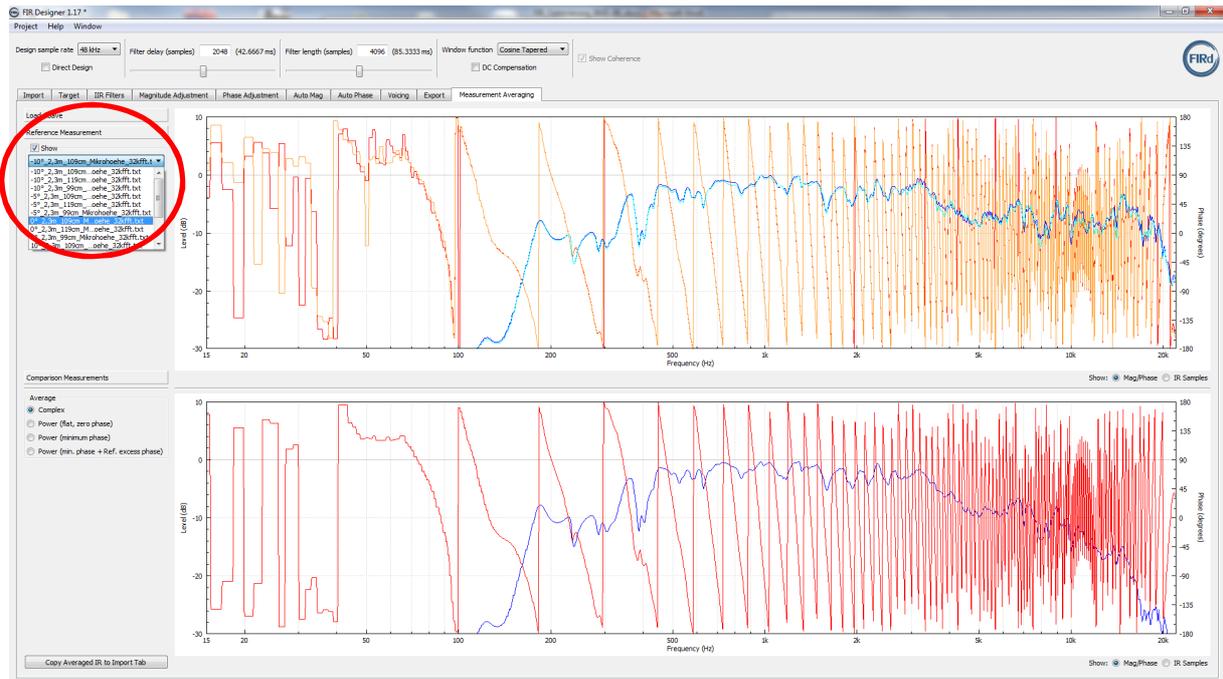


Abbildung 56 , Mittelung mehrerer Messkurven, Festlegung Referenzkurve 0°/0°

Danach können im Vergleich zu dieser Referenzkurve unter „Comparison Measurement“ die einzelnen Kurven als im Vergleich betrachtet werden.

Jedoch sind die Pegelkurven schlecht hinter den Phasengängen erkennbar, was wie zuvor schlicht an dem nicht auf 0-Punkt liegenden Impulsmaximum liegt. Also die Funktion „Find Peak“ ausführen, welche für jede einzelne Messkurve den Peak des Impulses auf 0 setzt (jede Kurve erhält ihre eigene Zeitverschiebung im der Impulsantwort). Ergebnis:

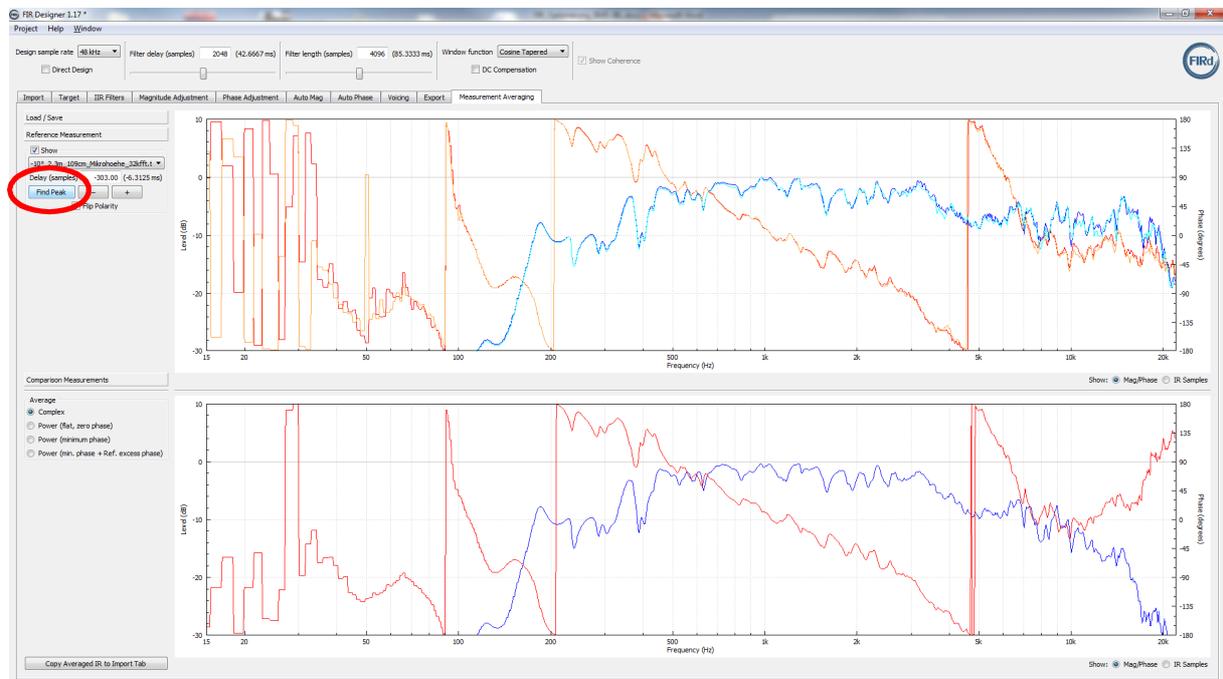


Abbildung 57 , Mittelung mehrerer Messkurven, Impulspeak der Kurven auf Sample 0 gesetzt

Nun ist über die Funktion „Comparison Measurement“ eine gute Kontrolle der Unterschiede der einzelnen Messkurven hinsichtlich Pegel und Phase möglich und vor allem, hier wird die Gewichtung (Wertebereich 0,13 bis 2,0) eingestellt, der die jeweilige Messkurve bei der Mittelung unterzogen werden soll (Referenzkurve wird stets mit Faktor 1 gewichtet). Ferner kann man hier sogar festlegen, ob eine Kurve berücksichtigt werden soll oder nicht. Obendrein kann hier noch manuell eine Verschiebung der Impulskurve zur Anpassung vorgenommen werden. Wir greifen als Vergleichskurve exemplarisch -5°hor./-5°ver. mit Gewichtung 0,13 heraus. Ergebnis:

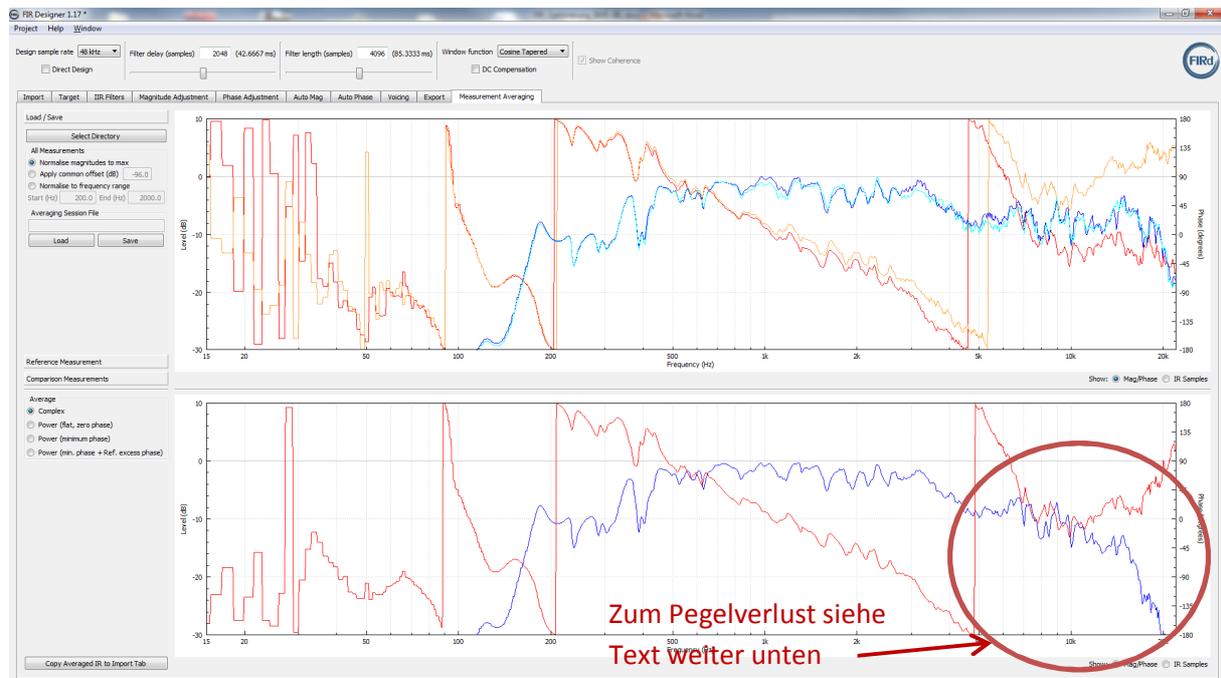


Abbildung 58 , Vergleich und Mittelung Messkurve 0°/0° (Gewichtung 1) zu -5°/-5° (Gewichtung 0,13), Pegelkurven mit normalisierten Pegeln (siehe oberes Fenster)

Frequenz- und Phasengänge sind recht identisch, zu erkennen ist am Phasengang ein Zeitunterschied zwischen Referenz- und Vergleichskurve. Dieser könnte durch manuelle Verschiebung noch ausgeglichen werden.

Zunächst soll aber die Wirkung der Pegelanpassung durch Normalisierung (jeder Kurve für sich) obere Abbildung 58 gegenüber manueller Verschiebung aller Kurven um einen gleichen Pegelbetrag untere Abbildung 59 betrachtet werden.

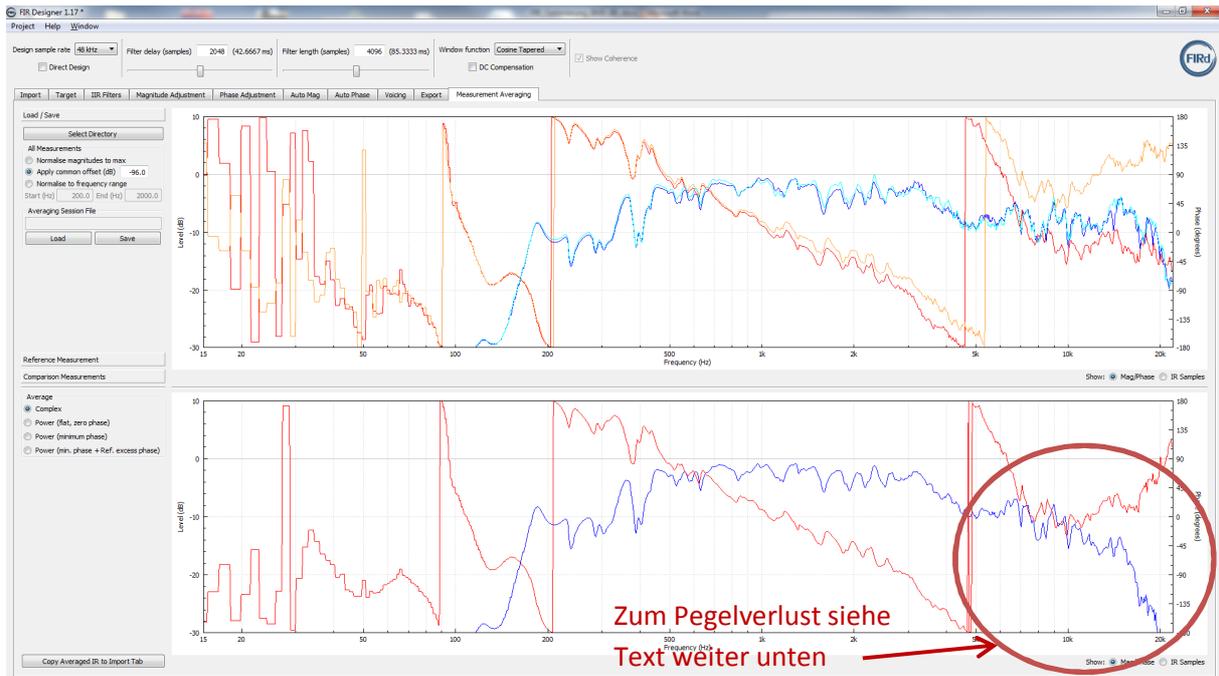


Abbildung 59 , Vergleich und Mittelung wie in Abbildung 58, Pegelkurven mit festem Pegelversatz von -96dB für jede Kurve (siehe oberes Fenster)

Hier etwas schwer zu erkennen, die beiden Kurven (oberes Fenster) bekommen eine etwas unterschiedliche Pegellage zueinander. Dies liegt schlicht daran, dass bei Normalisierung für jede Kurve das Pegelmaximum im Frequenzgang ermittelt und als 0dB Referenz gesetzt wird, während bei einer manuellen Pegelverschiebung alle Kurven um den gleichen Betrag verschoben werden. Die Frage, welche Methode die richtige ist, kann mit einem klarem „kommt drauf an“ entschieden werden.

Normalisierung wird bei recht ähnlichen Kurvenverläufen sinnvoll sein. Fallen, wie in dieser Hornkombination, die Pegel der Kurven mit zunehmenden Winkeln ab, so werden die Kurven vor Mittelung alle auf einen weitgehend gleichen Pegel gelegt. Die Mittelung wird ein vom Pegel ähnliches Ergebnis liefern wie die Einzelkurven. In der späteren Korrektur wird keine Pegelanhebung des FIR-Koeffizientensatzes erfolgen (die auch nicht nötig ist).

Manuelle Verschiebung ist eher bei stark unterschiedlichen Kurvenverläufen sinnvoll. Sticht z.B. bei einer Frequenz schmalbandig unter einem Winkel eine starke Resonanz heraus, würde dies bei Normalisierung eine Absenkung der gesamten Kurve bedeuten, was in der Mittelung wiederum eine Pegelanhebung der gesamten Korrektur zur Folge hätte. Unter geeigneter manueller Verschiebung blieben die Kurven weitgehend deckungsgleich liegen, lediglich die Resonanz ragte nach oben heraus. (Ob hier eine FIR-Entzerrung überhaupt sinnvoll ist, bleibt eine andere Frage).

Für die weitere Verarbeitung wurde bei der Normalisierung der einzelnen Kurven verblieben.

Zum Pegelverlust im Hochtonbereich: In allen obigen Mittelungsergebnissen fällt ein starker Pegelabfall zu hohen Frequenzen hin auf. Nebst einem noch in dieser Version vorhandenen Rechenfehler (der aber eher wenig Auswirkung hatte) trug hier das gewählte Mittelungsverfahren die entscheidende Rolle. Warum dies so ist und wie den akustischen Gegebenheiten ggfs. anders zu folgen ist, das wird gleich in Kapitel 5.3 behandelt.

5.3 Auswahl eines geeigneten Mittelungsverfahrens bei Mehrpunkte Messungen.

An dieser Stelle muss ein Blick auf verschiedene mögliche mathematische Mittelungsverfahren geworfen werden. Am Ende soll schließlich ein plausibles Ergebnis stehen, welches den akustischen Gegebenheiten am nächsten kommt.

Sobald Wechselsignale vorliegen und Schall ist ein solches, ist stets das Zeitverhalten mit zu berücksichtigen, denn hier liegen sogenannte „komplexe Größen“ vor. Bekannt wird sicherlich sein, dass zwei gegenphasige Signale sich auslöschen, wenn diese zusammentreffen, sprich addiert werden.

Wird eine Mittelung vorgenommen, so werden üblicherweise die Werte (Signale) zu jedem Zeitpunkt addiert und anschließend durch deren Anzahl geteilt (oder zunächst geteilt und dann addiert). Für sinusförmige Signale kann vereinfacht über die Amplitude und Phasenlage gerechnet werden (insbesondere bei gleicher Frequenz!). Mathematisch ist hier die komplexe Rechnung anzuwenden. Diese trägt den Gegebenheiten Rechnung, dass z.B. bei Vorliegen zweier um 180° verschobener Signale deren gemittelte Summe 0 ergibt. Vereinfacht und mathematisch nicht ganz sauber dargestellt, ergäbe sich nach komplexer Rechnung:

(Signal A mit Amplitude 1 & Phase 0°) + (Signal B mit Amplitude 1 & Phase 180°) => (Signal C mit Amplitude 0)

Signal C ist bei einer Mittelung von zwei Signalen noch durch zwei zu teilen.

Soweit wäre das alles sauber und korrekt, jedoch im Schallfeld ist die Aussage/Information der Phase ggf. anders zu handhaben, zu interpretieren. Warum?

Nehmen wir einen Lautsprecher, der über alle Winkel gleich intensiv abstrahlt, dessen akustische Phase jedoch mit einem von 0° -Achse zunehmenden Phasenwinkel „rollt“:

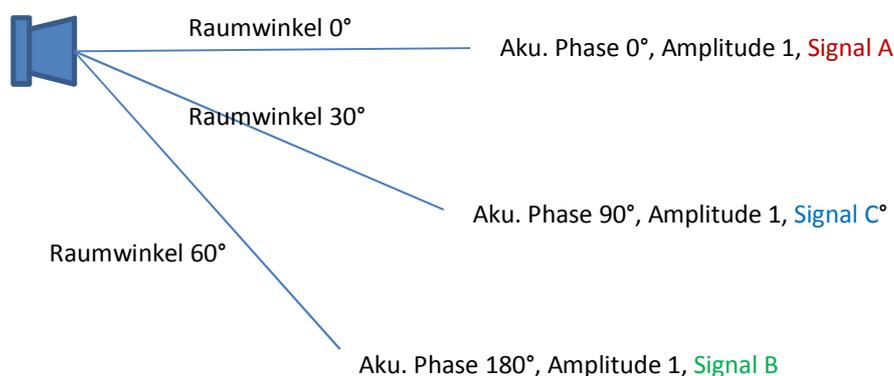


Abbildung 60 , fiktiver Lautsprecher mit raumwinkelabhängiger akustischer Phase

Oberer Lautsprecher strahlt ein Signal ab, das auf 0° Abstrahlwinkel die Phase 0° aufweist, hier wird ein Signal A gemessen. Nun dreht über den Abstrahlwinkel bis 60° hinweg die Phase des Signals kontinuierlich auf 180° , Amplitude gleichbleibend, hier wird ein Signal B gemessen. Im akustischen

Feld liegt unter 30° Raumwinkel ein Phasenwinkel des Signals von 90° vor, hier wird ein Signal C gemessen. Diese Situation nochmals aufgelistet:

- 0° Raumwinkel: (Mess-)Signal A mit Amplitude 1/Phase 0°
- 30° Raumwinkel: (Mess-)Signal C mit Amplitude 1/Phase 90°
- 60° Raumwinkel: (Mess-)Signal B mit Amplitude 1/Phase 180°

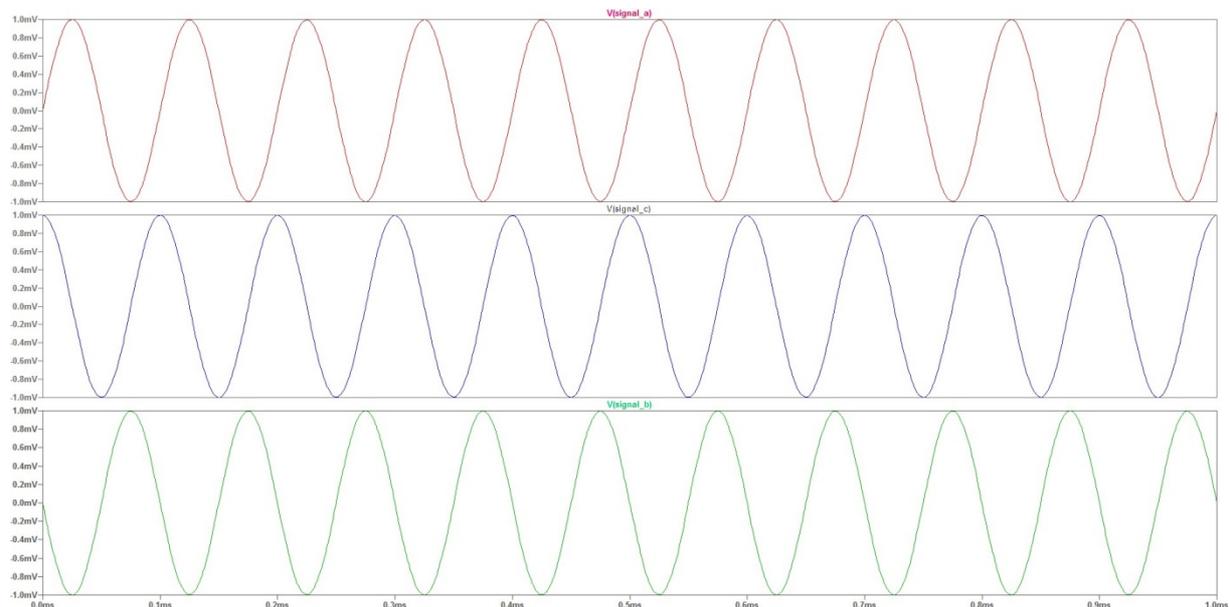


Abbildung 61 , Zeitverhalten der Messsignale zu Beispiel gemäß Abbildung 60, exemplarisch 10kHz

Versuchte man nun unter komplexer Rechnung aus den Messsignalen A und B das vermutete (Mess-)Signal C zu ermitteln, so läuft dies schief, denn hier ergäbe die Amplitude für das Signal C = 0!

Entscheidend ist hier, dass im Grunde keine unabhängigen (sich überlagernden) Signale vorliegen, sondern ein aus einer Quelle kommendes, somit Abhängigkeiten gegeben sind. Hier liegt es nahe, bei der Berechnung bzw. Mittelung, die beiden komplexen Größen, Amplitude und Phase voneinander getrennt zu mitteln. Dies führt nicht nur mathematisch sondern auch in der realen Umsetzung zu plausibleren, sagen wir ruhig richtigeren Ergebnissen.

In unserem kleinen Beispiel bekämen wir für das Signal für den Raumwinkel 30°:

$$(\text{Ampl } 1(\text{Signal A}) + \text{Ampl.1}(\text{Signal B})) / 2 = \text{Ampl. 1}(\text{Signal C})$$

$$(\text{Phase } 0^\circ(\text{Signal A}) + \text{Phase } 180^\circ(\text{Signal B})) / 2 = \text{Phase } 90^\circ(\text{Signal C})$$

Also ergibt sich über die nach Amplitude und Phase getrennte Mittelung:

Signal C mit Amplitude 1 und Phase 90°

Dies entspricht den vorliegenden Verhältnissen, die so auch wesentlich realistischer für die akustischen Gegebenheiten bei der Abstrahlung sein dürften.

In FIR-Designer kann genau dies auch für die Mittelungsfunktion angewählt werden. Darüber hinaus kann für die Phase bestimmt werden, ob diese gar nicht berücksichtigt wird, minimalphasig (sprich aus Frequenzgang gebildet) oder aus der Position der Impulsantworten zum 0 Punkt des Impulsfensters (sprich Minimalphase + ExcessPhase):

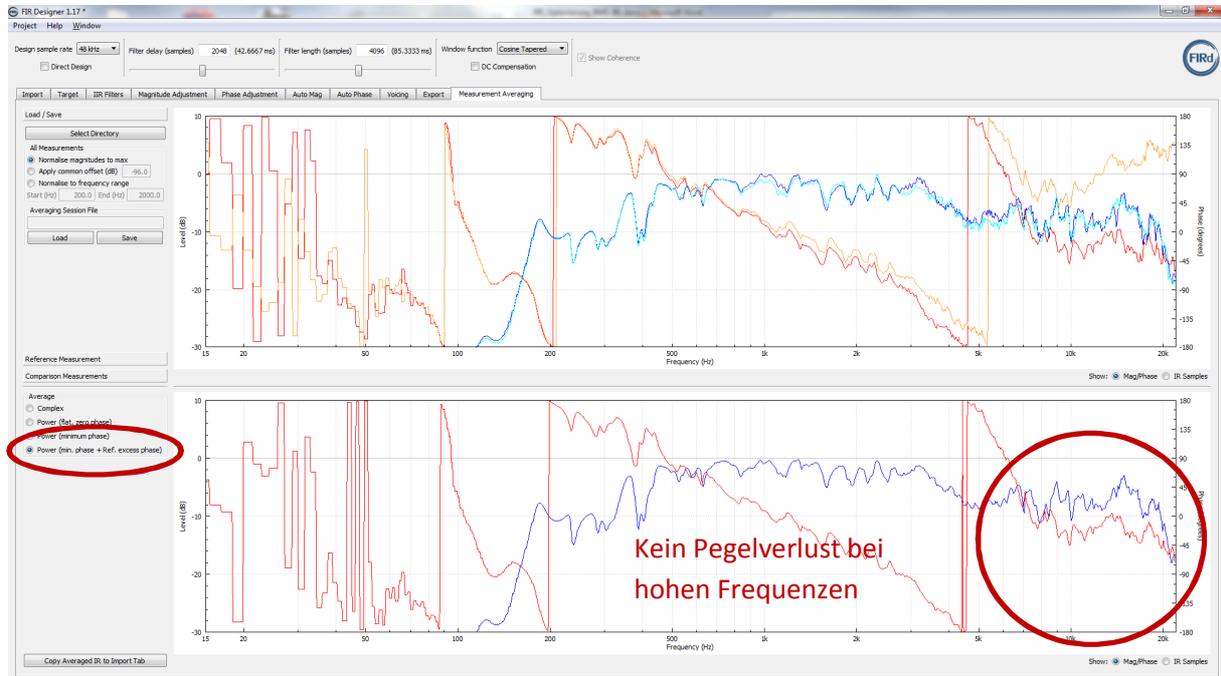


Abbildung 62 , Mittelung der Messkurven getrennt nach Amplitude und Phase

In Abbildung 62 ist im unteren Fenster der jetzt, über die 15 Winkelmessungen, korrekt gemittelte Frequenz- und Phasengang zu sehen. Der Pegelverlust im Hochtonbereich ist bereinigt (hier lag zwangsläufig die größte Empfindlichkeit gegenüber der Phase bei komplexer Mittelung vor).

Ab FIR-Designer Version 1.7 können die gesamten Mittelungseinstellungen in einer Datei gespeichert werden, Gewichtungen wie auch manuellen Verschiebungen sowie Namen der Quelldateien. Grad für viele Messpunkte bzw. sich wiederholende Messungen ausgesprochen hilfreich. Das gespeicherte Format dieser Datei ist klartextbasiert, sodass z.B. mit einfachen Copy-Paste auch neue Namen für verwendetes Verzeichnis, Importfiles, andere Gewichtungen etc. vorgegeben werden können und ob diese überhaupt verwendet werden sollen.

Der nun über die 15 Winkelpositionen neu gewonnene gemittelte Frequenz- und Phasengang zeigte sich etwas weniger zerklüftet als nur der auf Mittenachse, aber nicht so glatt wie mit üblichen Filtern. Mit gewisser Spannung wurde nun das Ergebnis einer FIR-Korrektur auf dieser Basis erwartet. Wird diese überhaupt noch eine Verbesserung erreichen, funktioniert diese auch unter mehreren Winkeln?

In Ansätzen konnte beim Vergleich der Wiedergabeeigenschaften unter verschiedenen Winkeln bereits gesehen werden, dass sich das Horn nicht vollkommen „wild“ verhält, sondern grad im Zeitverhalten (Phase) keine Sprünge durch Reflexionen oder sonstiges, abhängig vom Winkel, unterschiedlich ausprägen. Siehe dazu die Phasengänge in Abbildung 87.

5.4 Darstellung eines kompletten Mehrpunkte-Messdurchlaufes inklusiv FIR-Koeffizientengenerierung: Die Korrektur

Jetzt wurde der gemittelte Frequenz-/Phasengang über die Funktion „Copy Averaged IR to Import Tab“ in den Eingangsbereich übertragen und nun wie unter der Einzelmessungsoptimierung erneut vorgegangen: Target auf flat, Bereich 450Hz bis 16kHz (Magnitude), Phase 450Hz bis 24kHz(!), keinerlei Glättungen:

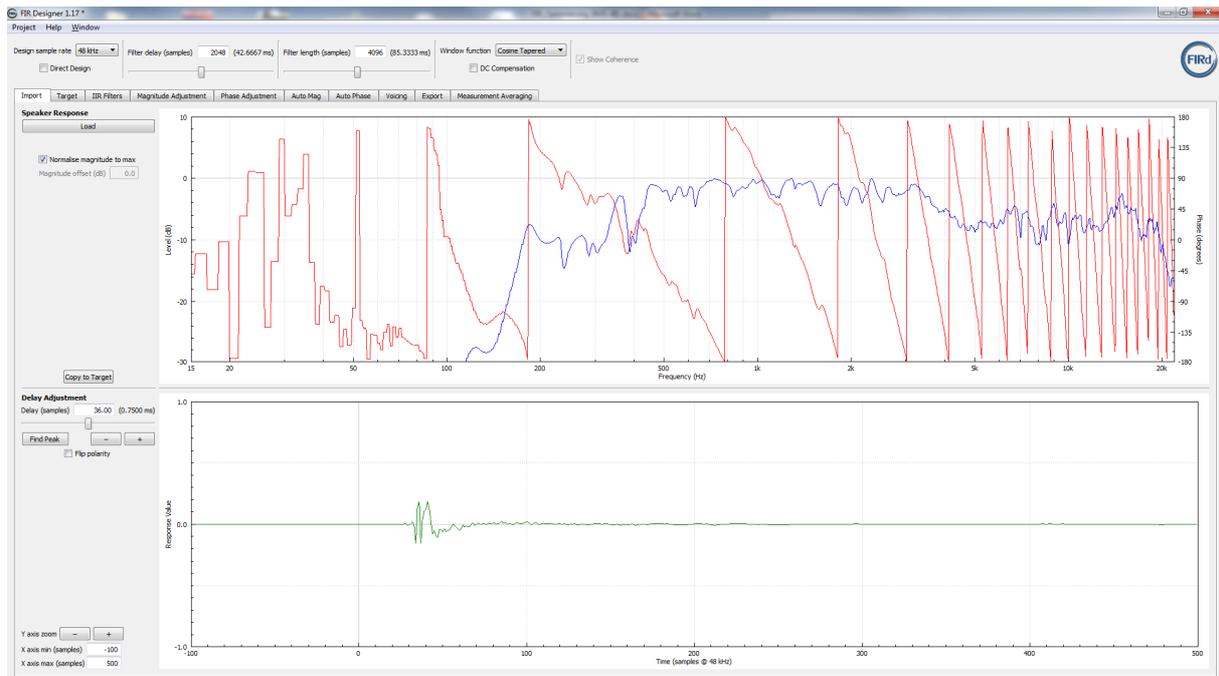


Abbildung 63 , Impuls mit 36Taps Delayverschiebung aus gemittelten Messkurven

Das Delay wurde wieder so gewählt, dass auf der Korrektoreinsatzfrequenz der Phase (450Hz) diese einen Nulldurchgang aufweist (s.o.). Unter „Auto Mag“ wurde der Gain so gewählt, dass auf der Einsatzfrequenz (450Hz) die Steigung der Pegelkurve 0 beträgt. Ferner wurde zunächst linearphasige Korrektur gewählt (also so gut wie es geht).

Für den Amplitudengang ergibt sich:

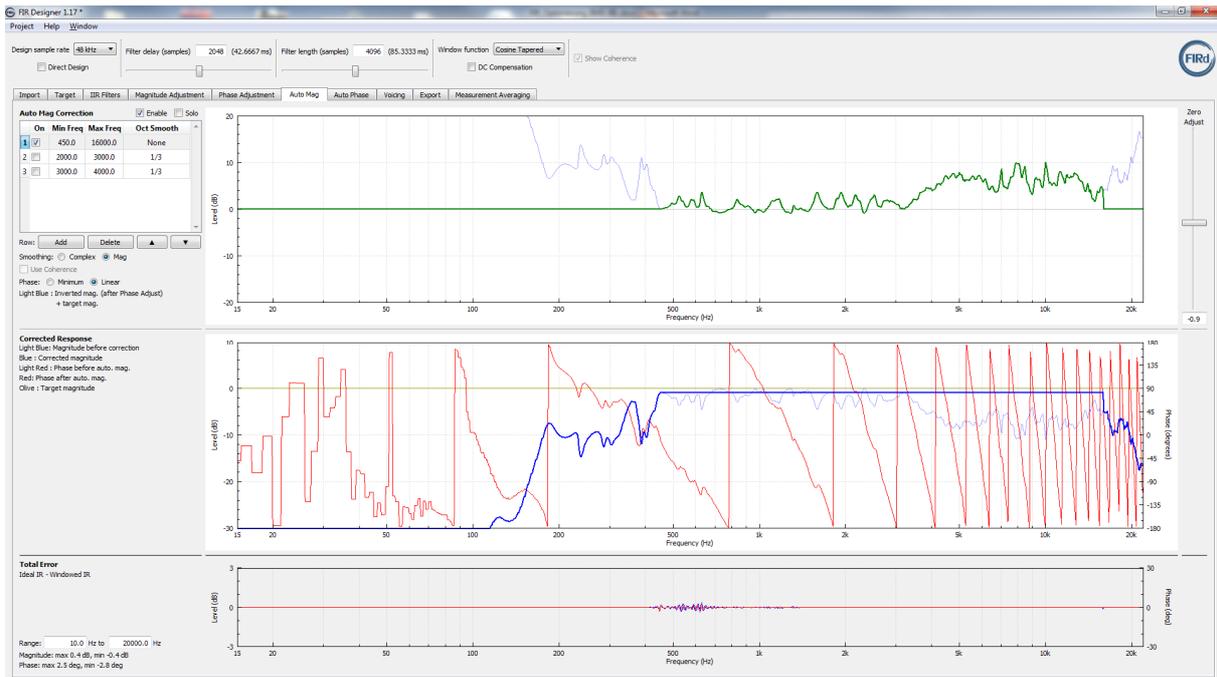


Abbildung 64 , korrigierter Frequenzgang Hornkombination aus gemittelten Messkurven

Für den Phasengang ergab sich damit:

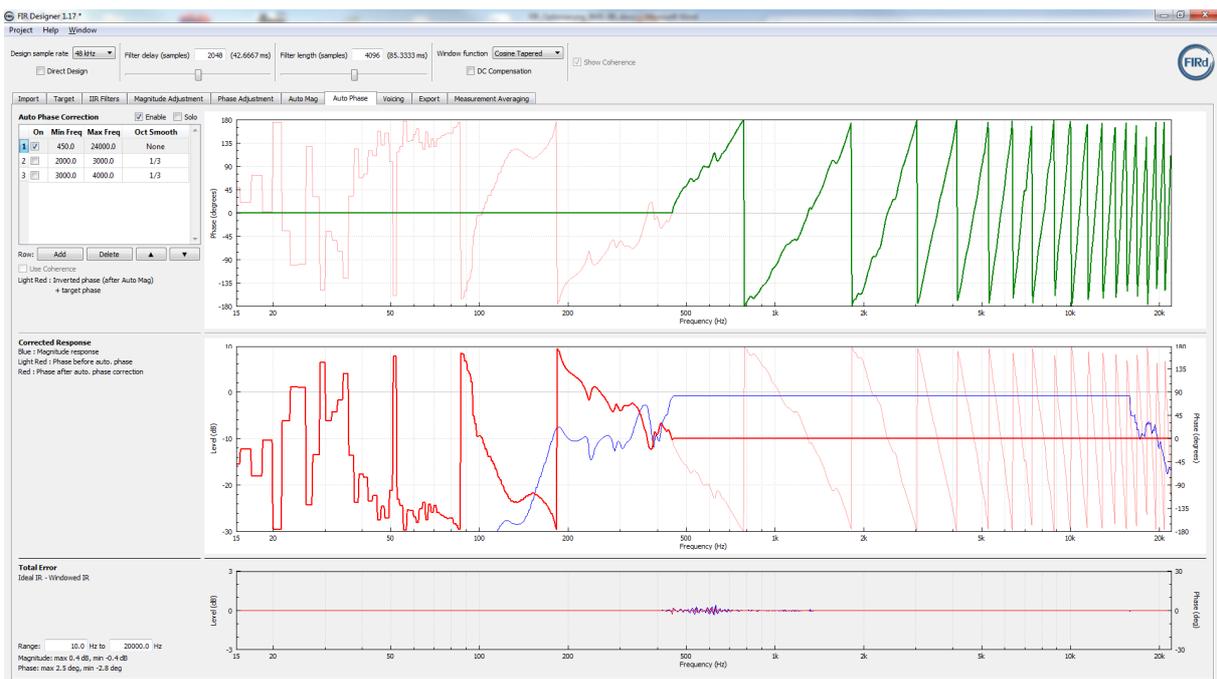


Abbildung 65 , korrigierter linearer Phasengang Hornkombination aus gemittelten Messkurven

Im Exportfenster ergaben sich für den korrigierten Impuls der Hornkombination sowie den FIR-Frequenzgang:

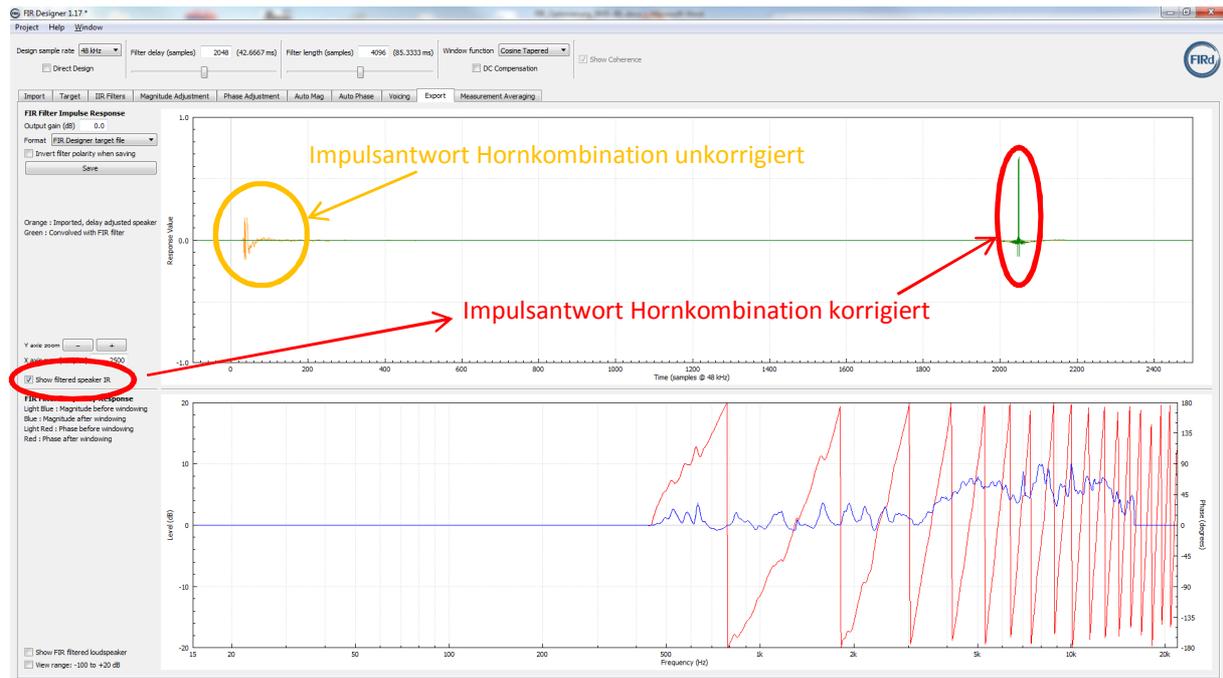


Abbildung 66 , Impulsantwort und Frequenz-/Phasengang des FIR-Filtersatzes aus Korrektur gemittelter Messkurven

Gut zu erkennen ist das sanfte Einlaufen in den Korrekturbereich des Filters. Die Phase wird bis ans Ende des Frequenzbereiches (24kHz) korrigiert, begründet darin, dass eine weitere Laufzeit zwischen korrigiertem Frequenzbereich und unkorrigiertem oberen Hochtonbereich in Folge des zusätzlich eingefügten Delays von 36 Sampeln vermieden werden soll.

Ohne diese Behandlung der Phase im obersten Frequenzbereich sähe der Impuls so aus:

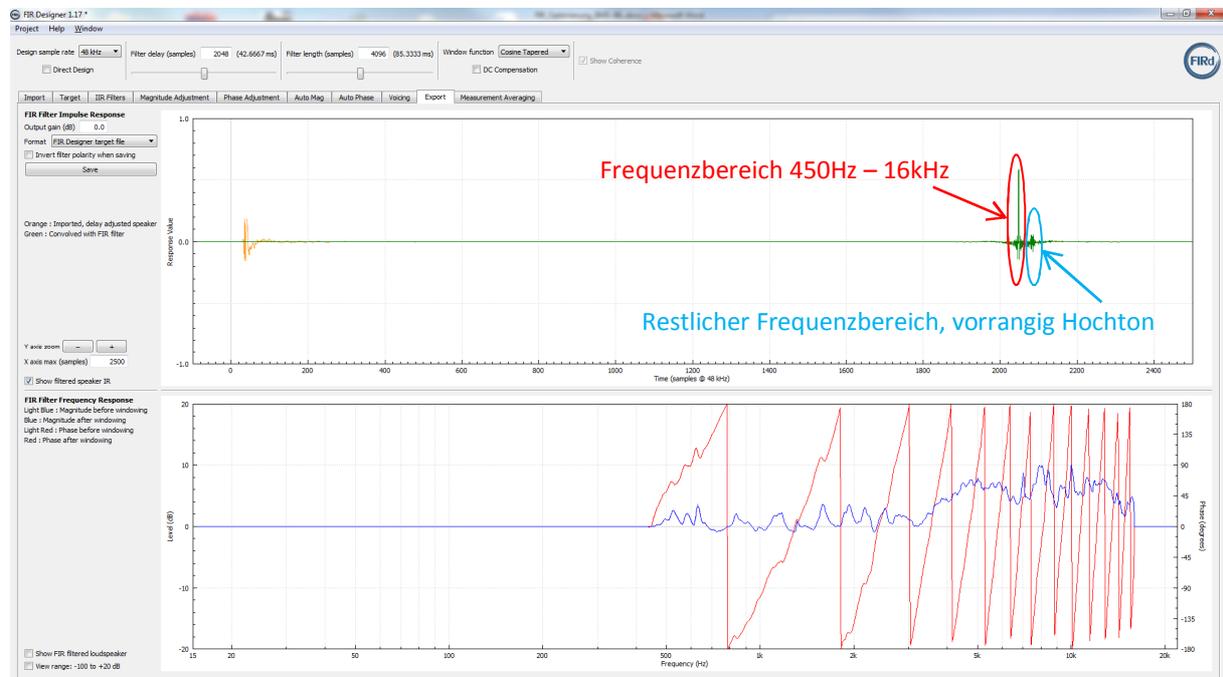


Abbildung 67 , Impulsantwort und Frequenz-/Phasengang wenn Phase nur bis 16kHz korrigiert

Der vom Zeitverhalten (Phase) behandelte Bereich erscheint in der Impulsantwort VOR dem nichtbehandelten, große Spitze vor der kleinen. Der Versatz entspricht dem zusätzlichen Delay des Impulses, wie im Importfenster verschoben. Auch der tieffrequente Bereich hat die gleiche

Zeitverzögerung, nur mangels nennenswerter Frequenzanteile darin bleibt dies im Impulsdiagramm versteckt. Ein genaueres Beispiel dazu in Kapitel 6.4 und ergänzende Erläuterung Kapitel 6.6 . Sinnvoll ist daher in Hinblick auf eine spätere Einbindung dieser Hornkombination in das vorhandene Gesamtsystem nur eine Phasenkorrektur von 450Hz bis 24kHz (halbe Abtastrate) hinauf. Der damit zwangsläufig verbundene vorlaufende (Zeit-)Versatz von 36 Sampeln (0,75ms/25cm) gegenüber dem nicht weiter behandelten Frequenzbereich 0Hz bis 450Hz kann im Aktivsystem durch entsprechende zusätzliche Verzögerung der Hornkombination in den Wegen Mittelton und Hochton ausgeglichen werden.

5.5 Wirkung verschiedener Optimierungsansätze

Wie bereits erwähnt, die Ergebnisse der Optimierung basierend auf nur einem Messpunkt als Ausgangsbasis für die Generierung von FIR-Koeffizienten war nicht erfolgreich, genauso wenig die der Versuch auf dieser Datenbasis noch mit Filtern ein besseres Ergebnis zu erzielen. Auf eine weitere Beschreibung dieser Vorgehensweise wird hier verzichtet.

5.5.1 Linearphasige Korrektur nach Mehrpunktemessung

Es galt nun die Wirkung einer Korrektur auf Datenbasis mehrerer Raumwinkelmessungen zu prüfen. Zunächst wurde das im Frequenzbereich 450Hz bis 16kHz hinsichtlich Amplitude und bis hinauf 24kHz hinsichtlich Phase korrigierte Horn akustisch gegengemessen, zuerst ohne jede weitere Glättung der Frequenzantwort. Nachdem die erzeugten FIR-Koeffizienten (4096Taps, Latenz 2048Taps) in den FIR-Controller geladen waren, wurde in den horizontalen Winkelpositionen -30° , -20° , -10° , -5° , 0° , 5° , 10° , 20° , 30° unter 0° vertikal das Verhalten der Hornkombination aufgenommen.

Hier das Ausklingspektrum für 0° :

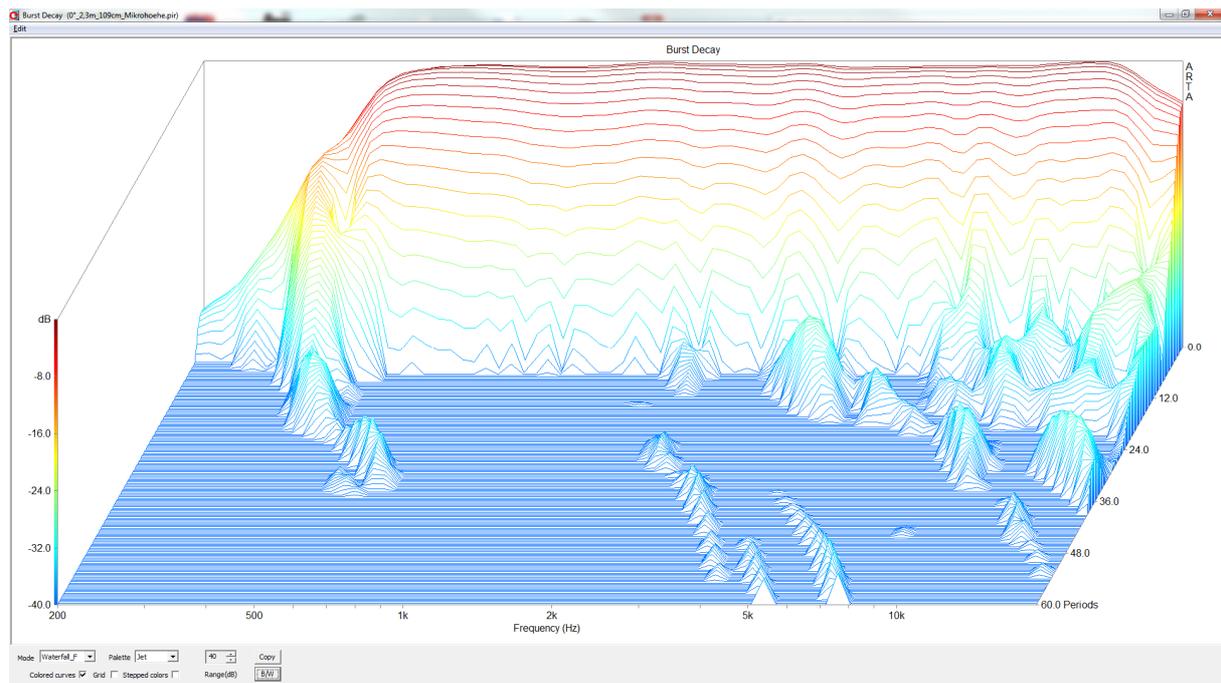


Abbildung 68 , Ausklingspektrum 0° mit linearphasiger Korrektur aus gemittelten Messkurven

Schon recht gut, nicht so perfekt wie „Auf den Punkt“, aber deutlich besser als ohne Korrektur.

Nebenbemerkung: Im Ausklingspektrum tauchen teilweise Pegelanteile bei Frequenzen auf, die zuvor abgeklungen waren. Üblicherweise sind dies Reflexionen bzw. Echos, die auch im Horn entstehen können. Jedoch sprechen hier die Zeiten zumindest für niedrigere Frequenzen dagegen, denn die zur Laufzeit (Frequenz \cdot Periode) passende räumliche Dimension liegt deutlich über den Hornabmessungen. So entsprechen z.B. 60 Perioden bei 5kHz einer räumlichen Ausdehnung von gut 4m! Erst im Hochtonbereich kann bei weniger als 20 Perioden von möglichen Reflexionen im Horn ausgegangen werden.

Unter 5° sieht es so aus:

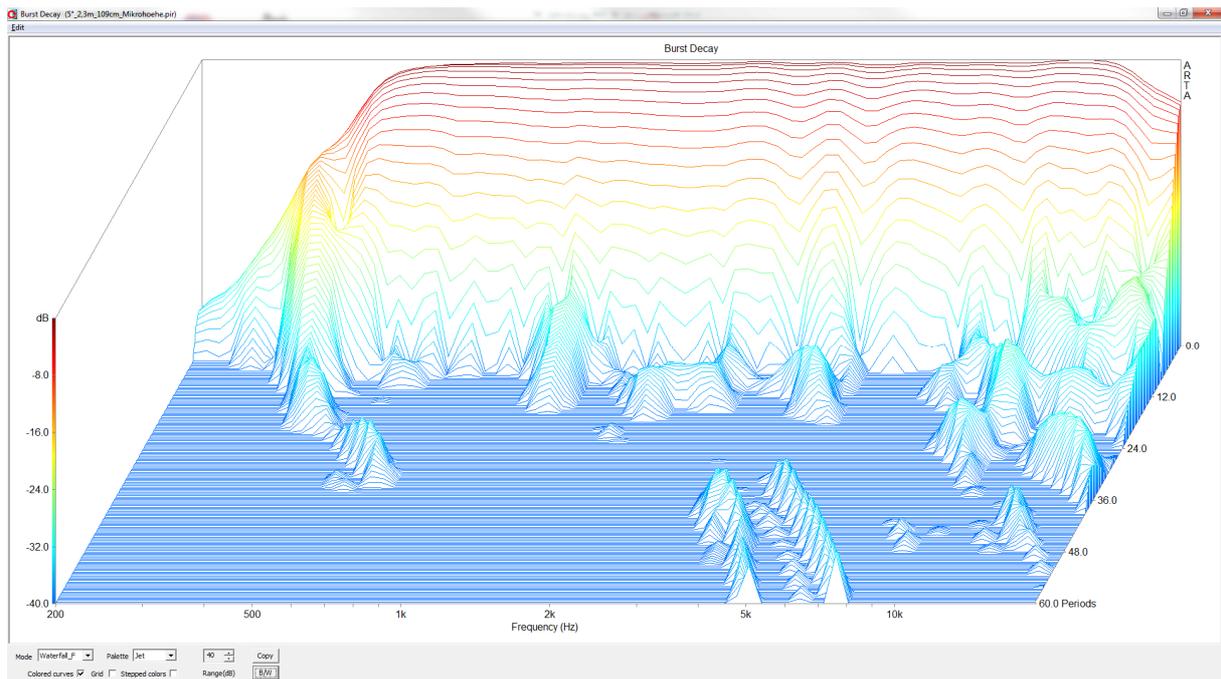


Abbildung 69 , Ausklingspektrum 5° mit linearphasiger Korrektur aus gemittelten Messkurven

Auf jeden Fall besser als bei „Auf den Punkt Optimierung“.

Unter 10° ergibt sich dies Ausklingspektrum:

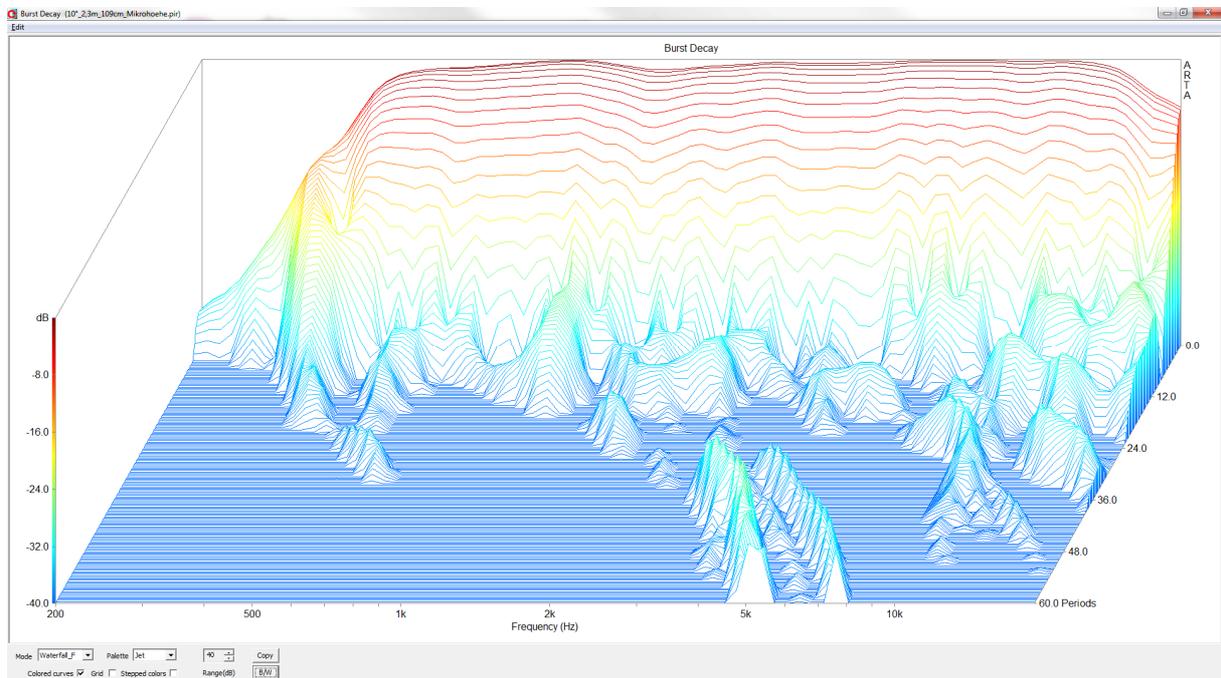


Abbildung 70 , Ausklingspektrum 10° mit linearphasiger Korrektur aus gemittelten Messkurven

Auch besser.

Unter 20° sieht es so aus:

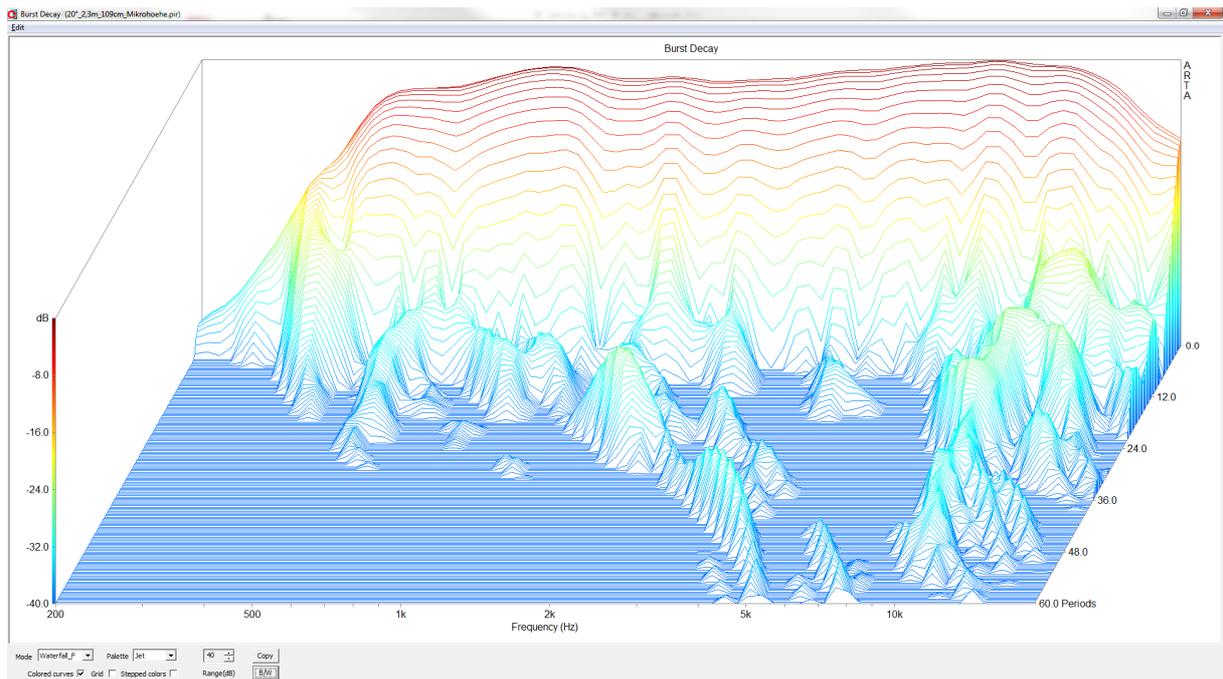


Abbildung 71 , Ausklingspektrum 20° mit linearphasiger Korrektur aus gemittelten Messkurven

Und unter 30° ergibt sich dies Bild:

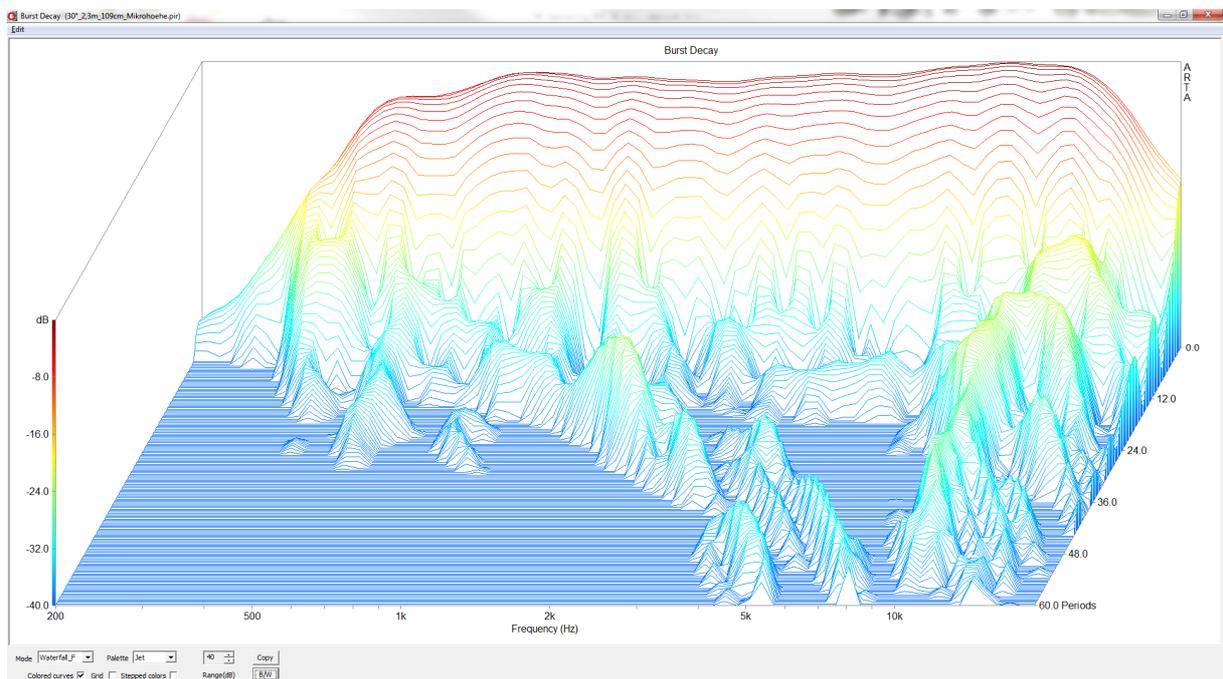


Abbildung 72 , Ausklingspektrum 30° mit linearphasiger Korrektur aus gemittelten Messkurven

Immer noch ein besseres Ergebnis als unter 15° aus Kapitel3.5.2, Abbildung 40.

Festzuhalten bleibt jedoch: Unter größeren Winkeln lässt sich das Nachschwingen im Hochtonbereich kaum verbessern.

Merklich „schöner“ sehen die Ergebnisse aus, wenn der Pegelbereich auf 30dB eingeeengt wird, was oftmals in Diagrammen so zu sehen ist. Ob in den 10dB darunter u.U. gar Restreflexionen des (zwar

gut bedämpften) Messraumes auftreten bzw. wirken, wurde nicht final geklärt. Die vorliegenden Laufzeiten ließen eine solche Vermutung aber zu.

Hier exemplarisch nur einmal zwei Winkel mit nur 30dB darstellenden Pegelbereich.

Zunächst das Ausklingspektrum unter 0° Winkel:

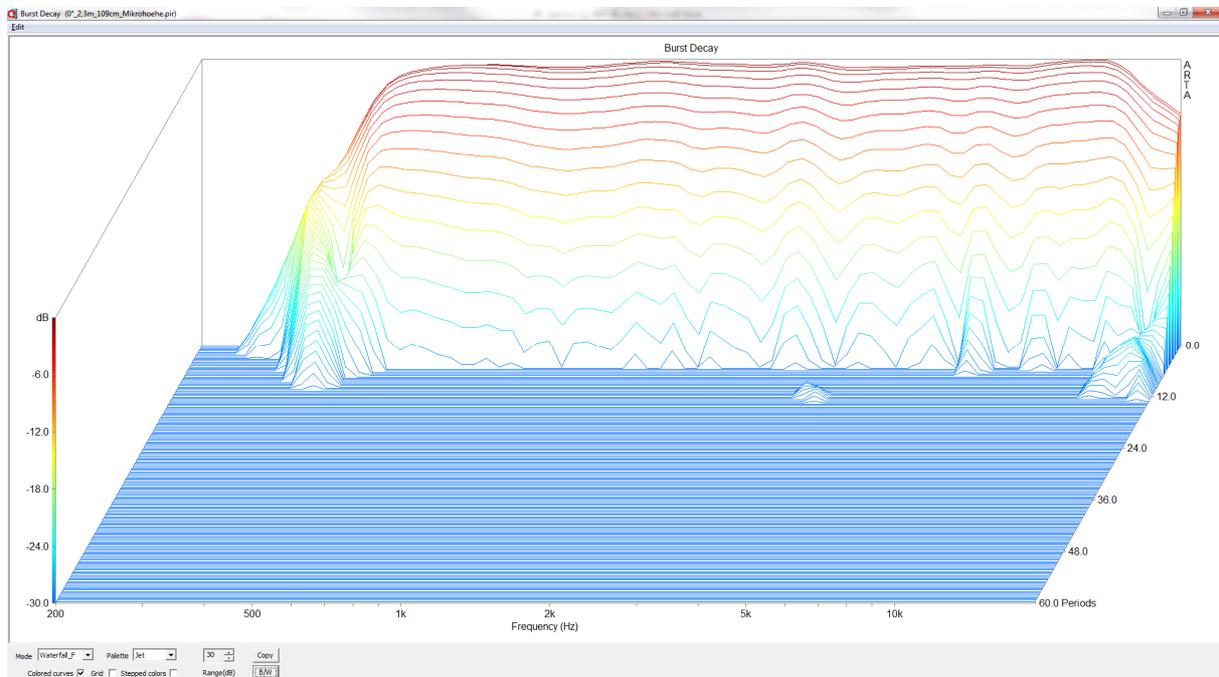


Abbildung 73 , Ausklingspektrum 0° mit linearphasiger Korrektur aus gemittelten Messkurven, Bereich nur -30dB

Und unter 30°:

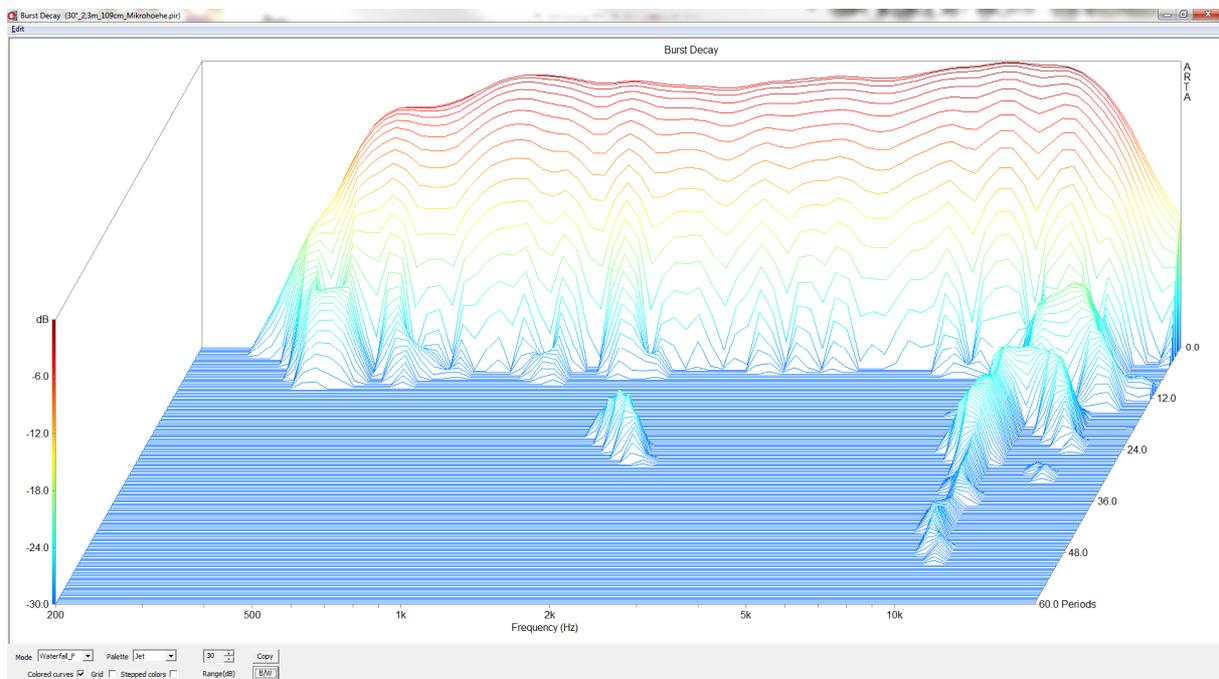


Abbildung 74 , Ausklingspektrum 30° mit linearphasiger Korrektur aus gemittelten Messkurven, Bereich nur -30dB

Um einen besseren Vergleich zwischen Korrektur mit und ohne Berücksichtigung des Zeitverhaltens zu haben, letzteres mittels eines 0° Phasengangs des FIR-Filters umgesetzt mit der Wirkung, dass

keine Laufzeiten korrigiert werden und damit z.B. Reflexionen/Resonanzen verbleiben, folgen einige Diagramme ohne Phasenkorrektur:

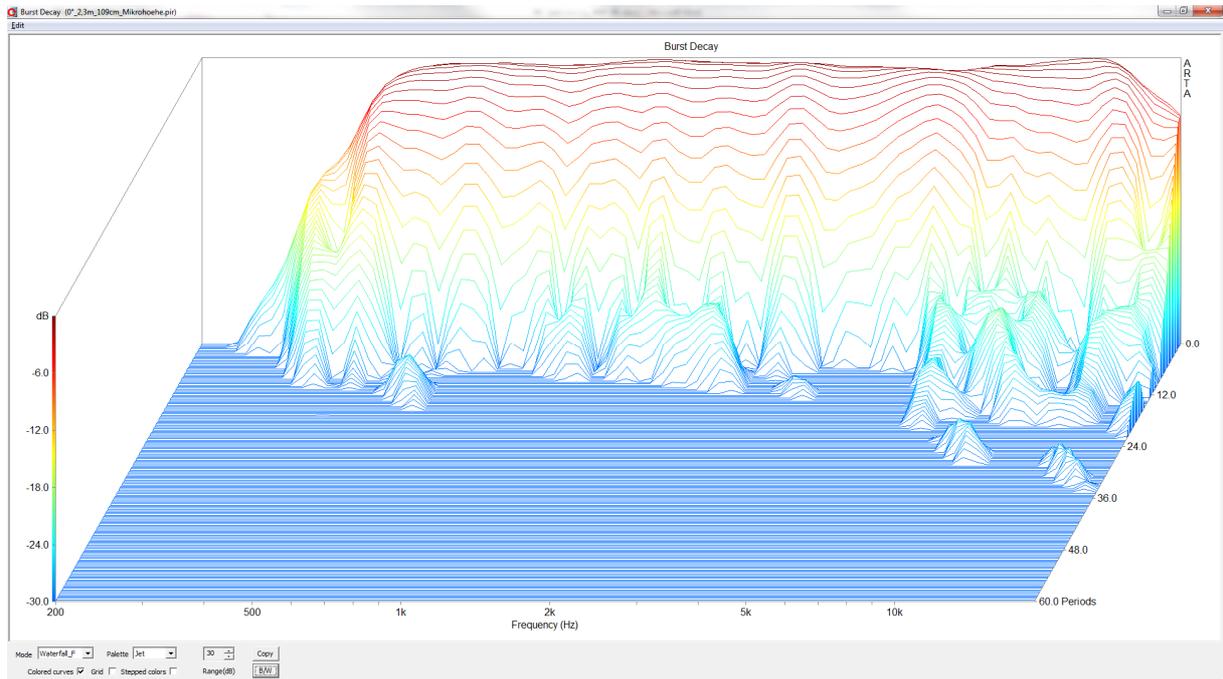


Abbildung 75 , Ausklingspektrum 0° nur mit Amplitudenkorrektur aus gemittelten Messkurven, Bereich nur -30dB

Ausklingspektren ohne Phasenkorrektur für 0° (oben) und 30° (unten):

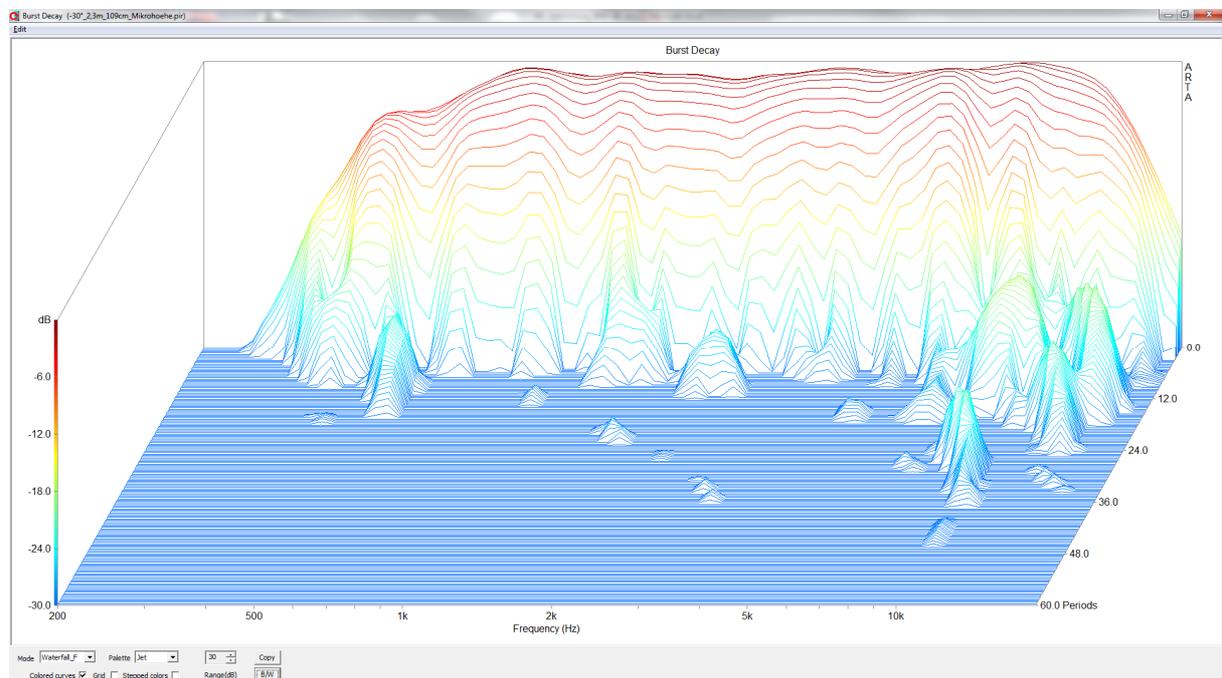


Abbildung 76 , Ausklingspektrum 30° nur mit Amplitudenkorrektur aus gemittelten Messkurven

In diesen Darstellungen ohne Phasenkorrektur ist ein längeres Ausklingen der Hornkombination gegenüber der Korrektur mit Phase recht gut erkennbar. Oder anders formuliert: Die linearphasige Korrektur wirkt unter 0° Winkel sehr deutlich und auch unter 30° ist noch ein Zugewinn ersichtlich. **Zwischenfazit:** Der Ansatz der Generierung von FIR-Korrekturkoeffizienten aus über mehrere Winkel gemessenen Eigenschaften beweist sich damit als ein erfolgreicher Weg. Deshalb wird hier eine weitere Strategie getestet, und zwar nur minimalphasig zu korrigieren.

5.5.2 Minimalphasige Korrektur nach Mehrpunktemessung

Um eine minimalphasige Korrektur zu erreichen, ist in FIR-Designer in der Funktion „Auto Mag“ bei Phase statt „Linear“ nun „Minimum“ anzuklicken. Daraus ergibt sich ein zwar „rollender“, aber weit weniger welliger Phasengang:

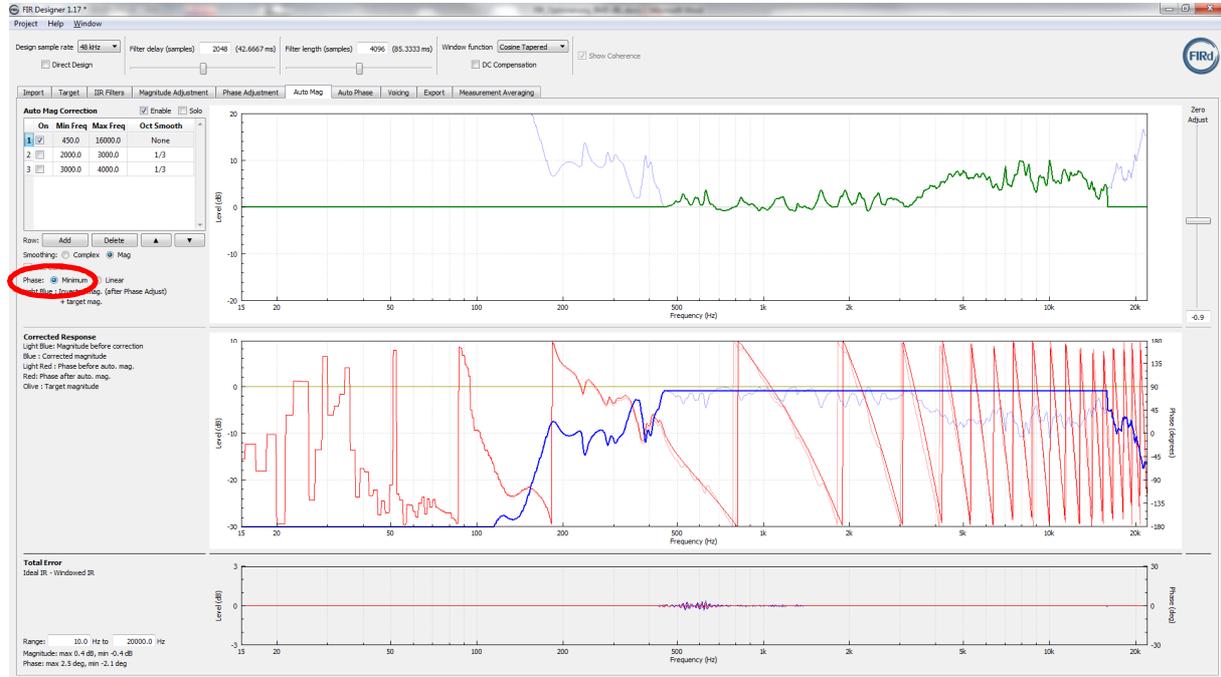


Abbildung 77 , korrigierter Frequenzgang minimalphasig an Hornkombination aus gemittelten Messkurven

Der Minimalphasengang (oben) entspricht der etwas kräftigeren roten Linie im mittleren Fenster. Im Exportfenster (unten) entfällt die Korrektur der „rollenden Phase“ im FIR-Filterverhalten gegenüber „linearphasig“ aus vorhergehendem Kapitel 5.4,Abbildung 66 :



Abbildung 78 , Impulsantwort und Frequenzantwort des FIR-Filters bei minimalphasiger Korrektur

Die Ausklingspektren einer nur minimalphasigen Entzerrung sehen so aus:

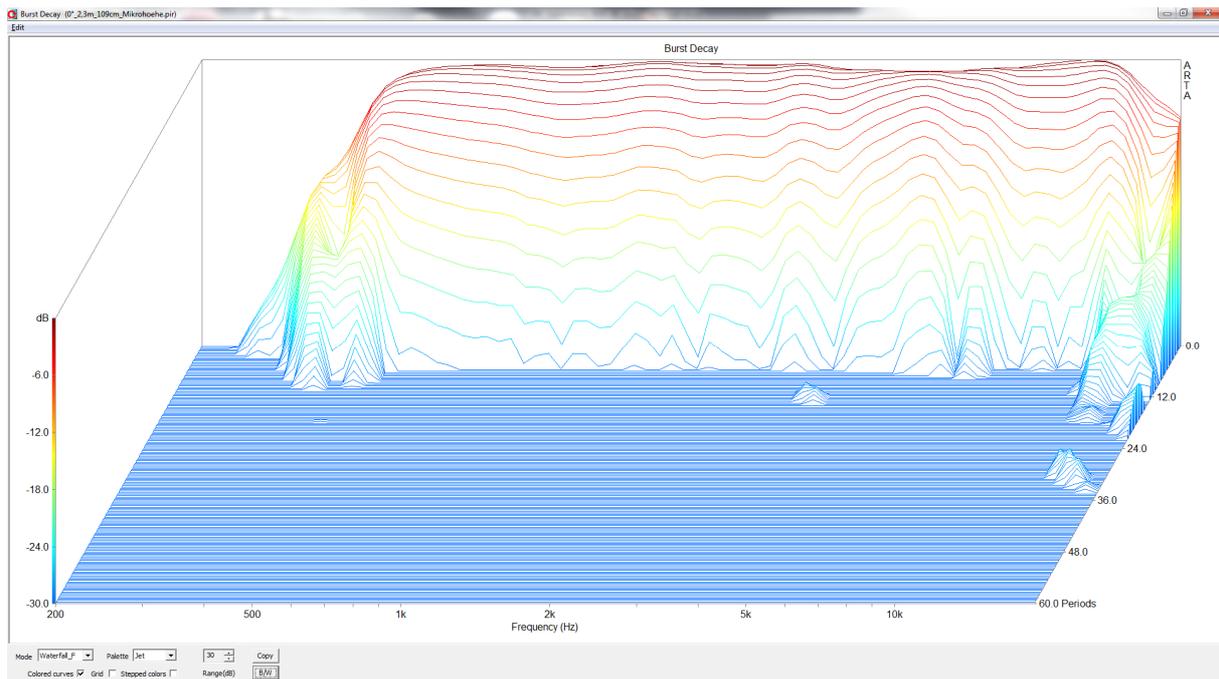


Abbildung 79 , Ausklingspektrum 0° minimalphasige Korrektur aus gemittelten Messkurven

Oben unter 0° und unten unter 30°:

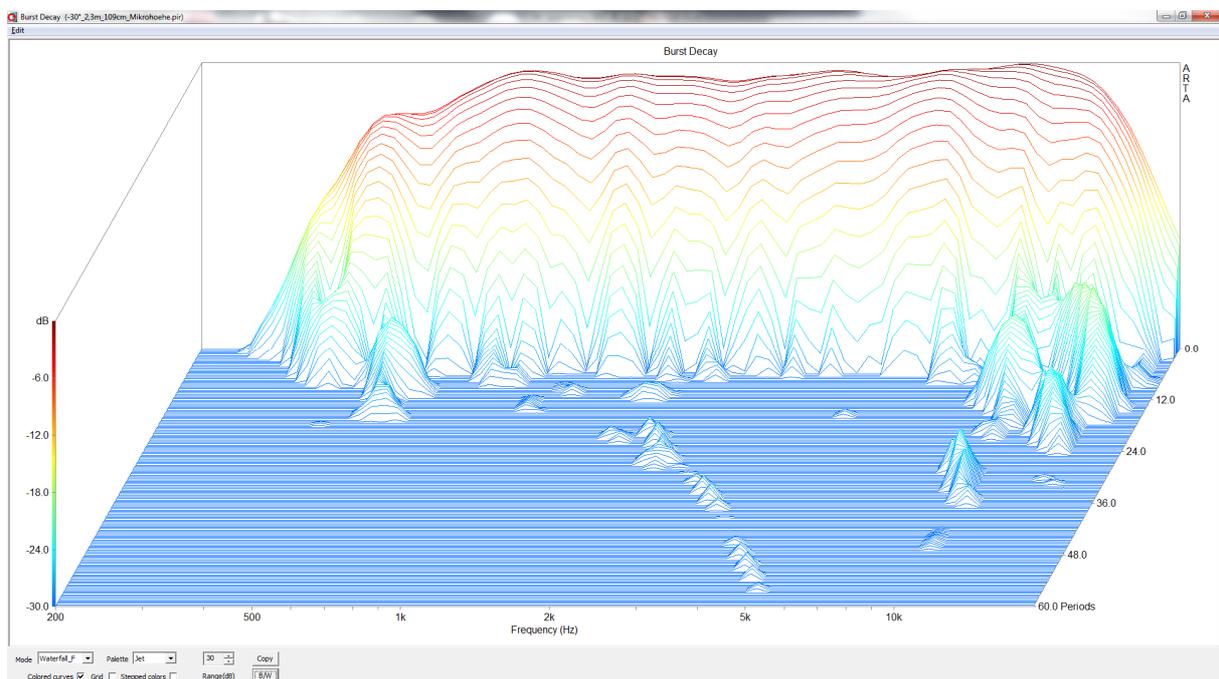


Abbildung 80 , Ausklingspektrum 30° minimalphasige Korrektur aus gemittelten Messkurven

Zwischenfazit: Ein nennenswerter Unterschied im Ausklingspektrum zur linearphasigen Entzerrung ist nicht erkennbar. Zumindest in diesem Anwendungsfall bietet sich also die minimalphasige Entzerrung an, da sie eine recht geringe Latenz gegenüber der linearphasigen Entzerrung aufweisen kann. Beispielhaft hier die Optimierung im nächsten Kapitel mit einer Latenz von ca.5ms (gegenüber 43ms).

5.5.3 Minimalphasige Korrektur nach Mehrpunktemessung mit geringe Latenz

Zunächst der Lautsprecherfrequenz- und Phasengang minimalphasig (im Exportfenster mit 2048Taps Filter Delay):

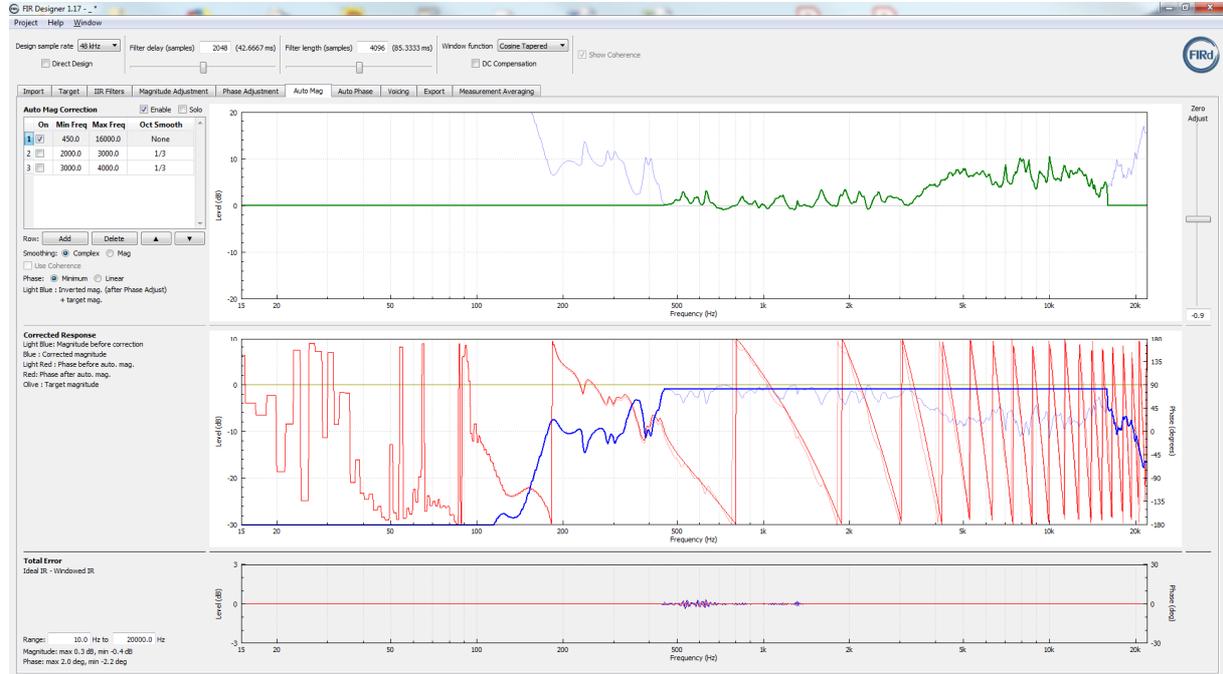


Abbildung 81 , minimalphasige Korrektur Delay 2048 Taps (43ms), aus gemittelten Messkurven

Nun mit nur ca.5ms Latenz (256 Taps Filter Delay) und minimalphasiger Korrektur:



Abbildung 82 , minimalphasige Korrektur mit Delay 256 Taps (5,3ms) aus gemittelten Messkurven

Betrachtet man das Errorfenster unten, so ergibt sich eher unerwartet ein besseres Ergebnis hinsichtlich der Korrektur mit nur 5ms Latenz (256Taps) als mit 43ms (2048 Taps).

Nochmals die Bemerkung: Erst im Export-Fenster erhält man der Funktion „Show FIR-filtered Loudspeaker“ das wirkliche Verhalten des Gesamtsystem in Abhängigkeit von der Anzahl Filterkoeffizienten und des Filterdelays. In „Auto Mag“ und „Auto Phase“ wird stets mit sehr hoher Auflösung gearbeitet und entsprechend angezeigt.

Eine weitere hilfreiche Darstellung, aus der ersichtlich werden kann, ob eine Optimierung noch im geforderten „Qualitätsrahmen“ liegt, ist die Darstellung der Frequenzantwort des FIR-Filters:

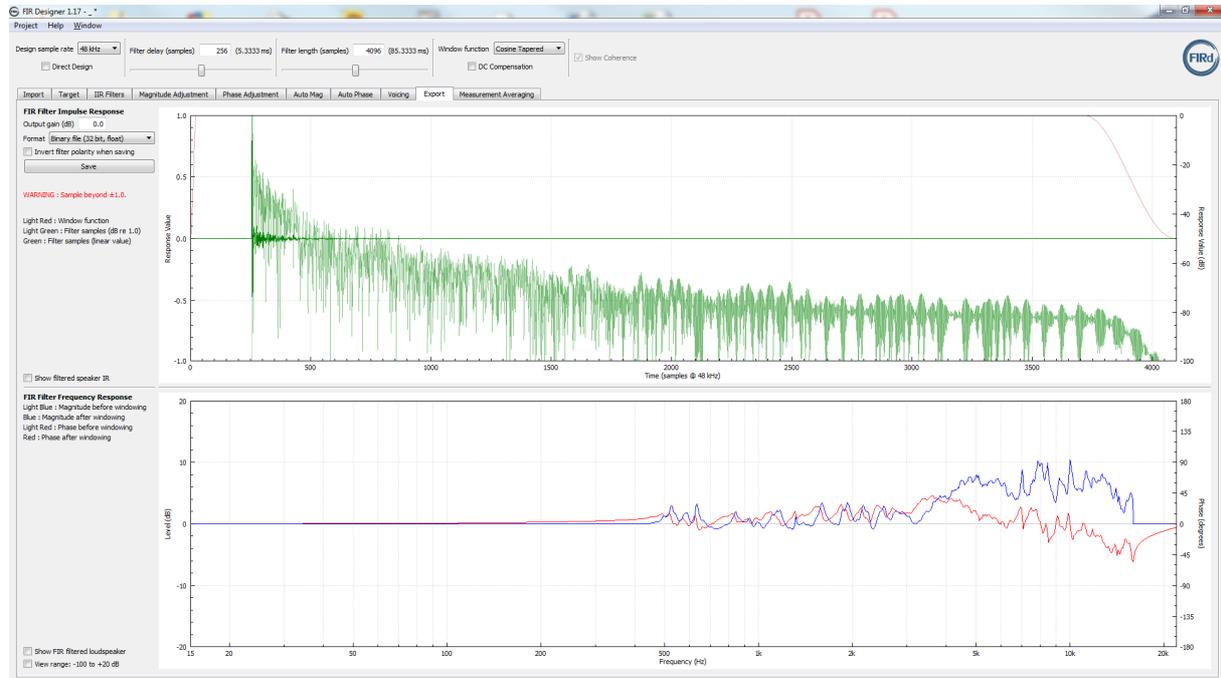


Abbildung 83 , Frequenzantwort des FIR-Filters mit Delay von 256 Taps (5,3ms) aus gemittelten Messkurven

Im Übernahmebereich (450Hz) des Filters bei geringer Latenz sind unterhalb der Einsatzfrequenz fast keine Beeinflussungen, nur marginal bei der Phase, zu sehen. Akustisch wird hier nichts relevant sein. Ferner ist die Korrekturgengenauigkeit knapp oberhalb der Einsatzfrequenz bereits sehr gut und die Frequenzantwort des Filters mit nur geringer Latenz der mit hoher Latenz (u.a. in Abbildung 78) nahezu identisch.

Gerade die Darstellung der Frequenzantwort des FIR-Filters eignete sich sehr bei der Festlegung insbesondere der Parameter Latenz, wie auch der Konfigurierung von „Übergangsbereichen“ zwecks Glättung des Phasenüberganges vom nicht korrigierten zu korrigiertem Frequenzbereich (siehe hierzu Kapitel 6.3).

Auf eine weitere Untersuchung unter Einbeziehung von Glättungen im Amplitudenbereich wurde verzichtet, da diese bereits im Vorfeld zu ausgesprochen mäßigen Ergebnissen führten (selbst im eigentlichen Messpunkt, siehe Kapitel 3.5.2) und deshalb hier keinerlei Verbesserung versprochen.

5.5.4 Reine Amplitudengangkorrektur (als Hilfsmittel)

Ergänzend muss noch ein Punkt angesprochen und dargestellt werden, die reine Korrektur des Amplitudenganges ohne Beeinflussung der Phase oder genauer unter Beibehaltung der ursprünglichen Phasenlage. Dies diente dazu, eine Vergleichsmöglichkeit zu schaffen, damit die Verbesserungen bei späterer Berücksichtigung des Zeitverhaltens erkennbarer wurden/blieben, denn bei unkorrigiertem Frequenzgang verschwindet das Nachschwingen aus dem Beurteilungsfenster allein schon aufgrund des geringeren Pegels bei manchen Frequenzen. Durch das Korrigieren des Frequenzganges ohne Phasenkorrektur wird gleichsam eine Art Normierung auf erreicht.

Als Referenz wurde der $0^\circ/0^\circ$ Messpunkt herangezogen, in FIR-Designer nur die Magnitude zwischen 450Hz und 16kHz korrigiert, die Phase auf linear gesetzt, die Phasenkorrektur aber inaktiv. Damit bleibt durch das FIR-Filter der Phasengang so wie er vom Hornsystem gegeben ist.

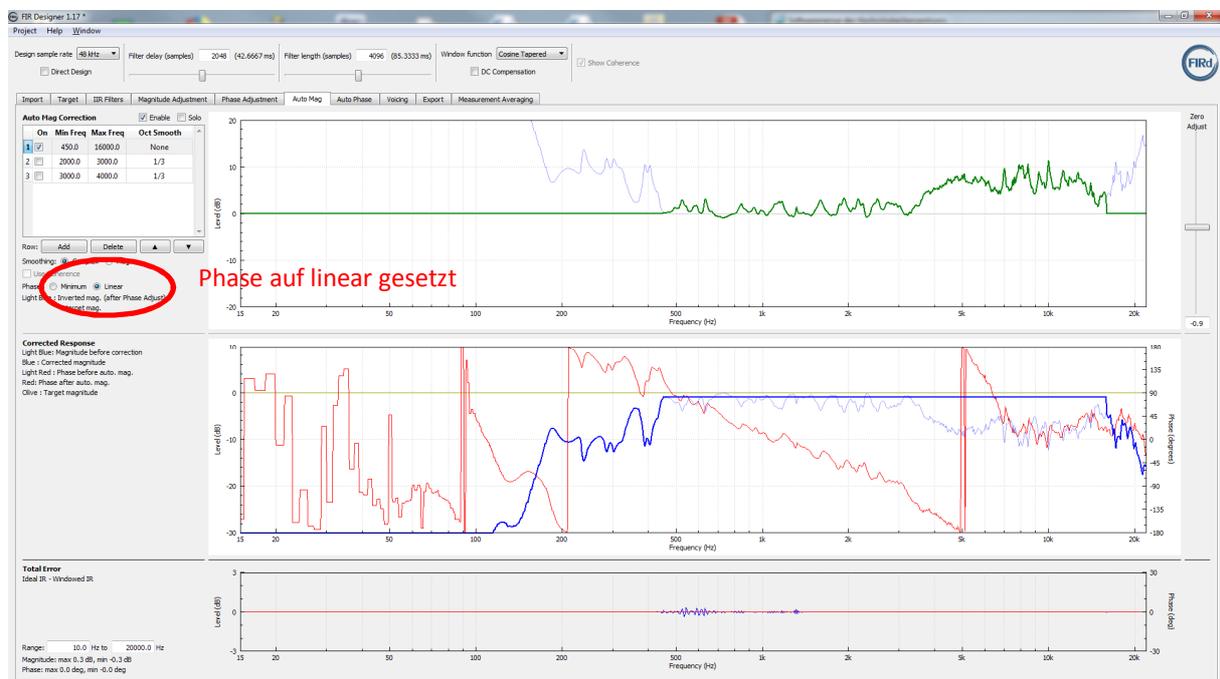


Abbildung 84, Einstellungen für ausschließliche Korrektur der Amplitude, in „Auto Phase“ Phasenkorrektur inaktiv

Hinweis: Der Phasengang sieht hier merklich anders als bisher aus, weil auf das Verschieben der Impulsantwort des Hornsystems im Importfenster, wie in Kapitel 5.1 erläutert, verzichtet wurde (da die Phase ja eh nicht bearbeitet werden soll).

Oben ist bereits zu erkennen, die Phase wird keinerlei Korrektur unterzogen. Für den der tiefer mit der Materie vertraut ist, das Filter verhindert sogar die mit der üblicherweise mit einer Amplitudenkorrektur (im analogen Systemen) verbundene Phasenbeeinflussung. Für spätere Hörvergleiche wurde dieses Verfahren wie auch die linear- und minimalphasigen Korrekturen verwendet, um gehörmäßig beurteilen zu können, was die messtechnisch nachweisbare Verbesserung im Ausschwingverhalten an klanglichen Vorteilen bringt.

Für ein besseres Verständnis der Filterwirkung sei dieses auch noch in dessen Frequenzantwort dargestellt.

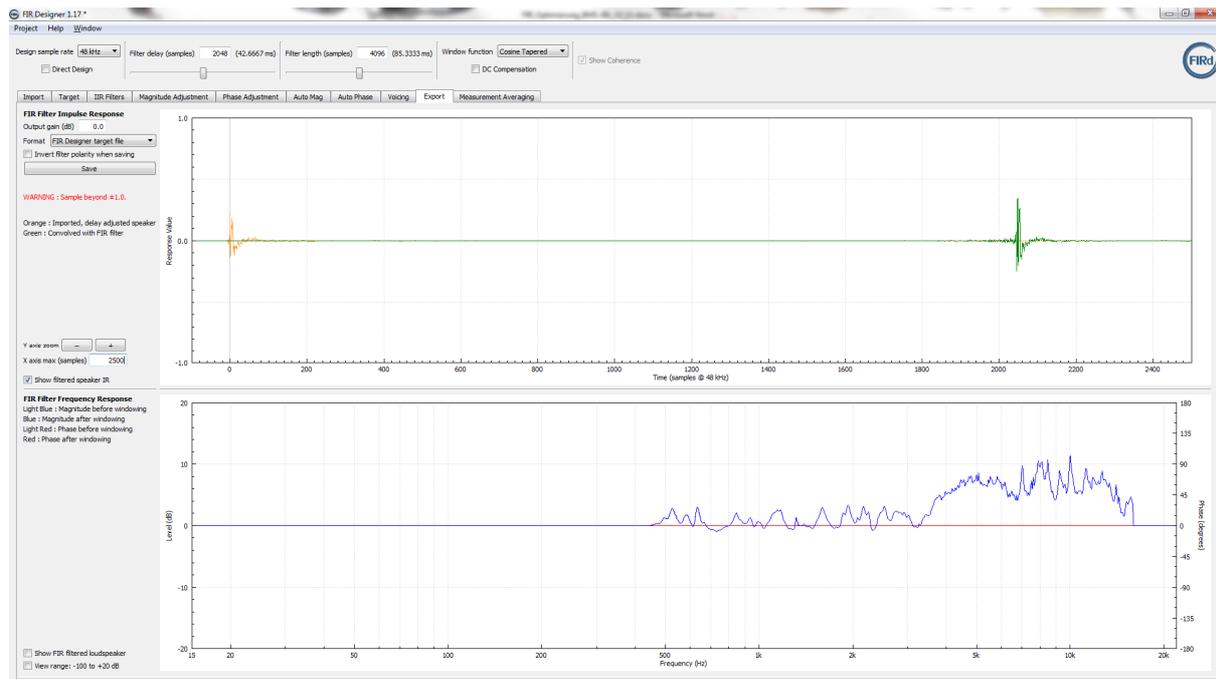


Abbildung 85 , Frequenzantwort des Filters bei ausschließlicher Korrektur des Amplitudenganges

Gut zu erkennen ist der Nullphasengang des FIR-Filters. Durch das Filter wird somit an keiner Stelle der Phasengang des Hornsystems durch die Amplitudenkorrektur beeinflusst, das Zeitverhalten bleibt erhalten.

Der Vollständigkeit halber noch die Gesamtfrequenzantwort von FIR-Filter und Hornsystem

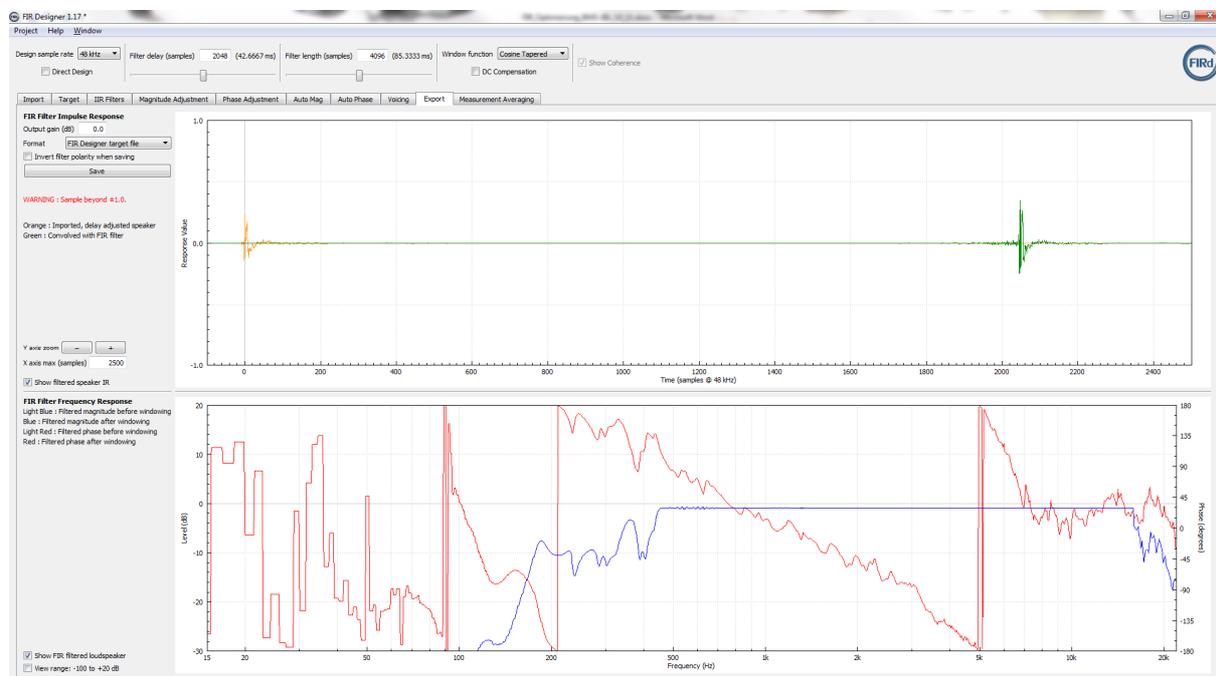


Abbildung 86 , Frequenzantwort des Hornsystems bei ausschließlicher Korrektur des Amplitudenganges

5.6 Bewertung des Amplituden- und Zeitverhaltens über den Abstrahlbereich

Zunächst war unklar, wie definiert sich die Hornkombination in amplitudenbezogener und erst recht in zeitlicher Hinsicht verhält. Grad in letzter war nicht sofort absehbar, ob beispielsweise Reflexionen innerhalb der Hornkonstruktion nennenswert vom Winkel abhingen. Locker formuliert stand die Frage im Raume, ob ein Horn (dieser Größe) sich noch irgendwie vorhersagbar zeigt oder schlicht unter chaotisch fällt?

Die ersten Mehrpunktemessungen ließen bereits im Darstellungsfenster der Mittelungsfunktion ein doch eher definiertes System vermuten. Wurden die Peaks der Impulsantworten möglichst genau auf Tap 0 des Importfensters (unter Mittelungsfunktionsfenster) justiert, so konnte bei Vergleich der Phasengänge der einzelnen Messpunkte mit dem des Referenzmesspunktes eine weitgehende Deckungsgleichheit beobachtet werden. Folgend ein verwandter Vergleich unter Einbeziehung der mit ARTA erfassten Phasengänge unter größeren Winkel 0° , 15° , 30° und 45° :

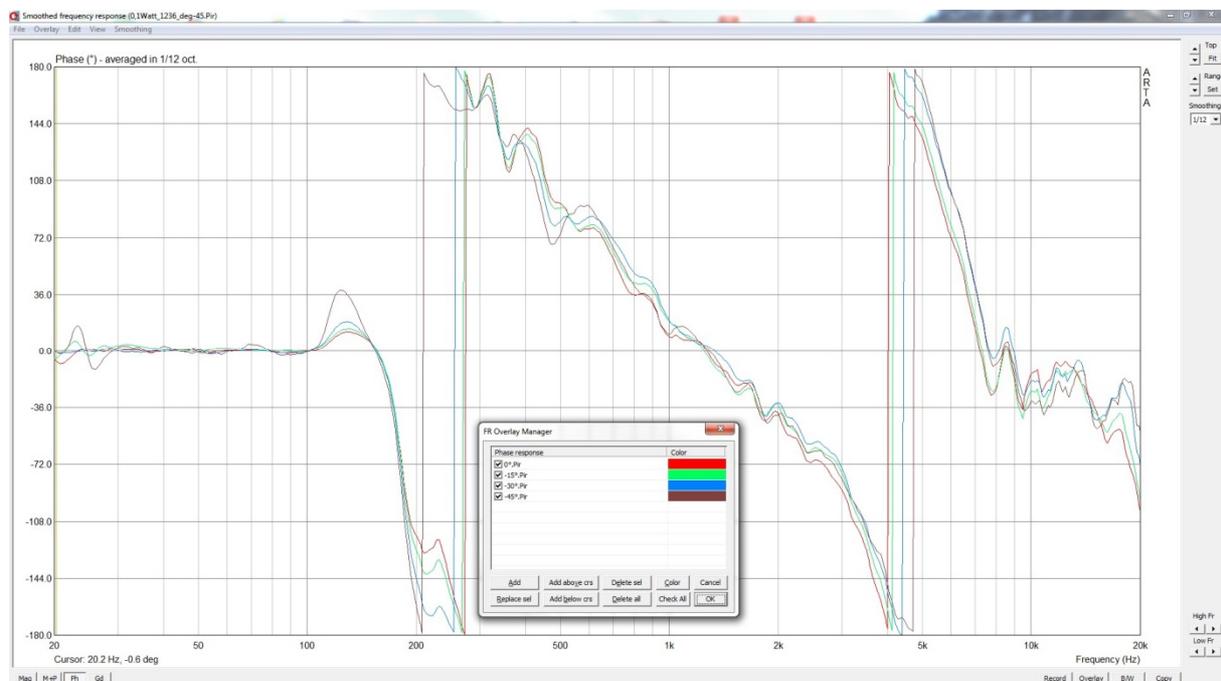


Abbildung 87, unkorrigierte Phasengänge unter verschiedenen Winkeln BMS4590 an JBL2360

Die Phasengänge weisen im herstellerseitig angegebenen Abstrahlbereich von 90° (sprich 45° in einer Richtung) weitgehende Deckungsgleichheit auf. Ausreißer sind nicht zu erkennen, auch kein Zuwachs oder Abnahme der Phasendrehung über den Abstrahlbereich hinweg.

Ferner deutete sich nach der Mehrpunktekorrektur ebenfalls das Vorliegen eines definierten Systems an, ansonsten wäre kaum die erreichte nennenswerte, messtechnisch nachweisbare Verbesserung im Wiedergabeverhalten über die verschiedenen Winkel hinweg eingetreten.

Auf eine Darstellung des Amplitudenverhaltens über den Abstrahlbereich hinweg kann hier verzichtet werden. U.a. zeigte die Darstellung des räumlichen Abstrahlverhaltens der Hornkombination (siehe Abbildung 24) keine nennenswerten Auffälligkeiten.

6 FIR-Entzerrung, Besonderheiten/Tricks, (Latenzen, Phase ...), Effekte bei bandbegrenzten Optimierungen

Im Laufe der verschiedenen Optimierungsansätze wurden einige „Schmutzeffekte“ beobachtet, die zu einer ungewollten Welligkeit um den Übernahmebereich des FIR-Filters herum führten. Um diese zu verringern wurden gezielt „Manipulationen“ ausgeführt, mit denen aber ein besseres Ergebnis erreicht werden konnte.

6.1 Geeignete Wahl des Phasenwinkels bei der Einsatzfrequenz des FIR-Filters

Eine ganz wesentliche Manipulation gegenüber der eigentlich korrekten Vorgehensweise, Impulsmaximum auf Sample 0 im IR-Fenster der Importfunktion, war das Verschieben des gemessenen Impulses in eben diesem Fenster um im Einsatzbereich des FIR-Filters einen Phasensprung zu vermeiden. Dass dies wirklich eine eklatante Verbesserung mit sich bringt, sei daran gezeigt, wie sich das Gesamtsystem in minimalphasiger Entzerrung ohne Anpassung des Delays bei kurzer Latenz verhielte:

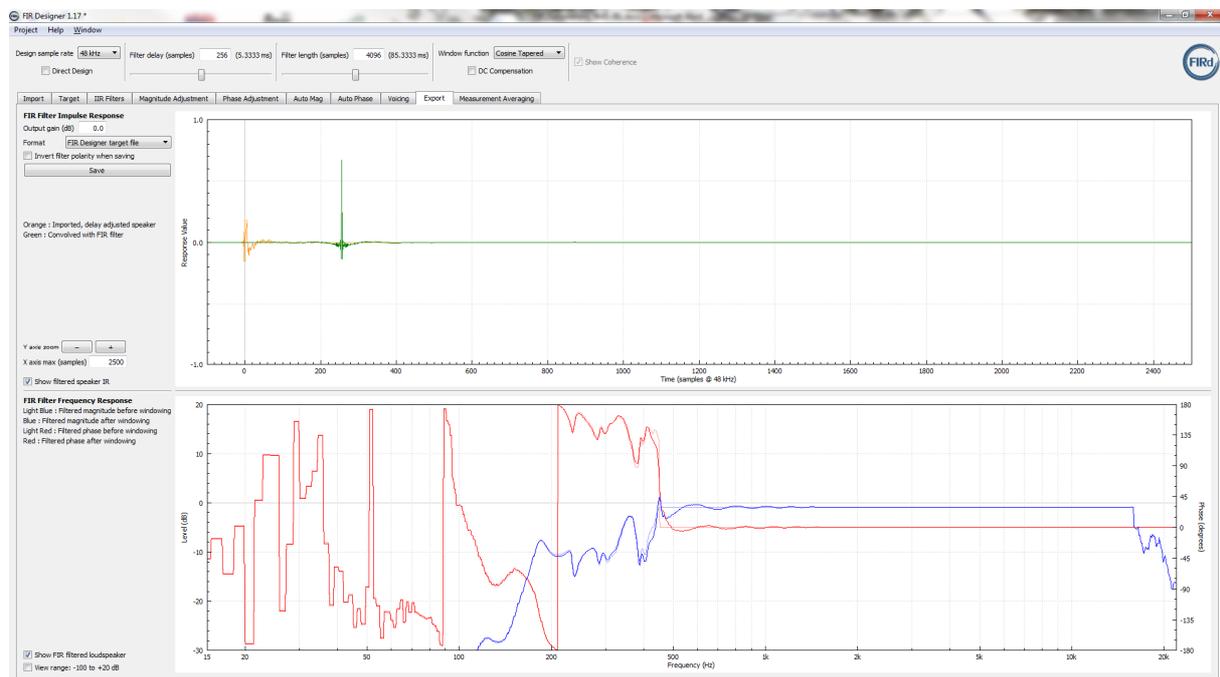


Abbildung 88 , Frequenzantwort der Hornkombination bei nicht angepasstem Delay der Impulsantwort (der Hornkombination unter Import-Fenster), FIR-Filter Latenz 5,3ms

Der Frequenz- und Phasengang des Gesamtsystems, Abbildung 89 nächste Seite, führt im Bereich der Einsatzfrequenz des FIR-Filters in diesem Falle erheblich mehr Eigenleben.

Wird die Frequenzantwort des FIR-Filters betrachtet, so ist hier schon erkennbar, dass ein unruhiges Einlaufen in den Einsatzbereich des FIR-Filters (und davor) besteht. Für den geplanten Anwendungsbereich in dem vorhandenen Aktivsystem ist das in gewissen Umfang problematisch, weil bereits der unter der Hornkombination angesetzte Wiedergabebereich hier mit beeinflusst wird.

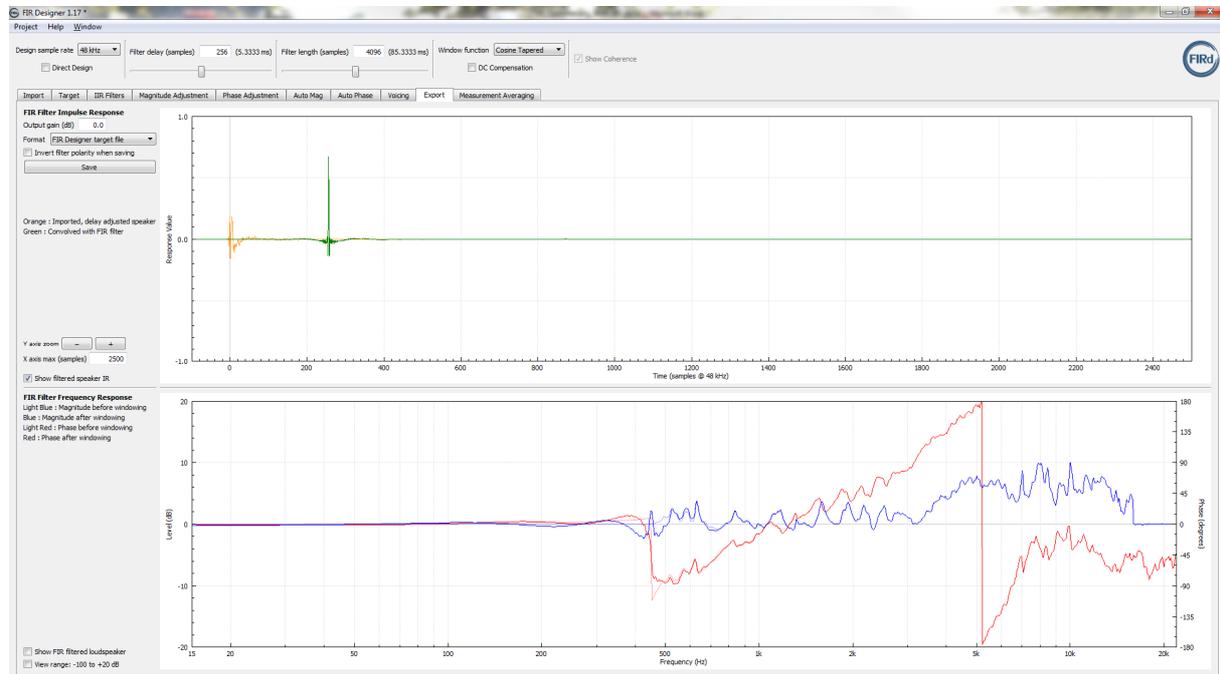


Abbildung 89 , Frequenzantwort des FIR-Filters bei nicht angepasstem Delay der Impulsantwort, Latenz 5,3ms

Es treten auch unter 450Hz Beeinflussungen im Frequenz- und Phasengang auf. Diese wären vielleicht noch vertretbar, jedoch wurde bereits nachgewiesen, dass es besser optimierbar ist.

In Abbildung 82 und Abbildung 83 (Kapitel 5.5) wurde aufgezeigt, wie ein passend gewähltes Delay hingegen keine nennenswerte Beeinflussung im Frequenzbereich unter 450Hz mit sich bringt.

Aber: Es verbleibt ein unschöner Effekt, zwischen bearbeiteten Frequenzbereich und unbearbeiteten führt das eingebrachte Delay der Impulsantwort zu einer weiteren Latenz, welche später (je nach Größenordnung) in einem Aktivsystem nachkorrigiert werden muss. In einem Passivsystem nahezu unmöglich.

Deshalb wurde nach einer anderen Lösung für das Problem der Beseitigung von Sprüngen im Phasengang gesucht und gefunden, siehe hierzu Kapitel 6.3.

6.2 Auswirkung einer ungeeigneten Amplitude/Amplitudensteigung bei der Einsatzfrequenz des FIR-Filters

Ähnlich, jedoch mit noch stärkerer negativer Wirkung, verhält es sich bei Pegelsprüngen auf der Einsatzfrequenz des Filters. Exemplarisch sei hier der zu korrigierende Bereich nun etwas ungeschickt ab 400Hz (für Amplitude und Phase) gesetzt, was einen starken Pegelsprung mit sich bringt. Für die Korrektur sieht dies im „Auto Mag“ Fenster wie folgt aus:



Abbildung 90 , ungeeignete Wahl der Einsatzfrequenz des FIR-Filters mit 400Hz (sowie Korrekturgain)

Und das führt zu folgender Frequenzantwort des Filters (Export Fenster):

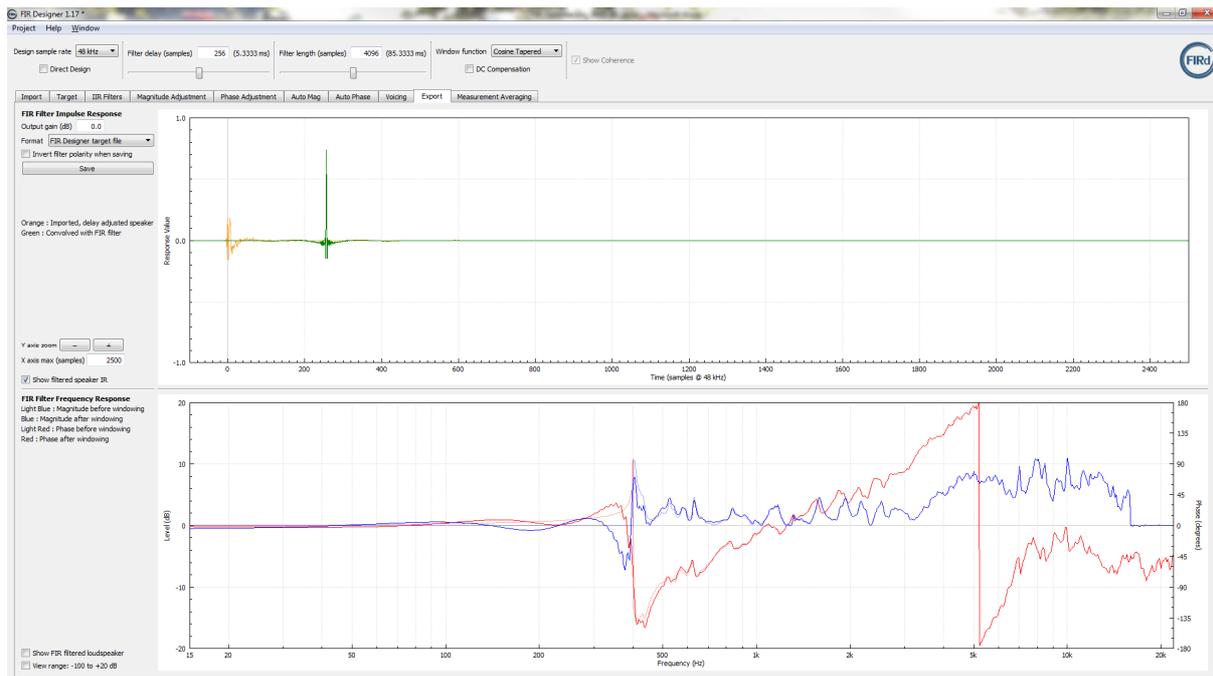


Abbildung 91 , Frequenzantwort des FIR-Filters bei starkem Pegelsprung auf Einsatzfrequenz, Latenz 5,3ms

Hier tritt eine recht stark Auswirkung des FIR-Filters außerhalb dessen Arbeitsbereiches auf.

Die Frequenzantwort des Gesamtsystems ergibt sich in der Art:

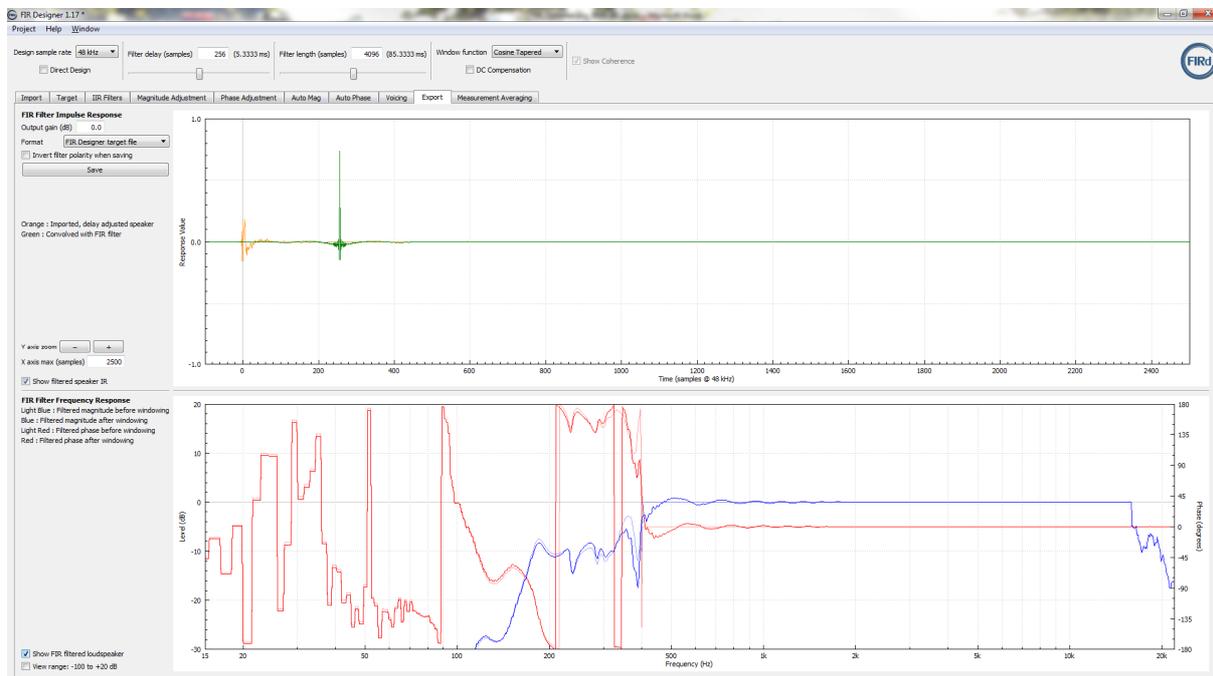


Abbildung 92 , Frequenzantwort der Hornkombination bei ungeeigneter Einsatzfrequenz (Pegelsprung), Latenz 5,3ms

Zwischenfazit: Bei der Festlegung von Filtergrenzen des FIR-Filters sollte auf Pegelsprünge auf der Einsatzfrequenz des Filters geachtet werden, da diese eine deutliche Verschlechterung der FIR-Filterwirkung mit sich bringen.

6.3 Nutzung vorhandener Glättungsmöglichkeiten für den Phasengang, um Probleme aus dem in Kapitel 6.1 beschriebenen Verfahren zu meiden

FIR-Designer bietet die Möglichkeit mehrere Frequenzbereiche und für diese unabhängig Glättungen vorzugeben. So lag es nahe, einen Übergangsbereich im „Auto Phase“ Fenster zu definieren, der für die Phase ein glattes Einlaufen ermöglicht. Wichtig: Im Auto Mag wurde wieder ein glatter Übergang des Pegelverlaufes wie ganz zuvor eingestellt (wieder 450Hz bis 16kHz)

So wurde ein Übergangsbereich von 400Hz bis 500Hz mit starker Glättung (Oktav) definiert und erst ab 500Hz bis hinauf 24kHz dann ohne jede Glättung. Im „Auto Phase“ Fenster sieht das zunächst wie folgt aus:

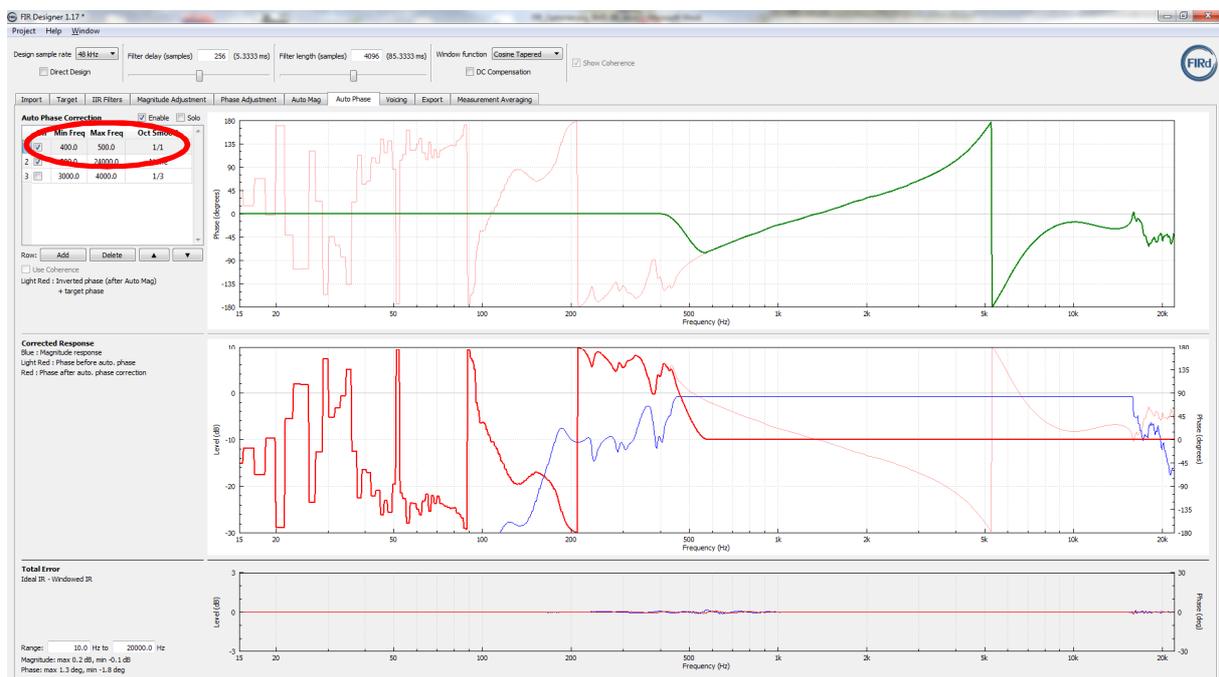


Abbildung 93

Hier ist schon im unteren Fenster am „Total Error“ zu erkennen, dass dies ein durchaus vielversprechender Ansatz ist.

Im „Export Fenster“ führt das zu einem sehr glatten Pegelverlauf und Einlaufen der Phase im Bereich der Einsatzfrequenz des Filters, unterhalb der Einsatzfrequenz fast keine Wirkung:

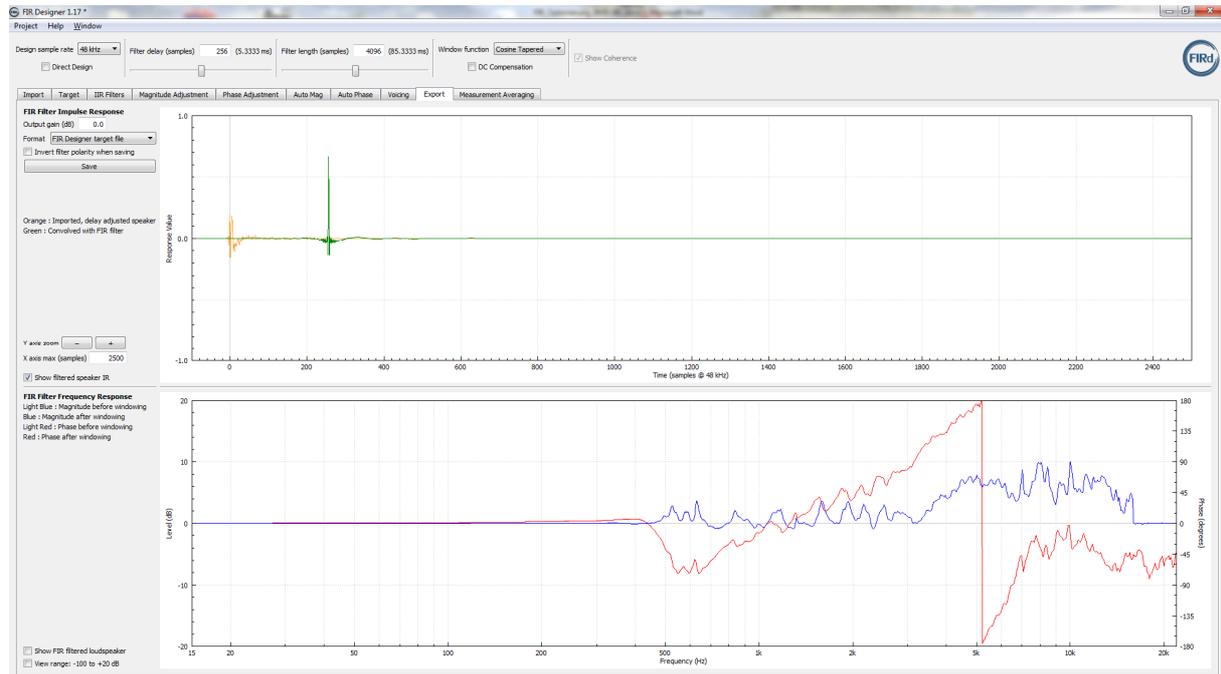


Abbildung 94 , optimierte Frequenzantwort bei nur 5,3ms Latenz (u.a. mit Phasenglättung im Einsatzbereich)

Die Frequenzantwort des Gesamtsystems sieht ebenfalls sehr gut aus und das trotz der recht geringen Latenz. Frequenzauflösung des FIR-Filters weiterhin hoch (Filterlänge 4096Taps):

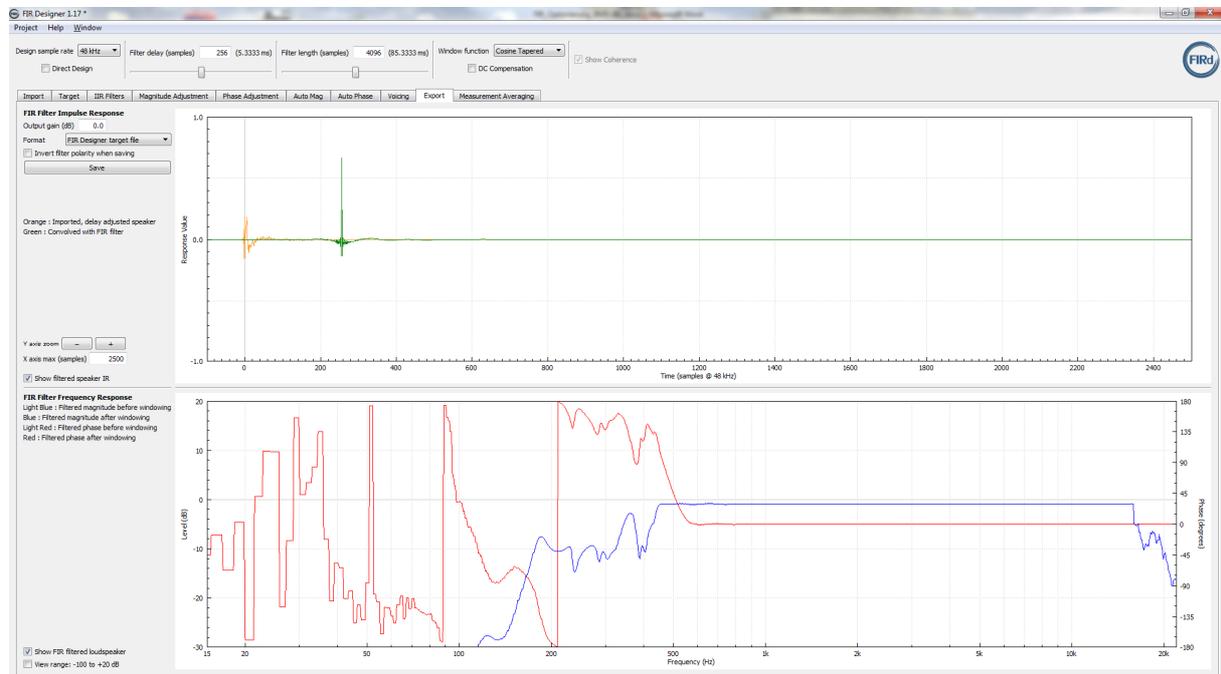


Abbildung 95 , Frequenzantwort der Hornkombination bei optimierter Frequenzantwort des FIR-Filters

Zwischenfazit: Durch Nutzung der Möglichkeit mehrere Frequenzbänder für die Korrektur hinsichtlich deren Eigenschaften (z.B. Glättung) zu definieren, kann eine kurze Filterlatenz unter Beibehaltung einer hohen Korrekturqualität realisiert werden.

6.4 Stolperstellen bei nur teilweiser Korrektur des Phasenganges

Was ist zu berücksichtigen, wenn nur ein Teil des gesamten Übertragungsbereichs einer FIR-Korrektur unterzogen werden soll?

Wichtig hierbei, die Laufzeiten sind im Auge zu behalten! Im vorliegenden Beispiel soll nur der Mittel-/Hochtonbereich eines 4 Wege-Gesamtsystems korrigiert werden. Aus Kostengründen (und technischen) soll dies jedoch mit nur einem FIR-Filterweg, den das gesamte Frequenzband passiert, geschehen. Nebst dem Problem, eine geeignete Software dafür zu finden, die es ermöglicht, frei zu definieren, in welchen Bereichen wie oder gar nicht korrigiert werden soll, ist darauf zu achten, welche Folgen dies im Zeitverhalten mit sich bringt. Ganz kurz war dies Problem zuerst im Optimierungsergebnis Abbildung 54 im mittigen doppelten Impuls (erster größer, dann kleiner) der Impulsantwort des Filters zu sehen, später in Abbildung 67 (Phase 450Hz-16kHz). Hier soll dies Problem nun etwas deutlicher herausgearbeitet werden.

Nehmen wir an, es sollte nur der Mitteltonbereich (450Hz bis 6kHz) in Amplitude und, entscheidend, in Phase korrigiert werden. Wir benötigen eine Verschiebung der Impulsantwort von 40 Sampeln um ein gutes Ergebnis zu erzielen. Das Importfenster dazu:



Abbildung 96, Beispiel zeitliche Verschiebung bei nur teilweiser Phasenkorrektur (Mitteltonbereich), Importfenster

Das Zwischenergebnis im Auto Phase Fenster wäre folgendes:

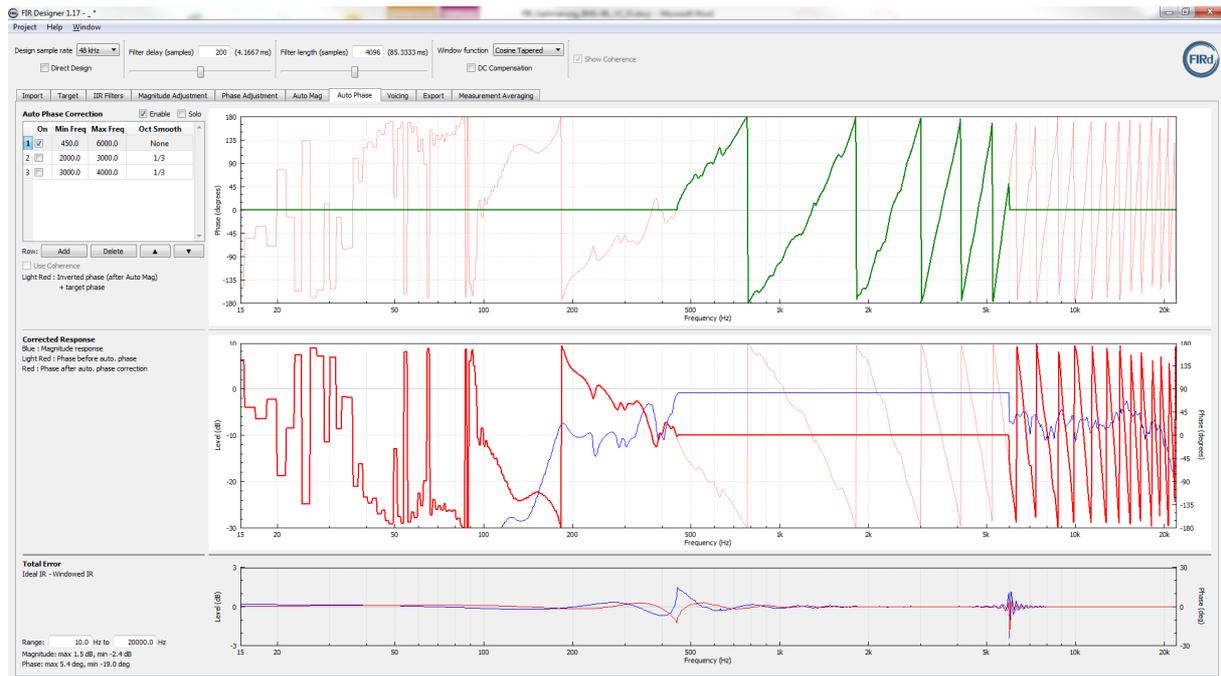


Abbildung 97, Frequenzantwort bei nur Mitteltonkorrektur, linearphasig!

Für die Impulsantwort ergibt sich damit (hier in höherer Auflösung):



Abbildung 98, Impuls- und Frequenzantwort des FIR-Filters nur bei Mitteltonkorrektur, linearphasig!

Scheinbar paradox, der bearbeitete Frequenzbereich (repräsentiert durch den rot umrandeten Impuls) kommt als erster aus dem System, während der restliche Frequenzbereich danach wiedergegeben wird (gelb umrandeter Impuls, eigentlich nach rechts offen, hier am Impuls des Hochtonbereichs gut zu erkennen). Im Rahmen einer der Probemessungen (Korrektur nur des Mitteltonbereichs des BMS) trat der Effekt der zeitlichen Vorverlagerung des Mitteltonspektrums im BurstDecay zuerst auf und brachte zunächst einiges Kopfzerbrechen mit sich. In FIR-Designer war dies Problem aufgrund der anfangs gewählten zeitlich geringen Auflösung in der Impulsantwort (es

wurde meist die gesamte Filterlänge 4096 Taps angezeigt) schlicht nicht erkennbar. Erst nach der unerwarteten BurstDecay Reaktion des Horns wurde in FIR-Designer dem auf den Grund gegangen. Abbildung 96 bis Abbildung 98 entstanden somit erst im Nachgang, leider liegt die dazu gehörende BurstDecay Messung nicht mehr vor.

Die Linearisierung eines bestehenden Systems mittels FIR-Filterkorrektur hat zum Ziel, einen möglichst linearen Frequenz- und Phasengang zu erzeugen. Ein solches Frequenzverhalten schlägt sich in der Impulsantwort im optimalen Fall in der Art wieder, dass sich die gesamte Energie in einem Zeitpunkt/Sample (in der Impulsdarstellung!) wiederfindet.

Im gemessenen Impuls eines unkorrigierten Systems verteilt sich die Energie über mehrere Samples, im Wesentlichen kommt die Energie nach dem ersten Peak in der Impulsantwort. In den „Nachschwingern“ der Impulsantwort spiegelt sich das Frequenzverhalten wieder. Um nun eine Linearisierung des Frequenzverhaltens zu erreichen, werden sozusagen alle dem Peak (0 Sample) nachgelagerten Anteile auf den 0 Sample „zurückgeworfen“. Dies führt dazu, dass später entstehende Anteile gleichsam vorgeholt werden, wobei natürlich das Filter seine in der Latenz definierte Laufzeit behält.

Im oberen Beispiel wurde der Ursprungsimpuls um 40 Sample nach hinten verschoben. Nun wurde aber nur der mittlere Frequenzbereich einer Amplituden- und **Phasenkorrektur** (also zeitlichen Korrektur) unterzogen, was zur Folge hat, dass dessen Frequenzanteile (als optimierter „Peak“) auf den 0 Sample zurückgeworfen wurden. Der Hochtonbereich selbst war nicht korrigiert, womit dieser weiterhin die Verschiebung um 40 Sample behält. Beide unterliegen nun der eingestellten Filterlatenz von 200 Sampeln, der korrigierte Frequenzbereich erscheint somit nach 200 Sampeln Durchlaufzeit, der unkorrigierte nach 240 Sampeln.

Somit klärt sich das scheinbar paradoxe Verhalten, dass ein bearbeiteter Frequenzbereich VOR einem unbearbeiteten aus der Hornkombination wiedergegeben wurde.

Siehe hierzu auch Kapitel 6.6 .

6.5 Eine simulierte Dreiwegen-Entzerrung (Sondermessung)

Bezugnehmend auf den in Kapitel 2.4, Abbildung 12, dargestellten schematisierten Messaufbau, nun unter Hinzunahme des Weges „nur bei Sondermessung“, wird hier dargelegt, wie die Einbeziehung eines weiteren Frequenzweges zwecks Phasenausgleiches einer aktiven Weiche geschehen kann.

Der Mittel-/Hochtonbereich wird weiterhin wie gehabt durch das Aktivsystem geschleust und das abgestrahlte Signal mittels Mikrofons aufgenommen. Nun wird der aus dem DSP-Controller kommende Tieftonfrequenzbereich (20Hz bis 420Hz) unterhalb der Hornkombination mit dem Mikrofonsignal gemischt, somit kommt der gesamte Frequenzbereich von 20Hz-24kHz zu weiteren Verarbeitung. Entscheidend ist hierbei die Kompensation der akustischen Laufzeit / Weges des in der Messkabine befindlichen Systems zu dem rein elektrischen Weg. Der akustische Weg von Treiber bis Mikrophon betrug ca. 2,7m. Entsprechend wurde im Controller der Tief-/Mitteltonweg um 2,7m (80ms) verzögert und das Gain für den elektrischen Weg so gewählt, dass der Pegel zu dem korrigierten Bereich des Horns passte. Anschließend wurde die gewählte Verzögerungszeit etwas nachjustiert, sodass sich ein sauberer Pegelübergang zwischen Tief-/Mittelton und Horn im Summensignal ergab. Faktisch änderte sich die Verzögerung dadurch auf 2,8m.

Danach ist wieder im Sinne der Mehrpunkte-Messung verfahren worden und eine mittlere FIR-Entzerrung generiert, es galt für den Amplitudenbereich 80Hz(!)-16kHz und Phasenbereich 80Hz(!)-24Khz als Korrekturbereich. Eine erste Messung „on axis“ ergab als korrigiertes Verhalten:

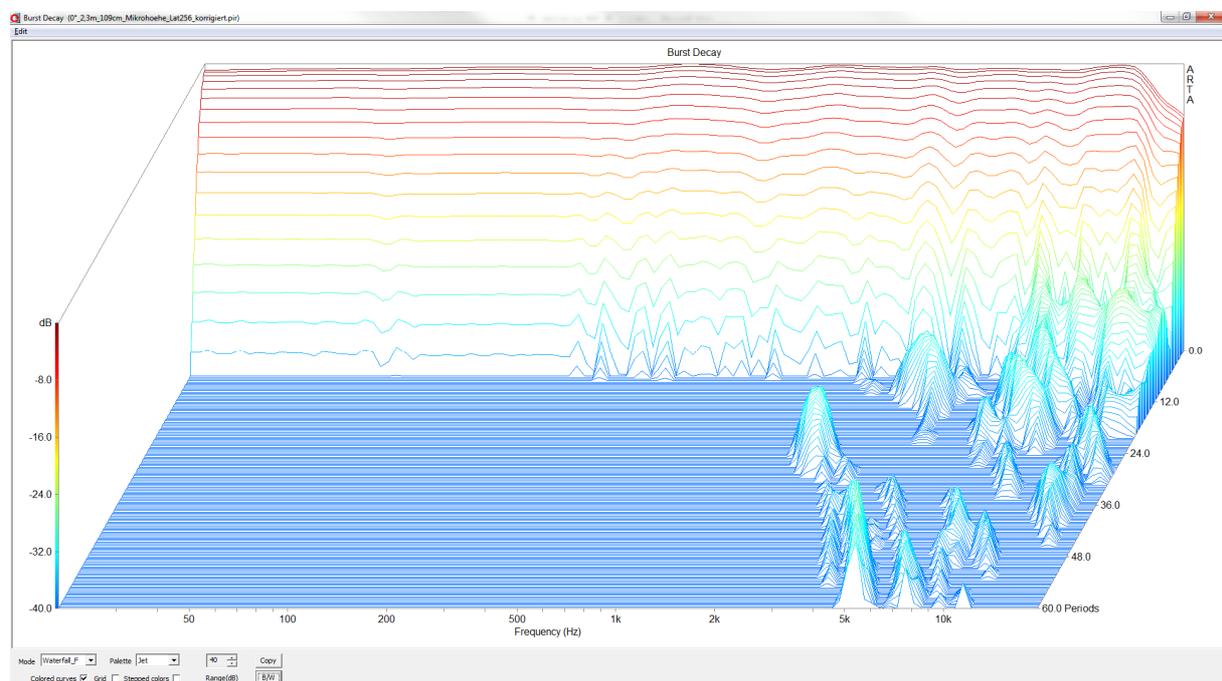


Abbildung 99 , simulierte Vollbereichsentzerrung unter 0°, Controllerübergangsfrequenzen 420Hz/6,3kHz

Wie nicht anders zu erwarten ist es ohne große Probleme möglich, eine gute Entzerrung zu erreichen. Latenz übrigens nur 5,3ms! Die geringe Latenz war möglich, da es im unteren Frequenzbereich keiner großen Korrekturingriffe bedurfte.

Wird nun der horizontale Winkel des Horns verändert, was bei der Anordnung auf dem Drehtisch auch eine leichte Änderung der akustischen Weglänge mit sich bringt, so verschlechtert sich die Korrektur:

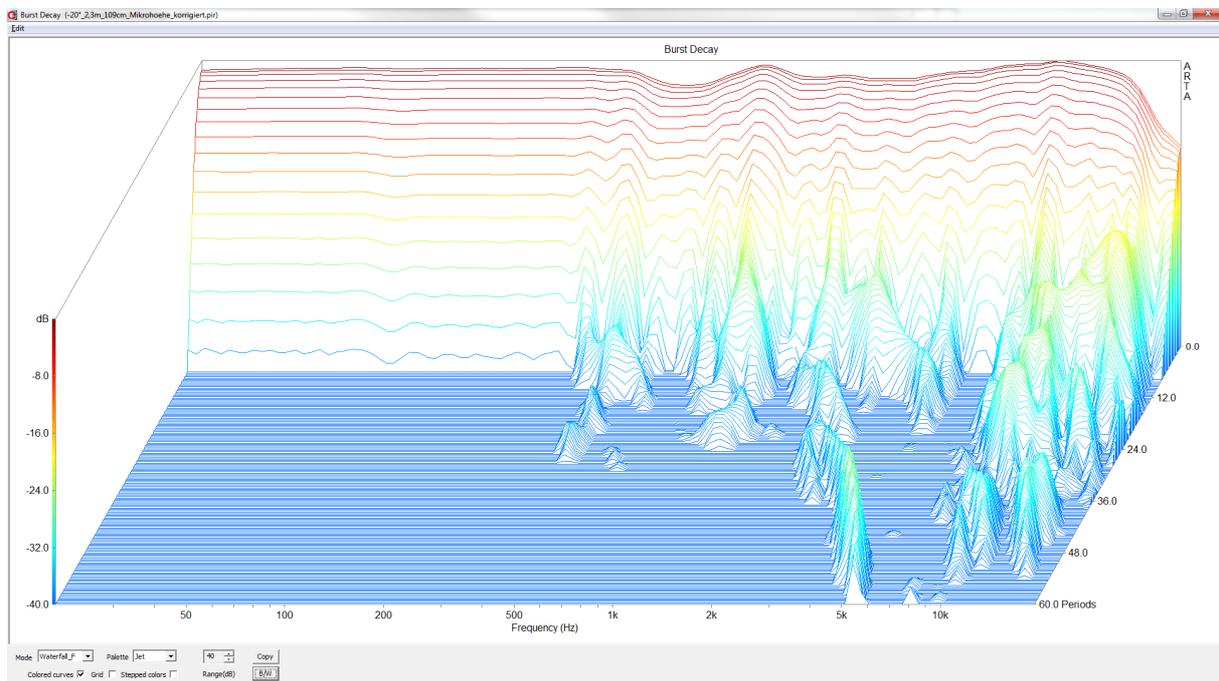


Abbildung 100 , simulierte Vollbereichsentzerrung unter 20°, Controllerübergangsfrequenzen 420Hz/6,3kHz

Zu sehen sind Auswirkungen im Frequenzgang sowie auch im Ausklingspektrum um die Übernahmefrequenz (420Hz) zum Horn herum. Der leichte Einbruch bei der Übernahmefrequenz vom Tiefton zum Mittelton rührt aus der o.g. Verlängerung der akustischen Wegstrecke. Leider konnte das Horn auf dem Drehtisch nicht um dessen Vorderkante gedreht werden, die akustische Wegstreckenänderung wäre damit deutlich geringer ausgefallen, der Einbruch vermieden worden.

Oben kam zur Erwähnung, dass nur der Bereich oberhalb 80Hz korrigiert wurde. Dies hatte zum einen den Grund, dass die gemessene Phase des gesamten Systems dort die 0° durchlief (wenn Impulsspitze der Impulsantwort des System bei Sample 0 lag) und zum anderen die Phasendrehung im Tiefenbereich aufgrund der AC-Kopplung aller beteiligter Stufen in der Messanordnung nicht ausgeglichen werden sollte.

6.6 Ein ideales System, Ziel einer FIR-Korrektur

Ziel einer jeden FIR-Korrektur ist es, eine Frequenzantwort zu erhalten, die einen linearen Amplituden- und Phasengang aufweist. Rechnerisch wurde eine entsprechende Datenbasis für einen „idealen Lautsprecher“ geschaffen, bei dem alle Amplitudenwerte im Spektrum 100dB bei einer Phase von 0° betragen. Nach Import in FIR-Designer (hier Version 1.31) sieht dies wie folgt aus:

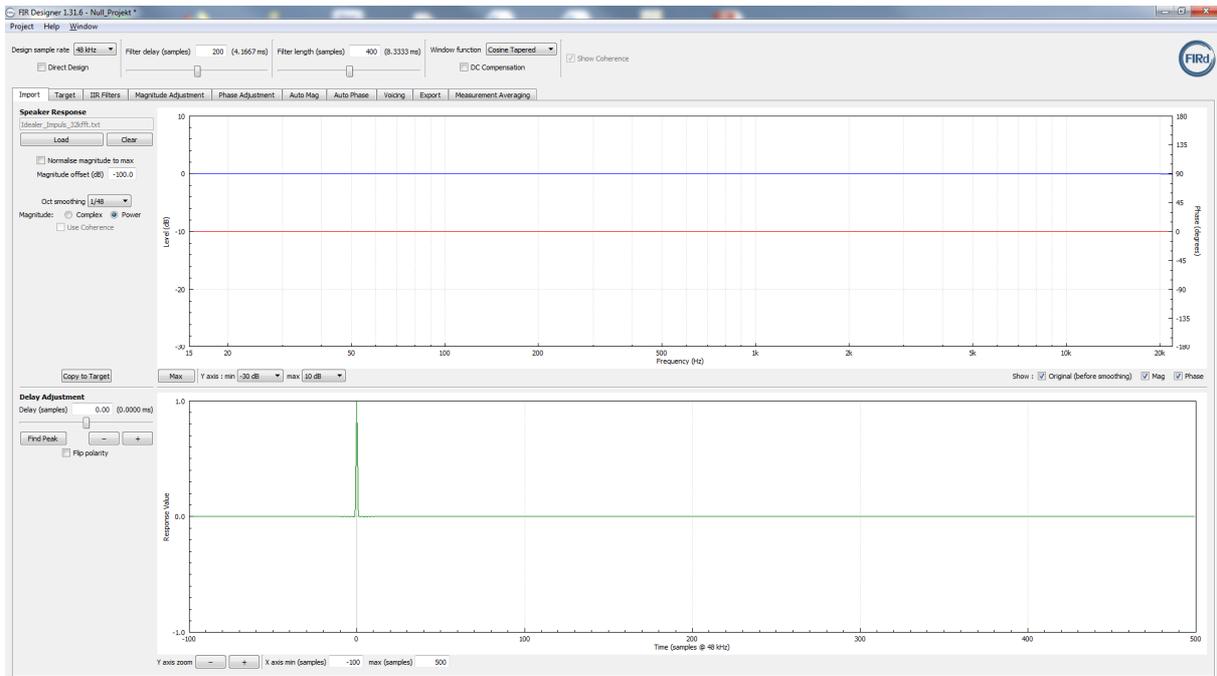


Abbildung 101, Impulsantwort einer idealen Strecke (idealen Lautsprechers)

Die Impulsantwort ist hierbei genau 1 Sample breit und hat den Wert 1, während alle anderen Samples der Impulsantwort den Wert 0 aufweisen. In diesem Fall ist das System optimal, eine Korrektur ist nicht notwendig.

Doch wie kann man sich vorstellen, was das eigentlich bedeutet?

Physikalisch nicht ganz korrekt, hilft die Vorstellung, dass das System die gesamte Energie zu einem einzigem Zeitpunkt aufnimmt. Eine wellige Frequenzantwort eines Systems würde dazu führen, dass vorrangig nach dem Hauptpeak der Impulsantwort zu späteren Zeiten Energieflüsse auftreten. Siehe dazu das unten folgende, konstruierte Beispiel eines einfachen RC-Tiefpasses 1. Ordnung mit oberer Grenzfrequenz von 1.5kHz:

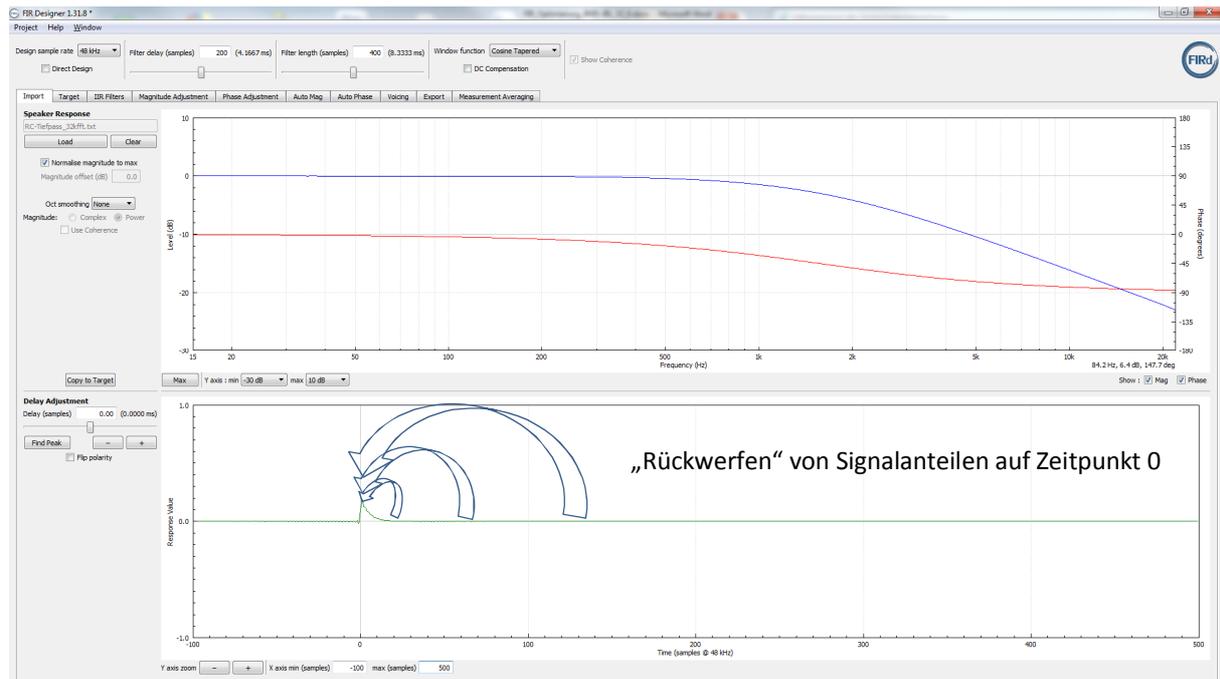


Abbildung 102 , Impulsantwort eines RC-Tiefpasses 1. Ordnung mit 1.5kHz Grenzfrequenz

Gut erkennbar ist hier, wie nach dem ersten Peak die Energiezufuhr zurückgeht. Dies entspricht dem Energiebedarf bei der Aufladung des Kondensators bei Anlegen einer Sprunganregung an den RC-Tiefpass. Mit fortschreitender Zeit lädt Kondensator auf (Ladekurve) und erhält zunehmend weniger Energie je Zeiteinheit, um das angelegte Spannungspotential zu erreichen („Strombegrenzung“ durch den vorgeschalteten Widerstand).

Um nun dem beispielhaft genommen RC-Tiefpass mittels eines FIR-Filters ein ideales Verhalten in der Frequenzantwort (und damit der Impulsantwort) zu geben, müssen sozusagen alle Energieanteile nach dem Peak der Frequenzantwort auf diesen „zurückgeworfen“ werden. Dies geschieht, indem dem FIR-Filter durch die bekannte Impulsantwort des RC-Tiefpasses in geeigneter Weise Vorabkorrekturen vorgeschaltet werden, die im Zusammenspiel mit dem RC-Tiefpass im Nachhinein einen idealen Impuls bei Durchlaufen des FIR-Filters und des RC-Tiefpasses sicherstellen.

Stark vereinfacht erklärt sind in der Sprungantwort durch die Steigungen der Kurve die Frequenzen repräsentiert, während die Position die zeitliche Lage und mithin die Phase darstellt.

Nun ist noch der Effekt des zeitlichen Versatzes eines phasenkorrigierten Frequenzbereiches zu dem nicht phasenkorrigiertem Frequenzbereich, wie in Kapitel 5.4/6.4 mit z.B. Abbildung 66, Abbildung 97, Abbildung 98 kurz zu begründen. Die (mir bekannten) FIR-Koeffizientenberechnungsprogramme arbeiten alle in der Art, dass der optimierte Impuls auf Sample 0 des Importfensters (Bezugspunkt für weitere Berechnungen) zu liegen kommt. Wird nun im Importfenster die Impulsantwort nach hinten verschoben, so „spiegelt“ die Korrektur alle für den gewünschten zu korrigierenden Bereich (später also bearbeiteten Frequenzbereich) diesen auf Sample 0 zurück.

Faktisch führt dies dazu (FIR-Filter weisen meist eine gewisse Grundlaufzeit zur Realisierung der Phasenkorrektur auf), dass die bearbeiteten Frequenzbereiche hinsichtlich der Grundlaufzeit vorgezogen werden, während die nicht bearbeiteten mit der Grundlaufzeit das FIR-Filter durchlaufen. Das Ergebnis ist die scheinbar paradoxe Eigenschaft, dass Korrekturen schneller ausgeführt werden als keine.

7 Hörvergleich verschiedener Korrekturen, auch gegenüber analoger Korrektur

Aufgrund des insbesondere bei den Messdaten nachweislich deutlich erkennbar verbesserten Ausklingverhaltens wurden die ersten Hörvergleiche mit Spannung erwartet.

Um zunächst möglichst gleiche Hörbedingungen zu schaffen, war im Hörraum die alte Entzerrung der Hornkombination, mittels Parametrischen Equings im Systemcontroller DCX2496 sowie der ergänzenden Raumanpassung durch vorgeschalteten Terz-Equalizer DEQ2496, nochmals aufzunehmen. Die Anregung erfolgte über nichtkorreliertes Rosa Rauschen bei gleichzeitigem Betrieb linker wie rechter Kombination (samt Subs und Tieftön).

Daraufhin wurde im FIR-Controller ein Setup mit IIR-basiertem Parametrischen Equing abgelegt, das sich weitgehend an dem zuvor im Controller DCX2496 abgelegtem Setup orientierte (dortiges dann inaktiv geschaltet). Der FIR-Controller befand sich über AES/EBU angekoppelt zwischen Terzer DEQ2496 und Controller DCX2496. Natürlich kam eine Nachkorrektur des Frequenzganges mittels des dem Controller vorgeschalteten Terz-Equalizers DEQ2496 zum Zuge. Auf diese Art und Weise konnte sichergestellt werden, dass Frequenzgangunterschiede auf ein Minimum reduziert waren.

Ferner fanden sich im FIR-Controller verschiedene generierte FIR-Setups, für die ebenfalls mittels des Terz-Equalizers der Frequenzgang deckungsgleich zu dem des „analog entzerrten“ Systems gelegt wurde.

Zur Orientierung, welcher Wiedergabefrequenzgang im Raum bei den Vergleichen vorgelegen hat, hier der in Terzen (oben) und 1/12 Oktav (unten) gemessene Frequenzgang:

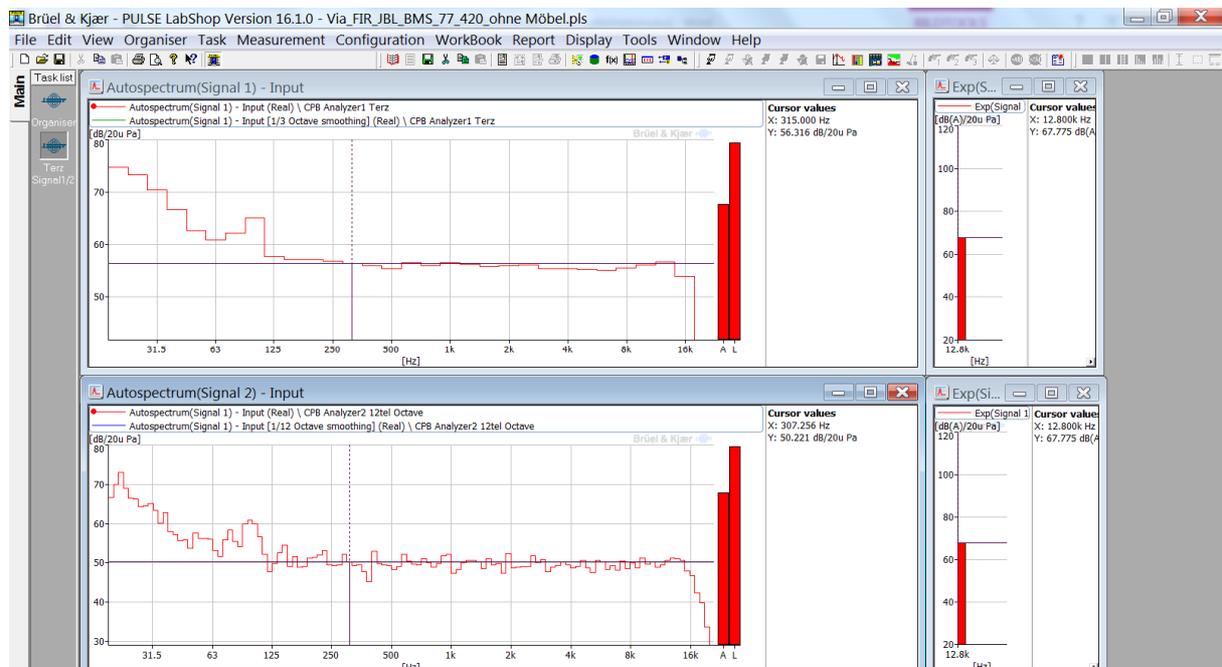


Abbildung 103 . Terz- & 1/12 Oktav-Frequenzgang am Hörplatz, Anregung mit unkorreliertem Rauschen, links plus rechts

Zu erwähnen sei, dass die Korrekturingriffe am Terz-Equalizer sich über den Wiedergabefrequenzbereich der Hornkombination (bei FIR-Entzerrung) auf ein Minimum beschränkten.

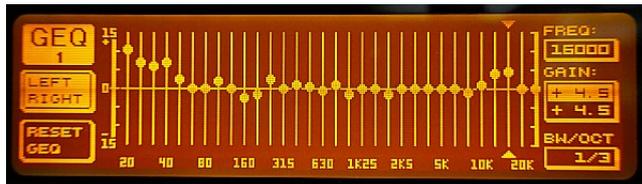


Abbildung 104 , Terz-Korrektur-EQ im Hörraum für JBL2360, Frequenzgang gemäß Abbildung 103

Der nahezu ebene Frequenzgang im Bereich 400Hz bis 16kHz ist identisch zu dem der ehemals reinen IIR/Terz-Entzerrung, um auch hier möglichst hohe Vergleichbarkeit herzustellen. Lediglich im obersten Frequenzbereich musste, wie bei IIR-Entzerrung, etwas mehr Pegel nachgelegt werden. Aus den geringen Korrekturen kann gefolgert werden, dass die Hornsysteme (dank des eingeschränkten Abstrahlbereiches) recht wenig Reflexionen im Raum anregen.

Nun ging es an den Hörvergleich, wobei von elektronisch synthetischer Musik über Handmade bis hin zu Klassikaufnahmen gehört wurde, Quellmaterial vorrangig von CD (auch BD-Livemitschnitte).

7.1 IIR-Entzerrung versus FIR-Entzerrung linearphasig

Zunächst wurde zwischen dem IIR-Setup und dem FIR-Setup mit genauester Korrektur verglichen. Dies Setup korrigierte den Amplitudengang zwischen besagten 450Hz-16kHz und den Phasengang 450Hz-24kHz, letzterer linearphasig korrigiert. Dies gewährleistet die optimalste Wiedergabe für das Hornsystem, wobei zu erwähnen ist, dass linkes und rechtes Hornsystem seine jeweils eigene Korrektur erhielt. Es wurde ferner stets der gesamte Frequenzbereich wiedergegeben, also nicht nur das Hornsystem betrieben.

Augenfällig war sofort eine noch bessere Ruhe in der räumlichen Abbildung in stereophoner Wiedergabe bzw. guter Mittigkeit bei monophoner Wiedergabe unter Verwendung des FIR-Filters. Es war kaum ein Auswandern bzw. Wabern von mittig platzierten Stimmen oder Instrumenten vorhanden. Dies war nicht unerwartet, denn diese Korrektur glich die geringen Unterschiede linkes zu rechtem Hornsystem aus. Auch gab es hörbare klangliche Unterschiede, die mal mehr oder weniger deutlich zu Tage traten, begründet in den verbliebenen Frequenzgangunterschieden (wenn auch sehr schmalbandig) zwischen FIR-Setup und IIR-Setup und eventuell dem besseren zeitlichen Verhalten des per FIR-Setup korrigierten Hornsystems.

Der „Grundklang“ der Hornkombination unterschied sich jedoch zwischen IIR- und FIR-Korrektur kaum. Die Erwartung ging aber aufgrund der messtechnisch deutlichen Verbesserung des Ausschwingverhaltens in eine andere Richtung. Hier war die Erwartung, grad bei kurzen, perkussiven Klängen eine Änderung wahrzunehmen, vielleicht in Durchsichtigkeit/Transparenz Gewinne zu haben. Worauf die eher geringen Unterschiede zurückzuführen waren, konnte in diesem Vergleich nicht geklärt werden, sprich: Bringen die reinen Frequenzgangunterschiede eine Wirkung oder das verbesserte Zeitverhalten bzw. was trägt dazu wieviel bei?

7.2 FIR-Entzerrung linearphasig versus minimalphasig

In einem zweiten Vergleich wurde zwischen linearphasiger und minimalphasiger FIR-Entzerrung verglichen (und auch ab und an gegen die IIR-Entzerrung). Die beiden Entzerrungen unterschieden sich nur in der Behandlung des Zeitverhaltens, in der minimalphasigen Entzerrung bleibt der Phasenrolloff, vorrangig durch die Frequenzweiche bedingt, erhalten.

Unterschiede zwischen diesen beiden Entzerrungen mussten weitgehend unter „wenn man es weiß“ zusammengefasst werden. Bereits ein einfacher Test unter Wissen, welche Korrektur grad aktiv war, führte zu keiner signifikanten Aussage. Es war schlicht nicht möglich, von einer Verbesserung oder Verschlechterung in irgendeine Richtung zu sprechen. Die kurze Umschaltpause zwischen den Setups von knapp 3s war hierfür bereits zu lang. Einem simplen Blindtest hätte kaum bestanden werden können.

7.3 FIR-Entzerrung linearphasig versus Nullphasenentzerrung

Im dritten Hörvergleich lag der interessanteste Vergleich, besonders da sich zwischen IIR-Entzerrung und FIR-Entzerrung bereits keine Welten auftaten (wie gern in HiFi-Kreisen berichtet wird). Es ging um die Abklärung, ob die Berücksichtigung des Zeitverhaltens der Hornkombination hörbar ist, wenn ja, in welcher Weise.

In den zuvor durchgeführten Messungen war eine deutliche Verbesserung des Ausschwingverhaltens der Hornkombination bei Berücksichtigung des Zeitverhaltens (sei es nun linearphasig oder minimalphasig) erkennbar. Die Erwartung hinsichtlich einer entsprechenden klanglichen Auswirkung war mithin gegeben.

Der Hörvergleich wiederum war diesbezüglich höchst ernüchternd. Ein Unterschied zwischen den beiden Entzerrungen, also ob mit verbessertem Ausschwingverhalten oder nicht, war nicht wirklich wahrnehmbar oder so gering, dass keine fundierte Aussage getroffen werden konnte. Wie oft, am ehesten schien es etwas besser zu sein, wenn das Zeitverhalten mit in die Korrektur einging, jedoch beruhte dies eher auf dem Wissen, wann es geschah und wann nicht. Oder anders formuliert: Ein Blindtest wäre vermutlich nicht bestanden worden.

Dieser Hörvergleich wurde mit mehreren Hörenden durchgeführt, neben „Vielhörern“ waren auch beruflich mit Hören intensiv beschäftigte Personen zugegen. Diese kannten zum einen im Vorfeld die messtechnisch deutlichen Verbesserungen grad in Hinsicht auf das Ausschwingverhalten und waren, da sie selbst an der Entwicklung eines FIR-basierten PA-Systems beteiligt waren, sehr gespannt auf die hörbare Wirkung. Einen Vergleich dieser Art hatten sie seinerzeit nicht machen können.

Umso erstaunter waren auch diese Probanden über die „Unhörbarkeit“ in der Verbesserung des Ausschwingverhaltens. Hier beruhten Unterschiede ebenfalls eher auf dem Wissen, was für eine Korrektur grad aktiv war, ein sicheres Bestehen eines Blindtests hätte man sich letzten Endes nicht zugetraut.

Einer der Probanden zeigte sich beim Hörvergleich deutlich „erfolgreich“. Die erste Frage war die, ob die Pegel im Hochtonbereich auch wirklich identisch seien? Die Korrektur OHNE Phasenberücksichtigung wurde etwas hochtonstärker (Aussage ca. 1-2dB mehr subjektiver Pegel) wahrgenommen, die vollständige Korrektur etwas pegelschwächer im Hochton. Diese Person konnte recht zielsicher erkennen, von welcher Korrektur auf welche gewechselt wurde und ob überhaupt gewechselt wurde. Nach gewissem Einhören auf den subjektiven Pegelunterschied im Hochton wurde dieser Effekt auch für andere erkennbar, es schienen auch marginale Unterschiede in der Räumlichkeit zu entstehen. Leider vereitelte die doch recht lange Wiedergabepause von guten 3 Sekunden beim Wechsel eine genauere Differenzierung der Unterschiede. Hier liegt Potential für zukünftige Tests, bei denen z.B. die FIR-Entzerrung in die Quellen eingerechnet wird und somit zwischen zwei zeitgleich aber verschieden entzerrten Stücken ohne Zeitverlust gewechselt werden kann. Auch böte es sich an, z.B. mit Schleifen einzelne, insbesondere perkussive Musikereignisse genauer unter die Lupe zu nehmen.

Bei all dem muss aber festgehalten werden, dass im Grunde keine relevanten klanglichen Veränderungen gegeben waren: Kein sauber/unsauber, kein mehr oder weniger verwaschen auch keine ansatzweise signifikante Wirkung in der räumlichen Wiedergabe (Tiefenstaffelung), geschweige denn gar ein völliges Loslösen des Geschehens von den Lautsprechersystemen.

Randbemerkung: All diese Eigenschaften werden gern FIR-Korrekturen im Wohnraum zugeschrieben (z.B. mit Acourate erzeugt), bei denen eine Optimierung auf den Hörplatz erfolgte. Jedoch wurde bei keinem der bekannten Berichte der Versuch unternommen, zwischen einer reinen Amplitudenkorrektur und vollständiger Korrektur unmittelbar hin- und herzuschalten. Gewisse Auswirkungen einer Phasenberücksichtigung sollen für diese Fälle aber nicht ausgeschlossen werden. In den beschriebenen Heimkorrekturen wurde üblicherweise meist der gesamte Frequenzbereich optimiert und somit die großen systembedingten Phasendrehungen bzw. Gruppenlaufzeiten zwischen Tiefton und Mittel-/Hochton mit ausglich. Die meist überschwänglichen Verbesserungen im Mittel-/Hochtonbereich sind jedoch schlicht auf die geänderten Amplitudengangverhältnisse zurück zu führen. Ähnliche Auswirkungen hat bereits die Korrektur mittels eines Terz-Equalizers bei Vorhandensein eines etwas welligen Frequenzganges (sei es durch „Mängel“ am Wiedergabesystem selbst oder in Grenzen durch Raumnähe).

7.4 Verschiedene FIR-Entzerrungen mit Glättungen

Ergänzend kam ein weiterer Test hinzu, und zwar wurden die Korrekturfrequenzgänge einer Glättung unterzogen. Dies schien insofern angebracht, als dass teilweise doch etwas starke Anhebungen bei einigen Frequenzen vorlagen und die Belastung des Systems an diesen Stellen etwas gedrosselt werden sollte.

Ziel dieser Untersuchungen war es, herauszufinden ab welcher Glättungsintensität in irgendeiner Weise ein Nachteil bzw. Verlust in der Wiedergabequalität wahrnehmbar wird.

Einer Glättung wurde nur der Amplitudengang unterzogen, es wurden Glättungsfiler in 1/48, 1/24 und 1/12 Oktav getestet. Der Phasengang wurde weiterhin linearphasig belassen.

Zwischen gar keiner Glättung des Amplitudenganges und 1/48 Oktav-Glättung war kein Unterschied wahrnehmbar.

Zwischen gar keiner Glättung und 1/24 Oktav-Glättung gab es geringe klangliche Unterschiede, je nach dominanten Signalanteilen wirkt mal das einer oder andere „besser“. Die Vermutung lag nahe, dass vorrangig dann ein „besserer“ Eindruck vorlag, wenn sich aufgrund der Unterschiede im Amplitudengang etwas mehr Pegel im Hochtonbereich ergab, was einen Tick Frische brachte. Nochmals, das konnte aber keiner der Entzerrungen fest zugeordnet werden sondern wechselte.

Zwischen gar keiner Glättung und 1/12 Oktav-Glättung traten eher merklichere Unterschiede zu Tage. Im Klang war auch dies nicht fest geschrieben, aber in der räumlichen Wiedergabe war am ehesten ein Effekt wahrzunehmen. Die Abbildung begann bei 1/12 Oktav-Glättung einen Tick unruhiger zu werden, besonders wenn starke Pegelanteile im Hochton > 4kHz vorhanden waren.

7.5 Unterschied linkes/rechtes Hornsystem

Zum Verständnis in Bezug auf die räumliche Abbildung bzw. räumliche Stabilität eines wiedergegebenen akustischen Signals muss ein Blick auf die Frequenzgänge der beiden kompletten Hornkombinationen geworfen werden.

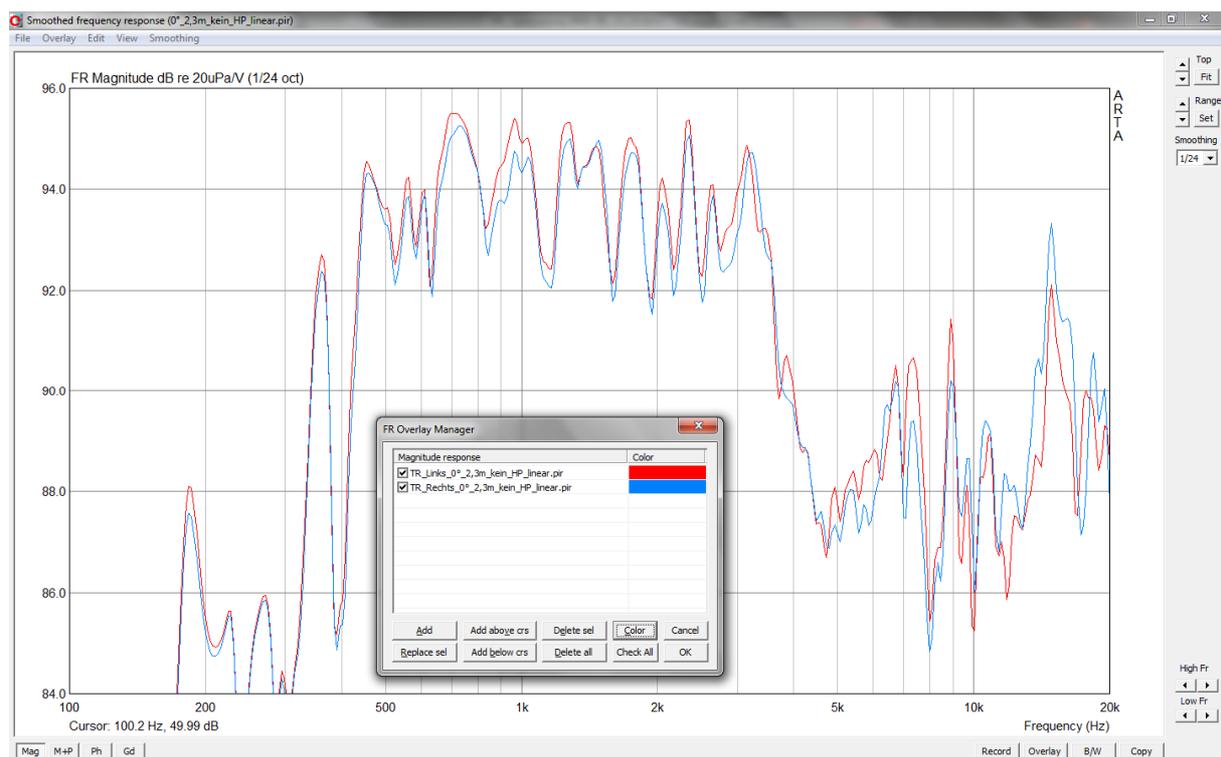


Abbildung 105, Hornkombination links zu rechts, jeweils unter 0°/0° ohne Korrektur, ohne HP im Mittelton

Wie zu erkennen sind gewisse Ungleichheiten zwischen linkem und rechtem Hornsystem gegeben. Keine gravierenden Abweichungen, aber bei hohen Gleichheitsanforderungen, wie sie für eine ruhige räumliche Abbildung vorliegen, bringen die Abweichungen Probleme mit sich. Die FIR-Filter ohne Glättung im Amplitudengang (oder nur geringer) bringen einen Ausgleich der Systeme zueinander mit sich, was der Grund für die merklich erhöhte Ruhe in der Raumabbildung sein wird. Wird hingegen stärker geglättet (1/6 Oktav) treten wieder Abweichungen links zu rechts zu Tage und vereiteln eine sehr ruhige räumliche Wiedergabe.

7.6 Zusammenfassung der Ergebnisse der Hörvergleiche

Die FIR-Entzerrung der Hornkombination kann als praktikable Methode zur Verbesserung der Wiedergabeeigenschaften angesehen werden. Insbesondere die nahezu unausweichlichen Unterschiede zwischen zwei gleichen Systemen können unter ausreichender Auflösung der FIR-Filter ausgemerzt werden, um erhöhte Anforderungen an eine stabile räumliche Abbildung des Klanggeschehens zu befriedigen. Dem steht etwas gegenüber, dass die FIR-Korrektur keine neuen „Wundersysteme“ schafft, allein schon weil diese Korrektur keine Auswirkung auf Klirr und Intermodulation erreichen kann.

Nach den Hörergebnissen wurde im Internet etwas zu den Eindrücken recherchiert. In einer Magisterarbeit (Rotter, Andreas, 2010) fand sich eine teilweise Bestätigung der Eindrücke, dass zumindest im höheren Frequenzbereich eine Korrektur des Zeitverhaltens keine relevanten Wirkungen mit sich bringt, sondern schlicht der Frequenzgang der entscheidende Faktor für wahrnehmbare Klangunterschiede darstellt. Über den gesamten Wiedergabefrequenzbereich hinweg deutet sich jedoch gemäß einer Doktorarbeit (Müller, Sven Dipl.-Ing., 1999), die sich mit der Anwendung digitaler Signalverarbeitung an Lautsprechern befasst, im dortigen Kapitel 5 die Relevanz der Phasengang- bzw. Laufzeitwirkung steiflankiger Filter an. Im Übrigen stellt diese Arbeit einen sehr guten Überblick bis hin, sofern gewünscht, auch tiefen Einblick zu dem dortigen Thema dar.

Als Ausblick sei festgehalten: Der recht gering wahrnehmbare Unterschied zwischen einer auch zeitkorrigierten, also das Ein-/Ausschwingverhalten optimierenden Entzerrung und einer nur rein frequenzgangkorrigierenden Entzerrung soll bei Gelegenheit näher untersucht werden, bedarf aber besonders geeignetem Quellmaterials.

8 Zusammenfassung

Der Ansatz ein recht breitbandig arbeitendes großes Hornsystem mittels FIR-Filtern zu korrigieren kann als erfolgreich angesehen werden. Um dieses Ziel erreichen zu können bedarf es aber entsprechender Messmöglichkeiten und Entwicklungstools, insbesondere der Möglichkeit, Frequenzantworten unter mehreren Winkeln zu einer „gemittelten“ Frequenzantwort zusammen zu fassen. Ferner steter messtechnischer Nachkontrolle und einer generellen Eignung des Hornsystems für eine FIR-Korrektur. Letzterer Punkt richtet sich auf ein über den Abstrahlbereich hinweg gutmütiges Verhalten, sprich keine starken Ausreißer in Sachen Frequenzgang über verschiedene Winkel. Auch hat dies Projekt aufgezeigt, wie Korrekturen mit FIR-Filtern für einzelne Frequenzbereiche ohne Beeinflussung anderer möglich sind.

Verbesserungen der Wiedergabeeigenschaften sind insbesondere in den messtechnischen Daten ersichtlich. Neben einer detaillierten Korrektur des Wiedergabefrequenzganges eines jeden einzelnen Systems (links/rechts) konnte auch eine merkliche Verbesserung im Zeitverhalten nachgewiesen werden.

Die hörphysiologischen Verbesserungen sind etwas differenzierter zu betrachten. Durch die Frequenzgangkorrektur jedes einzelnen Systems und dem damit verbundenen Ausgleich der Systeme zueinander, waren in der räumlichen Abbildung des Musikgeschehens Verbesserungen erzielbar. Auch nimmt die Frequenzgangkorrektur klangliche Verfärbungen noch weiter zurück, als es z.B. eine reine Terzkorrektur vermag.

Die deutlichen Optimierungen im Zeitverhalten lieferten hingegen keine markant wahrnehmbaren Verbesserungen, zumindest nicht im bearbeiteten Frequenzbereich oberhalb 450Hz. Hier lag die größte Erwartungshaltung vor, inspiriert durch die geradezu euphorischen Beschreibungen von Nutzern die FIR-Korrekturen an ihren heimischen Systemen vornahmen und der Tatsache, dass dieser Frequenzbereich aus einer räumlichen Quelle kommend den hörphysiologisch empfindlichsten Bereich abdeckt.

Grundsätzlich ist festzuhalten, dass die klangliche „Grundcharakteristik“ des 2360A erhalten blieb, egal ob mit IIR oder FIR entzerrt. Hier schienen Wiedergabefehler wie Intermodulation und Klirr einen prägenderen Einfluss zu haben. Der oft geäußerten Aussage, aus einem so großem Horn wie dem JBL 2360A wären keine (anständigen) Höhen zu entlocken, kann widersprochen werden. Sowohl klanglich wie auch vom Pegel her. Der durchschnittliche Wirkungsgrad im Hochtonbereich liegt nur ca. 6dB unter dem des Mitteltonbereiches. Leider wurde eine entsprechende einfache Messung nur nachgelagert mit der Kombination BMS4590 an JBL2365 durchgeführt, siehe dazu Kapitel 9.1.2.

Es wurde aufgezeigt, wie unter geschickten Optimierungsansätzen trotz hoher Frequenzauflösung (sprich üblicherweise langer Latenzzeiten) eher kurze Filterlatenzen erreicht werden konnten.

9 Eine weitere Hornvariante, das JBL 2365A

9.1 Begründung für diesen Test

Das JBL 2365A (A = Hornhalsteil plus Hornmundteil) entspricht in der Grundauslegung dem des JBL2360A, jedoch weist es einen engeren Abstrahlbereich von $60 \times 40^\circ$ auf. Die über Allesabmessungen sind identisch. Der erste Hornteil bis zum Diffraktionsspalt ist mit einer Länge von ca. 33cm des 2365 deutlich kürzer als beim 2360 mit fast 55cm. Der zweite Hornteil öffnet sich merklich langsamer als beim 2360, womit der Sprung in der Hornkonstante zwischen diesen beiden Bereichen deutlich geringer ausfällt als beim 2360. Rechnerisch ergibt sich für den ersten Hornteil eine Öffnungskonstante von ca. 4/m mit Grenzfrequenz 110Hz, für den zweiten Hornteil 8,8/m mit Grenzfrequenz 240Hz (unter Annahme exponentiellen Öffnungsverhaltens).

Der Hersteller gibt für beide Hörner eine gleiche nutzbare untere Grenzfrequenzen von 350Hz an, für das 2365 einen 3dB höheren Wirkungsgrad als beim 2360, sich einfach aus dem geringeren Abstrahlwinkeln ergebend.

Aus der Recherche zu Hornkonstrukten und deren Auswirkungen auf die Wiedergabe ergaben sich einige Erwartungshaltungen an das enger abstrahlende 2365 hinsichtlich der Nutzung bzw. Wiedergabeeigenschaften.

- Ruhigerer Pegelverlauf aufgrund geringeren Sprunges in der Hornkonstanten (4 zu 8,8 beim 2365 gegenüber 3,1 zu 13,4 beim 2360)
- Bessere Hornladung bei niedrigeren Frequenzen (längerer vorderer Hornteil mit sich langsamer öffnendem Horn)
- Mehr relativer Pegel im Hochton (der BMS-Koax kommt üblicherweise im Hochton mit „kürzeren“ Hörnern besser klar)
- Speziell für den späteren Hörraum: Breiter nutzbarer Stereobereich durch Ausnutzen des Pegelabfalles im Randbereich des weniger breit strahlenden 2365

Die Überprüfung der Erwartungen bedurfte natürlich des gleichen umfangreichen Messprozederes wie schon beim 2360, hier sollen aber nur noch die Ergebnisse und nicht mehr die Messmethoden aufgeführt werden.

9.1.1 Klirrmessungen BMS4590 am JBL2365

Messabstand 3,16m, on-axis, verschiedene Leistungen, Schallpegelwerte sind absolut.

Deutlich erkennbar ist eine bei 40W Belastung bessere Hornladung zu niedrigen Frequenzen hin als beim 2360. Dies passt zur Erwartung, dass der längere sich geringer öffnende vordere Hornteil eine höhere akustische Last für den Treiber erzeugt.

Klirrgang bei 0,1W/16Ohm entsprechend 1,26Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

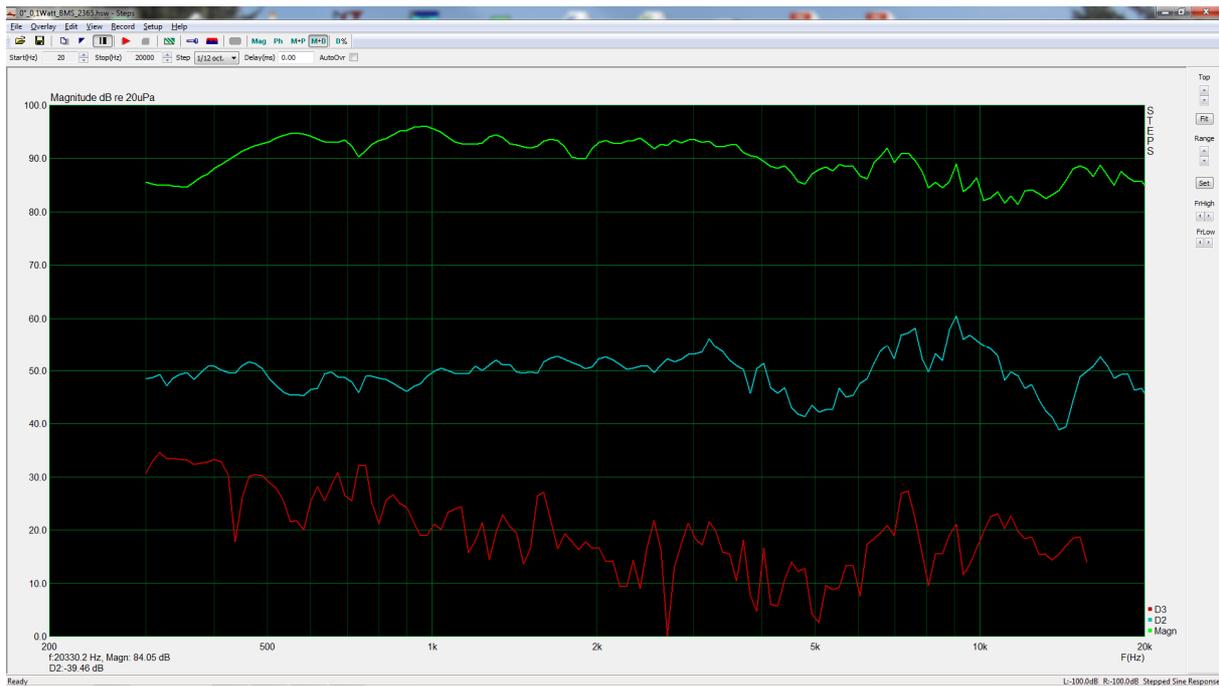


Abbildung 106, Klirrgang BMS an JBL2365 0,1W

Klirrgang bei 1W/16Ohm entsprechend 4Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

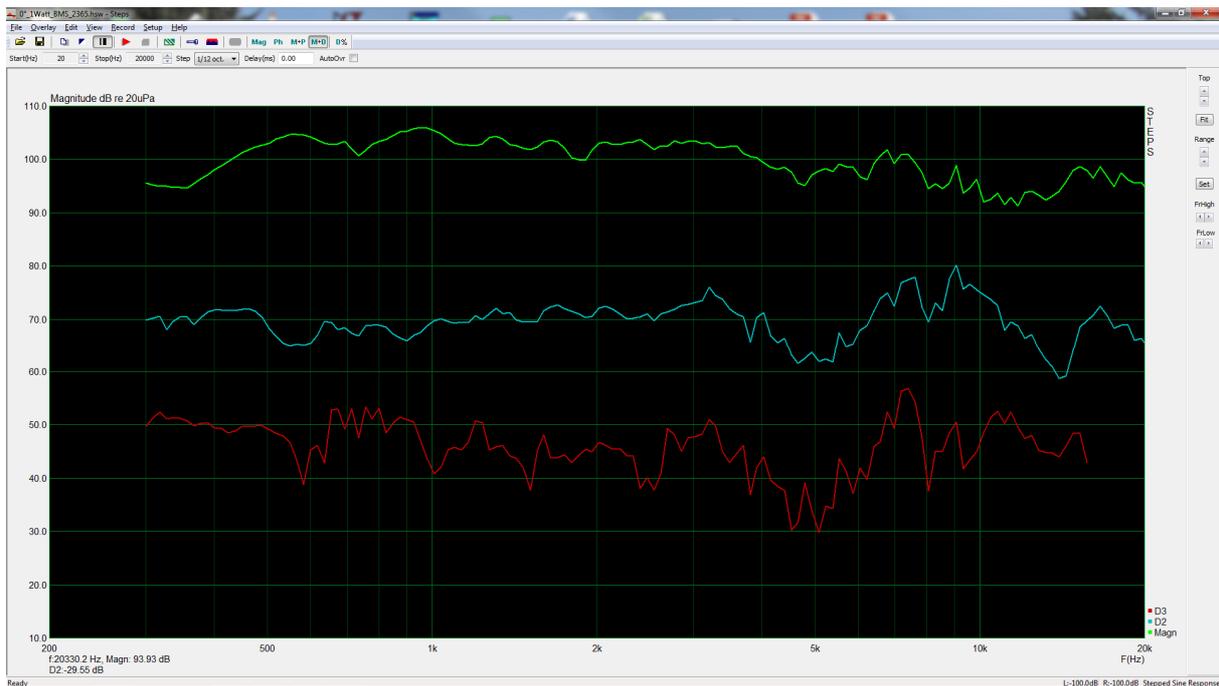


Abbildung 107, Klirrgang BMS an JBL2365 1W

Klirrgang bei 10W/16Ohm entsprechend 12,6Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

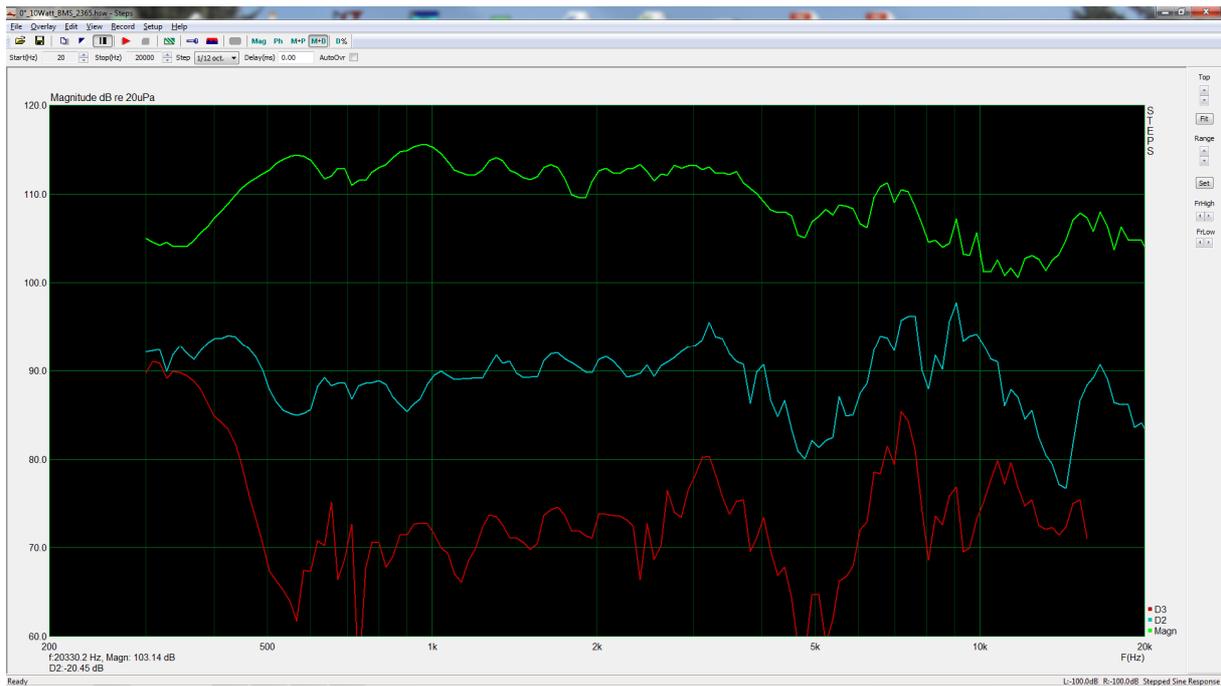


Abbildung 108, Klirrgang BMS an JBL2365 10W

Klirrgang bei 40W/16Ohm entsprechend 25,3Veff (an Mittel- und Hochtoneinheit)

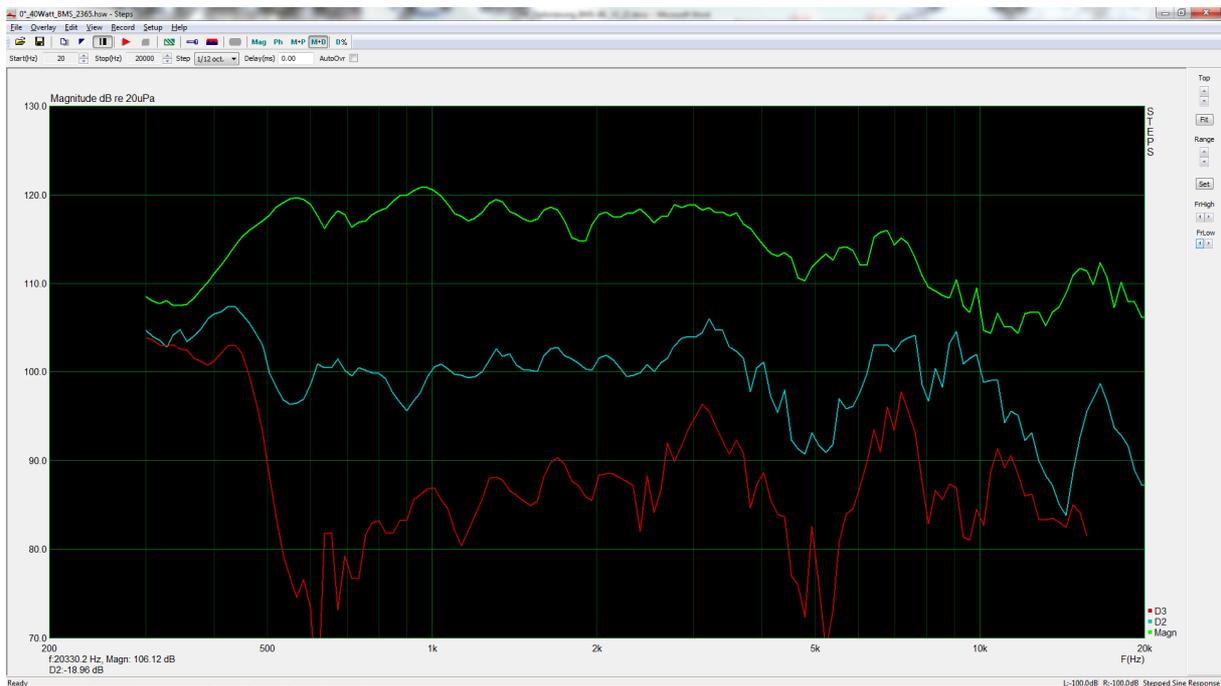


Abbildung 109, Klirrgang BMS an JBL2365 40W

Ferner fällt zunächst auf, dass der Wirkungsgrad im Mitteltonbereich ebenfalls wie zu erwarten höher lag als beim 2360, jedoch der Hochtonbereich nur auf ähnlichem Pegel wie beim 2360 zu liegen scheint. Der verkürzte Hornteil bis zum Diffraktionsspalt wirkte sich im Hochton nicht positiv aus, es trat nicht der rein durch die Abstrahlgeometrie eigentlich gegebene Zuwachs von ca. 3dB auf! Dieses Verhalten bleibt unerklärt.

Bis auf den unteren Frequenzbereich verhalten sich beide Hörner im Klirr sehr ähnlich, was aus den Klirrschrieben in % -Angaben gut entnehmbar ist. Zunächst das enger abstrahlende 2635 mit in 1/24 Oktavschritten aufgenommenen Werten:

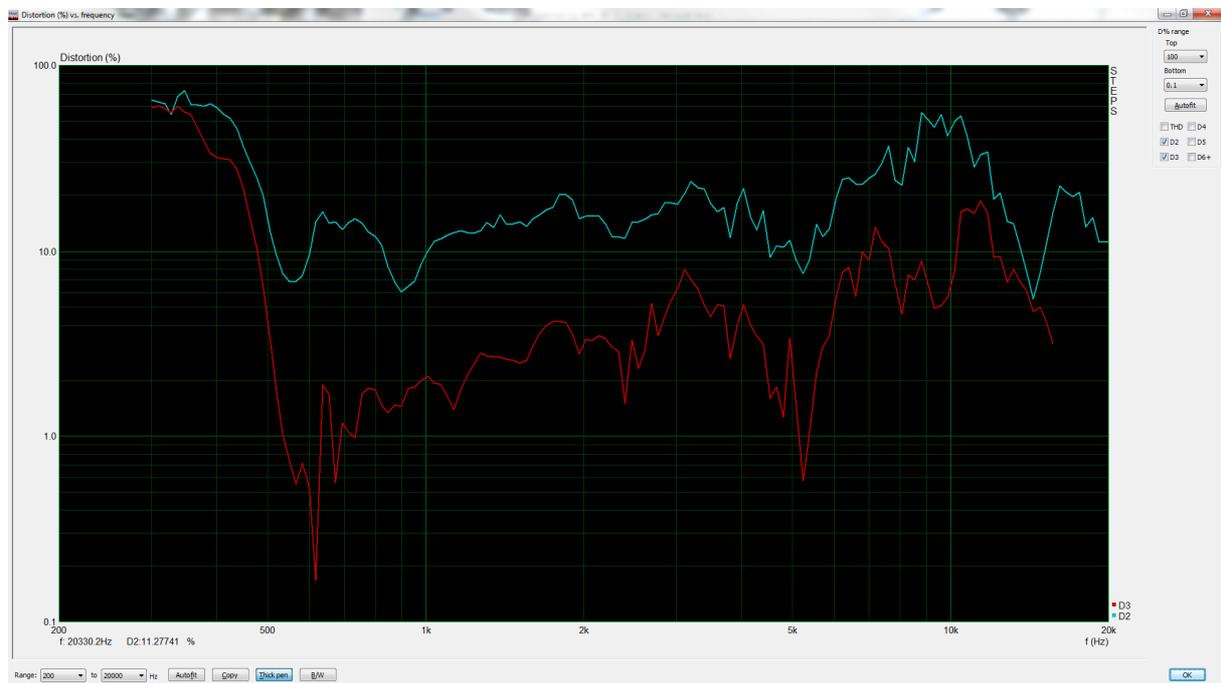


Abbildung 110, Klirrgang bei 40W in % des BMS4590 an JBL2365 (60x40°)

Und das breiter abstrahlende 2360 (Klirrgang hier nur in 1/12 Oktavschritten aufgenommen):

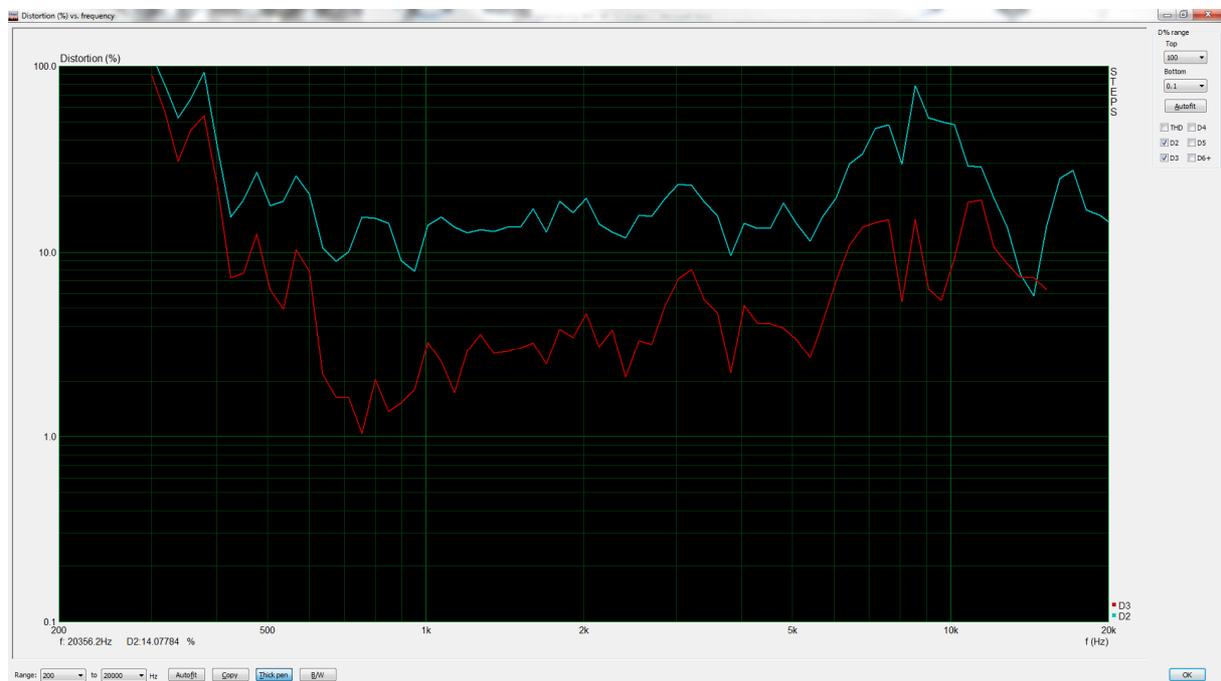


Abbildung 111, Klirrgang bei 40W in % des BMS4590 an JBL2360 (90x50°)

9.1.2 Einfache Pegelbestimmung Mittelton zu Hochton

Aus den Klirrdiagrammen ist eine genauere Bestimmung des Wirkungsgradunterschiedes zwischen Mitteltoneinheit und Hochtoneinheit des BMS4590 kaum machbar. Ergänzend fand eine breitbandige Messung des Wiedergabepegels zwischen Mittelton und Hochton in der Art statt, dass Rosa-Rauschen einzeln am Mittelton- oder Hochtonzweig anlag, natürlich unter Einbeziehung einer Frequenztrennung von 510Hz/6,43kHz. Messabstand ca. 2m zur Hornvorderkante.

Tabelle 1, "breitbandige" Pegelmessungen BMS4590 am 2365

Speisespannung	Schalldruckpegel
4V _{eff} nur am Mittelton	106 dB (breitbandig gemessen)
4V _{eff} nur am Hochton	100dB (breitbandig gemessen)

Wirklich schwach zeigt sich der Hochtonbereich damit nicht, liegt aber nicht auf dem Niveau, wie es mit kleineren Hörnern und dem BMS4590 erzielbar wäre.

9.1.3 BMS4590 an JBL2365, räumliches Abstrahlverhalten horizontale Ebene

Messabstand 3,16m, Leistungsinput 0,1Watt

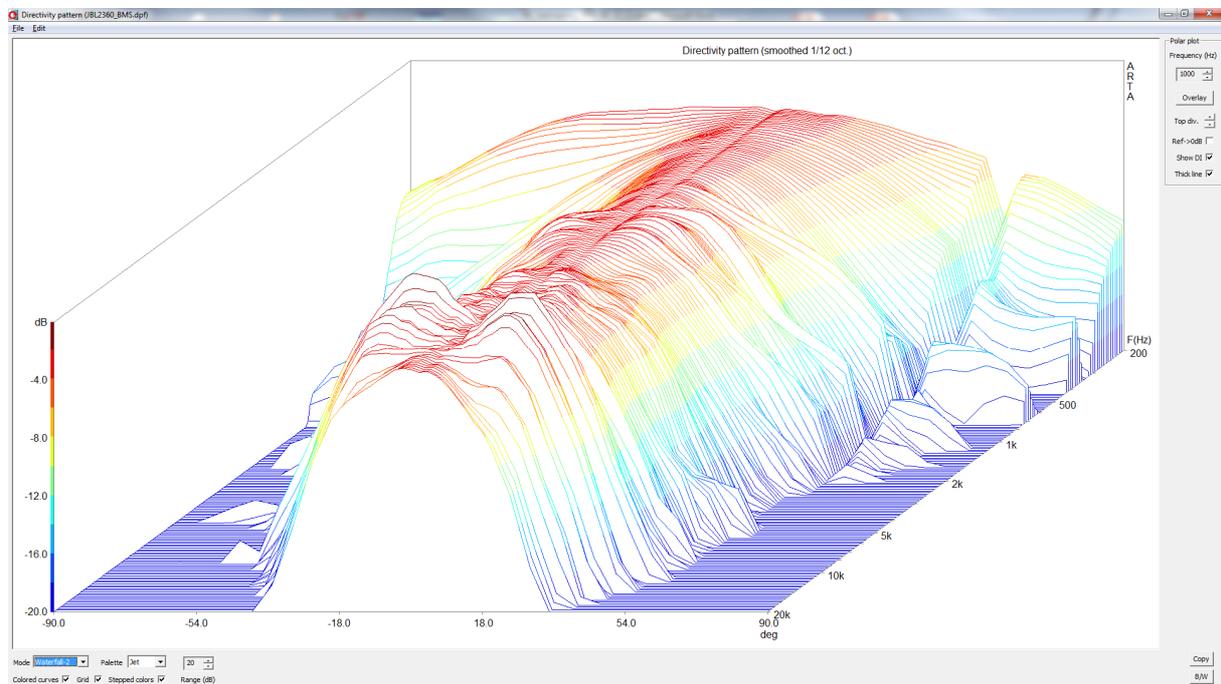


Abbildung 112, räumliches Abstrahlverhalten 2365 mit BMS4590

Gut zu erkennen, das Abstrahlverhalten ist auf qualitativ gleichwertigem Niveau des 2360. Der engere Abstrahlwinkel gegenüber dem 2360 (Abbildung 24) ist ersichtlich, aber hier nicht so deutlich vergleichbar. Die Unterschiede bzw. der engere Abstrahlbereich ist besser im Vergleich der Konturplots der „relativen Isobaren“ zu erkennen. Zunächst folgt der Plot zum 2365 Horn.

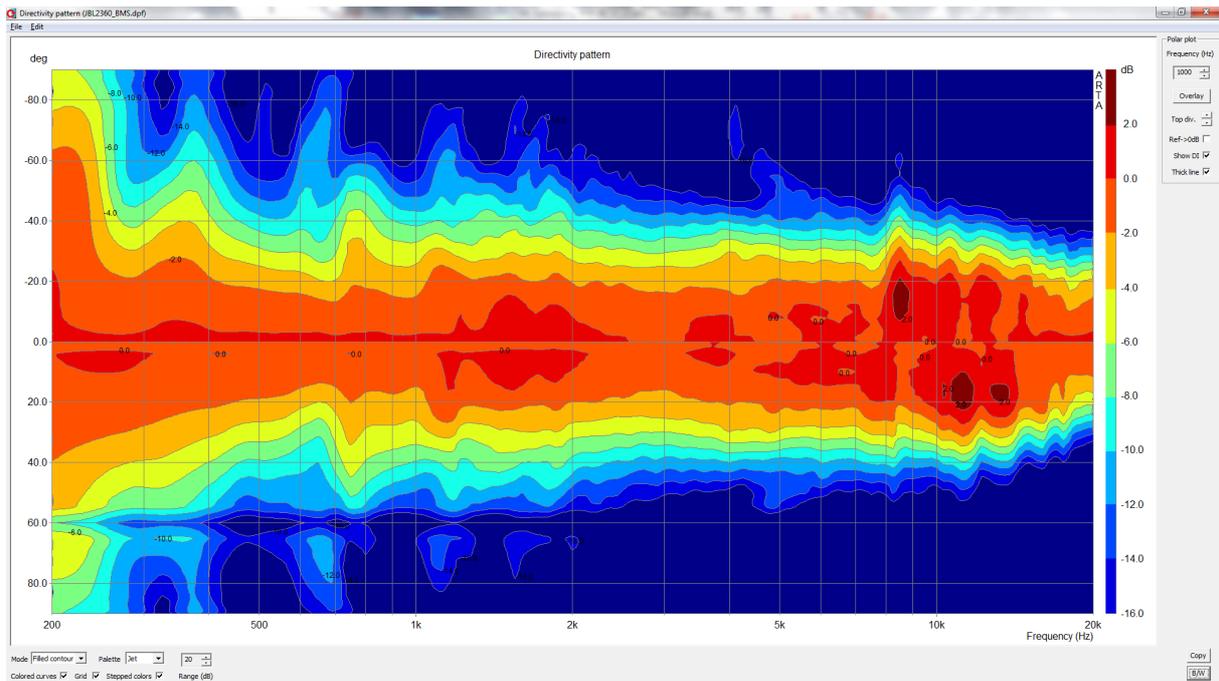


Abbildung 113, Konturplot räumliches Abstrahlverhalten JBL2365 mit BMS

Die Abstrahlbreite von 60° (+-30°), gemäß -6dB Angabe des Herstellers, ist hier deutlich wiederzufinden, generell kann dem Horn ein über den Frequenzbereich hin gleichmäßiger Pegelabfall zu den Seiten bestätigt werden.

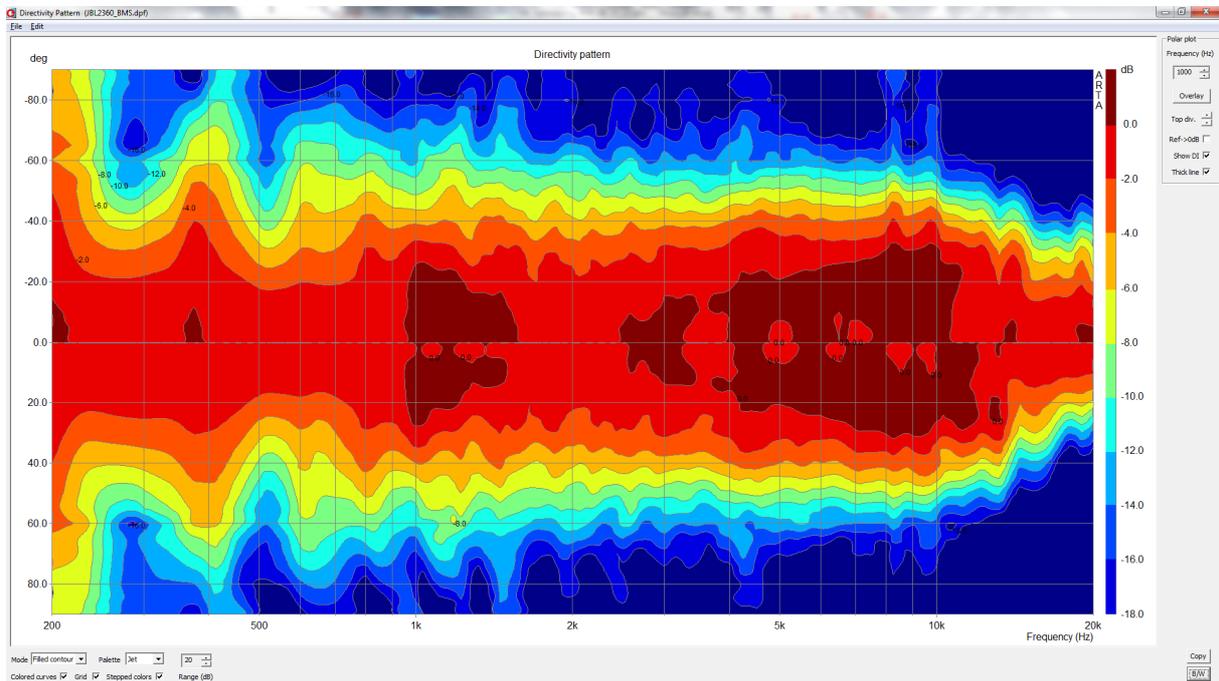


Abbildung 114, Konturplot räumliches Abstrahlverhalten JBL2360 mit BMS

Beim 2360 findet sich die Herstellerangabe von 90° (+-45°) für -6dB ebenso deckungsgleich und das Verhalten über die Frequenzen hinweg ist ebenso gut.

Der in Kapitel 9.1.1 erwähnte fehlende Pegelgewinn im Hochtonbereich erschließt sich über die Abstrahlprogramme nicht. Das 2360 ist im Bereich bis ca.15kHz sehrwohl breiter abstrahlend als das 2365. Mithin müsste das 2365 auch oberhalb 8kHz mehr Pegel als das 2360 liefern.

9.1.4 BMS4590 an JBL2365, verschiedene Messdistanzen

Hier wurde nur überprüft, ob sich bei diesem Horn Nahfeldeffekte einstellen, die eine spätere Aufnahme der Frequenzantwort unter verschiedenen Winkeln in 2m Entfernung vereiteln.

Vorab: Es konnten keine relevanten Nahfeldeffekte festgestellt werden, woraus folgt, dass verschiedene Winkelpositionen in 2m Abstand zur Ermittlung des grundlegenden Wiedergabeverhaltens heran gezogen werden durften.

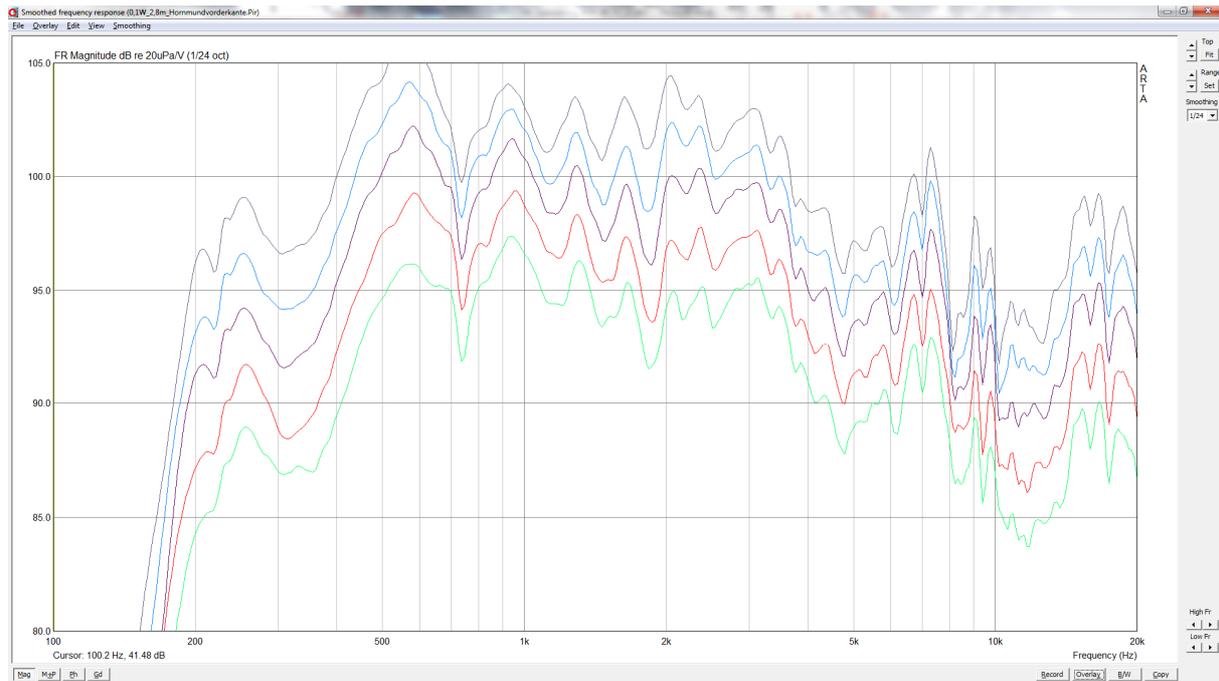


Abbildung 115, „on-axis“ Messungen in verschiedenen Entfernungen BMS4590 an JBL2365

Kurven von oben nach unten: 0,7m, 1,0m, 1,4m, 2,0m, 2,8m von Hornvorderkante

Geringe Abweichungen über die Distanz zu den erwartenden Pegelverläufen sind auffällig im Bereich der 12,5kHz Terz. Hier ändert sich zwischen 1,4m Distanz und 2m der grundlegende Pegelverlauf etwas. Ähnliches kann um 2-2,5kHz sowie um 4kHz herum beobachtet werden.

Im Vergleich zum 2360 zeigt sich hier, dass der unkorrigierte Frequenzgang des 2365 ruhiger verläuft, er weist weniger starke sehr nah beieinander liegenden Pegelwelligkeiten als das 2360 auf. In diesem Punkt scheint die Erwartung, dass ein geringerer Sprung der Hornkonstanten mehr Ruhe mit sich bringt, bestätigt.

9.1.5 BMS4590 an JBL2365, gemittelttes Abstrahlverhalten

Wie in Kapitel 5 und Unterkapitel 5.2 wurde das Abstrahlverhalten über einen Bereich von +/- 10° horizontal und +/-5° vertikal erfasst und in ein mittleres Abstrahlverhalten überführt. Die Vorgehensweise wich diesmal jedoch in einem Punkt ab, die Frequenzgänge wurden mit der Weichentrennung zur unteren Grenzfrequenz hin aufgenommen. Aus den Klirrmessungen ergab sich ein guter Kompromiss zwischen noch recht weit herunter reichender Trennung und ausreichender Pegelfestigkeit bei einer Trennfrequenz von 510Hz/24dB Butterworth.

Als mittleres Abstrahlverhalten ergab sich somit:

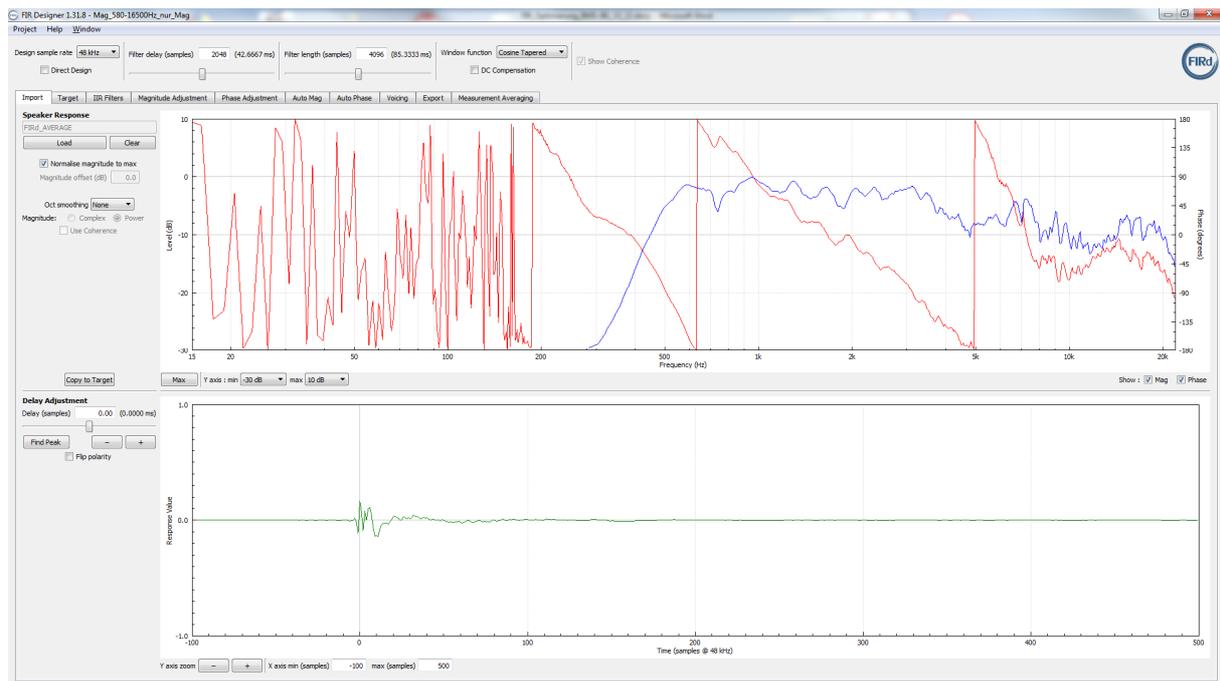


Abbildung 116, gemittelte Frequenzantwort BMS4590 an JBL2365 mit unterer Trennfrequenz 510Hz/24dB Butt.

Gegenüber der Kombination mit JBL2360 erscheint diese Kombi etwas hochtonschwächer. Je nach Lesart ist dies korrekt oder falsch, faktisch ist das 2365 3dB pegelstärker im Mitteltonbereich als das 2360. Der Hochtonbereich liegt nach der Mittelung ungefähr auf Pegelniveau des 2360.

Die Korrektur mittels FIR-Filtern wurde ähnlich dem Kapitel 5.4 vorgenommen, hier seien nur die Randparameter erwähnt:

Pegelkorrektur von 580Hz bis 16500Hz, minimalphasige Korrektur, Phasenübergang ins FIR-Filter, wie in Kapitel 6.3 beschrieben, am 2365 von 510Hz bis 600Hz, Phase bis hinauf 24kHz korrigiert.

9.1.6 BMS4590 an JBL2365, korrigiertes Abstrahlverhalten in horizontaler Ebene

Zunächst betrachten wir das Ausklingspektrum ohne jede Zeitkorrektur, nur Magnitude linearisiert:

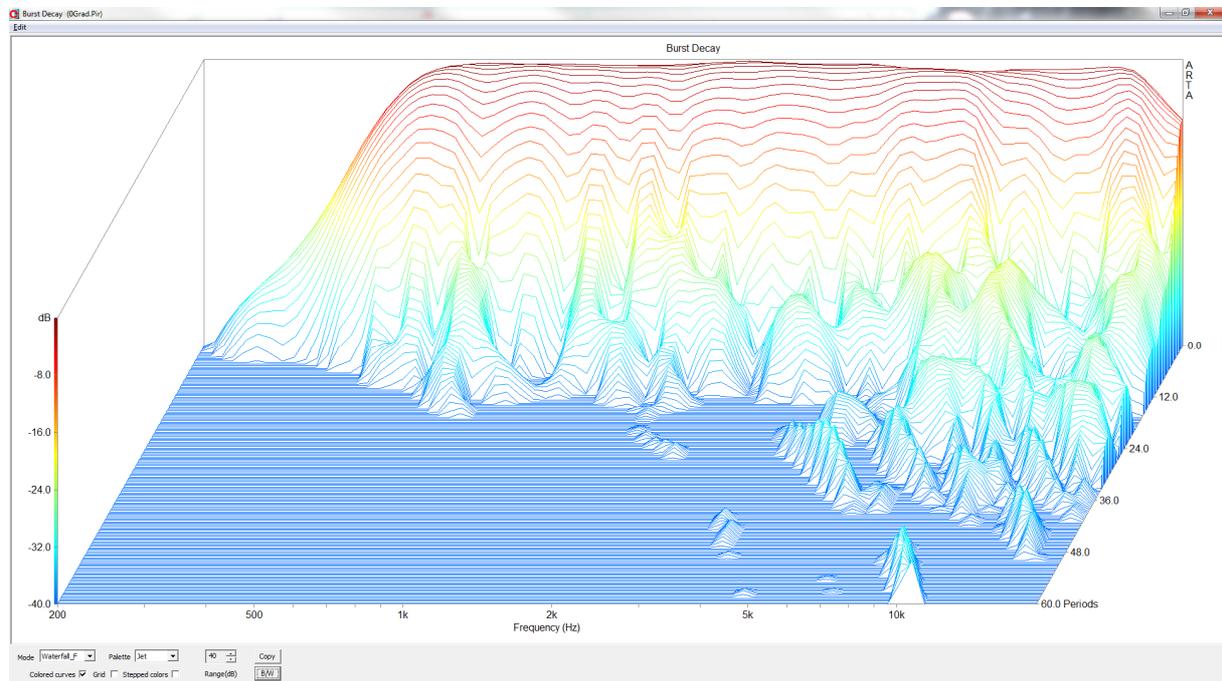


Abbildung 117, Ausklingspektrum mit reiner Amplitudenkorrektur (Nullphasengang FIR) BMS4590 an JBL 2365, 0°/0°

Und nun das Ausklingspektrum mit minimalphasiger Korrektur:

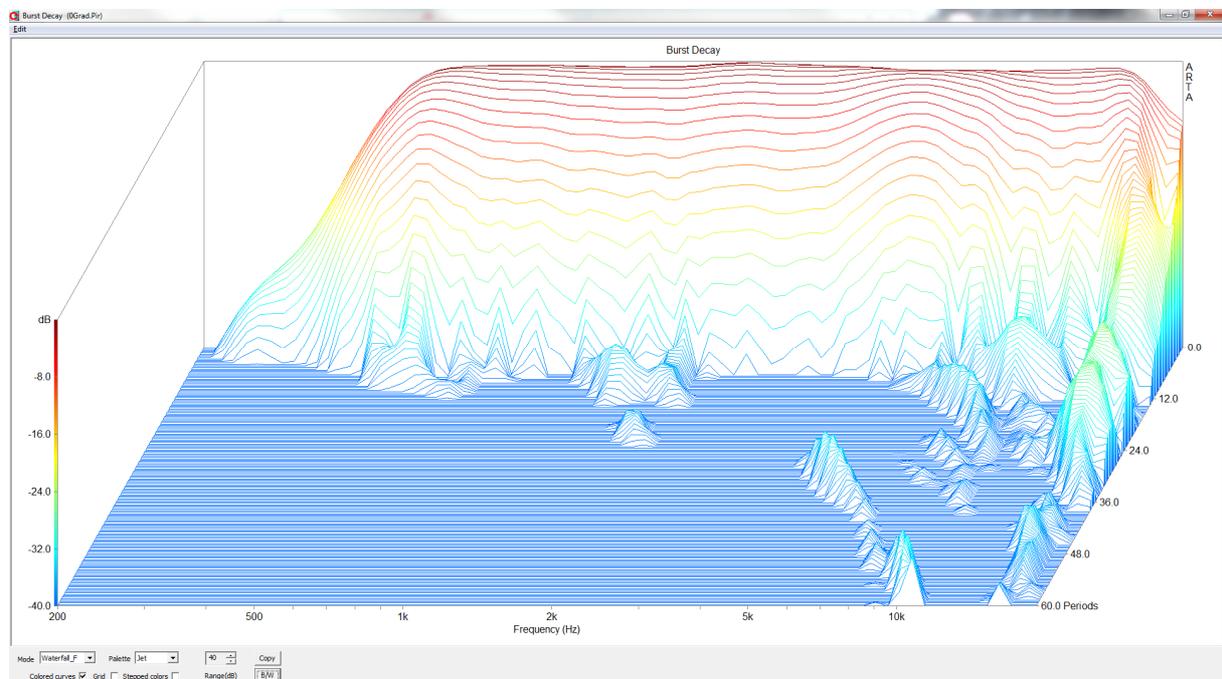


Abbildung 118, Ausklingspektrum mit minimalphasiger Korrektur BMS4590 an JBL2365, 0°/0°

Ähnlich der Kombination BMS am 2360 ist eine merkbare Verbesserung im Ausklingspektrum erkennbar. Ob dies auch noch über die Mittenachse hinaus erreichbar ist, sehen wir auf der nächsten Seite.

Unter 10° erhalten wir folgende Situation:

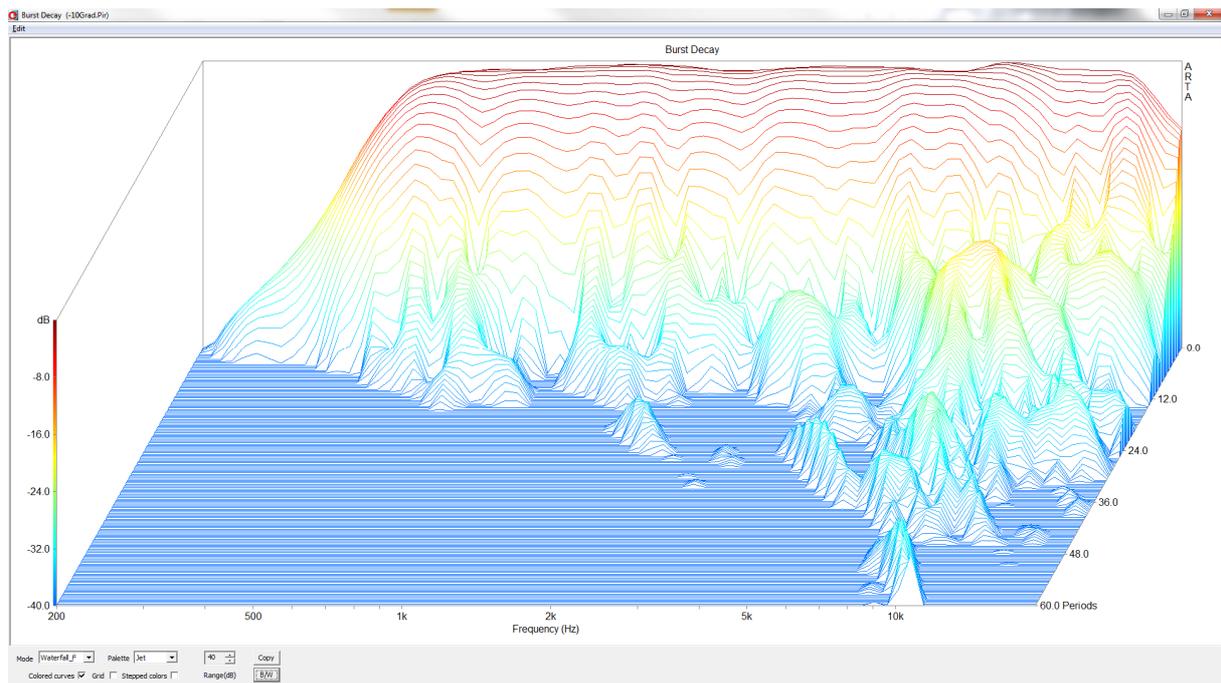


Abbildung 119, Ausklingspektrum 10°hor. mit reiner Amplitudenkorrektur (Nullphasengang FIR) BMS4590 an JBL 2365

Und mit minimalphasiger Korrektur:

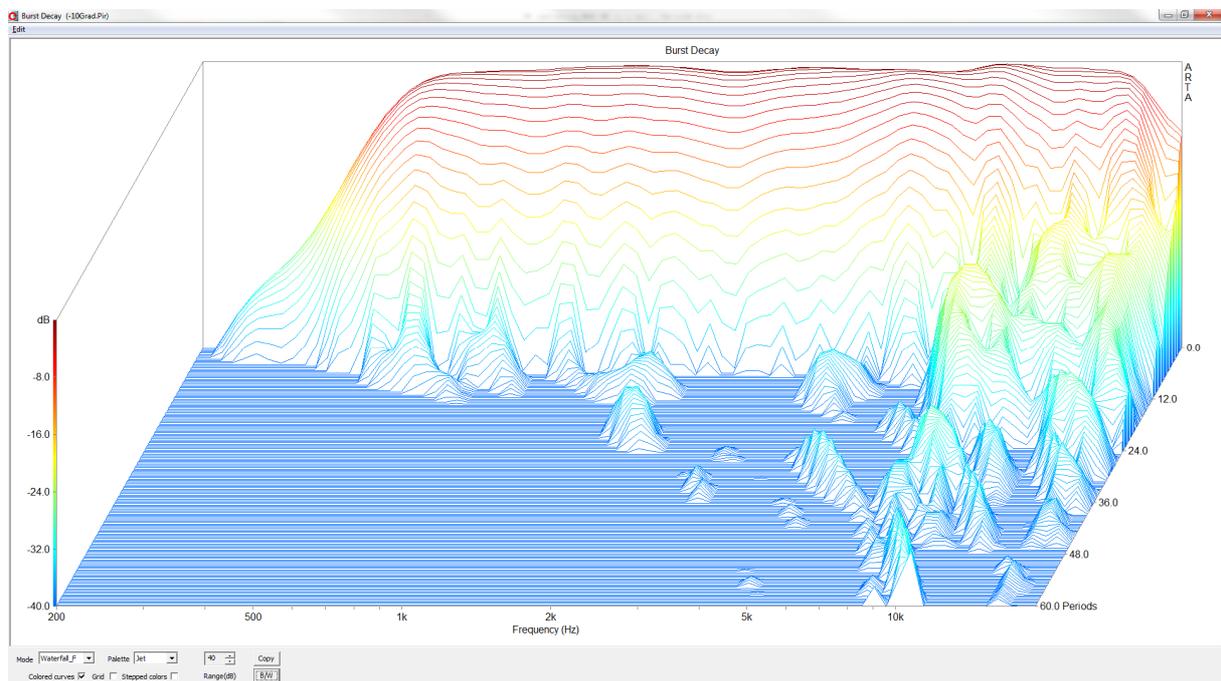


Abbildung 120, Ausklingspektrum 10°hor. mit minimalphasiger Korrektur BMS4590 an JBL2365

Auch hier ist noch eine Verbesserung erkennbar, jedoch im Bereich oberhalb 8kHz nicht mehr so wirkungsvoll wie beim JBL2360.

Wir wagen noch einen Blick, wie es unter 20° horizontalem Abstrahlwinkel aussieht:

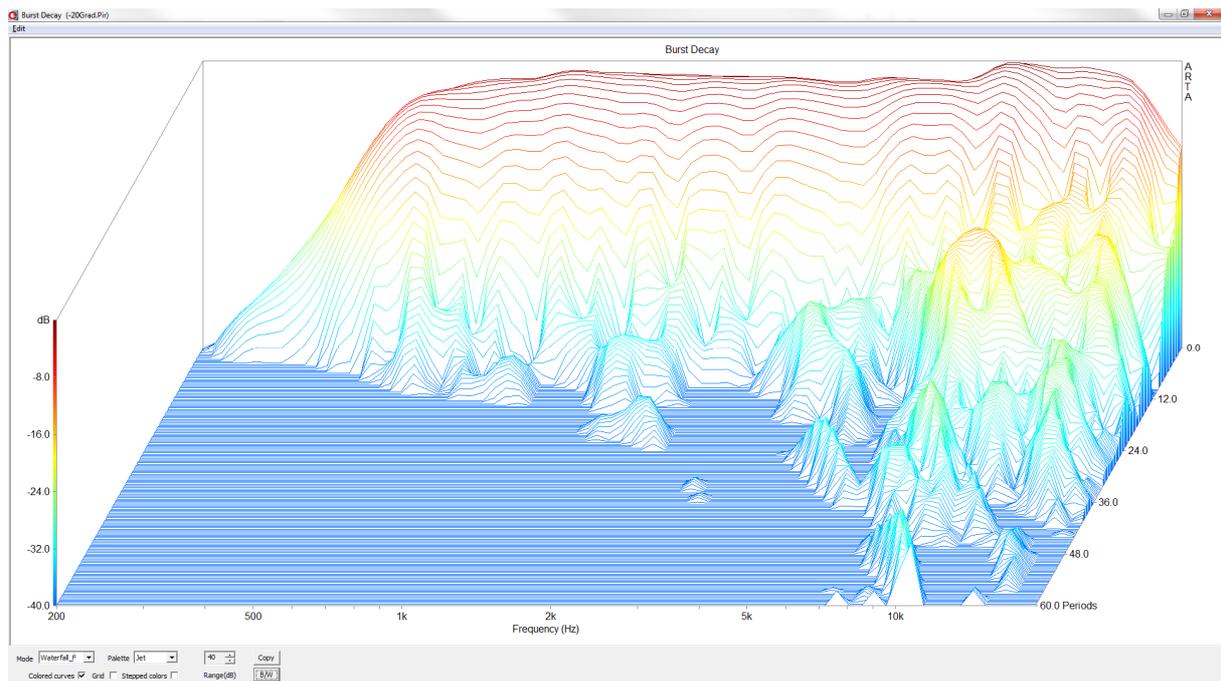


Abbildung 121, Ausklingspektrum 20°hor. mit reiner Amplitudenkorrektur (Nullphasengang FIR) BMS4590 an JBL 2365

Und was die minimalphasige Korrektur bewirkt, sehen wir im folgenden Bild:

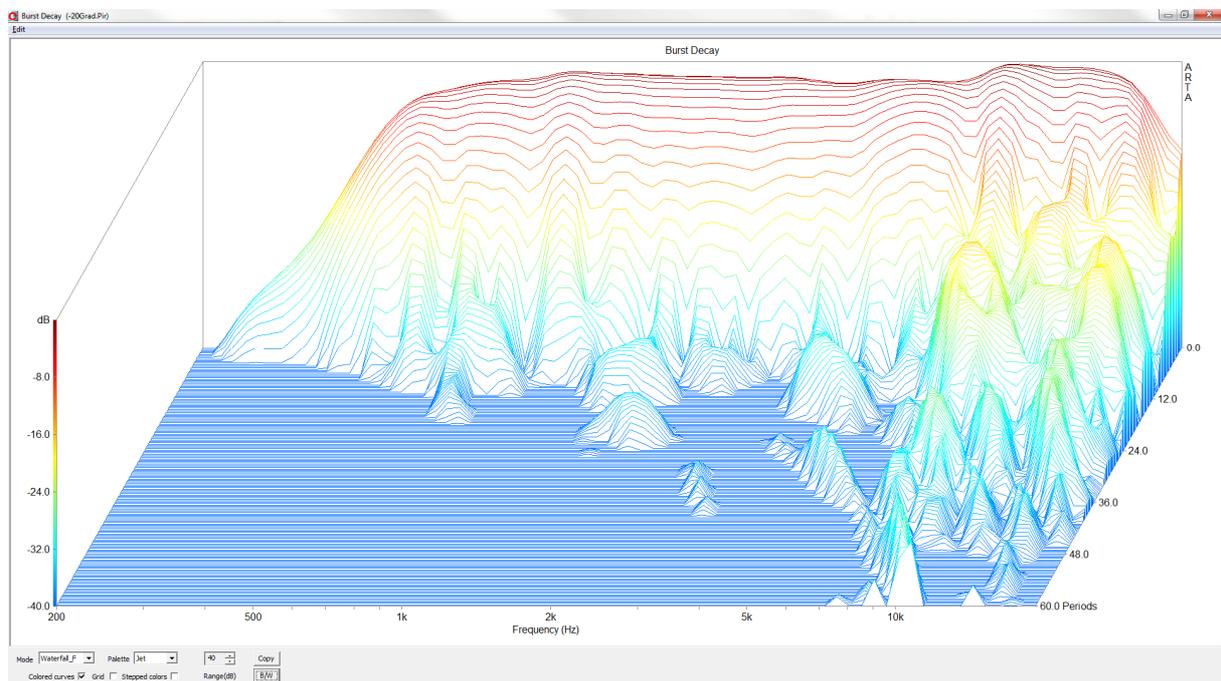


Abbildung 122, Ausklingspektrum 20°hor. mit minimalphasiger Korrektur BMS4590 an JBL2365

Hier sind die Verbesserungen nur noch marginal, im Hochtonbereich eigentlich nicht mehr gegeben.

9.2 Vergleich JBL2365 zu JBL2360

Zum Hörvergleich sei vorab gesagt, dass nicht direkt das 2360 mit dem 2365 verglichen werden konnte, u.a. weil die räumlichen Gegebenheiten dies nicht bei gleicher Aufstellung (Abstände Hörplatz, Seitenwände ...) zugelassen hätten.

9.2.1 Technischer und hörbezogener Vergleich JBL 2365 zu 2360

Selbstverständlich wurde vor dem Hörtest im Hörraum zunächst mittels Messsystems ein in Terzen gleicher Frequenzgang vom 2365 zum vorherigen 2360 (des Gesamtsystems) am zentralen Hörplatz hergestellt. Hier war sofort auffällig, dass mit dem enger abstrahlenden 2365 nahezu keinerlei Korrektur über dessen Wiedergabebereich erforderlich war. Lediglich die 12,5kHz und 16kHz Terz musste ganz geringfügig unterstützt werden. Der Vollständigkeit sei noch die leicht abgeänderte untere Trennung 510Hz, 24dB Butt. (2365) zu vormals 420Hz, 24dB Butt. (2360) erwähnt.

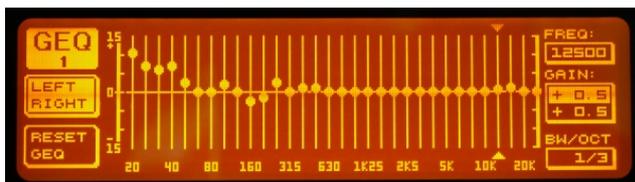


Abbildung 123, Terz-Korrektur EQ im Hörraum 2365 zu Frequenzgang gemäß Abbildung 103

Daraus konnte gefolgert werden, dass das enger abstrahlende 2365 kaum relevante Reflexionen im Hörraum verursachte. Das 2360 hingegen bewirkte in seinem unteren Wiedergabebereich noch geringe Reflexionen, die, wie in Abbildung 104 zeigt, eine leichten Korrektur erforderten. Ferner bedurfte es nun beim 2365 einer merklich geringeren Unterstützung des obersten Frequenzbereiches als beim 2360, es waren 3dB weniger Anhebung der 12,5k und 16k Terz erforderlich!

Mit diesem Ergebnis wurde der Hörvergleich gestartet und bekanntes Musikmaterial gehört. Wenig verwunderlich war der eigentlich nicht vorhandene klangliche Unterschied zwischen den beiden Hornvarianten. Hier dürfte sich die demselben Grundsatz folgende Konstruktion bemerkbar machen. Vielleicht mag dem 2365 noch eine Idee mehr Direktheit zugeschrieben werden, jedoch kann das Wissen um die frequenzgangbezogenen Messergebnisse im Raum diesen Eindruck gemäß Placeboeffekt begründen. Daher ist es besser anders zu formulieren: Der Höreindruck widersprach jedenfalls nicht deutlich den Messergebnissen.

Ähnlich wie in Kapitel 7.2 / 7.3 wurde auf Unterschiede im Klang hinsichtlich Berücksichtigung des zeitlichen Verhaltens geprüft, mit ähnlichem Ergebnis. Wirklich deutliche Unterschiede ergaben sich nicht, eher der widersprüchliche Eindruck einer etwas intensiveren Hochtonwiedergabe (Pegel) bei fehlender Korrektur des Ausschwingvorganges. Jedoch bereitete auch hier die Wiedergabepause von ca. 3s beim Wechseln der Koeffizienten Probleme, zum einen „verlor“ das Gehör etwas den Eindruck, zum anderen stieg man nicht an gleicher Stelle des Quellmaterials wieder ein.

9.2.2 Optimierung der Stereohörzone

Eine merkliche Optimierungsmöglichkeit bot das 2365 gegenüber dem 2360 durch geänderte Aufstellungsausrichtung. Zunächst paradox erscheinend war es möglich mit dem 2365 einen breiteren Bereich im Hörraum gut stereophon abzudecken.

Der zentrale Hörplatz ist knappe 7 m von den Hornsystemen entfernt, deren Basisbreite mit ca. 5,5m Distanz zu Buche schlägt. Rechts und links neben dem zentralen Hörplatz befinden sich weitere Hörplätze, auf einem „Bogen“ angeordnet, die ebenfalls eine gute Stereowiedergabe erfahren sollten. Ein Teil des mit Dachschrägen versehenen Raumes ist in 2,7m mit einer Holzzwischendecke (Galerie) aufgeteilt, der andere geht bis zum Giebel offen hoch. Wände links gemauert inklusiv Zugangsbereich, rechte Seitenwand Leichtbau. Also insgesamt schon recht ungleiche Seitenverhältnisse hinsichtlich der Schallausbreitung. Ein Grund eine geführte Richtwirkung durch Hornsysteme zu erzeugen.

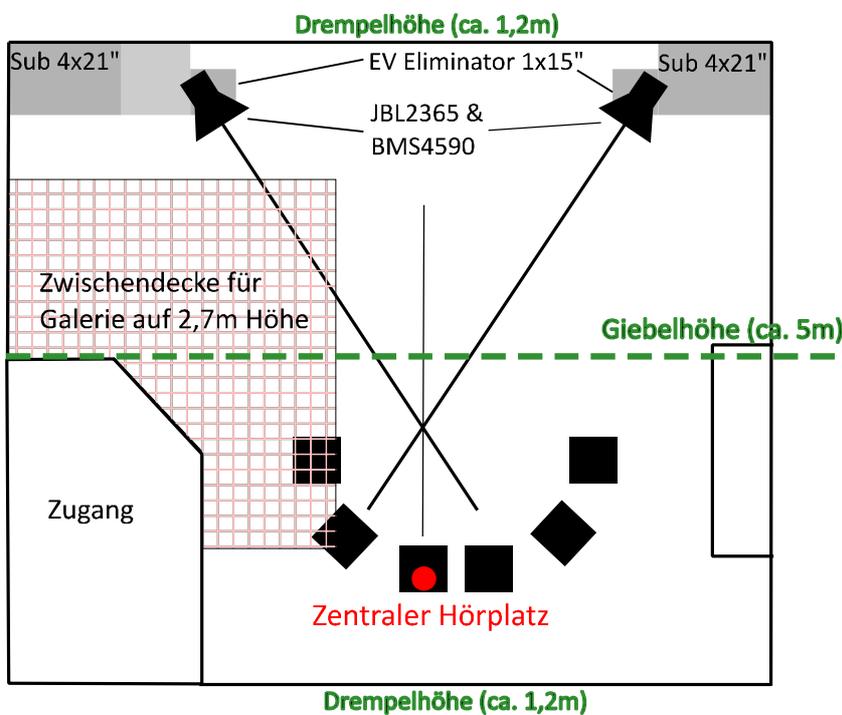


Abbildung 124, Raumverhältnisse im Hörraum

Beim mit 90° horizontal abstrahlenden 2360 trat unter verschiedenen Winkelanordnungen, also Hornstrahl nicht mit Mittenachse direkt auf den zentralen Hörplatz ab, stets der übliche Effekt auf, bei dem unter Ausweichen des Hörers von der Mitte zu den Seiten die Seite dominiert, auf die man sich zubewegt. Oder einfach gesagt: Sitzt der Hörende rechts, hört er überwiegend das rechte System, links entsprechend umgekehrt.

Die Winkelanordnung beider Hörner wurde so gewählt, dass die Mittenachsen der Hörner mehr oder weniger weit auf die dem Systemen jeweils gegenüberliegende Seite ausgerichtet wurden. Der Schnittpunkt der Mittenachsen lag zu diesen Experimenten zwischen 1,5m bis 3,5m vor dem zentralen Hörplatz. Jedoch reichte der Pegelabfall der 2360er zu den Seiten hin nicht aus, um den durch Winkel- und Entfernung veränderten Pegel- und Laufzeitbedingungen, bezogen auf die Sitzplatzsituation, Paroli zu bieten.

Anders mit dem mit 60° horizontal enger abstrahlendem 2365. Hier ergab sich als sehr funktional die Ausrichtung des Mittenachsenschnittpunktes auf knapp 2m vor dem zentralen Hörplatz. Der zentrale Hörplatz befand sich damit knapp vor dem Winkelbereich der Hörner, an denen der gegenüber dem 2360 stärkere Pegelabfall einsetzte. Begab sich der Hörende nun aus der Mitte zu einer Seite heraus, so geriet dieser sofort in den deutlich abfallenden Pegelbereich des Hornsystems, auf das er sich zubewegte. Der Pegel des Hornsystems, von dem er sich entfernte, stieg hingegen (leicht!) an. Die Wiedergabepiegelverhältnisse der Systeme verhielten sich somit umgekehrt zu denen aufgrund der durch Entfernungsänderung gegebenen. Beides zusammen bewirkt, dass auch an aus der Mitte herausfallenden Hörpositionen (in dieser Anordnung) eine erstaunlich gute stereophone Wiedergabe gegeben ist.

Unter den gegebenen Raumverhältnissen mag auch der Unterschied im vertikalen Öffnungswinkel zwischen dem 2360 mit 50° und dem 2365 mit 40° noch gewisse Auswirkungen gehabt haben. Der größere vertikale Öffnungswinkel des 2360 könnte an den Dachschrägen sowie an der Galeriedecke (eventuell auch dem Teppichboden) gegenüber dem 2365 mit „nur“ 40° etwas mehr an Reflexionen mit sich gebracht haben. Als kleines Indiz dafür kann die beim 2365 noch geringer notwendig ausfallende Nachkorrektur im Terzgang sein (siehe Terzkorrektur 2360 Hörraum Abbildung 104 zu Terzkorrektur 2365 Abbildung 123) wie auch der merkliche Unterschied in der 3dB geringeren Anhebung der 12,5k und 16k Terz für das 2365. Die sich im reflexionsarmen Raum mit Korrektur gleich verhaltenden Hörner scheinen im realen Hörraum unterschiedlich „Pegelunterstützung“ durch Reflexionen zu erfahren. Beim 2360 drängt sich der Eindruck auf, dass durch etwas mehr Anregung ein „Pegelgewinn“ im Hörraum bis kurz vor den obersten Frequenzbereich stattfindet, was den obersten Frequenzbereich im Hörraum schwächer erscheinen lässt und damit etwas mehr Unterstützung der 12,5k und 16k Terzen erfordert. Das 2365 hingegen scheint seine Energie weitgehend nur auf direktem Wege zum Hörplatz zu schicken und liefert daher fast auf den Punkt das Verhalten wie im reflexionsarmen Raum.

Dies soll jedoch nicht heißen, das 2365 wäre die grundsätzlich bessere Lösung für stereophone Wiedergabe. Dafür spielt die Gesamtanordnung eine viel zu große Rolle. Im PA-Bereich stehen eh andere Auswahlkriterien an, wie z.B. erhöhte Reichweite (2365) oder geringe Distanzen zu PA mit der Erfordernis breiter Abdeckung (2360), zumal Stereophonie im PA-Bereich so gut wie kaum darstellbar ist.

9.3 Zusammenfassung Hornvariante 2365, Ausblick

Das 2365 zeigt gegenüber dem 2360 die zu erwartenden Eigenschaften mit etwas gesteigerter Pegelfestigkeit im unteren Frequenzbereich. Der Hochtonbereich des 2365 hingegen ist relativ gesehen gar schwächer als beim 2360. Das entsprechende messtechnische Ergebnis aus der Schallmesskammer entsprach jedoch nicht denen im Hörraum, wobei Messungen in beiden Räumen wiederholt wurden. Der Widerspruch bleibt somit ungeklärt. Klanglich geben sich die beiden Horn Typen, zumindest mit FIR-Korrektur, nichts.

Die Verbesserung hinsichtlich einer breiter nutzbaren Stereozone führt zum Verbleib des Horn Typs 2365 in der etwas ausgefallenen heimischen Anwendung. Die erhöhte Pegelfestigkeit ist dort ohne nennenswerte Relevanz.

Als Ausblick ist geplant, die unterschiedlichen Korrekturen der zeitlichen Fehler, sprich linearphasige, minimalphasige oder keine Korrektur mit dem 2365 Horn typ genauer hörtechnisch zu untersuchen. Da dieser enger abstrahlende Horn typ sehr wenige Reflexionen vom Raum her entstehen lässt, erscheint grad mit diesem Typ eine erneute, genaue Prüfung angezeigt, denn damit kommt beim Hören fast nur die Hornkombi ohne Raum zur Geltung. Allerdings bedarf es dazu der schon zuvor genannten Testszenarien, direktes pausenloses Umschalten zwischen den einzelnen Korrekturversionen sowie Loops einzelner markanter Schallereignisse.

10 Anhang

10.1 Begrifflichkeiten

Frequenzantwort:

- Hiermit ist sowohl Frequenzgang wie Phasengang eines Systems gemeint. Frequenzantwort stellt damit einen übergeordneten zusammenfassenden Begriff dar.

Frequenzgang:

- Üblicherweise wird der Pegel (y-Achse) über die Frequenz (x-Achse) oder die Verstärkung (Ausgangs- zu Eingangssignal) über der Frequenz als Verlauf dargestellt. Ferner findet hier der Begriff Amplitudengang oft Verwendung, der im Wesentlichen auf absolute Größen (z.B. Schalldruckpegel) Bezug nimmt.

Phasengang:

- Hier wird die Phase (y-Achse) über der Frequenz (x-Achse) dargestellt. Da die Phase eine sich aus Zeitversatz von zwei Signalen und Frequenz rechnerisch ergebende Größe darstellt, ist wesentlich, was als Referenzpunkt für den Zeitversatz genommen wird. Bei akustischen Messungen wäre es z.B. ungeeignet, die Phase aus dem Zeitversatz des akustisch gemessenen Signals zum elektrischen Speisesignal zu nehmen, da die Signallaufzeit von Lautsprecher zu Mikrofon einen ganz erheblichen Phasenanteil erzeugt, der aber nur einer reinen Laufzeit entspricht. Wie wird das pragmatisch gelöst? In der ermittelten Impulsantwort wird das Impulsmaximum als Referenzpunkt gesetzt, von dem aus die Zeitbeziehungen abgeleitet werden!

Sprungantwort:

- Hiermit ist die Reaktion eines Systems auf die Anregung mit einem „Rechtecksprung“ gemeint. Dieser hat in der Theorie einen unendlich steilen Übergang von einem Pegel (Null) zu einem anderen Pegel (Eins) mit unendlich langer Zeit für Null und Eins. Durch Differenzierung (Steigungsberechnung) der Sprungantwort über die Zeit erhält man die Impulsantwort.

Impulsantwort:

- Hiermit ist die Reaktion eines Systems auf die Anregung mit einem „Impuls“ (Dirac-Impuls) gemeint. Dieser hat in der Theorie die Zeitlänge Null und eine unendlich hohe Amplitude. Durch Integration (Aufsummierung) der Impulsantwort über die Zeit erhält man die Sprungantwort.

Frequenzantwort, Sprungantwort und Impulsantwort stehen zueinander in fester Beziehung und bedingen einander. Das bedeutet, dass z.B. zwei verschiedenen Sprungantworten nie gleiche Frequenzantworten bzw. Impulsantworten haben können. Gleiches gilt auch anders herum. Einzige, aber wichtige Randbedingung: Die Systeme sind linear und zeitinvariant (ändern sich nicht in Abhängigkeit der Zeit).

Sind die Systeme zudem Allpassfrei (haben z.B. keine Echos, Delays), so bestimmt bereits allein der Frequenzgang den Phasengang bzw. auch umgekehrt. In diesen Systemen sind Frequenzgang und Phasengang fest miteinander verbunden. Frequenzgang und Phasengang können hier nicht unabhängig voneinander verändert werden.

Ausklingspektrum / Burst Decay:

- Hier wird dargestellt, wie lange ein vorhandenes Signal nach Abschalten noch präsent ist. Bei Lautsprechern handelt es sich um schwingungsfähige Masse-Feder-Systeme, welche, einmal in Schwingung gebracht, eine gewisse Zeit nachschwingen. Diese wird bestimmt durch die Dämpfung: Hohe Dämpfung führt zu kurzem Ausschwingen, geringe Dämpfung zu langem Ausschwingen.

Der Ausklingvorgang/Ausschwingvorgang wird meist in der Art dargestellt, dass X- und Y-Achse wie bei der Frequenzgangdarstellung gehalten werden, in Z-Achse die Zeit als weitere Größe hinzugenommen wird, diese Art der Darstellung nennt sich Wasserfalldiagramm. Damit wird erkennbar, wie lang welche Frequenz benötigt, um unter einen gewissen Pegel zu fallen. Je kürzer bzw. schneller dies geschieht, umso besser die Wiedergabegenauigkeit, das System „klingt“ schnell aus.

In dieser Dokumentation wurde das Ausklingspektrum in der „Burst-Decay-Darstellung“ dokumentiert. Der Unterschied zum obigen Wasserfalldiagramm liegt vereinfacht erklärt darin, dass in der Zeitachse nicht mehr die Zeit (ms) als Größe genommen wird, sondern das Ausklingen in Bezug auf die Anzahl Schwingungen der jeweiligen Frequenz dargestellt wird. Der Vorteil dieser Darstellung liegt in der einfacheren Vergleichbarkeit des Ausschwingens über verschiedene Frequenzen. Bei einem System gleicher Dämpfung über alle Frequenzen bildet sich im Burst-Decay ein Bild wie ein Wasserfall über eine Kante (Abbildung 37). Beispielhaft würden 5 Schwingungen bis zum Ausklingen bei 500Hz wie bei 5kHz als jeweils 5 Schwingungen in Z-Achse dargestellt. Bei zeitbasiertem Wasserfalldiagramm hingegen entsprechen die 5 Perioden 500Hz einer Zeit von 10ms, die 5 Schwingungen 5kHz nur 1ms. Wird nun zeitbezogen dargestellt, so ergibt dies eine diagonale Abklingfront, welche schwerer interpretierbar ist.

Räumliches Abstrahlverhalten:

- Hiermit wird das unter verschiedenen Raumwinkeln vom Lautsprecher abgestrahlte Signalverhalten verstanden. Üblicherweise bündelt ein Lautsprecher seine abgestrahlte Energie zu hohen Frequenzen hin, grob vereinfacht kann zunächst ausgeführt werden, dass ein Lautsprecher (Chassis) unterhalb der Frequenz, deren Wellenlänge der Hälfte des Lautsprecherdurchmessers entspricht, kugelförmig abstrahlt, während er darüber zunehmend stark bündelt (Stichwort: Beugung am Einfachspalt).
Bei Hornsystemen sieht dies etwas anders aus, dort wird durch die Schallführung der vom Treiber kommende Schall je nach Konstruktion in gewünschter Weise „aufgeweitet“, sodass eine über den Übertragungsbereich möglichst gleichmäßige räumliche Abstrahlung erzielt wird.

10.2 Betrachtungen zum Dynamik-/Pegerverlust durch Korrektur

Oft wird in Zusammenhang mit den verschiedensten Korrekturmöglichkeiten (Equalization, FIR-Korrektur) von möglichen Verlusten hinsichtlich der darstellbaren Dynamik gesprochen. Auch hier dürfte die Antwort in ein Jain münden. In die Beurteilung, ob wirklich Dynamik verlorengel, sind einzubeziehen:

- Qualität der Signalquelle (dortiger Dynamikumfang)
- Qualität des Korrektursystems (dessen Dynamikumfang, Intensität der Korrektur, Eingriffsmöglichkeiten wie Compressoren/Limiter, mit/ohne Analogwegen)
- Leistungsgrenzen des Wiedergabesystems (mechanisch wie elektrisch, weitere Eingriffe durch Leistungsbegrenzer Compressoren/Limiter, pegelgesteuerte Filter ...)

Die Zusammenhänge zwischen starken Korrekturereingriffen und Dynamikeinschränkungen lassen sich wegen der vielfältigen Möglichkeiten kaum in einer allgemeingültigen Textform darstellen. Der größte Unterschied wird darin zu suchen sein, ob Fullrange gearbeitet wird oder mehrere Wege sich in einem aktiven System aufteilen.

Das einfachste Beispielszenario geht dahin, innerhalb eines Wiedergabefrequenzbereiches insbesondere starke Anhebungen vorliegen zu haben, in Zusammenhang mit der Breitbandigkeit der Anhebung greift dann ein „Dynamikverlust“. Im Folgenden soll Schritt für Schritt die Wirkung einer Anhebung auf ein System aufgebaut werden.

Festlegung von Randbedingungen zu den folgenden Dynamikbetrachtungen:

Ein Mehrwegesystem möge aus Lautsprecherkomponenten bestehen, die, sofern nicht anders definiert, über alle Frequenzen gleichen Wirkungsgrad aufweisen. Weichen / Terzen / Oktaven werden in der Betrachtung scharf abgrenzend angenommen, um Berechnungen zu vereinfachen. Das Anregungssignal ist in allen Fällen Rosa Rauschen!

In der weiteren Betrachtung wird stets von einer maximalen Dauerbelastbarkeit ausgegangen. Pegelreserven für Dynamikspitzen, wie grad im Live-Betrieb besonders oft vorkommend, bleiben unberücksichtigt.

10.2.1 Pegelverlust an einem Hochtöner als Einzelkomponente

Ein Hochtöner übertrage den Bereich 5,6 kHz (relative Mitte Terz 5kHz zu 6,3kHz) bis 22,4kHz (obere Grenze der 20kHz Terz) also insgesamt 2 Oktaven bzw. 6 Terzen. Der Wirkungsgrad möge bei 3% bzw. 100dB/W liegen mit einer maximalen Dauerbelastbarkeit von 10W. Mithin verteilt sich die Leistung auf jede Terz mit 1,67W. Abweichend zu den anderen Terzen betrage der Wirkungsgrad der 12,5k Terz nur 0,075% bzw. 84dB/W.

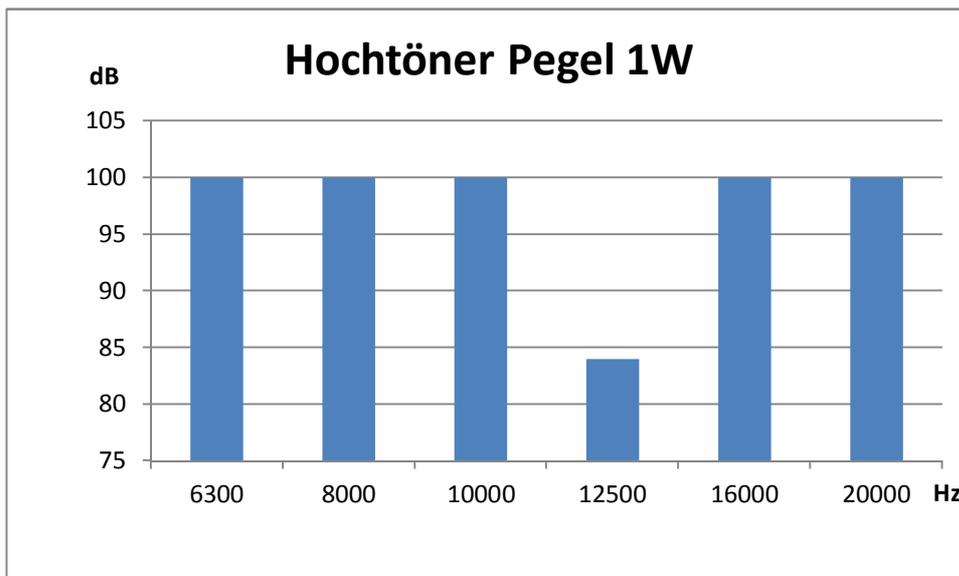


Abbildung 125, Terzgang fiktiver Hochtöner

Zunächst ist zu eruieren, welchen Schalldruckpegel dieser Hochtöner bei 10W Leistungsinput wiedergibt. Dazu können wir über einen relativen Bezug zu den Eingangsleistungen und einer Verlust-Korrektur der pegelschwachen Wiedergabeterz gehen. Die Verlust-Korrektur der pegelschwachen Wiedergabeterz beträgt logischerweise 16dB. Um nicht umständlich über Schalldruckpegel/-leistungspegel rechnen zu müssen, kann als Analogie genutzt werden, dass der Hochtöner zwar überall gleichen Wirkungsgrad hätte, wir aber in der 12,5k Terz entsprechend 16dB weniger Leistung zuführen würden. Dadurch kann folgende einfache Rechnung greifen:

5 Terzen zu je 1,67W + 0,042W [16dB schwächere 12,5k Terz] = 8,39W (Leistungsäquivalent HT_{uk} , HochTonunkorrigiert)

Jetzt ist der logarithmische Leistungszuwachs gegenüber 1W zu berechnen, dieser beträgt:

$$10 \cdot \log(8,39W/1W) = 9,23dB$$

Mithin beträgt der Wiedergabepegel unseres Hochtöners unter Berücksichtigung der schwachen 12,5k Terz:

Wiedergabepegel Hochtöner ohne Korrektur bei 10W Rosa Rauschen : 109,23dB

Die Vorgehensweise zur obigen Berechnung mag ungewöhnlich sein, formal wäre über die Summe der abgestrahlten akustischen Leistungen der Schallpegel zu berechnen. Dies ist jedoch eher problematisch, da zunächst die abgestrahlten Leistungen zu ermitteln sind (Schallpegelwerte können nicht direkt addiert und z.B. gemittelt werden).

Wie oben vielleicht schon bemerkt, fand bei der Angabe der Schallpegel kein Entfernungsbezug statt. Dies hat den einfachen Grund, dass ein Höchtöner sicherlich 3% Wirkungsgrad erzielen kann, jedoch in Abhängigkeit des Abstrahlwinkels sich verschiedene Entfernungen ergeben, in denen die 100dB bei 1W erreicht werden. Entscheidend ist lediglich, dass die Schallpegelangaben (aus denen der Wirkungsgrad resultiert) fiktiv den gleichen Bezugspunkt aufweisen. Nun betrachten wir die abgestrahlten akustischen Leistungen (gemäß der Wirkungsgrade) bei 10W Gesamteingangsleistung:

$$P(\text{ak}_{3\%}) = 1,67\text{W} \cdot 0,03 = 0,05\text{W} \text{ (je Terz mit 100dB)}$$

$$P(\text{ak}_{0,076\%}) = 1,67\text{W} \cdot 0,00075 = 0,00126\text{W} \text{ (der 12,5kHz Terz)}$$

Hätte der Hochtöner über alle Frequenzen den Wirkungsgrad 100dB/W so ergäbe sich eine abgestrahlte akustische Leistung über 6 Terzen zu:

$$P(\text{ak}_{\text{gesamt}_{3\%}}) = 6 \cdot 0,05\text{W} = 0,3\text{W}$$

Für den unkorrigierten Hochtöner mit der schwachen 12,5kHz Terzwiedergabe erhalten wir

$$P(\text{ak}_{\text{gesamt}_{\text{unkorr}}}) = 5 \cdot P(\text{ak}_{3\%}) + P(\text{ak}_{0,0075\%}) = 0,25126\text{W}$$

Die Pegleinbuße der abgestrahlten Leistung des unkorrigierten Hochtöner gegenüber einem der keine Schwäche der 12,5kHz Terz aufwiese kann nun wie folgt einfach berechnet werden:

$$\text{Pegleinbuße (dB)} = 10 \cdot \log(P(\text{ak}_{\text{gesamt}_{\text{unkorr}}}) / P(\text{ak}_{\text{gesamt}_{3\%}})) = \mathbf{0,77 \text{ dB}}$$

Damit ergibt sich für unseren Hochtöner, dass wir für dessen Ausgangspegel bei Anregung mit Rosa Rauschen gegenüber dessen Pegeln der 100dB starken Terzen 0,77dB abzuziehen haben. Ergo ergibt sich ein Gesamtwirkungsgrad in dB zu:

$$\text{Pegel (100dB Terzen)} - \text{Pegleinbuße} = 100\text{dB} - 0,77\text{dB} = \mathbf{99,23\text{dB je W}}$$

Daraus folgt dann, dass bei **10W Eingangsleistung 109,23dB Pegel** erreicht werden (wie oben!)

Diese Auslassung sollte nur den Nachweis erbringen, dass der obere Ansatz, mit einer rechnerischen Abschwächung der Eingangsleistung die abgestrahlten Pegel berechnen zu können, ein gangbarer Weg ist. Es bedarf nicht des steten Hin- und Rückrechnens der akustisch abgestrahlten Leistungen. Mithin soll im Weiteren konsequenterweise über den „Kniff“ mit der Abschwächung bzw. Berücksichtigung der Eingangsleistungen gearbeitet werden.

Um die Pegel einbuße mit Korrektur zu berechnen, benötigen wir nun zunächst den Wiedergabepegel unter Einbeziehung der Korrektur aber zugleich Berücksichtigung des Leistungsmaximums von 10W.

Die 16dB Pegelverlust werden durch ein entsprechendes Filter ausgeglichen, dies hätte zunächst zur Folge, dass bei gleichem Inputpegel der 5 benachbarten Terzen auf der korrigierten 12,5k Terz eine Leistung von ca. 66,3W erzeugt würde. (1,67W um 16dB aufgestockt). Der Hochtöner hätte in diesem Falle an Gesamtleistung zu verkraften:

$$5 \text{ Terzen zu je } 1,67\text{W} + 66,3\text{W [12,5k Terz]} = 74,65\text{W}$$

Um Zerstörung zu vermeiden, muss also die Leistungszufuhr verringert werden und zwar um:

$$10 \cdot \log(74,65\text{W}/10\text{W}) = 8,7\text{dB} \text{ oder als rechnerischer Faktor } 7,465!$$

Doch welchen Pegel strahlt der Hochtöner mit der Korrektur ab?

Dazu ist die Leistung der einzelnen Terzen um 8,7dB zu verringern, dies führt zu einer Leistungszufuhr von:

$$5 \cdot (1,67\text{W}/7,465) + 66,3\text{W}/7,465[12,5\text{k Terz}] = 1,11\text{W} + 8,88\text{W [12,5k Terz]}$$

Um nun wieder den Wirkungsgradverlust der 12,5k Terz einzurechnen, wird der Leistungsanteil dort um die 16dB verringert, woraus sich eine umgesetzte Gesamtleistung ergibt von:

$$1,11\text{W} + 8,88\text{W} \times (-16\text{dB}) = 1,11\text{W} + 0,224\text{W} = 1,335\text{W} \text{ (Leistungsäquivalent HTK)}$$

Damit ergibt sich ein über die mehr zugeführte Leistung in bezug auf 1W ein Pegelzuwachs von:

$$10 \cdot \log(1,335\text{W}/1\text{W}) = 1,25\text{dB}$$

Und entsprechend ein Wiedergabepegel des Hochtöners unter Korrektur bei seiner maximalen Dauerbelastbarkeit von 10W mit:

Wiedergabepegel Hochtöner mit Korrektur bei 10W Rosa Rauschen: 101,3dB

Dies stellt sicher einen Verlust an Wiedergabepegel dar, er fällt aber mit guten 8dB deutlich kleiner aus als die zunächst hohe Korrekturanhebung erwarten ließe. Dies gilt natürlich nur für eine gleichmäßige Pegelverteilung im Frequenzbereich des Hochtöners. Fallen größere Pegelanteile auf die zu korrigierende Terz ergibt sich eine dramatischere Pegel einbuße. Jedoch müsste für diesen Fall berücksichtigt werden, dass ohne Korrektur auch der wiedergegebene Pegel geringer wäre! Die Bewertung der jeweiligen Relevanz möge dem Leser gemäß seines Anwendungsfalles überlassen sein.

10.2.2 Pegelverlust bei Korrektur eines Hochtöners in einem Gesamtsystem

Wir belassen die Korrektur so wie zuvor beschrieben, betrachten nun aber den Pegelverlust, der bei Nutzung des gesamten Audiobandes entstehen würde. Der Hochtöner gibt nur die obersten 2 Oktaven bzw. 6 Terzen wieder, aber der Audiobereich verfügt über weitere 8 Oktaven bzw. 25 Terzen unterhalb des Hochtöners.

Der Einfachheit halber gehen wir davon aus, dass die unteren Bänder für Rosa Rauschen eine passende Belastbarkeit von 1,67W/Terz und gleichen Wirkungsgrad aufweisen. Daraus können wir berechnen, welche Leistung in den unteren Frequenzbändern umgesetzt wird:

$25 \text{ [Terzen]} \cdot 1,67 \text{ W [je Terz]} = 41,75 \text{ W}$ (soll gleichzeitig Leistungsgrenze darstellen)

Zusammen mit dem „Leistungsäquivalent HT_{uk} “ des unkorrigierten Hochtöners erhalten wir eine umgesetzte Leistung von:

$41,75 \text{ W [untere Bänder]} + 8,39 \text{ W [Leistungsäquivalent } HT_{uk}] = 50,14 \text{ W}$

Dies entspricht einem Leistungszuwachs von 17dB gegenüber 1W und somit würde das Gesamtsystem bei grenzwertig betriebenen Hochtöner einen Schalldruckpegel liefern von:

Wiedergabepegel Gesamtsystem unkorrigiert an Leistungsgrenze HT_{uk} & u_B : 117dB

Unter Korrektur des Hochtöners an dessen Leistungsgrenze erreicht das System immerhin noch:

$41,75 \text{ W [untere Bänder]} + 1,325 \text{ W [Leistungsäquivalent } HT_k] = 43,075 \text{ W}$ oder +16,3dB

Wiedergabepegel Gesamtsystem korrigiert an Leistungsgrenze HT_k & u_B : 116,3dB

Wie unschwer zu erkennen, machen einzelne starke Korrekturen, selbst unter Einhaltung der Belastbarkeitsgrenzen der betroffenen Einzelkomponente, keine so dramatischen Einschränkungen hinsichtlich des Wiedergabepegels eines Gesamtsystems wie vielleicht zunächst erwartet würde.

Allerdings ist anzumerken:

- Hier wurde der maximale Wiedergabepegel mit Rosa Rauschen unter Leistungsvollauslastung eines jeden Bereiches berechnet. Der Wiedergabepegel des Hochtöners läge dabei jedoch um die im vorherigen Abschnitt 10.2.1 ermittelten 8,7dB niedriger als der der unteren Bänder, da es sonst zu einer Überlastung des Hochtöners käme.
- Der sich in der realen Anwendung einstellende Pegelverlust hängt letztendlich von dem Quellmaterial sowie der Anforderung an die Wiedergabe ab. Die härteste Anforderung läge darin, dass jede Frequenz (z.B. Sinussweep) in jedem Falle gleichlaut wiedergegeben werden kann. Hier läge eine Einbuße im Maximalpegel von 16dB vor (entsprechend der schwachen 12,5kHz Terz und der notwendigen Korrektur).
- Wird diese Forderung jedoch auf breitbandige Auslastung übertragen, sprich Rosa Rauschen, so läge die Einbuße des Maximalpegels wie o.g. bei 8,7dB.
- Sind die Leistungsanforderungen an den Hochtöner geringer bzw. dürfen kurzzeitige Pegelabsenkungen im Hochtönerbereich eintreten, so fällt der Maximalpegelverlust bei breitbandiger Wiedergabe nur mit o.g. knappen 1dB aus. Die beiden letzteren Szenarien machen in der Anwendung nur in einem aktiven Lautsprechersystem Sinn, welches über

eine Limiter-/Compressorfunktion verfügt. Dieser Betriebsfall hätte aber u.U. klanglich eine starke Pegelkompression im Hochtonbereich zur Folge.

Zu den obigen Modellüberlegungen kommt nachfolgend noch die Auslegung der gesamten Audiostrecke ab der Korrektur als zu berücksichtigender Aspekt hinzu (siehe nachfolgende Kapitel). Je nachdem wo die Korrektur in der Strecke erfolgt und über welche signalbearbeitenden Möglichkeiten die Komponenten verfügen, ist auf Übersteuerungen bzw. Überlastungen zu achten und entsprechend zu planen. Erst im Zusammenspiel der Gesamtstrecke wie Vorverstärker, Korrektur, Endstufe und Lautsprecher und deren Auslegung kann der Begriff Dynamikverlust durch Korrekturingriffe ernsthaft verwendet werden. Zuvor sprachen wir nur über Pegelverluste auf Lautsprecherseite.

10.2.3 Dynamikaspekte beim Passivsystem

Bei den obigen Betrachtungen wurde nicht berücksichtigt, dass es durch die starke Anhebung eines Bereiches zu einer Übersteuerung des Systems Endstufe und/oder Hochtöner kommen könnte.

Vorab: Eine unter Signal-Rauschabstand (S/N-Ratio) optimale Anpassung zwischen einem Vorverstärkerkreis und einer Endstufe wird stets so ausgelegt sein, dass die maximale Ausgangsspannung des Vorverstärkers die Endstufe ebenfalls maximal (kurz vor oder knapp über Clipping) fordert.

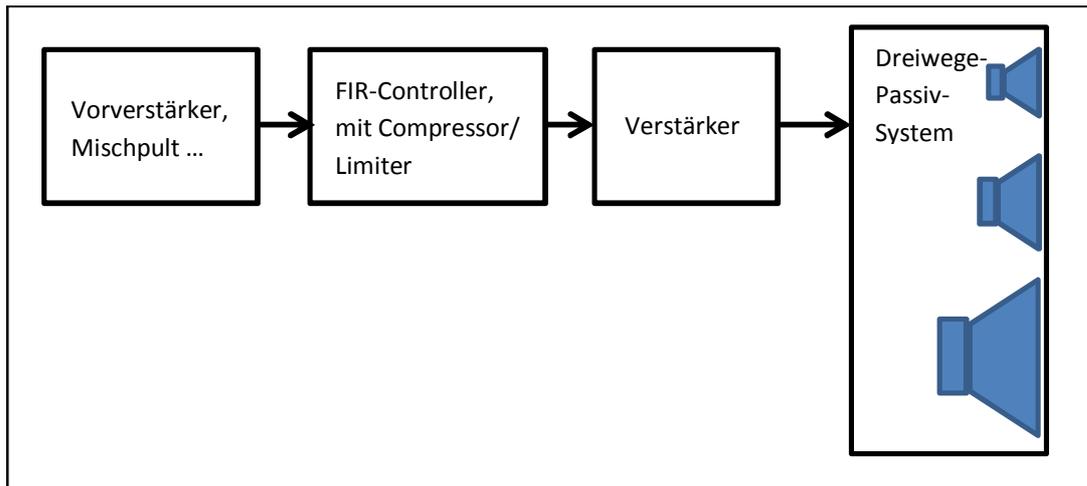


Abbildung 126 , FIR-Korrektur in Passivsystem

Nehmen wir an, Vorverstärker und Endstufe seien mittels Rosa Rauschens angepasst, s.h. keine Komponente wird übersteuert bevor die Endstufe clippt, der Hochtöner erhalte 10W. Wird nun die FIR-Korrekturschaltung (mit genügend Pegelreserve) zwischen Vorverstärker und Endstufe geschaltet, so kommt es bereits vor Vollaussteuerung der Korrekturschaltung an der Endstufe zu Clipping. Um dies zu vermeiden und gleichzeitig sicherzustellen, dass der Hochtöner nur maximal 10W erhält, müsste der Pegel für breitbandige Signale (Rosa Rauschen) vor der Endstufe um 8,8dB zurückgenommen werden, was den Gesamtpegel entsprechend verringert. Ohne Hilfsmittel wie Compressoren/Limiter in der Korrekturschaltung (oder Endstufe) ist dies nahezu unumgänglich und wenig zufriedenstellend.

Ganz verschärft wäre die Anforderung, dass unten keinen Umständen, also auch bei Sinussignalen, ein Clipping bzw. eine Überlastung des Hochtöners eintritt. In diesem Fall müsste der Pegel vor der Endstufe um 16dB abgesenkt werden. Dies hätte jedoch zur Folge, dass für breitbandige Signale die Endstufe bzw. das Lautsprechersystem nicht mehr ansatzweise volle Pegel erreichen könnte.

10.2.4 Dynamikaspekte im Aktivsystem, Korrektur vor Controller

In einem Aktivsystem z.B. via Aktivweiche/Controller mit Endstufen realisiert, schaut es etwas anders aus. Wobei auch hier eine Rolle spielt, wo die Korrektur stattfindet, ob vor dem Aktivsystem oder innerhalb dessen. Gemäß obiger Forderung möge eine Anpassung Vorverstärker => Controller => Endstufen unter jeweiliger Vollausteuering vorliegen.

Wird die FIR-Korrekturschaltung vor den Controller gesetzt (und hätte selbst genügend Pegelreserve), so würde der Eingang des Controllers übersteuert und es dort zu Clipping kommen.

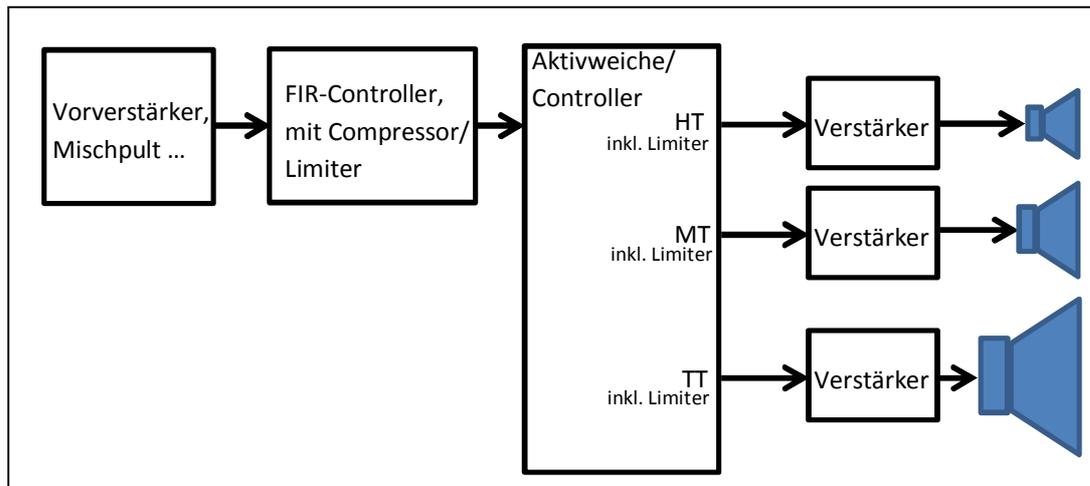


Abbildung 127 , FIR-Korrektur Fullrange in Kombination mit Aktivsystem

Eine Abhilfe in dieser Kombination läge darin, den Ausgangspegel der Korrekturschaltung soweit zu reduzieren (8,7dB), dass der Eingang des Controllers nicht mehr übersteuert wird. Im Controller würden die einzelnen Wege entsprechend (oder das digitalisierte Eingangssignal) entsprechend um 8,7dB angehoben und somit ein Ausgleich geschehen. Die Limiter/Compressoren der Aktivweiche könnten im Hochton greifen und dort für eine Begrenzung entsprechend 10W am Hochtöner sorgen.

Allerdings bringt dies einen gewissen Dynamikverlust mit sich. Der Eingangskreis des Controllers (AD-Wandler) wird nicht mehr optimal angesteuert. Was darf darunter verstanden werden? Signalanteile der Frequenzen die keiner Anhebung unterzogen werden (und das sind 30 von 31 Terzen), liegen in ihrem Nutzpegel nun knappe 9dB unter dem, wie es ohne Korrektur wäre. Damit befinden sich diese Signale entsprechend dichter am Rauschpegel des AD-Eingangskreises. Nehmen wir an, ein vollaussteuerter Eingangskreis eines Controllers hätte 115dB S/N. Bei entsprechend verringertem Eingangsspegel bleiben dann nur 106dB S/N übrig. Zu guter Letzt wird zum Ausgleich des geringeren Eingangsspegels alles um knappe 9dB angehoben und mithin auch der Grundrauschpegel mit, was bei sehr wirkungsgradstarken Systemen den Rauschpegel über die Hörbarkeitsschwelle heben kann.

Abhilfe schafft in dieser Anordnung ein in der Korrekturschaltung integrierter Compressor/Limiter, damit bräuchte es keine Absenkung am Eingangskreis des Controllers. Der u.U. erhebliche Nachteil wäre der, dass bei Eingreifen des Compressors/Limiters an dieser Stelle der gesamte Frequenzbereich eine Pegelabsenkung erfährt, was recht deutlich hörbar ist.

10.2.5 Dynamikaspekte Aktivsystem, Korrektur im Controller

Die optimale Lösung einer Korrektur ist definitiv die, im Controller selbst die Korrektur im entsprechenden Frequenzband vorzunehmen. Nur wenn dort, wo auch korrigiert wird, es zu einer

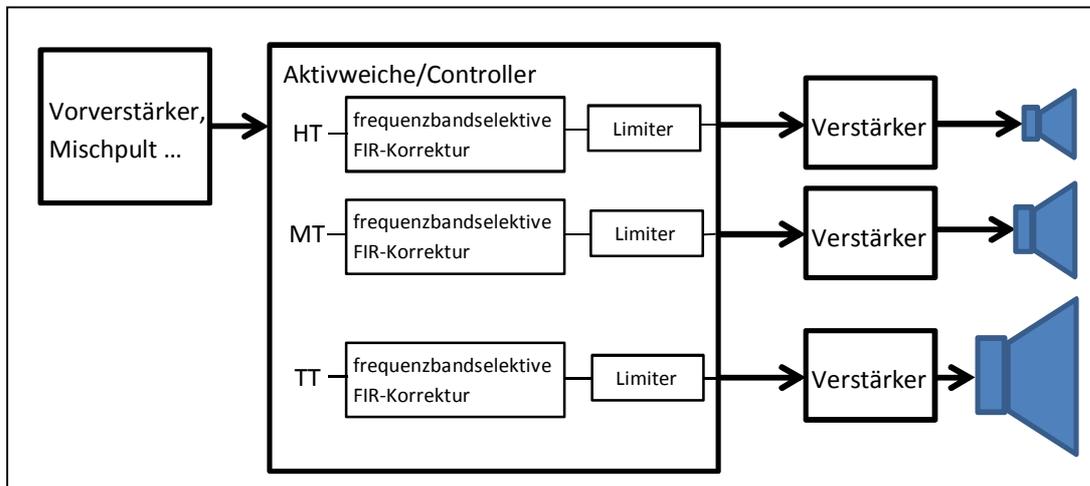


Abbildung 128 , FIR-Korrektur im Hochtonweg der Aktivweiche

möglichen Systemüberforderung kommt, wird auch nur dieser Bereich einer Pegelabsenkung unterzogen. Dazu können die bei Compressoren/Limitern üblichen Einstellungen für Threshold, Attack, Release dem jeweiligem Frequenzbereich und Lautsprecheranforderungen angepasst vorgenommen werden.

Für den Hochtonweg in unserem Beispiel würde dies bedeuten, dass zunächst keinerlei weitere Pegelanpassungen vorgenommen werden müssten. Lediglich die 12,5k Terz wird um 16dB innerhalb des bereits gebildeten Hochtonweges angehoben. Von interner Floatingpoint-Berechnung ausgehend, kommt es im digitalen Weg des Controllers zunächst zu keiner Übersteuerung. Stellt sich nun eine Übersteuerung des Ausgangskreises (DA-Wandler) bzw. Überlastung des Hochtöners heraus, so greift der Compressor/Limiter ein und reduziert den Ausgangspegel auf ein Maß, welches weder Clipping des Ausgangs oder Endstufe noch elektrische (oder mechanische) Überlastung des Hochtöners zulässt.

10.2.6 Weitere Dynamikaspekte

Wie ganz zu Anfang von Kapitel 10.2 angedeutet, ist die Abklärung, wann mit welchen Dynamik-einbußen zu rechnen ist, sehr umfangreich. Hier sollen nur noch in paar wenige Punkte angesprochen werden.

Oftmals wird von einem hörbaren Ansteigen des Grundrauschens berichtet. Werden stärkere Anhebungen oder breitbandigere durch eine FIR-Korrektur gemacht, so wird damit zwangsläufig ein vorhandenes Rauschen hervorgehoben. Aber: Läge ein Lautsprechersystem mit gleichen „passiven“ Eigenschaften wie denen des FIR-Korrigierten vor, so wäre das Rauschen genau gleich laut zu hören. Hier täuscht schnell der Eindruck des „Eigenrauschens“ oder Rauschverstärkung eines FIR-Korrektursystems.

Ist eine FIR-Korrekturschaltung mit Analog Ein-/Ausgängen versehen, so sollte darauf geachtet werden, dass der Eingangspegel möglichst hoch liegt und der Ausgangspegel noch keine Verzerrungen aufweist. Gewisse Unterstützung können hier Systeme mit internem Limiter des FIR-Korrektursystems bringen, die sicherstellen, dass am Ausgang kein Clipping entsteht.

Besser ist es, wenn die FIR-Korrekturschaltung einen digitalen Eingang besitzt, dort ist zumindest sichergestellt, dass kein Rauschen von einem Eingangskreis dazu kommen kann. Jedoch führt eine geringe Aussteuerung des digitalen Datenstroms am Eingang zu einem Auflösungsverlust. Also auch hier ist etwas Nachdenken angezeigt. In Punkto Ausgang ist der Unterschied zwischen Digital und Analog etwas geringer, denn auch der Digitalausgang clippt genauso wie der Analogausgang. Darum gilt auch hier, von Vorteil ist es eine Limiterfunktion in der FIR-Korrekturschaltung zu haben.

11 Literaturverzeichnis

Ballou, Glen. (1987). *Handbook for Sound Engineers*.

Bost, Dipl.-Ing. Mattias. (2019). *FIR-Filter funktional verstehen (ohne mathematische Formeln)*. Von http://bost@bost.staff.jade-hs.de/Veroeffentlichungen/FIR-Filter_funktional_verstehen.pdf abgerufen

Heeren, Wiebke. (2010). *Eignung von reflexionsarmen Räumen und Halbräumen - Diskussion des Anhangs A DIN EN ISO 3745*. Carl von Ossietzki Universität .

Kolbrek, Bjoern. (2008). *An Introduction to Horn Theory*. audioXpress.

Müller, Sven Dipl.-Ing. (1999). *Digitale Signalverarbeitung für Lautsprecher*.

Rotter, Andreas. (2010). *Wahrnehmbarkeit klanglicher Unterschiede von Hochtonlautsprechern unterschiedlicher Wirkprinzipien*. TU Berlin.

Zum Autor:

Der Autor ist als Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Jade Hochschule im Bereich Mikrocomputer-technik, Signalverarbeitung aber auch Analog-/Audiotechnik tätig. Hobby (Musikhören) und Beruf finden hier eine gewisse Überschneidung. Folglich wird die Anwendung der theoretischen Möglichkeiten in der realen Umsetzung gern einer kritischen Würdigung unterzogen. Wohlwissend, dass was technisch besser ist auch stets besser klingt, oder anders, eine Portion Selbstbetrug ist stets mit im Spiel.

An die Audiotechnik kam der Autor in jungen Jahren durch viel Musikhören. Insbesondere betraf dies den Lautsprecherbau, da in Ende der 70er Jahre wirklich gut klingende und pegelstarke Lautsprecher kaum verfügbar waren und wenn zu seinerzeit unerreichbaren Preisen. Zunächst entstanden durch „Abschauen“ und Experimentieren mit erschwinglichen Komponenten, kritischer Haltung gegenüber Herstellerangaben, erste Systeme mit ausreichend „Dampf“ im Tiefton und Hochtonbereich, die nicht beim ersten „Aufdrehen“ dahinschieden (hauptsächlich weil das verfügbare Geld dies gar nicht zugelassen hätte). Bald wurde auch ein Ohrenmerk auf den Mitteltonbereich geworfen, was bei passiven Konstrukten nicht ganz unproblematisch war, finanziell wie technisch.

Aus obigem Interessensgemenge geriet der Autor 1982 ans Studium der Elektrotechnik mit Schwerpunkt Nachrichtentechnik. In diesem Zusammenspiel erfolgte konsequenterweise schnell der Umstieg auf aktive Lautsprechersysteme bestehend aus selbstgebauter, modularer Aktivfrequenzweiche und separaten gebrauchten Endstufen und natürlich den Lautsprecherkomponenten. Ein erster klanglicher Durchbruch gelang dank dieses Aktivkonzeptes, u.a. wegen der einfachen Testmöglichkeiten in Sachen Trennung (Aktivweiche mit Frequenzmodulen, EQ-Korrekturmodulen) und „on the fly“ Pegelanpassung (Potentiometer in der Aktivweiche).

Mit noch stark auf den Bassbereich gerichtetem Ohrenmerk wurde zusammen mit einem Studienfreund die Thiele & Small Theorie zu Basssystemen in ein eigenes Programm gegossen, um Bassgehäuse frei abstimmen zu können und sich nicht an „Tabellen“ halten zu müssen. Die Möglichkeiten der nun freien Parametrierung verhalfen ferner zur Einsicht, dass viel nicht immer viel hilft.

Das eigene Audiosystem entwickelte sich in Evolutionsschüben, wobei vereinfacht gesagt werden kann, es wurde stets raumgreifender und leistungsstärker. Hörschwerpunkt war und ist weitgehend elektronisch geprägte Musik, da auch etwas Klassik ins Hörrepertoire Einzug hielt, war alsbald nicht mehr nur „schön laut“ gefordert sondern auch „schön und laut“. Inzwischen wird in weitgehend digitalisierter Wiedergabestrecke in der letzten Evolutionsstufe nun auch die Möglichkeit der FIR-Korrektur genutzt.

Der Autor ist nicht nur heimisch audio-affin, ein gewisser Kontakt in den Bereich der professionellen Beschallung ist gegeben. Hauptinteresse liegt im Sektor der Tieftonwiedergabe in großen Systemen (Endfire-, beamforming gesteuert bis hin zu cardiodbasiertem System), verbunden mit der Thematik, den Schall auch an Orten zu hören, wo er nicht gewünscht ist. Ein Arbeitsfeld, das bisher nur wenig Beachtung findet und entsprechend wenige Lösungen aufzeigt.