

## Kapitel 3

# Die Recherche zum Stand der passiver Frequenzweichenfilter mit Systematisierung und Impedanzlinearisierung 1997-1998

### 3. Theorie - Simulation passiver Frequenzweichen

Um einen exakten A-B-Hörvergleich der verschiedenen Filterordnungen durchführen zu können, müssen Ansatzfiltergrößen richtig berechnet worden sein. Die Linearisierung des Schallpegels erfordert zwar eine starke Abänderung der Größen der passiven Filterbauelemente wie Spulen, Kondensatoren und Widerstände nicht nur wegen der Amplitudenverzerrung durch die Schallwand und dem Boxenkörper, aber es erleichtert ungemein die Arbeit zur Festlegung der Ausgangssituation und die Kenntnis der Theorie dirigiert die Optimierung in die für entsprechende Filterart theoretisch richtige Richtung, das vor allem bei Filtern höherer Ordnung. Desweiteren müssen Impedanz-korrigierende Glieder eingefügt werden, damit die beabsichtigten Filter überhaupt linear arbeiten können.

Frequenzweichen können als Serienschaltungen oder als Parallelschaltungen ausgelegt werden. In der Lautsprecherindustrie und in den Softwarefirmen für die Filtersimulationen beschäftigen sich die Konstrukteure vorwiegend mit Parallelschaltungen. Die Parallelschaltung hat den Vorteil, eine unabhängige individuelle Abstimmung jedes Chassis zu erlauben, da die Verstärker nur Spannungstreiber sind. Bei Verwendung eines Serienfilters können Veränderungen einzelner Bauteile sowohl Hochpass- als auch Tiefpass beeinflussen [1]. Bei der Parallelschaltung hängt jedes Chassis direkt an der Spannungsquelle, während bei der Serienschaltung das Hochtchassis zwar mit einem Pol direkt an der Quelle angeschlossen ist, aber mit dem anderen Pol direkt und nur am Pol des Tieftonchassis (nach dem Tiefpassfilter) hängt.

Häufig spricht man von Dämpfungsfaktor bei Verstärkern, der die gespeicherte Schwingungsenergie der Chassis und der Schwingkreise der Filter, je nachdem wie hoch dieser ist, mehr oder weniger durch niedrige Innenwiderstände bedämpfen soll. Bei Parallelschaltungen wäre prinzipbedingt eine individuelle Bedämpfung jedes Zweiges eher möglich als bei Serienschaltungen.

Bei Parallelschaltung lassen sich Mehrwege-Filter übersichtlicher und schneller herleiten. Die Filterproblematiken lassen sich am anschaulichsten zunächst an 2-Wege-Frequenzweichen diskutieren. Dazu sind Computersimulationsprogramme hervorragend geeignet. Leider gibt es kaum fehlerfreie Software, fast alle haben irgendwo Fehler in den Berechnungsvorschriften oder es sind nur eingeschränkte Filtergüten und kaum Sondertypen berechenbar oder bieten gar nicht an, spezielle Filtertypen anzugehen. Nur leider weiß man in der Praxis nicht, was falsch ist, so dass, wenn man wirklich unnötige Entwicklungsschritte und Messungen einsparen will, der Griff zur Literatur notwendig wird, um die simulierten Diagramme auf Exaktheit zu überprüfen. Doch selbst die Literatur ist nicht vor Fehlern gefeit, richtige Diagramme und falsche Berechnungsvorschriften und umgekehrt bieten nicht die notwendige Sicherheit vor Überraschungen bei dem praktischen Ergebnissen. Hier hilft nur eine Einarbeitung in die Herleitung der Berechnungen, ihrer Modellsätze, um zu wissen welche Kurvenformen in etwa herauskommen müssten, manchmal wird ein Quervergleich erforderlich, bei dem dieselben Ausgangsvariablen andere Parameter liefern, die in der Literatur bereits praktisch nachgewiesen worden sind. Um Fehler auszuschließen, ist es zweckmäßig Zahlen und Graphiken gleichermaßen mit abzubilden. Erst der funktional linearisierbare grafische Zusammenhang erlaubt eine sichere fehlerfreie Zahlenangabe, die dann quasi doppelt gesichert ist.

J.Panzer [2] lieferte eine Übersicht über die Problematik der Frequenzweichen für 2-Wege sowie Mehrwegesysteme und verwies in seinen Ausführungen auf sein anderes Buch [3]. Danach gibt es Konstantleistungfilter und Konstantspannungfilter. Für die professionelle Beschallung von größeren Räumen als der Klasse der Wohnräume ist ein konstanter Schalldruckverlauf an den vielen möglichen Orten ohnehin illusorisch. Stattdessen ist eine konstante und breite Schalleistungsabgabe von großem Interesse. Zu den Konstantleistungfiltern gehören Butterworth- und Besselfilter gerader Ordnung. Die Konstantleistungfilter zeigen auf Achse jedoch meist Schalldrucküberhöhungen auf, während Konstantspannungfilter wie Linkwitz-Riley mit konstantem Schalldruckverlauf auf Achse Leistungseinbrüche im

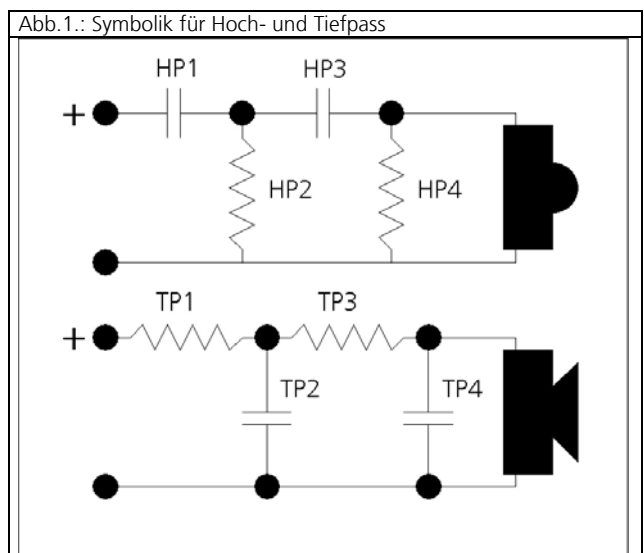
Trennfrequenzbereich aufweisen. Der Schalldruckanstieg im Übernahmebereich auf Achse ist jedoch bei Studioabhören und bei der Stereoanlage im Wohnzimmer nicht erwünscht. Boxen sind unter optimierten Reflektionsbedingungen fest positioniert und Abhörplätze oft auf einen engen Raum eingegrenzt. Zu den Konstantspannungfiltern gehören neben den besagten Linkwitz-Riley Filtern gerader Ordnung auch die Butterworth ungerader Ordnung.

Um aus diesen Widersprüchen der Filter herauszukommen konstruierte Bullock einen Kompromiss aus Linkwitz-Riley und Butterworth, wo als Resultat kleinere Welligkeiten sowohl in der Leistungsabgabe als auch im Schalldruckverlauf entstehen [4]. G.Schwamkrug [5] nannte diesen Kompromiss: „Equal-Compromise“ Filter, dem er einige Worte mehr beimisst.

Insgesamt gesehen erfüllt aber keiner der Filter alle idealen Übertragungseigenschaften. Welches der Filter aber wirklich den optimalen Weg im Zusammenhang mit den zusätzlichen Verzerrungssignalen der elektronischen Bauelementen und der Chassis selbst sowie im Zusammenhang mit der Hörbarkeit von Fehlern liefert, bleibt zu untersuchen.

#### 3.1. Simulation passiver 2-Wege-Frequenzweichen

Das außerordentlich preiswerte Lautsprechersimulationsprogramm „LASIP“, schien sich erfahrungsgemäß zur Berechnung von Filtern schon gut zu eignen, wenn auch hier die Berechnungsformeln für die einzelnen Filtertypen, z.B. Bessel 3.Ordnung, meistens nicht ganz exakt sind und z.T. auch grobe Fehler beinhalten, so berechnet es doch wenigstens mit vorhandenen fehlerfreien Koeffizienten richtige Kurvenverläufe. Rechnet man mit den Formeln und Koeffizienten aus [6] und [5], stimmen die dargestellten Diagramme bis auf einige Ausnahmen schon besser mit den in der einschlägigen Fachliteratur [2] oder [6] ausgewiesenen Diagrammen überein. Nur hat man Pech, wenn der anvisierte Filtertyp gerade zu der Ausnahme gehört. So stimmen die Koeffizienten zum Bessel-Filter 2.Ordnung von Schwamkrug nicht mit der LEAP-Graphik von Dickason überein und Panzer gibt zwar die Leistung richtig an, aber die Schalldruckkurve kann nicht +3dB in der Trennfrequenz angezeigt werden. Dafür stimmen die Koeffizienten zum Bessel-Filter 4.Ordnung bei Dickason nicht. Bei Schwamkrug stimmen nur die Werte für Butterworth, Linkwitz-Riley und Equal-Compromise. Es ist ein mühsames Unterfangen alle Koeffizienten zur prüfen und mit den Graphiken und den Aussagen aus der anderen Literatur zu wichten bis alle Koeffizienten richtig sind.



Die Prüfung kann nur dann erfolgreich sein, wenn ein innerer Zusammenhang der Formeln auf eine einfache und schnell übersichtliche Funktion zurückgeführt werden kann, die plausibel ist.

Zur Überprüfung der Frequenzweichenmodelle der unterschiedlichen Typen und Ordnungen werden die Spuleninduktivitäten mit dem Idealfall „0,0Ω“ angesetzt. Diese Typen werden nach typischen Güten mit den entsprechenden Erfindernamen bedacht. Zur besseren

Übersicht werden die Güten mathematisch übersichtlicher angegeben.

Desweiteren sind die Chassis nicht räumlich voneinander getrennt und haben konstante reale Impedanzen. Außerdem ist die Schallwand ausreichend groß, so dass keine Interferenzen auftreten. „Lasip“ bestimmt für diese idealen Annahmen neben dem Schalldruck die elektrische Phase der Pässe, die Impedanzen der Filter mit Chassis und berechnet ein Wasserfalldiagramm für das elektrische Ausschwingen der Filter mit Chassis, d.h. sind die Schwingkreise der Filter ausreichend bedämpft und sind keine abrupten Pegelsprünge im Frequenz-Schalldruck-Verlauf, dann wird das gesamte zeitabhängige Amplitudenfrequenzspektrum zwischen 300Hz und 20kHz vor Ablauf einer Millisekunde bis mindestens -20dB bedämpft.

Bei vielen Literaturangaben der Filterfunktionen beschränkt man sich auf Amplituden, Phasen und Gruppenlaufzeiten wie bei Dickason u.a., aber es ist für die Weichenkonstruktion noch von Interesse wie der Impedanzgang verläuft und wie das Filterausschwingverhalten aussieht. Letzteres ist bisher nur bei LASIP gefunden worden und folglich gibt es auch keine entsprechende Übersicht über alle Filtertypen und Ordnungen diesbezüglich.

Die folgenden Tabellenangaben enthalten die Koeffizienten k zur Bauteilberechnung (L in mH und C in µF). HP1 sitzt vor dem ersten Knoten im Hochpass, HP2 im ersten Knoten zur Masse, HP3 vor dem 2.Knoten, HP4 im 2.Knoten zur Masse, TP1 vor dem ersten Knoten im Tiefpass, usw., siehe Abb.1.

Die Kapazität wird wie folgt berechnet:

$$C = k \cdot \frac{1}{R_{Trenn} f_{Trenn}}$$

Die Induktivität wird wie folgt berechnet:

$$L = k \cdot \frac{R_{Trenn}}{f_{Trenn}}$$

wobei  $R_{Trenn}$  die Impedanz in Ohm des jeweiligen Chassis im Bereich der Trennfrequenz ist und  $f_{Trenn}$  die Trennfrequenz selbst in Hz symbolisiert.

### 3.1.1. Filter 1.Ordnung

Dass die Bedämpfung der Schwingkreise nicht wie man vermuten könnte von der Chassis-Impedanz abhängt, zeigt der Vergleich an dem Filter 1.Ordnung nach Butterworth (6dB/Oktave) mit 8ohm und 4ohm im Anhang A 1 und A 2. Verdeutlicht werden hier die Diskussionen in Kapitel 2. Das Filter bekommt oft die Beifügung „minimale Phasenverschiebung“, die Differenz ist im Übergangsbereich aber immer noch 90°C, trotzdem darf die Neigung der Abstrahlachse bei nicht versetzten Chassis um +15° bei Normalpolung nicht vergessen werden. Allerdings führen 4Ω Chassis hier in der Theorie zu einem nicht gerade verstärkerfreundlichen Impedanzminimum. In A 3 wird anschaulich gezeigt, wie empfindlich der Lautsprecher noch auf den horizontalen Versatz des Tieftöners mit -1,5cm und vertikalen Versatz von -12cm reagiert. Im Falle eines verpolten Hochtöners ergibt sich gleichfalls eine glatte Summenkurve für den Schalldruckpegel, allerdings mit Impedanzmaximum. Die Bedämpfung der störenden Frequenzbereiche erfolgt mit sehr geringen -6dB/Oktave, das bedeutet 4 Oktaven für die allgemein gehandhabte Faustregel, dass ca. eine 24dB Dämpfung ausreichend ist.

Tab.1. Koeffizienten k

Butterworth	C	L
TP1		0,1592
HP1	0,1592	

Es sind nur Chassis mit möglichst idealem Verhalten brauchbar. Oder es werden zusätzlich selektive Frequenzgangfilter benötigt, wie Sperrfilter und Saugkreise sowie RC-Glieder. Das Argument der

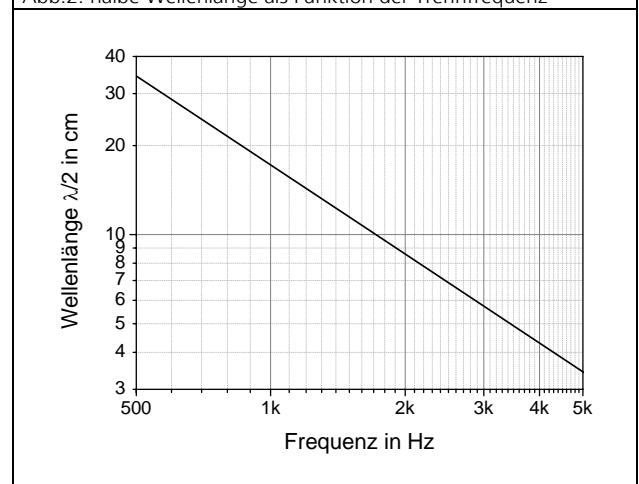
minimalen Bauelementezahl für maximale Klangtreue wird dann hinfällig.

### 3.1.2. Filter 2.Ordnung

In den Idealfällen der 2.Ordnung sind die Hochtöner „verpolt“ angeschlossen, da der Amplitudenverlauf im Übernahmereich der Trennfrequenz eine „0“-Polstelle erzeugt. Im realen Lautsprecherbau treten aber auf Grund praktischer Gegebenheiten akustische Bedingungen auf, die es gestatten, dass auch unverpolte Hochtöner genutzt werden können, diese Fälle sind seltener.

Die Phasenverschiebung dieses Filters für den Hochtöner ist nicht mehr +90° wie bei dem der 1.Ordnung sondern +180° und im verpolten Hochtöner 0°, also wieder in Phase, aber die Hochtönerfrequenzen werden mit -180°C gegenüber den Grundtönen wiedergegeben. Die Verpolung des Hochtöners wird in der Sprungantwort mit einem negativen Ausschlag, d.h. maximaler Unterdruck oder Zugimpuls quittiert. Ebenso beträgt die gesamte Phasendrehung nicht mehr 90° sondern 180°, deshalb steigt die Gruppenlaufzeit von +0,08ms auf +0,22ms in der Trennfrequenz an. Die Filter 2.Ordnung sind weniger empfindlich auf den horizontalen Versatz der beiden Chassis als die der 1.Ordnung. Aber erst wenn der horizontale Versatz des Hochtöners eine halbe Wellenlänge der Trennfrequenz erreicht, wird die Normalpolung wieder sinnig. Bei 1,5kHz Trennung entspräche das einem Wert von 11,5cm. Dieser doch etwas exotisch anmutende Wert ergibt sich entweder vielleicht bei einem sehr großen Tieftöner mit tiefer Schwingspule, oder bei einem freistehenden versetzten Hochtöner auf dem Gehäuse oder es wird eben eine viel höhere Trennfrequenz angewendet.

Abb.2: halbe Wellenlänge als Funktion der Trennfrequenz



Tab.2 Koeffizienten k für Q=1/√4

Linkwitz-Riley 0dB	C	L
TP1		0,3183
TP2	0,07958	
HP1	0,07958	
HP2		0,3183

Tab.3. Koeffizienten k für Q=1/√3

Bessel +1dB	C	L
TP1		0,2756
TP2	0,0912	
HP1	0,0912	
HP2		0,2756

Tab.4. Koeffizienten k für Q=0,593

Equal-C. +1,5dB	C	L
TP1		0,2677
TP2	0,09470	
HP1	0,09470	
HP2		0,2677

Tab.5. Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{2}$

Butterworth +3dB	C	L
TP1		0,2251
TP2	0,1125	
HP1	0,1125	
HP2		0,2251

Tab.6. Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{1}$

Chebyshev +6dB	C	L
HP1	0,1592	
HP2		0,1592
TP1		0,1592
TP2	0,1592	

Während die Butterworth Charakteristik ein praktisch ideales Ausschwingverhalten zeigt, aber eine deutliche Pegelanhebung im Trennfrequenzbereich mit sich bringt, sind die Filtercharakteristiken nach Bessel und Linkwitz-Riley praktisch gleichwertig. Die Chebyshev-Filter werden allgemein nicht empfohlen.

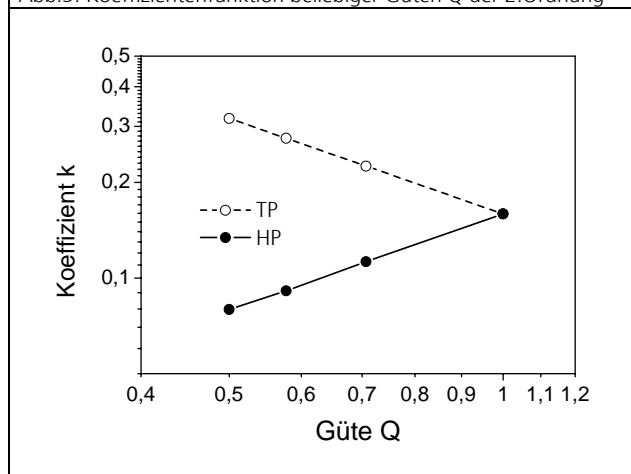
Der Equal-Compromise Filter [8] ergibt eine Schalldrucküberhöhung auf Achse von +1,5dB und stellt ein Kompromiss dar, weil die Leistungsabstrahlung besser ist als bei Linkwitz-Riley mit -3dB in der Trennfrequenz (s. Abb.7).

Der Koeffizient k als Funktion der Filtergüten Q bei konstanter Knotenposition lässt sich in einem doppelt-logarithmischen Diagramm linear darstellen.

Für die Funktion  $\lg(k)=A+B*\lg(Q)$  können dann die Linearfunktionskonstanten A und B angegeben werden:  $A(HP1)=-0,798295$  und  $B(HP1)=1,006732$ . Damit stehen für alle beliebigen Güten Q die Koeffizienten zur Verfügung, Extrapolation auf unter 0,5 und über 1,0 sind damit erstmals direkt möglich.

Wenn man sich die zugehörigen Schalldruckdiagramme anschaut, sieht man die höchste Schalldrucküberhöhung in der Trennfrequenz beim Chebyshev Filter mit der höchsten Güte und keine beim Linkwitz-Riley-Filter mit der niedrigsten Güte. Da der Linkwitz-Riley Filter einen linearen Schalldruck auf Achse an der Trennfrequenz hat aber keine Linearität bezogen auf die abgestrahlte Leistung hat, bleibt ein Amplitudenrückgang ober- und unterhalb, sowie seitlich, wenn kein Versatz da ist.

Abb.3: Koeffizientenfunktion beliebiger Güten Q der 2.Ordnung



Tab.6: Fehler in der Leistungsabstrahlung bei der Trennfrequenz

Filter	2.Ordnung	3.Ordnung	4.Ordnung
Butterworth	0,0dB	0,0dB	0,0dB
Equal-C.	0,1dB	0,1dB	0,1dB
Bessel	0,3dB	0,3dB	0,3dB
Linkwitz-Riley	-3,0	-----	-3,0dB

### 3.1.3. Filter 3.Ordnung

Die Filter 3.Ordnung haben eine Dämpfung von -18dB/Oktave. Der Butterworth Filter 3.Ordnung wird idealer Weise wieder mit verpolten Hochtöner erzeugt. Beide Ausschwingwasserfallspektren gleichen dem der 1.Ordnung. Der Hochtöner liegt in der unverpolten Variante

bei +270°. Die Gruppenlaufzeitkurve ist für das Filter mit dem verpolten Hochtöner flacher und erreicht nur 0,3ms. Ebenfalls wie die Filter 1.Ordnung haben auch diese eine Neigung des vertikalen Abstrahlwinkels von +15° und von -15° mit verpolten Hochtöner. Das entspricht bei 4m Entfernung eine Höhendifferenz von 1m!

Die Filter 3.Ordnung zeigen eine noch geringere Empfindlichkeit gegenüber dem horizontalen Versatz. Die Butterworth Filter 3.Ordnung sind für die bekannte Anordnung nach Joe D'Appolito geeignet, da dann eine recht gleichmäßige vertikale Abstrahlung erreicht wird. Vancke Dickason gibt leider nur die Berechnungskoeffizienten für das Butterworth an. Es konnte unter [7] noch die Koeffizienten des Besselfilters gefunden werden. Mit diesen 2 bekannten Punkten kann eine Linearfunktion der Koeffizienten berechnet werden.

Tab.8: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{4}$

Linkwitz-Riley	C	L
TP1		0,41396
TP2	0,17520	
TP3		0,057664
HP1	0,064236	
HP2		0,14119
HP3	0,46098	

Tab.9: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{3}$

Bessel	C	L
TP1		0,3294
TP2	0,1897	
TP3		0,06592
HP1	0,07911	
HP2		0,1317
HP3	0,3953	

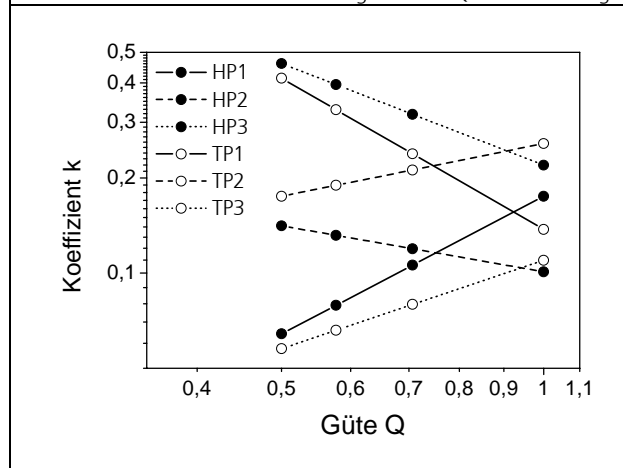
Tab.10: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{2}$

Butterworth	C	L
TP1		0,2387
TP2	0,2122	
TP3		0,07958
HP1	0,1061	
HP2		0,1194
HP3	0,3183	

Tab.11: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{1}$

Chebyshev	C	L
TP1		0,13764
TP2	0,25702	
TP3		0,10988
HP1	0,17525	
HP2		0,10097
HP3	0,192	

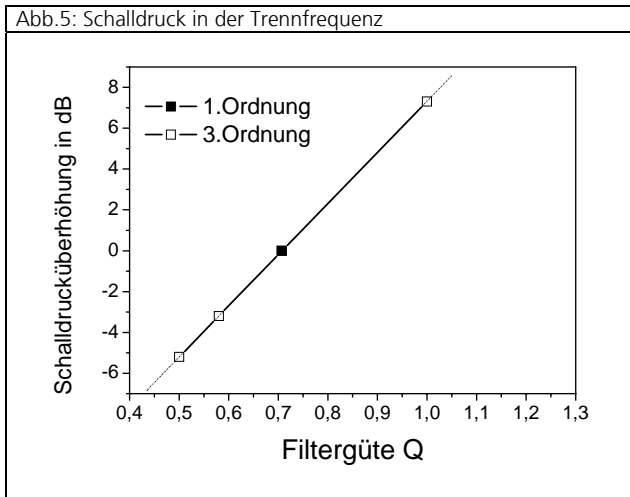
Abb.4: Koeffizientenfunktion beliebiger Güten Q der 3.Ordnung



Mit dem Modell unter 3.1.2. lassen sich dann nicht nur die Koeffizienten des fehlenden Linkwitz-Riley-Filters sondern auch die

des Chebychev-Filters bestimmen. Für  $\lg(k)=A+B*\lg(Q)$  können so wieder Regressionskoeffizienten ermittelt werden, deren Gültigkeit an den Kurven in A10 bis A14 bewiesen wurde.

Lasip errechnet dann eine im Schalldruck konstante Kurve für das Butterworth und eine Schalldruckabsenkung für Bessel von -3dB, für die Güte 0,5 eine -5dB Senke. Das Chebychev besitzt dort eine leichte Erhöhung. Trägt man die Schalldrucküberhöhungen bzw. -absenkungen in der Trennfrequenz als Funktion der Filtergüte auf, erhält man bei ungerader Ordnung (3. und 1.) einen rein linearen Zusammenhang, der in den Abb.5 dargestellt sind.



### 3.1.4. Filter 4. Ordnung

Filter 4. Ordnung weisen eine Dämpfung von -24dB/Oktave auf, d.h. nach einer einzigen Oktave wäre die genannte Faustregel erfüllt. In A15 bis A23 sind die Diagramme für die Filter 4. Ordnung nach Butterworth und Linkwitz-Riley, sowie die Filter nach Legendre, Gauß und das „linear Phase“ Filter dargestellt. Die Formeln für die Besselfunktion sind in [6] falsch, obwohl die Diagramme richtig dargestellt sind.

Die Phasenverschiebung in der Trennfrequenz beträgt jetzt für den Hochtöner +360°, der Techniker würde dazu sagen „wieder in Phase“, deshalb braucht der Hochtöner nicht verpolt zu werden. Da die Phasendrehung der Pässe 360° beträgt, befindet sich der Hochtöner in den obersten Oktaven, im Gegensatz zu den Filtern 2. Ordnung, hier wieder in der richtigen Impulsfront des Basses, nur im Trennfrequenzbereich, der aber wirkungsmäßig sehr schmal ist, unterscheiden sich diese.

Während das Butterworth-Filter Ausschwingverzögerungen im Trennfrequenzbereich zeigt, sind die Verzögerungen des Linkwitz-Riley-Filters im Grundtonbereich zu finden. Letzterer Filter belastet den Verstärker nicht so sehr wie der nach Butterworth mit Impedanzminimum in der Trennfrequenz, wo noch zusätzliche Verzerrungen entstehen können. Die Gruppenlaufzeiten betragen +0,4...0,45ms [6] für den Tieftöner.

Die Filter nach Legendre, Gauß und das „linear Phase“ laufen nicht mehr phasensynchron. Das Legendre Filter ähnelt dem Chebychev (erhöhte Güte) und schwingt nicht nur im Trennfrequenzbereich noch deutlich verzögerter aus als das Butterworth, es ist auch noch im Grundtonbereich langsamer als das Linkwitz-Riley. Der Grund ist die stärker ungedämpfte Filtergüte. Das Impedanzminimum liegt noch tiefer als bei Butterworth. Das Gauß Filter und das „linear Phase“ ähneln dem Besselfilter und im Ausschwingverhalten dem Linkwitz-Riley, aber sind insgesamt langsamer, wobei das Gauß Filter das langsamste ist.

Das Besselfilter soll eine Senke um -1,5dB im Schalldruckverlauf aufweisen, was für vertikal versetzte Chassis eine zusätzliche Schwierigkeit bedeutet. Die Lösung wäre die Trennfrequenz des Hochtöners um Faktor 0,9 zu verkleinern und die des Tieftöners um denselben Faktor zu vergrößern [6]. Die Impedanz müßte ein Maximum aufweisen, ansonsten hätte es ein ähnliches Ausschwingen wie das Linkwitz-Riley.

Die Filter 4. Ordnung haben die geringste Empfindlichkeit auf den horizontalen Versatz der Chassis. Wenn der horizontale und vertikale Versatz, wie in A3 1. Ordnung, des Tieftöners -1,5cm und der

des Hochtöners +12cm beträgt, ergibt sich im Schalldruckverlauf keine sichtbare Änderung (s. A23).

Tab.12: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{4}$

Linkwitz-Riley	C	L
TP1		0,3002
TP2	0,2533	
TP3		0,15
TP4	0,05634	
HP1	0,08435	
HP2		0,1
HP3	0,1688	
HP4		0,4501

Tab.13: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{3}$

Bessel	C	L
TP1		0,2752
TP2	0,2523	
TP3		0,1589
TP4	0,058165	
HP1	0,09204	
HP2		0,1004
HP3	0,1594	
HP4		0,4356

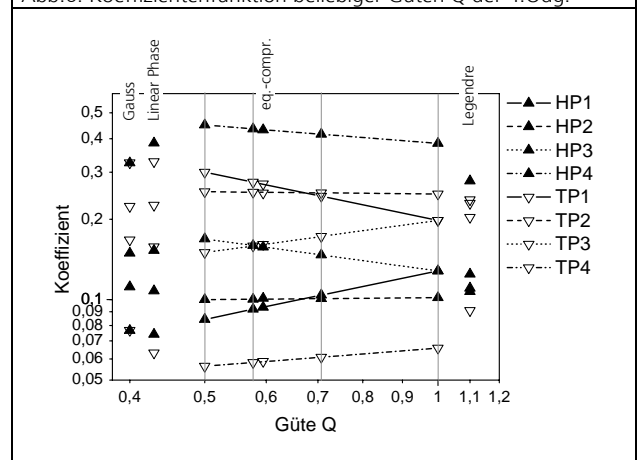
Tab.14: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{2}$

Butterworth	C	L
TP1		0,2437
TP2	0,2510	
TP3		0,1722
TP4	0,06096	
HP1	0,1035	
HP2		0,1003
HP3	0,1464	
HP4		0,4154

Tab.15: Koeffizienten k für  $Q=1/\sqrt{1}$

Chebyshev	C	L
TP1		0,1980
TP2	0,2485	
TP3		0,1979
TP4	0,06588	
HP1	0,12815	
HP2		0,1018
HP3	0,1280	
HP4		0,3843

Abb.6: Koeffizientenfunktion beliebiger Güten Q der 4.Odg.



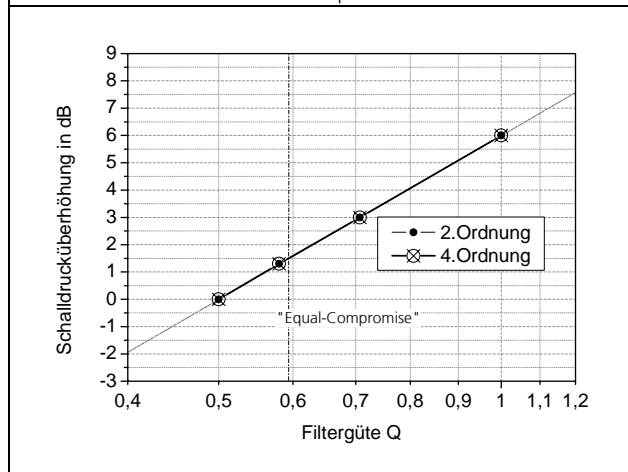
Die Koeffizientenfunktionen für die Filter Gauss, Legendre und das Linear-Phase Filter liegen nicht auf einer Funktionsgeraden bzw. die haben keine einheitlichen Gütezuordnungen. Die Phasendrehungen des Hoch- und Tiefpasses sind auch nicht deckungsgleich. Während Filter, die mit definierten Güten Q und den folgenden

Linearfunktionskonstanten A und B ermittelt worden sind, liefern immer deckungsgleiche Phasendrehungen. In [8] wird noch der Equal-Compromise Filter für die 4. Ordnung erwähnt (s.a. 3.1.2.). Die dort genannten Koeffizienten stimmen, da die LASIP-Berechnungen sinnvolle Kurven zeichnet und die Aussagen mit der geforderten Schalldrucküberhöhung von +1,5dB einhält. Die Güte ergibt graphisch bzw. rechnerisch sich aus dem linearen Zusammenhang der Schalldrucküberhöhung von der logarithmierten Filtergüte, wie in Abb.7 dargestellt, für die 2. und die 4. Ordnung. Deshalb gibt es auch nur noch Parameter des Equal-Compromise für die 2. Ordnung.

Tab.16: Koeffizienten k für Q=0,593

Equal-Compromise	C	L
TP1		0,2709
TP2	0,2508	
TP3		0,1610
TP4	0,05873	
HP1	0,09358	
HP2		0,1011
HP3	0,1572	
HP4		0,4319

Abb.7: Schalldruck in der Trennfrequenz



### 3.1.5. Filter höherer Ordnung

In Panzer [20] werden die Amplitudengänge des Schalldruckpegels  $p_{sch}$ , Gesamtleistungspegel  $P_{ges}$ , die Phasendifferenzen Phi und die der Hoch- sowie Tiefpaßfilter 2. bis 6. Ordnung graphisch dargestellt und diskutiert, zusätzlich sind die Phasendifferenzen zwischen Hoch- und Tiefpaß gelistet, wobei sich Unterschiede für Bessel Filter zu Dickason [6] finden.

In Tabelle 17 findet man eine Übersicht über den Schalldruckverlauf und über die Schalleistungsabgabe für Butterworth Bu, Linkwitz-Riley LR, die Daten für Bessel können nicht angegeben werden, weil sich zu den Berechnungen nach Dickason andere Ergebnisse ergeben als nach den Berechnungen nach Panzer [2] und wiederum andere als „LASIP“ selbst ermittelt, für Chebychev Filter gibt es auch noch Unstimmigkeiten in den Berechnungen bzw. werden sie als zu unbedeutend eingestuft, wegen der hohen Güten.

Tab.17: Übersicht

Ordnung	Phi	Bu	LR	Bu	LR
		$p_{sch}$	$p_{sch}$	$P_{ges}$	$P_{ges}$
2	0°	+3dB	0dB	0dB	-3dB
3	90°	0dB		0dB	
4	0°	+3dB	0dB	0dB	-3dB
5	90°	0dB		0dB	
6	0°	+3dB	0dB	0dB	-3dB

Die Berechnungen von Dickason [6] scheinen sinniger zu sein, da die Bessel Güte 0,58 zwischen Linkwitz-Riley und Butterworth steht. Nach Meinung Dickason, was auch verständlich ist, sollten die geraden Schalldruckverläufe den Vorrang haben, da die Abstrahlung der Chassis auf einer Schallfront phasenkorreliert erfolgt, während

sich die Leistungsfrage mehr auf die Aufstellung der Lautsprecher bezieht. Wenn sich zwei Chassis finden, die mit ihren Schalldruckverlauf die Überhöhungen der Butterworth Filter ausgleichen und deren Impedanzverlauf sich soweit begradigen lassen, dass das Minimum wegfällt, wäre Butterworth die erste Wahl. Eine andere Frage ist, ob überhaupt absolut gerade Schalldruck-Frequenzgänge praxismäßig sind, oder ob vielleicht definierte Abweichungen eine originalgetreuere Abbildung erlauben, wenn man sich die Praxis bei Linkwitz und die eigenen Erfahrungen anschaut.

Im Internet konnten die Koeffizienten für ein Linkwitz-Riley-Filter 6. Ordnung gefunden werden. Dieses Filter verhält sich wie das 2. Ordnung, nur dass jetzt die Phasendrehung  $+360^\circ + 180^\circ = 540^\circ = 3\pi$  beträgt und der Hochtöner wieder verpolt werden sollte. Die Filtersteilheit entspricht -36dB/Oktave. Alle anderen Parameter zeichnen sich nicht aus.

Tab.4.1.5.1. Koeffizienten k für Q=1/√4

Linkwitz-Riley	C	L
HP1	0,08841	
HP2		0,08594
HP3	0,1081	
HP4		0,1420
HP5	0,2188	
HP6		0,6366
TP1		0,2865
TP2	0,2947	
TP3		0,2344
TP4	0,1783	
TP5		0,1157
TP6	0,03979	

### 3.1.6. Resümee

Zusammengefasst kann man folgendes feststellen. Das Filter 4. Ordnung ist eigentlich das Filter mit dem geringsten Aufwand, wo der Hochtöner zum Tieftöner in Phase ist, wo der Hochtöner mit dem Tieftöner gleichgepolt ist und wo der horizontale Versatz praktisch nicht mehr eingeht und außerdem wo die Abtrennung mit 24dB/Oktave ausreichend wird, um einmal die Membranaufbrechungen des Tieftöners und andererseits die Klirrzunahme unter dem Frequenzbereich des Hochtöners wirksam zu unterdrücken. Unter Berücksichtigung der Aussage der Hörbarkeit der Zeitverzögerungen der verschiedenen Tonfrequenzen und des Zeitfensters des „Hörbildes“ von 40ms, einer vollen Periode von 25Hz, sowie der Bezugsgröße erste Wellenfront und der Triggerung durch die Impulspolarität, könnte man von einer quasi psychologischen Gleichzeitigkeit Grundton und Obertonwelle ausgehen, zumindest in der Musik, wo die Analyseempfindlichkeit geringer sein sollte. Für den Übergang eines Mitteltöners zum Hochtöner über 1kHz sollte der Filter 4. Ordnung die erste Wahl sein, nicht zuletzt auch deshalb, da das Gehör nur unterhalb 1kHz als Halbwellenverstärker arbeiten soll.

Im Anhang sind alle mit den ermittelten Koeffizienten simulierten Filtertypen dargestellt.

### 3.2. Maßnahmen zur Impedanzlinearisierung

Die gesamten theoretischen Filterbetrachtungen sind nur die erste Iteration und dienen als geeignete Ausgangsposition für die Praxis. Sie gelten strenggenommen nur für Chassis mit konstanten Impedanzen über alle Frequenzen. Befinden sich die Hauptresonanzen  $f_0$  im Trennfrequenzbereich, dann wirken die Filter nicht richtig, weil die Filter über die Impedanzverhältnisse die Ströme und Spannungen verteilen. Die Filter wären dann im jeweiligen Punkt mit höheren Impedanzen anzusetzen, d.h. die berechneten Spulen sind dann effektiv zu klein und die Kondensatoren effektiv zu groß. Ebenso wirken die Schwingspulenreaktanzen, sie haben nur keine so starke Änderung. Entscheidend für den Einfluss der Hauptresonanzen der Chassis ist dabei der Einzugsbereich der Filtertrennung. Bei Filter hoher Ordnung wächst die Impedanz außerhalb der Trennfrequenz sehr schnell an und übersteigt die der Hauptresonanzen, bei flachen Filtern geraten die Impedanzen zu klein und hier sind entsprechende Maßnahmen erforderlich, bevor die Trennung vollzogen werden kann. Deshalb sollten vor der Filterung die Impedanzen der störenden Hauptresonanzen beseitigt werden.

### 3.2.1. Saugkreise (Notch-Filter, Kerbfilter)

In Zwei-Wege-Systemen steht am häufigsten das Problem bei Filtern 1.Ordnung die Hochtönerhauptresonanz  $f_{s,HT}$  zu linearisieren. Der Saugkreis (Abb. 8) annihiliert die Wirkung des komplexen elektromechanischen Netzwerkes im Hochtonchassi für den Ersatzschaltbildabschnitt Sperrkreis. In [9] wird ein mögliche Berechnungsvorschrift für die Bauelemente Spule, Kondensator und Widerstand angegeben, sie stimmen auch mit denen aus [6] überein. Die Größen  $Q_{ms}$ ,  $Q_{es}$ ,  $R_e$  und  $f_s$  sind die Thiele-Small-Parameter des Hochtöners unter Freiluftbedingungen. Im Falle dessen, dass der Hochtöner nicht geschlossen ist, d.h. er hat hinten Öffnungen. Erfolgt ein Einbau des Hochtöners in eine eigene Kammer, ändern sich seine Thiele-Small-Parameter, diese müssen dann neu bestimmt werden und nennen sich dann  $Q_{mc}$ ,  $Q_{ec}$ ,  $R_e$  und  $f_c$ .

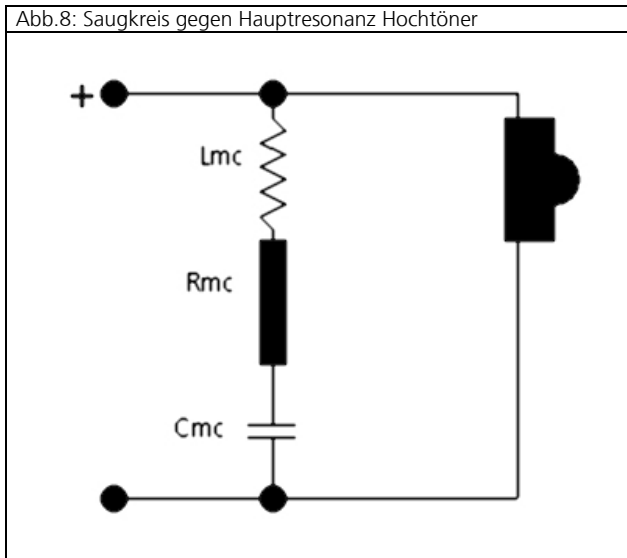
$$R_{mc} = R_e + Q_{ec} \frac{R_e}{Q_{mc}}$$

$$C_{mc} = \frac{1}{2\pi \cdot R_e \cdot Q_{ec} \cdot f_c}$$

$$L_{mc} = \frac{Q_{ec} \cdot R_e}{2\pi \cdot f_c}$$

Meistens sind die Linearisierungen nicht perfekt glatt und erzeugen sogar lokale Impedanzabsenkungen links und rechts der Resonanzspitze und die Spitze selbst wird auch nicht ganz glatt. Hier ist es möglich mit Simulationsprogrammen schrittweise Anpassungen vorzunehmen. Der Grund liegt in den relativ grossen Fehlern bei der Bestimmung der Thiel-Small-Parameter gerade für Hochtöner. Die Formeln sind auch bei Tief- und Mitteltöner anwendbar. Je niedriger die Resonanzfrequenzen liegen, desto grösser werden die Bauteilewerte, die für richtige Tieftöner dann „riesig“ werden können, z.B. für einen 13er 4ohm-Tieftmitteltöner mit 73Hz würden sich 1325µF und 3,5mH mit 4ohm schon erforderlich machen. Der Kondensator wäre hier ein unpraktikables Teil, außer es wird ein Elektrolytkondensator genommen. Eine Hochtönerresonanz ist da schon leichter zu linearisieren, wenn ein 25mm 4ohm-Hochtöner mit einer  $f_s$  von 1060Hz hat, müssen z.B. nur 15µF und 1,5mH nebst 6,2ohm aufgebracht werden.

Abb.8: Saugkreis gegen Hauptresonanz Hochtöner



Für Mitteltöner mit eigener Kammer gelten natürlich die mit c (closed) bezeichneten Größen. Gleiches gilt für Tieftöner im geschlossenen Gehäuse. Für Bassreflexkonstruktionen müsste für jedes der 2 Impedanzmaxima einen extra Saugkreis mit seiner eigenen Frequenz geschaffen werden. Entzerrer-Saugkreise für Tief- und Tieftmitteltöner sind ungebräuchlich, mit Ausnahme von z.B. 3-

Wege-Systemen, wo ein Konus-Mitteltöner vom Tieftöner getrennt werden soll.

### 3.2.2. RC-Glied (Zobel-Glied)

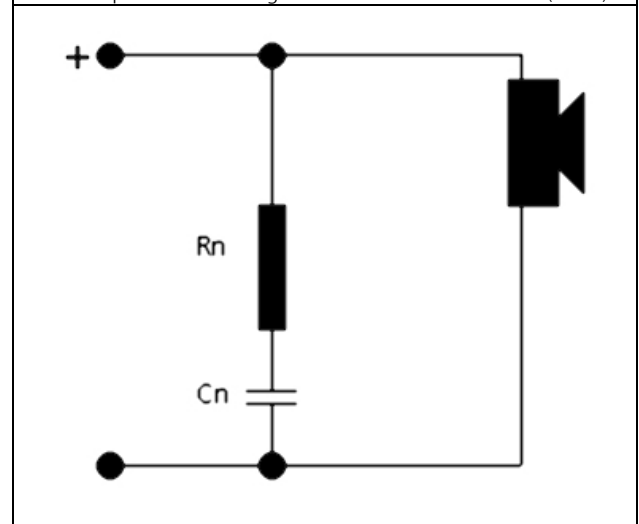
So wie die Hauptresonanz des Hochtöners stört, so wird die Wirkung des Filters beeinträchtigt, wenn die Spulenreaktanzen einen Impedanzanstieg des Tief- oder Mitteltöners erzeugt, der über den des vorgegebenen Filterwert steigt, denn der Tief- oder Mitteltöner besitzt eine viel grössere Schwingspuleninduktivität als der Hochtöner. Das RC-Glied soll diesen Anstieg ausgleichen. Das gelingt nur annähernd bei kleineren Tieftmitteltönern oder bei Tieftönern mit konstruktiven Gegenmaßnahmen, wenn die Funktion  $Z(f)$  linear ist, bei grösseren TT ist diese stark gekrümmt. Dann wären eine Serie von verschiedenen RC-Gliedern erforderlich, d.h. hier ist das Ersatzschaltbild zu ungenau. An den vorher erwähnten Stellen werden Berechnungsvorschriften angegeben.

$$R_n = 1,25 \cdot R_e$$

$$C_n = \frac{L_e}{R_n^2}$$

Die Bestimmung der Schwingspuleninduktivität  $L_e$  ist nicht eindeutig, da diese von der Frequenz abhängt.

Abb.9: Impedanzentzerrung Tieftöner Hochtonverhalten (Zobel)



#### 3.2.2.1. Einfluss der Schwingspuleninduktivität $L_e$

Die Schwingspuleninduktivität [6] berechnet sich näherungsweise bei Kenntnis der Impedanz  $Z(f)$  bei entsprechender Frequenz  $f$  (vorzugsweise 10kHz) aus dem induktiven Blindwiderstand Schwingspule  $X_L$  sowie aus dem Gleichstromwiderstandes  $R_e$ :

$$Z^2 = X_L^2 + R_e^2$$

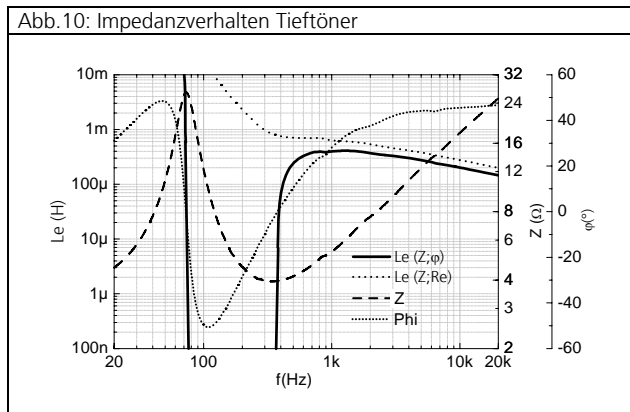
$$X_L = \omega \cdot L_e = 2\pi \cdot f \cdot L_e \quad [1]$$

Es gibt noch eine andere, präzisere Möglichkeit der Berechnung der Schwingspuleninduktivität, nämlich über die elektrische Phase  $\varphi$ :

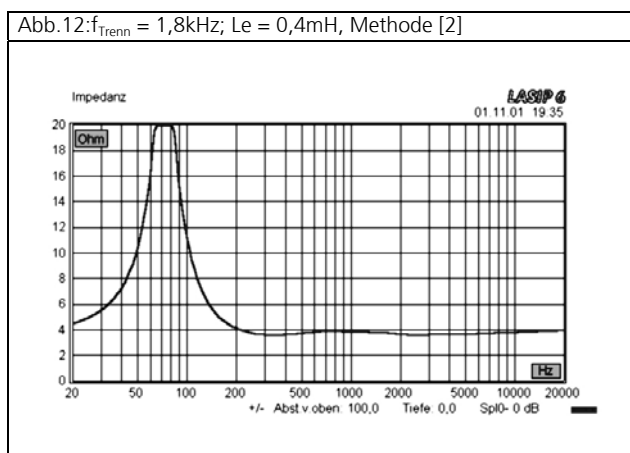
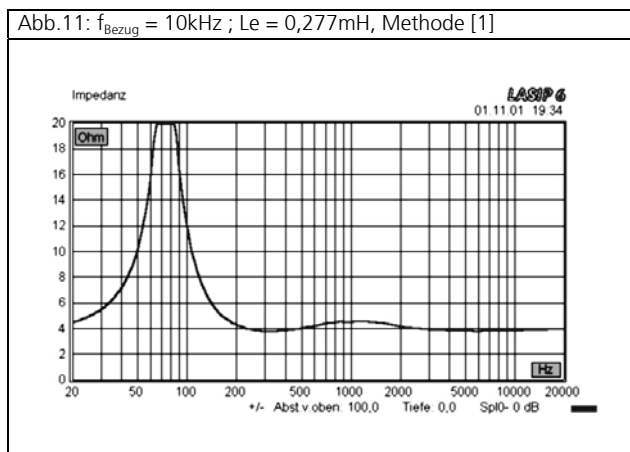
$$X_L = \omega \cdot L_e = Z \cdot \sin(\varphi) \quad [2]$$

Beide Funktionen sind einmal von einem Tieftmitteltöner in der Abb.10: mit den Werten für die Impedanz  $Z$  und elektrische Phase  $\varphi$

aufgezeichnet. Es bestätigte sich, dass  $L_e$  keine konstante Grösse ist. Es bilden sich nur sinnvolle Beträge oberhalb von  $\varphi > 0^\circ$  ab. Die durchgezogene schwarze Linie nach der Methode [2] berechnet, ergibt geringere Werte.



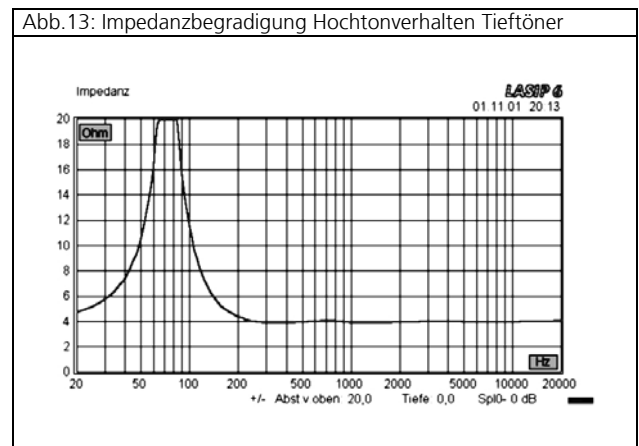
Streng genommen, müsste man je nach Trennfrequenz ein anderes  $L_e$  einsetzen. Da  $\varphi$  nur bis maximal  $50^\circ$  geht und bei weitem nicht die für Spulen erforderlichen  $90^\circ$  erreicht, müssen noch andere elektromechanische Parameter eine Rolle spielen. Aber welchen Einfluss hat nun welche Methode auf die Linearisierung der Schwingspulenreaktanz?



Das lässt sich nur durch Probieren in Simulationsprogrammen zeigen. In den Abbildungen sind nur geringe Unterschiede zu erkennen. Die Präzisionsmethode erniedrigt die Impedanz eigentlich zu weit, aber die resultierende Kurve ist etwas linearer. Jedoch zeigen alle noch ein Impedanzmaximum, das nur mit einem Saugkreis zu linearisieren ist.

### 3.2.2.2. Einführung Chassi-Vorwiderstand

Mit einem Widerstandskorrekturfaktor  $k$  von 1,286 und einer  $L_e$  von 0,175mH nach der Näherungsmethode [1] bei 25kHz ermittelt sowie einem Saugkreis lässt sich die Impedanz in LASIP6 noch nicht ganz begradigen, hier ist ein Kunstgriff erforderlich, der in der Realität eigentlich gar keiner ist, weil keine der Spulen einen „0“-Ohm Widerstand inne hat. Wenn man einen seriellen 0,30ohm Widerstand unmittelbar vor dem Chassi ansetzt (Abb.13), erhält man ein fast perfekt linearisierten Hochfrequenz-Impedanzast. Einer der wenigen Fälle, wo die Praxis auch Vorzüge hat.



Dies sollte nach der allgemein theoretisch begründeten und praktisch gebräuchlichen Handhabung der Entwicklung von passiven Lautsprecherweichen genügen, wenn die Trennfrequenz im linearisierten Bereich oberhalb von 400Hz für den Beispiel-Tiefmitteltöner liegt.

An Hand dieser Versuche kann man sehen, dass die vorgeschlagenen Berechnungsformeln für die Linearisierung nicht so exakt sind, sondern dass diese mehr als ein Start-Werkzeug angesehen werden muss.

### 3.2.4. Resümee

Das elektromechanische Schwingsystem Lautsprecherchassis ist ein komplexes Netzwerk. Die exakte Korrektur der nichtlinearen elektrischen Parameter kann nur iterativ erfolgen und muss mit Hörprüfungen bestätigt werden. In den seltensten Fällen sind die idealen Filterparameter realisierbar, erst recht nicht bei freistehenden Lautsprechern, aber für die Überprüfung zugänglicher Simulationsprogramme ist die exakte Kenntnis der richtigen Parameter äußerst hilfreich. Dazu muss man sie erstmal haben. Dazu war es wichtig eine linearisierbaren Zusammenhang zu finden, der die Zuverlässigkeit verifiziert. Außerdem sind diese nützlich, wenn ein bestimmter Weichtyp umgesetzt und getestet werden soll, auch wenn die Bauteile nach der Anpassung für den linearen Frequenzgang anders ausfallen als die Theorie vorschreibt. Darin eingeschlossen ist die Ergänzung durch Bauteile, die die Impedanz korrigieren und so die eigentliche Filterwirkung erst erlauben.

### Literatur

- [1] W.F.Harms, „Series or Parallel?“, HiFi News&Record Review, Dezember 1980
- [2] J.Panzer, „Frequenzweichen für Lautsprecher“, Franzis Taschenbuch Nr.236, Franzis-Verlag 1991, 2.Aufl.
- [3] J.Panzer, „Konstruktion von Baßlautsprechergehäusen“, Taschenbuch Nr.196, Franzis-Verlag 1994 5.Aufl.
- [4] R.M.Bullock, „III: Satisfying loudspeaker crossover constraints with conventional networks - old and new designs“, JAES 1983, Juli-Aug.
- [5] G.Schwamkrug, „Lautsprecherboxen Aufbau-Umbau-Nachbau“ Elektor-Verlag 1989
- [6] Vancke Dickason, „Lautsprecherbau“ Elektor-Verlag GmbH, Aachen 1996
- [7] www.speakerbuilding.com
- [8] Götz Schwamkrug, Lautsprecherboxen Aufbau-Nachbau-Umbau, Elektor Verl. 1989, 2.Aufl.

[9] [www.lsv-achenbach.de](http://www.lsv-achenbach.de)