

Dörfler, Michèl

**Entwicklung und Produktion eines vollaktiven
2-Wege-Lautsprechersystems mit Abstrahlung
in umschaltbarer Chassisanordnung
(koaxial und in-line), sowie variablen Filterkurven
der Frequenzweiche als Demonstrationsmodell für
die Audiotechnik-Ausbildung**

- Bachelorarbeit -

Hochschule Mittweida (FH) - University of Applied Sciences
Fachbereich Medien

Mittweida, 2010

Dörfler, Michèl

**Entwicklung und Produktion eines vollaktiven
2-Wege-Lautsprechersystems mit Abstrahlung
in umschaltbarer Chassisanordnung
(koaxial und in-line), sowie variablen Filterkurven
der Frequenzweiche als Demonstrationsmodell für
die Audiotechnik-Ausbildung**

- eingereicht als Bachelorarbeit -

Hochschule Mittweida (FH) - University of Applied Sciences
Fachbereich Medien

Erstprüfer: Prof. Dr-Ing. M. Hösel
Zweitprüfer: Joachim Kiesler

Mittweida, 2010

Bibliographische Beschreibung

Dörfler, Michèl.:

Entwicklung und Fertigung eines vollaktiven 2-Wege Studio-Monitorlautsprechers mit umschaltbarer Anordnung des Hochtonlautsprechers (in-line und koaxial), sowie veränderlichen Frequenzweichen-Entzerrkurven als Demonstrationsmodell für die Audiotechnik-Ausbildung. – 2010. – 63 S.

Mittweida, Hochschule Mittweida (FH), Fachbereich Medien, Bachelorarbeit, 2010

Referat

Die Bachelorarbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung eines aktiven 2-Wege Studiomonitors, mit dem die klanglichen Eigenschaften der beiden Konstruktionsprinzipien In-Line-Anordnung mit Hochtonhorn und Koaxiallautsprecher objektiv und direkt miteinander verglichen werden können. Dazu werden zunächst die Grundlagen der verschiedenen Lautsprecherprinzipien, sowie der aktiven Filtertechnik besprochen, bevor die Umsetzung am konkreten Beispiel des Modells ME-Geithain MO-2 aufgezeigt wird. Außerdem wird dokumentiert, wie eine Frequenzweiche mit manueller Beeinflussung der Trennfrequenz von Hoch- und Tieftonlautsprecher aufgebaut und in das bestehende Entzerrnetzwerk des Lautsprechers eingebunden werden kann. Hinzu kommen Beispiele, wie sich das Demonstrationsmodell zu Ausbildungszwecken nutzen lässt.

Inhaltsverzeichnis

Bibliografische Beschreibung	3
Referat	3
Inhaltsverzeichnis	4
Abkürzungsverzeichnis	6
Abbildungsverzeichnis	6
Danksagung	8
Einführung	9
1. Lautsprecherprinzipien	11
1.1 Breitbandlautsprecher	11
1.2 Mehrwegelautsprecher	12
1.2.1 Kalottenlautsprecher	14
1.2.2 Hornlautsprecher	15
1.2.3 Koaxiallautsprecher	19
2. Elektronische Filterschaltungen	27
2.1 Systematik von Filtern	27
2.2 Hoch- und Tiefpass	30
2.2.1 passiver Hoch- und Tiefpass	30
2.2.2 aktiver Hoch- und Tiefpass erster Ordnung	32
2.2.2.1 aktiver Tiefpass erster Ordnung	32
2.2.2.2 aktiver Hochpass erster Ordnung	33
2.2.3 aktiver Hoch- und Tiefpass 2. Ordnung nach Sallen-Key-Topologie	34
2.2.3.1 aktiver Tiefpass 2. Ordnung nach Sallen-Key-Topologie	35
2.2.3.2 aktiver Hochpass 2. Ordnung nach Sallen-Key-Topologie	36
2.3 Aktiver Allpass	36
3. Die Umsetzung der Zielvorgaben	39
3.1 Die Funktionsgruppen des MO-2	40
3.2 Die Konzeption des Demonstrationsmodells	43
3.2.1 Die Modifikation der Originalplatine	44
3.2.2 Die Steuerplatine mit den Filtern für den Hornhochtöner	47
3.2.2.1 Die elektronische Steuerung	47
3.2.3 Die externe Frequenzweiche	51
3.2.4 Aufbau ohne Anschlussmöglichkeit der externen Frequenzweiche	56
4. Vorschläge zur Verwendung des Demonstrationsmodells zu Ausbildungszwecken	57
4.1. Nutzung der externen Frequenzweiche	58
5. Schlussbemerkung	60

Anhang	61
Literaturverzeichnis	61
Abbildungsnachweis	62
Erklärung zur selbständigen Anfertigung der Arbeit	63

Abkürzungsverzeichnis

A	Amplitude
A	Amplitudenfrequenzgang
AP	Allpass
B	Bandbreite
c	Schallgeschwindigkeit ($c \approx 343$ m/s)
C	Kondensator
dB	Dezibel
e	eulersche Zahl ($e \approx 2,718$)
f	Frequenz
f_g	-3dB Grenzfrequenz
H(s)	Systemfunktion eines zeitkontinuierlichen Systems
HP	Hochpass
j	imaginäre Zahl ($j^2 = -1$)
P	Potentiometer
P.A.	Public Address (Beschallungsanlage)
Q	(Filter-)Güte
R	Widerstand
s	komplexe Kreisfrequenz $s = j\omega$
t_g	Gruppenlaufzeit
TP	Tiefpass
U	Spannung; integrierter Schaltkreis
U_a	Ausgangsspannung
U_e	Eingangsspannung
v	Schnelle; Verstärkung
Y	Admittanz (komplexer Leitwert)
Z	Impedanz (komplexer Widerstand)
ω	Kreisfrequenz ($\omega = 2\pi f$)

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1a	Wegstreckenunterschied bei konventioneller Bauweise	14
Abb. 1b	laufzeitkorrigierte Lautsprecherbox	14
Abb. 2	Schematischer Aufbau eines Kalottenlautsprechers	15
Abb. 3	Studio-Monitorlautsprecher mit Hornvorsatz vor Hochtonkalotte (K+H O110)	16
Abb. 4	Vollbereichs-P.A.-Lautsprecher mit Mittel- und Druckkammer-Hochtonhorn (EV QRx 153/75)	16
Abb. 5	Schematischer Aufbau eines Druckkammerhorns	17
Abb. 6	Koaxiallautsprecher von Fanger (1928)	20
Abb. 7	Altec-Lansing 604E (1943)	21
Abb. 8	Frequenzgang des Altec-Lansing 604-8K	21
Abb. 9	Tannoy Dual Concentric-Chassis	22
Abb. 10	Schematischer Aufbau des Eckmiller-Lautsprechers	23
Abb. 11	Frequenzgang des Eckmiller-Lautsprechers	23
Abb. 12	Thiel Koinzidenzwandler SCS3	24
Abb. 13	Frequenzgang des SCS3-Hochtonchassis	24

Abb. 14	Isophon Orchester (1949)	25
Abb. 15	Isophon PH 2132 (1959)	25
Abb. 16	Studio-Monitorlautsprecher in koaxialer Bauweise (ME-Geithain RL933K)	26
Abb. 17	RC-Tiefpass 1. Ordnung	30
Abb. 18	RC-Hochpass 1. Ordnung	31
Abb. 19	aktiver Tiefpass 1. Ordnung (invertierend)	32
Abb. 20	aktiver Tiefpass 1. Ordnung (nicht-invertierend)	33
Abb. 21	aktiver Hochpass 1. Ordnung (invertierend)	33
Abb. 22	Grundstruktur eines Sallen-Key-Filters in Mitkopplungsstruktur	34
Abb. 23	aktiver Tiefpass 2. Ordnung in Sallen-Key-Topologie	35
Abb. 24	aktiver Hochpass 2. Ordnung in Sallen-Key-Topologie	36
Abb. 25	normierte Gruppenlaufzeiten des Allpasses 2. Ordnung	37
Abb. 26	Allpassfilter 1. Ordnung	37
Abb. 27	Gruppenlaufzeiten eines Tschebyscheff-Tiefpasses, Allpasses und der Kombination aus Tief- und Allpass	38
Abb. 28	ME-Geithain MO-2	40
Abb. 29	ME-Geithain MO-2 Freifeldübertragungskurve	40
Abb. 30	Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des Tieftonfilters	41
Abb. 31	Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des Hochtonfilters	41
Abb. 32	Funktionsgruppen MO-2	42
Abb. 33	Blockschaltbild des Demonstrationsmodells	42
Abb. 34	Das Demonstrationsmodell mit koaxialem und Hornhochtöner (Computersimulation)	44
Abb. 35	Die modifizierte interne Platine (FW Koax)	46
Abb. 36	Die Verteilung der Ein- und Ausgangssignale auf der zweiten internen Platine	48
Abb. 37	Die Steuerplatine mit dem Filterteil für die Betriebsart Hornhochtöner mit internem Filter	49
Abb. 38	Die Schaltung der Fernbedienung	50
Abb. 39	Programmablaufplan des Mikrocontrollers	51
Abb. 40	variabler Sallen-Key-Tiefpass	51
Abb. 41	Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des variablen Tieftonfilters bei minimalem Widerstandswert, linearer Mittelstellung und maximalem Wert von P101	52
Abb. 42	variabler Sallen-Key-Hochpass	53
Abb. 43	Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des variablen Hochtonfilters bei minimalem Widerstandswert, linearer Mittelstellung und maximalem Wert von P102	53
Abb. 44	Die Schaltung der externen Frequenzweiche	55

Danksagung

Ich danke Joachim Kiesler für seine Vertrauen und seine Güte, sowie Markus Schmidt für seine Geduld und Unterstützung bei der Umsetzung der gestellten Ziele.

Einführung

Im Bereich hochwertiger Studio-Monitorlautsprecher werden heutzutage praktisch ausnahmslos Mehrwegesysteme angewendet. Dabei gibt es mehrere Möglichkeiten, die Lautsprecher für die einzelnen Frequenzbereiche anzuordnen: Zum einen lassen sich die Chassis getrennt voneinander auf der Schallwand montieren. Dabei bedient man sich in der Regel des In-Line-Prinzips, d.h. die einzelnen Chassis werden mittig übereinander angeordnet. Zum anderen lassen sich Hoch- und Tieftöner aber auch nach dem Koaxialprinzip auf einer gemeinsamen Abstrahlachse anordnen.

Obwohl die Lautsprechertechnik eine ganze Reihe von Bauformen von Hochtonlautsprechern hervorgebracht hat, wird bei der Entwicklung von Studiomonitoren vorrangig das Prinzip des Kalottenlautsprechers, sowie der Hornkonstruktion verwendet¹. Beide sind sowohl in In-Line- als auch koaxialen Anordnungen einsetzbar. Jede dieser beiden Anordnungen ist von spezifischen Vor- und Nachteilen charakterisiert, durch die sie für den jeweiligen Anwendungszweck als besser oder schlechter geeignet erscheinen lassen. Doch leider ist es trotz der Angebotsvielfalt auf dem Markt der Studiomonitore nicht möglich, beide objektiv miteinander zu vergleichen, da jeder Hersteller natürlich „seine“ Philosophie vertritt. Folglich gibt es nur sehr wenige Anbieter, deren Produktpalette Monitorlautsprecher, sowohl mit koaxialer, als auch mit räumlich getrennter Chassisanordnung umfasst². Zu verschieden sind auch die Philosophien, die die Hersteller beispielsweise in Hinblick auf die verwendeten Chassis, die Ausführung der Frequenzweichen und die Gehäusetypen verfolgen, als dass sich durch den Vergleich von Lautsprecher unterschiedlicher Hersteller aussagekräftige Schlüsse über die Bauprinzipien im Allgemeinen treffen ließen.

Diese Situation führte zu der Überlegung, zwei 2-Wege-Monitorlautsprecher zu konstruieren, die sich in allen Teilen, bis auf die Anordnung und Bauform des Hochtonlautsprechers gleichen und somit einen direkten und objektiven Vergleich des koaxialen mit dem In-Line-Prinzip ermöglichen. Um bei beiden Boxen das selbe Hochtonchassis verwenden zu können, käme eine Kugelkalotte zum Einsatz, da sie koaxial vor das Basschassis montiert werden, aber auch mit einem Hornvorsatz versehen werden kann. Aus dieser Überlegung entwickelte sich schließlich der Plan, beide Hochtonlautsprecher umschaltbar in einem gemeinsamen Gehäuse unterzubringen, wodurch nicht nur das Tieftonchassis und ein Großteil der Verstärkerelektronik gemeinsam genutzt werden können, sondern auch alle Einflüsse einer leicht unterschiedlichen Aufstellung der beiden Vergleichsmodelle im Abhörraum entfallen. Um den Nutzwert des so entstehenden Demonstrationsmodells noch zu erhöhen, sollte zusätzlich die Möglichkeit entwickelt werden, mit einer externen Frequenzweiche von Hand

¹ Bändchenhochtöner werden trotz grundsätzlich hervorragender klanglicher Eigenschaften zumindest in 2-Wege-Systemen nur sehr selten eingesetzt, da sie prinzipbedingt eine sehr hohe Trennfrequenz (meist 4 bis 6 kHz) benötigen und zudem Probleme durch ein stark bündelndes Abstrahlverhalten in vertikaler Richtung bereiten. Konushochtöner werden auf Grund ihrer zahlreichen Nachteile (z.B. einer verhältnismäßig großen bewegten Masse und der starken Bündelung) im professionellen Bereich schon seit Jahrzehnten nicht mehr verwendet.

² Einziger Hersteller, dessen Programm mehrere Modelle beider Prinzipien umfasst, dürfte KSdigital sein.

in die Entzerrkurven des Hoch- und Tieftonzweigs eingreifen zu können. Selbstverständlich muss bei all dem die grundsätzliche Eignung des Lautsprechers als vollwertiger Studiomonitor gewahrt bleiben.

Die Umsetzung dieser Vorgaben bei der Entwicklung des Demonstrationsmodells ist Thema dieser Bachelorarbeit. Um die praxismässige Nutzen für den Anwender zu wahren, soll insbesondere in *Kapitel 2* auf die zugrunde liegenden mathematischen Zusammenhänge nur soweit eingegangen werden, wie es für das Verständnis der konkreten Schaltung notwendig ist. Für einen tiefer gehenden Einblick in die systemtheoretischen Grundlagen sei an dieser Stelle auf die zahlreich verfügbare Fachliteratur, insbesondere [II], zu diesem Thema verwiesen.

Aus Gründen des Schutzes von Betriebsinterna der ME-Geithain wurden in den Schaltbildern die Widerstandswerte entfernt, sowie bestimmte Baugruppen, die für die Umsetzung der Vorgaben nicht direkt relevant sind als Block dargestellt.

1. Lautsprecherprinzipien

1.1 Breitbandlautsprecher

Dieses Konstruktionsprinzip stellt die älteste Form des Lautsprecherbaus dar und war zum Teil bis weit in die 70er-Jahre hinein auch im Studiobereich vertreten (in der DDR beispielsweise mit der aktiven Monitorbox HELI K12E). Bei der Verwendung von hochwertigen Breitbandlautsprechern entfaltet sich dabei eine Reihe positiver Eigenschaften: Durch die fehlende Aufteilung des Übertragungsbereiches wird eine Annäherung an das Ideal der zu Beginn von Abschnitt 1.2.3 beschriebenen Punktschallquelle erreicht. Zudem treten keinerlei Phasenprobleme im Bereich der Übernahmefrequenzen auf, wodurch gelungene Ausführungen eine sehr gute „Durchhörbarkeit“ des Klangbildes und eine gute Abbildungsgenauigkeit der Phantomschallquellen bei der Stereowiedergabe aufweisen¹. Der breite Übertragungsbereich des Chassis führt aber auch zu teils gravierenden Nachteilen: Es liegt auf der Hand, dass es unmöglich ist, ein Chassis zu konstruieren, dessen Übertragungsbandbreite den gesamten Hörbereich abdeckt. Die Membranfläche müsste ja einerseits groß genug ist, um sehr tiefe Frequenzen mit dem nötigen Pegel übertragen zu können und gleichzeitig klein genug, um auch sehr hohe Frequenzen laut genug abzustrahlen. Daher treten bei Breitbandlautsprecher immer Probleme an den Rändern ihres Übertragungsbereiches auf. Entweder verzichtet man zugunsten klarer Höhen auf den Tiefbassbereich oder man benutzt ein größeres Chassis, das wiederum eine niedrigere obere Grenzfrequenz aufweist². Große Probleme ergeben sich durch Intermodulationsverzerrungen bei der gleichzeitigen Wiedergabe von hohen und tiefen Frequenzen mit derselben Membran. Durch die Schwingungen der Membran ändert sich ja ständig deren Entfernung zum Hörer, wodurch ein Dopplereffekt auftritt. Dabei erfährt der hohe Ton eine permanente Frequenzschwankung, die von der Membranschnelle bei der Wiedergabe des tieferen Tons bestimmt wird. Die Membranschnelle (v) ergibt sich aus dem Membranhub (H) und der Frequenz nach der Beziehung $v = H \cdot \pi \cdot f$. Schwingt die Membran also beispielsweise mit einer Frequenz f_1 von 40 Hz bei einem Membranhub von 1,5 cm, so ergibt sich für die Schnelle:

$$v = 1,5 \text{ cm} \cdot \pi \cdot 40 \text{ Hz} = 188 \text{ cm/s}.$$

Durch Dividieren der Membranschnelle durch die Schallgeschwindigkeit lässt sich wiederum die resultierende Tonhöhenchwankung berechnen:

$$T = \frac{v}{c} = \frac{188 \text{ cm/s}}{34300 \text{ cm/s}} = 0,0055 \hat{=} 0,55\% .$$

¹ Für eine umfassende Darstellung der Möglichkeiten des Lautsprecherbaus mit klassischen Breitbändern sei an dieser Stelle auf das umfassende, wenngleich leider auch etwas pathetisch und idealisierend geschriebene Buch „Höchst empfindlich“ von Dr. Götz Wilimzig und Rüdiger Gysemberg verwiesen.

² Eine Teillösung des Problems besteht in der Verwendung einer zweiten, kegelförmigen Zusatzmembran in der Mitte des Chassis zur Verbesserung der Hochtonabstrahlung. Nachteilig ist jedoch, dass an dieser zusätzlichen Membran weitere Partialschwingungen auftreten.

Das heißt, die durch den Dopplereffekt verursachte Tonhöenschwankung bei höheren Frequenzen als f_1 beträgt 0,55%. Hat der höhere Ton nun zum Beispiel eine Frequenz f_2 von 2000 Hz, so ergibt sich $T = 2000 \text{ Hz} \cdot 0,0055 = 11 \text{ Hz}$. Die Frequenz des Tons schwankt also permanent zwischen 1989 und 2011 Hz! Zusätzlich entstehen weitere Intermodulationsverzerrungen in Form von Summen- und Differenztönen. In diesem Fall also bei $f_2 - f_1 = 1960 \text{ Hz}$, bei $f_2 + f_1 = 2040 \text{ Hz}$, bei $f_2 - 2 \cdot f_1 = 1920 \text{ Hz}$ usw.¹

Nicht vergessen werden darf, dass es sich in dem Beispiel um Modulationsprodukte von lediglich zwei Frequenzen handelt, während ein reelles Musiksignal bekanntlich ein Frequenzgemisch mit einer Vielzahl einzelner Spektralanteile darstellt! All diese Verzerrungen werden zudem umso größer, je stärker die Membranauslenkungen sind und je größer der Übertragungsbereich ist, den das Chassis abdecken muss. Sie addieren sich zu den ohnehin vorhandenen mechanisch bedingten nichtlinearen Verzerrungen und dem Klirr des jeweiligen Chassis.

1.2 Mehrwegelautsprecher

Für die Konstruktion eines hochwertigen Lautsprechersystems, insbesondere eines Abhörmonitors für Studienzwecke ist es also auch auf Grund der Verzerrungen von Breitbandlautsprechern unerlässlich, den Übertragungsbereich auf mindestens zwei Chassis aufzuteilen. Hochwertige Studiomonitore werden daher heute nahezu ausschließlich als Mehrwegesystem konzipiert. Bei der Anordnung der einzelnen Lautsprecherchassis gibt es wie eingangs erwähnt zwei Prinzipien: die koaxiale Anordnung und die getrennte Montage der Chassis auf der Schallwand. Letzteres Prinzip stellt dabei die „klassische“ Bauweise von Mehrwegelautsprechern dar, welche auch heute noch klar vorherrschend ist, was natürlich auch daran liegt, dass es in vielen Fällen einfacher (und damit auch kostengünstiger) ist, einzelne Chassis zu entwickeln und zu produzieren, als ein aufwändiges Koaxialchassis zu fertigen.

Als günstig hat es sich bei dieser Bauweise dabei erwiesen, alle Chassis auf einer gemeinsamen vertikalen Achse dicht übereinander anzuordnen (In-Line). Neben einer besseren Symmetrie des horizontalen Abstrahldiagramms werden durch diese Anordnung bei Boxen mit drei oder mehr Wegen Verzerrungen durch Interferenzen vermieden, wie sie auftreten können, wenn sich Hoch- und Mitteltonchassis nebeneinander auf der Schallwand befinden. Diese Interferenzen treten in dem Frequenzbereich auf, der anteilig (entsprechend der Flankensteilheit der Frequenzweiche) von beiden Chassis abgestrahlt wird. Neben Klangverfärbungen verursachen sie auch eine Verminderung des horizontalen Abstrahlwinkels im entsprechenden Frequenzbereich.²

¹ vgl. Stark 2003, 51-54

² vgl. auch Stark 2003, 30

Problematisch erweist sich ein zu großer Abstand der Chassis, da dann diese dann bei geringen Hörabständen als einzelne Schallquellen wahrgenommen werden. Insbesondere bei der Konstruktion großer Standboxen mit drei oder mehr Wegen sollte dies bedacht werden. Wenn nämlich die Chassis über die gesamte Höhe der Gehäusefront verteilt sind, kann der Abstand zwischen Hoch- und Tieftonlautsprecher durchaus einmal 80 cm oder gar noch mehr betragen. Trotz der an sich schlechteren Ortbarkeit des Tieftonbereiches ergibt sich dann ein inhomogenes Klangbild¹. Günstig hat sich daher bei 2-Wege-Boxen die D'Appolito-Anordnung erweisen. Bei dieser werden zwei Tiefmitteltöner verwendet, von denen je einer in dichtem Abstand ober- und unterhalb des Hochtonchassis angeordnet wird. Neben anderen positiven Effekten (etwa in der vertikalen Schallbündelung) zeichnet sich dieses Prinzip auch dadurch aus, dass sich die von den beiden Tiefmitteltönern gebildete Phantomschallquelle genau am Ort des Hochtonlautsprechers befindet.

Ein Problem bei konventionellen Mehrwegeboxen stellen auch die Laufzeitunterschiede zwischen den einzelnen Chassis dar. Wie in Abb. 1a erkennbar ist, legt bei der Montage von Hoch- und Tieftonlautsprecher auf einer gemeinsamen Schallwand der Schall beider Chassis unterschiedliche Wegstrecken zurück, um zum Hörer zu gelangen. Auch spielt bei der Entstehung der Laufzeitunterschiede die größere Trägheit des Basslautsprechers durch seine im Vergleich zu den anderen Chassis höhere bewegte Masse eine Rolle. Als Resultat entstehen im Bereich der Übergangsfrequenz durch die unterschiedliche Phasenlage des Schalls von Hoch- und Tieftöner Interferenzen und Auslöschungen. Diesen Auswirkungen kann durch leichtes Anwinkeln der Box am Hörplatz begegnet werden. Eleganter wird der Effekt natürlich verringert, wenn der Hersteller die Problematik bereits bei der Konstruktion der Box berücksichtigt hat. Beispielsweise können die Laufzeiten des Schalls der einzelnen Chassis angeglichen werden, indem man sie versetzt anordnet. Man geht dabei häufig so vor, dass man die Einzelchassis so montiert, dass sich ihre Schwingspulen senkrecht übereinander befinden (Abb. 1b). Bei Aktivboxen besteht die Möglichkeit, die Laufzeitunterschiede durch elektronische Verzögerungsglieder zu korrigieren (siehe dazu auch Kapitel 2.3). In allen Fällen lassen sich die Laufzeitunterschiede jedoch nur für eine bestimmte Abhörposition kompensieren (in der Regel muss sich der Lautsprecher auf Ohrhöhe befinden).

Als Hochtonlautsprecher kommen bei Studiomonitoren wie schon angesprochen nahezu ausschließlich Kalotten-, sowie Hornlautsprecher zum Einsatz.

¹ Ein populäres Beispiel, um diesen Effekt zu demonstrieren, ist, eine Klavieraufnahme, bei der das Mikrofon für den linken Kanal in erster Linie die tiefen Saiten aufnimmt, das rechte Mikrofon die hohen, auf einer solchen Box wiederzugeben. Dabei fällt der Höhenunterschied zwischen Hoch- und Tieftonchassis besonders ins Gewicht und führt zu dem Eindruck, dem Flügel fehle der linke Standfuß.

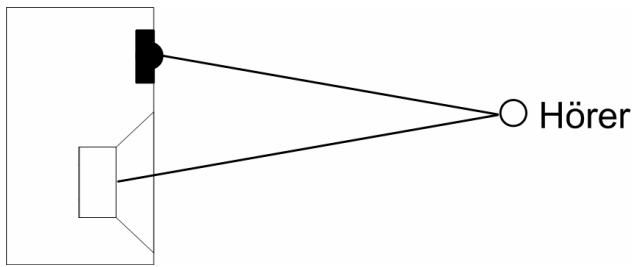


Abb. 1a Wegstreckenunterschied bei konventioneller Bauweise

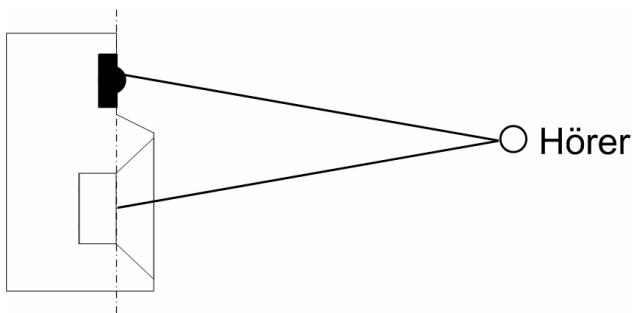


Abb. 1b laufzeitkorrigierte Lautsprecherbox¹

1.2.1 Kalottenlautsprecher

Diese Lautsprecherart wird auf Grund ihrer guten Wiedergabeeigenschaften und ihres gutmütigen Abstrahlverhaltens sehr häufig als Hochtönsystem, sowohl in Studioboxen, als auch im Heimbereich eingesetzt. Im gehobenen Qualitätsbereich haben sie seit Jahrzehnten die vorher verwendeten Konushochtöner abgelöst. In ihrem Aufbau stellen sie eine der einfachsten Formen elektrodynamischer Lautsprecher dar. Die Membran ist als Kugelabschnittsfläche ausgebildet und in der Regel nach außen gewölbt, wodurch eine hohe Steifigkeit erreicht wird, die zur Vermeidung von Partialschwingungen² beiträgt. Der Membrandurchmesser entspricht dem der Schwingspule, wobei die Randaufhängung gleichzeitig auch zur Zentrierung genutzt wird. Da die Membran klein gegenüber der Wellenlänge ist, können Kalottenlautsprecher näherungsweise als Punktschallquelle aufgefasst werden. Ihr Abstrahlwinkel ist dadurch wesentlich größer als der von Konusmembranen. Da sie nur über eine geringe bewegte Masse verfügen, ist auch ihr Wirkungsgrad verhältnismäßig hoch. Als Membranmaterial werden vorrangig beschichtete Gewebe, Kunststoff-Folien und Metall verwendet.³

¹ Diese schematische Darstellung berücksichtigt nicht den Einfluss der Gehäusekanten auf die Schallabstrahlung. Bei einer realen Lautsprecherbox sollte die Gehäuseform derart gestaltet werden, dass sich keine harte Stufe zwischen den Chassis befindet.

² gegenphasige Teilbewegungen der Membran durch ungleiche Materialverformung bei unterschiedlichen Membranradien

³ vgl. Stark 2003, 75-77

Prinzipbedingt sind Kalottenlautsprecher nur für den Mittel- und Hochtonbereich einsetzbar. Da sie durch die Art der Aufhängung nicht in der Lage sind, sehr große Membranhübe auszuführen, sind sie (zumindest einzeln eingesetzt) auch zur Abstrahlung höchster Schallpegel, etwa in P.A.-Systemen, nicht geeignet.

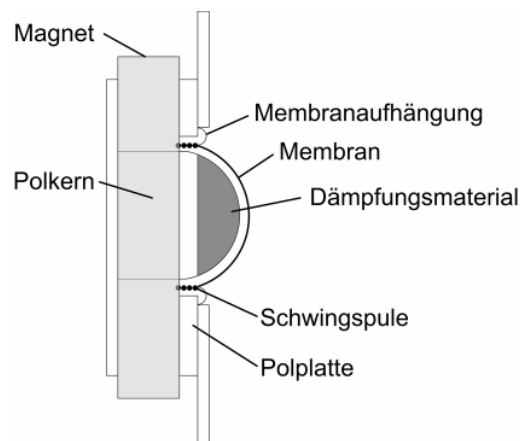


Abb. 2 Schematischer Aufbau eines Kalottenlautsprechers

1.2.2 Hornlautsprecher

Hörner stellen die älteste Form der Schallverstärkung dar. Die trichterförmige Schallführung sorgt auf Grund der Vergrößerung der effektiv abstrahlenden Fläche für eine stark gerichtete Schallabstrahlung und eine Anpassung der akustischen Impedanz der Schallquelle an das umgebende Medium. Damit einher geht folglich eine beträchtliche Steigerung des Wirkungsgrades. Beim Hornlautsprecher wird als Treiber zumeist ein Kalottenlautsprecher mit einer sehr steifen Membran verwendet, der an den Hornhals angeflanscht wird. Der mit solchen Lautsprecherkonstruktionen erzielbare Schallpegel ist beträchtlich, weshalb sie bevorzugt im P.A.-Bereich verwendet werden. Da die Größe der Hornöffnung jedoch in direktem Zusammenhang zu unteren Grenzfrequenz des Horns steht, sind Hornlautsprecher in Studio-Monitorlautsprechern praktisch ausschließlich zur Wiedergabe der mittleren und hohen Frequenzen einsetzbar¹.

Bei der Funktionsbeschreibung von Hornlautsprechern ist zu beachten, dass es zwei verschiedene Bauweisen gibt, die sich in der Art der Ankopplung des Treibers an das eigentliche Horn unterscheiden: Zum einen kann an einem konventionellen Kalottenlautsprecher ein Hornvorsatz zur Schallführung (Waveguide) angebracht werden, um die Vorteile der stärkeren Schallbündelung und des höheren Kennschalldrucks auf Achse zu erreichen.

¹ Ausnahmen bilden hierbei Spezialkonstruktionen wie Eckhörner oder Basshörner in festen Installationen.

Die andere Bauweise ist die des Druckkammerhorns. Bei diesem gelangt der vom Treiber erzeugte Schall nicht ungehindert in den Trichter, sondern wird zunächst in eine Druckkammer abgestrahlt. Durch die Kompression der Luft in der Kammer wird der Hub der Treibermembran gedämpft, wodurch eine Verringerung der nichtlinearen und Intermodulationsverzerrungen bewirkt wird. Gleichzeitig wird durch diesen Effekt der Schalldruck in der Nähe der oberen Grenzfrequenz des Systems deutlich angehoben. Insgesamt erreicht man durch die Druckkammer also, dass der Treiber höhere Schalldrücke verzerrungsfrei erzeugen kann, als dies ohne sie möglich wäre.

Begrenzt wird die Druckkammer von einem Phasenkorrekturlement. Um Interferenzen innerhalb des Horns zu verringern, ist dessen Form so gewählt, dass die Wegstrecke des Schalls zur Trichterwand von jedem Ort auf der Membran annähernd gleich lang ausfällt. Eine sorgfältige Abstimmung von Treiber und Druckkammer ist jedoch nicht nur zum Erreichen eines hohen Schalldrucks bei möglichst linearem Frequenzgang unabdingbar. Das Zusammenspiel von Druckkammer und Membran bestimmt auch die obere Grenzfrequenz des Systems. Auf Grund der mit steigender Frequenz immer stärker werdenden Eigenresonanzen der Membran einerseits und Limitationen bei der geometrischen Gestaltung der Druckkammer andererseits liegt die obere Grenzfrequenz von Druckkammer-Hochtonhörnern in der Regel bereits bei etwa 15 kHz, was jedoch zumindest im P.A.-Bereich ausreichend ist.¹



**Abb. 3 Studio-Monitorlautsprecher mit
Hornvorsatz vor Hochtonkalotte (K+H O110)²**



**Abb. 4 Vollbereichs-P.A.-Lautsprecher mit
Mittel- und Druckkammer-Hochtonhorn
(EV QRx 153/75)¹**

¹ vgl. Stark 2003, 80ff.

² aus [V]

Generell werden die Übertragungseigenschaften eines Hornlautsprechers in erster Linie durch die Geometrie des Horns bestimmt. Die entscheidenden Parameter sind hierbei die Querschnittsfläche am Hornhals, die Querschnittsfläche an der Mundöffnung, sowie die Kontur der Horns. Bei Hörnern mit rundem Querschnitt wird am häufigsten eine Exponentialform verwendet. Ebenfalls gebräuchlich sind die Kugelwellenhörner, die einen günstigeren Übergang vom Hornmund zur Luft gewährleisten.

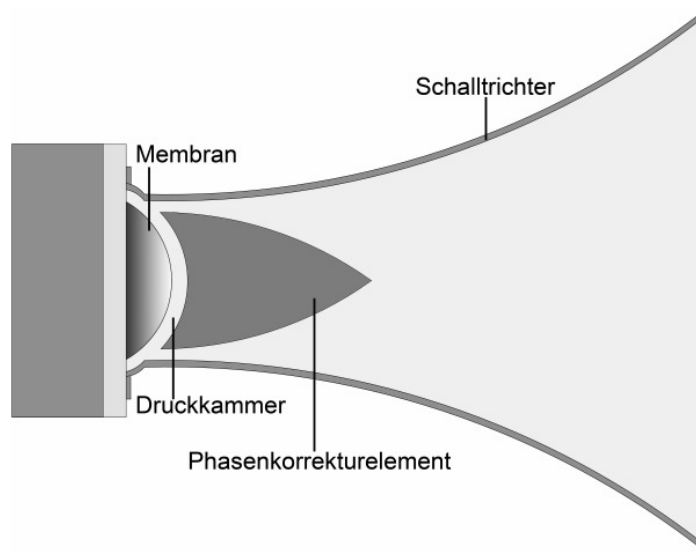


Abb. 5 Schematischer Aufbau eines Druckkammerhorns

Häufig werden jedoch auch Hörner mit rechteckigen Trichterformen eingesetzt. Diese lassen sich direkt von den runden Formen ableiten. Ihre mathematische Beschreibung ist so durch die Ermittlung des effektiven akustischen Umfangs aus der Breite und Höhe der Mundöffnung möglich.

Die Form von Exponentialhörnern wird durch folgende Gleichung beschrieben:

$$A_M = A_H \cdot e^{kl}$$

Hierbei steht A_M für die Querschnittsfläche am Hornmund, A_H für die Querschnittsfläche am Hornhals, l für die Länge des Horns und k bezeichnet die Trichterkonstante. Die Trichterkonstante ergibt sich wiederum aus der Schallgeschwindigkeit, sowie der unteren Grenzfrequenz des Horns:

$$k = \frac{f_g \cdot 4\pi}{c}$$

Neben diesen mathematisch noch recht einfach zu erfassenden Bauformen, existiert aber auch eine Vielzahl von Konturen, die auf wesentlich komplexeren Zusammenhängen basieren. Insbesondere bei rechteckigen Querschnitten lassen sich zudem verschiedene Konturen in einem Horn kombinieren. So ist es

¹ aus [VI]

beispielsweise möglich, Hörner mit einem breiten horizontalen, aber sehr schmalen vertikalen Abstrahlwinkel konstruieren, welche die Grundlage der Line-Arrays in der Beschallungstechnik bilden. Ein weites Feld bilden auch die so genannten Backloaded-Hörner, bei denen sich der Hornhals an der Rückseite eines dynamischen Konuslautsprechers befindet. Der Horntrichter ist dabei in der Regel gefaltet, sodass sich im Tieftonbereich die Vorteile des Horns nutzen lassen, während sich die Gehäuseabmessungen trotzdem noch in Grenzen halten.

Aus den zuvor genannten Zusammenhängen geht auch hervor, dass die untere Grenzfrequenz eines Hornlautsprechers von der Größe der Mundöffnung abhängt. Sie liegt bei derjenigen Frequenz, deren Wellenlänge dem effektiven Umfang der Mundöffnung entspricht.

$$f_s = \frac{c}{U_{eff}} .$$

Folglich beginnt der Übertragungsbereich eines Horns mit einer runden Mundöffnung von 10 cm Durchmesser (entsprechend einem Umfang von rund 31 cm) bei ca. 1,1 kHz. In der Praxis wird man die Übergangsfrequenz jedoch höher (bei etwa 2 kHz) ansetzen, da nahe der unteren Grenzfrequenz die Welligkeit des Frequenzgangs stark zunimmt. Dieses Problem lässt sich jedoch teilweise durch die Kombination mehrerer solcher Hörner mit an sich jeweils zu kleinen Mundöffnungen beseitigen. Angewendet wird dieses Prinzip beispielsweise bei Basshorn-Arrays im P.A.-Bereich.

Anhand der Funktionsbeschreibung lassen sich bereits einige der Vorteile, die Hornlautsprecher bieten, erkennen. In erster Linie betrifft dies die starke Schallbündelung, die dafür sorgt, dass die Schallenergie auf die gewünschte Hörposition gerichtet abgestrahlt wird, wodurch der am Hörort erzielbare Schallpegel bei gleicher Verstärkerleistung wesentlich höher liegt, als beispielsweise mit einem wenig bündelnden Kalottenlautsprecher. Diese Bündelung sorgt auch dafür, dass der Einfluss von Raumreflexionen minimiert wird. Die größte Stärke von Hörnern ist ihre Pegelfestigkeit, wodurch sie in der Lage sind, auch große Dynamiksprünge ohne einen gravierenden Anstieg der Verzerrungen wiederzugeben.

Diesen positiven Eigenschaften müssen jedoch mit einer Reihe unerwünschter Effekte erkaufte werden. Am augenfälligsten ist dabei natürlich die große räumliche Ausdehnung von Hornlautsprechern. Im Mittel- und Hochtonbereich mag dies noch akzeptabel sein, im Tieftonbereich nehmen die Hörner jedoch exorbitante Ausdehnungen ein. Zwar gibt es spezielle Eckhörner, die die umgebenden Wände als Schallführung verwenden, doch erhöht sich dadurch wiederum den Einfluss des Abhörtraumes stark. Auch neigen Hörner im Allgemeinen prinzipbedingt zu gewissen Klangverfärbungen und einer mehr oder weniger starken Welligkeit des Frequenzgangs. Dazu tragen unter anderem Resonanzen und Reflexionen im Horntrichter bei¹. Leider fällt auch die starke Schallbündelung, auf die ja viele der Vorteile des Horns zurückzuführen sind, nicht gleichmäßig aus. Mit steigender Frequenz nimmt der Bündelungsgrad stark zu, wodurch die nutzbare Hörzone immer kleiner wird.

¹ vgl. Stark 2003, 86

Je größer die zu beschallende Fläche ist, desto geringer ist also die nutzbare Bandbreite des Horns. Abhilfe schaffen können hierbei in gewissen Grenzen die so genannten Akustiklinsen, die für eine gleichmäßigere Schallverteilung sorgen. Insbesondere Druckkammerlautsprecher stellen hohe Anforderungen an die Festigkeit der Treibermembran. Der hohe Wirkungsgrad der Hörner führt zudem mitunter zu Schwierigkeiten bei der Kombination von Mittel- und Hochtonhörnern mit konventionellen Basslautsprechern.

1.2.3 Koaxiallautsprecher

Bei der Konstruktion von Koaxiallautsprechern orientiert man sich an der Idealvorstellung einer Punktschallquelle. Diese wäre ein Schallwandler, bei dem sämtliche Frequenzbereiche mit konstantem Schallpegel von einem einzigen Punkt aus abgestrahlt werden. Da dieses Ideal zumindest mit den heute bekannten Wandlerprinzipien nicht erreicht werden kann, ist man bestrebt, sich wenigstens einem Teil der Eigenschaften anzunähern. Zu beachten ist, dass die hier beschriebene Punktschallquelle von einem Punkt in einer Ebene ausgeht! Es handelt sich also nicht um das häufig zitierte Modell der „atmenden Kugel“. Eine solche wiese eine Reihe von Eigenschaften auf, die bei der Wiedergabe in Räumen äußerst hinderlich wären: Da die Schallquelle auf einen (theoretisch unendlich kleinen) Punkt reduziert wäre, würde sich das Schallereignis als Kugelwelle in alle Richtungen ausbreiten¹. Diese vollkommen ungerichtete Abstrahlung entspräche zwar annähernd der natürlichen Abstrahlcharakteristik der meisten Schallereignisse, beim Abhören in einem Raum ergäben sich jedoch über den gesamten Übertragungsbereich große Probleme durch Reflexionen an den Wänden und anderen Flächen². Aus diesem Grund ist sie in der Praxis weder nötig, noch wünschenswert. Vielmehr strebt man eine kontrollierte Richtwirkung, möglichst über den gesamten Übertragungsbereich an. Daraus ergibt sich, dass das Hauptaugenmerk darauf gelegt werden kann, alle Frequenzen näherungsweise vom selben Ort aus abzustrahlen. Dazu haben sich mehrere Varianten herausgebildet.

Als erster Ansatz kann dabei die Verwendung eines einzelnen Breitbandlautsprechers angesehen werden. Wie bereits geschildert, scheidet dieses Prinzip jedoch für den anspruchsvollen Studiobereich aus³. Es muss also nach

¹ Es entstände eine genaue Umkehrung der Verhältnisse an einem Mikrofon mit Kugelcharakteristik, dessen Membran klein gegenüber der Wellenlänge des aufzunehmenden Schalls ist. Gängige Kleinmembranmikrofone weisen einen Membrandurchmesser von etwa 15 mm auf. Die Wellenlänge des Schalls mit einer Frequenz von 20 kHz beträgt jedoch rund 17,2 mm. Es kann also, zumindest bei Kleinmembranmikrofonen, von einer näherungsweise punktförmigen Schallaufnahme gesprochen werden.

² Eine interessante Überlegung wäre die Wiedergabe einer Aufnahme, die keinerlei Raumreflexionen enthält. Dann entstände in der Tat der Eindruck, dass das Schallereignis im Abhörraum stattfände. Umgekehrt ließen sich aber keinerlei Informationen über den Aufnahmeraum (beispielsweise einen Konzertsaal) übermitteln. Eine korrekte Reproduktion des ursprünglichen Klangeindrucks wäre also nicht möglich.

³ Eine Abwandlung dieser Bauart stellt die so genannte „Fullrange-and-Subwoofer-Technologie“ (kurz FAST) dar. Dabei wird ein relativ kleiner Breitbänder im Bassbereich durch einen Subwoofer unterstützt, wodurch viele der positiven Eigenschaften des Breitbandlautsprechers beibehalten werden. Diese Bauweise hat in den letzten Jahren vor allem in der ambitionierten Selbstbauszene viele Anhänger gefunden. Im Studiobereich spielt sie jedoch keine Rolle.

Wegen gesucht werden, wie mehrere Chassis für unterschiedliche Frequenzbereiche auf einer gemeinsamen Abstrahlachse angeordnet werden können. Der erste Ansatz dazu stammt aus dem Jahr 1928, als der in den USA lebende Schweizer Herman J. Fanger eine Patentschrift einreichte, in der zum ersten Mal das Grundprinzip des Koaxiallautsprechers beschrieben wurde. Fanger schlug dabei vor, eine kleine Membran zur Abstrahlung der hohen Frequenzen in der Mitte eines Konuslautsprechers anzuordnen. Die Membran des Konuslautsprechers ist dabei so gedämpft, dass sie nur tiefe Frequenzen wiedergibt, während sie bei hohen Frequenzen einen Hornvorsatz für die Hochtonmembran darstellt.¹

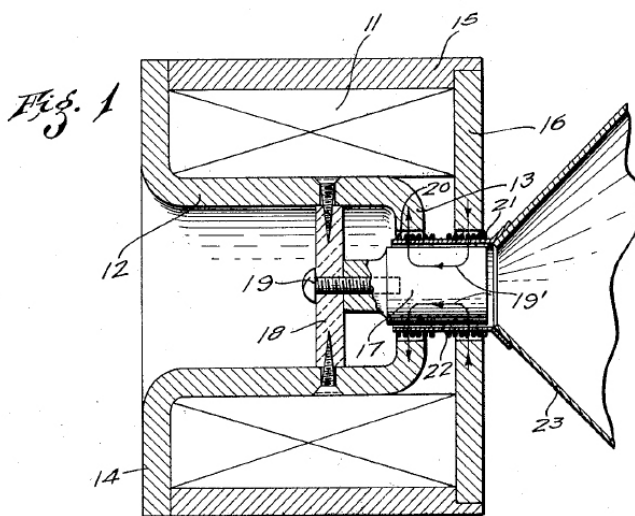


Abb. 6 Koaxiallautsprecher von Fanger (1928)²

Ein anderes Prinzip verfolgte der amerikanische Hersteller Altec-Lansing, der 1941 mit dem Modell 601 seine berühmte Duplex-Serie vorstellte. Hierbei wurde ein Tieftonlautsprecher mit Konusmembran mit einer Polkernbohrung versehen, welche sich in Abstrahlrichtung exponentiell erweitert. In diese strahlt ein hinter dem Magneten des Tieftonchassis montierter Druckkammertreiber. Zur Abstrahlung der hohen Frequenzen ist die Polkernbohrung mit einem Mehrkammerhorn in der Mitte des Tieftonkonus verbunden. Durch die Verwendung eines Hochtonhorns lassen sich mit den Duplex-Chassis eine starke Richtwirkung und ein sehr hoher Schalldruckpegel erreichen. Andererseits stellen sich auch die horntypischen Nachteile ein, wie auch aus Abb. 8 hervorgeht. Diese zeigt den Frequenzgang des Typs 604-8K. Deutlich erkennt man die starke Welligkeit im Arbeitsbereich des Horns. Mit seinen Übertragungseigenschaften würde der Lautsprecher aus heutiger Sicht wohl in erster Linie dem P.A.-Bereich zugeordnet werden. Zur damaligen Zeit wurde er jedoch zum Standard in amerikanischen Rundfunk- und Aufnahmestudios.³

¹ vgl. Fanger 1928/1933

² aus Fanger 1928/1933, 1

³ vgl. auch White 2003

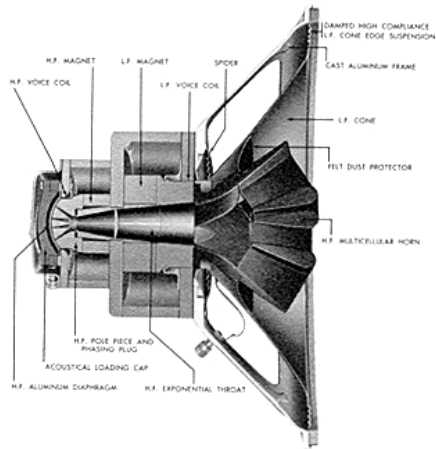


Abb. 7 Altec-Lansing 604E (1943)¹

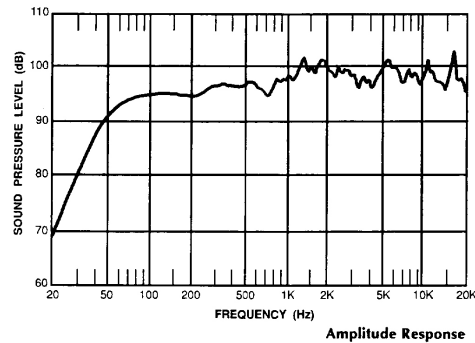


Abb. 8 Frequenzgang des Altec-Lansing 604-8K²

Auf einem ähnlichen Prinzip basiert das Tannoy Dual-Concentric-System, das 1947 eingeführt wurde. Der Unterschied zu den Altec-Lansing Duplex-Chassis besteht darin, dass die ebenfalls als Exponentialhorn fungierende Polkernbohrung direkt in die Membran des Tieftonchassis übergeht, welches die weitere Schallführung übernimmt. Beiden Ausführungen ist gemein, dass sich die Schallführung des Hochtöners, nämlich die Tieftonmembran, im praktischen Betrieb immer in Bewegung befindet, wodurch wiederum die Problematik des Dopplereffektes zum Tragen kommt.

¹ aus Altec-Lansing 1952, 1

² aus Altec-Lansing 1992, 4

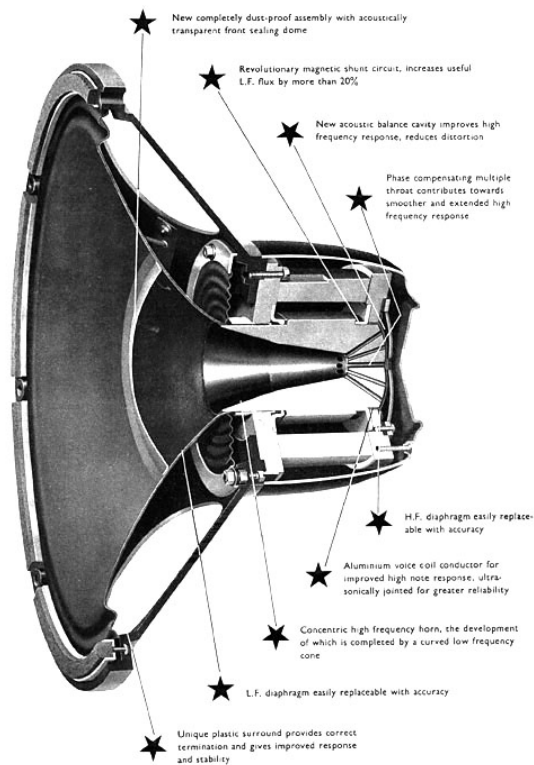


Abb. 9 Tannoy Dual Concentric-Chassis¹

Zur selben Zeit, in der in den USA das Duplex-Chassis entwickelt wurde, arbeitete in Deutschland auch der Ingenieur Hans Eckmiller an der Konstruktion eines Koaxiallautsprecher, der 1942 vorgestellt wurde und ab 1943 vor allem bei der Reichsrundfunkgesellschaft zum Einsatz kam. Im Unterschied zu den beiden zuletzt genannten Modellen, sitzt bei dem von der Firma Konski & Krüger in Berlin hergestellten Eckmiller-Chassis die Kalottenmembran des Hochtöners direkt im Zentrum der Tieftonmembran. In sehr geringem Abstand vor der Hochtönmembran angebracht ist ein Hohlzylinder, dessen innerer Querschnitt sich in Abstrahlrichtung trichterförmig erweitert. Dieses, als „Verdränger“ bezeichnete Bauteil stellt durch seine Form und Position einerseits einen Horntrichter, zum eine Druckkammer für die Hochtönmembran dar. Der Abstand des Verdrängers ist dabei verstellbar, sodass sich die Druckverhältnisse in der Druckkammer ändern und so die Empfindlichkeit des Hochtönsystems angepasst werden kann. Ein weiteres interessantes konstruktives Detail dieses Chassis ist, dass der Korb mit einer Vielzahl kleiner Löcher und einer Fettschicht versehen ist, was für eine definierte Dämpfung der Tieftonmembran sorgt.²

¹ aus Tannoy 1955, 3

² vgl. Konski & Krüger 1943, 2-4

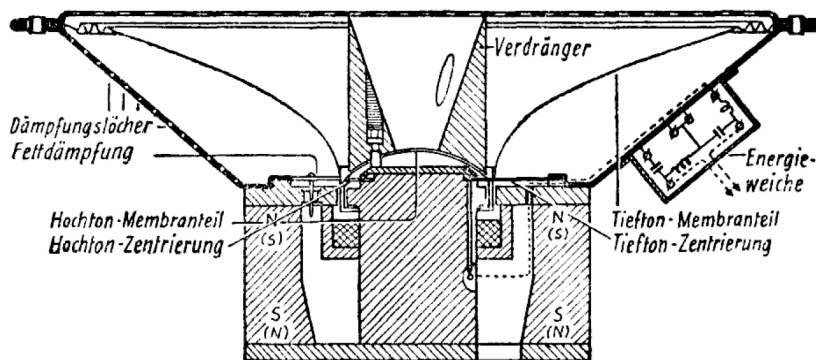


Abb. 10 Schematischer Aufbau des Eckmiller-Lautsprechers¹

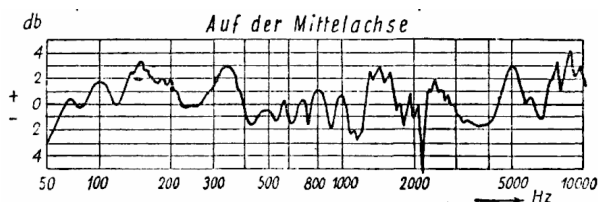


Abb. 11 Frequenzgang des Eckmiller-Lautsprechers²

Eine moderne Abwandlung des Prinzips findet sich beim Coherent-Source- oder Koinzidenzwandler der Firma Thiel. Hierbei wurde eine Hochtonkalotte direkt ins Zentrum des Tieftonchassis gesetzt. Die Membran dieser Kalotte ist genau an der Stelle angeordnet, an der sich bei einem reinen Konuslautsprecher die Staubschutzkappe befindet. Die Schwingspulen der beiden Chassis sind also um einen gemeinsamen Mittelpunkt angeordnet, weshalb diese neuartige Konstruktion in der Tat dem Ideal der Punktschallquelle sehr nahe kommt. Da anstelle eines Horns eine Kalotte als Hochtonsystem verwendet wird, wurden die Nachteile des Hornsystems, die die beiden zuvor beschriebenen Chassisbauweisen aufweisen umgangen. Eine Problematik, die auch bei diesem Chassistyp auftritt, ist der Einfluss der Form und Bewegung der Tieftonmembran auf die Schallabstrahlung des Hochtöners. Das obere Diagramm in Abb. 12 zeigt den Frequenzgang des Hochtonsystems des Thiel SCS3 bei der Anordnung innerhalb eines normalen Tieftonchassis. Deutlich lässt sich oberhalb von 4 kHz der Einfluss der Tieftonmembran ausmachen. Um diese Verfärbungen zu minimieren, wurde die Membranform des Tieftonsystems verändert, sodass sie nur noch als sehr kurzer Hornvorsatz mit großem Öffnungswinkel wirkt und einen Großteil der Verfärbungen vermeidet. Dies ist auch im unteren Diagramm von Abb. 12 klar erkennbar. Allerdings treten nun neue Probleme auf, da die geänderte Membranform starke Eigenresonanzen des Tieftonsystems hervorbringt. Diesen lässt sich wiederum nur mit recht aufwändigen Dämpfungsmaßnahmen beikommen, etwa durch spezielle Aufhängungen und Beschichtungen der Membranrückseite.³

¹ aus Konski & Krüger 1943, 19

² aus Rint 1950, 64

³ vgl. Thiel 1999a, 1999b



Abb. 12 Thiel Koinzidenzwandler SCS3¹

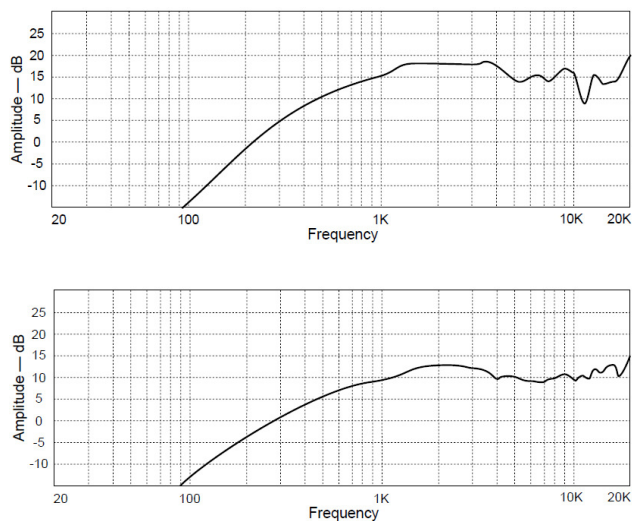


Abb. 13 Frequenzgang des SCS3-Hochtonchassis²

Ein völlig anderer Weg wurde ungefähr ab den frühen 50er-Jahren mit der Kombination zweier dynamischer Konuslautsprecher eingeschlagen. Hierbei wurde das Hochtonchassis innerhalb des Konus der Tieftonmembran platziert, wobei es sich aber um zwei völlig eigenständige Chassis mit jeweils eigenem Antrieb und eigenem Korb handelt. Die Montage des Hochtöners erfolgt entweder mittels eines Haltebügels am Korb des Tieftöners oder über einen Steg direkt am Magneten des Tieftonchassis. Bei der Verwendung eines Schutzgitters kann das Hochtonchassis natürlich auch an diesem befestigt werden.

¹ aus THIEL 1999b, 1

² aus THIEL 1999a, 2

Abb. 14 zeigt einen der frühesten und bekanntesten Vertreter dieser Bauweise, den legendären Isophon Orchester, der ab 1949 gefertigt wurde. In Abb. 15 ist eine Kombination von einem Konushochtöner mit einem ovalen Tiefmitteltontonsystem dargestellt, ebenfalls von Isophon.



Abb. 14 Isophon Orchester (1949)¹

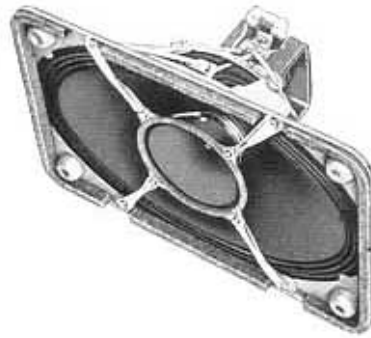


Abb. 15 Isophon PH 2132 (1959)²

Die zunehmende Ablösung der Konushochtöner durch Kalottensysteme ging ab den 70er-Jahren natürlich auch bei den Koaxialsystemen vonstatten. Neben den besseren klanglichen Eigenschaften der Kalotten gegenüber Konustypen wirkte sich bei Koaxiallautsprechern insbesondere die wesentlich kleinere Bauform positiv auf das Abstrahlverhalten aus. Zwar sind die Abmessungen des Hochtönerchassis in der Regel klein gegenüber den Wellenlängen des vom Tieftonsystem abgestrahlten Schalls, wodurch es nicht zu Auslöschungen kommt, jedoch besteht die Gefahr von Strömungsgeräuschen an den Gehäusekanten. Deshalb ist bei der Konstruktion eines Koaxialsystems nach diesem Prinzip der Gestaltung der Gehäuserückseite des Hochtöners besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Bei dem schon erwähnten Isophon Orchester waren beispielsweise Korb und Magnet des Konushochtöners so geformt, dass sie als Diffuser für das Basschassis wirken. Bei modernen Konstruktionen mit kleinen Hochtönerkalotten genügt es in der Regel, deren Rückseite mit zweckmäßig geformten Dämpfungsmaterialien (z.B. Schaumstoffe) zu versehen. Einen modernen Vertreter dieser Bauweise zeigt Abb. 16 mit der RL933K der Musikelectronic Geithain.

Das größte Problem bei dieser Anordnung sind die Laufzeitunterschiede zwischen den Schallsignalen der Systeme. Da sich das Hochtönerchassis ja vor dem Tieftonsystem befindet, erreicht dessen Schall den Hörer etwas eher als der Schall vom Tieftöner. Dies führt nicht nur zu einem inhomogenen Klangbild, sondern besonders im Bereich der Übergangsfrequenz auch zu Interferenzen. Es ist daher unbedingt notwendig, eine Laufzeitkorrektur vorzunehmen, wenn das Chassis den heutigen Studioansprüchen genügen soll. In der Vergangenheit gestaltete sich dies äußerst aufwändig, da die Verzögerung entweder über eine Verzögerungsleitung oder mit einem passiven Allpass (der mindestens zwei

¹ aus Isophon 1963, 14

² aus Isophon 1959, 13

Induktivitäten erfordert) hätte realisiert werden müssen. Die moderne Schaltungstechnik erlaubt jedoch, dazu einen aktiven Allpass zu verwenden, welcher dank der heutigen aktiven Filtertechnologie mit integrierten Verstärkerbausteinen nur noch geringen finanziellen Aufwand erfordert. Es bleibt also festzuhalten, dass die Variante mit einer Hochtonkalotte vor dem Tieftonchassis nach heutigem Fertigungsstand zumindest bei Aktivlautsprechern eine der zweckmäßigsten Ausführung des Koaxialprinzips sein dürfte, da sie von Haus aus eine Reihe akustischer und mechanischer Vorzüge mit sich bringt, während ihre Nachteile leicht und kostengünstig auf elektronischem Wege korrigiert werden können. Da es sich ja im Prinzip um getrennte Chassis handelt, lassen sich diese auf die bestmöglichen Übertragungseigenschaften in ihrem jeweiligen Frequenzbereich hin optimieren, ohne dass Kompromisse wie bei bestimmten anderen Koaxialprinzipien eingegangen werden müssen.



Abb. 16 Studio-Monitorlautsprecher in koaxialer Bauweise (ME-Geithain RL933K)¹

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass bei gelungener Konstruktion mit Koaxiallautsprechern ein homogeneres Klangbild mit wesentlich präziserer Ortungsschärfe erreicht werden kann, als dies mit einem vergleichbaren Mehrwegelautsprecher konventioneller Bauweise möglich wäre. Dem gegenüber stehen die weitaus höheren Anforderungen bei der Entwicklung und Fertigung eines Koaxialchassis.

¹ aus [XVII]

2. Elektronische Filterschaltungen

2.1 Systematik von Filtern¹

Filter stellen eine der wichtigsten Anwendungen in der elektrischen und elektronischen Signalverarbeitung dar. Ihre Aufgabe besteht darin, bestimmte Anteile einer elektrischen Größe zu selektieren und deren Eigenschaften gezielt zu beeinflussen. In der elektroakustischen Schaltungstechnik kommen dabei vor allem Filter zum Einsatz, mit denen bestimmte Spektralanteile des zu verarbeitenden Signals herausgegriffen und in Amplitude und Phase verändert werden können. Die Anwendungsmöglichkeiten in der Audiotechnik sind dabei mannigfaltig. Sie reichen von der einfachen Anhebung oder Absenkung bestimmter Frequenzbereiche, beispielsweise mit einem „Höhen-“ und „Tiefensteller“, über die Unterdrückung schmalbandiger Störsignale, bis hin zur Realisierung von hochkomplexen Entzerrkurven. Weiterhin kommen auch Filteranordnungen zum Einsatz, mit denen Einfluss auf das Impulsverhalten eines Übertragungssystems genommen wird. Ebenso lassen beispielsweise Impedanzanpassungen durchführen.

Charakterisiert werden Filter durch Filterordnung und Güte. Die Filterordnung beschreibt hierbei, in welchem Maß die Signalamplitude ober- bzw. unterhalb der Grenzfrequenz (je nach Filtertyp) im Verhältnis zur Frequenz absinkt. Bei Filtern erster Ordnung beträgt der Abfall dabei 6dB pro Oktave, bei Filtern zweiter Ordnung 12dB usw. Die Filtergüte Q gibt an, wie steil der Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich ausfällt. Je höher die Filtergüte ist, desto schmaler ist der Übergangsbereich. Sie ist definiert als:

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

f_0 ist dabei die Mittenfrequenz des Filters, B die Bandbreite zwischen den Grenzfrequenzen des Übergangsbereiches. Beträgt die Güte genau $\sqrt{0,5}$ (was etwa 0,707 entspricht), so wird ein maximal flacher Amplitudengang im Übergangsbereich erreicht. Überschreitet die Güte diesen Grenzwert, erfolgt eine Amplitudenüberhöhung an der Grenzfrequenz des Filters.

Eine Unterteilung der Filterschaltungen ist nach mehreren Gesichtspunkten möglich: Zunächst kann nach der Art der verwendeten Bauteile in passive und aktive Filtern unterschieden werden:

Passive Filter stellen die ältere Form elektronischer Filter dar und werden ohne aktive Bauelemente aufgebaut. Sie bestehen im Wesentlichen aus einer Zusammenschaltung von Widerständen, Kondensatoren und Spulen. Ihre Funktionsweise gründet sich dabei auf die frequenzabhängigen Eigenschaften des Kondensators und der Spule. Der größte Vorteil dieser Filter ist, dass sie keine externe Spannungsversorgung benötigen. Dem gegenüber steht jedoch eine ganze Reihe gravierender Nachteile. Insbesondere nimmt der Bauteileaufwand bei höheren Filterordnungen immer inakzeptablere Ausmaße an. Damit

¹ vgl. Wangenheim 2008, 1f., 85f., 115f, 277f.

einher geht ein vergleichsweise großer Platzbedarf, womit einer Miniaturisierung und Integrierung der Schaltungen, speziell bei der Verwendung von Induktivitäten, enge Grenzen gesetzt sind. Auch aus signaltechnischer Sicht bereiten passive Filter eine Reihe von Problemen. Durch die fehlende externe Spannungsversorgung kann der Signalpegel am Filterausgang maximal dem Eingangspegel entsprechen. Beim reellen Filter wird das Signal jedoch durch Bauteilverluste auch im Durchlassbereich des Filters in einem gewissen Maß bedämpft, was bei der Filterung von Signalen mit sehr geringem Pegel bereits zu Problemen führen kann. Auch beeinflusst der Betrieb unter einer reellen Last ihre Übertragungsfunktion, was auch bewirkt, dass sich mehrere hintereinander geschaltete Filter stets gegenseitig beeinflussen. Auf Grund dieser Nachteile beschränkt sich der Einsatz passiver Filter heutzutage daher hauptsächlich auf bestimmte Spezialgebiete, etwa der Leistungselektronik und der Hochfrequenztechnik. In großem Umfang werden passive Filtersysteme jedoch noch als Frequenzweiche in Mehrwege-Lautsprecherboxen eingesetzt, vor allem im Heimbereich. In der Beschallungs- und Studioteknik werden hingegen aktive Lösungen bevorzugt.

Aktive Filter enthalten im Gegensatz zu den passiven Varianten aktive Bauelemente, das heißt Komponenten mit signalverstärkender Wirkung. Dies waren zunächst Elektronenröhren, später wurden dazu diskrete Transistorschaltungen verwendet. Seit den 70er-Jahren kommen nahezu ausschließlich monolithisch integrierte Verstärkertypen zum Einsatz, wobei von diesen im überwiegenden Teil der aktiven Filterschaltungen der Operationsverstärker benutzt wird. Die Bedeutung der weiteren Verstärkertypen (Transimpedanzverstärker, Transkonduktanzverstärker und Stromkonverter) erstreckt sich vor allem auf Spezialanwendungen, wie etwa dem Aufbau frei programmierbarer Analogschaltkreise. Ebenfalls ist in bestimmten Anwendungsgebieten eine Kombination dieser Verstärkertypen mit Operationsverstärkern sinnvoll, beispielsweise bei der Kaskadierung mehrerer Filterstufen. Ein weiterer bedeutsamer Vorteil des Operationsverstärkers ergibt sich aus der Tatsache, dass dieser in erster Linie auf die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingängen reagiert. Daraus resultiert nicht nur eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung, sondern auch eine ausgeprägte Unempfindlichkeit der Schaltung gegenüber einstrahlenden Störsignalen, die ja auf beide Eingänge gleich einwirken.

Neben den aktiven Bauteilen werden zum Aufbau der meisten aktiven Filterschaltungen lediglich Widerständen und Kondensatoren benötigt. Auf die Verwendung von Spulen kann in der Regel verzichtet werden.

Die Nutzung aktiver Filterschaltungen bringt eine Reihe von Vorteilen gegenüber passiven Lösungen. Zunächst lassen sich mit aktiven Filtern die „klassischen“, aus der passiven Filtertechnik bekannten Filtertypen (Hochpass, Tiefpass, Bandpass, Bandsperre usw.) realisieren. Von besonderer Bedeutung ist dabei jedoch vor allem der Verzicht auf Induktivitäten. Neben dem teils problematischen elektrischen Verhalten fallen bei gewickelten Spulen insbesondere der große Platzbedarf, das hohe Gewicht und nicht zuletzt auch die hohen Kosten negativ ins Gewicht. All diese Probleme lassen sich in der aktiven Schaltungstechnik umgehen.

Es ist daher möglich, mit vergleichsweise geringem schaltungstechnischem Aufwand Filter mit hoher Güte und entsprechend großer Flankensteilheit aufzubauen. Sollte eine spezielle Anwendung die Einbeziehung einer Induktivität erfordern, so lassen sich in diesem Fall die gewünschten Eigenschaften der Spule mit einer Gyrationsschaltung nachbilden.

Die aktive Filtertechnik erlaubt jedoch nicht nur den Ersatz und die Verbesserung der von den passiven Filtern bekannten Filtertypen. Sie eröffnet auch eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten, die mit passiven Netzwerken nicht zu verwirklichen sind. Dazu gehören alle Schaltungen, in denen die selektierten Signalanteile eine Verstärkung erfahren. Durch die spezielle elektrische Charakteristik des Operationsverstärkers, der einen sehr großen Eingangswiderstand bei einem sehr kleinen Ausgangswiderstand besitzt, ist es möglich, mehrere Filter hintereinander anzuordnen, ohne dass sich die einzelnen Filterstufen gegenseitig beeinflussen. Auf dieser Grundlage basiert die Kaskadentechnik, welche das am häufigsten angewendete Verfahren beim Entwurf aktiver Filterstrukturen darstellt. Auf die beiden weiteren Entwurfsverfahren, der Zweipolnachbildung mit Impedanzkonvertern und der Mehrfachkopplungstechnik, soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden, da ihnen in der vorliegenden Abhandlung keine Bedeutung zukommt.

Das Prinzip der Kaskadentechnik besteht darin, dass mehrere Filterstufen ersten oder zweiten Grades hintereinander geschaltet werden, wodurch ein Filter höherer Ordnung entsteht. Zur Dimensionierung der einzelnen Stufen können dabei verhältnismäßig einfach zu berechnende Schaltungsprinzipien herangezogen werden.

Eine andere Einteilung stellt die Einteilung in lineare und nichtlineare Filter dar. Der Unterschied liegt hierbei im Oberwellenspektrum des Ausgangssignals. Bei linearen Filtern entspricht die frequenzmäßige Verteilung der Signalanteile am Filterausgang der des Eingangssignals. Verändert wurden nur die Amplitude und der Phasenlage der Spektralanteile. In Gegensatz dazu kann ein nicht-lineares Filter dem Signal neue Frequenzkomponenten hinzufügen. Dabei kann es sich beispielsweise um zusätzliche Harmonische handeln. Ebenso können Kreuz- und Intermodulationsprodukte entstehen.

Des Weiteren ist die Unterscheidung in zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Filter anzuführen. Zeitkontinuierliche Filter arbeiten auf rein analoger Basis, das heißt zu jedem Zeitpunkt existiert ein genau definierter Signalwert.

Bei zeitdiskreten Filtern wird dabei das Signal in zeitlicher Hinsicht nicht als kontinuierliche Funktion verarbeitet, sondern durch Abtastung in eine Folge einzelner (diskreter) Werte zerlegt. Die zeitliche Auflösung des so gewonnenen Signals wird dabei durch die Abtastrate bestimmt. Zur weiteren Verarbeitung der so gewonnenen Wertefolge gibt es zwei Ansätze: Zum einen lassen sich die Abtastwerte direkt mit einem Switched-Capacitor-Filter verarbeiten. Diese Schaltungstechnik basiert auf dem Prinzip, die Eigenschaften von Widerständen durch periodisches Auf- bzw. Umladen von Kondensatoren nachzubilden. Da die Abtastwerte als stufenlose physikalische Größe (z.B. Spannungswerte) vorliegen, wird die SC-Technik der abtastanalogen Signalverarbeitung zugerechnet.

Den anderen Ansatz stellen die Digitalfilter dar. Bei diesen folgt auf die Abtastung die Quantisierung, bei der jedem Amplitudenwert des Abtastsignals ein Zahlenwert aus einer vorgegebenen Amplitudenskala mit einer endlichen Zahl von Abstufungen zugeordnet wird. Sämtliche folgenden Signalverarbeitungsprozesse basieren auf der digitalen Schaltungstechnik bzw. können mittels geeigneter Software durchgeführt werden. Auf eine tiefer gehende Beschreibung der zeitdiskreten Filter soll an dieser Stelle verzichtet werden, da diese Filterform für die Abhandlung ebenfalls nicht von Bedeutung ist.

2.2 Hoch- und Tiefpass

2.2.1 passiver Hoch- und Tiefpass

Hoch- und Tiefpass gehören zu den elementaren Grundschaltungen der elektronischen Filtertechnik. Bei einem Tiefpass handelt sich um ein System, bei welchem tiefe Frequenzen ungehindert übertragen werden, während hohe Frequenzen abgeschwächt werden. Beim Hochpass sind die Verhältnisse genau umgekehrt: Hohe Frequenzen können unverändert passieren, bei tiefen erfolgt eine Abschwächung. Zur genauen Charakterisierung eines konkreten Hoch- bzw. Tiefpass-Systems werden zwei Kenngrößen herangezogen: die Grenzfrequenz und die Flankensteilheit. Die Grenzfrequenz ist dabei diejenige Frequenz, bei der der Pegel des Ausgangssignals auf den $1/\sqrt{2}$ -fachen Wert gegenüber dem Eingangssignal abgeschwächt wurde, was einer Dämpfung um 3dB entspricht. Die Flankensteilheit gibt an, wie steil der Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich ausfällt. Die Angabe erfolgt in Dezibel pro Oktave.

Zur Verdeutlichung dieser Eigenschaften soll zunächst die jeweils einfachste Variante des Tief- bzw. Hochpasses betrachtet werden. Abb. 17 zeigt den Aufbau eines passiven RC-Tiefpasses 1. Ordnung. Als frequenzbestimmende Bauteile kommen ein Widerstand und ein Kondensator zum Einsatz.

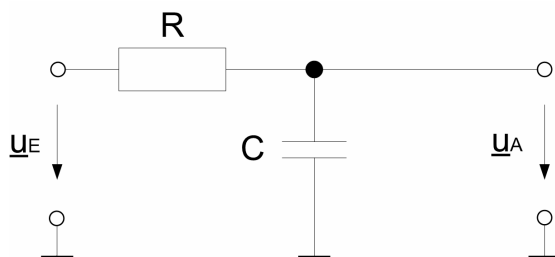


Abb. 17 RC-Tiefpass 1. Ordnung

Der Frequenzgang dieses Systems wird dabei beschrieben durch die Formel:

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Aus dieser Gleichung lässt sich der betragsmäßige Frequenzgang ableiten. Man erhält:

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

Um die 3dB-Grenzfrequenz zu ermitteln, wird $|A| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ gesetzt.

Somit ergibt sich die bekannte Gleichung $f_g = \frac{1}{2\pi RC}$.¹

In Abb. 18 ist die Hochpass-Variante der besprochenen Schaltung dargestellt.

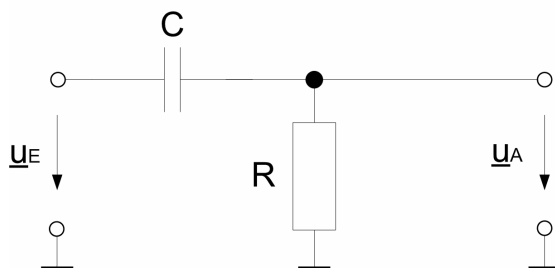


Abb. 18 RC-Hochpass 1. Ordnung

Hierbei gilt für den Frequenzgang die Formel:

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{R}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + 1/j\omega RC}.$$

Der Betrag des Frequenzgangs ist somit

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/\omega^2 R^2 C^2}}.$$

Auch beim passiven Hochpass 1. Ordnung liegt die Grenzfrequenz

bei $f_g = \frac{1}{2\pi RC}$.²

¹ vgl. Tietze, Schenk 1990, 9

² vgl. Tietze, Schenk 1990, 14, 391ff.

2.2.2 aktiver Hoch- und Tiefpass erster Ordnung

2.2.2.1 aktiver Tiefpass erster Ordnung

Wie bereits in Abschnitt 2.1 geschildert, bringt die Technik der aktiven Filterschaltungen eine ganze Reihe von Vorteilen. Insbesondere die Aktivfilter erster Ordnung zeichnen sich zudem auch dadurch aus, dass der Bauteileaufwand bei der Verwendung eines Operationsverstärkers äußerst gering ausfällt.

Je nach Beschaltung des Operationsverstärkers lassen sich zwei Typen des aktiven Tiefpasses 1. Ordnung aufbauen. Abbildung 19 zeigt einen aktiven Tiefpass 1. Ordnung in invertierender Schaltung.

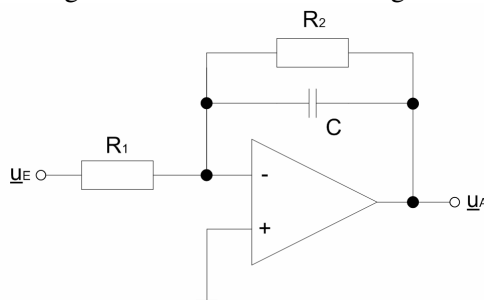


Abb. 19 aktiver Tiefpass 1. Ordnung (invertierend)

Die Systemfunktion dieses Filterglieds lautet:

$$H(s) = \frac{u_A}{u_E} = \frac{R_2 / R_1}{1 + sR_2C}.$$

Der Übersicht halber wird ab hier anstelle des Frequenzgangs $\underline{A}(j\omega)$ die Systemfunktion $H(s)$ verwendet, wobei die s die komplexe Kreisfrequenz bezeichnet ($s = j\omega$).

Die Grenzfrequenz f_g des Filters errechnet sich analog zu den passiven Filtern:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Der Widerstand R_1 dient zur Einstellung der Verstärkung v . Sie wird festgelegt durch folgendes Verhältnis:

$$v = \frac{-R_2}{R_1} \quad .^1$$

Die zweite Art, ein solches Filter zu realisieren, ist die nicht-invertierende Schaltung, wie sie Abb. 20 zeigt. Im Prinzip handelt es sich dabei um RC-Glied entsprechend Abschnitt 3.2.1, dem ein Entkoppelungsverstärker nachgeschaltet wurde.

¹ vgl. Wangenheim 2008, 134f.

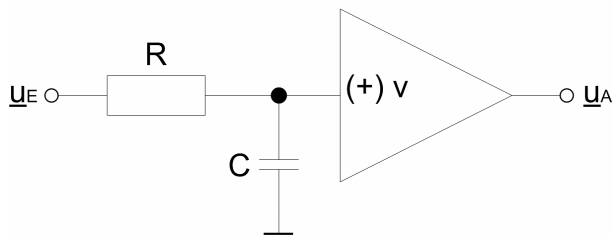


Abb. 20 aktiver Tiefpass 1. Ordnung (nicht-invertierend)

Die Systemfunktion lautet hier:

$$H(s) = \frac{u_A}{u_E} = \frac{v}{1 + sRC}.$$

Die Berechnung der Grenzfrequenz erfolgt entsprechend der passiven Variante:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad .^1$$

2.2.2.2 aktiver Hochpass erster Ordnung

Auch in der aktiven Schaltungstechnik lässt sich die Tiefpass-Hochpass-Transformation anwenden, um eine Tiefpass-Schaltung in einen entsprechenden Hochpass zu überführen. Als Beispiel sei hier der aktive Hochpass erster Ordnung in invertierender Schaltung angeführt.

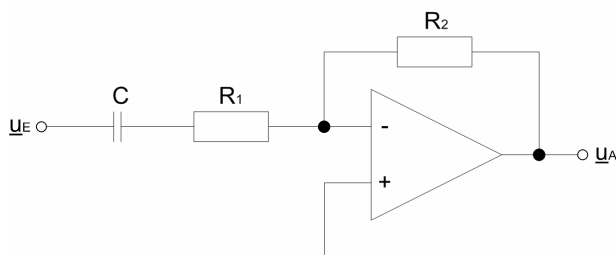


Abb. 21 aktiver Hochpass 1. Ordnung (invertierend)

Die Systemfunktion ergibt sich hierbei zu:

$$H(s) = \frac{u_A}{u_E} = \frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{sR_1C}}.$$

¹ vgl. Tietze, Schenk 1990, 414f.

Die Grenzfrequenz des Filters errechnet sich analog zu den passiven Filtern:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Die Verstärkung entspricht dem Verhältnis

$$v = \frac{R_2}{R_1} \quad .^1$$

2.2.3 aktiver Hoch- und Tiefpass 2. Ordnung nach Sallen-Key-Topologie

Die zweifelsohne häufigste Topologie bei der Konstruktion aktiver Hoch- und Tiefpassfilter stellt das Sallen-Key-Filter dar. Dieses Schaltungsprinzip beruht auf der Grundlage gesteuerter Spannungsquellen und wurde 1955 von den Amerikanern R. P. Sallen und E. L. Key entwickelt. Es handelt sich um eine Filterstufe mit Einfach-Rückkopplung, deren Grundstruktur in Abb. 22 dargestellt ist. Für das aktive Bauelement wird ein Spannungsverstärker mit sehr großem Eingangswiderstand, sehr kleinem Ausgangswiderstand und einem von der Frequenz unabhängigen Verstärkungswert gefordert. Die Verwendung eines Operationsverstärkers drängt sich also geradezu auf.

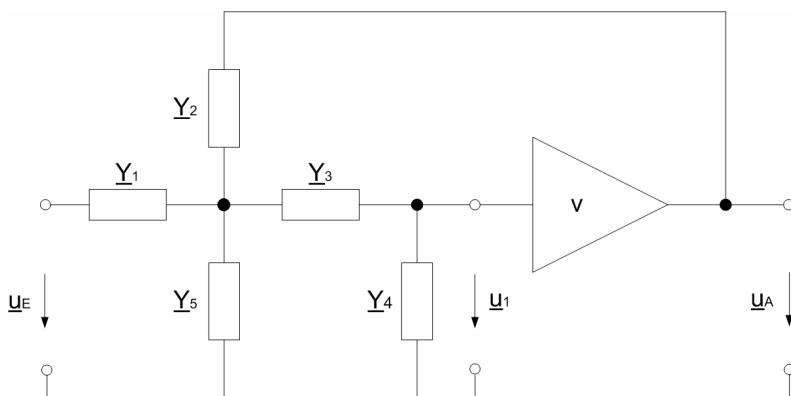


Abb. 22 Grundstruktur eines Sallen-Key-Filters in Mitkopplungsstruktur

Die Systemfunktion dieser Struktur ergibt sich aus dem Verhältnis zwischen der Ausgangs- und Eingangssignalspannung. Sie kann also mit folgender Gleichung beschrieben werden:

$$H(s) = \frac{u_A}{u_E} = \frac{v Y_1 Y_3}{Y_1 Y_4 + Y_2 Y_4 + Y_3 Y_4 + Y_4 Y_5 + Y_1 Y_3 + Y_3 Y_5 + Y_2 Y_3 (1 - v)}$$

Die genaue Filterfunktion der Schaltung wird bestimmt, indem die Admittanzen Y_1 bis Y_5 durch entsprechende Widerstände und Kondensatoren ersetzt werden.¹

¹ vgl. Wangenheim 2008, 163

2.2.3.1 aktiver Tiefpass 2. Ordnung nach Sallen-Key-Topologie

Zur Entwicklung eines Tiefpasses aus der Grundstruktur nach Abb. 23 werden $\underline{Y}_1, \underline{Y}_2$ und \underline{Y}_3 durch Widerstände, \underline{Y}_2 und \underline{Y}_4 durch Kondensatoren ersetzt. Es kommt wieder ein Operationsverstärker in nichtinvertierender Schaltung zum Einsatz.

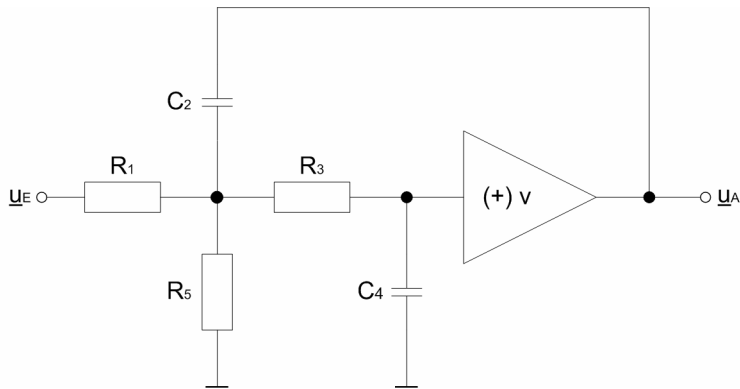


Abb. 23 aktiver Tiefpass 2. Ordnung in Sallen-Key-Topologie

Die Systemfunktion dieser Schaltung lautet:

$$H(s) = \frac{v(R_P / R_1)}{1 + s[R_P C_4(1 + R_3 / R_1 + R_3 / R_5) + R_P C_2(1 - v)] + s^2 R_P R_3 C_2 C_4},$$

wobei R_P das Verhältnis von R_1 zu R_5 beschreibt.

In der Praxis ist es jedoch in vielen Fällen möglich und sinnvoll die Schaltung und damit die Systemfunktion zu vereinfachen. In den meisten Anwendungen kann beispielsweise auf den Widerstand R_5 verzichtet werden. Es ergibt sich also die mathematische Beziehung $R_5 = \infty$ und $R_P = R_1$. In Hinblick auf die Übertragungsfunktion des Gesamtsystems empfiehlt es sich bei Anwendungen dieser Schaltungen beispielsweise in Frequenzweichen, die Verstärkung des Operationsverstärkers auf den Wert 1 festzulegen. Durch diese Maßnahme vereinfacht sich die Systemfunktion auf:

$$H(s) = \frac{1}{1 + sC_4(R_1 + R_3) + s^2 R_1 R_3 C_2 C_4}.$$

Grenzfrequenz f_g und Filtergüte Q lassen sich ebenfalls leicht berechnen:

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}}{C_4(R_1 + R_3)}.$$

Weiterhin kann bei der Dimensionierung den verbleibenden Widerständen R_1 und R_3 der gleiche Bauteilewert zugeordnet werden. Die Filterdaten sind dann allein vom Verhältnis der beiden Kondensatoren abhängig.¹

¹ vgl. Wangenheim 2008, 164ff.

2.2.3.2 aktiver Hochpass 2. Ordnung nach Sallen-Key-Topologie

Die Dimensionierung des aktiven Hochpasses nach der Sallen-Key-Topologie erfolgt analog zu der des Tiefpasses. Es werden lediglich die Widerstände und Kondensatoren miteinander vertauscht. Auch beim Hochpass ist es möglich, auf das Element Y_5 zu verzichten. Es ergibt sich also eine Grundstruktur, wie in Abb. 24 dargestellt.

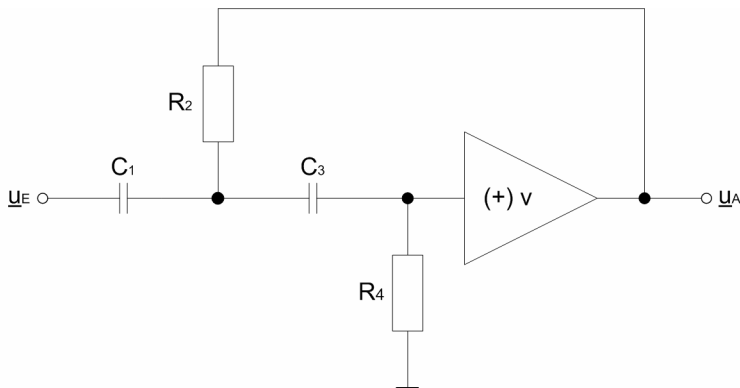


Abb. 24 aktiver Hochpass 2. Ordnung in Sallen-Key-Topologie

Die Systemfunktion der Schaltung wird beschrieben durch die Hochpassfunktion

$$H(s) = \frac{s^2 v R_2 R_4 C_1 C_3}{1 + s [R_2 (C_1 + C_3) + R_4 C_3 (1 - v)] + s^2 R_2 R_4 C_1 C_3}.$$

Auch hier erweist es sich als sinnvoll die Verstärkung mit 1 zu wählen.

Wie beim Tiefpass lassen sich Grenzfrequenz f_g und Filtergüte Q hier ebenfalls leicht berechnen:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_4 C_1 C_3}}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_2 R_4 C_1 C_3}}{R_4 (C_1 + C_3)}.$$

Für die Eignung dieses Schaltungstyps in Hochfrequenzschaltungen gilt der bereits in Abschnitt 2.2.2.2 gegebene Hinweis bezüglich des Verhaltens realer Operationsverstärker.¹

2.3 Aktiver Allpass

Einen speziellen Anwendungsfall von Filtern stellt der Allpass dar. Dabei handelt es sich um eine Filterschaltung, deren Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich konstant ist. Gleichzeitig findet aber eine frequenzabhängige Phasenverschiebung statt, wie in Abb. 25 ersichtlich. Wie aus Abb. 25 ebenfalls hervorgeht, wird die Gruppenlaufzeit t_G dabei von der Polfrequenz ω_P und der Polgüte Q_P bestimmt.

¹vgl. Wangenheim 2008, 174ff.

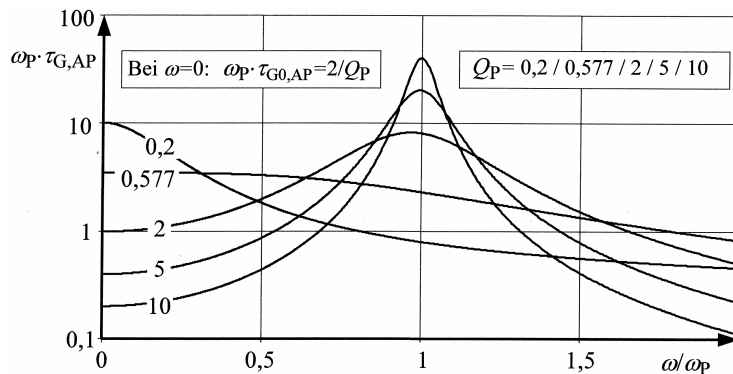


Abb. 25 normierte Gruppenlaufzeiten des Allpasses 2. Ordnung¹

Diese Eigenschaft des Allpasses erlaubt es, Phasenentzerrungen bei einem Signal vorzunehmen, ohne dass dabei die Signalamplituden beeinflusst werden.

Als Beispiel für die schaltungstechnische Umsetzung soll ein Allpassfilter erster Ordnung herangezogen werden. Bereits am Aufbau wird dabei die enge Verwandtschaft mit dem aktiven Hochpassfilter in invertierender Schaltung deutlich:

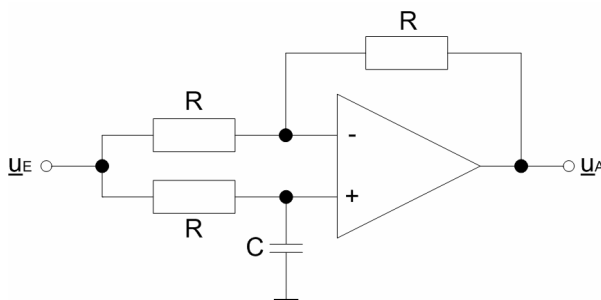


Abb. 26 Allpassfilter 1. Ordnung

Alle drei Widerstände haben dabei den gleichen Wert. Folglich lautet die Systemfunktion:

$$H(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC}$$

Für die Polfrequenz f_g gilt:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

Durch die zugrunde liegende Hochpassschaltung, ist die Phasenverschiebung φ ist abhängig von der Frequenz. Mit zunehmender Frequenz nimmt auch die Phasenverschiebung zu. Das heißt, hohe Frequenzen werden stärker verzögert als tiefe. Es gilt:

$$\varphi = -2 \arctan(2\pi f RC)$$

¹ aus Wangenheim 2008, 210

Bei der Polfrequenz beträgt die Phasenverschiebung grundsätzlich $-0,5\pi$, entsprechend -90° . Das heißt, das Signal wird um eine viertel Wellenlänge verschoben. Die Verzögerung beträgt somit ein Viertel der Periodendauer.

Der Grenzwert der Gruppenlaufzeit t_g wird über die Werte der verwendeten Widerstände und des Kondensators definiert. Er liegt bei:

$$t_g = 2RC.$$

Je nach Anwendungszweck lässt sich das Verhältnis von Phasenverschiebung und Frequenz auch umkehren. Dazu muss lediglich der untere Widerstand und der Kondensator vertauscht werden, sodass ein Tiefpassfilter gebildet wird.¹

Eine verbreitete Anwendung finden Allpassfilter zum Ausgleich der durch den Einsatz von Tiefpassfiltern verursachten von Laufzeitschwankungen, welche insbesondere bei Tiefpässen höherer Ordnung ins Gewicht fallen. Dabei müssen die Poldaten für den Allpass so gewählt werden, dass die entsprechenden Frequenzbereiche gezielt verzögert werden. Unter Umständen ist es daher auch nötig, mehrere Allpässe unterschiedlicher Dimensionierungen zu verwenden. Die aus der Kombination von Tiefpass und Allpass resultierende Gruppenlaufzeit bleibt dabei bei richtiger Dimensionierung über den gesamten Durchlassbereich des Tiefpasses nahezu konstant, wie in Abb. 27 beispielhaft dargestellt.

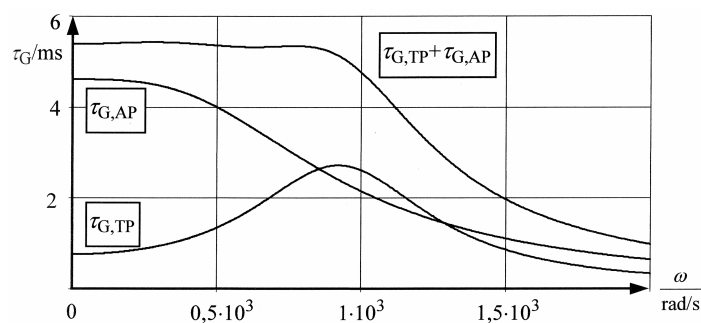


Abb. 27 Gruppenlaufzeiten eines Tschebyscheff-Tiefpasses (TP), Allpasses (AP) und der Kombination aus Tief- und Allpass (TP+AP)²

Umgekehrt bedeutet dies selbstverständlich auch, dass es eine entsprechend dimensionierte Kombination von Tiefpass- und Allpassfilter erlaubt, ein Verzögerungsfilter zu konstruieren, dessen Gruppenlaufzeit innerhalb eines vorgegebenen Frequenzbereiches nahezu konstant einen gewünschten Wert annimmt. Dies ermöglicht beispielsweise die in Kapitel 1.2 geforderte Laufzeitkorrektur der einzelnen Wege einer Lautsprecherbox.

¹ vgl. Wangenheim 2008, 208ff.; Tietze, Schenk 1990; 441f.

² aus Wangenheim 2008, 211

3. Die Umsetzung der Zielvorgaben

Wie bereits am Anfang der Bachelorarbeit geschildert, wurde zunächst ein „Lastenheft“ erarbeitet, in dem alle relevanten Vorgaben für die Entwicklung des Demonstrationsmodells festgelegt wurden. Sie seien an dieser Stelle nochmals zusammenfassend aufgeführt:

- Entwicklung eines 2-Wege-Monitorlautsprecher mit 2 Kalottenhochtönern, einmal in In-Line-Bauweise mit Hornvorsatz und einmal nach koaxialem Prinzip
- Zum objektiven Vergleich beider Konstruktionsprinzipien ist eine Umschaltmöglichkeit zwischen beiden vorgesehen.
- Diese Umschaltung soll mittels einer Fernbedienung von Hörplatz aus möglich sein.
- Entwicklung einer externen Frequenzweiche zur manuellen Beeinflussung von Hoch- und Tiefonfilter, sowie der Laufzeitkorrektur im Hochtonzweig und die Einbindung dieser in das bestehende System
- Auch die Umschaltung zwischen der internen und der externen Frequenzweiche soll mit der Fernbedienung erfolgen, und zwar unabhängig von der Einstellung des zu verwendenden Hochtonchassis
- Unabhängig davon soll die Box als vollwertiger Studio-Monitorlautsprecher einsetzbar sein.

Da eine komplette Neuentwicklung des gesamten Lautsprechers sowohl technisch als auch wirtschaftlich unsinnig wäre, soll als Ausgangsbasis ein reguläres Serienmodell dienen. Die Wahl fiel dabei auf das Model MO-2 der Musikelectronic Geithain. Es handelt es sich dabei um einen aktiven 2-Wege-Studiomonitor für den Einsatz im Nah- und Mittelfeld. Als Hochtonsystem kommt eine 25mm-Kalotte zum Einsatz, die nach koaxialem Prinzip vor einem 160mm-Konus-Tiefonlautsprecher angeordnet ist. Angesteuert werden die Chassis mit einer aktiven Frequenzweiche und getrennten Endstufen, von denen jede eine nominale Ausgangsleistung von 80 Watt an 4 Ohm aufweist. Die Übernahmefrequenz der Weiche beträgt 2,6 kHz. Zur Abstimmung auf den Aufstellungsort kann der Pegel des Hoch- und Tiefonbereiches, sowie des Bereiches um 300Hz mit Reglern an der Gehäuserückseite angepasst werden. Zusätzlich ist ein elektronischer Überlastschutz vorgesehen. Der Anschluss an die Wiedergabeeinrichtungen erfolgt über einem symmetrischen XLR-Eingang.



Abb. 28 ME-Geithain MO-2¹

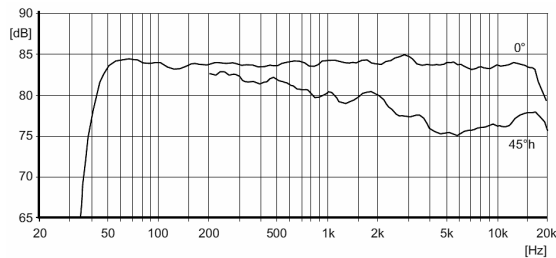


Abb. 29 ME-Geithain MO-2
Freifeldübertragungskurve²

3.1 Die Funktionsgruppen des MO-2

Zum besseren Verständnis der Modifikationen der Originalweiche und der Einbindung der zusätzlichen Funktionsgruppen, soll an dieser Stelle zuerst ein Überblick über den grundsätzlichen elektronischen Aufbau des MO-2 gegeben werden:

Zunächst wird das symmetrische Audiosignal im Eingangsteil gleichspannungs- und hochfrequenzmäßig entkoppelt und mit einer elektronischen Symmetrierschaltung in ein unsymmetrisches Signal gewandelt. Dieses wird anschließend dem Pegelsteller zugeführt.

Diesem folgt ein Hochpass 2. Ordnung, mit welchem die untere Grenzfrequenz der Box auf ca. 46 Hz festgelegt wird. Anschließend gelangt das Signal über den Trimmer P5 an das Filternetzwerk für den Tieftonlautsprecher, sowie über P8 an das des Hochtöners.

Am Eingang des Tieftonteils befindet sich zunächst ein Sallen-Key-Tiefpass 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 2,32 kHz. Über jeweils einen Spannungsteiler mit von außen verstellbarem Potentiometer werden die Filterstufen zur Anpassung des Bassfrequenzgangs in den Signalweg eingebracht. Es stehen eine 300Hz-Bandsperre, sowie ein Tiefpass mit einer mit einer Grenzfrequenz von ca. 300Hz zur Anhebung bzw. Absenkung des gesamten unteren Bassbereiches zur Verfügung. Zur Linearisierung des Frequenzgangs im Tieftonbereich ist zusätzlich eine von außen nicht veränderbare Bandsperre mit einer Mittenfrequenz von ca. 1,2 kHz vorgesehen. Das so gefilterte Signal wird rückwirkungsfrei über den Operationsverstärker U05B an ein weiteres Sallen-Key-Tiefpassfilter 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 2,77 kHz geleitet.

¹ aus [XVIII]

² aus [XIX], 4

Zusammen mit der ersten Stufe wird so ein Tiefpassfilter 4. Ordnung mit einer oberen Grenzfrequenz von ca. 2,35 kHz gebildet, dessen Eigenschaften Abb. 30 zeigt:

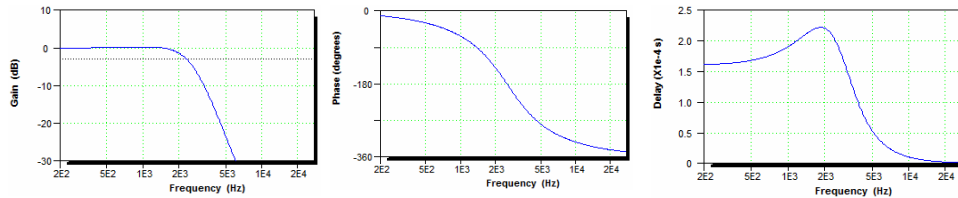


Abb. 30 Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des Tiefpassfilters

Über den Koppelkondensator C23 gelangt das gefilterte Signal schließlich an den Endstufenschaltkreis U13 und von dort an das Tieftonchassis.

Das Hochtonfilter ist in ähnlicher Weise aufgebaut und besteht aus zwei Sallen-Key-Hochpässen 2. Ordnung, einmal mit einer Grenzfrequenz von 1,6 kHz und einmal mit 3,1 kHz. Zusammen wird so ein Hochpassfilter 4. Ordnung gebildet. Die Grenzfrequenz des Gesamtsystems liegt ebenfalls bei 2,35 kHz.

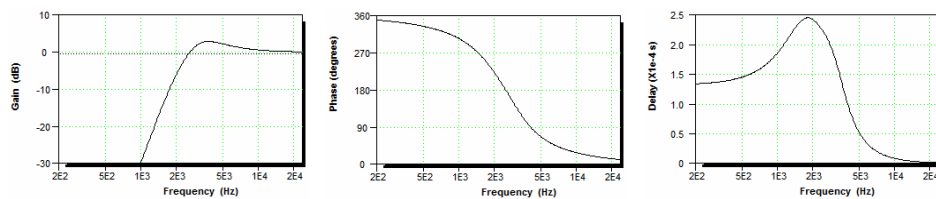


Abb. 31 Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des Hochtonfilters

Über den Spannungsfolger U10B sind das Hochtonfilter und eine Gyrator-schaltung zur Impedanzkorrektur mit dem Spannungsteiler zur Anpassung des Hochtonpegels verbunden. An diesen schließt sich eine Tiefpass-Allpass-Kombination an, wie sie in Kapitel 2.3 erläutert wurde. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses ist mit ca. 22,6 kHz so gewählt, dass sie den gesamten Übertragungsbereich umfasst. Mit der Polfrequenz des Allpasses von ca. 1,5 kHz wird eine Signalverzögerung von maximal rund 0,21 ms erreicht.

Über den Koppelkondensator C40 wird das gefilterte und entzerrte Signal schließlich an den Endstufenschaltkreis U14 und von dort zum Tieftonchassis geleitet.

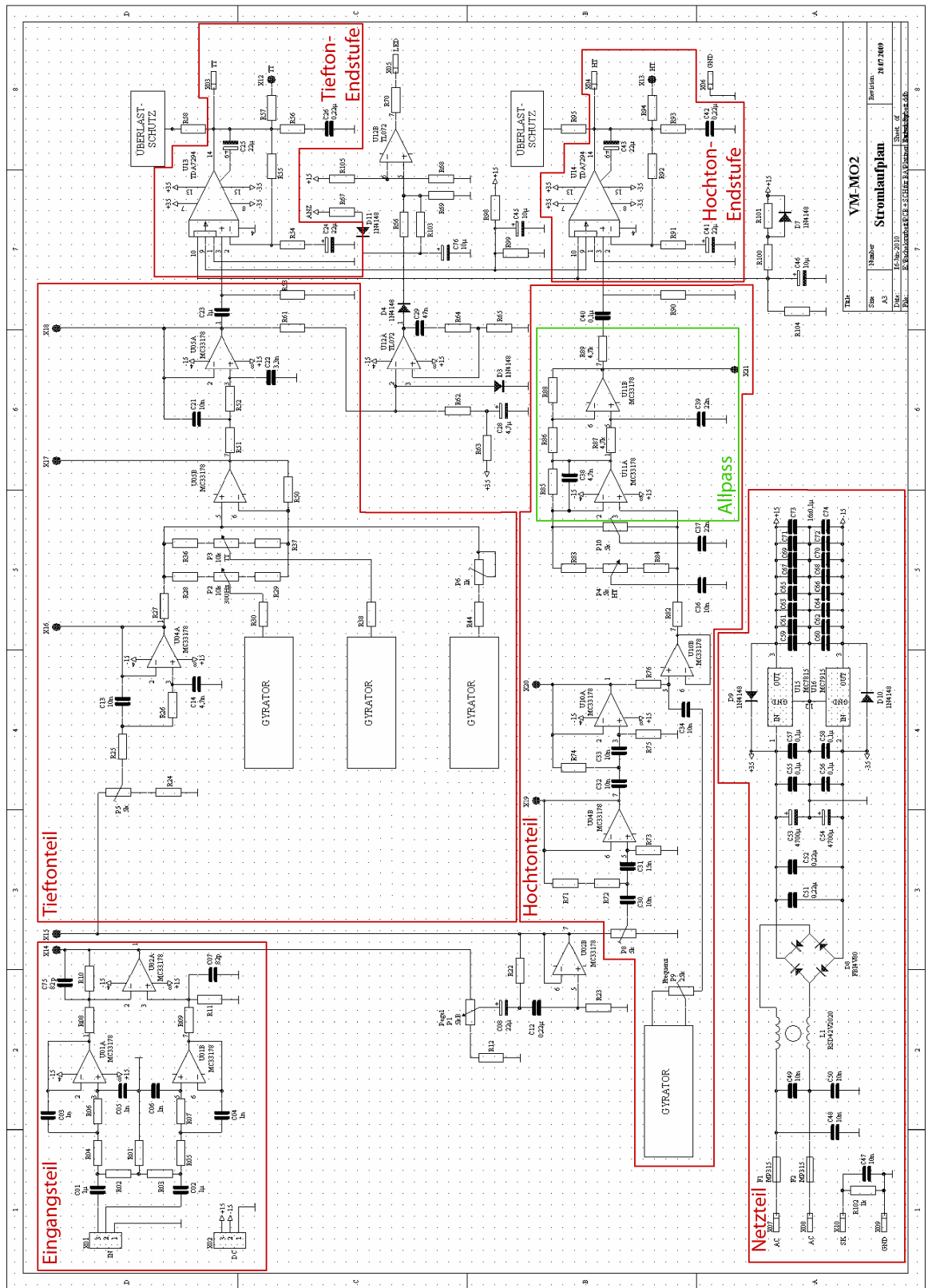


Abb. 32 Funktionsgruppen MO-2

3.2 Die Konzeption des Demonstrationsmodells

Entsprechend der Vorgaben sollen vier verschiedene Betriebsarten realisiert werden:

- Koaxialbetrieb mit der internen Frequenzweiche (entspricht der MO2-Serienversion)
- Hornbetrieb mit interner Frequenzweiche
- Koaxialbetrieb mit externer Frequenzweiche
- Hornbetrieb mit externer Frequenzweiche.

Daher ist es notwendig, die vorhandene Schaltung an mehreren Punkten aufzutrennen, um die benötigten Signal zu gewinnen bzw. vor den Endstufen wieder einzuspeisen. Aus schaltungstechnischer und wirtschaftlicher Sicht ist es dabei am sinnvollsten, die Auftrennung an den Ein- und Ausgängen der Filterteile durchzuführen. Dadurch können das Eingangsteil, der Überlastschutz, sowie die Endstufen der Originalplatine für alle Betriebsarten mitgenutzt werden. Ebenso muss so das Layout dieser Platine nur geringfügig verändert werden.

In die Schaltung sind zwei zusätzliche Filterteile zu integrieren: Eines für den Hornhochtöner und eines in Form der externen Frequenzweiche. Um die gewünschte Betriebsart einstellen zu können, muss dazu das Signal an insgesamt vier Punkten geroutet werden. Hierfür kommen drei Doppelkontaktrelais und zwei einfache Relais zum Einsatz. Da es in keinem Fall vorkommen kann, dass das interne Filter für den Hornhochtöner und das externe Filter gleichzeitig aktiv sind, wird ein weiteres Doppelkontaktrelais eingesetzt, das nur den jeweils benötigten Filtern die Betriebsspannung zuführt. Mit dieser Maßnahme wird erreicht, dass das Originalnetzteil trotz der beiden zusätzlichen Platinen ohne Modifikationen übernommen werden kann. Die Grundstruktur, die dem zu entwickelnden Demonstrationsmodell zugrunde liegt, ist in Abbildung 33 ersichtlich.

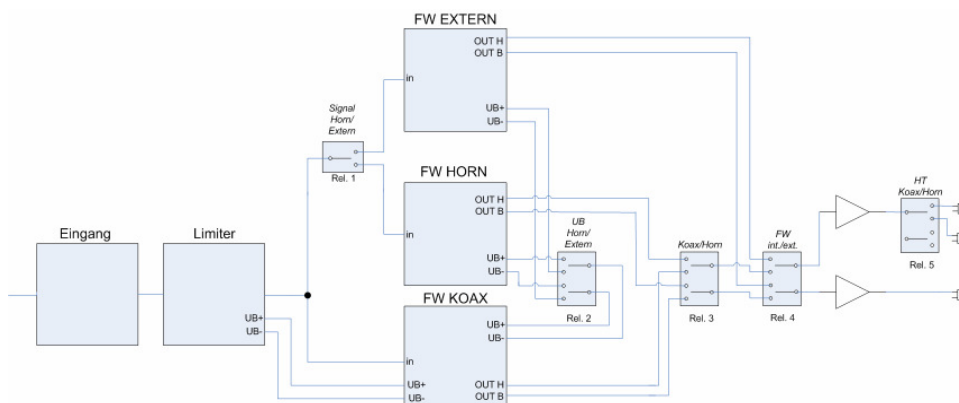


Abb. 30 Blockschaltbild des Demonstrationsmodells

Auf Grund des begrenzten Platzes im Verstärkergehäuse und der hohen Bauteildichte auf der Originalplatine, werden die Filter für den Hornhochtöner und die Steuerelektronik mit den Relais zusammen auf einer gemeinsamen Platine untergebracht. Diese ist in ihrer Kontur derart ausgeführt, dass sie in sehr geringem Abstand auf die modifizierte Serienweiche „aufgesetzt“ werden kann.

Das Gehäuse ist eine abgewandelte Version desjenigen der originalen MO-2. Der Ausschnitt für das Koaxialchassis wird beibehalten, während der Hornhochtöner an der Stelle positioniert wird, an der sich normalerweise der Bassreflexkanal befindet. Dieser wird auf die Gehäuseoberseite verlegt, was durch die Beugungseigenschaften von tieffrequentem Schall problemlos möglich ist.



Abb. 34 Das Demonstrationsmodell mit koaxialem und Hornhochtöner (Computersimulation)

Um den bei den folgenden Schaltbildern den Überblick über die Modifikationen zu erleichtern, sind Komponenten, die neu zur Schaltung hinzugefügt wurden, mit dreistelligen Bauteilnummern versehen worden. Bei Komponenten, die nur im Bauteilewert verändert wurden, wird die originale Bezeichnung beibehalten.

3.2.1 Die Modifikation der Originalplatine

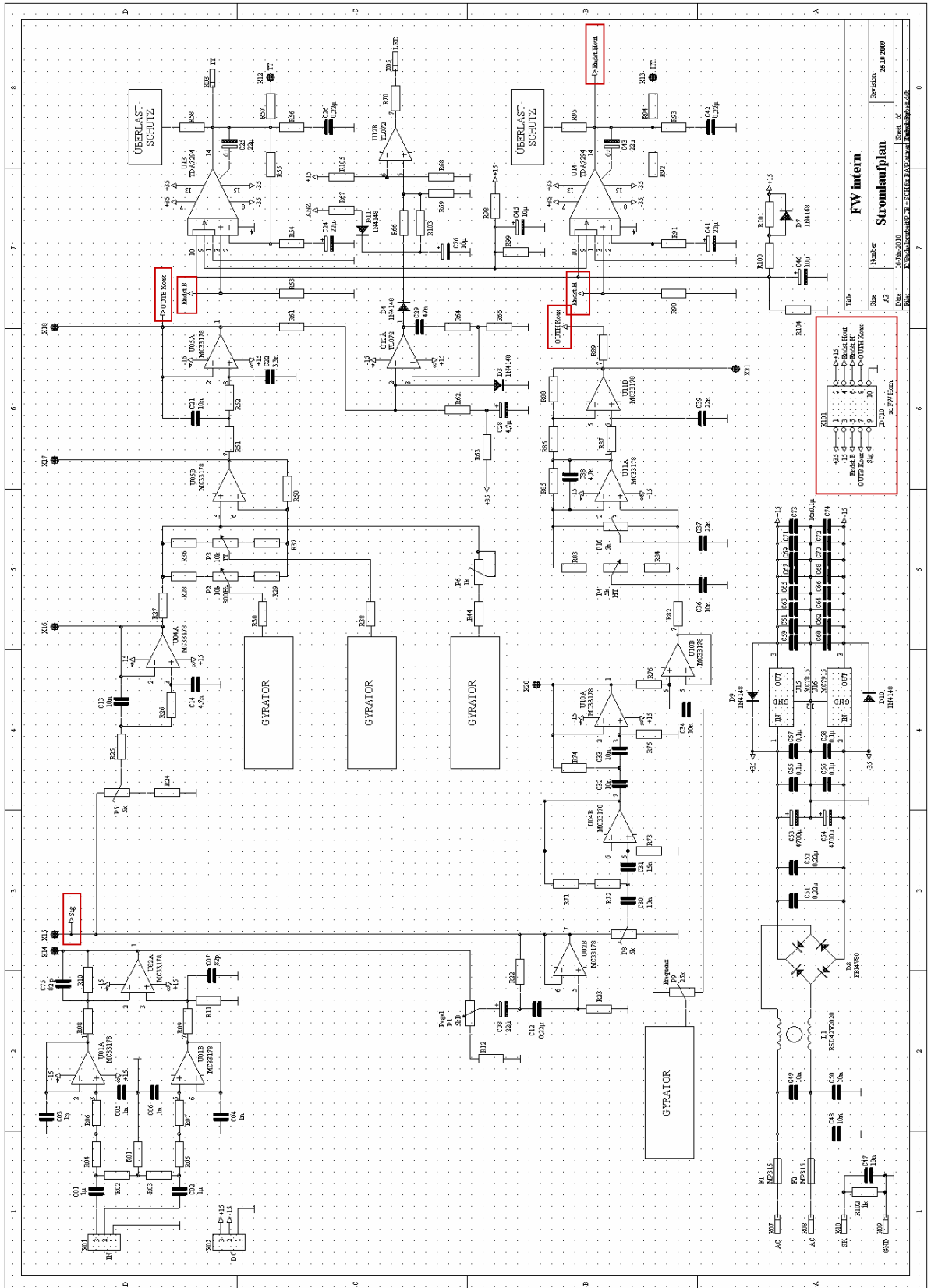
Wie bereits beschrieben, wird die Originalplatine derart modifiziert, dass die auf ihr befindlichen Filternetzwerke ausschließlich in der Betriebsart „koaxial, intern“ zum Einsatz kommen, während Eingangsteil, Überlastschutz und Endstufen in jedem Fall genutzt werden.

Da sämtliche Komponenten der Signalverteilung auf der Hornplatine untergebracht werden, erhält die Originalweiche eine Schnittstelle, auf der alle benötigten Signale zur Verfügung stehen:

- das Quellsignal am Ausgang des Überlastschutzes (*Sig*)
- das Signal am Ausgang des Koax-Tieftonfilters (*OUTB Koax*)
- das Signal am Ausgang des Koax-Hochtonfilters (*OUTH Koax*)
- das Signal für die Tieftonendstufe (*Endst B*)
- das Signal für die Hochtonendstufe (*Endst H*)
- das Ausgangssignal der Hochtonendstufe (*Endst Hout*)
- +15V und -15V als Betriebsspannung für die Elektronik auf der zweiten internen Platine und der externen Frequenzweiche
- +35V zur Steuerung der Relais
- Masse

Die Auftrennung der Originalschaltung gestaltet sich dabei verhältnismäßig unkompliziert. Die Betriebsspannungen +15V, -15V und +35V können direkt vom Netzteil bezogen werden. Für die Masseverbindung ist ein, über die gesamte Platine verlaufendes, Leiterbahnnetz vorhanden, von dem lediglich ein Leiterzug zur Schnittstelle hinzugefügt werden muss. *Sig* kann an dem Messpunkt X15 abgegriffen werden. Für das Ausgangssignal der Hochtonendstufe (*Endst Hout*) ist im Original eine Anschlussbuchse (X04) vorhanden. Diese entfällt bei der modifizierten Platine. Stattdessen wird das entsprechende Signal an die Schnittstelle geleitet. Um die Ausgangssignale der Filter (*OUTB Koax* und *OUTH Koax*) zu gewinnen und die entsprechenden Endstufensignale (*Endst B* und *Endst H*) einspeisen zu können, wird die Schaltung an der Position den Kondensatoren C23 und C40 aufgetrennt. Diese werden auf die zweite Platine verlagert und an den Ausgängen von Relais 4 angeordnet. Der Schaltplan der modifizierten Platinenvariante ist auf der folgenden Seite zu finden. Die angesprochenen Änderungen gegenüber der Originalversion sind rot hervorgehoben.

In Hinblick auf das Layout der Leiterplatte sind neben den schon genannten elektrischen Modifikationen noch einige kleinere zusätzliche Veränderungen vorzunehmen. Und zwar ist die Leiterplatte mit einer dritten Bohrung zu versehen, welche als Montagestützpunkt für die Hornplatine dient. Dazu bietet sich die nun leere Position von C23 an, wodurch lediglich einige Leiterbahnen leicht verändert werden müssen. Direkt daneben befinden sich auf der Originalplatine vier Anschlüsse (X03 bis X06). Wie bereits erwähnt, entfällt X04. Die drei verbleibenden stellen jedoch ein gewisses Problem dar, da die entsprechenden Anschlusskabel mitsamt Stecker eine Vergrößerung des geringstmöglichen Abstands zur Hornplatine bewirken würden. Da diese aber an der Stelle auf Grund ihrer Bauteilebestückung nicht mit einer Aussparung versehen werden kann, werden die Anschlüsse für den Tieftonlautsprecher (X03) und die LED des Betriebszustands (X05) an eine Stelle verlegt, an der sie nicht von der zweiten Platine bedeckt werden. Die Buchse X06 ist ein Masseanschluss und muss nicht zwingend an dieser Stelle bestückt werden. Ein alternativer Anschluss ist auf der Hornplatine vorgesehen.



FW intern			
Titel	Nummer	Umschlag	Revision
FW intern	FW intern	Stromlaufplan	25.10.2009
Blatt	1	von	1

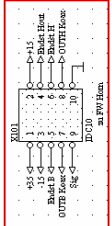


Abb. 35 Die modifizierte interne Platine (FW Koax)

3.2.2 Die Steuerplatine mit den Filtern für den Hornhochtöner

Die zweite interne Platine enthält zum einen die komplette Steuerelektronik für die Umschaltung der Betriebsarten. Zum anderen wurde auf ihr das Filterteil des Hornhochtöners untergebracht. Dieses wurde, genau wie das Filter für den Koaxialhochtöner, schaltungstechnisch von der in 3.1 erläuterten Serienvariante übernommen. Die Einspeisung erfolgt an den zuvor genannten Auftrennpunkten.

Die Verbindung zu den beiden anderen Filterplatinen und zur Fernbedienung erfolgt über die drei Schnittstellen X201 bis X203. Zusätzlich sind auf dieser Leiterplatte die Anschlüsse für die beiden Hochtonchassis untergebracht. Die komplette Schaltung der Platine zeigt Abb. 38. Zur Stabilisierung der Versorgungsspannung dienen die Siebkondensatoren C106 bis C108.

Wie erwähnt, ist die Leiterplatte in ihrer Form den Bauteilen auf der Hauptplatine angepasst, sodass der bauliche Abstand zwischen den beiden internen Platinen so gering wie möglich gehalten wird.

3.2.2.1 Die elektronische Steuerung

Zur Verarbeitung der über die Fernbedienung gegebenen Steuerbefehle wird ein Mikroprozessor des Typs Atmel ATmega8 verwendet, welcher zum Erreichen der gewünschten Betriebsart die fünf Relais schaltet. Wie auch aus Abb. 33 und Abb. 36 hervorgeht, werden die Relais in folgender Weise eingesetzt:

Mit Relais 1 wird das Eingangssignal entweder zum internen Filterteil für den Hornhochtöner geleitet oder der externen Frequenzweiche zugeführt. Relais 2 dient der Umschaltung der Betriebsspannung zwischen diesen beiden internen Filtern. Mit Relais 3 wird das benötigte Ausgangssignal der beiden internen Filter (koaxial oder Horn) ausgewählt und an Relais 4 weitergeleitet, mit welchem die Umschaltung zwischen diesem Ausgangssignal der internen Filter und dem der externen Frequenzweiche vorgenommen wird. Anschließend werden die hier ausgewählten Signale für den Hoch- und Tieftonzweig den jeweiligen Endstufen zugeführt. Wie aus den schematischen Darstellungen ersichtlich, müssen für die drei zuletzt genannten Aufgaben Doppelkontaktrelais zum Einsatz kommen. Im Hochtonzweig ist der Endstufe außerdem Relais 5 nachgeschaltet, mit dem die Ansteuerung des ausgewählten Hochtonchassis vorgenommen wird. Eine Freilaufdiode verhindert Schäden durch die Selbstinduktion der Relaispule beim Abschalten der Spannung.

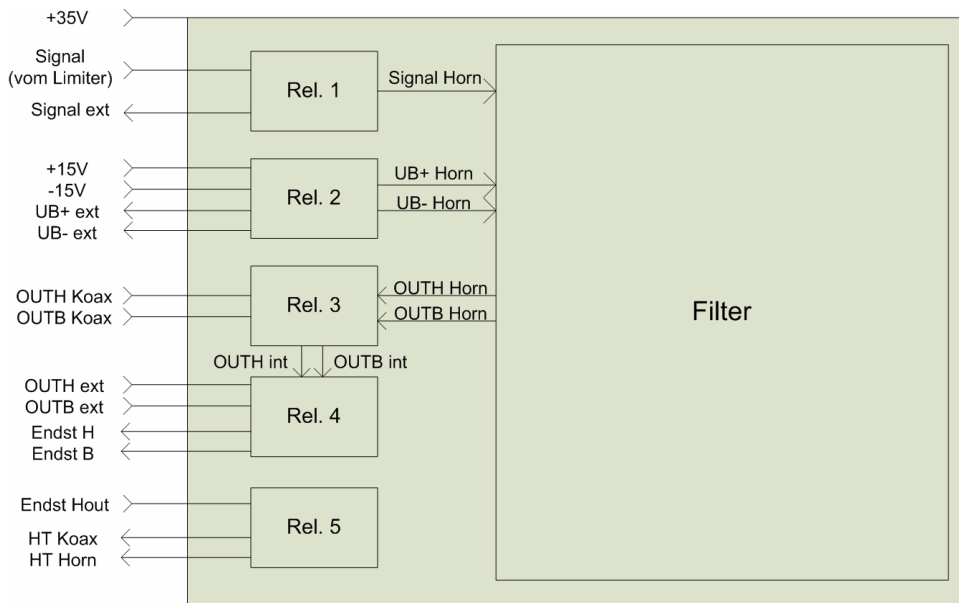


Abb. 36 Die Verteilung der Ein- und Ausgangssignale auf der zweiten internen Platine

Bei der Auswahl der geeigneten Relaisstypen wurden zunächst untersucht, welche der zur Verfügung stehenden Betriebsspannungen für die Steuerung der Relais verwendet werden kann. Da das Netzteil bei den beiden 15V-Spannungen bereits durch die zusätzlichen Filter stärker belastet wird, wird die +35V-Versorgungsspannung der Endstufen dazu herangezogen. Somit können 48V-Relais mit hinreichender Spulenempfindlichkeit zum Einsatz kommen. Für Relais 1 bis 4 fiel die Wahl auf ein entsprechendes 200mW-Relais von Finder. Da Relais 5 den Endstufen nachgeschaltet ist und somit entsprechende Leistungen geschaltet werden müssen, kommt hier ein spezielles elektronisches Relais zum Einsatz.

Die Relais werden über je einen Transistorschalter angesteuert, der wiederum mit dem entsprechenden Ausgang des Mikrocontrollers verbunden ist. Schaltet der Mikrocontroller den jeweiligen Ausgang von Low- auf High-Pegel, so überschreitet die Basisspannung den Schwellwert und der Transistor öffnet die Kollektor-Emitter-Strecke. Dadurch fließt auch ein Strom durch die Relaispule und das Relais zieht an.

Die für den Betrieb des Mikrocontrollers benötigte +5V-Betriebsspannung wird mittels eines Festspannungsreglers aus den vorhandenen +15V gewonnen. Zur Programmierung steht die SPI-Schnittstelle X207 zur Verfügung.

Für die Erfassung der Tastenbefehle stehen zwei Möglichkeiten zur Verfügung: Zum einen kann dies durch eine Schleife mit Dauerabfrage der Eingangszustände geschehen, was aber auf Grund der zu erwartenden geringen Umschaltfrequenz zwischen den Betriebsarten wenig sinnvoll erscheint. Daher wird der Erfassung mittels Unterbrechungsroutine der Vorzug gegeben. Hierbei wird erst eine Statusabfrage ausgeführt, wenn ein Signal an einem Interrupt-fähigen Eingang anliegt. In Abb. 37 ist die Schaltung der Fernbedienung dargestellt.

Wie man sieht, müssen die Befehle von vier Tastern verarbeitet werden. Da beim verwendeten ATmega8 jedoch nur die Ports PD2 und PD3 Interrupt-fähig sind, wird eine Diodenlogik eingesetzt, um bei jedem Tastendruck eine Unterbrechungsanforderung auszulösen. Mit dieser Diodenlogik werden die Taster „Koax“ und „Horn“ zu einer Gruppe zusammenfasst, ebenso die Taster „intern“ und „extern“. Das bewirkt, dass sowohl beim Drücken der Taste „Koax“, als auch der Taste „Horn“ ein Signal am Eingang PD2 anliegt und ein Interrupt ausgelöst wird. Wird die Taste „Horn“ betätigt, liegt auf Grund der Diode D401 nur an Eingang PD2 eine Spannung an. Wird hingegen die Taste „Koax“ gedrückt, so liegt auch an Eingang PD4 High-Pegel an. Die Umschaltung zwischen intern und extern erfolgt in gleicher Weise. Jeder Tastendruck erzeugt also ein 2-Bit-Wort zwischen den Eingängen PD2 und PD4 bzw. zwischen PD3 und PD5. Um Fehleingaben durch das Prellen der Taster zu verhindern, ist ihnen je ein 220nF-Kondensator zur hardwareseitigen Entprellung parallel geschaltet. Zur Verbindung der Fernbedienung mit der Box dient eine 10-polige RJ50-Westernbuchse an der Anschlussplatte des Verstärkermoduls. Das Kabel ist dabei fest an der Fernbedienung angebracht. Zum Auswechseln eines schadhafte Kabels kann das Gehäuse der Fernbedienung geöffnet werden und der Flachsteckverbinder auf der Leiterplatte gelöst werden.

Neben der Steuerung der Relais werden die Ausgangssignale der Mikrocontrollers auch zur Anzeige des aktiven Betriebszustands verwendet. Diese erfolgt durch Leuchtdioden, die in die Tastschalter integriert sind. Die Beschaltung der Relais ist so gewählt, dass zum Erreichen jedes Betriebszustands mindestens ein Ausgang des Mikrocontrollers auf High-Pegel geschaltet sein muss, sodass dort eine Versorgungsspannung für die entsprechende LED abgegriffen werden kann.

Wie zu Beginn gefordert, soll das Demonstrationsmodell auch unabhängig von der Umschaltmöglichkeit und der externen Frequenzweiche als vollwertiger Studiomonitor einsetzbar sein. Um dies auch ohne Anschluss der Fernbedienung zu gewährleisten, ist der Mikrocontroller so zu programmieren, dass nach dem Einschalten in jedem Fall die Betriebsart „koaxial mit interner Frequenzweiche“ eingestellt wird. Das der Programmierung zugrunde liegende Schema geht aus dem Programmablaufplan (Abb. 39) hervor.

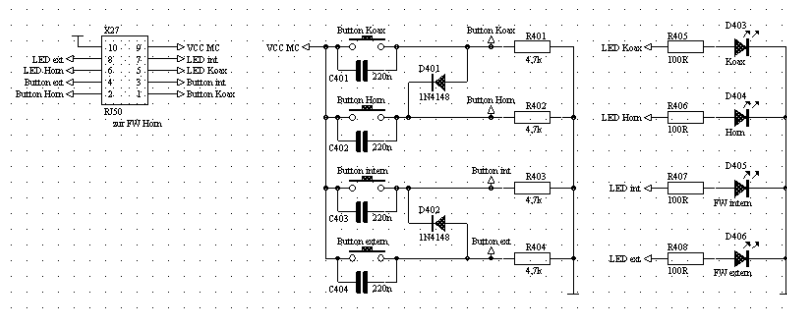
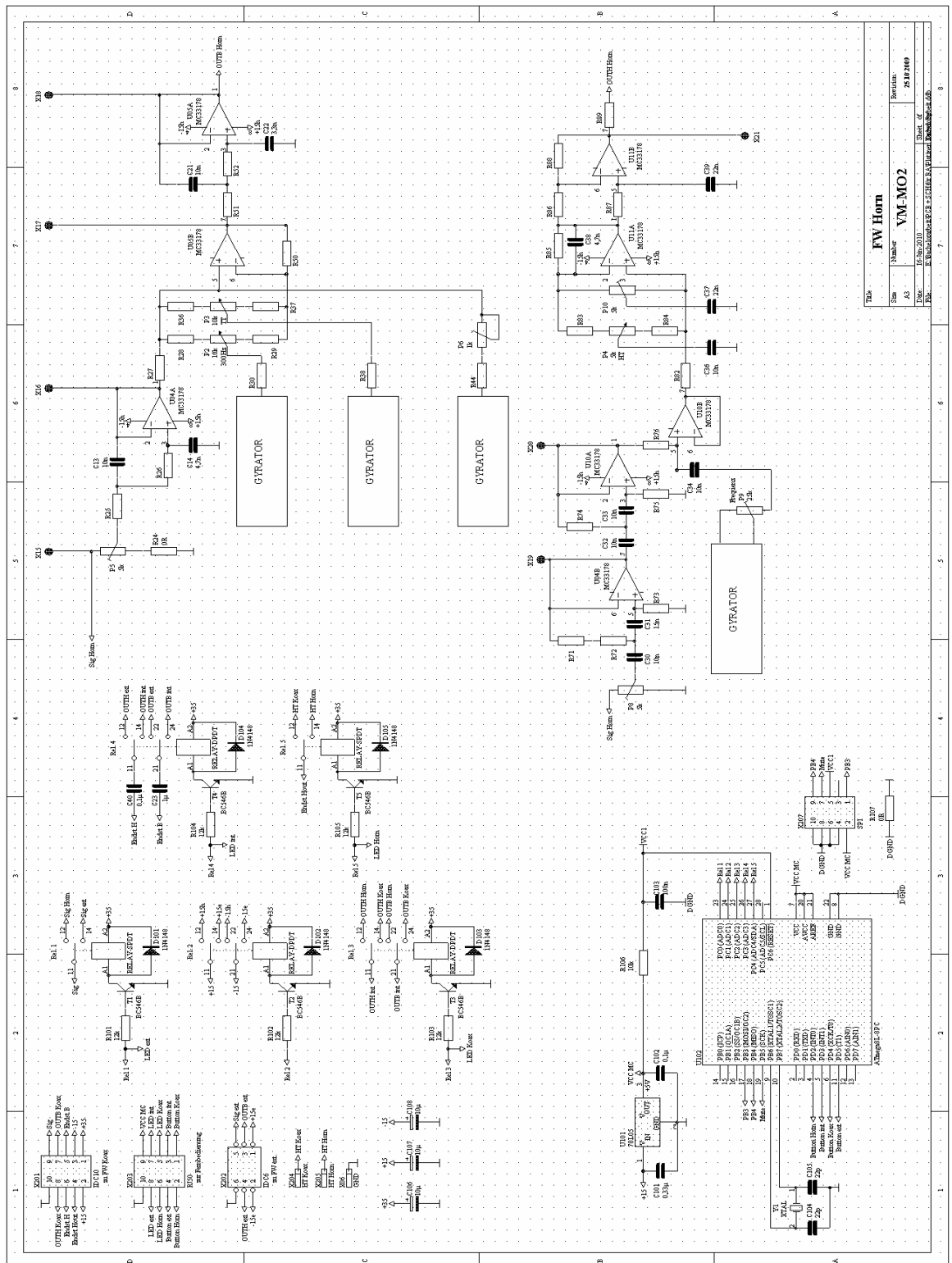


Abb. 37 Die Schaltung der Fernbedienung



Title			
Size	Number	Revision	
A3	VM-MO2		
Date	15.09.2010	Sheet of	25.10.100
Drawn: M. Hübner, R. P. Schmitt, S. Schmitt, K. P. Schmitt, K. P. Schmitt, K. P. Schmitt			

Abb. 38 Die Steuerplatine mit dem Filterteil für die Betriebsart Hornhochtöner mit internem Filter

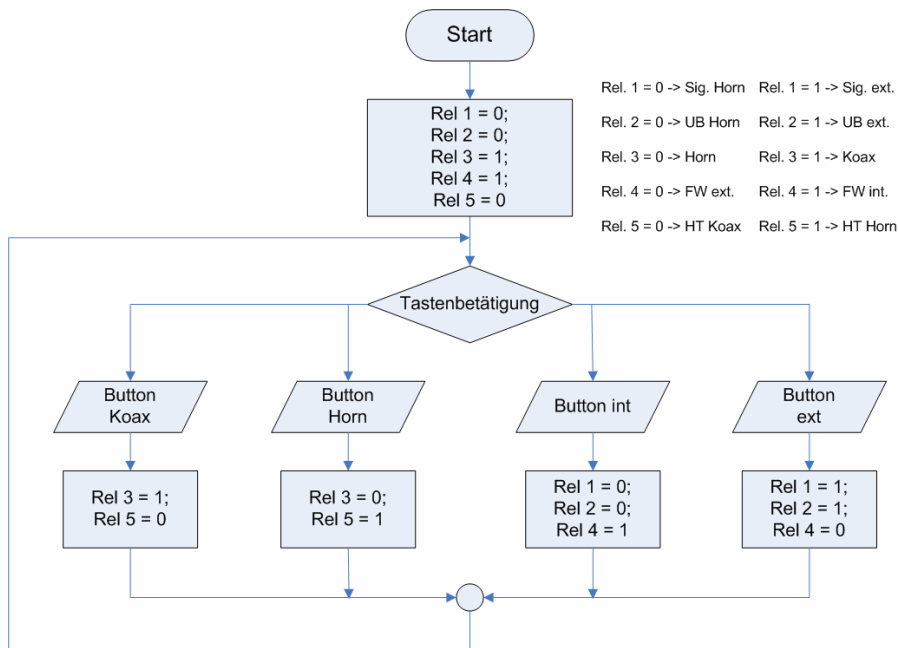


Abb. 39 Programmablaufplan des Mikrocontrollers

3.2.3 Die externe Frequenzweiche

Um die Auswirkungen verschiedener Filterkurven demonstrieren zu können, ist es notwendig, sowohl im Hochton- als auch im Tieftonzweig in die Filterschaltungen einzugreifen. Dabei sollen die Grenzfrequenzen von Hoch- und Tieftonfilter in einem sinnvollen Rahmen stufenlos verstellbar sein, ohne dass die sonstigen Filtereigenschaften zu stark beeinflusst werden.

Wie in 3.1 beschrieben, sind sämtliche dazu relevanten Filter in Kaskadentechnik nach der als Sallen-Key-Topologie ausgeführt. Dadurch ist es möglich, durch die Modifikation eines einzigen Teilfilters die Eigenschaften des Gesamtsystems in der gewünschten Weise zu beeinflussen. Im Falle des Tiefpasses geschieht dies beispielsweise, indem der Widerstand R_3 variabel ausgeführt wird. Im konkreten Fall wurde die erste Stufe des Tieftonfilters mit einer Kombination von Widerstand und Potentiometer, wie sie in Abb. 40 dargestellt ist, modifiziert.

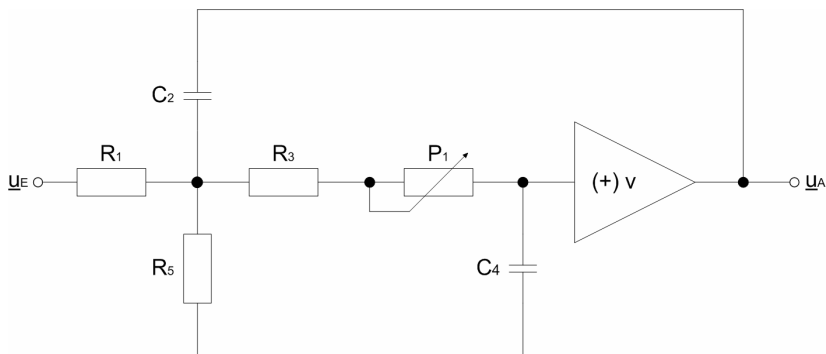


Abb. 40 variabler Sallen-Key-Tiefpass

Die Bauteile sind dabei so dimensioniert, dass sich bei Mittelstellung des Potentiometers derjenige Gesamtwiderstand einstellt, der in der Originalschaltung vorgesehen wurde. Wie im Schaltbild der externen Frequenzweiche (Abb. 44) ersichtlich, wurde ein lineares 10k Ω -Potentiometer mit einem 5k Ω -Reihenwiderstand kombiniert. Bei Mittelstellung ergibt sich ein Gesamtwiderstand von 10k Ω , welcher dem Wert von R26 in der Originalschaltung entspricht. Die Grenzfrequenz liegt also nach wie vor bei 2,35 kHz. Durch Verstellen des Potentiometers lässt sich der Widerstandswert dieser Kombination zwischen 5 und 15k Ω verändern. Damit einher geht eine Verschiebung der Grenzfrequenz des Tiefpassfilters zwischen rund 1,9 kHz und 3,3 kHz. Durch die Änderung des Widerstandswertes wird auch die Filtergüte beeinflusst. Dies ließe sich vermeiden, wenn beide Widerstände in gleichem Maße verändert würden, beispielsweise mit einem Tandempotentiometer. Da die Abweichung vom Ursprungswert hier jedoch über den gesamten Regelbereich weniger als 4% beträgt, kann sie hier für den angestrebten Anwendungszweck vernachlässigt werden kann. In Abb. 41 sind die Filterkurven des variablen Tiefpasses bei Minimal-, Mittel- und Maximaleinstellung des Potentiometers dargestellt. Deutlich ist die Verschiebung der Grenzfrequenz zu erkennen. Die grüne Linie markiert dabei die Grenzfrequenz in Mittelstellung.

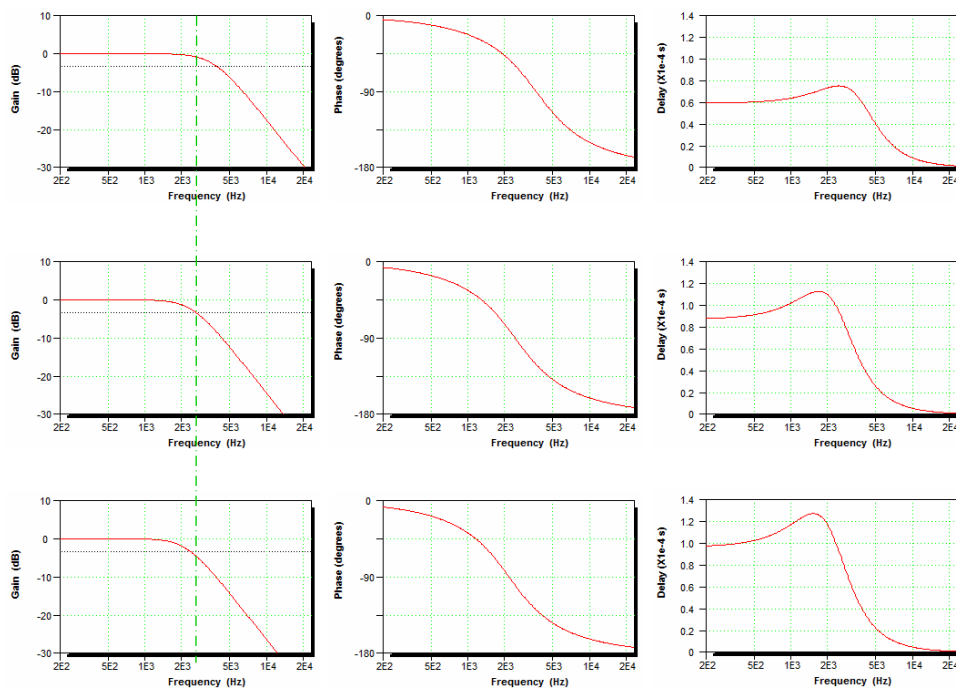


Abb. 41 Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des variablen Tiefpassfilters bei minimalem Widerstandswert (oben), linearer Mittelstellung (Mitte) und maximalem Wert von P101 (unten)

In gleicher Weise wie beim Tieftonzweig kommt auch im Hochtonfilter ein variables Sallen-Key-Filter zum Einsatz. Die entsprechende Hochpass-Schaltung zeigt Abb. 42.

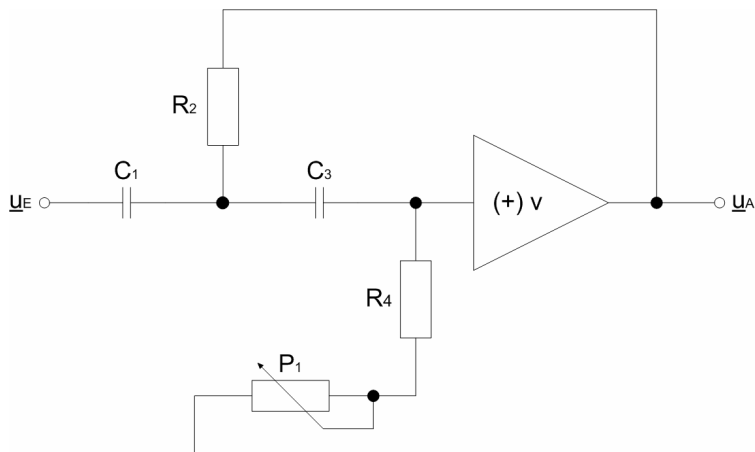


Abb. 42 variabler Sallen-Key-Hochpass

Im vorliegenden Fall soll eine Kombination eines $5\text{k}\Omega$ -Potentiometers mit einem $9,5\text{k}\Omega$ -Reihenwiderstand verwendet werden, was eine Variation des Widerstandwertes zwischen $9,5\text{k}\Omega$ und $14,5\text{k}\Omega$ erlaubt. Die Grenzfrequenz beträgt in diesem Fall wie gehabt $3,1\text{ kHz}$. Durch Drehen des Potentiometers P102 kann sie einem Bereich von $2,8\text{ kHz}$ bis $3,5\text{ kHz}$ verschoben werden. Die Güteveränderung ist zwar etwas größer als beim Tiefpassfilter, bleibt jedoch unter 10% und somit noch im Rahmen des Vertretbaren. Auch in den Diagrammen von Abb. 43 lässt sich die Verschiebung der Grenzfrequenz gut erkennen.

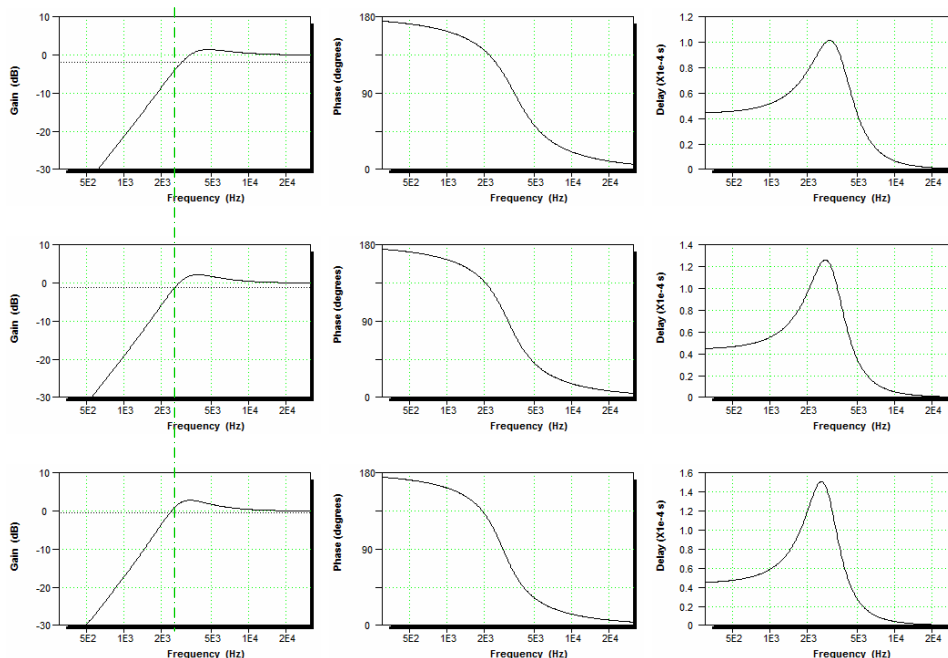


Abb. 43 Frequenzgang, Phasengang und Gruppenlaufzeit des variablen Hochtonfilters bei minimalem Widerstandswert (oben), linearer Mittelstellung (Mitte) und maximalem Wert von P102 (unten)

Wie aus den Simulationskurven für das variable Hoch- und Tiefpassfilter hervorgeht, bewirkt die Verschiebung der Grenzfrequenz auch eine Änderung der Gruppenlaufzeit. Um diese zumindest näherungsweise zu korrigieren, soll auch der im Hochtonzweig befindliche Allpass variabel gestaltet werden. Dies geschieht in ähnlicher Weise wie bei den Filtern, indem ein Widerstand durch ein Potentiometer ersetzt wird. Mit diesem lässt sich der Maximalwert der Gruppenlaufzeit zwischen 0,15ms und 0,25ms variieren. Auch hier entspricht die Mittelstellung dem Standardwert von ca. 0,2ms.

Da die Schaltung der externen Frequenzweiche in ein Gehäuse eingebaut werden muss, wurde für die Platine das Standardformat der Eurokarte (100 x 160 mm) gewählt. Der Anschluss der externen Frequenzweiche an die Box erfolgt über eine 6-polige XLR-Gehäuse-Einbaubuchse. Um das Herausnehmen der Platine aus dem Gehäuse zu vereinfachen, ist diese mit einer Flachsteckverbindung ausgerüstet, sodass die Verbindung zu der fest eingebauten XLR-Buchse leicht lösbar ist. Um die Wirkung der Filtervariationen auch messtechnisch beurteilen zu können, liegen das Eingangssignal (*Sig ext*) und die beiden Ausgangssignale (*OUTH ext* und *OUTB ext*) auf zusätzliche Messpunkte an. Dazu sind drei Buchsen für Bananenstecker im Gehäuse vorgesehen, welche mit den entsprechenden Lötösen der XLR-Buchse verbunden sind.

Wie bei der Steuerplatine wurden auch bei der externen Frequenzweiche zwei zusätzliche Siebkondensatoren (C101 und C102) in die Betriebsspannungszweige eingefügt.

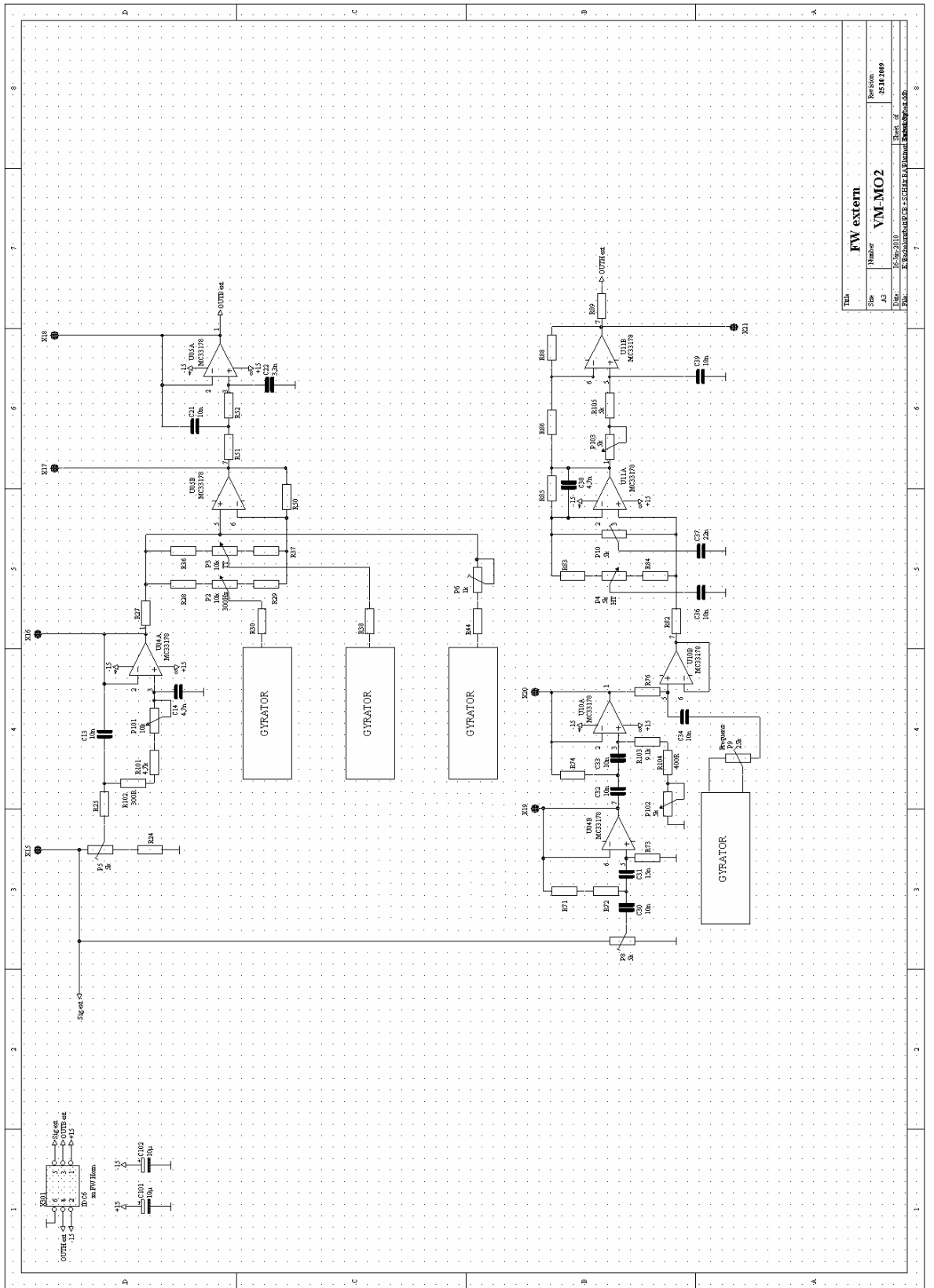


Abb. 44 Die Schaltung der externen Frequenzweiche

3.2.4 Aufbau ohne Anschlussmöglichkeit der externen Frequenzweiche

Zusätzlich zur bisher beschriebenen „Komplettvariante“ lässt sich das Demonstrationsmodell auch in einer Variante fertigen, bei der auf die Anschlussmöglichkeit für die externe Frequenzweiche verzichtet wird. Dies ist aus mehreren Gründen sinnvoll:

Die Beurteilung der unterschiedlichen Wiedergabeeigenschaften des Koaxial- und des Hornprinzips ist in einer Stereoanordnung wesentlich besser möglich, als bei Monowiedergabe. Somit ist es zweckmäßig jeweils zwei Exemplare des Demonstrationsmodells zu verwenden. Die Wirkung der unterschiedlichen Entzerrkurven der externen Frequenzweiche erfordert hingegen nicht unbedingt eine stereofone Auslegung, sondern zeigt sich ebenso gut auch bei einkanaliger Wiedergabe. Zudem müssten in einer Stereoanordnung die Weichen für den beide Kanäle vollkommen identisch eingestellt werden, was unter Umständen Schwierigkeiten bereitet. Daher erscheint - nicht zuletzt aus Kostengründen - der Aufbau eines Stereopaars durch je ein Exemplar mit und ohne externer Weiche sinnvoll.

Der Aufbau dieser Version entspricht weitgehend der ursprünglichen Variante. Nicht benötigt werden die 6-polige XLR-Buchse auf der Rückseite der Box, ebenso die Schnittstelle X202 auf der Steuerplatine. Da auf der Fernbedienung auf die Taster „intern“ und „extern“ verzichtet wird, genügt jeweils eine 6-polige Ausführung des Verbindungskabels und der Westernbuchse.

Für die Steuerung wird die selbe Platine wie in der normalen Ausführung verwendet. Da Relais 1, 2 und 4 der Umschaltung zwischen den internen und der externen Filterplatine dienen, werden sie hierbei nicht benötigt und somit auch nicht bestückt. Die entsprechenden Verbindungen¹ werden mittels Drahtbrücken fest hergestellt. Die Schnittstellenbuchse (X203) zum Fernbedienungsanschluss wird unverändert beibehalten, wobei die vier nicht benötigten Anschlusspins im 10-poligen Flachstecker des Verbindungskabels freigelassen werden. Selbstverständlich ließe sich anstatt dieser Modifikationen der Platinenbestückung auch ein eigenes Leiterplattenlayout erstellen, das von vornherein nur zwei Relais und entsprechend angepasste Steckverbinder vorsieht. Ebenso eine Fernbedienungsplatine mit nur zwei Tasterplätzen. Allerdings fielen bei der Fertigung dann in beiden Fällen zusätzliche Fixkosten für das Erstellen der Vorlage an. Dies lässt in Anbetracht der einfach durchzuführenden Modifikation die Verwendung der ursprünglichen Platinen als zweckmäßigere Option erscheinen.

¹ Relais 1: *Sig* → *Sig Horn*
Relais 2: *+15* → *+15H*
 -15 → *-15H*
Relais 4: *OUTH int* → *Endst H*
 OUTB int → *Endst B*

4. Vorschläge zur Verwendung des Demonstrationsmodells zu Ausbildungszwecken

Die Konzeption und der Aufbau des Demonstrationsmodells eröffnen dem Anwender eine ganze Reihe von Möglichkeiten zur akustischen und messtechnischen Veranschaulichung der elektroakustischen Zusammenhänge.

Die akustischen Demonstrationen sollten selbstverständlich in einem geeigneten Wiedergaberaum von hinreichender Störgeräuscharmut durchgeführt werden.

Am naheliegendsten ist dabei zunächst der akustische Vergleich der beiden Hochtontypen. Dazu wird mit den beiden Lautsprechern eine korrekte Stereoanordnung aufgebaut und die Hörer werden in der entsprechenden Hörzone platziert. Mit einer qualitativ hochwertigen Musikaufnahme sollten die klanglichen Eigenschaften der unterschiedlichen Prinzipien durch Umschalten und Vergleichen deutlich hörbar sein. Beim Verlassen des optimalen Hörplatzes fällt die wesentlich stärkere Schallbündelung des Hornhochtöners auf. Weist der Wiedergaberaum viele schallharte Flächen auf, so sollte sich bei der Verwendung des Hornhochtöners der Einfluss der Raumreflexionen durch die gerichtete Abstrahlung verringern.

Zu den grundlegenden Untersuchungen an Lautsprechersystemen gehört die Messung des Frequenzgangs mittels eines geeichten Messmikrofons und der entsprechenden Computersoftware (beispielsweise dem Programm ARTA). Dazu wird das Mikrophon in einem festen Abstand zur Lautsprecherbox auf der 0°-Achse positioniert. Im Normalfall beträgt der Abstand 1 m, bei ungünstiger Raumakustik kann das Messmikrophon hier jedoch auch näher zur Box gerückt werden. Zur Messung wird ein Rausch- oder Sweepsignal wiedergegeben und über den entsprechenden Ausgangspegel des Messmikrofons computergestützt die Frequenzgangkurve abgenommen. Aus dieser Messung lässt sich softwareseitig sofort auch der Phasengang, sowie die Gruppenlaufzeit ermitteln.

Dieser Messaufbau erlaubt auch die Beurteilung der unterschiedlichen Bündelungseigenschaften der beiden Hochtontypen.

Dazu werden weitere Frequenzmessungen durchgeführt, wobei aber der Winkel des Messmikrofons in festgelegten Schritten immer weiter vergrößert wird (z.B. 15°, 30°, 45° usw.). Der Abstand zum Lautsprecher bleibt dabei selbstverständlich stets gleich. Wird die Messung wieder in der zuvor beschriebenen Weise mit einem Rausch- oder Sweepsignal durchgeführt, so lassen sich die einzelnen Frequenzkurven in einem Diagramm zusammenfassen (vgl. Abb. 29). Zusätzlich lassen sich die Pegel bei einzelnen Frequenzen (beispielsweise 200 Hz, 1 kHz, 4 kHz und 10 kHz) herausgreifen und in jeweils ein Polardiagramm pro Frequenz übertragen. Ist ausschließlich die Darstellung mittels Polardiagramm gewünscht, so kann die Messung auch mit diskreten Sinustönen vorgenommen werden. In beiden Darstellungsarten ist deutlich zu sehen, dass die Schallbündelung des Hornhochtöners weitaus stärker ausfällt als die der Kalotte des Koaxialchassis.

Da die beschriebenen Versuche in erster Linie zur Demonstration grundlegender Zusammenhänge und Eigenschaften der Konstruktionsprinzipien in der praktischen Ausbildung gedacht sind, ist es nicht zwingend notwendig, den Wiedergabepegel der Messtöne genau zu kalibrieren, wie dies bei einer technisch exakten Messung notwendig wäre (es spricht aber natürlich auch nichts dagegen). Es ist in diesem Fall jedoch darauf zu achten, dass der Pegel hoch genug ist, um den Einfluss eventuell vorhandenen Störschalls gering zu halten. Andererseits darf er auch nicht zu hoch sein, damit keine Verzerrungen durch Überlastung entstehen. Werden die Messungen in einem nichtoptimalen Raum durchgeführt, ist bei der Festlegung des Messpegels zusätzlich auf eine möglichst geringe Anregung von Raumresonanzen zu achten.

4.1. Nutzung der externen Frequenzweiche

Die Variationsmöglichkeiten der externe Frequenzweiche erlauben es, die Auswirkungen einer falschen Abstimmung der Komponenten des Übertragungssystems deutlich hörbar aufzuzeigen.

Dazu werden zunächst sämtliche Steller in lineare Mittelstellung gebracht. Das Klangbild entspricht nun dem der exakten internen Abstimmung. Durch Verstellen einzelner Parameter wird die Wirkung der Filter nun direkt akustisch „erlebbar“. Ist beispielsweise die Grenzfrequenz des Tieftonfilters zu hoch gegenüber der des Hochtonzweigs gewählt, entsteht eine Überhöhung im Übergangsbereich. Je mehr sich die beiden Filterkurven überschneiden, desto stärker ist diese ausgeprägt. Umgekehrt lässt sich durch eine Lücke zwischen den Grenzfrequenzen ein so genanntes Übernahmeloche erzeugen (ein Effekt, der auch teils bei minderwertigen Subwoofer-Satelliten-Systemen feststellbar ist, wenn die untere Grenzfrequenz der Satellitenlautsprecher nicht an den Arbeitsbereich des Subwoofers heranreicht).

Die messtechnische Darstellung kann einerseits mittels einer Frequenzgangmessung mit Messmikrofon erfolgen, wie sie bereits beschrieben wurde. Zusätzlich erlauben die Messpunkte auch, die Filtereigenschaften durch elektrische Messungen sichtbar zu machen und so den Einfluss der Chassis (und evtl. des Raumes) auf die Messergebnisse auszublenden. Dazu stehen an den entsprechenden Messpunkten das Signal am Eingang des Filterteils, sowie die Ausgangssignale von Hoch- und Tieftonfilter zur Verfügung. Wird als Eingangssignal ein breitbandiges Rauschen verwendet, so lassen sich mit einem Spektrumanalysator die resultierenden Filterkurven bei einer Veränderung der Einstellungen in Echtzeit darstellen.

Das zeitliche Verhalten eines aktiven Filterssystems lässt sich durch die Messung der Gruppenlaufzeit erläutern. Dazu werden alle Bedienelemente wieder in die lineare Mittelstellung gebracht und das aus der Frequenzgangmessung bekannte Rausch- oder Sweepsignal auf den Eingang gelegt. Aus den Ausgangssignalen an den jeweiligen Messpunkten kann nun die Gruppenlaufzeit der beiden Filter gemessen werden.

Da das Eingangssignal der Box bereits vor der Frequenzweiche mehrere interne Filter durchläuft, ist als zeitliche Referenz das Signal am Eingang der externen Frequenzweiche heranzuziehen, am entsprechenden Messpunkt abgegriffen werden kann.

Durch Verstellen der Filterkurven kann so gleichzeitig auch der Einfluss unterschiedlicher Filterparameter auf die Gruppenlaufzeit und den Phasengang des Signals durch das jeweilige Filter aufgezeigt werden. Der variable Allpass dient dabei sowohl zur Korrektur der Laufzeitunterschiede zwischen beiden Filtern, als auch zur bewussten Herbeiführung dieses Effektes. Die Auswirkungen auf das Gesamtsystem sind wie beschrieben durch eine Messung mit dem Messmikrofon ermittelbar.

5. Schlussbemerkung

Mit der Umsetzung der gestellten Entwicklungsziele wurde ein Werkzeug zur Demonstration elektroakustischer Prinzipien und Zusammenhänge geschaffen, wie es in dieser Form einzigartig sein dürfte. Es ist nunmehr möglich, einen direkten und objektiven Hörvergleich zwischen einem Koaxialsystem und einem In-Line-System mit Hornhohtöner durchzuführen und daraus eigene Rückschlüsse auf die Vor- und Nachteile beider Prinzipien zu ziehen.

Mit der Anschaffung des Demonstrationsmodells wird gleichzeitig ein amtlicher Monitorlautsprecher erworben, der sich weltweit in zahlreichen Studios bewährt hat. Er kann zur professionellen Abmischung ebenso verwendet werden, wie zur klanglichen Beurteilung bereits erstellter Tonaufnahmen.

Gleichzeitig ermöglicht das Demonstrationsmodell es aber auch, bei der geplanten Anschaffung eines Lautsprechersystems vor Ort die klangliche Wirkung beider Lautsprecherprinzipien zu vergleichen und so zu entscheiden, welcher der beiden Konstruktionsphilosophien man für den vorgesehenen Einsatzzweck den Vorzug gibt.

Die externe Frequenzweiche kann in der Audiotechnik-Ausbildung sowohl dazu eingesetzt werden, Zusammenhänge, die bislang eher in theoretischer Weise dargestellt wurden auch praktisch zu verdeutlichen. Zum anderen können aber auch messtechnische Versuche durchgeführt werden, die helfen sollen, ein besseres Gefühl für das Wesen und die Besonderheiten der elektroakustischen Schaltungstechnik zu bekommen. Wenn dies gelingt, können die die Zielsetzungen als erfüllt betrachtet werden.

Anhang

Literaturverzeichnis

Bücher:

- I Stark, Bernd: Lautsprecher-Handbuch, 8. Aufl., München 2003
- II Rint, Curt (Hrsg.): Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band 1, 3. Aufl., Berlin 1950
- III Wangenheim, Lutz von: Aktive Filter und Oszillatoren, Entwurf und Schaltungstechnik mit integrierten Bausteinen, 1. Aufl., Berlin 2008
- IV Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph: Halbleiter-Schaltungstechnik; 9. Aufl., Berlin 1990

Werksprospekte, Datenblätter und Patentschriften:

- V Klein + Hummel: O 110 - Aktiver Studio-Monitor; URL: http://www.sennheiser.com/klein-hummel/icm.nsf/root/prof-monitoring_studio-monitors_nearfield-monitors_O110# abgerufen am 12.12.2009
- VI Electro-Voice: QRx 153/75; URL: <http://www.electrovoice.com/product.php?id=258> abgerufen am 12.12.2009
- VII Fanger, Herman J.: Dynamic Loudspeaker Unit, United States Patent 1,895,071, Oakland, California, USA 1928/1933; URL: <http://www.freepatentsonline.com/1895071.pdf> abgerufen am 17.12.2009
- VIII White, Todd W.: DUPLEX® Loudspeaker Systems; 2003 URL: <http://alteclansingunofficial.nlenet.net/Duplex.html> abgerufen am 17.12.2009
- IX Altec Lansing Corporation: „604E Super DUPLEX Loudspeaker“ (Werkskatalog); New York, USA; ca. 1952; URL: <http://www.voiceofthetheatre.com/images/604E.SuperD.1.jpg> abgerufen am 13.12.2009
- X Altec Lansing Corporation: „604-8K 16“ Duplex® Loudspeaker Primary Specifications“ (Datenblatt); Oklahoma City, USA; 1992; URL: <http://alteclansingunofficial.nlenet.net/proloudspeakers/duplex/604-8K-Data.pdf> abgerufen am 13.12.2009
- XI Tannoy Products Ltd.: The Most Advanced Co-Axial Speakers Today (Werksprospekt); West Norwood, London, England; 1955; URL: <http://www.hilberink.nl/tannoy/flyer/tannoydcflyer3.pdf> abgerufen am 14.12.2009
- XII Konski & Krüger: Lautsprecher, Patentschrift Nr. 227181, Zürich, Schweiz 1943; URL: http://klangfilm.free.fr/index.php?lng=0&music=&type=2&frame=&item=&title=&dir=data/documentations/patents/o15a_dyn/&num=0 abgerufen am 15.01.2010
- XIII THIEL: SCS3 Product Information; Lexington, Kentucky, USA 1999; URL:

- http://www.thielaudio.com/THIEL_Site05/PDF_files/PDF_product_lit05/SCS3.pdf
abgerufen am 18.12.2009
- XIV THIEL: SCS3 Supplemental Technical Information Paper; Lexington, Kentucky, USA 1999; URL:
http://www.thielaudio.com/THIEL_Site05/PDF_files/PDF_tech_papers/techpaper_scs3.pdf
abgerufen am 18.12.2009
- XV Isophon-Werke GmbH: Fabrikationsprogramm 1959 (Werkskatalog); Berlin, 1959;
URL: <http://www.lup-berlin.de/archiv/Katalog/1959.zip>
abgerufen am 11.12.2009
- XVI Isophon-Werke GmbH: Isophon Lautsprecher 1963/64(Werkskatalog); Berlin, 1963;
URL: <http://www.lup-berlin.de/archiv/Katalog/1963.zip>
abgerufen am 11.12.2009
- XVII Musikelectronic Geithain GmbH: Aktiver Studio-Regielautsprecher RL933K;
URL: <http://www.me-geithain.de/pics/r1933k/r1933k.jpg>
abgerufen am 13.12.2009
- XVIII Musikelectronic Geithain GmbH: Aktiver Studiomonitor MO-2;
URL: <http://www.me-geithain.de/pics/mo2/mo2.jpg>
abgerufen am 13.12.2009
- XIX Musikelectronic Geithain GmbH: Studio-Monitor MO-2;
URL: <http://www.me-geithain.de/download/mo2.pdf>
abgerufen am 13.12.2009

Abbildungsnachweis

Sämtliche Abbildungen und Grafiken wurden erstellt von Michèl Dörfler, MT06w2-B, sofern nicht gesondert vermerkt.

Erklärung zur selbständigen Anfertigung der Arbeit

Erklärung

Ich erkläre, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe.

Chemnitz, den 21. Januar 2010

.....
Michèl Dörfler