

7.7 Mehrwegsysteme und Frequenzweichen

Einleitend wird auf die Probleme bei der Benutzung eines Breitbandchassis zur Schallwiedergabe eingegangen.

7.7.1 Probleme bei der Benutzung von Breitbandlautsprechern

Die Reproduktion eines Schallereignisses ist immer fehlerbehaftet, es kommt grundsätzlich zu Verzerrungen in der Kette Verstärker-Kabel-Frequenzweiche-Lautsprecher. Da es sich bei einem Lautsprecher prinzipiell um ein nichtlineares Bauelement handelt ist er das schwächste Glied dieser Kette. Es werden nun die Verzerrungen in der Signalkette besprochen, insbesondere in Bezug auf den Lautsprecher.

Bei nichtlinearen Verzerrungen wird nicht nur die Amplitude verändert, sondern das Signal an sich, es entstehen neue, im Ursprungssignal nicht enthaltene Schwingungen, das Spektrum wird verändert.

- Partialschwingungen der Membran

Jede Membran wird bei hohen Frequenzen zu Partialschwingungen angeregt, dagegen hilft nur den Membranradius zu verkleinern. Dieser Effekt nimmt bei ca. $k \cdot r_M = 0,5$ seinen Anfang und ist auf jeden Fall für $k \cdot r_M > 1$ vorhanden.

$$k \cdot r_M = \frac{\omega}{c} \cdot r_M \quad r_M \dots \text{Membranradius}$$

- Richtwirkung

Die Richtwirkung eines Chassis nimmt mit zunehmender Frequenz zu. Für möglichst ungerichtete Abstrahlung gilt näherungsweise $k \cdot r_M < 1$ (vgl. Kap. 5.2, S.52ff). Um möglichst ungerichtet abzustrahlen, ist also ein Mehrwegsystem notwendig.

- Nichtlineare Übertragungskennlinie (harmonisch)

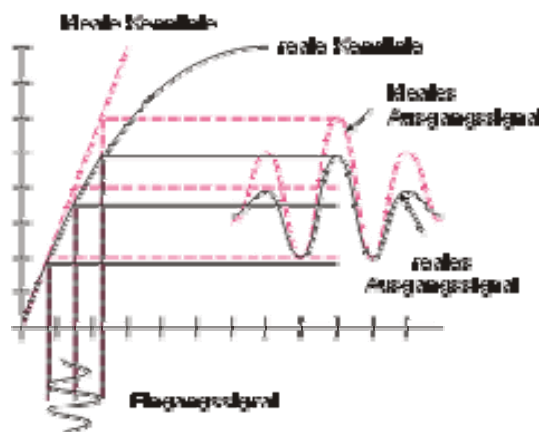


Abb. 7.46: ideale und reale Schallwandlung

Das symmetrische Eingangssignal wird zu einem unsymmetrischen Ausgangssignal, da Lautsprecher bei großer Amplitude nichtlineare Kennlinien besitzen. *Mechanische Nichtlinearitäten* des Membranantriebs, der Rückstellkräfte oder der Membransteife sowie *elektrische Nichtlinearitäten* der Schwingspule oder das inhomogene Magnetfeld im Randbereich sind dafür verantwortlich.

Wegen der Energieverteilung im Audiosignal lassen sich bei Mehrwegsystemen die Treiber für Tieftöner und Hochtöner im Übertragungsverhalten optimieren und die nichtlinearen Verzerrungen dadurch gegenüber Breitbandsystemen deutlich reduzieren.

- Intermodulation und Intermodulationsverzerrungen (harmonisch und nichtharmonisch)

Dies sind Verzerrungen bei denen ein höherfrequentes Signal durch ein niederfrequentes moduliert wird. Bei gleichzeitiger Übertragung mehrerer Frequenzen entstehen durch Nichtlinearitäten nicht nur Oberwellen mit Frequenzen aus Vielfachen der Grundschwingung, sondern auch unharmonische, in der Natur nicht vorkommende Kombinationstöne aus Summen- und Differenzsignalen (Dissonanten).

$$f = m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2 \quad m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Im einfachsten Fall entstehen die Seitenbänder einer Amplitudenmodulation $f_2 \pm f_1$ (harmonisch). Die Signalverstärkung des höherfrequenten Signals folgt nicht mehr der Verstärkerkennlinie, sondern der Kurvenform des niederfrequenten Signals.

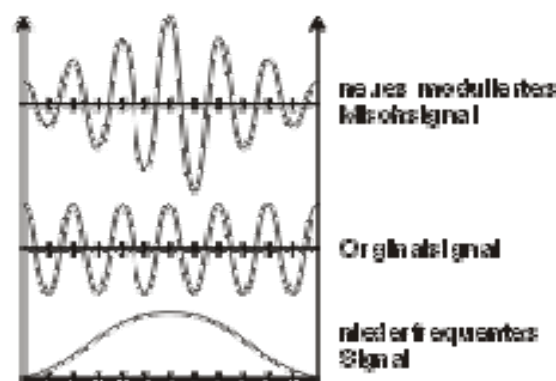


Abb. 7.47: Amplitudenmodulation

Intermodulation ist ein umso größeres Problem, je größer der Übertragungsbereich ist.

- Dopplereffekt (harmonisch)

Die Lautsprechermembran bewegt sich auf den Hörer zu. Der große Hub der Membran bei tiefen Frequenzen bietet für höhere Frequenzen eine bewegte Abstrahlbasis und wird mit dieser Grundfrequenz moduliert. Die Verzerrungen werden mit zunehmender Auslenkung und weiterem Frequenzbereich größer, es kommt zu Tonhöhenschwankungen. Dieser Effekt ist normalerweise so gering, dass er nicht hörbar ist.

Man unterscheidet nun zwischen *harmonischen Verzerrungen* (die zusätzlichen Oberwellen sind ganzzahlige Vielfache des Grundtons und verändern zwar die

Klangfarbe, sind allerdings höhere Oktaven bereits vorhandener Töne) und *nichtharmonischen Verzerrungen* (die Oberwellen sind nicht ganzzahlige Vielfache, die so in der Natur nicht vorkommen). Daher werden nichtharmonische Verzerrungen als wesentlich störender empfunden. Der Klirrfaktor ist erst ab ca. 0,8% wahrnehmbar, ein Differenztonfaktor von 0,1% raubt der Musik bereits viel an Lebendigkeit.

- gutes Abstrahlverhalten von 20Hz bis 20kHz nicht möglich

Wegen all dieser Punkte ist ein gutes Abstrahlverhalten von 20Hz bis 20kHz für Breitbandlautsprecher unmöglich. Ein Breitbandlautsprecher muss für tiefe Frequenzen groß sein und weist daher eine relativ große Masse auf und kann deshalb aus physikalischen Gründen nicht schnell genug schwingen um höchste Frequenzen wiederzugeben, die Masse der Membran hat hier dämpfende Wirkung. Für ein befriedigendes Abstrahlverhalten ist eine Aufteilung in ein Mehrwegsystem unumgänglich. Der Übertragungsbereich für ein einzelnes Chassis wird mit Hilfe von Frequenzweichen getrennt.

Diese Wiedergabefehler sind bei Breitbandsystemen deutlich ausgeprägter, um eine möglichst gute Lautsprecherbox zu bauen kommt also nur ein Mehrwegsystem in Frage.

7.7.2 Grundlegendes zu Mehrwegsystemen und Frequenzweichen

Eine Frequenzweiche dient dazu ein elektrisches Signal in verschiedene Frequenzbereiche aufzuteilen und jedem Chassis seinen optimalen Frequenzbereich zuzuführen (Abb. 7.48). Das ist im Bereich des Lautsprecherbaus nötig, da wie in Kapitel 7.7.1 gezeigt kein Wandlerprinzip den gesamten hörbaren Frequenzbereich adäquat wiedergeben kann.

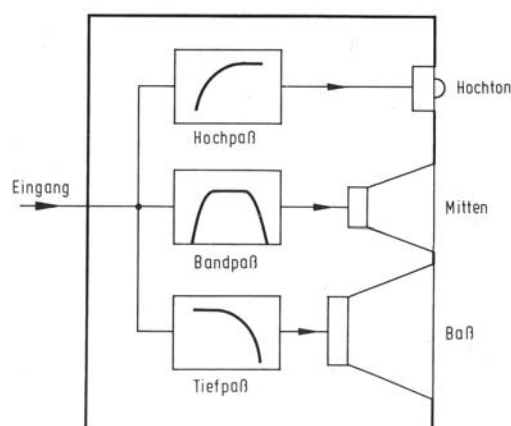


Abb. 7.48: Modell einer Dreiweg-Lautsprecherkombination [Klinger]

Die zwei wesentlichen Funktionen einer Frequenzweiche sind also:

- Aufteilung des Signals in gewünschte Frequenzbänder
- Linearisierung des Frequenzgangs bzw. Pegelanpassung (Entzerrung)

Für eine optimale Wiedergabe zählt das Zusammenspiel von Chassis, Aufbau der Schallführungsform (Gehäuseaufbau), Weiche und Hörraum. Nur die optimale Abstimmung aller Komponenten aufeinander führt zum optimalen Ergebnis.

In Abb. 7.49 sind die Sperrdämpfungen für einfache Filtertypen 1. bis 3. Ordnung zu sehen.

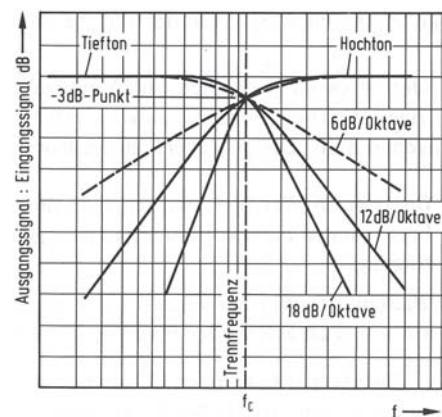


Abb. 7.49: Grundsätzlicher Verlauf der Dämpfung für Frequenzweichen 1., 2. und 3. Ordnung [Klinger]

Eine Einteilung der verschiedenen Frequenzweichen kann auf unterschiedliche Arten erfolgen. Entweder nach der Anzahl der Wege (2-Weg, 3-Weg,...), nach dem Aufbau (passiv, aktiv, mechanisch, digital), nach der Filterordnung bzw. der Flankensteilheit (1.Ordnung (6dB/Okt.,...), nach der Topologie (parallel, seriell) oder nach dem Filtertyp (Butterworth-, Tschebyscheff- und Besselweichen); Die Schaltungen sind hierbei jeweils identisch, durch unterschiedliche Dimensionierung wird der Weichentyp festgelegt (Q) und damit z.B. die Welligkeit im Durchlassbereich oder auch die Qualität der Sperrdämpfung .

Eine weitere Klassifizierung teilt Frequenzweichen in drei Gruppen:

1. Konstant-Spannungs-Weichen (KSW)
2. Konstant-Leistungs-Weichen (KLW)
3. Allpass-Weichen (APW)

Bei der KSW ist die Summe der Ausgangsspannungen für alle Wege gleich der Eingangsspannung, die vom Verstärker ankommt, bei einer KLW entspricht die abgegebene Leistung der Eingangsleistung, eine APW liefert am Ausgang dieselbe Vektorsumme der Spannungen am Eingang, es wird also auch die Phase berücksichtigt.

Jede Art der Weiche hat ihre Vor- und Nachteile, gebräuchliche Kompromisslösungen bestehen aus folgenden Kombinationen:

Butterworth-Weichen ungerader Ordnung (konstante Leistungs- und Spannungsübertragung)

Butterworth-Weichen gerader Ordnung (konstante Phase und Leistung)

Allpass-Weichen gerader Ordnung (konstante Phase und Spannung)

Im Folgenden werden die Grundsaltungen von Frequenzweichen anhand der passiven Butterworth-Typen erklärt.

Schallabstrahlung im Bereich der Übernahmefrequenz

Bei nicht koaxialen Mehrwegsystemen wird bei der Übernahmefrequenz dieselbe Frequenz von 2 unterschiedlichen Orten abgestrahlt. Für eine fehlerfreie Wiedergabe auf der akusti-

schen Achse (=Flächennormale der Schallwand) ist es notwendig, dass der von den beiden Chassis abgestrahlte Schall gleichphasig an der Hörposition eintrifft. Aus dem Phasenterm einer Schallwelle $e^{j(\omega t - kx)}$ werden die Möglichkeiten für Phasenfehler ersichtlich:

- zeitlicher Phasenfehler, der z.B. durch die Frequenzweiche verursacht wird
- örtlicher Phasenfehler, der z. B. dadurch auftritt, dass die akustischen Zentren der einzelnen Chassis nicht in der gleichen Ebene parallel zur Schallwand liegen.

Diese beiden Quellen für Phasenfehler lassen sich bei richtiger Planung für die akustische Achse vermeiden.

Im Weiteren wird von einem phasenrichtigen Mehrwegsystem (in Bezug auf die akustische Achse) ausgegangen und das seitliche Abstrahlverhalten untersucht. Es zeigt sich, dass Bereich der Übernahmefrequenz für seitliche Schallabstrahlung durch die unterschiedliche Laufzeit des von den beiden Chassis abgestrahlten Schall Phasenfehler unvermeidlich sind und für den Fall, dass die Wegdifferenz $\lambda/2$ beträgt zu Auslöschung des Direktschalls führt (

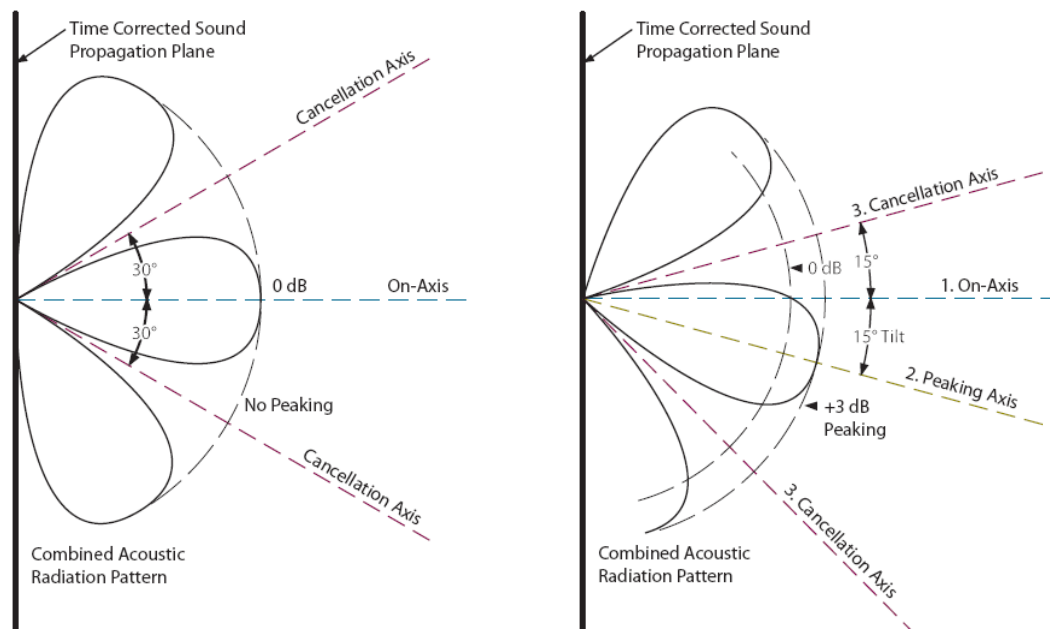


Abb. 7.50: links: Abstrahlcharakteristik bei phasenrichtigen Zweiwegsystemen
rechts: räumliche Drehung des Strahlungsdiagramms durch Phasenfehler (Hochtöner eilt vor) [Rane]

Damit kann sich ein ebener Frequenzgang für nichtkoaxiale Mehrwegsysteme aus prinzipiellen Gründen nur auf der akustischen Achse ergeben. Selbst wenn die einzelnen Chassis so gewählt sind, dass jedes für sich im betreffenden Frequenzbereich ungebündelt abstrahlt (vgl. Übungsbeispiel 5.6) und daher ein richtungsunabhängiger ebener Frequenzgang zu erwarten wäre, ergibt sich im Bereich der Übernahmefrequenz bei seitlichen Schallausbreitung eine ausgeprägte Richtcharakteristik. Das führt für die seitliche Schallabstrahlung prinzipbedingt zu mehr oder weniger schmalbandigen Klangverfärbungen im Bereich der Übernahmefrequenz. Wie sich in dieser prinzipbedingte Fehler bei der Beschallung eines Auditoriums optimieren lässt zeigt Abb. 7.51.

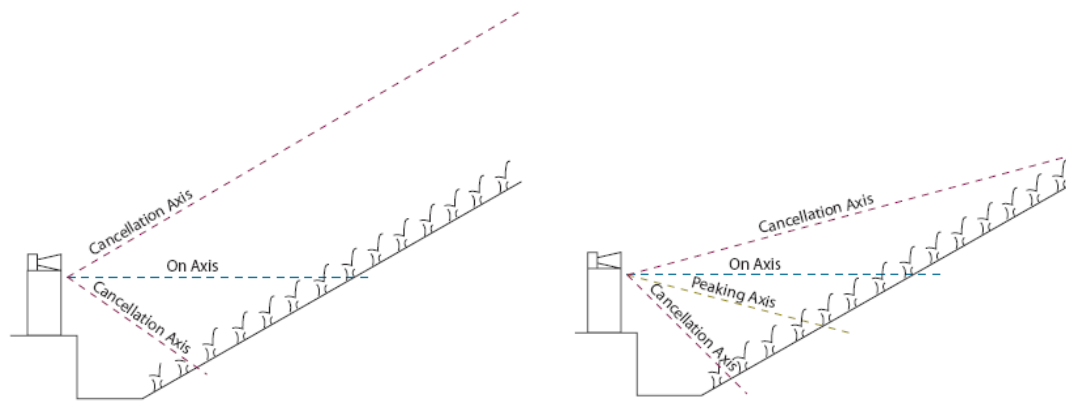


Abb. 7.51: Beschallung eines Auditoriums: **links:** mit phasenkorrigiertem Mehrwegsystem
rechts: mit Mehrwegsystem mit Phasenfehler [Rane]

7.7.3 Passive Weichen

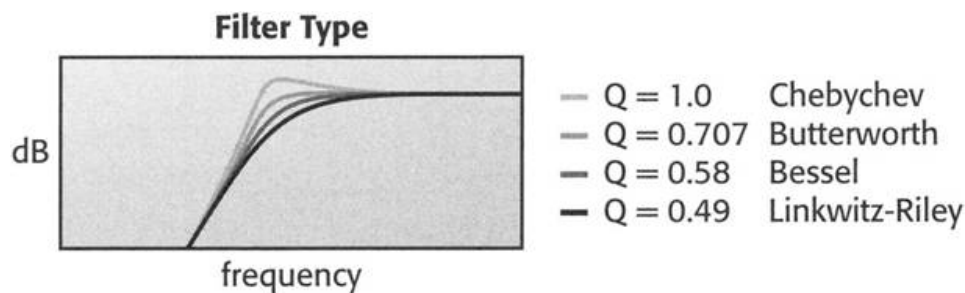


Abb. 7.52: Filtertypen

Um eine passende Trennung zu erreichen gibt es verschiedene Filter, die sich unter anderem durch ihre Flankensteilheit und ihren Amplitudenverlauf bei der Übernahmefrequenz unterscheiden.

Die verschiedenen Filtertypen entstehen nur durch unterschiedliche Bauteilabstimmung. Die Erklärung erfolgt hier entsprechend der Butterworth-Filter, die einen guten Kompromiss zwischen Welligkeit im Durchlassbereich und Sperrdämpfung darstellen und noch einen relativ günstigen Phasengang aufweisen.

Vorteile:

- +preiswert
- +einzelner Leistungsverstärker reicht zum Betrieb eines Mehrwegsystems

Nachteile:

- Frequenzganganpassung mit passiven Bauteilen ist verlustbehaftet (Wärme)
- Bassentzerrung problematisch wegen zu hoher Verstärkerlast
- Größe der Bauelemente durch Leistung vorgegeben
- verschiedene Abstimmungen (Raumanpassung) extrem aufwändig

Die Einteilung der Filter erfolgt nun nach deren Ordnung.

7.7.3.1 Butterworth-Weiche 1. Ordnung, 6dB Spannungsabfall/Oktave

Die einfachste Form der Frequenzweiche besteht nur aus einer Induktivität im Tieftonbereich und einer Kapazität im Hochtonbereich.

Die Einfachheit dieser Filter bringt den Vorteil dass sie das Phasen- und Impulsverhalten der Lautsprecher kaum beeinflussen, allerdings ist die Trennung der Frequenzbereiche mangelhaft, was wiederum zu Intermodulationsverzerrungen und Interferenzerscheinungen zwischen gleichen Signalanteilen von verschiedenen Quellen führt. Da tiefe Frequenzen auch dem Hochtöner zugeführt werden, kann es bei hoher Lautstärke bis zur Zerstörung des Hochtönerchassis führen, die Schwingspule eines Hochtöners nicht für hohe Leistung ausgelegt.

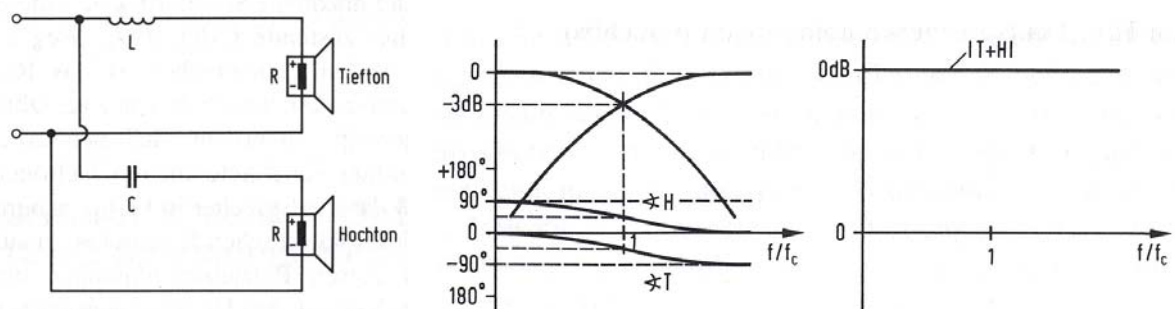


Abb. 7.53: Butterworth 1.Ordnung; **links:** Schaltung; **rechts:** Amplitudengang und Phase [Klinger]

$$C = \frac{1}{2\pi R f_{\bar{u}}} \quad L = \frac{R}{2\pi f_{\bar{u}}} \quad f_{\bar{u}} \dots \text{Übernahmefrequenz (crossover)}$$

Abb. 7.53 zeigt rechts den Amplituden- und Phasengang des Tiefton- und Hochtonzweigs. Es wird ersichtlich, dass sich bei der Addition sowohl ein lineares Amplitudenverhalten als auch eine lineare Phase ergeben.

In Abb. 7.54 wird nun die Vektoraddition der Phasengänge im Übernahmefrequenzbereich gezeigt. Obwohl die Summe 0° ergibt, beträgt die relative Phasendifferenz 90° , was zu einer Verschiebung der akustischen Achse führt.

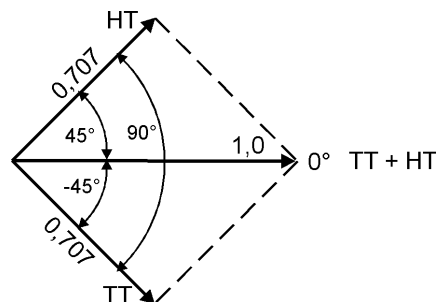


Abb. 7.54: Vektordiagramm für T – H bei $f_{\bar{u}}$ für Butterworth-Filter 1.Ordnung

Die akustische Achse verläuft nur dann in der Horizontalen, wenn alle Einzellautsprecher (bzw. deren akustisches Zentrum) in derselben Bezugsebene liegen. Dies gilt sowohl für die Einbauposition im Boxenbau, wie auch für die Phasenlage im elektrischen Bereich. Das Voreilen der Phase des Hochtonfilters um 90° führt dazu, dass die akustische Achse vom Summensignal im Übernahmefrequenzbereich nach unten verschoben wird. Wie wir sehen werden tritt dasselbe Phänomen bei allen Frequenzweichen ungerader Ordnung auf.

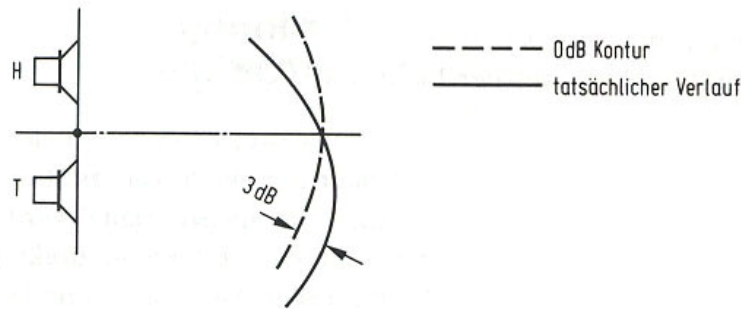


Abb. 7.55: Vertikales Polardiagramm einer aus Bass- und Hochtonlautsprecher bestehenden Lautsprecherkombination mit Frequenzweiche *ungerader* Ordnung [Klinger]

Vorteile:

- +konstante Spannungsübertragung
- +linearer Phasengang: nur theoretisch, da die Hörbarkeit vom Frequenzbereich und vom Signal abhängt, das Chassis selbst bewirkt eventuell eine zusätzliche elektrische und akustische Phasendrehung.
- +gleichmäßigeres horizontales Abstrahlverhalten auf Kosten von eventuellen Interferenzproblemen in der Vertikalen
- +großer Überlappungsbereich, einzelne Stimmen springen nicht von einem Treiber zum anderen, homogenerer Klang

Nachteile:

- HP 1. Ordnung ergeben größte *thermische* Belastung eines Chassis außerhalb des Arbeitsbereichs, ab 2. Ord. innerhalb und außerhalb gleich, ab 3. Ord. Hauptbelastung durch Nutzsignal
- HP 1. Ordnung ergeben größte *mechanische* Belastung eines Chassis außerhalb des Arbeitsbereichs, ab 3. Ord. gleich, ab 4. Ord. Hauptbelastung durch Nutzsignal.
- das heißt es sind Chassis mit großer Leistungsbandbreite nötig
- Trennung der Frequenzbereiche mangelhaft (Intermodulationsverzerrungen)

7.7.3.2 Butterworth-Weiche 2. Ordnung, 12dB Spannungsabfall/Oktave

Weichen 2. Ordnung sind simpel, aber die Sperrdämpfung von 12dB/Okt. stellt schon eine wesentliche Verbesserung dar.

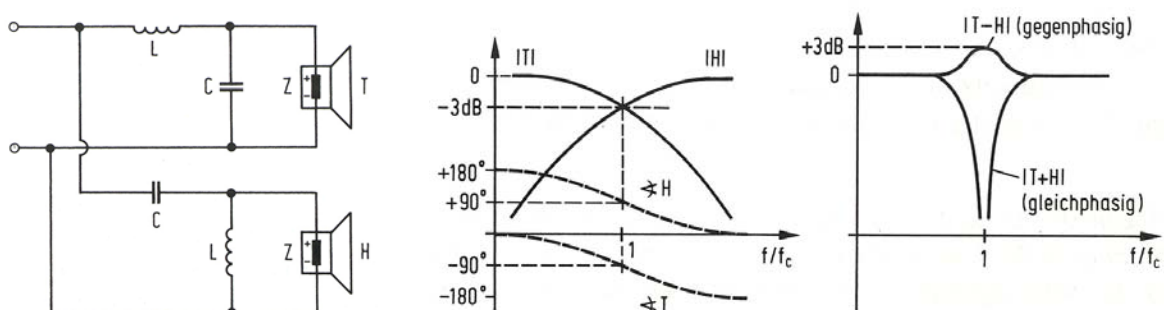


Abb. 7.56: Butterworth 2.Ordnung; **links:** Schaltung; **rechts:** Amplitudengang und Phase [Klinger]

$$L = \frac{\sqrt{2} \cdot Z}{2\pi f_{\text{ü}}} \quad C = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_{\text{ü}} Z}$$

Wie Abb. 7.56 rechts zeigt, entsteht ein „Loch“ im Frequenzgang bei gleichphasiger Beschaltung der Treiber. Tief- und Hochtöner sind also verpolt anzuschließen, da die Frequenzweiche einen Phasensprung von 180° bewirkt, der dadurch kompensiert werden kann und sonst im Übergangsbereich eine Senke verursachen würde. Die gleichphasige Überlagerung führt theoretisch zu einer Anhebung bei der Übernahmefrequenz von 3dB, allerdings entscheiden in der Praxis noch weitere Einflüsse über den tatsächlichen Phasenverlauf:

- Einbaubedingungen
- Phasen- und Amplitudenverhalten der Chassis selbst
- Laufzeitdifferenzen zwischen den einzelnen Chassis und dem Hörer

Die Addition ergibt linearen Phasengang, die relative Phasendifferenz beträgt hier 180° , für den Fall der gegenphasig betriebenen Chassis also 0° .

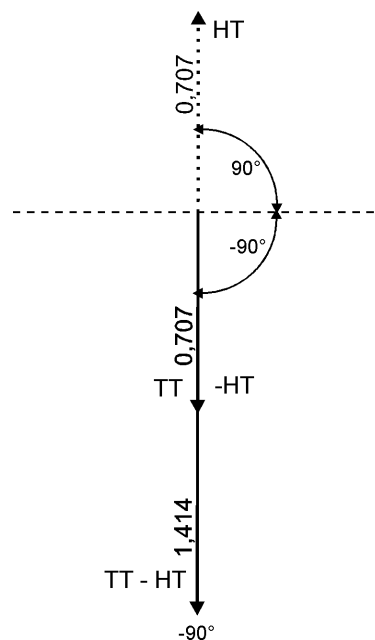


Abb. 7.57: Vektordiagramm für $T - H$ bei f_u für Butterworth-Filter 2.Ordnung

Somit liegt auch das akustische Zentrum im Übernahmebereich in der horizontalen Achse, wie bei jeder Frequenzweiche gerader Ordnung.

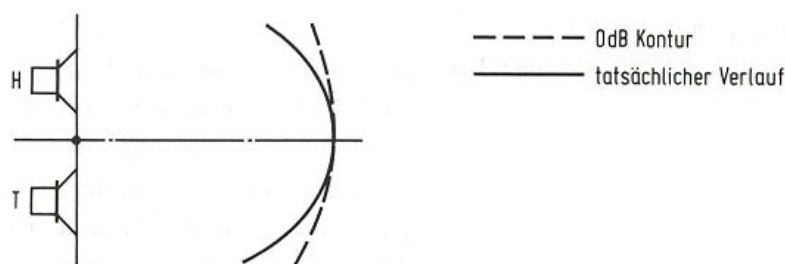


Abb. 7.58: Vertikales Polardiagramm einer aus Bass- und Hochtönlautsprecher bestehenden Lautsprecherkombination mit Frequenzweiche *gerader* Ordnung [Klinger]

Weitere bekannten Probleme werden in der Praxis mit einer zusätzlichen Frequenzgangskorrektur gelindert. Basslautsprecher geben den Mitteltonbereich auf Grund der Schallbündelung bei höheren Frequenzen zu laut wieder, die meisten Hochtöner sind von 1,5 kHz bis 5 kHz lauter als im Obertonbereich. Die theoretisch berechneten Werte für die Weiche werden angepasst: die Induktivität in Reihe zum Tieftöner wird verdoppelt bis verdreifacht, die Kapazität vor dem Hochtöner wird etwa halbiert.

7.7.3.3 Butterworth-Weiche 3. Ordnung, 18dB Spannungsabfall/Oktave

Diese Filter sind beliebt wegen ihrer konstanten Leistungs- und Spannungsübertragung bei einer hohen Sperrdämpfung von 18dB/Okt. Mit ihnen sind flache Amplitudenverläufe möglich und die Intermodulationsverzerrungen werden weiter minimiert, so wie die Anfälligkeit auf schlechte Ausrichtung der Treiber. Auch hier sind zusätzlich zu den Berechnungen individuelle Maßnahmen zur Linearisierung des Frequenzgangs zu treffen.

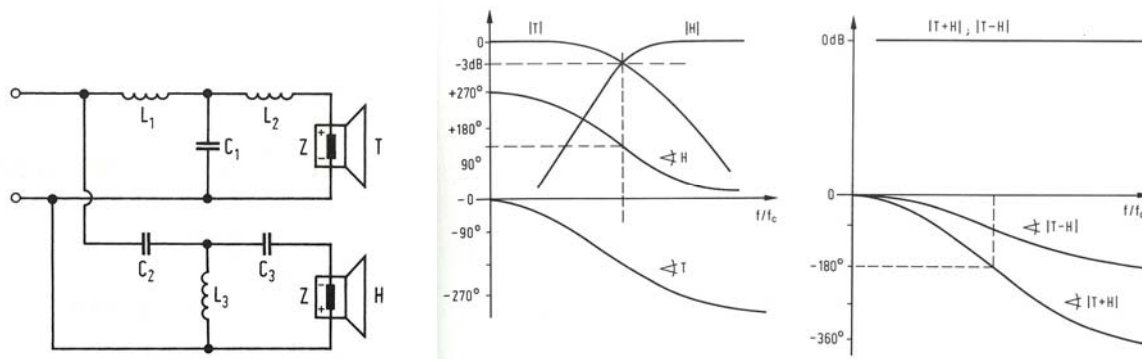


Abb. 7.59: Butterworth 3. Ordnung; links: Schaltung; rechts: Amplitudengang und Phase [Klinger]

$$L_1 = \frac{3Z}{4\pi f_u} \quad L_2 = \frac{Z}{4\pi f_u} \quad C_1 = \frac{2}{3\pi f_u Z}$$

$$C_2 = \frac{1}{3\pi f_u Z} \quad C_3 = \frac{1}{\pi f_u Z} \quad L_3 = \frac{3Z}{8\pi f_u}$$

Die Addition und Subtraktion der Amplitudengänge beträgt 0 dB, für die Praxis wird der günstigeren Phasenlage wegen immer ein Chassis verpolt betrieben.

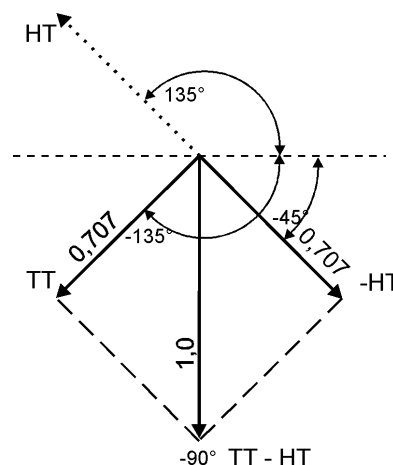


Abb. 7.60: Vektordiagramm für T - H bei f_u für Butterworth-Filter 3. Ordnung

Würde man die Chassis gleichphasig betreiben, würde bei der Übernahmefrequenz bereits 180° Phasendifferenz entstehen (Abb. 7.59 rechts), im gegenphasigen Betrieb aber nur 90°, was wiederum eine Verschiebung der akustischen Achse bewirkt (vgl. Abb. 7.55).

Auf Grund der höheren Komplexität sind mehr Bauteile nötig und der Phasengang ist genauer zu betrachten. Allerdings ist die Trennung der Frequenzbereiche dementsprechend verbessert.

7.7.3.4 Butterworth-Weiche 4. Ordnung, 24dB Spannungsabfall/Oktave

Filter 4. Ordnung sind zwar schon recht aufwändig was die Bauteile betrifft, glänzen aber mit steilen Flanken und Ausgängen die phasenrichtig (360°) zueinander liegen, also für die Richtwirkung ideal sind. Dieser Typ ist auch am wenigsten anfällig für schlecht ausgerichtete Treiber. Der Nachteil ist sicherlich in der Komplexität zu sehen.

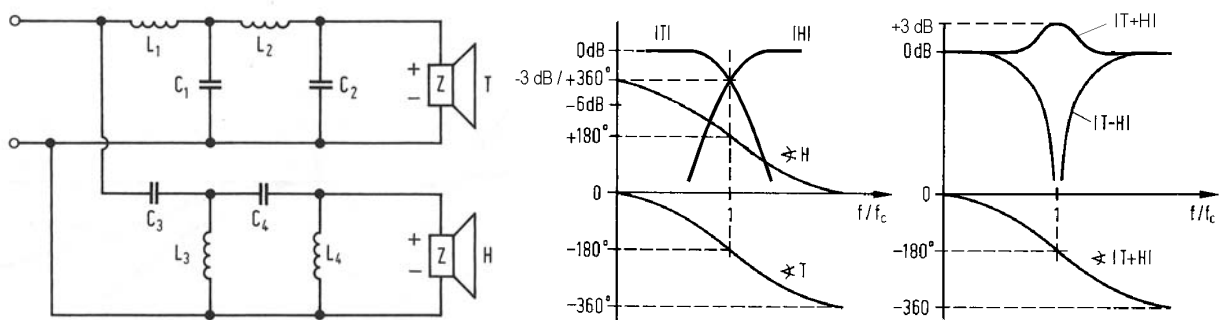


Abb. 7.61: Butterworth 4.Ordnung; links: Schaltung; rechts: Amplitudengang und Phase [Klinger]

$$L_1 = \frac{1,8856 \cdot Z}{2\pi f_{\ddot{u}}} \quad L_2 = \frac{0,94281 \cdot Z}{2\pi f_{\ddot{u}}} \quad C_1 = \frac{1,5910}{2\pi f_{\ddot{u}} Z} \quad C_2 = \frac{0,35355}{2\pi f_{\ddot{u}} Z}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{\ddot{u}} \cdot 1,8856 \cdot Z} \quad C_4 = \frac{1}{2\pi f_{\ddot{u}} \cdot 0,94281 \cdot Z}$$

$$L_3 = \frac{Z}{2\pi f_{\ddot{u}} \cdot 1,5910} \quad L_4 = \frac{Z}{2\pi f_{\ddot{u}} \cdot 0,35355}$$

Wie aus Abb. 7.61 unten ersichtlich, kommt es bei gegenphasigem Betrieb zu Auslöschungen, die Chassis müssen also gleichphasig beschaltet sein. Wegen der Gleichphasigkeit von HT und TT bei der Übernahmefrequenz entsteht eine 3 dB Anhebung (Abb. 7.62).

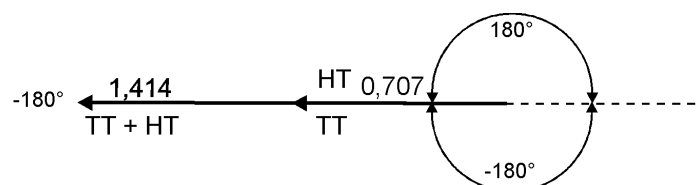


Abb. 7.62: Vektordiagramm der Phasen, Butterworth-Filter 4.Ordnung

Die relative Phase beträgt immer 360° bzw. 0°, es kommt also zu keinen Problemen.

7.7.3.5 Linkwitz-Riley Filter

Butterworth-Filter 1. und 3. Ordnung zeigen Allpassverhalten, d.h. die Summe der Ausgangssignale ergibt bei Vektoraddition einen flachen Amplitudenfrequenzgang. Bei den Butterworth-Filtern 2. und 4. Ordnung erhält man bei der Übernahmefrequenz eine 3-dB Pegelanhebung. Die nach ihren Erfindern benannten Linkwitz-Riley-Filter sind modifizierte Butterworth-Filter 2. bzw. 4. Ordnung mit einer Güte von $Q = 0,49$ mit folgenden Vorteilen:

- flacher Amplitudenverlauf durch eine Dämpfung von -6 dB bei der Übernahmefrequenz

Es entsteht keine Amplitudenüberhöhung bei der Übernahmefrequenz, da die akustische Summe beider Chassis bei der Übernahmefrequenz genau 0 dB ergibt.

- keine Phasendifferenz zwischen den einzelnen Wegen bei der Übernahmefrequenz

Die akustische Achse ist also nicht verschoben.

Auch dieses Filter ist nicht perfekt, da es nicht linearphasig ist. Daher ist sowohl die Phasendrehung als auch die Gruppenlaufzeit frequenzabhängig. Da diese Artefakte aber relativ moderat auftreten, ist sie für die akustische Wahrnehmung weitgehend vernachlässigbar.

Linkwitz-Riley-Filter 2.Ordnung

Dieser sehr populäre Filtertyp liefert mit -6dB Dämpfung bei der Übernahmefrequenz einen flachen Amplitudengang und ist somit ein Allpass-Filter. Im Leistungsfrequenzgang ergibt sich ein -3dB Einbruch. Die Gruppenlaufzeit ist konstant und er ist auch nicht besonders anfällig für schlecht ausgerichtete Treiber und Resonanzen. In Bezug auf das Phasenverhalten gilt dasselbe wie für das Butterworth-Filter 2. Ordnung.

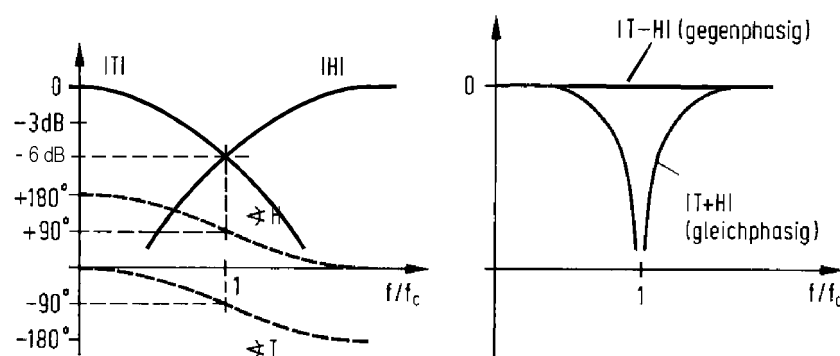


Abb. 7.63: Linkwitz-Riley Filter 2.Ordnung, Amplitude und Phase [Klinger]

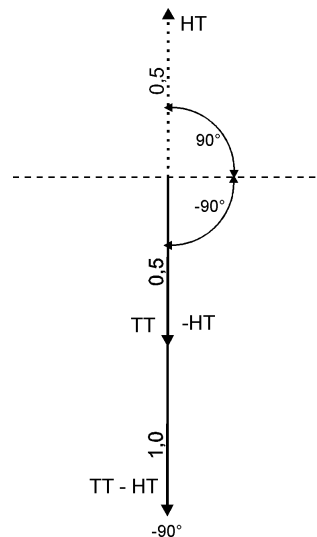


Abb. 7.64: Vektordiagramm für $T - H$ bei f_u für Linkwitz-Riley-Filter 2. Ordnung

Linkwitz-Riley-Filter 4. Ordnung

Diese Filter haben auch -6dB bei der Übernahmefrequenz um einen flachen Amplitudengang zu erreichen, auch hier wiederum ein -3dB Einbruch im Leistungsfrequenzgang. Die Gruppenlaufzeit besitzt einen leichten Hügel unterhalb der Übernahmefrequenz. $Q=0,49$

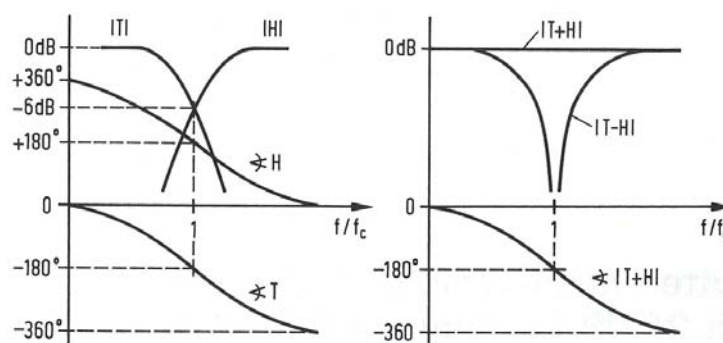


Abb. 7.65: Linkwitz-Riley Filter 4. Ordnung, Amplitude und Phase [Klinger]

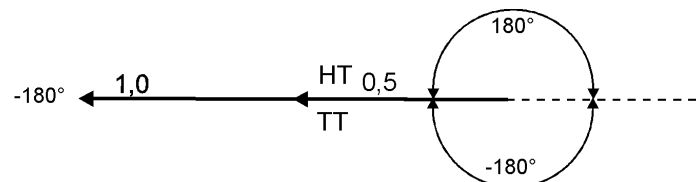


Abb. 7.66: Vektordiagramm für $T - H$ bei f_u für Linkwitz-Riley-Filter 4. Ordnung

Bezüglich Phasenlage verhält sich dieses Filter gleich wie das Butterworthfilter 4. Ordnung. Wegen der 360° Phasendifferenz zwischen HT und TT sind die beiden Chassis gleichphasig anzuschließen. Dieses Design ist heute Standard in der professionellen Beschallungstechnik, sofern nicht sowieso Controller verwendet werden.

In DSP-Systemen finden oft auch Linkwitz-Riley-Filter 8. Ordnung Verwendung.

7.7.3.6 Impedanzkompensation

Bei der Berechnung von Filternetzwerken werden reelle, also frequenzunabhängige Lasten vorausgesetzt. Diese Tatsache ist bei einem Lautsprecherchassis nicht gegeben, was eine Fehlanpassung der Weiche an den Lautsprecher und eine Verschiebung der Übernahmefrequenz zur Folge hat. Damit der Abschlusswiderstand der Frequenzweiche unabhängig von der Frequenz wird, kann man die Impedanzüberhöhung bei der Resonanzfrequenz und den Impedanzanstieg bei hohen Frequenzen im Bereich der Übernahmefrequenz kompensieren.

Tieftöner

In der Abb. 7.67 erkennt man im Bereich der Übernahmefrequenz einen Anstieg der Impedanz, verursacht durch die Induktivität der Schwingspulenwicklung ($\omega \cdot L$).

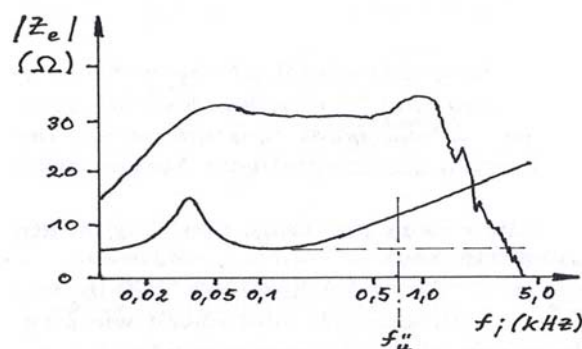


Abb. 7.67: Tieftonimpedanz und kompensierter Impedanzverlauf [Sahm]

Berechnung der Kompensationsschaltung

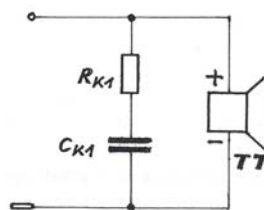


Abb. 7.68: Kompensationsnetzwerk zur Linearisierung der elektrischen Lautsprecherimpedanzen zur Beeinflussung des ωL -Verhaltens (Tieftonchassis) [Sahm]

Die Kompensationsschaltung aus Abb. 7.68 kann diesen Anstieg bei fast unverändertem Schalldruck-Pegolverlauf verhindern.

$$R_{K1} = R_s [\Omega] \quad C_{K1} = \frac{10^3 \cdot L_s}{R_e^2} [\mu F]$$

R_{K1} ...Kompensationswiderstand

R_s ...Widerstand der Schwingspulenwicklung des Lautsprecherchassis

C_{K1} ...Kompensationskondensator

L_s ...Induktivität der Schwingspulenwicklung des Lautsprechers

Hochtöner

Liegt bei einem Hochtöner die Impedanzüberhöhung bei der Resonanzfrequenz im Bereich der Übernahmefrequenz (Abb. 7.69), so kann durch einen Serienresonanzkreis (Notch-Filter) (Abb. 7.70) der Impedanzüberhöhung linearisiert werden.

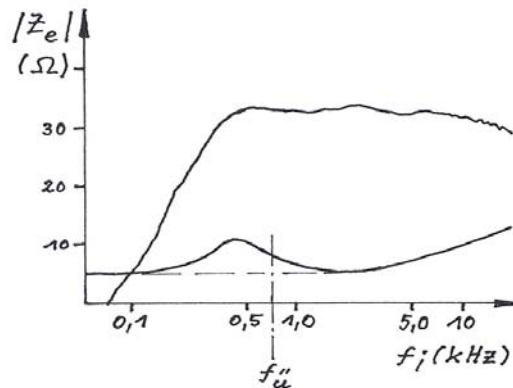


Abb. 7.69: Hochtonimpedanz und kompensierter Impedanzverlauf [Sahm]

Berechnung der Kompensationsschaltung

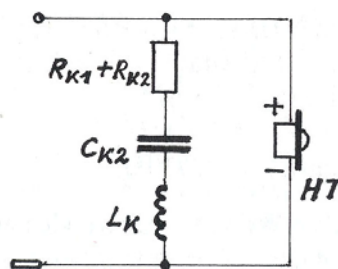


Abb. 7.70: Kompensationsnetzwerk zur Linearisierung der elektrischen Lautsprecherimpedanzen zur Beeinflussung des Resonanz- bzw. Schwingkreisverhaltens (Hochtonchassis) [Sahm]

$$R_{K2} = \frac{Q_{e,Mk} \cdot R_s}{Q_{m,Mk}} [\Omega] \quad C_{K2} = \frac{10^6}{Q_{e,Mk} \cdot R_s \cdot \omega_{us,HT}} [\mu F] \quad L_K = \frac{10^3 \cdot Q_{e,Mk} \cdot R_e}{\omega_{us,HT}} [mH]$$

R_{K2} ...Kompensationswiderstand

$Q_{e,Mk}$...elektrische Güte des Lautsprecherchassis

$Q_{m,Mk}$...mechanische Güte des Lautsprecherchassis

C_{K2} ...Kompensationskondensator

$\omega_{us,HT}$...Resonanzkreisfrequenz des Lautsprecherchassis

L_K ...Kompensationsinduktivität

Bei der Drossel ist zu beachten dass auch sie einen ohmschen Widerstand besitzt, um diesen Wert muss R_{K2} verringert werden.

Kombination

Es ist auch möglich beide Einflüsse gleichzeitig zu kompensieren, dies ist beispielsweise bei einem Mitteltonchassis notwendig und wird in Abb. 7.71 gezeigt.

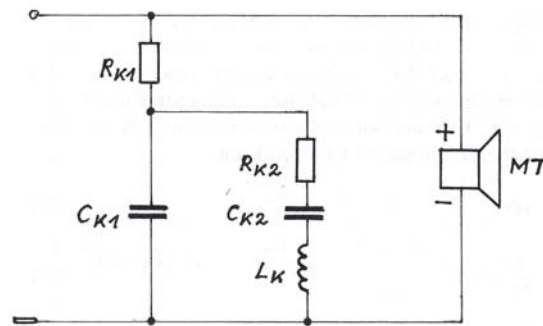


Abb. 7.71: Gesamtkompensationsnetzwerk (z.B. Mitteltonchassis) [Sahm]

Es werden nun beide Schaltungen auf einmal verwendet um sowohl den Einfluss der Schwingspule als auch den der Eigenresonanz auszugleichen.

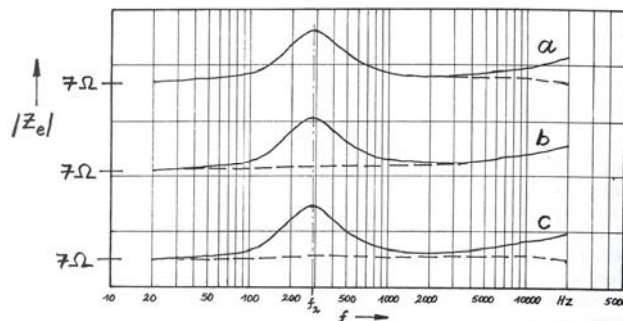


Abb. 7.72: Gemessene elektrische Impedanz eines Kalottenmitteltontchassis mit Kompensationsergebnissen [Sahm]

- a) ωL -Ausgleich
- b) Resonanz-Ausgleich
- c) Gesamtausgleich

7.7.4 Aktive Weichen

Aktive Weichen bestehen nur aus Widerständen, Kondensatoren und Operationsverstärkern (oder entsprechenden diskreten Schaltungen). Die Trennung erfolgt noch vor dem Leistungsverstärker, die Bauteile müssen damit keinen hohen Belastungen standhalten und sind somit leicht miniaturisierbar, was wiederum zu günstigen komplexeren Weichen führt. Die einzelnen Wege sind vollkommen getrennt, es kommt weder zu einer Rückwirkung zwischen Chassis und Weiche noch zu einer Intermodulation der Wege bei Übersteuerung. Auch ist ein Überlastungsschutz einfacher und präziser zu realisieren als bei passiven Weichen.

Vorteile:

- +Weiche unabhängig von frequenzabhängiger Impedanz der Lautsprecherschwingspule
- +Lautsprecher unmittelbar an die Endstufe gekoppelt, damit besser bedämpft, was zu einer verbesserten Impulswiedergabe führt
- +weniger Intermodulationsverzerrungen in der Endstufe
- +exakte Wahl der Übernahmefrequenzen
- +Pegelanpassung zwischen Chassis unproblematisch

Nachteile:

-eigene Endstufe für einzelne Wege bzw. aktive Lautsprecher nötig

Es sind dieselben Filtertypen wie in passiver Bauweise realisierbar, als Beispiel wird hier die Schaltung einer Allpassweiche 2. Ordnung gezeigt.

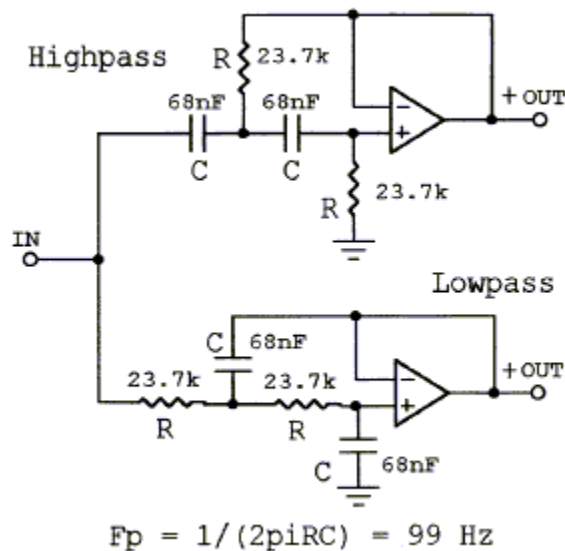


Abb. 7.73: aktive Allpassweiche 2. Ordnung,

7.7.5 Digitale Weichen, Controller

Bei Lautsprechercontrollern / Controllern / digitalen Weichen handelt es sich um DSP-basierte Frequenzweichen mit mehr oder weniger Zusatzfunktionen (z.B. Lautsprecher-Management). Die Eingänge sind meist sowohl digital als auch analog ausgeführt und landen nach eventueller A/D Umsetzung in einem DSP. Alle weiteren Funktionen sind abhängig von der Programmierung und der Leistungsfähigkeit des DSP bzw. auch der maximal zulässigen Latenzzeit der Anwendung. Am Ausgang stellt ein D/A Umsetzer das für die Endstufe notwendige Analogsignal zur Verfügung. Obwohl der Aufwand recht groß scheint, sind wesentlich komplexere Filterstrukturen mit uneingeschränkter Langzeitstabilität möglich.

Digitale Controller weisen meist auch eine Bibliothek mit Lautsprecherparametern auf, für die dann die einzelnen Programmpunkte optimiert arbeiten können. Dadurch ist es möglich, den maximalen Schalldruck eines Lautsprechers deutlich zu erhöhen (bis zu 10 dB und mehr) und trotzdem durch Schutzfunktionen wie Frequenzbandlimiter den Lautsprecher vor Zerstörung durch Überlastung zu schützen.

Häufig haben digitale Controller auch einen Testgenerator eingebaut, dessen Signal direkt auf die Lautsprecher gelegt werden kann. In Zusammenhang mit einem Messmikrofoneingang kann so der Lautsprecher automatisch auf den zu beschallenden Raum eingemessen werden.

Beispielhaft für eine digitalen Controller wird „dbx Driverack“ besprochen.

7.7.5.1 dbx-Driverack

Die wesentlichsten Funktionsgruppen sind:

- Eingangsmixer und -router
- Equalizer: 31-Band Grafikequalizer und parametrischer Equalizer
- Delay: Zur Kompensation diverser Verzögerungszeiten (z.B.:Lautsprecher Cluster Anordnungen)
- Insert Effekte
 - Feedback Unterdrückung, Notch-Filter
 - Automatisches Gain
 - Compressor / Limiter
 - De-Esser
 - Noise Gate
 - Subharmonic Synthesizer
- Ausgangsmixer und-router
- Frequenzweiche (Bessel, Butterworth und Linkwitz-Riley Filtertypen)
- Zusatzfunktionen:
 - RTA (Real-Time-Analyzer), Einmessautomatik
 - Ethernet netzwerkfähig
 - Steuerungs- und Konfigurationssoftware

Weitere Hersteller und Anwendungsmöglichkeiten, auch Demoverionen der Software finden sich unter folgenden Links:

dbx Driverack

<http://www.driverack.com/>

Meyer Sound Galileo

<http://www.meyersound.com/616/>

BSS Omnidrive

http://www.bssaudio.com/includes/product_sheet_include.aspx?product_id=30

Apogee DLC24

<http://www.apogeesound.com/products/DLC24/>

Klein & Hummel Pro C 28

http://www.klein-hummel.com/html/studio/studio_index_e.htm

7.8 Wechselwirkung zwischen Lautsprecher und Raum

Ein wichtiger Teil für gute Qualität der Lautsprecherwiedergabe ist der Abhörraum und die gelungene Abstimmung der einzelnen Komponenten aufeinander. Im Folgenden wird auf die Wechselwirkung zwischen Raum und Lautsprechern eingegangen.

Meist wird in der Literatur eine Aufstellung entsprechend eines gleichschenkeligen Dreiecks für optimale Stereoabbildung empfohlen, in der Praxis hat sich ein Verhältnis von 2:3 bis 2:4 für den Abstand der Boxen zueinander und dem Hörer bewährt. Auch nachfolgende Störungen sind bei der Aufstellung zu berücksichtigen um den Wiedergabefehler durch den Raum zu minimieren.

7.8.1 Erste Reflexionen

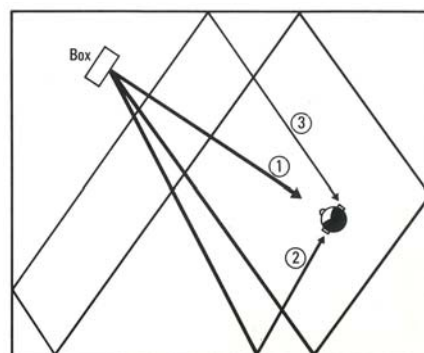


Abb. 7.74: 1:Direktschall, 2:Erste Reflexionen, 3:Nachhall [Stark]

In einem Wohnraum treffen die ersten Reflexionen im Unterschied zu einem Konzertsaal bereits in den ersten 10ms ein, auch ist die Nachhallzeit relativ kurz, nämlich 0,2 bis 0,6 Sekunden, ausgenommen im Bassbereich.

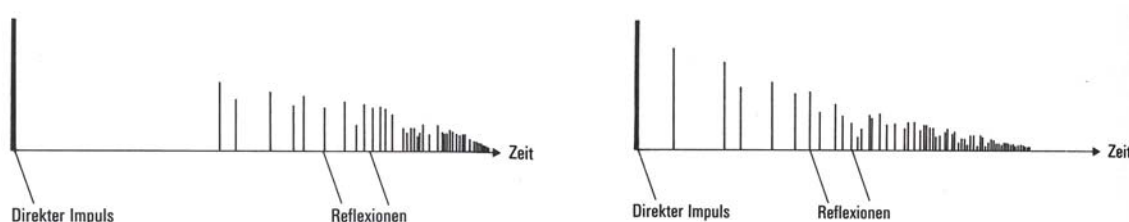


Abb. 7.75: Reflexionen in einem Wohnraum und in einem Konzertsaal [Stark]

Durch die frühen, starken ersten Reflexionen wird die Klarheit der Wiedergabe verschlechtert. Der Einschwingvorgang ist von entscheidender Bedeutung für die Wahrnehmung. Sind die Lautsprecher in unmittelbarer Nähe zu reflektierenden Gegenständen oder Zimmerwänden aufgestellt, verlängert sich die Anhallzeit, der Einschwingvorgang verwischt. Obwohl durch symmetrische, seitliche Reflexionen die Ortung verbessert wird, stören Boden- und Deckenreflexionen umso mehr. In jedem Fall kommt es auch zu Kammfiltereffekten durch verzögerte Signale im gleichen Frequenzbereich. Auch spätere zu starke Reflexionen beeinflussen die Wiedergabe ungünstig (Flutterechos) und müssen

unbedingt abgeschwächt werden indem ein ausreichender Abstand zwischen Wänden, Gegenständen und Boxen gewahrt wird, bzw. absorbierende Materialien eingesetzt werden. Natürlich sind auch mitschwingende Einrichtungsgegenstände zu vermeiden.

7.8.2 Baßverstärkung durch Zimmerwände

Ungerichtete Abstrahlung gilt näherungsweise für $k \cdot r_M < 1$ (vgl. Kap. 5.2, S.52ff), das ergibt je nach Tieftöner einen Frequenzbereich unterhalb von ca. 300 Hz. Ist der Lautsprecher nahe genug ($< \lambda/4$) an der Wand wird der Schalldruck addiert. Im gleichphasigen Fall entspricht das also einer Anhebung um 3dB, allerdings kann es bei anderen Frequenzen sogar zu Auslöschungen kommen, es entsteht eine Senke im Frequenzgang. An einer zweiten Wand sind also +6dB möglich, in einer Ecke sogar +12dB.

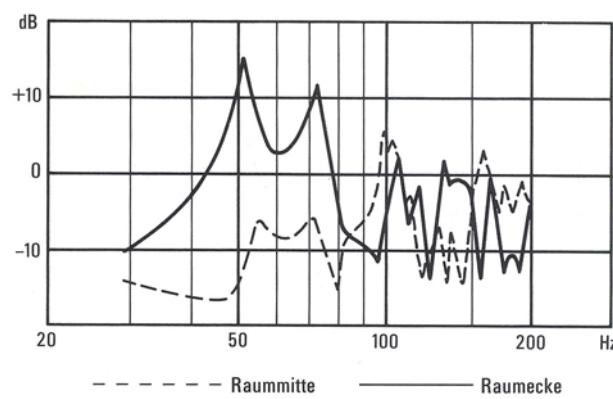


Abb. 7.76: Kleiner Wohnraum, Frequenzgang: Lautsprecher in Raummitte und in Raumecke [Stark]

7.8.3 Stehende Wellen (Raumresonanzen)

Das Zustandekommen von stehenden Wellen bzw. Raummoden ist bereits aus Raumakustik bekannt (vgl. Raumakustik Skriptum Kap.2, S.36f). Interessant ist in Hinblick auf Lautsprecherwiedergabe vor allem eine gleichmäßige Verteilung der Resonanzen. Abb. 7.77 zeigt einen akustisch guten Raum mit ebenmäßigem Anstieg der Moden, Abb. 7.78 hingegen lässt einen schlechten Raum erkennen; plötzliche Sprünge in der Modenzahl sind für den Hörer sehr auffällig.

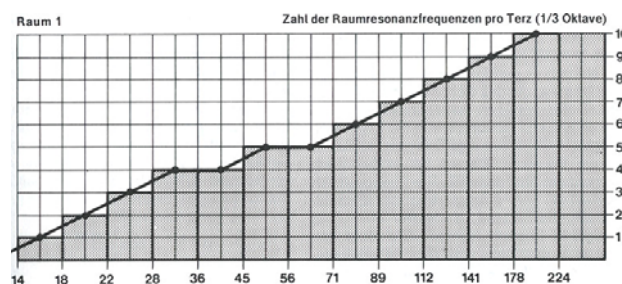


Abb. 7.77: Anzahl der Raumresonanzen pro Terzband, guter Raum [Römer]

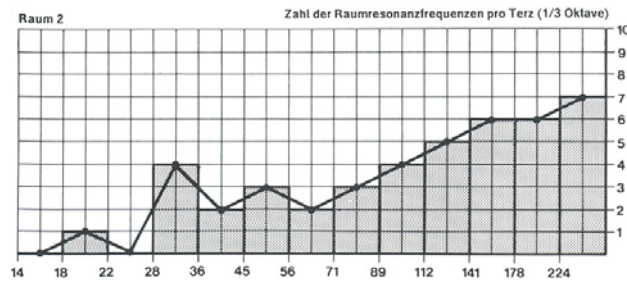


Abb. 7.78: Anzahl der Raumresonanzen pro Terzband, schlechter Raum [Römer]

Obwohl mit der Aufstellung eines Lautsprechers im Raum das Wiedergabeverhalten beeinflusst werden kann, ist es nicht möglich die unterste Resonanz damit zu bekämpfen, denn laut Abb. 7.79 müsste die Box dazu in einem Druckminimum stehen, also mitten im Raum.

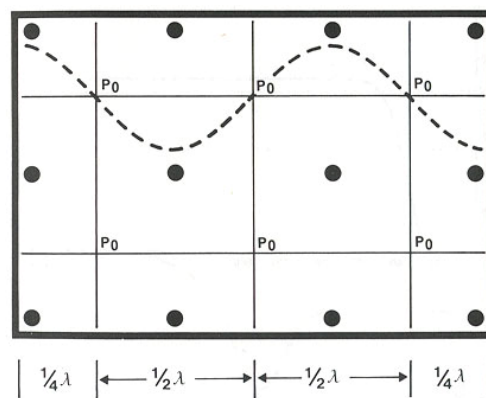


Abb. 7.79[Römer] Schalldruckverteilung im Raum (Grundfläche)

Dasselbe gilt natürlich für die Vertikale; auch hier ist es - abhängig von der Wellenlänge und den Raumdimensionen – zu vermeiden, die Schallquelle in einem Druckmaximum zu positionieren, da sonst die entsprechende Raummode maximal angeregt wird.

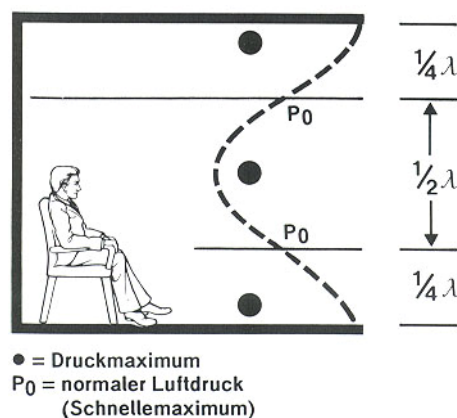


Abb. 7.80: [Römer] Schalldruckverteilung in der Vertikalen