



# **Parametrierung und Hardwareoptimierung eines Digitalcontrollers für Studio- und PA-Lautsprecher**

Diplomarbeit zur Erlangung des Abschlusses als Diplom-Ingenieur im Studiengang Elektrotechnik  
(Schwerpunkt Nachrichtentechnik) an der Fachhochschule Aachen,

vorgelegt von

**Dirk Schmelzer**

Betreuung:



Dipl.-Ing. Markus Wolff

KLEIN + HUMMEL GmbH

Zeppelinstraße 12  
D-73760 Ostfildern-Kemnat

**Fachhochschule Aachen**

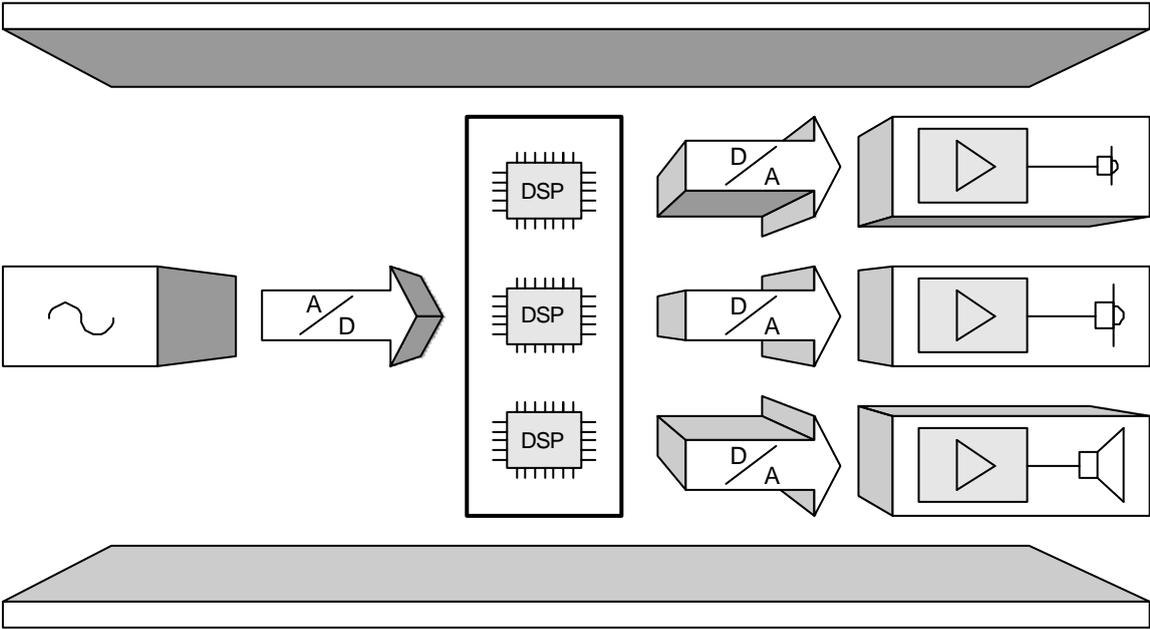
Prof. Dr.-Ing. Franz Wosnitza

Fachbereich  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
Eupener Straße 70  
D-52066 Aachen

---

**Parametrierung und Hardwareoptimierung  
eines Digitalcontrollers für  
Studio- und PA-Lautsprecher**

---



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b> .....	<b>1</b>
1.1	Definitionen des Themas .....	1
1.2	Aufgabenstellung .....	3
1.3	Vorteile des Digitalcontrollers .....	4
1.4	Aufbau des Gesamtsystems .....	5
1.5	Übersicht über die folgenden Kapitel .....	8
<b>2</b>	<b>Hardware des Digitalcontrollers</b> .....	<b>10</b>
2.1	Gerätebeschreibung .....	10
2.1.1	Mechanik .....	12
2.1.2	Baugruppen .....	13
2.2	Beschreibung des Signalfusses .....	16
<b>3</b>	<b>Bedienungskonzept des Digitalcontrollers</b> .....	<b>22</b>
3.1	Allgemeine Beschreibung der Menüstruktur .....	22
3.2	Main-Menü .....	25
3.3	System-Menü .....	28
3.4	EQ-Menü .....	29
<b>4</b>	<b>Infrarot-Fernbedienung</b> .....	<b>31</b>
4.1	Auswahl eines Fernbedienungsgebers .....	31
4.2	Zeichnung des Etikettes .....	32
<b>5</b>	<b>Messung der einzelnen Komponenten des Systems</b> .....	<b>33</b>
5.1	Akustische Messung der Lautsprecherkomponenten .....	33
5.1.1	Verhalten im Frequenzbereich .....	33
5.1.2	Verhalten im Zeitbereich .....	37
5.1.3	Verzerrungen .....	38

---

5.1.4	Räumliches Abstrahlverhalten . . . . .	40
5.2	Elektrische Messung der Endverstärker und des Digitalcontrollers . . .	42
5.3	Bereitstellung der Messungen für die Koeffizientenberechnung . . . . .	43
<b>6</b>	<b>Erzeugung der FIR-Filterkoeffizienten . . . . .</b>	<b>46</b>
6.1	Einleitung . . . . .	46
6.2	Zielfunktion für den Frequenzgang definieren . . . . .	48
6.3	Prototypen-Bandpässe aus der Zielfunktion erzeugen . . . . .	51
6.4	Bandpass-Bearbeitung . . . . .	53
6.5	Eingabe der Parameter für die Limiterfunktionen . . . . .	55
6.6	Koeffizientenberechnung . . . . .	57
6.6.1	Allgemeines . . . . .	58
6.6.2	Vorverarbeitung der Lautsprechermessungen . . . . .	61
6.6.3	Invertierung der Lautsprechermessungen . . . . .	62
6.6.4	Multiplikation mit den Zielbandpässen . . . . .	63
6.6.5	Inverse Fouriertransformation und Fensterung . . . . .	65
6.6.6	Auslesen der Filterkoeffizienten und Quantisierung . . . . .	67
6.6.7	Rücktransformation und Multiplikation . . . . .	68
<b>7</b>	<b>Probleme und Möglichkeiten der komplexen Entzerrung . . . . .</b>	<b>69</b>
7.1	FIR-Filterstruktur . . . . .	69
7.2	Resultierender Phasenverlauf des Gesamtsystems . . . . .	71
7.2.1	Linearphasige Entzerrung . . . . .	71
7.2.2	Minimalphasige Entzerrung . . . . .	71
7.2.3	Einsatzbereiche verschiedener Entzerrungen . . . . .	72
7.3	Problemanalyse linearphasiger Entzerrungen . . . . .	73
7.3.1	Filterlaufzeit und resultierende System-Durchlaufzeit . . . . .	73
7.3.2	Angleichung der unterschiedlichen Wege-Laufzeiten . . . . .	76
7.3.3	Einfluss der Filterlänge auf den Frequenzgang . . . . .	77
7.4	Raumspezifische Parametersätze . . . . .	79

---

<b>8 Die Limiterfunktionen des Digitalcontrollers</b> .....	<b>82</b>
8.1 Eigenschaften von Lautsprechern .....	82
8.2 Eigenschaften von Endverstärkern .....	90
8.3 Peak- und Thermolimiter .....	94
8.3.1 Der Peaklimiter .....	96
8.3.2 Der Thermolimier .....	103
<b>9 Parametrierung der Limiterfunktionen</b> .....	<b>107</b>
9.1 Allgemeine Zusammenhänge .....	107
9.2 Peaklimiter .....	111
9.2.1 Daten der Endverstärker .....	111
9.2.2 Peakbelastbarkeit der Lautsprecher .....	117
9.3 Thermolimiter .....	118
9.3.1 Analyse der Temperatursimulation .....	118
9.3.2 Messverfahren zur Ermittlung des thermischen Verhaltens . . .	120
9.3.3 Messung von Tief- und Mitteltonlautsprechern .....	124
9.3.4 Messung von Hochtonlautsprechern .....	129
9.3.5 Auswertung und Diskussion der Messergebnisse .....	131
9.3.6 Schlussfolgerungen für die Bestimmung der Zeitkonstanten. . .	135
9.3.7 Die Ermittlung der thermischen Belastbarkeit .....	137
9.4 Akustische Überprüfung der ermittelten Werte .....	139
<b>10 Zusammenfassung und Ausblick</b> .....	<b>140</b>
<b>11 Literaturverzeichnis</b> .....	<b>143</b>
<b>12 Anhang: Definitionen wichtiger Begriffe</b> .....	<b>145</b>

# 1 Einleitung

## 1.1 Definitionen des Themas

Diese Arbeit behandelt einen Bereich der professionellen Audiotechnik, in dem die sonst so allgegenwärtige digitale Signalverarbeitung bisher wenig verbreitet ist: Die Ansteuerung von aktiven Lautsprechersystemen.

Bei einem aktiven Lautsprechersystem besitzt jeder einzelne Lautsprecherweg seinen eigenen Endverstärker, der die entsprechenden Lautsprecher (Hoch-, Mittel- oder Tieftone) direkt ansteuert. Das bei passiven Lautsprechersystemen obligatorische LCR-Netzwerk zur Aufteilung des Frequenzbereiches auf die einzelnen Lautsprecherwege wird hier durch ein den Endverstärkern vorgeschaltetes aktives Filternetzwerk ersetzt.

Über die eigentliche Bandpassfunktion dieses Filternetzwerkes hinaus können bei der aktiven Variante noch weitere Funktionen realisiert werden, wie z. B. verschiedene Filter zur Linearisierung der Frequenzgänge des Hoch- Mittel- und Tieftonlautsprechersystems oder solche zum Ausgleich raum- und aufstellungsbedingter Nonlinearitäten.

Des Weiteren können Limiterfunktionen enthalten sein, welche die einzelnen angeschlossenen Lautsprecher vor Überlastung schützen. Weitere, auf den jeweiligen Anwendungsfall (z.B. Studiolautsprecher, Beschallungssystem,...) abgestimmte Funktionen sind denkbar.

Für ein solches, aus der simplen „Frequenzweiche“ hervorgegangenes komplexes Gebilde hat sich in den letzten Jahren der Begriff „Lautsprecher-Controller“ eingebürgert, womit verdeutlicht werden soll, dass durch diese Anordnung eine weitreichende Beeinflussung des Betriebsverhaltens von Lautsprechersystemen bei gleichzeitigem Schutz vor unzulässigen Betriebszuständen erfolgen kann.

Im Gegensatz zu anderen Stationen der Signalkette wie zum Beispiel die Speicherung und Bearbeitung von Audiosignalen, bei denen heutzutage fast ausnahmslos der Übergang zur digitalen Technologie vollzogen ist, zeichnet sich im Lautsprechersektor lediglich im Bereich größerer Beschallungssysteme der zunehmende Einsatz von Digitalcontrollern ab, während im Bereich der aktiven Studiolautsprecher bei nahezu allen Herstellern nach wie vor die analoge Signalverarbeitung zum Einsatz kommt.

Gerade bei Studiolautsprechern, wo es in der Hauptsache auf eine vollkommen neutrale und verzerrungsarme Wiedergabe von Audiosignalen ankommt, würde der Übergang zu einer digitalen Signalverarbeitung erhebliche Vorteile mit sich bringen, eine Auflistung der Wichtigsten folgt im nächsten Abschnitt.

Nun gibt es auch in der Gesamtheit der digitalen Lautsprechercontroller einige entscheidende konzeptionelle Unterschiede, von denen einer schon an dieser Stelle

besonders hervorgehoben werden soll: Die zur Realisierung der Bandpass- und Entzerrungsfunktionen eingesetzte Digitalfilterstruktur. Bei der Mehrzahl der am Markt befindlichen Digitalcontroller werden die digitalen Filter unter Verwendung der IIR-Filterstruktur realisiert, mittels der sich die bekannten analogen Filterfunktionen auf einfache Weise in der digitalen Ebene exakt nachbilden lassen. Genau wie die analogen Filter weisen auch sie den zum entsprechenden Frequenzgang des Filters korrespondierenden Phasengang auf, dessen Verlauf normalerweise nicht erwünscht ist, da ja durch die Filterung nur der Frequenzgang bearbeitet werden soll.

Die zweite in der Audiotechnik verwendete Filterstruktur, das FIR-Digitalfilter, ermöglicht eine *getrennte* Bearbeitung von Frequenz- und Phasengang. Im Zusammenhang mit der Lautsprecherentzerrung ist es somit möglich, nicht nur den Frequenzgang, sondern unabhängig davon auch den Phasengang zu entzerren, man spricht hierbei von einer *komplexen Entzerrung*.

Am Institut für technische Akustik (ITA) an der RWTH Aachen ist im Zuge mehrjähriger Forschungs- und Entwicklungsarbeiten ein Konzept entstanden, welches eine komplexe Lautsprecherentzerrung auf Basis von FIR-Filtern ermöglicht. Des Weiteren ist ein umfassender Lautsprecherschutz in Form von mehreren, ebenfalls auf der digitalen Ebene implementierten Limiterfunktionen enthalten.

Aufgrund des überzeugenden und ausgereiften Konzeptes wurde diese Technologie von der Firma KLEIN + HUMMEL im Zuge eines Lizenzverfahrens als Basis für die Entwicklung des in dieser Arbeit vorgestellten Digitalcontrollers verwendet.

Die FIR-Filterstrukturen sowie alle anderen Controller-Funktionen wie z.B. Schutzfunktionen, anwendungsspezifische Funktionen usw. sind hier auf entsprechend leistungsfähigen DSP-Plattform implementiert.

Weiterer Bestandteil ist die leistungsfähige DOS-Software MFX, die eine Kombination aus Audiomesssystem und Filterberechnungssoftware darstellt. Mit ihrer Hilfe sowie einer entsprechenden Hardware [6] können sowohl akustische Messungen an Lautsprechern als auch eine Berechnung der FIR-Filter und die Einstellung aller Funktionen des Digitalcontrollers durchgeführt werden.

Die Formulierung „Parametrierung des Digitalcontrollers“ wird im Rahmen dieser Arbeit als Zusammenfassung für diese Tätigkeiten verwendet.

## 1.2 Aufgabenstellung

Wie aus dem Titel „Parametrierung und Hardwareoptimierung...“ hervorgeht, lassen sich die verschiedenen Aufgaben, die im Rahmen dieser Arbeit zu erfüllen waren in zwei Kategorien einteilen:

1. Parametrierung der Limiterfunktionen, Mitarbeit an der Gestaltung des Bedienungskonzeptes
2. Mitarbeit am Hardwarekonzept des Digitalcontrollers, Entwicklung einiger Schaltungsteile

Außerdem sollte neben dieser Arbeit eine ausführliche Dokumentation des Gerätes für den Endbenutzer erstellt werden.

Im Folgenden werden die einzelnen Tätigkeiten näher spezifiziert:

### Parametrierung (Kap. 5 – 9)

- Erarbeitung einer Vorgehensweise zur Ermittlung / Messung der erforderlichen Limiter- und Outputscalingparameter des Digitalcontrollers in Abhängigkeit der jeweiligen Lautsprecher / Leistungsverstärker - Kombination (Schwerpunkt der Arbeit)
- Beschreibung und Analyse des Verfahrens der Koeffizientenberechnung, Diskussion der Nachteile komplexer Entzerrungen

### Hardware und Bedienungskonzept (Kap. 2 – 4)

- Mitarbeit am Schaltungsdesign: Netzteil, Platinenlayout
- Entwicklung einiger Schaltungsteile: trafosymmetrische Eingangsschaltung, Layout DA-Wandler
- Mitarbeit an der Weiterentwicklung der Gerätesoftware: Menüstruktur, Hierarchieebenen
- Auswahl einer Infrarot-Fernbedienung sowie Erstellen ihres Aufdruckes
- Mitarbeit am mechanischen Gerätekonzept des externen Digitalcontrollers (Pro C 28) sowie am digitalen Studiomonotor O 500 C

### Dokumentation:

- Erstellung eines 55-seitigen Benutzerhandbuches:  
„FIR - Digitalcontroller Pro C 28 – Handbuch und Bedienungsanleitung“

## 1.3 Vorteile des Digitalcontrollers

Es folgt eine Übersicht über die wichtigsten Punkte, in denen sich die Ansteuerung von Lautsprechersystemen mittels des in dieser Arbeit besprochenen FIR-Digitalcontrollers gegenüber herkömmlichen analogen Konzepten sowie auch gegenüber Digitalcontrollern, die ausschließlich in IIR-Digitalfiltertechnologie realisiert sind, auszeichnet:

- Durch den Einsatz digitaler FIR-Filtertechnologie kann eine voneinander unabhängige Entzerrung von Amplitude und Phase vorgenommen werden:
  - Verbesserung des Frequenzgangs des Gesamtsystems, z.B. absolut linear von 40 Hz – 20 kHz oder jeder gewünschte Frequenzgang möglich
  - Verbesserung des Phasenganges des Gesamtsystems, z.B. linearer Phasengang im gesamten Übertragungsbereich des Lautsprechers bei Inkaufnahme einer resultierenden Signaldurchlaufzeit  
⇒ konstante Gruppenlaufzeit bis zu niedrigsten Frequenzen
- In der Lautsprecherentzerrung wird das Übertragungsverhalten der Endverstärker wie auch das Eigenverhalten des Controllers selber in Betrag und Phase mitberücksichtigt
- Eine Anpassung an den Abhörraum kann ebenfalls in der Entzerrung berücksichtigt werden, hierdurch können z.B. Probleme durch Resonanzen und Reflexionen im Abhörraum in hohem Maße ausgeglichen werden
- Ein- und Ausschwingzeiten werden erheblich verbessert
- Präzisere Stereoortung, da praktisch keine Paarabweichung existiert
- Programmierte Entzerrungen (Parametersätze) für unterschiedliche Anforderungen lassen sich schnell abrufen
- Es können quasi beliebig viele Vorentzerrungen für unterschiedliche Aufstellbedingungen des Lautsprechersystems (Ortsanpassungskurven) mit eingespeichert werden
- Die Lautsprecher können bei unterschiedlicher Abhördistanz individuell verzögert werden.
- Die Flankensteilheit bei den Übernahmefrequenzen kann ca. 96 dB/Okt. betragen (annähernd ideal), dadurch ist der Frequenzbereich, der von den beiden Lautsprechern im Bereich der Trennfrequenzen gemeinsam übertragen wird nur wenige Hz breit, was folgende Vorteile hat:
  - der Übertragungsbereich der einzelnen Chassis kann optimal ausgenutzt werden
  - im Übernahmebereich kann es in der Vertikalen nicht zu Phasenauslöschungen kommen

- es kann für jeden Treiber ein die Richtcharakteristik (Directivity) betreffend ideales Horn gewählt werden (unterschiedliche Horntiefen und damit Laufzeitdifferenzen können ausgeglichen werden)
  - ⇒ Die Richtcharakteristik (Directivity) kann sowohl horizontal als auch vertikal nahezu ideal gestaltet werden!
- Zum Schutz der Lautsprecher gegen Überlastung sind Limiter vorhanden, die sowohl den kurzzeitigen Maximalpegel als auch die Dauerleistung der Einzelchassis berücksichtigen und im Falle einer drohenden Übersteuerung vorausschauend herunterregeln (keine Verzerrungen wie bei analog arbeitenden Limitern)
- Digitale und analoge Anschlussmöglichkeiten
- Übersichtliche und einfache Bedienung am Gerät über Menüstruktur mit mehreren individuell festlegbaren Schutzebenen (= Berechtigungsebenen)
- Fernbedienung von allen Parametern (individuell festlegbar)

## 1.4 Aufbau des Gesamtsystems

In diesem Abschnitt soll der Aufbau eines Gesamtsystems vorgestellt werden, der sich im praktischen Einsatz des Digitalcontrollers zur Ansteuerung aktiver Lautsprechersysteme ergibt. Eine solche Anordnung besteht allgemein aus dem Digitalcontroller selbst, den einzelnen Lautsprecherkomponenten (Tief- Mittel- und Hochton) sowie den entsprechenden Endverstärkern.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde an der Entwicklung von zwei verschiedenen Konzepten mitgewirkt, die zum Zeitpunkt dieser Niederschrift die Serienreife erreicht haben.

Es handelt sich zum einen um den 3Wege Studiomonitor K + H O 500 C, in den der Digitalcontroller eingebaut ist, und zum anderen um eine externe zweikanalige Ausführung des Digitalcontrollers in einem 19" 2HE Einschubgehäuse, die die Typenbezeichnung K + H Pro C 28 trägt.

In Bild 1.4/1 ist das Blockschaltbild der Baugruppen des digitalen Studiomonitors O 500 C gezeigt. Alle gezeigten elektrischen Komponenten befinden sich auf der Rückwand des Lautsprechergehäuses, die auch die Kühlkörper der Endverstärker trägt. Die Schallwand ist aus Kunststoff (Polyurethan) gefertigt und besitzt integrierte hornförmige Schallführungselemente, die das räumliche Abstrahlverhalten verbessern. Das übrige Gehäuse (Deckel, Boden, Seitenwände sowie hintere Trennwand) besteht aus Holz (MDF).

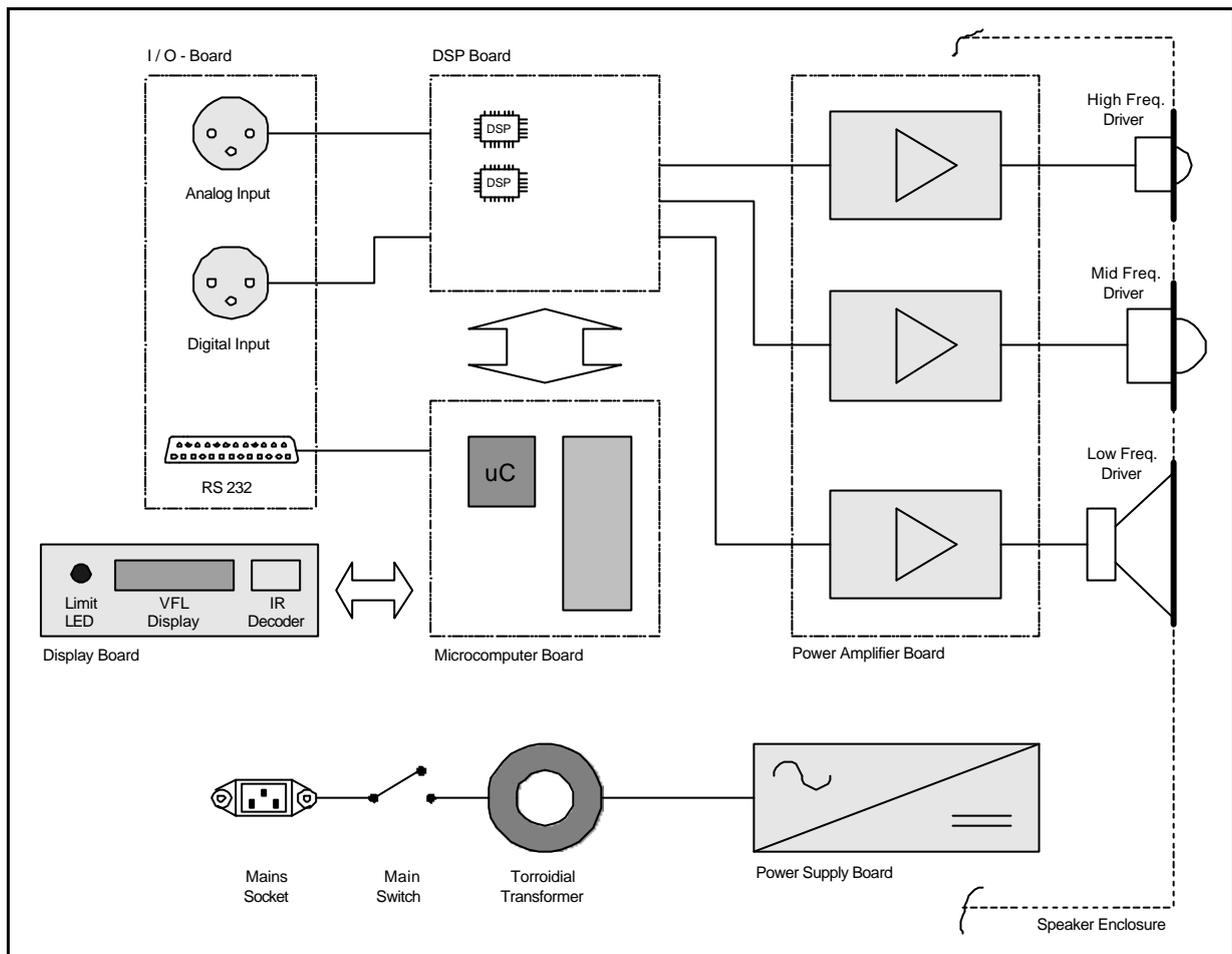


Abb. 1.4/1: Baugruppen des digitalen Studiomonitors K + H O500 C

Der Digitalcontroller ist aus den Baugruppen DSP-Platine (DSP Board), Mikrocomputerplatine (Microcomputer Board), Displayplatine (Display Board) sowie die Ein- und Ausgangsplatine (I/O Board) zusammengesetzt. Die Funktion der einzelnen Komponenten wird in Kap. 2 beschrieben. Die Displayplatine mit dem Infrarotempfänger ist auf der Schallwand angeordnet, um das Ablesen des Vakuumfluoreszenz-Display sowie die Änderung von Einstellungen mit der Fernbedienung von vorne zu ermöglichen. Sämtliche Anschlüsse liegen auf der Rückwand.

In Abb. 1.4/2 ist die Anordnung der Systemkomponenten für den Fall gezeigt, dass der Digitalcontroller als externes Gerät realisiert ist. Der mechanische Aufbau des Gerätes (hier ist nur die Rückwand gezeigt) wird in Kap. 2 beschrieben.

Während der Digitalcontroller im Studiomonitor nur einkanalig vorliegt, handelt es sich bei der externen Ausführung um ein Stereo-Gerät. In diesem Falle steuert der Controller zwei aktive Studiemonitore an, die mit jeweils drei Endverstärkern ausgestattet sind (bei einem 3-Wege-System). Die Studiemonitore besitzen selbst keinen eigenen Controller, oder er ist deaktiviert. Die Verbindung zu den Ausgängen des Digitalcontrollers wird je Lautsprecher über ein mehrpaariges symmetrisches Kabel hergestellt, so dass diese Verbindung

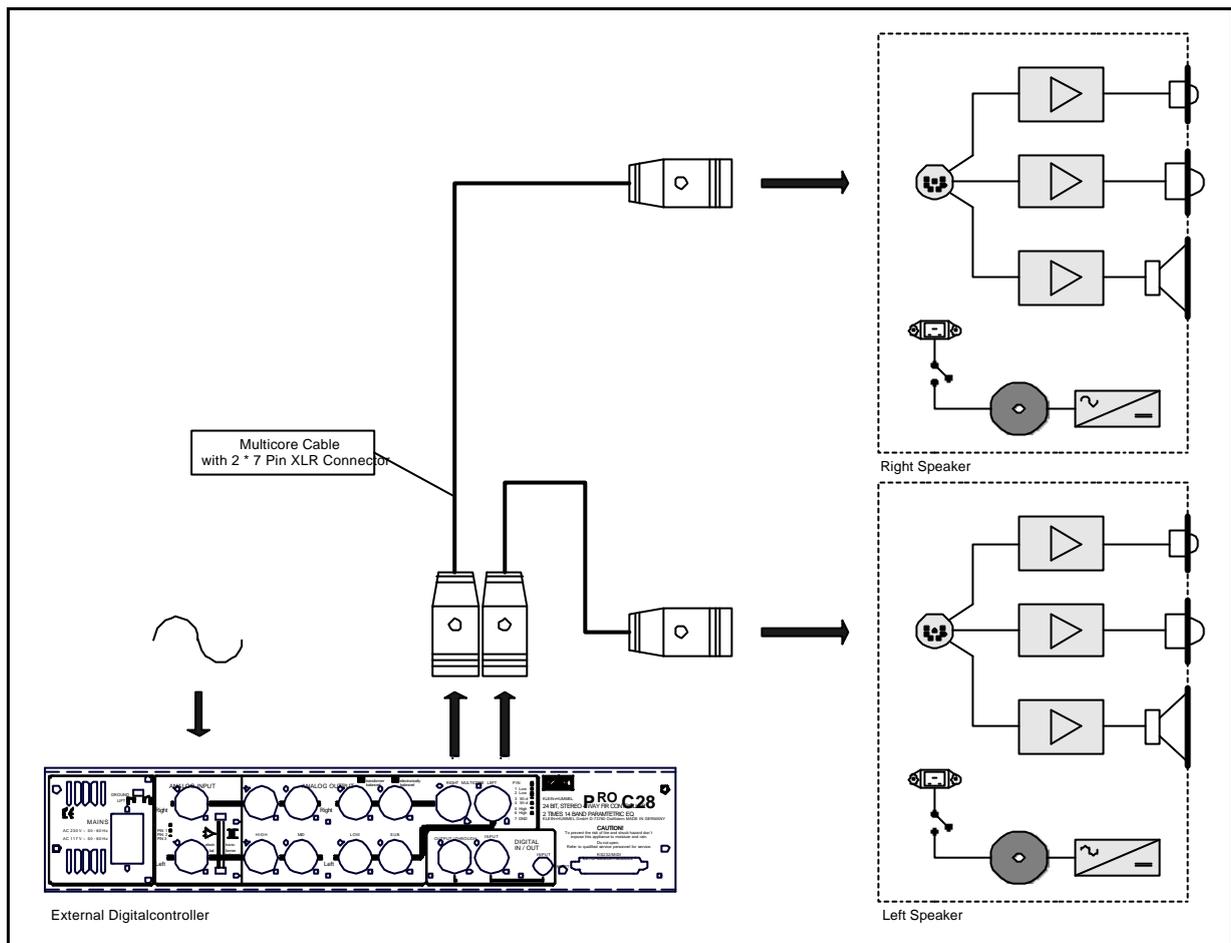


Abb. 1.4/2: Digitalcontroller K + H Pro C 28 innerhalb eines Gesamtsystems

die Signale aller drei Wege trägt, was den Verkabelungsaufwand reduziert. Auf der Rückseite des Digitalcontrollers sind hierzu zwei spezielle 7 Pin XLR-Buchsen angeordnet. Alle in Zukunft bei K + H entwickelten Studiomonitore ab 3 Wegen werden über eine entsprechende Eingangsbuchse verfügen, über die eine direkte Ansteuerung der eingebauten Endverstärker wie in Abb. 1.4/2 gezeigt erfolgen kann. Hierdurch wird der serienmäßig eingebaute analoge Lautsprechercontroller (hier nicht gezeigt) umgangen.

Eine weitere denkbare Systemkonfiguration mit dem externen Digitalcontroller ist der Betrieb innerhalb eines PA-Systems, wobei hier die Endverstärker und Lautsprecherkomponenten räumlich getrennt sind. Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein solches System jedoch nicht aufgebaut.

## 1.5 Übersicht über die folgenden Kapitel

### Hardware und Bedienungskonzept

Das Kapitel 2 ist der Hardware des *externen* Digitalcontrollers im 19“ Gerät gewidmet. Begonnen wird mit der Beschreibung der Mechanik des Gerätes sowie der einzelnen Baugruppen (Platinen) und ihrer Anordnung im ersten Abschnitt. Der zweite Abschnitt erläutert anhand eines herausklappbaren Signalfussplanes die zahlreichen Funktionen des Gerätes. Die hierbei eingeschlagene Reihenfolge entspricht derjenigen, in der ein Audiosignal das Gerät durchlaufen würde.

Im Kapitel 3 wird das Bedienungskonzept des Digitalcontrollers vorgestellt und die einzelnen Menüpunkte der Gerätesoftware erläutert, wodurch ein Überblick über die zahlreichen Einstellmöglichkeiten des Gerätes gegeben wird. Hierzu ist jedem Menü ein eigener Abschnitt gewidmet.

Das relativ kurze Kapitel 4 bezieht sich auf die Infrarot-Fernbedienung. Nach einer Übersicht über die Probleme und den gefundenen Lösungen, die sich im Zusammenhang mit der Auswahl eines geeigneten Fernbedienungsgebers ergaben ist am Ende die Autocad® - Zeichnung des Fernbedienungsaufdruckes abgebildet.

### Parametrierung

Im Kapitel 5 werden die verschiedenen Messungen an den einzelnen Komponenten eines Gesamtsystems aufgezählt, die im Vorfeld der FIR-Filterberechnung durchzuführen sind.

Das Kapitel 6 beschreibt den eigentlichen Prozess der FIR-Filterberechnung mit dem DOS-Programm MFX, wobei stets ein Bezug zwischen den einzelnen signaltheoretischen Zusammenhängen und ihren Auswirkungen auf die Praxis der Lautsprecherentwicklung hergestellt wird.

Die Nachteile der komplexen Entzerrung wird in Kapitel 7 näher untersucht. Hierbei steht das Problem der hohen Signaldurchlaufzeiten im Vordergrund.

Im Kapitel 8 wird die Funktion der im Digitalcontroller implementierten Limiter beschrieben. Hierzu ist im ersten Abschnitt eine ausführliche Beschreibung der verschiedenen Lautsprechereigenschaften vorgeschoben, die das Regelverhalten eines Limiter bestimmen. Dasselbe geschieht im zweiten Abschnitt für die Endverstärker. Der dritte Abschnitt ist der eigentlichen Funktionsbeschreibung gewidmet.

Das Kapitel 9 bildet (im Zusammenhang mit dem Kapitel 8) den Schwerpunkt dieser Arbeit. Hier wird die Ermittlung der für die Parametrierung des Digitalcontrollers erforderlichen Limiterparameter aus den gemessenen Lautsprecher- und Verstärkereigenschaften gezeigt und die einzelnen Messverfahren im Hinblick auf die Verwertbarkeit der Messergebnisse diskutiert.

## 2 Hardware des Digitalcontrollers

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Hardware des externen Digitalcontrollers im 19“ Einschubgehäuse.

Die Erläuterungen zu den einzelnen Baugruppen sowie die Beschreibung des Signalflusses in Abschnitt 2.2 gelten analog für den Einsatz des Digitalcontrollers in einem Studiomonitor.

### 2.1 Gerätebeschreibung

#### Allgemeines

In diesem Abschnitt werden die einzelnen Baugruppen des Digitalcontrollers aufgezählt und ihre Funktion kurz erläutert. Begonnen wird zunächst mit der Beschreibung des mechanischen Gerätekonzeptes. Die Erklärungen beziehen sich auf die Abb. 2.1/1, die den Innenaufbau des Digitalcontrollers sowie die Gestaltung der Front- und Rückseite zeigt.

Sie sollte beim Lesen der folgenden Abschnitte herausgeklappt werden, da sich der erläuternde Text hierauf bezieht, ohne dass im einzelnen darauf hingewiesen wird!

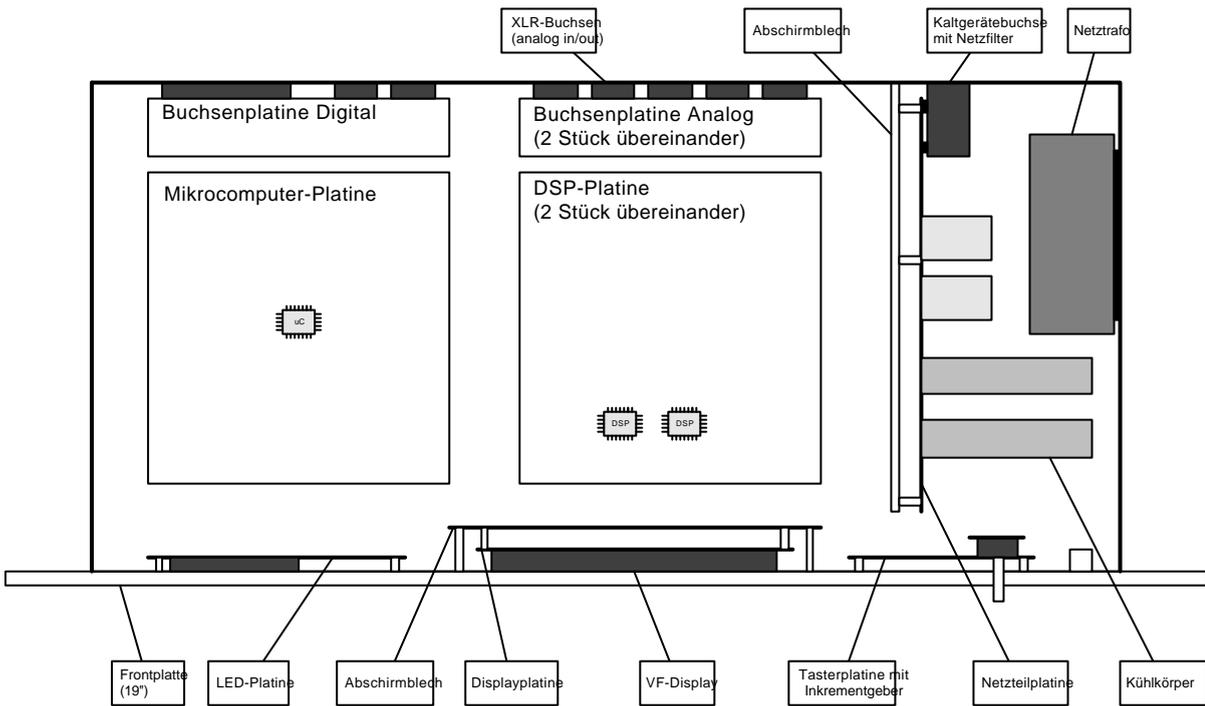
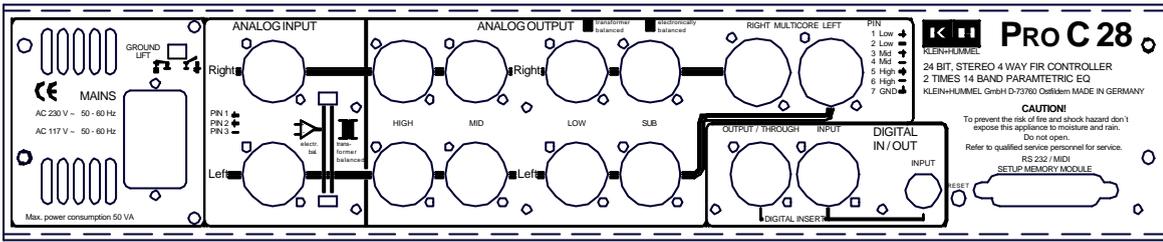


Abb. 2.1/1: Frontplatte und Rückseite des Digitalcontrollers sowie der innere Aufbau

### 2.1.1 Mechanik

Der Digitalcontroller ist als 19“ Einschub mit 2 Höheneinheiten (HE) konzipiert. Das Gehäuse besteht aus der Frontplatte (4 mm Aluminium), der Rückwand (2 mm Aluminium), den beiden Seitenteilen (Stahlblech), einem Bodenblech mit Lüftungslöchern (Stahlblech) sowie einer U-förmigen Abdeckhaube, die ebenfalls Belüftungslöcher enthält und schwarz pulverbeschichtet ist. Die Seitenteile werden auf jeder Seite mit jeweils zwei Schrauben mit der Front- und Rückwand verschraubt (vorne mit Senkköpfen). Das Bodenblech ist mit 7 Blechschrauben an den Seitenteilen und der Rückwand befestigt. Die zur Frontplatte gerichtete Kante des Bodenbleches ist umgebogen, um ihr dort trotz der fehlenden Verschraubung mit der Gerätefront die nötige Stabilität zu verleihen. Das Abschirmblech zwischen Netzteil und übriger Elektronik ist mit zwei Schrauben an der Rückwand befestigt. Um das andere ins Innere des Gerätes hereinragende Ende zu stabilisieren, wird es von zwei in das Bodenblech geprägten Erhebungen in seiner Position fixiert. Die schwarze Haube des Gerätes ragt um die Seitenteile herum und wird dort mit jeweils zwei Blechschrauben befestigt. Des weiteren wird sie auf der Oberseite des Gerätes durch zwei Blechschrauben mit der Rückwand verbunden. Zur Frontplatte hin ist sie genau wie das Bodenblech umgebogen, um ihr trotz der fehlenden Verbindung die nötige Stabilität zu verleihen.

Die Frontplatte ist schwarz pulverbeschichtet und mit weißer Beschriftung versehen. Auf der Innenseite trägt sie drei Platinen und den Netzschalter; es handelt sich um die LED-Platine, die Displayplatine sowie die Tasterplatine mit dem Inkrementgeber (v.r.n.l.). Zur Befestigung der Platinen ist die Frontplatte mit Stehbolzen bestückt, die ein Innengewinde besitzen. Im Falle der Displayplatine (Zulieferteil) erfolgt die Befestigung indirekt über ein Blech, welches gleichzeitig zur Abschirmung dient: Dieses ist mit der Frontplatte über die erwähnten Stehbolzen verschraubt, während die eigentliche Displayplatine am Abschirmblech befestigt wird. Des weiteren trägt die Frontplatte den Netzschalter, der mittels Snap-In-Technik befestigt wird.

Sämtliche Anschlüsse des Digitalcontrollers auf der Rückwand sind mit Printbuchsen realisiert. Diese sind mit der Rückwand verschraubt, um beim Einstecken eines Steckers keine Belastung auf die entsprechende Buchsenplatine auszuüben. Die Buchsenplatinen sind ebenfalls mit der Rückwand verschraubt und über Flachbahnleitungen mit der Mikrocomputer- bzw. DSP-Platine verbunden. Die Rückwand selbst ist schwarz pulverbeschichtet und mit einer weißen Beschriftung versehen. Neben der Kaltgerätebuchse ist sie mit Belüftungsschlitzen zur besseren Kühlung des Netzteiles ausgestattet.

Die Mikrocomputerplatine sowie die beiden DSP-Platinen werden mit dem Bodenblech verschraubt. Ähnlich wie bei der Frontplatte sind dort entsprechende Stehbolzen mit Innengewinden vorhanden, an denen die Platinen festgeschraubt werden. Im Falle der DSP-Platinen erfolgt die Verschraubung der unteren Platine (linker Kanal) mit Montagebolzen (Stehbolzen mit Innengewinde auf der einen und Gewindezapfen auf der anderen Seite). Die

obere DSP-Platine (rechter Kanal) wird dann mit den Innengewinden der Montagebolzen verschraubt.

Optional kann eine Zusatzplatine eingebaut werden, die mit 8 Ausgangstransformatoren für die Wege-Ausgänge bestückt ist. Diese Platine (nicht eingezeichnet in Abb. 2.1/1!) wird wie bei den beiden DSP-Platinen mittels Montagebolzen über der Mikrocomputerplatine angeordnet.

### **Schutzerdung und Groundlift**

Um für eine VDE-gemäße Schutzerdung des Gerätes zu sorgen, müssen sämtliche von außen berührbaren Metallteile des Gerätes niederohmig mit dem Schutzkontakt der Steckdose verbunden werden. Dieser liegt zunächst am Metallgehäuse des Netzfilters sowie an seinem entsprechenden Anschlusspin an. Das Metallgehäuse des Netzfilters wird über zwei Schrauben mit Zahnscheiben an der Rückwand befestigt. Die vier Schrauben, mit denen die Seitenteile an die Rückwand angeschraubt sind, besitzen ebenfalls Zahnscheiben. Zur niederohmigen Erdung des Bodenbleches ist eine der Befestigungsschrauben mit einer Zahnscheibe ausgestattet. Der Sprühnebel auf der Rückseite der Frontplatte ist an denjenigen Stellen ausgespart, an denen sie mit den Seitenteilen verschraubt ist. Dies alleine gewährleistet allerdings noch keine VDE-gerechte Schutzerdung der Frontplatte. Aus diesem Grunde ist sie zusätzlich mit einem Schutzleiterkabel (grün-gelb) geerdet, welches mittels Lötöse und Zahnscheibe an einer der vier Befestigungsschrauben für das Display-Abschirmblech angeschossen wird. Dieses Kabel führt dann zu einer an der rechten Seitenwand direkt neben dem Trafo angeordneten Messingschraube (mit Lötöse und Zahnscheibe), und von dort aus auf die Netzteilplatine, wo es mit dem Schutzleiterpin des Netzfilters verbunden wird (6.3 mm Flachstecker).

Der Groundliftschalter dient der Trennung von Schutzerde (Gehäuse) und der Betriebserde (Signalerde GND der Schaltung). Er ist als Printschiebeschalter ausgeführt und auf der Netzteilplatine an der Rückwand angeordnet, so dass er sich von außen schalten lässt. Wenn er geöffnet wird, ist die Signalerde nur noch über eine RC-Parallelschaltung mit der Schutzerde verbunden.

### **2.1.2 Baugruppen**

#### **Netzteil**

Der Digitalcontroller besitzt ein eingebautes Netzteil, das die einzelnen Baugruppen mit Strom versorgt. Die Netzteilplatine ist stehend eingebaut und von den übrigen Baugruppen durch ein Abschirmblech getrennt um Einstreuungen in die Signalverarbeitung zu verringern. Gegenüber von der Netzteilplatine ist der Ringkerntransformator an die rechte Gehäuseseitenwand angeschraubt. Sein Streufeld ist durch einen MU-Metallmantel abgeschirmt.

Der Freiraum neben dem Trafo wird fast vollständig von den Kühlkörpern der Spannungsregler ausgefüllt. Die Netzteilplatine wird mit fünf Schrauben auf dem Abschirmblech befestigt, außerdem wird sie zusätzlich über die Kaltgerätebuchse (mit integriertem Netzfilter) stabilisiert, die an der Rückwand angeschraubt ist, um beim Einstecken des Kaltgerätesteckers keine Belastung auf die Netzteilplatine auszuüben.

Die Netzteilplatine ist in eine Primär- und Sekundärsektion getrennt. Die Primärsektion beinhaltet das Netzfilter sowie die Sicherungen und weitere Bauteile. Der Transformator ist über 4.3 mm Flachstecker mit dem Primär- und Sekundärteil der Netzteilplatine verbunden. Der Netzschalter auf der Frontplatte ist ebenfalls über Flachstecker im Primärteil angeschlossen. Der Sekundärteil der Netzteilplatine beinhaltet die Gleichrichtung, Siebung und Stabilisierung der einzelnen Spannungen.

Das Netzteil stellt verschiedene Spannungen zur Verfügung:

- Eine mit zwei integrierten Spannungsreglern linear geregelte symmetrische Versorgungsspannung für die Operationsverstärker.
- Eine mit einem integrierten Spannungsregler linear geregelte einfache Versorgungsspannung für die Versorgung der analogen Schaltungsteile der AD und DA Wandler.
- Eine mit einem integrierten Schaltregler stabilisierte einfache Versorgungsspannung zur Speisung des Mikrocomputers, der DSPs sowie der digitalen Schaltungsteile der AD und DA Wandler.

Im Falle der linearen Spannungsregler werden Low-Drop Typen eingesetzt, damit eine niedrigere Trafospannung gewählt werden kann. Hierdurch wird die abzuführende Verlustleistung kleingehalten. Sämtliche Spannungsregler sind mit Profilkühlkörpern in Printausführung versehen. Zur Erhöhung der Betriebssicherheit werden für alle Elkos auf der Netzteilplatine 105 °C-Typen eingesetzt, da aufgrund der dichten Bestückung sowie der unmittelbaren Nähe zu den Kühlkörpern mit einer erhöhten Wärmebelastung zu rechnen ist. Dies ist vor allem dann der Fall, wenn das Gerät in ein Gestell eingebaut wird, so dass die Belüftungslöcher der Haube und des Bodenbleches u.U. vollständig verschlossen sind.

### **DSP-Platinen**

Auf der linken Seite des Abschirmbleches folgen die beiden DSP-Platinen (für jeden Kanal eine), die wie schon gesagt übereinander angeordnet sind, was in der Abb. 2.1/1 natürlich nicht zu erkennen ist. Eine Flachbahnleitung verbindet die beiden Platinen miteinander sowie mit der daneben angeordneten Mikrocomputerplatine. Die DSP-Platinen tragen die folgenden, in SMD - Technik aufgebauten Schaltungsteile:

- Analoge Eingangsstufe, die bis zum AD-Wandler symmetrisch aufgebaut ist

- Trafosymmetrische Eingangsstufe, die wahlweise in den Signalweg geschaltet werden kann (mittels Schiebeschalter)
- 4 analoge symmetrische Ausgangsstufen, deren Maximalpegel unabhängig voneinander durch Steckbrücken festgelegt werden kann
- Ein AD-Wandler (Stereo), dessen Kanäle im Gain - Ranging Prinzip betrieben werden
- Zwei DA-Wandler (Stereo), wobei ein Wandler für zwei Ausgangswege verwendet wird
- Digitale Signalverarbeitung mit Motorola – DSPs: Zwei Bausteine auf der unteren DSP-Platine und ein Baustein auf der oberen Platine (Parallelbetrieb).

Des Weiteren sind vier integrierte Low-Drop Spannungsregler vorhanden, die für eine zusätzliche Stabilisierung der vom Netzteil gelieferten Versorgungsspannungen sorgen. Zwei dieser Spannungsregler übernehmen die Stabilisierung der symmetrischen Operationsverstärkerspannungen, die übrigen beiden Spannungsregler regeln die analogen Versorgungsspannungen getrennt für die AD und DA Wandler.

### **Mikrocomputerplatine**

Die Mikrocomputerplatine ist wie die DSP-Platinen in SMD - Technik aufgebaut. Sie trägt die folgenden Schaltungsteile:

- 8 Bit CMOS Einchip-Mikrocomputer mit Peripheriebausteinen zur Ausführung der Gerätesoftware
- EPROM - Baustein (gesteckt), in dem die Gerätesoftware gespeichert ist
- Interfacebausteine der digitalen Ein- und Ausgänge sowie der RS-232 Schnittstelle
- Mikrocontroller-Baustein zum Entschlüsseln des RC-5 Fernbedienungscodes
- FlashROM - Baustein, in dem die Parametersatz-Dateien gespeichert werden.

### **Displayplatine**

Die Displayplatine trägt das VF-Display und ist mit der Mikrocomputerplatine verbunden.

### **Tasterplatine**

Auf der Tasterplatine ist der Inkrementgeber, die vier Cursortasten, die Shift - Taste, drei Menüwahltasten sowie drei Menü-LEDs angeordnet. Sie ist mit der Mikrocomputerplatine verbunden.

## LED-Platine

Die LED-Platine trägt die beiden LED-Balkenanzeigen, den zugehörigen Ansteuerbaustein sowie 8 Limit - LEDs. Sie ist ebenfalls mit der Mikrocomputerplatine verbunden.

## 2.2 Beschreibung des Signalfusses

In diesem Abschnitt erfolgt eine Beschreibung des Signalfusses durch die einzelnen Baugruppen anhand des Signalfussplanes in Abb. 2.2/1 (herausklappbar).

Es wird in der Reihenfolge vorgegangen, in der auch das Audiosignal die einzelnen Baugruppen durchläuft.

Die kursiv geschriebenen Menüeinstellungen beziehen sich auf die Beschreibung der Menüstruktur in Kap. 3.

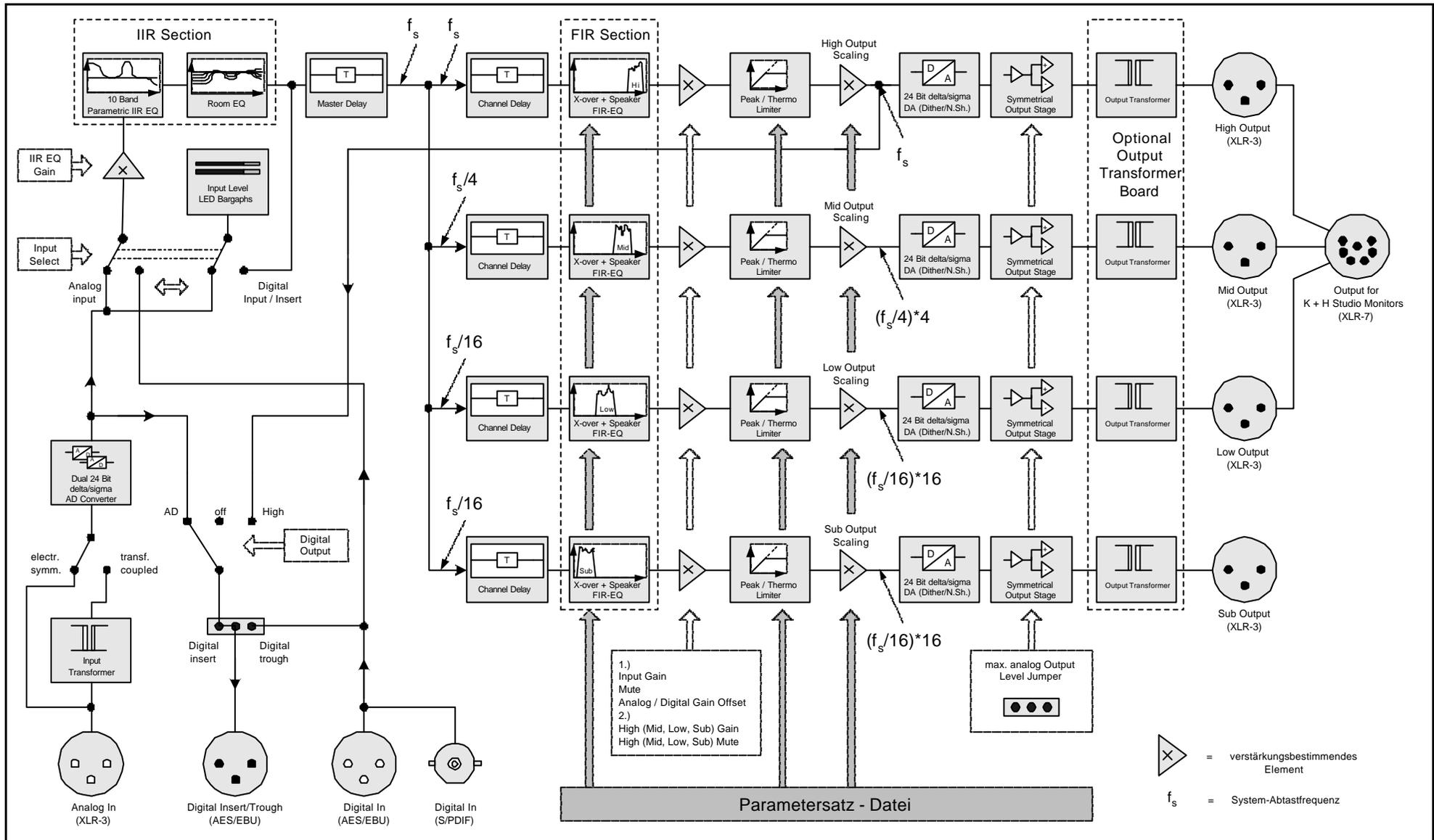


Abb. 2.2/1: Signalfussplan des Digitalcontrollers (1 Kanal dargestellt), nicht gezeigt: Down- und Oversamplingfilter, Einschaltverzögerung

## Analog Input

Der Eingang für Analogsignale ist studiosymmetrisch ausgeführt und kann zwischen elektronisch symmetrischen und trafosymmetrischen Betrieb umgeschaltet werden. Die Umschaltung erfolgt getrennt für den rechten und linken Kanal mittels eines auf der Rückwand rechts neben den Eingangsbuchsen angeordneten Schiebeschalters.

## AD Converter

Bei der A/D-Wandlung kommt das sogenannte „Gain Ranging“ - Verfahren zum Einsatz, bei dem zur Vergrößerung der maximal möglichen Eingangsdynamik zwei Wandler pro Audiokanal eingesetzt werden. Der eine A/D-Wandler wird direkt durch das Audiosignal gespeist, während dem zweiten A/D-Wandler das um einen bestimmten Pegel verstärkte Audiosignal zugeführt wird. Hierdurch wird die maximal mögliche Eingangsdynamik um den Betrag des Pegelunterschiedes zwischen dem verstärkten und nichtverstärktem Audiosignal erhöht. Ein innerhalb der nachfolgenden digitalen Signalverarbeitung realisierter Algorithmus (hier nicht gezeigt) dient dazu, rechtzeitig vor der Übersteuerung des mit dem verstärkten Signal gespeisten Wandlers auf den zweiten Wandler umzuschalten. Die Übersteuerungsgrenze der Anordnung ist dann erreicht, wenn auch der zweite Wandler voll angesteuert ist.

## Digital Input

Der Digitalcontroller besitzt Eingänge für Digitalsignale nach dem AES/EBU-Format auf XLR sowie für das S/PDIF-Format auf BNC. Bei Anliegen eines digitalen Audiosignals an einem der beiden Eingänge leuchtet die „Locked“-LED auf der Frontplatte des Digitalcontrollers. Dies ist auch der Fall, wenn im nachfolgend beschriebenen Menüpunkt „Input Select“ der analoge Eingang ausgewählt wurde.

## Input Select

Die Eingangsumschaltung geschieht im Main-Menü im Menüpunkt *Input Select*, hier symbolisch durch einen Umschalter angedeutet.

## Digital Output

Der Digitalausgang des Digitalcontrollers verwendet das AES/EBU-Format auf XLR. Über eine sich im Gerät befindlichen Steckbrücke (Jumper) kann die Grundbetriebsart des Digitalausganges eingestellt werden: In der Jumperstellung „Digital Insert“ (Standardeinstellung ab Werk) kann die Betriebsart des Digitalausganges im Main-Menü über den Menüpunkt *Digital Output* wie folgt ausgewählt werden: In der Betriebsart „AD“ liegt am Digitalausgang das AD-gewandelte analoge Eingangssignal an, bei der Einstellung „High“ wird das vor dem DA-Wandler des High - Lautsprecherweges abgegriffene Signal

zum Digitalausgang geführt und bei Auswahl der Option „off“ ist der Digitalausgang abgeschaltet. Bei der zweiten Grundbetriebsart (Jumperstellung "Digital through") wird das am Digitaleingang anliegende Signal zum Digitalausgang durchgeschleift. In diesem Fall haben die Einstellungen im Menüpunkt *Digital Output* keine Funktion mehr!

### **LED Bargraphs**

Die zwei LED-Ketten zeigen im Falle der Verwendung des analogen Eingangs den dort anliegenden Signalpegel an, also unabhängig von den Verstärkungseinstellungen des Digitalcontrollers. Da der analoge Eingang bis +27 dBu ausgesteuert werden kann, symbolisieren die roten LEDs keine Übersteuerung des analogen Eingangs sondern weisen lediglich darauf hin, dass der Signalpegel die Schwelle von +6 dBu erreicht bzw. überschritten hat. Bei Ansteuerung mit Pegeln über +24 dBu wird eine evtl. Übersteuerung der AD-Wandler durch die „AD Clip“-LED auf der Frontplatte signalisiert. Bei Verwendung der digitalen Eingänge (AES/EBU oder S/PDIF) zeigen die LED-Ketten den Signalpegel hinter der IIR EQ Sektion an, d.h. die Anzeige wird in diesem Fall durch die Einstellungen der IIR EQs sowie des IIR EQ Gains beeinflusst. Wenn der parametrische EQ deaktiviert ist (Einstellung *EQ off* sowie *EQ Gain = 0dB* im EQ-Menü) leuchten bei einem digitalen Signalpegel von 0 dBFS am Eingang alle LEDs auf.

### **EQ Gain**

An dieser Stelle kann der digitale Signalpegel durch Wortbreitenänderung abgesenkt (angehoben) werden, um damit stärker angehobene (abgesenkte) Frequenzbänder im nachfolgenden parametrischen EQ auszugleichen. Die Einstellung wird über den Menüpunkt *EQ Gain* im EQ - Menü vorgenommen. Der hier eingestellte Wert ist auch dann gültig, wenn der PEQ ausgeschaltet ist, damit bei A/B-Vergleichen Pegelsprünge vermieden werden.

### **10-Band parametric IIR EQ**

Der parametrische EQ (PEQ) des Digitalcontroller ist in IIR - Digitalfiltertechnik realisiert und besitzt 10 vollparametrische Bänder mit umschaltbarer Charakteristik. Mit ihm kann eine Systemverzerrung, getrennt für den rechten und linken Kanal vorgenommen werden. Der PEQ wird im EQ - Menü in den Menüpunkten *EQ1...EQ10* eingestellt. Im Menüpunkt *EQ on/off* kann er, zum Beispiel zu Vergleichszwecken, aus dem Signalweg geschaltet werden.

### **Room IIR EQ**

Dieser Orts - EQ ist wie der PEQ in IIR – Digitalfiltertechnik realisiert und dient der einfachen Kompensation von aufstellungsbedingten Nonlinearitäten im Frequenzgang. Die Einstellung erfolgt im Menüpunkt *EQ Set* des EQ - Menüs.

## Master Delay

Das Master Delay ist der letzte Baustein in der Signalkette, bevor die vier Wege getrennt bearbeitet werden. Die Einstellungen dieses Zeitgliedes werden im Main - Menü im Menüpunkt *Master Delay* vorgenommen, wobei die Verzögerungszeit, die dann natürlich in allen vier Wegen gleichermaßen wirksam wird, in Meter oder Millisekunden eingestellt werden kann.

Ab diesem Punkt erfolgt die getrennte Bearbeitung der einzelnen Lautsprecherwege. Da die einzelnen signalbeeinflussenden Baugruppen eines jeden Weges gleich sind, wird hier der Signalfuss des High - Weges stellvertretend für die übrigen (Mid-, Low-, Sub-) Wege beschrieben.

Die Mid-, Low- und Sub-Wege verfügen als einzigen Unterschied zum High-Weg zusätzlich über ein Downsamplingfilter, welches die System-Abtastfrequenz durch den Downsamplingfaktor (DS) teilt. Auf diese Weise wird in diesen Wegen bei reduzierter maximaler oberer Grenzfrequenz eine feinere Frequenzauflösung bei gleichbleibendem Rechenaufwand erreicht. Im Mitteltonweg erfolgt ein Downsampling um den Faktor 4, im Low- und Sub-Weg beträgt der Downsamplingfaktor 16. Vor der DA-Wandlung wird das Downsampling durch ein inverses Oversamplingfilter wieder rückgängig gemacht.

## High (Mid, Low, Sub) Delay

Diese Zeitglieder ermöglichen eine getrennt für jeden Weg einstellbare Verzögerung. Die Bedienung der Delays erfolgt im Main - Menü im Menüpunkt *Channel Delay*.

## High (Mid, Low, Sub) X-Over + Speaker EQ (Ausführliche Beschreibung in Kap. 6 und Kap. 7)

Als nächstes folgen die Wege - Bandpässe mit den darin enthaltenen Lautsprecherentzerrungen, beides realisiert in FIR – Digitalfiltertechnik. Die Einstellung dieser FIR-Filter erfolgt automatisch durch das Laden des Lautsprecherparametersatzes im Main - Menü im Menüpunkt *Speaker Select*

## Gain

Diese Funktion beeinflusst die Verstärkung des jeweilige Kanals. Das Maß der Absenkung oder Anhebung in den einzelnen Wegen wird durch die Einstellungen mehrerer Menüpunkte beeinflusst, die in zwei Klassen einzuteilen sind:

1. Die eingestellten Werte in den Menüpunkten *Input Gain*, *Mute* und *analog/digital Gain Offset* (Main - Menü) werden in jedem Weg gleichermaßen wirksam.
2. Bei den Menüpunkten *High (Mid, Low, Sub) Gain* und *High (Mid, Low, Sub) Mute* (ebenfalls im Main - Menü) kann man den Weg (oder die Wege) auswählen, in denen

die Änderung der Verstärkung wirksam werden soll. (Anm.: die Funktion „Mute“ ist hier als verstärkungsbeeinflussende Funktion zu sehen [V=0], was der Realisierung dieser Funktion in der Praxis entspricht.)

### **Peak / Thermolimiter** **(Ausführliche Beschreibung in Kap. 8 und Kap. 9)**

Die nun folgende Limiter – Anordnung, bestehend aus einem Peaklimiter und einem Thermolimiter dient einerseits der Vermeidung von Endstufenclicking und zu hoher Lautsprecherpeakleistung (Peaklimiter) und andererseits dem Schutz vor thermischer Überlastung der Lautsprecher (Thermolimiter). Wie beim X-Over + Speaker EQ erfolgt auch hier die Einstellung der einzelnen Limiterparameter automatisch mit dem Laden des Lautsprecherparametersatzes. Lediglich die Release - Zeitkonstante des Peaklimiters kann im Main – Menü im Menüpunkt Limiter eingestellt werden.

### **High (Mid, Low, Sub) Output Scaling**

Diese verstärkungsbeeinflussende Baugruppe bestimmt den Signalpegel, mit dem der nachfolgende DA Wandler angesteuert wird. Die Höhe der Anhebung oder Absenkung wird beeinflusst von den Limiter - Schwellenwerten, den Verstärkungen der Endstufen sowie den Verstärkungen der im nächsten Punkt besprochenen analogen Ausgangsstufen. Das Output Scaling wird mit dem Laden des Lautsprecherparametersatzes automatisch eingestellt.

### **Symmetrical Output Stage**

Die analogen Ausgangsstufen sind servo - symmetrisch ausgeführt: Bei unsymmetrischem Abschluss der Ausgangsbuchsen wird der Pegel der nicht auf Masse gelegten Ader um +6dB angehoben, so dass der resultierende Gesamtausgangspegel gleich bleibt. Mittels intern im Gerät setzbarer Steckbrücken (Jumper) kann der maximale Ausgangspegel des Digitalcontrollers für jeden Kanal und Weg getrennt in drei Stufen an die Verstärkung der eingesetzten Endstufen angepasst werden, um deren maximale Dynamik voll auszunutzen.

### **Analoge Ausgangsbuchse**

Die analogen Ausgänge des Digitalcontroller liegen auf XLR-3 Verbindern. Zum Anschluss von K+H Studiomonitoren steht ein eigener Anschluss auf XLR-7 zu Verfügung. Er ist den High, Mid und Low - Buchsen parallelgeschaltet, so dass nur ein einziges Multicorekabel (als Zubehör erhältlich) zur Verbindung zwischen Digitalcontroller und einem entsprechend vorbereiteten K+H Studiomonitor benötigt wird.

## 3 Bedienungskonzept des Digitalcontrollers

Im Rahmen dieser Arbeit wurde unter Mithilfe des Autors ein bereits bestehendes Bedienungskonzept für den Digitalcontroller bis zu dem hier vorgestellten Stand weiterentwickelt.

### 3.1 Allgemeine Beschreibung der Menüstruktur

Die Bedienung des Digitalcontrollers basiert auf einer Menüstruktur, bei der die einzelnen Menüpunkte in drei Menüs zusammengefasst sind:

- **Main - Menü:** In diesem Menü sind die für den normalen Betrieb des Controllers am häufigsten benötigten Einstellmöglichkeiten zusammengefasst, wie z.B. die Anpassung des Digitalcontrollers an das Eingangssignal, das Aufrufen und Abspeichern von Setups, die Einstellung des integrierten Delays usw.. Außerdem wird hier im Punkt *Speaker Setup* die Parametrierung des Gerätes für die verwendeten Lautsprecher und Endverstärker einer PA bzw. für den anzusteuernenden Studiomonitor vorgenommen.
- **System - Menü:** Dieses Menü beinhaltet seltener benötigte Grundeinstellungen von Soft- und Hardware des Digitalcontrollers , wie z.B. die Konfigurierung des Midi-Kanals, die passwortgeschützte Umschaltung zwischen den Benutzer-Schutzebenen usw..
- **EQ - Menü:** Dieses Menü ist ausschließlich für die Bedienung des im Digitalcontroller integrierten parametrischen Equalizers bestimmt, mit dem Änderungen im Gesamtfrequenzgang des Systems vorgenommen werden können (z.B. zur Anpassung an den Abhörraum).

Im System-Menü können nach Eingabe eines Passwortes verschiedene Benutzer-Schutzebenen eingestellt werden, bei denen jeweils verschiedene Menüpunkte in den drei Menüs sichtbar und damit bedienbar sind. Auf diese Weise kann Art und Umfang der Bedienungsmöglichkeiten des Digitalcontrollers an verschiedenen autorisierte Benutzergruppen angepasst werden. Hierdurch wird der Gefahr von Fehlbedienungen in hohem Maße entgegengewirkt.

Darüber hinaus kann z.B. ein für eine PA-Festinstallation eingestelltes Gerät in seiner Bedienung wesentlich vereinfacht werden, indem nur noch die für den normalen Betrieb benötigten Menüpunkte sichtbar sind.

Das Aufrufen und Einstellen der einzelnen Menüpunkte geschieht mit den auf der Frontseite (siehe Abb. 3.1/1) rechts neben dem Vakuumfluoreszenz-Display angeordneten Bedienungselementen.

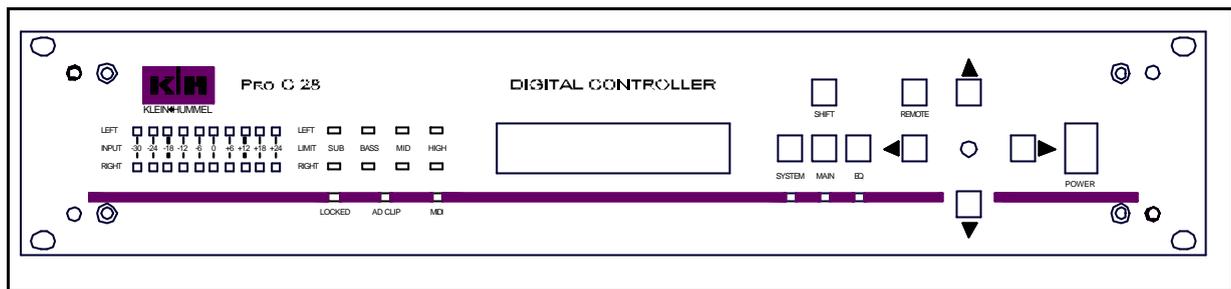


Abb. 3.1/1: Frontansicht des Digitalcontrollers

Im Einzelnen sind dies:

- drei rechts neben dem VF-Display angeordnete **Menüwahltasten** mit der Aufschrift SYSTEM, MAIN und EQ sowie die darunter angeordneten zugehörigen **Menü-LEDs**.
- die über den Menüwahltasten angeordnete **SHIFT-Taste**
- der **Inkrementgeber** (Drehgeber) mit Tastfunktion (Enter)
- die vier um den Inkrementgeber angeordneten **Pfeiltasten**

Beim Betätigen einer der Menüwahltasten wird in die Kopfzeile des entsprechenden Menüs gesprungen, außerdem leuchtet die zugeordnete Menü-LED auf.

Anhand der Menü-LEDs ist also jederzeit ersichtlich, welches Menü gerade aufgerufen ist.

Ausgehend von der Menü-Kopfzeile kann nun durch Betätigen der down-Pfeiltaste durch sämtliche sichtbaren Menüpunkte des entsprechenden Menüs geschaltet werden. Um sich im Menü wieder nach oben in Richtung Kopfzeile zu bewegen, wird die up-Pfeiltaste betätigt.

Wenn man einen Menüpunkt aufgerufen hat, erscheint links in der oberen Zeile des VF-Displays der Name des Menüpunktes.

Durch Drehen des Inkrementgebers kann nun der Parameter an der durch den blinkenden Cursor markierten Stelle verändert werden. Hierbei kann es sich um die Veränderung eines Zahlenwertes oder auch um das Durchschalten von Optionen handeln. Gleichzeitiges Drücken des Inkrementgebers bei der Einstellung von Zahlenwerten vergrößert die Schrittweite um den Faktor 10.

Bei manchen Menüpunkten ist die Veränderung nicht sofort wirksam: Nach Einstellung eines Parameters wird dieser erst durch anschließendes Drücken des Inkrementgebers (Enter-Funktion) von der Software übernommen.

Ein runder Punkt in der oberen rechten Ecke des VF-Displays signalisiert diese Zustände: Die Veränderung eines Parameters wird durch Blinken, die Übernahme der Änderung durch kontinuierliches Leuchten des Punktes signalisiert.

Anm.: Wird ein Menüpunkt nach Veränderung eines Parameters ohne das abschließende Drücken des Inkrementgebers verlassen, sei es durch Aufruf eines anderen Menüpunktes im selben Menü, durch Wechsel in ein anderes Menü mit den Menütasten oder nach Verstreichen eines Zeitraumes von ca. 5 min ohne weitere Eingabe bleibt der ursprünglich eingestellte Parameter erhalten.

Bietet ein Menüpunkt mehrere einstellbare Parameter an, so sind diese nebeneinander angeordnet.

Zur Veränderung eines anderen Parameters kann der blinkende Cursor durch Betätigen der left-Pfeiltaste oder right-Pfeiltaste an die entsprechende Position bewegt werden.

Bei manchen Menüpunkten können aufgrund der Anzahl nicht alle zu verstellenden Parameter gleichzeitig auf dem VF-Display angezeigt werden. In diesem Falle ist der Menüpunkt auf mehrere Tafeln aufgeteilt, die man sich „nebeneinander“ angeordnet vorstellen kann.

In solchen Menüpunkten wird die Position der benachbarten Tafel(n) durch einen Pfeil (durch zwei Pfeile) in der rechten oberen Ecke des VF-Displays angezeigt.

Um in eine benachbarte Tafel zu gelangen, wird der sich am letzten Parameter der aktuellen Tafel befindliche Cursor mit der left-Pfeiltaste oder der right-Pfeiltaste auf die benachbarte Tafel bewegt, die dann auch angezeigt wird.

Beispiele für die Aufteilung eines Menüpunktes auf mehrere Tafeln sind z.B. die Punkte 10...13 des Main-Menüs

Diese allgemeine Beschreibung der Bedienung gilt für alle Menüpunkte. Auf evtl. Besonderheiten bei einzelnen Menüpunkten wird in der nun folgenden Beschreibung der Menüpunkte eingegangen.

**Hinweis:** Die Aufstellung in den folgenden Kapiteln beinhaltet sämtliche Menüpunkte des Digitalcontrollers. Welche davon sichtbar und somit auch zugänglich sind, hängt von der eingestellten Benutzer-Hierarchieebene ab (System - Menü, Menüpunkt 3).

## 3.2 Main-Menü

Nr. / Name des Menüpunktes	wählbare Optionen	Wertebereich / Einh.
0 <b>K + H Pro C 28</b> <b>Main Menu</b>	---	---
1 Setup	Load Setup: No. / Name	---
	Store Setup: save as / save to	---
2 Mute	Mute on / Mute off	---
	Mute Attenuation [-dB]	-40...0 dB
3 Gain Offset	Analog [+/- dB]	-30...30 dB
	Digital [+/- dB]	-30...30 dB
4 Input Gain	Gain [dB]	-83...0...+45 dB
	Balance L [dB] / R [dB]	-16...0...+16 dB
5 Input Select	Analog / Digital / Digital Insert	---
6 Digital Output	off / AD / High	---
7 Input Routing	Normal / Reverse / Mono	---
8 Speaker Select (Matrix)	Top	---
	Subwoofer	---
9 Master Delay	Delay Time [ms]	0...999 ms
	Distance [m]	0...339,9 m
10 Channel Mute	High, Mid, Low, Sub: L, R, L+R [yes/no]	---
11 Channel Gain	High, Mid, Low, Sub: L, R, L+R [dB]	-18...6 dB
12 Channel Phase Invert	High, Mid, Low, Sub: L, R, L+R [yes/no]	---
13 Channel Delay	High, Mid, Low, Sub: L, R, L+R [ms]	0...92,1 ms
14 Delay Link	off / Mid+Hi / Low+Mid+Hi	---
15 Limiter Release	Lim. Release [dB/s]	10...250 dB/s

### Erläuterung der einzelnen Menüpunkte:

#### 0 K+H PRO C 28 - Main Menu -

(Menüüberschrift)

#### 1 Setup

In diesem Menüpunkt können Setups geladen sowie neue Setups unter einem vom Anwender wählbaren Namen abgespeichert werden. Ein Setup beinhaltet sämtliche Einstellungen aller Menüpunkte des Main-, System- und EQ - Menüs mit Ausnahme des Menüpunktes 4 *Input Gain [dB]* im Main-Menu. Das Aufrufen erfolgt mit der Option *Load Setup: No./Name*, indem durch Drehen des Inkrementgebers der Name des gewünschten Setups angewählt und dieses durch anschließendes Drücken des Inkrementgebers übernommen wird. Um die Einstellungen des Main-Menüs in einem neuen Setup abzuspeichern, muss zunächst durch Betätigen der right - Pfeiltaste in die benachbarte Menütafel dieses Menüpunktes

gewechselt werden. Bei der dort sichtbaren Option *save as* wird der Setup-Name eingestellt, indem die gewünschten Buchstaben bzw. Zeichen durch Drehen des Inkrementgebers gewählt werden. Mittels der *left / right* – Pfeiltasten wird der Cursor zwischen den einzelnen Stellen des Wortes bewegt. Anschließend wird durch Verschieben des Cursors nach rechts über die letzte Stelle hinaus die dritte Tafel dieses Menüpunktes mit der Option *save to* aufgerufen, wo nun die Speicherstelle, unter der das soeben benannte Setup abgespeichert werden soll, gewählt wird. Abschließend werden die Eingaben durch Drücken des Inkrementgebers übernommen. Das Setup kann zukünftig unter *Load Setup* durch Einstellen des gewählten Setup-Namens mit dem Inkrementgeber und anschließendem Druck auf diesen aufgerufen werden. Da der Menüpunkt *Input Gain* als einziger nicht in den Einstellungen eines Setups enthalten ist, bleibt die eingestellte Lautstärke beim Umschalten zwischen zwei Setups konstant. Falls dennoch Setups mit verschiedenen Lautstärken gewünscht sind, so können diese im Menüpunkt *Gain Offset* getrennt für den analogen und digitalen Eingang eingestellt werden (siehe auch: 3 Gain Offset).

- 2 Mute** Wenn *Mute on* aktiviert ist, werden die Pegel aller 8 Ausgänge des Digitalcontrollers gleichermaßen um den bei *Mute Attenuation* eingestellten Wert abgesenkt.
- 3 Gain Offset** Dieser Menüpunkt erlaubt eine für den digitalen und analogen Eingang getrennte Voreinstellung der Verstärkung. Bezogen auf den Signalfluss greifen dieser sowie der folgende Menüpunkt *Input Gain* an derselben Stelle ein.
- 4 Input Gain** In diesem Menüpunkt wird der Pegel des am analogen bzw. digitalen Eingang anliegenden Audiosignals verändert. Beim Einschalten des Digitalcontrollers wird standardmäßig dieser Menüpunkt aufgerufen. Des Weiteren kann bei *Balance* ein Pegelunterschied zwischen dem linken und rechten Kanal eingestellt werden.
- 5 Input Select** In diesem Menüpunkt wird der Eingang ausgewählt, an dem die speisende Signalquelle angeschlossen ist. Bei Auswahl der Option *Digital* wird der Digitalcontroller durch die Signalquelle getaktet, bei Auswahl von *Digital Insert* erfolgt die Takterzeugung intern. Es empfiehlt sich bei mehreren in der Signalkette befindlichen digitalen Geräten, diese über den Insert einzuschleifen, um die Performance der sehr hochwertigen Ein- und Ausgangsstufen des Digitalcontrollers auszunutzen.
- 6 Digital Output** In diesem Menüpunkt kann die Betriebsart des digitalen AES / EBU - Ausganges ausgewählt werden: Bei Auswahl von *off* ist der Digitalausgang abgeschaltet, bei *AD* wird hier das am Analogeingang anliegende Signal gewandelt ausgegeben und bei der Option *High* liegt das (digitale) Signal des High-Weges an.
- 7 Input Routing** Dieser Menüpunkt dient dem Vertauschen (*Reverse*) und Zusammenschalten (*Mono*) der beiden Eingangskanäle. Die Option *Normal* ist bei normalem Stereobetrieb zu wählen.
- 8 Speaker Select** Dieser Menüpunkt dient dem Laden des Parametersatzes. Unter Top und Subwoofer werden jeweils durch Drehen des Inkrementgebers die eingesetzten Lautsprechersysteme bzw. gewünschte Entzerrungen angewählt. Anschließend wird nun durch Drücken auf

den Inkrementgeber der zugeordnete Parametersatz geladen. Dieses Laden wird durch einen Signalton quittiert und kann auch während der Wiedergabe erfolgen.

### 9 Master Delay

In diesem Menüpunkt kann die Signallaufzeit durch den Digitalcontroller in ms und m eingestellt werden, wobei die untere Laufzeitgrenze durch den geladenen Parametersatz und der Grundlaufzeit des Digitalcontrollers definiert wird. Ausgehend von diesem minimalen Wert kann hier eine Laufzeit von bis zu 999 ms (entspr. 399,9m) eingestellt werden.

### 10 Channel Mute

In diesem Menüpunkt kann jeder einzelne Wege-Ausgang des Digitalcontrollers stummgeschaltet werden. Es kann ausgewählt werden, ob die Einstellung für beide Kanäle (l+r) eines Weges oder nur für einen Kanal wirksam wird. Die Änderung des Status (Mute on/off) geschieht durch Drehen des Inkrementgebers. Wird dieser gleichzeitig gedrückt, so wird die Statusänderung in allen Wegen gleichzeitig wirksam.

### 11 Channel Gain

Mit diesem Menüpunkt kann der Pegel eines Weges um max. +6/-18 dB verändert werden, wobei sich bezüglich der Wahl des Kanals und des Weges dieselben Optionen wie im vorherigen Menüpunkt ergeben.

**Hinweis:** Dieser Menüpunkt dient nicht dazu, den Controller bei einem Endverstärkertausch an einen evtl. abweichenden Verstärkungsfaktor des neuen Endverstärkers anzupassen!

### 12 Channel Phase Invert

In diesem Menüpunkt kann die Phasenlage für jeden Weg und Kanal getrennt invertiert werden. Es ergeben sich dieselben Einstelloptionen wie in den vorhergehenden Menüpunkten. Durch Drücken des Inkrementgebers wird eine vorgenommene Einstellung eines Weges auch in den anderen Wegen wirksam.

### 13 Channel Delay

In diesem Menüpunkt kann eine individuelle Signalverzögerungszeit für jeden einzelnen Ausgangsweg des Digitalcontrollers eingestellt werden, zum Beispiel um unterschiedliche Signallaufzeiten bei den einzelnen Lautsprecherkomponenten eines PA-Lautsprechersystems auszugleichen. Die Einstellung wird in ms vorgenommen und es kann wie auch in den vorhergehenden Menüpunkten ausgewählt werden, ob sie im rechten, linken oder in beiden Kanälen wirksam wird.

### 14 Delay Link

In diesem Menüpunkt können einzelne Lautsprecherwege für die Einstellung der Wege-Verzögerungen im vorherigen Menüpunkt Channel Delay zusammengefasst werden, so dass sich die Verzögerungszeiten in mehreren Wegen (Mid+High oder Low+Mid+High) gleichzeitig einstellen lassen.

### 15 Limiter Release

Dieser Menüpunkt ermöglicht eine Veränderung der Release-Zeitkonstante des im Digitalcontroller enthaltenen Peak-Limiters, der vor Endstufencipping sowie vor zu großen Membranauslenkungen schützt. Der gewünschte Wert wird durch Drehen des Inkrementgebers eingestellt und durch anschließendes Drücken desselben übernommen. Alle weiteren Einstellwerte des Peak- und auch des Thermolimiters werden durch den eingestellten Parametersatz festgelegt und können nicht verändert werden.

## 3.3 System-Menü

Nr. / Name des Menüpunktes	wählbare Optionen	Wertebereich / Einh.
0 <b>K + H Pro C 28 System Menu</b>	---	---
1 Brightness	LEDs [%]	0,50,75,100 %
	Display [%]	25,50,100 %
2 Midi Settings	Channel	1...16
	out [out only / out-through / loop]	---
	Baudrate [Midi / RS232]	31250 / 9600
	ParaChg [on / off]	---
	TX-Chn	1...16, OCM
	Midi-Monitor [start]	---
3 Security Level / Password	Load Level Nr.	0...5
	Passwort	---
4 IR Control	[on / off]	---
5 AES Stat. Sample Rate	S.Rate [kHz]	---
6 Version No. XXXX	Reeboot [Enter]	---
	Initialise [Enter]	---

### Erläuterung der einzelnen Menüpunkte:

#### 0 K+H PRO C 28 - System Menu -

Menüüberschrift

#### 1 Brightness

In diesem Menüpunkt können verschiedene Helligkeitsstufen für das VF-Display gewählt werden. Die Auswahl der einzelnen Stufen erfolgt durch Drehen des Inkrementgebers, die Aktivierung durch Drücken auf den Inkrementgeber.

#### 2 MIDI Settings

In diesem Menüpunkt werden die Einstellungen der im Digitalcontroller integrierten MIDI/RS-232 – Schnittstelle festgelegt. Die einzelnen Optionen sind auf mehrere Menütafeln verteilt, zwischen denen mittels der left / right - Pfeiltasten umgeschaltet werden kann.

#### 3 Security Level / Password

In diesem Menüpunkt können 6 verschiedene Benutzer-Schutzebenen für den Digitalcontroller angewählt werden. Diese können nach Eingabe des Passwortes mit den Ziffern 0...5 aufgerufen werden. Hierzu wird zunächst unter *Load Level Nr.* die Nummer der gewünschten Schutzebene durch Drehen des Inkrementgebers angewählt. Anschließend wird der Cursor mittels der left bzw. right-Pfeiltaste nacheinander an die einzustellenden Passwort-Stellen gebracht um dort durch Drehen des Inkrementgebers die entsprechenden Zeichen anzuwählen. Nachdem alle Passwortstellen richtig angewählt sind, wird die durch Drücken auf den Inkrementgeber die neue Schutzebene aktiviert.

- 4 IR Control** In diesem Menüpunkt kann die Infrarotfernbedienung ein- oder ausgeschaltet werden.
- 5 AES Stat. Sample Rate** Dieser Menüpunkt zeigt die Taktfrequenz an, mit der der Digitalcontroller arbeitet. Es handelt sich um einen reinen Status-Monitor, bei dem keine Eingaben möglich sind.
- 6 Version No.** In diesem Menüpunkt wird die Nummer der Software-Version angezeigt, mit der das Gerät arbeitet. Des Weiteren kann durch die Bestätigung der Option *Reboot* ein Neustart des Digitalcontrollers veranlasst werden. Diese Aktion entspricht einem Neueinschalten des Gerätes, wodurch sämtliche Einstellungen in den einzelnen Menüs erhalten bleiben. Demgegenüber werden durch Bestätigung der Option *Initialize* sämtliche Einstellungen der Menüs auf die Standardwerte (Auslieferungszustand) gesetzt sowie der Flashrom-Speicher des Digitalcontrollers gelöscht, wodurch natürlich sämtliche im Gerät gespeicherten Lautsprecherparametersätze verloren gehen.

### 3.4 EQ-Menü

Nr. / Name des Menüpunktes	wählbare Optionen	Wertebereich / Einh.
0 K + H Pro C 28 EQ Menu	---	---
1 EQ Set	Low Cut [Hz]	30...80 [10] Hz
	Bass EQ [dB]	-10...0 [2] dB
	Mid EQ [dB]	-5...0 (1) dB
	High EQ [dB]	-4...1 (1) dB
2 EQ	Gain [dB]	-24...0 dB
	EQ [on / off]	---
3 EQ 1...	Channel [L, R, L+R]	---
	Type [HS12, HS6, LS12, LS6, Peak, HP12, HP6, LP12, LP6]	---
	Güte	0,1...6355
	Frequenz [Hz]	---
	12 ... EQ10	Gain [dB]
13 EQ Setup	Load EQ Setup: No. / Name	---
	Store EQ Setup: save as / save to	---

#### Erläuterung der einzelnen Menüpunkte:

**0 K+H PRO C 28**  
- EQ Menu -

Menüüberschrift

**1 EQ Set**

In diesem Menüpunkt können die Einstellungen für eine evtl. notwendige Ortsanpassung des Lautsprechersystems auf einfache Weise vorgenommen werden. Die Einstellung eines Wertes erfolgt wie üblich durch Drehen, die Übernahme des eingestellten Wertes

erfolgt durch Drücken des Inkrementgebers. Mit den left / right-Pfeiltasten wird der Cursor zwischen den vier Optionen bewegt.

## 2 Gain / EQ

Die in diesem Menüpunkt unter *Gain* einzustellende Absenkung richtet sich nach der größten Anhebung, die in den Menüpunkten *EQ Set* bzw. *EQ1...EQ10* eingestellt wurde, wodurch eine evtl. Übersteuerung der nachfolgenden Signalverarbeitung durch anhebende EQ-Bänder verhindert wird. Mit *EQ off* werden sämtliche in den Menüpunkten *EQ Set* und *EQ1...EQ10* eingestellten EQ-Bänder aus dem Signalweg genommen. Die Einstellung unter *EQ Gain* ist hiervon allerdings nicht betroffen, das heißt der hier eingestellte Wert ist weiterhin gültig.

## 3 EQ1...EQ10

Jeder dieser 10 aufeinanderfolgenden Menüpunkte bietet einen vollparametrischen EQ, der jeweils in beiden Eingangskanälen, getrennt für links und rechts oder nur in einem wirksam sein kann. Der Frequenzverlauf eines jeden EQs lässt zwischen Glocken- (*Peak*) und Shelvingcharakteristik mit verschiedenen Flankensteilheiten umschalten. In den weiteren Optionen dieser 10 Menüpunkte können bei der Betriebsart Glocke (*Peak*) die Güte, Mittenfrequenz und Verstärkung bei der Mittenfrequenz eingestellt werden. Bei Auswahl eines Shelving-filters kann die -3 dB-Frequenz sowie die Verstärkung eingestellt werden. Durch Drücken des Inkrementgebers werden die Einstellungen des jeweiligen EQ-Bandes übernommen.

## 13 EQ Setup

In diesem Menüpunkt kann ein EQ Setup, das heißt sämtliche Einstellungen der Menüpunkte 3 *EQ1* ... 12 *EQ10* unter einem vom Anwender zu vergebenden Namen abgespeichert und aufgerufen werden. Das Aufrufen erfolgt mit der Option *Load EQ Setup: No. / Name*, indem durch Drehen des Inkrementgebers der Name des gewünschten Setups angewählt und dieses durch anschließendes Drücken des Inkrementgebers übernommen wird. Um die EQ-Einstellungen in einem Setup abzuspeichern, muss zunächst durch Betätigen der right – Pfeiltaste in die benachbarten Menütafel dieses Menüpunktes gewechselt werden. Bei der dort sichtbaren Option *save as* wird der Setup-Name eingestellt, indem die gewünschten Zeichen durch Drehen des Inkrementgebers gewählt werden. Mittels der left / right – Pfeiltasten wird der Cursor zwischen den einzelnen Stellen des Wortes bewegt. Anschließend wird durch Verschieben des Cursors nach rechts über die letzte Stelle hinaus die dritte Tafel dieses Menüpunktes mit der Option *save to* aufgerufen, wo nun die Speicherstelle, unter der das soeben benannte Setup abgespeichert werden soll, gewählt wird. Abschließend werden die Eingaben durch Drücken des Inkrementgebers übernommen und das Setup kann zukünftig durch einfaches Aufrufen reproduziert werden.

## 4 Infrarot-Fernbedienungsgeber

### 4.1 Auswahl eines Fernbedienungsgebers

Im Rahmen dieser Arbeit wurde vom Autor eine Infrarot-Fernbedienung (RC-5) für den Digitalcontroller entworfen und bis zur Produktionsreife geführt. Im einzelnen waren folgende Aufgaben zu erledigen:

- Auswahl eines geeigneten Fernbedienungsgebers aus verschiedenen Angeboten anhand folgender Kriterien:
  - Anzahl der Funktionstasten
  - Individuelle Gestaltung der Oberfläche zur Beschriftung
  - RC-5 Standard
  - Preis bei gegebener Abnahmemenge
- Auswahl der fernbedienbaren Funktionen und Einstellmöglichkeiten, Festlegung der Anordnung auf der Fernbedienung
- Entwurf des Aufdruckes der Fernbedienung, zeichnen desselben mit Autocad®

Es wurde eine RC-5 Fernbedienung des japanischen Herstellers Alps (Typ SBAR36) ausgewählt, da diese über eine ausreichende Anzahl an Funktionstasten (36) in Verbindung mit einem ergonomischen Gehäuse verfügt sowie die genannten Anforderungen an Beschriftung und Preis erfüllt. Die Beschriftung erfolgt mittels bedrucktem Selbstklebe-Etikett, welches auf die Fernbedienung geklebt wird.

Da der Hersteller Alps diese Fernbedienung nur in äußerst großen Stückzahlen liefert die den geplanten Bedarf weit überstiegen hätten, wurde die Fernbedienung als Restposten aus einer anderen Quelle beschafft, wodurch sich die folgenden zusätzlichen Probleme ergaben:

- Die Fernbedienungen sind bereits mit einem fremden Etikett versehen, welches vor dem Aufkleben des eigenen Etikettes entfernt werden muss. Hierbei ergaben sich Probleme mit der vollständigen Entfernung der zurückgebliebenen Klebstoffreste.
- Die Fernbedienung ist bereits mit einem bestimmten Tastencode fest programmiert.

Der fest eingestellte Tastencode stellte kein Problem dar, da die Codeworte zur Aktivierung der einzelnen Funktionen des Digitalcontrollers per Software festgelegt werden. Als die Tastenbelegung feststand wurde eine entsprechende Codetabelle erstellt, die jedem Befehl das von der Fernbedienung ausgesendete Codewort gegenüberstellt. Das RC-5 Codewort, welches zur Übertragung die Amplitude einer 36 kHz Rechteckschwingung moduliert wird setzt sich wie folgt zusammen:

- Länge: 14 Bit
- Tastencode: 6 Bit („Command Bits“)
- Gerätecode: 5 Bit („System Adress Bits“)
- Check Bit: 1; Run-In Bit: 2

Die Auswertung im Digitalcontroller erfolgt über ein spezielles Decoder - IC, an dessen Datenausgängen der Tastencode (6 Bit) der gewählten Funktion parallel anliegt.

## 4.2 Zeichnung des Etikettes

Zur Erstellung des neuen Etikettes wurde das bereits vorhandene Etikett vermessen und in Autocad® gezeichnet. Anschließend wurde die Beschriftung erstellt. In mehreren Versuchen wurde eine optimale grafische Gestaltung des Hintergrundes zur übersichtlichen Zusammenfassung logisch zusammenhängender Funktionen gefunden.

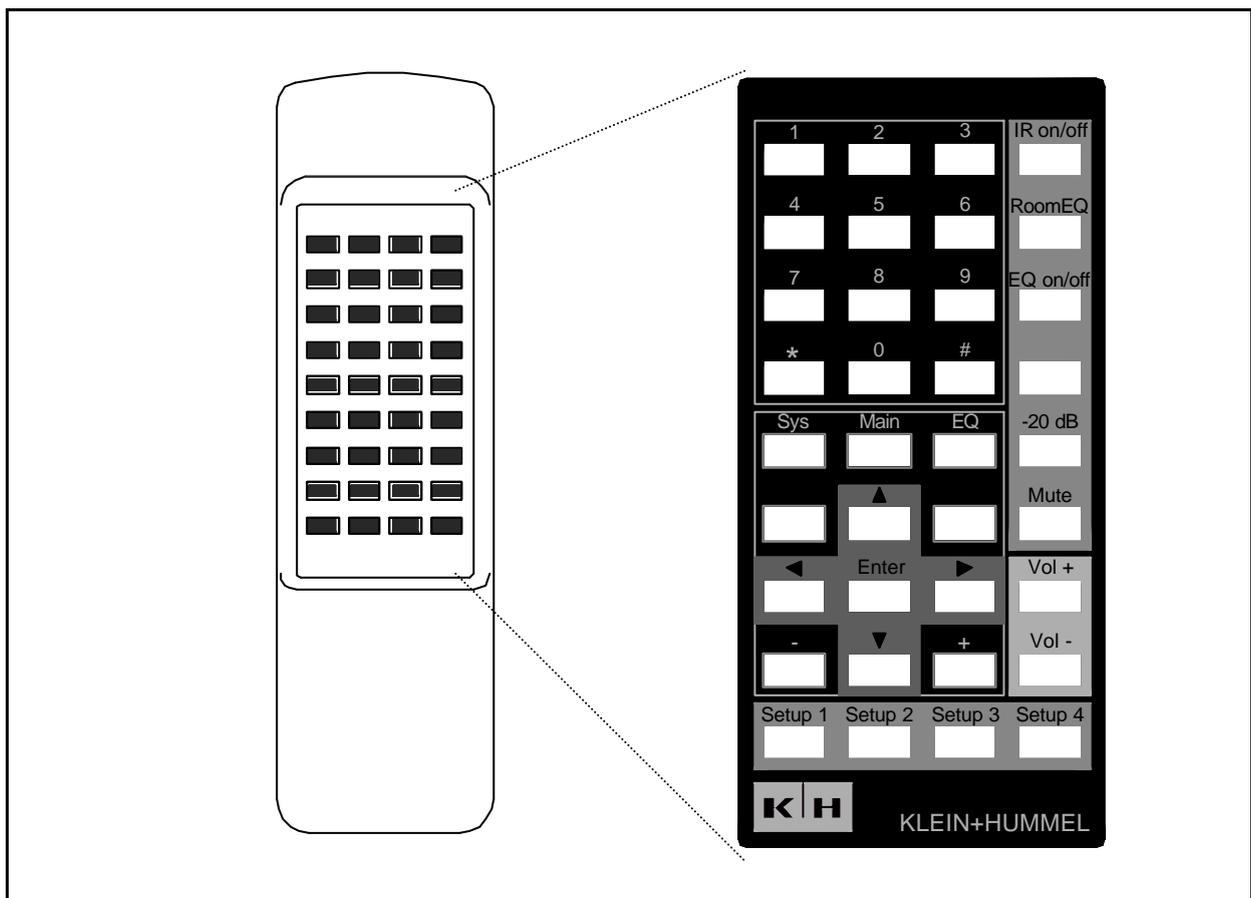


Abb. 3.2/1: Der Fernbedienungsgeber Alps SBAR36 sowie das erstellte Etikett

# 5 Messung der einzelnen Komponenten des Systems

In diesem Kapitel werden diejenigen Eigenschaften der einzelnen Komponenten des Gesamtsystems betrachtet, die für die Bestimmung der FIR-Filterkoeffizienten im Kap. 6 von Bedeutung sind. Ein Gesamtsystem besteht grundsätzlich aus den Lautsprecherkomponenten (Abschnitt 5.1), den Endverstärkern (Abschnitt 5.2) sowie dem Digitalcontroller selber (ebenfalls 5.2). Hierbei spielt es keine Rolle, ob der Digitalcontroller als externes Gerät in Verbindung mit getrennten Endverstärkern und Lautsprecherkomponenten eingesetzt wird oder in einem aktiven Studiomonitor integriert ist.

## 5.1 Akustische Messung der Lautsprecherkomponenten

Um die Eigenschaften der Hoch-, Mittel- und Tieftonlautsprecherkomponenten in den zu erstellenden Parametersatz einfließen zu lassen, muss deren akustisches Übertragungsverhalten im Vorfeld der Parametrierung gemessen werden. In diesem Abschnitt werden die verschiedenen Messungen, die das Übertragungsverhalten charakterisieren zusammengestellt sowie beispielhaft einige konstruktive Gegebenheiten aufgezählt, die hierauf Einfluss nehmen.

Mit „Lautsprecherkomponenten“ sind im Rahmen dieser Arbeit die Hoch-, Mittel- und Tieftonlautsprecherchassis einer Studio- oder PA-Lautsprecherbox gemeint, wobei ein PA-Lautsprechersystem natürlich auch aus mehreren getrennten Hoch-, Mittel- und Tieftonlautsprecherboxen bestehen kann, die dann jeweils die Komponenten darstellen. Die Lautsprecherkomponenten werden in diesem Abschnitt ohne zusätzliche aktive Komponenten wie z.B. Endverstärker usw. betrachtet.

### 5.1.1 Verhalten im Frequenzbereich

#### Komplexe Übertragungsfunktion

Die komplexe akustische Übertragungsfunktion  $H(f)$  einer Lautsprecherkomponente beschreibt ihr akustisches Verhalten in Bezug auf die jeweilige Messposition und den eingestellten Signalpegel vollständig.

Diese wird in einer reflexionsarmen Messumgebung mit einer entsprechenden Messeinrichtung (z.B. Computer-Meßsystem MFX [6]) auf Achse der Lautsprecherkomponente in einem von der Lautsprechergröße abhängigen Abstand gemessen. Die Spannung des Messsignals wird so gewählt, dass diese im typischen, linearen Arbeitsbereich des Lautsprechers liegt.

### Frequenzgang (Betrag der komplexen Übertragungsfunktion)

Der Frequenzgang  $|H(f)|$  gibt die Höhe des vom Lautsprecher abgestrahlten Schalldruckpegels (SPL in dB) bezogen auf 1 Watt Eingangsleistung und einem Meter Entfernung über der Frequenz an. Er definiert somit den Übertragungsbereich der Lautsprecherkomponente und ergibt Aufschluss über ihre Empfindlichkeit bei der jeweiligen Frequenz. Der Übertragungsbereich wird charakterisiert durch eine obere und untere -3 dB Grenzfrequenz sowie durch Art und Stärke der Welligkeiten (Unlinearitäten), die der Verlauf dazwischen aufweist. Auch der Abfall der Empfindlichkeit an den Grenzen des Übertragungsbereiches ist von Interesse.

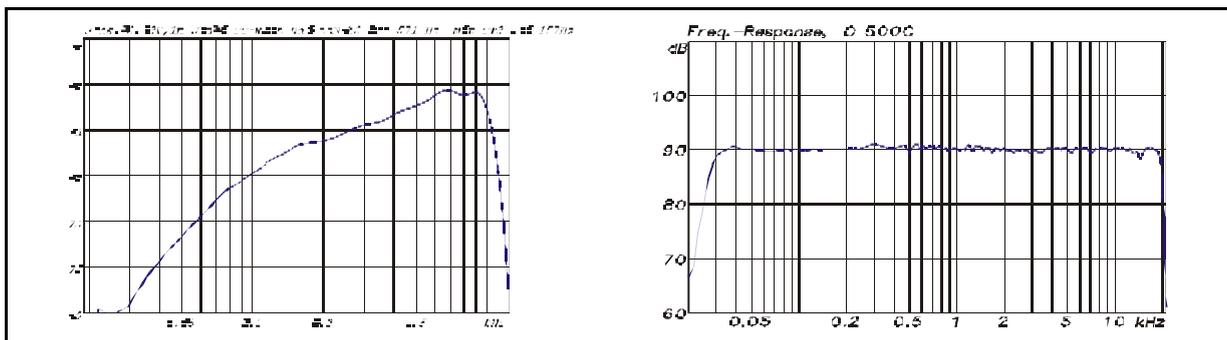


Abb. 5.1/1: Beispiele für Frequenzgänge: Links: einzelner 8" Tieftonlautsprecher in einem geschlossenem Gehäuse, Rechts: 3-Wege Studiomonitor

Die Lage der Grenzfrequenzen sowie der dortige Abfall der Empfindlichkeit wird bei einer bestimmten Hoch-, Mittel- oder Tieftonlautsprecherkomponente maßgeblich durch konstruktionsspezifische Merkmale des verwendeten Lautsprecherchassis bestimmt, wie z.B. Membrandurchmesser, -Material, -Gewicht und -Aufhängung. Im Falle der unteren Grenzfrequenz des Tieftonlautsprechers spielt die Gehäusegröße und das Gehäuseprinzip (z.B. geschlossen oder Bassreflex) eine bedeutende Rolle.

Mehr oder weniger starke Welligkeiten im Frequenzgang können z.B. die folgenden Ursachen haben: Gehäuseresonanzen (Moden) bewirken sehr starke Welligkeiten bei denjenigen Frequenzen, deren Wellenlänge doppelt so groß wie die inneren Gehäuseabmessungen sind, durch Partialschwingungen der Lautsprechermembran wird ebenfalls ein ungleichmäßiger Verlauf des Frequenzgangs hervorgerufen. Zum anderen erfolgt auch eine Beeinflussung durch die Form des Lautsprechergehäuses: An scharfen

Kanten und Ecken entstehen bei bestimmten Frequenzen Phantomschallquellen, die mit dem von der Lautsprechermembran abgestrahlten Direktschall konstruktiv oder destruktiv interferieren und so eine verstärkende oder abschwächende Wirkung bei diesen Frequenzen erzielen. Nicht zuletzt übt auch der Raum, in dem die Messung durchgeführt wird, einen mehr oder weniger starken Einfluss auf diese aus, der oftmals fälschlicherweise der Lautsprecherkomponente zugeschrieben wird.

Die Einflüsse des Messmikrofons, des Mikrofonverstärkers sowie der analogen Hardware des Messsystems werden bei modernen Computermesssystemen wie z.B. dem MFX-Messsystem [6] durch entsprechende Kompensationsdateien ausgeglichen.

### Zerfallsspektrum

Wird der Abfall des Schalldruckpegels nach Abschaltung des Anregungssignals über der Zeit- und Frequenzachse aufgetragen, erhält man das sog. Zerfallsspektrum. Das Zerfallsspektrum beschreibt das Ausschwingverhalten des Lautspechers über der Zeit- und Frequenzachse (=Ebene). Zum Zeitpunkt  $t = 0$  erkennt man den bekannten Verlauf des Frequenzgangs, da das Messsignal hier ja noch anliegt. Für  $t < 0$  sollte dieser dann im Idealfall im gesamten Übertragungsbereich zeitgleich mit dem Abschalten des Anregungssignals abklingen.

Bei einem realen Lautsprecher ist die Geschwindigkeit des Abfalls endlich und von der Frequenz abhängig, wofür es wieder mehrere Gründe geben kann: In Frequenzbereichen, in denen der Pegel langsamer abklingt bzw. längere Zeit nachschwingt, liegen i.d.R. Gehäuseresonanzen oder Partialschwingungen der Lautsprechermembran vor. Bei Tieftonlautsprecher-Komponenten wird das Aussehen des Zerfallsspektrums im Bereich niedriger Frequenzen maßgeblich von Art und Abstimmung der Tieftontreiber/Gehäuse-Kombination sowie durch das Gehäuseprinzip (geschlossen, bassreflex, usw.) bestimmt.

Des weiteren fließt auch der Dämpfungsfaktor des Endverstärkers mit ein: Je größer der Dämpfungsfaktor, desto kontrollierter ist das Ausschwingverhalten. Dies lässt sich leicht an einem Tieftonlautsprecherchassis veranschaulichen: Wenn man die Membrane bei ausgeschaltetem Endverstärker antippt, schwingt sie noch leicht nach, wiederholt man dies bei eingeschaltetem Verstärker, bleibt das Nachschwingen aus (sofern der Verstärker über einen ausreichenden Dämpfungsfaktor verfügt).

Mit Hilfe des Zerfallsspektrums können die Ursachen für Welligkeiten im Frequenzgang einfacher aufgedeckt werden als durch die Betrachtung des Frequenzganges allein. Im Gegensatz zur komplexen Übertragungsfunktion fließen die Werte des Zerfallsspektrums zwar nicht direkt in den Berechnungsprozess der Filterkoeffizienten ein, da es jedoch verschiedene im Zusammenhang mit der Parametrierung vorzunehmende Einstellungen beeinflusst, sollte es auf jeden Fall analysiert werden.

### Akustischer Phasengang (Phasengang der komplexen Übertragungsfunktion)

Definition: Die akustische Phase eines Signals gibt die Phasenverschiebung eines von der Lautsprechermembran als Schallwelle abgestrahlten sinusförmigen Signals gegenüber dem an den Lautsprecherklemmen eingespeisten elektrischen Signal in Grad an.

Der Phasengang oder Phasenverlauf trägt dementsprechend diese Phasenverschiebung in Abhängigkeit der Frequenz auf. Der Verlauf des Phasenganges korrespondiert bei minimalphasigen Systemen (s.u.) stets mit demjenigen des Frequenzganges, wobei die Stärke der Änderungen mit der Steilheit des Verlaufs des Frequenzganges zunimmt. Der Phasengang wird also durch die gleichen Ursachen beeinflusst wie der Frequenzgang.

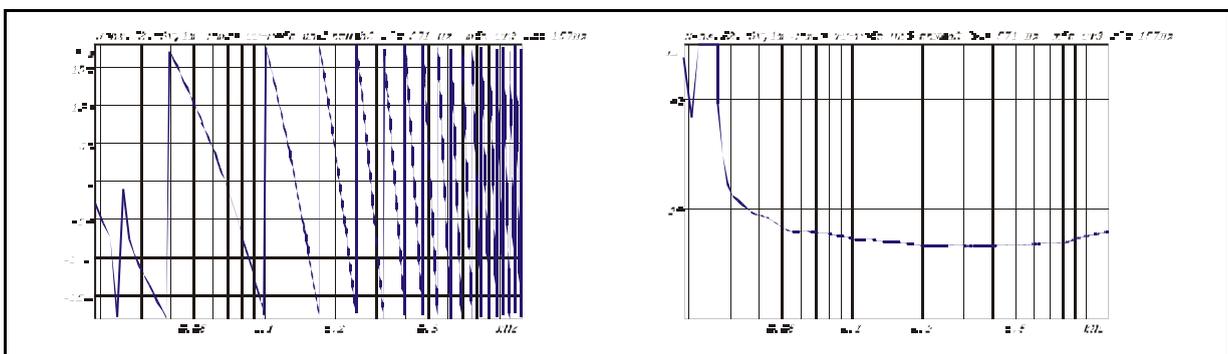


Abb. 5.1/2: Phasengang (links) und Gruppenlaufzeit (rechts) des einzelnen 8“ Tieftonlautsprechers aus Abb. 5.1/1, jeweils incl. der Grundlaufzeit zwischen Lautsprecher und Messmikrofon

### Gruppenlaufzeit

Trägt man statt der Phase ihre Ableitung über der Frequenz  $\frac{d}{df}\Phi(f)$  auf, erhält man die sog.

Gruppenlaufzeit  $t_{gr}$  in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Gruppenlaufzeit beschreibt die zeitliche Verzögerung, mit der die einzelnen spektralen Komponenten einer Wellenform (z.B. eines Tones) von der Lautsprechermembran abgestrahlt werden.

Eine konstante Gruppenlaufzeit bedeutet demnach, dass alle Teile des Spektrums eines Signals relativ zueinander zur gleichen Zeit von der Lautsprechermembran abgestrahlt werden, dennoch kann das gesamte Signal absolut gesehen zeitlich verzögert sein, wenn der lineare Phasengang  $\neq$  Null ist.

Aus der Berechnung der Gruppenlaufzeit folgt, dass sie grundsätzlich ihre maximalen Werte bei den Frequenzen erreicht, bei denen die Steigung des Phasenverlaufes maximal ist.

Man unterscheidet minimalphasige und linearphasige Systeme und deren Phasenverläufe bzw. Gruppenlaufzeiten:

- Bei einem **minimalphasigen** System ist der Phasengang so geartet, dass die entsprechende Gruppenlaufzeit bei jeder Frequenz den kleinstmöglichen Wert annimmt. Dies bedeutet, dass jede einzelnen spektrale Komponente eines Signals die jeweils kürzest mögliche Verzögerungszeit durch das System erfährt, die je nach Frequenz unterschiedliche Werte annimmt.
- Ein **linearphasiges** System ist dadurch gekennzeichnet, dass der Phasenverlauf eine lineare Funktion von der Frequenz ist. Als Folge ist die Gruppenlaufzeit eines solchen Systems konstant über der Frequenz, was bedeutet, dass alle spektralen Signalkomponenten die gleiche Verzögerungszeit durch das System erfahren.

Eine einzelne Lautsprecherkomponente für sich verfügt grundsätzlich über ein minimalphasiges Übertragungsverhalten, dasselbe gilt zum Beispiel auch für analoge Frequenzweichenfilter. Demnach ist z.B. das Phasenverhalten einer passiven oder aktiven Lautsprecherbox, bestehend aus Hoch-, Mittel- und Tieftonlautsprecherkomponente sowie passiver oder aktiver Frequenzweiche ebenfalls minimalphasig.

Durch die Möglichkeit der komplexen Entzerrung bei dem in dieser Arbeit besprochenen Digitalcontrollers ist es möglich, den nachrichtentechnisch „richtigeren“ linearen akustischen Phasengang des Gesamtsystems (linearphasige Entzerrung) zu erreichen. Dies wird in den folgenden Kap. 6 und 7 erläutert.

### 5.1.2 Verhalten im Zeitbereich

**Impulsantwort** (inverse Fouriertransformierte der komplexen Übertragungsfunktion)

Die Impulsantwort oder Stossantwort wird über der Zeitachse aufgetragen und beschreibt die Reaktion des Lautsprechers auf einen Spannungsimpuls, der theoretisch unendlich hoch ist bei verschwindend geringer Impulsdauer (Dirac-Stoß).

#### **Sprungantwort**

Die Sprungantwort wird die Impulsantwort über der Zeit aufgetragen und beschreibt die Reaktion des Lautsprechers auf einen Spannungssprung.

Die Sprungantwort kann auch aus dem Integral der Impulsantwort über der Zeit ermittelt werden.

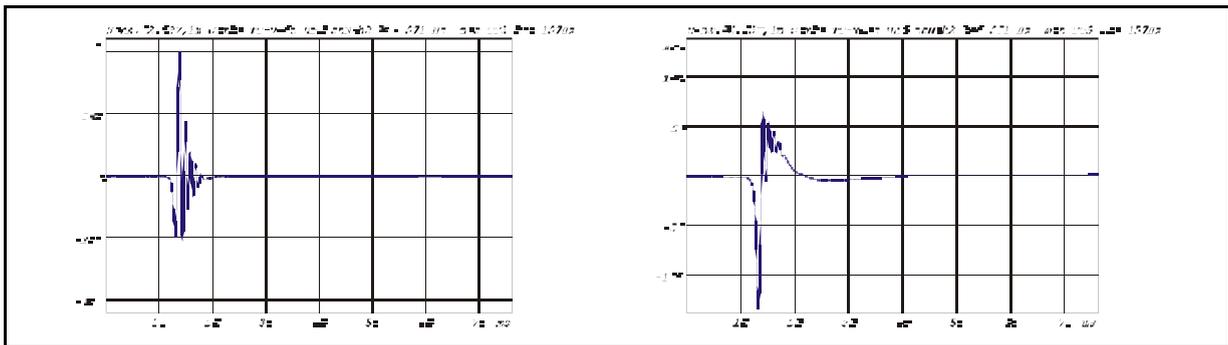


Abb. 5.1/3: Impulsantwort (links) und Sprungantwort (rechts) des Tieftonlautsprechers aus Abb. 5.1/1

### 5.1.3 Verzerrungen

#### Lineare Verzerrungen

Ein Signal wird linear verzerrt, wenn es auf ein System gegeben wird, welches eine *von der Frequenz abhängige* Verstärkung aufweist. Bei den Unlinearitäten im Frequenzgang eines Systems wie z.B. eines Lautsprechers handelt es sich somit um lineare Verzerrungen. Im Fall der Wiedergabe eines einzelnen Sinustones über ein System, welches das Signal linear verzerrt bleibt dessen Signalform unverändert, lediglich der Signalpegel wird verändert.

Das Maß für die linearen Verzerrungen einer Lautsprecherkomponente ist also deren Frequenzgang.

#### Nichtlineare Verzerrungen

Nichtlineare Verzerrungen entstehen durch eine *amplitudenabhängige* Verstärkung des Signals. Ein Lautsprecher erzeugt immer dann nichtlineare Verzerrungen, wenn die Membran dem Verlauf des elektrischen Eingangssignals nicht exakt folgt. Dies ist zum Beispiel der Fall, wenn die Schwingspule den Bereich des linearen Magnetfeldes verlässt oder wenn die Membran aufgrund eines zu hohen Signalpegels die mechanische Grenze ihrer maximalen Auslenkung ( $X_{max}$ ) erreicht. Wenn ein einzelner Sinuston über ein System gegeben wird, welches das Signal nichtlinear verzerrt, wird dessen Signalform im Gegensatz zu der linearen Verzerrung (s.o.) verändert. Dies rührt von der Tatsache, dass durch die nichtlineare Verzerrung neue Signale bei den Frequenzen  $f_i$  erzeugt werden, die den ganzzahligen Vielfachen der Nutzfrequenz (Grundwelle) entsprechen:  $f_i = i \cdot f_{nutz}$ ,  $i = 2 \dots N$

Als Maß für die linearen Verzerrungen setzt man die Spannungen der neu produzierten parasitären Signale  $U_i$  (Oberwellen, Harmonische) ins Verhältnis zur Spannung des Nutzsignals  $U_{nutz}$  plus derjenigen der parasitären Signale. Dieses Verhältnis wird als

Klirrfaktor oder englisch als Total Harmonic Distortion (THD) bezeichnet und in Prozent oder in dB angegeben:

$$THD[dB] = 20 \cdot \lg \left[ \frac{\sum_{i=2}^N U_i}{U_{nutz} + \sum_{i=2}^N U_i} \right]$$

mit:  $THD[dB]$  = Klirrfaktor (THD) in [dB]  
 $U_{nutz}$  = Effektivwert der Nutzspannung (= Grundwelle)  
 $U_i$  = Effektivwerte der Verzerrungsprodukte (= Oberwellen)

Das Maß an Verzerrungen, das von einer Lautsprecherkomponente produziert wird, hängt in erster Linie von den konstruktiven Gegebenheiten des eingesetzten Lautsprecherchassis ab, wie z.B. maximaler Membranhub, Geometrie von Schwingspule und Polschuh usw.

Bei Lautsprechermessungen ist der Klirrfaktor stets über der Frequenz aufgetragen, wobei es hier zwei verschiedene Messmethoden gibt:

- Herkömmliche Klirrfaktormessung: Messung des Klirrfaktors über der Frequenz bei konstantem Lautsprecher-Eingangspegel
- Maximalpegelmessung: Messung des maximal erreichbaren akustischen Schalldruckpegels (SPL in dB) bei einem vorgegebenen Klirrfaktorgrenzwert

Diese bei einer bestimmten vorgegebenen Klirrfaktorgrenze maximal zuzuführende Leistung bzw. die entsprechende akustische Ausgangsleistung ist nicht konstant, sondern kann je nach Messfrequenz verschiedene Werte erreichen.

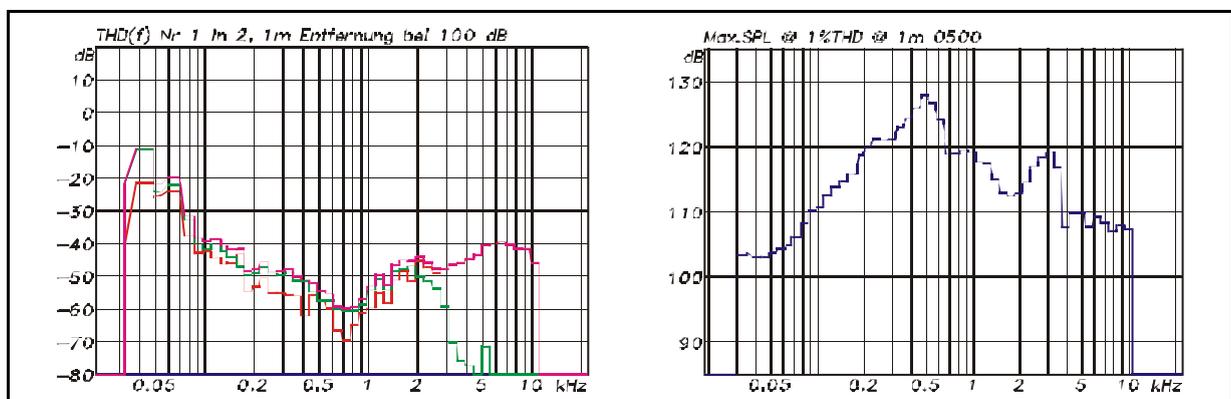


Abb. 5.1/4: Herkömmliche Klirrfaktormessung bei festem Eingangspegel (links) sowie Maximalpegelmessung (rechts) eines 3-Wege Studiomonitors (Bassreflex 65 l)

Eine solche sogenannte Maximalpegelmessung wird mit Sinussignalen gemessen, wobei das Signal kontinuierlich erhöht wird, bis der vorher festgelegte Klirrfaktorwert erreicht ist, dann wird zum nächsten Frequenzwert gegangen usw. In Abb. 5.1/4 ist als Beispiel für eine Maximalpegelmessung die Messung eines 3-Wege Studiomonitors abgebildet.

Es ist zu beachten, dass der Lautsprecher bei dieser Messung mit einem Sinussignal angeregt wird, welches einen Crestfaktor von 3 dB besitzt, d.h. das Verhältnis von Spitzenleistung zur Dauerleistung ist hier viel geringer als bei dem Rauschsignal, mit dem die Angaben für die maximalen Belastbarkeiten des Lautsprecher ermittelt werden (siehe oben). Außerdem wurde der Lautsprecher bei der Belastbarkeitsmessung breitbandig belastet, während er hier nur auf einer diskreten Frequenz angeregt wird. Gerade bei Tieftonlautsprechern wird aber ein großer Teil der Verlustwärme durch die Auslenkung und Schnelle der Schwingspule abgeführt, die sich über der Frequenz ändert und z.B. bei der Resonanzfrequenz ein Minimum aufweist.

Somit stellt das Sinussignal je nach Frequenz eine wesentlich stärkere thermische und / oder mechanische Belastung für den Lautsprecher dar. Dies sollte bei der Messung beachtet werden. Um den Lautsprecher bei bestimmten kritischen Frequenzen nicht zu überlasten, sollte man sich somit bei der Maximalpegelmessung in mehreren Messabläufen auf den entgültigen Klirrfaktorwert zubewegen.

In Verbindung mit der Parametrierung des Digitalcontrollers dient der Klirrfaktor einer Lautsprecherkomponente zunächst einmal der Beurteilung ihrer akustischen Wiedergabequalität bzw. des maximal erreichbaren Schalldruckpegels, wobei letzteres z.B. bei der Beurteilung von PA-Systemen eine große Rolle spielt. Die bei der Entwicklung eines Lautsprechersystems gewählten Trennfrequenzen der Frequenzweichenfunktion des Digitalcontrollers werden unter anderem durch das Klirrverhalten festgelegt.

#### 5.1.4 Räumliches Abstrahlverhalten

Das räumliche Abstrahlverhalten eines Lautsprechers wird durch Aufnahme des Frequenzganges in verschiedenen Messpositionen ermittelt, wobei die Schalldruckpegel sämtlicher gemessenen Frequenzgänge auf den des auf der Lautsprecherachse gemessenen Frequenzganges bezogen werden.

Die Darstellung des Abstrahlverhaltens erfolgt i.d.R. mittels 2-D Isobaren, jeweils getrennt für die horizontale und vertikale Ebene. Der Schalldruckpegel (in dB) wird über unterschiedliche Farben bzw. Farbtöne ausgedrückt, wobei jede Farbe einem Bereich von z.B. 3 dB entspricht. Der Winkel der einzelnen Messungen wird von der Achse des Lautsprechers abgetragen. Die Angabe des Schalldruckpegels wird wie bereits gesagt auf den Pegel bezogen, der auf der Achse des Lautsprechers gemessen wird.

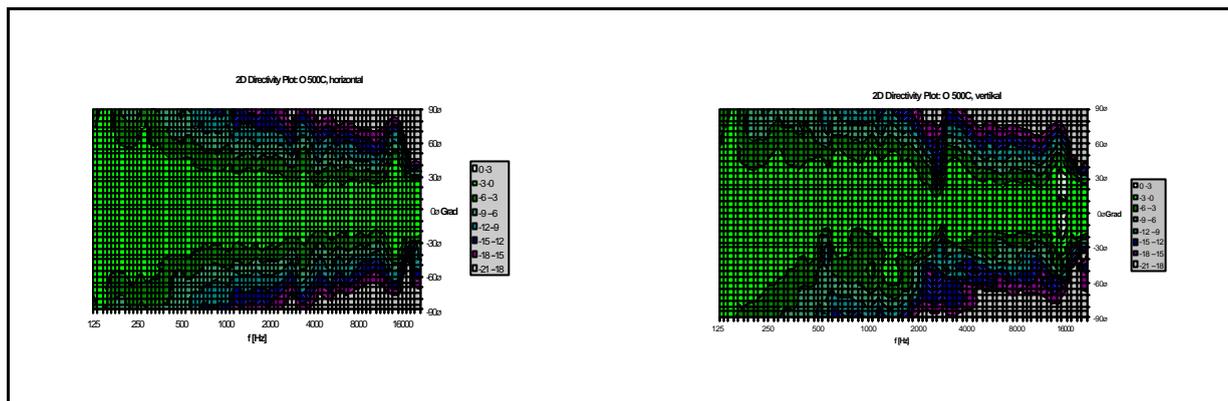


Abb. 5.1/5: Das räumliche Abstrahlverhalten eines 3-Wege Studiomonitors, links: horizontal, rechts: vertikal

Ein wohldefiniertes (meistens eingegengtes) Abstrahlverhalten wie in Abb. 5.1/5 gewinnt dadurch an Bedeutung, dass der akustische Eindruck einer Lautsprecherbox in einem bestimmten Raum nicht nur durch den abgestrahlten Direktschall, sondern maßgeblich durch die vielfältigen Raumreflexionen, die durch die seitliche Abstrahlung angeregt werden, bestimmt wird. Im Idealfall besitzt ein Lautsprecher eine auf den vorgesehenen Abhörbereich angepasste Abstrahlcharakteristik, wobei er auch an den Grenzen des Abstrahlbereiches und darüber hinaus über einen linearen Frequenzgang verfügen sollte. Auf diese Weise wird der Abhörraum mit einem verringerten und über der Frequenz konstanten Schalldruckpegel angeregt.

Das Abstrahlverhalten einer einzelnen Lautsprecherkomponente wird maßgeblich durch das Abstrahlverhalten des eingesetzten Lautsprecherchassis beeinflusst: Ein Lautsprecherchassis mit einem bestimmten Membrandurchmesser besitzt prinzipiell eine breite Abstrahlung bei den Frequenzen, deren Wellenlänge groß gegenüber dieser Membranabmessung sind, während sie mit zunehmender Frequenz immer enger wird bis hin zu einer Bündelung bei Frequenzen, deren Wellenlängen in die Größenordnung der Membranabmessung kommen. Auch kann das Abstrahlverhalten durch die Gehäuseform, und zwar speziell durch die Form der Schallwand beeinflusst werden: Diese Eigenschaft macht man sich zunutze, um das charakteristische Abstrahlverhalten des einzelnen Lautsprecherchassis zu verändern, indem man z.B. durch bestimmte Hornvorsätze das zu tiefen Frequenzen breiter werdende Abstrahlverhalten zunehmend wieder einengt.

Bei der Parametrierung des Digitalcontrollers beeinflusst das Abstrahlverhalten der einzelnen Hoch-, Mittel- und Tieftonlautsprecherkomponenten zusammen mit dem im vorigen Abschnitt besprochenen Klirrverhalten der Lautsprecherkomponenten die Wahl der Trennfrequenzen der Frequenzweichenfunktion, weswegen im Vorfeld der Parametrierung entsprechende Messungen durchzuführen sind.

## 5.2 Elektrische Messung der Endverstärker und des Digitalcontrollers

### Endverstärker

Bezüglich des Verhaltens im Frequenz- und Zeitbereich kann das im vorigen Abschnitt gesagte direkt auf die Messung der Endverstärker angewendet werden, wobei hier die Antwort des zu messenden Systems auf das Messsignal natürlich nicht akustisch, sondern elektrisch abgenommen wird. Genauso wie die Messungen von Frequenz- und Phasengang der Lautsprecherkomponenten beeinflussen auch die entsprechenden Messungen der Endverstärker direkt die Berechnung der FIR-Filterkoeffizienten, da sie in den Berechnungsprozess direkt eingebunden werden (Kap 6).

Die Messung des Klirrverhaltens der Endverstärker erfolgt normalerweise über der Frequenz bei Beaufschlagung mit einem bestimmten Signalpegel und ohmscher Belastung. Sie spielt keine Rolle für die Parametrierung selbst, sondern lediglich für die Beurteilung der Qualität und Eignung des betreffenden Endverstärkers für die jeweilige Anwendung (Studiomonitor oder PA-System). Dieses Klirrverhalten, gemessen unter normalen Betriebsbedingungen mit Signalpegeln weit unterhalb der Leistungsgrenze darf nicht verwechselt werden mit den Messungen der maximalen Ausgangsleistungen, bei denen ähnlich der Maximalpegelmessung bei Lautsprechern ein bestimmter Klirrfaktorgrenzwert gesetzt wird, der nicht überschritten werden darf. Diese Daten der Endverstärker, auf die in Kapitel 8.2 eingegangen wird, beeinflussen die Parameter der Limiter.

### Eigenverhalten des Digitalcontrollers

Das Eigenverhalten des Digitalcontrollers wird bestimmt durch folgende Schaltungsteile (unter Bezugnahme auf den Signalflussplan im Hardwareteil):

- Die analogen Ein- und Ausgangsstufen (evtl. mit Eingangs- bzw. Ausgangsübertrager)
- Die AD- bzw. DA-Wandler
- Die digitalen Downsamplingfilter für die Sub- Low- und Mid-Wege

Die Frequenzgänge der FIR-Bandpässe des bereits für ein bestimmtes Lautsprechersystem parametrisierten Controllers zählen natürlich nicht dazu, da ihr Frequenzverlauf ja alles andere kompensieren soll und erst noch berechnet wird. Das Eigenverhalten des Digitalcontrollers ist also nicht mit seinem späteren Übertragungsverhalten innerhalb eines bestimmten Gesamtsystems zu verwechseln. Aus diesem Grunde werden die FIR-Filterstrukturen bei der Messung des Eigenverhaltens mit einem Koeffizientensatz versehen, der für einen linearen Frequenzgang und eine Phase von 0 Grad über den gesamten Übertragungsbereich der

Filter sorgt. Des weiteren müssen die IIR - EQs deaktiviert sein. Die Frequenzgänge der einzelnen Wege des so parametrisierten Digitalcontrollers sind in Abb. 5.2/1 gezeigt.

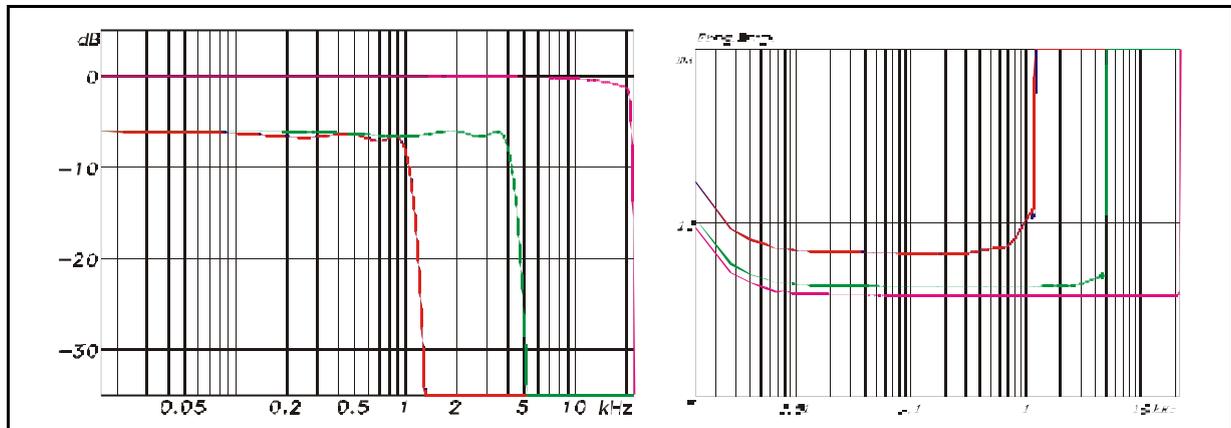


Abb. 5.2/1: *Eigenverhalten des Digitalcontrollers, Links: Die Frequenzgänge der einzelnen Wege des Digitalcontrollers, Rechts: die zugehörigen Gruppenlaufzeiten*

Im Falle der Sub-, Low- und Mid-Wege wird die jeweils maximal mögliche obere Grenzfrequenz durch die aufgrund der Downsamplingfilter reduzierte Abtastrate definiert. Man erkennt ebenfalls die Welligkeiten der Downsamplingfilter, die von der Höhe ihrer Stopband-Unterdrückung und Flankensteilheit sind. Für den parametrisierten Digitalcontroller sind diese Welligkeiten nicht von Bedeutung, da sie durch direktes Einbeziehen der Messung des Eigenverhaltens in die FIR-Koeffizientenberechnung ausgeglichen werden.

## 5.3 Bereitstellung der Messungen für die Koeffizientenberechnung

### Komplexe Übertragungsfunktionen

Zunächst erfolgt eine Zusammenstellung derjenigen Messungen aus Abschnitt 5.1 und 5.2, die den später zu erläuternden Berechnungsprozess der FIR-Filterkoeffizienten direkt beeinflussen. Es wird dabei von der Parametrierung des Digitalcontrollers für die Verwendung innerhalb eines 3-Wegesystems ausgegangen:

- Akustische Messungen der komplexen Übertragungsfunktion  $\underline{H}(f)_{Lautsp.}$  der Hoch-, Mittel- und Tieftonlautsprecherkomponente  $\Rightarrow$  3 Messungen

- Elektrische Messungen der komplexen Übertragungsfunktionen  $\underline{H}(f)_{Endverst.}$  des Hoch-, Mittel- und Tieftoneverstärkers  $\Rightarrow$  3 Messungen
- Elektrische Messungen der komplexen Übertragungsfunktionen  $\underline{H}(f)_{Contr.}$  des Hoch-, Mittel- und Tieftoneweges des Digitalcontrollers  $\Rightarrow$  3 Messungen

Für jeden Weg ergeben sich also 3 Messungen, deren Werte direkt in die Koeffizientenberechnung einfließen. Die einzelnen Messungen werden mit MFX durchgeführt und abgespeichert. Anschließend müssen die drei Messungen eines jeden Weges komplex miteinander multipliziert werden (mit MFX möglich), um so je Lautsprecherweg eine Messung  $\underline{H}(f)_{Weg}$  zu erhalten, in der dann das Übertragungsverhalten der drei Systeme Digitalcontroller, Endverstärker und Lautsprecherkomponente enthalten ist:

$$\underline{H}(f)_{Weg} = \underline{H}(f)_{Lautsp.} \cdot \underline{H}(f)_{Endverst.} \cdot \underline{H}(f)_{Contr.}$$

- mit:
- $f$  = Frequenzvariable
  - $\underline{H}(f)_{Weg}$  : Übertragungsfunktion der jeweiligen Lautsprecherkomponente, gemessen mit Controller und Endverstärker
  - $\underline{H}(f)_{Lautsp.}$  : Übertragungsfunktion der Lautsprecherkomponente allein
  - $\underline{H}(f)_{Endverst.}$  : Übertragungsfunktion des Endverstärkers
  - $\underline{H}(f)_{Contr.}$  : Übertragungsfunktion des Controller-Weges (Eigenverhalten)

Auf diese Weise ergeben sich im Fall des 3-Wegesystems 3 Dateien:

**HT.SPK, MT.SPK, TT.SPK**

Diese werden in das aktuelle Arbeitsverzeichnis der Filterberechnungsoption von MFX kopiert und von dort aus bei der Koeffizientenberechnung durch MFX automatisch weiterverarbeitet, siehe Kap 6.6. Für den Fall der Serienfertigung müssen diese Messungen bei höchsten Anforderungen an die Genauigkeit der Parametrierung für jedes einzelne Gesamtsystem bestehend aus Digitalcontroller, Endverstärker und Lautsprecherkomponenten durchgeführt werden, so dass jedes einzelne Exemplar der Serie über seinen eigenen Parametersatz verfügt.

Sofern der Digitalcontroller zusammen mit den Endverstärkern in einen aktiven Studiolautsprecher eingebaut ist, ergeben sich bei einem einmal parametrierten System keine Probleme in dieser Hinsicht. Bei einer Anordnung von externem Digitalcontroller, Endverstärkern und Lautsprecherkomponenten im Fall eines PA-Systems muss vor Auslieferung an den Anwender eine genaue Zuordnung über die Seriennummern der Geräte

sichergestellt werden, speziell dann, wenn der Anwender mit mehreren gleichen Systemen beliefert wird.

### **Alternative Möglichkeit der Durchführung der Messungen**

Anstatt der getrennten Messung der Lautsprecherkomponenten, des Digitalcontrollers (Eigenverhalten) und der einzelnen Endverstärker und der anschließenden Multiplikation der entsprechenden Dateien eines Weges (s.o.) kann man die drei resultierenden Übertragungsfunktionen auch in einem einzigen Messablauf ermitteln: Hierzu werden in die Messschleife der akustischen Lautsprecherübertragungsfunktionen nicht nur die Endverstärker, sondern auch gleich der Controller selbst mit eingeschleift, so dass dessen Eigenverhalten wie das der Endstufen mitgemessen wird. Die Verschaltung der drei Komponenten Digitalcontroller, Endverstärker und Lautsprecher zur Messung der Übertragungsfunktionen erfolgt genauso wie dies im späteren Betrieb des Systems der Fall ist, wobei die FIR-Filterstrukturen natürlich den bereits besprochenen linearen Frequenzverlauf und die Nullphasigkeit besitzen müssen. Da dies der normalen Vorgehensweise in der Praxis entspricht wird bei den folgenden Ausführungen vorausgesetzt, dass die Lautsprechermessungen auf diese Weise durchgeführt wurden.

### **Weitere Messungen**

Die übrigen in Abschnitt 5.1 aufgezählten Messungen der Lautsprecher beeinflussen die Koeffizientenberechnung zwar nicht direkt, von einigen hängen jedoch weitere Einstellungen in den einzelnen Eingabemasken der MFX-Software ab. Im Einzelnen geht es um die folgenden Messungen:

- Zerfallspektrum
- Klirrfaktor (THD)
- Abstrahlverhalten

Für den Fall der Serienfertigung müssen diese Messungen im Unterschied zu den Messungen der komplexen Übertragungsfunktionen nicht für den Parametersatz eines jeden einzelnen Systems, sondern nur einmalig bei der Entwicklung durchgeführt werden.

Zu den wichtigsten Einstellungen bei der Erstellung des Parametersatzes gehören die Wahl der Trennfrequenzen zwischen den einzelnen Wegen, die obere und untere Grenzfrequenz des Gesamtsystems sowie die jeweils zugehörigen Flankensteilheiten und Charakteristiken, siehe. Daneben sind weitere zahlreiche Entscheidungen zu treffen, wie z.B. über eine automatische Vorverarbeitung der drei Übertragungsfunktionen, die Anzahl der verwendeten Filterkoeffizienten in einem Weg, usw.. Im folgenden Kap. 6 wird im einzelnen auf diese Punkte eingegangen.

## 6 Erzeugung der FIR-Filterkoeffizienten

### 6.1 Einleitung

In diesem Kapitel wird der Prozess der Koeffizientenerzeugung für die FIR-Bandpassfilter beschrieben. Diese Aufgabe übernimmt das Computerprogramm „Monkey Forest“ [6] (im Folgenden mit „MFX bezeichnet), eine spezielle Filterberechnungssoftware, die am Institut für technische Akustik (ITA) an der RWTH Aachen entwickelt wurde. MFX ist für die Verwendung auf einem DOS-PC bestimmt und stellt die fertig berechneten Werte der FIR-Filterkoeffizienten in Form einer Datei zur Verfügung, die dann per RS-232 vom PC in den Flash Rom Baustein des Digitalcontrollers übertragen werden kann. Auf diese Weise können mehrere dieser als Parametersatz bezeichneten Dateien im Digitalcontroller gespeichert und einzeln durch Aufrufen am Gerät in die DSPs geladen werden. Durch diesen Vorgang werden die Multiplikatoren  $b_i$  (die Filterkoeffizienten) der in den DSPs implementierten FIR-Filterstrukturen mit den Werten der jeweiligen Parametersatz-Datei beschrieben. Dieser Vorgang wird durch den im Digitalcontroller enthaltenen Mikrocomputer gesteuert.

Da in den FIR-Bandpassfiltern außer der klassischen Frequenzweichenfunktion auch die komplexe Lautsprecherentzerrung erfolgen sowie der Eigenfrequenzgang des Controllers selbst berücksichtigt werden soll, müssen diese Informationen in Form von Betrags- und Phasenfrequenzgängen der entsprechenden Komponenten zu Beginn des Koeffizientenerzeugungsprozesses vorliegen. Hierzu werden im Vorfeld entsprechende akustische Messungen der Lautsprecherkomponenten und elektrische Messungen der Endverstärker und des Controllers selbst durchgeführt, was in Kap. 5 besprochen wurde. Des Weiteren sind im Zuge der Koeffizientenberechnung in verschiedenen Eingabemasken von MFX eine Reihe von wichtigen Angaben zu machen, die man grob in zwei Gruppen einteilen kann:

1. Zum einen geht es um die „klassischen“ Parameter der Frequenzweichenfunktion wie z.B. Trennfrequenzen, Flankensteilheiten, Zielfunktion, Art der Phasenentzerrung, usw., über die man sich ähnlich wie bei der Entwicklung einer analogen Frequenzweiche schon im Vorfeld Gedanken gemacht hat.
2. Zum anderen sind zahlreiche Parameter des Rechenalgorithmus festzulegen, um so in Abhängigkeit der unter 1.) genannten Parameter das bestmögliche Ergebnis zu erzielen. Beispiele für diese Einstellungen sind: Die max. Anzahl der Filterkoeffizienten eines Lautsprecherweges, der FFT-Grad für sämtliche im Verlauf der Berechnungen durchzuführenden Transformationen, Vorverarbeitung der Lautsprechermessungen usw.

Das Programm MFX erhält in Verbindung mit einer entsprechenden Hardware (= Frontend, siehe [6]) zusätzlich die Funktionalität eines Computermesssystems, mit dem akustische Messungen an Lautsprechern sowie elektrische Messungen an Geräten durchgeführt werden können. Auf diese Weise können sämtliche Messungen der einzelnen Komponenten des Gesamtsystems (Lautsprechersystem, Endverstärker, Digitalcontroller), die Berechnung der FIR-Filterkoeffizienten sowie die sich dem Vorgang der Parametrierung anschließende Kontrollmessung des Systems mit ein- und derselben Software durchgeführt werden.

Auf diese Weise ist eine zügige Durchführung der Parametrierung sowohl eines gegebenen Systems als auch bei der Neuentwicklung von Systemen gewährleistet, die stets in der folgenden Reihenfolge durchgeführt wird:

1. Messung der akustischen Übertragungsfunktionen der einzelnen Lautsprecherkomponenten sowie der elektrischen Übertragungsfunktionen der Endverstärker und des Digitalcontrollers (Eigenverhalten) in der in Kap. 5 beschriebenen Vorgehensweise.
2. Sukzessives Aufrufen und Bearbeiten der MFX-Eingabemasken, was letztendlich nach dem Bestätigen der letzten Maske in die Erstellung der Parametersatz-Datei durch MFX mündet.
3. Übertragung der Parametersatz-Datei in den Digitalcontroller, Aktivieren der Datei am Gerät
4. Akustische Messung der Übertragungsfunktion des Gesamtsystems zur Überprüfung der Berechnungen
5. Wenn das Ergebnis nicht zufriedenstellend ist oder aus anderen Gründen eine Änderung an den Einstellungen vorgenommen werden muss, wird zu Punkt 2.) zurückgesprungen.

Anm.: Bei der Änderung einer Einstellung in einer bestimmten Eingabemaske ist es nicht erforderlich, wieder mit der ersten Eingabemaske zu beginnen, es müssen lediglich die nachfolgenden Masken neu aufgerufen werden.

In den Abschnitten 6.2 bis 6.6 erfolgt nun eine ausführliche Beschreibung der praktischen Vorgehensweise der Koeffizientenberechnung mit MFX (Punkt 2.). Hierzu ist jeder Eingabemaske ein eigener Abschnitt gewidmet, in dem auf die verschiedenen Einstellungen sowie ihre Auswirkungen eingegangen wird. Zu Beginn eines jeden Schrittes sind in einem Kasten sämtliche Messungen bzw. Dateien aufgezählt, die den „Input“ bzw. „Output“ der Bearbeitung darstellen. Die weiteren vorzunehmenden Einstellungen sind dem Text unter Bezugnahme auf die Abbildung der Eingabemaske zu entnehmen

## 6.2 Zielfunktion für den Frequenzgang definieren

**Target response construction**

---

**U**pper boundary

Cut off (-6dB) : 20 kHz

Shape : Windowed

Width : 100 Taps

---

**L**ower boundary

Cut off (-6dB) : 10 Hz

Shape : Butter worse

Slope : 24 dB

---

**F**req. response : flat/user defined

Target **O**utput : E:\MF\_DAT\0500\XT-0.SPK

**←** : Go for it ! **Ctrl ←** : Proceed to FIR coef gen.

**Q**uit

Abb. 6.2/1: Das MFX-Menü „Overall Target Response“

MFX-Menü: Overall Target Response  
Erzeugte Datei: x0.SPK

In der Eingabemaske „Overall Target Response“ wird zunächst die sogenannte Zielfunktion (oder: Targetfunktion, Wunschspektrum) definiert. Sie stellt die Soll-Vorgabe für den resultierenden Frequenzgang dar, den das aus Digitalcontroller, Endverstärker und Lautsprechersystem bestehende Gesamtsystem nach erfolgter Parametrierung aufweisen soll. Ausgehend von dieser theoretisch definierten Zielfunktion werden im Verlauf der Filterkoeffizientenerzeugung verschiedene Transformationen und Manipulationen in Abhängigkeit der Einstellungen und Messungen durchgeführt, die schließlich in die Filterkoeffizienten der Bandpässe münden.

In der Regel wird die Zielfunktion durch einen linearen Verlauf geprägt sein, der zu einer oberen und unteren Grenzfrequenz mit einer bestimmten (festlegbaren) Flankensteilheit und -charakteristik abfällt. Es handelt sich also um einen Bandpass mit linearem Verlauf im Durchlassbereich. Das Festlegen einer oberen und unteren Grenzfrequenz anstatt der eigentlich logischeren Vorgabe des unbegrenzt linearen Verlaufs hat folgende Gründe:

### **Untere Grenzfrequenz**

Die Wahl einer Zielfunktion mit einem linearen Verlauf bis 0 Hz würde eine extreme Anhebung des FIR-Filterfrequenzganges zu niedrigen Frequenzen hin bewirken, um den in diesen Regionen bereits stark abgefallenen Schalldruckfrequenzgang des Tieftonlautsprechers auszugleichen. Hierzu wäre im Tieftonbereich eine extrem hohe Verstärkerleistung nötig, die der Tieftonlautsprecher zudem gar nicht mehr umsetzen könnte. In der Praxis wird man die untere Grenzfrequenz der Zielfunktion auf die Grenzfrequenz der akustischen Übertragungsfunktion der Tieftonlautsprecherkomponente legen. Es ist zu beachten, dass die Flankensteilheit der Zielfunktion diejenige der akustischen Übertragungsfunktion mit einschließt. Wenn man also z.B. im Falle eines Tieftonsystems mit Bassreflexgehäuse mit einem Abfall der Übertragungsfunktion von 24 dB/Oct eine zusätzliche elektronische Absenkung realisieren will, muss die einzugebende Flankensteilheit 36 dB/Oct betragen.

### **Obere Grenzfrequenz**

Das Festlegen einer oberen Grenzfrequenz von i.d.R. 20 kHz hat systembedingte Gründe: Bei der Berechnung der Koeffizienten werden ja nicht nur die Frequenz- und Phasengänge der Lautsprecher, sondern auch diejenigen der Endverstärker und des Controllers selbst berücksichtigt. In Frequenzbereichen knapp unterhalb der Nyquist-Frequenz von 44.1 bzw. 48 kHz (im High-Weg) beginnt bereits das Oversamplingfilter des DA-Wandlers zu wirken, so dass der Eigenfrequenzgang des Controllers bei diesen Frequenzen schon merklich abfällt (siehe Abb. 5.2/1 in Kap. 5).

Wenn also in der Zielfunktion ein linearer Frequenzgang bis zur halben Abtastrate (= Nyquist-Frequenz) gefordert wird, würde der Pegelabfall durch die Entzerrung wieder aufgehoben und damit die Wirkung des vor Aliasing-Verzerrungen schützenden Oversamplingfilters kompensiert.

### **Mögliche Flankensteilheiten und -charakteristika der Zielfunktion**

Neben den allgemein üblichen Optionen wie z.B. Bessel- oder Butterworth-Charakteristik mit Flankensteilheiten von bis zu 96 dB/Oct. kann der Kurvenverlauf alternativ durch Fensterung der in den Zeitbereich transformierten Zielfunktion erfolgen: Hierdurch werden die rechteckförmigen Flanken der zunächst lediglich durch die beiden Grenzfrequenzen definierten Zielfunktion abgerundet und mit einer Charakteristik versehen, die von Art und Länge der Fensterfunktion abhängt. Statt einer Flankensteilheit in dB/Oct kann hier die Steilheit durch die Anzahl der Abtastwerte der Fensterfunktion (= Länge) beeinflusst werden. Die Flanken werden dabei um so steiler, je größer die Anzahl der Abtastwerte und damit die Länge der Fensterfunktion gewählt wird.

## Raumspezifische Zielfunktionen

Auf eine weitere interessante Option bei der Erstellung der Zielfunktion soll hier besonders hingewiesen werden: Für den Fall, dass eine Anpassung des Systems an den Abhörraum erfolgen soll (z.B. zum Ausgleichen aufstellungs- oder raumbedingter Unlinearitäten im Frequenzgang), kann der zum Ausgleichen notwendige EQ-Frequenzgang mit der Zielfunktion multipliziert werden, so dass sich eine neue, gewissermaßen „raumspezifische“ Zielfunktion ergibt, die zur Berechnung eines Parametersatzes mit raumspezifischen Filterkoeffizienten führt. Auf diese Möglichkeit wird in Kap.7 näher eingegangen.

## Phasengang der Zielfunktion

In den vorstehenden Ausführungen wurde lediglich der Frequenzgang der Zielfunktion betrachtet. Ihr Phasengang wird hingegen vor der Weiterverarbeitung in den nachfolgenden Schritten standardmäßig auf Null gesetzt, da ein von Null verschiedener Phasengang eine Störung des Berechnungsverfahrens für die in den nächsten Punkten beschriebene Erzeugung der Prototypen-Bandpässe verursachen würde [10]. Die Art der Phasenentzerrung und damit der Phasengang der zu erstellenden FIR-Bandpässe wird dagegen an späterer Stelle festgelegt. Für den Fall, dass ein bestimmter, von den normalen Wahlmöglichkeiten (linearphasig, minimalphasig) abweichender Phasengang des Gesamtsystems erzielt werden soll, können die Prototypen-Bandpässe nach ihrer Berechnung mit dem gewünschten Phasenverlauf versehen werden.

Nach Bestätigen der Eingabemaske „**Overall Target Response**“ mit Enter wird die Datei **XT-0.SPK** erstellt, in der die einzelnen Werte der Zielfunktion abgespeichert sind.

Abb. 6.2/2 zeigt zwei Beispiele für mögliche Zielfunktionen: Die Zielfunktion links weist im Übertragungsbereich den normalerweise vorgegebenen linearen Verlauf auf, während die rechte Zielfunktion die akustischen Gegebenheiten eines Abhörraumes ausgleichen soll.

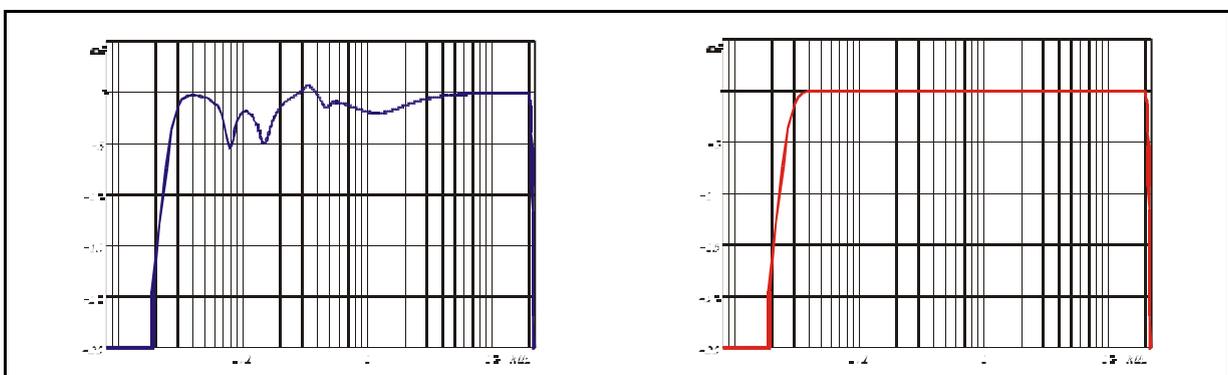


Abb. 6.2/2: Beispiele für mögliche Frequenzgänge von Zielfunktionen **x0.SPK** (Die Phasengänge betragen jeweils 0 Grad für alle Frequenzen!)

## 6.3 Prototypen-Bandpässe aus der Zielfunktion erzeugen

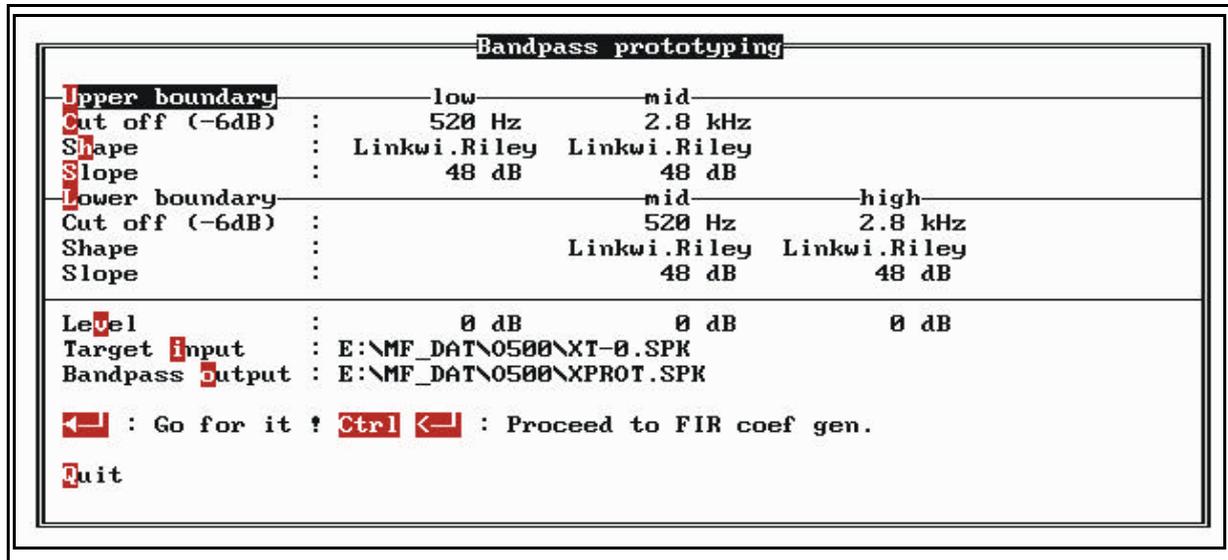


Abb. 6.3/1: Das MFX-Menü „Bandpass Prototyping“

MFX-Menü: **Bandpass Prototyping**

Erforderliche Datei aus 6.2: **x0.spk** (Zielfunktion)

Erzeugte Datei: **xprot.spk** (Prototypenbandpässe)

In diesem Schritt wird die aus den Berechnungen des vorigen Abschnittes hervorgegangene Zielfunktion gemäß der hier zu wählenden Trennfrequenzen in die einzelnen Bandpässe aufgeteilt, die dann getrennt bearbeitet werden können. Es wird darauf hingewiesen, dass die Phase der einzelnen Bandpässe nach wie vor gleich Null gesetzt ist! Die verschiedenen Optionen bzw. Einstellungen zur Berechnung dieser Prototypenbandpässe werden in der MFX-Eingabemaske „**Bandpass Prototyping**“ durchgeführt.

### Trennfrequenzen

Die Trennfrequenzen der FIR-Bandpässe werden unter „**cut off**“ eingegeben und richten sich nach den Übertragungsbereichen, dem nichtlinearen Verhalten (Klirrfaktor), den Belastbarkeiten und dem Abstrahlverhalten der einzelnen Lautsprecherkomponenten (siehe Kapitel 5). Bei den Sub- und Low-Wegen des Digitalcontrollers liegen die maximalen Trennfrequenzen wegen des Downsamplingverfahrens bei 1378 kHz, und beim Mid-Weg bei 5513 kHz (jeweils bei  $f_s=44.1\text{kHz}$ ).

## Flankensteilheiten und -charakteristiken

Bezüglich des Verlaufes im Bereich der Trennfrequenzen können dieselben Optionen wie bei der Zielfunktion ausgewählt werden (unter „**Shape**“ bzw. „**Slope**“). Zusätzlich kann man hier auch eine sog. Brickwall-Charakteristik wählen, bei der die Flanken mit unendlicher Steilheit senkrecht nach unten abfallen. In diesem Fall kann man sich die Prototypen-Bandpässe aus der an den Trennfrequenzen zerteilten Zielfunktion ohne weitere Bearbeitung der Flanken entstanden denken. Es ist zu beachten, dass die späteren FIR-Bandpässe aufgrund der durch die digitale Signalverarbeitung begrenzten Filterkoeffizientenanzahl natürlich keine unendlich steilen Flanken haben können. Diese werden durch die später durchzuführende Fensterung der Impulsantworten zur Anpassung an die maximal mögliche Filterlänge (Abschnitt 6.4) verrundet. Trotzdem ergeben sich resultierende Flankensteilheiten von bis zu 96 dB/Oct, die mit keinem analogen Lautsprechercontroller zu erreichen sind.

Durch die steilen Übergänge bei den Trennfrequenzen ist der Übergangsbereich, in dem beide Lautsprecher gleichlaut abstrahlen, nur noch sehr schmal, was die Bildung von Interferenzen aufgrund des räumlichen Abstandes zwischen den Lautsprecherkomponenten stark minimiert und so das Abstrahlverhalten (Directivity, siehe Kap. 5.1) verbessert. Aus diesen Gründen ist im Normalfall immer die Brickwall-Charakteristik zu bevorzugen.

Unter „**Level**“ kann bei Bedarf die Verstärkung in den einzelnen Wegen eingestellt werden. Diese Einstellung dient aber nicht dazu, die Empfindlichkeiten zwischen den Lautsprecherkomponenten auszugleichen, da diese automatisch über das Einbinden der Lautsprechermessungen in Abschnitt 6.6 berücksichtigt werden! Genauso wenig dürfen hier unterschiedliche Endstufenverstärkungen angepasst werden, da diese ebenfalls im Output Scaling automatisch berücksichtigt werden.

Nach Bestätigung der Eingabemaske „**Bandpass Prototyping**“ mit Enter wird die Datei „**XPROT.SPK**“ erzeugt, in der die Werte der Bandpässe enthalten sind. Abb. 6.3/2 zeigt beispielhaft zwei mögliche Bandpass-Konfigurationen, links mit herkömmlich gewählten Flankensteilheiten (Linkwitz-Riley 72 dB/Oct), rechts mit Brickwall-Charakteristik.

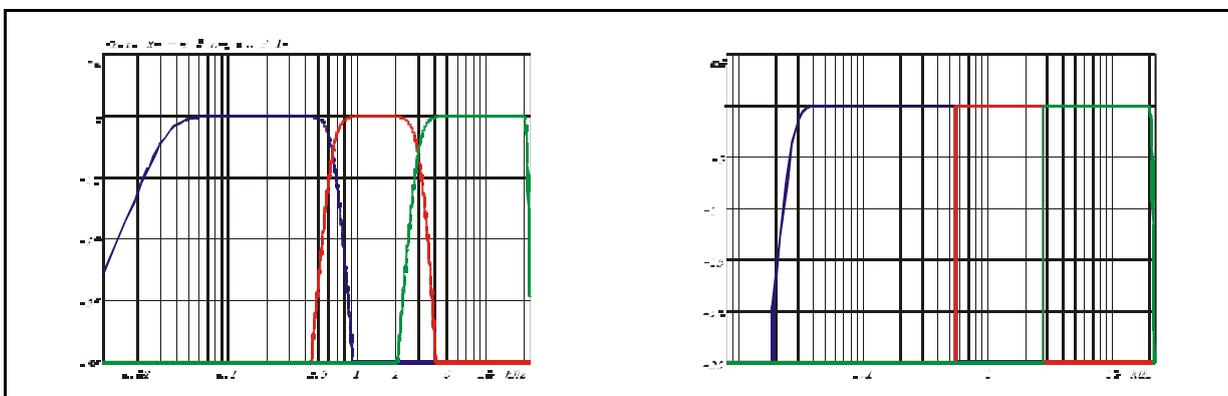


Abb. 6.3/2: Die Frequenzgänge verschiedener Prototypenbandpässe **XPROT.SPK** (Die Phasengänge sind jeweils 0 Grad!)

## 6.4 Bandpass-Bearbeitung

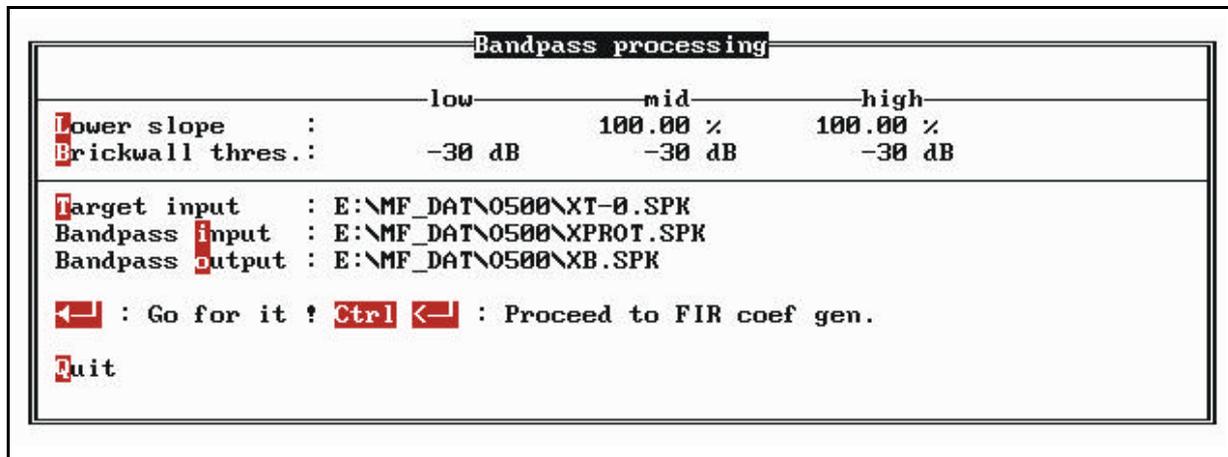


Abb. 6.4/1: MFX-Menü „Bandpass Processing“

### MFX-Menü: Bandpass Processing

Erforderliche Dateien aus 6.2 und 6.3: **X0.SPK**, **XPROT.SPK**

(Zielfunktion und Prototypenbandpässe)

Erzeugte Datei: **XB.SPK** (Zielbandpässe)

Im nun folgenden Schritt werden die Flanken der Bandpässe durch MFX in der Art bearbeitet, dass sich die zu erstellenden FIR-Bandpässe später nach der Fensterung fehlerfrei zum Gesamtfrequenzgang addieren.

### Subtraktionsverfahren zur Korrektur der Flanken

Die Voraussetzung für die korrekte Addition der Frequenzgänge zweier Bandpässe bei der Trennfrequenz ist ein Frequenzgangsabfall von  $-6\text{dB}$  an dieser Stelle, was z.B. bei analogen Lautsprecher-Controllern durch die aus diesem Grunde häufig anzutreffende Linkwitz-Riley-Charakteristik gegeben ist. Damit auch in der Umgebung der Trennfrequenz eine korrekte Addition erfolgt, müssen außerdem die Flankensteilheiten und -charakteristika gleich sein.

Im Falle des Koeffizientenberechnungsverfahrens für die FIR-Bandpässe müssen hierzu noch weitere Bedingungen erfüllt sein: Da die bereits erwähnte Verrundung der Flanken durch die noch durchzuführende Fensterung von der maximal möglichen Filterlänge im jeweiligen Controllerweg bestimmt wird, müssten die Filterlängen der einzelnen Wege eigentlich immer gleich gewählt werden. Das wäre aber nicht im Sinne einer gerechten Verteilung der DSP-Rechenleistung, da die Sub- und Low-Bandpässe wesentlich mehr Filterkoeffizienten benötigen als diejenigen für die höheren Frequenzen. Das Ziel des Subtraktionsverfahren ist es nun, die wie auch immer gewählten Flankensteilheiten der Prototypenbandpässe in Abhängigkeit der für den jeweiligen Weg zur Verfügung stehenden

Anzahl von Filterkoeffizienten so zu verändern, dass sich die aus ihnen entstehenden FIR-Bandpässe absolut fehlerfrei zum Gesamtfrequenzgang addieren. Eine ausführliche Beschreibung dieses Verfahrens kann man in [10] nachlesen.

Zusätzlich zu der obligatorischen Flankenkorrektur können in der zugehörigen Eingabemaske „**Brickwall thres**“ noch einige Einstellungen vorgenommen werden:

Durch die Eingabe eines niedrigeren Prozentsatzes unter „**Lower slope**“ wird die obere Flanke des entsprechenden Weges etwas abgeflacht, da dort die großen Flankensteilheiten wie sie bei einer Brickwall-Einstellung gegeben sind sehr hohe Signallaufzeiten bei den betreffenden Frequenzen bewirken, die sich bei einer minimalphasigen Systementzerrung in Lautzeitsprüngen äußern.

Bei Wahl der klassischen Flanken-Charakteristiken können unter „**Brickwall thres**“ für jeden Weg getrennt Grenzwerte festgelegt werden, bei deren Unterschreitung auf Brickwall-Charakteristik übergegangen wird. Die Filterflanken besitzen dann ab den eingestellten Werten ihre maximale Steilheit, um z.B. im Falle der oberen Flanken der Sub-, Low- und Mid-Wege ein sicheres Einhalten der durch das Downsampling bestimmten maximalen Trennfrequenzen einzuhalten. Unabhängig davon wird aus Sicherheitsgründen spätestens bei Erreichen der durch die Nyquist-Frequenz vorgegebenen maximalen Trennfrequenzen automatisch zur Brickwall-Charakteristik übergegangen.

Die Abb. 6.4/2 zeigt links eine Brickwall-Bandpasskonfiguration, wie sie aus den Bearbeitungen des vorigen Schrittes hervorgeht, und rechts ihre bearbeitete Version als Ergebnis dieses Punktes.

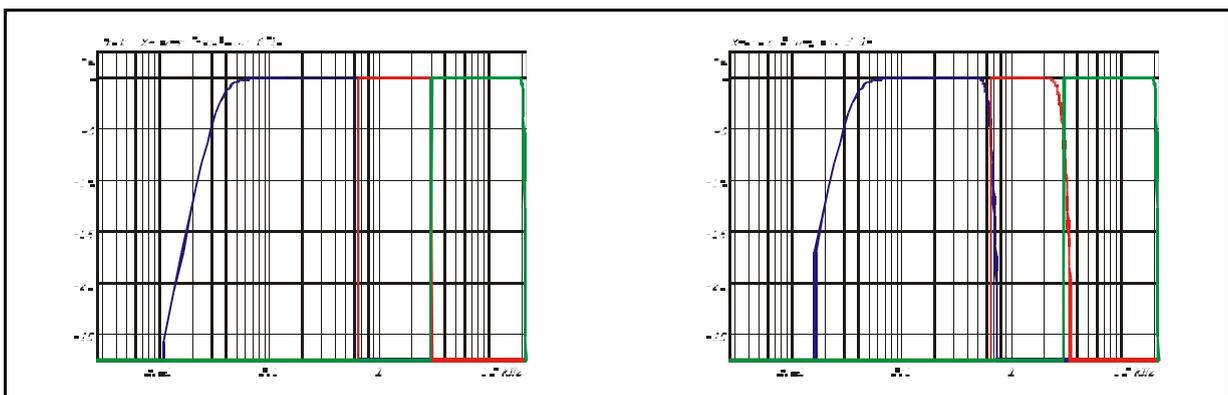


Abb. 6.4/2: Die Frequenzgänge einer Bandpass-Konfiguration (*xprot.spk*, links) mit ihrer bearbeiteten Version (*xb.spk*, rechts)

### Phasengänge der bearbeiteten Bandpässe

Wie bereits erwähnt wurden die Phasengänge der Prototypen-Bandpässe und ihrer in diesem Abschnitt überarbeiteten Versionen stets gleich Null gesetzt. Im Normalfall bleibt dies auch so, da der gewünschte resultierende Phasenverlauf des Gesamtsystems erst im

Abschnitt 6.6 (Koeffizientenberechnung) gewählt wird. Die dortigen Wahlmöglichkeiten beschränken sich auf eine linearphasige oder minimalphasige Entzerrung der resultierenden Übertragungsfunktion des Gesamtsystems, was getrennt für jeden Weg einstellbar ist.

Soll darüber hinaus ein bestimmter davon abweichender resultierender Phasengang des Gesamtsystems erreicht werden, müssen die Phasengänge der Zielbandpässe entsprechend abgeändert werden, so dass die Werte der Filterkoeffizienten in Abhängigkeit hiervon berechnet und damit der Phasengang der FIR-Bandpässe im Digitalcontroller entsprechend beeinflusst wird. Das Programm MFX stellt in seinem „Edit“-Menü eine Reihe von Bearbeitungsmöglichkeiten für Frequenz- und Zeitsignale zur Verfügung, die eine entsprechende Einbeziehung eines Zielphasenganges in die Koeffizientenberechnung ermöglichen. So kann z.B. mit Hilfe der `copy phase` - Funktion der Nullphasengang einer der Prototypenbandpässe mit dem Zielphasengang überschrieben werden.

## 6.5 Eingabe der Parameter für die Limiterfunktionen

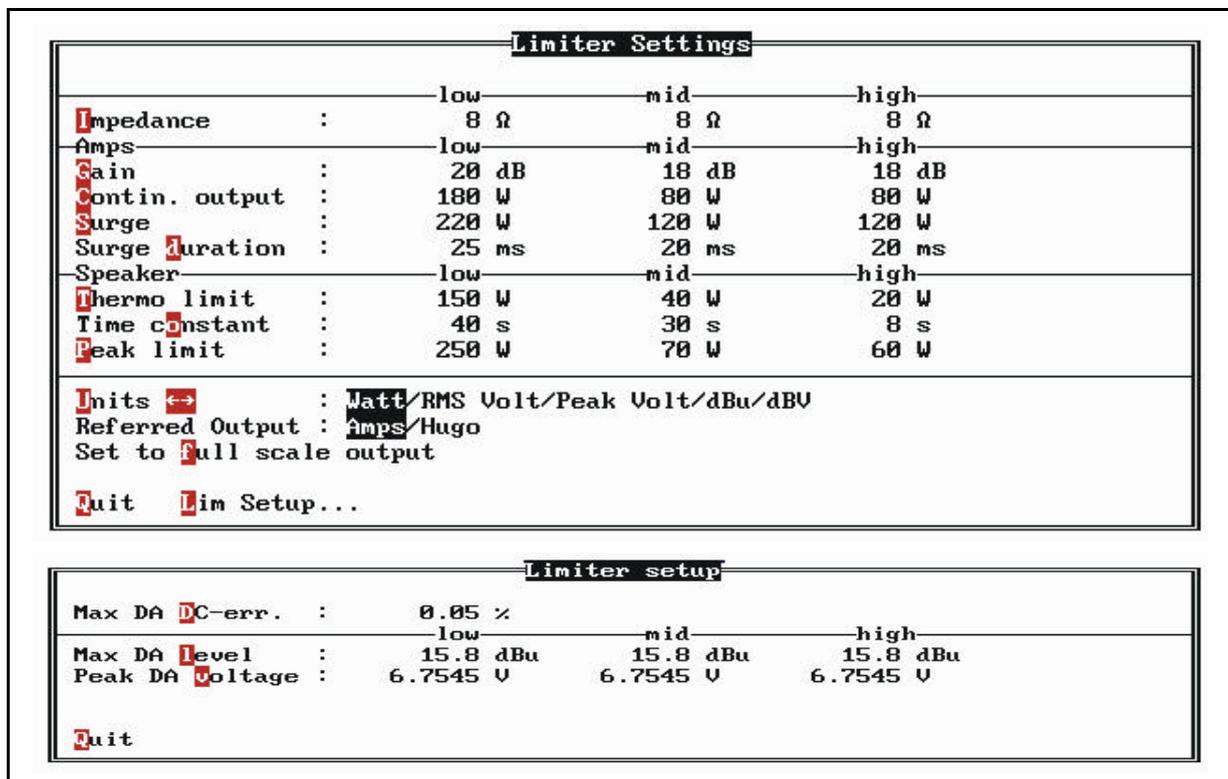


Abb. 6.5/1: Die MFX-Menüs „Limiter Settings“ und „Limiter Setup“

**MFX-Menüs: Limiter Settings, Limiter Setup**

Die in diesen beiden Menüs einzugebenen Parameter beeinflussen nicht wie die Eingaben der übrigen Menüs den Berechnungsvorgang der Koeffizienten, sondern werden zusammen mit den erstellten Filterkoeffizienten in die Parametersatz-Datei geschrieben, die in den Digitalcontroller übertragen wird.

**Output Scaling**

Unter „**Max DA Level**“ wird derjenige Pegel in dBu eingetragen, der bei einer digitalen Vollaussteuerung der DA Wandler von 0 dBFS an den analogen Ausgängen des Digitalcontrollers anliegt. Bei „**gain**“ ist die maximale Verstärkung der Endverstärker (dB) einzutragen, und zwar in den Übertragungsbereichen, in denen sie eingesetzt werden (Hoch-, Mittel- oder Tiefton).

Aufgrund dieser beiden Eingaben wird das sog. Output-Scaling des Digitalcontrollers festgelegt: Dieses definiert sich zum einen aus dem Pegelverhältnis der einzelnen Wege zueinander und zum anderen aus dem höchsten Peak aller FIR-Bandpassfrequenzgänge, dessen Wert auf 0 dBFS gesetzt wird, da der Digitalcontroller später hier seine höchste Durchgangsverstärkung besitzt, siehe Abschnitt 6.6.6.

Die übrigen Einstellungen dieser Menüs beeinflussen ausschließlich die im Digitalcontroller implementierten Limiterstrukturen, weswegen diese hier nicht weiter besprochen werden. Das **Kap 9** beschäftigt sich ausführlich mit der Ermittlung der hier einzugebenden Werte.

## 6.6 Koeffizientenberechnung

```

FIR coefficient generation
Stereo set      : no/yes
Single step    : no/yes
Display text   : K+H 0500 3 LLL 5
Gain adjust    : -2 dB
Optimize passes : 2
Filter ident   : 4

↓ dedicated to Schneider Bernd

          low          mid          high
Speaker     : TTE-FRE.SPK MTE-FR0.SPK HTE-FR0.SPK
Inp. dynamic : 30 dB      30 dB      30 dB
Delay       : lin LS     lin LS     lin LS

Process speaker...

Target input  : E:\MF_DAT\0500\XT-0.SPK
Bandpass input : E:\MF_DAT\0500\XB.SPK
Coef output   : E:\MF_DAT\0500\05-3-LLL.B44
Create Diracs
Comment      : K+H 0500, TT-Thermolimiter auf 100W, ans. wie Datei 05
← : Go for it ?

Quit

```

Abb. 6.6/1: MFX-Menü „FIR Coeff Generation“

### MFX-Menü: FIR Coeff Generation

Erforderliche Dateien aus den vorangegangenen Punkten:

**X0.SPK, XB.SPK** (Zielfunktion und Zielbandpässe)

Erforderliche Dateien mit den Messungen aus Kap. 5:

**HT.SPK, MT.SPK, TT.SPK** (Lautsprechermessungen)

Erzeugte Dateien: **XLS.SPK** (Die 3 Lautsprechermessungen nach der Vorverarbeitung)

**XFIR.SPK** (Die Übertragungsfunktionen der FIR Bandpässe)

**XLSEQ.SPK** (Das Produkt der beiden letztgenannten zur Kontrolle)

**XFIR1.SPK, XFIR2.SPK, XFIR3.SPK** (Die Impulsantworten der FIR-Bandpässe, also nach der Fensterung)

**LLL.BLK** (Die Parametersatz-Datei)

### 6.6.1 Allgemeines

In diesem Abschnitt wird nun der eigentliche Prozess der Berechnung der Filterkoeffizienten beschrieben. Als Ergebnis der vorangegangenen Schritte und Messungen liegen die in obigem Kasten zusammengefassten „erforderlichen Dateien“ vor.

Es wird von der Berechnung der Filterkoeffizienten für den Fall einer linearphasigen Entzerrung des Gesamtsystems ausgegangen, da dies die wenigsten Berechnungsschritte erfordert sowie bei Inkaufnahme der Filterspezifischen Grundlaufzeit das beste Endergebnis bietet und außerdem das Prinzip der Koeffizientenermittlung deutlicher wird. Bei einer linearphasigen Entzerrung hat der resultierende akustische Phasengang des Gesamtsystems bestehend aus Digitalcontroller, Endverstärker und Lautsprecherkomponenten einen linearen Verlauf, was eine über den gesamten Übertragungsbereich konstante Gruppenlaufzeit zur Folge hat. Hierdurch wird die höchste Qualität der Signalübertragung erreicht, da sämtliche spektralen Komponenten eines Audiosignals die gleiche Verzögerungszeit durch das System erfahren (siehe auch die Definitionen in Kap. 5.1).

Die alternativ zu wählende minimalphasige Entzerrung erfordert weitere Berechnungsschritte, was in Kap. 7.2 angesprochen wird. Die Wahl der Phasenentzerrung erfolgt getrennt für jeden Weg im Menü „**FIR Coeff Generation**“ unter „**Delay**“.

Die durch den Verlauf der Zielfunktion definierte Entzerrung des Frequenzganges steht demgegenüber zu diesem Zeitpunkt bereits fest und wird durch die Wahl der Entzerrung des Phasenganges normalerweise nicht beeinflusst. Der genaue Verlauf findet in Form der Datei „**XT-0.SPK**“ (Zielfunktion) bzw. „**XB.SPK**“ (Zielbandpässe) Eingang in den Berechnungsprozess, die Erstellung dieser Dateien wurde in den Abschnitten 6.2 – 6.4 besprochen.

Die einzubindenden Lautsprechermessungen sind diejenigen, wie sie aus Kap. 5 hervorgehen, d.h. jede Datei beinhaltet die komplexen Übertragungsfunktionen der Lautsprecherkomponente, des Endverstärkers sowie des Controllers (Eigenverhalten) des jeweiligen Weges. Wie schon am Ende von Kap. 5 gesagt werden diese Messungen vereinfachend als Lautsprechermessungen bezeichnet, was natürlich nicht ganz korrekt ist.

Um diese Dateien in die Berechnung einzubeziehen, müssen sie in das entsprechende MFX-Arbeitsverzeichnis kopiert und ihre Dateinamen unter „**Speaker**“ angegeben werden. In diesem Verzeichnis müssen sich auch die Dateien mit der Zielfunktion und den Zielbandpässen befinden, deren Namen ebenfalls an entsprechender Stelle (s.u.) einzugeben sind.

Die Abbildung 6.6.2 auf der nächste Seite zeigt beispielhaft die Erstellung der Filterkoeffizienten für den Low-Weg eines Mehrwegesystems mit linearphasiger Entzerrung.

Ausgangspunkt sind der Zielbandpass  $\mathbf{XB} \cdot \mathbf{SPK}$  des Low-Weges als Ergebnis der Abschnitte 6.2 bis 6.4 sowie die Lautsprechermessung  $\mathbf{TT} \cdot \mathbf{SPK}$  (siehe Kap. 5).

Abgebildet sind lediglich die Frequenzgänge, die zugehörigen Phasengänge werden natürlich auch berücksichtigt!

Die ellipsenförmig eingekreisten Bezeichnungen entsprechen den Nummern der Unterpunkte der folgenden Abschnitte; die Abbildung sollte beim Studium derselben herausgeklappt werden!

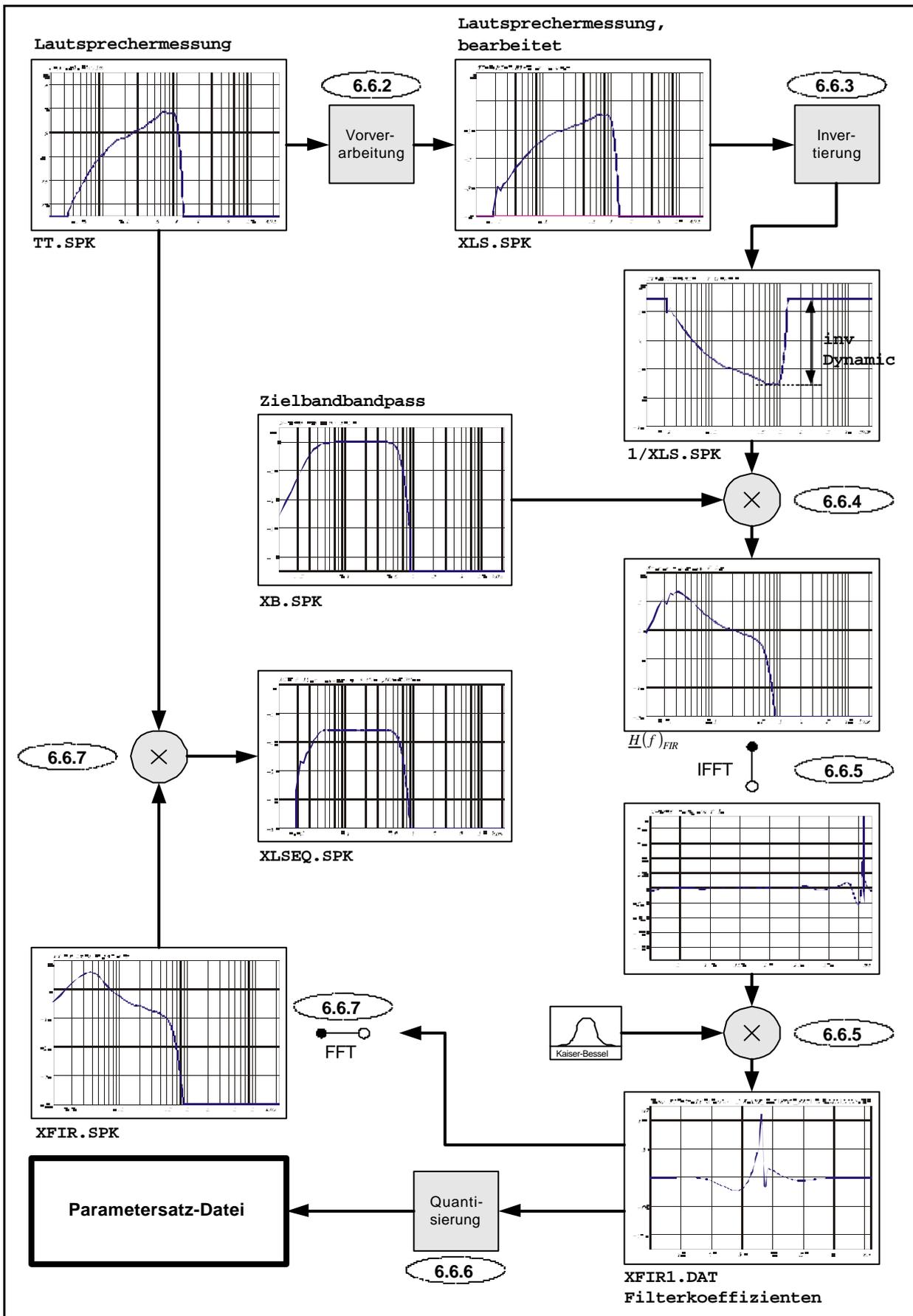


Abb. 6.6/2: Ablauf der Koeffizientenerzeugung (siehe Abschnitt 6.6)

## 6.6.2 Vorverarbeitung der Lautsprechermessungen

Bevor die drei Lautsprechermessungen der eigentlichen Berechnungsroutine zugeführt werden, können die Frequenzgänge zur Glättung ihres Verlaufes einer Vorverarbeitung unterzogen werden. Eine solche Vorverarbeitung soll lediglich die Feinstruktur der Frequenzgänge ausgleichen, nicht aber ihren prinzipiellen Verlauf verändern.

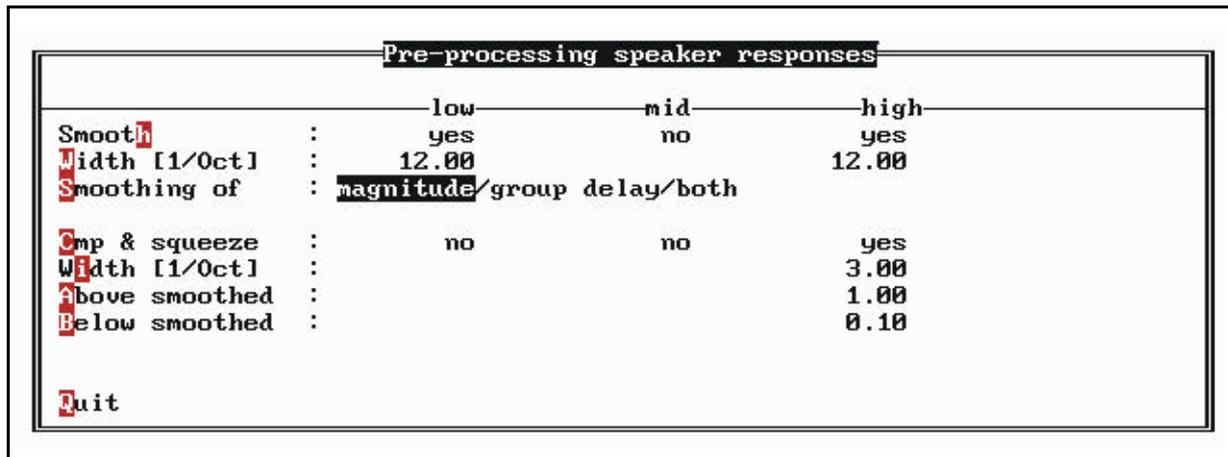


Abb. 6.6/3: MFX-Menü „Pre-processing speaker responses“

Der raue Verlauf der Lautsprechermessungen kann verschiedene Ursachen haben: zum einen kann er durch die Messung in einer nicht ganz reflexionsfreien Umgebung hervorgerufen werden, bei der die parasitären Reflexionen des Messraumes nicht vollständig aus der gemessenen Impulsantwort ausgefenstert werden (konnten). Zum anderen können die Ursachen auch am Lautsprecher selbst liegen, so bewirken zum Beispiel Gehäuseresonanzen oder Partialschwingungen der Lautsprechermembranen schmale Einbrüche im Frequenzgang. Es wäre wenig sinnvoll, diese Unlinearitäten mit dem FIR-Filter beseitigen zu wollen, statt dessen sollten durch eine entsprechende Konzeption des Lautsprechergehäuses und die Wahl der Übertragungsbereiche der einzelnen Lautsprecher bereits die Ursachen für solche Effekte beseitigt werden.

Andere lautsprecherseitige Eigenschaften wie z.B. die Form der Schallwand bewirken Interferenzerscheinungen, die sich in jedem Punkt des Raumes anders auswirken, so dass es hier sehr leichtsinnig wäre, eine vollständige Entzerrung auch der geringsten Unlinearitäten zu fordern: Die für die Messposition auf Achse des Lautsprechers noch gültige Entzerrung würde bei der Messung unter einem anderen Winkel mit Sicherheit für eine Verschlechterung des Frequenzganges sorgen!

Gerade aus dem letzteren Grund sollte prinzipiell eine Vorverarbeitung der Lautsprechermessungen stattfinden, wodurch entsprechend schmalbandige Peaks und Einbrüche von der Entzerrung ausgeschlossen werden.

Das innerhalb der MFX-Software hierzu implementierte Verfahren nennt sich „**compare and squeeze**“ [10]. Die notwendigen Einstellungen werden in dem in Abb. 6.6/3 gezeigten Menü „**Pre-Processing Speaker responses**“ vorgenommen, welches vom übergeordneten Menü aus Abb. 6.6/1 durch „**Process Speaker**“ aufgerufen wird. Die folgenden Bearbeitungsschritte werden dann durch Bestätigung des Menüs „**FIR Coeff Generation**“ mit der Entertaste vor der eigentlichen Berechnung der Koeffizienten automatisch durchgeführt:

Zunächst wird eine Kopie des zu glättenden Lautsprecherfrequenzganges abgespeichert und einer Glättung mit einer unter „**width**“ einstellbaren Intervallbreite durchgeführt. In einem anschließenden Vergleich der geglätteten Kopie mit dem Originalfrequenzgang werden nun die Frequenzbereiche registriert, in denen der Originalfrequenzgang höher oder niedriger als der Geglättete verläuft. In der Regel werden sich die Intervalle mit Überhöhungen und Einbrüchen jeweils abwechseln. Die einzelnen Intervalle werden nun mit zwei getrennten, vorher unter „**Above Smoothed**“ bzw. „**Below Smoothed**“ festzulegenden Faktoren zwischen 1 und 0 multipliziert, wodurch eine getrennte Behandlung von Überhöhungen und Einbrüchen erreicht wird.

Alternativ oder zusätzlich zu „**compare and squeeze**“ kann die Lautsprechermessung einer herkömmlichen Glättung („**Smooth**“) mit wählbarer Intervallbreite unterzogen werden. Es kann ausgewählt werden, ob der Frequenzgang („**Magnitude**“), die Gruppenlaufzeit („**Group Delay**“) oder beide („**Both**“) geglättet werden.

Die bearbeiteten Lautsprechermessungen werden alle zusammen unter dem Dateinamen **XLS.SPK** abgespeichert.

### 6.6.3 Invertierung der Lautsprechermessungen

Um die Frequenz- und Phasengänge der Lautsprecher auszugleichen, müssen die zu bestimmenden FIR-Bandpässe einen inversen Verlauf zu den gemessenen Lautsprecherübertragungsfunktionen aufweisen. Dieser Bedingung wird durch die zunächst folgende komplexe Invertierung der (evtl. bearbeiteten) Lautsprechermessungen Rechnung getragen:

$$\underline{H}(f)_{Weg,inv} = \frac{1}{\underline{H}(f)_{Weg}} = \frac{1}{\underline{H}(f)_{Lautsp} \cdot \underline{H}(f)_{Endverst} \cdot \underline{H}(f)_{Contr}}$$

mit:

- $\underline{H}(f)_{Weg}$  = „Lautsprechermessung“ des einzelnen Weges
- $\underline{H}(f)_{Lautsp}$  = Akustische Übertragungsfunktion der Lautsprecherkomponente des Weges
- $\underline{H}(f)_{Endverst}$  = Übertragungsfunktion des Endverstärkers

$$\underline{H}(f)_{Contr.} = \text{Eigenverhalten des Digitalcontrollers}$$

Jeder komplexe Wert der Lautsprechermessung wird dazu in seinen Real- und Imaginärteil zerlegt:

$$\underline{H}(f)_{Weg} = \text{Re}(f) + j \cdot \text{Im}(f)$$

Zur Invertierung muss nun der Kehrwert dieses Ausdrucks gebildet werden, der durch die anschließende konjugiert komplexe Erweiterung mit  $\text{Re}(f) - j \text{Im}(f)$  einen rein reellen Nenner erhält:

$$\frac{1}{\text{Re}(f) + j \text{Im}(f)} \cdot \frac{\text{Re}(f) - j \text{Im}(f)}{\text{Re}(f) - j \text{Im}(f)} = \frac{\text{Re}(f) - j \text{Im}(f)}{\underline{\underline{\text{Re}(f)^2 + \text{Im}(f)^2}}}$$

Diese Invertierung der Messwerte erfolgt allerdings nicht für alle Werte der jeweiligen Lautsprechermessung: Vielmehr werden nur diejenigen berücksichtigt, deren Betrag  $|\underline{H}(f)_{Weg}|$  sich innerhalb eines Intervalls befindet, welches sich vom höchsten Pegelwert  $|\underline{H}(f)_{Weg,max}|$  der noch nicht invertierten Messung bis herunter zu einem vorher festzulegenden Pegelwert  $|\underline{H}(f)_{Weg,min}|$  erstreckt. Beträge, die unterhalb dieses Grenzwertes liegen, werden im invertierten Spektrum alle auf ein und dasselbe Pegelniveau des invertierten  $|\underline{H}(f)_{Weg,min}|$  - Wertes gebracht.

Durch diese Vorgehensweise wird die maximale Dynamik der invertierten Messung auf einen bestimmten Wert begrenzt, der im Menü „**Fir coefficient generation**“ unter „**Inv. dynamic**“ eingestellt werden kann.

Die Phasengänge  $\Phi(f)_{Weg}$  der Lautsprechermessungen bleiben von dieser Bearbeitung unbeeinflusst.

#### 6.6.4 Multiplikation mit den Zielbandpässen

Nachdem im vorhergehenden Schritt die zur Lautsprecher-, Controller- und Endverstärkerentzerrung notwendigen Informationen für die zu berechnenden FIR-Bandpässe bereitgestellt wurden, folgt nun die Aufprägung der Trennfrequenzen und Flankensteilheiten sowie des Zielfrequenzganges:

Hierzu wird getrennt für jeden Weg an jeder Frequenzstützstelle  $f$  der jeweilige Wert des invertierten Spektrums der Lautsprechermessung mit dem entsprechenden komplexen Wert des Spektrums des Zielbandpasses komplex multipliziert, so dass man als Ergebnis die erforderliche Übertragungsfunktion des entsprechenden FIR-Bandpasses  $\underline{H}(f)_{FIR}$  erhält:

$$\underline{H}(f)_{FIR} = \underline{H}(f)_{Weg,inv} \cdot \underline{H}(f)_{Zielbandpass}$$

Anhand einer einfachen systemtheoretischen Betrachtung der einzelnen Komponenten eines Weges des Gesamtsystems in Abb. 6.6/4 kann man die Zusammenhänge verdeutlichen.

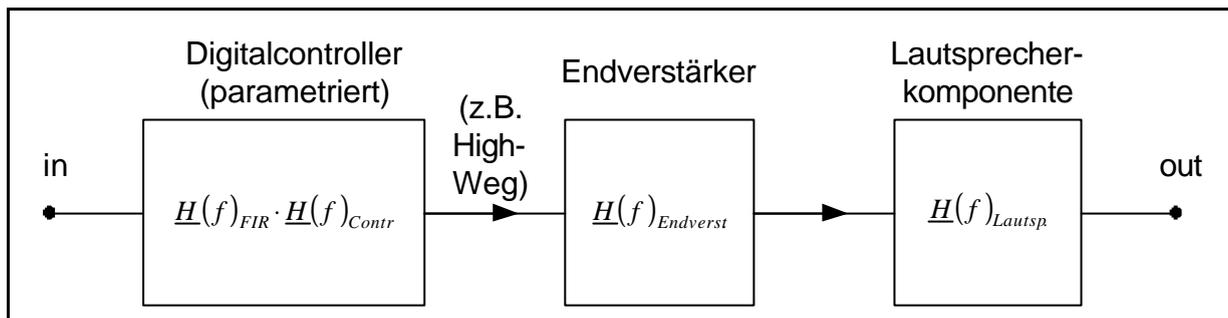


Abb. 6.6/4: Darstellung der Komponenten eines Weges mit ihren Übertragungsfunktionen

Die Gesamt-Übertragungsfunktion des Systemweges in der Abbildung berechnet sich zu

$$\underline{H}(f)_{ges} = \frac{\text{Ausgangssignal}}{\text{Eingangssignal}} = \underline{H}(f)_{FIR} \cdot \underline{H}(f)_{Contr} \cdot \underline{H}(f)_{Endverst} \cdot \underline{H}(f)_{Lautsp},$$

wobei  $\underline{H}(f)_{Contr}$  das Eigenverhalten des Digitalcontrollers ausdrückt.

Die komplexe Übertragungsfunktion  $\underline{H}(f)_{ges}$  stellt also die resultierende, akustisch zu messende Übertragungsfunktion eines Weges des parametrisierten Gesamtsystems dar.

Die Zielvorgabe für den Frequenzgang *aller drei Wege* des Gesamtsystems ist in der Zielfunktion vorgegeben. Die Zielvorgabe für den Frequenzgang des hier betrachteten Einzelweges (z.B. High-Weg) wird demnach durch den entsprechenden Zielbandpass  $\underline{H}(f)_{Zielbandpass}$  definiert, so dass nach erfolgter Parametrierung gelten muss:

$$\underline{H}(f)_{ges} = \underline{H}(f)_{FIR} \cdot \underline{H}(f)_{Contr} \cdot \underline{H}(f)_{Endverst} \cdot \underline{H}(f)_{Lautsp} = \underline{H}(f)_{Zielbandpass}$$

Wenn man die Beziehung des zweiten Gleichheitszeichens nach  $\underline{H}(f)_{FIR}$  auflöst, erhält man die erforderliche Übertragungsfunktion des FIR-Bandpassfilters:

$$\underline{H}(f)_{FIR} = \frac{\underline{H}(f)_{Proto}}{\underline{H}(f)_{Contr} \cdot \underline{H}(f)_{Endverst} \cdot \underline{H}(f)_{Lautsp}} = \frac{\underline{H}(f)_{Proto}}{\underline{H}(f)_{Weg}} = \underline{H}(f)_{Weg,inv} \cdot \underline{H}(f)_{Zielbandpass}$$

Dieses Ergebnis bestätigt die weiter oben aufgeführte Berechnung der Übertragungsfunktion durch die Filterberechnungssoftware.

### 6.6.5 Inverse Fouriertransformation (IFFT) und Fensterung

Die aus den Berechnungen des vorherigen Schrittes hervorgegangenen Übertragungsfunktionen der drei FIR-Bandpässe  $\underline{H}(f)_{FIR}$  werden nun einer inversen Fouriertransformation unterzogen, um so aus ihren drei Impulsantworten die Koeffizienten des Hoch-, Mittel- und Tiefton-FIR-Bandpasses auszulesen.

Aus jeder Zeitstützstelle der gefensterten Impulsantwort ergibt sich ein Filterkoeffizient  $b_i$  für das FIR-Bandpassfilter des entsprechenden Weges.

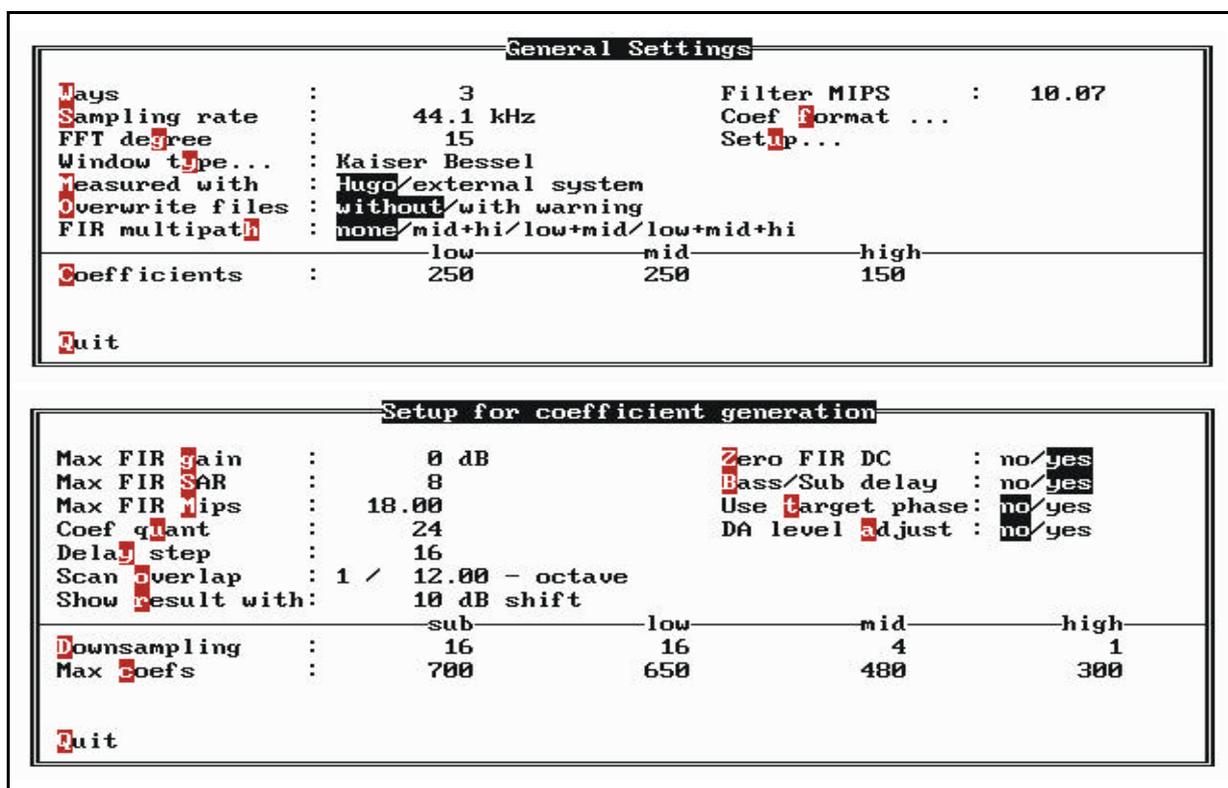


Abb. 6.6/5: Die MFX-Menüs „General Settings“ und „Setup for coefficient generation“

Die Fensterung der Impulsantworten reduziert die Anzahl ihrer Zeitstützstellen auf den im Menü „Setup for Coefficient Generation“ (siehe Abb. 6.6.5) unter „Coefficients“ in Abhängigkeit der DSP-Hardware festgelegten Maximalwert für die Filterkoeffizienten des betreffenden Weges. Zur Fensterung wird in der Regel die Kaiser-Bessel-Fensterfunktion verwendet, die einen glockenförmigen Verlauf aufweist, welcher außerhalb der maximalen Fensterlänge auf Null abgesunken ist. Die Fensterfunktion kann im Menü „General Settings“ unter „Window Type“ ausgewählt werden. Bei einer

gegebenen maximalen Koeffizientenanzahl  $\max Coeff$  berechnet sich die Länge der Fensterfunktion zu:

$$L_{Fenster}[s] = \max Coeff \cdot \frac{1}{f_{s,weg}}$$

mit:

- $f_{s,weg} = \frac{f_s}{DS}$  : effektive Abtastfrequenz des jeweiligen Weges
- $DS$  = Downsamplingfaktor (Sub, Low: DS = 16, Mid: DS = 4)
- $f_s$  = System-Abtastfrequenz
- $\max Coeff$  = Anzahl der in dem jeweilige Weg zur Verfügung stehenden Filterkoeffizienten

Des weiteren ist es möglich unter „**FFT Degree**“ den Grad der Fast Fourier Transformation (FFT), mit der die Impulsantworten erzeugt werden (s.o.), einzustellen. Der Grad  $n$  einer FFT bestimmt die maximale Anzahl  $N$  der berücksichtigten Frequenzstützstellen des komplexen Spektrums, also hier der zu transformierenden Übertragungsfunktion  $\underline{H}(f)_{FIR}$  gemäß  $N = 2^n$ . Die sich ergebende Anzahl der Zeitstützstellen der zugehörigen Impulsantwort beträgt ebenfalls  $N$ . Bei einer gegebenen Abtastfrequenz  $f_s$  berechnet sich das Frequenzintervall  $\Delta f$  zwischen zwei Frequenzstützstellen zu  $\Delta f = f_s / N$ . Bei einer Koeffizientenanzahl von mehr als 512 in einem Weg sollte der FFT Grad  $n = 15$  betragen [6].

Beispiel: Bei einer FFT mit dem Grad  $n = 15$  werden  $N = 23768$  Zeitstützstellen berechnet, die durch die Fensterung auf die maximale Koeffizientenanzahl von z.B.  $\max Coeff = 250$  begrenzt werden.

Die Abtastrate, für die die Filterkoeffizienten berechnet werden, ist unter „**Sampling Rate**“ einstellbar. Die verwendete Hardware unterstützt die Abtastraten 44.1 kHz und 48 kHz. Wenn der Digitalcontroller für beide Abtastraten eingesetzt werden soll, so muss pro Parametrierung für jede Abtastrate jeweils ein eigener Parametersatz (mit gleichen Eigenschaften) vorhanden sein.

### Auswirkung der Fensterung

Die beschriebene Fensterung der Impulsantworten bewirkt eine mehr oder weniger starke Veränderung ihrer Spektren, die im Falle der Kaiser-Bessel Fensterfunktion durch zwei Effekte geprägt wird: Zum einen bewirkt die Höhe der Nebenzipfel im Spektrum der Fensterfunktion ein sogenanntes „Lecken“ des Spektrums der gefensterten Impulsantworten, welches sich trotz ursprünglich vorgegebener Brickwall-Charakteristik in einer endlichen

Stopband-Unterdrückung auswirkt. Diese liegt allerdings aufgrund der speziellen Eigenschaften des Kaiser-Bessel-Fensters in einem genügend großen Bereich.

Zum zweiten wird durch die Breite des Hauptlappens ein sog. „Verschmieren“ des Originalspektrums bewirkt, wodurch z.B. die Flankensteilheiten verringert werden. Dieser Effekt tritt um so stärker auf, je niedriger der Frequenzbereich der Flanke ist und je kürzer die Filterlänge gewählt wurde. So kann es vorkommen, dass bei Tiefton-Bandpässen mit einer geringen Koeffizientenanzahl die Flanke bei der unteren Grenzfrequenz ab einer bestimmten Frequenz in einen horizontalen Verlauf übergeht, was natürlich eine extrem schlechte Gleichspannungs-Unterdrückung zur Folge hat und auf jeden Fall vermieden werden sollte. Überhaupt wird die zu Beginn des Prozesses in der Zielfunktion festgelegte Flankensteilheit bei der unteren System-Grenzfrequenz in Frage gestellt. Aus diesem Grunde sollte die Koeffizientenanzahl des Tiefton-Bandpasses immer genügend hoch gewählt werden.

### Gleichanteil-Befreiung

Auch durch Anwendung langer Fensterfunktionen bei Tiefton-Bandpässen mit einer großen Koeffizientenanzahl (z.B. 650 Koeffizienten) erfolgt stets eine Abflachung der unteren Flankensteilheit, so dass die Stopband-Unterdrückung bei 0Hz nicht ausreicht, um einen zuverlässigen DC-Schutz der nachfolgenden Endverstärker und Lautsprecher zu gewährleisten. Damit ein FIR-Filter für Gleichspannungen undurchlässig ist, muss die Summe der Abtastwerte seiner Impulsantwort Null ergeben. Dies ist nach der Fensterung nicht mehr der Fall, so dass die gefensternten Impulsantworten nun einer weiten, sog. Korrekturfensterung unterzogen werden: Hierzu wird ein Kaiser-Bessel-Fenster von der Impulsantwort subtrahiert, wobei dieses Fenster vorher mit der Abweichung der eingangs berechneten Summe gewichtet wurde. (Diese Operation ist im Diagramm von Abb. 6.6/2 nicht gezeigt.) Durch diese Behandlung wird die gestellte Forderung nach einem ausreichenden DC-Schutz bei gleichzeitiger minimaler Veränderung des übrigen Übertragungsverhaltens erreicht.

Näheres zur Gleichanteil-Befreiung ist [10] zu entnehmen.

### 6.6.6 Auslesen der Filterkoeffizienten und Quantisierung

Aus den von ihrem Gleichanteil befreiten Impulsantworten werden die Filterkoeffizienten ausgelesen: Jede Zeitstützstelle stellt einen Filterkoeffizient  $b_i$  dar.

Sie können nun auf das 24 Bit Festkommaformat quantisiert werden, um den Betrieb auf der hier eingesetzten DSP-Hardware zu ermöglichen. Die Wortbreite wird unter „Coef quant“ im Menü „Setup for coefficient generation“ eingestellt. Nach diese Quantisierung wird der Wert eines jeden Koeffizienten  $b_i$  durch ein 24 Bit breites Datenwort dargestellt,

welches in der Parametersatzdatei gespeichert wird. Wie bereits in Abschnitt 6.5 gesagt, sind dort auch die Limiterparameter und die Output Scalingfaktoren gespeichert.

Die Parametersatzdatei ist somit fertiggestellt und kann über das MFX-Menü „**Dispatch FIR set to Hugo**“ in den Flashrom-Baustein des Digitalcontrollers übertragen werden.

### 6.6.7 Rücktransformation und Multiplikation

Die aus den Berechnungen des vorangegangenen Schrittes hervorgegangen Impulsantworten, aus denen die Koeffizienten herausgelesen wurden, werden nun noch einmal mittels der Fouriertransformation in ihr komplexes Spektrum überführt und unter dem Dateinamen **XFIR.SPK** abgespeichert.

Die auf diese Weise ermittelte Übertragungsfunktion entspricht derjenigen, die die FIR-Filterstrukturen der DSP-Hardware nach dem Laden des Parametersatzes in den Digitalcontroller auch tatsächlich aufweisen.

An dieser Stelle wird der für das Output-Scaling wichtige Wert der höchsten Verstärkung aller Frequenzgänge ermittelt. Das Output-Scaling legt den Wertebereich des digitalen Pegels fest, mit dem der DA-Wandler des jeweiligen Weges angesteuert wird (siehe auch Abschnitt 6.5).

Des weiteren erfolgt zum Abschluss des Koeffizientenermittlungsprozesses eine Multiplikation des soeben ermittelten Spektrums mit den jeweiligen Lautsprechermessungen  $\underline{H}(f)_{weg}$  : Hierdurch wird die resultierende Übertragungsfunktion  $\underline{H}(f)_{ges}$  des parametrisierten Gesamtsystems berechnet, um sich so von der Richtigkeit der soeben ermittelten Koeffizienten und damit der korrekten Funktion der späteren FIR-Filterstrukturen zu überzeugen. Das Ergebnis wird in unter dem Dateinamen **XLSEQ.SPK** abgespeichert.

# 7 Probleme und Möglichkeiten der komplexen Entzerrung

## 7.1 FIR-Filterstruktur

In diesem Kapitel wird kurz der Aufbau der FIR-Filterstruktur beschrieben sowie die wichtigsten Eigenschaften besprochen.

Die Abkürzung „FIR“ steht für „Finite Impulse Response“ und bezieht sich auf die Länge der Impulsantwort des Filters, die zeitlich begrenzt ist. Hierdurch sind Filtereigenschaften möglich, die mit analogen Mitteln nicht zu erreichen sind, da Analogfilter grundsätzlich über eine (theoretisch) unendliche Impulsantwort verfügen.

Es gibt verschiedene Digitalfilterstrukturen, die über eine endliche Impulsantwort verfügen. In Abb. 7.1/1 ist die in der Audiotechnik üblicherweise verwendete FIR-Filterstruktur, das sogenannte Transversalfilter, abgebildet. Die Filteralgorithmen des Digitalcontrollers verwenden ebenfalls diese Struktur.

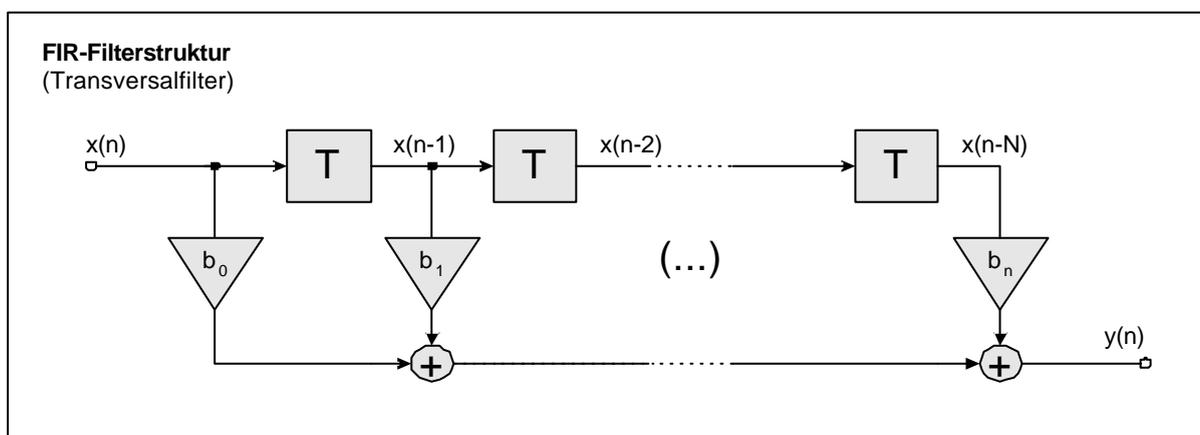


Abb. 7.1/1: Das Transversalfilter

Der wichtigste Merkmal der FIR-Filterstruktur ist die fehlende Rückkopplung des Ausgangssignals auf den Eingang, wodurch die zeitlich begrenzte Ausdehnung der Impulsantwort bedingt wird: Legt man an den Eingang  $x(n)$  zum Zeitpunkt  $t = 0$  den Einheitsimpuls  $\delta(n)$  an und beobachtet das Ausgangssignal  $y(n)$ , so wird dieses zu einem bestimmten endlichen Zeitpunkt  $t_1$  aufgrund der fehlenden Rückkopplung auf Null abgefallen sein, die Antwort des FIR-Filters auf diesen einzelnen Impuls ist also „endlich“.

Das Transversalfilter besitzt  $N$  Filterkoeffizienten  $b_i$  sowie  $N-1$  Addierer und Verzögerungsglieder. Die Zahl  $N$  wird auch als Filterlänge oder Filterordnung bezeichnet, wobei der Begriff Filterordnung nicht mit der Filterordnung des analogen Filters oder der digitalen IIR-Filterstruktur (IIR = Infinite Impulse Response) zu vergleichen ist.

Die komplexe Übertragungsfunktion  $H(z)$  und die zugehörige Impulsantwort  $h(n)$  berechnen sich wie folgt:

$$H(z) = \frac{Z\{y(n)\}}{Z\{x(n)\}} = \sum_{i=0}^N b_i \cdot z^{-i}, \quad h(n) = Z^{-1}\{H(z)\} = \sum_{i=0}^N b_i \cdot \mathbf{d}(n-i)$$

mit:

- $N$  = Filterordnung, Filterlänge
- $x(n)$  = Eingangssignal (Zahlenfolge)
- $y(n)$  = Ausgangssignal (Zahlenfolge)
- $b_i$  = Filterkoeffizient
- $\mathbf{d}(n)$  = Einheitsimpuls

Die Impulsantwort besitzt  $N+1$  Zeitstützstellen. Wenn sie symmetrisch ist, so ist die Phase der Übertragungsfunktion linear, was einen konstanten Verlauf der Gruppenlaufzeit zur Folge hat. Die FIR-Filter des parametrisierten Digitalcontrollers sollen bei einer linearphasigen Entzerrung für einen linearen Phasengang des *Gesamtsystems* sorgen, d.h. die FIR-Filter müssen den Phasengang der übrigen Systemkomponenten ausgleichen. Aus diesem Grunde ist ihr Phasenverlauf auch nicht linear und die Impulsantwort somit unsymmetrisch!

Ein Nachteil der FIR-Filterstruktur ist, dass die Filterparameter nicht wie beim IIR-Filter durch die Variation bestimmter Koeffizienten beeinflusst werden können: Jede Änderung am Übertragungsverhalten des FIR-Filters macht stets die Neuberechnung sämtlicher Filterkoeffizienten erforderlich.

Aufgrund der Lage des Hauptmaximums der Impulsantwort  $h(n)$  bei  $t > 0$  ergibt sich eine sog. filterspezifische Grundlaufzeit  $t_{FIR, spez}$ , die sich wie folgt errechnet:

$$t_{FIR, spez} = \frac{N}{f_s \cdot 2}$$

mit:

- $N$  = Anzahl der Filterkoeffizienten (= Filterlänge)
- $f_s$  = Abtastfrequenz im jeweiligen Filterweg

## 7.2 Resultierender Phasenverlauf des Gesamtsystems

### 7.1.1 Linearphasige Entzerrung

Bei der Beschreibung des Koeffizientenermittlungsprozesses in Kap. 6.6 wurde stets von dem Fall der linearphasigen Entzerrung der einzelnen Lautsprecherwege ausgegangen. Hierbei richtet sich die Entzerrung der Phasenverläufe der einzelnen Wege nach denjenigen der entsprechenden Zielbandpässe, die nach der in Unterpunkt 6.4 beschriebenen Bearbeitung in der Datei `XB.SPX` abgespeichert wurden. Wenn die Phasengänge der Zielbandpässe linear sind, so besitzt auch das Gesamtsystem später einen linearen Phasengang und somit eine konstante Gruppenlaufzeit (Ausreichende Filterlänge der FIR-Filter vorausgesetzt, siehe 7.3).

Im Normalfall beträgt die Phase der Zielbandpässe für alle Frequenzen 0 Grad, sie ist also linear. Die zugehörige Gruppenlaufzeit ist dann konstant und hat den Wert  $t_{\text{Zielbandpass}} = 0$  s, ebenfalls für alle Frequenzen. Der Phasenverlauf des Gesamtsystems ist zwar wie gewünscht linear, aber er besitzt eine (konstante) Steigung, ist also ungleich 0. Die konstante Gruppenlaufzeit als Ableitung dieses Phasenganges liegt also auf dem Wert seiner Steigung. Bezogen auf die Komponenten des Gesamtsystems setzt sich dieser Wert für alle Frequenzen aus der Gruppenlaufzeit des FIR-Filters sowie aus derjenigen der zu entzerrenden Lautsprechermessung additiv zusammen. Insofern ist die Bezeichnung „Zielfunktion“ in Bezug auf die Phasenentzerrung etwas irreführend: Lediglich der lineare Verlauf des Phasenganges kann erreicht werden, nicht aber die in der Zielfunktion vorgegebene Steigung von 0!

### 7.1.2 Minimalphasige Entzerrung

Nun ist aber noch eine andere Betriebsart der Koeffizientenberechnungsroutine möglich, bei der weder der Phasenverlauf der Lautsprechermessungen noch derjenige der Zielbandpässe berücksichtigt wird: Es handelt sich um die minimalphasige Entzerrung des Gesamtsystems (Einstellung unter „**Speaker**“ im Menü „**FIR coefficient generation**“, siehe Kap. 6.6). Hierbei werden die Phasenverläufe nach der Multiplikation der Zielbandpässe `XB.SPX` mit den inversen Lautsprecherübertragungsfunktionen der sich ergebenden Übertragungsfunktionen gleich Null gesetzt. Anschließend folgt ein im Rahmen dieser Arbeit nicht näher beschriebener Algorithmus, der den Phasengang der erforderlichen Übertragungsfunktionen der FIR-Bandpässe  $\underline{H}(f)_{\text{FIR}}$  in der Art bearbeitet, dass sich am Ende ein resultierender Phasengang des Gesamtsystems ergibt, der minimalen Charakter aufweist wie z.B. bei einem in analoger Technik realisiertem System. Nach der inversen

Fouriertransformation folgen dann wieder die ab Abschnitt 6.6.5 beschriebenen Schritte wie Fensterung der Impulsantworten, Befreiung vom Gleichanteil usw.

Über das erwähnte Verfahren wird sehr ausführlich in [10] berichtet.

Bei einer minimalphasigen Entzerrung erfolgt also wie bei einem analog entzerrten System keinerlei Ausgleich der Phasengänge der Lautsprechermessungen. Die resultierende Gruppenlaufzeit besitzt in diesem Fall bei jeder Frequenz den minimal möglichen Wert, der natürlich keineswegs konstant ist, sondern z.B. je nach Art des Basslautsprechergehäuses einen unterschiedlich steilen Anstieg zu niedrigen Frequenzen hin aufweist. Bei der Abstimmfrequenz des Basslautsprechersystems erreicht die Gruppenlaufzeit ihr Maximum. Bei geschlossenen Gehäusen liegt dieses bei ca. 20 – 30 ms, während es bei Bassreflex-Systemen über 60 ms betragen kann.

### 7.1.3 Einsatzbereiche verschiedener Entzerrungen

Bei der Parametrierung von Lautsprechersystemen kann man in bezug auf die maximal zu tolerierende Systemdurchlaufzeit  $t_{ges}(f)$  zwischen zwei Anwendungsfällen bzw. Benutzergruppen unterscheiden:

1. Im Falle einer Parametrierung des Digitalcontrollers für ein PA-System, mit dem z.B. eine Veranstaltung beschallt wird, muss die resultierende Signaldurchlaufzeit unter allen Umständen so klein wie möglich sein, so dass die linearphasige Entzerrung aller Wege des Gesamtsystems von vorneherein ausscheidet. Wenn allerdings die niedrigeren resultierenden Gruppenlaufzeiten der linearphasig entzerrten Mid- und High-Wege toleriert werden können, kann man eine sog. kompromissphasige MLL-Entzerrung einstellen, bei der im Tieftonweg eine minimalphasige Entzerrung wie im vorigen Abschnitt beschrieben erfolgt, während die Hoch- und Mitteltonwege linearphasig entzerrt werden. Bei einer MML-Entzerrung wird analog hierzu der Tief- und Mitteltonweg minimalphasig entzerrt. In der Abb. 7.1/2 sind die sich ergebenden Verläufe der Gruppenlaufzeiten anhand eines 3-Wegesystems gezeigt.
2. Bei denjenigen Anwendungsfällen, bei denen die Laufzeit des Gesamtsystems eine untergeordnete Rolle spielt, sollte stets die LLL-Entzerrung bevorzugt werden, da sie in Bezug auf Wiedergabequalität die besten Ergebnisse bietet. Zu den Anwendungsfällen zählen z.B. der Mastering-Bereich, Heim-Stereoanlagen sowie bildsynchrone Anwendungen, bei denen eine entsprechende Verzögerung der Bildinformation um die resultierende Signaldurchlaufzeit des Gesamtsystems eingestellt werden kann, so das Bild- und Toninformation zeitlich zusammenpassen.

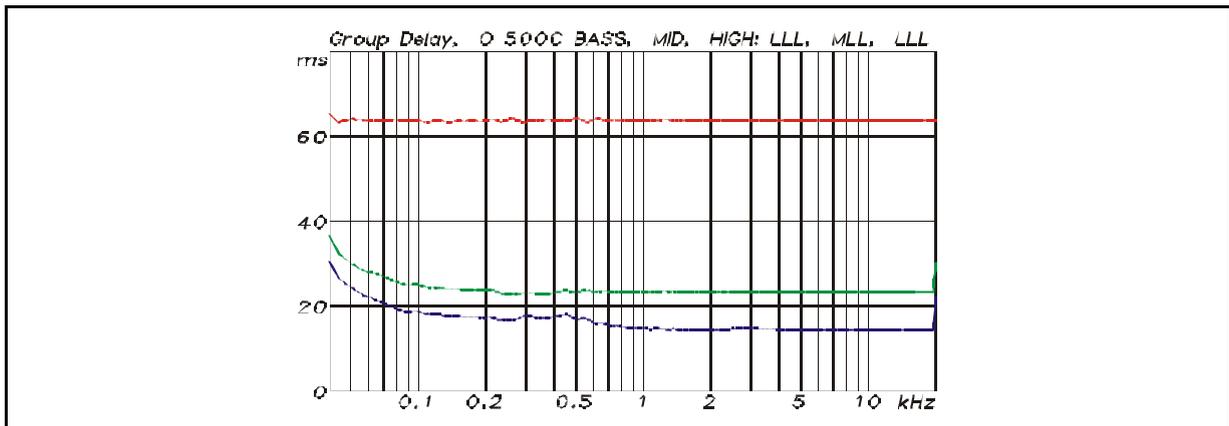


Abb. 7.2/1: Vergleich der resultierenden Gruppenlaufzeiten  $t_{res}$  bei verschiedenen Phasentzerrungen, von oben nach unten: LLL, MLL, MMM (Die Entzerrung des Frequenzganges ist jeweils gleich)

## 7.3 Problemanalyse linearphasiger Entzerrungen

### 7.3.1 Filterlaufzeit und resultierende System-Durchlaufzeit

Bei der linearphasigen Entzerrung eines Gesamtsystems bis zu seiner unteren -3 dB Grenzfrequenz ist die resultierende Gruppenlaufzeit  $t_{res}$  zwar konstant, sie bewegt sich jedoch aufgrund der hierzu erforderlichen großen Filterlänge auf einem so hohen Niveau, dass die sich ergebende Signaldurchlaufzeit bei einigen Anwendungen wie z.B. der Beschallung einer Veranstaltung nicht mehr toleriert werden kann.

Die resultierende Gruppenlaufzeit  $t_{ges}$  ergibt sich gemäß Abschnitt 7.2 aus der Addition der Gruppenlaufzeiten aller Komponenten des Gesamtsystems. Für jeden Weg berechnet sie sich also wie folgt:

$$t_{ges}(f) = t_{Lautsp}(f) + t_{FIR}(f) + t_{Contr}(f) + t_{Endverst}(f) = const.$$

mit:

- $t_{Lautsp}(f)$  = Gruppenlaufzeit der Lautsprecherkomponente
- $t_{FIR}(f)$  = Gruppenlaufzeit des FIR-Filters
- $t_{Contr}(f)$  = Gruppenlaufzeit des Controller-Eigenverhaltens
- $t_{Endverst}(f)$  = Gruppenlaufzeit des Endverstärkers

In Abb. 7.3/1 ist der Verlauf der Gruppenlaufzeiten für den Fall des Tieftonweges eines Systems gezeigt. Man erkennt anhand des Verlaufes der resultierenden Gruppenlaufzeit

(obere Kurve), dass die linearphasige Entzerrung bis herunter zu 50 Hz erreicht wird, der Anstieg darunter kann aufgrund der gewählten Filterlänge ( $N = 200$  Koeffizienten) nicht mehr entzerrt werden.

Die unterste Kurve zeigt den Verlauf der Gruppenlaufzeit  $t_{Lautsp}(f)$  der (Tiefton-) Lautsprecherkomponente, der einen Anstieg zu niedrigen Frequenzen hin aufweist. In diesem Fall handelt es sich um ein 8" Lautsprecherchassis, das in ein geschlossenes Gehäuse eingebaut ist. Bei Bassreflexsystemen kann die Gruppenlaufzeit bei der Abstimmfrequenz noch wesentlich höhere Werte annehmen, wodurch sich resultierende Gruppenlaufzeiten des Gesamtsystems von über 70 ms ergeben können.

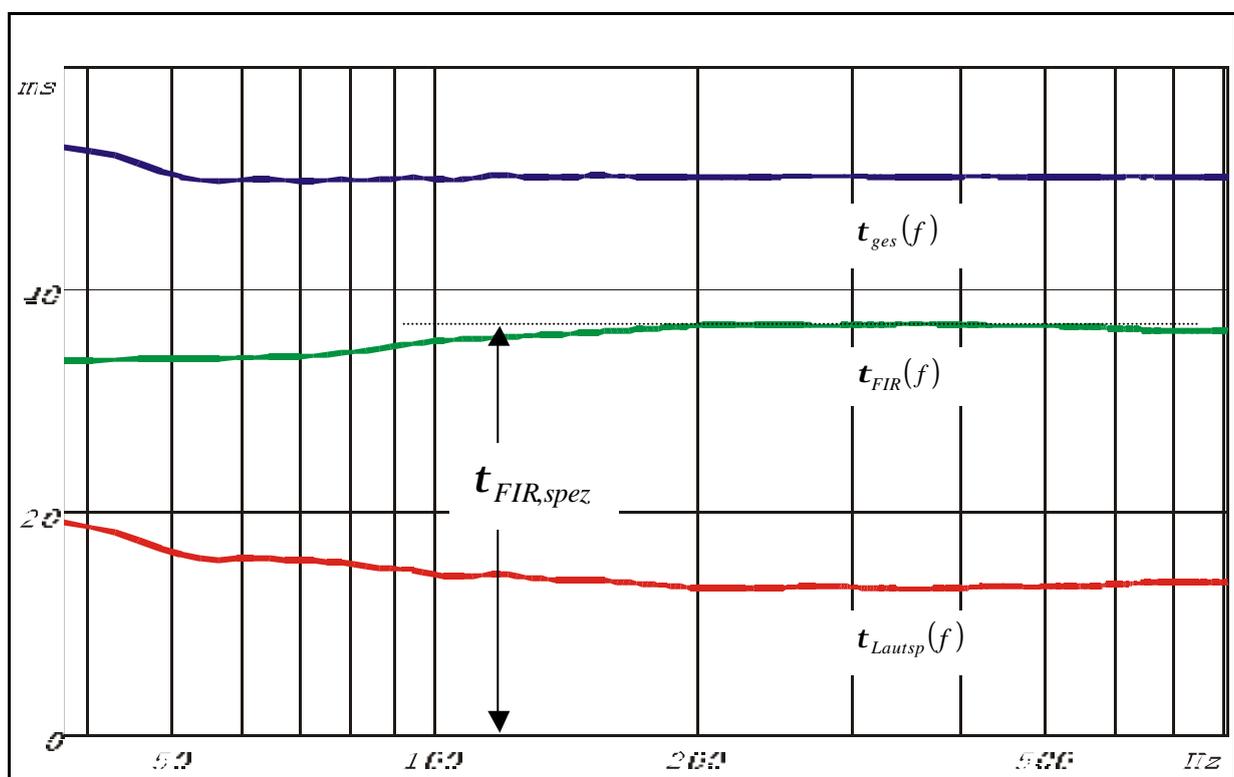


Abb. 7.3/1: Die Gruppenlaufzeit des FIR-Filters aus Abb. 7.8/2 (mittlere Kurve), darunter die zu entzerrende Gruppenlaufzeit der Lautsprechermessung (Tiefton), oben die resultierende Gruppenlaufzeit des entzerrten Systems.

Die gezeigte Gruppenlaufzeit der Tieftonlautsprecherkomponente beinhaltet in diesem Fall außerdem die Gruppenlaufzeiten des Endverstärkers  $t_{Endverst}(f)$  sowie die des Digitalcontroller-Eigenverhaltens  $t_{Contr}(f)$ , da die Lautsprechermessung wie in Kap. 5 beschrieben durchgeführt wurde. Die Messung der reinen Lautsprecher-Gruppenlaufzeit ergäbe in dem betrachteten Frequenzbereich einen um ca. 10 ms nach unten verschobenen Verlauf.

Das FIR-Filter des entsprechenden Controllerweges soll den Verlauf von  $t_{Lautsp}(f)$  entzerren und im Idealfall auf den konstanten Wert  $t_{res}$  bringen. Die untere Grenzfrequenz, bis zu der

das FIR-Filter die Gruppenlaufzeit der Lautsprecherkomponente ausgleichen kann sowie die Genauigkeit bei der Entzerrung des Frequenzgangs ist jedoch von der Anzahl der Koeffizienten  $N$  abhängig: Je länger das Filter, desto besser ist die Entzerrung.

Allerdings steigt mit der Filterlänge auch die filterspezifische Durchlaufzeit  $t_{FIR, spez}$  an (siehe Abschnitt 7.1), d.h. die resultierende Gruppenlaufzeit ist zwar konstant bis hin zu immer niedrigeren Frequenzen, allerdings nimmt ihr absolutes Niveau immer größere Werte an.

Die filterspezifische Grundlaufzeit  $t_{FIR, spez}$  lässt sich auch aus der Impulsantwort des Filters ablesen, siehe Abb. 7.8/2: Sie entspricht derjenigen Zeit, die vom Zeitpunkt  $t = 0$  bis zum Auftretens des Hauptmaximums vergangen ist.

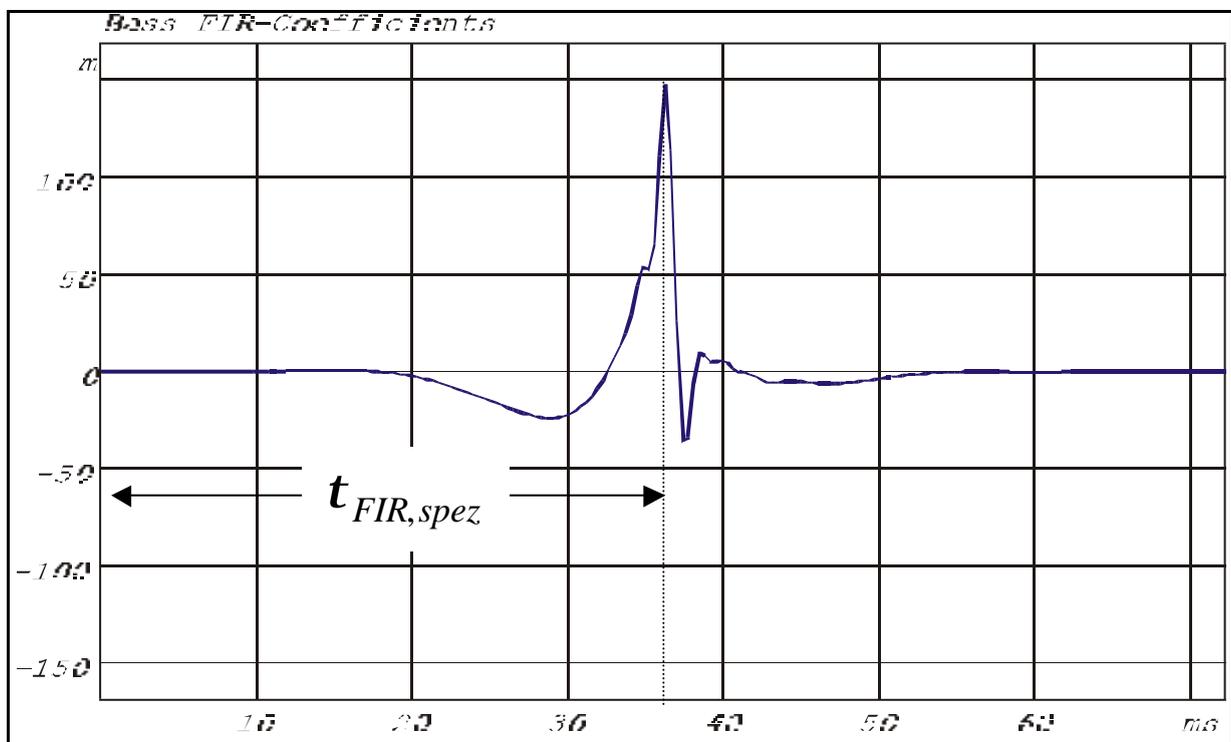


Abb. 7.3/2: Impulsantwort eines FIR-Filters für den Low-Weg nach der Fensterung auf 200 Koeffizienten (Datei „XFIR1.DAT“ aus Abb. 6.6/2)

In der Abb. 7.3/3 ist die filterspezifische Gruppenlaufzeit  $t_{FIR, spez}$  der FIR-Filter des Digitalcontrollers über ihrer Koeffizientenanzahl  $N$  aufgetragen, und zwar getrennt für den Low bzw. Sub-, Mid- und High-Weg, da die effektive Abtastfrequenz im Low-, Sub- und Mid-Weg aufgrund des Downsamplingfaktors (DS) geringer ist, was in entsprechend größeren Laufzeiten resultiert. Die Wahl der System-Abtastfrequenz (44.1 kHz oder 48 kHz) beeinflusst natürlich ebenfalls die Filterlaufzeit.

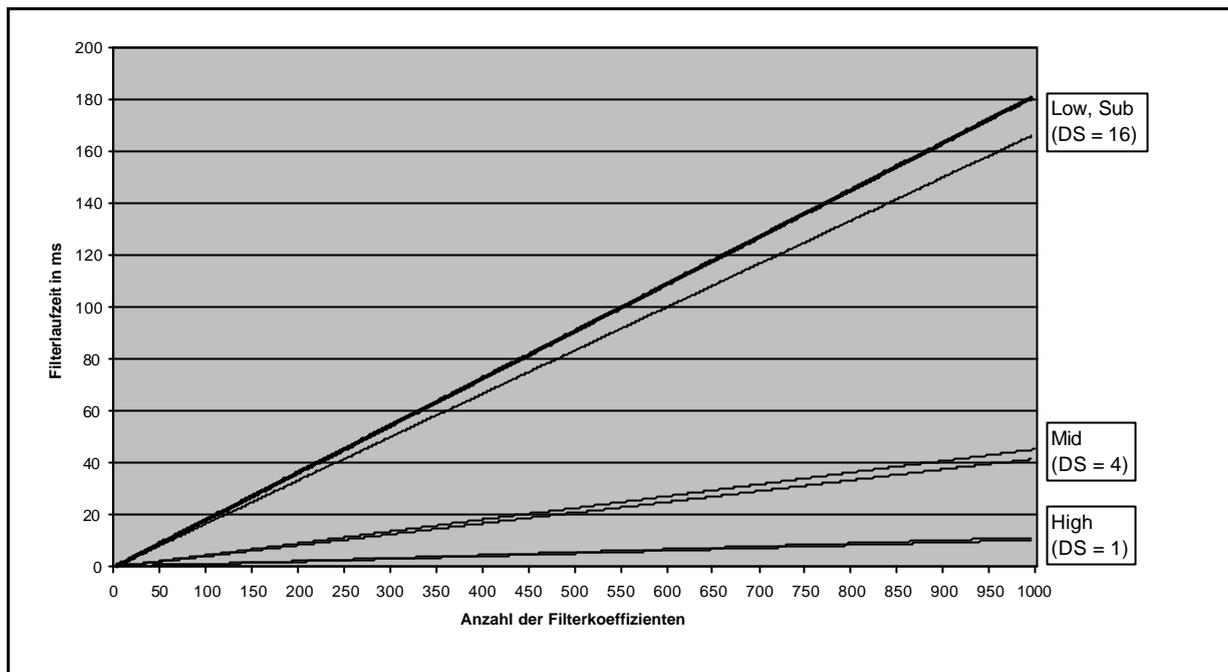


Abb. 7.3/3: Die Laufzeiten der FIR-Filter in den einzelnen Wegen in Abhängigkeit der Koeffizientenanzahl und der Abtastfrequenz (obere Kurve: 44.1 kHz, untere Kurve: 48 kHz)

### 7.3.2 Angleichung der unterschiedlichen Wege-Laufzeiten

Die oben beschriebenen Verhältnisse gelten für jeden Weg des Systems. Allerdings liegen die entsprechenden resultierenden Signaldurchlaufzeiten  $t_{ges}$  der Hoch- und Mitteltonwege auf einem wesentlich niedrigeren Niveau, was durch folgende Gegebenheiten bedingt ist:

- Die effektive Abtastfrequenz  $f_{s,weg}$  ist aufgrund des fehlenden Downsamplings höher als im Sub- bzw. Low-Weg
- Das Niveau der Gruppenlaufzeit  $t_{Lautsp}$  der zu entzerrenden Hoch- und Mitteltonlautsprecherkomponenten ist niedriger
- Die Anzahl der Filterkoeffizienten  $N$  kann niedriger als in den Tieftönen gewählt werden, da die zu entzerrenden Schwankungen in den Gruppenlaufzeiten niedriger ausfallen (siehe 7.3.3)

Da aber bei einer linearphasigen Entzerrung des Gesamtsystems (LLL-Entzerrung) die resultierende Gruppenlaufzeit  $t_{ges}$  von der unteren bis zur oberen Grenzfrequenz des resultierenden Frequenzganges konstant sein muss, müssen die Signale in den Hoch- und Mitteltonwegen entsprechend vor-verzögert werden (Predelay), um ihre Laufzeiten an diejenige des Tieftönweges anzupassen. In Abb. 7.3/4 ist das MFX-Fenster „Results for

...“ gezeigt, welches sich nach jeder Koeffizientenberechnung automatisch öffnet und Informationen über den Berechnungsprozess enthält. Unter „**Pre Delay**“ kann man hier die zusätzlichen Verzögerungszeiten in den einzelnen Wegen ablesen. Bei einer LLL-Entzerrung beträgt die Vorverzögerung im Tieftonweg natürlich 0 s, während die Hoch- und Mitteltonwege um bestimmte Zeitintervalle verzögert werden, um ihre geringeren resultierenden Gruppenlaufzeiten an die des Tieftonweges anzupassen.

Results for LLL3.B44			
Process delay	: 45.0988 ms		
	low	mid	high
DA headroom	: -0 dB	0 dB	0 dB
DA attenuation	: 0 dB	0 dB	0 dB
Max chan. gain	: 17.206 dB	27.859 dB	24.695 dB
	low	mid	high
Pre delay	: 0 s	30.1134 ms	38.0952 ms
FIR sar	: 3	1	1
Passband peak	: 0 dB	-12.853 dB	-10.819 dB
Quit			

Abb. 7.3/4: Das MFX-Info-Fenster „Results for ...“, welches nach der Koeffizientenerstellung eingeblendet wird

### 7.3.3 Einfluss der Filterlänge auf den Frequenzgang

Die Länge des FIR-Filters beeinflusst auch die Qualität der Frequenzgangentzerrung. Dies liegt zum einen an der Tatsache, dass die maximale Frequenzauflösung des Filters von der Filterlänge abhängt gemäß:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N}$$

- mit:
- $\Delta f$  = kleinstes Frequenzintervall
  - $f_s$  = Abtastfrequenz im betreffenden Filterweg
  - $N$  = Anzahl der Filterkoeffizienten (Filterlänge)

Bei einer zu geringen Filterlänge werden schmalbandigere ( $< \Delta f$ ) Anhebungen oder Einbrüche im zu entzerrenden Frequenzgang nicht bearbeitet.

Bei der in diesem Kapitel behandelten linearphasigen Entzerrungsoption ergibt sich eine weitere Besonderheit, die sich noch stärker auf den resultierenden Frequenzgang auswirkt als die begrenzte Auflösung: Die Tatsache, dass die FIR-Filter des Digitalcontrollers nicht einen linearen, sondern einen zum Phasengang der Lautsprechermessungen inversen Phasenverlauf aufweisen sollen, äußert sich in ihrer Impulsantwort einerseits durch die Unsymmetrie. Zum anderen wird die Dynamik des Phasenverlaufes durch die Nebenmaxima geprägt, die sich um das Hauptmaximum, welches die filterspezifische Grundlaufzeit bestimmt, gruppieren. Der Abstand eines Nebenmaximums zum Hauptmaximum wird dabei um so größer, je stärker die Gruppenlaufzeit bei der korrespondierenden Frequenz von der filterspezifischen Grundlaufzeit abweicht. Durch die in Kap. 6.6.5 beschriebene Fensterung der Impulsantwort werden jedoch die weit entfernt liegenden Nebenmaxima abgeschwächt, wenn die Koeffizientenanzahl  $N$  und damit die Fensterbreite zu klein ist, was sich im späteren Filterfrequenzgang als Einbruch bei der betreffenden Frequenz auswirkt.

Für die Praxis bedeutet dies nun, dass bei zu kurzen FIR-Filtern in denjenigen Frequenzbereichen, wo eine stark schwankende Gruppenlaufzeit auszugleichen ist, ein entsprechender Einbruch im resultierenden Frequenzgang auftritt.

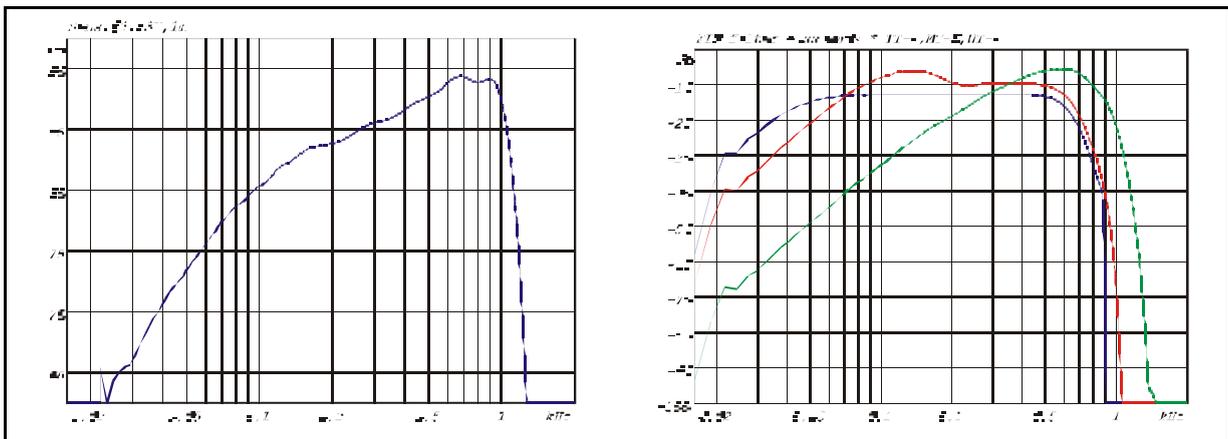


Abb. 7.3/5 Links: Zu entzerrender Frequenzgang eines Tieftonlautsprechers, Rechts: Resultierender Frequenzgang des Weges bei  $N = 10, 50$  und  $400$  Filterkoeffizienten

Die größten Schwankungen in der Gruppenlaufzeit treten i.d.R. bei der Messung der Tieftonlautsprecherkomponente im Bereich der Abstimmfrequenz auf, aus diesem Grund reagiert die Entzerrung in diesem Frequenzbereich am empfindlichsten auf geringe Koeffizientenzahlen.

In Abb. 7.3/5 ist die Entzerrung des Frequenzganges eines Tieftonlautsprechers bei verschiedenen Koeffizientenzahlen gezeigt. Bei  $N = 400$  wird der Frequenzgang des Lautsprechers optimal gemäß der Vorgabe durch den entsprechenden Zielbandpasses entzerrt. Verringert man die Koeffizientenanzahl auf 50, so erkennt man im resultierenden Frequenzgang einen früheren Abfall zu niedrigen Frequenzen. Bei einer weiteren

Verringerung auf 10 Koeffizienten erfolgt eine Entzerrung nur noch bei höheren Frequenzen, unterhalb von 200 Hz bleibt der Frequenzgang des Lautsprechers nahezu unbeeinflusst. In diesem Frequenzbereich kommt zusätzlich der bereits in Kap. 6.6.5 beschriebene Effekt hinzu, dass durch die Fensterung stets eine Verrundung der Flankensteilheiten erfolgt.

## 7.4 Raumspezifische Parametersätze

Normalerweise werden Parametersätze unter Vorgabe einer linearen Zielfunktion erstellt, so dass die resultierende Übertragungsfunktion des Gesamtsystems durch einen linearen Frequenzgang sowie einen linearen oder minimalen Phasengang charakterisiert wird, sofern in reflexionsarmer Umgebung gemessen wurde. Um bei einem Betrieb in einer normalen Abhörumgebung raum- und aufstellungsbedingte Abweichungen hiervon auszugleichen, stehen zwei unterschiedliche Anpassungsmöglichkeiten zur Verfügung:

- Der im Digitalcontroller enthaltene vollparametrische 14-Band EQ in IIR-Filtertechnologie (IIR PEQ, siehe Kap. 2), bei dem Echtzeitänderungen der Parameter während der Wiedergabe ähnlich einem analogen EQ möglich sind.
- Die Kompensation des Abhörortes bzw. des Aufstellungsortes über individuell erzeugte raumspezifische Parametersätze

Die IIR PEQs sind in digitaler IIR-Filtertechnologie realisiert und verfügen über einen Phasengang, der wie bei einem in analoger Technik aufgebauten Filter mit dem Verlauf des Frequenzganges korrespondiert.

Ihre Benutzung prägt dem resultierenden Phasengang des Gesamtsystems entsprechende Phasenunlinearitäten auf, genauso wie bei jedem analogen EQ neben den (gewollten) Unlinearitäten im Frequenzgang auch (i.d.R. ungewollte) Unlinearitäten im Phasengang auftreten. Diese Beeinflussung des Phasenganges ist um so stärker, je stärker der gewünschte Eingriff im Frequenzgang und je höher die Güte des Filters ist.

Gerade bei Betrieb des Digitalcontrollers mit einem linearphasigen Parametersatz würde bei Benutzen der EQs die Linearität des Phasenganges beeinträchtigt werden, so wie dies bei jedem anderen analog entzerrten System der Fall ist.

Anstatt den resultierenden Frequenzgang des parametrisierten Systems nachträglich zu beeinflussen und dabei den Phasenverlauf zu verschlechtern erscheint es somit sinnvoller, diese Beeinflussung direkt bei der Erstellung des Parametersatzes zu berücksichtigen, so dass ein individueller, sog. raumspezifischer Parametersatz entsteht.

Dieses Vorhaben erfordert die akustische Messung der resultierenden Übertragungsfunktion des im Abhörraum installierten Gesamtsystems mit einem Computermeßsystem (MFX). Um die vielfältige und stark raumabhängige Schallverteilung einer Abhörumgebung angemessen zu berücksichtigen, werden mehrere Messungen (ca. 10-15) vorgenommen, wobei sich die Auswahl der Messpositionen am späteren Abhörbereich orientieren soll, also zum Beispiel im Falle eines Regieraumes der Bereich vor dem Mischpult.

Über diese Messungen wird dann später gemittelt, so dass die hieraus resultierende Messung den Frequenzgang des jeweiligen Lautsprechers innerhalb des betreffenden Abhörbereiches wiedergibt. Ausgehend von diesem Frequenzgang wird nun der IIR-EQ entsprechend eingestellt, bis der gewollte Verlauf des resultierenden Frequenzganges (natürlich wieder über mehrere Messpositionen gemittelt) erreicht ist. Die Auswirkungen der Einstellungen werden auch an mehreren angrenzenden Raumbereichen sowohl messtechnisch wie auch akustisch mit verschiedenem Musikmaterial überprüft.

Erfahrungsgemäß sollten nur mittel- und tieffrequente Unlinearitäten so stark korrigiert werden, dass hierdurch die Wiedergabe in den übrigen Bereichen des Abhörtraumes nicht wesentlich verschlechtert wird. Es kann vorkommen, dass eine bestimmte Einstellung hervorragende Ergebnisse an der einen Abhörposition liefert, während sie vielleicht an einer um einen Meter verschobenen Hörposition eine Resonanz bei der angehobenen Frequenz anregt.

Ist eine Einstellung der IIR EQs gefunden, die für einen ausgewogeneren Frequenzgang im Abhörbereich bei gleichzeitig möglichst geringfügigen Verschlechterungen in den übrigen Teilen des Abhörtraumes sorgt, wird der Frequenzgang der IIR EQs in einer Datei abgespeichert, während ihr Phasengang auf Null gesetzt wird. Der Frequenzgang wird dann mit der im Abschnitt 6.2 der Koeffizientenerstellung erstellten Zielfunktion „X0.SPK“ multipliziert und dann unter diesem Namen neu abgespeichert. In den nachfolgenden Bearbeitungsschritten 6.3 ... 6.6 wird somit der Frequenzgang der IIR EQs als Zielvorgabe für den resultierenden Frequenzgang im Übertragungsbereich herangezogen. Die ermittelten Filterkoeffizienten beinhalten nun den Frequenzgang der IIR EQs, so dass letztere wieder deaktiviert werden können.

### Beispiel

In der Abb. 7.9/1 sind die Messungen des resultierenden Frequenzganges eines Gesamtsystems (digitaler 3-Wege Studiomonitor) unter reflexionsarmen Bedingungen (linke Messung) sowie in einem Rundfunkstudio (rechte Messung) gezeigt. Die Messung im Studio ist das Ergebnis der Mittelung über 10 einzelne Messungen, die im Bereich der Abhörposition (Mischpult) vorgenommen wurden.

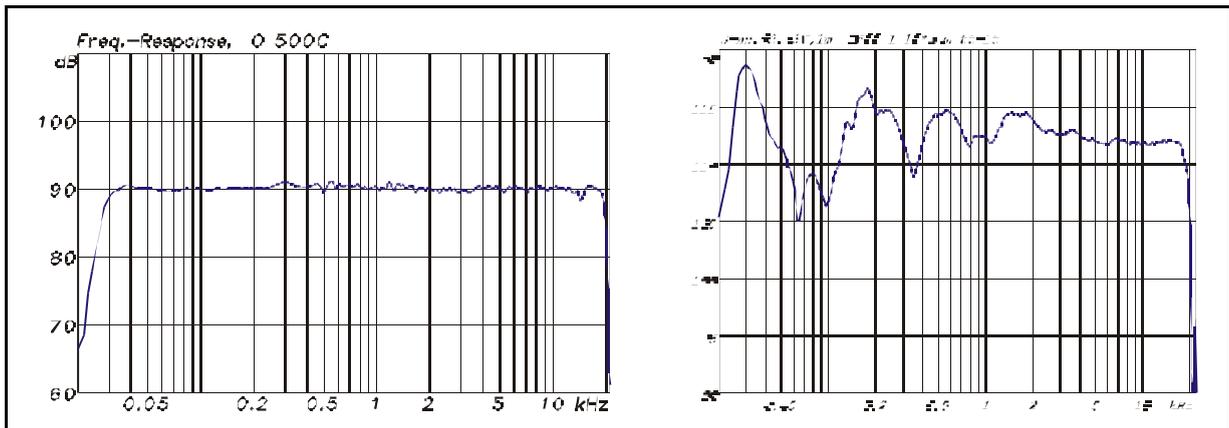


Abb. 7.4/1: Akustisch gemessene Frequenzgänge eines Gesamtsystems, links: Messung in reflexionsarmer Laborumgebung, rechts: Messung in einem Rundfunkstudio

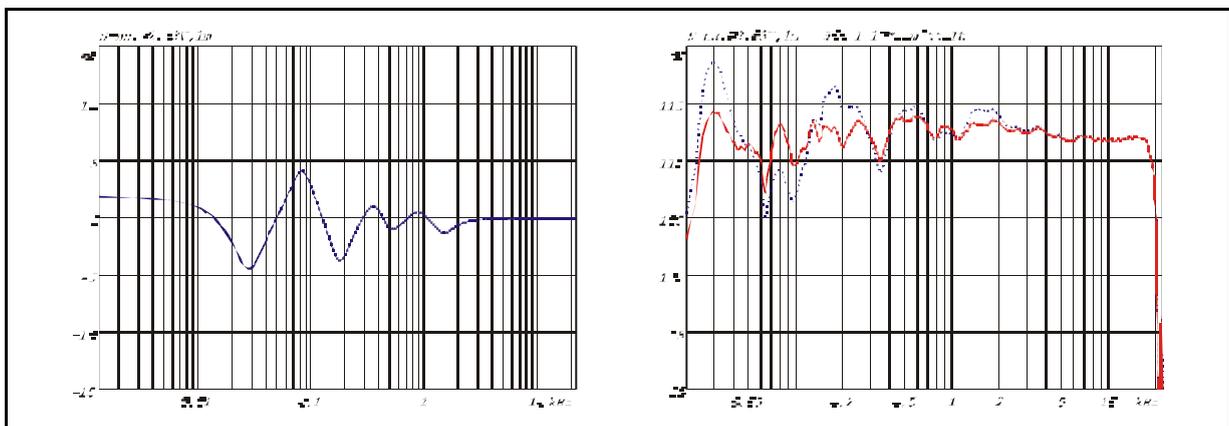


Abb. 7.4/2: Links: Raumspezifischer Frequenzgang der IIR EQs, Rechts: Messung des resultierenden Frequenzganges des neuparametrierten Systems (durchgezogene Linie)

Um die Unlinearitäten, die sich im Studio ergaben auszugleichen, wurde nach verschiedenen Messungen und Hörversuchen eine Einstellung der IIR EQs gefunden und mit der Zielfunktion des Parametersatzes multipliziert. Abb. 7.4/2 zeigt links den Frequenzgang der IIR EQs sowie rechts daneben den Frequenzgang, der sich unter Verwendung des neuen raumspezifischen Parametersatzes ergab. Zum Vergleich ist der ursprüngliche Frequenzgang aus Abb. 7.4/1 rechts als gestrichelte Kurve mit eingezeichnet. Im Vergleich erkennt man eine Verringerung der Welligkeiten von 14 dB auf ca. 7 dB, oberhalb von 50 Hz beträgt die Welligkeit nun noch max. 4 dB.

## 8 Die Limiterfunktionen des Digitalcontrollers

In diesem Kapitel werden die Limiterfunktionen des Digitalcontrollers ausführlich besprochen. Um Sinn und Zweck ihrer vielfältigen Eigenschaften hervorzuheben, ist eine Zusammenfassung derjenigen Eigenschaften von Lautsprechern und Endverstärkern vorgeschoben, wie sie für die Gestaltung und Parametrierung eines Limiters von Bedeutung sind (Abschnitt 8.1 und 8.2). In Abschnitt 8.3 werden dann die beiden innerhalb der Digitalcontroller-Software implementierten Limiterstrukturen einzeln beschrieben.

### 8.1 Eigenschaften von Lautsprechern

In diesem Abschnitt werden diejenigen Eigenschaften der Lautsprecher besprochen, welche die Parameter der im Digitalcontroller enthaltenen Limiterfunktionen beeinflussen. Für die hier dargelegten theoretischen Aspekte spielt es keine Rolle, ob es sich um die in einen Studiomonitor eingebauten Lautsprecherchassis oder die entsprechenden Lautsprecherboxen (Hoch-, Mittel- und Tieftön) einer PA-Anlage handelt.

Die Abbildung 8.1/1 zeigt einen dynamischen Lautsprecher üblicher Bauart mit Konus-

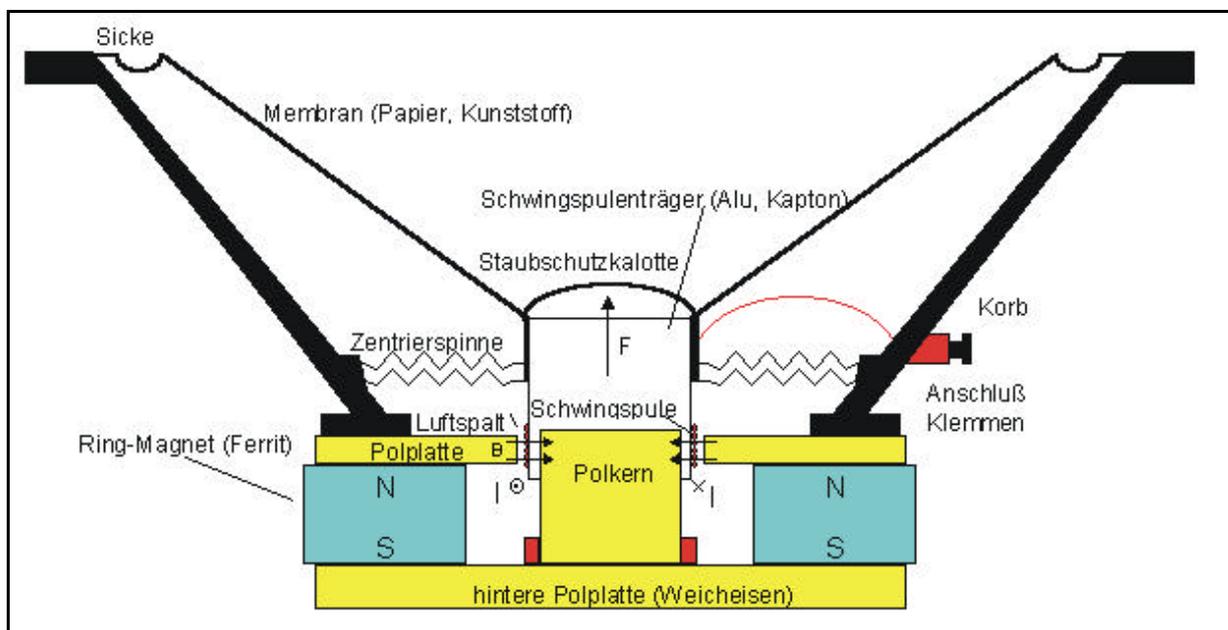


Abb. 8.1/1: Querschnitt durch einen dynamischen Konuslautsprecher [Behler]

Membrane. Kalottenlautsprecher, wie sie z.B. bei Studiolautsprechern als Hoch- und Mitteltonlautsprecher eingesetzt werden besitzen bis auf den fehlenden Konus dieselben konstruktiven Eigenschaften. Sämtliche Ausführungen dieses Abschnitts beziehen sich auf

dieses Konstruktionsprinzip, da es vor allen anderen die weitaus größte Verbreitung erlangt hat.

### Belastbarkeit

Zur Vermeidung irreversibler Schäden müssen die vom Hersteller im Datenblatt angegeben Werte für die maximale Belastbarkeit des Lautsprechers beachtet werden. Bei Missachtung dieser Angaben können folgende Schäden auftreten:

1. Ein zu hoher Leistungsimpuls kann eine unzulässige Auslenkung der Lautsprechermembrane bewirken, so dass die Schwingspule den Magnetspalt verlässt und beim Zurückschwingen u.U. nicht mehr in den Luftspalt eintaucht, sondern statt dessen auf die Polplatte aufschlägt, so dass die Schwingspule und / oder die Lautsprechermembran deformiert werden. Man spricht in diesem Fall von einer Zerstörung aufgrund mechanischer Einwirkung. Die maximal erlaubte kurzzeitige Belastung zur Vermeidung dieser Zerstörung ist durch die Angabe der Peakbelastbarkeit des Lautsprechers festgelegt.
2. Die dauerhafte Zuführung einer konstanten Leistung führt zu einer Erwärmung des Schwingspulendrahtes. Überschreitet diese Leistung einen bestimmten Schwellenwert, kommt es zu einer übermäßigen Erwärmung, in deren Verlauf der Klebstoff, mit dem der Kupferdraht am Schwingspulenträger fixiert ist anfängt weich zu werden, so dass sich einzelne Drahtwindungen lösen und im Luftspalt verkeilen. Bei einem solchen Ausfall spricht man von einer thermischen Zerstörung des Lautsprechers. Die Angabe der Dauerbelastbarkeit des Lautsprechers definiert die maximale Leistung, die im Dauerbetrieb zugeführt werden kann, ohne dass eine Überhitzung der Schwingspule erfolgt.

### Messung von Peak- und Dauerbelastbarkeit

Nach IEC 268-5 bzw. DIN 45573 (Teil 2) [5] wird die Belastbarkeit von Lautsprechern durch ein Rauschsignal ermittelt, welches über einen entsprechend leistungsstarken Endverstärker (s.u.) auf den zu prüfenden Lautsprecher gegeben wird. Das verwendete Rauschsignal hat eine festgelegte spektrale Leistungsverteilung, die derjenigen von Musiksignalen nachempfunden ist. Des weiteren muss dieses Signal in der Art begrenzt werden, dass seine Spitzenleistung maximal viermal so hoch ist wie die mittlere Leistung.

Das Verhältnis der Spitzen- zur Dauerleistung eines Signals wird als sein Crestfaktor bezeichnet, der als (Leistungs-) Pegelwert in dB angegeben wird:

$$CF[dB] = \frac{P_{Peak}}{P_{Dauer}}$$

mit:  $P_{Peak} = \frac{\hat{U}^2}{R}$  : Spitzenleistung in [W]

$$P_{Dauer} = \frac{1}{T \cdot R} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2(t) dt : \text{ mittlere Leistung in [W]}$$

Bei einem Leistungsverhältnis von 1:4 beträgt der Crestfaktor des Rauschsignals also 6 dB. Der für die Messung verwendete Endverstärker muss bei einem solchen Rauschsignal in der Lage sein, auch noch die vierfache Testleistung unverzerrt an den Lautsprecher zu liefern, da sonst die Impulse des Rauschsignals abgeschnitten (geclippt) werden und somit der geforderte Crestfaktor nicht eingehalten wird. Sofern die Belastbarkeit einer einzelnen Lautsprecherkomponente wie z.B. eines Hochtöners geprüft werden soll, so muss das Signal zusätzlich auf den vorgesehenen Übertragungsbereich bandbegrenzt werden, in der Regel mit einer Flankensteilheit von 12 dB/Oct und Butterworth-Charakteristik. Dabei wird der Pegel des Signals *vor der Bandbegrenzung* anhand einer ohmschen Last, welche der Nennimpedanz des Prüfling entspricht, auf den zu prüfenden Leistungswert eingestellt. Anschließend erfolgt die Bandbegrenzung über das entsprechende Filter, wodurch die tatsächliche Leistung, mit der der Lautsprecher beaufschlagt wird natürlich geringer ist als die Leistungsangabe, die sich ja auf die Einstellung des Signalpegels an der ohmschen Last bezieht.

Die tatsächliche Leistung, mit der ein Lautsprecher dauerhaft beaufschlagt werden darf, wird im Rahmen dieser Arbeit dementsprechend als thermische Dauerbelastbarkeit des Lautsprechers bezeichnet.

Zur Messung der Spitzenbelastbarkeit eines Lautsprechers wird dieses Signal nun in Intervallen von 2 min für die Dauer von 1 s auf den Prüfling (Device under Test = DUT) gegeben, wobei z.B. 60 Wiederholungen durchgeführt werden [12].

Bei der Ermittlung der Dauerbelastbarkeit wird dasselbe Signal und Intervall verwendet, allerdings beträgt die Einschaltdauer nun 1 min. Nach der DIN-Norm wird hier eine Prüfdauer von 300 Stunden vorgeschlagen, aufgrund der geringen Praxistauglichkeit dieser Zeitspanne wird auch kürzer gemessen. Im Anschluss an diesen Test wird überprüft, ob die elektrischen und mechanischen Eigenschaften des Lautsprechers noch mit den Angaben des Lautsprecherdatenblattes übereinstimmen. Lediglich die Resonanzfrequenz darf etwas differieren, was gerade bei neuen Lautsprechern auftritt, da sich hier die Materialeigenschaften, die für die Nachgiebigkeit der Membranaufhängung und somit für die Resonanzeigenschaften von Ausschlag sind, noch etwas ändern können.

### Thermisches Verhalten

Die maximale Dauerbelastbarkeit eines Lautsprechers wird maßgeblich durch das thermische Verhalten bestimmt.

Die im Lautsprecher entstehende Verlustwärme ist eine Folge der umgesetzten Verlustleistung  $P_{\text{verl}}$ . Diese wird hauptsächlich im ohmschen Widerstand  $R_e$  des Schwingspulendrahtes erzeugt, der vom Strom  $i$  durchflossen wird. Darüber hinaus induziert das magnetische Feld der stromdurchflossenen Schwingspule Wirbelströme im Polkern und in den Polplatten (siehe Abb. 8.1/1), die wiederum eine Verlustleistung am ohmschen Widerstand des Eisenmaterials abfallen lassen und so ebenfalls einen (wenn auch geringen) Anteil zur Verlustleistung  $P_{\text{verl}}$  beitragen. Weitere Wärmequellen entstehen durch mechanische Reibungsverluste, die hier aber aufgrund ihres geringen Beitrages vernachlässigt werden.

Somit berechnet sich die im Lautsprecher anfallende Verlustleistung  $P_{\text{verl}}$  zu:

$$P_{\text{verl}} = i^2 \cdot RE\{Z\}$$

mit:  $i$  = Strom, der durch den Kupferdraht der Schwingspule fließt  
 $RE\{Z\}$  = Realteil der komplexen Impedanz des Lautsprechers

Unter Bezugnahme auf die Querschnittszeichnung des dynamischen Lautsprechers in Abbildung 8.1/1 werden im folgenden die Mechanismen der Abfuhr der von Schwingspule und Magneten erzeugten Wärme über die verschiedenen Wärmepfade (1. – 3.) sowie die Wärmespeicherung (4.) beschrieben:

1. **Wärmeleitung:** Ableitung der Verlustwärme von der Schwingspule in die sie umgebenden Medien wie z.B. Polplatten, Polkern, Magnetmaterial usw. und von dort aus in die Umgebungsluft. Die Wärmeleitung lässt sich leicht aus den geometrischen Eigenschaften und dem Wärmewiderstand am Übergang zwischen zwei Materialien beschreiben. Der Wärmeleitungswiderstand  $R_{th}$  [ $^{\circ}C/W$ ] eines thermischen Elements definiert seine Fähigkeit, eine bestimmte Wärmemenge aufzunehmen und umzuwandeln bzw. weiterzuleiten. Er wird im thermischen Ersatzschaltbild des Lautsprechers als ohmscher Widerstand dargestellt und berechnet sich zu:

$$R_{th} = \frac{l}{\mathbf{I} \cdot A}$$

mit:  $l$  = Länge des Materials [ $mm$ ]  
 $A$  = Fläche des Materials, deren Normalenvektor in die Richtung des Wärmeflusses zeigt [ $mm^2$ ]

$$\lambda = \text{Wärmeleitfähigkeit des Materials [W/(}^\circ\text{C} \cdot \text{mm)]}$$

2. **Wärmestrahlung:** ähnlich wie unter 1., aber erst bei sehr großen Temperaturdifferenzen zwischen Schwingspule und Umgebung relevant ( $> 150^\circ\text{C}$ ). Dieser Effekt bleibt i.d.R. unberücksichtigt.
3. **Konvektion:** Die Verlustwärme wird an diejenigen Luftmengen abgegeben, die an der Schwingspule vorbeiziehen, was durch die Bewegung der Schwingspule und evtl. zusätzlicher Ventilationsmechanismen wie z.B. eine Polkernbohrung erzwungen bzw. unterstützt wird. Die Konvektion hängt also als einzige der drei Wärmeübertragungsmechanismen von der Membranauslenkung bzw. -schnelle ab und ist somit frequenzabhängig.
4. **Wärmespeicherung:** Da die Spule und der Magnet bzw. der Lautsprecherkorb aus metallischen Materialien bestehen, kann man diese als thermische Elemente bezeichnen, die je nach Masse und Materialeigenschaften in der Lage sind, eine bestimmte Wärmemenge aufzunehmen. Diese Eigenschaft hat ihre elektrische Analogie im Kondensator, weswegen sie im thermischen Ersatzschaltbild des Lautsprechers auch als Kapazität dargestellt wird. Die in einem thermischen Element gespeicherte Wärmeenergie berechnet sich wie folgt:

$$dE = M \cdot C \cdot dT$$

- mit:
- $dE =$  differentielle Wärmeenergie [ $\text{Ws}$ ]
  - $M =$  Masse des thermischen Wärmespeichers [ $\text{kg}$ ]
  - $C =$  spez. Wärme [ $\text{Ws}/(\text{kg} \cdot ^\circ\text{C})$ ]
  - $dT =$  differentieller Temperaturanstieg im thermischen Element [ $^\circ\text{C}$ ]

### Thermisches Ersatzschaltbild

Die verschiedenen Mechanismen der Wärmeabgabe und -Speicherung kann man mit Hilfe elektrischer Bauelemente in einem sog. thermischen Ersatzschaltbild zusammenfassen. Der Aufbau dieses Ersatzschaltbildes hängt von den in ihm berücksichtigten Mechanismen ab. Berücksichtigt man zum Beispiel lediglich die Wärmeleitung (Punkt 1.) sowie die Wärmespeicherung (Punkt 4.) von Schwingspule und Magnet, so ergibt sich das in Abb. 8.1/2 gezeigte Ersatzschaltbild für das thermische Verhalten eines Lautsprechers. Dieses Ersatzschaltbild geht davon aus, dass die gesamte in der Schwingspule erzeugte Verlustwärme durch Wärmeleitung vom Magneten des Lautsprechers aufgenommen wird, es erfolgt also keine Wärmestrahlung oder die Abgabe der Wärme an die Luft im Luftspalt durch Konvektion.

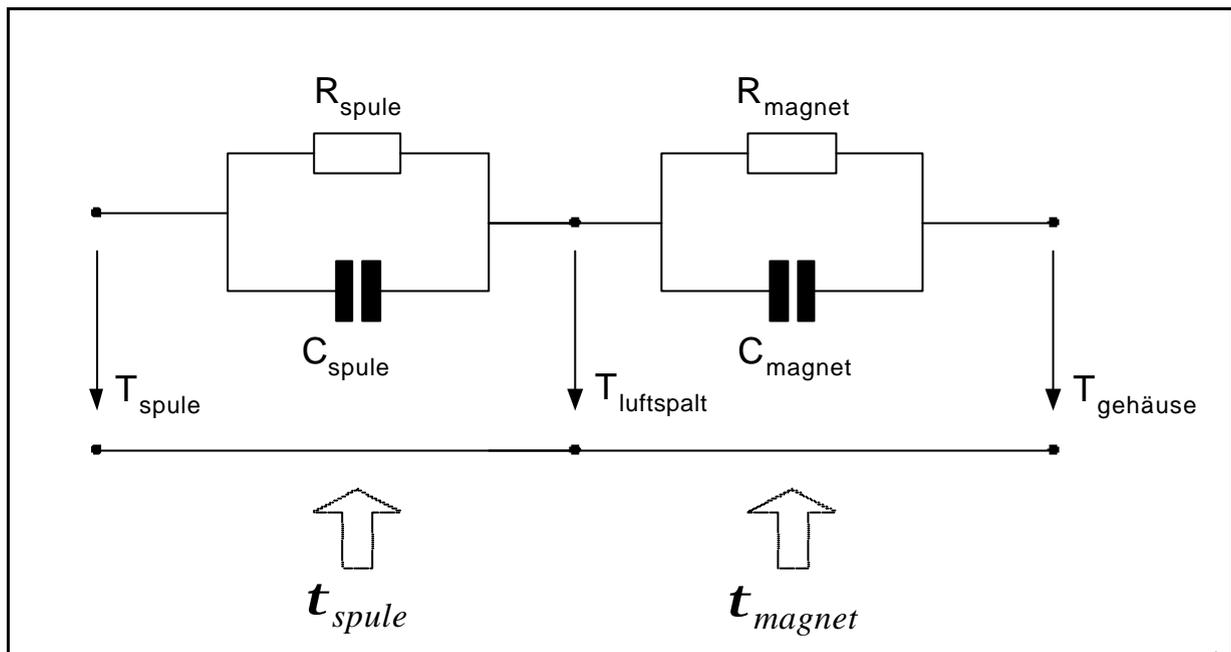


Abb. 8.1/2: Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild eines Lautsprechers im Gehäuse

Der Magnet wiederum gibt seine Wärme ebenfalls nur mittels Wärmeleitung an die Luft im Lautsprechergehäuse ab, die sich ihrerseits nicht aufheizt und somit über ein gleichbleibendes Aufnahmevermögen verfügt. Die ohmschen Widerstände repräsentieren dabei die thermischen Widerstände der beiden Komponenten „Schwingspule“ und „Magnet“, während Ihre Fähigkeit, Wärme zu speichern durch die Kapazitäten ausgedrückt wird. Die Zeitkonstanten  $t_{spule}$  und  $t_{magnet}$  der beiden RC-Glieder drücken die Zeit aus, innerhalb der die jeweilige Komponente ihre maximale Wärmemenge aufgenommen hat. In Abhängigkeit der Ersatzschaltbildelemente werden sie wie folgt berechnet:

$$t_i = m_i \cdot C_i \cdot R_i$$

- mit:
- $i$  = Spule, Magnet (Index)
  - $m_i$  = Masse des thermischen Elements
  - $C_i$  = spez. Wärme des thermischen Elements
  - $R_i$  = Wärmeleitungswiderstand des thermischen Elements

## Temperaturverlauf der Schwingspule

Die folgende Abb. 8.1/3 zeigt beispielhaft die Messung des Temperaturverlaufs an der Schwingspule eines dynamischen Konuslautsprechers. Hierzu wurde dem Lautsprecher über eine Messdauer von 4,3 h eine konstante elektrische Leistung in Form eines amplitudengeregelten Sinussignals zugeführt und die Schwingspulentemperatur gemessen.

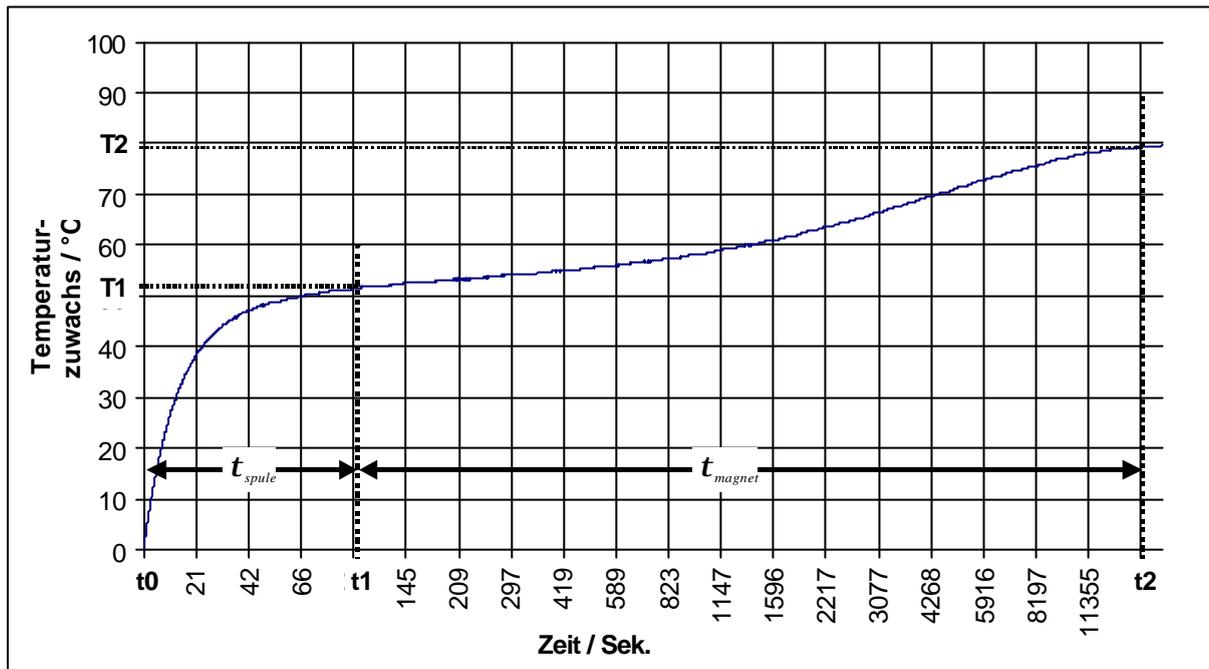


Abb. 8.1/3: Messung des Temperaturverlaufes an der Schwingspule eines dynamischen Konuslautsprechers bei konstanter zugeführter Leistung

Anhand der Temperaturkurve erkennt man sehr gut den Einfluss der Wärmeleitwiderstände und Wärmekapazitäten aus dem Ersatzschaltbild:

- Der erste Knick der Temperaturkurve zum Zeitpunkt  $t_1$  ist durch das Verhalten der Schwingspule geprägt, die sich aufgrund ihrer verhältnismäßig kleinen Wärmekapazität schnell in der Zeit  $t_{spule}$  von der Zimmertemperatur um die Temperatur  $T_1$  erwärmt hat.
- Ab dem Zeitpunkt  $t_1$  erreicht die Steigung des Temperaturverlauf ihr erstes Minimum, da die Wärmekapazität der Schwingspule nun erschöpft ist und die gesamte weitere entstehende Wärme nicht mehr speichert (was ja zu einer weiteren Temperaturerhöhung führen würde), sondern an den Lautsprechermagneten weitergibt.
- Kurz darauf beginnt sich aber auch der Magnet zu erwärmen, wodurch auch die Schwingspulentemperatur wieder stärker ansteigt. Der Temperaturverlauf zwischen  $t_1$  und  $t_2$  ist also durch die Erwärmung des Magneten geprägt. Aufgrund der größeren

Wärmekapazität des Magneten ist diese Zeitperiode wesentlich länger als diejenige zwischen  $t_0$  und  $t_1$ , innerhalb der die Schwingspule den Temperaturverlauf beeinflusst.

- Zum Zeitpunkt  $t_2$  ist die Wärmekapazität des Magneten erschöpft und jede weitere aufgenommene Wärmemenge wird an die Umgebungsluft im Gehäuse abgegeben. Genauso wie bei Schwingspule und Magnet erfolgt nun eine Erwärmung der Luft im Lautsprechergehäuse mit einer bestimmten Zeitkonstante  $\tau_{\text{gehäseluft}}$  (im Diagramm nicht mehr gezeigt). Diese Erwärmung könnte im Ersatzschaltbild durch ein 3. RC-Glied berücksichtigt werden. Da die Wärmekapazität der Luft im Lautsprechergehäuse u.U. noch einmal wesentlich größer als diejenige des Magneten ist, wäre zu ihrer Erfassung eine entsprechend lange Messzeit erforderlich.

### Weitere Auswirkungen zu hoher Schwingspulentemperatur

Neben der Zerstörung eines Lautsprechers durch thermische Überlastung existieren noch weitere Effekte, die durch den Temperaturanstieg in der Schwingspule hervorgerufen werden:

1. Power Compression: Durch die Erwärmung der Schwingspule steigt der ohmsche Widerstand der Kupferdrahtes, so dass der vom Lautsprecher abgestrahlte Schalldruckpegel (Sound Pressure Level, SPL) bei konstanter Eingangsspannung an den Lautsprecherklemmen abfällt. Aufgrund der schnellen Aufheizung der Schwingspule erfolgt dies auch bei kurzen Impulsen, so dass diese zu leise wiedergegeben werden und somit das wiederzugebende Musikmaterial „komprimiert“ wird.
2. Da die Erhöhung des ohmschen Widerstandes der Schwingspule  $R_e$  auch die Thiele-Small-Parameter (TSP) des Lautsprechers beeinflusst (durch die Erhöhung von  $R_e$  steigt auch die elektrische Güte  $Q_{ES}$  des Lautsprecherchassis), ändert sich je nach Schwingspulentemperatur die Abstimmung der Lautsprecherbox, was einen nicht unerheblichen Einfluss auf ihren Frequenzgang ausübt.

## 8.2 Eigenschaften von Endverstärkern

### Dauerleistung und Peakleistung

Die maximale Dauerleistung ist diejenige Ausgangsleistung, die ein Endverstärker über einen längeren Zeitraum an einen Lautsprecher liefern kann, ohne ein bestimmtes Maß an nichtlinearen Verzerrungen (Klirrfaktor THD) zu überschreiten. Bei der Messung wird der Verstärker an einer ohmschen Testlast ausreichender Belastbarkeit betrieben und mit einem Sinussignal beaufschlagt, weswegen diese Leistungsangabe auch als Sinus-Ausgangsleistung bezeichnet wird. Der Grenzwert des Klirrfaktors, der nicht überschritten werden darf, liegt bei -60 dB (0.1%) oder -40 dB (1%) THD (= Total Harmonic Distortion) und sollte stets mit angegeben werden.

Die Peakleistung ist demgegenüber die maximal mögliche unverzerrte Ausgangsleistung, die ein Endverstärker innerhalb eines kurzen Zeitraumes an einen Lautsprecher liefern kann. Die Messung der Peakleistung erfolgt mit derselben Klirrfaktorgrenze wie bei der Messung der Dauerleistung, diesmal allerdings bei unbelastetem Verstärker.

Das Zeitintervall, innerhalb dem der belastete Verstärker in der Lage ist, seine Peakleistung zu liefern, die Höhe von Peak- und Dauerleistung sowie das Verhältnis zwischen beiden wird maßgeblich durch das Netzteil bestimmt, des weiteren spielen Stabilität und Höhe der Netzversorgung eine bedeutende Rolle.

### Dynamisches Leistungsverhalten

Zur Bestimmung des dynamischen Leistungsverhaltens wird der Verstärker, der an der ohmschen Testlast  $R$  betrieben wird mit einem Sinusburstsignal beaufschlagt und das Ausgangssignal oszillografiert. Die Frequenz des Sinus liegt in der Regel bei 1 kHz, bei Verstärkern für aktive Systeme sollte sie in der Mitte des jeweiligen Übertragungsbereiches liegen. Das Burstintervall und die Länge der einzelnen Bursts sollten so gewählt werden, dass die nachfolgend beschriebenen dynamischen Eigenschaften eindeutig zu erkennen sind. Die Amplitude der Burstsignales am Verstärkereingang muss auf jeden Fall so hoch sein, dass der Verstärker seine Peakleistung abgeben kann.

In Abb. 8.2/1 sind beispielhaft die Messungen des Ausgangssignals zweier Verstärker mit unterschiedlich ausgelegten Netzteilen gegenübergestellt: der Verstärker aus der linken Messung besitzt ein konventionelles Netzteil mit durchschnittlicher Dimensionierung von Netztransformator und Ladeelkos, während der Verstärker der rechten Messung ein stark überdimensioniertes aufweist.

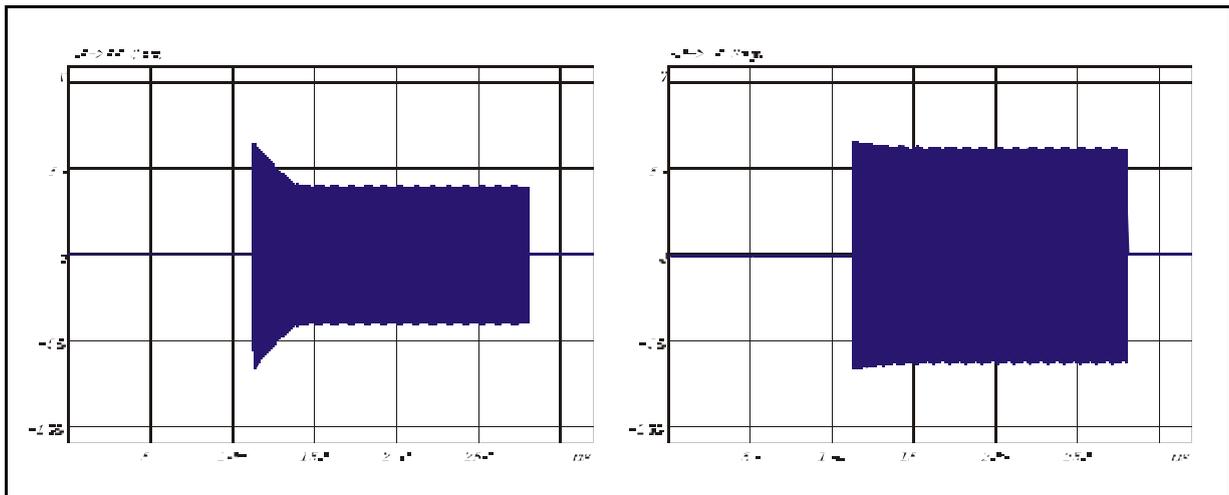


Abb. 8.2/1: Antwort zweier Leistungsverstärker mit unterschiedlich ausgelegten Netzteilen auf einen Sinusburst. Links: Verstärker mit durchschnittlich ausgelegtem Netzteil, Rechts: Verstärker mit sehr stabilem Netzteil

In der linken Messung erkennt man dabei deutlich, wie die Ausgangsspannung von ihrem Anfangswert innerhalb einer bestimmten Zeitkonstanten auf einen niedrigeren Spannungswert abfällt. Dabei korrespondiert der anfängliche hohe Spannungswert  $U_{peak}$  mit der Peakleistung des Verstärkers. Der niedrigere und konstante Wert  $U_{dauer}$ , der nach dem Verstreichen der Zeitkonstanten  $t_{peak}$  erreicht wird, korrespondiert mit der Dauerleistung. Die Beträge der Leistungen, die durch diese Spannungen an der ohmschen Testlast hervorgerufen werden, errechnen sich wie üblich zu:

$$P_{peak} = \frac{U_{peak}^2}{R}, \quad P_{dauer} = \frac{U_{dauer}^2}{R}$$

mit:  $P_{peak}, P_{dauer}$  = Peak- bzw. Dauerleistung des Verstärkers  
 $R$  = Widerstandswert der angeschlossenen ohmschen Last

Der auf diese Weise gemessene Wert für die Dauerleistung liegt in der Praxis natürlich etwas über demjenigen, der gemäß Vorschrift bei -60 dB bzw. -40 dB THD (siehe oben) ermittelt wurde. Die Peakleistung wird dagegen etwas geringer ausfallen, da die Burstmessung ja unter Belastung durchgeführt wird. Dies ist aber nicht weiter von Bedeutung, da die Burstmessung lediglich der Bestimmung der Zeitkonstanten dient, die Dauerleistung und die Peakleistung werden dagegen wie oben beschrieben gemessen. Bei der Messung von Verstärkern für Studiolautsprecher wird man dagegen den aus der Burstmessung ermittelten Wert für die Peakleistungsangabe heranziehen.

## Einfluss des Netzteils

Das Absacken der Leistung während des Bursts wird durch das Netzteil des Verstärkers verursacht, das zu Beginn noch über hohe Leistungsreserven verfügt, die dann mehr und mehr zusammenbrechen. Die anfänglichen hohen Leistungsreserven werden durch die auf den Scheitelwert der pulsierenden Gleichspannung geladenen Netzteilkos gebildet. Nach einer bestimmten Zeit sind die Elkos entladen, so dass der Verstärkerschaltung nun eine geringere, aber dafür nicht mehr weiter sinkende Versorgungsspannung zur Verfügung steht, worauf natürlich auch die Ausgangsleistung auf den im weiteren Verlauf konstanten Wert absackt. Somit folgt die Einhüllende der Burstmessung, die wie schon gesagt den Verlauf der Ausgangsleistung repräsentiert, exakt dem Verlauf der Netzteilspannung. Die Zeitkonstante  $\tau_{peak}$  entspricht somit der Entladezeitkonstante der Netzteilcondensatoren!

Wenn nun die Kapazität der Netzteilkos erhöht wird, verlängert sich aufgrund der längeren Entladezeitkonstante auch das zeitliche Intervall  $\tau_{peak}$ , in dem der Verstärker seine Peakleistung abgeben kann, während sich das Niveau der Dauerleistung nicht nennenswert ändert. Wird zusätzlich der Trafo stärker dimensioniert, so steigt damit auch die maximale Dauerleistung der Endstufe, da das Netzteil durch den leistungsfähigeren Trafo auf Dauer eine höhere Spannung bzw. einen höheren Strom an die Verstärkerschaltung liefern kann.

Die rechte Messung in Abb. 8.2/1 zeigt die Messung eines Verstärkers mit einem auf diese Weise ausgelegten stabilen Netzteil. Ein Unterschied zwischen Peak- und Dauerleistung ist kaum noch zu erkennen, man sagt auch, der Verstärker besitzt eine „geringe Peakreserve“, wenn er auf dem Niveau seiner hohen Dauerleistung angesteuert wird. Wenn er aber bei geringeren Pegeln betrieben wird, steigt die Peakreserve um das Maß der Pegelverringering an.

Der andere Verstärker aus der linken Messung verfügt demnach über eine große Peakreserve, da seine maximale Dauerleistung wesentlich unter der Peakleistung liegt.

## Bedeutung für die Wiedergabe von Musik und Sprache

Ein durchschnittliches unkomprimiertes Musiksignal besitzt einen Crestfaktor (Definition siehe Abschnitt 8.1) von mindestens 10, was bedeutet, dass die Leistung einzelner Signalspitzen um den Faktor 10 größer sein kann als die mittlere Leistung des Musiksignals! Für die Wiedergabe von Musik oder Sprache mit einer bestimmten Dauerleistung ist es also wichtig, dass der Verstärker in der Lage ist, diese kurzen Signalspitzen, die eben eine bis zu 10-fache Leistung erfordern, weitgehend verzerrungsfrei wiederzugeben. Hierzu muss die Peakleistung des Verstärkers um einiges oberhalb der Dauerleistung liegen, man sagt, der Verstärker muss eine ausreichende Peakreserve ( $P_{peak} - P_{dauer}$ ) vorweisen. Aber auch die Zeitkonstante  $\tau_{peak}$  ist von Bedeutung: Ist sie zu kurz, werden z.B. länger andauernde niederfrequente Signalspitzen vorzeitig abgeschnitten.

Würde man auf der anderen Seite einen solchen Verstärker mit einem extrem stabilen Netzteil ausstatten, würde seine maximal mögliche Dauerleistung auf das Niveau der Peakleistung ansteigen. Bei der Wiedergabe von Musik oder Sprache mit der niedrigen Dauerleistung ergäbe sich sicher keine klangliche Verbesserung, da die höhere Dauerleistung eines solchen Verstärkers von den kurzen Impulsspitzen ja gar nicht ausgenutzt werden würde.

Wenn ein Verstärker mit einer hohen Dauerleistung (aber geringen Peakreserve) im Gegensatz hierzu auf dem Niveau dieser max. Dauerleistung angesteuert wird (z.B. im PA-Bereich), so werden die obersten Signalspitzen, deren Leistungsniveau nun wesentlich höher als die Peakleistung ist, schon sehr früh abgeschnitten. Dieses harte Clipping durch den Verstärker sorgt für Signalverzerrungen, was aber im Falle der PA-Technik bis zu einem gewissen Grad zu vernachlässigen ist. Außerdem wird hier das Signal oftmals noch sehr stark komprimiert, um so dessen Crestfaktor weiter zu verringern und an die Peakreserve der Endverstärker anzupassen.

### **Endverstärker in aktiven Mehrwegesystemen**

An das Leistungsverhalten der Endverstärker in einem aktiven Mehrwegesystem werden je nach Weg (Hoch-, Mittel- oder Tieftön) verschiedene Anforderungen gestellt:

Das Niveau von Peak- und Dauerleistung der zur Ansteuerung der Mittel- und Hochtonlautsprechersysteme eingesetzten Endverstärker wird im Normalfall weit über der maximalen Belastbarkeit der entsprechenden Lautsprecher liegen, so dass verstärkerseitig keine Verzerrungen zu erwarten sind. Hier können Verstärker mit einer geringen Dauerleistung eingesetzt werden, die aber über dieselbe Peakleistung wie die Tieftönverstärker verfügen müssen. Letztere werden im Gegensatz hierzu aufgrund des hohen Energieanteils, den durchschnittliche Audiosignale bei tiefen Frequenzen aufweisen, bei wesentlich höheren Dauerleistungen betrieben. Hier empfiehlt sich der Einsatz von Endverstärkern mit einem stabilen Netzteil, deren maximale Dauerleistung und Peak - Zeitkonstante  $t_{peak}$  wesentlich über den Werten der Mid- und High- Endverstärker liegt.

## 8.3 Peak- und Thermolimiter

### Allgemeines

Ein Limiter, der in Verbindung mit der Ansteuerung von Lautsprechern zum Einsatz kommt hat im allgemeinen zwei Aufgaben: Zum einen soll er die einzelnen Lautsprecherkomponenten vor Zerstörung schützen und zum anderen soll er Verzerrungen, die ihre Ursache sowohl in den Endverstärkern als auch in den Lautsprechern haben können, weitestgehend vermeiden.

Aus den Abschnitten 8.1 und 8.2 wird deutlich, dass ein zuverlässiger Lautsprecherschutz bei gleichzeitiger Ausnutzung des maximal erreichbaren Schalldruckpegels der Lautsprecher sowie der Endverstärker - Peakleistung durch die Verwendung eines einfachen Limiters nur sehr unzureichend sichergestellt werden kann. Ein einfacher Limiter begrenzt Signalüberschreitungen erst nach einer bestimmten Ansprechzeit auf den Threshold-Wert und nimmt die hierzu erforderliche Verstärkungsreduktion nach dem Ausbleiben der Überschreitung mit einer stets konstanten Geschwindigkeit zurück. Wenn man den Threshold-Pegel eines solchen Limiters nun auf einen Wert setzt, bei dem eine Gefährdung der Lautsprecher bzw. ein Clipping der Endverstärker jederzeit ausgeschlossen ist, würde man ein erhebliches Maß an Ausgangsleistung zu Gunsten der Sicherheit verschenken.

Aus diesem Grunde verfügt der im Rahmen dieser Arbeit besprochene Digitalcontroller über zwei verschiedene, auf digitaler Ebene realisierte Limiterstrukturen, die für jeden Lautsprecherweg und -Kanal getrennt vorhanden sind und deren Regelverhalten an die Eigenschaften der Lautsprecher und Endverstärker sowie an den Verlauf des Signalpegels angepasst wird:

1. **Peaklimiter:** Dieser Limiter verfügt über kurze Attack- und Release-Zeiten und dient der Begrenzung von kurzen Signalspitzen („Peaks“) um Verzerrungen entgegenzuwirken. Er verhindert Endstufenclipping (Tiefenbereich) und begrenzt zu hohe Spitzenbelastungen der Mittel- und Hochtonsysteme.
2. **Thermolimiter:** Dieser Limiter begrenzt mit seinen langen Attack- und Release-Zeiten die maximale Dauerleistung, mit der die Lautsprechersysteme beaufschlagt werden. Kürzere Signalimpulse werden nicht beeinflusst. Er dient somit dem Schutz der Lautsprecher vor zu hoher thermischer Belastung (Abschnitt 8.1).

Es folgt nun eine Beschreibung dieser im digitalen Konzept des Digitalcontrollers auf DSP-Basis implementierten Limiterstrukturen im Hinblick auf ihre prinzipielle Funktionsweise sowie unter Berücksichtigung der einzelnen Lautsprecher- und Endverstärkereigenschaften. Das folgende Unterkapitel 8.3.1 widmet sich dem Peaklimiter, während im Unterkapitel 8.3.2 der Thermolimiter behandelt wird.

**Die Ausführungen in den einzelnen Abschnitten beziehen sich dabei auf die folgende Abb. 8.3/1, sie sollte deshalb beim Lesen herausgeklappt werden!**

# Schematische Darstellung des digitalen Limiterkonzeptes

Symbol im Signalfussplan:  
(Kap. 2.1)

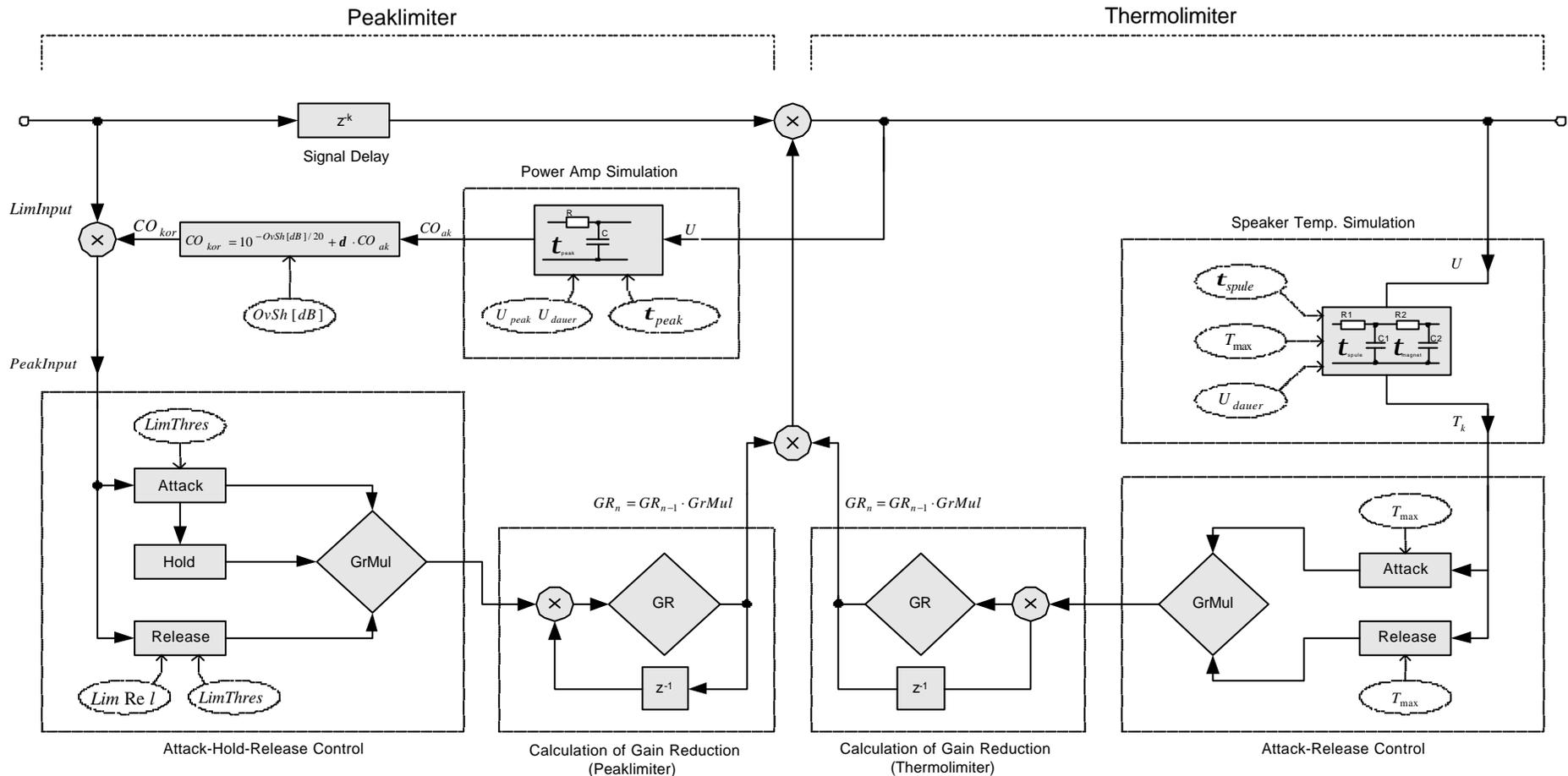
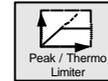


Abb. 8.3/1: Blockschaltbild der digitalen Peak- und Thermolimiterstrukturen

### 8.3.1 Der Peaklimiter

#### Aufgaben des Peaklimiters

Das vom entsprechenden FIR-Bandpass ankommende Signal des High-, Mid-, Low oder Sub-Weges (siehe Signalfussplan in Kap. 2) wird zunächst der Bearbeitung durch den Peaklimiter unterworfen.

Dieser dient im Falle der Tieftonwege (Low, Sub) der Vermeidung von Verzerrungen aufgrund ins Clipping geratener Endverstärker, da hier die maximale Verstärkerleistung i.d.R. nur wenig über der Belastbarkeit des Lautsprechers liegt und die Endstufen somit oftmals bis an ihre Leistungsgrenze angesteuert werden.

Im Hoch- und Mitteltonbereich dient der Peaklimiter dagegen als Lautsprecherschutz, da hier die Endverstärkerleistungen um einiges über den Lautsprecherbelastbarkeiten liegen und er somit die Leistung begrenzt, mit der die Lautsprecher beaufschlagt werden.

In beiden Fällen handelt es sich stets um die Begrenzung der Peakleistungen bzw. -Belastbarkeiten; für die Begrenzung der den Lautsprechern zugefügten Dauerleistung ist der Thermolimiter zuständig.

#### Ideales Verhalten eines Peaklimiters

In Abb. 8.3/2 ist die Antwort eines aufwendigen Peaklimiters auf einen Sinusburst gezeigt. Anhand dieser Abbildung werden nun die einzelnen Phasen der Limitierung erklärt.

Der Peaklimiter sollte eine kurze Attack-Zeit (2) besitzen, um bei einem Ansteigen des Audiosignalpegels über den Threshold-Pegel (1) eine beliebig schnelle Signalarücknahme auf diesen Threshold-Pegel zu gewährleisten. Falls die nachfolgenden Komponenten kurzzeitige Impulse, die über dem Threshold-Wert liegen, innerhalb eines bestimmten Zeitintervalls gefahrlos und verzerrungsfrei verarbeiten können, sollte zu Beginn der Pegelüberschreitung ein zeitlich begrenztes kontrolliertes Hinausschießen („Controlled Overshoot“) bis zu einem wohldefinierten Grenzwert, dem Overshoot Pegel (5), möglich sein.

Nach Ablauf dieses Overshoots sollte das Signal bei andauernder Überschreitung sofort auf den Threshold-Wert (1) begrenzt werden.

Wenn die Schwellenwertüberschreitung vorüber ist, beginnt die Hold-Phase (3), innerhalb der die Verstärkungsreduzierung aufrechterhalten wird. Sofern während dieser Hold-Phase keine weitere Überschreitung des Audiosignalpegels mehr aufgetreten ist beginnt die Release-Phase (4), innerhalb der die Verstärkungsreduzierung mit einer bestimmten Geschwindigkeit wieder rückgängig gemacht wird.

Die beschriebenen Regelvorgänge sollten unhörbar sein, da gerade im PA-Bereich der Einsatz des Peaklimiters sehr häufig erforderlich ist.

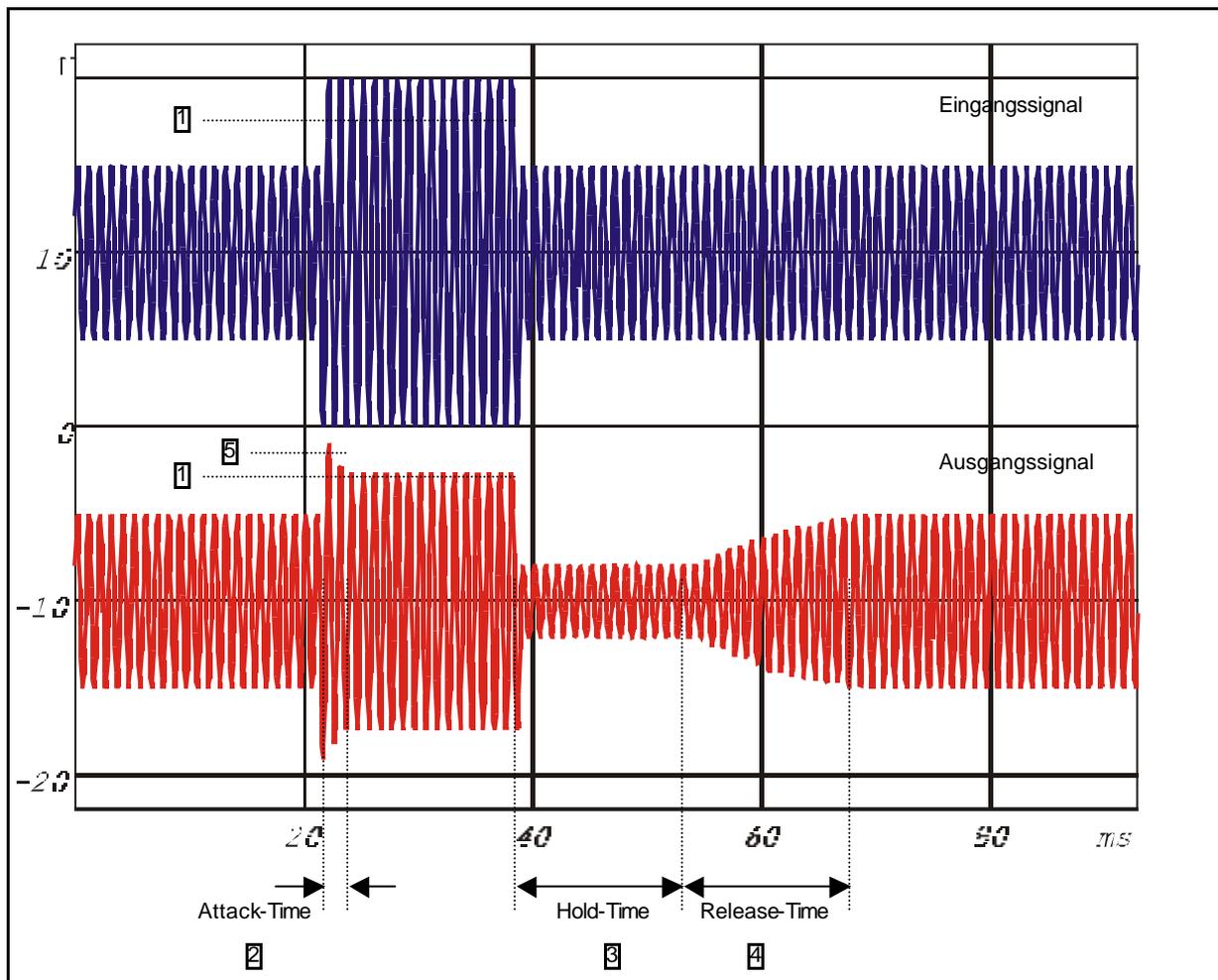


Abb. 8.3/2: Parameter eines (Peak-) Limiters. Oben: Eingangssignal (Sinusburst)  
Unten: Ausgangssignal

### Nachteile von analogen Peaklimitern

Analoge Limiter basieren entweder auf einem Optokoppler oder auf einem VCA (Voltage Controlled Amplifier), mit dem die Verstärkung des Nutzsignals über ein Steuersignal beeinflusst werden kann. Beiden Konzepten ist gemeinsam, dass das Maß und die Geschwindigkeit sämtlicher Regelvorgänge durch den Verlauf dieses Steuersignals bestimmt wird, welches aus dem entsprechend vorverarbeiteten Audiosignal gewonnen wird.

Aus diesem Grunde erfolgt der Einsatz des Attack-Vorganges bei einem analogen Limiter i.d.R. erst dann, wenn bereits eine Pegelüberschreitung eingetreten ist, d.h. die Attack-Zeit ist hierdurch immer zu lange, so dass sehr kurze Pegelspitzen ungehindert durch den Limiter passieren können (unkontrollierter Overshoot). Ein weiteres Problem resultiert aus der Tatsache, dass die Regelvorgänge bei kurzen Attack-Zeiten immer deutlicher hörbar werden (Knacksen), bei der Dimensionierung eines analogen Limiters ist deswegen stets ein Kompromiss zwischen schnellem Regelverhalten bei geringen Regelgeräuschen zu finden.

Es gibt analoge Konzepte, bei denen durch eine Zeitverzögerung des Nutzsignals um die Dauer des Attack-Vorganges dafür gesorgt wird, dass ein Überschwingen des Signals über den Threshold-Wert unter allen Umständen vermieden wird. Allerdings erkauft man sich diese Sicherheit mit einer Herabregelung schon vor dem Zeitpunkt, ab dem eigentlich erst begrenzt werden muss.

Der Threshold-Pegel eines analogen Limiters muss sehr weit unter die entsprechende Belastbarkeitsgrenze der Lautsprecher bzw. Clipgrenze der Endverstärker gesetzt werden, so dass auch während des Overshoots eine Beschädigung bzw. Verzerrungen mit Sicherheit ausgeschlossen ist. Außerdem ist normalerweise keine Hold-Phase vorhanden, d.h. die Release-Phase wird gestartet, sobald die Pegelüberschreitung vorüber ist, was sich z.B. bei langsam ausklingenden Signalen als sehr problematisch erweisen kann [10].

### **Zusammenfassende Funktionsbeschreibung des Peaklimiters im Digitalcontroller**

Wie bereits angedeutet ist der Peaklimiter auf DSP-Basis realisiert, d.h. die im folgenden beschriebenen Algorithmen sind im DSP - Programm des Digitalcontrollers implementiert, das beim Einschalten in den RAM-Speicher der DSPs geladen wird. In der Parametersatz-Datei werden lediglich die verschiedenen Limiterparameter übergeben, mit denen die Eigenschaften der Lautsprecher und Endverstärker beschrieben werden. In Abhängigkeit der Limiterparameter und des Signalverlaufes wird dann das Regelverhalten ermittelt.

Wie bereits angedeutet arbeitet der Peaklimiter „vorausschauend“, d.h. die Begrenzung erfolgt nicht etwa wie bei Analoglimitern üblich erst beim Auftreten einer Überschreitung des Signalpegels am Limiterausgang, sondern schon vorher, indem das Signal für die Dauer der Berechnung einer entsprechenden Verstärkungsreduzierung verzögert wird. Dadurch wirkt die notwendige Absenkung des Signalpegels exakt zum richtigen Zeitpunkt.

Der Peaklimiter begrenzt den Ausgangspegel des Digitalcontrollers so, dass der jeweils angeschlossene Endverstärker nicht über seine maximale Dauerleistung bzw. die Peakbelastbarkeit des Lautsprechers angesteuert wird. Aus diesem Grunde werden zur Ermittlung des Threshold-Wertes entsprechende Angaben über Lautsprecherbelastbarkeiten und Endverstärkerleistungen benötigt. Zu Beginn der Begrenzung werden die Endverstärker im Zuge des „controlled Overshoots“ etwas höher angesteuert, um deren Peakleistung auszunutzen. Dieser höhere Wert wird durch die maximale Peakleistung des zum Einsatz kommenden Endverstärkers bestimmt, falls diese unter der Peakbelastbarkeit des Lautsprechers liegt, was im Falle der Low- und Sub-Lautsprecherwege normalerweise der Fall ist. Beim Mid- und High-Lautsprecherweg ist dagegen i.d.R. die Impulsbelastbarkeit des Lautsprechers maßgebend.

Die Dauer dieses Controlled Overshoots wird durch eine Simulation des Endverstärkerhaltens auf Basis der Zeitkonstanten  $t_{peak}$  ermittelt. Diese Zeitkonstante entspricht dem Zeitraum, innerhalb dem der entsprechende Endverstärker in der Lage ist, seine maximale Peakleistung zu liefern (Abschnitt 8.2). Da diese Zeit von der Auslegung des Endverstärkernetztes abhängig ist, muss sie wie auch die übrigen Endverstärkerdaten für

jeden Endverstärker-Typ eigens ermittelt und bei der Parametersatzerstellung eingegeben werden.

Bei einer unter den vorstehend beschriebenen Bedingungen detektierten Pegelüberschreitung wird nun die Attackphase ausgelöst, die über eine konstante Länge und eine an Art und Stärke der Pegelüberschreitung dynamisch angepasste Steilheit verfügt. Wenn keine weitere Überschreitung mehr detektiert wird, schließt sich hieran eine ebenfalls durch die Überschreitung sowie den nachfolgenden Signalverlauf dynamisch angepasste Hold-Phase an.

Bleiben weitere Pegelüberschreitungen aus, wird im Anschluss an die Holdphase die Release-Phase eingeleitet. Die Geschwindigkeit der Verstärkungsrücknahme ist der einzige Limiter-Parameter, der vom Anwender nachträglich eingestellt werden kann, um so eine optimale Anpassung an das jeweilige Audiomaterial sicherzustellen. Die Release-Geschwindigkeit kann im Menüpunkt *Limiter* des Main-Menüs zwischen 10...250dB/s eingestellt werden.

### Beeinflussung des Audiosignals

Die Beeinflussung des Audiosignals erfolgt über die Multiplikation der digitalen Datenworte mit einem Faktor  $GR$ , was mit der Tätigkeit des Optokopplers oder VCA in der analogen Welt vergleichbar ist,  $GR$  ist also das Steuersignal. Ist  $GR = 1$ , so erfolgt keine Signalbeeinflussung durch den Limiter, bei  $GR < 1$  wird die Verstärkung reduziert und das Audiosignal limitiert. Die Berechnung erfolgt gemäß:

$$GR_n = GR_{n-1} \cdot GrMul$$

mit:  $GR_{n-1}$  = Wert von  $GR$  aus der vorherigen Abtastperiode

$GrMul$  = Multiplikator

Der Multiplikator  $GrMul$  steuert das Regelverhalten des Peaklimiters: Ist sein Wert =1, so wird der Verstärkungsfaktor  $GR$  nicht verändert, ist er <1, so wird  $GR$  bei jeder Abtastperiode erhöht, ist er >1, erfolgt eine entsprechende Erniedrigung. Durch die im folgenden beschriebenen Algorithmen wird stets der Faktor  $GrMul$  geändert, der dann wie beschrieben über  $GR$  auf das Audiosignal wirkt.

### Attack-, Release- und Hold-Phase

Durch die Signalverzögerung vergeht zwischen der Entnahme des Steuersignals und der Verstärkungsänderung eine Zeit von 2 ms. Dieses Zeitintervall wird durch die Verzögerung des digitalen Audiosignals um eine entsprechende Anzahl an Abtasttakten  $T$  realisiert. Hierdurch wird die maximal mögliche Attack-Zeit  $T_{Attack}$  des Peaklimiters definiert, da der

Regelvorgang bei längeren Attack-Zeiten wieder zu spät einsetzen würde. Die Attack-Zeit ist also stets konstant, während die Steigung des Attack-Vorganges „dynamisch“ durch die Höhe der Pegelüberschreitung bestimmt wird. Der Einsatz der Attack-Phase wird durch den Vergleich des Audiosignals mit dem Threshold-Pegel  $LimThres$  ermittelt. Während der Attack-Phase wird der Faktor  $GrMul$  dann wie folgt bestimmt:

$$GrMul = e^{-\ln(2) \frac{1}{N} \text{Id} \left( \frac{PeakInput}{LimThres} \right)} \approx 1 - \frac{\ln(2)}{N} \cdot \text{Id} \frac{PeakInput}{LimThres}$$

mit:  $PeakInput$  = das mit einem Korrekturfaktor multiplizierte Audiosignal (siehe unten)  
 $LimThres$  = Threshold-Pegel  
 $N = T_{Attack} \cdot f_s$  : Anzahl der Abtastwerte, die im Verlauf des Attack Vorgangs berechnet werden müssen ( $f_s$  = System-Abtastfrequenz)

Das Audiosignal wird dabei noch zuerst einer Korrektur unterzogen (s.u.) und fließt dann in Form des Faktors  $PeakInput$  in die Berechnung ein.

Am Ende der Attack-Phase wird der Faktor  $GrMul$  für die Dauer der nun folgenden Hold-Phase auf den Wert 1 gesetzt, wodurch der zuletzt berechnete Verstärkungsfaktor  $GR$  konstant bleibt. Im Falle einer weiteren Pegelüberschreitung innerhalb dieser Zeit wird eine weitere Attack-Phase gemäß obiger Formel eingeleitet.

Erfolgt keine Pegelüberschreitung, so schließt sich nun die Release-Phase an, in deren Verlauf der  $GrMul$  - Faktor und dadurch die Verstärkung  $GR$  wieder auf den ursprünglichen Wert  $GR=1$  gebracht wird, bei dem das Audiosignal unbeeinflusst durchgelassen wird. Im Verlauf dieser Zurückregelung wird durch Differenzbildung zwischen dem Threshold-Wert und dem Audiosignal berücksichtigt, wie weit sich das Audiosignal an den Threshold-Wert annähert:

$$GrMul = 1 + LimRel [dB/s] \cdot 0.02 \cdot \left( 10^{50/(20 \cdot f_s)} - 1 \right) \cdot \left( 1 - \left( |LimThres| - |PeakInput| \right) \right)$$

mit:  $LimRel$  = Rücknahmegeschwindigkeit [dB/s]  
 $PeakInput$  = das Audiosignal, welches vorher noch mit einem Korrekturfaktor multipliziert wurde (siehe unten)  
 $f_s$  = System-Abtastfrequenz

Die Zeit, innerhalb der diese Zurückregelung vollzogen ist, wird hauptsächlich durch die Rücknahmegeschwindigkeit  $LimRel$  [dB/s] bestimmt, wobei diese der einzige Parameter des

Limiters ist, der auch nach erfolgter Parametrierung des Digitalcontrollers am Gerät verändert werden kann.

### Korrekturfaktor

Wie bereits angedeutet, wird das Audiosignal zuerst mit einem Korrekturfaktor  $CO_{kor}$  multipliziert, bevor es als Faktor  $PeakInput$  in die obigen Algorithmen einfließt:

$$PeakInput = LimInput \cdot CO_{kor}$$

mit:  $LimInput$  = Audiosignal am Limitereingang  
 $CO_{kor}$  = Korrekturfaktor

Über den Korrekturfaktor  $CO_{kor}$  wird die Peakreserve und das dynamische Leistungsverhalten des Endverstärkers berücksichtigt und somit der Controlled Overshoot bestimmt. Dies geschieht durch eine entsprechende Absenkung des Audiosignalpegels, was einem Anheben des Limitereinsatzpunktes (Threshold-Pegel) während des Overshoots gleichkommt, so dass der Endverstärker kurzzeitig auf die Peakleistungsabgabe angesteuert werden kann. Durch die in Abschnitt 8.2 besprochenen Entladevorgänge der Netzteilkondensatoren fällt jedoch die Ausgangsleistung des Verstärkers bei andauernder Aussteuerung auf die Peakleistungsabgabe innerhalb der Zeitkonstanten  $t_{peak}$  auf die Dauerleistung  $P_{dauer}$  ab, so dass der Overshoot rechtzeitig beendet sein muss. Um den Verlauf des Overshoots an das Verhalten des Endverstärkers anzupassen, wird  $CO_{kor}$  zu Beginn des Attack-Vorganges ständig erhöht bis er schließlich den Wert 1 erreicht und somit die Overshoot-Phase vorüber ist. Die Berechnung erfolgt folgendermaßen:

$$CO_{kor} = OvShFact + d \cdot CO_{ak} = 10^{-OvSh[dB]/20} + d \cdot CO_{ak}$$

mit:  $OvShFact$  = konstanter Faktor, der die max. Höhe des Overshoots definiert (>1!)  
 $OvSh[dB]$  = Overshoot-Pegel ( $OvShFact$  in dB)  
 $CO_{ak}$  = Ladezustand der Netzteilkos im Endverstärker  
 $d = 16$  : konstanter Faktor (von den Hardwareeigenschaften abhängig)

Der Faktor  $CO_{ak}$  ist das Ergebnis einer Simulation des Ladeverhaltens der Netzteilkos im Endverstärker auf Basis der Zeitkonstanten  $t_{peak}$  (s.u.). Hierdurch wird der Verlauf des Overshoots jederzeit an die jeweils maximale unverzerrte Ausgangsleistung des

Endverstärkers angepasst. Der Faktor nimmt Werte zwischen  $0 \dots CO_{thres}$  an.  $CO_{ak} = 0$  bewirkt einen hohen Limitereinsatzpunkt, wodurch der Endverstärker bis auf die Peakleistungsabgabe angesteuert werden kann, während die Aussteuerung bei  $CO_{ak} = CO_{thres}$  auf die Dauerleistungsabgabe begrenzt wird.

### Simulation der Ladezustände im Netzteil des Endverstärkers

Im Leerlauf oder bei geringer Belastung entspricht die Spannung an den Kondensatoren dem Scheitelwert der ihnen zugeführten pulsierenden Gleichspannung  $\hat{U} = \sqrt{2} \cdot U_{eff}$ . Bei einer plötzlich auftretenden Belastung des Verstärkers folgt die Spannung an den Elkos einem Verlauf, der zum einen durch die Entladung (proportional zur e-Funktion) und zum anderen durch die ständige Aufladung durch die vom Gleichrichter gelieferte pulsierende Gleichspannung bestimmt wird. Durch die Berechnung des Faktors  $CO_{ak}$  in zwei Schritten werden diese Gegebenheiten berücksichtigt [10]:

1. Simulation der vom Endverstärker gelieferten Energie (entgegengesetzt proportional zur Entladung der Netzteilkondensatoren):

$$\boxed{CO_{ak,n} = CO_{ak,n-1} + \mathbf{a} \cdot U^2}, \quad \mathbf{a} = \frac{CO_{thres}}{U_{peak}^2 \cdot f_s \cdot \mathbf{t}_{peak}}$$

2. Simulation der Aufladung der Netzteilkondensatoren:

$$\boxed{CO_{akn+1} = CO_{ak,n} - \mathbf{b} \cdot \Delta CO_{ak}}, \quad \mathbf{b} = \frac{\mathbf{a} \cdot U_{dauer}^2}{CO_{thres}} = \frac{1}{f_s \cdot \mathbf{t}_{peak}} \cdot \left( \frac{U_{dauer}}{U_{peak}} \right)^2$$

mit:  $CO_{thres} = \frac{1}{\mathbf{d}} \left( 1 - 10^{-OvSH[dB]/20} \right) :$

Endwert von  $CO_{ak}$  nach der Zeit  $\mathbf{t}_{peak}$ , wenn die Ausgangsleistung des Endverstärkers von der Peak- auf die Dauerleistung abgefallen ist.

es gilt: wenn  $CO_{ak} = CO_{thres}$ , dann  $CO_{kor} = 1$

$\mathbf{d} = 16$  : konstanter Faktor (von den Eigenschaften der DSP-Hardware abhängig)

$U$  = DSP-Wert, der an den DA-Wandler weitergegeben wird

$U_{dauer}$  = DSP-Wert, der zum Erreichen der Dauer-Ausgangsleistung des Endverstärkers an den DA-Wandler weitergegeben werden müsste

$U_{peak}$	=	DSP-Wert, der zum Erreichen der Peak-Ausgangsleistung des Endverstärkers an den DA-Wandler weitergegeben werden müsste
$t_{peak}$	=	Zeitkonstante, innerhalb der die Peakleistung auf die Dauerleistung abgesunken ist
$f_s$	=	System-Abtastfrequenz

### 8.3.2 Der Thermolimiter

#### Aufgabe des Thermolimiters

Nachdem das Audiosignal den im vorigen Abschnitt beschriebenen Peaklimiter passiert hat, folgt als nächstes die Thermolimiter-Stufe. Dieser Limiter wirkt wie bereits angedeutet einer thermischen Überlastung der jeweiligen Lautsprecherkomponente entgegen, er dient also als reiner Lautsprecherschutz. Hierzu begrenzt er die den Lautsprechern zugeführte Dauerleistung auf den Wert ihrer maximalen thermischen Dauerbelastbarkeit, mit der der Lautsprecher gefahrlos über einen längeren Zeitraum beaufschlagt werden darf. Die Attack-Phase ist so gewählt, dass kurzzeitige Leistungsimpulse unbegrenzt durchgelassen werden, da für deren Begrenzung der Peaklimiter zuständig ist. Um das unterschiedliche thermische Verhalten der Hoch- Mittel- und Tieftonlautsprecherkomponente zu berücksichtigen, verfügt jeder Lautsprecherweg und -Kanal über einen eigenen Thermolimiter.

Der Thermolimiter dient ausschließlich dem Schutz des Lautsprechers vor zu starker Erwärmung. Nicht verhindert werden kann die Veränderung der Abstimmung von Basslautsprechergehäusen, die sich aufgrund der Schwingspulenerwärmung schon weit unterhalb der thermischen Grenzwerte einstellt und zu veränderten Frequenzgängen und damit zu Klangverfärbungen führt.

#### Ideales Verhalten eines Thermolimiters

Im Idealfall darf die Attack-Phase erst dann ausgelöst werden, wenn der augenblickliche Temperaturwert der Lautsprecherschwingspule den Threshold-Wert  $T_{max}$  überschreitet. Wenn dies der Fall ist, sollte die an die Lautsprecher abgegebene Leistung augenblicklich auf die maximale thermische Belastbarkeit begrenzt werden, so dass  $T_{max}$  gar nicht erst überschritten wird.

Die Dauer der Release-Phase des Thermolimiters sollte im Idealfall ähnlich wie beim Peaklimiter dynamisch an den Abstand der augenblicklichen Schwingspulentemperatur  $T_k$  vom Threshold-Pegel  $T_{max}$  angepasst werden, so dass die Release-Phase um so länger ist, je näher die augenblickliche Temperatur an den Maximalwert heranreicht.

## Zusammenfassende Funktionsbeschreibung

Der Threshold-Pegel  $T_{\max}$  wird durch die bei der Parametrierung der Limiter (siehe Kap. 9) anzugebende thermische Dauerbelastbarkeit der Lautsprecher  $P_{\text{dauer}}$  bestimmt. Die Attack-Zeit des Thermolimiters wird in Abhängigkeit der momentanen Schwingspulentemperatur  $T_k$  ermittelt, die durch eine Simulation des thermischen Lautsprecherhaltens anhand des Modells in Abb. 8.1/2 auf Basis von zwei Zeitkonstanten berechnet wird. Dabei repräsentiert die kleinere Zeitkonstante  $t_{\text{spule}}$  das Temperaturverhalten der Lautsprecherschwingspule, während die größere ( $t_{\text{magnet}}$ ) das des Magneten widerspiegelt. Durch diese Vorgehensweise kann der Temperaturanstieg der Schwingspule mit ausreichender Genauigkeit ermittelt werden. Die Zeitkonstante für die Schwingspule wird bei der Parametrierung durch eine entsprechende Messung des Lautsprechersystems ermittelt, während diejenige des Magneten aus der ersten errechnet wird.

Im Gegensatz zum Peaklimiter schließt sich an die Attack-Phase direkt die Release-Phase an, deren Dauer ebenfalls dynamisch in Abhängigkeit von der simulierten Schwingspulentemperatur ermittelt wird.

## Beeinflussung des Audiosignals

Die Beeinflussung des Audiosignals geschieht über denselben Faktor  $GR$  wie beim Peaklimiter über zwei Faktoren  $GR$  und  $GrMul$ , weswegen zur Erläuterung auf den entsprechenden Unterpunkt in Abschnitt 8.3.1 sowie auf Abb. 8.3/1 verwiesen wird.

## Attack- und Release-Phase

Die Attack-Phase des Thermolimiters ist in zwei Abschnitte unterteilt, die jeweils ihren eigenen Schwellenwert besitzen. Der erste Teil bewirkt eine relativ langsame Regelgeschwindigkeit, wird aber schon bei einer Überschreitung des 0.8-fachen Schwellenwertes  $0,8 \cdot T_{\max}$  ausgelöst. Sofern die Schwingspulentemperatur  $T_k$  auch noch den eigentlichen Threshold-Wert  $T_{\max}$  überschreitet, beginnt der zweite Teil des Attack-Vorganges, der über ein schnelles Regelverhalten verfügt.

Die Begrenzung erfolgt dabei in allen Fällen auf den Threshold-Wert  $T_{\max}$ . Durch dieses Verfahren wird sichergestellt, dass die Regelung nicht überschwingt und trotzdem ein schnelles Regelverhalten besitzt. Des Weiteren wird die Temperaturänderung bei der Berechnung der Attack-Phase berücksichtigt, indem der Temperaturwert aus der vorhergehenden Abtastperiode  $T_{k-1}$  miteinbezogen wird.

Der Eingriff in die Verstärkung des Audiosignals erfolgt genauso wie beim Peaklimiter über einen Faktor  $GrMul$ . Während der Attackphase wird sein Wert wie folgt bestimmt:

$$GrMul = 1 - g(T_k - T_{\max}) \cdot J(T_k - T_{k-1}) \cdot c(T_k - 0,8 \cdot T_{\max})$$

- mit:
- $T_{\max}$  = Threshold-Wert
  - $T_k$  = Die augenblickliche Schwingspulentemperatur
  - $T_{k-1}$  = Die Schwingspulentemperatur aus der vorhergehenden Abtastperiode
  - $g, J, c$  = Proportionalitätsfaktoren, die das Regelverhalten beeinflussen

In der Release-Phase berechnet sich der Faktor  $GrMul$  wie folgt:

$$GrMul = 1 - g(T_k - T_{\max})$$

- mit:
- $T_{\max}$  = Threshold-Wert
  - $T_k$  = Die augenblickliche Schwingspulentemperatur
  - $g$  = Proportionalitätsfaktor, der das Regelverhalten beeinflusst

### Simulation des Temperaturanstieges in der Schwingspule

Die Simulation des Temperaturanstieges in der Lautsprecherschwingspule erfolgt durch dasselbe zweistufige Modell, das auch schon beim Peaklimiter zur Modellierung des Ladezustandes der Netzteilkondensatoren im Endverstärker zum Einsatz kommt [10]. Da hier allerdings das Verhalten der Schwingspulen- und der Magneterwärmung auf der Basis des Ersatzschaltbildes aus Abb. 8.1/2 durch zwei Zeitglieder berücksichtigt wird, müssen die Mechanismen der Aufheizung durch die zugeführte Leistung und die Abkühlung durch Wärmeabgabe für zwei Thermoelemente berechnet werden:

1. Simulation der Aufheizung eines Thermoelements durch die zugeführte Leistung:

$$\boxed{T_k = T_{(k-1)} + \mathbf{a} \cdot U^2} \quad , \quad \mathbf{a} = \frac{T_{\max}}{\mathbf{t} \cdot U_{dauer}^2 \cdot f_S}$$

2. Bildung der Temperaturdifferenz  $\Delta T$  zum nachfolgenden Thermoelement:
3. Simulation der Abkühlung des Thermoelements durch Wärmeleitung zum nächsten Thermoelement:

$$\boxed{T_{(k+1)} = T_k - \mathbf{b} \cdot \Delta T} \quad , \quad \mathbf{b} = \frac{\mathbf{a} \cdot U_{dauer}^2}{T_{\max}} = \frac{1}{\mathbf{t} \cdot f_S}$$

- mit:
- $T_{\max}$  = Threshold-Wert
  - $U$  = DSP-Wert, der an den DA-Wandler weitergegeben wird
  - $U_{dauer}$  = DSP-Wert, welcher bei gegebener Verstärkung der Endstufen und der analogen Ausgangsstufen des Controllers an den DA-Wandler

weitergegeben werden müsste, um den Lautsprecher mit seiner maximalen thermischen Dauerleistung zu beaufschlagen

$t$  = Zeitkonstante für die Erwärmung der jeweiligen Wärmekapazität  
(Index: Spule oder Magnet)

$f_s$  = System-Abtastfrequenz

## 9 Parametrierung der Limiterfunktionen

### 9.1 Allgemeine Zusammenhänge

Um beim späteren Betrieb des Digitalcontrollers eine einwandfreie Funktion der beiden Limiter sicherzustellen, ist eine sorgfältige Ermittlung der Eingabedaten für die Parametrierung von größter Bedeutung. Entscheidend ist eine möglichst realitätsnahe Simulation des Verhaltens der eingesetzten Lautsprecher und Endverstärker, wodurch ja das Regelverhalten beeinflusst wird.

Das Hauptproblem ist, die richtigen Verfahren zur Ermittlung bzw. Messung der einzelnen Lautsprecher- und Verstärkereigenschaften zu finden bzw. von Herstellerangaben, die mit Hilfe nicht ganz geeigneter Messverfahren ermittelt wurden, auf die einzugebenden Parameter zu schließen.

Abb. 9.1/1 zeigt die Dialogbox „Limiter Settings“ der Filterberechnungssoftware „Monkey

**Limiter Settings**

	low	mid	high
<b>I</b> mpedance :	8 Ω	8 Ω	8 Ω
<b>A</b> mps :	low	mid	high
<b>G</b> ain :	20 dB	18 dB	18 dB
<b>C</b> ontin. output :	180 W	80 W	80 W
<b>S</b> urge :	220 W	120 W	120 W
<b>S</b> urge duration :	25 ms	20 ms	20 ms
<b>S</b> peaker :	low	mid	high
<b>T</b> hermo limit :	150 W	40 W	20 W
<b>T</b> ime constant :	40 s	30 s	8 s
<b>P</b> eak limit :	250 W	70 W	60 W

**U**nits ↔ : **W**att/RMS Volt/Peak Volt/dBu/dBV  
**R**eferred Output : **A**mps/Hugo  
**S**et to **F**ull scale output

**Q**uit   **L**im Setup...

**Limiter setup**

<b>M</b> ax DA <b>D</b> C-err. :	0.05 %		
<b>M</b> ax DA <b>L</b> evel :	low	mid	high
	15.8 dBu	15.8 dBu	15.8 dBu
<b>P</b> eak DA <b>V</b> oltage :	6.7545 V	6.7545 V	6.7545 V

**Q**uit

Abb. 9.1/1: Die Eingabemasken „Limiter Settings“ und „Limiter Setup“ der MFX-Filterberechnungssoftware

Forest“. Hier werden die Lautsprecher- und Verstärkereigenschaften eingegeben, aus denen dann im Digitalcontroller die einzelnen Parameter des Peak- bzw. Thermolimiters sowie das Output Scaling bestimmt werden. Die eingegebenen Werte werden bei der

Parametersatzerstellung (siehe Kap. 7) zusammen mit den berechneten Filterkoeffizienten in die Parametersatzdatei geschrieben. Die Angaben im Punkt „Amps - Gain“ werden außerdem bei der Berechnung der Filterkoeffizienten berücksichtigt.

In der ebenfalls abgebildeten Dialogbox „Limiter Setup“ wird der Ausgangspegel der analogen Ausgänge des Digitalcontrollers für 0 dBFS eingegeben (s.u.).

In der nachfolgenden Tabelle sind sämtliche Einstellungen dieser Menüs den jeweiligen Faktoren, die sie beeinflussen gegenübergestellt:

Limiter Settings Menu				
Bezeichnung		Einzugebender Wert		Auswirkung auf
Amplifier	Gain	Verstärkungen der Endverstärker [ $V_{verst}$ ]		Berechnung des analogen Controller-Ausgangspegels (3.)
	Contin. Output	Dauer- Ausgangsleistungen der Endverstärker [ $P_{dauer,verst}$ ]	Peak-limiter	Threshold-Pegel [ $LimThres$ ] (1.)
				Overshoot-Pegel [ $OvSh[dB]$ ] (2.)
	Surge	Peak-Ausgangsleistungen der Endverstärker [ $P_{peak,verst}$ ]	Peak-limiter	Overshoot-Pegel [ $OvSh[dB]$ ] (2.)
Surge duration	Zeitkonstante der Peakleistungsabgabe [ $t_{peak}$ ]	Peak-limiter	Simulation des Endstufenverhaltens [ $CO_{ak}$ ]	
Speaker	Thermo Limit	Thermische Dauerbelastbarkeit der Lautsprecher [ $P_{th,lautsp}$ ]		Thermo-limiter Threshold-Pegel [ $T_{max}$ ]
	Time Constant	Zeitkonstante der Schwingspulenerwärmung [ $t_{spule}$ ]		Thermo-limiter Simulation der Schwingspulen-Temperatur [ $T_k$ ]
	Peak Limit	Peakbelastbarkeit der Lautsprecher [ $P_{peak,lautsp}$ ]	Peak-limiter	Threshold-Pegel [ $LimThres$ ] (1.)
				Overshoot-Pegel [ $OvSh[dB]$ ] (2.)
Impedance	Nennimpedanz der Lautsprecher [ $Z_{nom}$ ]		Berechnung des analogen Controller-Ausgangspegels (3.)	

#### Erläuterungen:

1. Der Threshold-Pegel des Peaklimiters wird durch den niedrigeren der beiden unter „Cont. Output“ und „Peak Limit“ eingegebenen Werte bestimmt.
2. Der Overshoot-Pegel ist die Differenz zwischen dem niedrigeren der beiden unter „Surge“ und „Peak Limit“ eingegebenen Werte und dem Threshold-Pegel des Peaklimiters.

3. Da die tatsächlich an die Lautsprecher gelieferten Leistungen nicht gemessen werden, muss mit Hilfe der eingegeben Werte für die Verstärkung der Endverstärker sowie die Nennimpedanz der Lautsprecher auf die zum Erreichen einer bestimmten Leistung nötige analoge Controllerausgangsspannung geschlossen werden. Um nun weiter einen Bezug zwischen dieser analogen Spannung dem digitalen DSP-Wert herzustellen, wird der maximale analoge Ausgangspegelwert für 0 dBFS hinzugezogen, der wie bereits erwähnt getrennt für jeden Weg in der Dialogbox „**Limiter Setup**“ eingegeben wird.

In Abb. 9.1/2 sind zur Verdeutlichung dieser Zusammenhänge die in der Praxis häufig anzutreffenden Verhältnisse der Endverstärkerleistungen und Lautsprecherbelastbarkeiten grafisch aufgetragen.

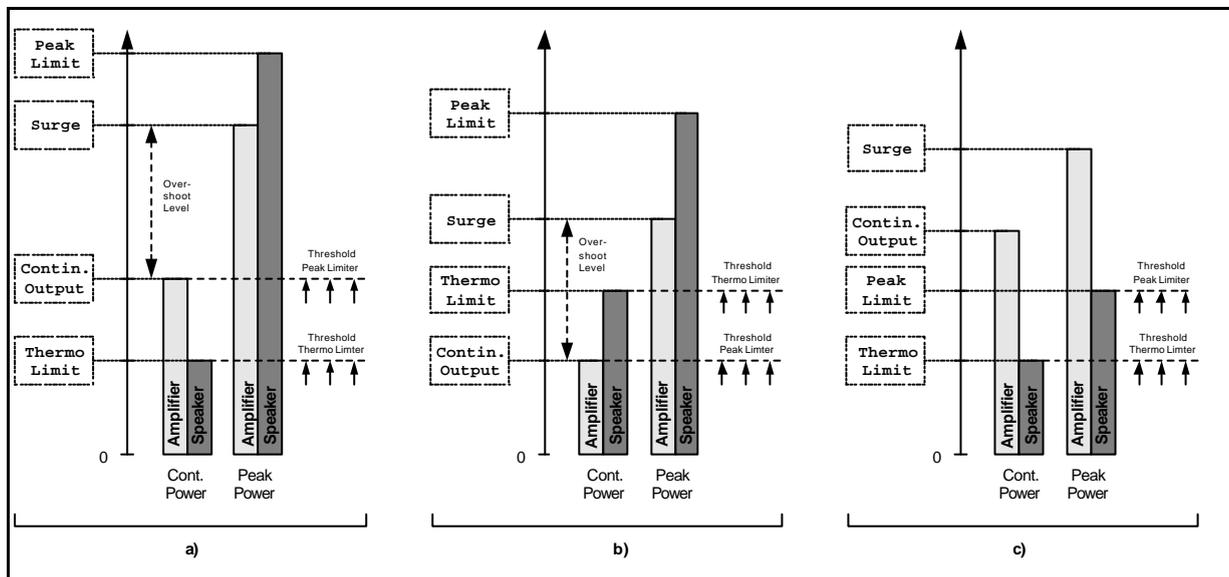


Abb. 9.1/2: Beispiele für übliche Verhältnisse von Peak- und Dauerleistungen bzw. Belastbarkeiten von Endverstärkern und Lautsprechern

Der Fall a) ist in der Regel bei Hoch- und Mitteltonlautsprechern in aktiven Studiomonitoren anzutreffen. Die thermische Dauerbelastbarkeit des Lautsprechers („Cont. Power Speaker“) liegt hier i.d.R. bei wenigen Watt und somit weit unterhalb der Verstärkerleistung, während seine Peakbelastbarkeit noch weit über der Peakleistung des Endverstärkers („Peak Power Amplifier“) liegt. Der Threshold-Wert des Thermolimiters liegt somit auf dem Wert der thermischen Dauerbelastbarkeit des Lautsprechers. Der Peaklimiter schützt dagegen vor Endstufenclipping und lässt einen Overshoot bis zur Peakleistung des Endverstärkers zu. Die Parameter des Peaklimiters werden hier also ausschließlich durch die Daten des Endverstärkers definiert; die Peakbelastbarkeit des Lautsprechers beeinflusst keinen der Limiterparameter, so dass der genaue unter „**Peak Limit**“ eingegebene Wert in diesem Fall keine Rolle spielt! (Ist er jedoch kleiner als der unter „**Surge**“ eingegebene Wert, so wird der Overshoot nur bis hierhin zugelassen.)

Der Fall b) zeigt ähnliche Verhältnisse für den Peaklimiter, allerdings liegt hier die Dauerbelastbarkeit des Lautsprechers über der Dauerleistung des Endverstärkers, was oft bei Tieftönen anzutreffen ist. Der unter „**Thermo Limit**“ eingegebene Wert spielt keine Rolle, da eine Begrenzung schon bei wesentlich geringeren Leistungen durch den Peaklimiter erfolgt. Der Overshoot-Pegel liegt zwar über dem Threshold-Wert des Thermolimiters, aufgrund der kurzen Overshoot-Phase spricht dieser jedoch nicht an.

In Fall c) liegt die Peakbelastbarkeit des Lautsprechers im Gegensatz zu den anderen Fällen noch unter der Dauerleistung des Endverstärkers, so dass der Threshold-Wert des Peaklimiters nun durch den Lautsprecher bestimmt wird. In diesem selteneren Fall, der z.B. im PA-Bereich bei Hochtonwegen denkbar ist, wird kein Overshoot zugelassen.

Bei Tieftönen ist die Zuordnung zu einem der drei Fälle von dem Frequenzbereich abhängig, in dem das wiederzugebende Signal seine größte spektrale Leistungsdichte aufweist. So können für mittlere und hohe Frequenzen Leistungs- Belastbarkeitsverhältnisse wie im Fall b) vorliegen, die sich zu tiefen Frequenzen hin mehr und mehr in Richtung des Falles a) hin entwickeln.

Nicht zuletzt aufgrund dieser Tatsache muss auf die Parametrierung der Limiter stets eine akustische Kontrolle mit möglichst verschiedenen Musik- und Sprachaufnahmen folgen. Gerade im Tieftönen sind erfahrungsgemäß noch div. Korrekturen der theoretisch ermittelten Werte erforderlich!

## 9.2 Peaklimiter

Der Peaklimiter wird durch die Eingabe der Endverstärkerdaten (Ausgangsleistungen  $P_{peak,verst}$ ,  $P_{dauer,verst}$ , Zeitkonstante  $t_{peak}$ ) sowie der Peakbelastbarkeit der Lautsprecher ( $P_{peak,lautsp}$ ) parametrierbar. Der Digitalcontroller verfügt in jedem Lautsprecherweg über einen zweikanaligen Peaklimiter, so dass die Verstärker- und Lautsprechereigenschaften getrennt für jeden Weg (Hoch-, Mittel- und Tiefton) ermittelt werden müssen.

### 9.2.1 Daten der Endverstärker

Wie bei den übrigen Einstellungen der Limiter, so ist auch bei der Ermittlung der Endverstärkerdaten das angewandte Messverfahren bzw. die Messbedingungen von größter Bedeutung für die korrekte Funktion der Peaklimiter. Aus diesem Grunde sollte man sich

O 300 D - Endstufendaten				
Meßbedingung		Tieftonendstufe	Mitteltonendstufe	Hochtonendstufe
Messweg		Power Amp Direct Input => ST1		
Netzversorgung		230 VAC über Trenntrafo		
Messfrequenz (f <sub>mess</sub> )		300 Hz (100 Hz)	1 kHz	6 kHz
Belastung (Rl)		8 Ohm, reell	8 Ohm, reell	6 Ohm, reell
Einsatzbereich (ca. -3 dB)		40 - 650 Hz	650 - 3300 Hz	3300 - 20000 Hz
Messbandbreite der Klirrfaktormessungen				
Parameter	Meßbedingung/Kommentar			
Verstärkung V (gain)	Streuung: +/- 0,2 dB	23,77 dB	20,09dB	19,07 dB
max. Dauerleistung (Cont. output)	-60 dB (0,1%) THD+N (Sinusmessung)	136,13 W 33 Veff	67,86 W 23,3 Veff	80,67 W 22 Veff
max. Peakleistung (Surge bei PA)	-40 dB (1%) THD+N (Sinus, ohne Last!)	386 W 55,6 Veff	98,7 W 28,1 Veff	132,5 W 28,2 Veff
Dauerleistung	aus Burstmessung (Sinusburst, T = 320 ms)	136,9 W (130,28 W)	64,22 W	76,20 W
Peakleistung (Surge bei Studio)	aus Burstmessung (Sinusburst, T = 320 ms)	226,57 W (166,36 W)	74,31 W	81,61 W
Eingangsempfindlichkeit	für max. Dauerleistung (mit Last)	9 dBu	9,45 dBu	10 dBu
Wirkungsgrad	bei max. Dauerleistung (mit Last)	%	%	%
Zeitkonstante (Surge duration)	ermittelt aus Burstm. (Sinusburst, T = 320 ms)	13,8 ms (27 ms)	18,24 ms	18,9 ms

Abb. 9.2/1: Ergebnisse der Messungen an den Endverstärkern eines aktiven Studiomonitors

nicht auf bereits vorliegende Angaben in den Datenblättern der Endverstärker verlassen, sondern statt dessen eigene Messungen vornehmen, zumal die Angabe der Zeitkonstante  $t_{peak}$  von den Endverstärkerherstellern i.d.R. nicht angegeben wird. In Abb. 9.2/1 sind

beispielhaft die Ergebnisse der Messungen an den drei Endverstärkern eines aktiven Studiomonitors zusammengestellt. Im Folgenden werden nun die einzelnen gemessenen Parameter, die für die Parametrierung des Peaklimiter von Bedeutung sind sowie die zugehörigen Messbedingungen anhand der Reihenfolge in der Tabelle erläutert.

### **Messweg**

Da die zu ermittelnden Messwerte zur Parametrierung des Digitalcontrollers herangezogen werden, muss die Einspeisung des Messsignals an dem Punkt erfolgen, an dem später der Ausgang des Digitalcontrollers angeschlossen wird. Dementsprechend erfolgt die Auswertung an dem Punkt, an dem die Lautsprecher angeschlossen werden. Im Fall von Abb. 9.2/1 besitzt der Studiomonitor einen speziellen Eingang, der für den Anschluss des in dieser Arbeit besprochenen Digitalcontrollers vorgesehen ist und bei dem die eingebauten Endverstärker direkt ohne Umweg über den ebenfalls eingebauten analogen Lautsprechercontroller angesprochen werden können („*Power Amp Direct Input*“). Die einzelnen Lautsprecherchassis werden über eine auf der Endstufenplatine befindliche Steckerleiste angeschlossen (ST1), somit ist der Messweg klar abgegrenzt.

### **Netzversorgung**

Ein weiterer wichtiger Parameter für alle Messungen an Endverstärkern ist die Netzversorgung, und zwar sowohl im Hinblick auf ihre Höhe als auch im Falle der Messung unter Belastung der Endverstärker bezüglich ihrer Stabilität. Eine stabile Netzspannung entspricht der Situation in den meisten professionellen Studiobetrieben, so dass dies auch bei der Messung der Endverstärker der Fall sein sollte. Bei der Beschallung einer Veranstaltung wird die Stromversorgung meist nicht diesen Ansprüchen genügen, in diesem Fall kann man sich damit helfen, dass man z.B. einen Parametersatz mit niedrigerem Threshold- und Overshoot-Wert erstellt.

Die Messwerte in der Tabelle wurden über einen einstellbaren Trenntransformator bei 230 V Spannung ermittelt. Die zusätzliche „Erweichung“ der Netzversorgung durch den Trenntransformator wiegt hier nicht so schwer, da die Ausgangsleistungen und damit die Stromaufnahme der gemessenen Verstärker auf einem geringeren Niveau liegen als z.B. bei einem PA-Verstärker. Wichtiger ist hier die Tatsache, dass die Messung bei genau 230 V Netzspannung durchgeführt wurden. Da es sich um einen Studiomonitor handelt, der später in einer Umgebung mit einer stabilen Netzspannung betrieben wird, kann man die aufgrund einer schlechteren Netzversorgung geringer ausfallenden Endverstärkerleistungen, die für die Parametrierung der Limiter ermittelt werden, noch als Sicherheitsplus für den späteren Betrieb ansehen.

Inwieweit eine absolute Sicherheit beim späteren Betrieb gewünscht wird hängt in erster Linie von dem Verwendungszweck des Systems ab: Wenn es sich wie auch in dem hier besprochenen Beispiel um einen Studiomonitor handelt, wird man auf jeden Fall jegliche

Verzerrung vermeiden wollen, da diese in einer Studioumgebung um ein vielfaches leichter als solche zu erkennen ist wie z.B. im Falle einer PA-Anlage. Hier ist sogar ein gewisses Maß an Verzerrungen erwünscht, da dies zu einer Lautstärkeerhöhung beiträgt und die Endverstärkerleistungen besser ausnutzt.

### **Einsatzbereich / Messfrequenz**

Die Messfrequenz sollte im Punkt der maximalen Verstärkung liegen, und zwar bezogen auf den Einsatzbereich des Endverstärkers in dem aktiven Lautsprechersystem. Die Trennfrequenzen des Studiomonitors aus der Tabelle liegen bei 650 Hz und 3.3 kHz, so dass bei jedem Verstärker der angegebene Einsatzbereich untersucht wurde. Im Falle des Tieftonverstärkers wurden zur Untersuchung der Frequenzabhängigkeit einige Parameter zusätzlich bei einer weiteren Frequenz gemessen (Messwerte in Klammern). Zur Parametrierung wurden nur die im Verstärkungsmaximum ermittelten Daten herangezogen.

### **Belastung**

Bis auf die maximale Peakleistung werden alle Messwerte unter Belastung der Endverstärker mit einem ohmschen Widerstand ermittelt, dessen Wert betragsmäßig der Nennimpedanz  $Z_{nom}$  des später anzuschließenden Lautsprechers entspricht.

Im Falle des gemessenen Studiomonitors ergeben sich aufgrund der unterschiedlichen Belastung bei den Hoch- und Mitteltonendstufen (8 und 6 Ohm) auch unterschiedliche Leistungswerte, obwohl die Endstufen schaltungstechnisch gleich sind.

### **Verstärkung**

Die Verstärkungen  $V_{verst}$  der einzelnen Endverstärker beeinflussen nicht nur den Peaklimiter, sondern auch den im nächsten Abschnitt besprochenen Thermolimiter sowie die Einstellung des Output-Scalings. Relevant ist der maximale Verstärkungswert im jeweiligen Einsatzbereich des Endverstärkers, damit beim späteren Betrieb des Systems die maximale an den Lautsprecher gelieferte Leistung genau definiert ist.

### **Maximale Dauerleistung**

Die zur Messung der maximalen Dauerleistung  $P_{dauer,verst}$  gesetzte Klirrfaktorgrenze sollte sich am späteren Einsatzbereich des Systems orientieren: Da es sich im hier beschriebenen Fall um einen Studiomonitor handelt, liegt die Klirrfaktorgrenze bei -60 dB (0.1 %). Die am Lastwiderstand gemessenen Spannungswerte (Effektivwerte!) werden dann gemäß  $P = U_{eff}^2 / R_{last}$  in die entsprechenden Leistungen umgerechnet. Die ermittelten Werte werden dann, getrennt für jeden Endverstärker im Punkt „Cont. Output“ des Menüs „Limiter settings“ eingetragen.

## Maximale Peakleistung

Zur Ermittlung der maximalen Peakleistung  $P_{peak,verst}$  wird der Verstärker ohne Lastwiderstand betrieben und die maximale Ausgangsspannung (Effektivwert!) bei der gesetzten Klirrfaktorgrenze gemessen. Man erhält die maximale Spannung, die der Verstärker an den Lautsprecher liefern kann. Um den entsprechenden Leistungswert zu erhalten, wird der ohmsche Lastwiderstand herangezogen, obwohl dieser bei der Messung gar nicht angeschlossen war. Die Angabe dieser maximalen Peakleistung ist also eher theoretischer Natur, da der Endverstärker bei normaler Belastung diesen Wert wohl kaum erreichen wird bzw. bei Erreichen dieses Wertes schon ein wesentlich höheres Maß an Verzerrungen produziert. Ob dieser hohe Wert für die Angabe unter „surge“ im Menü „**Limiter settings**“ herangezogen wird, hängt ähnlich wie die Messbedingungen im Unterpunkt „Netzversorgung“ von Art und Einsatzbereich des Systems ab: Im Falle der Anwendung des Digitalcontrollers als Teil eines Beschallungssystems eignet sich dieser Wert gut für die Angabe der Peakleistung, da so die oftmals erwünschte Begrenzung des Signals durch die Endverstärker vor dem Einsetzen des Limiters erreicht werden kann und die Endverstärkerleistung vollständig ausgenutzt wird.

Wenn es sich allerdings um einen Studiomonitor handelt sollte der im nachfolgenden Unterpunkt ermittelte Wert zur Angabe der Peakleistung herangezogen werden, da dieser unter Last ermittelt wird und deshalb geringer ausfällt.

## Burstmessungen / Bestimmung der Peakleistung

Zur Bestimmung der Zeitkonstante  $t_{peak}$  sowie der Peakleistung unter Last wird der Verstärker mit einem Sinusburstsignal beaufschlagt. Die Frequenz des Sinus entspricht dabei der Eingangs ermittelten Messfrequenz. Die Periodendauer und das Tastverhältnis des Burstsignales sollten groß genug gewählt werden, damit das in der Abb. 8.2/1 gezeigte Verhalten des Endverstärkers, also der Einbruch der Peakleistung auf den Wert der Dauerleistung, eindeutig zu erkennen ist. Bei einer zu kleinen Periodendauer sind die Elkos des Endverstärkernetztes zu Beginn eines Bursts nämlich noch nicht auf den Scheitelwert der pulsierenden Gleichspannung aufgeladen, so dass sich ein geringerer Wert für die Peakleistung ergibt.

Zur Bestimmung der Ausgangsleistungen wird die Amplitude des Burstsignales so eingestellt, dass jeweils die ersten Sinusschwingungen eines Burstpaketes am Ausgang des Verstärkers gerade noch nicht abgeschnitten (geclipt) werden. Nun kann es vorkommen, dass die ersten Schwingungen aufgrund von Einschwingvorgängen des Endverstärkers aus ihrer Nulllage heraus zu positiven oder negativen Werten verschoben sind. Aus diesem Grunde sollten die Leistungen wie folgt berechnet werden:

$$P = \left( \frac{V_{SS}}{2 \cdot \sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_l}$$

- mit:
- $P$  = Peakleistung bzw. Dauerleistung
  - $V_{SS}$  = Spitze-Spitze-Wert der ersten vollständigen Sinusschwingung (Peakleistung) bzw. einer Sinusschwingung nach Abfall der Ausgangsleistung (Dauerleistung)
  - $R_l$  = Lastwiderstand

Die ermittelten Werte für die Dauerleistung entsprechen ungefähr denjenigen Werten, wie sie im Unterpunkt „Maximale Dauerleistung“ unter Einhaltung der Klirrfaktorgrenze von -60 dB mit einem normalem Sinussignal bestimmt wurden.

Demgegenüber liegen die Werte für die Peakleistung aufgrund der nun vorhandenen Belastung deutlich unterhalb den Werten, die ohne Last bestimmt wurden (siehe Tabelle). Wie bereits im Unterpunkt zur maximalen Peakleistung gesagt, eignet sich der dort ermittelte hohe Wert eher zur Parametrierung des Digitalcontrollers für ein PA-System, da hierdurch ein hoher Overshoot zugelassen wird, wodurch der Endverstärker in der Regel etwas in die Begrenzung angesteuert wird.

Dieser Betriebsfall ist beim Studiomonotor unter allen Umständen zu vermeiden, weswegen sich hier der aus der Burstmessung ermittelte geringere Peakleistungswert zur Parametrierung empfiehlt. Dieser niedrigere Wert sorgt dann für einen geringeren Overshoot, so dass der Endverstärker nicht mehr in die Begrenzung gebracht werden kann.

### Burstmessungen / Bestimmung der Zeitkonstante

Als Nächstes folgt die Bestimmung der Zeitkonstante  $\tau_{peak}$  des Endverstärkers. Wie bereits in Kap. 8.2 gesagt, entspricht  $\tau_{peak}$  derjenigen Zeit, innerhalb der die Ausgangsspannung eines entsprechend hoch angesteuerten Verstärkers von ihrem Peakwert (zu Beginn eines Burstpaketes) um 63 % der Differenz zwischen Peak- und Dauerwert abgefallen ist. Zur Bestimmung der Zeitkonstante kann die Amplitude etwas erhöht werden, bis diese einwandfrei abzulesen ist. Der Ablesevorgang erfolgt graphisch und wird wie in Abb. 8.2/2 gezeigt durchgeführt.

Im Falle des Endverstärkers für den Tieftonweg sollten neben der Messung bei der Frequenz im Verstärkungsmaximum auch Messungen im Bereich der unteren Grenzfrequenz des Gesamtsystems durchgeführt und der niedrigste ermittelte Wert für die Parametrierung herangezogen werden.

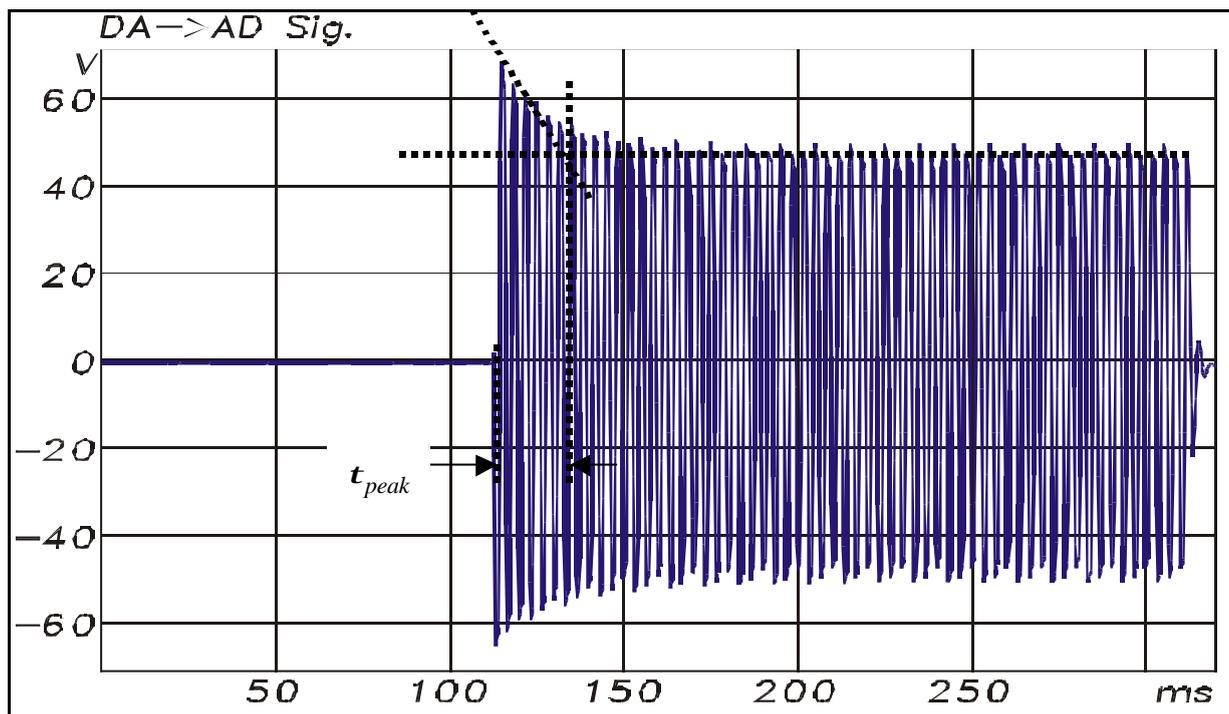


Abb. 9.2/2: Bestimmung der Zeitkonstante  $t_{peak}$  aus der Burstmessung des Tiefton-Endverstärkers aus Abb. 8.2/1

### Messung der Endverstärkerdaten für die Serienfertigung

Im Falle der Serienfertigung von aktiven Studiomonitoren mit eingebautem oder externen Digitalcontroller muss die Streuung der Endstufenverstärkung aufgrund von Bauteiltoleranzen beachtet werden. Verfügt ein Verstärker über eine höhere Verstärkung als im Menü „Limiter settings“ unter „Gain“ angegeben, liegen sämtliche Threshold-Pegel bezogen auf die tatsächliche Verstärkung zu hoch, so dass der Einsatz des Peaklimiter und auch des Thermolimiters zu spät erfolgen wird.

Als Folge wird das Signal bei zu hoher Aussteuerung trotz Peaklimiter verzerrt, was bei Studiomonitoren unter allen Umständen zu vermeiden ist. Bei groben Fehlern in der Angabe der Verstärkungen ist eine Beschädigung der Lautsprecher nicht auszuschließen. Aus diesem Grunde sollte bei der Parametrierung der Limiter unter „Gain“ stets der höchste auftretende Verstärkungswert eingetragen werden. Hierdurch erfolgt bei nach unten streuenden Verstärkungen eine etwas zu frühe Begrenzung, so dass die maximale Ausgangsleistung des Endverstärkers bzw. die Belastbarkeit der Lautsprecher nicht ganz ausgenutzt wird, wobei dieser Nachteil bei Studiomonitoren in Anbetracht des erhöhten Schutzes vor Verzerrungen nicht sonderlich ins Gewicht fällt.

Bei PA-Systemen wiegt dieser Effekt schon schwerer, zumal hier leichte Übersteuerungen von im Grenzbereich betriebenen Verstärkern durchaus erwünscht sind, da de hierdurch entstehenden Signalverzerrungen eine subjektive Lautheitserhöhung bewirken. Aus diesem Grunde wird man bei der Parametrierung des Digitalcontrollers für die Verwendung innerhalb

eines PA-Systems darauf achten, dass die verwendeten Endverstärker im Tieftonbereich auf jeden Fall bis an ihre Leistungsgrenze und sogar etwas darüber hinaus angesteuert werden.

Die hier angestellten Betrachtungen gelten übrigens auch für die Länge der Zeitkonstanten, die man unter „**surge duration**“ eingibt: Während man die ermittelten Werte bei Studiomonitoren im Interesse eines sicheren Übersteuerungsschutzes eher abrunden sollte, so wird man bei PA-Systemen u.U. eine nach oben gerundete Zeitkonstante eingeben, um so die Dauer des Overshoots etwas zu verlängern.

### 9.2.2 Peakbelastbarkeit der Lautsprecher

Die Peakbelastbarkeit des Lautsprechers wird getrennt für jeden Weg im Punkt „**Peak Limit**“ des Menüs „**Limiter settings**“ eingetragen (siehe Abb. 9.1/1). Diese Leistungsangabe kann aus dem Datenblatt des Lautsprecherherstellers entnommen werden, wobei neben dem im Kapitel 8.1 beschriebenen Messverfahren der Spitzenbelastbarkeit eines Lautsprechers nach IEC 268-5 bzw. DIN 45573 (Teil 2) noch eine Reihe weiterer, teilweise ungenormter Messverfahren existieren.

Die Peakbelastbarkeit des Lautsprechers liegt oftmals über der Peakleistung des Endverstärkers. Wie bereits im Abschnitt 9.1 erklärt, spielt der genaue Wert in einem solchen Fall keine Rolle für die Parametrierung.

## 9.3 Thermolimiter

Der Thermolimiter eines jeden Lautsprecherweges wird durch die Angabe von zwei Werten parametrierung: Dies ist zum einen die maximale thermische Dauerbelastbarkeit des Lautsprechers („**Thermo Limit**“), die den Threshold-Wert  $T_{\max}$  festlegt. Des weiteren muss eine Zeitkonstante  $t_{spule}$  angegeben werden („**Time Constant**“), welche die Geschwindigkeit der Schwingspulenerwärmung charakterisiert. Die für die Simulation der Schwingspulentemperatur ebenfalls erforderliche Zeitkonstante der Magneterwärmung  $t_{magnet}$  (siehe Kap. 8.3.2) wird automatisch aus  $t_{spule}$  ermittelt.

An dieser Stelle sei nochmals darauf hingewiesen, dass es sich bei der thermischen Dauerbelastbarkeit nicht um die Dauerbelastbarkeit nach IEC 268-5 bzw. DIN 45573 (Teil 2) handelt, sondern um die tatsächlich zugeführte Dauerleistung, die der Lautsprecher ohne Schaden übersteht. Da es sich hierbei um eine ungenormte Messgröße handelt, muss von der IEC-Messung auf den gesuchten Wert geschlossen werden (siehe Kap. 9.3.7).

Die im Punkt „**Time Constant**“ einzugebene Zeitkonstante muss durch eine entsprechende Messung ermittelt werden, da es sich hierbei nicht um eine Normgröße handelt, die einfach aus einem Datenblatt abgelesen werden kann. Hier ergibt sich die besondere Schwierigkeit, aus den Ergebnissen der im folgenden beschriebenen theoretischen Messungen auf diejenige Zeitkonstante zu schließen, die sich bei der Messung mit einem Musiksignal ergeben würde.

### 9.3.1 Analyse der Temperatursimulation

Sämtliche Aktionen des Thermoliters sind von der Simulation der augenblicklichen Schwingspulentemperatur  $T_k$  abhängig. Um die Peakbelastbarkeit des Lautsprechers möglichst lange auszunutzen und dennoch bei zu hoher Dauerleistung eine zuverlässige Begrenzung sicherzustellen, muss die Simulation natürlich möglichst nahe am tatsächlichen Temperaturverlauf liegen. Da eine Simulation unter Berücksichtigung sämtlicher Mechanismen der Aufheizung bzw. Kühlung zu aufwendig wäre bzw. aufgrund der langwierigen Berechnungen eine zu hohe Latenzzeit des Digitalcontrollers bewirken würde, wird in dem hier realisierten Modell von einigen Vereinfachungen ausgegangen. Im Folgenden werden die wichtigsten dieser Vereinfachungen genannt und ihre Auswirkung auf das Verhalten des Thermoliters diskutiert:

1. **Lautsprecherimpedanz:** Da alle Leistungsangaben bzw. -berechnungen auf die frequenz- und temperaturunabhängige, reelle Nennimpedanz  $\underline{Z} = R \neq f(f)$  des Lautsprechers bezogen werden, wird von der Umsetzung einer Leistung im Lautsprecher

ausgegangen, die nicht von der Schwingspulentemperatur und der Lautsprecherimpedanz abhängt. Durch die Temperaturunabhängigkeit werden sämtliche leistungsverringernenden Effekte vernachlässigt, die sich durch die Erwärmung des Schwingspulen drahtes ergeben. Somit liegt die Leistung, die in die Temperatursimulation einfließt, bei zunehmender Erwärmung stets etwas über dem tatsächlichen Wert, wodurch die simulierte Schwingspulentemperatur zu hoch ist und eine etwas zu schnelle Limitierung erfolgt. Durch die fehlende Berücksichtigung des Impedanzverlaufes ergibt sich zusätzlich eine je nach Lautsprechertyp (Hoch-, Mittel- und Tieftöner) unterschiedlich starke frequenzabhängige Abweichung der berechneten Leistung und damit ein zu frühes oder zu spätes Ansprechen des Thermolimiters.

2. **Schwingspulen kühlung:** Im thermischen Modell wird davon ausgegangen, dass die gesamte in der Schwingspule entstehende Wärme ausschließlich durch Wärmeleitung über einen thermischen Widerstand (Übergang Schwingspule-Magnet) auf den Magneten abgeleitet wird [10]. Durch diese Vereinfachung bleiben die übrigen Kühlungsmechanismen (Abschnitt 8.2) unberücksichtigt, obwohl gerade die Wärmeabgabe durch die erzwungene Konvektion aufgrund der starken Membranbewegung bei niedrigeren Frequenzen eine große Rolle spielt. Diese Vereinfachung wird jedoch weitestgehend dadurch kompensiert, dass der Lautsprecher bei der Ermittlung der Zeitkonstanten unter den Bedingungen gemessen wird, die auch beim späteren Betrieb vorliegen, wodurch natürlich sämtliche Kühlungsmechanismen in die gemessene Zeitkonstante mit einfließen. Die einzige Unzulänglichkeit besteht somit darin, dass durch die mathematischen Algorithmen in der Simulation eine Zusammenfassung sämtlicher Mechanismen erfolgt und ihnen das charakteristische Verhalten der Wärmeleitung verliehen wird.
3. **Gehäuseluft:** Die Simulation der Schwingspulentemperatur geht davon aus, dass sich die Luft im Gehäuseinneren nicht aufheizt und somit stets eine konstante Aufnahme der vom Magneten abgegebenen Wärme sichergestellt ist. Im Dauerbetrieb auf einem hohen Leistungsniveau (z.B. PA-Betrieb) führt diese Vereinfachung zu einer zu langsamen Reaktion des Thermolimiters, wodurch eine nicht zu unterschätzende Gefährdung des Lautsprechers besteht.
4. **Wärmequelle:** Es wird davon ausgegangen, dass die Wärme ausschließlich im ohmschen Widerstand des Kupferdrahtes entsteht. Tatsächlich werden aber durch die induktive Kopplung zwischen Schwingspule und Magnet Wirbelströme im Eisenmaterial des Magneten induziert, die am ohmschen Widerstand des Eisens eine Verlustleistung abfallen lassen und somit eine (Eigen-)Erwärmung des Magneten zusätzlich zu der (im Modell berücksichtigten) Erwärmung durch die Schwingspule hervorrufen [4]. Diese Magneterwärmung sorgt bei längeren Betriebszeiten für eine weitere Verringerung seiner Wärmeaufnahmekapazität und damit der Schwingspulen kühlung, was in der Simulation nicht berücksichtigt wird und somit zu einer zu langsamen Reaktion des Thermolimiters

führt. Wie in Punkt 2., so erfolgt auch hier eine gewisse Kompensation durch die Tatsache, dass das zum Einsatz kommende Messverfahren (s.u.) diesen Faktor mitberücksichtigt, wodurch die Zeitkonstante entsprechend verkürzt wird, so dass die einzige Unzulänglichkeit darin besteht, dass die im Magnet erzeugte Wärme der Schwingspule zugeschrieben wird.

### 9.3.2 Messverfahren zur Ermittlung der thermischen Verhaltens

Die thermischen Messungen wurden mit einer PC-gestützten Messanordnung ermittelt (Messsoftware: „Thermo-Speed“ [4]), bei der der Temperaturverlauf an der Schwingspule durch Beaufschlagung des Lautsprechers mit einem Sinussignal gemessen wird. Im Folgenden wird kurz der theoretische Hintergrund und anschließend die im Rahmen dieser Arbeit entstandene praktische Realisierung des Verfahrens beschrieben.

#### Theoretischer Hintergrund

Das in [4] näher beschriebene Verfahren der Erfassung des Temperaturverlaufs in der Lautsprecherschwingspule basiert auf der Messung des Schwingspulenstromes über einen Messwiderstand (Shunt) aus Manganin, der in Reihe mit dem zu messenden Lautsprecher geschaltet ist. Aus dem gemessenen Spannungsabfall am Widerstand  $U_{shunt}$  wird dann mittels der folgenden Beziehungen der Schwingspulenstrom  $i$  und daraus der Realteil des komplexen Schwingspulenwiderstandes  $Z_{real}$  errechnet:

$$i = \frac{U_{shunt}}{R_{shunt}} \quad Z_{real} = \frac{P_{syst}}{i^2}$$

mit:	$U_{shunt}$	=	Spannungsabfall über dem Messwiderstand (Shunt)
	$R_{shunt} = 0.5\Omega$	:	Widerstandswert des Messwiderstandes (Shunt)
	$Z_{real}$	=	Realteil des komplexen Widerstandes der Schwingspule
	$P_{syst}$	=	Die Wirkleistung, mit der der Lautsprecher beaufschlagt wird
	$i$	=	Der Strom durch die Schwingspule des Lautsprechers

Aus der zeitlichen Änderung des auf diese Weise ermittelten Schwingspulenwiderstandes kann nun die Änderung der Schwingspulentemperatur berechnet werden. Mit Angabe eines Startwertes  $T_0$  (z.B.  $T_0 =$  Zimmertemperatur) ist darüber hinaus die Angabe der absoluten Temperatur möglich:

$$T = T_0 + \Delta T ,$$

$$\Delta T = -\left(\frac{\mathbf{a}_0}{2 \cdot \mathbf{b}_0}\right) + \sqrt{\left(\frac{\mathbf{a}_0}{2 \cdot \mathbf{b}_0}\right)^2 - \frac{1}{\mathbf{b}_0} + \frac{Z_{real}}{\mathbf{b}_0 \cdot Z_{real}(T_0)}}$$

mit:	$T$	= (absolute) Temperatur
	$T_0$	= Schwingspulentemperatur zu Anfang der Messung (Startwert)
	$\Delta T$	= Temperaturänderung in Abhängigkeit der Widerstandsänderung
	$Z_{real}$	= Realteil des komplexen Widerstandes der Schwingspule
	$Z_{real}(T_0)$	= Realteil des Schwingspulenwiderstandes zum Zeitpunkt $T_0$ (Messbeginn)
	$\mathbf{a}_0, \mathbf{b}_0$	= Temperaturkoeffizienten des Schwingspulendrahtes

Die absolute Schwingspulentemperatur für die Bestimmung der Zeitkonstanten  $\tau_{spule}$  natürlich von untergeordneter Bedeutung, da ja hier nur der *Verlauf* der Temperatur interessiert.

Das sinusförmige Messsignal wird in seiner Amplitude geregelt, um so eine konstante Wirkleistung über die Dauer der Messung am Lautsprecher zu erreichen. Die Leistungsregelung stellt eine Besonderheit des Messverfahrens dar, da auf diese Weise der *Realteil* des komplexen Schwingspulenwiderstandes ermittelt wird. Durch die Tatsache, dass der Realteil  $Z_{real}$  anstatt des ohmschen Widerstandes  $R_{spule}$  in die Berechnung der Temperaturänderung einfließt, wird nicht nur die Erwärmung der Schwingspule, sondern auch die Erwärmung des Magneten durch die in ihm induzierten Wirbelströme berücksichtigt. Optional ist es möglich, die Leistung so zu regeln, dass die Wirkleistung der Schwingspule konstant ist. In diesem Fall wird der ohmsche Widerstand  $R_{spule}$  der Schwingspule ermittelt, der dann anstatt  $Z_{real}$  in die Berechnung der Temperaturänderung einfließt, so dass durch die Temperaturberechnung lediglich die Erwärmung der Schwingspule berücksichtigt wird. Die Messergebnisse der beiden Messverfahren unterscheiden sich um so mehr, je größer der Betrag der komplexen Lautsprecherimpedanz  $\underline{Z}$  vom Nennscheinwiderstand entfernt ist.

## Realisierung

Die Leistungsregelung und die Erfassung der Spannungen werden von der DOS-Software „*Thermo-Speed*“ [4] vollautomatisch gesteuert. Die ermittelten Daten werden in eine ASCII-Datei geschrieben, die nach Abschluss der Messung in eine EXCEL<sup>®</sup> - Tabelle geladen wird. Unter EXCEL<sup>®</sup> werden dann auch die weiteren Berechnungen sowie die Visualisierung der Temperaturkurve durchgeführt.

Zur Ausgabe der Messsignale bzw. Aufnahme der gemessenen Spannungen dient die Hardware des ITA-Messsystems des Institutes für technische Akustik in Aachen [6], die aus einer PC-Einsteckkarte mit den AD/DA-Wandlern sowie einem externen Frontend („Robofront“) mit den analogen Messverstärkern besteht. Des weiteren wird ein

Endverstärker zur Verstärkung der Messsignale benötigt, der an die Ausgänge des ITA-Frontends angeschlossen wird.

### Messaufbau

In Abb. 9.3/1 ist der Schaltplan des Messaufbaus abgebildet. Nicht gezeigt ist das Hardware-Frontend „Robofront“ des ITA-Messsystems sowie der Endverstärker, der den Lautsprecher ansteuert und seine Messsignale vom Frontend bezieht (left Output). Der Ausgang des

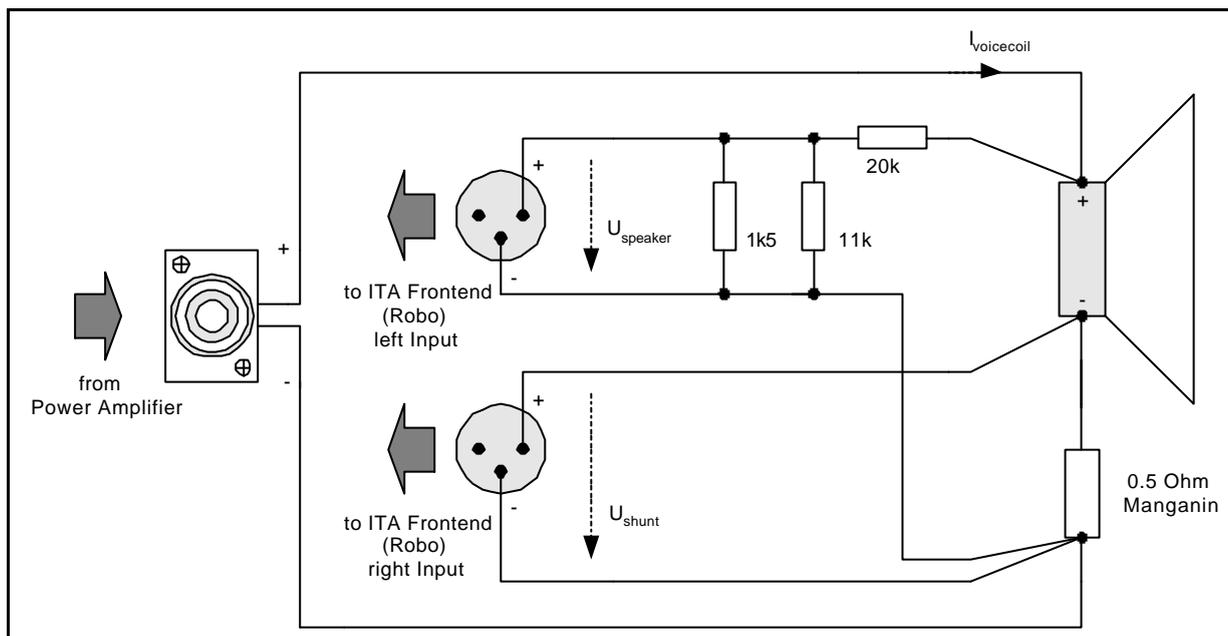


Abb. 9.3/1: Messaufbau zur Messung des Schwingspulen-Temperaturverlaufes in Verbindung mit dem Messprogramm „Thermo-Speed“

Endverstärkers wird mit der Reihenschaltung von Prüfling und Messwiderstand (Manganin,  $R = 0.5 \text{ Ohm}$ ) verbunden. Die gesamte Verschaltung erfolgt im Gegensatz zum Messaufbau in [4] symmetrisch ohne Massebezug, um so den Anschluss von gebrückten Endstufen zu ermöglichen und um eine bessere Störsicherheit zu gewährleisten. Falls die Anordnung mit einem normalen Endverstärker betrieben wird, dessen negativer Ausgang geerdet ist, wird der Pin 3 (-) der beiden XLR-Buchsen automatisch auf Masse gelegt und die beiden Messeingänge des Robo-Frontends asymmetrisch abgeschlossen.

An der oberen XLR-Buchse in Abb. 9.3/1, die mit dem linken Eingang des Messsystems verbunden wird, liegt die Spannung an, die über der Reihenschaltung von Lautsprecher und Messwiderstand abfällt. Die untere XLR-Buchse führt den Spannungsabfall am Messwiderstand als Maß für den Strom durch die Schwingspule des Lautsprechers.

Das Messprogramm „Thermo-Speed“ zieht diesen Spannungswert von dem am anderen Eingang anliegenden ab, um so als Ergebnis den Spannungsabfall über der Schwingspule zu erhalten. Der Spannungsteiler im oberen Zweig teilt die Spannung im Verhältnis 1:20 herunter, um so für eine bessere Anpassung an die empfindlichen Eingänge des

Messsystems zu sorgen. Um alle parasitären Widerstände auszuschließen, werden die Anschlüsse für die Spannungsmessung genauso verbunden bzw. angelötet, wie dies aus der Abbildung hervorgeht. Der Messwiderstand wird so eingestellt (Länge des Manganin-Drahtes), dass man zwischen seinem unteren Anschluss und der unteren Lautsprecherklemme genau 0.5 Ohm misst (unter Bezug auf Abb. 9.3/1). In diesem Falle liegt an der unteren XLR-Buchse genau die über 0.5 Ohm abfallende Spannung an, während der Spannungsteiler den um die Schwingspulenspannung erhöhten Wert herunterteilt.

Bei sämtlichen Übergängen zwischen der oberen Lautsprecherklemme und dem unteren Anschluss des Messwiderstandes ist auf niederohmige Verbindungen zu achten. Die Leitungen über die Speakon-Buchse zu den Endverstärkern ist nicht kritisch, da sie außerhalb der Strommessschleife liegt. Die Verbindungen zu den Messeingängen des Frontends sind ebenfalls unkritisch, da die Spannungsabfälle, die an evtl. Übergangswiderständen der Verbindung abfallen aufgrund des hohen Eingangswiderstandes des Messsystems vernachlässigbar sind.

Die gesamte Anordnung aus Abb. 9.3/1 wurde ohne Funktionsstörungen über Leitungen mit einer Länge von ca. 15 m betrieben.

### **Bestimmung der Zeitkonstante aus dem gemessenen Temperaturverlauf**

Die Zeitkonstante der Schwingspulenerwärmung  $\tau_{spule}$  ist diejenige Zeit, innerhalb der sich die entsprechende Wärmekapazität (hier: Schwingspule) bei Zufuhr der erlaubten Dauerleistung auf die maximal tolerierbare Schwingspulentemperatur  $T_{max}$  erhitzt, wenn *keine* Wärmeableitung zur nächsten Wärmekapazität stattfindet [10].

Wenn die Wärmeleitung berücksichtigt wird, dann wird im Falle der Schwingspule ab einer bestimmten Temperatur die gesamte aufgenommene Wärme an den Magneten abgegeben, weswegen sich die Schwingspulentemperatur ab einem bestimmten Zeitpunkt (theoretisch) vorerst nicht mehr erhöht.

Die Zeitkonstante  $\tau_{spule}$  ist also diejenige Zeit, innerhalb der die Schwingspule als thermisches Element ihre maximalen Wärmekapazität aufgenommen hat (siehe Kap. 8.1).

Die Abb. 9.3/2 zeigt ein Beispiel für eine mit dem beschriebenen Messverfahren ermittelte Temperaturkurve der Schwingspulenerwärmung eines Mittelton - Kalottenlautsprechers. Aus dieser Kurve wird die Zeitkonstante graphisch wie folgt ermittelt: Der Zeitpunkt, an dem die Schwingspule ihre maximale Wärmekapazität erreicht hat, ist durch den Übergang des zunächst steilen Temperaturverlaufes in den flachen Verlauf einer Gerade gekennzeichnet. Man legt nun eine Gerade über den flachen Verlauf und ermittelt denjenigen Punkt, an die Kurve hiervon abweicht und nach unten ausbricht.

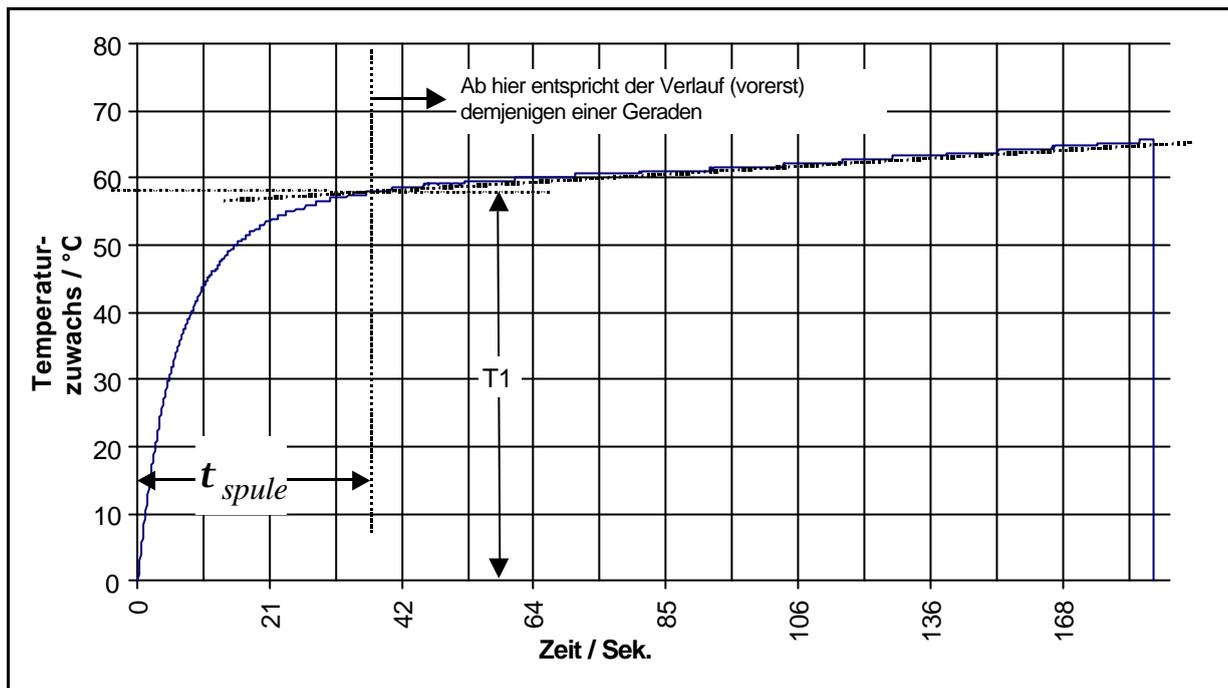


Abb. 9.3/2: Die Ermittlung der Zeitkonstante  $t_{spule}$  für die Schwingpulenerwärmung

Wenn man die Temperaturmessung wie in Abb. 8.1/3 geschehen über einen längeren Zeitpunkt durchgeführt hätte, würde man wieder einen durch die zunehmende Erwärmung des Magneten bedingten steileren Anstieg erkennen, der dann aber auch wieder in einen flacheren übergehen würde. Da es hier lediglich um die Bestimmung der Zeitkonstante der Schwingpulenerwärmung geht, muss die Messdauer so groß sein, dass man den ersten flachen Verlauf eindeutig als Gerade erkennen kann.

### 9.3.3 Messung von Tief- und Mitteltonlautsprechern

Nachfolgend werden die Ergebnisse von Messungen vorgestellt, die mit dem oben beschriebenen Verfahren durchgeführt wurden. Es wurden das thermische Verhalten eines Tieftonlautsprechers (20 cm Durchmesser, eingebaut in ein geschlossenes Gehäuse) sowie einer Mitteltonkalotte (Durchmesser 7.6 cm) bei mehreren Messfrequenzen und -Leistungen untersucht. Beim Tieftonlautsprecher wurden Messungen mit frei schwingender und mit festgespannter Membrane durchgeführt, um so den Einfluss der erzwungenen Konvektion auf die Zeitkonstante zu untersuchen. Zu jeder Messung wurde die Zeitkonstante gemäß dem im vorigen Unterpunkt beschriebenen Verfahren ermittelt.

In der folgenden Abbildung 9.3/3 sind zunächst die Impedanzfrequenzgänge der Lautsprecher gezeigt. Die schwarzen Balken kennzeichnen die Frequenzen, bei denen die einzelnen Messungen durchgeführt worden sind. Der horizontale Pfeil zeigt den Übertragungsbereich an, innerhalb dem der Lautsprecher normalerweise eingesetzt wird.

Die Temperaturmessungen für den Tieftöner sind in Abb. 9.3/4 und für den Mitteltöner in Abb. 9.3/5 gezeigt. Im Rahmen dieser Arbeit wurden nur Messungen mit konstanter Systemleistung durchgeführt. Diese beträgt bei den hier gezeigten Messungen im Falle des Tieftöners (Typ: K + H TT 212 L/TV) 15 W und beim Mitteltöner (Typ: K + H MT 77) 10 W. Es wurde auch bei anderen Leistungen gemessen: Die Ergebnisse sind den Abbildungen 9.3/6 und 9.3/7 zu entnehmen. Dort sind die gemessenen elektrischen Eigenschaften der Lautsprecher und die ermittelten Zeitkonstanten aller Messungen zusammengestellt. Im nächsten Unterpunkt werden die Messergebnisse diskutiert.

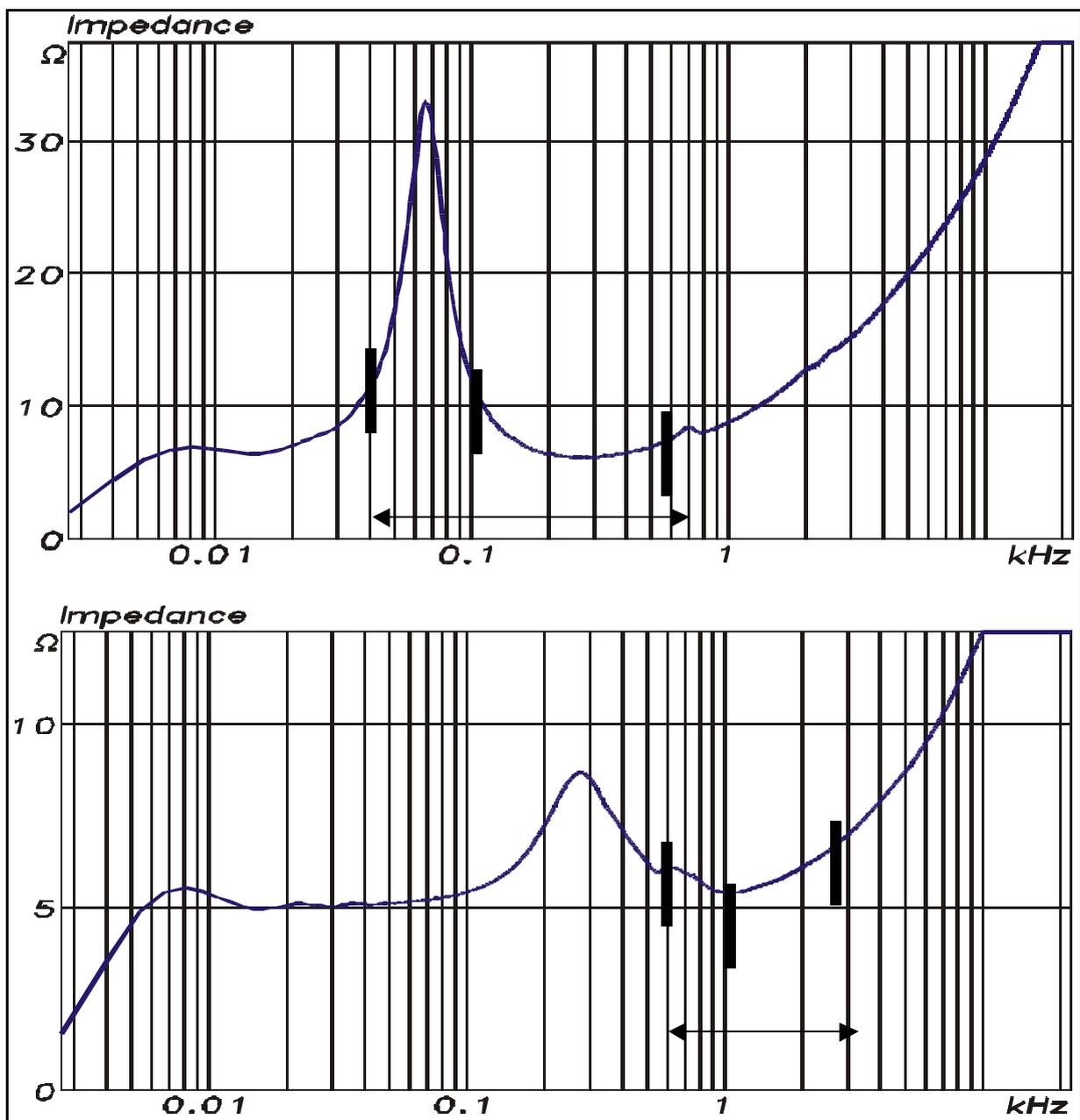


Abb. 9.3/3: Impedanzfrequenzgang des Tieftonlautsprechers (oben) und des Mitteltonlautsprechers (unten)

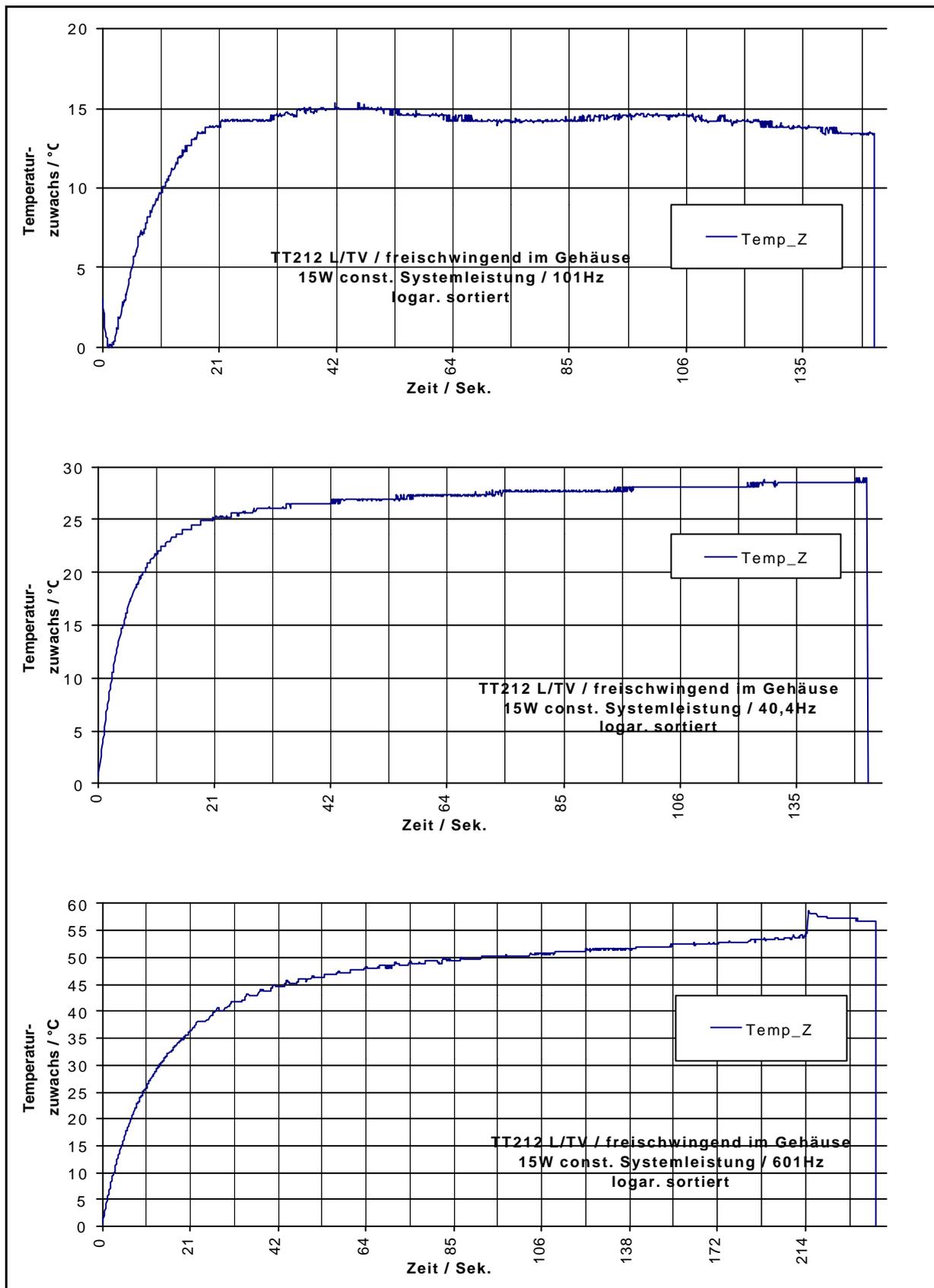


Abb. 9.3/4: Messungen des Tieftonlautsprechers mit 40.4 Hz, 101 Hz, 601 Hz (v.o.n.u.)

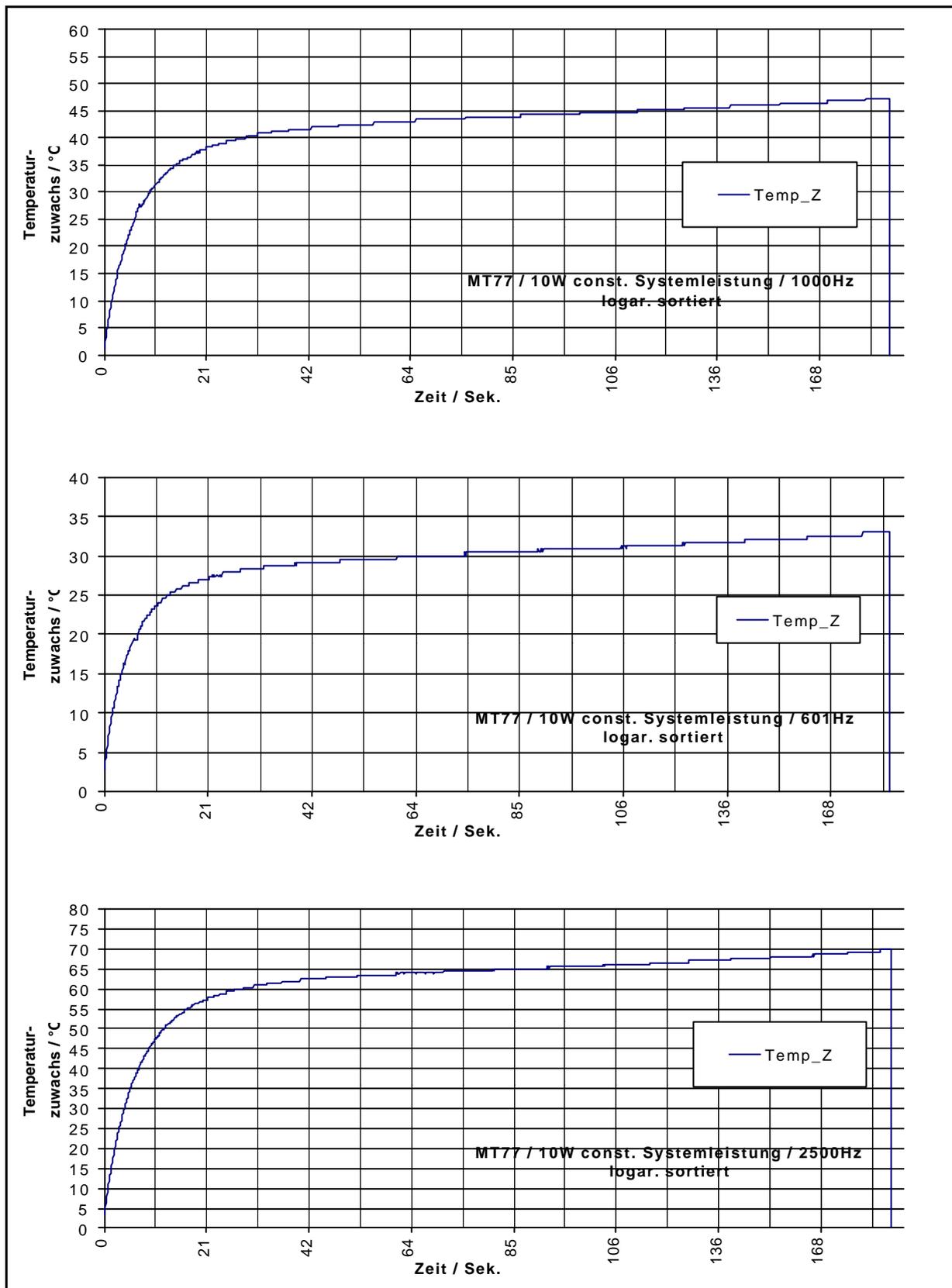


Abb. 9.3/5: Messungen des Mitteltonlautsprechers bei 601 Hz, 1 kHz, 2.5 kHz (v.o.n.u.)

<b>Datum:</b> 05.04.2001			<b>Typ:</b> TT 212 L/TV (Box 1)											
<b>Lautsprecherdaten:</b>														
Gleichstromwiderstand	Rdc	Ohm	5,59											
Frequenz	f	Hz	40,4	101	249	601	300							
Betrag der Impedanz	Z	Ohm	11,6	11,8	6,2	7,5	6,2							
Realteil der Impedanz	Re{Z}	Ohm	8,7	8,5	6,1	7	6,2							
Imaginärteil der Impedanz	Im{Z}	Ohm	7,7	-8,1	-0,7	2,8	0,1							
Phase der Impedanz	arg{Z}	Grad	41,3	-43,7	-6,3	22,1	1,1							
<b>Messung:</b>														
Messmethode			Psyst=const		Psyst=const	Psyst=const								
Messsignal			Sinus		Sinus	Sinus								
Dauer der Messung	h		0,08		0,08	0,08								
Leistung	W		10	5	10	10								
Membran			frei	fest	frei	fest	frei fest frei fest frei fest							
<b>Auswertung:</b>														
Realteil der Impedanz (t=0)	Z_Real(0)	Ohm												
Realteil der Impedanz (t=x)	Z_Real(x)	Ohm												
Zeitkonstante	x	s	40	44	40	45	70	44	64	49				
Schwingspulenstrom (t=0)	i(0)	A												
Schwingspulenstrom (t=x)	i(x)	A												
Temperaturerhöhung (t=x)	Temp_Z(x)	Grad	16	34	9	20		44	27	37	24			
Verhältnis: x/Temp_Z(x)			2,5	1,294	4,444	2,25	#####	#####	1,591	1,63	1,73	2,042	#####	#####

<b>Datum:</b> 06.04.2001			<b>Typ:</b> TT 212 L/TV (Box 1)							
<b>Lautsprecherdaten:</b>										
Gleichstromwiderstand	Rdc	Ohm	5,59							
Frequenz	f	Hz	40,4	66 (Res.)	101	249	601	300		
Betrag der Impedanz	Z	Ohm	11,6	33	11,8	6,2	7,5	6,2		
Realteil der Impedanz	Re{Z}	Ohm	8,7	33	8,5	6,1	7	6,2		
Imaginärteil der Impedanz	Im{Z}	Ohm	7,7	0,05	-8,1	-0,7	2,8	0,1		
Phase der Impedanz	arg{Z}	Grad	41,3	0,09	-43,7	-6,3	22,1	1,1		
<b>Messung:</b>										
Messmethode			Psyst=const		Psyst=const	Psyst=const				
Messsignal			Sinus		Sinus	Sinus				
Dauer der Messung	h		0,08		0,08	0,08				
Leistung	W		15		15	15				
Membran			frei	fest	frei	fest	frei fest frei fest			
<b>Auswertung:</b>										
Realteil der Impedanz (t=0)	Z_Real(0)	Ohm	7,12		7,3		6,42			
Realteil der Impedanz (t=x)	Z_Real(x)	Ohm	7,84		7,7		7,62			
Zeitkonstante	x	s	42		21		64			
Schwingspulenstrom (t=0)	i(0)	A	1,45		1,44		1,52			
Schwingspulenstrom (t=x)	i(x)	A	1,38		1,4		1,4			
Temperaturerhöhung (t=x)	Temp_Z(x)	Grad	26,48		13,87		48,09			
Verhältnis: x/Temp_Z(x)			1,586	#####	#####	#####	1,331	#####	#####	#####

<b>Datum:</b> 05.04.2001			<b>Typ:</b> MT 77										
<b>Lautsprecherdaten:</b>		<b>Testexemplar:</b>		<b>Box 1</b>	<b>MT 2</b>	<b>Box 1</b>	<b>MT 2</b>	<b>Box 1</b>	<b>Box 1</b>				
Gleichstromwiderstand	Rdc	Hz	5,03	5,17	5,03	5,17							
Frequenz	f	Hz	601	600	1000	1000	2500	3000					
Betrag der Impedanz	Z	Ohm	6,1	6,1	5,4	5,6	6,5	7					
Realteil der Impedanz	Re{Z}	Ohm	6,1	6,1	5,4	5,5	5,9	6,1					
Imaginärteil der Impedanz	Im{Z}	Ohm	-0,2	-0,005	0,5	0,52	2,8	3,4					
Phase der Impedanz	arg{Z}	Grad	-2,2	-0,05	5,1	5,36	25,8	29,2					
<b>Messung:</b>													
Messmethode			Psyst=const		Psyst=const	Psyst=const	Psyst=const						
Messsignal			Sinus		Sinus	Sinus	Sinus						
Dauer der Messung	h		0,06		0,06	0,06	0,06						
Leistung	W		5	10	5	2,5	5	10					
Membran			-	-	-	-	-	-					
<b>Auswertung:</b>													
Realteil der Impedanz (t=0)	Z_Real(0)	Ohm	5,15		4,62		5,57						
Realteil der Impedanz (t=x)	Z_Real(x)	Ohm	5,69		5,37		6,86						
Zeitkonstante	x	s	42		49	43	42	42					
Schwingspulenstrom (t=0)	i(0)	A	1,39		1,45		1,34						
Schwingspulenstrom (t=x)	i(x)	A	1,33		1,36		1,21						
Temperaturerhöhung (t=x)	Temp_Z(x)	Grad	29,16		42,54	24	13	62,42					
Verhältnis: x/Temp_Z(x)			#####	1,44	#####	1,152	1,792	3,231	#####	0,673	#####	#####	#####

Abb. 9.3/6: Die Zusammenstellungen sämtlicher Messergebnisse und Lautsprecherdaten

### 9.3.4 Messung von Hochtonlautsprechern

Die zu messende Hochtonkalotte (Durchmesser 2.5 cm, Typ: K + H HT 25, Impedanzfrequenzgang siehe Abb. 9.3/7) besitzt einige konstruktive Besonderheiten, die bei der Temperaturmessung zu einem etwas anderem Verhalten als bei den übrigen Lautsprechern führte: Der Luftspalt ist hier nicht wie normalerweise üblich leer, sondern mit Ferrofluid gefüllt, dies ist eine wärmeleitende viskose Flüssigkeit, die zudem noch ferromagnetische Eigenschaften aufweist. Hierdurch wird ein besserer thermischer Übergang zwischen Schwingspule und Magnet hergestellt, indem die Luft mit ihrer schlechten Wärmeleitfähigkeit durch ein Medium mit einer hohen Wärmeleitfähigkeit überbrückt wird.

Durch diese Maßnahme, die aufgrund des vernachlässigbaren Membranhubes ausschließlich bei Hochtonlautsprechern zum Einsatz kommt, steigt der Anteil der Schwingspulenwärme, der per Wärmeleitung auf den Magneten transportiert wird stark an und sorgt in einem gewissen Maße für ein „Verschmelzen“ der Thermoelemente „Schwingspule“ und „Magnet“ zu einem einzigen Thermoelement.

Im Temperaturverlauf äußert sich diese Tatsache in einem sehr langen Zeitintervall von demjenigen Punkt, an dem die maximale Wärmekapazität der Schwingspule erschöpft ist und die Temperaturkurve in einen horizontalen Verlauf übergeht bis zu dem erneuten langsameren Temperaturanstieg, der durch die Erwärmung des Magneten geprägt wird.

Der erste, durch die Erwärmung der Schwingspule geprägte Anstieg ist dagegen so kurz, dass er mit dem Verfahren nach 9.3.2 nicht dargestellt werden kann, da dieses nach dem Start der Messung erst ab einer gewissen Stabilisierungsphase mit der Aufnahme der Messwerte beginnt. Die Zeitkonstante wurde aus diesem Grund auf ca. 1 s geschätzt.

Zur Gegenprobe wurde noch eine andere Hochtonkalotte ohne Ferrofluid gemessen: Hier zeigte sich dann wie erwartet der gewohnte Verlauf des Temperaturanstiegs ähnlich der Abb. 8.1/3, der deutlich durch das charakteristische Verhalten der beiden Thermoelemente „Schwingspule“ und „Magnet“ geprägt ist.

Bei der Hochtonkalotte mit Ferrofluid wurde zusätzlich zu der Temperaturmessung nach dem oben beschriebenen Verfahren eine direkte Temperaturmessung mittels Thermoelement auf der Kalottenmitte durchgeführt, wobei der Hochtöner mit einem Rauschsignal beaufschlagt wurde. Das Rauschsignal mit weißem Frequenzspektrum wurde mit einem Butterworth-Hochpass 2. Ordnung und einer Trennfrequenz von 3.5 kHz bandbegrenzt. Es ergab sich eine Zeitkonstante von 25 s: Hier erreicht die Kalottentemperatur den vorerst konstanten Temperaturwert von  $T_1 = 50 \text{ °C}$ .

Die Messergebnisse der beiden Hochtöner sind in der Tabelle in Abb. 9.3/8 zusammengefasst.

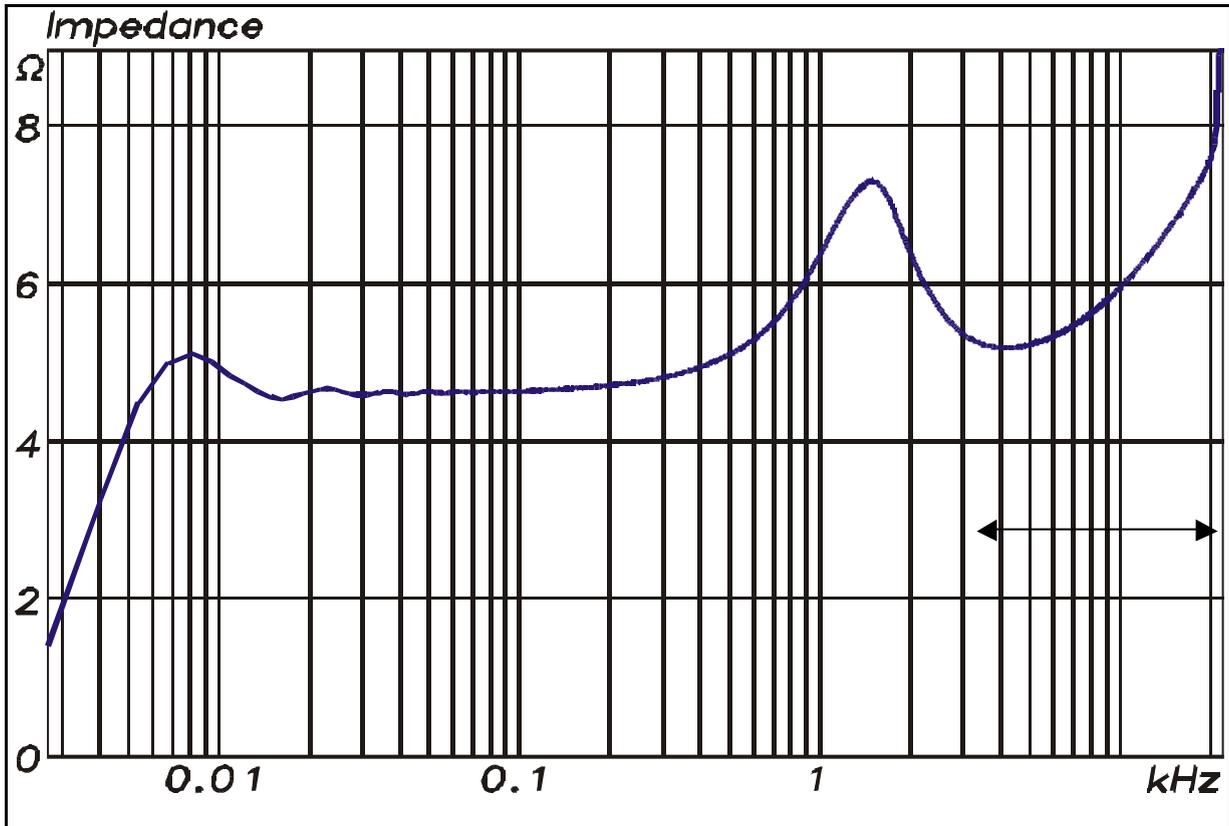


Abb. 9.3/7: Impedanzfrequenzgang des Hochtönlautsprechers mit Ferrofluid

<b>Datum:</b> 05.04.2001		<b>Typ:</b> HT 25		<b>Hochtöner ohne Ferrofluid</b>	
<b>Lautsprecherdaten:</b>		<b>Testexemplar:</b> Test-HT 2			
Gleichstromwiderstand	R <sub>dc</sub>		4.5		6.5
Frequenz	f	Hz	2500		2500
Betrag der Impedanz	Z	Ohm	5.72		7.76
Realteil der Impedanz	Re(Z)	Ohm	5.72		7.46
Imaginärteil der Impedanz	Im(Z)	Ohm	-0.13		-2.13
Phase der Impedanz	arg(Z)	Grad	-1.31		-15.9
<b>Messung:</b>					
Messmethode			<b>direkte Temperaturmess.</b>	<b>konst. Systemleistung</b>	<b>konst. Systemleistung</b>
Messsignal			Noi22, HP2 Butt., 3500Hz	Sinus	Sinus
Dauer der Messung		s	ca. 35	ca. 1500	1500
Leistung		W		2 W	2 W
Membran			-	-	-
<b>Auswertung:</b>					
Realteil der Impedanz (t=0)	Z Real(0)	Ohm			
Realteil der Impedanz (t=x)	Z Real(x)	Ohm			
Zeitkonstante	x	s	25	1	21
Schwingspulenstrom (t=0)	i(0)	A			
Schwingspulenstrom (t=x)	i(x)	A			
Temperaturerhöhung (t=x)	Temp Z(x)	Grad	25	32	8
Verhältnis: x/Temp Z(x)			1	0.03125	2.625

Abb. 9.3/8: Zusammenstellung der Messergebnisse und Lautsprecherdaten (Hochtöner)

### 9.3.5 Auswertung und Diskussion der Messergebnisse

Es folgt nun eine Diskussion der Messergebnisse anhand der Variation der Parameter „Messfrequenz“, „beaufschlagte Leistung“ sowie im Falle des Tieftonlautsprechers „Membran freischwingend/eingespannt“. Dem Hochtonlautsprecher ist ein eigener Unterpunkt gewidmet. Die nachfolgenden Ausführungen basieren nicht nur auf den unter 9.3.3 und 9.3.4 vorgestellten Messergebnissen, sondern auch auf eine Reihe weiterer Messungen an anderen Lautsprechern, die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden.

#### 1.) Messung bei verschiedenen Frequenzen:

Bei den Messungen des Mitteltöners zeichnet sich mit steigender Messfrequenz eine Erhöhung des Temperaturniveaus ab, was aus der verringerten Membranbewegung bei hohen Frequenzen und der damit einhergehenden schlechteren Konvektion folgt. Das Temperaturniveau ist z.B. bei 2500 Hz doppelt so hoch wie bei 600 Hz! Die Zeitkonstante der Schwingspulenerwärmung dagegen ist stark abhängig vom Impedanzfrequenzgang des Lautsprechers. Da dieser im Fall des Mitteltöners im Bereich der Messungen jedoch nur um 1-2 Ohm schwankt (siehe Abb. 9.3.3), sind auch die Zeitkonstanten nahezu gleich (42 s, 49 s, 42 s), die unterschiedliche Konvektion hat also hier nahezu keinen Einfluss auf ihre Länge.

Im Falle des Tieftöners sind die Unterschiede der Zeitkonstanten zwischen den Messergebnissen wesentlich ausgeprägter, was auf die großen Schwankungen im Impedanzfrequenzgang (ca. +/- 10 Ohm) zurückzuführen ist: Wenn man die Messung bei 40 Hz (ansteigende, also induktive Impedanzflanke, unterhalb der Einbau-Resonanzfrequenz im O300D-Gehäuse,  $Z = 11 \text{ Ohm}$ ) mit derjenigen bei 600Hz (ebenfalls ansteigende Impedanzflanke,  $Z = 7,5 \text{ Ohm}$ ) vergleicht, fällt der Unterschied zwischen den Zeitkonstanten wesentlich deutlicher aus: Bei der 600 Hz - Messung ist die Zeitkonstante ca. 50% größer wie diejenige der 40 Hz - Messung. Führt man eine Messung bei 250 Hz (dem Impedanzminimum) durch, so ergibt sich eine weitere Erhöhung von Zeitkonstante und Temperaturniveau im Vergleich zur Messung bei 600 Hz.

Für die Abhängigkeit des Temperaturniveaus von der Frequenz lassen sich im Prinzip die gleichen Aussagen machen wie für den Mitteltonlautsprecher: Die Messungen bei 40 Hz ergaben stets das mit Abstand niedrigste Temperaturniveau, was der erzwungenen Konvektion aufgrund der starken Membranbewegung in diesem Frequenzbereich zuzuschreiben ist. Bei höheren Messfrequenzen ist das Temperaturniveau dementsprechend höher, wobei die Werte auch hier durch starke Unterschiede im Impedanzverlauf in der Art beeinflusst werden, dass die Effekte der Konvektion in den Hintergrund treten: bei der Messung im Impedanzminimum (250 Hz) ergab sich z.B. ein ca. 20-30% höheres

Temperaturniveau als bei 600 Hz, obwohl die dem Lautsprecher zugeführte Leistung bei beiden Messungen gleich war.

Beim Mitteltöner ist dieser Effekt aufgrund der geringen Unterschiede in der Impedanz nicht zu beobachten, hier werden die Verhältnisse durch die Konvektionsunterscheide bestimmt.

Zusammenfassend kann man sagen, dass sich die Länge der Zeitkonstante für die Schwingspulenerwärmung entgegengesetzt proportional zum Betrag der Impedanz verhält: Die Zeitkonstante ist länger bei den Messungen, wo die Messfrequenz bei höheren Impedanzen des Lautsprechers liegt. Dieser Effekt ist in Ansätzen beim Mitteltöner und sehr deutlich beim Tieftöner zu beobachten.

Das Temperaturniveau steigt bei hohen Frequenzen aufgrund der geringer werdenden Konvektion prinzipiell an, außerdem verhält es sich umgekehrt proportional zur Impedanz.

## **2.) Messung mit unterschiedlichen Leistungen**

Die Zeitkonstante der Schwingspulenerwärmung wird bei einer Steigerung der zugeführten konstanten Systemleistung tendenziell größer, was aber in der Regel zu vernachlässigen ist. Das Temperaturniveau ändert sich nahezu linear mit der Leistung, bei einer Leistungsverdopplung verdoppelt sich also auch das Temperaturniveau.

Die gemachten Beobachtungen treten unabhängig von der Messfrequenz in der beschriebenen Art und Weise auf, sie sind somit auch bei Messungen von Tieftönern in der Umgebung der Resonanzfrequenz gültig.

Bei Messungen an Tieftönern mit festgespannter Membran sind die Verhältnisse ebenfalls analog.

## **3.) Messung des Tieftöners mit festgespannter Membran:**

Hier sollte untersucht werden, inwieweit die Zeitkonstante und das Temperaturniveau von denjenigen Ergebnissen abweichen, wie sie bei freischwingender Membran ermittelt wurden. Da der Tieftonlautsprecher bei der Ermittlung der Zeitkonstanten für die Parametrierung der Limiterfunktionen freischwingend betrieben werden sollte, um sämtliche Kühlungsmechanismen in den ermittelten Wert einfließen zu lassen, sind die hier angestellten Versuche vorrangig von akademischem Interesse!

Die Lautsprechermembrane wurde für die Messungen mit einem auf die Staubschutzkalotte aufgesetzten PVC-Rohr, dessen Durchmesser demjenigen der Staubschutzkalotte

entspricht, sowie einer Schraubzwinge eingedrückt und so in ihre mechanische Endstellung gebracht.

Bei niedrigen Messfrequenzen (40.4 Hz) konnte eine leichte Vergrößerung der Erwärmungszeitkonstante von ca. 10% im Vergleich zur Messung mit freischwingender Membrane ausgemacht werden. Jedoch erwärmt sich die Schwingspule auf ein fast doppelt so hohes Temperaturniveau. Dies folgt aus der nun fehlenden erzwungenen Konvektion (= Konvektion durch die Bewegung der Membran), die bei niedrigen Frequenzen einen Großteil der Schwingspulen Kühlung ausmacht.

Bei höheren Messfrequenzen (250 Hz, 600 Hz) wurde eine ca. 20% kürzere Erwärmungszeitkonstante gemessen. Das Temperaturniveau bei festgespannter Membran ist hier interessanterweise niedriger als bei freischwingender Membran, es verringert sich um ca. 30%. Dieser Effekt ist wahrscheinlich eine Folge der veränderten Lage der Schwingspule zum Magneten und den somit veränderten elektrischen Verhältnissen (unterschiedlicher Impedanzfrequenzgang) bei festgespannter Membran. Außerdem trägt die erzwungene Konvektion in diesem Frequenzbereichen nicht so stark zur Schwingspulen Kühlung bei, so dass sich ihr Fehlen weniger stark auswirken sollte wie bei niedrigeren Frequenzen.

Des Weiteren ist bei der Messung mit festgespannter Membran ein stärkerer kontinuierlicher Temperaturanstieg nach dem Verstreichen der Schwingspulenerwärmungszeitkonstante als bei der Messung mit frei schwingender Membran zu beobachten, wobei dieser Effekt sowohl bei niedrigen als auch bei hohen Messfrequenzen gleichermaßen auftritt und somit dem Fehlen der erzwungenen Konvektion wie auch der veränderten Lage der Schwingspule zum Magneten zuzuschreiben ist.

Die beschriebenen Effekte werden weitgehend unabhängig von der jeweils zugeführten Leistung beobachtet, bei niedrigen Frequenzen z.B. ändert sich lediglich das Temperaturniveau analog zur Leistungsänderung.

#### **4.) Zusammenhang zwischen Zeitkonstante und Temperaturniveau:**

Bei der Variation der Messfrequenz wurde im Falle des Tieftonlautsprechers ein annähernd gleichbleibendes Verhältnis zwischen der Länge der Zeitkonstante sowie der Höhe des Temperaturniveaus festgestellt. Dies resultiert aus dem Einfluss der Impedanz, der beim Tieftonlautsprecher stärker in Erscheinung tritt und sich gleichermaßen auf die Zeitkonstante und das Temperaturniveau auswirkt.

Bei der Variation der beaufschlagten Leistung war dies nicht der Fall: hier änderte sich nur das Temperaturniveau (siehe 2.).

## 5.) Messung des Hochtöners:

Bei der direkten Temperaturmessung auf der Kalottenoberseite ergab sich eine relativ lange Zeitkonstante von ca. 25 s, während die Zeitkonstante bei der Sinusmessung mit dem unter 9.3.2 vorgestellten Messverfahren aufgrund ihres geringen Wertes nicht dargestellt werden konnte und auf ca. 1 s geschätzt wurde. Die Temperaturniveaus waren dagegen bei beiden Messungen ähnlich.

Im folgenden werden die Unterschiede der direkten Temperaturmessung aufgezählt und ihre Auswirkung auf das Messergebnis diskutiert:

- Anstatt mit einem sinusförmigen Signal (Crest Factor = 3dB) erfolgt die Beaufschlagung des Lautsprechers mit einem Rauschsignal, das einen Crestfaktor von 12-14 dB aufwies, d.h. bei gleicher mittlerer Leistung stellt das Sinussignal die geringere Belastung dar, weil hier die Leistungsspitzen lediglich um 3dB höher als die mittlere Leistung ausfallen. Dieser Effekt ist aber durch eine entsprechende Drosselung des Rauschsignals auf für den Lautsprecher verträgliche Werte relativiert worden.
- Das Rauschsignal liegt mit einer konstanten Spannungsamplitude am Lautsprecher an, während bei den Sinusmessungen die Amplitude ständig nachgeregelt wird, um die beaufschlagte Leistung konstant zu halten, wodurch der Einfluss der Power Compression ausgeschaltet wird. Durch die Beaufschlagung mit dem ständig größer werdenden Sinussignal wird das Testobjekt also stärker belastet, wodurch sich kürzere Zeitkonstanten und höhere Temperaturniveaus ergeben.
- Beim Rauschsignal wird der Lautsprecher auf allen interessierenden Frequenzen gleichzeitig angeregt, während die Sinusmessung nur eine Frequenz berücksichtigt: Bei der Sinusmessung wird die gesamte beaufschlagte Leistung auf diese Frequenz konzentriert, während diese Leistung beim Rauschsignal auf den gesamten interessierenden Frequenzbereich verteilt wird! Da aber die Länge der Zeitkonstante weitestgehend unabhängig von der beaufschlagten Leistung ist, dürfte sich bei der Messung mit einem Rauschsignal eine Zeitkonstante ergeben, die derjenigen einer Sinusmessung im Impedanzmaximum (niedrigste Zeitkonstante) entspricht. Das Temperaturniveau dagegen wird bei einem stark schwankendem Impedanzfrequenzgang schon eher abweichen, da dieses im jeweiligen Frequenzbereich ja sehr stark von der beaufschlagten Leistung abhängt!
- Die Erfassung der Schwingspulentemperatur, also der Temperatur des Kupferdrahtes, erfolgt bei der Messung mit Sinussignalen und konstanter zugeführter Systemleistung über die Auswertung der Änderung des Stromes, der durch die Schwingspule fließt, d.h. die Temperaturänderung wird direkt an der Wärmequelle erfasst. Bei der Messung mit dem Rauschsignal wird die Temperatur auf der Kalottenoberseite erfasst, weswegen die Dauer der Wärmeleitung von der Schwingspule zur Kalotte in dem gemessenen Wert von 25 s mit enthalten ist.

Die Tatsache, dass das Programm „Thermo-Speed“ aufgrund der verwendeten Hardware nur bis max. 2600 Hz messen kann, schließt die Messung von Hochtonkalotten, auch wenn diese in 3-Wegekombinationen erst ab 3 kHz oder 4 kHz eingesetzt werden, nicht aus: Zum einen dürfte es von der Beeinflussung der Messung durch die Impedanz her keine große Rolle spielen, ob nun bei 2 kHz oder 4 kHz gemessen wird, da der Impedanzfrequenzgang in aller Regel in diesem Bereich nicht sonderlich stark schwankt. Die unterschiedliche Konvektion dürfte ebenfalls nur eine sehr geringe Rolle spielen, da sich die Unterschiede in der Membranbewegung hier in wesentlich geringeren Größenordnungen abspielen als z.B. bei einem Tieftonlautsprecher.

### 9.3.6 Schlussfolgerungen für die Bestimmung der Zeitkonstanten

Aufgrund der starken Abhängigkeit der Zeitkonstante vom Betrag der Impedanz sollte auf jeden Fall eine der Messungen im Impedanzmaximum erfolgen, da sich hier die kleinsten Zeitkonstanten ergeben. Im Falle der Messung von Mitteltonlautsprechern wird dies z.B. eine Messung am oberen oder unteren Rand des Einsatzbereiches sein.

Um im Falle von Tieftonlautsprechern mit ihrem stark schwankendem Impedanzfrequenzgang die richtige Messfrequenz zu finden, kann man die folgenden Überlegungen anstellen:

Die gesuchte Zeitkonstante der Schwingspulenerwärmung ist die Basis für die Simulation der augenblicklichen Schwingspulentemperatur  $T_k$ . Der Threshold-Wert  $T_{\max}$ , ab dem eine Begrenzung erfolgt, wird durch die thermische Dauerbelastbarkeit  $P_{th,lautsp}$  des Lautsprechers bestimmt, die bei Tieftonlautsprechern gleich der Dauerbelastbarkeit nach IEC 268 (Kap. 8.1) gesetzt werden kann. Der Thermolimiter lässt also keine Leistungen oberhalb dieser Dauerbelastbarkeit zu!

Die Spannung, die einem Lautsprecher bei der jeweiligen Frequenz zugeführt werden muss, um ihn mit seiner Dauerbelastbarkeit zu beaufschlagen, kann man in Abhängigkeit seines Impedanzfrequenzgangs gemäß folgender Beziehung ausrechnen:

$$U = \sqrt{P_{th,lautsp} \cdot |Z(f)|}$$

Der aus dieser Formel resultierende Spannungsverlauf ist in Abb. 9.3/9 für den 12“ Tieftonlautsprecher eines aktiven Studiomonitors über der Frequenz aufgetragen. Des Weiteren ist die maximale Ausgangsspannung, die der entsprechende Endverstärker im Leerlauf liefern kann, als horizontale Linie eingetragen. Man erkennt, dass die Ausgangsspannung des Endverstärkers nicht ausreicht, um den Lautsprecher im Bereich der Impedanzmaxima mit seiner Dauerleistung zu beaufschlagen! In den Frequenzbereichen,

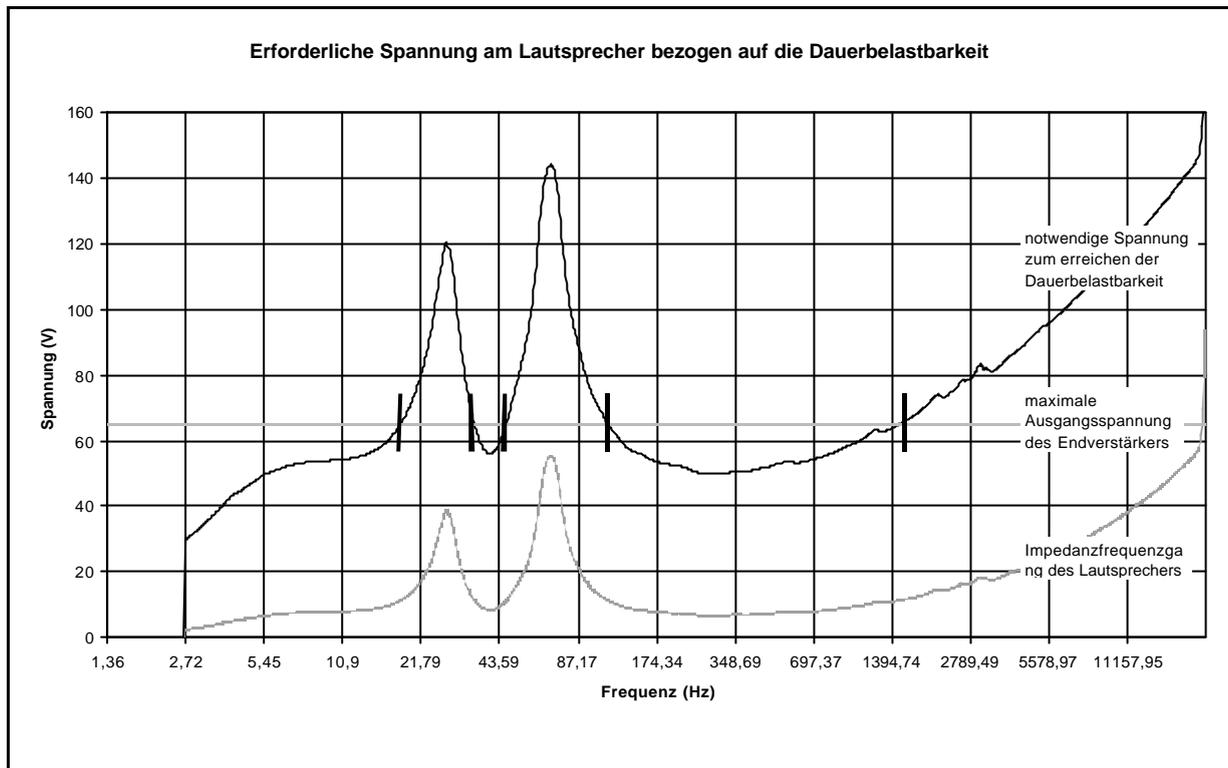


Abb. 9.3/9: Zur Bestimmung der Messfrequenzen bei Tieftonlautsprechern (siehe Text)

in denen sich die Kurve der erforderlichen Lautsprecherspannung oberhalb der maximalen Verstärkerspannung bewegt, müssen also keine Temperaturmessungen durchgeführt werden.

Die Frequenzen, bei denen das Temperaturverhalten gemessen werden sollte, sind durch die Schnittpunkte der beiden Kurven gegeben. Hier treten die größten Impedanzwerte und somit die kürzesten Zeitkonstanten auf, bei denen der Endverstärker noch in der Lage ist, den Lautsprecher mit seiner thermischen Dauerbelastbarkeit zu beaufschlagen.

Für die Ermittlung des entgültigen Wertes wird dann diejenige Messung mit der kürzesten Zeitkonstante herangezogen.

Die Dauer der Temperaturmessung muss stets so gewählt werden, dass man den Übergang der Kurve in den linearen Bereich (Gerade) deutlich nachvollziehen kann!

Durch die Tatsache, dass bei der Ermittlung der Zeitkonstanten mittels Sinussignal und nachgeregelter Amplitude eine stärkere Belastung des Lautsprechers erfolgt als dies beim späteren Betrieb mit Musiksignalen der Fall ist, erhält man eine tendenziell kürzere Zeitkonstante. Um einen gewissen Sicherheitsfaktor zu schaffen, sollte man diese ohne entsprechende Korrektur zur Parametrierung des Digitalcontrollers heranziehen.

### 9.3.7 Die Ermittlung der thermischen Belastbarkeit

Die maximale thermische Belastbarkeit  $P_{th,lausp}$  ist die tatsächliche Leistung, mit der ein Lautsprecher dauerhaft beaufschlagt werden darf, ohne dass eine Beschädigung auftritt. Sie wird im Menü „Limiter Settings“ unter „Thermo Limit“ angegeben und bestimmt den Threshold-Wert  $T_{max}$  des Thermolimiters.

Bei Tieftonlautsprechern kann man diesen Wert mit der Dauerbelastbarkeit nach IEC 268 gleichsetzen. Diese mit einem *breitbandigen* Messsignal ermittelt wird, dessen spektrale Energieverteilung an diejenige eines durchschnittlichen Musiksignals angelehnt ist (siehe Abb. 9.3/10).

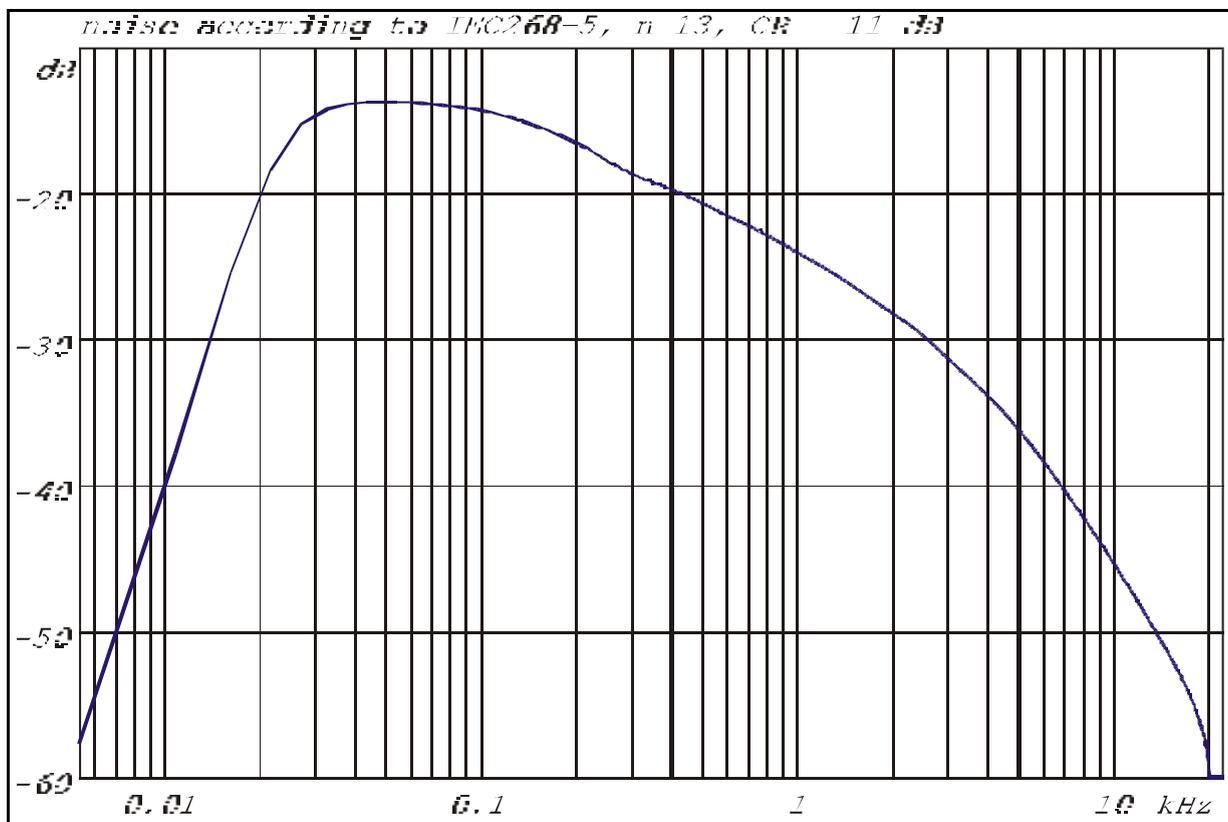


Abb. 9.3/10: Spektrum des Rauschsignals nach IEC 268-5

Die Dauerbelastbarkeit von Hoch- und Mitteltonlautsprechern wird nach IEC zwar mit demselben Messsignal bestimmt, dieses wird jedoch nach dem Einstellen der Prüfleistung (die dann später als Dauerbelastbarkeit nach IEC angegeben wird) auf den jeweiligen Einsatzbereich des Lautsprechers bandbegrenzt, weswegen die tatsächlich am Lautsprecher anliegende Leistung natürlich geringer ist als diejenige, die später im Datenblatt steht. In der Abb. 9.3/11 sind beispielhaft zwei Spektren gezeigt, die aus der Bandbegrenzung des IEC-Spektrums entstanden sind und zur Bestimmung der Dauerbelastbarkeit eines Hoch- bzw. Mitteltonlautsprechers verwendet wurden.

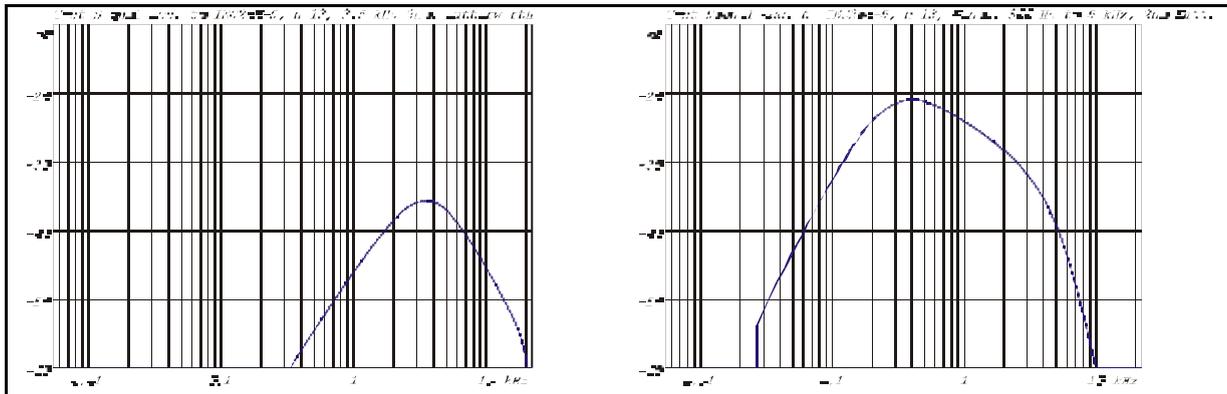


Abb. 9.3/11: Spektren bandbegrenzter IEC-Signale. Links: Signal zur Messung eines Hochtöners, bandbegrenzt mit einem Butterworth-HP 2. Ordn. bei 3.5 kHz, Rechts: Signal zur Messung eines Mitteltöners, bandbegrenzt mit einem Butterworth-BP 2. Ordn., 300 Hz – 5 kHz

Im Fall von Hoch- und Mitteltonlautsprechern muss man nun ausgehend von den Angaben des Datenblattes auf die zur Parametrierung des Peaklimiters erforderliche thermische Dauerbelastbarkeit schließen.

Hierzu wurde der Frequenzgang des IEC-Rauschsignales in MFX [6] konstruiert (Abb. 9.3/10). Anschließend wurde ein Rauschsignal mit diesem Spektrum erstellt und sein Effektivwert  $U_{IEC,eff}$  berechnet. Das Originalspektrum wurde dann mit denselben Butterworth-Filtern bandbegrenzt, mit denen auch die IEC-Dauerbelastbarkeit im Datenblatt des jeweiligen Lautsprechers angegeben wurde siehe Abb. 9.3/11. Aus diesen Spektren wurden ebenfalls Rauschsignale erstellt und die entsprechenden Spannungen  $U_{HT,eff}$ ,  $U_{MT,eff}$  gemessen.

Durch die Bildung der quadratischen Verhältnisse der Effektivwerte erhält man das Verhältnis der Leistungen der beiden Rauschsignale. Wenn man diesen Zahlenwert mit dem Verhältnis aus der bekannten IEC-Belastbarkeit und der gesuchten thermischen Dauerbelastbarkeit gleichsetzt gemäß

$$\left( \frac{U_{IEC,eff}}{U_{HT(MT),eff}} \right)^2 = \frac{P_{IEC,lautsp}}{P_{th,lautsp}},$$

so erhält man nach Auflösung der Gleichung direkt die gesuchte thermische Dauerbelastbarkeit  $P_{th,lautsp}$ .

## 9.4 Akustische Überprüfung der ermittelten Werte

Unabhängig davon, mit welcher Sorgfalt die Parameter des Peak- und Thermolimiters ermittelt wurden, sollte abschließend stets eine akustische Kontrolle des Systems erfolgen. Die Parametrierung der FIR-Filterkoeffizienten sollte zu diesem Zeitpunkt abgeschlossen sein, damit die Arbeitsbedingungen für die einzelnen Lautsprecherkomponenten bei der Überprüfung der Limiter dieselbe ist, wie auch beim späteren Einsatz des Systems.

Bei den folgenden Hörtests ist darauf zu achten, dass die Limiter des entsprechenden Weges auch aktiv sind, was an der entsprechenden LED auf der Frontplatte des Digitalcontrollers (siehe Abbildung der Frontplatte im Kap. 2) zu verifizieren ist!

### Musikbeispiele

Wie auch bei anderen akustischen Prüfungen von Lautsprechern, so sollten die einzelnen Musikbeispiele auch in diesem Fall den beurteilenden Person bis ins Detail bestens bekannt sein. Für jeden Lautsprecherweg sollten mehrere Musikbeispiele vorliegen, die aufgrund ihrer spektralen Energieverteilung und anderer Eigenschaften den jeweiligen Weg besonders stark „beanspruchen“. Für die Beurteilung der Limiterparameter des Tieftonweges werden dies z.B. Musikstücke sein, bei denen die tieffrequenten Signalanteile stark betont, aber dennoch sauber wiedergegeben werden. Die Anforderung an die „Sauberkeit“ ist hier sehr hoch, da sich so evtl. Verzerrungen wesentlich leichter heraushören lassen.

### Sinustöne

Für eine akustische Überprüfung des Thermolimiters bieten sich zusätzlich Sinustöne an, da hier die Belastung bei einer bestimmten Frequenz konzentriert ist und man so bei evtl. Verzerrungen leichter auf ihre Ursache schließen kann. Aufgrund der hohen konzentrierten Schalldruckpegel sollte man bei dieser Überprüfung einen Gehörschutz tragen, die Hörbarkeit von Verzerrungen wird durch diese Maßnahme kaum beeinträchtigt.

### Sinusbursts

Sinusbursts eignen sich gut zur Überprüfung der Wirksamkeit von Peaklimitern. Bei Tieftonlautsprechern kann man den Einsatz des Peaklimiters anhand der Membranbewegung nachvollziehen: Zu Beginn eines Burstpaketes muss bei einer entsprechenden Parametrierung des Peaklimiters der Overshoot anhand eines größeren Membranausschlages zu erkennen sein. Der Sinusburst muss sauber wiedergegeben werden, anfängliche Verzerrungen deuten auf eine zu lange oder zu hohe Overshoot-Phase hin.

## Korrektur der ermittelten Limiterparameter

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Erfahrung gemacht, dass die ermittelten Zeitkonstanten für den Thermolimiter bei Hoch- und Mitteltonlautsprechern i.d.R. zu groß waren und teilweise um über 50 % verringert werden mussten. Dies lag an der Tatsache, dass sich der Lautsprecher aufgrund der hohen Abhörlautstärken doch zu stark erwärmte, was eine Erhöhung der Eingreifgeschwindigkeit des Peaklimiters erforderte.

Des Weiteren konnten die Werte für die thermischen Dauerbelastbarkeiten der Lautsprecher zur Erhöhung der Sicherheit in den Hoch- und Mitteltonwegen etwas verringert werden, da kurzzeitige Impulse wegen des verhältnismäßig trägen Verhaltens des Thermolimiters immer noch einwandfrei wiedergegeben wurden und somit kein Kompromiss bei der Übertragungsqualität eingegangen werden musste.

In einigen Fällen waren gerade bei Tieftönen noch Verzerrungen der Lautsprecher auszumachen, die nicht toleriert werden konnten, obwohl zu keinem Zeitpunkt eine Gefahr für den jeweiligen Lautsprecher bestand. Hier wurden die Eingaben für den Peaklimiter etwas verringert, allerdings wurden anstatt der Angaben zu den Peakbelastbarkeiten der Lautsprecher diejenigen zu den Dauerleistungen der Endverstärker verändert, da hierdurch der Overshoot, der unverzerrt wiedergegeben wurde erhalten blieb. Als Folge dieser Änderung war der Threshold-Wert des Peaklimiters nun unterhalb demjenigen des Thermolimiters angesiedelt, der dadurch nicht mehr zum Einsatz kam.

Des Weiteren waren die Verhältnisse in der Regel so, dass die zur Peakbelastbarkeit der Lautsprecher eingegebenen Werte stets größer als diejenigen der Endstufenpeakleistung waren.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die in Kap. 9.2 und 9.3 beschriebene Ermittlung der Limiterparameter zwar nicht für alle Einstellgrößen die entgeltliche Parametrierung darstellt, aber dennoch eine gute und in Anbetracht der zahlreichen einzustellenden Werte notwendige Basis ergibt, um eine relativ zügige akustische Ermittlung der entgeltlichen Werte zu ermöglichen.

## 10 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Diplomarbeit konnten eine Reihe von Erfahrungen im Umgang mit der noch jungen Thematik der digitalen Lautsprecherentzerrung gewonnen werden, speziell was ihre Adaption auf den Bereich des Studiolautsprechers betrifft. Durch die Möglichkeiten, die durch die FIR-Technologie sowie die aufwendig implementierten Schutzfunktionen geboten werden, wird der Entwicklungsprozess eines aktiven Lautsprechers keineswegs vereinfacht. Ganz im Gegenteil werden eine Reihe von zusätzlichen, größtenteils nicht standardisierten Angaben erforderlich, die aufgrund ihrer Vielfalt nicht auf dem experimentellen Weg ermittelt werden können.

### Parametrierung

Im Zusammenhang mit der Ermittlung der Limiterparameter für den Digitalcontrollers wurden eine Reihe von Messabläufen und Vorgehensweisen ermittelt, die zu einer relativ genauen Eingrenzung der Parameter geführt haben, wenn auch noch weiterer Bedarf an Messverfahren besteht, die den späteren Anwendungsfall, nämlich die Wiedergabe von Musik oder Sprache, besser berücksichtigen.

Ein Schritt in diese Richtung wäre z.B. die Messung der thermischen Zeitkonstanten bei Lautsprechern mit einem Rauschsignal, das in seinen Eigenschaften dem durchschnittlichen Musiksignal näher kommt als das Sinussignal, welches hier zur Beaufschlagung der Lautsprecher verwendet wurde.

Hierzu müsste eine Software geschrieben werden, die prinzipiell die gleichen Aufgaben erfüllt wie das Programm „Thermo-Speed“, deren Berechnungen sich aber auf Rauschsignale stützen. Auf diese Weise könnte der Parameter „Messfrequenz“, dessen Variation die stärksten Schwankungen im Messergebnis zur Folge hatte, ausgeschaltet werden.

Im Fall der FIR-Filterberechnung stellt sich das Problem wie folgt dar: Aufgrund der prinzipbedingten Grundlaufzeit der FIR-Filter ergibt sich bei einer komplexen Entzerrung eines Systems stets die parasitäre Signaldurchlaufzeit. Wenn man versucht, diese zu verringern, geht man bezüglich der Frequenzauflösung und der niedrigsten unteren Grenzfrequenz, bis zu der die linearphasige Entzerrung erfolgt, einen Kompromiss ein.

Bei hohen Ansprüchen an die Wiedergabequalität sollte stets eine linearphasige Entzerrung bis zur unteren Grenzfrequenz des Systems erfolgen, da gerade hier durch das Tieftonlautsprechersystem die größten Schwankungen in der Gruppenlaufzeit verursacht werden.

Bei diesen Zusammenhängen handelt es sich nicht um Systemschwächen, sondern vielmehr um die Auswirkungen prinzipieller mathematischer Zusammenhänge, die nicht verhindert werden können. Aus diesem Grunde muss man versuchen, die Rahmenbedingungen in

Anwendungen, bei denen sich eine Latenzzeit eigentlich verbietet, an letztere anzupassen, zumal ein digitaler Studiolautsprecher heutzutage nicht das einzige Gerät einer modernen Studioumgebung darstellt, welches über eine gewisse Signaldurchlaufzeit verfügt.

## **Hardware**

Durch den Einzug digitaler Technik in einen aktiven Studiomonitor werden eine Reihe von neuen Problemen aufgeworfen, die sich durch das Zusammenspiel zwischen analoger und digitaler Technik ergeben. Diese sind gerade bei hohen Ansprüchen an die Signalübertragung nur durch aufwendige und damit teure Maßnahmen in den Griff zu bekommen.

Im Rahmen der Hardwareentwicklung wurde sich mit verschiedenen Problemen wie z.B. dem Layout eines DA-Wandlers oder der Masseführung befasst und entsprechende Lösungen erarbeitet.

Für die Zukunft wäre die Ausweitung der digitalen Signalverarbeitung in Richtung der Lautsprecherchassis durch den Austausch herkömmlicher linearer Endverstärkerschaltungen gegen moderne PWM - Konzepte ein Weg in die richtige Richtung. Diese könnten ohne eine DA-Wandlung direkt durch das digitale Audiosignal angesprochen werden, was den Schaltungsaufbau vereinheitlichen würde. Durch die geringere Verlustleistung dieser Verstärker könnte die Elektronik kompakter und kostengünstiger aufgebaut werden, was den Einsatz der Digitaltechnik als einen serienmäßigen Bestandteil kleinerer Systeme wie z.B. einen 2-Wegemonitor ermöglichen würde.

## 11 Literaturverzeichnis

- [1] *ATC Loudspeakers:*  
**ATC Specification – General Notes**
- [2] *Beierlein, Thomas / Hagenbruch, Olaf:*  
**Taschenbuch Mikroprozessortechnik**  
Fachbuchverlag Leipzig, 1999
- [3] *Behler, Gottfried Dr.-Ing.:*  
**Hilfetext zum Lautsprechersimulationsprogramm Bassyst**  
Version 2.0, 1998
- [4] *Bernhard, Armin:*  
**Entwurf und Realisierung einer PC-gestützten Messtechnik zur Bestimmung der thermischen Ersatzschaltbildparameter in Lautsprechern**  
Diplomarbeit am Institut für technische Akustik, RWTH Aachen und an der Technischen Universität Wien, 1997
- [5] *DIN 45573, Teil 2:*  
**Lautsprecher-Prüfverfahren: Prüfung der Nennbelastbarkeit**
- [6] *Goertz, Anselm Dr.-Ing. (Hg.):*  
**Handbuch Monkey Forest Audio Meßsystem.**  
Audio & Acoustics Consulting Aachen, 12.12.1999  
(die aktuelle Version des Handbuchs kann als PDF unter [www.anselmgoertz.de](http://www.anselmgoertz.de) heruntergeladen werden)
- [7] *Goertz, Anselm Dr.-Ing.:*  
**Vergleich messtechnischer Ergebnisse und Hörversuche bei Leistungsverstärkern im Grenzlastbereich**  
Vortrag auf der 21. Tonmeistertagung 2000, Hannover  
(Download unter [www.anselmgoertz.de](http://www.anselmgoertz.de))
- [8] *von Grünigen, Daniel Ch:*  
**Digitale Signalverarbeitung.**  
VDE Verlag, 1993

- [9] *Lüke, Hans Dieter:*  
**Signalübertragung**  
Springer-Verlag, 6. Auflage 1995
- [10] *Müller, Swen:*  
**Digitale Signalverarbeitung für Lautsprecher.**  
Dissertation am Institut für technische Akustik, RWTH Aachen, 1999  
(PDF kann unter [www.akustik.rwth-aachen.de](http://www.akustik.rwth-aachen.de) heruntergeladen werden)
- [11] *Nus, Patrice:*  
**Praxis der digitalen Signalverarbeitung.**  
Elektor Verlag, 2000
- [12] *Peerless Fabrikkerne A/S:*  
**Peerless Standard for Acoustic Measurement (PSAM)**
- [13] *Skritek, Paul:*  
**Handbuch der Audio-Schaltungstechnik**  
Franzis-Verlag, 1988
- [14] *Zölzer, Udo:*  
**Digitale Audiosignalverarbeitung**  
B.G. Teubner Verlag, Stuttgart, 2. Auflage 1997

# 12 Anhang

## Definitionen wichtiger Begriffe

- FIR - Bandpässe** Die FIR - Bandpässe des Digitalcontroller besorgen sämtliche erforderlichen Eingriffe im Frequenz- und Phasengang, um eine den Sollvorgaben entsprechende  $\Rightarrow$  resultierende Funktion des  $\Rightarrow$  Gesamtsystems zu erreichen. Diese komplexe Entzerrung des Lautsprechersystems erfordert den Einsatz der FIR -Digitalfiltertechnik, die eine unabhängige Bearbeitung von Betrag und Phase eines Signals ermöglicht. Die FIR - Bandpässe werden durch die  $\Rightarrow$  Parametrierung eingestellt und können vom Anwender nicht beeinflusst werden.
- Gain Ranging** Mit Gain Ranging wird ein Verfahren zur Analog/Digitalwandlung von Audiosignalen bezeichnet, bei dem zur Vergrößerung der maximal möglichen Eingangsdynamik zwei Wandler pro Audiokanal eingesetzt werden. Der eine A/D-Wandler wird direkt durch das Audiosignal gespeist, während dem zweiten A/D-Wandler das um einen bestimmten Pegel verstärkte Audiosignal zugeführt wird. Hierdurch wird die maximal mögliche Eingangsdynamik um den Pegelunterschied zwischen dem verstärkten und nichtverstärktem Audiosignal erhöht. Eine nachfolgende digitale Signalverarbeitung dient dazu, rechtzeitig vor der Übersteuerung des mit dem verstärkten Signal gespeisten Wandlers auf den zweiten Wandler umzuschalten. Die Übersteuerungsgrenze der Anordnung ist dann erreicht, wenn auch der zweite Wandler voll angesteuert ist. Ein Regelkreis überwacht dabei ständig die Verstärkungsdifferenz und DC-Verhältnisse der beiden Stufen und kompensiert diese, um Schaltverzerrungen zu verhindern.
- Gesamtsystem** Das Gesamtsystem setzt sich stets aus den folgenden drei Komponenten zusammen:  
1. Digitalcontroller,  
2. Endverstärker,  
3.  $\Rightarrow$  Lautsprechersystem  
Für jedes Gesamtsystem muss ein eigener  $\Rightarrow$  Parametersatz ermittelt werden, um die Eigenschaften der darin enthaltenen Komponenten zu berücksichtigen.
- Gruppenlaufzeit** Wenn man den  $\Rightarrow$  Phasengang nach der Frequenz differenziert, erhält man die Gruppenlaufzeit (*engl. group delay*). Diese beschreibt über der Frequenz die zeitliche Verzögerung, die eine spektrale Komponente (z.B. eines Tones) bei der Übertragung über das jeweilige System erfährt.
- IIR - Digitalfilter** Der Orts - EQ und der parametrische EQ sind bei dem in dieser Arbeit besprochenen Digitalcontroller in IIR- Digitalfiltertechnik realisiert. Diese Technologie ermöglicht vielfältige Beeinflussungsmöglichkeiten im Frequenzgang durch den Anwender bei vergleichsweise geringem Rechenaufwand. Der Nachteil der IIR - Digitalfilter sind die Phasenunlinearitäten, die genau wie bei in Analogtechnik realisierten Filtern

im Zuge der Frequenzbeeinflussung auftreten, und zwar genauso wie dort um so stärker, je höher die Anhebung oder Absenkung sowie die Filtergüte ist.

### **Impulsantwort**

Wird ein System mit einem idealen Impuls (Dirac-Stoß: unendlich schmaler und hoher Einzelimpuls) an seinem Eingang beaufschlagt, erhält man am Ausgang des Systems die Impulsantwort. Durch die Angabe der Impulsantwort ist das System vollständig beschrieben, und durch die Anwendung der Fouriertransformation wird die Impulsantwort aus dem Zeitbereich in die Frequenzebene transformiert und man erhält die  $\Rightarrow$  komplexe Übertragungsfunktion des Systems. Impulsantwort und komplexe Übertragungsfunktion beinhalten also dieselbe Information über das System.

### **Komplexe Übertragungsfunktion**

Die komplexe Übertragungsfunktion eines Systems beschreibt allgemein das Verhältnis zwischen dem am Ausgang des Systems anliegenden Signal geteilt durch das am Eingang anliegende. Durch die komplexe Übertragungsfunktion werden die elektrischen Eigenschaften des Systems vollständig beschrieben: Ihr Betrag, aufgetragen über der Frequenz, wird auch als Amplitudengang oder Frequenzgang des Systems bezeichnet, während ihre Phase auch als  $\Rightarrow$  Phasengang bezeichnet wird. Wenn man die komplexe Übertragungsfunktion mittels der inversen Fouriertransformation in den Zeitbereich überführt, ergibt sich die  $\Rightarrow$  Impulsantwort des Systems. Impulsantwort und komplexe Übertragungsfunktion besitzen denselben Informationsgehalt, also z.B. Amplitudengang, Frequenzgang, Zerfallspektrum, Gruppenlaufzeit, Ortskurve, usw.

### **Parametersatz**

Der Parametersatz ist eine spezifische Datei für den Digitalcontroller, in der alle internen Einstellungen desselben enthalten sind, um in einem bestimmten  $\Rightarrow$  Gesamtsystem eine  $\Rightarrow$  resultierende Funktion zu erreichen, die in ihrem Betragfrequenzgang der  $\Rightarrow$  Zielfunktion entspricht und deren Phasengang die vorgegebenen Bedingungen erfüllt. Für jedes Gesamtsystem existiert also ein eigener Parametersatz, der im Akustiklabor (reflexionsarme Messbedingungen!) ermittelt wird. Der Parametersatz wird bei der Installation des Controllers vom Anwender einmalig geladen, die Einstellungen innerhalb eines Parametersatzes können nachträglich nicht verändert werden. So sind zum Beispiel die standardmäßig im Digitalcontroller einprogrammierten Lautsprecherparametersätze i.d.R. so ermittelt, dass sich unter reflexionsarmen Bedingungen ein linearer Betragsfrequenzgang und je nach Parametersatz linearer oder minimaler Phasenfrequenzgang des Gesamtsystems ergibt.

### **Lautsprechersystem**

Das Lautsprechersystem besteht im Falle einer PA-Anlage aus der Hoch-, Mittel- und Tieftonlautsprecherbox sowie einem evtl. vorhandenen Subwoofer. Im Falle der Ansteuerung eines Studiomonitors sind der Hoch-Mittel- und Tieftontreiber des Monitors gemeint, auch hier wieder evtl. ergänzt durch einen Subwoofer. Das Lautsprechersystem kann dabei auch selbst vorgeschaltete passive frequenz- oder phasenbeeinflussenden Netzwerke besitzen, die dann entsprechend berücksichtigt werden.

- Linearphasig** Ein linearphasiges System ist dadurch gekennzeichnet, dass die Phase der Übertragungsfunktion eine lineare Funktion von der Frequenz ist. Hierdurch ergibt sich eine konstante  $\Rightarrow$  Gruppenlaufzeit dieses Systems, was bedeutet, dass alle spektralen Komponenten z.B. eines Tones die gleiche Verzögerung durch das jeweilige System erfahren, d.h. sie „erscheinen“ alle mit der gleichen Verzögerung am Ausgang.
- Minimalphasig** Bei einem minimalphasigen System ist die Phase der Übertragungsfunktion im Gegensatz zum  $\Rightarrow$  linearphasigen System keine lineare Funktion von der Frequenz. Der Phasengang eines minimalphasigen Systems bedingt eine Gruppenlaufzeit, die bei jeder Frequenz ihren minimalen Wert besitzt, d.h. jede einzelne spektrale Komponente eines Signals erfährt die jeweils kürzest mögliche Verzögerungszeit durch das System, wobei die einzelnen spektralen Komponenten natürlich mit verschiedenen Verzögerungszeiten am Ausgang des Systems „erscheinen“.
- Output Scaling** Das Output - Scaling legt die Wertebereiche der digitalen Pegel fest, die nach der digitalen Signalverarbeitung auf die D/A-Wandler der einzelnen Wege gegeben werden.
- Parametersatz** Der Parametersatz ist eine spezifische Datei für den Digitalcontroller, in der alle internen Einstellungen desselben enthalten sind, um in einem bestimmten  $\Rightarrow$  Gesamtsystem eine  $\Rightarrow$  resultierende Funktion zu erreichen, die in ihrem Betragfrequenzgang der  $\Rightarrow$  Zielfunktion entspricht und deren Phasengang die vorgegebenen Bedingungen erfüllt. Für jedes Gesamtsystem existiert also ein eigener Parametersatz, der im Akustiklabor (reflexionsarme Messbedingungen!) ermittelt wird. Der Parametersatz wird bei der Installation des Controllers vom Anwender einmalig geladen, die Einstellungen innerhalb eines Parametersatzes können nachträglich nicht verändert werden. So sind zum Beispiel die standardmäßig im Digitalcontroller einprogrammierten Lautsprecherparametersätze i.d.R. so ermittelt, dass sich unter reflexionsarmen Bedingungen ein linearer Betragsfrequenzgang und je nach Parametersatz linearer oder minimaler Phasenfrequenzgang des Gesamtsystems ergibt.
- Parametrierung** Unter Parametrierung wird im Rahmen dieser Arbeit das Erstellen des  $\Rightarrow$  Parametersatzes mit allen notwendigen Angaben bei der Lautsprecherentwicklung im Akustiklabor verstanden.
- Peaklimiter** Der Peaklimiter dient dem Schutz vor einem Clipping der Endstufen sowie der Begrenzung kurzzeitiger Leistungsimpulse, mit denen die Lautsprecherkomponenten beaufschlagt werden. Jeder Lautsprecherweg besitzt einen eigenen Peaklimiter. Um einen absoluten Schutz zu gewährleisten, arbeitet der Peaklimiter vorrausschauend. Dies wird durch eine geringe Signalverzögerung, die der Periodendauer der niedrigsten zu schützenden Frequenz entspricht, ermöglicht. Des weiteren besitzt er eine kleine Zeitkonstante, um eine kurze Ansprechzeit (Attack - Time) zu gewährleisten.
- Phasengang** Wenn man die Phase der  $\Rightarrow$  komplexen Übertragungsfunktion eines Systems über der Frequenz aufträgt, erhält man den Phasengang dieses Systems. Der Phasengang (oder Phasenverlauf, *engl. phase response*)

eines Systems beschreibt die Phasenverschiebung zwischen einem am Ausgang des Systems anliegenden (sinusförmigen) Signal gegenüber dem eingespeisten Signal. Hierbei kann es sich natürlich auch um eine der spektralen Komponenten eines Tones handeln.

**resultierende Funktion**

Die resultierende Funktion ist die akustisch gemessene komplexwertige Übertragungsfunktion des  $\Rightarrow$  Gesamtsystems. Der Betrag dieser Funktion stellt den Frequenzgang und ihre Phase den Phasengang des Gesamtsystems dar. Dem Frequenzgang wird als Sollkurve die  $\Rightarrow$  Zielfunktion zugrunde gelegt. Als Soll-Verlauf des Phasenganges kann  $\Rightarrow$  Linearphasigkeit oder  $\Rightarrow$  Minimalphasigkeit oder eine Kombination aus beiden vorgeschrieben werden.

**Setup**

Die Gesamtheit aller Einstellungen im Main- bzw. EQ - Menü des Digitalcontrollers incl. des geladenen  $\Rightarrow$  Parametersatzes wird als (Main- bzw. EQ-) Setup bezeichnet. Ein Setup kann unter einem vom Anwender einzugebenen Setup-Namen abgespeichert und jederzeit, auch während des Betriebs, aufgerufen werden. Mittels der IR-Fernbedienung können 4 verschiedene Setups per Knopfdruck aufgerufen werden.

**Thermolimiter:**

Der Thermolimiter dient dem Schutz vor zu großer thermischer Belastung des  $\Rightarrow$  Lautsprechersystems. Er besitzt zwei verschieden große Zeitkonstanten, um den unterschiedlichen Erwärmungszeiten von Schwingspule und Magnet Rechnung zu tragen. Der Thermolimiter berücksichtigt kontinuierlich das anliegende Signal und integriert es gemäß dieser Zeitkonstanten auf.

**Zielbandpässe:**

Die Zielbandpässe werden bei der Erstellung des  $\Rightarrow$  Parametersatzes theoretisch durch Angabe der gewünschten Grenzfrequenzen und Flankensteilheiten vorgegeben und stellen eine Art „Schablone“ für die zu berechnenden  $\Rightarrow$  FIR - Bandpässe dar.

**Zielfunktion:**

Die Zielfunktion ist eine bei der Erstellung des  $\Rightarrow$  Parametersatzes theoretisch vorgegebene Funktion, die als Sollkurve für den Verlauf der  $\Rightarrow$  resultierenden Funktion des  $\Rightarrow$  Gesamtsystems angesehen werden kann. Die Zielfunktion definiert also den Soll-Frequenzgang des Gesamtsystems.

# **Selbstständigkeitserklärung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Diplomarbeit incl. sämtlicher Diagramme und Messungen selbstständig angefertigt habe und dass alle verwendeten Quellen und Hilfsmittel im Literaturverzeichnis aufgeführt sind.

Stuttgart, 28.5.2001

Dirk Schmelzer