

Toningenieur-Projekt

Realisierung eines modularen Lautsprechersystems

Florian Loacker-Schöch

Technische Universität Graz

Institut für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation Vorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gernot Kubin

Betreuer

Dipl.-Ing. Dr.techn. Werner Weselak Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gerhard Graber

Graz, Oktober 2020

Kurzfassung

Das Bauen eines gut klingenden Lautsprechers ist nicht ganz einfach. Mehrere Lautsprecherchassis müssen dafür ausgewählt und miteinander kombiniert werden. Zudem sollte das Gehäuse bei tiefen Frequenzen auf die gehörte Musikrichtung abgestimmt werden.

In dieser Arbeit wurde ein modulares Lautsprechersystem realisiert, bei dem das Gehäuse einfach verändert und auf unterschiedliche Klangcharakteristiken abgestimmt werden kann. Dabei wird die Vorgehensweise bei der Auswahl, dem Vermessen und Kombinieren der Lautsprecherchassis wie auch das Abschätzen und Optimieren des Gehäuses auf die gewünschten Klangcharakteristiken beschrieben. Zudem wurde eine passive Frequenzweiche mit möglichst linearem Phasengang für das modulare Lautsprechersystem gebaut.

Für die einfachere Auswahl der Lautsprecherchassis wurde außerdem das Matlab Programm der Bachelorarbeit erweitert, um die physikalischen Eigenschaften aus den Thiele-Small-Parametern im Vornherein abschätzen zu können. Zusätzlich kann damit das benötigte Gehäuse des Lautsprechers für eine gewünschte Klangcharakteristik berechnet und optimiert werden. Das Programm basiert auf der Modellbildung von Small, die mit dem erweiterten Modell für höhere Frequenzen ergänzt wurde.

Abstract

Creating a good sounding loudspeaker system is not trivial. Several loudspeaker drivers must be selected carefully and combined in one enclosure. Moreover, the enclosure should be optimized for the most frequently heard music genre at low frequencies.

In this project thesis a modular speaker system was realized, whose enclosure can be modified easily and tuned for various sound characteristics. Therefore the selection, the measurements and how the drivers can be combined optimally, as well as the evaluation and optimization of the enclosure to the desired sound characteristics will be discussed in detail. Additionally, a passiv crossover network with most linear phase response was designed for the modular loudspeaker system.

To simplify the selection of loudspeaker drivers, the Matlab program of the bachelor's thesis was also extended in order to estimate the physical properties from the Thiele-Small parameters in advance. Furthermore the required enclosure for a given sound characteristic can be determined and optimized. The Matlab program is based on the modeling of Small, which was expanded by the extended model for higher frequencies.

Inhaltsverzeichnis

Κι	Kurzfassung			
Ab	ostrac	t	ii	
1.	Einle	eitung	1	
2.	Entv	verfen und Bauen des modularen Lautsprechersystems	3	
	2.1.	Auswahl der Lautsprecherchassis	3	
		2.1.1. Funktionsweise des Elektrodynamischen Lautsprechers	3	
		2.1.2. Auswahl und Kombination von mehreren Lautsprecherchassis	8	
		2.1.3. Wahl der Lautsprecherchassis für die modularen Lautsprecher	9	
	2.2.	Messung der Chassis Parameter	11	
		2.2.1. Impedanzmessung	11	
		2.2.2. Bestimmung der Thiele-Small-Parameter	13	
		2.2.3. Schalldruckpegel-Frequenzgangmessung	20	
	2.3.	Abschätzung des Gehäusevolumens und der Abmessungen des Bass-		
		reflexrohres	25	
	2.4.	Planen und Bauen der Lautsprecher	27	
3.	Opti	imierung und Messung der Lautsprecher	30	
3.	Opt i 3.1.	imierung und Messung der Lautsprecher Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse	30 30	
3.	Opt i 3.1.	imierung und Messung der Lautsprecher Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse	30 30 30	
3.	Opt i 3.1.	imierung und Messung der LautsprecherLautsprecher mit geschlossenem Gehäuse3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges	30 30 30 34	
3.	Opti 3.1. 3.2.	imierung und Messung der LautsprecherLautsprecher mit geschlossenem Gehäuse3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-FrequenzgangesLautsprecher mit Bassreflexgehäuse	30 30 30 34 37	
3.	Opt i 3.1. 3.2.	imierung und Messung der LautsprecherLautsprecher mit geschlossenem Gehäuse3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-FrequenzgangesLautsprecher mit Bassreflexgehäuse3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik	30 30 34 37 37	
3.	Opt i 3.1. 3.2.	imierung und Messung der LautsprecherLautsprecher mit geschlossenem Gehäuse3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-FrequenzgangesLautsprecher mit Bassreflexgehäuse3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges	30 30 34 37 37 41	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim	imierung und Messung der Lautsprecher Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse 3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse 3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges 3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges autsprecher mit Bassreflexgehäuse 3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges autsprecher mit Bauen der Frequenzganges	 30 30 30 34 37 37 41 44 	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim 4.1.	imierung und Messung der Lautsprecher Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse 3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse 3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges 3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges	 30 30 30 34 37 37 41 44 45 	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim 4.1.	imierung und Messung der Lautsprecher Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse 3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse 3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges schalldruckpegel-	30 30 34 37 37 41 44 45 46	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim 4.1.	imierung und Messung der Lautsprecher Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse 3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse 3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik 3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.2.3. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.2.4. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.2.5. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.2.6. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.2.7. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.2.8. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.3.2.9. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik s.3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.3.3.3. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.3.3.3. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges s.3.4.1. Tiefpassfilter s.3.5.2. Messung s.3.5.3. Messung s.3.5.3. Messung s.3.5.3. Messung s.3.5.3. Messung s.3.5.3. Messung	 30 30 30 34 37 37 41 44 45 46 49 	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim 4.1. 4.2.	imierung und Messung der LautsprecherLautsprecher mit geschlossenem Gehäuse3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-FrequenzgangesLautsprecher mit Bassreflexgehäuse3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzgangesensionierung und Bauen der FrequenzweicheWahl der Frequenzfilter4.1.1. Tiefpassfilter 2. Ordnung4.1.2. Hochpassfilter 2. OrdnungImpedanzkompensation	 30 30 30 34 37 37 41 44 45 46 49 50 	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim 4.1. 4.2.	imierung und Messung der LautsprecherLautsprecher mit geschlossenem Gehäuse3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-FrequenzgangesLautsprecher mit Bassreflexgehäuse3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzgangessensionierung und Bauen der FrequenzweicheWahl der Frequenzfilter4.1.1. Tiefpassfilter 2. Ordnung4.1.2. Hochpassfilter 2. Ordnung4.2.1. Kompensation4.2.1. Kompensation der Schwingspule	 30 30 30 34 37 37 41 45 46 49 50 50 	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim 4.1. 4.2.	imierung und Messung der LautsprecherLautsprecher mit geschlossenem Gehäuse3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-FrequenzgangesLautsprecher mit Bassreflexgehäuse3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzgangesmessionierung und Bauen der FrequenzweicheWahl der Frequenzfilter4.1.1. Tiefpassfilter 2. Ordnung4.1.2. Hochpassfilter 2. OrdnungImpedanzkompensation4.2.1. Kompensation der Schwingspule4.2.2. Kompensation des Parallelschwingkreises	 30 30 30 34 37 37 41 44 45 46 49 50 50 51 	
3.	Opti 3.1. 3.2. Dim 4.1. 4.2. 4.3.	imierung und Messung der Lautsprecher Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse	 30 30 30 34 37 37 41 45 46 49 50 50 51 53 	

	4.4. 4.5.	4.3.2. 4.3.3. 4.3.4. Bauen Messu	Dämpfungsschaltung für den Hochtöner	54 55 62 64 65				
5.	Erwe	eiterte	Modellbildung	67				
	5.1.	Elektro	odynamischer Lautsprecher in unendlicher Schallwand	67				
		5.1.1.	Aufstellen der Kettenmatrizen der Teilsysteme	68				
		5.1.2.	Berechnung der elektrischen Impedanz	71				
		5.1.3.	Berechnung des Schalldrucks und der Membranauslenkung .	71				
		5.1.4.	Berechnung der akustisch abgestrahlten Leistung und des Wir-					
			kungsgrades des Lautsprecherchassis	72				
		5.1.5.	Berechnung der Impulsantwort, Sprungantwort und Gruppen-					
	= 0	Floletre	laufzeit	73				
	5.2.		Aufstellen der zusätzlichen Kettenmatrizen der Teilsysteme	74				
		5.2.1.	Annassungen im Vergleich zum Lautsprecher in der unendli-	74				
		J.2.2.	chen Schallwand	75				
	5.3.	Elektro	odynamischer Lautsprecher im Bassreflexgehäuse	75				
	55	5.3.1.	Aufstellen der zusätzlichen Kettenmatrizen der Teilsysteme	76				
		5.3.2.	Anpassungen im Vergleich zum Lautsprecher im geschlossenen					
			Gehäuse	77				
	5.4.	Verglei	ich mit den Messungen	79				
6.	Zusa	mmenf	fassung	82				
Lit	eratu	ır		88				
Δ	Verv	vendete	Programme	89				
	A.1.	Ouelle	des Matlab Programmes	89				
	A.2.	Auflist	ung der verwendeten Programme	89				
B.	Mod	lulare L	autsprecher	90				
-	B.1.	Anord	nung der Volumenverkleinerungen	90				
	B.2.	2. Teileliste der modularen Lautsprecher						
	B.3.	Zeichn	ungen der modularen Lautsprecher	93				

1. Einleitung

Die folgende Arbeit entstand aus dem Wunsch, einen gut klingenden Lautsprecher zu bauen und diesen für unterschiedliche Musikrichtungen klanglich anpassen zu können. Dafür wird ein modulares Lautsprechersystem entworfen, dessen Gehäuse verändert und für tiefe Frequenzen möglichst einfach auf die gewünschten Klangcharakteristiken angepasst werden kann. Mit dem modularen Lautsprechersystem kann somit der Lautsprecher im geschlossenen- und Bassreflexgehäuse realisiert und das Gehäusevolumen, beziehungsweise das Bassreflexrohr, verändert werden.

Ein weiterer Wunsch war, die Funktionsweise des Lautsprechers und den Einfluss des Gehäuses auf den Klang verstehen und das Gehäuse möglichst gut für eine vorgegebene Klangcharakteristik optimieren zu können. In der vorausgegangenen Arbeit »Elektroakustische Modellbildung und Optimierung von Lautsprechersystemen« [1] wurde deshalb auf die Modellierung und Optimierung der Lautsprechersysteme detailliert eingegangen. Die folgende Arbeit basiert auf der zuvor genannten, weshalb die beiden Arbeiten im Zusammenhang betrachtet werden sollten. Für das Entwerfen, Vermessen und die Optimierung der modularen Lautsprecher, für das Bauen der passiven Frequenzweiche und für das Abschätzen der Eigenschaften der Lautsprecherchassis mit der erweiterten Modellbildung werden die Modelle aus [1] verwendet. Im Folgenden werden nun die Themen in dieser Arbeit kurz beschrieben.

Im ersten Kapitel wird am Anfang auf die Funktionsweise des Elektrodynamischen Lautsprechers und auf die Auswahl der Lautsprecherchassis eingegangen. Das dafür entworfene Matlab Programm *Speaker Analyzer* vereinfacht die Auswahl, da die Eigenschaften eines Lautsprecherchassis damit im Vornherein aus den Thiele-Small-Parameter abgeschätzt werden können. Für die Abschätzung des Lautsprechergehäuses werden die genauen Parameter der Chassis benötigt. Als Nächstes wird dafür die Vorgehensweise bei den Messungen der Lautsprecherchassis beschrieben. Das Gehäuse der modularen Lautsprecher wird im Anschluss für die unterschiedlichen Klangcharakteristiken mit dem *Speaker Analyzer* abgeschätzt und entworfen. Zum Schluss wird das Bauen der modularen Lautsprecher beschrieben und die praktischen Erfahrungen beim Bauen zusammengefasst.

Im nächsten Kapitel wird das Gehäuse der modularen Lautsprecher nach der Methode von Small auf die Klangcharakteristiken Bessel, Butterworth, Chebyshev und kritisch gedämpfte Abstimmung für das geschlossene- und Bassreflexgehäuse optimiert. Zur Kontrolle werden die Schalldruckpegel-Frequenzgänge gemessen und mit den gewünschten Klangcharakteristiken verglichen. Auf die Probleme bei der Durchführung einer Freifeldmessung wird hier ebenfalls eingegangen. Als Nächstes werden für den modularen Lautsprecher passive Frequenzweichen entworfen. Welche Anforderungen für die Frequenzweiche gegeben sind und wie die Impedanz des Lautsprecherchassis kompensiert werden kann, wird in diesem Kapitel genauer beschrieben. Auf die Vor- und Nachteile der passiven Frequenzweiche wird ebenfalls eingegangen und mit der aktiven und digitalen Frequenzweiche verglichen. Im Anschluss werden die passiven Bauteile für die Frequenzweiche ausgesucht und die Frequenzweiche aufgebaut. Zum Schluss werden die modularen Lautsprecher mit Frequenzweiche vermessen und die Klangcharakteristiken verglichen.

Im letzten Kapitel wird die erweiterte Modellbildung im Matlab Programm *Speaker Analyzer* beschrieben. Mit Hilfe der Zweitor-Theorie wird das Modell nach Small in [1] erweitert und für die Abschätzung von Lautsprechern bei höheren Frequenzen ergänzt. So kann der Elektrodynamische Lautsprecher in der unendlichen Schallwand modelliert und anschließend für den Lautsprecher im geschlossenen- und Bassreflexgehäuse erweitert werden. Die Zweitor-Theorie vereinfacht dabei die Modellierung und ermöglicht die Berechnung von komplexeren Systemen. Zudem sind die Modelle leicht erweiterbar und können mit Computeralgebrasystemen berechnet werden. Zum Schluss wurde das Modell mit den Messungen verglichen.

2. Entwerfen und Bauen des modularen Lautsprechersystems

2.1. Auswahl der Lautsprecherchassis

Die Auswahl der Lautsprecherchassis ist aus meiner Sicht das wichtigste Thema beim Entwerfen eines Lautsprechers. Die gute Kombination der unterschiedlichen Chassis bestimmt hauptsächlich den Klang des Lautsprechers. Da jedoch die Auswahl nicht einfach ist, muss die Funktionsweise des Lautsprechers verstanden werden.

2.1.1. Funktionsweise des Elektrodynamischen Lautsprechers

Der Elektrodynamische Lautsprecher ist das typische Funktionsprinzip der meisten Lautsprecherchassis. Der symmetrische Schnitt eines elektrodynamischen Lautsprechers ist in Abb. 2.1 dargestellt.

Wird eine Wechselspannung an den Anschlusskabeln des Lautsprechers angelegt, entsteht ein wechselförmiger Stromfluss in der Schwingspule. Der Permanentmagnet erzeugt einen magnetischen Fluss durch die Polplatte und den Polkern, der zu einem Magnetfeld im Luftspalt zwischen der Polplatte und dem Polkern führt. Auf die Windungen der Schwingspule wirkt aufgrund des Stromflusses die Lorenz-Kraft, weshalb die Schwingspule je nach Stromrichtung nach links oder rechts ausgelenkt wird. Bei wechselförmiger Anregung schwingt die Schwingspule hin und her. Die Lautsprechermembran ist an der Schwingspule befestigt. Sie schwingt mit der gleichen Geschwindigkeit mit und versetzt die Luftteilchen an der Oberfläche der Membran in Bewegung. Die Schwingung der Luftteilchen wird in der Luft weitergegeben und es bilden sich Schallwellen aus.

Die Lautsprechermembran wird von der inneren und äußeren Zentrierung in der Mitte des Chassiskorbes gehalten. Diese Aufhängung sorgt durch die Rückstellkraft der Zentrierungen für eine berührungsfreie Vor- und Rückbewegung der Membran. Die Staubschutzkappe schützt das Innere des Chassis vor Verunreinigungen und verhindert die akustische Kopplung zwischen Vorder- und Rückseite.

Die Lautsprechermembran sollte möglichst steif sein, da sich sonst ungewollte Biegeschwingungen in der Membran ausbreiten. Diese führen bei hohen Frequenzen



Abbildung 2.1.: Funktionsweise des elektrodynamischen Lautsprechers [2, Abb. 6.1]

zu unregelmäßigen Schwingungsformen und Abstrahlungen. Um diese Resonanzen möglichst lange zu verhindern, wird die Membran für bessere Steifigkeit oft kegelförmig angebracht.

Physikalisch ist es durch diesen Aufbau nicht möglich, ein einzelnes Lautsprecherchassis mit linearem Frequenzgang für den ganzen Hörbereich des Menschen von 20*Hz* bis 20*kHz* zu bauen. Wie der lineare Frequenzbereich beim Elektrodynamischen Lautsprecher entsteht, wird nun genauer beschrieben.

Die beweglichen Teile des Lautsprecherchassis, bestehend aus der Membran mit Schwingspule und der inneren- und äußeren Zentrierung, bilden ein mechanisches Masse-Feder-System. Bei geringer Membranauslenkung und ohne Biegeschwingungen kann das System als mechanischer Parallelschwingkreis aus der Masse der Membrankonstruktion m_{Mk} mit Membran und Schwingspule, der Steifigkeit $s_{m,Ma}$ und den Reibungsverlusten $R_{m,Ma}$ der Membranaufhängung betrachtet werden. Die Resonanzkreisfrequenz ω_{res} des Parallelschwingkreises ergibt sich damit folgendermaßen.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{s_{m,Ma}}{m_{Mk}}} \tag{2.1}$$

Links von der Resonanzkreisfrequenz steigt der Betrag der Impedanz des Parallelschwingkreises proportional zur Kreisfrequenz ω an und fällt rechts mit $\frac{1}{\omega}$ ab. In zusammengefasster Form kann das folgendermaßen formuliert werden.

$$\left|\frac{Z_{ges}}{\omega}\right| = \begin{cases} \propto \omega & \omega < \omega_{res} \\ \propto \frac{1}{\omega} & \omega > \omega_{res} \end{cases}$$
(2.2)

Durch die Bewegung der Membran werden die Luftteilchen an der Oberfläche der Lautsprechermembran in Schwingung versetzt. Für die Membran wirkt sich die Beschleunigung der Luftteilchen wie ein komplexer Widerstand auf die Geschwindigkeit der Membran in die Bewegungsrichtung aus. Diesen Widerstand nennt man Strahlungsimpedanz Z_a und ist in Abb. 2.2 dargestellt.

Der Realteil der Strahlungsimpedanz R_a steigt bei $kr_M < 1$ proportional mit ω^2



Abbildung 2.2.: Normierte Strahlungsimpedanz Za mit Realteil Ra und Imaginärteil Xa

an und ist dann für $kr_M > 1$ konstant. Zusammengefasst kann das mit folgender Gleichung beschrieben werden.

$$R_a = \begin{cases} \propto \omega^2 & k r_M < 1\\ konst. & k r_M > 1 \end{cases}$$
(2.3)

Der Term kr_M setzt sich aus der Wellenzahl k und dem effektiven Membranradius r_M zusammen. Die Wellenzahl $k = \frac{\omega}{c}$ in Luft ist durch die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ und der Schallgeschwindigkeit *c* gegeben. Bei $kr_M = 1$ berechnet sich daraus die Grenzkreisfrequenz der Membran ω_M in (2.4). Sie ist somit bei konstanter Schallgeschwindigkeit nur vom effektiven Membranradius des Lautsprecherchassis abhängig.

$$\omega_M = \frac{c}{r_M} \tag{2.4}$$

Bei Frequenzen $kr_M < 1$ ist der abgestrahlte Schalldruck eines Lautsprechchassis ohne Berücksichtigung des Lautsprechergehäuses kugelförmig. Ab $kr_M = 1$ bzw. ω_M wird der Schalldruck richtungsabhängig und es bildet sich rotationssymmetrisch zur Membran eine Haupt- und je nach Frequenz mehrere Nebenkeulen aus. Dieses Verhalten wird mathematisch durch den Richtungsfaktor $\Gamma_{K_0}(\vartheta)$ oder in logarithmischer Form durch das Richtungsmaß $D_{K_0}(\vartheta) = 20 \log (|\Gamma_{K_0}(\vartheta)|)$ der Kolbenmembran beschrieben. Das Richtungsmaß ist in Abb. 2.3 abhängig vom Winkel ϑ dargestellt.



Abbildung 2.3.: Richtungsmaß der Schallabstrahlung in Abhängigkeit von kr_M

Die Bündelung des abgestrahlten Schalldrucks wird ab $k r_M = 2$ immer stärker. Im Frequenzverlauf entstehen dadurch außerhalb der Rotationsachse ab dieser Frequenz

stark ausgeprägte Kammfilter, die hörbar sind. Für einen gleichmäßig abstrahlenden Lautsprecher ist ein Chassis nur bis $kr_M = 1$ verwendbar.

Die akustisch abgestrahlte Leistung P_a eines Lautsprechers ergibt sich aus dem Betrag des quadratischen Schallflusses q multipliziert mit dem Realteil der Strahlungsimpedanz R_a .

$$P_a = |\underline{q}|^2 R_a \tag{2.5}$$

Beim Elektrodynamischen Lautsprecher ist der Schallfluss der Membran proportional zur Impedanz des Parallelschwingkreises und hat deshalb auch den gleichen Frequenzverlauf wie in (2.2). Durch die Quadrierung des Schallflusses steigt der Betrag links von der Resonanzkreisfrequenz proportional mit ω^2 an und fällt rechts mit $\frac{1}{\omega^2}$ ab. In logarithmischer Darstellung wird die Multiplikation in (2.5) zur Addition und es addieren sich die quadrierte Frequenzkurve aus (2.2) und der Kurve aus (2.3) zusammen. Bei Tiefabstimmung des Schwingkreises $\omega_{res} < \omega_M$ entsteht ein linearer Frequenzbereich zwischen ω_{res} und ω_M . Der resultierende Frequenzgang kann folgendermaßen beschrieben werden und ist schematisch in Abb. 2.4 dargestellt.

$$P_{a} = \begin{cases} \propto \omega^{4} & \omega < \omega_{res} \\ konst. & \omega_{res} < \omega < \omega_{M} \\ \propto \frac{1}{\omega^{2}} & \omega > \omega_{M} \end{cases}$$
(2.6)

Die Wahl von ω_{res} und ω_M bestimmt somit den nutzbaren Frequenzbereich eines



Abbildung 2.4.: Schematische Darstellung der akustischen Leistung

Lautsprecherchassis. Wird ω_{res} möglichst tief und ω_M möglichst hoch gewählt, ist

der lineare Bereich dazwischen groß, jedoch die abgestrahlte Leistung und auch der Wirkungsgrad gering. Für eine Grenzfrequenz f_M bei 20kHz darf mit (2.4), der Schallgeschwindigkeit von 343m/s bei $20^{\circ}C$ und $\omega = 2\pi f$ der Membranradius maximal 2,7mm betragen. Für diese Abmessungen ist es nicht möglich, ein Lautsprecherchassis mechanisch so zu bauen, dass es mit (2.1) eine Resonanzfrequenz von 20Hzbesitzt. Aus diesem Grund werden für einen gut klingenden Lautsprecher mehrere unterschiedliche Chassis miteinander kombiniert, die jeweils einen Frequenzbereich optimal abdecken.

Weitere Details zur Funktionsweise des Elektrodynamischen Lautsprechers und die Herleitungen der beschriebenen Gleichungen sind in [1] zu finden.

2.1.2. Auswahl und Kombination von mehreren Lautsprecherchassis

Für einen gut klingenden und gleichmäßig abstrahlenden Lautsprecher müssen mehrere unterschiedliche Lautsprecherchassis kombiniert und aufeinander abgestimmt werden. Jedes Chassis deckt dafür einen bestimmten Teil des Hörbereiches möglichst gut ab und spielt nur in diesem Bereich. Die Trennung der Frequenzbereiche wird für die Chassis mit Frequenzweichen durchgeführt.

Die Auswahl der Lautsprecherchassis ist keine einfache Aufgabe und bestimmt maßgeblich den Klang eines Lautsprechers. Üblicherweise erfolgt die Auswahl der Chassis ganz am Anfang eines Projektes und bestimmt hauptsächlich den Klang, die Abmessungen und den Einsatzbereich des Lautsprechers. Die große Auswahl an unterschiedlichen Chassis und Herstellern macht die Wahl nicht einfacher. Die Hersteller unterteilen zudem ihre Chassis in unterschiedliche Kategorien, die jedoch nicht wirklich vergleichbar sind. Der teilweise angegebene Frequenzgang wird unterschiedlich gemessen und gibt wenig Auskunft über die Einsatzmöglichkeiten des Chassis.

Bei Tief- und Mitteltönern werden jedoch die Thiele-Small Parameter angegeben, die die Eigenschaften des Chassis für tiefe Frequenzen gut beschreiben. Mit ihnen lassen sich der Frequenzverlauf und der Maximalpegel des Schalldrucks, die Membranauslenkung, der Wirkungsgrad und weitere wichtige Parameter für die Konstruktion des Lautsprechergehäuses abschätzen. Sie sind elektrisch leicht messbar und deshalb auch gut vergleichbar. Andererseits sind sie jedoch Parameter der Modellbildung nach Richard Small [3] und nicht wirklich intuitiv verwendbar.

Aus diesem Grund wurde im Zusammenhang mit dieser und der vorausgegangenen Arbeit das Matlab Programm *Speaker Analyzer* entworfen. Im Programm können die Thiele-Small Parameter eines Lautsprecherchassis eingegeben werden. Daraus berechnet dann das Programm den Impedanzverlauf, die Membranauslenkung, die akustisch abgestrahlte Leistung, den Schalldruckverlauf, den Wirkungsgrad und weitere Kurven zur Analyse eines Chassis im Zeit- und Frequenzbereich. Zudem kann das benötigte Luftvolumen beim geschlossenen Gehäuse und zusätzlich die Abmessungen des Bassreflexrohres beim Bassreflexgehäuse für gewünschte Klangcharakteristiken automatisch berechnet werden. Das Programm verwendet zur Berechnung zwei unterschiedliche Modelle. Das erste Modell nach Richard Small ist nur für tiefe Frequenzen gültig und wird für die Optimierung des Lautsprechergehäuses verwendet. Die genaue Modellbildung dafür ist in der Arbeit [1] beschrieben. Das erweiterte Modell ist für den gesamten Frequenzbereich verwendbar, und in Kapitel 5 wird darauf genauer eingegangen. Mit dem erweiterten Modell ist es somit gut möglich, die Eigenschaften eines Chassis abzuschätzen. Das Matlab Programm kann dafür unter der Quelle im Anhang A.1 heruntergeladen werden.

Wie gut jedoch ein Lautsprecherchassis tatsächlich klingt, kann im Vornherein leider nicht wirklich abgeschätzt werden. Zu viele Einflüsse, wie beispielsweise die Form und der Aufbau der Lautsprechermembran beeinflussen den Klang und die Abstrahlung. Ebenso spielen die verwendeten Materialien im Lautsprecherchassis eine entscheidende Rolle. Diese Faktoren lassen sich nur schwer modellieren und abschätzen. Aus diesem Grund macht es Sinn, am Anfang für jedes Chassis ein eigenes möglichst einfaches und günstiges Testgehäuse zu bauen und dieses akustisch auf die gewünschte Klangcharakteristik abzustimmen. So kann jedes Lautsprecherchassis angehört und gegebenenfalls ausgetauscht werden. Zudem können die Übernahmefrequenzen besser bestimmt und die Frequenzweichen für jedes Chassis angepasst werden. Die Abstimmung der Lautstärkepegel der Chassis untereinander ist ebenfalls einfacher möglich. Erst wenn der Gesamtklang passt, macht es aus meiner Sicht Sinn, ein schönes Gehäuse für den gesamten Lautsprecher zu bauen.

2.1.3. Wahl der Lautsprecherchassis für die modularen Lautsprecher

Beim Entwerfen und Planen der modularen Lautsprecher entstand auch hier am Anfang die Frage, welche Lautsprecherchassis verwendet werden sollen. Mein Wunsch war es, einen möglichst gut klingenden Standlautsprecher fürs Wohnzimmer zu bauen, der den ganzen Hörbereich gleichmäßig abspielen kann. Zudem sollte das Lautsprechergehäuse akustisch veränderbar sein, um die Klangcharakteristik des Basses für unterschiedliche Musikrichtungen anpassen zu können.

Mit dieser Anforderung stand ich vor dem Problem, geeignete Lautsprecherchassis auszuwählen. Da am Anfang des Projektes der Fokus stark auf dem Bauen der Lautsprecher und wenig auf der Modellbildung von Lautsprechern lag, war es für mich zu diesem Zeitpunkt nicht möglich, die Eigenschaften und Möglichkeiten eines Lautsprecherchassis aus den Thiele-Small Parametern richtig abzuschätzen. Erst im Laufe der Arbeit entstand dafür das hilfreiche Programm *Speaker Analyzer*.

Aus diesem Grund wurde auf Empfehlung das 8 Zoll große Koaxialchassis 8CX21 vom Hersteller B&C Speakers (Abb. 2.5) gewählt. Das Besondere an diesem Chassis besteht darin, dass in der Mitte des 8 Zoll Tieftöners ein 1,35 Zoll Hochtöner ein-

gebaut ist. Die Schallabstrahlung der beiden Chassis überlagern sich somit in der Mitte des Chassis und es entsteht rotationssymmetrische Abstrahlung. Die beiden Chassis benötigen außerdem in dieser Anordnung weniger Platz, was das Bauen von kompakteren Lautsprechern ermöglicht.



Abbildung 2.5.: Foto des B&C Speakers 8CX21 Lautsprecherchassis

Erst nach dem Bauen der Lautsprecher zeigte sich, dass die Wahl eines Koaxialchassis die klanglichen Möglichkeiten eines Lautsprechers stark einschränken. Durch den fixen Einbau des Hochtöners in der Mitte des Tieftöners können diese nicht mehr unabhängig voneinander ausgewählt werden. Die Kombination der Chassis wird somit durch den Hersteller vorgegeben. Zudem ist es konstruktionsbedingt für den Hersteller nicht möglich, den Hochtöner beliebig zu bauen.

Die einzigen Möglichkeiten zur Beeinflussung des Klanges sind durch die Frequenzweiche und bei tiefen Frequenzen durch das Lautsprechergehäuse gegeben. Durch den Einsatz einer passiven Frequenzweiche, wie es in dieser Arbeit gefordert war, lassen sich mit akzeptablem Aufwand nur die Frequenzbereiche für die Chassis trennen, aber nicht ausreichend entzerren. Der Klang ist somit für mittlere und hohe Frequenzen komplett vorgegeben. Die Abstimmung bei tiefen Frequenzen durch die Optimierung des Gehäuses ist ebenfalls nur bedingt möglich.

Durch die Auswahl dieses Lautsprecherchassis klingt der Lautsprecher nach meinem Empfinden nicht wirklich gut und deckt den Hörbereich bei tiefen Frequenzen nicht ausreichend ab. Mit dem Bauen eines Testgehäuses hätte das Chassis frühzeitig angehört und durch andere Lautsprecherchassis ersetzt werden können.

2.2. Messung der Chassis Parameter

Für das Entwerfen und Optimieren des Lautsprechergehäuses müssen die Parameter der Chassis möglichst genau bekannt sein. Diese werden von den Hersteller im Datenblatt angegeben, entsprechen jedoch oft nicht den Bedingungen, in denen sie dann tatsächlich eingesetzt werden. Zudem unterliegen die Chassis strukturbedingt relativ großen Toleranzen. Aus diesen Gründen müssen die gekauften Lautsprecherchassis als erstes vermessen werden.

Bei der Messung der Chassis sollte darauf geachtet werden, dass sie möglichst unter den gleichen Bedingungen durchgeführt werden, bei denen sie dann später auch hauptsächlich eingesetzt werden. Der Lautstärkenpegel bei der Messung, die Raumtemperatur, das Alter des Chassis und weitere Umgebungsbedingungen beeinflussen das Messergebnis. Besonders bei neu gekauften Chassis spielt die Alterung eine bedeutende Rolle. Die Eigenschaften der Materialien des Lautsprecherchassis ändern sich durch die Bewegung der Membran am Anfang besonders stark und bleiben dann nach mehreren Stunden Betriebsdauer eher konstant. Es macht somit Sinn, die Chassis vor der Messung mehrere Stunden einzuspielen. Weißes oder rosa Rauschen eignet sich dafür gut, da es alle Frequenzen des Hörbereichs enthält. In diesem Projekt wurden deshalb die neu gekauften 8CX21 Chassis mit weißem Rauschen über Nacht eingespielt.

2.2.1. Impedanzmessung

Die Impedanzmessung ist eine sehr wichtige und relativ einfach durchzuführende Messung für das Entwerfen und Optimieren der Lautsprecher. Die genauen Thiele-Small Parameter der Chassis lassen sich so bei Lautstärkenpegel messen, bei denen sie später auch verwendet werden. Die Optimierung des Lautsprechergehäuses auf die Klangcharakteristik erfolgt ebenfalls mit Hilfe der Impedanzmessung. Die Impedanz wird rein elektrisch gemessen und kann ohne Einfluss der Akustik des Messraumes relativ einfach und schnell gemessen werden.

Für eine Impedanzmessung wird der Strom und die Spannung direkt an den Anschlussklemmen des Chassis benötigt. Die Strommessung erfolgt dabei üblicherweise indirekt über einen zusätzlichen in Serie geschalteten Referenzwiderstand. Durch die Messung der Spannung U_1 vor und U_2 nach dem Referenzwiderstand kann durch die Differenz der Spannungen und dem bekannten Wert des Referenzwiderstandes R_{ref} mit dem Ohm'schen Gesetz in (2.7) der Strom *I* berechnet werden. Die Impedanz ergibt sich in (2.8) aus dem Quotient der Spannung U_2 an den Klemmen und des berechneten Stromes *I*.

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_2}{R_{ref}} \qquad (2.7) \qquad \underline{Z} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}} \qquad (2.8)$$

Bei der Impedanzmessung wird die komplexe Impedanz frequenzabhängig gemessen. Als Anregungssignal wird dafür üblicherweise ein Sinussignal mit schrittweise ansteigender Frequenz verwendet. Bei jedem Frequenzschritt werden die Spannungen U_1 und U_2 gemessen und daraus mit (2.7) und (2.8) die Impedanz berechnet. Diese Messmethode ermöglicht es, die Impedanz des Lautsprechers mit ausreichendem Signal-Rausch-Abstand zu messen. In Abb. 2.6 ist die empfohlene Messschaltung für die Impedanzmessung dargestellt.



Abbildung 2.6.: Messschaltung für die Impedanzmessung

Für die Erzeugung des Sinus-Sweeps und für die Messungen der Spannungen U_1 und U_2 eignet sich ein gewöhnliches Audio-Interface. Zur Verstärkung des Messsignals muss jedoch ein Audio-Verstärker für ausreichende Signalpegel nachgeschaltet werden. Der Signalpegel sollte so gewählt werden, dass der resultierende Schalldruckpegel dem späteren Einsatzzweck entspricht. Die Eingangskanäle des Audio-Interfaces dürfen dabei nicht übersteuert werden. Die verwendeten Messkanäle sollten vor der Messung ebenfalls kalibriert werden, um Messfehler zu vermeiden. Die Wahl des Referenzwiderstandes R_{ref} muss für die Messung so erfolgen, dass ausreichend Signalpegel für die Strommessung entsteht, jedoch nicht zu viel Leistung am Widerstand abfällt. Als Messsoftware für die Impedanzmessung kann beispielsweise das frei erhältliche Programm Room EQ Wizard (REW) von John Mulcahy verwendet werden.

Für die Impedanzmessung der beiden 8CX21 Chassis wurde das *APx*525 Audio Messsystem mit dem *APx*1701 Transducer Test Interface von der Firma Audio Precision verwendet. Es bietet den Vorteil, dass es ein hochqualitatives Audio-Interface mit einem Verstärker mit integrierter Impedanzmessung kombiniert und alles mit einem Programm angesteuert werden kann. Als Messsignalpegel wurde eine Klemmspannung von 0, 3V gewählt, was beim 8CX21 Chassis einem Schalldruckpegel von etwa 75*dB* in einem Meter Abstand entspricht. Für die Messung wurde das Chassis eingespannt, um ungewünschte Bewegungen zu vermeiden. Die Messungen wurden im

klimatisierten Tonstudio des Instituts für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation der Technischen Universität Graz durchgeführt, um die Umgebungsbedingungen aller Messungen möglichst konstant halten zu können. In Abb. 2.7 ist der gemessene Impedanzverlauf der Tieftöner in den beiden 8CX21 Koaxial Chassis zu sehen.

Bei der Resonanzfrequenz bei etwa 90Hz ist eine starke Überhöhung der Impedanz, die durch den Parallelschwingkreis der mechanischen und akustischen Anteile des Chassis entsteht, zu sehen. Das Ansteigen der Impedanz ab 1kHz wird durch die Induktivität der Schwingspule verursacht. Die Impedanzverläufe der beiden 8CX21 Chassis unterscheiden sich bei der Resonanzfrequenz relativ stark. Dieses Verhalten entsteht strukturbedingt durch die großen Toleranzen der Lautsprecherchassis. Es macht somit Sinn, jedes Chassis separat zu vermessen.



Abbildung 2.7.: Impedanzverlauf der Tieftöner der beiden 8CX21 Chassis

2.2.2. Bestimmung der Thiele-Small-Parameter

Mit Hilfe der Impedanzmessung können die Thiele-Small-Parameter eines Lautsprecherchassis genau bestimmt werden. Für die Ermittlung der Thiele-Small-Parameter wird wie von Small in [3] beschrieben vorgegangen. Der erste Thiele-Small-Parameter, der elektrische Widerstand der Schwingspule R_S lässt sich relativ einfach ermitteln. Mit einem Multimeter kann der Widerstand direkt an den Anschlussklemmen des Lautsprecherchassis gemessen werden. Die effektive Fläche A_M der Lautsprechermembran kann ebenfalls mit geringem Aufwand bestimmt werden. Der effektive Membranradius r_M wird von der Mitte der äußeren Zentrierung, auch Sicke genannt, bis zur Mitte der Membran wie in Abb. 2.1 dargestellt gemessen. Daraus wird die effektive Membranfläche mit $A_M = r_M^2 \pi$ berechnet.

Die weiteren Thiele-Small-Parameter werden folgendermaßen aus der Impedanzmessung bestimmt. Für tiefe Frequenzen $kr_M < 1/2$ kann die Impedanz eines Lautsprecherchassis durch die Gleichung in (2.9) [1, Gl. (3.73)] beschrieben werden. Sie ist in Abb. 2.8 für den interessanten Bereich dargestellt. Das Maximum der Impedanz befindet sich genau bei der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises. Die Resonanzfrequenz f_{uS} kann somit direkt aus dem Impedanzverlauf abgelesen werden.

$$\underline{Z_{ges}} = R_S + \frac{R_{e,Ma}}{Q_{m,Mk}} \frac{sT_{uS}}{1 + s\frac{T_{uS}}{Q_{m,Mk}} + s^2 T_{uS}^2}$$
(2.9)

Die Güte $Q_{m,Mk}$ des Parallelschwingkreises mit dem mechanischen Reibungswiderstand $R_{e,Ma}$ ist direkt in Gleichung (2.9) enthalten. Somit muss sie aus dem gemessenen Impedanzverlauf bestimmt werden können. Zur einfacheren Berechnung wird der Impedanzverlauf auf R_S normiert. Die maximale normierte Impedanz r_0 bei der Resonanzfrequenz ergibt sich durch Einsetzen von $\omega = \omega_{uS}$, $s = j\omega$ und $T_{uS} = \frac{1}{\omega_{uS}}$ in (2.9) folgendermaßen.

$$r_0 = \frac{R_S + R_{e,Ma}}{R_S} = 1 + \frac{R_{e,Ma}}{R_S}$$
(2.10)

Durch das Einsetzen von (2.10) in (2.9) mit $s = j\omega$ und $T_{uS} = \frac{1}{\omega_{uS}}$ kann die Impedanz auf (2.11) umgeschrieben werden. Der Betrag der Impedanz ergibt sich mit (2.12).

$$\underline{Z_{ges}}(j\omega) = R_S \frac{r_0 + jQ_{m,Mk} \left(\frac{\omega}{\omega_{uS}} - \frac{\omega_{uS}}{\omega}\right)}{1 + jQ_{m,Mk} \left(\frac{\omega}{\omega_{uS}} - \frac{\omega_{uS}}{\omega}\right)}$$
(2.11)

$$|\underline{Z_{ges}}(j\omega)| = R_S \sqrt{\frac{r_0^2 + Q_{m,Mk}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{uS}} - \frac{\omega_{uS}}{\omega}\right)^2}{1 + Q_{m,Mk}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{uS}} - \frac{\omega_{uS}}{\omega}\right)^2}}$$
(2.12)

Für die weitere Berechnung wird die Symmetrie der Impedanz um die Resonanzfrequenz ausgenutzt. Mathematisch kann das folgendermaßen beschrieben werden. Für zwei beliebige Kreisfrequenzen ω_1 , ω_2 und $\omega_1 < \omega_2$, so dass $\omega_1 \omega_2 = \omega_{uS}^2$ gilt, ist der



Abbildung 2.8.: Impedanzverlauf im Bereich der Resonanzfrequenz

Betrag der Impedanz an diesen beiden Kreisfrequenzen gleich groß. Anschaulicher formuliert bedeutet das, dass die Kreisfrequenzen, an denen der Betrag der beiden Impedanzen auf gleicher Höhe ist direkt mit $\omega_1 \omega_2 = \omega_{uS}^2$ mit der Resonanzkreisfrequenz zusammenhängt. Der Betrag der beiden Impedanzen auf gleicher Höhe wird normiert als r_1 festgelegt.

$$|Z_{ges}(j\omega_1)| = |Z_{ges}(j\omega_2)| = r_1 R_S$$
(2.13)

Durch Einsetzten von (2.12) in (2.13) und dem Zusammenhang $\omega_1 \omega_2 = \omega_{uS}^2$ kann daraus die Güte $Q_{m,Mk}$ bestimmt werden. Wird $r_1 = \sqrt{r_0}$ gewählt, so vereinfacht sich die Gleichung (2.14) weiter auf (2.15).

$$Q_{m,Mk} = \frac{\omega_{uS}}{\omega_2 - \omega_1} \sqrt{\frac{r_0^2 - r_1^2}{r_1^2 - 1}}$$
(2.14)

$$Q_{m,Mk} = \frac{\omega_{uS}}{\omega_2 - \omega_1} \sqrt{r_0} = \frac{f_{uS}}{f_2 - f_1} \sqrt{r_0}$$
(2.15)

Somit kann durch das Messen der Impedanz bei der Resonanzfrequenz und der beiden Frequenzen bei $r_1 = \sqrt{r_0}$ mit Gleichung (2.15) die Güte $Q_{m,Mk}$ mit guter Genauigkeit berechnet werden.

Die Güte Q_{e,Mk} mit dem Widerstand der Schwingspule lässt sich ebenfalls daraus

bestimmen. Mit der Gleichung (2.16) [1, Gl. (3.67)] für die Güte des Parallelschwingkreises mit dem mechanischen Reibungswiderstand und der Gleichung (2.17) [1, Gl. (3.68)] der Güte mit dem Widerstand der Schwingspule kann $Q_{e,Mk}$ aus (2.10) berechnet werden.

$$Q_{m,Mk} = R_{e,Ma} \sqrt{\frac{C_{meg,uS}}{L_{se,Ma}}} = \frac{1}{R_{m,Ma}} \sqrt{s_{m,Ma} \left(m_{Mk} + A_M^2 m_{a,uS}\right)}$$
(2.16)

$$Q_{e,Mk} = R_S \sqrt{\frac{C_{meg,uS}}{L_{se,Ma}}} = \frac{R_S}{B^2 l^2} \sqrt{s_{m,Ma} \left(m_{Mk} + A_M^2 m_{a,uS}\right)}$$
(2.17)

$$Q_{e,Mk} = \frac{Q_{m,Mk}}{r_0 - 1}$$
(2.18)

Für die Ermittlung des letzten Thiele-Small-Parameters, das äquivalente Nachgiebigkeitsvolumen der Membranaufhängung $V_{a,Ma}$, wird eine weitere Impedanzmessung benötigt. Für die Durchführung der Messung gibt es zwei Möglichkeiten, die Federdifferenzmethode und die Massendifferenzmethode. Die beiden Messmethoden werden nun genauer beschrieben.

Bei der **Federdifferenzmethode** wird das Lautsprecherchassis in ein geschlossenes und luftdichtes Testgehäuse eingebaut und die Änderung der Steifigkeit der Membran durch die Impedanzmessung bestimmt. Durch die zusätzliche Steifigkeit der Luft verschiebt sich die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises nach oben. Mit dem bekannten Luftvolumen und den Änderungen im Impedanzverlauf kann das Nachgiebigkeitsvolumen folgendermaßen bestimmt werden.

Die Resonanzkreisfrequenz ω_{uS} des Lautsprecherchassis ohne zusätzliches Luftvolumen ist mit (2.19) [1, Gl. (3.65)] gegeben. Dabei stellt $s_{m,Ma}$ die Steifigkeit der Membranaufhängung und $m_{g,uS}$ die gesamte mechanische Masse dar, wobei sich diese aus der Masse der Membrankonstruktion m_{Mk} und der akustischen Masse $m_{a,uS}$, die den Imaginärteil der Strahlungsimpedanz berücksichtigt, zusammensetzt.

$$\omega_{uS} = \sqrt{\frac{s_{m,Ma}}{m_{g,uS}}} = \sqrt{\frac{s_{m,Ma}}{m_{Mk} + A_M^2 m_{a,uS}}}$$
(2.19)

Die zusätzliche Steifigkeit des Luftvolumens $s_{m,gG}$ addiert sich zur Steifigkeit der Membranaufhängung, was sich auf die Resonanzkreisfrequenz ω_{gG} des Lautsprecherchassis im geschlossenen Gehäuse in (2.20) auswirkt. Zudem ändert sich durch das Gehäuse auch der imaginäre Anteil der Strahlungsimpedanz $m_{a,gG}$, was zu einer neuen gesamten mechanischen Masse $m_{g,gG}$ führt.

$$\omega_{gG} = \sqrt{\frac{s_{m,Ma} + s_{m,gG}}{m_{g,gG}}} = \sqrt{\frac{s_{m,Ma} + A_M^2 s_{a,gG}}{m_{Mk} + A_M^2 m_{a,gG}}}$$
(2.20)

Zur Betrachtung der Änderung der Resonanzkreisfequenz durch das zusätzliche Luftvolumen wird das Verhältnis von ω_{gG} und ω_{uS} berechnet.

$$\frac{\omega_{gG}}{\omega_{uS}} = \sqrt{\left(1 + \frac{s_{m,gG}}{s_{m,Ma}}\right)\frac{m_{g,uS}}{m_{g,gG}}}$$
(2.21)

Das äquivalente Nachgiebigkeitsvolumen der Membranaufhängung $V_{a,Ma}$ ist durch (2.22) [1, Gl. (3.70)] gegeben. Es gibt an, wie groß ein Luftvolumen sein muss, um akustisch gleich wie die mechanische Steifigkeit der Membranaufhängung zu wirken. Das Luftvolumen $V_{a,gG}$ des geschlossenen Gehäuses hängt auf gleiche Weise mit der Steifigkeit $s_{m,gG}$ des Luftvolumens in (2.23) zusammen.

$$V_{\ddot{a},Ma} = \frac{\rho_0 c^2 A_M^2}{s_{m,Ma}}$$
(2.22) $V_{\ddot{a},gG} = \frac{\rho_0 c^2 A_M^2}{s_{m,gG}}$ (2.23)

Durch das Einsetzen von (2.22) und (2.23) in (2.21) kann das Verhältnis der Resonanzkreisfrequenzen folgendermaßen geschrieben werden.

$$\frac{\omega_{gG}}{\omega_{uS}} = \sqrt{\left(1 + \frac{V_{\ddot{a},Ma}}{V_{\ddot{a},gG}}\right)\frac{m_{g,uS}}{m_{g,gG}}}$$
(2.24)

Die Änderung der Strahlungsimpedanz und die damit verbundene Masseänderung durch das geschlossene Gehäuse wird ebenfalls aus der Impedanzmessung bestimmt. Die Güte $Q_{e,Mk}$ mit dem Widerstand der Schwingspule in (2.17) kann durch das Einsetzen der Resonanzkreisfrequenz (2.19) folgendermaßen geschrieben werden. Für die Güte $Q_{e,gG}$ beim geschlossenen Gehäuse ändert sich nur die Masse $m_{g,gG}$ und die Kreisfrequenz ω_{gG} .

$$Q_{e,Mk} = \frac{R_S}{B^2 l^2} \,\omega_{uS} \,m_{g,uS} \qquad (2.25) \qquad Q_{e,gG} = \frac{R_S}{B^2 l^2} \,\omega_{gG} \,m_{g,gG} \qquad (2.26)$$

Mit (2.25) und (2.26) kann das Verhältnis der Masse vom geschlossenen Gehäuse im Vergleich zur Masse ohne Gehäuse wie in (2.27) geschrieben werden.

$$m = \frac{m_{g,gG}}{m_{g,uS}} = \frac{Q_{e,gG}\,\omega_{uS}}{Q_{e,Mk}\,\omega_{gG}} \tag{2.27}$$

Durch Einsetzen von (2.27) in (2.24) ergibt sich folgende Gleichung. Sie beinhaltet nur mit der Impedanzmessung bestimmbare Größen und das äquivalente Volumen $V_{\ddot{a},gG}$ des geschlossenen Gehäuses. Das äquivalente Nachgiebigkeitsvolumen der Membranaufhängung $V_{\ddot{a},Ma}$ kann deshalb wie in (2.29) direkt daraus bestimmt werden. Da die Messung im Testgehäuse ohne Füllmaterial durchgeführt wird, entspricht dabei das äquivalente Volumen $V_{\ddot{a},gG}$ dem Volumen V_{gG} des Testgehäuses.

$$\frac{\omega_{gG}}{\omega_{uS}} = \sqrt{\left(1 + \frac{V_{\ddot{a},Ma}}{V_{\ddot{a},gG}}\right)\frac{Q_{e,Mk}\,\omega_{gG}}{Q_{e,gG}\,\omega_{uS}}} \tag{2.28}$$

$$V_{\ddot{a},Ma} = V_{gG} \left(\frac{\omega_{gG}}{\omega_{uS}} \frac{Q_{e,gG}}{Q_{e,Mk}} - 1 \right)$$
(2.29)

Das äquivalente Nachgiebigkeitsvolumen der Membranaufhängung kann somit bei bekanntem Volumen des Testgehäuses aus den beiden Impedanzmessungen bestimmt werden. Für eine genaue Messung muss das Volumen des Testgehäuses möglichst genau bestimmt werden. Aus diesem Grund wird das Chassis oft mit der Außenseite der Membran nach innen ins Testgehäuse eingebaut. Der Nachteil dieser Messmethode ist zudem, dass für das Chassis ein luftdichtes Testgehäuse gebaut werden muss.

Bei der **Massendifferenzmethode** wird eine zusätzliche Masse in der Mitte der Membran angebracht. Die zusätzliche Masse erhöht die Gesamtmasse der Membrankonstruktion und verschiebt die Resonanzkreisfrequenz zu tieferen Frequenzen. Aus der zusätzlichen Impedanzmessung kann auch hier das äquivalente Nachgiebigkeitsvolumen der Membranaufhängung bestimmt werden. Es wird dabei wie in [2, Kap. 6.10] beschrieben vorgegangen.

Wie auch bei der Federdifferenzmethode wird hier von der Resonanzkreisfrequenz in (2.19) ausgegangen. Mit der zusätzlichen Masse m_z verändert sich die Resonanzkreisfrequenz $\omega_{uS,z}$ folgendermaßen.

$$\omega_{uS,z} = \sqrt{\frac{s_{m,Ma}}{m_{g,uS} + m_z}} = \sqrt{\frac{s_{m,Ma}}{m_{Mk} + A_M^2 m_{a,uS} + m_z}}$$
(2.30)

Das Verhältnis von Resonanzkreisfrequenz ω_{uS} des Chassis zur Resonanzkreisfrequenz $\omega_{uS,z}$ mit zusätzlicher Masse kann wie folgt vereinfacht werden.

$$\frac{\omega_{uS}}{\omega_{uS,z}} = \sqrt{1 + \frac{m_z}{m_{g,uS}}}$$
(2.31)

Durch das Einsetzen der Resonanzkreisfrequenz (2.19) in die Gleichung (2.22) des äquivalenten Nachgiebigkeitsvolumen der Membranaufhängung kann die Steifigkeit der Membranaufhängung $s_{m,Ma}$ herausgerechnet werden. Die Gleichung (2.31) kann zudem auf $m_{g,uS}$ umgeformt und in (2.22) eingesetzt werden. Die Gleichung kann weiter auf folgende vereinfacht werden.

$$V_{\ddot{a},Ma} = \frac{\rho_0 c^2 A_M^2}{\omega_{uS}^2 m_{g,uS}} = \frac{\rho_0 c^2 A_M^2}{m_z} \left(\frac{1}{\omega_{uS,z}^2} - \frac{1}{\omega_{uS}^2}\right)$$
(2.32)

Das äquivalente Nachgiebigkeitsvolumen der Membranaufhängung kann mit (2.32) aus den beiden Impedanzmessungen bestimmt werden. Dazu muss jedoch die effektive Membranfläche A_M , die genaue zusätzliche Masse m_z und die Dichte ρ_0 und Schallgeschwindigkeit c von Luft bei der Messung bekannt sein. Die zusätzliche Masse m_z lässt sich mit einer genauen Waage ermitteln. Die Dichte ρ_0 und die Schallgeschwindigkeit c von Luft sind abhängig von der Umgebungstemperatur und vom Luftdruck bei der Messung. Sie können mit (2.33) [2, Gl. 1.6] und (2.34) [2, Gl. 1.8] aus der gemessenen absoluten Temperatur *T* in $^{\circ}K$ und dem Luftdruck *P*₀ berechnet werden.

$$\rho_0 = \frac{P_0}{287 T}$$
(2.33)
 $c = 331, 4\sqrt{\frac{T}{273, 15}}$
(2.34)

Der Nachteil der Massendifferenzmethode ist, dass für eine genaue Messung die Temperatur und der Luftdruck mitgemessen werden müssen. Zudem muss beim Anbringen der zusätzlichen Masse darauf geachtet werden, dass die Membran immer noch gleichmäßig schwingt und sich nicht verbiegt. Das führt sonst zur Verfälschung der Messung.

Für die Bestimmung des äquivalenten Nachgiebigkeitsvolumens der Membranaufhängung der 8CX21 Koaxial Chassis wurde die Massendifferenzmethode verwendet. Als zusätzliche Masse wurde Knetmasse mit einem gemessenen Gewicht von 17,0g am Rande der Staubschutzkappe kreisförmig angebracht. Die Impedanzmessungen wurde bei 23,0° und einem Luftdruck von 101,2*kPa* durchgeführt.

Die berechneten und gemessenen Thiele-Small-Parameter der beiden 8CX21 Koaxial Chassis sind in Tab. 2.1 zu finden. Zum Vergleich sind die Werte aus dem Datenblatt des Hersteller ebenfalls angegeben. Die gemessenen Werte der beiden Koaxial Chassis unterscheiden sich nicht wenig. Die Güte $Q_{m,Mk}$ des Parallelschwingkreises mit dem mechanischen Reibungswiderstand von Chassis 1 unterscheidet sich beispielsweise um 16,7% von Chassis 2. Die relativ großen Toleranzen sind konstruktionsbedingt gegeben. Die Werte des Herstellers unterscheiden sich jedoch noch viel stärker von den Messwerten. Vermutlich wurden die Werte im Datenblatt des Herstellers unter anderen Messbedingungen ermittelt. Es macht somit Sinn, die Chassis unter realen Bedingungen zu vermessen.

Thiele-Small-Parameter	Chassis 1	Chassis 2	Datenblatt
Widerstand der Schwingspule R_S	5,0Ω	5,1Ω	5,2Ω
Resonanzfrequenz f_{uS}	90,5Hz	89,2Hz	74Hz
Güte $Q_{m,Mk}$ mit $R_{e,Ma}$	8,99	10,49	4,1
Güte $Q_{e,Mk}$ mit R_S	0,41	0,40	0,39
Effektive Membranfläche A_M	$220 cm^2$	$220 cm^2$	$220 cm^2$
Nachgiebigkeitsvolumen V _{ä,Ma}	8,781	9,031	15 <i>l</i>

Tabelle 2.1.: Vergleich der gemessenen Thiele-Small-Parameter mit den Werten des Herstellers

2.2.3. Schalldruckpegel-Frequenzgangmessung

Die Frequenzgangmessung ist eine wichtige Messung zur Optimierung und Überprüfung eines Lautsprechers. Im Frequenzgang ist ersichtlich, wie gleichmäßig der Lautsprecher die jeweiligen Frequenzen wiedergibt und wo die Grenzen des Lautsprechers sind. Aus dem Frequenzgang kann somit auf den Klang eines Lautsprechers geschlossen werden.

Die Durchführung der Frequenzgangmessung eines Lautsprechers ist nicht gerade einfach. Üblicherweise wird dafür der Lautsprecher mit einem Sinus-Sweep angeregt und der resultierende Schalldruck in einem Meter Abstand zum Lautsprecher mit einem Mikrofon gemessen. Wird die Messung nicht im Freifeld durchgeführt, werden jedoch die Reflexionen an Wänden und Objekten im Frequenzgang mitgemessen. Die akustischen Eigenschaften des Raumes überlagern sich dem abgestrahlten Schalldruck des Lautsprechers und verfälschen das Ergebnis.

Aus diesem Grund wäre es wünschenswert, die Messungen ohne Reflexionen im Freifeld durchführen zu können. Ein tatsächliches Freifeld ist jedoch nur sehr schwierig umsetzbar. Ein Freifeld entsteht beispielsweise in der Natur in einer großen Wiese mit schneebedecktem Boden. Die Schneedecke dämpft dabei die Reflexionen vom Boden so stark, dass sie vernachlässigt werden können. Da diese Umgebung nur selten vorzufinden ist, versucht man das Freifeld in einem möglichst reflexionsarmen Raum zu erzeugen. Ein reflexionsarmer Raum benötigt jedoch relativ viel Fläche und die Wände müssen mit dicken absorbierenden Materialien ausgestattet werden. Das ist mit hohen Kosten verbunden und steht oft nicht zu Verfügung. Aus diesem Grund versucht man, die Freifeldmessung zu umgehen.

Die **Simulierte Freifeldmessung** ist eine Messmethode, um den Frequenzgang eines Lautsprechers in einem gewöhnlichen Raum ohne Reflexionen zu messen. Sie wurde von Struck und Temme erfunden und ist in [4] beschrieben. Wie sich jedoch noch später bei den Messergebnissen zeigen wird, ist sie nur bedingt als Ersatz für die Freifeldmessung einsetzbar.

Im folgenden wird die Vorgehensweise bei der Simulierten Freifeldmessung beschrieben. In Abb. 2.9 ist dafür die Messanordnung dargestellt. Im ersten Schritt wird der Abstand d zwischen Messmikrofon und Lautsprecher bestimmt. Damit die Frequenzgangmessung im Fernfeld des Lautsprechers stattfindet, muss nach Struck und Temme der Abstand d mindestens 3 mal so groß wie die größte Abmessung M des Lautsprechers sein.

$$d > 3 \cdot M \tag{2.35}$$

Im nächsten Schritt wird die Zeitverzögerung vom Direktschall bis zur ersten Reflexion abgeschätzt. Die Schallgeschwindigkeit *c* in (2.36) gibt an, wie viel Strecke *s* pro Zeit *t* die Schallwelle zurücklegt. Daraus kann direkt die Laufzeit t_d des Direktschalls berechnet werden. Die Laufzeit t_R der ersten Reflexion wird ebenfalls mit (2.36) abgeschätzt. Der Abstand d_R , den die Schallwelle der ersten Reflexion zurücklegt, ist



Abbildung 2.9.: Messanordnung für die Frequenzgangmessung [4, Abb. 6]

durch die Summe der Distanz zwischen dem Lautsprecher und der ersten reflektierenden Fläche und von dieser bis zum Mikrofon gegeben. Die Zeitverzögerung Δt zwischen Direktschall und erster Reflexion ergibt sich mit (2.37).

$$c = \frac{s}{t}$$
 (2.36) $\Delta t = t_R - t_d$ (2.37)

Die abgeschätzte Zeitverzögerung kann später benutzt werden, um die erste Reflexion in der gemessenen Impulsantwort wiederzufinden. Nun wird die Frequenzgangmessung mit einem Sinus-Sweep als Anregungssignal durchgeführt. Der gemessene Frequenzgang beinhaltet den Frequenzgang des Lautsprechers und des Raumes. Um den Einfluss des Raumes entfernen zu können, wird der gemessene Frequenzgang mit der inversen Fourier-Transformation in den Zeitbereich transformiert. Die Impulsantwort besteht am Anfang nur aus dem Direktschall, bis sich nach der Zeitverzögerung der ersten Reflexion die Impulsantwort des Raumes dem Signal überlagert. Durch die Multiplikation der Impulsantwort mit einer Fensterfunktion können die Reflexionen abgeschnitten werden. Als Fensterfunktion eignet sich nach Struck und Temme ein Fenster mit variabler Länge und Flanken mit Hann Charakteristik, wobei die Flankenbreite jeweils 10% der Fensterlänge betragen. Die Fensterlänge wird so gewählt, dass die Reflexionen gerade noch abgeschnitten werden und das Fenster möglichst groß ist. Die Wahl der Länge und der Position der Fensterfunktion muss sorgfältig erfolgen, da es das Messergebnis beeinflusst. Ein Beispiel für die Wahl der Fensterfunktion wird später gegeben. Nun wird die abgeschnittene Impulsantwort mit der Fourier-Transformation in den Frequenzbereich zurück transformiert. In der resultierenden Frequenzgangmessung sind die Reflexionen des Raumes nicht mehr

enthalten. Jedoch geht dadurch auch die Frequenzauflösung verloren. Die maximale Frequenzauflösung ist mit der Fensterlänge t_W in (2.38) festgelegt. Daraus resultiert ebenfalls, dass die Messung nur für Frequenzen größer f_{min} gültig ist. Die begrenzte Frequenzauflösung bewirkt zudem eine Glättung bzw. Filterung des Frequenzganges.

$$f_{min} = \frac{1}{t_W} \tag{2.38}$$

Um eine Frequenzgangmessung auch für tiefe Frequenzen durchführen zu können, muss der Raum für die Messung sehr groß sein. Das ist in den meisten Fällen ebenfalls nicht möglich. Aus diesem Grund schlagen Struck und Temme vor, eine Nahfeldmessung möglichst nahe an der Membran des Lautsprechers zu machen, diese auf den Pegel der abgeschnittenen Fernfeldmessung zu skalieren und zusammenzusetzen. Falls mehrere Chassis oder Bassreflexrohre vorhanden sind, werden die Nahfeldmessungen im Frequenzbereich als komplexe Zahlen addiert. Damit diese Messmethode angewendet werden kann, darf nach Struck und Temme die Frequenz für das Zusammensetzen der Frequenzgänge nicht größer wie f_{max} in (2.39) sein. Diese Annahme basiert darauf, dass der Lautsprecher bis $kr_M = 1$ kugelförmig abstrahlt. Mit $k = \frac{\omega}{c}$ und $\omega = 2\pi f$ folgt daraus (2.39), wobei beim Vermessen eines Lautsprechers der Membrandurchmesser $d_M = 2r_M$ durch die größte Abmessung M des Gehäuses ersetzt wird.

$$f_{max} = \frac{c}{M\pi} \tag{2.39}$$

Falls $f_{min} < f_{max}$, kann die Nahfeldmessung in diesem Bereich mit der abgeschnittenen Fernfeldmessung zusammengesetzt werden. Mit der Simulierten Freifeldmessung ist es somit möglich, die Frequenzgangmessung in einem kleineren Raum für den gesamten Hörbereich durchzuführen. In der Praxis ist diese Messmethode nur bedingt einsetzbar. Beim Zusammensetzen der Nah- und Fernfeldmessung kann teilweise keine passende Frequenz gefunden werden, so dass beide Messkurven beim Übergang tangential gleich sind. Die Skalierung der Nahfeldmessung ist zudem von der gewählten Frequenz für das Zusammensetzen abhängig. Außerdem ist fraglich, wie gut eine Nahfeldmessung den Frequenzgang bei der Mikrofonposition im Fernfeld abbildet. Auf die Probleme bei der praktischen Umsetzung wird bei den folgenden Frequenzgangmessungen weiter eingegangen.

Um den Frequenzgang eines Chassis ohne Einfluss des Lautsprechergehäuses vermessen zu können, wird das Chassis üblicherweise in eine genormte IEC 268-5 Schallwand (IEC 60268-5) [2, Kap. 7.4] eingebaut. Wird das Chassis ohne Gehäuse oder Schallwand vermessen, beugen sich die Schallwellen bei tiefen Frequenzen um das Chassis herum und löschen sich mit den von der Rückseite abgestrahlten Schallwellen aus. Den so genannten akustischen Kurzschluss verhindert man idealerweise mit einer unendlichen Schallwand. Da eine unendliche Schallwand praktisch nicht realisierbar ist, wird für eine einheitliche Messung die IEC 268-5 Schallwand verwendet. Für die Frequenzgangmessung der 8*CX*21 Koaxial Chassis wurden diese in eine IEC 268-5 Schallwand eingebaut und mit der Simulierten Freifeldmessung vermessen. Der Mikrofonabstand *d* wurde mit (2.35) berechnet, wobei für die größte Abmessung *M* der Membrandurchmesser $d_M = 2r_M$ gewählt wurde. Das Messmikrofon (Audio Precision 378M31) wurde im Abstand von 60*cm* vom Chassis aufgestellt. Nun wurde die Frequenzgangmessung mit dem *APx*525 Audio Messsystem und dem *APx*1701 Transducer Test Interface von der Firma Audio Precision durchgeführt. Zusätzlich wurde eine Nahfeldmessung möglichst nahe an der Lautsprechermembran und eine Referenzmessung in einem Meter Abstand aufgenommen. Als Messsignal wurde ein Sinus-Sweep von 20*Hz* bis 20*kHz* mit einem Effektivwert von 0, 3*V* an den Lautsprecherklemmen gewählt. Zuvor wurde eine Kalibrierung des Messmikrofons mit dem Audio Precision durchgeführt. Anschließend wurden die gemessenen Daten für die weitere Bearbeitung in Matlab von der Firma MathWorks exportiert.

Da die Software des Audio Precision die Impulsantwort aus der Frequenzgangmes-



Abbildung 2.10.: Impulsantwort der Fernfeldmessung von Lautsprecherchassis 1

sung automatisch berechnet, muss die inverse Fourier-Transformation in Matlab nicht mehr durchgeführt werden. Die Reflexionen des Raumes werden nun mit einer Hann-Fensterfunktion von 6, 2*ms* Länge in der Impulsantwort der Fernfeldmessung entfernt. In Abb. 2.10 ist die Impulsantwort der Fernfeldmessung des Lautsprecherchassis 1 in der IEC 268-5 Schallwand und die gewählte Fensterfunktion dargestellt. Am Ende der Fensterfunktion ist die erste Reflexion des Raumes erkennbar. Für eine leichte Glättung des Frequenzganges wird die Impulsantwort der Nahfeldmessung ebenfalls mit einem Fenster von 500*ms* multipliziert. Im nächsten Schritt werden die abgeschnittenen Impulsantworten wieder mit der Fourier-Transformation in den Frequenzbereich transformiert. Nun wird die Fernfeldmessung durch Addition eines Offsets im Frequenzbereich auf den Pegel der Referenzmessung skaliert. Mit (2.38) ergibt sich aus der Fensterlänge die minimale Frequenz von 161Hz für die Gültigkeit der Fernfeldmessung. Aus (2.39) mit $M = 2r_M$ kann die maximale Frequenz von 652Hz für die Nahfeldmessung berechnet werden. Nun stellt sich jedoch die Frage, wo genau die Fernfeldmessung mit der Nahfeldmessung zwischen f_{min} und f_{max} zusammengesetzt werden soll. In Abb. 2.11 ist leicht ersichtlich, dass die Wahl der Frequenz für das Zusammensetzen das Ergebnis der Simulierten Frequenzgangmessung stark beeinflusst. Da jedoch die Fernfeldmessung mit der Fernfeldmessung zusammenzusetzen. Dafür wird wie in Abb. 2.11 die Nahfeldmessung so skaliert, dass sich die beiden Messungen bei f_{min} direkt überlappen. Für den simulierten Frequenzgang wird für Frequenzen kleiner f_{min} die Nahfeldmessung und für Frequenzen größer f_{min} die Fernfeldmessung verwendet.



Abbildung 2.11.: Fernfeldmessung und skalierte Nahfeldmessung von Chassis 1

In Abb. 2.12 ist die zusammengesetzte Simulierte Freifeldmessung dargestellt. Zum Vergleich wurde die gemessene Fernfeldmessung ohne Bearbeitung im Zeitbereich und der modellierte Frequenzgang des Lautsprechers in der unendlichen Schallwand [1, Kap. 3.8] eingefügt. Für Frequenzen größer 200*Hz* stimmt die Simulierte Freifeldmessung mit der gemessenen Fernfeldmessung gut überein und die Fensterung bewirkt nur eine Glättung des Frequenzganges. Bei etwa 160*Hz* ist der Übergang



Abbildung 2.12.: Simulierte Freifeldmessung von Chassis 1

von der Fernfeldmessung zur Nahfeldmessung zu sehen. Zu kleineren Frequenzen hin fällt dann der Frequenzgang der Simulierten Freifeldmessung weniger stark ab wie in der gemessenen Fernfeldmessung. In diesem Bereich stimmt der modellierte Frequenzgang besser mit der Fernfeldmessung überein. Aus dem Vergleich lässt sich schwer einschätzen, wie gut die Simulierte Freifeldmessung mit dem tatsächlichen Frequenzgang des Chassis für tiefe Frequenzen übereinstimmt. Die Simulierte Freifeldmessung ist somit keine verlässliche Messmethode für Frequenzen kleiner f_{min} und ersetzt leider nicht eine wirkliche Freifeldmessung. Für höhere Frequenzen ist die Messmethode jedoch gut geeignet.

2.3. Abschätzung des Gehäusevolumens und der Abmessungen des Bassreflexrohres

Da nun die gemessenen Thiele-Small Parameter der Chassis bekannt sind, kann das Gehäusevolumen und die Abmessungen des Bassreflexrohres bei den modularen Lautsprechern abgeschätzt werden.

Das Gehäuse der modularen Lautsprecher sollte so gebaut werden, dass es bei tiefen Frequenzen klanglich auf die Filtercharakteristiken Bessel, Butterworth und Chebychev beim geschlossenen- und beim Bassreflexgehäuse abgestimmt werden kann. Aus diesem Grund werden die akustischen Parameter des Gehäuses für diese Klangcharakteristiken abgeschätzt.

Für die Abschätzung des Gehäusevolumens und der Abmessungen des Bassreflexrohres wird das Matlab Programm Speaker Analyzer verwendet. Für die Berechnungen wird im Programm das Modell nach Richard Small eingestellt. Auf der linken Seite im Programm werden dazu die gemessenen Thiele-Small Parameter eingetragen. Zusätzlich wird die maximal zulässige Membranauslenkung x_{max} und der gewünschte maximale Schalldruckpegel $p_{a_{max}}$ in einem Meter Abstand angegeben. Die Spannung U_g an den Lautprecherklemmen wird daraus automatisch berechnet. Beim Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse wird auf der rechten Seite des Programms das geschlossene Gehäuse als akustischer Modell Parameter ausgewählt. Nun ergeben sich die Einstellmöglichkeiten für die Verlustgüte $Q_{mV, qG}$, die Masseänderung m des geschlossenen Gehäuses im Vergleich zur Masse der unendlichen Schallwand und den Adiabatenexponenten κ des Füllmaterials. Diese Parameter können erst später durch Messungen bestimmt werden. Für die Abschätzung wird die Verlustgüte $Q_{mV,gG} = 100$, die Masseänderung m = 1 und für den Adiabatenexponenten $\kappa = 1,4$ gewählt. Nun kann die automatische Optimierung aktiviert und die gewünschte Klangcharakteristik ausgewählt werden. Das Programm berechnet dann automatisch das benötigte Luftvolumen V_{gG} . Die geschätzten Gehäusevolumen für das geschlossene Gehäuse des modularen Lautsprechers sind in Tab. 2.2 zu finden. Beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse werden die Parameter wie zuvor auf der

Klangcharakteristik	Volumen in l
Bessel	7,43
Butterworth	3,85
Kritisch gedämpft	13,84
Chebyshev $k = 0, 8$	2,12

Tabelle 2.2.: Abschätzung des Gehäusevolumen beim geschlossenen Gehäuse

linken Seite des Programms eingegeben. Auf der rechten Seite wird das Bassreflexgehäuse als akustisches Modell ausgewählt. Zusätzlich muss die Verlustgüte Q_L des Bassreflexgehäuses eingegeben werden. Die Verlustgüte Q_L kann erst später mit einer Impedanzmessung bestimmt werden und wird für die Abschätzung auf einen üblichen Wert von $Q_L = 7$ eingestellt. Nun kann die Klangcharakteristik für die automatische Optimierung ausgewählt werden. Beim Bassreflexlautsprecher muss zusätzlich ein passender Radius r für das Bassreflexrohr ausgewählt werden. Dazu wird die berechnete Luftgeschwindigkeit im Bassreflexrohr genauer betrachtet. Wird ein größerer Rohrradius gewählt, verlängert sich die Rohrlänge, um die gleiche akustische Masse im Bassreflexrohr zu erhalten. Durch das längere Bassreflexrohr verschiebt sich die maximale Frequenz $f_{max,l_{Br}}$ für die Gültigkeit des Bassreflexrohres als akustische Masse nach unten. Die maximale Luftgeschwindigkeit wird jedoch kleiner und es treten weniger Strömungsgeräusche im Bassreflexrohr auf. Bei einem kleineren Radius verschiebt sich $f_{max,l_{Br}}$ nach oben und die Luftgeschwindigkeit wird größer. Für die optimale Wahl des Rohrradius muss ein guter Kompromiss zwischen diesen zwei Parametern gefunden werden. In der Darstellung des Schalldruckpegels beim erweiterten Modell ist ersichtlich, wie die Rohrlänge gewählt werden muss, um einen geringen Einfluss auf den Frequenzgang des Lautsprechers zu haben. Die abgeschätzten Gehäuseparameter für das Bassreflexgehäuse des modularen Lautsprechers sind in Tab. 2.3 dargestellt.

Klangcharakteristik	Volumen in l	Radius in cm	Länge in cm
Bessel	4,61	2,3	10,0
Butterworth	8,28	2,3	3,4
Chebyshev $k = 0, 8$	11,79	2,3	2,2

Tabelle 2.3.: Abschätzung des Gehäusevolumens beim Bassreflex Gehäuse

2.4. Planen und Bauen der Lautsprecher

Mit den abgeschätzten Gehäuseparametern ist es nun möglich, das Lautsprechergehäuse der modularen Lautsprecher zu planen und zu bauen.

Die Idee bei den modularen Lautsprechern war es, dass die Vorderseite des Gehäuses einfach austauschbar gebaut wird und so unterschiedliche klangliche Abstimmungen mit geschlossenem- oder Bassreflexgehäuse realisiert werden können. Das Gehäusevolumen kann dabei für die Abstimmung mit einlegbaren Holzplatten verkleinert werden.

Die Abmessungen des Gehäuses wurden so gewählt, dass im oberen Teil des Lautsprechers beim Chassis das Gehäusevolumen möglichst klein ist. Im unteren Bereich, wo das Lautsprechergehäuse geöffnet werden kann, befindet sich ein großer Teil des Luftvolumens, das verändert werden kann. Das Volumen im oberen Teil wurde zusätzlich mit schräg platzierten Holzplatten verkleinert, um ein minimales nicht veränderbares Volumen von 3l zu erhalten. Im unteren Teil beträgt das veränderbare Volumen maximal 16, 4l. Das Lautsprechergehäuse wurde aus schwarz durchfärbten mitteldichten Holzfaserplatten (MDF) gebaut. Diese Platten haben den Vorteil, dass sie sich nicht verziehen und gut bearbeitet werden können. Durch die schwarze Durchfärbung ergibt sich nach dem Schleifen der Platten eine schöne Oberfläche. Klanglich hat die Auswahl des Holzes keinen großen Einfluss. Entstehen jedoch Holzplatten die mitschwingen, wirken diese als Plattenschwinger und beeinflussen den Klang des Lautsprechers. Aus diesem Grund versucht man den Lautsprecher möglichst stabil und verwindungssteif zu bauen. Die Kanten an der Vorderseite des Lautsprechers wurden mit einem möglichst großen Radius abgerundet, um zusätzliche Reflexionen zu verhindern.



Abbildung 2.13.: Modularer Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse



Abbildung 2.14.: Details der modularen Lautsprecher

Für die korrekte Funktionsweise des Lautsprechers muss das Gehäuse komplett luftdicht sein. Schon kleine undichte Stellen verändern die Velustgüte des Lautsprechers und beeinflussen den Klang des Lautsprechers. Bei den modularen Lautsprechern war es deshalb eine große Herausforderung, einen Teil der Vorderseite leicht abnehmbar zu bauen und das Gehäuse trotzdem möglichst luftdicht verschließen zu können. Schlussendlich fiel die Wahl auf einen speziellen Verschlussmechanismus, bei dem die abnehmbare Frontplatte an der oberen Kante der Öffnung in einer passenden Nut eingehängt und auf die braunen Dichtungen gedrückt wird. An der Unterseite der Öffnung befinden sich zwei Metallbolzen, die nach oben geschoben werden und den Anpressdruck der Frontplatte auf die Dichtungen gewährleisten. Durch diesen Mechanismus kann das Gehäuse einfach und ziemlich luftdicht verschlossen werden. Zudem können die Frontplatten ohne großen Aufwand gebaut und ausgetauscht werden.

Zum Schluss wurden die Lautsprecher matt lackiert und die Anschlussklemmen an der Rückseite des Lautsprechers angeschraubt. Beim Einbauen des Lautsprecherchassis wurde dieses ebenfalls mit einem Dichtband abgedichtet. An der Unterseite des Lautsprechers wurden vier Gummifüße befestigt, um die Schwingungen des Lautsprechers vom Boden entkoppeln zu können. Als Füße wurden einfach erhältliche Gummi Türstopper aus dem Baumarkt verwendet, die diese Aufgabe gut erfüllen. Der Modulare Lautsprecher mit der Frontplatte für das Bassreflexgehäuse, der Verschlussmechanismus, die Gummifüße und weitere Details sind in Abb. 2.13 und 2.14 zu sehen.

Das Lautsprechergehäuse wurde mit der 3D Software Fusion 360 von Autodesk entworfen und geplant. Die 3D Ansicht ermöglichte es, den Verschlussmechanismus bis ins kleinste Detail im Vornherein zu planen. Die Zeichnungen für das Bauen der modularen Lautsprecher sind in Anhang B.3 zu finden.

3. Optimierung und Messung der Lautsprecher

Die akustischen Gehäuseparameter lassen sich vor dem Bauen der Lautsprecher noch nicht genau bestimmen und können nur aus Erfahrungswerten abgeschätzt werden. Das tatsächlich wirkende akustische Luftvolumen, die Gehäuse- und Leckverluste und weitere akustische Parameter können nach dem Bauen durch die Impedanzmessung am Lautsprecher bestimmt werden. Durch die Eingabe dieser Parameter in das Matlab Programm *Speaker Analyzer* werden sie bei der Optimierung berücksichtigt, und es ergeben sich neue Werte für das Nachgiebigkeitsverhältnis und beim Bassreflexlautsprecher auch für die Länge des Bassreflexrohres.

Das Gehäusevolumen und das Bassreflexrohr können nun abgeändert werden. Mit dieser Anpassung verändern sich nicht nur das Nachgiebigkeitsverhältnis und die akustische Masse im Bassreflexrohr, sondern auch die Gehäuse- und Leckverluste. Aus diesem Grund entsteht bei der Optimierung des Lautsprechergehäuses ein iterativer Vorgang, bei dem die Gehäuseparameter so lange verändert und gemessen werden, bis das Nachgiebigkeitsverhältnis und die Länge des Bassreflexrohres des Lautsprechers mit den berechneten Werten im Matlab Programm übereinstimmen. Im Anschluss wird der optimierte Frequenzgang zur Überprüfung gemessen und mit der gewünschten Filtercharakteristik verglichen.

3.1. Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse

Als Erstes wird die Ermittlung der noch unbekannten Gehäuseparameter, die Optimierung des Gehäuses auf die gewünschte Klangcharakteristik und die Messung des Frequenzganges beim Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse genauer beschrieben. Erst danach wird das Gleiche aufgrund der größeren Komplexität beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse durchgeführt.

3.1.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik

Für die Optimierung des Lautsprechers auf die Klangcharakteristik müssen als Erstes die Änderung der Masse der Strahlungsimpedanz im Vergleich zur unendlichen Schallwand, das Nachgiebigkeitsverhältnis und die Gehäuse- und Leckverluste aus der Impedanzmessung bestimmt werden können. Für die Bestimmung wird wie von Small in [5, 6] beschrieben vorgegangen, wobei die Gehäuse- und Leckverluste nicht vernachlässigt werden. Im folgenden werden diese Parameter berechnet und durch die Bestimmung der Gehäuse- und Leckverluste erweitert. Somit ist es bei der Optimierung besser möglich, die Änderungen abzuschätzen und zu berücksichtigen. Die Änderung der Masse der Strahlungsimpedanz im Vergleich zur unendlichen Schallwand kann wie bei der Federdifferenzmethode mit (2.27) berechnet werden. Das Verhältnis des äquivalenten Nachgiebigkeitsvolumens der Membranaufhängung zum Volumen des geschlossenen Gehäuses kann aus (2.29) folgendermaßen bestimmt werden. Das Verhältnis wird Steifigkeits-/Nachgiebigkeitsverhältnis α [1, Gl. 4.16] genannt.

$$\alpha = \frac{s_{m,gG}}{s_{m,Ma}} = \frac{V_{\ddot{a},Ma}}{V_{gG}} = \frac{\omega_{gG}}{\omega_{uS}} \frac{Q_{e,gG}}{Q_{e,Mk}} - 1$$
(3.1)

Die Berücksichtung der Gehäuse- und Leckverluste gestaltet sich etwas komplizierter. Aus dem Vergleich des elektrischen Modells für den Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse [1, Abb. 4.3] zum Lautsprecher in der unendlichen Schallwand [1, Abb. 3.14] können die Güten (2.16) und (2.17) für das geschlossene Gehäuse folgendermaßen geschrieben werden.

$$Q_{m,gG} = \frac{1}{R_{mg,gG}} \sqrt{s_{mg,gG} m_{g,gG}}$$
(3.2)

$$Q_{e,gG} = \frac{R_S}{B^2 l^2} \sqrt{s_{mg,gG} m_{g,gG}}$$
(3.3)

Wird nun die Gesamtgüte als Parallelschaltung der beiden berechnet und [1, Gl. 4.12, 4.13] eingesetzt, ergibt sich daraus folgendes.

$$Q_{g,gG} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{m,gG}} + \frac{1}{Q_{e,gG}}} = \frac{\sqrt{s_{mg,gG} m_{g,gG}}}{\frac{B^2 l^2}{R_S} + R_{m,Ma} + R_{mV,gG}}$$
(3.4)

Durch das Umformen und Einsetzen von (2.16) und (2.17) kann die Gesamtgüte weiter umgeschrieben werden. Mit der Verlustgüte $Q_{mV,gG}$ des geschlossenen Gehäuses in (3.5), die wie die Güte in (3.2) definiert wird, vereinfacht sich die Gesamtgüte weiter. Die Gesamtgüte $Q_{g,gG}$ des Lautsprechers im geschlossenen Gehäuse ergibt sich dann mit (2.27) und (3.1) folgendermaßen.

$$Q_{mV,gG} = \frac{1}{R_{mV,gG}} \sqrt{s_{mg,gG} m_{g,gG}}$$
(3.5)

$$Q_{g,gG} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{m,Mk}} + \frac{1}{Q_{e,Mk}} + \frac{1}{Q_{mV,gG}}\sqrt{(1+\alpha)m}}\sqrt{(1+\alpha)m}$$
(3.6)

Für die Messung der Verlustgüte kann (2.27) und (3.1) in (3.6) eingesetzt und auf die Verlustgüte $Q_{mV,gG}$ umgeformt werden.

$$Q_{mV,gG} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{g,gG}} - \left(\frac{1}{Q_{m,Mk}} + \frac{1}{Q_{e,Mk}}\right)\frac{Q_{e,Mk}}{Q_{e,gG}}}$$
(3.7)

Somit können die zuvor noch unbekannten Werte aus der Impedanzmessung des gebauten Lautsprechers ermittelt werden. Die explizite Berechnung dieser Gehäuseparameter bringt den Vorteil, dass die tatsächlich wirkenden akustischen Parameter im Gehäuse bestimmt werden können. Das Steifigkeits-/Nachgiebigkeitsverhältnis α gibt beispielsweise an, wie viel Steifigkeit durch die Komprimierung der Luft im Gehäuse im Vergleich zur Membranaufhängung zusätzlich entsteht. Die Masseänderung *m* der Strahlungsimpedanz im Vergleich zur unendlichen Schallwand ist durch die geometrischen Abmessungen des Gehäuses gegeben. Die Verlustgüte $Q_{mV,gG}$ berücksichtigt alle Verluste, die im Gehäuse entstehen. Sie setzt sich hauptsächlich aus den Leckverlusten bei nicht komplett dichtem Gehäuse und den Reibungsverlusten der Luftteilchen an den Gehäusewänden zusammen.

Bei den modularen Lautsprechern wurden 18 und 4mm dicke MDF Platten zur Volumenverkleinerung verwendet. Damit sie einfach in den Lautsprecher gelegt werden können, wurden die Platten 5mm kleiner wie die Abstände der Seitenwände zugeschnitten. Wie sich bei den Messungen und der Optimierung herausstellte, entstehen in den seitlichen Luftspälten große akustische Verluste, die eine sehr geringe Verlustgüte zur Folge haben. Um die Optimierung auf die Filtercharakteristiken durchführen zu können, wurde die oberste Platte mit einer zusätzlichen Dichtung versehen und dadurch diese Verluste verringert.

Für die Optimierung des Lautsprechers auf die gewünschte Klangcharakteristik wurde das Gehäusevolumen jeweils mit einer MDF Platte schrittweise verkleinert und eine Impedanzmessung durchgeführt. Aus dieser wurden dann mit einem Matlab Script und den zuvor beschriebenen Gleichungen die benötigten Parameter automatisch berechnet. Die berechneten Parameter wurden in das Matlab Programm Speaker Analyzer eingegeben und für die gewünschte Klangcharakteristik das optimale Steifigkeits-/Nachgiebigkeitsverhältnis α berechnet. Das Gehäusevolumen wurde nun so lange variiert, bis das gemessene mit dem optimalen Nachgiebigkeitsverhältnis möglichst gut übereinstimmte. Die benötigten Volumensverkleinerungen für die Optimierung auf die Bessel Klangcharakteristik sind in Abb. 3.1 zu sehen. Auf Grund der Thiele-Small Parameter des 8CX21 Chassis war es nur möglich, das Gehäusevolumen auf die Bessel- und die kritisch gedämpfte Klangcharakteristik zu optimieren. Für die Butterworth und Chebychev Charakteristiken hätte das Gehäusevolumen weiter verkleinert werden müssen, was im oberen Bereich des Lautsprechers nicht realisierbar war. In Tab. 3.1 sind die Anzahl der benötigten MDF Platten für die jeweilige Klangcharakteristik und die gemessenen Parameter zu finden. Für die Reproduzierbarkeit ist die Anordnung der Volumenverkleinerungen für die kritisch gedämpfte Klangcharakteristik im Anhang B.1 vorhanden.
Klangcharakteristik	α	m	$Q_{mV,gG}$	Volumenverkleinerungen
Bessel	1,5	1,0	9,6	18 mal 18mm + 4 mal 4mm Platten
Kritisch gedämpft	0,44	1,13	61,8	6 mal 18mm Platten

Tabelle 3.1.: Anzahl der MDF Platten für die Volumenverkleinerung und gemessene Parameter für die Optimierung beim geschlossenen Gehäuse



Abbildung 3.1.: Anordnung der MDF Platten für die Volumenverkleinerung für die Bessel Charakteristik beim geschlossenen Gehäuse

Üblicherweise wird beim Bauen und Optimieren eines Lautsprechers das Luftvolumen im Innern des Gehäuses mit Füllmaterial leicht ausgestopft, um stehende Wellen, die durch Reflexionen an parallelen Wänden entstehen, zu verhindern. Durch das Füllmaterial werden die Wellen gedämpft und es kommt zu keinen unerwünschten klanglichen Veränderungen. Das zusätzliche Füllmaterial führt zur Verringerung der akustischen Steifigkeit und zu einer damit verbundenen Vergrößerung des akustisch wirksamen Volumens. Das Gehäuse des Lautsprechers kann dadurch kleiner gebaut werden, was in den meisten Fällen einen Vorteil darstellt. Andererseits entstehen durch das Füllmaterial größere Verluste im Gehäuse, die jedoch bei leichter Stopfung nicht wirklich ins Gewicht fallen. Die Masse der Strahlungsimpedanz ändert sich ebenfalls.

Die Messung des Nachgiebigkeitsverhältnis α_{κ} , der Masseänderung m_{κ} und der Verlustgüte $Q_{mV,gG,\kappa}$ mit Füllmaterial erfolgt mit (2.27), (3.1) und (3.7) gleich wie beim leeren Gehäuse. Das Verhältnis vom akustisch wirksamen Volumen zum tatsächlichen Gehäusevolumen V_{gG} kann wie in (3.8) [1, Gl. 4.2] durch den Adiabatenexponent κ berücksichtigt werden. Ohne Füllmaterial, im adiabatischen Zustand, ist der Adiabatenexponent $\kappa = 1, 4$ und mit starker Füllung, bei isothermem Zustand fast $\kappa = 1$. Mit (3.1) kann das Nachgiebigkeitsverhältnis α_{κ} folgendermaßen angeschrieben werden.

$$\frac{V_{\ddot{a},gG}}{V_{gG}} = \frac{1,4}{\kappa} \tag{3.8}$$

$$\alpha_{\kappa} = \frac{V_{\ddot{a},Ma}}{V_{\ddot{a},gG,\kappa}} = \frac{V_{\ddot{a},Ma}}{V_{gG}} \frac{\kappa}{1,4}$$
(3.9)

Wird das Verhältnis vom Nachgiebigkeitsverhältnis mit und ohne Füllmaterial gebildet, vereinfacht sich die Gleichung weiter und es kann daraus der Adiabatenexponent κ wie folgt berechnet werden. Mit der zusätzlichen Messung ist es somit möglich, die Volumenvergrößerung bei der Optimierung ebenfalls zu berücksichtigen.

$$\kappa = \frac{\alpha_{\kappa}}{\alpha} \, 1,4 \tag{3.10}$$

3.1.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges

Im Anschluss zur Optimierung des Lautsprechergehäuses sollte der Frequenzgang des Lautsprechers überprüft werden. Da auch hier kein geeigneter Messraum für eine Freifeldmessung verfügbar war, wurde die in Kapitel 2.2.3 beschriebene Simulierte Freifeldmessung verwendet. Die Nachteile dieser Messmethode müssen deshalb bei der Auswertung der Ergebnisse berücksichtigt werden.

Durch die Verwendung der Simulierten Freifeldmessung beim geschlossenen Gehäuse muss die Messmethode im Vergleich zur unendlichen Schallwand angepasst werden. Mit (2.35) wird der minimale Mikrofonabstand berechnet, wobei für die größte Abmessung M die Diagonale des modularen Lautsprechers mit 70*cm* gewählt wurde. Für die Fernfeldmessung wurde deshalb ein Mikrofonabstand von 2, 2*m* verwendet. Im Hörsaal HS i2 der TU Graz ergeben sich mit der Messanordnung in Abb. 3.4 Reflexionen, die mit einer 6, 2*ms* langen Fensterfunktion entfernt werden müssen. Es ergibt sich daraus mit (2.38) eine minimale Frequenz f_{min} von 161*Hz*, wo die Fernfeldmessung gültig ist. Die Nahfeldmessung kann mit (2.39) bis zu einer maximalen Frequenz f_{max} von 156*Hz* verwendet werden. Somit ist der HS i2 nicht groß genug, dass sich f_{min} und f_{max} überschneiden und eine durchgehende Simulierte Freifeldmessung ermöglichen. Da jedoch f_{min} und f_{max} relativ nahe beieinander



Abbildung 3.2.: Simulierte Freifeldmessung mit Bessel Charakteristik beim Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse



Abbildung 3.3.: Simulierte Freifeldmessung mit kritisch gedämpfter Klangcharakteristik beim Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse



Abbildung 3.4.: Messanordnung für die Fernfeldmessung im Hörsaal HS i2

liegen und kein größerer Raum für die Messung verfügbar war, wurde die Nah- und Fernfeldmessung verwendet und bei 161Hz zusammengesetzt. Zudem wurde die resultierende Simulierte Freifeldmessung auf den Pegel der Referenzmessung in 1m Abstand skaliert.

In Abb. 3.2 und 3.3 ist die Simulierte Freifeldmessung für den Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse mit Bessel und kritisch gedämpfter Klangcharakteristik dargestellt. Zum Vergleich ist die gemessene Fernfeldmessung ohne Fensterung im Zeitbereich und der modellierte Frequenzgang des Lautsprechers mit geschlossenem Gehäuse [1, Kap. 4.5] ebenfalls dargestellt. Bei hohen Frequenzen stimmt die Simulierte Freifeldmessung mit der Einhüllenden der Fernfeldmessung gut überein. Für Frequenzen kleiner 500*Hz* ist das nicht mehr der Fall. Durch das Zusammensetzen der Nah- und Fernfeldmessung bei der Simulierten Freifeldmessung ist es nicht mehr eindeutig, wie der tatsächliche Frequenzgang des Lautsprechers verläuft. Die Simulierte Freifeldmessung gleicht von der Kurvenform dem modellierten Frequenzgang, der der gewünschten Klancharakteristik bei tiefen Frequenzen entspricht, ist jedoch etwas verschoben. Aus diesem Grund kann bei tiefen Frequenzgang des optimierten Lautsprechers mit der gewünschten Klangcharakteristik übereinstimmt.

3.2. Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse

Die Optimierung des Gehäuses auf die gewünschte Klangcharakteristik erfolgt beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse prinzipiell auf gleiche Weise wie beim geschlossenen Gehäuse. Der iterative Vorgang von Messen und Ändern der Gehäuseparameter wird auch hier so lange durchgeführt, bis das Nachgiebigkeitsverhältnis und die Länge des Bassreflexrohres des Lautsprechers mit den berechneten Werten im Matlab Programm übereinstimmen. Auf die Unterschiede wird jedoch nun im Folgenden genauer eingegangen.

3.2.1. Optimierung auf die Klangcharakteristik

Durch das komplexere elektroakustische Modell des Bassreflexlautsprechers [1, Kap. 5] gestaltet sich die Ermittlung der fehlenden Gehäuseparameter wesentlich komplizierter und es werden zur Lösung Näherungen angenommen. Es wird dabei wie von Small in [7–10] beschrieben vorgegangen.

Auch beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse werden die unbekannten Parameter aus der Impedanzmessung bestimmt. Deshalb wird von der Gleichung der Eingangsimpedanz (3.11) [1, Gl. 5.49] ausgegangen, die in Abb. 3.5 dargestellt ist.

$$\underline{Z_{ges}} = R_S + \underline{Z_x} \tag{3.11}$$

$$\underline{Z_x} = R_{e,Ma} \frac{s \left(T_{uS}/Q_{m,Mk}\right) \left(1 + sT_H/Q_L + s^2 T_H^2\right)}{s^4 T_H^2 T_{uS}^2 + s^3 \left(T_H^2 T_{uS}/Q_{m,Mk} + T_H T_{uS}^2/Q_L\right) + s^2 \left[\left(\alpha + 1\right) T_H^2\right]} + T_H T_{uS}/Q_L Q_{m,Mk} + T_{uS}^2\right] + s \left(T_H/Q_L + T_{uS}/Q_{m,Mk}\right) + 1$$

Für die Ermittlung des Nachgiebigkeitsverhältnisses α wird die Verlustgüte Q_L vernachlässigt. Mit $Q_L \rightarrow \infty$ und $s = j\omega$ kann die Eingangsimpedanz folgendermaßen geschrieben werden.

$$\frac{Z_{ges_{\infty}}(j\omega) = R_{S} + R_{e,Ma} \frac{j \left(\omega T_{uS} / Q_{m,Mk}\right) \left(1 - \omega^{2} T_{H}^{2}\right)}{\omega^{4} T_{H}^{2} T_{uS}^{2} - \omega^{2} \left[\left(\alpha + 1\right) T_{H}^{2} + T_{uS}^{2}\right]} + j \left(\omega T_{uS} / Q_{m,Mk}\right) \left(1 - \omega^{2} T_{H}^{2}\right) + 1}$$
(3.12)

Nun werden die Minima und Maxima dieser Funktion bestimmt. Es entsteht mindestens ein Minimum, wenn der Zähler des Bruches Null ist. Daraus ergibt sich folgendes Minimum mit der Phase von 0°. In diesem Fall liegt das Minimum genau bei f_M .

$$(1 - \omega^2 T_H^2) = 0 \longrightarrow \omega = \frac{1}{T_H}$$
(3.13)



Abbildung 3.5.: Impedanzverlauf beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse

Die Maxima können ebenfalls bestimmt werden, wenn der Realteil des Nenners Null gesetzt wird. Mit der Substitution $x = \omega^2$ kann (3.14) gelöst werden und es ergeben sich folgende zwei Lösungen.

$$\omega^4 T_H^2 T_{uS}^2 - \omega^2 \left[\left(\alpha + 1 \right) T_H^2 + T_{uS}^2 \right] + 1 = 0$$
(3.14)

$$\omega_1^2 = \frac{(1+\alpha)T_H^2 + T_{uS}^2 + \sqrt{(1+\alpha)^2 T_H^4 + 2(\alpha-1)T_H^2 T_{uS}^2 + T_{uS}^4}}{2T_H^2 T_{uS}^2}$$
(3.15)

$$\omega_2^2 = \frac{(1+\alpha)T_H^2 + T_{uS}^2 - \sqrt{(1+\alpha)^2 T_H^4 + 2(\alpha-1)T_H^2 T_{uS}^2 + T_{uS}^4}}{2T_H^2 T_{uS}^2}$$
(3.16)

Aus diesen beiden Gleichungen können nun folgende Zusammenhänge berechnet werden. Wird (3.18) in (3.19) eingesetzt, ergibt sich (3.20), was mit $\omega = 2\pi f$ auf die Beziehung in (3.21) umgeformt werden kann.

$$\omega_1^2 + \omega_2^2 = (1+\alpha)\,\omega_{uS}^2 + \omega_H^2 \tag{3.17}$$

$$\left(\omega_1^2 + \omega_2^2\right)^2 = (1+\alpha)^2 \omega_{uS}^4 + 2(1+\alpha)\omega_{uS}^2 \omega_H^2 + \omega_H^4$$
(3.18)

$$\left(\omega_2^2 - \omega_1^2\right)^2 = (1+\alpha)^2 \omega_{uS}^4 + 2(\alpha - 1)\omega_{uS}^2 \omega_H^2 + \omega_H^4$$
(3.19)

$$\left(\omega_{2}^{2}-\omega_{1}^{2}\right)^{2}=\left(\omega_{1}^{2}+\omega_{2}^{2}\right)^{2}-4\,\omega_{H}^{4}\omega_{uS}^{2}$$
(3.20)

$$f_{uS} = \frac{f_1 f_2}{f_H}$$
(3.21)

Das Nachgiebigkeitsverhältnis α ergibt sich schlussendlich aus (3.17), wobei (3.21) eingesetzt wird. Somit kann α direkt aus den Maxima und dem Minimum bei $f_M = f_H$ berechnet werden.

$$\alpha = \frac{(f_2 + f_H)(f_2 - f_H)(f_H + f_1)(f_H - f_1)}{f_1^2 f_2^2}$$
(3.22)

Im vereinfachten Modell für den Lautsprecher im Bassreflexgehäuse [1, Abb. 5.5] wird die Verlustgüte Q_L durch den Widerstand $R_{egl,vG}$ berücksichtigt. Zur Bestimmung von Q_L wird nun die Kreisfrequenz gesucht, bei der die Eingangsimpedanz (3.11) rein reell wird. Sie ist reell, wenn die Parallelschaltung von der Induktivität $L_{se,Ma}$, der Kapazität $C_{meg,vG}$ und der Impedanz des Serienschwingkreises Z_{ser} (3.23) [1, Gl. 5.46] ebenfalls reell ist. Die Parallelschaltung kann mit (3.1) und [1, Gl. 5.23, 5.28, 5.45, 3.65, 3.72, 5.21] auf (3.24) umgeformt werden. Mit $s = j\omega$ ergibt sich daraus (3.25).

$$\underline{Z_{ser}} = R_{egl,vG} Q_L \frac{1 + s \frac{T_H}{Q_L} + s^2 T_H^2}{s T_H}$$
(3.23)

$$\underline{Z}(s) = \frac{1}{\frac{1}{sL_{se,Ma}} + sC_{meg,vG} + \frac{1}{\underline{Z}_{ser}}}}$$
$$= R_{egl,vG} \frac{\alpha T_H Q_L (s^3 T_H^2 + s^2 \frac{T_H}{Q_L} + s)}{s^4 T_H^2 T_{uS}^2 + s^3 \frac{T_H T_{uS}^2}{Q_L} + s^2 \left((1+\alpha)T_H^2 + T_{uS}^2\right) + s\frac{T_H}{Q_L} + 1}$$
(3.24)

$$\underline{Z}(j\omega) = R_{egl,vG} \frac{\alpha T_H Q_L \left(-\omega^2 \frac{T_H}{Q_L} + j\omega(1 - \omega^2 T_H^2) \right)}{\omega^4 T_H^2 T_{uS}^2 - \omega^2 \left((1 + \alpha) T_H^2 + T_{uS}^2 \right) + 1 + j\omega \frac{T_H}{Q_L} (1 - \omega^2 T_{uS}^2)}$$
(3.25)

Bei der Kreisfrequenz mit der Phase 0° kann nach Small der Betragswert von $\underline{Z}(j\omega)$ ermittelt werden, indem das Verhältnis der Real- oder Imaginärteile des Zählers und Nenners gebildet und diese gleichgesetzt werden.

$$|\underline{Z}(j\omega)| = R_{egl,vG} \frac{\alpha T_H Q_L \left(-\omega^2 \frac{T_H}{Q_L}\right)}{\omega^4 T_H^2 T_{uS}^2 - \omega^2 \left((1+\alpha) T_H^2 + T_{uS}^2\right) + 1}$$
$$= R_{egl,vG} \frac{\alpha T_H Q_L \left(1-\omega^2 T_H^2\right)}{\frac{T_H}{Q_L} \left(1-\omega^2 T_{uS}^2\right)}$$
(3.26)

Da die Lösung von (3.26) nach ω auf ein Gleichungssystem 6. Ordnung führt, kann es analytisch nicht mehr sinnvoll gelöst werden. Es muss deshalb eine Näherung angenommen werden. Betrachtet man das Verhältnis der Realteile von Zähler und Nenner, so erkennt man die Struktur eines Bandpasses mit der Resonanzkreisfrequenz $\omega_H = \frac{1}{T_H}$. In der Nähe der Resonanzkreisfrequenz ändert sich der Betrag der Impedanz erfahrungsgemäß bei einem Bandpass nur gering, weshalb angenommen werden kann, dass bei einer Phase von 0° bei ω_M der Betrag fast gleich groß ist wie bei ω_H . Daraus ergibt sich folgendes.

$$|\underline{Z}(j\omega_M)| \approx |\underline{Z}(j\omega_H)| \approx R_{egl,vG}$$
(3.27)

Bei einer Phase von 0° bei ω_M vereinfacht sich deshalb das Modell für den Lautsprecher im Bassreflexgehäuse näherungsweise auf eine Parallelschaltung von $R_{e,Ma}$ und $R_{egl,vG}$ und dem in Serie geschalteten Widerstand R_S . Der Betrag der Eingangsimpedanz ergibt sich somit bei ω_M folgendermaßen.

$$|\underline{Z_{ges}}(j\omega_M)| = R_M = R_S + \frac{1}{\frac{1}{R_{e,Ma}} + \frac{1}{R_{egl,vG}}}$$
(3.28)

$$R_M = R_S + \frac{1}{\frac{1}{\omega_{uS}L_{se,Ma}Q_{m,Mk}} + \frac{Q_L}{\omega_H L_{se,vG}}}$$
(3.29)

Mit (2.16), (2.19) und [1, Gl. 5.45] kann (3.28) auf (3.29) umgeschrieben werden. Wird der Betragswert R_M bei ω_M auf R_S normiert (3.30), vereinfacht sich (3.29) weiter. Durch das Einsetzen von (2.17), (2.19) und das Umformen auf Q_L folgt daraus (3.33), dass sich mit (3.31), (3.32) [1, Gl. 5.65] und $\omega = 2\pi f$ weiter vereinfacht.

$$r_{M} = \frac{R_{M}}{R_{S}} \qquad (3.30) \qquad \alpha = \frac{s_{m,vG}}{s_{m,Ma}} \qquad (3.31) \qquad h = \frac{f_{H}}{f_{uS}} \qquad (3.32)$$
$$Q_{L} = \frac{\omega_{H}}{\omega_{uS}} \frac{L_{se,vG}}{L_{se,Ma}} \left(\frac{1}{Q_{e,Mk}(r_{M}-1)} - \frac{1}{Q_{m,Mk}}\right)$$
$$= \frac{h}{\alpha} \left(\frac{1}{Q_{e,Mk}(r_{M}-1)} - \frac{1}{Q_{m,Mk}}\right) \qquad (3.33)$$

Mit dieser Näherung kann somit aus den gemessenen Werten bei den Maxima und beim Minimum der Impedanzmessung (siehe Abb. 3.5) die Verlustgüte Q_L relativ einfach berechnet werden.

Wie gut die vorgenommenen Näherungen mit den tatsächlichen Werten übereinstimmen, konnte in dieser Arbeit leider nicht festgestellt werden. Nach Small sind diese Näherungen für Verlustgüten Q_L größer 5 ausreichend genau, was meistens angenommen werden kann. [10]

Die Änderung der Strahlungsimpedanz durch das Lautsprechergehäuse im Vergleich zur unendlichen Schallwand wird einfachheitshalber ebenfalls vernachlässigt. Üblicherweise wird das Gehäuse beim Bassreflexlautsprecher nur ganz leicht mit Füllmaterial gefüllt. Dadurch werden Reflexionen verringert, jedoch zusätzliche Verluste möglichst gering gehalten. Die Änderungen durch das Füllmaterial werden deshalb ebenfalls vernachlässigt.

Mit (3.22) und (3.33) können somit die zuvor noch unbekannten Gehäuseparameter für die Optimierung des Bassreflexlautsprechers aus der Impedanzmessung bestimmt werden. Bei der Optimierung wird das Gehäusevolumen und die Länge des Bassreflexrohres so lange verändert und die unbekannten Gehäuseparameter gemessen, bis das berechnete Nachgiebigkeitsverhältnis und die berechnete Rohrlänge aus dem Matlab Programm mit den gemessenen Werten übereinstimmen.

Beim modularen Lautsprecher wurde so das Bassreflexgehäuse auf die Bessel, Butterworth und Chebychev Charakteristik optimiert. Die benötigten Volumenverkleinerungen und die gemessenen Parameter sind dafür in Tab. 3.2 angegeben. Die genauen Anordnungen der Volumenverkleinerungen sind für die Reproduzierbarkeit in Anhang B.1 zu finden.

Klangcharakteristik	α	Q_L	Bassreflexrohr	Volumenverkleinerungen
Bessel	1,3	2,9	d = 46; l = 60mm	15 mal 18mm + 5 kl. Platten
Butterworth	0,9	4,8	d = 46; l = 20mm	15 mal 18mm Platten
Chebyshev $k = 0, 8$	0,6	5,1	d = 46; l = 20mm	11 mal 18 <i>mm</i> Platten

Tabelle 3.2.: Volumenverkleinerungen, Abmessungen des Bassreflexrohres und gemessene Parameter der Optimierungen beim Bassreflexgehäuse

3.2.2. Messung des Schalldruckpegel-Frequenzganges

Die Messung des Frequenzganges beim Bassreflexlautsprecher wird prinzipiell gleich wie beim Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse durchgeführt. Die Verwendung der Simulierten Freifeldmessung muss deshalb auch bei der Beurteilung der Messergebnisse berücksichtigt werden.

Die Fernfeldmessung wird auch hier mit einem Mikrofonabstand von 2, 2*m* gemessen und die ersten Reflexionen mit einer 6, 2*ms* langen Fensterfunktion abgeschnitten. Durch das zusätzliche Bassreflexrohr wird eine Nahfeldmessung möglichst nahe an der Lautsprechermembran und eine weitere direkt am Bassreflexrohr durchgeführt. Wie von Struck und Temme vorgeschlagen, wird die Nahfeldmessung vom Bassreflexrohr mit $\sqrt{A_{Br}/A_M}$ skaliert und mit der Nahfeldmessung der Lautsprechermembran im Frequenzbereich komplexwertig addiert. Zum Schluss wird die Nah- und Fernfeldmessung bei 161*Hz* zusammengesetzt und auf die Referenzmessung in 1*m* skaliert. In Abb. 3.6, 3.7 und 3.8 ist die Simulierte Freifeldmessung für die Bessel, Butterworth und Chebyshev (k = 0, 8) Klangcharakteristik für den Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse zu sehen. Zum Vergleich wurde die Fernfeldmessung ohne Fensterfunktion im Zeitbereich dargestellt. Zusätzlich wurde der modellierte Frequenzgang des Lautsprechers mit Bassreflexgehäuse [1, Kap. 5.7], der für die jeweilige Klangcharakteristik berechnet wurde, ebenfalls eingefügt. Bei hohen Frequenzen stimmt auch hier die Simulierte Freifeldmessung mit der Einhüllenden der Fernfeldmessung gut überein. Durch das Zusammensetzen der Nah- und Fernfeldmessung bei etwa 160Hz entsteht in der Simulierten Freifeldmessung ein Übergang, bei dem die Tangenten der beiden Messkurven nicht übereinstimmen. Das ist bei einer echten Freifeldmessung so nicht der Fall und deutet auf eine fehlerhafte Messmethode hin. Bei tiefen Frequenzen unterscheiden sich die Steigungen der Simulierten Freifeldmessung zudem stark vom modellierten Frequenzgang. Aus der Simulierten Freifeldmessung kann deshalb auch hier nicht auf den tatsächlichen Frequenzgang des Lautsprechers geschlossen werden. Aufgrund der fehlenden Freifeldmessung ist es nicht möglich, die Optimierung des Bassreflexlautsprechers auf die gewünschte Klangcharakteristik im Frequenzbereich zu überprüfen.



Abbildung 3.6.: Simulierte Freifeldmessung mit Bessel Klangcharakteristik beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse



Abbildung 3.7.: Simulierte Freifeldmessung mit Butterworth Klangcharakteristik beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse



Abbildung 3.8.: Simulierte Freifeldmessung mit Chebyshev (k = 0, 8) Klangcharakteristik beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse

4. Dimensionierung und Bauen der Frequenzweiche

Wie bei der Funktionsweise des Elektrodynamischen Lautsprechers in Kap. 2.1.1 beschrieben, ist es physikalisch nicht möglich, ein gut klingendes Lautsprecherchassis für den ganzen Hörbereich des Menschen zu bauen. Aus diesem Grund müssen mehrere Lautsprecherchassis in einem Lautsprechersystem kombiniert werden. Üblicherweise wird dabei jedes Chassis so ausgewählt, dass es in einem gewünschten Frequenzbereich möglichst gut klingt. Durch die Kombination mehrerer Chassis kommt es jedoch zur Überlappung der Frequenzbereiche. Um jedes Lautsprecherchassis nur im gewünschten Frequenzbereich verwenden zu können und einen glatten Frequenzgang des gesamten Lautsprechersystems zu erhalten, muss eine Frequenzweiche eingesetzt werden. Die Frequenzweiche besteht aus mehreren Frequenzfiltern, die gewünschte Frequenzbereiche gezielt anheben oder absenken und so das Musiksignal auf die unterschiedlichen Chassis aufteilt.

Für die Realisierung der Frequenzweiche gibt es unterschiedliche Möglichkeiten. Die Frequenzweiche kann passiv, aktiv oder digital ausgeführt werden, was von der Art der verwendeten Filter abhängt. Im folgenden werden diese drei Varianten kurz beschrieben und auf die Vor- und Nachteile eingegangen.

Bei der **passiven Frequenzweiche** werden für die Filterung nur passive Bauelemente wie Widerstände, Spulen und Kondensatoren verwendet. Die Frequenzweiche wird nach dem Verstärker angeschlossen und teilt das verstärkte Musiksignal auf die unterschiedlichen Chassis auf. Der Vorteil dieser Frequenzweiche ist deshalb, dass für ein Lautsprechersystem nur ein Verstärker benötigt wird. Die passive Frequenzweiche besteht zudem aus relativ einfachen Bauelementen, die jedoch für die maximale Ausgangsleistung der Chassis ausgelegt werden müssen. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Eingangsimpedanz des Lautsprechers den Frequenzgang des jeweiligen Filters beeinflusst und mit einer Impedanzkompensation ausgeglichen werden sollte. Mit einer passiven Frequenzweiche ist es zudem nur möglich, relativ einfache Filter mit geringer Ordnung und akzeptablem Aufwand zu realisieren.

In einer **aktiven Frequenzweiche** werden zusätzlich zu den passiven auch aktive Bauelementen verwendet. Als aktive Bauelemente können Operationsverstärker, Transistoren oder Elektronenröhren eingesetzt werden. Die aktiven Frequenzfilter in der Frequenzweiche werden üblicherweise vor dem Leistungsverstärker angeschlossen. Durch diese Beschaltung muss für jedes Chassis nach der Frequenzfilterung jeweils ein Leistungsverstärker verwendet werden. Dieser Nachteil wird jedoch durch einige Vorteile mehr als ausgeglichen. Der Leistungsverstärker bewirkt eine Impedanzanpassung, welche zur Entkopplung der Eingangsimpedanz des Chassis und dem Frequenzfilter führt. Die Impedanzkompensation entfällt und das Filter kann für eine einfache resistive Last dimensioniert werden. Die Entkopplung bewirkt zudem, dass die Bauteile des Frequenzfilters für kleine Leistungen ausgelegt werden können, was zur Verringerung der Kosten und des Platzbedarfes beiträgt. Durch zusätzliche aktive Bauelemente können Filter gegenseitig entkoppelt und Spulen simuliert werden. Das vereinfacht die Dimensionierung der Bauelemente und ermöglicht höhere Filterordnungen.

Bei einer **digitalen Frequenzweiche** werden digitale Filter eingesetzt, die sich von der Funktionsweise stark von den analogen Frequenzfiltern unterscheiden. Für digitale Filter wird das Musiksignal mit einem Analog-Digital Wandler (ADC) digitalisiert, das Filter in einem Digitalen Signalprozessor (DSP) gerechnet und anschließend das digitale Signal mit einem Digital-Analog Wandler (DAC) wieder zurückgewandelt. Die digitale Frequenzweiche wird auch hier vor den Leistungsverstärker geschaltet. Der zusätzliche Aufwand durch die AD/DA Wandlung bietet jedoch weitere Vorteile. Im DSP können dadurch beliebige Filter mit hoher Filterordnung gerechnet werden. Die Frequenzfilter im DSP werden programmiert, was eine schnelle Anpassung der Filter ohne Hardwareänderung erlaubt. Zudem wird die Reproduzierbarkeit der Filter verbessert, da die Toleranzen der Bauteile vernachlässigt werden können.

Für die modularen Lautsprechersysteme war es gewünscht, dass die Frequenzweiche passiv ausgeführt wird. Wie diese Frequenzweiche dimensioniert werden kann und welche Probleme dabei entstehen, wird im folgenden beschrieben. Zudem wird darauf eingegangen, wie gut sich eine passive Frequenzweiche für ein modulares Lautsprechersystem eignet.

4.1. Wahl der Frequenzfilter

Die Wahl der passenden Frequenzfilter für die Frequenzweiche ist nicht gerade einfach. Für die Trennung der Frequenzbereiche der Lautsprecherchassis werden Hoch- und Tiefpassfilter verwendet. Dabei stellt sich jedoch die Frage, wie die Filter ausgelegt werden müssen, um einen möglichst gleichmäßigen Frequenzgang und ausreichende Trennung zwischen den Chassis zu erhalten.

Nach Linkwitz [11] muss die Steilheit des Frequenzfilters mindestens 12*dB* pro Oktave bzw. 40*dB* pro Dekade besitzen, um ausreichende Trennung zu gewährleisten. Zudem sollte der abgestrahlte Schalldruck über den ganzen Frequenzgang gleich sein und die Richtwirkungen der Chassis nicht beeinflusst werden. Daraus folgt, dass der Betrag des Frequenzganges beim Übergang von den beiden Chassis konstant sein muss. Außerdem darf die Phasenverschiebung zwischen den beiden Chassis nur sehr gering sein. Wird die Phase durch die Frequenzfilter verschoben, führt das zu einer Veränderung der Richtcharakteristik. Mit Hoch- und Tiefpassfilter 2. und 4. Ordnung, sowie Vielfache davon, können diese Anforderungen erfüllt werden. Bei Filtern 2. Ordnung entsteht eine Phasendrehung von 180°, weshalb ein Chassis zur Korrektur verpolt angeschlossen wird. Bei Filtern mit 4. Ordnung dreht sich die Phase um 360°, was sich nicht auf die Richtwirkung auswirkt. Da die Frequenzweiche passiv ausgeführt wird, wurden einfachheitshalber Filter 2. Ordnung gewählt.

4.1.1. Tiefpassfilter 2. Ordnung

Als nächstes wird nun ein passiver Tiefpass 2. Ordnung genauer betrachtet. Ein einfacher Tiefpass 2. Ordnung besteht aus einer Spule und einem Kondensator. Die Ausgangslast wird als ein rein reeller Widerstand dargestellt. Die beschriebene Anordnung ist in Abb. 4.1 zu sehen.



Abbildung 4.1.: Schaltung des Tiefpassfilters 2. Ordnung

Die Übertragungsfunktion berechnet sich aus der Schaltung folgendermaßen.

$$\underline{H_{TP}}(j\omega) = \frac{\underline{U}_a(j\omega)}{\underline{U}_e(j\omega)} = \frac{\frac{R_{\frac{1}{j\omega C}}}{R + \frac{1}{j\omega C}}}{j\omega L + \frac{R_{\frac{1}{j\omega C}}}{R + \frac{1}{j\omega C}}} = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R} + (j\omega)^2 LC}$$
(4.1)

Die Ubertragungsfunktion besitzt komplexe Polstellen, die besonders betrachtet werden müssen. Mit $s = j\omega$ ergibt sich daraus ein Gleichungssystem, dass der Standardform in (4.2) gleicht. Die Faktoren *A*, *d* und ω_g geben dabei die Verstärkung, die Dämpfung und die Grenzkreisfrequenz des Systems an.

$$\underline{H}(s) = \frac{A}{1 + 2d\frac{s}{\omega_g} + \frac{s^2}{\omega_g^2}}$$
(4.2)

Aus dem Koeffizientenvergleich von (4.1) und (4.2) erhält man die folgenden Bedingungen für die Bauteile in der Schaltung.

$$A = 1$$
 (4.3) $L = \frac{2dR}{\omega_g}$ (4.4) $C = \frac{1}{\omega_g^2 L}$ (4.5)

Nun stellt sich die Frage, wie der Dämpfungsfaktor *d* das System beeinflusst. Dazu wird die Übertragungsfunktion, die Sprungantwort und die Gruppenlaufzeit für unterschiedliche Dämpfungsfaktoren in Abb. 4.2, 4.3 und 4.4 dargestellt.



Abbildung 4.2.: Übertragungsfunktion des Tiefpassfilters 2. Ordnung

Je nach Wahl des Dämpfungsfaktors wird der Verlauf der Übertragungsfunktion beeinflusst. Beim periodischen Fall, wobei d < 1 gilt, führt die geringe Dämpfung zur Überhöhung bei der Grenzfrequenz und zum Überschwingen in der Sprungantwort. Beim aperiodischen Fall d > 1 verläuft der Übergang sehr flach, und es kommt zu keinem Überschwingen im Zeitbereich. Zwischen diesen beiden Fällen liegt der aperiodische Grenzfall bei d = 1. Hier erfolgt der Übergang bei der Grenzfrequenz steil, und es kommt zu keinem Überschwingen.

Betrachtet man die Phase bei unterschiedlichen Dämpfungsfaktoren, so erkennt man, dass sie bei d = 1 möglichst lange linear ist. In der Gruppenlaufzeit ist zudem erkennbar, dass sie deshalb auch über einen großen Bereich konstant bleibt. Die Gruppenlaufzeit gibt dabei an, wie lange ein Signal abhängig von der Kreisfrequenz verzögert wird. Somit wird das Musiksignal bei konstanter Gruppenlaufzeit für alle Frequenzen gleich verzögert und möglichst naturgetreu übertragen.

Aufgrund dieser Eigenschaften wurde der aperiodische Grenzfall mit einem Dämpfungsfaktor von d = 1 für das Frequenzfilter gewählt. Die entstandene Filtercharakteristik wird auch Bessel Filter genannt. Zusätzlich zum linearen Phasengang zeichnet



Abbildung 4.3.: Sprungantwort des Tiefpassfilters 2. Ordnung



Abbildung 4.4.: Gruppenlaufzeit des Tiefpassfilters 2. Ordnung

es sich durch eine Amplitudendämpfung von 6*dB* bei der Grenzfrequenz aus. Durch die Überlappung von einem Hoch- und Tiefpass mit gleicher Grenzfrequenz ergibt sich nach Linkwitz [11] ein konstanter Frequenzgang aus dem abgestrahlten Schalldruck der beiden Chassis, und die Richtwirkung bleibt erhalten.

4.1.2. Hochpassfilter 2. Ordnung

Wie auch beim Tiefpassfilter wird nun der Hochpass 2. Ordnung genauer untersucht. Er besteht ebenfalls aus einem Kondensator und einer Spule, die jedoch vertauscht sind. Als Last wird ebenfalls ein rein reeller Widerstand verwendet.



Abbildung 4.5.: Hochpassfilter 2. Ordnung

Die Übertragungsfunktion ergibt sich aus der Schaltung folgendermaßen.

$$\underline{H_{HP}}(j\omega) = \frac{\underline{U_a}(j\omega)}{\underline{U_e}(j\omega)} = \frac{\frac{R \cdot j\omega L}{R + j\omega L}}{\frac{1}{j\omega C} + \frac{R \cdot j\omega L}{R + j\omega L}} = \frac{(j\omega)^2 LC}{1 + j\omega \frac{L}{R} + (j\omega)^2 LC}$$
(4.6)

Mit der Tiefpass-Hochpass-Transformation $H_{TP}(s) = H_{HP}(1/s)$ kann die Standardform des Tiefpassfilters in (4.2) auf die des Hochpasses in (4.7) transformiert werden. Aus dem Koeffizientenvergleich von (4.6) und (4.7) ergeben sich auch hier die folgenden Bauteilwerte.

$$\underline{H}(s) = \frac{A \frac{s^2}{\omega_g^2}}{1 + 2d \frac{s}{\omega_g} + \frac{s^2}{\omega_g^2}}$$

$$(4.7)$$

$$A = 1$$
 (4.8) $L = \frac{2dR}{\omega_g}$ (4.9) $C = \frac{1}{\omega_g^2 L}$ (4.10)

Interessanterweise unterscheiden sich die Bauteilwerte nicht von denen des Tiefpasses. Im Zähler der Übertragungsfunktion befindet sich jedoch eine zweifache Nullstelle. Diese Nullstelle führt dazu, dass es sich um einen Hochpass handelt. Mit d = 1 gelten somit die gleichen Eigenschaften wie für den Tiefpassfilter 2. Ordnung.

4.2. Impedanzkompensation

Bei der Betrachtung des Frequenzfilters wird angenommen, dass der Lastwiderstand rein reell ist. Bei einem Lautsprecherchassis ist das leider nicht der Fall, der komplexe Impedanzverlauf beeinflusst die Phase des Filters. Es muss deshalb dafür gesorgt werden, dass die Impedanz im Bereich der Grenzfrequenz möglichst konstant bleibt. Mit sogenannten Kompensationsschaltungen können nach Small [12] Bereiche des Impedanzverlaufs linearisiert werden.

4.2.1. Kompensation der Schwingspule

Die Schwingspule eines Lautsprechers kann näherungsweise mit einer Induktivität und einem Widerstand in Serie modelliert werden. Aus dem elektrischen Modell des Lautsprechers in der unendlichen Schallwand [1] ergibt sich, dass die Impedanz des Lautsprechers weit weg von der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises nur durch die Induktivität L_S und den Widerstand R_S beschrieben werden kann. Nun stellt sich die Frage, wie die Impedanz dieser Serienschaltung kompensiert werden kann. Eine Induktivität erzeugt eine Phasendrehung von 90°. Durch den zusätzlichen Widerstand R_S wird diese verringert. Für die Kompensation braucht man nun ein Bauteil, das eine negative Phasendrehung verursacht. Ein Kondensator erzeugt eine Phasendrehung um -90° , die auch hier mit einem Serienwiderstand verringert werden kann. Aus diesem Grund wird zur Kompensation eine Serienschaltung von einem Kondensator C_k und einem Widerstandes R_k parallel zum Lautsprecher angeschlossen. Die resultierende Schaltung ist in Abb. 4.6 dargestellt.



Abbildung 4.6.: Schaltung für die Impedanzkompensation der Schwingspule

Die Impedanz der Schaltung in Abb. 4.6 kann folgendermaßen berechnet werden.

$$\underline{Z_{ges}}(j\omega) = \frac{\left(R_S + j\omega L_S\right)\left(R_k + \frac{1}{j\omega C_k}\right)}{\left(R_S + j\omega L_S\right) + \left(R_k + \frac{1}{j\omega C_k}\right)}$$
(4.11)

Damit die gesamte Impedanz Z_{ges} konstant wird, muss der Imaginärteil davon null werden.

$$Im\left\{\underline{Z_{ges}}(j\omega)\right\} = 0 \tag{4.12}$$

Zur Lösung dieser Gleichung wird die Impedanz in (4.11) in Real- und Imaginärteil aufgeteilt und der Imaginärteil null gesetzt. Für das Lösen wurde das Open Source Computeralgebrasystem Maxima verwendet. Somit ergibt sich für den Kondensator C_k folgende zweifache Lösung.

$$C_{k_{1,2}} = \frac{L_S^2 \omega^2 + R_S^2}{2\omega^2 L_S R_k^2} \pm \frac{\sqrt{L_S^4 \omega^4 + (2L_S^2 R_S^2 - 4L_S^2 R_k^2) \,\omega^2 + R_S^4}}{2\omega^2 L_S R_k^2}$$
(4.13)

Die Gleichung lässt sich nicht weiter vereinfachen. Betrachtet man den Ausdruck in der Wurzel, so erkennt man, dass die Terme der Subtraktion in der Klammer ähnlich sind. Wird nun R_S und R_k gleichgesetzt, vereinfacht sich (4.13) weiter auf folgendes.

$$R_k = R_S$$
 (4.14) $C_{k_2} = \frac{L_S}{R_S^2}$ (4.15) $C_{k_1} = \frac{1}{\omega^2 L_S}$ (4.16)

Die zweifache Lösung für C_k setzt sich aus einer frequenzabhängigen und einer nicht frequenzabhängigen Lösung zusammen. Da die Kompensationsschaltung jedoch für den ganzen Impedanzverlauf gelten soll, wird als Lösung (4.15) verwendet. Somit ergeben sich die Bauteilwerte für die Kompensation der Schwingspule aus (4.14) und (4.15).

4.2.2. Kompensation des Parallelschwingkreises

Zur Kompensation des Parallelschwingkreises eines Lautsprecherchassis kann ein Serienschwingkreis parallel zum Lautsprecher geschaltet werden. In Abb. 4.7 ist die beschriebene Schaltung zu sehen.



Abbildung 4.7.: Schaltung für die Impedanzkompensation des Parallelschwingkreises

Die gesamte Impedanz Z_{ges} setzt sich aus den folgenden Gleichungen zusammen.

$$\underline{Z_{LS}}(j\omega) = R_S + \frac{1}{\frac{1}{R_{e,Ma}} + \frac{1}{j\omega L_{se,Ma}} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{meg,uS}}}}$$
(4.17)

$$\underline{Z_k}(j\omega) = R_k + j\omega L_k + \frac{1}{j\omega C_k}$$
(4.18)

$$\underline{Z_{ges}}(j\omega) = \frac{\underline{Z_{LS}} \cdot \underline{Z_k}}{\underline{Z_{LS}} + \underline{Z_k}}$$
(4.19)

Der Imaginärteil muss null sein, damit die Gesamtimpedanz konstant ist. Die Bedingung in (4.12) gilt somit auch hier. Das ist jedoch nicht ausreichend für eine einfache Lösung des Gleichungssystems. Als zusätzliche Bedingung in (4.20) wird vorgegeben, dass die Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises ω_{ser} gleich sein muss, wie die des Parallelschwingkreises ω_{par} . Daraus folgt Gleichung (4.21) zur Bestimmung des Kondensators im Serienschwingkreise.

$$\omega_{ser} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} = \frac{1}{\sqrt{L_{se,Ma} C_{meg,uS}}} = \omega_{par}$$
(4.20)

$$C_k = \frac{L_{se,Ma}}{L_k} C_{meg,uS}$$
(4.21)

Durch das Einsetzen von (4.21) in (4.19), das Berechnen und Nullsetzen des Imaginärteils und dem Umformen auf den Kompensationswiderstand erhält man folgende zweifache Lösung.

$$R_{k_{1,2}} = \pm \frac{1}{\omega R_{e,Ma} L_{se,Ma} C_{meg,uS}} \left[\left(R_{S}^{2} C_{meg,uS} - L_{k} \right) R_{e,Ma}^{2} L_{se,Ma}^{2} L_{k} C_{meg,uS}^{2} \omega^{4} \right. \\ \left. + \left(\left(R_{S}^{2} + R_{e,Ma}^{2} \right) L_{se,Ma} + 2R_{e,Ma}^{2} L_{k} + \left(L_{se,Ma} - R_{S} R_{e,Ma} C_{meg,uS} \right) \right) \right]$$

$$\left. 2R_{S} R_{e,Ma} L_{se,Ma} L_{k} C_{meg,uS} \omega^{2} + \left(R_{S}^{2} C_{meg,uS} - L_{k} \right) R_{e,Ma}^{2} L_{k} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\left. 4.22 \right]$$

Eine weitere Bedingung ist notwendig, um die Gleichung weiter vereinfachen zu können. Die Kreisfrequenz ω ist in der Quadratwurzel in der 2. und 4. Ordnung vorhanden. Fällt der Anteil ohne ω weg, kann die Wurzel eventuell weiter vereinfacht werden. Versuchsweise wird der folgende Term null gesetzt. Es ergibt sich daraus (4.24) für die Induktivität der Kompensationsschaltung.

$$\left(R_S^2 C_{meg,uS} - L_k\right) R_{e,Ma}^2 L_k = 0 \tag{4.23}$$

$$L_k = R_S^2 C_{meg,uS} \tag{4.24}$$

Durch die beiden zusätzlichen Bedingungen in (4.21) und (4.24) vereinfacht sich (4.22) weiter und ergibt folgendes.

$$R_{k_{1,2}} = \pm R_S \left(1 + \frac{R_S}{R_{e,Ma}} \right) \tag{4.25}$$

Ein negativer Widerstand ist mit passiven Bauteilen nicht umsetzbar, deshalb wird der Kompensationswiderstand mit der positiven Lösung von (4.25) berechnet. Mit (4.21), (4.24) und (4.25) können somit die Bauteilwerte für die Kompensationsschaltung berechnet werden.

4.3. Entwerfen der Frequenzweiche

In diesem Kapitel wird nun beschrieben, wie die Frequenzweiche für das 8CX21 Koaxial Chassis des modularen Lautsprechersystems entworfen wurde. Da das 8CX21 Lautsprecherchassis aus einem Tief- und einem Hochtöner besteht, wurde dafür eine 2-kanalige Frequenzweiche gewählt.

Beim modularen Lautsprechersystem stellt sich nun die Frage, wie sich die unterschiedlichen Klangcharakteristiken und Lautsprechertypen auf das Entwerfen der Frequenzweiche auswirken. Je nachdem, ob der modulare Lautsprecher mit geschlossenem- oder Bassreflexgehäuse verwendet wird, ändert sich der Frequenzgang und die Eingangsimpedanz des Lautsprechers bei tiefen Frequenzen. Die Optimierung auf eine andere Klangcharakteristik bewirkt hier ebenfalls eine Änderung. Idealerweise wird deshalb die Frequenzweiche für einen Lautsprechertypen nach der Optimierung des Gehäuses auf die gewünschte Klangcharakteristik entworfen. Da sich die Optimierung des Gehäuses nur auf tiefe Frequenzbereiche auswirkt und die Frequenzweiche für höhere Frequenzen entworfen wird, kann eine passive Frequenzweiche für den modularen Lautsprecher für alle Gehäuseanpassungen gebaut werden. Die Frequenzweiche wurde am Anfang der Arbeit gebaut, weshalb die Frequenzweiche mit der Messung des 8*CX*21 Chassis in der genormten IEC 268-5 Schallwand entworfen wurde.

4.3.1. Auswahl der Trennfrequenz

Zur Dimensionierung der Frequenzweiche muss als erstes eine passende Trennfrequenz für den Hoch- und Tieftöner gewählt werden. Das Ziel ist es, dass der gesamte Schalldruckpegel der beiden Chassis schlussendlich möglichst glatt verläuft. In Abb. 4.8 sind die Simulierten Freifeldmessungen des 8CX21 Hoch- und Tieftöners, gemessen in der IEC 268-5 Schallwand, dargestellt.



Abbildung 4.8.: Simulierte Freifeldmessung des Hoch- und Tieftöners vom 8CX21 Chassis

Wie in Abb. 4.8 ersichtlich, hat der Hochtöner einen höheren Schalldruckpegel wie der Tieftöner. Mit einem zusätzlichen Dämpfungsglied muss der Pegel des Hochtöners auf den des Tieftöners angepasst werden.

Testweise wurde der Pegel des Hochtöners um einen Faktor verringert und graphisch dargestellt. Bei einer Verringerung um 11*dB* verläuft der Schalldruckpegel der beiden Chassis möglichst gleichmäßig. Anschließend wurde die Frequenz an einem Schnittpunkt der beiden Schalldruckpegel für einen möglichst flachen Gesamtverlauf herausgesucht. Die Trennfrequenz f_g wurde somit bei 1,6*kHz* festgelegt.

4.3.2. Dämpfungsschaltung für den Hochtöner

Der höhere Lautstärkepegel des Hochtöners muss für einen möglichst linearen Frequenzgang auf den Pegel des Tieftöners angepasst werden. Eine einfache passive Variante zur Realisierung einer Pegelabsenkung ist ein resistiver Spannungsteiler. Es wird dabei in Abb. 4.9 angenommen, dass die Eingangsimpedanz des Lautsprechers rein reell ist und als Widerstand *R* dargestellt werden kann. Aus der Schaltung in Abb. 4.9 ergibt sich folgendes. Der Dämpfungswiderstand kann daraus mit (4.27) berechnet werden.

$$\underline{H}_{\underline{d}}(j\omega) = \frac{\underline{U}_{\underline{a}}(j\omega)}{\underline{U}_{\underline{e}}(j\omega)} = \frac{R}{R_{\underline{d}} + R}$$
(4.26)



Abbildung 4.9.: Spannungsteiler zur Dämpfung des Hochtöners

Üblicherweise wird die Dämpfung in *dB* angegeben. Mit dem folgenden Zusammenhang kann die Dämpfung umgerechnet werden.

$$H_{d_{(dB)}} = 20 \cdot \log\left(H_{d_{(lin)}}\right) \qquad (4.28) \qquad \qquad H_{d_{(lin)}} = 10^{\frac{H_{d_{(dB)}}}{20}} \qquad (4.29)$$

4.3.3. Dimensionierung und Simulation der Frequenzweiche

Nun können die einzelnen Schaltungsteile für die Frequenzweiche zusammengesetzt werden. Die Trennung der Frequenzgänge der beiden 8CX21 Chassis wird jeweils mit einem Hoch- und einem Tiefpassfilter durchgeführt. Die Grenzfrequenz der Frequenzfilter wurde dafür bei der Trennfrequenz von 1,6kHz gewählt. Für eine gute Trennung der Chassis muss in diesem Bereich die Eingangsimpedanz kompensiert werden. Beim Tieftöner wird dafür der Anstieg der Impedanz durch die Schwingspule und beim Hochtöner die Überhöhung des Parallelschwingkreises kompensiert. Zusätzlich wird der Pegel des Höchtöners mit dem Widerstand R_d auf den des Tieftöners angepasst. Die beschriebenen Schaltungen für die Frequenzweichen sind in Abb. 4.11 und 4.10 zu sehen.

Für die Auswahl der Bauteile wurden die Werte mit den hergeleiteten Gleichungen berechnet und mit dem Programm LspCAD von Ingemar Johansson simuliert. Das Programm LspCad bietet die Möglichkeit, dass elektrische und akustische Parameter zusammen simuliert werden können. Leider ist es nicht wirklich nachvollziehbar, welche Modelle für die Simulation verwendet werden. Eine weitere interessante Möglichkeit wäre, die erweiterte Modellbildung in Kapitel 5 für die Simulation zu verwenden. Da das Dimensionieren und Bauen der Frequenzweiche zu einem früheren Zeitpunkt stattfand, wurde LspCad dafür eingesetzt.

Als erstes wurde für die Dimensionierung der Bauteile die Impedanzkompensation durchgeführt. Für die Berechnung der Kompensationsschaltung sind die Bauteilwerte des elektrischen Modells vom Lautsprecher in der unendlichen Schallwand



Abbildung 4.10.: Schaltung der Frequenzweiche für den Tieftöner



Abbildung 4.11.: Schaltung der Frequenzweiche für den Hochtöner

erforderlich. Der Anstieg der Impedanz durch die Schwingspule des Tieftöners kann mit (4.30) näherungsweise beschrieben werden. Durch die Umwandlung in Polarkoordinaten und Einsetzen des Betrag- und Phasenwertes der gemessenen Impedanz bei der gewählten Kreisfrequenz ω_1 kann die Induktivität L_S mit (4.31) berechnet werden.

$$\underline{Z_S}(j\omega) = R_S + j\omega L_S \tag{4.30}$$

$$L_{S} = \frac{|\underline{Z}(\omega_{1})|}{\omega_{1}} \sin\left(\varphi_{Z}(\omega_{1})\right)$$
(4.31)

Bei einer gewählten Frequenz f_1 von 1kHz ergibt sich mit (4.31) und $\omega = 2\pi f$ ein Induktivitätswert von 777, $2\mu H$. Der Widerstand R_S wird gleich wie in Kap. 2.2.2 beschrieben ermittelt und beträgt 5,0 Ω . Daraus können mit (4.14) und (4.15) die Werte für die Kompensationsschaltung in Tab. 4.1 berechnet werden.

Die Werte des Parallelschwingkreises des Hochtöners können wie in Kap. 2.2.2 aus der Impedanzmessung bestimmt werden. Zusätzlich müssen die benötigten Werte daraus berechnet werden. Aus (2.10) kann der Widerstand $R_{e,Ma}$ mit (4.32) ermittelt werden. Für die Berechnung von $L_{se,Ma}$ und $C_{meg,uS}$ werden [1, Gl. 3.65] und [1, Gl. 3.67] kombiniert, was zu (4.33) und (4.34) führt.

$$R_{e,Ma} = R_S(r_0 - 1) \tag{4.32}$$

$$L_{se,Ma} = \frac{R_{e,Ma}}{\omega_{uS}Q_{m,Mk}}$$
(4.33)

$$C_{meg,uS} = \frac{Q_{m,Mk}}{\omega_{uS}R_{e,Ma}}$$
(4.34)

Aus den berechneten Werten ergeben sich mit (4.21), (4.24) und (4.25) die Werte der Kompensationsschaltung in Tab. 4.2. Die simulierten Eingangsimpedanzen der Lautsprecher sind mit und ohne Impedanzkompensation in Abb. 4.12 und 4.13 dargestellt. Als nächstes erfolgte die Dimensionierung des Dämpfungswiderstandes für den Hochtöner. Zur Berechnung des Spannungsteilers muss ein reeller Widerstandswert der kompensierten Eingangsimpedanz des Hochtöners gewählt werden. Die Eingangsimpedanz ist bis auf den Anstieg zu hohen Frequenzen in Abb. 4.13 relativ konstant. Deshalb wurde für die Berechnung des Dämpfungswiderstandes ein Impedanzwert von 7 Ω gewählt. Daraus ergibt sich mit (4.27), (4.29) und einer gewünschten Dämpfung von 11dB ein Wert von 17,8 Ω . In Abb. 4.16 ist die Auswirkung des Dämpfungswiderstandes auf den Frequenzgang des Hochtöners dargestellt. Zum Schluss wurde das Hoch- und Tiefpassfilter 2. Ordnung dimensioniert. Für die Berechnung der Bauteilwerte sind hier wieder die reellen Lastwiderstände der Chassis notwendig, für den Tieftöner wurde 5 Ω und für den Hochtöner 25 Ω gewählt. Die Grenzfrequenzen der beiden Filter wurden jeweils bei der Trennfrequenz von 1,6*k*Hz festgelegt. Für einen Dämpfungsfaktor von d = 1 ergeben sich mit (4.4), (4.5) und (4.9), (4.10) die Bauteilwerte in Tab. 4.1 und 4.2 für das Hoch- und Tiefpassfilter. Bei der Auswahl der Bauteile für die Frequenzweiche können bei den meisten Herstellern nur Bauteilwerte der E12-Reihe oder welche mit geringerer Genauigkeit bestellt werden. Aus diesem Grund wurden die nächstgelegenen Bauteilwerte der E12-Reihe gewählt und die Abweichungen zur Kontrolle in den folgenden Simulationen ebenfalls dargestellt.

Bezeichnung	Berechnete	Werte E12-Reihe
Widerstand der Kompensationsschaltung R_k	5,0Ω	5,6Ω
Kondensator der Kompensationsschaltung C_k	31, 1µF	33µF
Spule des Tiefpassfilters L	1,0mH	1mH
Kondensator des Tiefpassfilters C	10,0µF	10µF

Tabelle 4.1.: Berechnete und gewählte Bauteilwerte der E12-Reihe für die Frequenzweiche des Tieftöners

Bezeichnung	Berechnete	Werte E12-Reihe
Widerstand der Kompensationsschaltung R _k	9,4Ω	10Ω
Spule der Kompensationsschaltung L_k	1,3mH	1,5mH
Kondensator der Kompensationsschaltung C_k	6,9µF	6,8µF
Dämpfungswiderstand <i>R</i> _d	17,84Ω	18Ω
Spule des Hochpassfilters L	5,0mH	4,7mH
Kondensator des Hochpassfilters C	2,0µF	2,2µF

Tabelle 4.2.: Berechnete und gewählte Bauteilwerte der E12-Reihe für die Frequenzweiche des Hochtöners



Abbildung 4.12.: Impedanzkompensation mit berechneten und gewählten Bauteilwerten der E12-Reihe am Tieftöner



Abbildung 4.13.: Impedanzkompensation mit berechneten und gewählten Bauteilwerten der E12-Reihe am Hochtöner



Abbildung 4.14.: Frequenzgang des Tieftöners mit und ohne Impedanzkompensation



Abbildung 4.15.: Frequenzgang des Hochtöners mit und ohne Impedanzkompensation



Abbildung 4.16.: Frequenzgang des Hoch- und Tieftöners mit und ohne Dämpfungswiderstand



Abbildung 4.17.: Gesamter Frequenzgang des 8CX21 Chassis mit passiver Frequenzweiche

In Abb. 4.12 und 4.13 der Simulation der Impedanzkompensation erkennt man, das eine vollständige Kompensation der Schwingspule beziehungsweise der Parallelresonanz nicht möglich ist. Die Abweichungen sind jedoch gering und können vernachlässigt werden. Die großen Vorteile der Impedanzkompensation sind im Schalldruckpegel und Phasenverlauf des Hoch- und Tieftöners mit Frequenzfilter in Abb. 4.14 und 4.15 ersichtlich. Die starken Nichtlinearitäten im Phasengang, die durch die Änderungen der Impedanz in der Nähe der Grenzfrequenzen entstehen, werden kompensiert. Beim Tieftöner führt die Kompensation ebenfalls dazu, dass sich die Grenzfrequenz an der gewünschten Stelle befindet. Beim Hochtöner verringert die zusätzliche Kompensationsschaltung das starke Überschwingen bei 1,7kHz. Das Überschwingen entsteht ohne Kompensation durch die Resonanzüberhöhung der Impedanz des Parallelschwingkreises.

In Abb. 4.17 ist der gesamte Frequenzgang von Hoch- und Tieftöner mit Frequenzweiche zu sehen. Der Hochtöner wurde dabei verpolt angeschlossen, um die Phasendrehung der Frequenzfilter zu kompensieren. Der gesamte Frequenzgang ergibt sich mit der Frequenzweiche aus der Summe von Hoch- und Tieftöner. Im Bereich der Trennfrequenz addieren sich die Pegel gleichmäßig zusammen, was zu einem relativ glatten Frequenzgang führt. Möchte man den Frequenzgang mit zusätzlichen Filtern weiter linearisieren, so ist das mit passiven Filtern nur mit großem Aufwand möglich. In diesem Fall sollten aktive oder digitale Filter für die Frequenzweiche verwendet werden.

4.3.4. Abschätzung der Maximalwerte und Auswahl der Bauteile

Für die korrekte Funktionsweise der Frequenzweiche müssen die Bauteile so ausgewählt werden, dass sie in keinem Betriebsfall zerstört werden können. Dafür muss eine Abschätzung des maximalen Stromes, der Spannung und der Leistung für jedes Bauteil in der Schaltung durchgeführt werden.

Zur Abschätzung der maximalen Klemmspannung am Chassis wird vom tatsächlichen Einsatzgebiet des Lautsprechers ausgegangen. Es wird angenommen, dass der Schalldruckpegel des Lautsprechers maximal 100*dB* im Abstand von 2*m* betragen muss. Das ist für übliche Anwendung in kleinen und mittleren Räume mehr als ausreichend. Mit dem Matlab Programm *Speaker Analyzer* kann daraus für das jeweilige Chassis die Klemmspannung berechnet werden. Für den Tieftöner des 8CX21 Chassis ergibt sich somit eine maximale Spannung mit einer Amplitude von 12, 5*V*. Zudem sollte im Matlab Programm darauf geachtet werden, dass die maximale Auslenkung der Membran nicht überschritten wird. Beim modularen Lautsprechersystem wird mit diesen Werten eine maximale Auslenkung von 4*mm* erreicht. Die maximale Auslenkung des 8CX21 Chassis von 5*mm* wird somit immer eingehalten.

Nun können die elektrischen Maximalwerte für die sinusförmige Klemmspannung mit einer maximalen Amplitude von 12,5V berechnet werden. Für tiefe Frequenzen ist die Induktivität beim Tiefpassfilter gut leitend und der Kondensator sperrt. Dar-

aus folgt, dass die Eingangsspannung der Frequenzweiche gleich sein muss, wie die Klemmspannung am Tieftöner. Die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren in der Frequenzweiche des Tieftöners muss somit mindestens 12,5V betragen. Der maximale Strom durch die Induktivität im Tiefpassfilter kann relativ einfach abgeschätzt werden. Dafür wird die Eingangsspannung durch den geringsten Widerstand der Eingangsimpedanz, was beim Tieftöner 5 Ω entspricht, dividiert. Es ergibt sich ein maximaler Strom mit der Amplitude von 2,5A. Die Leistung am Widerstand der Impedanzkompensation wird ebenfalls abgeschätzt. Aus der Klemmspannung kann durch Division mit $\sqrt{2}$ der Effektivwert berechnet werden. Mit $P = U^2/R$ ergibt sich für einen Widerstandswert von 5,6 Ω daraus eine maximale Verlustleistung von 14W. Die Eingangsspannung der Frequenzweiche für den Hochtöner ist gleich wie für den Tieftöner. Somit wird auch hier die maximale Amplitude von 12,5V für die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren nicht überschritten. Für tiefe Frequenzen sperrt der Kondensator im Hochpassfilter und es fällt keine Spannung an den restlichen Bauteilen der Frequenzweiche ab. Bei hohen Frequenzen wird der Kondensator leitend und die Induktivität sperrt. Deshalb fließt nur bei der Grenzfrequenz ein kleiner Strom durch die Induktivität des Hochpassfilters. Mit LspCad wurde ein maximaler Strom von 0, 15A berechnet. Durch den Spannungsteiler des Dämpfungswiderstandes und der Maximalen Impedanz des Hochtöners von 25Ω ergibt sich eine maximale Spannung von 7,3V an den Anschlussklemmen des Hochtöners. Bei der Resonanzfrequenz der Kompensationsschaltung wirkt nur der Widerstand R_k . Die maximale Leistung an diesem Widerstand kann wie zuvor berechnet werden und beträgt 2,7W. Der maximale Strom der Induktivität L_k kann durch die Division der Klemmspannung und dem Widerstandswert von R_k berechnet werden und ergibt 0,73A. Bei der geringsten Eingangsimpedanz des Hochtöners von 7Ω ergibt sich ein Spannungsabfall von 9V am Dämpfungswiderstand. Daraus berechnet sich eine Verlustleistung von maximal 2, 25W. Somit sind nun alle Maximalwerte der Bauteile abgeschätzt und es können Bauteile für das Bauen der Frequenzweiche ausgewählt werden. Die Bauteile für die Frequenzweiche wurden beim Hersteller Intertechnik bestellt. Für die Widerstände wurden Drahtwiderstände mit genügend Leistungsreserve ausgesucht. Für die Induktivitäten in der Frequenzweiche wurden Luftspulen gewählt. Sie bieten im Vergleich zu den Spulen mit Eisenkern den Vorteil, dass die Induktivität über einen weiten Frequenzbereich linear ist. Zudem fiel die Wahl auf die Airtherm Luftspulen von Intertechnik, da bei diesen die Wicklungen des Kupferdrahtes mitein-

ander verschmolzen werden. Das hat den Vorteil, dass die Wicklungen fixiert sind und keine mechanischen Bewegungen und damit verbundene Vibrationen entstehen können. Diese führen sonst zu unerwünschten Störgeräuschen. Damit sich die Luftspulen nicht zu stark erwärmen, sollte als Faustformel eine Stromdichte von $3A/mm^2$ nicht überschritten werden. Für die Spule im Tiefpassfilter ergibt sich mit J = I/Aund $A = d^2\pi/4$ ein minimaler Drahtdurchmesser von 1, 1*mm*. Die gewählte Luftspule von Intertechnik bietet mit 1, 32*mm* Durchmesser somit genügend Reserve. In der Frequenzweiche werden metallisierte Polypropylenfolien Kondensatoren (MKP) verwendet. Sie besitzen aufgrund ihres Aufbaus geringe Verluste und sehr gutes Impulsverhalten. Üblicherweise wird für die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren ein Faktor von 2 gewählt. Daraus ergibt sich eine benötigte Spannungsfestigkeit von 25*V*. Die Kondensatoren in der Frequenzweiche sind somit zu groß gewählt. Für die Frequenzweiche ergeben sich somit die folgenden Bauteile in Tab. 4.3 und 4.4.

Bezeichnung	Beschreibung	BestNr.	Preis
Spule <i>L</i>	Luftspule 1 <i>mH</i> LUT62/41; 0, 34Ω; 3%	1500074	14,00€
Kondensator C	MKP Kondensator $10\mu F$; 250 <i>V</i> ; radial; 5%	1500750	5,20€
Widerstand <i>R_K</i>	Drahtwiderstand 5, 6Ω ; 20W; axial; 5%	1342555	1,00€
Kondensator C_K	MKP Kondensator $33\mu F$; 250 <i>V</i> ; radial; 5%	1500770	11,60€

Tabelle 4.3.: Verwendete Bauteile in der Frequenzweiche für den Tieftöner

Bezeichnung	Beschreibung	BestNr.	Preis
Kondensator C	MKP Kondensator 2, $2\mu F$; 250 <i>V</i> ; radial; 5%	1500710	2,10€
Spule <i>L</i>	Luftspule 4,7 <i>mH</i> LUT92/39; 0,81Ω; 3%	1500082	29,50€
Widerstand <i>R</i> _D	Drahtwiderstand 18Ω ; $10W$; axial; 5%	1342368	0,63€
Widerstand R_K	Drahtwiderstand 10Ω ; 5W; axial; 5%	1342240	0,54€
Spule L_K	Luftspule 1, 5 <i>mH</i> LUT55/30; 0, 76Ω; 3%	1340628	8,80€
Kondensator C_K	MKP Kondensator 6, $8\mu F$; 250V; radial; 5%	1500740	3,80€

Tabelle 4.4.: Verwendete Bauteile in der Frequenzweiche für den Hochtöner

4.4. Bauen der Frequenzweichen

Als nächstes wurde die Frequenzweiche in Abb. 4.10 und 4.11 mit den ausgewählten Bauteilen aufgebaut. Als mechanische Befestigung wurden die gleichen schwarz durchfärbten mitteldichten Holzfaserplatten wie für das modulare Lautsprechersystem verwendet. Die Bauteile wurden darin eingelassen und mit Kabelbinder befestigt. Auf der längeren Seite der Platte wurden schmale Plattenstücke angebracht, in welche die Bananenstecker für die Lautsprecherkabel angebracht sind. Zusätzlich dienen sie als Auflage für die Frequenzweiche. Die Verkabelung der Bauteile wurde so auf der Oberseite der Platte angebracht, dass die Funktionsweise der Frequenzweiche gut ersichtlich ist. Die beschriebene Frequenzweiche ist in Abb. 4.18 dargestellt.



Abbildung 4.18.: Foto der aufgebauten Frequenzweiche für Hoch- und Tieftöner

4.5. Messung des Lautsprechersystems mit Frequenzweiche

Zum Schluss wurde der Frequenzgang des modularen Lautsprechersystems mit Frequenzweiche für verschiedene klangliche Abstimmungen gemessen und dargestellt. Die Messungen wurden mit der Simulierten Freifeldmessung, wie in Kapitel 3.1.2 und 3.2.2 beschrieben, für den Lautsprecher mit geschlossenem- und Bassreflexgehäuse durchgeführt. Die gemessenen Frequenzgänge mit den unterschiedlichen Optimierungen des Gehäuses sind zum Vergleich in Abb. 4.19 dargestellt.

Bei hohen Frequenzen stimmen die gemessenen Frequenzgänge der unterschiedlichen Abstimmungen des Lautsprechers gut überein. Daraus folgt, dass die Optimierung des Lautsprechergehäuses bei einer Trennfrequenz von 1, *6kHz* keinen Einfluss auf den Frequenzgang hat und deshalb für den Entwurf der Frequenzweiche nicht berücksichtigt werden muss. Bei Frequenzen kleiner 600*Hz* ändert sich der Frequenzgang je nach Abstimmung und abhängig vom Lautsprechertypen. Es sollte auch hier berücksichtigt werden, dass aufgrund der Nachteile der Simulierten Freifeldmessung der Frequenzgang für Frequenzen kleiner 160*Hz* nicht eindeutig ist. Der Unterschied zwischen geschlossenem- und Bassreflexgehäuse ist jedoch sichtbar. Die Grenzfrequenz des Lautsprechers mit geschlossenem Gehäuse liegt immer höher wie beim Bassreflexgehäuse. Betrachtet man den Schalldruckpegel des gesamten Frequenzganges, so fällt auf, dass die Welligkeit mehr als 10*dB* beträgt. Bei der Trennfrequenz von 1,*6kHz* überlagert sich der Schalldruckpegel des Hoch- und Tieftöners und führt zu einer leichten Welligkeit im Frequenzgang. Somit funktioniert die Frequenzwei-



Abbildung 4.19.: Frequenzgangmessung des modularen Lautsprechers mit Frequenzweiche

che in diesem Bereich wie gewünscht. Zu höheren Frequenzen hin entstehen mehr Pegelschwankungen, die durch die Frequenzweiche nicht beeinflusst werden. Die Pegelschwankungen entstehen vermutlich durch die Bauweise des Hochtöners im 8CX21 Chassis. Der Hochtöner ist relativ groß und eignet sich deshalb nicht wirklich für hohe Frequenzen. Durch die Bauweise des 8CX21 Lautsprechers ist die Kombination der beiden Chassis vorgegeben und kann nicht angepasst werden. Somit bestimmt das 8CX21 Koaxial Chassis hauptsächlich den Frequenzgang und den Klang des Lautsprechers. Aufgrund der großen Welligkeit im Frequenzgang und der fehlenden tiefen Frequenzen klingt der modulare Lautsprecher nicht besonders gut. Für einen gut klingenden Lautsprecher müssen deshalb mehrere passende Chassis kombiniert und aufeinander abgestimmt werden. Das benötigt Geduld beim Abstimmen und etwas Erfahrung bei der Auswahl der Lautsprecherchassis.

5. Erweiterte Modellbildung

Die Modellierung von Lautsprechersystemen nach Small in [3, 5–10] eignet sich nur für tiefe Frequenzen. Für die Auswahl und Abschätzung eines Lautsprecherchassis wäre es jedoch praktisch, wenn die Modellbildung in [1] zu höheren Frequenzen hin erweitert und für die Abschätzung des gesamten Hörbereiches verwendet werden könnte.

Bei der erweiterten Modellbildung wird dafür das bestehende Modell durch komplexere Teilsysteme erweitert und zur einfacheren Berechnung die Matrizen basierte Zweitor-Theorie angewendet. Die Strahlungsimpedanz der Kolbenmembran wird im erweiterten Modell mit der Gleichung (5.13) [1, Gl. 3.43, 3.44] berechnet. Für die Bestimmung der Impulsantwort, Sprungantwort und der Gruppenlaufzeit im Laplace-Bereich wird ebenfalls ein genaueres Modell für die Strahlungsimpedanz (Abb. 5.8) verwendet. Die Berechnung des Schalldrucks im Abstand *r* und im Winkel ϑ erfolgt mit (5.24) [1, Gl. 3.33, 3.34]. Zudem wird die Impedanz der Schwingspule durch eine Induktivität und einen Serienwiderstand angenähert. Beim Modell für den Lautsprecher im Bassreflexgehäuse wird die Impedanz des Bassreflexrohres mit (5.48) [1, Gl. 5.13] berechnet.

Im Folgenden wird nun die Vorgehensweise bei der erweiterten Modellbildung der Lautsprechersysteme genauer beschrieben. Zur einfacheren Berechnung wird die Zweitor-Theorie wie in [2, Kap. 3.10] angewendet. Bei dieser Methode können die Teilsysteme des Modells als Kettenmatrizen beschrieben und mit Matrizenmultiplikationen miteinander verknüpft werden. Somit kann die Berechnung des Modells mit einem Computeralgebrasystem, wie im erweiterten Modell des Matlab Programms *Speaker Analyzer*, einfach durchgeführt werden. Zudem können die Modelle der Teilsysteme einfach angepasst und erweitert werden.

5.1. Elektrodynamischer Lautsprecher in unendlicher Schallwand

Als Erstes wird der Elektrodynamische Lautsprecher in der unendlichen Schallwand modelliert. Im Anschluss wird das gewonnene Modell für die weiteren Lautsprechersysteme in den folgenden Kapiteln erweitert und angepasst.

Für die Modellierung mit der Zweitor-Theorie müssen als Erstes die Kettenmatrizen

der Teilsysteme aufgestellt werden. Danach werden die Kettenmatrizen für das Gesamtsystem miteinander verkettet und die gewünschten Größen daraus berechnet.

5.1.1. Aufstellen der Kettenmatrizen der Teilsysteme

Die allgemeine Form der Kettenmatrix **A** beschreibt mit (5.1) das Zweitor in Abb. 5.1, bei dem die Eingangsgrößen durch u_1 und i_1 und die Ausgangsgrößen mit u_2 und i_2 gegeben sind. Das Spezielle an diesem Zweitor ist dabei, dass der Strom i_1 in das Zweitor hinein und der Strom i_2 herausfließt. Dadurch können mehrere Zweitore hintereinander geschaltet und mit Matrizenmultiplikationen zu einem neuen Zweitor zusammengefasst werden.



Abbildung 5.1.: Kettenmatrix A

Wird die Schwingspule des Lautsprecherchassis wie in Abb. 5.2 mit einem Widerstand R_S für die ohmschen Verluste der Leitungen und einer Induktivität L_S für die Windungen der Spule modelliert [1, Kap. 3.2.1] und die Bauteilgesetze in (5.2) und (5.3) [1, Gl. 2.1, 2.7] angewendet, ergeben sich (5.4) und (5.5). Als Matrix dargestellt ergibt sich daraus die Kettenmatrix **A**₁ in (5.6).

$$\underline{U} = R \cdot \underline{I} \tag{5.2} \qquad \underline{U} = j\omega L \cdot \underline{I} \tag{5.3}$$

$$\underline{U}_{1} = \underline{U}_{2} + (R_{S} + j\omega L_{S}) \underline{I}_{2}$$
(5.4)
$$\underline{I}_{1} = \underline{I}_{2}$$
(5.5)



Abbildung 5.2.: Modell der Schwingspule
Der Übergang vom Elektrischen ins Mechanische wird üblicherweise durch den dynamischen Wandler dargestellt. Da dieser schon in [1, Kap. 2.6] als Zweitor beschrieben wird, kann die Kettenmatrix direkt übernommen werden. In Abb. 5.3 ist der dynamische Wandler mit der dazugehörigen Kettenmatrix A_2 in (5.7) dargestellt.



Abbildung 5.3.: Dynamischer Wandler

Der mechanische Anteil eines Lautsprecherchassis kann bei geringer Membranauslenkung durch ein einfaches Feder-Masse-System [1, Kap. 3.2.1] modelliert werden. Das Feder-Masse-System ist in Abb. 5.4 dargestellt, wobei die Bauteilgesetze mit (5.8), (5.9) und (5.10) [1, Gl. 2.8, 2.11, 2.14] gegeben sind. Daraus ergibt sich die Kettenmatrix A_3 in (5.11) für das mechanische Teilsystem.



Abbildung 5.4.: Modell des Feder-Masse-Systems

Der mechanoakustische Wandler beschreibt den Übergang vom Mechanischen ins Akustische und wird ebenfalls in [1, Kap. 2.7] als Kettenmatrix dargestellt. Die Kettenmatrix A_4 in (5.12) beschreibt somit den mechanoakustischen Wandler in Abb. 5.5.

Im Akustischen muss die Strahlungsimpedanz der Lautsprechermembran berücksichtigt werden. Da die Strahlungsimpedanz der Kolbenmembran in (5.13) [1, Gl. 3.43, 3.44] schon als Impedanz vorliegt, kann sie relativ einfach als Kettenmatrix beschrieben werden. Mit (5.14) und der Anordnung in Abb. 5.6 ergibt sich die Kettenmatrix A_5 in (5.15).



$$\begin{pmatrix} \underline{v} \\ \underline{F} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{A_M} \\ \\ A_M & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A_4}} \begin{pmatrix} \underline{p} \\ \underline{q} \end{pmatrix}$$
(5.12)

Abbildung 5.5.: Mechanoakustischer Wandler

$$\underline{Z_{a}} = \frac{\rho_{0}c}{A_{M}} \left(1 - \frac{J_{1}(2kr_{M})}{kr_{M}} + j\frac{H_{1}(2kr_{M})}{kr_{M}} \right) \quad (5.13) \qquad \underline{p} = \underline{Z_{a}} \cdot \underline{q} \quad (5.14)$$

$$\frac{\underline{q_{1}}}{\underline{\rightarrow}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{p_{1}} \qquad \underline{p_{2}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{p_{2}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{p_{1}} \qquad \underline{p_{2}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{p_{2}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{p_{1}} \qquad \underline{p_{2}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{p_{2}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{p_{2}} \qquad \underline{q_{2}} \qquad \underline{q_{$$

Abbildung 5.6.: Modell der Strahlungsimpedanz

Für die Berücksichtigung des Innenwiderstandes R_g der realen Spannungsquelle kann ebenfalls eine Kettenmatrix aufgestellt werden. Aus dem Modell in Abb. 5.7 wird somit die Kettenmatrix **A**₀ in (5.16) gebildet.



Abbildung 5.7.: Modell des Innenwiderstandes der Spannungsquelle

5.1.2. Berechnung der elektrischen Impedanz

Im nächsten Schritt werden die Matrizen miteinander verkettet und die elektrische Eingangsimpedanz des Lautsprechers in der unendlichen Schallwand berechnet. Mit Matrizenmultiplikationen können die Kettenmatrizen der Teilsysteme zu einem Gesamtsystem zusammengeschaltet werden. Für den Elektrodynamischen Lautsprecher in der unendlichen Schallwand werden die Kettenmatrizen folgendermaßen zusammengeschaltet.

$$\mathbf{A}_{\text{ges}} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_3 \cdot \mathbf{A}_4 \cdot \mathbf{A}_5 \tag{5.17}$$

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{ges}} \begin{pmatrix} \underline{p}_2 \\ \underline{q}_2 \end{pmatrix}$$
(5.18)

Durch das Zusammenschalten der Matrizen entsteht eine neue Matrix A_{ges} in (5.18), wobei die Elemente in allgemeiner Form dargestellt sind. Da keine weiteren Matrizen an A_5 angehängt sind, wird der Schallfluss \underline{q}_2 null. Zur Berechnung der Eingangsimpedanz kann damit (5.18) als (5.19) und (5.20) geschrieben werden. Die Eingangsimpedanz ergibt sich somit aus dem Quotienten von Eingangsspannung \underline{U}_1 und Strom I_1 , was sich auf (5.21) vereinfacht.

$$\underline{U_1} = a_{11} \, \underline{p_2} \tag{5.19} \qquad \underline{I_1} = a_{21} \, \underline{p_2} \tag{5.20}$$

$$\underline{Z_{ges}} = \frac{\underline{U_1}}{\underline{I_1}} = \frac{a_{11}}{a_{21}}$$
(5.21)

5.1.3. Berechnung des Schalldrucks und der Membranauslenkung

Als Nächstes wird der Schalldruckpegel des Lautsprecherchassis in der unendlichen Schallwand abhängig vom Abstand r und vom Winkel ϑ berechnet. Dafür wird von der Schallabstrahlung der Kolbenmembran in (5.22) mit (5.23) [1, Gl. 3.33, 3.34] ausgegangen. Die Membrangeschwindigkeit v_0 und die Membranfläche A_M können mit $q = A \cdot v$ [1, Gl. 2.17] zum Schallfluss q_M zusammengefasst werden. Somit kann der Schalldruck $p(r, \vartheta)$ wie in (5.24) aus dem Schallfluss q_M an der Membran berechnet werden.

$$\underline{p}(r,\vartheta) = -A_M \Gamma_{Ko}(\vartheta) jk\rho_0 c \,\underline{v}_0 \frac{e^{-jkr}}{2r\pi} \quad (5.22) \qquad \Gamma_{Ko}(\vartheta) = \frac{2 J_1(r_M k \sin\vartheta)}{r_M k \sin\vartheta} \quad (5.23)$$

$$\underline{p}(r,\vartheta) = -jk\rho_0 c \,\underline{q_M} \,\Gamma_{Ko}(\vartheta) \,\frac{e^{-jkr}}{2r\pi}$$
(5.24)

Für die weitere Berechnung muss also der Schallfluss an der Membran aus dem matrizenbasierten Modell ermittelt werden. In diesem Fall wird der Innenwiderstand der Spannungsquelle berücksichtigt. Das Gesamtsystem ergibt sich in (5.25), das wie in (5.26) dargestellt werden kann.

$$\mathbf{A_{ges2}} = \mathbf{A_0} \cdot \mathbf{A_{ges}} \tag{5.25}$$

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_g \\ \underline{I}_g \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{ges2}} \begin{pmatrix} \underline{p}_2 \\ \underline{q}_2 \end{pmatrix}$$
(5.26)

Mit $q_2 = 0$ ergibt sich aus (5.26) der Schalldruck p_2 in (5.27). Aus dem Schalldruck kann nun mit (5.14) und der Strahlungsimpedanz Z_a der Schallfluss in (5.28) berechnet werden. Somit kann aus dem Schallfluss q_M und (5.24) der Schalldruck p im gewünschten Abstand r und Winkel ϑ bestimmt werden.

$$\underline{p_2} = \frac{U_g}{a_{11}}$$
(5.27)
$$\underline{q_M} = \frac{\underline{p_2}}{\underline{Z_a}}$$
(5.28)

Die Membranauslenkung kann ebenfalls wie in [1, Kap. 3.10] aus dem Schallfluss berechnet werden. Mit (5.29) [1, Gl. 3.97] und $s = j\omega$ ergibt sich daraus die Membranauslenkung x_M .

$$\underline{x_M} = \frac{q_M}{sA_M} \tag{5.29}$$

5.1.4. Berechnung der akustisch abgestrahlten Leistung und des Wirkungsgrades des Lautsprecherchassis

Die akustisch abgestrahlte Leistung des Lautsprechers in der unendlichen Schallwand kann mit (5.30) [1, Gl. 3.74] berechnet werden. Der akustische Widerstand $R_{a,uS}$ stellt dabei den Realteil der Strahlungsimpedanz und q den Schallfluss an der Membran dar. Beim Matrizen basierten Modell kann die abgestrahlte akustische Leistung auf gleiche Weise berechnet werden. Die akustische Leistung wird aus dem Quadratischen Betrag des Schallflusses q_M und dem Realteil der Strahlungsimpedanz Z_a in (5.31) berechnet.

$$P_a = |q|^2 R_{a,uS} (5.30)$$

$$P_a = |\underline{q}_M|^2 \,\,\Re\left\{\underline{Z}_a\right\} \tag{5.31}$$

Die Berechnung des Wirkungsgrades η des Lautsprechers erfolgt üblicherweise mit (5.32) [1, Gl. 3.92]. Die akustische Leistung wird dafür mit (5.31) bestimmt, wobei

der Innenwiderstand der Spannungsquelle durch die Matrix A_0 nicht berücksichtigt wird.

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} \tag{5.32}$$

Die elektrische Eingangsleistung an den Klemmen des Lautsprechers wird nun folgendermaßen berechnet. Der Eingangsstrom I_1 kann aus (5.21) mit $U_1 = U_g$ wie in (5.33) berechnet werden. Die Eingangsleistung ergibt sich in (5.34) auf ähnliche Weise wie bei der akustischen Leistung. Schlussendlich wird der Wirkungsgrad des Lautsprechers mit (5.32) berechnet.

$$\underline{I_1} = \frac{\underline{U_g}}{\underline{Z_{ges}}}$$
(5.33) $P_e = |\underline{I_1}|^2 \Re\left\{\underline{Z_{ges}}\right\}$ (5.34)

5.1.5. Berechnung der Impulsantwort, Sprungantwort und Gruppenlaufzeit

Für die Berechnung der Impulsantwort, Sprungantwort und Gruppenlaufzeit des Lautsprechers ist es hilfreich, den Schalldruck im Laplace-Bereich zu bestimmen. Dafür wird in allen Gleichungen und Matrizen des Modells $j\omega$ durch die Laplace-Variable *s* ersetzt. Die Strahlungsimpedanz kann mit dem Modell in Abb. 5.8 [1, Abb. 3.10] und den akustischen Elementen in (5.35) bis (5.38) [1, Gl. 3.49, 3.50, 3.51, 3.52] angenähert werden.



Abbildung 5.8.: Erweitertes akustisches Modell für die Annäherung der Strahlungsimpedanz

$$R_{a1} = 0,1404 \frac{\rho_0 c}{r_M^2} \qquad (5.35) \qquad \qquad R_{a2} = \frac{\rho_0 c}{\pi r_M^2} \qquad (5.36)$$

$$s_a = 0,53 \frac{\rho_0 c^2}{\pi r_M^3}$$
 (5.37) $m_a = \frac{8\rho_0}{3\pi^2 r_M}$ (5.38)

Aus der Anordnung in Abb. 5.8 kann die gesamte Impedanz in (5.39) bestimmt werden. Diese kann nun ebenfalls mit $s = j\omega$ in den Laplace-Bereich transformiert und in der Matrix **A**₅ verwendet werden.

$$\underline{Z_a} = j\omega m_a \frac{1 + \frac{j\omega}{s_a} \frac{R_{a1}R_{a2}}{R_{a1} + R_{a2}}}{1 + \frac{j\omega}{s_a} \left(\frac{R_{a1}R_{a2}}{R_{a1} + R_{a2}} + \frac{m_a s_a}{R_{a1} + R_{a2}}\right) + (j\omega)^2 \frac{m_a}{s_a} \frac{R_{a1}}{R_{a1} + R_{a2}}}$$
(5.39)

Aus dem transformierten Modell wird nun wie zuvor der Schalldruck berechnet. Daraus kann mit einem Computeralgebrasystem wie Matlab oder Maxima die Impulsantwort, Sprungantwort und Gruppenlaufzeit berechnet werden.

5.2. Elektrodynamischer Lautsprecher in geschlossenem Gehäuse

Das Matrizen basierte Modell des Elektrodynamischen Lautsprechers in der unendlichen Schallwand wird nun so angepasst und erweitert, dass es den Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse gut beschreibt. Dabei werden besonders die Änderungen im Folgenden genauer betrachtet.

5.2.1. Aufstellen der zusätzlichen Kettenmatrizen der Teilsysteme

Zusätzlich zu den Kettenmatrizen der Teilsysteme in Kapitel 5.1.1 wird eine weitere Kettenmatrix für die Modellierung benötigt. Die Kettenmatrix, die das geschlossene Gehäuse beschreibt, wird nun aufgestellt. Das geschlossene Gehäuse kann mit den Gehäuse- und Leckverlusten wie in Abb. 5.9 modelliert werden. Mit den dazugehörigen Bauteilgesetzen in (5.40) und (5.41) [1, Gl. 2.18, 2.23] ergibt sich die Kettenmatrix **A**₆ in (5.42).

$$\underline{p} = R_a \cdot \underline{q} \tag{5.40} \qquad \underline{p} = \frac{s_a}{i\omega} \underline{q} \tag{5.41}$$

S-



Abbildung 5.9.: Akustisches Modell für das geschlossene Gehäuse

5.2.2. Anpassungen im Vergleich zum Lautsprecher in der unendlichen Schallwand

Das Modell für den Lautsprecher in der unendlichen Schallwand muss nun für das geschlossene Gehäuse angepasst und erweitert werden. Für den Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse werden die Matrizen der Teilsysteme wie in (5.43) zusammengeschaltet.

$$\mathbf{A}_{\mathbf{ges}} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_3 \cdot \mathbf{A}_4 \cdot \mathbf{A}_6 \cdot \mathbf{A}_5 \tag{5.43}$$

Alle weiteren Berechnungen für den Lautsprecher in der unendlichen Schallwand können auch hier auf gleiche Weise durchgeführt werden. Somit kann der Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse mit geringem zusätzlichen Aufwand ebenfalls berechnet werden. Da jedoch der Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse für tiefe Frequenzen kugelförmig und nicht wie beim Lautsprecher in der unendlichen Schallwand halbkugelförmig abstrahlt, wird ein zusätzlicher Faktor von $\frac{1}{2}$ für die Berechnung des Schalldrucks in (5.44) beim geschlossenen Gehäuse berücksichtigt.

$$\underline{p}(r,\vartheta) = -jk\rho_0 c \,\underline{q_M} \,\Gamma_{Ko}(\vartheta) \,\frac{e^{-jkr}}{4\,r\pi}$$
(5.44)

5.3. Elektrodynamischer Lautsprecher im Bassreflexgehäuse

Für die Modellierung des Elektrodynamischen Lautsprechers im Bassreflexgehäuse wird vom Modell des Lautsprechers mit geschlossenem Gehäuse ausgegangen. Da sich die Kettenmatrizen im Akustischen von denen des Bassreflexgehäuses unterscheiden, müssen sie angepasst und neue Kettenmatrizen hinzugefügt werden.

5.3.1. Aufstellen der zusätzlichen Kettenmatrizen der Teilsysteme

Die benötigten zusätzlichen Kettenmatrizen der Teilsysteme werden nun aufgestellt oder abgeändert. Die Strahlungsimpedanz der Lautsprechermembran befindet sich im Modell nicht mehr am Ende der gesamten Anordnung und muss deshalb anders angeordnet werden. Aus dem Modell in Abb. 5.10 ergibt sich dafür mit (5.13) die Kettenmatrix A_7 in (5.45).



Abbildung 5.10.: Modell der Strahlungsimpedanz mit neuer Anordnung

Da die Verluste im Gehäuse des Bassreflexlautsprechers gegenüber den Leckverlusten vernachlässigt werden können [1, Kap. 5.4], kann die Matrix für das geschlossene Gehäuse umgeschrieben werden. Zudem ändert sich die Anordnung des Modells. Das geschlossene Gehäuse wird somit wie in Abb. 5.11 mit der Kettenmatrix **A**₈ in (5.46) modelliert.



Abbildung 5.11.: Modell vom Gehäuse des Bassreflexlautsprechers

Die Leckverluste müssen aber berücksichtigt werden. Der akustische Widerstand $R_{al,vG}$, der die Leckverluste repräsentiert, wird wie in Abb. 5.12 angeordnet und mit der Kettenmatrix **A**₉ in (5.47) beschrieben.



Abbildung 5.12.: Modell der Leckverluste

Als Letztes muss noch das Bassreflexrohr zum Modell hinzugefügt werden. Die Impedanz des Bassreflexrohres kann mit (5.48) [1, Gl. 5.13] beschrieben werden. Dabei stellt Z_1 die Impedanz am offenen Ende des Rohres dar. Die Impedanz Z_1 kann mit (5.13) für die Fläche A_{Br} und den Radius r_{Br} der Bassreflexöffnung und mit der Multiplikation des Ergebnisses mit A_{Br} berechnet werden. Zusätzlich wird für die Strahlungsimpedanz auf der Innenseite des Rohres die berechnete Strahlungsimpedanz der Vorderseite dazu addiert, woraus sich die gesamte Impedanz $Z_{ag,Br}$ in (5.49) ergibt. Die berechnete Impedanz kann nun als Kettenmatrix dargestellt werden. Für die Anordnung in Abb. 5.13 ergibt sich die Kettenmatrix A₁₀ in (5.50).

$$\underline{Z_{a,Br}} = \frac{\rho_0 c}{A_{Br}} \frac{\frac{Z_1}{\rho_0 c} + jtan(kl)}{1 + j\frac{Z_1}{\rho_0 c} tan(kl)} \quad (5.48) \qquad \underline{Z_{ag,Br}} = \underline{Z_{a,Br}} + \underline{Z_a} \quad (5.49)$$

$$\frac{\underline{q_1}}{\underline{\rightarrow}} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_1} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_1} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_1} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_1} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_1} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_1} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_1} \qquad \underline{q_2} \qquad \underline{q_2}$$

Abbildung 5.13.: Modell der Impedanz des Bassreflexrohres

5.3.2. Anpassungen im Vergleich zum Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse

Für die Modellierung des Lautsprechers im Bassreflexgehäuse wird vom Modell des Lautsprechers mit geschlossenem Gehäuse ausgegangen und dieses erweitert.

Somit werden hier nur die Änderungen und Anpassungen beschrieben. Alle anderen Berechnungen verändern sich nicht und bleiben gleich.

Die Kettenmatrizen der Teilsysteme werden hier ebenfalls mit Matrizenmultiplikationen zusammengeschaltet und ergeben die Matrix für das gesamte Modell in (5.51).

$$\mathbf{A}_{ges} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_3 \cdot \mathbf{A}_4 \cdot \mathbf{A}_7 \cdot \mathbf{A}_8 \cdot \mathbf{A}_9 \cdot \mathbf{A}_{10}$$
(5.51)

Die Eingangsimpedanz kann für diese Matrix auf gleiche Weise wie zuvor berechnet werden. Da der Schallfluss q_2 nach der Kettenmatrix für die Impedanz des Bassreflexrohres ebenfalls null ist, ergibt sich mit (5.27) und dem Element a_{11} von (5.25) mit (5.51) der neue Schalldruck p_2 . Daraus kann (5.52) und (5.53) berechnet werden. Für die Berechnung des Schallflusses der Membran q_M wird zuerst (5.54) berechnet und die Elemente a_{11} und a_{21} davon in (5.55) verwendet.

$$\underline{q_{Br}} = \frac{\underline{p_2}}{\underline{Z_{ag,Br}}} \tag{5.52} \qquad \underline{q_a} = \frac{\underline{p_2}}{\frac{\underline{s_{a,vG}}}{j\omega}} \tag{5.53}$$

$$\mathbf{A}_{\mathbf{Br}} = \mathbf{A}_{\mathbf{8}} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{9}} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{10}}$$
 (5.54) $\underline{q}_{\underline{M}} = \frac{\underline{p}_2}{\frac{a_{11}}{a_{21}}}$ (5.55)

Der Schalldruck im Abstand *r* und im Winkel ϑ kann nun mit (5.44) aus dem Schallfluss q_a in (5.53) bestimmt werden [1, Kap. 5.6]. Für die Berechnung der akustisch abgestrahlten Leistung wird deshalb q_M in (5.31) durch q_a ersetzt. Die weiteren Größen werden gleich wie bei den anderen Modellen berechnet. Zum Schluss kann beim Lautsprecher im Bassreflexgehäuse noch die Geschwindigkeit der Luft im Bassreflexrohr v_{Br} mit (5.56) bestimmt werden.

$$\underline{v_{Br}} = \frac{q_{Br}}{A_{Br}} \tag{5.56}$$

5.4. Vergleich mit den Messungen

Zum Abschluss werden die erweiterten Modelle mit den Messungen des modularen Lautsprechersystems verglichen. Die erweiterten Modelle werden dafür und zur Abschätzung von Lautsprechern, wie in Kap. 5.1 bis 5.3 beschrieben, im Matlab Programm *Speaker Analyzer* berechnet. Im Folgenden werden nun einige Messungen mit den Ergebnissen der Modellbildung verglichen.

In Abb. 5.14 ist die Simulierte Freifeldmessung mit dem modellierten Frequenzgang von der Modellbildung nach Small und vom erweiterten Modell für den Lautsprecher in der unendlichen Schallwand dargestellt. Bei tiefen Frequenzen stimmen die beiden Modelle gut überein. Bei mittleren Frequenzen unterscheiden sie sich etwas und bei hohen Frequenzen folgt nur das erweiterte Modell näherungsweise dem gemessenen Frequenzgang. Die gemessene Simulierte Freifeldmessung weicht bei tiefen Frequenzen vom simulierten Frequenzgang ab. Aufgrund der Simulierten Freifeldmessung kann leider auch hier keine Aussage getroffen werden, wie gut die Modellierung mit dem tatsächlichen Frequenzgang des Lautsprecherchassis übereinstimmt. Bei hohen Frequenzen folgt der simulierte Frequenzgang des erweiterten Modells näherungsweise der Simulierten Freifeldmessung. Vergleicht man die Kurvenformen genauer, dann fällt auf, dass die modellierte Kurve früher abfällt und weniger steil ist wie bei der Simulierten Freifeldmessung. Betrachtet man zusätzlich den Impedanzverlauf in Abb. 5.15 bei diesen Frequenzen, so erkennt man, dass auch hier die beiden Kurven nicht übereinstimmen. Mit Hilfe des Matlab Programms Speaker Analyzer ist leicht erkennbar, dass der Anstieg der Impedanz in diesem Bereich durch die Induktivität der Schwingspule des Lautsprechers entsteht. Es folgt daraus, dass die Schwingspule in diesem Fall nicht ausreichend durch einen Widerstand R_S und eine Induktivität L_S modelliert werden kann. Für eine bessere Modellierung bei hohen Frequenzen müsste ein komplexeres Modell für die Schwingspule verwendet werden.

In Abb. 5.16 und 5.17 ist die Simulierte Freifeldmessung und die modellierten Kurven der beiden Modelle mit Bessel Klangcharakteristik für den Lautsprecher im geschlossenen- und Bassreflexgehäuse zu sehen. Die zuvor beschriebenen Unterschiede können auch hier beobachtet werden. Aufgrund der Simulierten Freifeldmessung kann ebenfalls keine Aussage getroffen werden, wie gut die modellierten Kurven mit den gemessenen übereinstimmen. Andererseits stimmen die Schalldruckpegel der beiden Modelle bei tiefen Frequenzen sehr gut überein. Somit entspricht das erweiterte Modell bei tiefen Frequenzen dem Modell von Small, was auf eine korrekte Modellierung schließen lässt.



Abbildung 5.14.: Vergleich der simulierten Freifeldmessung mit dem modellierten Frequenzgang beim Lautsprecher in der unendlichen Schallwand



Abbildung 5.15.: Vergleich der gemessenen und modellierten Impedanz beim Lautsprecher in der unendlichen Schallwand



Abbildung 5.16.: Vergleich der simulierten Freifeldmessung mit dem modellierten Frequenzgang mit Bessel Charakteristik beim Lautsprecher im geschlossenen Gehäuse



Abbildung 5.17.: Vergleich der simulierten Freifeldmessung mit dem modellierten Frequenzgang mit Bessel Charakteristik beim Lautsprecher im Bassreflexgehäuse

6. Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde am Anfang das Entwerfen eines Lautsprechers mit der Auswahl der Lautsprecherchassis, dem Vermessen der wichtigen Parameter, der Abschätzung des Lautsprechergehäuses und das Bauen des Lautsprechers beschrieben. Danach wurden die gebauten modularen Lautsprecher vermessen und das Lautsprechergehäuse für tiefe Frequenzen auf die unterschiedlichen Klangcharakteristiken Bessel, Butterworth, Chebyshev und kritisch gedämpfte Abstimmung für das geschlossene- und Bassreflexgehäuse optimiert. Die Schalldruck-Frequenzgänge der optimierten Gehäuse wurden mit der Simulierten Freifeldmessung vermessen und mit den modellierten Frequenzgängen verglichen. Zudem wurde eine passive Frequenzweiche für den modularen Lautsprecher entworfen und gebaut. Zum Schluss wurde die Modellbildung nach Small in [1] durch ein Matrizen ba-

siertes Modell erweitert, um die Eigenschaften von Lautsprechern auch bei höheren Frequenzen abschätzen zu können. Im Folgenden werden nun die Ergebnisse der Arbeit kurz zusammengefasst.

Die Auswahl der Lautsprecherchassis für einen gut klingenden Lautsprecher ist nicht einfach. Aus den Thiele-Small-Parametern müssen die Eigenschaften und der nutzbare Frequenzbereich im Vornherein abgeschätzt werden. Das dafür entworfene Matlab Programm *Speaker Analyzer* vereinfacht mit den Berechnungen des erweiterten Modells die Auswahl. Die Eigenschaften eines Lautsprecherchassis und das benötigte Gehäuse für eine gewünschte Klangcharakteristik können damit aus den Thiele-Small-Parametern einfach berechnet werden. Dabei sollte jedoch beachtet werden, dass im Vornherein nicht abgeschätzt werden kann, wie gut ein Lautsprecherchassis tatsächlich klingt. Deshalb ist es sinnvoll, ein einfaches, aber luftdichtes Testgehäuse zu bauen und das Chassis anzuhören, bevor es im Lautsprecher verbaut wird. So hätte für das modulare Lautsprechersystem ebenfalls ein besseres Lautsprecherchassis verwendet werden können.

Die modularen Lautsprecher wurden in dieser Arbeit so entworfen und gebaut, dass das Gehäuse möglichst einfach für verschiedene Klangcharakteristiken für den Lautsprecher mit geschlossenem- und Bassreflexgehäuse angepasst werden kann. Es können somit die unterschiedlichen Klangcharakteristiken angehört und verglichen werden. Aufgrund der Thiele-Small-Parameter des gewählten Chassis können nicht alle Klangcharakteristiken bei beiden Lautsprechersystemen realisiert werden. Wäre bei der Auswahl des Chassis das Matlab Programm verfügbar gewesen, hätte vermutlich auch hierfür ein besseres Lautsprecherchassis ausgewählt werden können. Nach dem Bauen der modularen Lautsprecher wurde das Gehäuse für die unterschiedlichen Klangcharakteristiken optimiert. Die Optimierung erfolgte dafür, wie von Small vorgeschlagen, über die gemessene Impedanz des Lautsprechers. Die Impedanzmessung kann relativ einfach durchgeführt werden und wird durch die Messumgebung wenig beeinflusst. Für die Überprüfung des Schalldruckpegel-Frequenzganges wurde versucht, eine Freifeldmessung durchzuführen. Für die Freifeldmessung war jedoch kein passender Messraum verfügbar. Aus diesem Grund wurde versucht, die Freifeldmessung mit der Simulierten Freifeldmessung von Struck und Temme anzunähern. Bei dieser Messmethode werden die Reflexionen des Raumes mit einer Fensterfunktion im Zeitbereich aus der Fernfeldmessung entfernt und der resultierende Frequenzgang mit einer Nahfeldmessung für tiefe Frequenzen zusammengesetzt. Da jedoch aus einer Nahfeldmessung eines Lautsprechers nicht genau auf das Fernfeld geschlossen werden kann, macht die Messmethode für tiefe Frequenzen wenig Sinn. Andererseits kann für hohe Frequenzen die Fernfeldmessung mit Fensterfunktion im Zeitbereich verwendet werden. Für die Überprüfung der Optimierung muss jedoch der Frequenzgang für tiefe Frequenzen gemessen werden. Aufgrund der fehlenden Freifeldmessung konnten die Frequenzgänge der optimierten Lautsprechergehäuse nicht ausreichend überprüft werden.

Für das modulare Lautsprechersystem wurden passive Frequenzweichen gebaut. Da bei diesen Frequenzweichen die Lautsprecherimpedanz nicht vom Frequenzfilter entkoppelt ist, werden Kompensationsschaltungen für den Impedanzverlauf benötigt. Diese sind aufwendig und nur für Filter mit geringer Ordnung mit akzeptablem Aufwand realisierbar. Somit ist eine passive Frequenzweiche zur Trennung von zwei Lautsprecherchassis relativ aufwendig und es können keine weiteren Frequenzfilter zur Verbesserung des Klanges verwendet werden. Aus diesem Grund wäre es sinnvoller, eine aktive oder digitale Frequenzweiche für die modularen Lautsprecher einzusetzen.

Zum Schluss wird auf die im Matlab Programm *Speaker Analyzer* verwendete erweiterte Modellbildung genauer eingegangen. Bei diesem Modell wird die Zweitor-Theorie angewendet, um den Lautsprecher in der unendlichen Schallwand, mit geschlossenem Gehäuse und im Bassreflexgehäuse zu modellieren. Das bietet den Vorteil, dass komplexe Systeme einfach berechnet und erweitert werden können. Damit kann ein erweitertes Modell berechnet werden, das den Lautsprecher auch bei höheren Frequenzen näherungsweise beschreibt. Somit eignet sich dieses Modell gut, um die Eigenschaften eines Lautsprecherchassis im Vornherein auch bei höheren Frequenzen abschätzen zu können.

Zum Abschluss möchte ich mich bei meinen Betreuern Gerhard Graber und Werner Weselak für ihre Unterstützung herzlichst bedanken. Ohne sie wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen. Ein weiterer Dank geht auch an das Institut für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation für die Bereitstellung der benötigten Räumlichkeiten und Hilfsmittel.

Abbildungsverzeichnis

2.1.	Funktionsweise des elektrodynamischen Lautsprechers [2, Abb. 6.1] .	4
2.2.	Normierte Strahlungsimpedanz Z_a mit Realteil R_a und Imaginärteil X_a	5
2.3.	Richtungsmaß der Schallabstrahlung in Abhängigkeit von kr_M	6
2.4.	Schematische Darstellung der akustischen Leistung	7
2.5.	Foto des B&C Speakers 8CX21 Lautsprecherchassis	10
2.6.	Messschaltung für die Impedanzmessung	12
2.7.	Impedanzverlauf der Tieftöner der beiden 8CX21 Chassis	13
2.8.	Impedanzverlauf im Bereich der Resonanzfrequenz	15
2.9.	Messanordnung für die Frequenzgangmessung [4, Abb. 6]	21
2.10.	Impulsantwort der Fernfeldmessung von Lautsprecherchassis 1	23
2.11.	Fernfeldmessung und skalierte Nahfeldmessung von Chassis 1	24
2.12.	Simulierte Freifeldmessung von Chassis 1	25
2.13.	Modularer Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse	28
2.14.	Details der modularen Lautsprecher	28
3.1.	Anordnung der MDF Platten für die Volumenverkleinerung für die	
<i>J</i> . <i>1</i> .	Bessel Charakteristik beim geschlossenen Gehäuse	22
3.2.	Simulierte Freifeldmessung mit Bessel Charakteristik beim Lautspre-))
J. <u>_</u> .	cher mit geschlossenem Gehäuse	35
3.3.	Simulierte Freifeldmessung mit kritisch gedämpfter Klangcharakteris-))
	tik beim Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse	35
3.4.	Messanordnung für die Fernfeldmessung im Hörsaal HS i 2	36
3.5.	Impedanzverlauf beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse	38
3.6.	Simulierte Freifeldmessung mit Bessel Klangcharakteristik beim Laut-	
	sprecher mit Bassreflexgehäuse	42
3.7.	Simulierte Freifeldmessung mit Butterworth Klangcharakteristik beim	
	Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse	43
3.8.	Simulierte Freifeldmessung mit Chebyshev ($k = 0, 8$) Klangcharakte-	
	ristik beim Lautsprecher mit Bassreflexgehäuse	43
4.1.	Schaltung des Tiefpassfilters 2. Ordnung	46
· 4.2.	Übertragungsfunktion des Tiefpassfilters 2. Ordnung	47
4.3.	Sprungantwort des Tiefpassfilters 2. Ordnung	48
4.4.	Gruppenlaufzeit des Tiefpassfilters 2. Ordnung	48
4.5.	Hochpassfilter 2. Ordnung	49
4.6.	Schaltung für die Impedanzkompensation der Schwingspule	50
•		-

 4.7. Schaltung für die Impedanzkompensation des Parallelschwingkreises 4.8. Simulierte Freifeldmessung des Hoch- und Tieftöners vom 8CX21 Chassie 4.9. Spannungsteiler zur Dämpfung des Hochtöners	51 54 55 56 56	
4.13. Impedanzkompensation mit berechneten und gewählten Bauteilwerten	59	
der E12-Reihe am Hochtöner	59	
4.14. Frequenzgang des Tieftöners mit und ohne Impedanzkompensation .	60	
4.15. Frequenzgang des Hochtöners mit und ohne Impedanzkompensation	60	
4.16. Frequenzgang des Hoch- und Tieftöners mit und ohne Dämpfungswiders	tand	61
4.17. Gesamter Frequenzgang des 8CX21 Chassis mit passiver Frequenzweiche	e 61	
4.18. Foto der aufgebauten Frequenzweiche für Hoch- und Tieftöner	65	
4.19. Frequenzgangmessung des modularen Lautsprechers mit Frequen-		
zweiche	66	
5.1. Kettenmatrix A	68	
5.2. Modell der Schwingspule	68	
5.3. Dynamischer Wandler	69	
5.4. Modell des Feder-Masse-Systems	69	
5.5. Mechanoakustischer Wandler	70	
5.6. Modell der Strahlungsimpedanz	70	
5.7. Modell des Innenwiderstandes der Spannungsquelle	70	
5.8. Erweitertes akustisches Modell für die Annäherung der Strahlungsim-		
pedanz	73	
5.9. Akustisches Modell für das geschlossene Gehäuse	75	
5.10. Modell der Strahlungsimpedanz mit neuer Anordnung	76	
5.11. Modell vom Gehause des Bassreflexlautsprechers	76	
5.12. Modell der Leckverluste	77	
5.13. Modell der Impedanz des Bassreflexrohres	77	
5.14. Vergleich der simulierten Freifeldmessung mit dem modellierten Fre-	0	
quenzgang beim Lautsprecher in der unendlichen Schallwand	80	
5.15. Vergleich der gemessenen und modellierten Impedanz beim Lautspre-	0	
cher in der unendlichen Schallwand	80	
5.16. Vergleich der simulierten Freifeldmessung mit dem modellierten Fre-		
quenzgang mit Bessel Charakteristik beim Lautsprecher im geschlos-	0	
senen Gehause	81	
5.17. Vergleich der simulierten Freifeldmessung mit dem modellierten Fre- auenzgang mit Bessel Charakteristik beim Lautsprecher im Bassreflex-		
gehäuse	81	
0	~ •	
B.1. Anordnung der MDF Platten für die kritisch gedämpfte Klangcharak- teristik beim geschlossenen Gehäuse	00	

Anordnung der MDF Platten für die Bessel Klangcharakteristik beim	
Bassreflexgehäuse	91
Anordnung der MDF Platten für die Butterworth Klangcharakteristik	
beim Bassreflexgehäuse	91
Anordnung der MDF Platten für die Chebyshev ($k = 0, 8$) Klangcha-	
rakteristik beim Bassreflexgehäuse	92
	Anordnung der MDF Platten für die Bessel Klangcharakteristik beim Bassreflexgehäuse

Tabellenverzeichnis

2.1.	Vergleich der gemessenen Thiele-Small-Parameter mit den Werten des	
	Herstellers	19
2.2.	Abschätzung des Gehäusevolumen beim geschlossenen Gehäuse	26
2.3.	Abschätzung des Gehäusevolumens beim Bassreflex Gehäuse	27
3.1.	Anzahl der MDF Platten für die Volumenverkleinerung und gemessene	~ ~
• •	Valum any arking an Abmassing an des Passrefleurebres und as	33
3.2.	volumenverkienerungen, Admessungen des Dassrellexronres und ge-	47
	messene i arameter der Optimerungen beim bassrenexgenause	41
4.1.	Berechnete und gewählte Bauteilwerte der E12-Reihe für die Frequen-	
	zweiche des Tieftöners	58
4.2.	Berechnete und gewählte Bauteilwerte der E12-Reihe für die Frequen-	
	zweiche des Hochtöners	58
4.3.	Verwendete Bauteile in der Frequenzweiche für den Tieftöner	64
4.4.	Verwendete Bauteile in der Frequenzweiche für den Hochtöner	64
A.1.	Auflistung der verwendeten Programme	89
B.1.	Teileliste der modularen Lautsprecher	92

Literatur

- [1] F. Loacker-Schöch, »Elektroakustische Modellbildung und Optimierung von Lautsprechersystemen«, [Online], B.A., Technische Universität Graz, Okt. 2018.
- [2] L. L. Beranek und T. J. Mellow, *Acoustics: Sound Fields and Transducers*, 1. Aufl. Academic Press, 2012, ISBN: 978-0-12-391421-7.
- [3] R. H. Small, »Direct Radiator Loudspeaker System Analysis«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 20, Nr. 5, S. 383–395, Juni 1972.
- [4] C. J. Struck und S. F. Temme, »Simulated Free Field Measurements«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 42, Nr. 6, S. 467–482, Juni 1994.
- [5] R. H. Small, »Closed-Box Loudspeaker Systems-Part 1: Analysis«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 20, Nr. 10, S. 798–808, Dez. 1972.
- [6] R. H. Small, »Closed-Box Loudspeaker Systems-Part 2: Synthesis«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 21, Nr. 1, S. 11–18, Feb. 1973.
- [7] R. H. Small, »Vented-Box Loudspeaker Systems-Part 1: Small-Signal Analysis«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 21, Nr. 5, S. 363–372, Juni 1973.
- [8] R. H. Small, »Vented-Box Loudspeaker Systems-Part 2: Large-Signal Analysis«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 21, Nr. 6, S. 438–444, Aug. 1973.
- [9] R. H. Small, »Vented-Box Loudspeaker Systems-Part 3: Synthesis«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 21, Nr. 7, S. 549–554, Sep. 1973.
- [10] R. H. Small, »Vented-Box Loudspeaker Systems-Part 4: Appendices«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 21, Nr. 8, S. 635–639, Okt. 1973.
- [11] S. H. Linkwitz, »Active Crossover Networks for Noncoincident Drivers«, J. *Audio Eng. Soc.*, Jg. 24, Nr. 1, S. 2–8, Feb. 1976.
- [12] R. H. Small, »Constant-Voltage Crossover Network Design«, J. Audio Eng. Soc., Jg. 19, Nr. 1, S. 12–19, Jan. 1971.

Anhang A.

Verwendete Programme

A.1. Quelle des Matlab Programmes

Das Matlab Programm *Speaker Analyzer* ist Open Source und als GitLab Projekt unter folgendem Link zu finden. Es ist mit der GNU General Public License lizensiert und kann unter Einhaltung der Bedingungen verwendet und erweitert werden.

https://gitlab.com/florian_ls/speaker_analyzer

A.2. Auflistung der verwendeten Programme

In Tab. A.1 sind alle Programme aufgelistet, die in der Arbeit verwendet wurden.

Bezeichnung	Offizielle Quelle				
Speaker Analyzer	https://gitlab.com/florian_ls/speaker_analyzer				
Matlab von MathWorks	https://de.mathworks.com				
Room EQ Wizard	https://www.roomeqwizard.com				
Audio Precision Software	https://www.ap.com				
Fusion 360 von Autodesk	https://www.autodesk.de/products/fusion-360				
Algebra-System Maxima	http://maxima.sourceforge.net				
LspCAD	http://www.ijdata.com				

Tabelle A.1.: Auflistung der verwendeten Programme

Anhang B.

Modulare Lautsprecher

B.1. Anordnung der Volumenverkleinerungen

Für die Reproduzierbarkeit der Optimierungen und Messungen sind die Anordnungen der MDF Platten in Abb. B.1 bis B.4 für die unterschiedlichen Klangcharakteristiken dargestellt.



Abbildung B.1.: Anordnung der MDF Platten für die kritisch gedämpfte Klangcharakteristik beim geschlossenen Gehäuse



Abbildung B.2.: Anordnung der MDF Platten für die Bessel Klangcharakteristik beim Bassreflexgehäuse



Abbildung B.3.: Anordnung der MDF Platten für die Butterworth Klangcharakteristik beim Bassreflexgehäuse



Abbildung B.4.: Anordnung der MDF Platten für die Chebyshev (k = 0, 8) Klangcharakteristik beim Bassreflexgehäuse

B.2. Teileliste der modularen Lautsprecher

In Tab. B.1 sind die Teile aufgelistet, die für diese Arbeit gebaut wurden.

Anzahl	Beschreibung
2	Modulare Lautsprecher mit B&C 8CX21 Chassis
2	Frontplatten für geschlossenes Gehäuse
2	Frontplatten mit einer Bassreflexöffnung
2	Frontplatten mit zwei Bassreflexöffnung
4	Verschlussbolzen
2	Bassreflexrohre
2	Platten mit Dichtungen
18	Platten 220x200x18mm
2	Platten 220x200x12mm
4	Platten 220x200x3mm
6	Platten 210x95x18mm
2	Frequenzweichen

Tabelle B.1.: Teileliste der modularen Lautsprecher

B.3. Zeichnungen der modularen Lautsprecher

In den folgenden Zeichnungen sind die Konstruktionspläne für die Modularen Lautsprecher und die Frontplatten dargestellt. Sie können somit bei Bedarf nachgebaut werden.









A

В

C

D

E

D

Dept. Technical reference 000010			^{Created by} Florian Loacker-Schöch			Approved by Gerhard Graber					-
			Document type Technische Zeichnung Freigegeben								
Ţ			Lautspre	recher icht		DWG N	D.	00001	0		F
		GIUZ	Diadision		Rev. 05	Date 05	of issue .10.19		Sheet 4/14		
5 6			7				8				










































