

Audio 1

(D) 15,90 €
(A) 16,40 €
CHF 25.90
(B) 16,40 €
(L) 16,40 €

High-End-Verstärker und Lautsprecherboxen

**Acht Verstärker
für den Selbstbau u. a.:**

- 100 W Mono-Röhrenverstärker
- Trioden-Röhrenverstärker
- Klasse-D-Endverstärker
- 100 W Klasse-A-Verstärker

**Acht Lautsprecherboxen
für den Selbstbau u. a.:**

- Grundlagen: Impulsoptimierung
mit Digitalweiche
- Rondo
- Bifrost
- Line Array



Iris Strassacker
Albert-Schweitzer-Str. 34
D-76139 Karlsruhe
www.lautsprechershop.de
info@lautsprechershop.de
Tel/Fax: +49 (0)721-97037-24/-25

strassacker
lautsprechershop.de



Iris Strassacker, individuelle HiFi-Lösungen



294,-*

Newtronics
Temperance

439,-*

Pascal CX
(Aus diesem Heft)

5x439,- +1098,-*

5x Pascal CX
(Aus diesem Heft)
und Aktiv-Sub 22-DSP - 400/680W

149,-*

BASIS 3
Mit Vifa Tiefrönern
und Audaphon Kalotte

*ohne Gehäuse, Preis pro Stück in Euro

Das finden Sie nur bei www.lautsprechershop.de:

300 Boxenbauvorschläge - über 30 Marken - über 30 kostenfrei nutzbare Rechner zur Boxenentwicklung - umfassende Theorien zum Boxenbau, mit Interviews mit bekannten Entwicklern wie Dr. Joseph D'Appolito und sehr vielen Erklärungen; insgesamt über 1000 DIN A4 Seiten Informationen (wenn Informationen fehlen, senden Sie uns eine Email)

Accuton, Alcone, ATD, Audaphon, Aura Sound, BassExciter, Beyma, BMS, B&C, Cantare, Ciare, Eton, Excel, Expolinear, Fane, Focal, Fostex, Fountek, Ground Sound, Heil, Hiquphon, Hi-Vi Research, Gradient, Mivoc, Mission, Monacor, Morel, Newtronics, Number One, Oberton, Omnes Audio, Peerless, RCF, Seas, Scan Speak, Selenium, Tangband, Jim Thiel, Vifa, Visaton,

Audio D.I.Y.- Projekte

Es ist jetzt ziemlich genau 10 Jahre her, dass Elektor ein Sonderheft zum Thema Audioselbstbau heraus gebracht hat. Wenn man sich das intensive Treiben in den verschiedenen Internet-Foren zum Thema Selbstbau (O.K., muss jetzt D.I.Y. heißen) und auf den unzähligen Websites privater Schaltungsentwickler anschaut, ergibt sich fast zwangsläufig die Überzeugung, dass das Interesse an tatsächlich nachbaubaren Schaltungen ungebrochen ist. Davon haben wir uns anstecken lassen und den Plan gefasst, ab sofort jedes Jahr ein Sonderheft zum Thema heraus zu bringen. Unser Ziel ist die Schaffung eines Mediums, in dem sich die Nachbaufans, die Schaltungsentwickler und die Anbieter in diesen Bereichen treffen können. Ob das gelingt, hängt zu einem großen Teil von ihnen ab. Aufbauende Kritik und neue Entwicklungen sind uns jederzeit herzlich willkommen.

Den Anfang in diesem Heft machen sechs ungewöhnliche Röhrenverstärker von sechs unterschiedlichen Entwicklern, die alle ihre ganz persönlichen Vorlieben in der Schaltungstechnik in sehr individuelle – und nachbausichere – Verstärker umgesetzt haben. Nicht immer einfach nachzubauen, aber mit sehr weitgehenden individuellen Anpassungsmöglichkeiten.

Im Lautsprecherteil haben wir einen Querschnitt aus den momentan üblichen Konzepten zusammengestellt: Von der ganz kleinen, aber pegelfesten ARIA MHT über den Hochwirkungsgrad-Brocken Menhir zum ausgefallenen Rundumstrahler Rondo. Der Grundlagenartikel Impulsoptimierung zeigt, was mit DSPs in digitalen Frequenzweichen alles möglich ist.

Der Abschnitt Halbleiterverstärker präsentiert eine 100-W-Klasse-A-Schaltung, die hinsichtlich der technischen Daten an alle Messgrenzen geht und einen kompakten Aufbau mit den momentan schwer angesagten Klasse-D-Modulen von Hypex. Der abschließende Grundlagenartikel hilft, Fehler bei der Spannungsversorgung zu vermeiden und löst ein paar Mythen zum Thema optimales Layout auf.

Bleibt uns nur noch, Ihnen viel Spaß beim Lesen und Nachbauen zu wünschen.

Ihr Team von Elektor International Media

Rolf Hähle, Chefredaktion Audio 1
Raimund Krings (V.i.S.d.P.)



Elektor Special Audio 1, Dezember 2007

RÖHRENVERSTÄRKER

- 4 Gegentakt-Röhrenverstärker mit Spezial-Ausgangstrafo**
- 10 Single Ended-Amp mit 300B**
- 16 Symmetrischer 73-W-Verstärker VDV-PR20HE**
- 21 TubeSociety Röhrenvorverstärker TS-VV-2006**
- 26 100-Watt-Monoblock mit KT88**
- 32 Symmetrischer 6336A-Trioden-Verstärker**
- 38 Grundlagen Theorie der Trioden**
- 46 Trioden-Endverstärker für hohe Übertragungsqualität**

LAUTSPRECHER

- 42 Seas Bifrost Nordische Kombination**
- 51 Strassacker Pascal CX Die Große mit dem neuen Vifa-Koax**
- 56 A.O.S. Studio 22 Referenz Scan-Speaks Revelator kompakt verpackt**
- 60 BPA PiPe SIX TQWT mit jeder Menge Bass**
- 64 ALF Rondo Raumfüllendes Klangerlebnis garantiert**
- 69 Monacor International Menhir Die Solide für die etwas größeren Pegel**
- 74 Visaton ARIA MHT Kleine Regalbox mit edler Bestückung**

HALBLEITERVERSTÄRKER

- 78 ExtremA Klasse-A auf höchstem Niveau**
- 88 Minimono Klasse-D mit Hypex-Modul**
- 92 Grundlagen Das Einmaleins der richtigen Spannungsversorgung**
- 41 Inserentenverzeichnis**
- 98 Impressum**

Double-Ended Stereo-Röhrenverstärker mit nur einem Ausgangstrafo

VON ARI POLISOIS

Ari Polisois aus Frankreich ist es gelungen, mit der Unterstützung von Giovanni Mariani aus Italien und einem Minimum an Bauteilen einen hochwertigen Stereo-Endverstärker mit der berühmten Endröhre 6C33-B ohne Kopplungskondensatoren und nur einem Ausgangstrafo zu entwickeln. Der Clou an diesem Verstärker besteht in der Tatsache, dass sich die Ruhestrome der beiden, als Single-Ended-Version ausgeführten Endstufen des rechten und linken Kanals in einem speziell dafür entwickelten Ausgangstrafo kompensieren. Aus zwei Single-Ended-Stufen wird somit eine Double-Ended-Stufe. Durch Phasenumkehr zwischen beiden Stereo-Kanälen wirkt sich die Kompensation im Trafo ausschließlich auf den Ruhestrom und nicht auf die Frequenzen im Bassbereich aus. Eine wahrhaft innovative Schaltung, deren Nachbau den Audio-Enthusiasten mit überzeugenden Leistungsmerkmalen belohnt.

Single-Ended-Verstärker besitzen keine großen Ausgangsleistungen und keinen hohen Wirkungsgrad. Gegentaktschaltungen lassen sich dagegen fast vier mal so hoch aussteuern und haben zudem den Vorteil, dass sie wesentlich kleinere Ausgangstrafos benötigen.

Bei einer Eintaktstufe ist dem magnetischen Wechselfeld im Kern des Trafos auch noch ein dem Ruhestrom entsprechendes, magnetisches Gleichfeld überlagert. Dies führt dazu, dass sich der magnetische Aussteuerungsbereich des verstärkten Signals (zum Beispiel Musik) um etwa die Hälfte verringert. Die Leistung von Eintakt-Endstufen ist daher meist im Bereich unter 10 Watt angesiedelt; und dies auch noch bei verhältnismäßig großen Ausgangstrafos. Mit höheren Versorgungsspannungen (1000 V) und leistungsfähigeren Röhren (845 oder 211) lässt sich auch dieser Wert noch überschreiten, doch Verstärker in diesen Dimensionen stellen derart kritische Anforderungen an die Bauteile und die Schaltungstechnik, dass wir uns auf Grund unserer Experimente für einen anderen, völlig neuen Weg zum Bau einer effizienten, hochwertigen Endstufe entschieden haben.

Wir möchten den Lesern die theoretischen Hintergründe ersparen und lediglich sagen, dass es sich hier um einen Verstärker handelt, der die Leistung einer Gegentaktstufe (25 Watt) mit dem guten Klangverhalten einer Eintaktstufe kombiniert. Das bedeutet, dass in dieser Schaltung die für Eintakt-Endstufen typische, 2. harmonische Verzerrung auftritt, wogegen die bei Gegentakt-Endstufen störende 3. Harmonische hier weniger dominiert.

Wer bereits Erfahrungen mit dem Selbstbau von Verstärkern besitzt, wird die im Folgenden besprochenen, technischen Daten und Schaltungseigenschaften problemlos beim Aufbau der Schaltung umsetzen können. Für Leser mit geringer Erfahrung auf dem Gebiet des Verstärker-Selbstbaues ist Vorsicht und Geduld das oberste Gebot beim Nachbau. Ganz Unerfahrenen möchten wir lieber zum Kauf eines Bausatzes raten (zum Beispiel der unter Punkt 1) zu findende „Simplex“.

■ Gegentakt versus Eintakt

Der Ausgangstrafo ist zweifellos ein nicht zu unterschätzender Engpass im Eintaktverstärker. Je höher die geforderte Leistung, desto größer und schwerer muss er sein. Das Hauptproblem besteht in der Gleichstrommagnetisierung des Kerns, durch des-

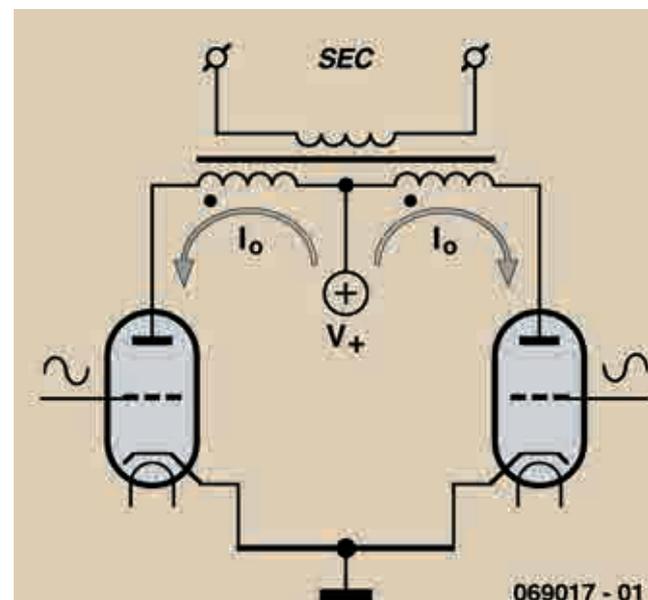


Bild 1: Die Ruhestrome I_0 heben sich im Kern gegenseitig auf.

GENERAL LAYOUT OF THE WILLIAMSON AMPLIFIER

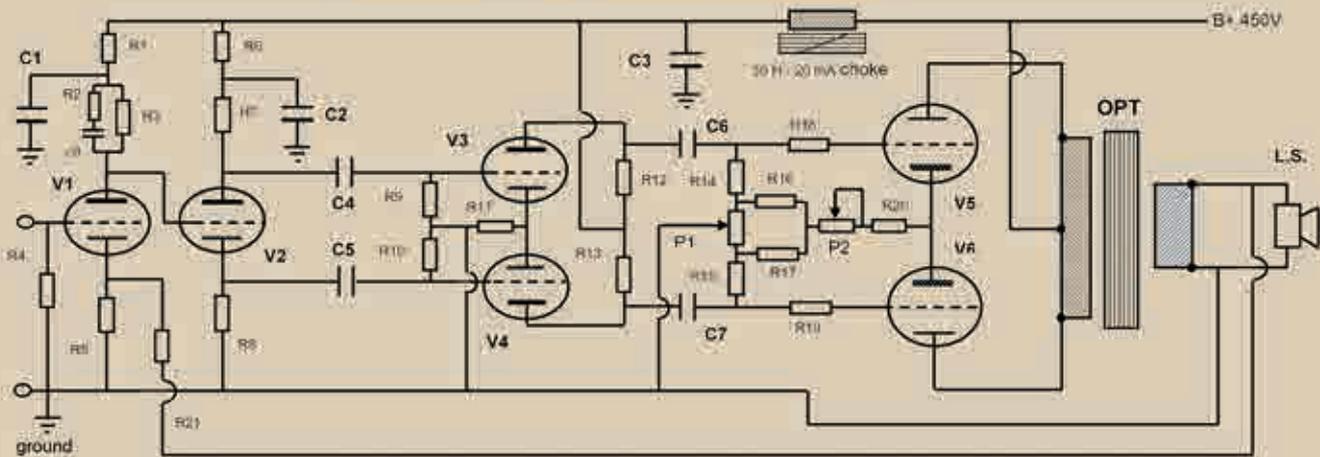


Bild 2: Allgemeiner Aufbau des Williamson Verstärkers.

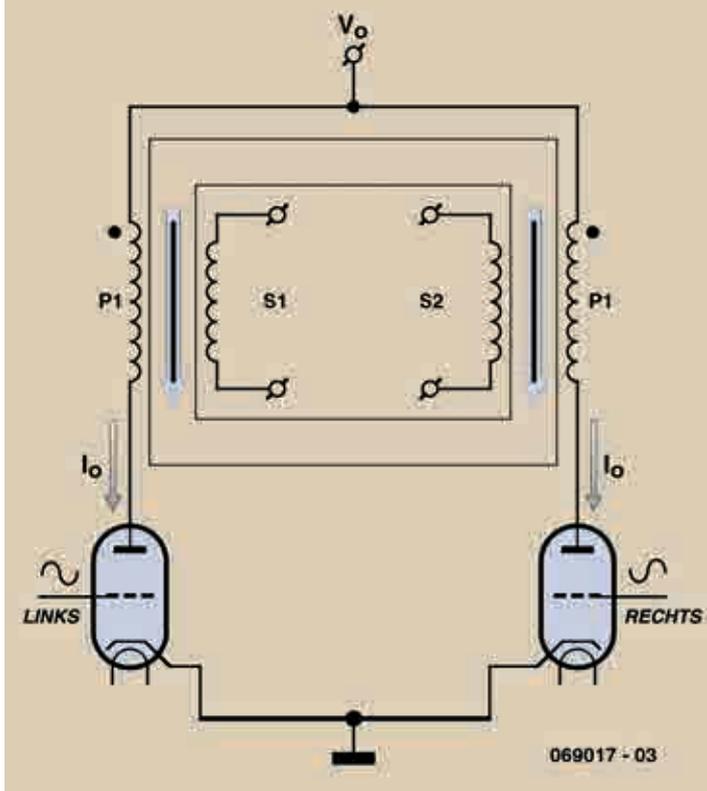
sen Primärwicklung der Ruhestrom der Endröhre fließt. Ohne diesen Gleichstrom stünde der magnetische Aussteuerungsbereich des Kerns vollständig für das zu übertragende Audiosignal zur Verfügung. Bei Gegentaktstufen ist dies der Fall: Hier wird die Gleichstrommagnetisierung auf geschickte Weise durch gegenseitige Kompensation beider primärer Trafowicklungen aufgehoben, so dass das resultierende Feld den Wert Null annimmt (Bild 1).

Damit sich nicht auch die Wechselspannungen über den beiden Primärwicklungen gegenseitig aufheben, werden die Endröhren über eine Phasenumkehrstufe angesteuert.

A propos Stufen: Hier zur Übersicht eine Auflistung aller in einem Stereo-Gegentaktverstärker enthaltenen Stufen:

- 1) Spannungsverstärkung (eine oder zwei Röhren)
- 2) Phasendreher
- 3) Ansteuerungsstufe für die Endröhren
- 4) 2, 4 oder noch mehr Endröhren.
- 5) Ein Ausgangstrafo

Ein gutes Beispiel für diesen Standard ist der berühmte Williamson-Verstärker. Bild 2 zeigt einen seiner beiden Kanäle.



069017 - 03

Zusammenfassung

Aufstellung der Eigenschaften des hier vorgestellten Verstärkers:

- 1) Aufbau einer Eintakt-Endstufe, in der die oben genannten Stufen 1, 3 und 4 enthalten sind.
- 2) Auf eine Phasenumkehrstufe wird verzichtet.
- 3) Einbau eines einfachen Ausgangsrafos, der von beiden Stereo-Kanälen gemeinsam verwendet wird (siehe Punkt 2). Bild 3 zeigt die Details solch eines Trafos, der in Foto 1 abgebildet ist.

Im Trafo befinden sich zwei gleiche, völlig voneinander getrennte Wicklungen, die magnetisch nur lose gekoppelt sind, einen möglichst großen Abstand voneinander aufweisen und sich an den Seiten eines C- oder UI-Kerns befinden.

Es kann auch ein Trafo mit E-förmigen Blechen verwendet werden, deren mittlerer Steg entfernt wurde. Auf jeder Primärwicklung befindet sich direkt die sekundäre Wicklung – das heißt: Bei diesem Trafo gibt es zwei Sekundärwicklungen. Die magnetische Kopplung zwischen den einzelnen Sekundär- und Primär-

wicklungen ist sehr hoch, wogegen die Kopplungen zwischen den beiden Sekundärwicklungen sehr gering sind, da sie sich weit auseinander befinden.

Um die Übertragung hoher Frequenzen zu garantieren, müssen die jeweiligen Primär- und Sekundärwicklungen mehrlagig ausgeführt sein (siehe Punkt 3).

Da beide Primärwicklungen gegenphasig arbeiten, heben sich die durch die Ruhestrome der Röhren bedingten Gleichstrom-Magnetisierungen des Kerns gegenseitig auf. Bei den Wechselströmen der verstärkten Signale kann jedoch jede (den beiden Endstufen zugeordnete) Primär-Sekundär-Wicklungseinheit des Trafos getrennt betrachtet werden. Das Übersprechen zwischen beiden Stereokanälen ist auf Grund des Trafo-Aufbaues daher vernachlässigbar gering.

Der in dieser Schaltung verwendete, mit dem Registriernamen SC-SCC-SET versehene und ein-

Bild 3: Das Double-Ended SC-SCC-SET Konzept. Die Ruhestrome I_0 im linken und rechten Kanal erzeugen im rechteckigen Kern magnetische Felder (mit Pfeilen markiert), die sich gegenseitig aufheben. Durch gegenphasige Ansteuerung der Signale des linken und rechten Kanals heben sich niedrige Frequenzen im Signal dagegen nicht auf.

Foto 1: Der Prototyp des neuen SC-SCC-SET Ausgangsrafos



Foto 2: Verstärker von oben



Foto 3: Rückansicht des Verstärkers



Foto 4: Inneres des Verstärkers



zige Transformator ist, da er nicht sehr groß sein muss, im Vergleich zu den bei Gegentaktstufen verwendeten Exemplaren recht kostengünstig.

Er funktioniert nicht nur sehr zufriedenstellend, sondern bietet auch eine Reihe unerwarteter Vorteile. Bei einem vierstündigen, pausenlosen Hörtest mit Musik verschiedener Stilrichtungen konnte ich mich selbst vom ausgezeichneten Klang des Verstärkers überzeugen. Was besonders auffiel war die Tatsache, dass CDs der Gruppe Queen über meinen Verstärker wesentlich detailreicher klangen als über ein mit Halbleitern aufgebautes Exemplar.

■ Verbesserte Tiefenwiedergabe

Dieser neue Gegentakt-Ausgangsrafo wurde in enger Zusammenarbeit mit Giovanni Mariani entwickelt, dem Chef-Ingenieur der Firma R&D Graaf-Verstärker in Modena, Italien.

Er wies mich darauf hin, dass der neue Trafo noch besser funktioniert, wenn die rechten und linken Signale gegenphasig durch den Verstärker geleitet werden, was ich durch Messungen bestätigen konnte. In einem der beiden Kanäle kann dazu zum Beispiel die Phase mit einem Eingangstrafo oder einem Operationsverstärker umgedreht werden.

Niederfrequente Signale sind in den meisten Stereo-Aufnahmen vollkommen gleichphasig. Durch die erwähnte Umkehr sind diese Signale im Trafo-Kern ebenfalls in Phase und heben sich dadurch nicht auf.

Bei der In-Phase-Variante befindet sich der bassseitige -3 dB-Punkt bei 40 Hz. Bei Gegenphasigkeit sinkt er auf sage und schreibe 5 Hz ab. Auf das Ver-

halten bei hohen Frequenzen wirkt sich diese Maßnahme allerdings nicht aus: Dieses wird hauptsächlich durch die Streuinduktivitäten der Traföhälften bestimmt.

■ Einfluss des Ruhestroms

Aus Bild 4-a ist ersichtlich, dass auf Grund der beiden unabhängigen Netzteile auf Koppelkondensatoren verzichtet werden konnte. Ich bezeichne diesen Verstärker auch als „direkt gekoppelte, modulierte Bias-Schaltung“. Bei Röhre V1a ist ein Trimpoti (P1a) zu erkennen – entsprechend P1b für die Röhre V2a des anderen Kanals. Damit lässt sich der Ruhestrom der Endröhren einstellen. Mit den beiden Anzeigeinstrumenten über den 1-Ohm-Kathodenwiderständen unterhalb von V3-V4 sowie V5-V6 kann die Stärke des Ruhestroms recht genau abgelesen werden.

Die effektive Hochspannung über den Endröhren des Typs 6C33 beträgt 230 V. Jede der Röhren kann eine Anodenverlustleistung von 60 Watt verarbeiten. Der maximale Ruhestrom darf daher nicht größer als 260 mA werden. Mit einem etwas geringeren Wert befinden Sie sich daher auf der sicheren Seite. Bei höherem Ruhestrom erhitzen sich die Endröhren so stark, dass ihre Lebensdauer rapide abnimmt. Beim Test mit Ruhestromen zwischen 100 und 200 mA war eine Veränderung in den Bässen zu verzeichnen, was sich durch die Abhängigkeit des Dämpfungsfaktors vom Ruhestrom erklären lässt: Je höher der Ruhestrom, desto steiler verläuft die Röhrencharakteristik, und um so höher wird der effektive Dämpf-

UcD™



AUDIOPHILE CLASS D AMPLIFIER MODULES

Introducing the UcD-HG series. The acclaimed Hypex UcD audio performance just got better! UcD-HG modules combine UcD's ground-breaking circuit design with components selected for musical performance. The control system guarantees consistent linearity across the whole frequency range. The response is smooth and flat and totally unaffected by load impedance. The amplifiers are easy to mount and use and have the lowest EMI in the industry. Hypex UcD-HG modules are available in 180W, 400W and 700 versions, with optional low-noise regulators for the input stage.

Check out www.hypex.nl or listen to one of the many audiophile products already using Hypex UcD modules.



HiFi-Selbstbau

Musik erleben

Mit dem reinen Nach- und Aufbau eines Lautsprechers in Ihrem Wohnraum sind die Anstrengungen noch nicht erledigt. Vielmehr ist die Raumakustik des Hörraums, Ihre Lautsprecher und die dazu gehörenden Elektronik als Gesamtpaket zu betrachten, das sorgfältig aufeinander abgestimmt werden will.

Wir helfen Ihnen mit unserem Online-Magazin die Grundlagen und Zusammenhänge zu verstehen und Ihre HiFi-Anlage im Raum zu optimieren. Dabei versorgen wir Sie mit den nötigen Grundlagen und bringen Ihnen die erforderliche Messtechnik nahe, um Sie zu Ihrem Wunschergebnis zu führen.

Wir freuen uns auf Ihren Besuch auf unserer Internetseite.

www.hifi-selbstbau.de

Mail: info@icy-selbstbau.de / Tel.: 0221 9921575

AUF DIE KÖNNEN SIE BAUEN! HIGH END ELECTRONIC COMPONENTS

Von innovativen Tritec Drahtspulen mit 7 einzelnen gegeneinander verdrehten Kupferleitern, über High End Audyn® Kondensatoren bis zur kundenspezifischen Baugruppe, finden Sie bei uns alles für den perfekten Klang. Intertechnik Produkte werden jeder Anforderung gerecht.

-It's the difference you can hear!-



TRITEC LUFTSPULEN



TRUE-SILVER-COIL
erste versilberte Drahtspule
mit Thermoplastfolie



TOROBAR
RINGKERNSPULEN
die beste Ringkern
technik von
Mikroelektrotechnik



BACKLACK
SPULEN



TRITEC FERRITBAR®
REGULEO
ANPASSTSPULEN



HIGH END AUDYN
KONDENSATOREN
markenlos

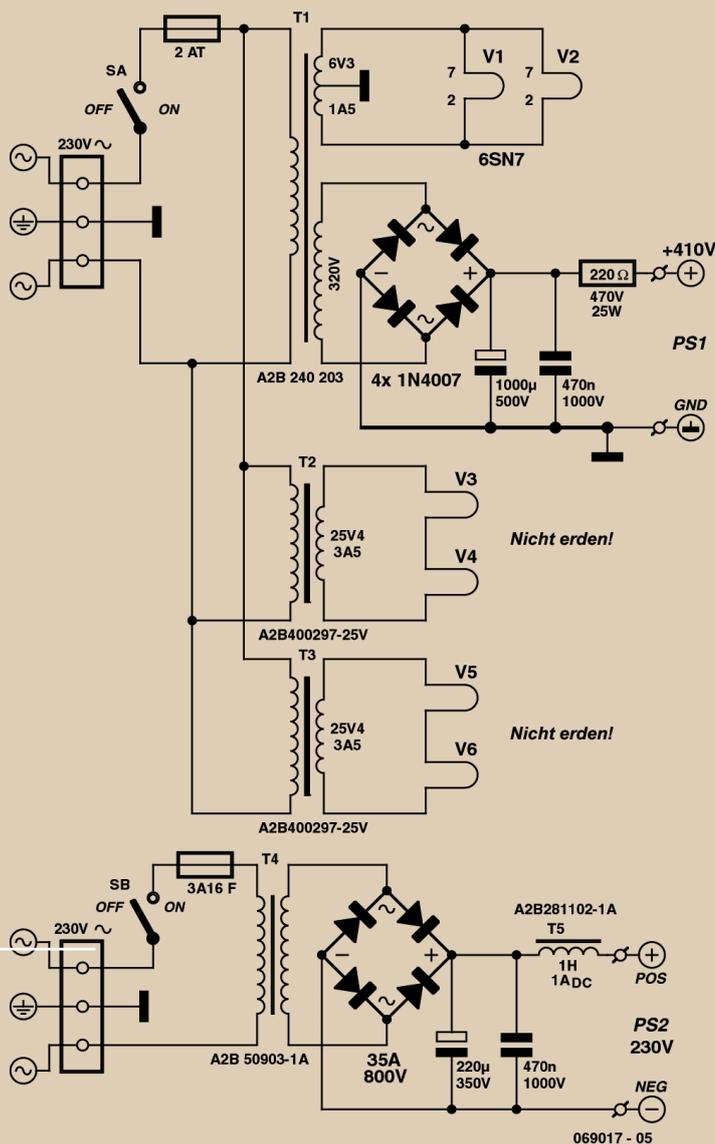
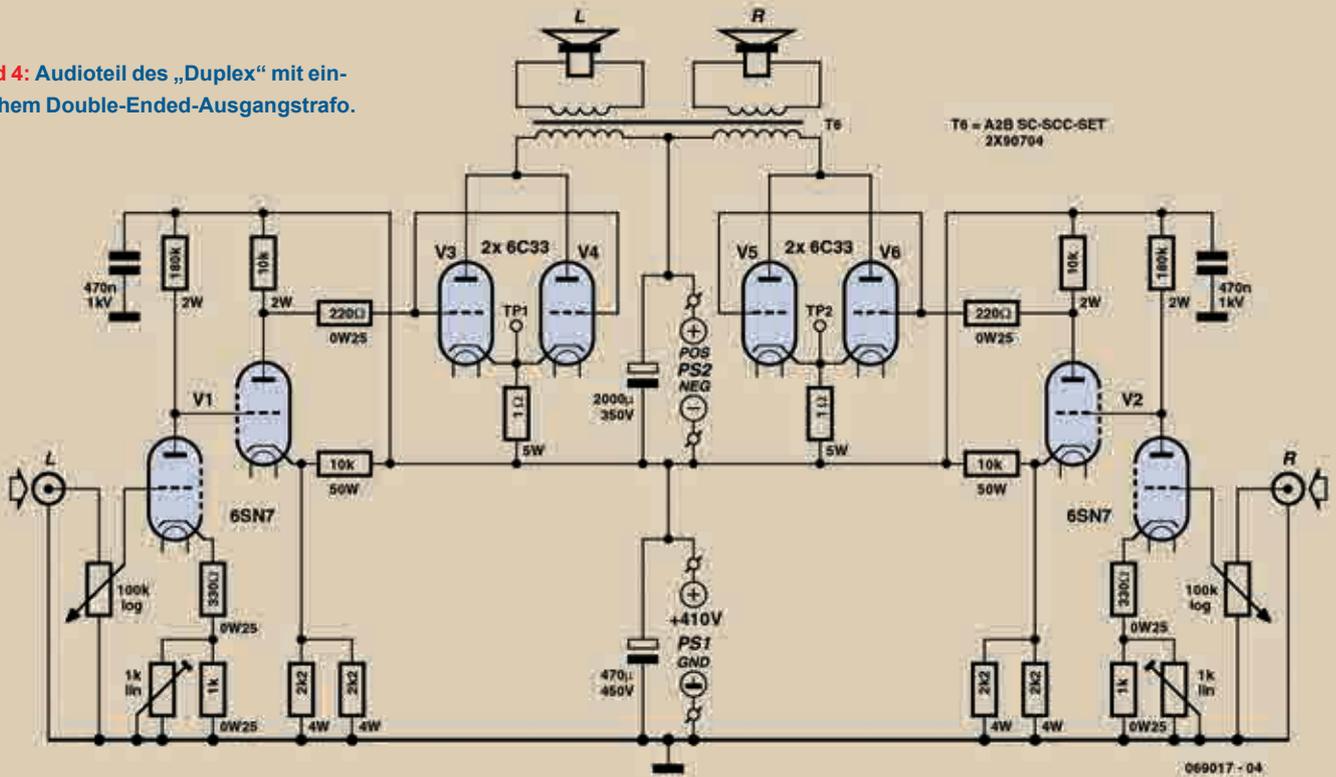


INTERTECHNIK

IT. ELECTRONIC GMBH
EUROPARING 28
D-50170 KERPEN

TEL. 0 22 73 - 90 84 - 0
INFO@INTERTECHNIK.DE
WWW.INTERTECHNIK.DE

Bild 4: Audioteil des „Duplex“ mit ein-fachem Double-Ended-Ausgangstrafo.



fungfaktor. Durch Verändern des Ruhestroms kann der Verstärker daher optimal an einen Lautsprecher angepasst werden, um einem unkontrolliert klingenden Bass-Sound zuvor zu kommen.

Details zum Netzteil sind in Bild 5 zu finden. Die Transformatoren T1 bis T3 befinden sich auf dem Hauptchassis. Die Versorgung der Endröhren ist in einem gesonderten Gehäuse untergebracht (siehe Foto 5).

■ Messergebnisse

Ausgangsleistung pro Kanal: 25 Watt

Frequenzbereich bei -3 dB: 5 Hz bis 28 kHz (gegenphasiger Eingang)/40 Hz bis 32 kHz (gleichphasiger Eingang)

Totaler Klirrfaktor bei 1 kHz: 1 % (10 W)/ 5 % (25 W)

■ Einzelheiten zur Herstellung des Ausgangstrafos

Der Gegentakt-Ausgangstrafo ist nicht ganz einfach herzustellen. Hier die wichtigsten Hinweise für den nicht-kommerziellen Nachbau:

Der Kern besteht aus E-förmigen Blechen, deren mittlerer Steg entfernt wurde. Die Lamellen sind 0,5 mm dick; die Außenmaße betragen 125 mal 85 mm². Der Stapel besitzt eine Höhe von 51 mm. Das Kernmaterial besteht aus Stahl mit der Bezeichnung „grain oriented“ (GOSS). Die effektive Querschnittsfläche des Kerns beträgt etwa 1275 mm². Durch das Fehlen des Kernmittelteils steht sehr viel Raum für die Wicklungen zur Verfügung.

Bild 5: Die Versorgung T1-T3 für die Ansteuerungs-röhren V1-2 (6SN7) und die Heizfäden der vier Endröhren 6C33 befindet sich auf dem Hauptchassis. Die Heizfäden der Endröhren sind per Kanal jeweils in Serie geschaltet. Die Hochspannungsversorgung für die Endröhren V3-6 befindet sich in einem gesonderten Gehäuse mit eigenem Netzschalter.

Um die beiden äußeren Teile des Kerns werden passende Spulenkörper angebracht. Auf jedem Spulenkörper befinden sich 1072 Primärwindungen (N_p) in sieben Lagen. Der Drahtdurchmesser d_{ip} beträgt 0,75 mm. Zwischen den primären Wicklungen befinden sich sechs sekundäre Wicklungen mit insgesamt 120 Windungen (N_s) und einem Drahtdurchmesser d_{is} von 1,5 mm.

Das Übersetzungsverhältnis N_p/N_s besitzt einen Wert von 8,93 pro Abschnitt.

Schließen wir an die Sekundärwicklung einen Lautsprecher von 8 Ohm an, so besitzt die primäre Impedanz der Wert $Z_a = (N_p/N_s)^2 \times 8 = 638$ Ohm.

Im Prototyp des Trafos besitzen die internen Drahtwiderstände für jeden Abschnitt die Werte: $R_{ip} = 9,7$ Ohm und $R_{is} = 0,32$ Ohm.

Der Durchmesser des primären Drahtes erlaubt Ruheströme bis zu einem Ampère. Die parallele Anordnung der beiden pro Kanal verwendeten Endröhren lässt daher insgesamt einen Ruhestrom von etwa 400 mA zu. Die Möglichkeit, dass der primäre Draht des Trafos durchbrennt, ist äußerst gering. Anstelle eines modifizierten E-förmigen Kerns kann auch ein C-Kern oder ein UI-Kern verwendet werden. Dies verringert jedoch den verfügbaren Wickelraum, so dass es eventuell eng werden könnte.

Den Wickelraten sind Grenzen gesetzt: Die primäre Windungszahl kann ohne große Einbußen auf einen Wert von 900 verringert werden. Auch ein geringerer Drahtdurchmesser von etwa 0,5 leistet noch gute Dienste. Mit seinen etwa 8 kg ist der Trafo nicht unbedingt ein Leichtgewicht. Gegenüber unterschiedlichen Sekundär-Anpassungen zeigt sich der Trafo recht tolerant: Egal ob 4 Ohm oder 8 Ohm: Der Trafo gibt bei jedem Lautsprecher sein Bestes, obwohl dabei mit Änderungen im Frequenzbereich gerechnet werden muss (siehe Punkt 5).

■ Schlussfolgerung

Alles in allem ein Verstärker, mit dem sich interessante Experimente durchführen lassen: Variieren von Ruheströmen zum Verändern des Dämpfungsfaktors sowie gleich- oder gegenphasige Ansteuerung der Eingänge. Ganz gleich, welche Einstellungen gewählt wurden: Dieser Verstärker verfügt über alle positiven Merkmale einer Single-Ended-Endstufe.

Ein Übersprechen zwischen den beiden Kanälen war nicht zu verzeichnen, obwohl es auf Grund des speziellen Trafos gemessen werden konnte. Mit -20 dB und weniger schlägt es allerdings nicht allzu sehr zu Buche.

Quellen und Anmerkungen:

- 1) Schaltbilder finden Sie unter: www.audiodesign-guide.com, www.plitron.com oder bei ari.polisois@wanadoo.fr
- 2) SC-SCC-SET bedeutet: Self Compensated-Stereo Common Circuit-Single Ended Transformer. Dieser neue Trafo wurde durch Ari Polisois und Giovanni Mariani patentiert, INPI Patent 03 10898. Die betreffende Technik wurde auf der AES Convention 2006 in Paris vorgestellt. Auf der AES Convention 2005 in

Barcelona wurde die erste Generation des sich selbst kompensierenden Transformators vorgestellt, INPI Patent 01 02457

- 3) Mindestens 5 primäre und 4 sekundäre Wicklungen. Da pro Kanal zwei Exemplare der 6C33-B Endröhren parallel geschaltet sind (mit seriellen Heizfäden), beträgt der effektive Röhreninnenwiderstand 60 Ohm; siehe 5). Wenn die Signale gegenphasig an den Verstärker gelangen, tritt eine deutliche Bassverstärkung auf. Zur Phasenumkehr kann an den Eingang ein Phase-Splitter-Trafo (Typ 8920-3603-8584) geschaltet werden. Alternativ kann auch der A2B, Modell 3B Bassboostbox (siehe Foto 6, erhältlich bei A2Belectronic@wanadoo.fr) verwendet werden. Zum Erreichen eines tieferen Bassbereiches kann der CD-Player direkt an den Eingängen angeschlossen werden. In diesem Fall muss der Lautsprecher des (zum Beispiel) linken Kanals in umgekehrter Phasenlage an der sekundären Wicklung angeschlossen werden.
- 4) Menno van der Veen: „Moderne High End Röhrenverstärker“; Elektor-Verlag, ISBN 978-3-89576-182-9
- 5) Trafos erhältlich bei A2Belectronic@wanadoo.fr
- 6) Bei weiteren Fragen: Ari.polisois@wanadoo.fr

Die Elektronik-Karriere von **Ari Polisois** begann bereits im Alter von 10 Jahren mit dem Selbstbau eines Detektor-Empfängers. Nach einem Besuch der Radio-TV-Schule in Paris folgte ein Wirtschafts- und Handelsstudium an der Universität Mailand. Nach seinem Studium war er bis zu seiner Pensionierung als Exportmanager in leitender Position tätig. Danach stand ihm wieder genügend Zeit zur Verfügung, um sich seinem alten Hobby zu widmen: der Entwicklung von Verstärkern ohne Kopplungskondensatoren mit speziellen Ausgangstrafos. Der Erfolg kann sich sehen lassen: Fünf Patente beim französischen INPI-Institut.



Foto 5: Der A2B Bassboost-Trafo



HQSE 12- High Quality Single Ended- Verstärker mit 300B

VON BERT FRUITEMA

Vor allem in Japan wurden sehr viele Verstärker mit der berühmten Triode 300B aus dem Jahre 1931 entwickelt. Bert Fruitema bespricht in diesem Beitrag seinen Monoblock-Verstärker HQSE 12, mit dem sich bei einer großen Bandbreite Ausgangsleistungen bis 9,5 Watt erreichen lassen und dessen Bauteile recht gut erhältlich sind.

Das Single-Ended-Prinzip (SE) ist schon sehr alt, bedeutet soviel wie „einseitig“ und tauchte bereits in den Endstufen der allerersten Röhrenradios auf. Erinnern Sie sich noch an die gute Klangqualität des alten Radios von Großvater? Das war SE! Nach heutiger Definition umfassen SE-Schaltungen alle Verstärker, bei denen eine Röhre oder ein Transistor für die vollständige Verstärkung des Signals zuständig ist (Klasse A Verstärker).

Das SE-Prinzip umfasst mehrere Varianten, zu denen zum Beispiel „Parallel Single Ended“, „Parafeed“ oder „Choke Loaded“ gehören, doch die wollen wir an dieser Stelle einmal außer Acht lassen. Der hier vorgestellte Verstärker entspricht der ursprünglichen Basisschaltung, bei der die Anode der Endröhre (ganz gleich ob Triode, Tetrode oder Pentode) mit einem Anschluss des Ausgangsrafos verbunden ist. Die andere Seite des Trafos ist dabei an

die zumeist recht hohe Versorgungsspannung angeschlossen.

■ SE Ausgangstrafo

Auf Grund der oben genannten Technik fließt in Klasse-A-Schaltungen stets ein konstanter Ruhestrom, der jedoch den Kern eines normalen Ausgangsrafos in die Sättigung treiben kann. Zur Vermeidung dieses Problems besitzen die Kerne der Trafos in SE-Schaltungen einen Luftspalt. Da sich Magnetismus in Luft nicht so gut ausbreitet wie in Stahl, stellt dieser für die Feldlinien des Ruhestroms ein Hindernis dar.

Im Kern bleiben dann für Übertragung des Audiosignals noch genügend Reserven. Trafos in SE-Schaltungen unterscheiden sich daher weitgehend von denen in Gegentaktstufen. Manche Trafos haben, falls Tetroden oder Pentoden verwendet werden, auf ihrer Primärseite auch noch einen Schirmgitteranschluss für die Ultra-Linear-Version.

Der HQSE-12-Verstärker ist mit dem speziellen Ringkern-Ausgangstrafo VDV-3035SE von Amplimo ausgerüstet (mehr unter Punkt 1)). Die Impedanz der Primärwicklung hat in der vorliegenden Schaltung einen Wert von 3500 Ohm – sekundär lassen sich 4- und 8-Ohm-Lautsprecher anschließen. Für die Triode 300B können verschiedene primäre Impedanzen R_a angepasst werden; von 2500 bis 5000

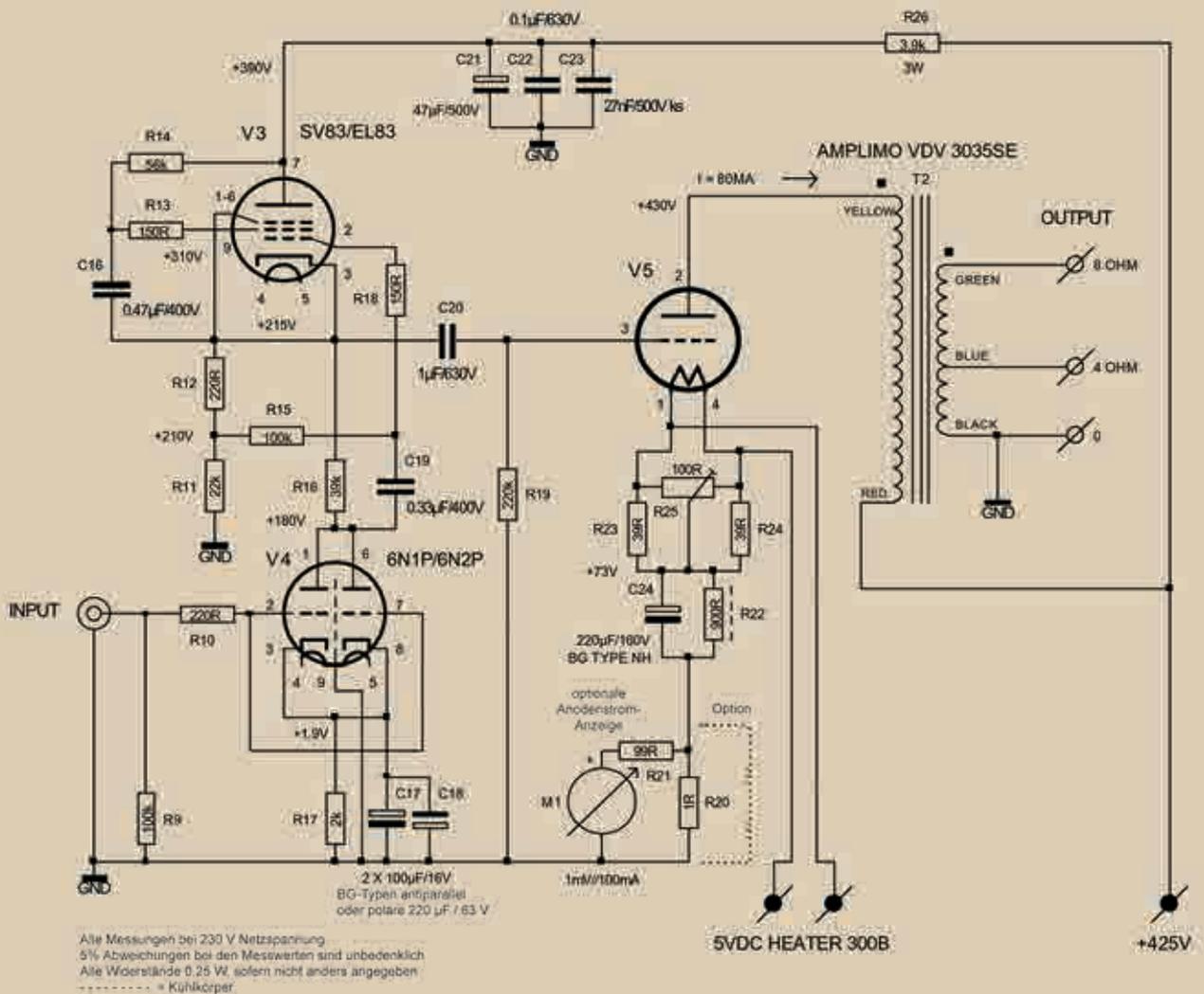


Bild 2: Verstärker-Schaltbild

Schalters ein Kondensator von 0,1 μF / 275 V AC, Typ X2 eingesetzt werden. Diese Kondensatoren wurden speziell zu diesem Zweck entwickelt. Auf die Anwendung alternativer Exemplare sollte unbedingt verzichtet werden.

Den Ringkern-Netztrafo hat die Firma Amplimo speziell für diesen Verstärker hergestellt. Er verfügt über eine interne statische Abschirmung zwischen Primär- und Sekundärseite, wodurch Störungen aus dem Lichtnetz und Störungen durch Einstrahlungen weitgehend unterdrückt werden.

Auf den im Schaltbild eingezeichneten, speziellen NTC-Widerstand kann eventuell verzichtet werden, doch in diesem Falle muss die Netzsicherung größere Spitzenströme verkraften können.

Warum wurde in dieser Schaltung auf Röhrengleichrichter zurückgegriffen? Solche Gleichrichter erzeugen keine störenden Schaltimpulse, die bei Halbleiter-Gleichrichtern auftreten können.

Die hohe Restspannung U_d über den Gleichrichterröhren ist auf Grund des oben genannten Vorteils durchaus verschmerzbar.

Der HQSE 12 verwendet russische Röhren, die sich als qualitativ hochwertig erwiesen haben. Sie werden noch immer hergestellt und sind gut erhältlich. Natürlich lassen sich auch sogenannte NOS- (New Old Stock) Exemplare verwenden, falls diese besser erhältlich sein sollten.

Bei der hier verwendeten 6D22S handelt es sich um eine preiswerte, einphasige Boosterdiode mit den Werten: $U_{a,peak} = 6000 \text{ V}$ und $I_a = 300 \text{ mA}$! Eventu-

ell kann auch der NOS-Typ EY500A verwendet werden. Für die Zweiweggleichrichtung sind zwei Röhren erforderlich. Die Aufwärmzeit der Röhre beträgt etwa 30 Sekunden. Dies sorgt für ein gutes, knackfreies Einschalten der Versorgungsspannung und schont auch die Kathoden der Röhren.

Die Gleichspannung durchläuft ein Pi-Filter (C8 + L1 + C9), das mit hochwertigen Komponenten aufgebaut sein sollte (z.B. Black Gate Elkos). Das gilt auch für C21 im Versorgungszweig der Audioschaltung.

Die Heizspannung der Gleichrichterröhren (6,3 V) wird durch eine spezielle, gegen die 500 V Wicklung des Netztrafos isolierte Wicklung erzeugt. Für die Heizungen der anderen Röhren sind noch weitere drei Wicklungen vorhanden. Auch diese sind entsprechend der maximal zulässigen Spannung zwischen den Heizfäden und der Kathode der Audiöröhren isoliert.

Die 5-V-Wicklung der Heizfäden der 300B (die gleichzeitig die Kathode bilden) sowie die 6,3-V-Heizspannung der Treiberröhren werden nach der Gleichrichtung ebenfalls mit einem Pi-Filter geglättet. Mit den Widerständen R5, R6 und R7 werden die Heizspannungen auf den richtigen Wert eingestellt. Die Widerstände müssen dabei unter Last angepasst werden. Der angegebene Heizspannungswert ist unbedingt einzuhalten. Vergessen Sie auch nicht die Kondensatoren über den Brückengleichrichtern. Verwenden Sie für C3 bis C14 Elkos von guter Qualität.

Dass die Heizspannungen nicht durch Spannungregler erzeugt werden, hat einen guten Grund:

Beim Durchbrennen solcher Regler entsteht immer eine Verbindung von Regler-Eingang zu Regler-Ausgang, aber niemals zur Masse. Dadurch erhalten die Heizfäden eine überhöhte (Dropout-) Spannung von etwa 2 bis 3 V, die zu den ursprünglichen 5 V noch hinzukommt und die zur Zerstörung der Röhren führen kann. Bei der hier vorgestellten Schaltungsvariante kann die Heizspannung jedoch höchstens abnehmen oder ganz ausfallen.

Auch Netzspannungsschwankungen können sich negativ auf Röhrenheizungen auswirken. Hier erlauben die Röhrenhersteller zumeist eine Abweichung nach unten von 10 % und eine etwas geringere Abweichung nach oben, doch Überspannungen im Lichtnetz, die den Wert von 235 V überschreiten, kommen so gut wie nie vor.

■ Der Verstärker

Der Vorverstärker am Eingang dient gleichzeitig als Treiberstufe. Es handelt sich hier um eine sogenannte Mu-Stage-Version, die 1992 von Alan Kimmel als Weiterentwicklung des Mu-Follower veröffentlicht wurde.

Letztgenannte Schaltung stellt eine Variation der bekannten SRPP-Schaltung dar (Serie oder Shunt Regulated Push pull), die ursprünglich für RADAR-Anwendungen entwickelt und 1943 patentiert wurde (USA 2.310.342.). Eine Triode besitzt fast ideale Eigenschaften, wenn die ohmsche Belastung an der Anode gegen den Wert unendlich strebt. Diese Bedingung wird durch die Mu-State-Schaltung zum größten Teil erfüllt, wobei die Steilheit der darüber liegenden Pentode eine nicht unwesentliche Rolle spielt.

Die Versorgungsspannung der Treiberstufe ist relativ hoch, da sie über zwei in Serie geschaltete Röhren verteilt werden muss. Die gut erhältliche Video-Endröhre SV83 oder die EL83 leisten hier gute Dienste. Sie besitzt mit $S = 10 \text{ mA/V}$ zwar keine ausgesprochen große Steilheit, doch dieser Wert reicht für die vorliegende Anwendung völlig aus.

Es lassen sich auch steilere Pentoden verwenden; so zum Beispiel die E280F mit einer Steilheit von 26 mA/V , die D3a mit 35 mA/V oder die noch steilere E810F mit 50 mA/V . Da solche NOS-Röhren oft schwer erhältlich sind, stellt die verwendete SV83 eine sehr gute Alternative dar.

Die darunter angeordnete Triode 6N1P oder die

E88CC ($\mu = 33$) zeichnen sich durch gute Klangeigenschaften aus. Auch die 6N2P ($\mu = 97,5$) lässt sich hier mit Erfolg einsetzen. Die Wahl der Röhre bestimmt die Eingangsempfindlichkeit des Verstärkers. Bei Verwendung der 6N1P sind am Eingang 2 V zur Vollaussteuerung erforderlich. Bei der 6N2P genügen 0,75 V. Die Parallelschaltung beider Trioden führt zur Halbierung des Innenwiderstandes R_i und des Rauschfaktors der Röhre. Der Wert von μ verändert sich dabei nicht. Zum Erreichen optimaler Klangeigenschaften sollte es sich bei C17 und C18 um antiparallel geschaltete Black-Gate-Elkos des Typs N handeln. Es spricht natürlich nichts dagegen, diesen Typ auch für die anderen Hochspannungselkos zu verwenden, doch auch mit Kondensatoren von Jensen und anderen, speziell für Audiozwecke gefertigten Exemplaren lassen sich gute Ergebnisse erzielen.

Die 300B wird mittels Auto-Bias mit R22 und C24 auf den optimalen Arbeitspunkt eingestellt. Für R22 sollte ein induktionsfreier Typ verwendet werden, zum Beispiel von Caddock. Über R22 (900 Ohm) fällt eine Spannung von 73 V ab. Der Ruhestrom der 300B beträgt 80 mA. Der Widerstand muss demnach eine Leistung von $P = 73 \text{ V} \times 80 \text{ mA} = 5,84 \text{ W}$ verkraften, so dass eine 10...25 Watt Ausführung mit Kühlkörper hier genau richtig ist. Natürlich lassen sich auch zwei Widerstände von 1,8 Kiloohm parallel schalten. Der Widerstand sollte sich auf Grund seiner Wärmeentwicklung nicht zu dicht an vorbeiführenden Drähten befinden und kann zwecks besserer Wärmeabfuhr auch direkt auf dem Chassis montiert werden. In diesem Fall muss jedoch eine gute elektrische Isolation zwischen Widerstand und Chassis gewährleistet sein. Die Heizungsanschlüsse der 300B sind mit zwei symmetrischen Widerständen von 39 Ohm versehen. Diese Maßnahme dient zur Kompensation des Gleichspannungspotenzials am Anfang und am Ende des Heizdrahtes der 300B, der gleichzeitig als Kathode dient. Eigentlich wird das eingezeichnete Entbrumm-Poti (100 Ohm / 3 Watt) dadurch überflüssig. Es dient lediglich zur Sicherheit, falls bei genauem Hinhören dennoch leise Brummgeräusche auftreten sollten und kann bei Bedarf entfernt werden.

Unter dem Kathodenwiderstand R22 befindet sich ein zusätzlicher Widerstand von einem Ohm, R20, über den zur Messung des Ruhestroms der 300B ein

Foto-2: HQSE 12 Innenleben
Foto-3: HQSE 12 Anschlussbereich



Bild 3: Vorschlag zur Montage der Bauteile

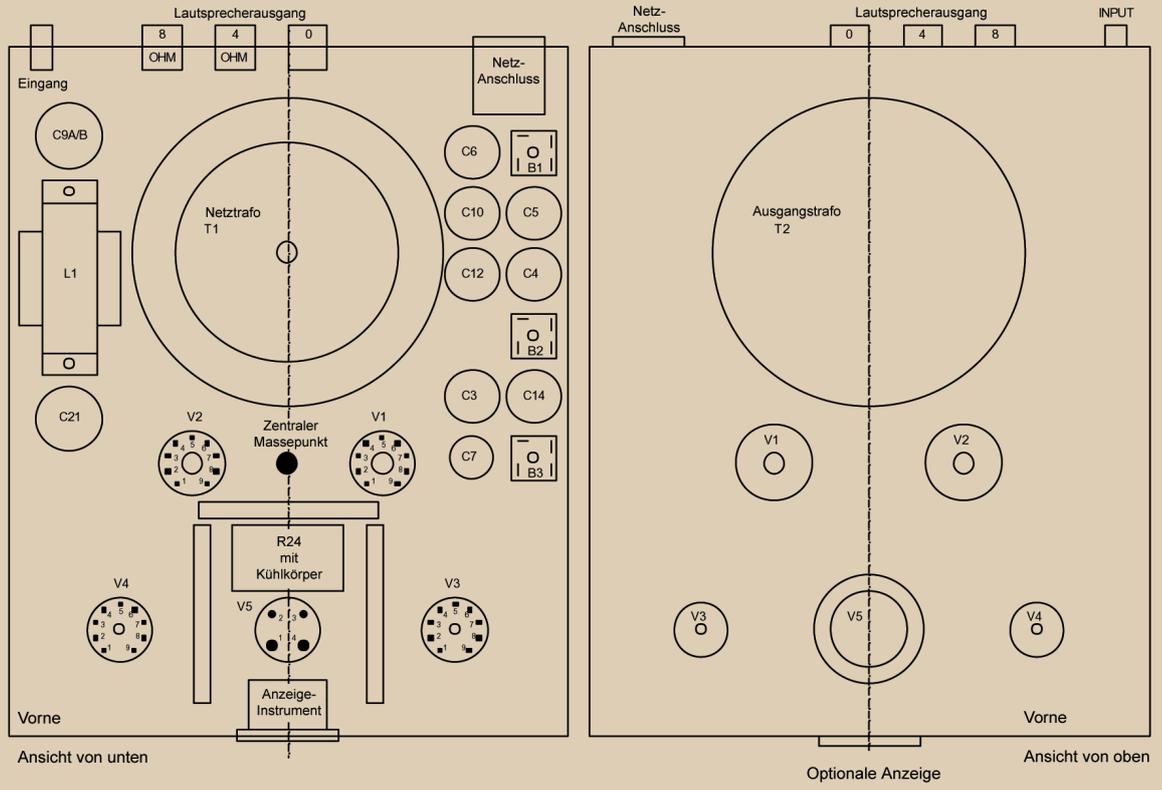
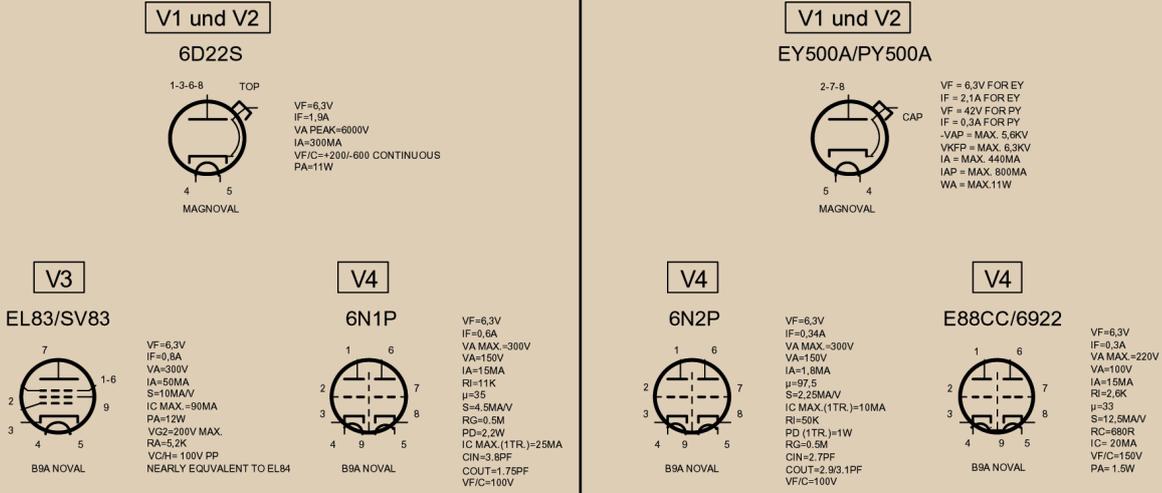


Bild 4: Anschlussbelegungen der Röhren des HQSE 12



(rundes) Messinstrument angeschlossen werden kann. Solch ein Spannungsmessgerät in klassischer Rundform sieht nicht nur sehr dekorativ aus, sondern erlaubt auch die permanente Überwachung der Endröhre.

Die 300B ist auf einen Ruhestrom von 80 mA eingestellt. Die Anodenspannung beträgt 430 V. Die gesamte Anodenverlustleistung von V5 beträgt demnach $0,08 \times (430 \text{ V} - 73 \text{ V}) = 28,6 \text{ Watt}$, also deutlich weniger als der laut Datenblatt zulässige Wert von 40 Watt. Beim einzigen Kopplungskondensator C20 von einem μF sollte es sich um eine Papier-Öl-Ausführung handeln, zum Beispiel ein Exemplar von Jensen (Jensen Copper Foil). Die beste Audio-Qualität erzielt man mit Black-Gate-Versionen, gefolgt von Jensen und danach BC. Für C24 sollte auf jeden Fall ein Exemplar des Typs Black Gate NH eingesetzt werden. Für C17 und C18 sollten zwei Kondensato-

ren des Typs Black Gate N in antiparalleler Schaltungweise eingesetzt werden. Da die Zahl der angebotenen, hochwertigen Elkos mittlerweile zugenommen hat, hängt die richtige Wahl letztendlich auch vom persönlichen Geschmack und vom Geldbeutel ab.

Die „Hard-Wire“ Montagetechnik ist für diesen Verstärker recht gut geeignet. Die Bauteile werden mittels Drähten miteinander verbunden und durch Lötösenleisten und Lötstützpunkte mechanisch stabilisiert. Bild 3 zeigt einen Vorschlag zur Montage der Bauteile. Natürlich handelt es sich beim Gehäuse nur um einen Vorschlag, so dass dazu keine weiteren Hinweise in diesem Beitrag erfolgen.

■ Vorgehensweise

1. Alle Bauteile bis auf die Trafos montieren.
2. Heizleitungen mit minimal 0,75 mm² Draht verlegen.

3. Masseverbindungen anlegen.
4. Trafos montieren. Netzspannung und Heizspannungsverbindungen anschließen.
5. Alle Heizkreise testen.
6. Netzteil komplett aufbauen und alle Spannungen unbelastet testen.
7. Verstärker aufbauen.
8. Widerstände R5, R6, R7 ermitteln (später bei laufendem Verstärker nochmals testen).
9. V1, V2, V3, V4 einstecken und zuerst den Treiber (6N1P oder 6N2P + SV83) testen und messen.
10. V5 = 300B einstecken und dann kompletten Verstärker testen und messen.

Noch ein letzter Tipp: Versuchen Sie, den Verstärker mit einem einstellbaren Netz-Trenntransformator unter Spannung zu setzen. Erhöhen Sie die Spannung langsam und achten Sie dabei auf verdächtige Geräusche und unvorhergesehene Rauchzeichen. Berücksichtigen Sie dabei auch die lange Anlaufzeit der Gleichrichter.

Wenn alles gut verlaufen ist, verfügen Sie über eine SE-Mono-Endstufe mit folgenden Daten:

Frequenzbereich: 16,2-21800 Hz bei – 0,1dB, 7-47000 Hz bei – 1dB, 3,5-90000 Hz bei – 3dB.

Ausgangsleistung: 9,5 W (effektiv) an 4 oder 8 Ohm.

Klang: Schon mit „normalen“ Bauteilen ganz ausgezeichnet!

■ Achtung!

Die in der Schaltung vorkommenden Spannungen sind so hoch, dass sie bei Berührung tödlich sein können. Seien Sie beim Arbeiten unter Spannung daher besonders vorsichtig und beachten Sie alle für das Arbeiten mit Elektrizität vorgegebenen Sicherheitsregeln.

Nach den CE-Regeln müssen die betreffenden Bauelemente berührungssicher montiert werden. Dies gilt auch für die Röhren. Autor und Verlag übernehmen keinerlei Verantwortung für Schäden, die beim Umgang mit der Schaltung entstehen.

1) Technische Daten und Verfügbarkeit: www.amplimo.nl

2) Bei weiteren Fragen: fruitema37@home.nl

Bert Fruitema, verheirateter Rentner, begann seine Karriere mit einer technischen Elektronik-Ausbildung und wurde während seines Militärdienstes zum Radio-/Gyro-Techniker ausgebildet. Es folgte eine 40-jährige Tätigkeit als Entwickler von Messeinrichtungen und -Geräten bei der niederländischen Elektrizitätsversorgung. Anschließend war der Autor mit der Entwicklung mehrerer Audio-Studios beschäftigt. Seit seinem elften Lebensjahr beschäftigte er sich mit der naturgetreuen Wiedergabe von Klängen. Sein erster Verstärker war mit einer einzigen AL4 aufgebaut. Während seiner Arbeiten hat er sich zunächst mit Röhren und später auch mit Halbleitern beschäftigt. Im Jahre 1972 gründete er das ALFI-Label. Im Jahre 1979 wendete er sich wieder den Röhren zu, womit er heute über eine 58-jährige Erfahrung auf diesem Gebiet verfügt.

Stückliste für einen HQSE 12 Monoblock

Widerstände

- R1 = NTC Leistungswiderstand 5 Ω
- R2 = Widerstand 180 Ω / 0,25 W
- R3 = Widerstand 110 kΩ / 0,25 W
- R4, R9 ... R15 = Widerstand 100 kΩ
- R5 = Widerstand 0,15 Ω / 5 W (siehe Text)
- R6, R7 = Widerstand 1,5 Ω / 5 W (siehe Text)
- R8 = Widerstand 10 Ω / 1 W
- R10 ... R12 = Widerstand 220 Ω / 0,25 W
- R11 = Widerstand 22 kΩ / 0,25 W
- R13 = Widerstand 150 Ω / 0,25 W
- R14 = Widerstand 56 kΩ / 0,25 W
- R16 = Widerstand 39 kΩ / 1 W
- R17 = Widerstand 2kΩ / 0,25 W
- R18 = Widerstand 150 Ω / 0,25 W
- R19 = Widerstand 220 kΩ / 0,25 W
- R20 = Widerstand 1 Ω / 0,25 W (optional, siehe Text)
- R21 = Widerstand 99 Ω / 0,25 W (optional, siehe Text)
- R22 = Widerstand 900 Ω / 10 – 25 W mit Kühlkörper (siehe Text)
- R23, R24 = Widerstand 39 Ω / 0,25 W
- R25 = instelpotmeter 100 Ω / 3 W (optional, siehe Text)
- R26 = Widerstand 3,9 kΩ / 3 W

Kondensatoren

- C1, C2 = Kondensator 0,1 μF / 275 VAC – X2 (siehe Text)
- C3 ... C6, C10 ... C12 ... C14 = 10 mF / 16 V Elko
- C7 = 100 μF / 250 V Elko
- C8 = 10 μF / 630 V MKP (bspw. Anlaufkondensator)
- C9A/B = 2 X 47 μF / 500 V Elko (siehe Text)
- C11 ... C13 ... C15 = 0,1 μF / 63 V MKP
- C16 = 0,47 μF / 400 V MKP
- C17, C18 = 100 μF / 16 V (siehe Text)
- C19 = 0,33 μF / 400 V MKP
- C20 = 1 μF / 630 V P.I.O. (siehe Text)
- C21 = 47 μF / 500 V Elko (siehe Text)
- C22 = 0,1 μF / 630 V falls BG, diesen nicht verwenden
- C23 = 27 nF / 500 V (Styroflex) falls BG, diesen nicht verwenden
- C24 = 220 μF / 160 V (siehe Text)

Außerdem

- T1 = Amplimo Netztrafo Typ 7N1474
- T2 = Amplimo Ausgangstrafo Typ VDV 3035 SE
- 1 x Kaltgeräteeinbaubuchse für 230V / 50Hz mit Sicherungshalter und Netzschalter
- L1 = Spule 10 H – 125 mA
- M1 = 1-mV-Drehspulinstrument (optional, siehe Text)
- 2 x topaansluiting keramisch ¼ inch.
- 2 x Röhrensockel, keramisch magnoval für V1 und V2
- 2 x Röhrensockel, keramisch noval für V3 und V4
- 1 x Röhrensockel, keramisch UX-4 für V5
- 1 x Kühlkörper für R20
- 1 x LED mit Einbaufassung
- 3 x Lautsprecheranschlussklemmen, zwei rote, eine schwarze
- 1 x Cincheinbaubuchse
- 1 x Masseklemme
- Lötleisten
- Montagematerial
- Draht für Innenverkabelung
- Gehäuse

VDV-PR20HE: Symmetrischer Röhrenverstärker mit 73 Watt

VON MENNO VAN DER VEEN

Diese mehr als 70 Watt starke Röhrenendstufe war ursprünglich als Gitarrenverstärker geplant. Nach ein paar Schaltungsänderungen lässt sich das Gerät jedoch auch zur high-end-gerechten Wiedergabe im heimischen Wohnzimmer nutzen.

Die Gestaltung der Endstufe erfolgte in Zusammenarbeit mit Personal Audio Concepts. Durch die besondere Art der lokalen Gegenkopplung werden ein niedriger Klirrfaktor und eine besonders gute Basswiedergabe erreicht. Die Endstufe vermittelt ein lebendiges Klangerlebnis und versetzt den Zuschauer, rein akustisch, mitten ins Geschehen.

Was macht Röhrenendstufen so interessant? Sind es wirklich nur die Röhren? Im Jahre 2004 begann ich, Schaltungen von Verstärkern zu variieren und den Einfluss dieser Änderungen zu untersuchen. Dazu entwickelte ich einen universellen Verstärker mit Ausgangstrafo und Netzteil. Bereits durch das Verändern einiger Drahtverbindungen entstanden völlig verschiedene Verstärker mit Leistungen zwischen 5 und ungefähr 80 Watt, einschließlich spezieller Kopplungen wie zum Beispiel Eintakt- und Gegentaktstufen. (siehe auch 1 und 5).

In diesem Artikel beschreibe ich den 73-Watt-Verstärker „Projekt 20“, der aus meinen Untersuchungen als Sieger hervorging. Nach einer nachträglichen Bearbeitung entstand daraus die hier besprochene „De Luxe High-End-Version“ mit der Bezeichnung VDV-PR20HE.

■ Das Schaltbild

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Verstärkers. Der Eingang links ist symmetrisch und kann zum Beispiel mit

einem Vorverstärker mit symmetrischem XLR-Ausgang verbunden werden. Nach einer kleinen Änderung lassen sich auch asymmetrische Leitungen an den Eingang „+in“ anschließen. Mehr dazu unter den Hinweisen für R3 und R7 im Schaltbild.

Der mit einer ECC81 aufgebaute und nach dem Long-tailed-Prinzip arbeitende Eingangsverstärker dient gleichzeitig als Phasendreher.

Mit der gemeinsamen Kathode wurde mittels R6 eine Stromquelle simuliert, wobei die hohe negative, effektive Spannung V_n von -72 V zur Anwendung kommt.

Zur Begrenzung des Frequenzbereiches dieser Stufe können die beiden Anoden der ECC81 über den Kondensator C1 ($100\text{ pF}/500\text{ V}$) miteinander verbunden werden. Dadurch wirkt sich die Resonanz von etwa 90 kHz im universellen Ausgangstrafo nicht mehr so stark aus. Da sich der Einsatz dieses Kondensators jedoch akustisch nicht bemerkbar macht, kann er natürlich auch weggelassen werden.

Nach der Vorverstärkung und Phasendrehung wird das Signal über die Kondensatoren C3 und C4 zu den Endröhren geführt. Die Schaltung wurde für den Typ EL156 optimiert. Die maximale Anodenverlustleistung von 50 W erlaubt einen hohen Ruhestrom (Klasse A) durch diese Röhren. Auch die Endröhren 6550-C von Svetlana ($P_{a,\text{max}} = 40\text{ W}$) sind hervorragend für diese Schaltung geeignet (siehe Anhang).

Die durch die Endröhren fließenden Ruhestrome werden mit den 10-Gang-Spindelpotis P12 und P13 eingestellt. Dadurch wird eine negative Vorspannung zu den Steuergittern der Röhren geleitet.

In den Kathodenleitungen befinden sich die Widerstände R17 und R18 mit ihren Testpunkten. Über jedem der beiden Widerstände muss eine Spannung von 50 mV gemessen werden, wenn der Ruhestrom

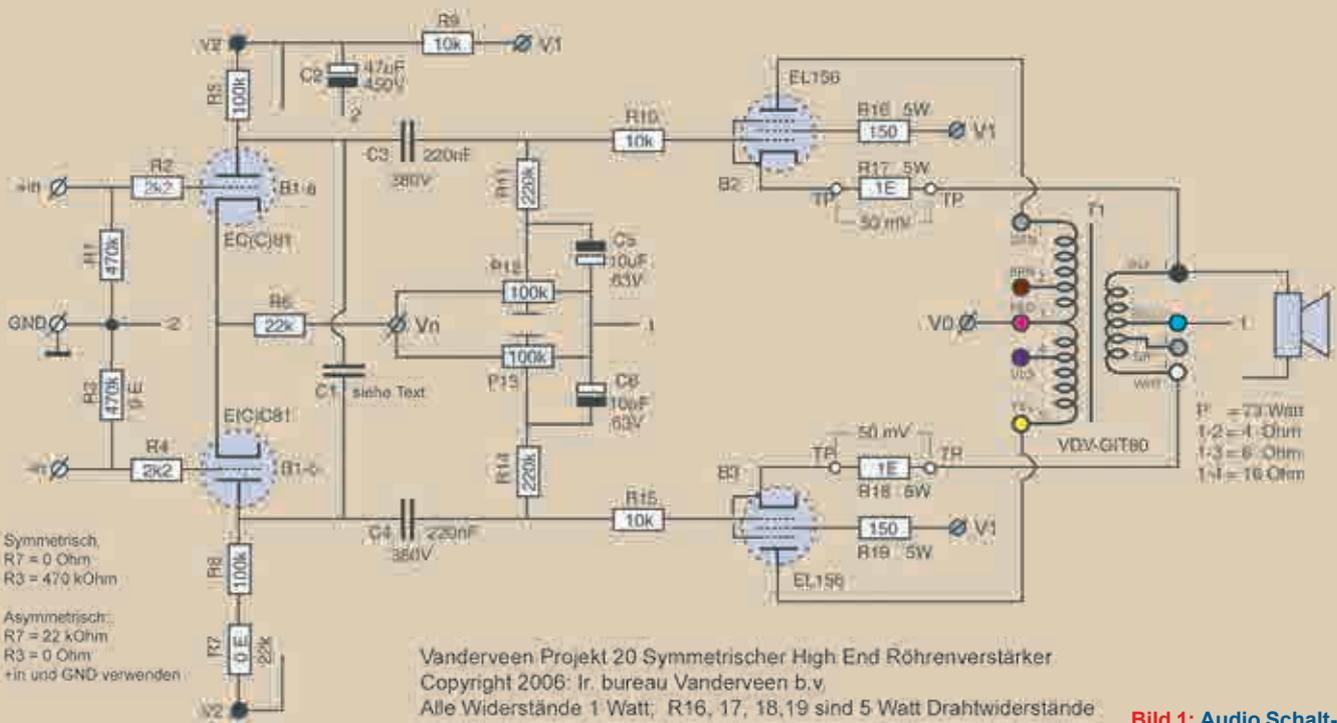


Bild 1: Audio Schaltbild VDV-PR20HE

jeder Röhre seinen optimalen Wert von 50 mA aufweist. Stellen Sie P12 und P13 so ein, dass ein externes Voltmeter bei beiden Widerständen die vorgegebenen Spannungen von 50 mV anzeigt.

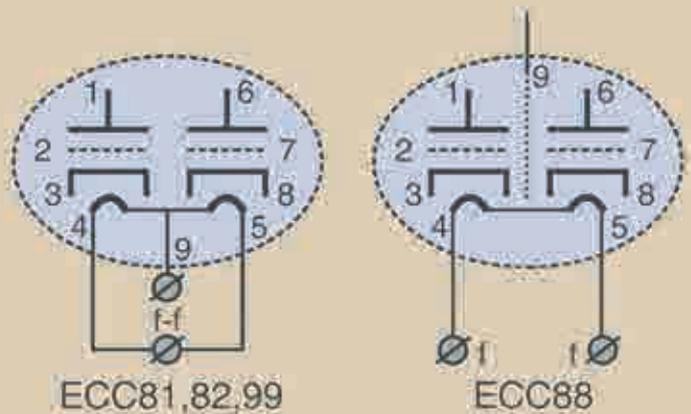
Die Anoden der Endröhren sind direkt mit der primären Wicklung des universellen Ausgangstrafo VDV-GIT80 verbunden. Dieser Trafo ist auf eine effektive, primäre Impedanz von $Z = 8 \text{ kOhm}$ eingestellt. Beachten Sie hierzu bitte auch die Anmerkungen 6 für technische Details und 9 für die Verfügbarkeit. Die Hochspannung V_0 an der Mittelanzapfung besitzt einen Wert von 720 V. Die Schirmgitter G2 sind über die Widerstände R16 und R19 mit der Spannung $V_1 = 360 \text{ V}$ verbunden, woraus sich die hohe Leistung des Verstärkers erklärt.

Mit den genannten Zahlenwerten lässt sich die Anodenverlustleistung mit folgender Formel berechnen: $P_a = 720 \times 50 \text{ mA} = 36 \text{ W}$

Dies garantiert eine lange Lebensdauer der Endröhren. Auf Wunsch kann die Verlustleistung auch auf einen Wert von 50 Watt erhöht werden. Dazu muss $I_{0,max}$ auf einen Wert von 69,4 mA eingestellt werden. Doch Vorsicht: Hiermit verringert sich die Lebensdauer der Endröhren erheblich.

Die Kathoden der Endröhren sind auf besondere Weise mit der Sekundärwicklung des Ausgangsrafos verbunden: Die Mittelanzapfung (Pin 2, blauer Anschlussdraht) liegt an Masse, so dass der Strom durch die Endröhre über die zugehörige, sekundäre Wicklungshälfte zur Masse fließen kann. Durch diese Schaltungstechnik erscheint pro Endröhre ein Teil der Ausgangsspannung zwischen deren Kathode und dem Steuergitter. Die effektive Spannungsverstärkung wird dadurch reduziert. Ein gutes Beispiel von lokaler Kathodengegenkopplung (CFB = cathode feedback).

Diese Gegenkopplung hat zur Folge, dass der Dämpfungsfaktor erheblich zunimmt und die durch die Endröhren und den Ausgangstrafo bedingten, harmonischen Verzerrungen sehr stark unterdrückt werden.



An den sekundären Anschluss des Ausgangsrafos lassen sich Lautsprecher von 4, 8 oder 16 Ohm anschließen. Beim Wechsel zwischen unterschiedlichen Ohmwerten muss ein Anschluss des Lautsprechers immer mit dem sekundären Anschluss 1 (schwarzer Draht) verbunden bleiben.

Bild 2: Pinbelegung der ECC81 und der EL156/6550-C.

Bild 2 zeigt die Pinbelegung der empfohlenen Röhren. Die Anschlussbelegungen der beiden Röhren EL156 und 6550-C sind gleich, so dass ein Austausch der Exemplare jederzeit möglich ist.

■ Brummvermeidung durch gute Erdung

Im Schaltbild sind zwei mit „1“ und „2“ bezeichnete Masse-Anschlüsse zu erkennen. Sie sind zwar miteinander verbunden, doch ohne die Beachtung einiger wichtiger Punkte könnten Probleme mit Masseschleifen auftreten.

Masse 1 gehört zu den Endröhren und der Hochspannungsversorgung. Hier fließen die hohen Ströme der Endröhren.

Masse 2 bezieht sich auf die Eingangsschaltung rund um die ECC81. Beim Bau des Verstärkers muss darauf geachtet werden, dass die hohen Ströme der Endröhren durch Masse 1, aber niemals durch Masse 2 fließen.

Mit anderen Worten: Masse 2 an R1, R3 und C2 muss sternförmig verdrahtet und über einen gesonderten Draht mit Masse 1 verbunden werden.

Die Anschlüsse C5, C6, P12, P13 und der Sekundäranschluss 2 müssen mit dem Masse-1-Sternpunkt verbunden werden. Von dort führt ein gesonderter Draht zum Netzteil. Auf diese Weise wird verhindert, dass die hohen Ströme durch die Endröhren zur empfindlichen Eingangsstufe gelangen. Masse 1 ist am Eingang übrigens noch mit dem Metallgehäuse verbunden. Auch diese Maßnahme verhindert unerlaubte Restströme im Massekreis.

■ Das Netzteil

Bild 3 zeigt die Schaltung des Netzteils, die sich um den universellen Netztransformator VDV-POW80 gruppiert. Im Anhang 7 finden Sie weitere Einzelheiten; Anhang 9 informiert Sie über die Verfügbarkeit.

Der Trafo ist ausgelegt für Primärspannungen von 100 V (Japan), 115 V (USA) und 230 V (Europa). Das Schaltbild zeigt die jeweils richtigen

Die dritte Wicklung von 50 V erzeugt nach Gleichrichtung und Glättung die erforderliche Spannung von -72 V. Diese negative Spannung ist nicht abgesichert, da sie immer vorhanden sein muss: Bei Wegfall dieser Spannung werden die Endröhren zerstört.

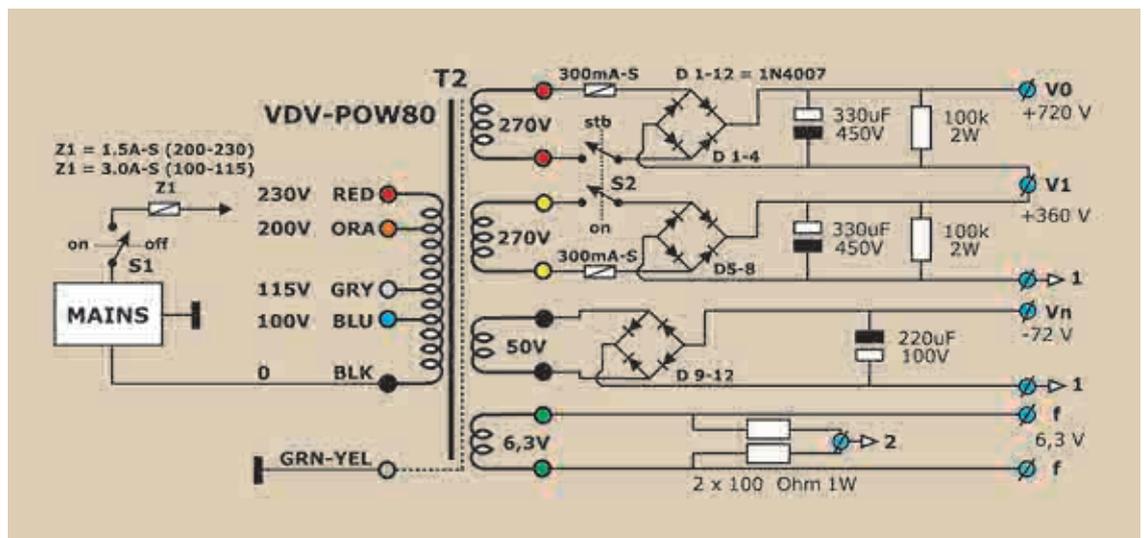
Die Heizspannung von 6,3 V für die Glühfäden der Röhren werden durch die vierte Wicklung zur Verfügung gestellt. Diese ist mit zwei 100-Ohm-Widerständen überbrückt, deren Verbindungspunkt an Masse 2 angeschlossen ist.

■ Zusätzliche Informationen und Messwerte

Die wichtigsten Zusatzinformationen zu dieser Schaltung finden Sie in der unten stehenden Tabelle. Interessant ist ein Blick auf die -3dB-Leistungsbandbreite. Sie bezieht sich auf den Wert um 3 dB verminderten Wert von P_{max} . Das entspricht der Hälfte der Ausgangsleistung: 36 Watt.

Bei dieser Leistung geht der Ausgangsrafo ab etwa 18 Hz abwärts langsam in seine Kernsättigung über. Oberhalb 18 Hz sind keine Störungen zu verzeichnen.

Bild 3: Netzteil VDV-PR20HE



Sicherungswerte für die einzelnen Einstellungen.

Die Masse des Lichtnetzes wird direkt über die mit Federring verschraubte Lötfläche möglichst fest mit dem Gehäuse verbunden. Zwischen Primär- und Sekundärwicklung befindet sich eine Schirmwicklung, deren gelb-grüner Anschlussdraht ebenfalls mit der oben erwähnten Gehäusemasse verbunden werden muss.

Auf der Sekundärseite befinden sich zwei völlig voneinander getrennte 270-V-Hochspannungswicklungen, deren Spannungen beide unabhängig voneinander gleichgerichtet und geglättet werden müssen. Zusätzlich sind beide Wicklungen mit einer eigenen Sicherung mit kombiniertem Stand-by-Schalter ausgerüstet. Nach dem Ausschalten von S2 werden die Sieb-Elkos von jeweils 330 µF recht schnell über die parallelen 100 kOhm-Widerstände entladen. Die Werte der gleichgerichteten Hochspannungen betragen jeweils 360 V. Die erforderlichen 720 V werden mittels Serienschaltung gewonnen.

Bei einer Ausgangsleistung von 73 Watt geht der Kern ab 25 Hz abwärts ($18\sqrt{2}$) in die Sättigung.

Bei einer Ausgangsleistung von 2 Watt (Zimmerlautstärke) liegt die -3 dB-Untergrenze bei 4 Hz. Diese extrem niedrige Frequenz wird durch die Höhe der primären Selbstinduktion des VDV-GIT80 erreicht ($L_{p,max} > 1000$ H).

An der hochfrequenten Grenze beträgt die Frequenz bei der -3 dB-Marke unabhängig von der Ausgangsleistung ungefähr 26 kHz. Diese Grenze resultiert aus der Streuinduktivität L_{sp} und der internen Kapazität C_{ip} des Ausgangsrafos und wird durch die Röhren nicht beeinflusst.

Diese Messwerte erfüllen vollständig meine gestellten Bedingungen, wobei der -3 dB-Bereich vollständig über der Marke von 20 kHz liegen sollte. Dabei konnte dieser Bereich durch eine Anpassung des Ringkerntrafos VDV-4070CFB wesentlich besser erweitert werden als mit einer einfachen, sekundären Belastung von 8 Ohm.

Die Ausgangsimpedanz Z_{AUS} hängt vom

Foto 1: VDV-PR20HE
Hauptfoto (Foto:
Personal Concepts)



Ruhestrom und vom jeweiligen Typ der Endröhre ab. Sein niedriger Wert konnte durch eine Anpassung der Kathodengegenkopplung erzielt werden. Dieser Verstärker dürfte bei den meisten dynamischen Lautsprechern durch seine mehr als ausreichende Dämpfung eine straffe Wiedergabe im Tiefbereich garantieren

Die effektive Eingangsempfindlichkeit liegt bei einem Wert von 2 V, das ist mehr als ausreichend für die meisten CD-Spieler. Ein gesonderter Vorverstärker ist daher nicht erforderlich. Allerdings wäre der Einbau eines zusätzlichen Lautstärkepotis von 100 k (logarithmisch) am Eingang durchaus sinnvoll.

Für die symmetrischen Eingänge sollte ein Stereo-Poti zur gleichzeitigen Regelung der Plus- und Minus-Eingänge verwendet werden.

Die Brummspannung von $U_{ss} = 2 \text{ mV}$ am Ausgang wird durch Einstrahlungen im Ausgangstrafo verursacht, die auf das magnetische Streufeld des Netztrafos zurückzuführen sind. Der genannte Wert ist extrem gering und kann durch eine Vergröße-

rung des Abstandes zwischen beiden Trafos noch weiter reduziert werden.

Dank der sorgfältigen Erdung der Schaltung ließ sich die Brummspannung auf $U_{ss} = 1 \text{ mV}$ reduzieren. Das Rauschen ist übrigens nicht hörbar, selbst mit dem Ohr direkt am Lautsprecher

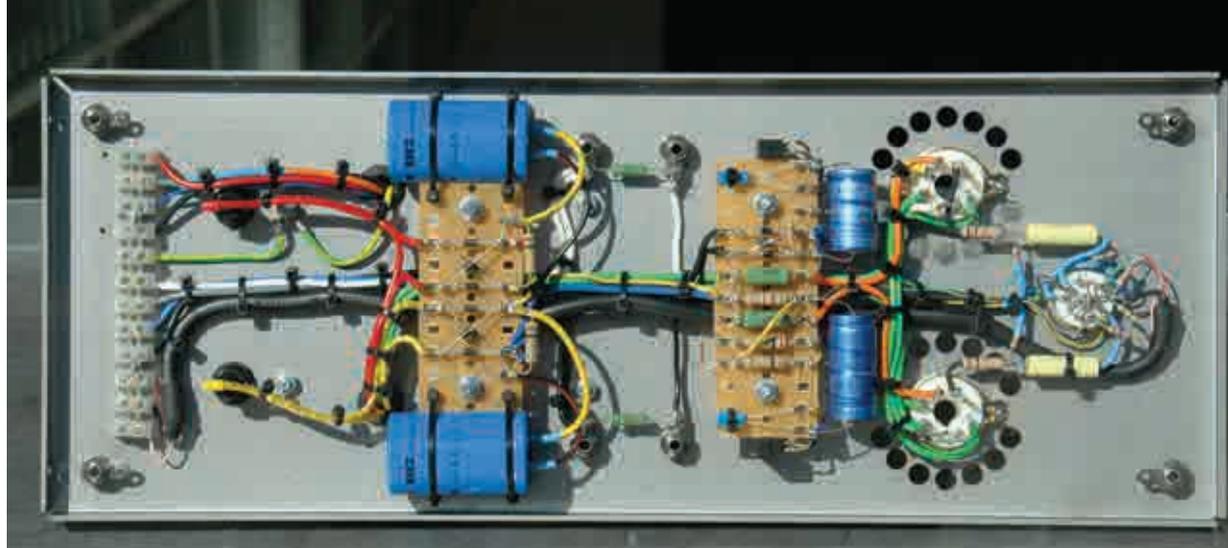
■ Gehäuse und Montage

Das Gehäuse dieses Verstärkers wurde von den Mitarbeitern von Audio Concepts entworfen. Im linken, vertikalen Bereich befindet sich eine Logikschaltung zur Steuerung der Kanalwahl sowie die Master-Volume-Regelung mit Fernbedienung. Dahinter befindet sich in jedem Monoblock die eigentliche Schaltung der Lautstärkeregelung, die mit einer Reihe kleiner Relais in Verbindung mit einer Spannungsteiler-Widerstandskette aufgebaut wurde.

Die Lautstärkereger in jeder der beiden Mono-Einstufen überstreichen einen Bereich von 0 bis 10 dB und dienen dazu, die Verstärkungen der einzelnen Blöcke aneinander anzugleichen.

VDV-PR20HE Techn. Daten	EL156	EL156	6550-C	Einheit
Ruhestrom I_0 pro Endröhre	40	50	40	mA
V0	726	716	728	V
V1	363	358	364	V
Va1 oberste E(C)C81	199	199	199	V
Va2 unterste E(C)C81	196	196	196	V
Vn	-72	-72	-72	V
Vg1 Endröhren (ungefähr)	-23	-22	-43	V
Pmax bei 1kHz	71	73	75	W
-3dB Leistungsbandbreite	18 – 26	18 – 26	18 – 28	Hz – kHz
-3dB Frequenzbereich bei 2 W	4 – 27	4 – 27	7 – 27	Hz – kHz
Z_{AUS} am 4-Ohm-Ausgang	2,5	2,3	3,5	Ohm
U_{in} (rms) asymmetrisch bei 70 Watt	2,0	2,0	2,5	V
Brummspannung U_{ss} am Ausgang	4	3	4	mV

Foto 2: Unteransicht
VDV-PR20HE (Foto:
Menno van der Veen)



Es ist auch möglich, mehrere Mono-Endstufen miteinander zu verbinden (zum Beispiel für Surround-Anwendungen), die alle durch die gleiche, links angeordnete Haupteinheit angesteuert werden.

Die rechte vertikale Einheit ist leer und kann zum Beispiel zur Unterbringung eines Plattenspieler-Vorverstärkers genutzt werden. Weitere Informationen zu Add-On-Gehäusen und ihrer Verfügbarkeit finden Sie unter „8“. Die Frontplatte jeder Mono-stufe kann (mit Laser) auf Maß vorgebohrt geliefert werden. Den Mitarbeitern von Personal Audio Concepts liegen die dazu erforderlichen, von mir berechneten Maße vor.

Foto 2 zeigt den Aufbau des Verstärkers. Die komplette Verkabelung ist in einem Haupt-Kabelbaum vereinigt, der durch die Mitte des Gehäuses führt. Dadurch wird verhindert, dass das magnetische Streufeld des Netzteils eine geschlossene Oberfläche einer Erdschleife induktiv beeinflusst und damit zusätzlichen Brumm erzeugt.

Die Elkos von 330 μ F müssen gut isoliert vom Chassis montiert werden, damit keine Hochspannungsdurchschläge auftreten. Vor allem bei der Befestigung der beiden Mono-Stufen sollte genau darauf geachtet werden, dass die Elkos nicht von den dazu notwendigen Schrauben berührt werden.

Menno van der Veen studierte „technische Naturkunde“ an einer Universität. Danach war er als „Hauptdozent für Naturkunde“ tätig und gründete im Jahre 1986 sein eigenes Ingenieurbüro. In mehreren Audiozeitschriften veröffentlichte er Artikel über die Themen „Audio“ und „Technik“ (für AES und NAG) und machte auch als Buchautor von sich reden. Zusammen mit Elektor führt er Röhren-Workshops durch. Er ist der Entwickler hochwertiger Ringkern-Ausgangstrafos, die von Amplimo und Plitron hergestellt werden. Anfang 2006 gründete er die Röhren-Akademie TubeSociety. Röhrenverstärkern und Trafos gilt sein Hauptinteresse.

Quellen:

- 1) siehe www.mennovanderveen.nl ; het project
- 2) www.aes.org ; paper 6347 Barcelona 2005
- 3) AudioXpress Januar 2006, pp. 6 – 19
- 4) www.mennovanderveen.nl ; boeken: proefdruk van Het Vanderveen Buizenbouwboek 2. In Kürze lieferbar von Segment: Menno van der Veen: „Moderne High-End Röhrenverstärker, Teil 2“. Kapitel 9.
- 5) Projekt 28: Die Herausforderung
- 6) Projekt 8: VDV-GIT80
- 7) Projekt 9: VDV-POW80
- 8) www.addonamp.eu
- 9) www.mennovanderveen.nl ; transformatoren
- 10) Für weitere Fragen: info@mennovanderveen.nl





TubeSociety TS-VV-2006 Röhrenvorverstärker

VON MENNO VAN DER VEEN



Im Rahmen eines Projektes gelang den Studenten der TubeSociety-Röhrenakademie die Entwicklung eines Röhrenvorverstärkers, zu dessen wichtigsten Merkmalen ein Plattenspieler-Vorverstärker und ein Buffer für einen Recorder-Ausgang zählen. Diese interessanten Leistungsmerkmale werden durch eine aktive Gegentakt-Eingangsstufe sowie einen Kopfhörerverstärker abgerundet. Die gesamte Schaltung ist auf Lötösenleisten aufgebaut. Zur Minimierung von Brummeinstreuungen befindet sich das Netzteil außerhalb des Verstärkergehäuses.

Die TubeSociety-Ausbildung zum Entwickler von Röhrenverstärkern dauert ein Jahr und widmet sich in jedem Quartal einem besonderen Schwerpunkt, beginnend mit dem Thema „Vorverstärkung“, gefolgt von „Endverstärkung“ sowie „Transformatoren“ und „Messen“.

Bereits zu Beginn der Ausbildung muss jeder Teilnehmer eine selbst entwickelte Schaltung präsentieren. Die neun Studenten (Bild 1) erhielten den Auf-

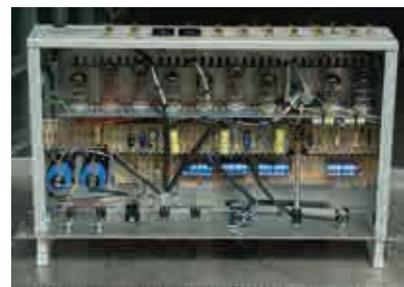
trag, sich um die Entwicklung der einzelnen Stufen des Vorverstärkers zu kümmern. Dadurch war es möglich, einen Großteil des Lernstoffes direkt in der Praxis umzusetzen.

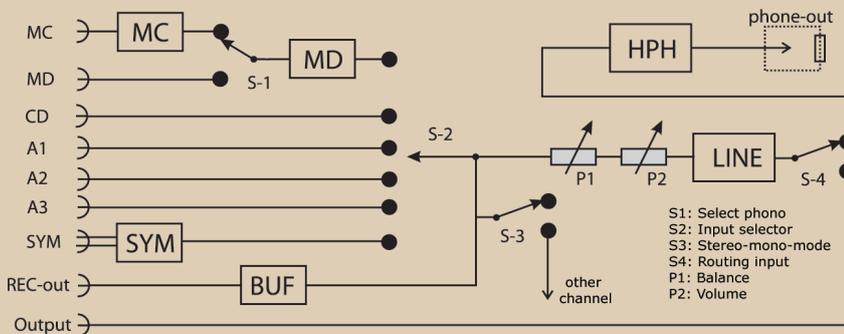
Das Konzept des Verstärkers ist in Bild 1 zu erkennen. In diesem Artikel werden die einzelnen Stufen ausführlich besprochen. Die Fotos 2 und 3 zeigen das fertige Gerät, das in ein 19-Zoll-Gehäuse von 2HE eingebaut wurde.

Die Beschriftung erfolgte mit Corel Draw. Der Text wurde auf selbstklebende Plastikfolie kopiert, die an der Front- und der Rückseite angebracht wurde. Foto 4 zeigt das Innenleben. Die Röhren wurden auf einem gesonderten Chassis montiert (so wie bei der Revox G36). Die Lötösenleisten mit den restlichen Bauteilen befinden sich in flacher Anordnung in der Nähe der Röhren.

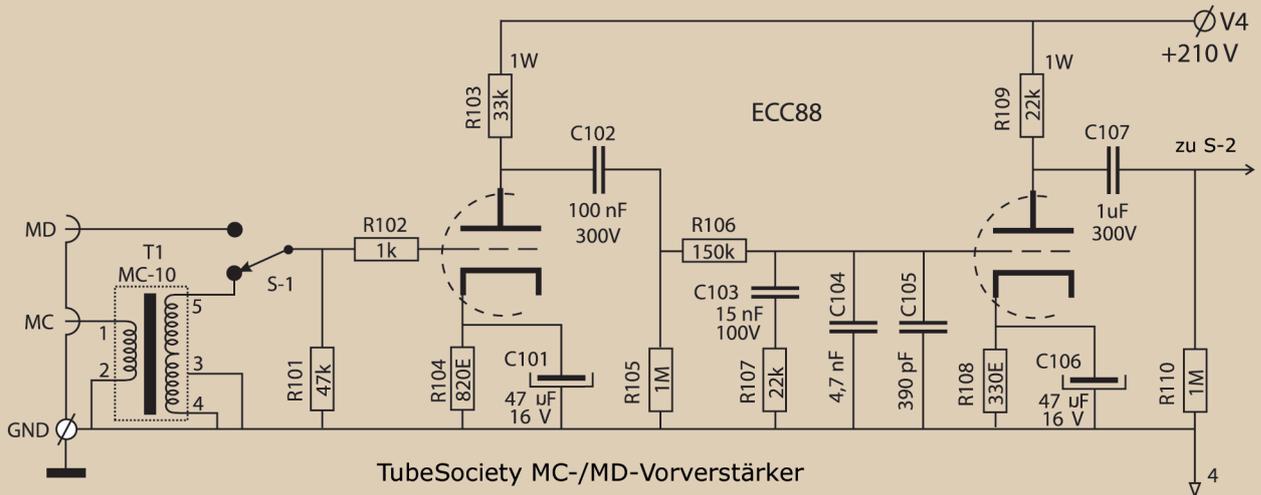
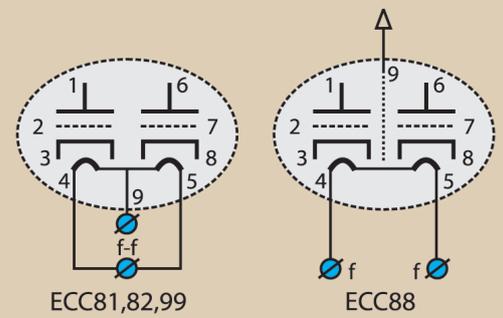
Zunächst werden die Röhrensockel auf dem dafür vorgesehenen Chassis montiert. Kleine Löcher in der Nähe der Röhrensockelanschlüsse 4, 5 und 9 erleichtern die Zuführung der Leitungen für die Röhren-Heizspannung von 6,3 V (Foto 5). So wirkt das Röhrenchassis gleichzeitig als Abschirmung, so dass die durch die Heizspannung oft verursachten Brummstörungen hier nicht zu befürchten sind.

Die verwendeten (Noval-)Röhren sind gut erhältlich und anschlusskompatibel bis auf die Heizungspins (Bild 2). Bei der Besprechung des Netzteils werden





Konzept Tube Society 2006 Röhrenvorverstärker



TubeSociety MC-/MD-Vorverstärker

Bild 1: Übersicht über den TS-VV-2006 Röhrenvorverstärker

wir uns diesem Punkt ausführlicher zuwenden. Die technischen Daten sowie die Kennlinien der Röhren finden Sie im Internet. Mehr dazu unter Punkt 4.

Bild 2: Pinbelegung der verwendeten Röhren

Der MC-MD Vorverstärker

Bild 3 zeigt das Schaltbild des Plattenspieler-Vorverstärkers. Pro Kanal sind zwei Eingänge vorhanden: Für Moving Coil Systeme (MC) und für magnetodynamische Systeme (MD). Der Eingangstrafo MC-10 sorgt für die zusätzliche, zehnfache Verstärkung, die bei den schwachen Ausgangssignalen von MC-Systemen unverzichtbar ist. Unter Punkt 5 finden Sie weitere Einzelheiten zu diesem speziellen Step-Up-Trafo, der über ein paar (hier nicht eingezeichnete) externe Widerstände genau auf ein Abnehmersystem abgestimmt werden kann.

Der Wahlschalter S1 erlaubt das Umschalten zwischen MC und MD (Foto 6). Mit einem Wert von 47 k für R101 entspricht die Eingangsimpedanz des MD-Eingangs dem Standard. Oft findet sich parallel dazu auch noch eine Eingangskapazität von 100 pF, auf die man – je nach Hörgeschmack – auch verzichten kann.

Der Widerstand R102 verhindert das Oszillieren der

ersten Hälfte der Verstärkerröhre ECC88. Nach einer Vorverstärkung in dieser Röhrenhälfte folgt ein passives RIAA-Filter. Unter Punkt 7 finden Sie die vollständig dokumentierte Theorie zu diesem Filter sowie einfache Rechenmethoden zur Beherrschung der recht komplexen Zusammenhänge.

Die Ausgangsimpedanz des ersten Röhrenhälfte in Verbindung mit R106 spielt eine wesentliche Rolle: In beiden Röhrenhälften wurden die Kathodenwiderstände mit C101 und C106 entkoppelt, um die Ausgangsimpedanz pro Röhrenhälfte so niedrig wie möglich zu halten.

Durch diese Maßnahme wird zusätzlich ein maximaler Verstärkungsfaktor μ von etwas weniger als 33 erreicht. Der Massepunkt der Schaltung ist mit der Zahl 4 gekennzeichnet. Auch hierzu finden Sie weitere Informationen im Abschnitt über das Netzteil.

Die effektive Verstärkung der MD-Schaltung ist frequenzabhängig. Bei einer Frequenz von 1 kHz ist bei einer Eingangsspannung von 4,3 mV eine Ausgangsspannung von 250 mV messbar (an C107). Dies entspricht einem völlig ausreichenden, effektiven Verstärkungsfaktor von 57,5.

Die RIAA-Kurven sind durch die in 6 besprochene

Foto 5: Zufuhr der Heizspannung am Rande der Röhren am Zusatzchassis.

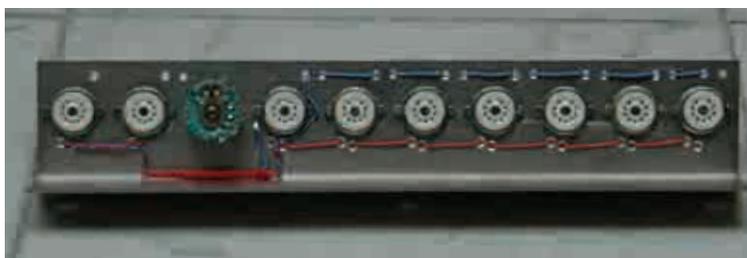


Foto 6: MC-10 und Wahlschalter S-1 flach montiert an den MC- und MD-Eingängen

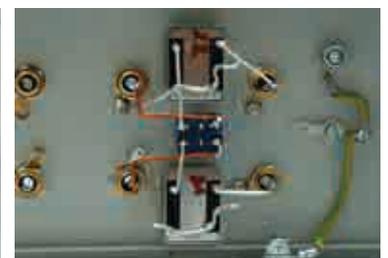
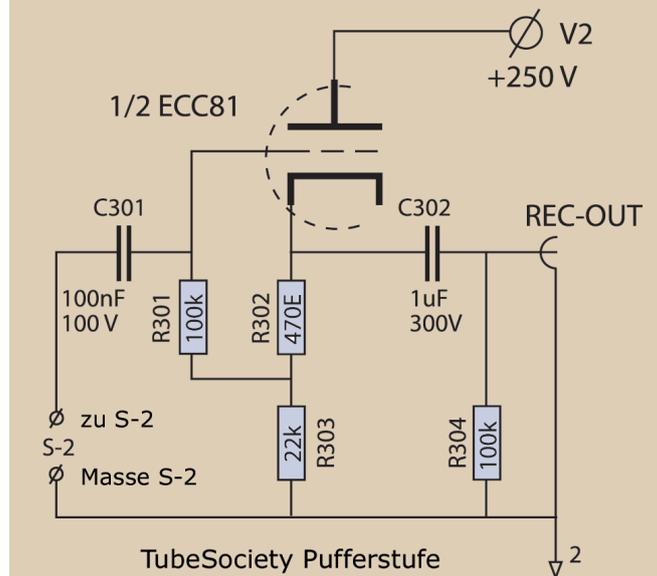
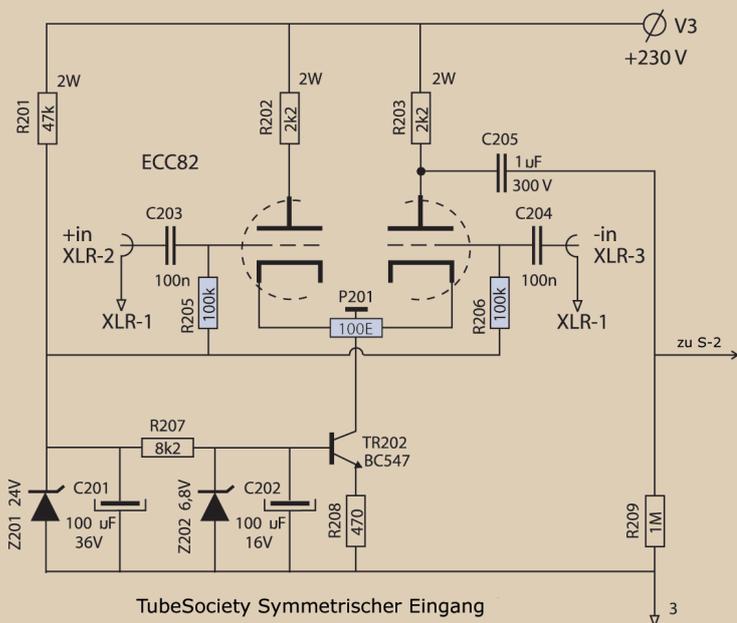


Foto 6: MC-10 und Wahlschalter S-1 flach montiert an den MC- und MD-Eingängen



anti-RIAA-Messung vorgegeben. Für den linken Kanal weicht die Kurve um 0,2 dB vom vorgegebenen Wert ab, wogegen die Abweichung bei der rechten Kurve einen etwas höheren Wert von 0,6 dB aufweist. Dieser Unterschied wird durch die Kondensatoren C103, C104 und C105 mit ihrer Toleranz von 10 Prozent verursacht und kann, je nach zufälliger Auswahl, auch besser oder schlechter ausfallen.

Auffallend ist der große Frequenzbereich innerhalb der -3 dB-Grenzen: Er erstreckt sich von 20 Hz (Rumpelgrenze) bis 60 kHz. Der zusätzliche Headroom ist durch das RIAA-Filter frequenzabhängig und beträgt 45 dB bei 20 Hz, 44 dB bei 1 kHz und 33 dB bei 20 kHz. Diese Zahlen lassen erahnen, dass dieser Vorverstärker nicht so leicht übersteuert werden kann und auf Knackgeräusche bei Schallplatten weniger empfindlich reagiert als Verstärker mit geringerem Headroom.

Die gesamte Schaltung zeichnet sich durch einen Stromverbrauch von 11,5 mA pro Kanal aus, wobei die beiden Röhrenhälften im zumeist linearen, mittleren Bereich ihrer Kennlinien betrieben werden.

■ Symmetrischer Eingang

Zurzeit werden auf dem Markt immer häufiger CD-Player mit symmetrischem Ausgang angeboten. Um den Verstärker zu diesen Geräten kompatibel zu gestalten und zudem die Möglichkeit zum Anschluss professioneller Mischpulte zu bieten, wurde der in Bild 4 gezeigte, symmetrische Eingangsverstärker entwickelt. Die als Differenzverstärker geschaltete ECC82 verwendet eine gemeinsame Kathode, die mit einer sehr hochohmigen, um TR201 aufgebauten Stromquelle verbunden ist. Die Stromstärke dieser Quelle ergibt sich aus den über Z202 erzeugten 6,8 V (Typ mit minimalem Rauschen), vermindert um die 0,6 V zwischen Basis und Emitter von TR202. Über R208 verbleibt somit eine Spannung von 6,2 V, wodurch sich eine Stromstärke von $6,2\text{V} / 470 = 13,2\text{ mA}$ ergibt. Trimpoti P201 wird so eingestellt, dass durch beide Röhrenhälften der gleiche Strom von 6,6 mA fließt. Dies ist sehr wichtig für eine gute Gleichtaktunterdrückung (common mode rejection

ratio CMRR) und bedeutet, dass gleichphasige Signale an den Eingängen (C203 und C204) möglichst stark unterdrückt werden.

Professionelle Mischpulte können unter Umständen recht hohe Signalspannungen erzeugen. Zu fehlerfreien Verarbeitung dieser Signale werden die Steuergitter der ECC82 durch Z201 sowie R205 und R206 auf eine Spannung von +24 V angehoben.

Unter diesen Umständen gerät der Verstärker selbst bei asymmetrischer Ansteuerung nicht in den Begrenzungsbereich. Die Verstärkung der ECC82 entspricht bei dieser Beschaltung dem Faktor 1,5; ein Wert, der bei dieser Anwendung vollauf genügt. Der Ausgang des Verstärkers wird durch C205 zur weiteren Signalverarbeitung im Vorverstärker einseitig von den Anoden abgezweigt. Die neben den Eingängen eingezeichneten Zahlen beziehen sich auf die Pin-Nummern eines XLR-Eingangs.

■ Buffer für den Aufnahmeausgang

Alle Eingänge, auch der symmetrische und derjenige für einen Plattenspieler, sind mit dem Wahlschalter S-2 verbunden. Hier wird entschieden, welcher Eingang über den Mutterkontakt von S-2 über eine Bufferschaltung (Bild 5) zum Recorder weitergeleitet wird.

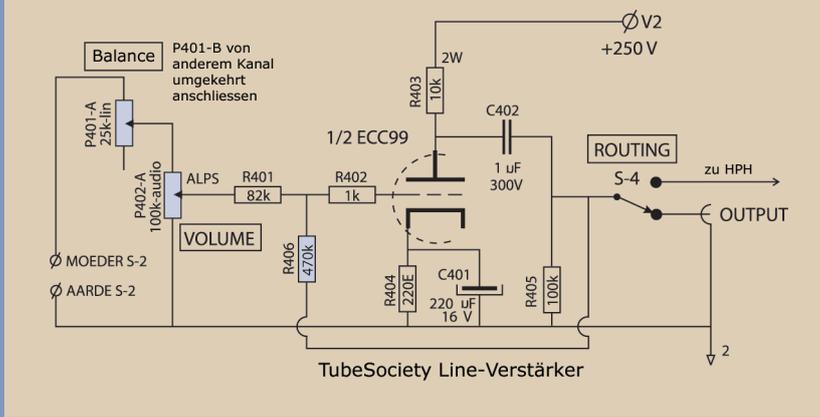
Der Buffer sorgt dafür, dass die Klangqualität im Vorverstärker nicht durch das Aufnahmegerät beeinflusst wird. Der Buffer muss einen Verstärkungsfaktor von 1 besitzen und über eine niedrige Ausgangsimpedanz verfügen. Diese Bedingungen werden von einem typischen Kathodenfolger erfüllt. Der Frequenzbereich bei -3 dB erstreckt sich von 15 Hz bis 1,5 MHz, wenn der Ausgang mit 10 kOhm belastet wird. Der Ruhestrom beträgt 4,55 mA und die Ausgangsimpedanz besitzt einen Wert von 350 Ohm. Der Verstärkungsfaktor ist 1.

■ Line-Verstärker

Alle Audiosignale laufen letztendlich durch den Line-Verstärker (Bild 6), der vierfach verstärkt. Das bedeutet, dass die Ausgangsspannung bei einer Eingangsempfindlichkeit von 250 mV einen Wert von

Bild 4: Aktiver symmetrischer Eingangsverstärker

Bild 5: Recorderbuffer



(bitte anderen Kanal genau umgekehrt anschließen) hat pro Kanal einen Regelbereich von 3,5 dB, so dass zwischen links und rechts ein maximaler Unterschied von 7 dB erzielt werden kann. Dadurch lassen sich Lautstärkeunterschiede zwischen beiden Kanälen kompensieren.

Der MD-Verstärker und der symmetrische Verstärker arbeiten mit offener Schleifenverstärkung. Das führt dazu, dass bereits kleine Unterschiede der Röhrenparameter das Gleichgewicht zwischen beiden Kanälen stören können. Der Regelbereich des Balancestellers P401 ist zum Ausgleich dieser Unterschiede ausreichend dimensioniert.

Der -3-dB-Frequenzbereich des Line-Verstärkers erstreckt sich von 5 Hz bis 55 kHz bei einer Belastung von 10 kOhm durch den Endverstärker und einer Ausgangsspannung U_{eff} von 1 V. Dies ist für Audio-Zwecke völlig ausreichend. Die Begrenzung auf 55 kHz erfolgt durch die zwischen Steuergitter und Anode der ECC99 geschaltete und zu R406 parallele Miller-Kapazität. Pro Kanal hat die Schaltung einen Strombedarf von 15 mA. Die Ausgangsimpedanz beträgt 500 Ohm. Die maximale Ausgangsspannung erreicht bei einer Belastung von 10 kOhm einen Wert von 28 V (eff) = 29 dBV.

■ Kopfhörer-Verstärker

Aus Bild 7 verwendet am Ausgang den bekannten White-Kathodenfolger (OTL-Verstärker). Das wichtigste Merkmal dieses Kathodenfolgers besteht darin, dass er komplexe Belastungen mit Kapazitäten gut ansteuern kann. Die Lade- und Entladezeiten werden durch die Gegenkopplung um C503 und R508 künstlich angeglichen. Die an diese Schaltung gestellten Anforderungen sind hoch, da die meisten Kopfhörer gegenwärtig eine Impedanz von lediglich 32 Ohm haben. Für eine einzelne Vorverstärkerröhre ist es bei diesem Wert nicht einfach, eine ausreichende Spannung am Ausgang bereit zu stellen. Vor der ECC92 befindet sich die Hälfte einer ECC82, die für die notwendige Vorverstärkung sorgt (die ECC99 verstärkt in dieser Schaltung nur 1 mal). Durch die Gegenkopplung über R501 und R510 wird die effektive Verstärkung auf einen Wert von 2 festgelegt.

Der -3dB-Frequenzbereich der gesamten Schaltung erstreckt sich bei einer Belastung von 32 Ohm von 6 Hz bis 180 kHz. Die maximale, unverzerrte Ausgangsspannung liegt bei einer Belastung von 32 Ohm auf 6 V (ss) = 2,1 V (eff). Bei Verwendung eines Sennheiser-Kopfhörers des Typs PMX100 ergibt sich bei 1 V (eff) ein Schalldruck von 114 dB_{SPL} an den Ohren. Der maximale Schalldruck errechnet sich dann aus der Formel: $114 + 20\log[2,1/1] = 120 \text{ dB}_{SPL}$.

Viele hochwertige, aber ältere Kopfhörer besitzen Impedanzen von 160 Ohm oder höher. Der hier besprochene Verstärker stellt in diesem Falle eine relativ hohe, unverzerrte Spannung zur Verfügung, so dass das Hören mit ausreichender Lautstärke auch in diesem Falle garantiert ist.

Beim Elko am Ausgang (C504, 330 uF, 300 V Minimum) handelt es sich um die „Snap-In“-Version von BC-Components. Die Ausgangsimpedanz an C505

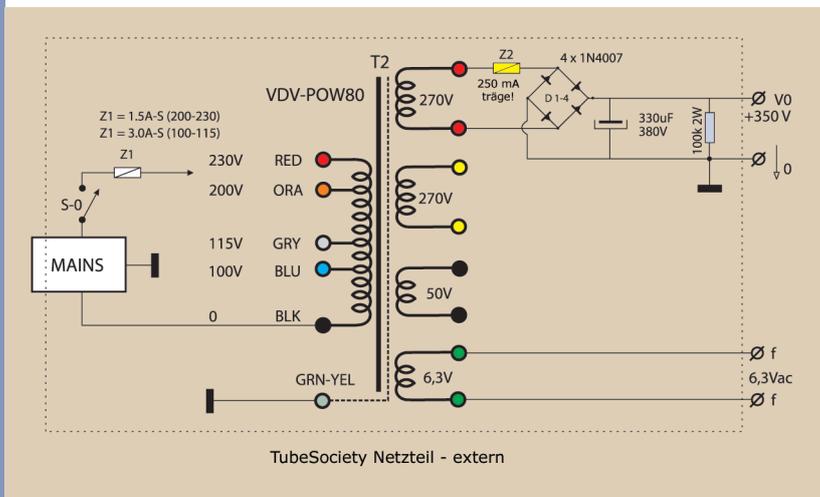
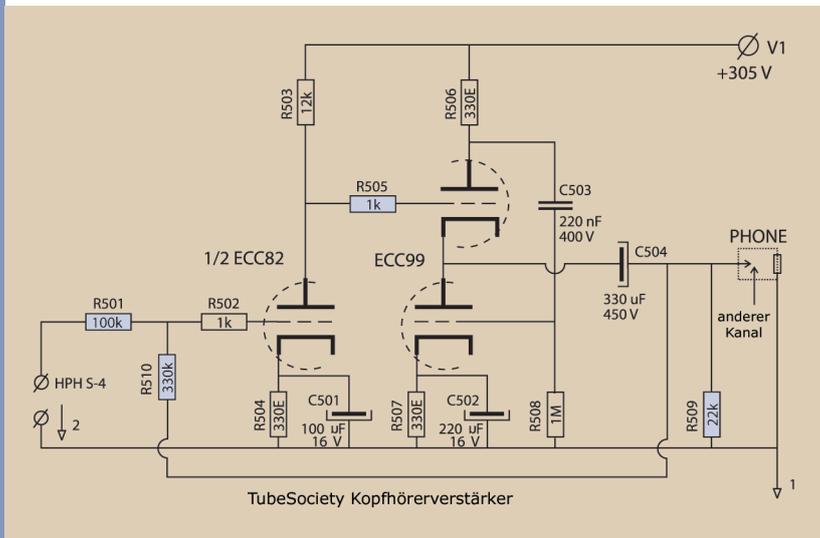


Bild 6: Line-Verstärker

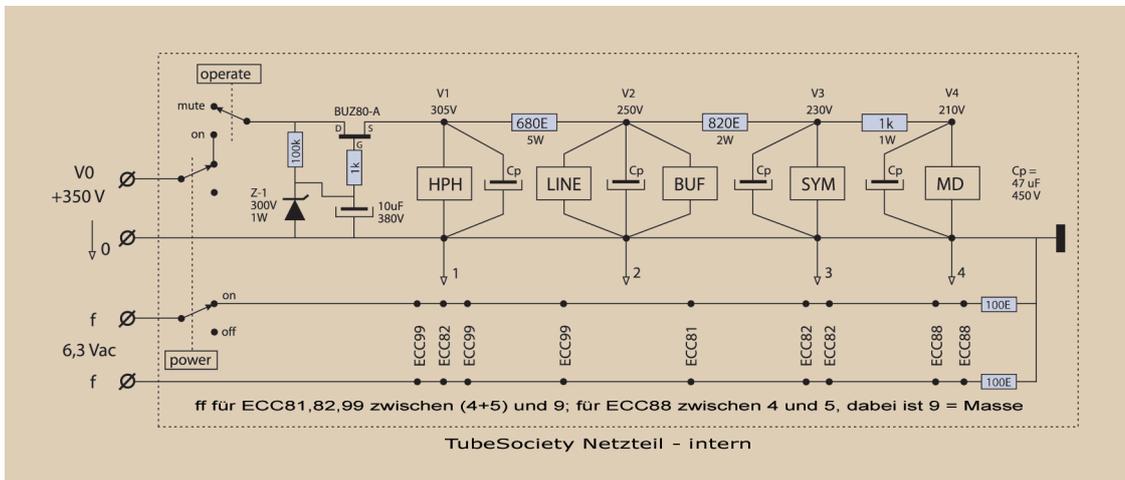
Bild 7: Kopfhörer-Verstärker

Bild 8: Netzteil im externen Gehäuse

1V aufweist. Eine ECC99 findet wegen ihres geringen inneren Widerstandes und ihrer ausreichend hohen, offenen Schleifenverstärkung daher hier ihren optimalen Einsatzbereich. Durch den entkoppelten Kathodenwiderstand R404 bleibt die Ausgangsimpedanz so niedrig wie der zum Anodenwiderstand R403 parallele Röhreninnenwiderstand. Die recht große offene Schleifenverstärkung wird durch die Gegenkopplung mit R401 und R406 bis auf den Wert 4 (effektiv) verringert, wobei auch die Ausgangsimpedanz noch einmal zusätzlich vermindert wird. Letzteres ist notwendig, damit die Kapazität langer Koaxkabel zwischen Vor- und Endverstärker die Bandbreite nicht zu sehr einschränken.

Die Eingangsimpedanz des Line-Verstärkers bei Maximalstellung des Lautstärkereglers P402 beträgt 50 kOhm. Der vorgeschaltete Balance-Regler P401

Bild 9: Die interne Spannungsversorgung



besitzt einen effektiven Wert von 14 Ohm. Das ist niedrig genug, um jeden Kopfhörer gut zu dämpfen. Eine höhere Ausgangsimpedanz kann durch einen zusätzlichen, seriellen Widerstand am Ausgang erreicht werden, dessen Größe an die optimale Abschlussimpedanz des verwendeten Kopfhörers angepasst werden muss.

■ Das Netzteil

Das Netzteil besteht aus einem externen Gehäuse mit Netztrafo und erster Gleichrichtung (siehe Bild 8) sowie einer Stufe zur weiteren Verarbeitung der Versorgungsspannung im Vorverstärker (Bild 9). Durch die Auslagerung des Trafos werden die Auswirkungen des Streufeldes auf die empfindlichen Vorverstärkerschaltungen in Form von Netzbrummgeräuschen unterdrückt. Auch die Auswahl der Massepunkte und die Verlegung der Abschirmkabel wurde dadurch wesentlich einfacher.

Vom Netztrafo (VDV-POW80) wurde lediglich eine einzige Hochspannungswicklung verwendet. Der gesamte Vorverstärker nimmt etwa 120 mA auf. Eine Hochspannungswicklung kann einen Strom von 180 mA zur Verfügung stellen. Die Hochspannung wird mit einem Elko von 330 µF gesiebt, zu dem ein Entladewiderstand von 100 k parallel geschaltet ist. Über ein vieradriges Abschirmkabel, das mit dem sehr gut abgeschirmten Speakon-Stecker verbunden ist, werden die Hochspannung von 350 V und die Heizspannung von 6,3 V zum Vorverstärker geführt.

Im Vorverstärker können beide Spannungen mit einem entsprechend dimensionierten Schalter ein- und ausgeschaltet werden. Mit dem „Operate“-Schalter kann die Hochspannung noch einmal zusätzlich ausgeschaltet werden, so dass auch eine Auswahl zwischen „Mute“ (Stummschaltung) und „Operate“ möglich ist.

Die Hochspannung wird mit dem Mosfet BUZ80-A und seinen peripheren Komponenten von störenden Restspannungen befreit. Außerdem sorgt diese Schaltung für ein langsames Einschalten der Hochspannung innerhalb von 0,5 Sekunden. Dies vermeidet das Einbrennen der Power- und Operate-Schalterkontakte.

Über RC-Netzwerke werden die einzelnen Verstärkerblöcke untereinander entkoppelt, was ein Übersprechen über die Versorgungsleitung verhindert.

Pro Verstärkerblock wird eine sternförmige Masse erzeugt und über Cp entkoppelt. So können sich die

Erdströme der Schaltungen mit hohem Strombedarf (zum Beispiel Kopfhörer-Verstärker) nicht störend auf die empfindlicheren Schaltungen (zum Beispiel MC-MD-Stufe) auswirken.

Der Massepunkt 4 wird fest mit dem Gehäuse verbunden, so dass die empfindlichste Schaltung vom Gehäuse auch am besten abgeschirmt wird.

Die Heizspannung von 6,3 V wird zu allen Röhren geführt. Das Schaltbild zeigt, welche Anschlüsse jeweils verwendet werden müssen. Bei der MC-MD-Stufe wird die Heizspannung mittels zweier 100-Ohm-Widerstände auf Masse bezogen – eine geeignete Methode zur Vermeidung von heizspannungsbedingten Brummproblemen.

■ Aufbauhinweise und Höreindrücke

Der Vorverstärker ist durchgehend mit Kohlewiderständen aufgebaut. Bei den am MC-MD-Verstärker für das Audiosignal zuständigen Kabeln handelt es sich um 1mm-Silberdraht von Siltech. Für die restliche Verdrahtung wird dünnes Silber-Koaxkabel von Johan Ketelaar verwendet.

Lieferhinweise und technische Hinweise finden Sie unter den weblinks am Ende des Artikels.

Der Line-Verstärker benötigt eine Einspielzeit von ein paar Tagen. Die hohe Stromaufnahme der ECC99 führt zu einer gut hörbaren Dynamik. Die MC-MD-Stufe klingt warm und räumlich. Das Rauschen ist unhörbar, wobei sich die Knackgeräusche von Kratzern auf Schallplatten sehr dezent im Hintergrund halten.

Der symmetrische Eingang besitzt durch die absolute Abwesenheit von Störsignalen einen „glatten“ Charakter. Das Hören über Kopfhörer wird zum Genuss: Das Klangbild ist äußerst direkt und transparent.

Links

- 1: [www.mennovanderveen.nl / tubesociety](http://www.mennovanderveen.nl/tubesociety)
- 2: www.farnellinone.nl
- 3: www.dekleine.nl
- 4: www.duncanamps.com
- 5: [www.mennovanderveen.nl / transformatoren](http://www.mennovanderveen.nl/transformatoren)
- 6: www.WaltJung.org : Lipshitz & Jung: „A high accuracy inverse RIAA network“
- 7: Stanley P. Lipshitz: „On RIAA Equalization Networks *1“; JAES 1979 June, pp.458-481.
- 8: H. de Waard: „Electronica“, hoofdstuk 5.7
- 9: [www.headwize.com / projects](http://www.headwize.com/projects)
- 10: [www.mennovanderveen.nl / projectnummer 9](http://www.mennovanderveen.nl/projectnummer9)
- 11: www.amplimo.nl
- 12: www.business.conrad.de
- 13: Bei weiteren Fragen: info@mennovanderveen.nl



100-Watt- Monoblock-Verstärker mit KT88-Endröhren

VON SATORU KOBAYASHI

Mit nur zwei ausgeklügelt geschalteten Endröhren ist dieser 100-Watt-Röhrenverstärker von Satoru Kobayashi (Tokyo, Japan) ein echtes Kraftpaket. Besonders interessant ist hier die Kombination zwischen alter Röhren- und moderner Halbleitertechnik: Der Autor verwendet zu Vorverstärkung und zur Phasenumkehr einen Operationsverstärker. Diese außergewöhnliche, breitbandige Schaltung mit niedrigem Klirrfaktor ermöglicht einen guten Einblick in die Trickkiste japanischer Schaltungstechnik.

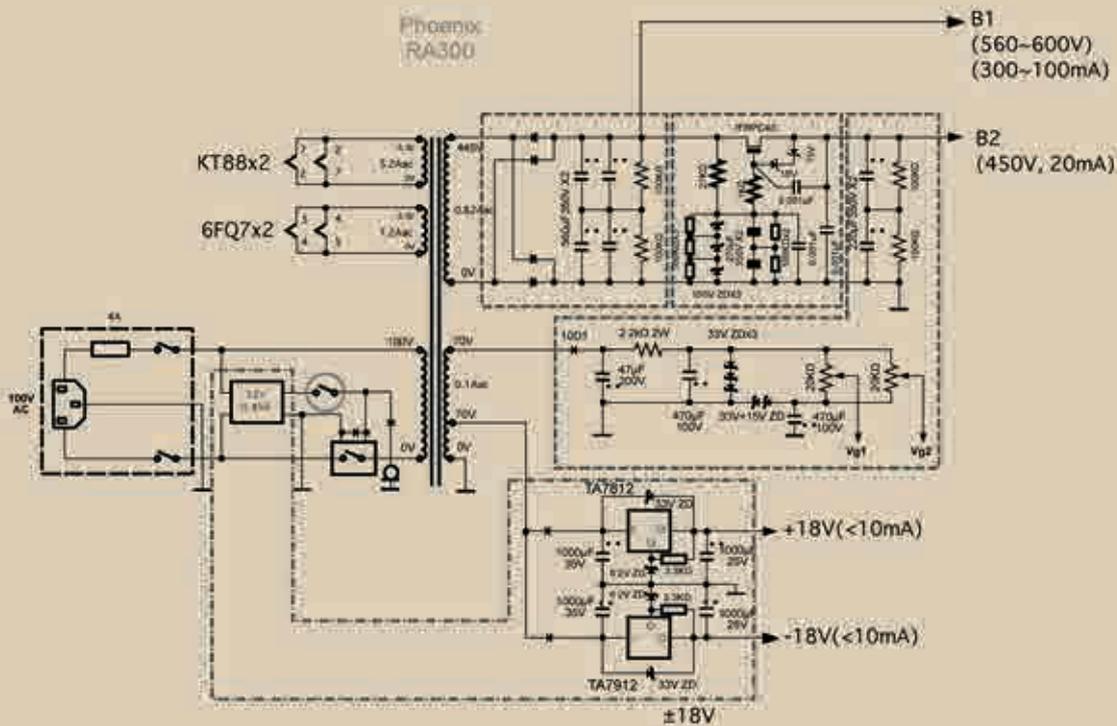
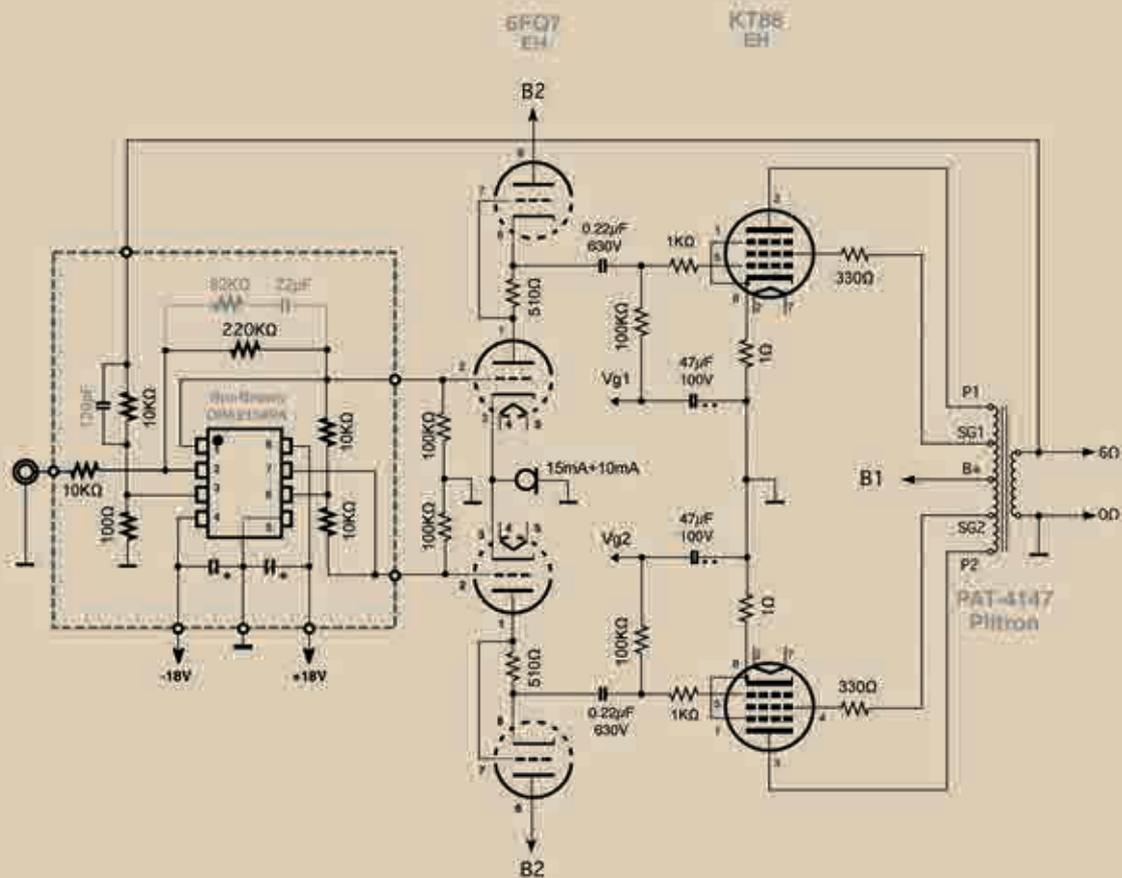
Schon lange war ich auf der Suche nach einem 100-Watt-Verstärker für meine B&W 802 Lautsprecher. Sie sind durch leistungsschwache Verstärker bekanntlicherweise nur schwer anzusteuern, so dass im Prinzip nur Halbleiterverstärker dafür in Frage kommen. Da ich aber gerne einen Röhrenverstärker einsetzen wollte, entstand schließlich die hier besprochene Schaltung. Die zur Anwendung kommenden Endröhren (KT88) hatte ich bereits in einer 70-Watt-Stereo-Gegentaktendstufe ausprobiert, die jedoch im Hinblick auf ihre Leistung und auf ihr hohes Gewicht keine zufrieden stellenden Ergebnisse lieferte. Auf Grund ihrer Leistung von 100

Watt sowie ihres Ringkern-Ausgangstrafos punktet die hier besprochene Endstufe dagegen mit sehr guten Ergebnissen.

■ Eingangsverstärker, Phasenumkehr- und Ansteuerungsstufe

Am Eingang des Verstärkers (Bild 1) befindet sich eine Hybridschaltung, die aus einem Doppel-Operationsverstärker und einer Röhren-Ansteuerungsstufe in differentieller SRPP-Schaltung besteht. Diese zuverlässig arbeitende Stufe zeichnet sich durch eine hohe Bandbreite und einen niedrigen Klirrfaktor aus.

Gegentaktstufen benötigen eine Phasenumkehrstufe zur Ansteuerung. Solch eine Stufe lässt sich recht einfach mit einem Operationsverstärker aufbauen. Beim von mir verwendeten Typ handelt es sich um den Doppel-Opamp OPA2143PA von Burr Brown. Der erste der beiden im Gehäuse enthaltenen Verstärker ist als invertierender Spannungsverstärker geschaltet. Aus dem Widerstandsverhältnis von 10 kOhm zu 220 kOhm ergibt sich ein Verstärkungsfaktor von 22. Dieser Wert liegt im Bereich der für Trioden üblichen Verstärkungsfaktoren: Die 12AU7 besitzt einen Verstärkungsfaktor von 17; bei der 12AT7 liegt der Wert bei 33.



Für die Phasenumkehr ist der zweite Verstärker zuständig. Er besitzt den Verstärkungsfaktor -1, der durch die beiden Widerstände von 10 kOhm festgelegt wurde. Die Schaltung mit den beiden Opamps kann eine Ausgangsspannung von 30 Vss liefern, wenn die Versorgungsspannung einen Wert von +/- 18 V besitzt. Die Linearität dieser Stufe ist im Vergleich zu entsprechenden Röhrensaltungen außerordentlich gut.

Es folgt die mit der 6FQ7 aufgebaute, differenzielle SRPP-Spannungsverstärker-Stufe. Sie besitzt eine hohe Linearität und kann, mit niedriger Ausgangsim-

pedanz und hoher Linearität, Spannungen bis zu 200 Vss zur Verfügung stellen und übertrifft dabei den von den beiden Endröhren zusammen benötigten Wert von 140 V. An den gemeinsamen Kathoden der SRPP-Schaltung befindet sich eine „Current Regulated Diode“ (CRD), die als Stromquelle fungiert. Solche von Ishizuka Denshi hergestellten Dioden sind in Japan sehr verbreitet (siehe Punkt 1). Ich habe zwei parallele Dioden mit Werten von jeweils 10 mA bzw. 15 mA eingesetzt. In der aktuellen Schaltung fließt ein Strom von 20 mA.

Eingangsverstärker, Phasendreher und Ansteue-

Bild 1: Schaltung

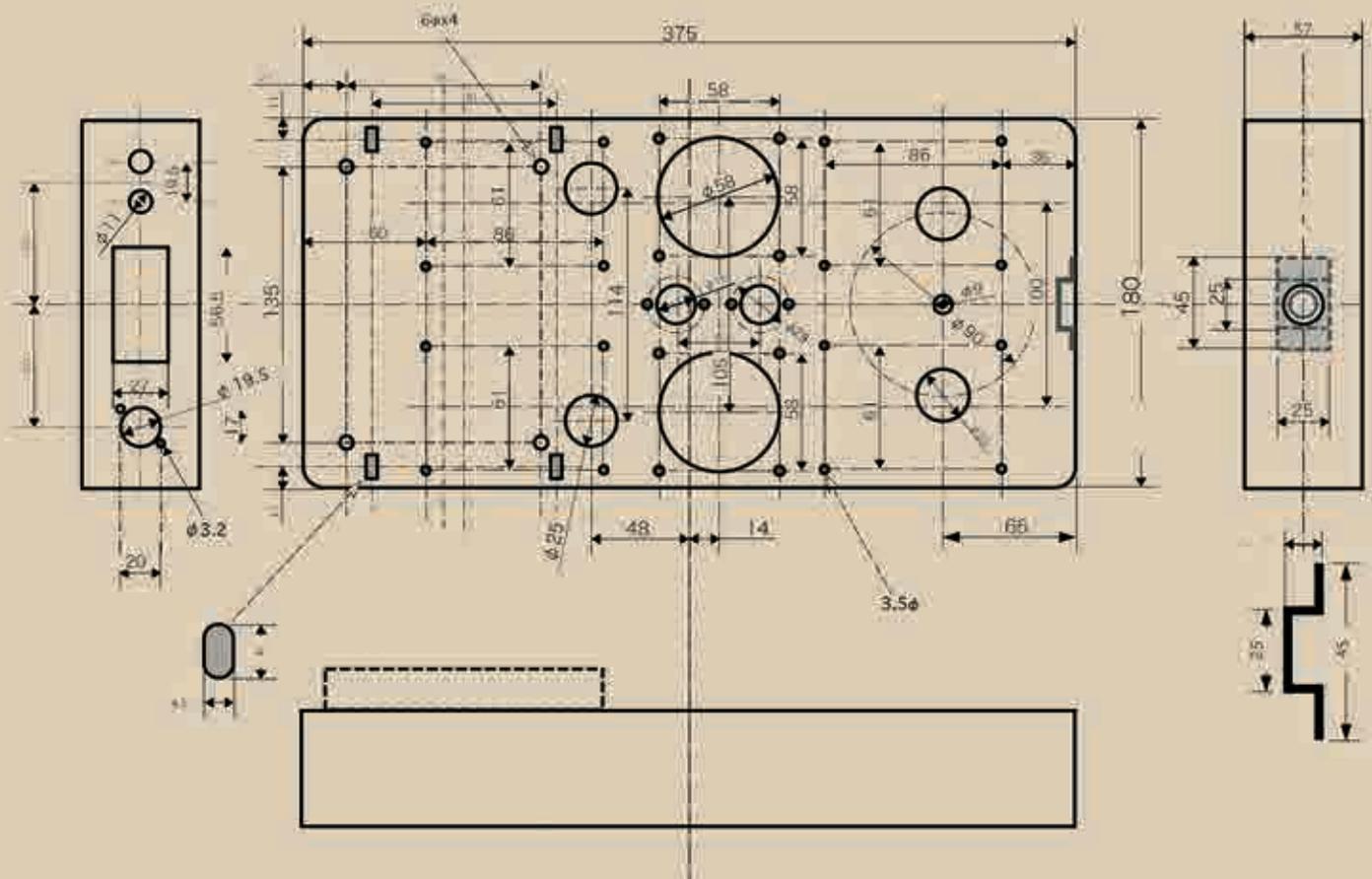


Bild 2: Gehäuse-Zeichnung

ungsstufe bilden zusammen eine recht einfache Schaltung, bei der keine Kopplungskondensatoren notwendig sind.

Benötigen Röhrenverstärker überhaupt eine Gegenkopplung? Ich persönlich verzichte bei Röhrenverstärkern normalerweise darauf, da sie sich nachteilig auf die Klangqualität auswirkt. Im vorliegenden Fall habe ich mich jedoch zu einer schwachen Gegenkopplung von 10 dB entschieden. Durch diese Maßnahme verbessern sich Klirrfaktor und Dämpfungsfaktor (für die oben genannten Lautsprecher) noch weiter.

Die vom Ausgang zum invertierenden Operationsverstärker-Eingang verlaufende Gegenkopplung erfolgt über das RC-Glied von 10 kOhm plus 120 pF und den mit Masse verbundenen 100-Ohm-Widerstand.

Die serielle RC-Kombination (82 kOhm, 22 pF) parallel zum 220-kOhm-Widerstand am Operationsverstärker soll Störungen durch hohe Frequenzen unterdrücken (siehe auch „Messergebnisse“).

■ Die Endstufe

Über die Kopplungskondensatoren von 0,22 µF gelangt das Audiosignal an die Steuergitter der Endröhren. Deren Ruhestrome werden mit der variablen, negativen Spannung V_{g1} und V_{g2} eingestellt. Ihr Wert liegt zwischen -66 und -99 V. Die in der Kathodenleitung jeder Endröhre angebrachten Widerstände von 1 Ohm dienen zur Messung des Ruhestroms mit einem Voltmeter.

Der Ringkern-Ausgangstrafo kann sowohl von Amplimo (Nummer VDV4147) als auch von Plitron (Nummer PAT4147) bezogen werden.

Dieser Trafo besitzt eine primäre Impedanz von $Z_{aa} = 4,7 \text{ kOhm}$, wenn die Sekundärwicklung mit 8 Ohm belastet wird. Dadurch sind die Endröhren

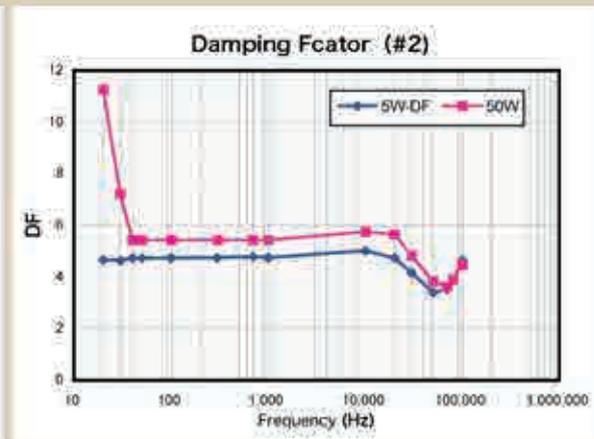
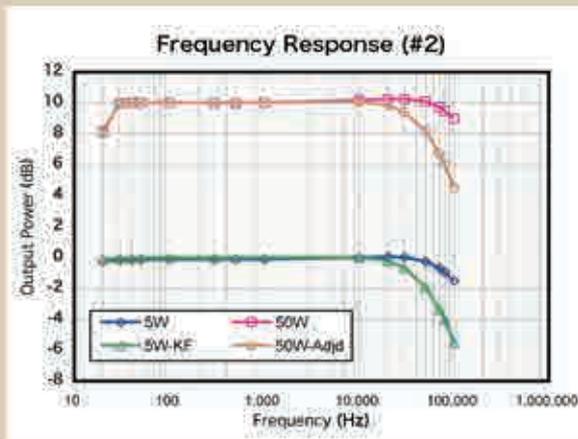
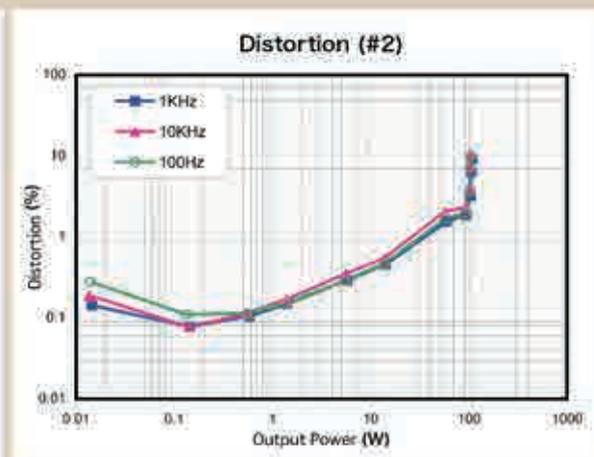
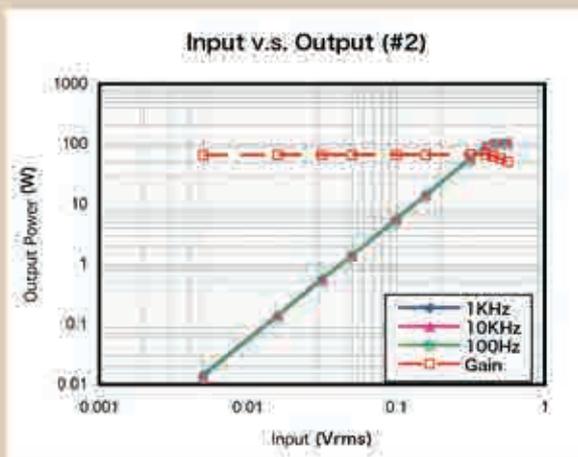
optimal auf maximale Leistung abgestimmt. Im Internet sowie in vielen Fachzeitschriften finden sich zahlreiche, detaillierte Informationen zu diesen recht bekannten Endröhren. Im Hinblick auf die Einstellparameter habe ich mich für die von GEC (General Electric Company) vorgeschriebenen Daten entschieden: $B1 = 560 \text{ V}$, Ultra lineare Schirmgitterschaltung, negative Vorspannung der Steuergitter = -75 V, Ruhestrom per Endröhre = 50 mA, Spannungsdifferenz zwischen beiden Steuergittern = 140 V maximal. Unter diesen Bedingungen liefert der Verstärker in der Tat eine Ausgangsleistung von 100 Watt.

■ Das Netzteil

Da Plitron keinen passenden Trafo anbieten konnte, verwendete ich einen sogenannten R-Kern-Trafo (Anmerkung: In Japan werden Plitron-Ringkerntrafos durch Tec-Sol-Inc geliefert; in Europa durch Amplimo. Diese Firma hat den Netztrafo unter der Nummer 8N1603S in Ringkern-Ausführung in ihr

Typenbezeichnung	Phoenix RA300-082
Primär	0-100-115 V
	0-100-115 V
Sekundär	0-450 V ; 0,7 Aac
	0-20-70 V ; 0,12 Aac
	0-6,3 V ; 3,2 Aac
	0-6,3 V ; 1,2 Aac
Abmessungen	160 x 127 x 70 mm
Thermosicherung	170 °C ; 250 V 5 A

Tabelle 1: Eigenschaften des Netztrafos



Lieferprogramm aufgenommen.) Der R-Trafo mit der Typennummer RA300-082 wird von Phoenix Corporation (siehe 2) in Nagado hergestellt, ein Ort, in welchem 1998 übrigens die olympischen Winterspiele stattfanden. Weitere Details dazu in Tabelle 1.

Mit einer konventionellen, aus vier 1200V-8A „hyper“ Dioden von Fairchild aufgebauten Brücke und vier seriell-parallel geschalteten Elkos von 560 μ F/350 V wird die Hochspannung gleichgerichtet und gepuffert.

Über den Kondensatoren sind Entladewiderstände von 100 kOhm geschaltet. Diese Schaltung liefert im Ruhezustand eine Hochspannung (B1) von 600 V mit einer Welligkeit von 1,5 Vrms. Bei maximaler Belastung und maximaler Ausgangsleistung sinkt B1 auf 560 V. Die Welligkeit steigt auf 2 Vrms.

Nach der Hochspannungsstufe folgt eine MOSFET-Schaltung zur wirksamen Unterdrückung der Welligkeit (< 10 mV). Die zusätzlich noch stabilisierte Spannung von 450 V steht an B2 zum Betrieb der Ansteuerungsröhren 6FQ7 zur Verfügung.

Die negative Gitterspannung wird von einer gesonderten 70-V-Wicklung des Netztrafos erzeugt und mittels Zenerdioden in den geforderten Bereich von -66 und -99 V gebracht. Die beiden langlebigen Bourns-Trimpotis von 20 kOhm zur Einstellung von Vg1 und Vg2 garantieren eine zuverlässige Stabilität.

Die an der 70-V-Wicklung abgegriffenen 20 V werden zweimal einseitig gleichgerichtet und über zwei 18-V-Stabilisatoren zum OPA2134 geleitet.

Die Heizfäden der Röhren werden durch zwei gesonderte 6,3-V-Wicklungen gespeist.

Vor der Primärwicklung des Netztrafos befindet sich ein kleines 12-V-Schaltnetzteil, mit dem das zum Einschalten der Netzspannung erforderlich Relais ver-

sorgt wird. Dieses kleine Extra besitzt ausschließlich die Aufgabe, den Verstärker über einen Minischalter mit dem Netz zu verbinden und wird hier nicht weiter besprochen.

■ Aufbauhinweise

Im Schaltbild sind die Bauteile, die jeweils auf einer Platine zusammengefasst sind, mit einer gestrichelten Linie umrandet. Die Abmessungen der Platinen betragen 100 x 75 mm. Die direkt am RCA-Anschluss sitzende Eingangsplatine bildet mit ihren 50 x 50 Millimetern eine Ausnahme.

Die Platinen besitzen eine vergoldete 70- μ -Kupferschicht. Alle Anschlüsse sind als Platinenklemmen der deutschen Firma Weidmüller ausgeführt.

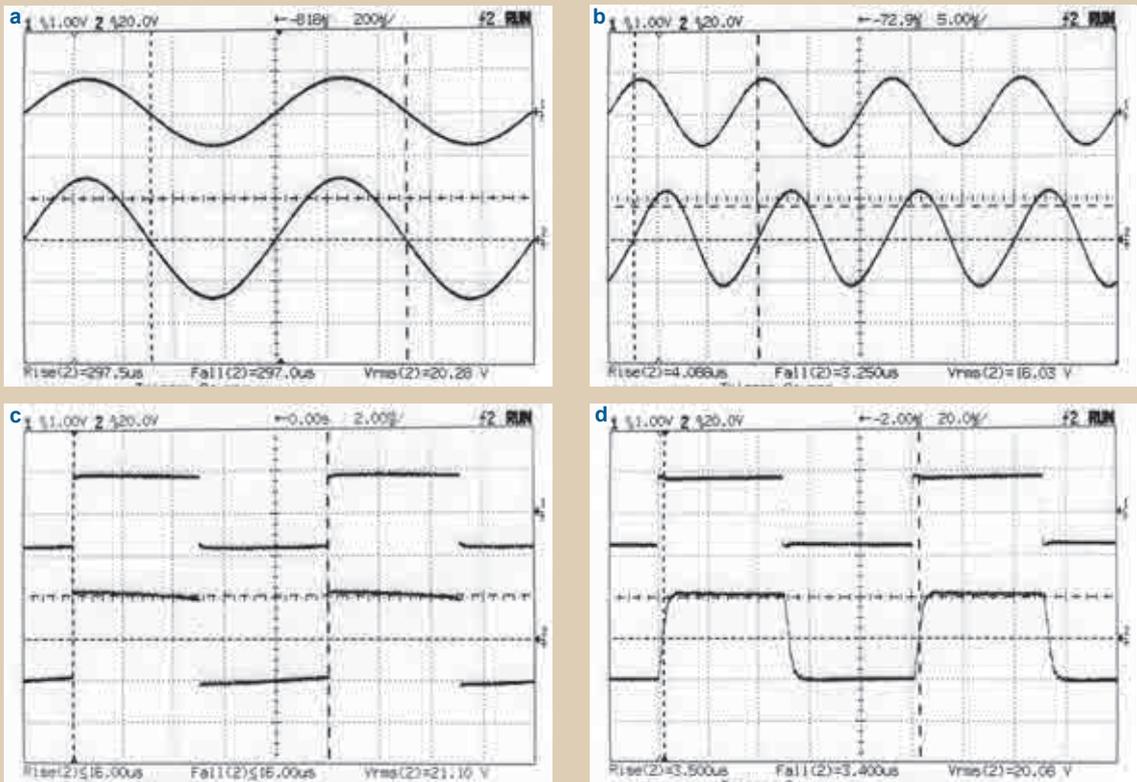
Bild 2 zeigt den Bohrplan des Gehäuses, dessen Abmessungen 375 x 180 x 57 mm betragen. Das Gehäuse wurde mit CAD-Software entworfen, so dass zuvor bereits alle Details in Form eines 3-D-Renderings auf dem Bildschirm sichtbar waren (Foto 1). Die Röhren wurden ganz gezielt in der Mitte angeordnet, so dass die Verbindungsdrähte möglichst



Bild 3: Mess-ergebnisse
I. o.: Die Linearität der Eingangsspannung und die Ausgangsleistung bei unterschiedlichen Frequenzen.
r. o.: Klirrfaktor bei verschiedenen Frequenzen als Funktion der Ausgangsleistung.
I. u.: Frequenz-Charakteristiken bei 5 und 50 Watt ohne und mit Gegenkopplung.
r. u.: Dämpfungsfaktor (bezogen auf 8 Ohm) bei Leistungen von 5 und 50 Watt als Funktion der Frequenz.

Foto 1: Computerentwurf als 3-D-Rendering-Modell

Bild 4: Wellenformen von Testsignalen
 Bild 4a: 10 kHz Sinus, Eingang (oben) und Ausgang (unten)
 Bild 4b: 70 kHz Sinus, Der Ansatz von Slewing ist sichtbar
 Bild 4c: 100 Hz Rechteck bei richtigem Abgleich
 Bild 4d: 10 kHz Rechteck ohne Overshoot



kurz gehalten werden konnten. Die meisten Komponenten ließen sich auf diese Weise freischwebend montieren.

■ Ein erster Test

Sind alle Bauteile verdrahtet, dann kann ein erster Test erfolgen. Bei der hohen Spannung von 500 V ist beim Arbeiten am eingeschalteten Gerät allergrößte Vorsicht geboten: Die für den Umgang mit Hochspannung notwendigen Sicherheitsmaßnahmen sind unbedingt zu beachten.

Beim ersten Test wird der Verstärker zunächst ohne Röhren betrieben, da zunächst das einwandfreie Arbeiten der Operationsverstärker überprüft werden muss. Dazu wird ein 1-kHz-Eingangssignal verwendet, das in 22-facher Verstärkung gegenphasig an den beiden Ausgängen erscheinen muss. Ein Oszilloskop und ein Signalgenerator sollten beim Testen daher zur Mindestausstattung des Hobby-Labors gehören, von einem genauen Voltmeter ganz zu schweigen. Mit diesem wird nämlich anschließend überprüft, ob auch alle Versorgungsspannungen an den entsprechenden Punkten vorhanden sind.



Foto 2: Ansicht des gesamten Verstärkers

Beachten Sie dabei bitte, dass die negativen Gitterspannungen V_{g1} und V_{g2} mit den entsprechenden Potis zunächst so niedrig wie möglich eingestellt werden (-99 V).

Stecken Sie nun die Röhren in ihre Fassungen und schalten Sie den Verstärker erneut ein. Messen Sie mit dem Voltmeter die Spannungen über den 1-Ohm-Widerständen in der Kathodenleitung der Endröhren.

Stellen Sie die für V_{g1} und V_{g2} vorgesehenen Potis so ein, dass über den Widerständen eine Spannung von 50 mV gemessen wird. Bei diesem Wert fließt ein Ruhestrom von genau 50 mA. Auf Grund der längeren Adaptionzeit der Endröhren muss dieser Vorgang mehrmals wiederholt werden.

Der Verstärker ist nun betriebsbereit. Testen Sie ihn zur Sicherheit nochmals mit einem 100-Hz-Rechtecksignal am Eingang, indem Sie ein Oszilloskop an den Ausgang anschließen. Durch einen Feinabgleich des Ruhestroms kann das Signal mit dieser Methode gegebenenfalls weiter optimiert werden.

■ Messungen

Die Messergebnisse sind aus Bild 3 ersichtlich. Die Grafik links oben zeigt die Linearität zwischen Ausgangsleistung und Eingangsspannung. Das Diagramm zeigt deutlich, dass der Verstärker um die 100 Watt an 8 Ohm liefern kann.

Die Grafik rechts oben zeigt den für den gesamten Frequenzbereich deutlich unter 3 % bleibenden Klirrfaktor. Die Messung bei 100 Hz scheint in hohem Maße von der Kombination der Herkunft der Endröhren (Russland oder China) und der Einstellung beim oben erwähnten Rechteck-Test zu sein.

Die Grafik links unten zeigt den Frequenzbereich bei einer Leistung von 5 und einer Ausgangsleistung von 50 Watt, in beiden Fällen mit Gegenkopplung.

Bei den jeweils unteren Kurven wurde die bereits besprochene Korrekturschaltung über dem 220 kOhm-Widerstand verwendet. Durch diese Korrektur sinkt der -3-dB-Bereich von 100 kHz auf 70 kHz ab. Der Verstärker ist dafür jedoch vollkommen stabil.

Rechts unten schließlich wird der Dämpfungsfaktor bei 8 Ohm Belastung in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt. Diese Messung wurde mit der „An-Aus“ Methode gemessen, bei welcher die 8-Ohm-Belastung abwechselnd vom Ausgang getrennt und dann wieder mit ihm verbunden wird. Dabei wird jedesmal die entsprechende Ausgangsspannung gemessen. Von 20 Hz bis etwa 20 kHz besitzt der Dämpfungsfaktor einen recht stabilen Wert von ungefähr 5.

Das Brummen und Rauschen am Verstärkerausgang ist geringer als 2 mV und dadurch auch ganz nah am Lautsprecher nicht hörbar.

Bild 4 zeigt einige Testsignale, die für sich sprechen. Die Rechtecksignale wirken fast so, als wären sie an einer digitalen Schaltung gemessen worden.

■ Höreindrücke

Da es sich um einen leistungsfähigen Verstärker handelt, sollte auch in der Musik, mit der er getestet wird, jede Menge „Power“ enthalten sein. Die von mir ausgesuchte Bigband-CD wirkte über den angeschlossenen B&W802-Lautsprecher auch bei voller Lautstärke so echt, dass ich den Eindruck hatte, mich in einem Live-Konzert zu befinden – leider jedoch nicht sehr lange: Meiner Begeisterung wurde durch das Klingeln des Nachbarn an meiner Wohnungstür ein jähes Ende bereitet. Jedenfalls hatte der Test bewiesen, dass man wirklich einen leistungsstarken Verstärker benötigt, um den erwähnten Lautsprechern den optimalen Sound zu entlocken. Der Klang und die räumliche Wiedergabe waren wirklich exzellent, und jedes einzelne Instrument ließ sich vom anderen gut unterscheiden. Auch die Wiedergabe von Stimmen (CD Nummer 2) erschien mir äußerst natürlich. Selbst bei leiser Wiedergabe (nach dem „Besuch“ des Nachbarn) blieb die Klarheit und Transparenz des Klanges erhalten.

Quellen:

- 1) Ishizuka Denshi: www.semitec.co.jp/english/
- 2) Phoenix Corporation: www.pnxcorp.co.jp/
- 3) Für weitere Fragen und Kontakte: n_koba@kb4.so-net.ne.jp

Zum Test verwendete CDs:

CD-1: „Segue in C“; Count Basie Orchestra unter der Leitung von Bill Hughes, im CD album „Base is Back“; SACD hybrid
 CD-2: „Lulleby of Bird land“; Mel Torme & Georg Shearing, im CD album „Swing Journal Critics Request Concord Best“

Nach dem Erreichen seines Bachelor-Grades arbeitete **Kobayashi Satoru** als DRAM-Chip-Designer, im Marketing und als Produkt- und Planungsingenieur für die japanische Halbleiterindustrie. Die weiterhin erfolgende Beschäftigung mit seinen Hobbys Audiotechnik und Amateurfunk (er hat noch weitere wie zum Beispiel Ski fahren und Golf spielen) führte unter anderem zur Entwicklung eines linearen Verstärkers von 50 MHz und 500 W, eines 70-Watt-Hybrid-Audioverstärkers und weiterer interessanter Schaltungen, die er in den USA veröffentlicht hat.



Die 3-Wege-Box CONCORDE MK III kann zwar nicht fliegen, stößt aber klanglich in höchste Regionen vor. Dies wird bereits an der Gehäuseform und den verwendeten Chassis deutlich. Eine taillierte Schalwand im Mittel- und Hochtonbereich führt zu einem optimierten Rundstrahlverhalten – ein Grund für perfekte räumliche Abbildungsfähigkeit.

Bei der Version MK III wurde durch eine Änderung der Weiche die Übernahmefrequenz zwischen Tief- und Mitteltönen von 500 Hz auf 300 Hz verschoben. Außerdem wurde die Ankopplung des Hochtöners auf 18 dB/Okt. geändert. Es ergibt sich dadurch eine gleichmäßigere Schallenergieabstrahlung unter verschiedenen Winkeln. Das macht sich besonders in wenig bedämpften Hörräumen positiv bemerkbar.

Das absolut neutrale Klangbild sowie die herausragende Dynamik dieses Standlautsprechers lassen die CONCORDE MK III zu einem Allround-Talent für höchste Ansprüche werden, das sich für alle Musikrichtungen empfiehlt.

Auszug aus Hobby HiFi 05/07

„Zur Pegelfestigkeit gibt es ein klares Wort: Sagenhaft. Die hohen, schlanken Tonsäulen kennen scheinbar keine Dynamikgrenzen. Was auch immer die Endstufen in sie hinein schicken, kommt akustisch aus ihnen heraus. Die Concorde MK III reproduziert Musikereignisse jeglicher Couleur bei Bedarf in Original-Lautstärke – ohne sich zu beklagen. Mit anderen Worten: Bis an die dynamischen Grenzen des menschlichen Gehörs bleibt sie gelassen, zeigt keinerlei Verzerrungen oder Kompression, gibt einfach wieder, was man von ihr verlangt. Andererseits ist sie für die leisen Töne durchaus aufgeschlossen. Es bedarf keines Parforceritts, um den Musikkonserven ihre Geheimnisse zu entlocken. Schon bei weit unterdurchschnittlicher Lautstärke bietet sie eine vorzügliche Auflösung und entfaltet vor dem geistigen Auge ein reichhaltiges musikalisches Spektrum.“ „Viel Lautsprecher fürs Auge, viel Lautsprecher fürs Ohr „(…)“ viel Lautsprecher fürs Geld; Das alles bietet Visatons Concorde MK III.“

Die CONCORDE MK III ist als Bausatz (ohne Gehäuse) pro Paar für € 1.585,- (empf. VK-Preis) bei allen VISATON-Fachhändlern oder unter www.visaton.de im VISATON-Online-Shop erhältlich.

Technische Daten:

Nennbelastbarkeit	240 W
Musikbelastbarkeit	300 W
Nennimpedanz	4 Ω
Übertragungsbereich (-10 dB)	35 – 25.000 Hz
Mittlerer Schalldruckpegel	87 dB (1 W / 1 m)
Trennfrequenz	300 / 2500 Hz
Gehäuseprinzip	Bassreflex
Gehäusemaße	
Nettovolumen	92 l + 6 l
Höhe	1300 mm
Breite	270 mm
Tiefe	400 mm

GERMANY
VISATON®

VISATON GmbH & Co. KG • Postf. 1652 • D-42760 Haan
 Telefon: 0 21 29 / 5 52 - 0 • Telefax: 0 21 29 / 5 52 - 10
 email: visaton@visaton.com • Internet: www.visaton.de

Stereo-Gegentaktendstufe mit **Trioden**

VON WIM DE HAAN

Triodenverstärker haben im Allgemeinen ein sehr detailliertes Klangbild. Mit der hier verwendeten Doppeltriode 6336A als Endröhre liefert ein Gegentaktverstärker etwa 17 Watt pro Kanal. Die Schaltung ist ohne Gegenkopplung realisiert. Dennoch überstreicht sie einen sehr breiten Frequenzbereich und bietet einen hohen Dämpfungsfaktor für eine straffe Basswiedergabe.

Dieser Artikel beschreibt eine 17 Watt-Endstufe in der ausschließlich Trioden verwendet werden. Bei der Endröhre handelt es sich um die ziemlich unbekanntere 6336A-Leistungstriode mit maximal 30 W Anodenverlustleistung pro Triode, einem besonders niedrigen Innenwiderstand, einem Heizstrom von 5 A und einem Verstärkungsfaktor von 2,7. Die Röhre wurde ursprünglich für Stabilisierungszwecke in Netzteilen entworfen.

Bei der hier gezeigten Schaltung handelt es sich um eine Gegentaktstufe (push-pull) mit Ausgangstrafo. Ursprünglich sollte sie – nicht zuletzt wegen des niedrigen Innenwiderstandes der 6336A – als OTL-Version (Output TransformerLess) ausgeführt werden. Da diese Schaltungsvariante jedoch nicht sehr zuverlässig arbeitet, wurde der Plan wieder verworfen.

Zum Erzielen einer maximalen Ausgangsleistung sollte der Ausgangstrafo eine niedrige primäre Impedanz besitzen. Zur Verringerung des Klirrfaktors kommt bei der hier besprochenen Schaltung jedoch eine relativ hohe primäre Impedanz zur Anwendung. Das erlaubt dann den Verzicht auf eine Über-Alles-Gegenkopplung, die maximale Ausgangsleistung wird dann allerdings etwas geringer.

Über die Verwendung der 6336A in Gegentaktstufen gibt es kaum Veröffentlichungen. Luxman hat in der Vergangenheit zwar eine Gegentaktendstufe auf Basis der 6336A veröffentlicht (KMQ80), doch leider war der Schaltplan dieses Verstärkers während der Entwicklung der hier gezeigten Endstufe nicht verfügbar.

■ Die Eingangsstufe

Schon zu Beginn des Schaltungsentwurfes musste berücksichtigt werden, dass der Verstärker keine Gegenkopplung besitzt. Die Gesamtverstärkung sollte im für Endstufen typischen Bereich von etwa 20 bis 28 dB liegen.

Beim Entwurf der einzelnen Verstärkerstufen muss außerdem auch auf minimale Verzerrungen geachtet werden, damit später nichts mehr geändert werden muss.

Im Spannungsverstärker in der Eingangsstufe wird die preisgünstige und bereits seit langem erfolgreich eingesetzte Röhre mit der Bezeichnung "5687" verwendet. Sie besitzt eine relativ niedrige Verstärkung von 17 und einen Innenwiderstand von 2500 Ohm. Der Heizstrom beträgt etwa 900 mA, was für eine Röhre mit diesen Abmessungen sehr hoch ist.

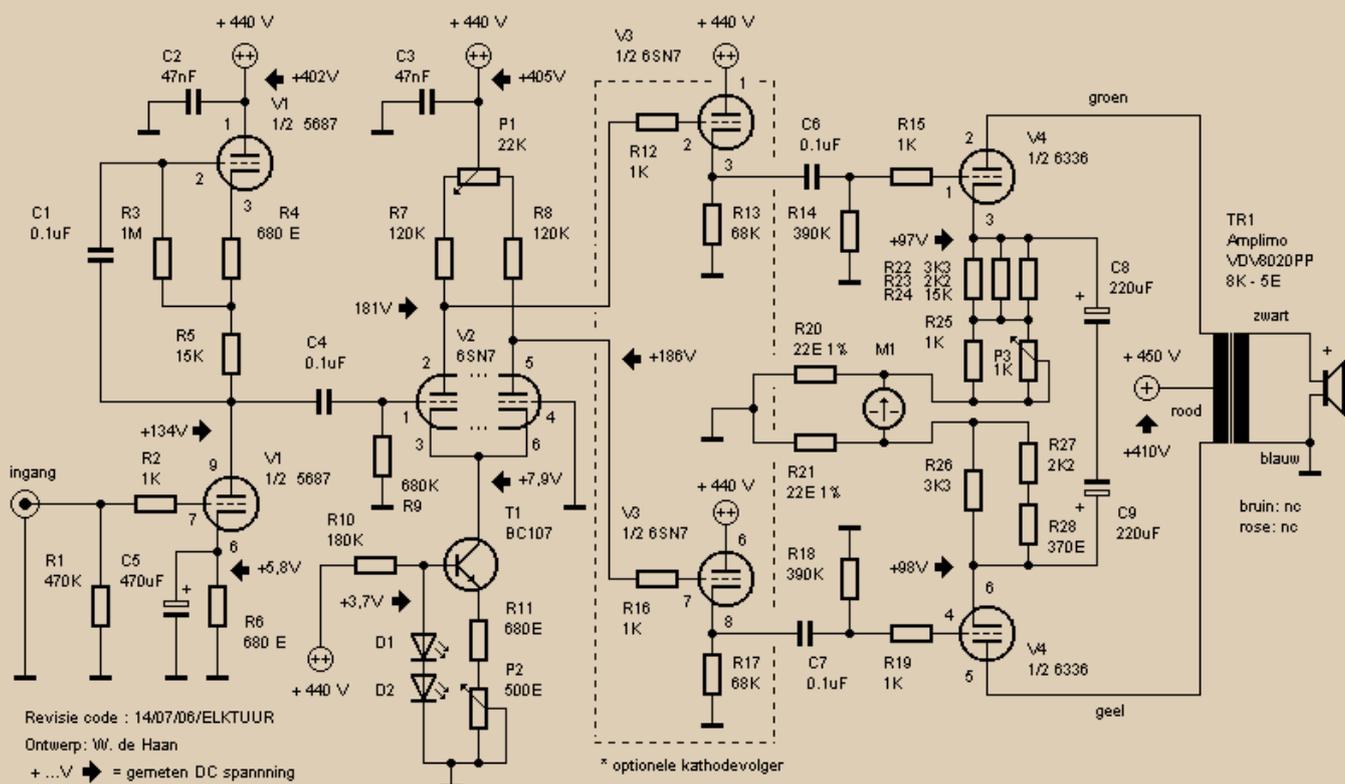
Der Verstärker arbeitet an der Anode auf eine Stromquelle statt eines Anodenwiderstandes. Dadurch werden die Verstärkung, die Verzerrung und die Power Supply Rejection Ratio (PSRR, Versorgungsspannungsunterdrückung) optimiert. Als Kopplungskondensator wird ein preiswerter WIMA FKP-1 verwendet, der dem Verstärker einen besseren Klang verleiht als spezielle, meist teure Audio-kondensatoren.

■ Die Phasendrehung

Die gegenphasige Ansteuerung der Endstufe übernimmt eine Phasenumkehrstufe, die hier als Long-Tail-Schaltung ausgeführt und mit der häufig verwendeten Röhre 6SN7GT aufgebaut wurde. Diese oft verwendete Schaltungsvariante arbeitet einfach und zuverlässig. Sie liefert die für die Endstufe notwendigen hohen Steuersignale mit vernachlässigbaren geringen Verzerrungen.

Eine Stromquelle an den gemeinsamen Kathoden dient der weiteren Verbesserung. Sie besteht hauptsächlich aus einem Transistor mit einer LED als Referenzquelle und weist bessere Klirrfaktor-Eigenschaften auf als ein gemeinsamer Kathodenwiderstand. Außerdem lassen sich die Verzerrungen so auf einen minimalen Wert abgleichen.

Zur Optimierung der Symmetrie der Ausgangsspannungen wurde das Poti P1 in den Anodenkreis



eingefügt. Die Wechselspannungssignale lassen sich nun auf gleiche Amplitude einstellen. Die Kombination der Röhren 5687 und 6SN7GT ermöglicht eine Gesamtverstärkung von 20 dB.

Während der Entwicklung des Prototyps stellte sich heraus, dass der Long-Tail-Phasendreher für die Ansteuerung der 6336A-Röhren nicht gut geeignet war: Die Endröhren stellten für den relativ hochohmigen Ausgang des Phasendrehers eine recht hohe Belastung dar.

Eine einfache Lösung für dieses Problem ist das Hinzufügen eines Kathodenfolgers. Dieser hat eine sehr niedrige Ausgangsimpedanz, so dass sich damit eine perfekte Ansteuerung der Endröhren ergibt.

Der -3dB-Frequenzbereich stimmt dann mit dem maximalen Wert des Ausgangsrafs überein und beträgt 130 kHz. Ohne Kathodenfolger würde er nur bei 70 kHz liegen. Wohlgedenkt: Dieser große Bereich wird in beiden Fällen ohne Über-Alles-Gegenkopplung erreicht. Da die endgültige Version des Verstärkers möglichst einfach aufgebaut sein sollte, wurde der Kathodenfolger **nicht** implementiert. Im Schaltbild wurde er jedoch als Erweiterungsmöglichkeit berücksichtigt.

Bei genauerer Schaltungsbetrachtung drängt sich die Frage auf, warum die Anodenwiderstände der 6SN7 nicht einfach kleiner gewählt wurden? Dann wäre doch der zusätzliche Kathodenfolger überflüssig? Leider ist das nicht ohne Nachteile möglich: Die Widerstände sind deshalb so groß, damit die Verzerrung bei hohen Ausgangsspannungen möglichst gering ist. Zur vollständigen Aussteuerung der 6336A ist nämlich ein festes Signal von 80 V (effektiv) erforderlich, außerdem darf die Spannung nicht verzerrt sein.

■ Die Ausgangsstufe

Die Röhren der Endstufe arbeiten vollständig im Klasse-A-Betrieb. Die negative Gittervorspannung muss bei einer Spannung von 335 V zwischen Katode und Anode etwa 114 V betragen. Die Gesamthochspannung ergibt sich dann aus der Rechnung: $335 + 114 = 449 \text{ V}$.

Die beiden Triodensysteme der 6336A haben eine maximale Verlustleistung von 30 W pro System. Mit der hier gewählten Einstellung beträgt sie maximal 25 W pro Triodensystem.

Der Arbeitspunkt der Endröhren wird mit Kathodenwiderständen eingestellt: Das bietet bei geringstem Aufwand die Stabilität, die an dieser Stelle gewünscht ist. Der einzige Nachteil von Kathodenwiderständen ist der große Wärmeverlust, aber der Vorteil der höheren Stabilität wiegt diesen Nachteil wieder auf.

Über den Widerständen stehen 114 V bei einem Ruhestrom von 70 bis 80 mA. Das bedeutet einen Gesamtwärmeverlust von 8 bis 9 W pro Kathodenwiderstand. Das Foto 2 zeigt die verwendeten, sehr robusten 25-W-Widerstände. Sie sind auf einem L-Profil befestigt, das mit einer Seite am Alu-Chassis festgeschraubt ist.

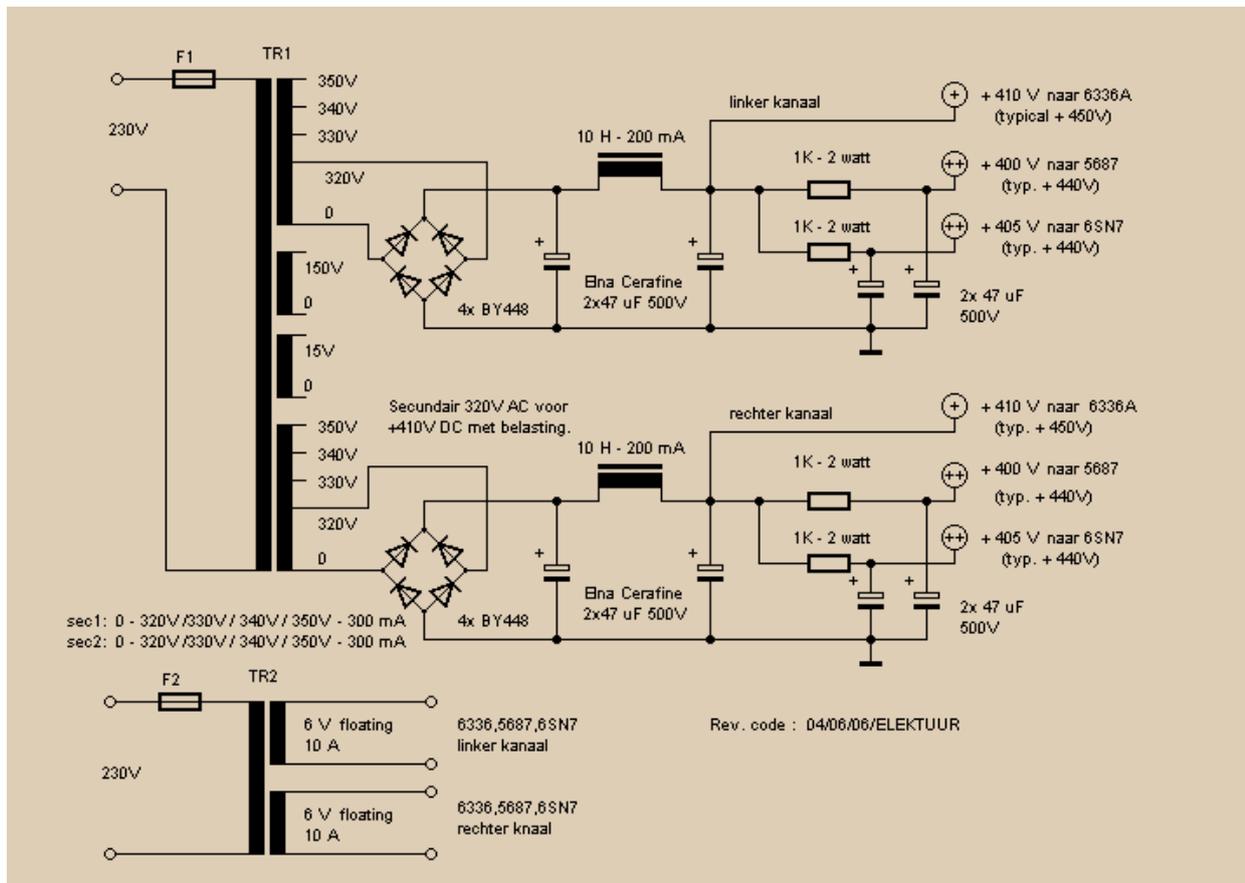
In der Praxis hat sich gezeigt, dass sich eine effektive Versorgungsspannung von +410 V gegenüber der ursprünglich geplanten Spannung von +450 V nicht nachteilig auf den Verstärker auswirkt.

Die Ausgangsleistung ist zwar geringer – dafür erhöht sich jedoch die Lebensdauer der Röhren erheblich, da die Verlustleistung der 6336A-Trioden jeweils nur noch bei 21 W liegt.

Da die 6336A ziemlich heiß wird, benötigt sie ausreichend Luftzufuhr. Dazu sind zusätzliche Löcher im Chassis rund um die Fassung erforderlich. Diese

Bild 1: Schaltbild des Verstärkers, ein Kanal

Bild 2: Schaltbild des Netzteils, Stückliste des Audio-Teils



Löcher optimieren den Luftstrom rund um die Röhre. Eine einzige 6336A hat inklusive Heizfäden eine Gesamtverlustleistung von 70 bis 80 W. Eine gute Wärmeabfuhr ist bei diesem Verstärker also ein absolutes "Muss"!

Da Röhren des Typs 6336A mit absolut gleichen Trioden schwer zu finden sind, befindet sich in einem der beiden Kathodenzweige ein regelbarer Widerstand. Der Symmetrieabgleich vereinfacht sich dadurch ganz erheblich, vor allem mit einem analogen Messgerät mit symmetrischer Anzeige: Das 100-0-100 μ A Messgerät ist ursprünglich für einen FM-Tuner vorgesehen, wo es als Sendermittenanzeige fungiert. Hier in der Schaltung zeigt es mit der Zeigerstellung "Null" an, dass durch beide Trioden der gleiche Ruhestrom fließt. Dies ist äußerst wichtig, da der Ringkerntrafo am Ausgang sehr empfindlich auf unsymmetrische Ruhestrome durch die

Primärwicklung reagiert. Die Entkopplungskondensatoren sind zur Erzielung minimaler Verzerrungen "schwebend" geschaltet (siehe Tabelle).

Der Ausgangstrafo

Zur Anpassung der hohen Röhren- an die niedrige Lautprecherimpedanz ist in der Schaltung ein Ausgangsübertrager vorgesehen. Zu diesem Zweck wurde der hochwertige Ringkerntrafo VDV8020 von Amplimo ausgewählt.

Der Trafo überstreicht einen -3dB-Frequenzbereich von 2 Hz bis 130 kHz ohne eine einzige Gegenkopplung. Bei einer primären Impedanz von 8 kOhm verkraftet er 20 W, ein typischer Wert für Push-Pull-Schaltungen mit der EL84. Bei der genannten, primären Impedanz von 8 Kilo-Ohm entfaltet dieser Verstärker seine guten Eigenschaften hinsichtlich Dämpfung und Klirrfaktor am besten.

Ausgangsleistung	RCA 6336A		Cetron 6336A		Raytheon 6336A		Tung Sol 6336A	
	Klirrfaktor in %		Klirrfaktor in %		Klirrfaktor in %		Klirrfaktor in %	
	Entkopplungs-Kondensatoren gemäß Schaltbild	Entkopplungs-Kondensatoren mit Verbindungspunkt nach Masse	Entkopplungs-Kondensatoren gemäß Schaltbild	Entkopplungs-Kondensatoren mit Verbindungspunkt nach Masse	Entkopplungs-Kondensatoren gemäß Schaltbild	Entkopplungs-Kondensatoren mit Verbindungspunkt nach Masse	Entkopplungs-Kondensatoren gemäß Schaltbild	Entkopplungs-Kondensatoren mit Verbindungspunkt nach Masse
1 Watt	0,12	0,07	0,12	0,10	0,07	0,27	0,07	0,12
10 Watt	0,65	0,88	0,90	1,45	0,60	1,60	0,40	0,75



Tentlabs CD-Spieler High-End für jedes Budget



Als Bausatz oder
Fertigerät lieferbar

Pressestimmen:

"Es mag eine Weile dauern, bis man realisiert, dass die Wiedergabe [mit dem Tentlabs CD-Spieler] ein neues Niveau erreicht hat." (René van Es, www.hifi.nl)

"Dieser CD-Spieler ist ein Schnäppchen. Er kann und wird viele wesentlich teurere Geräte alt aussehen lassen." (Henk & Marja, www.6moons.com)

"Die Basswiedergabe war schlicht phänomenal und die Raumabbildung konkurrenzlos." (Jo Mullers, www.music-emotion.nl)



www.tentlabs.com info@tentlabs.com +31 40 2130186

-EXPERIENCE- electronics

High-End Audioübertrager hergestellt mit hochwertigen
Schnittband- und komorientierten MD-Kernen.

Typ	Leistung	Raa	Leistungsfrequenzgang	Röhren	Preis
B-484 S	30 W	3,0 kΩ	20 Hz (-0,2 dB) bis 75 kHz (-1 dB)	4 x EL 84	119 €
B-234 S	50 W	5,6 kΩ	20 Hz (-0,2 dB) bis 46 kHz (-3 dB)	2 x EL 34	129 €
B-434 S	75 W	3,2 kΩ	20 Hz (-0,3 dB) bis >100 kHz (-3 dB)	4 x EL 34	143 €
B-466 S	80 W	3,0 kΩ	20 Hz (0 dB) bis 20 kHz (-0,2 dB)	4 x KT 88	165 €
B-488 S	110 W	3,2 kΩ	11 Hz (0 dB) bis 41 kHz (-1 dB)	4 x KT 88	185 €
B-2156	100 W	8,8 kΩ	20 Hz (-0,4 dB) bis >41 kHz (-3 dB)	2 x EL 156	187 €
B-6C33	50 W	0,6 kΩ	20 Hz (-0,2 dB) bis >90 kHz (-3 dB)	2 x 6 C 33	157 €
A-165 S	>13 W	2,4 kΩ	20 Hz (-0,2 dB) bis 20 kHz (-0,2 dB)	KT 88 EL 34	223 €
A-165/2	>25 W	2,4 kΩ	20 Hz (-0,2 dB) bis 20 kHz (-0,2 dB)	KT 88 EL 34	276 €
A-265 S	>25 W	1,2 kΩ	20 Hz (-0,1 dB) bis 50 kHz (-3 dB)	KT 88 EL 34	276 €
A-6C33	>25 W	0,6 kΩ	< 20 Hz (-0,2 dB) bis 90 kHz (-3 dB)	6 C 33	285 €

Sekundärimpedanzen 2 Ω, 4 Ω und 8 Ω, andere Primär- und
Sekundärimpedanzen sind auf Wunsch lieferbar.
Weitere Übertrager und Spezialbauteile siehe Website.

RST audio

Tel.: 02051/609022

Fax.: 02051/6076677

E-mail: RSTaudio@arcor.de

-EXPERIENCE- electronics

www.experience-electronics.de

Tel.: 07324/5318



Lautsprecher Design und Distribution

Thiel Audio

Die Legende lebt: Koaxial und
koinzident aufgebaut. Wirkliches
High End und keine Marketing Phrase.
Chassis Design by Jim Thiel.
NeoMonitor ab
749,00 Euro (inkl. MwSt)*



Tang Band

Führend in Breitband Technologie.
Das neue FAST System mit Titan
Breitband eröffnet eine neue
Dimension...
Titan FAST ab
220,00 Euro (inkl. MwSt)*



Omnes Audio

DSP basierende Allzweckwaffe gegen
Raumresonanzen. Audioprozessor mit
Frequenzweiche, Equalizer und Steuergerät für
Ihren Subwoofer. Einfache Einstellung über
Software oder Fernbedienung.
Die ultimative Lösung... ab
259,00 Euro (inkl. MwSt)



Alles online zu erwerben über www.oaudio.de oder natürlich
bei dem Händler Ihres Vertrauens.

Showroom: Frankfurt Rödelheim nach Terminabsprache.
Welchen und Chassis Design für OEM

blue planet acoustic

Westerbachstr. 47

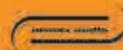
Gebäude 6

D - 60489 Frankfurt am Main

Tel: +49 69 74 30 88 45

info@blueplanetacoustic.com

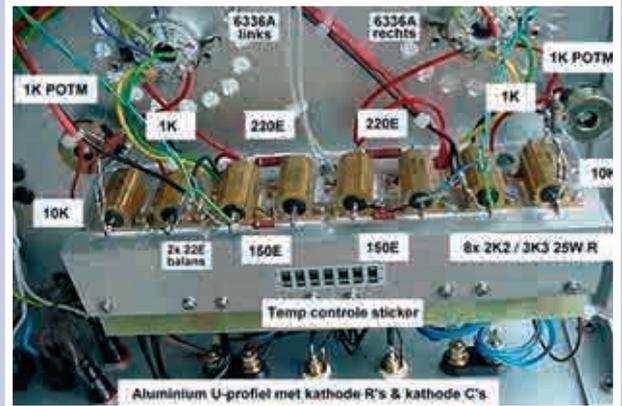
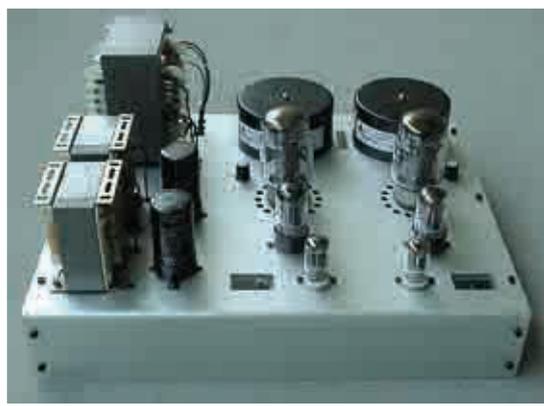
* alle Preise ohne Gehäuse: aber
mit den nötigen Bauteilen



CIARE



Foto 1: Übersicht
Foto 2: Kathodenwiderstände
Foto 3: Tuning-Anzeigeelement zum Abgleich der Ruheströme



vorgesehen, das deutlich zur Verbesserung der Brummunterdrückung beiträgt.

Beachten Sie, dass die 6336A einen Strom von 5 A benötigt, während eine 5687 mit 0,9 A auskommt. Die Heizspannung ist schwebend, also ohne Verbindung mit Masse, ausgeführt. Dadurch wird die maximale Spannung zwischen Kathode und Heizfaden der 5687 nicht überschritten. Ist immer noch ein leichtes Brummen seitens der Heizfäden hörbar, dann kann man einen 1- μ F-Kondensator zwischen Heizspannung und Masse schalten. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Heizspannung mittels Widerstandsteiler auf +130 V zu beziehen.

Beim Einschalten der Hochspannung ist besondere Vorsicht geboten: So lange die Röhren noch nicht aufgeheizt sind, kann es vorkommen, dass die Hochspannung den nominalen Wert überschreitet. Die Kondensatoren im Netzteil müssen für diesen Fall entsprechend dimensioniert sein.

Aus Sicherheitsgründen müssen die Röhre (und ganz besonders die 6336A) vor dem Einschalten der Hochspannung vorgeglüht werden.

Es empfiehlt sich außerdem, zwischen Hochspannungsquelle und Mittelanzapfung des Ausgangstrafos eine Sicherung anzubringen, damit sich bei einem

■ Das Netzteil

Der handelsübliche Netztrafo besitzt mehrere Sekundärwicklungen, was die problemlose Zweiweggleichrichtung über je vier Dioden ermöglicht. Für die Gleichrichtung werden Dioden des Typs BY 448 verwendet, die mit einer Spannung von 1,5 kV belastet werden können. Die Siebung erfolgt mit einer C-L-C-Kombination. Für die Steuer- und Phasenumkehrstufen ist ein separates R-C-Netzwerk

Technische Daten

Frequenzbereich -3dB	2 ... 130 kHz
Leistung an 5 Ohm bei 1% Klirrfaktor	17 Watt
Verstärkung	20 dB
Achtung: Daten gelten bei Anwendung mit Kathodenfolger und +450V Versorgungsspannung	
Frequenzbereich -3dB	2 ... 70 kHz
Leistung an 5 Ohm bei 1% Klirrfaktor	12 Watt
Verstärkung	20 dB
Achtung: Daten gelten bei Anwendung ohne Kathodenfolger und +410V Versorgungsspannung	
Dämpfungsfaktor	18
Klirrfaktor bei 1 W / 1 kHz	0,07%
Achtung: Alle Messdaten bei Verwendung der Röhre "Tung Sol 6336A"	

internen Kurzschluss in der 6336A die gesamte Schaltung nicht in Rauch auflöst.

■ Der Abgleich

Im Verstärker gibt es drei Abgleichpunkte. Mit P1 wird die Phasenumkehrstufe auf Symmetrie abgeglichen. Dazu schließt man am Verstärkereingang ein 1-kHz-Testsignal an. Mit einem Voltmeter oder einem Oszilloskop werden dann die Wechselspannungen an den Anoden auf gleiche Amplitude eingestellt.

Mit P2 lassen sich die Kathoden der 6SN7 auf +8 V einstellen. Diese Spannung kann bei einer Hochspannung von 450 V auch etwas größer sein. Mehr darüber im Schaltbild. Wer über ein Klirrfaktormessgerät verfügt, kann die Phasenumkehrstufe mit P2 und P1 auf minimale Verzerrung einstellen.

Die Gleichheit der beiden Hälften der 6336A wird mit P3 eingestellt. Die Widerstände R20 und R21 dienen zur Messung der Ruhestrome beider Trioden. Die Ruhestrome sind gleich, wenn über beiden Widerständen die gleiche Spannung anliegt. Die oben besprochene Anzeige steht dann in der Mitte. Ein einmal durchgeführter Abgleich bleibt über lange Zeit stabil.

■ Zum Schluss

Obwohl die 6336A nicht für Audiozwecke gedacht ist, ist sie sehr gut dafür geeignet. Trotz fehlender Über-Alles-Gegenkopplung ist der Klirrfaktor niedrig und die Dämpfung hoch. Auch die Basswiedergabe ist sehr bemerkenswert. Ein Wermutstropfen ist allerdings das krasse (Miss-) Verhältnis zwischen Schall- und Verlustleistung, was jedoch durch die gute Klangqualität wieder kompensiert wird. Bei guter Wärmeabfuhr arbeitet der Verstärker sehr zuverlässig.

Bei der "Audio Vereniging Midden Nederland" (März 2006) und beim niederländischen "DIY Audio Dag" (April 2005) wurde der Verstärker mit großem Erfolg vorgeführt. Bei dieser Gelegenheit zeigte sich, dass er imstande ist, einen 4-Ohm-Dynaudio-Lautsprecher mit dem niedrigen Wirkungsgrad von 84 dB/W/m in einem Raum mit 40 Zuhörern voll auszusteuern.

■ Weitere Informationen

whaan@lumc.nl

Wim de Haan arbeitet als Elektroniker im Bereich Medizintechnik in einer Universitätsklinik. Sein Interesse an der Audiotechnik gründet auf seine Vorliebe für Musik, wobei das Klavier sowie Live-Musik eine Hauptrolle spielen. Die Audioprojekte von Wim de Haan umfassen den Nachbau von Schaltungen und deren Veränderungen und neue Produkte, wie etwa Hybridverstärker und aktive Lautsprecher. In "AudioXpress" (USA) sowie "Electronics World + Wireless World" (GB) wurden bereits Artikel von ihm veröffentlicht. Auch bei der Entstehung einer durch die Fachpresse positiv beurteilten, klassischen Klavier-CD hat er mitgewirkt.

Stückliste Verstärker 6336A

R1	470 k Ω
R2	1 k Ω
R3	1 M
R4	680 Ohm
R5	15 k Ω / 3 Watt
R6	680 Ohm
R7	120 k Ω / 2 Watt
R8	120 k Ω / 2 Watt
R9	680 k Ω
R10	180 k Ω / 3 Watt
R11	680 Ohm
R12	1 k Ω **
R13	68 k Ω / 2 Watt**
R14	390 k Ω
R15	1 k Ω
R16	1 k Ω **
R17	68 k Ω / 2 Watt**
R18	390 k Ω
R19	1 k Ω
R20	22 Ω / 1%
R21	22 Ω / 1%
R22	3k3 / 25 Watt *
R23	2k2 / 25 Watt *
R24	15 k Ω
R25	1 k / 3 Watt
R26	3k3 / 25 Watt *
R27	2k2 / 25 Watt *
R28	370 Ω [220 Ω /2 Watt in Serie zu 150 Ohm/2 Watt]

Alle Widerstände 0,6 W, sofern nicht anders angegeben.

* Widerstände mit Kühlprofil versehen oder am Chassis befestigen (siehe Text).

** Wird nur verwendet, wenn der optionale Kathodenfolger aufgebaut werden soll.

P1	22 k Ω / 1 Watt
P2	500 Ω / 0,5 Watt
P3	1 k Ω / 5 Watt
C1	100 nF / 200 V
C2	47 nF / 1200 V
C3	47 nF / 1200 V
C4	100 nF / 400 V
C5	470 μ F / 16 V
C6	100 nF / 400 V
C7	100 nF / 400 V
C8	220 μ F / 200 V
C9	220 μ F / 200 V

T1 BC107B oder ähnlich

D1 5-mm-LED, grün
D2 5-mm-LED, grün

V1 5687
V2 6SN7
V3 6SN7**
V4 6336A

** Wird nur verwendet, wenn der optionale Kathodenfolger aufgebaut werden soll.

M1 100-0-100 μ A

TR1 Ausgangsrafo von Amplimo VDV8020PP [8 K / 20W]

Theorie der Trioden

VON PETER DIELEMANN

Das im Elektor-Verlag erschienene Buch „Theorie und Praxis des Röhrenverstärkers“ stellt die für den Einsatz von Röhren im Audiobereich theoretischen und praktischen Kenntnisse ausführlich und anschaulich dar. Dabei stützt sich der Autor auf eigene und umfassende Erfahrungen, die er in vielen Jahren vor der breiten Einführung von Halbleitern durch die intensive Auseinandersetzung mit der Röhrentechnologie gewonnen hat. Es folgt hier ein interessanter Auszug aus dem Buch über die Theorie der Trioden.

■ Aufbau

Trioden sind bekanntlich Röhren mit drei Elektroden (=TRI Elektr-ODEN). Zwischen Katode und Anode in der Nähe der Katode sitzt ein Gitter (engl. grid), wie es in Bild 1 zu sehen ist. Am Gitter g liegt eine Spannung, die gegenüber der Katode negativ sein muss. Die aus der Katode austretenden Elektronen unterliegen nun zwei Einflüssen: Einmal der hohen positiven Anodenspannung, zum anderen der kleinen negativen Gitterspannung. Der Einfluss der negativen Gitterspannung ist sehr groß, da das Gitter räumlich nahe bei der Katode und der Raumladungswolke angeordnet ist.

■ Kennlinien

Das auch für Röhrendioden gültige Raumladungsgesetz erhält für eine Triode die folgende Form:

$$I_k = k \cdot (U_g + D \cdot U_a)^{3/2} \quad (1.1)$$

Die Größe D wird Durchgriff genannt, ihre Größenordnung liegt bei einigen Prozent. Der Durchgriff gibt an, um wie viel kleiner der Einfluss der Anodenspannung auf den Anodenstrom gegenüber der Gitterspannung ist.

Durch das Anlegen einer sich ändernden Gitterspannung kann folglich der Anodenstrom beeinflusst, gesteuert werden. Aus diesem Grund spricht man beim Gitter auch von Steuergitter.

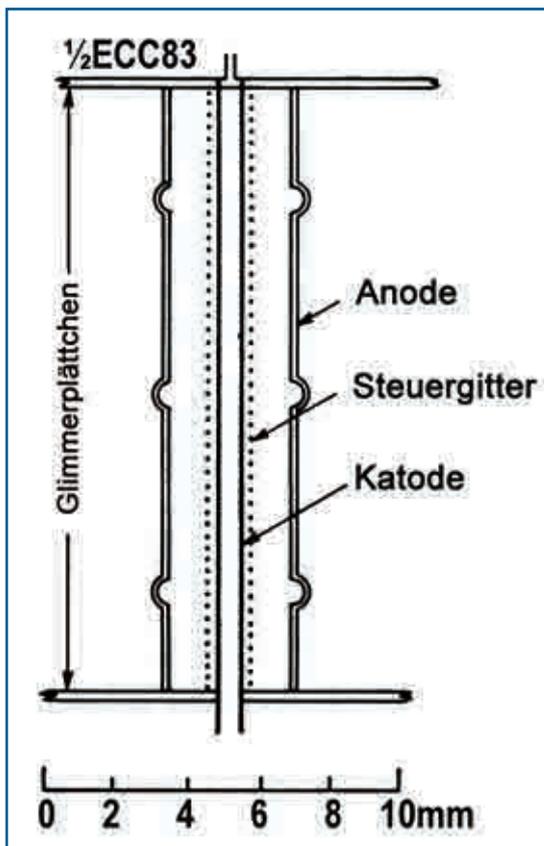
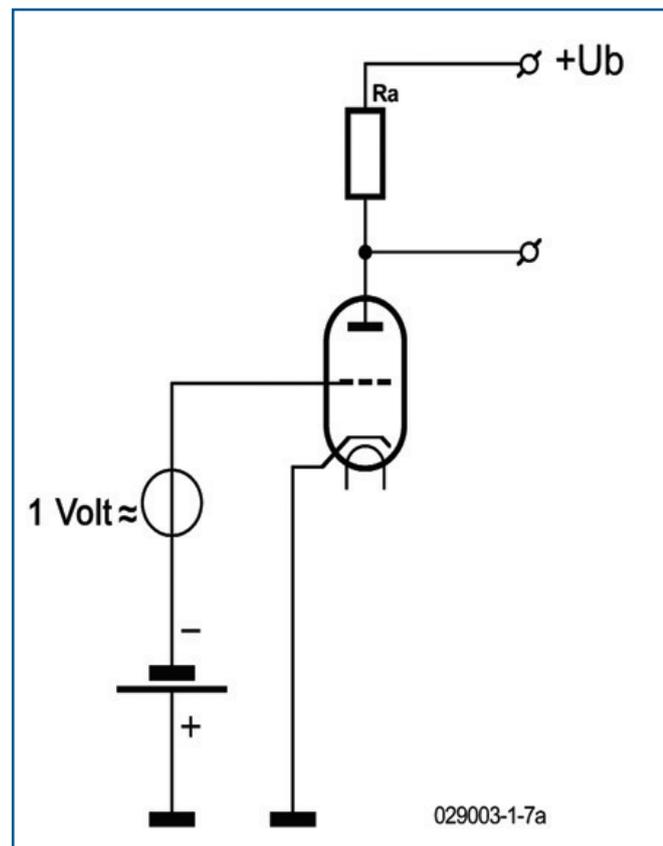
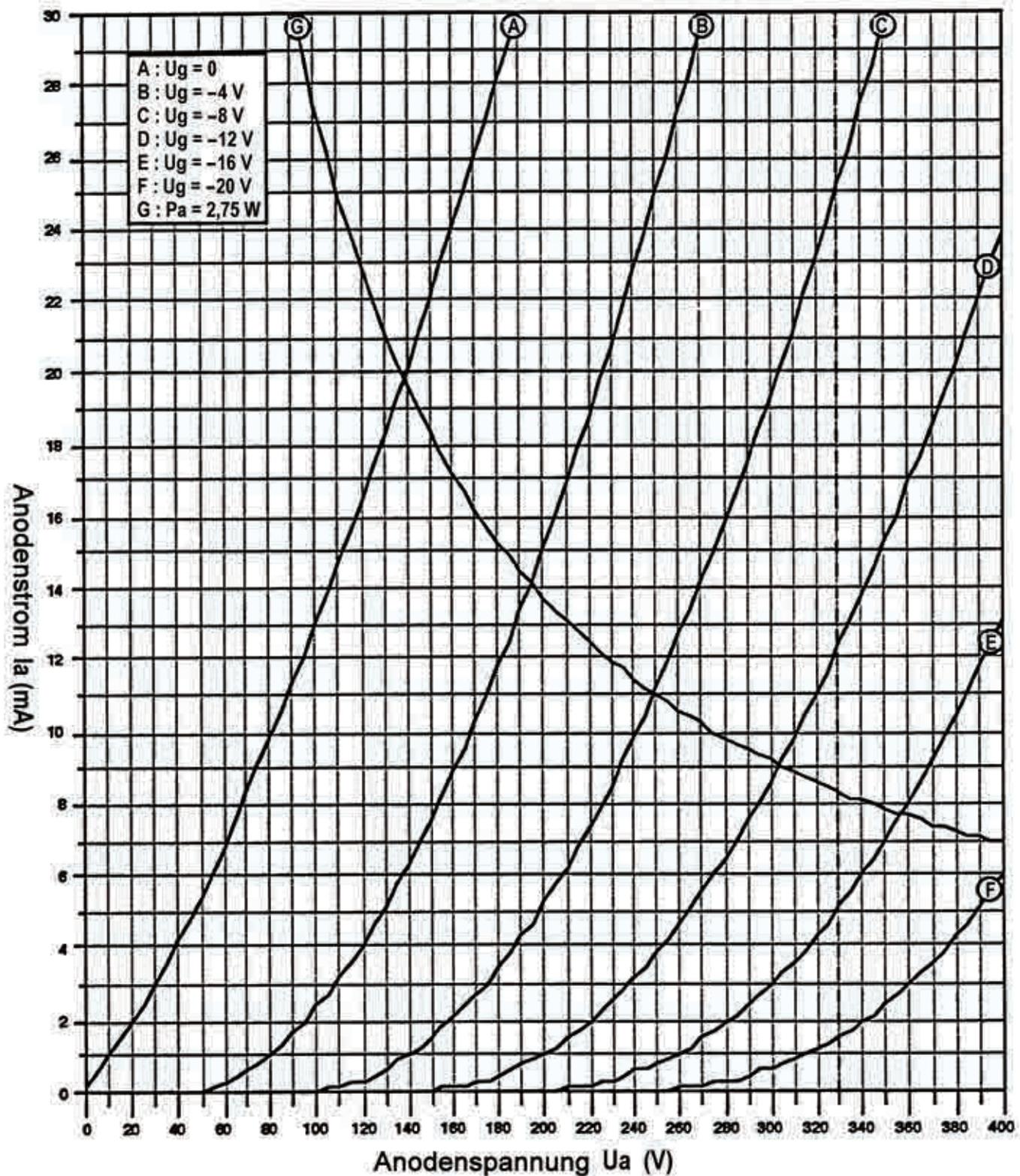


Bild 1: Aufbau einer Triode.

Bild 2: Grundschaltung eines Triodenverstärkers.



029003-1-7a



Im Zusammenhang mit der Schaltung nach Bild 2 erkennt man die verstärkende Wirkung der Triode. Am Gitter liegt eine Wechselspannung von einigen Volt, der Anodenstrom ändert sich dadurch im Rhythmus der Steuergitterspannung. Über dem im Anodenkreis liegenden Außenwiderstand entsteht eine im Verhältnis zur Gitterspannung viel größere Spannung, wir haben es also mit einer Spannungsverstärkung zu tun.

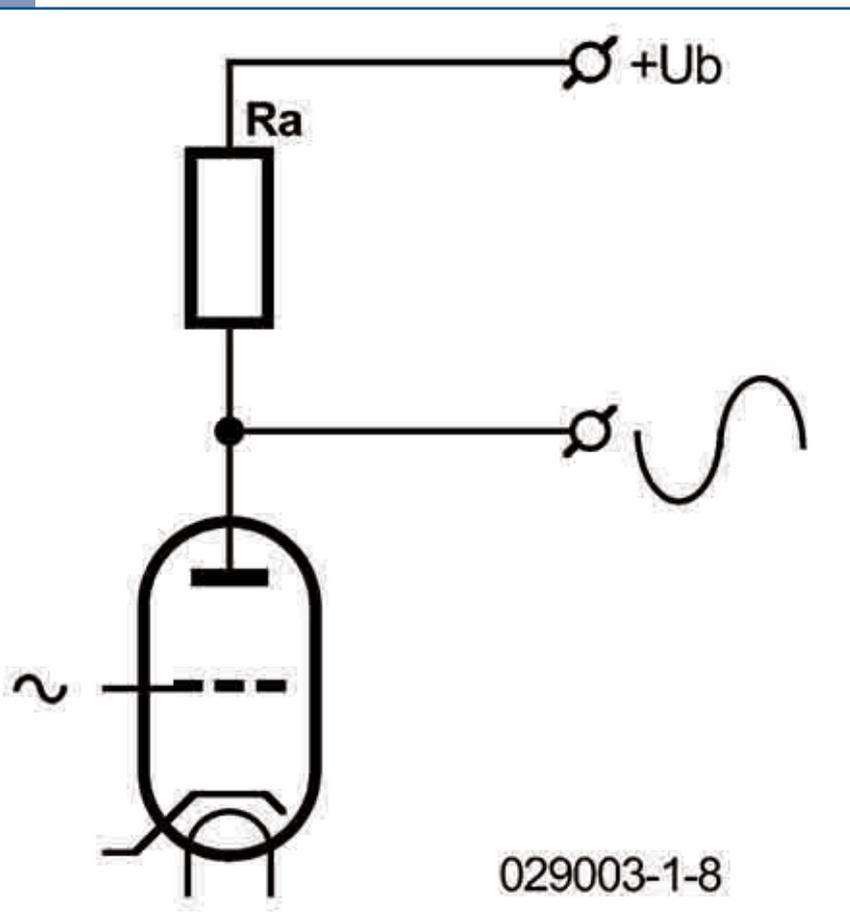
Wenn wir in Gleichung 1.1 einige praktische Werte einsetzen, also z.B. für eine Triode wie die ECC81 D

= $1/60$ (= 1,6 %), $U_a = 180$ V und $U_g = -2$ V, wird der Wert innerhalb der Klammer zu 1 V.

Wir sehen hier im Zusammenhang mit der ECC83, dass bei einer Anodenspannung von 180 V und einer Steuergitterspannung von mehr als -3 V kein Anodenstrom mehr fließt. Diese drei Volt wären demnach die Abschnürspannung der Triode, die allerdings nur bei einer bestimmten Anodenspannung gilt.

Hinweis: Die Größe D wird selten benutzt, meistens wird ihr Kehrwert $\mu = 1/D$, der Leerlaufverstärkungsfaktor, angegeben. Der Wert μ variiert zwischen 5 für

Bild 3: Kennlinien üblicher Trioden.



029003-1-8

Bild 4: Verstärkung einer Signalspannung.

Bild 5: Feldlinien zwischen Anode und Kathode.

fen nach der bereits erwähnten Raumladungsgesetz mit der charakteristischen $3/2$ -Potenz.

Allein am unteren Fußpunkt der Kurven wird man eine kleine Abweichung erkennen. Diese hat ihre Ursache in der so genannten Inselbildung. Was es damit auf sich hat, wird im Folgenden genauer erläutert. Diese Kurven werden in den meisten Fällen als Kurvenschar dargestellt, man spricht dann von Röhrenkennlinien oder von der Röhrencharakteristik.

Bei einer einzelnen Anodenspannung erhalten wir bei unterschiedlichen negativen Gitterspannungen unterschiedliche Anodenströme. Der Quotient aus Stromänderung und Spannungsänderung am Steuergitter wird Steilheit der Röhre genannt und in mA/V ausgedrückt. Die Steilheit liegt gewöhnlich für eine ECC82 im Bereich einiger mA/V , bei einer EL34 beträgt sie dagegen 12mA/V – man spricht dann von einer steilen Röhre.

■ Steilheit

Die Steilheit ist eine bemerkenswerte Größe. Bei einem normalen (ohmschen) Widerstand betrachten wir den Strom, der durch den Widerstand fließt und die Spannung, die über ihm abfällt. Bei der Steilheit jedoch geht es im Gegensatz dazu um Spannungsveränderungen am Gitter im Verhältnis zu Stromänderungen im Anodenkreis. Wir haben es also mit zwei unterschiedlichen Elektroden zu tun. Da wir den Quotient von Strom zu Spannung bilden, spricht man von Leitwert oder Leitwert, internationale Verwendung besitzt der Begriff „transconductant“.

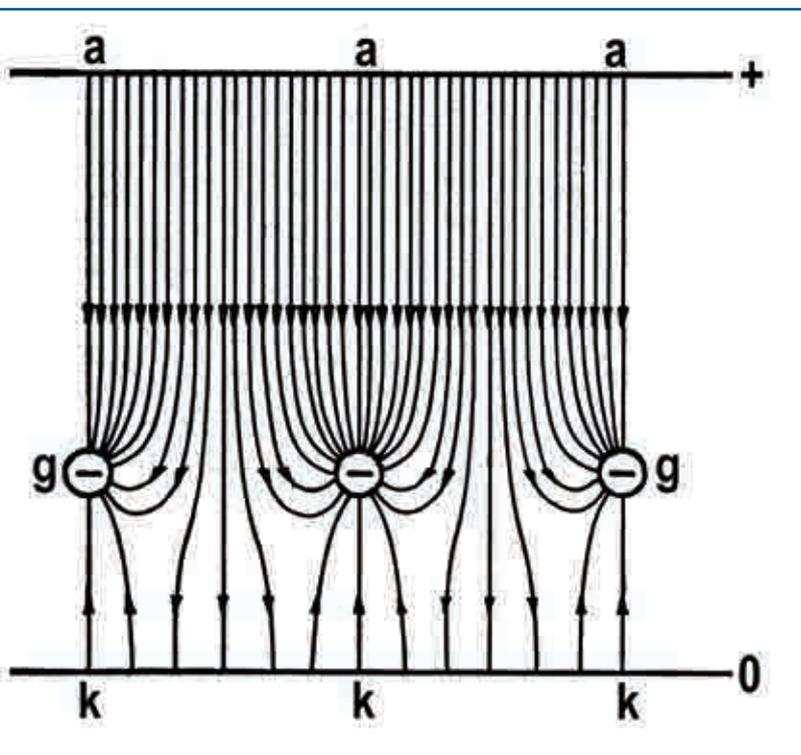
Was bei den Dioden in Bezug auf den inneren Widerstand R_i gesagt wurde, gilt auch hier: Es geht das Verhältnis von Anodenspannungsänderung zu Anodenstromänderung, also um eine differenzielle Größe.

Da hier – abgesehen von der Kurve für die Gitterspannung von 0V – die Kurven nicht mehr durch den Ursprung im Koordinatensystem verlaufen, ist der innere Widerstand unbedingt zu unterscheiden vom Schein- oder Ersatzwiderstand. Größenordnungsmäßig liegt R_i im Bereich von ungefähr 1k bei Endröhren bis 100k bei einer ECC83. Generell gilt, dass R_i von Trioden im Vergleich zu Pentoden relativ niedrig ist.

In den Bildern 3 und 4 beobachten wir darüber hinaus ein für Trioden kennzeichnendes Phänomen. Wenn wir die Gitterspannung weniger negativ machen, steigt der Anodenstrom. Bei konstanter Betriebsspannung sinkt die Anodenspannung; in Formel 1.1 sehen wir, dass beide Erscheinungen einander entgegen wirken, wobei die Anodenspannung offensichtlich einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf den Anodenstrom besitzt. Sinkende Anodenspannung verringert die verstärkende Wirkung der Triode, wobei es unerheblich ist, durch welche Ursache das Sinken der Anodenspannung hervorgerufen wird.

■ Die Inselbildung

Man kann eine Röhre auf ganz unterschiedliche Weise betreiben. Einerseits kann man eine niedrige



Endröhren und 100 bei einer ECC 83. Die Strom-/Spannungscharakteristik, wie wir sie für die Diode verwendet haben, kann auch für eine Triode angegeben werden, wobei dann für einzelne Gitterspannungen zugehörige Kurven gezeichnet werden (siehe Bild 3 für eine ECC83).

Bei allen Kurven ist deutlich der erwähnte Abschnürpunkt zu erkennen, die Kurven selbst verlaufen

Bild 6: Theoretische und reale Kennlinie einer Triode.

Bild 6: μ in Abhängigkeit vom Anodenstrom.

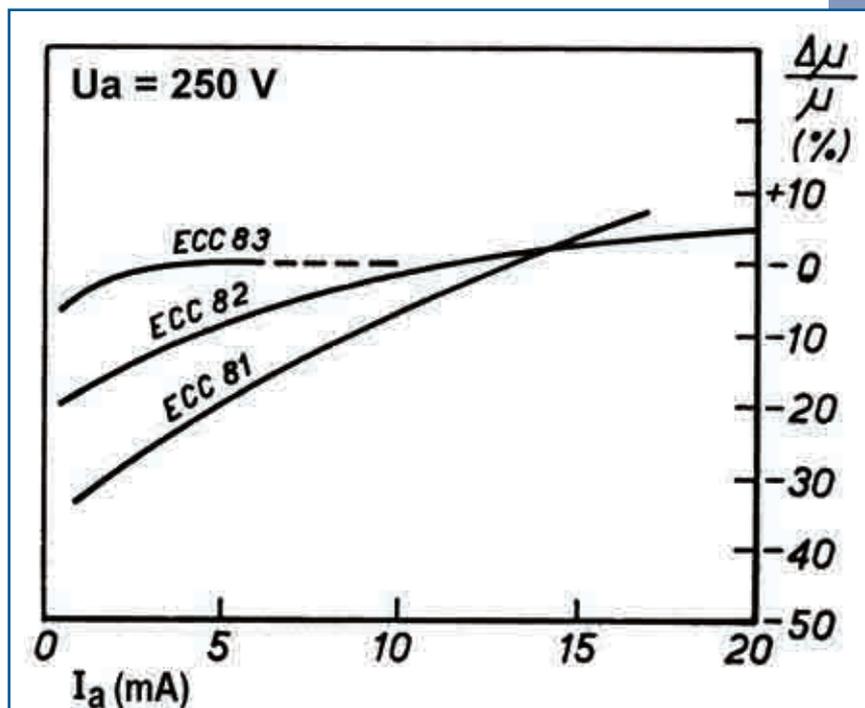
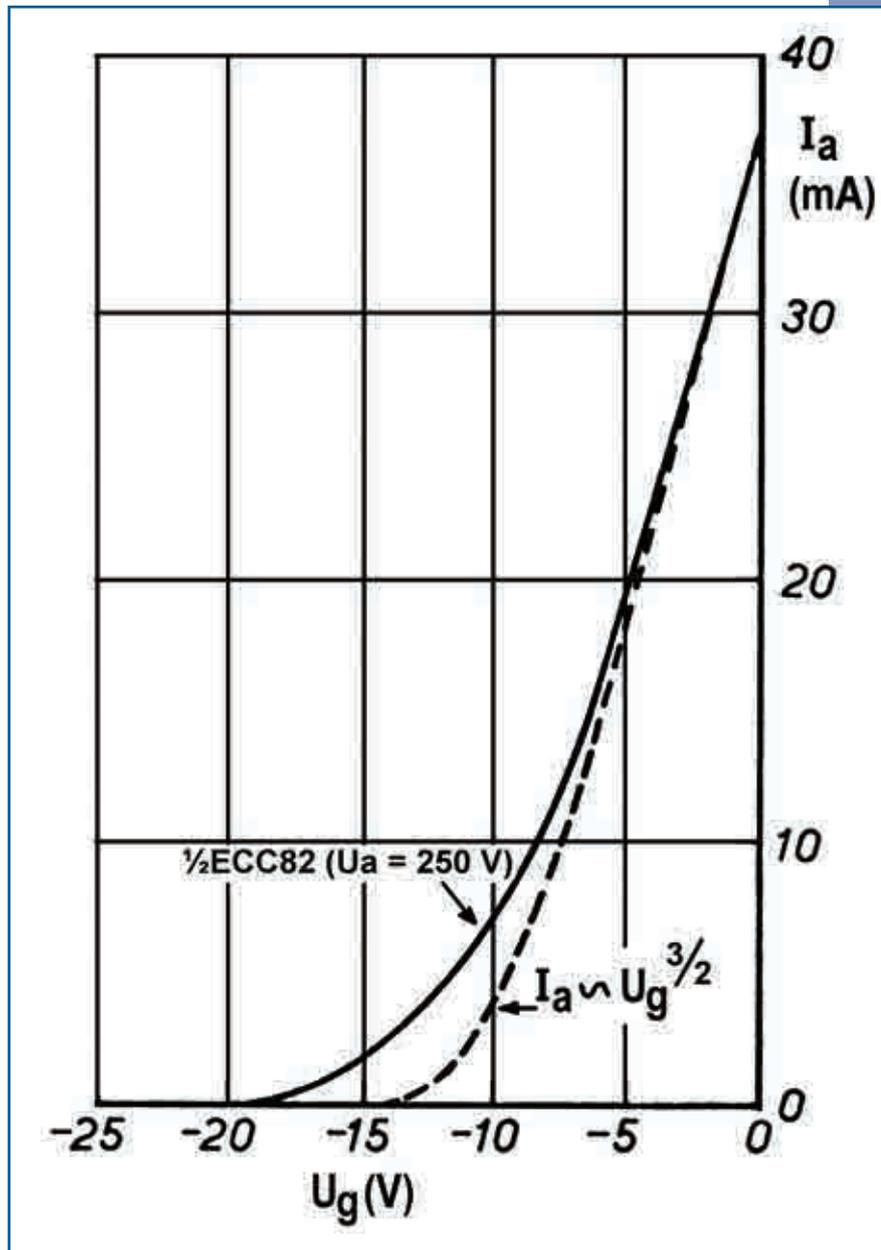
positive Anodenspannung bei gleichzeitiger nicht zu negativer Gittervorspannung wählen. Wir können auch die Anodenspannung steigern. Wenn wir dann den Strom weiterhin niedrig halten wollen, machen wir das Gitter stärker negativ. Welche Arbeitsweise wir auch wählen, nach Formel 1.1 ist zwar der Effekt der gleiche, dennoch ergeben sich Unterschiede.

Bei hohen negativen Gitterspannungen entsteht ein negativer Raum direkt zwischen Katode und dem Bereich unterhalb der Gitterwindungen. Genau im Schatten der Gitterdrähte kann dieses Feld nun so stark negativ sein, dass hier keine Elektronen mehr aus der Katode austreten können. Damit wird ein bestimmter Teil der Katodenoberfläche außer Funktion gestellt und somit faktisch die Katodenoberfläche verkleinert.

Bild 5 veranschaulicht den sich einstellenden Verlauf der Feldlinien. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich direkt unterhalb der Gitterdrähte ein umgekehrtes Feld aufbaut. Auf der Katodenoberfläche bilden sich in der Folge kleine Inseln, aus denen keine Elektronen emittieren können, Bereiche, die folglich unwirksam sind. Dadurch wird der Begriff „Inselbildung“ unmittelbar einleuchtend.

An den Kennlinien ist außerdem zu sehen, dass insbesondere bei hohen negativen Gitterspannungen eine zusätzliche Krümmung im Kurvenverlauf auftritt. Die beschriebene Erscheinung ist die Ursache für die Kurvenverformung. Wir dürfen die Röhre deshalb auch nicht so weit negativ aussteuern oder, was das gleiche ist, sie sperren. Bild 6 zeigt den tatsächlichen gemessenen und den nach der 3/2-Potenz-Gleichung theoretisch ermittelten Kurvenverlauf.

Eine Folge des Inseleffekts ist die Erscheinung, dass der Verstärkungsfaktor μ nicht konstant bleibt, sondern sich bei verschiedenen Arbeitspunkten ändert. Bei hohen negativen Gitterspannungen nimmt er etwas ab, bei steilen Röhren ist der Rückgang zudem sehr viel stärker ausgeprägt. Bild 7 zeigt im Vergleich den unterschiedlichen Verlauf von μ bei verschiedenen Röhren.



Inserentenverzeichnis

Accoustic Systems Engineering	Seite	91
Amplimo	Seite	100
A.O.S. Audiosysteme	Seite	91
Audio Technik	Seite	73
Blue Planet Accoustic	Seite	35
BTB Elektronik Vertriebs GmbH	Seite	67
Experience Electronic	Seite	35
Hifisound Lautsprechervertrieb	Seite	55
Hypex Electronics	Seite	7
Icy-Medien	Seite	7
IT Electronic	Seite	7
Lautsprechershop Strassacker	Seite	2
Monacor International	Seite	99
Open Air Loudspeakers	Seite	91
Tentlabs	Seite	35
Visaton	Seite	31

Bifrost – die nordische Brücke zwischen Himmel und Erde

VON UDO WOHLGEMUTH UND ROLF HÄHLE



Groß ist auch heute noch die Verbundenheit der Nordeuropäer mit den Sagen und Mythen ihrer germanischen Vergangenheit. Verwundern kann uns das kaum, denn wer sich jemals in ihrer für uns Mitteleuropäer fast unwirklichen Natur aufgehalten hat, in deren dümmrigem Licht große Wälder schemenhafte Spukgestalten mit Nebel zu verbergen suchen, wird sich kaum der märchenhaften Wirkung entziehen können, die dieses Schauspiel auf den Menschen ausübt.

Boxenbauern bestens bekannt sind Namen wie Thor, Odin oder Trym, in denen sich diese Verbundenheit mit der Tradition zeigt. Bifrost, so heißt die dreistrahlige Brücke, die den nordischen Göttern als Weg diente zwischen ihrem Himmelssitz Asgard und Midgard, wie unsere Erde genannt wurde. Diesen Namen wählten die Ingenieure der norwegischen Chassischmiede Seas, deren Produkte seit mehr als 50 Jahren in vielen bekannten Lautsprecherboxen im wahrsten Sinne des Wortes den Ton angeben, für ihre neueste Kreation, eine Zweiwege-Kompaktbox mit erlesener Excel-Bestückung.

■ Die Bestückung

Als Hochtöner wählte man für den Bausatz den vorzüglichen Excel T 29 CF002, dessen zusätzlicher Name Crescendo Programm ist. Dieser „state of the art“-Hochtöner ist mit dem patentierten Hexadym-Magnetsystem ausgestattet, das aus 6 hexagonal angeordneten, radial magnetisierten und dadurch äußerst kraftvollen Neodym-Stäben besteht, die für

den ungewöhnlich starken Antrieb der Schwingspule sorgen. Die dämpfend beschichtete Gewebekalotte misst 26 mm im Durchmesser und ist an einer sehr breiten Sicke aus Sonomex aufgehängt. Das bringt der Membran eine größere, effektive Abstrahlfläche und zudem mehr Hubfähigkeit ein. Umrahmt ist das Magnetsystem von einem Gehäuse aus Druckguss, das der Membranrückseite als angekoppeltes Volumen dient. Durch diese einfache Maßnahme konnte die Resonanzfrequenz des Hochtöners auf 500 Hz abgesenkt werden. Die 1,5 mm hoch gewickelte Schwingspule erlaubt dem Crescendo im Zusammenspiel mit dem 2,5 mm tiefen Luftspalt mit 1 mm eine weitaus größere lineare Auslenkung als den meisten anderen Hochtönern. Eine kleine Vertiefung, die in die Frontplatte aus 6 mm massivem Aluminium mit grauer Nextel-Beschichtung eingearbeitet ist, dient als schallverstärkender Hornansatz. Dies steigert den Wirkungsgrad der Kalotte auf mehr als 92 dB/W/m bei minimalen Verzerrungen.

Passend zum Konzept der Bifrost entwickelten die Excel-Techniker eine neue Chassis-Serie mit Nextellack beschichteter Pappmembranen, von denen sich der W 180 NX 001 als idealer Partner des Hochtöners anbot. Nach neuester Technologie wurde der filigrane Aludruckgusskorb gestaltet. Schmale, strömungsgünstig geformte Stege und viele Lüftungsöffnungen lassen die Luft hinter der Membran ohne Behinderung zirkulieren. Unter der Flachspinne ist der Blick auf die hochgewickelte Schwingspule frei,

die sich um jeweils 7 mm nach oben und unten bewegen kann, ohne die Menge an Wicklungen im Luftspalt zu reduzieren und somit das lineare Magnetfeld zu verlassen. Ein dicker Gummitopf schützt die Antriebseinheit aus 6 mm Polplatten und 110 mm Magnetring. Schwere Kupferringe, die über und unter dem T-förmigen Polkern geklebt sind, reduzieren den harmonischen und nicht linearen Klirr, der in jedem Antriebssystem entsteht, erheblich. Einen optisch reizvollen Kontrapunkt zum vorherrschenden Einheitsgrau der Chassis bildet der mattsilberne Phase Plug in der Membranmitte.

■ Das Gehäuse

Wer seinen Chassis ein geeignetes Häuschen bauen will, muss weder als Schreiner geboren sein, noch einem jungen Menschen den dringend benötigten Ausbildungsplatz streitig machen. Meist sind nur sechs äußere Platten, manchmal auch innere Verstrebungen, die der Stabilität dienen, mit einander zu verkleben. Problemlos und sogar ohne Schraubzwingen oder sonstige Haltevorrichtungen lässt sich dieser Job mit Fugenleim erledigen. Eine Sammlung praxisorientierter Anwendungsbeispiele findet der geneigte Leser auf der hochinteressanten Internetseite www.lautsprecherbau.de, auf der der deutsche Seas-Vertrieb Intertechnik ein umfangreiches und sich ständig erweiterndes Bausatzprogramm im Magazinstil ausführlich vorstellt.

Nun ist es noch nicht damit getan, willkürlich einen Käfig für seine Lautsprecher zu basteln und davon auszugehen, dass sie sich dauerhaft darin wohlfühlen. Maßgeblich für die Bauart und benötigte Gehäusegröße ist im wörtlichen Sinn der Basstreiber, dessen aus dem Impedanzverlauf rund um die Resonanzfrequenz gewonnenen elektrischen und mechanischen Daten, im fachdeutsch Thiele-Small-Parameter (TSP) genannt, die Rechengrundlage liefern. An ihnen liest der Boxenbauer zunächst ab, ob er bessere Ergebnisse im Bassverhalten durch einen geschlossenen oder offenen Aufbau erhält, letzterer dann meist mit einem Reflexrohr abgestimmt. Heute ist es üblich, die gemessenen TSP in ein Simulationsprogramm einzugeben und daraus das richtige Volumen berechnen zu lassen. Eingreifen wird der erfahrene Entwickler jedoch auch hier, denn es gibt mehr als eine mögliche Luftmenge, die in der Kammer eingeschlossen sein muss. Mit mehr Volumen wird der Bass leiser, aber tieferreichend, ein kleineres Gehäuse hebt den Pegel an und erhöht so den Druck, raubt tieffrequenten Impulsen jedoch ein wenig die Kontur.

Für die Entwicklung der Bifrost verwendeten die Seas-Ingenieure das auch von Intertechnik vertriebene Simulationsprogramm LSPCad des schwedischen Spezialisten Ingemar Johannsson (IJData), das sich in der Lautsprecher-Industrie seit langem fest etabliert hat. Die gemessenen Daten des Basses wurden eingelesen und die Variante „Bassreflex“ gewählt. Nach Ansicht der Techniker war das vorgeschlagene Volumen von 14 Litern nicht optimal, so wählten sie 18 Liter mit rückwärtigem Reflexrohr und einer Tuningfrequenz von 42 Hz, die durch Verände-

rung der Reflexrohrlänge nach eigenem Geschmack an den Hörraum angepasst werden darf. Empfehlenswert ist es auch, verschiedene Aufstellorte für die Boxen zu testen, bis sich der beste Klang am Hörplatz ergibt.

Da der Basslautsprecher in einem Zweiwege-System auch die Mitten übertragen muss, ist die Dimensionierung des Innenraums nicht ohne Bedeutung. Die Aufteilung in nicht durcheinander teilbare Faktoren in Breite, Höhe und Tiefe verhindert, dass sich stehende Wellen gleicher Frequenzen im Gehäuse ausbilden. Das Verhältnis von Breite zu Tiefe zu Höhe beträgt bei der Bifrost 1 zu 1,6 zu 2,8. Zwei Versteifungsbretter mit großen Öffnungen verbinden die Innenwände und teilen sie in kleine Sektionen, deren Resonanzfrequenz zusätzlich durch Aufkleben von 4 mm starken Bitumex-Platten bedämpft wurde. Mit 20 x 30 x 50 cm³ waren damit die Abmessungen der Gehäuse aus 19 mm dickem MDF festgelegt, das nach der Oberflächenbearbeitung mit vier Matten Sonofil gleichmäßig befüllt wurde. Der Bereich um das Reflexrohr bleibt dabei frei, um dessen Wirkung nicht zu beeinträchtigen. Zur Verschönerung der MDF-Oberfläche wurde auf die Testboxen ein auffälliges Zebrano-Furnier aufgeleimt, dem

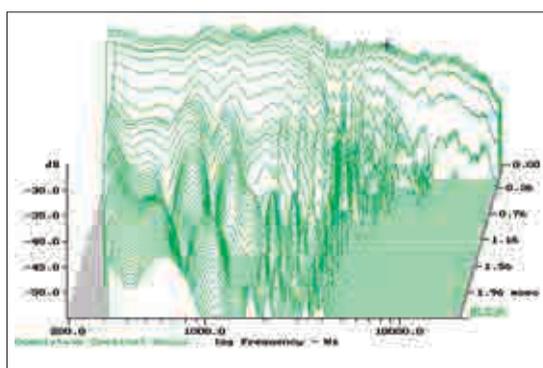
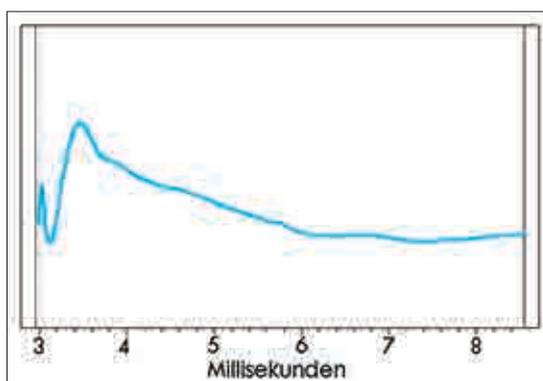
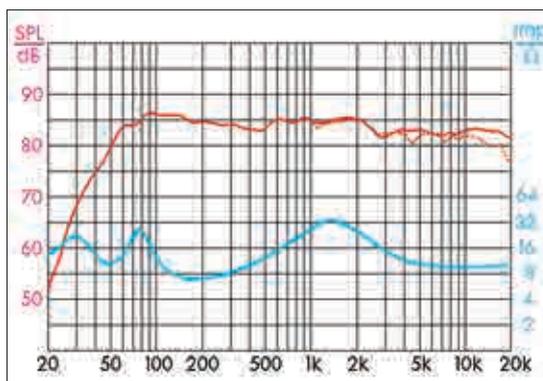
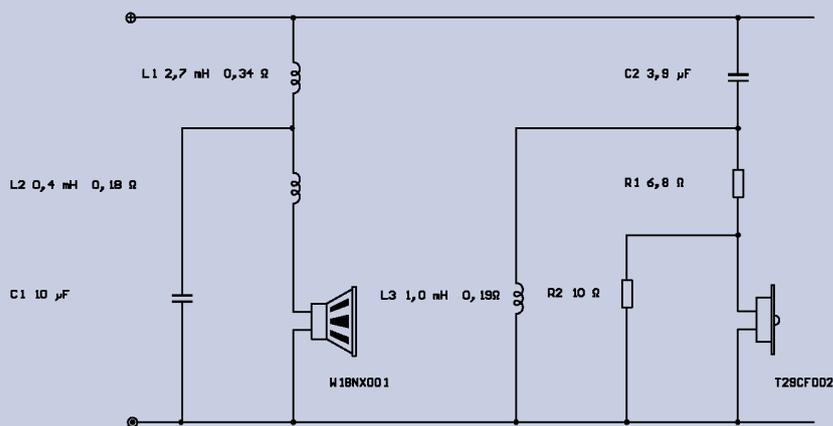


Bild 1, 2 und 3:
Frequenzgang,
Sprungantwort und
Wasserfall-Diagramm

Crossover Network "Bifrost" 138508 1



ist der Fall, wenn die Phasenlage bei der Trennfrequenz gleich und der Schnittpunkt der Zweige um 6 dB unter der Summenkurve liegt. Erreicht wurde das Ziel mit einem Filter 3. Ordnung, bei dem eine 2,7-mH-Corobar-Spule und eine 0,4-mH-Luftspule mit jeweils 1,4 mm Drahtstärke in den Signalweg und zwischen ihnen ein 10-μF-MKPQ4-Kondensator an Minus parallel zum W 18 NX 001 gelegt wurden. Mit nur 12 dB/Oktave wurde der Hochtöner vom Tiefmitteltöner getrennt, nachdem der Pegel mittels zweier Metalloxid-Widerstände auf das Niveau des Basses abgesenkt wurde. Auch hier wurden ein MKPQ4-Kondensator und eine Corobar-Spule genutzt. Natürlich bietet Intertechnik in seinem reichhaltigen Sortiment an Bauteilen auch für „Goldohren“ unverzichtbare, aus versilbertem Kupferdraht gewickelte Luftspulen und neuerdings mit Tritec-Litzen veredelte Audyn-Cap-Reference-Kondensatoren, deren Einsatz sich für die oft gewünschten Highend-Weichen anbietet. Bei einer ersten Hörprobe erschien den Entwicklern der Bereich um 2 kHz als etwas zu laut, was eine leichte Überzeichnung der „S“- und „F“-Laute ergab. Gegenüber der LSPCad-Berechnung wurde der Kondensator vor dem Crescendo um einen Wert verkleinert und schon war alles im Lot.

Beim Blick auf den Stromlaufplan ist für den geübten Leser am über den Chassis-Symbolen eingezeichneten + zu erkennen, dass beide Chassis gleichphasig an ihrem Weichenzweig angeschlossen sind. An den Chassis ist der zugehörige Pluspol jeweils mit roter Farbe markiert.

■ Auf dem Prüfstand

Im Labor ist die Bifrost mit dem bewährten Messsystem MLSSA unter reflexionsfreien Messbedingungen getestet worden. Mit dem Mikrofon in einem Meter Abstand zur Box und in der Höhe zwischen Hoch- und Tiefmitteltöner positioniert, ergab sich der Frequenzgang, der in Bild 1 zu sehen ist. Die rote Linie zeigt den Amplitudenverlauf bei direktem Blick auf die Box (auf Achse), die gestrichelte rote Linie den Verlauf bei um 30° gedrehter Box. Der mittlere Schalldruckpegel liegt bei knapp 85 dB SPL, bezogen auf ein Watt. Auf Achse gemessen ist eine maximale

Bild 4: Die Frequenzweiche. Ein Filter 3. Ordnung für den Bass und 2. Ordnung für den Hochtonteil.

ein zweimaliger Ölauftrag die nötige Alltagstauglichkeit beschert.

■ Die Weiche

Kernstück einer jeden Lautsprecherbox ist die Frequenzweiche, die die Chassis in ihre passenden Schranken weist. Notwendig ist sie, da ein Bass auf Grund seiner Konstruktion zu viel Fläche und Masse für die Wiedergabe hoher Töne mitbringt, ein Hochtöner dagegen zerstörerisch große Hübe machen müsste, um tiefe Passagen hörbar zu machen.

Auch hier ist LSPCad ein mächtiges Werkzeug in der Hand des erfahrenen Entwicklers, der die Auswirkungen der Bauteile auf den in der Box gemessenen und in die Simulation eingegebenen Frequenzgang sofort beurteilen kann. Das erspart nicht nur Zeit, sondern auch viele abgebrochene Zuleitungen an häufig benutzten Kondensatoren und Widerständen. Selbst menschliche Fehler durch falsche Verschaltung der Bauteile oder auf die Schnelle schlecht erstellte Verbindungen sind so ausgeschlossen. Voraussetzung für eine einwandfreie Funktion ist allerdings die genaue Eingabe aller Amplituden-, Phasen- und Impedanzmessungen, die für alle Chassis in der Box mit dem Mikrofon in Hochtönerhöhe und einem Meter Entfernung gemacht werden müssen. Ziel der Arbeit ist es, einen sauberen Summenfrequenzgang beider Weichenzweige zu erhalten. Dies



Foto 1: Der Excel-Crescendo.

Foto 2: Der W 18 NX001 aus der Excel-Serie von Seas.

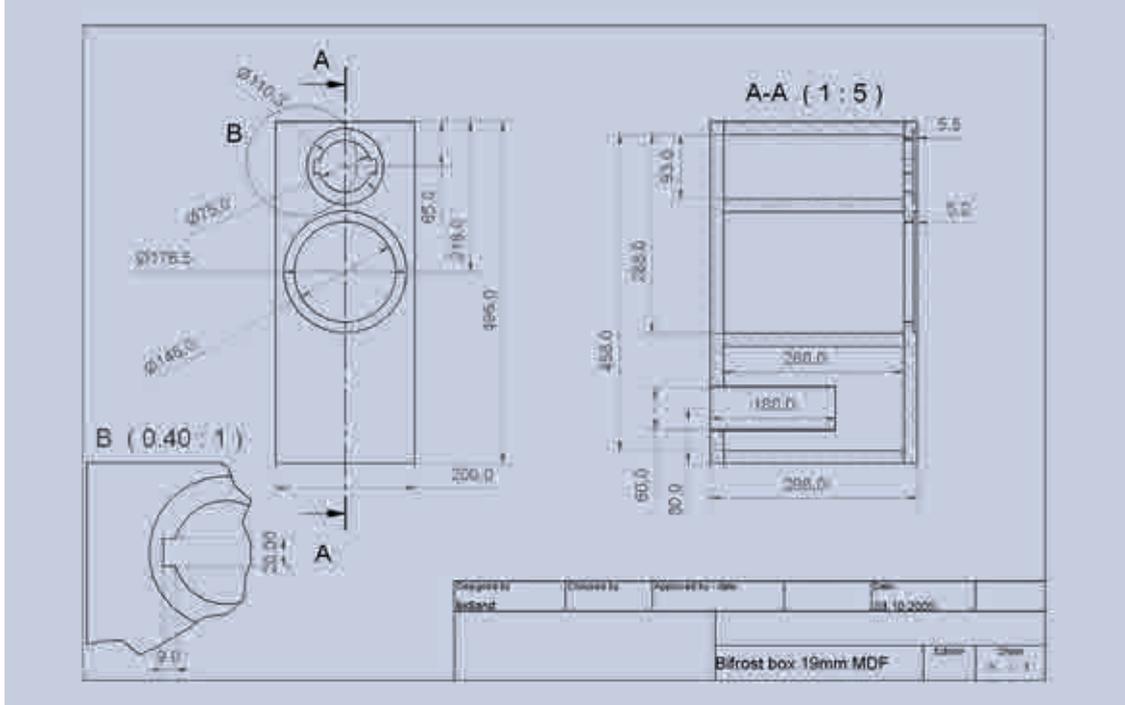
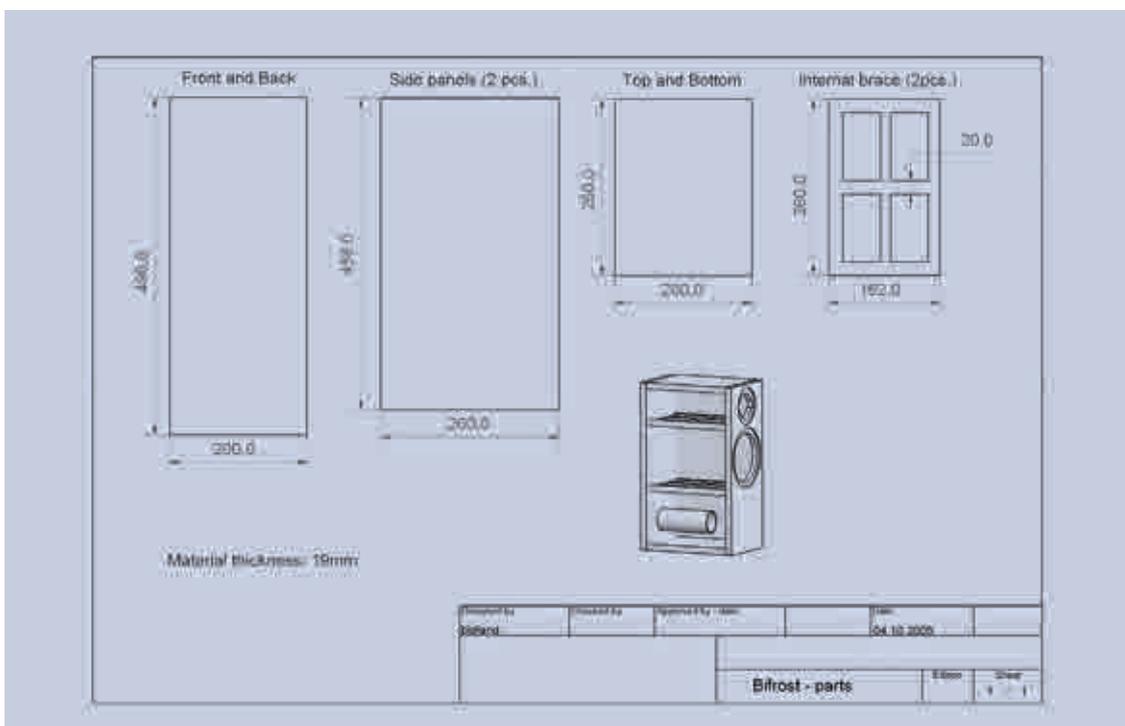


Bild 5 und 6:
Bauplan und
Stückliste.



Pegeldifferenz von ± 2 dB im Bereich von 70 Hz bis 20 kHz auszumachen. Insgesamt fällt der Pegel zu den Höhen hin sanft ab, eine Stufe bei 3 kHz deutet den Übergang zum Hochtöner an. Die blaue Kurve in Bild 1 stellt den Impedanzverlauf dar, der die Bifrost als unkritischen Vertreter der 8-Ohm-Kategorie aus-

weist. Im Diagramm der Sprungantwort in Bild 2 ist das typische Verhalten einer gut abgestimmten 2-Wege-Kombination zu sehen. Im Wasserfalldiagramm (Bild 3) fällt besonders das schnelle Abklingen der Hochtonkalotte auf.

■ Der Klang

Im Hörraum erwies sich die frei stehende Aufstellung mit reichlich Wandabstand auf einem kleinen Ständer als optimal. Im gleichschenkligen Stereodreieck und auf den Zuhörer angewinkelt liefert sie ein eher helles, aber insgesamt sehr ausgewogenes Klangbild ohne jegliche Schärfe in der Hochtonwiedergabe. Das ändert sich auch bei steigendem Pegel nicht. Frauenstimmen kommen sehr klar, die Basswiedergabe ist straff und wirkt tief herab reichend. "Richtig gute Mitten" ist die übereinstimmende Meinung des Hörteams. Eine unkritische und rundum empfehlenswerte Box, besonders für die Liebhaber von Gesangsdominierter Musik.

Name: The Bifrost
 Prinzip: 2-Weg Bassreflex
 Vertrieb: Intertechnik, Kerpen
 Entwicklung: Seas Labor, Norwegen
 Hochtöner: Excel T 29 CF 002 „Crescendo“
 Tieftöner: Excel W 18 NX 001
 Trennfrequenz: 2,2 kHz
 Abmessungen: 200 x 458 x 298 mm³
 Nettovolumen: 18 Liter
 Bausatzpreis: 689,00 Euro für Chassis, Frequenzweichenbauteile und Zubehör (ohne Gehäuse)

Trioden-Endverstärker für hohe Übertragungsqualität

VON Dr. GÖTZ CORINTH

In manchen Kreisen der Audio-Freaks hält sich beharrlich die Meinung, der röhrenbestückte Verstärker bringe eine höhere Übertragungsqualität („klingt einfach besser“) als der mit Halbleitern bestückte. Durch eine mit Trioden bestückte Endstufe sei darüber hinaus eine weitere Steigerung der Klanggüte möglich. Um zu untersuchen, was an diesen Vorurteilen wirklich dran ist, machte der Verfasser umfangreiche Experimente an Versuchsschaltungen mit Pentoden und Trioden in den Endstufen. Dabei war auch ein rein professioneller Endverstärker aus dem Studiobereich einbezogen. Es ergab sich bei den Versuchen ein Konzept, das sich auch in die Form eines Bauvorschlages bringen ließ.

■ Allgemeine Überlegungen

Betrachtet man die Betriebsdaten von Endtrioden (oder der als Trioden geschalteten Endpentoden oder -tetroden) findet man, dass diese zum Erreichen einer diskutablen Ausgangsleistung erstaunliche Ansprüche an die Höhe der Gleichstrom-Versorgungsleistung und der zur Durchsteuerung nötigen Gitterwechselspannung stellen. Die berühmte und gesuchte Endtriode AD 1 braucht bei 250 V Anodenspannung im A-Betrieb 60 mA, und für eine Ausgangsleistung von etwa 4 W sind 30 V_{eff} Gitterwechselspannung nötig. Für die gleiche Ausgangsleistung braucht die Endpentode EL 11 nur 4,2 V_{eff} am Steuergitter, bei ebenfalls 250 V Anoden- (und Schirmgitterspannung) fließen aber insgesamt nur 40 mA. Hinzu kommen noch die Verluste in den Kathodenwiderständen bei der meistens angewandten „auto-

matischen“ Erzeugung der negativen Gittervorspannung (bei AD 1 sind es -45 V; für EL 11 nur -6V). Man sieht, welchen Einfluss die „innere Gegenkopplung“ durch die Anodenrückwirkung bei der Triode hat, die ja bei der Pentode durch das Schirmgitter weitgehend unterbunden wird.

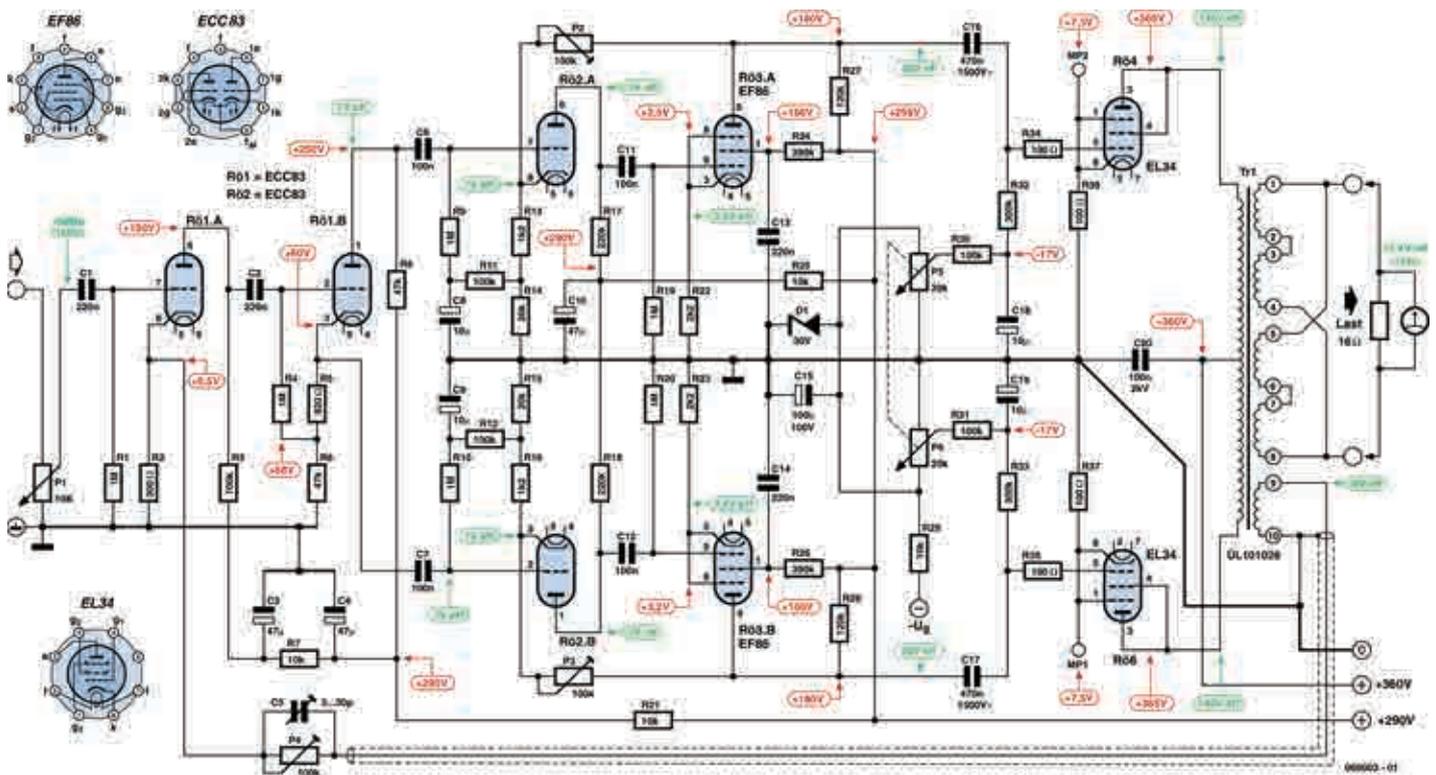
Untersucht man den Kennlinienverlauf von Trioden unter dem Gesichtspunkt „höhere Ausgangsleistung“, so findet man, dass dabei sehr bald enorme Anoden und Gitterspannungen gefordert werden. Schnell kommt man da zu 1 kV und mehr an der Anode und -100 V und 70 V_{eff} am Gitter.

Um einen derartigen Aufwand zu vermeiden, wurde der Versuchsverstärker für eine Ausgangsleistung von nur etwa 15 W ausgelegt, eine überschlägige Durchrechnung ergab dabei (Gegentakt-A-Betrieb der Endstufe vorausgesetzt) eine Anodenspannung von ungefähr 400 V bei 2 x 75 mA Strom für die Endröhren. Zur Vollaussteuerung sollten etwa 30...40 V_{eff} an den Gittern verfügbar sein, wenn möglich noch etwas mehr, um eine Reserve für eine Gegenkopplung zu haben.

■ Die Versuchsschaltung

Bild 1 zeigt den realisierten Schaltungsentwurf.

Die Eingangsstufe gibt das Signal an die Phasenumkehrstufe weiter, für jeden der folgenden beiden Gegentakzweige übernimmt ein zweistufiger Treiber die Ansteuerung der Endstufen. Mehrere Gegenkopplungswege verbessern die Linearität: ein Zweig führt von einer separaten Wicklung des Ausgangsübertragers zur Kathode der ersten Stufe, ein gleichspannungsgekoppelter Zweig verbindet phasenrein die dritte und vierte Stufe; die Endstufen erhalten durch nicht überbrückte Kathodenwiderstände eine Stromgegenkopplung. Beide Endröhren werden mit einer „Mixture“ aus fester und automatischer Gittervorspannung betrieben, was die Stabilität der Endstufen gegenüber dem Betrieb bei ausschließlich fester Vorspannung deutlich verbessert.



Zur Röhrenbestückung

In den Vorstufen werden gängige NF-Verstärkerröhren eingesetzt, die auch noch heute problemlos und preisgünstig erhältlich sind. Eine Gleichstromheizung erwies sich als nicht nötig, der Brummbestand war ausreichend. Für extreme Forderungen (Subwooferbetrieb?) wäre allenfalls die zweite und dritte Stufe mit Gleichstrom zu heizen, da dort die Kathoden Signalspannung führen und evtl. geringfügig Brumm einschleppen könnten.

Als Endröhren bewährten sich als Trioden geschaltete Pentoden (EL 34), die ebenfalls ohne Schwierigkeiten günstig zu bekommen sind. (Die früheren – durch elektronenoptische Probleme bedingten – Durchgriffsverzerrungen bei indirekt geheizten Röhren sind heute nicht mehr aktuell). Mit modernen – sehr teuren und raren – Hochleistungspentoden als Trioden (EL 156) könnte man bei Bedarf mit „nur“ 500 V Anodenspannung und 2 x 125 mA Strom etwa 30 W Ausgangsleistung erreichen. Die Vorstufen wären hierfür ausreichend leistungsfähig, der Ausgangsübertrager allerdings nicht.

Versuche mit echten Endtrioden (AD 1 – schwierig zu beschaffen, sehr teuer, nur 15 W Anodenverlustleistung); der Äquivalenztype 2 A 3 (nicht ganz so teuer, aber wechselnde Qualität), und der WE 300 W (unbezahlbar) brachten keine wesentlich besseren Ergebnisse. Typische Senderöhren (845, 211, 811) wurden nicht untersucht. (Hochspannungsbetrieb nötig). Von der Verwendung der 6 L 6 in ihren diversen Ausführungen (GC, GT usw.) als Triode sollte man absehen, diese Röhren haben eine besondere Kennlinienform, die unter anderem eine sehr große Empfindlichkeit gegenüber Fehlanpassungen (und damit verbunden auch komplexen Lastwiderständen)

den) mit sich bringt, wie sich bei entsprechenden Versuchen zeigte. Die moderne Leistungstriode ED 8000 (Längsröhre für geregelte Netzgeräte) erschien zunächst verführerisch, erwies sich aber durch ihre konzeptionsbedingt kurze stromorientierte Kennlinie als NF-Endröhre hier ungeeignet.

Ergebnisse der Versuche

Mit dem Versuchsaufbau wurden umfangreiche Messreihen zu qualitätsbeeinflussenden Faktoren durchgeführt. Bild 2 veranschaulicht einen Teil der Resultate.

Verschiedene Zustände und Bestückungen des Versuchsschassis sind eingetragen. Zum Vergleich kommt der kommerzielle Lautsprecherverstärker „V 69“, noch hinzu, der während vieler Jahre die Referenz bei ARD und ZDF für hochwertige Abhörschranke war. Bei dem Kriterium „Dynamische Intermodulation“ kann er nach heutigen Erkenntnissen über deren Hörbarkeit nicht mehr als Referenzgerät bezeichnet werden.

Die Versuchsschaltung mit Endpentoden (Kurven B und C) kann man auf aufgrund der besonders bei höherer Aussteuerung deutlich nachzuweisenden Nichtlinearitäten ebenfalls nicht als „hochwertig“ ansehen.

Die drei Triodenendstufen (Kurven D, E, F und G) liegen da wesentlich besser, vor allem bei der Dynamischen Intermodulation (man nimmt für diese als Hörbarkeitsgrenze etwa 0,2 % an). Vielleicht ist das außer der triodenspezifischen Oberwellenbildung ein wesentlicher Grund, dass man den Triodenendstufen eine besonders hohe Übertragungsqualität zuschreibt, (die man nach dem subjektiven Eindruck bei Hörversuchen mit einer sehr guten Lautspre-

Bild 1: Schaltplan des Versuchsverstärkers mit orientierenden Gleich- und Wechselspannungsangaben.

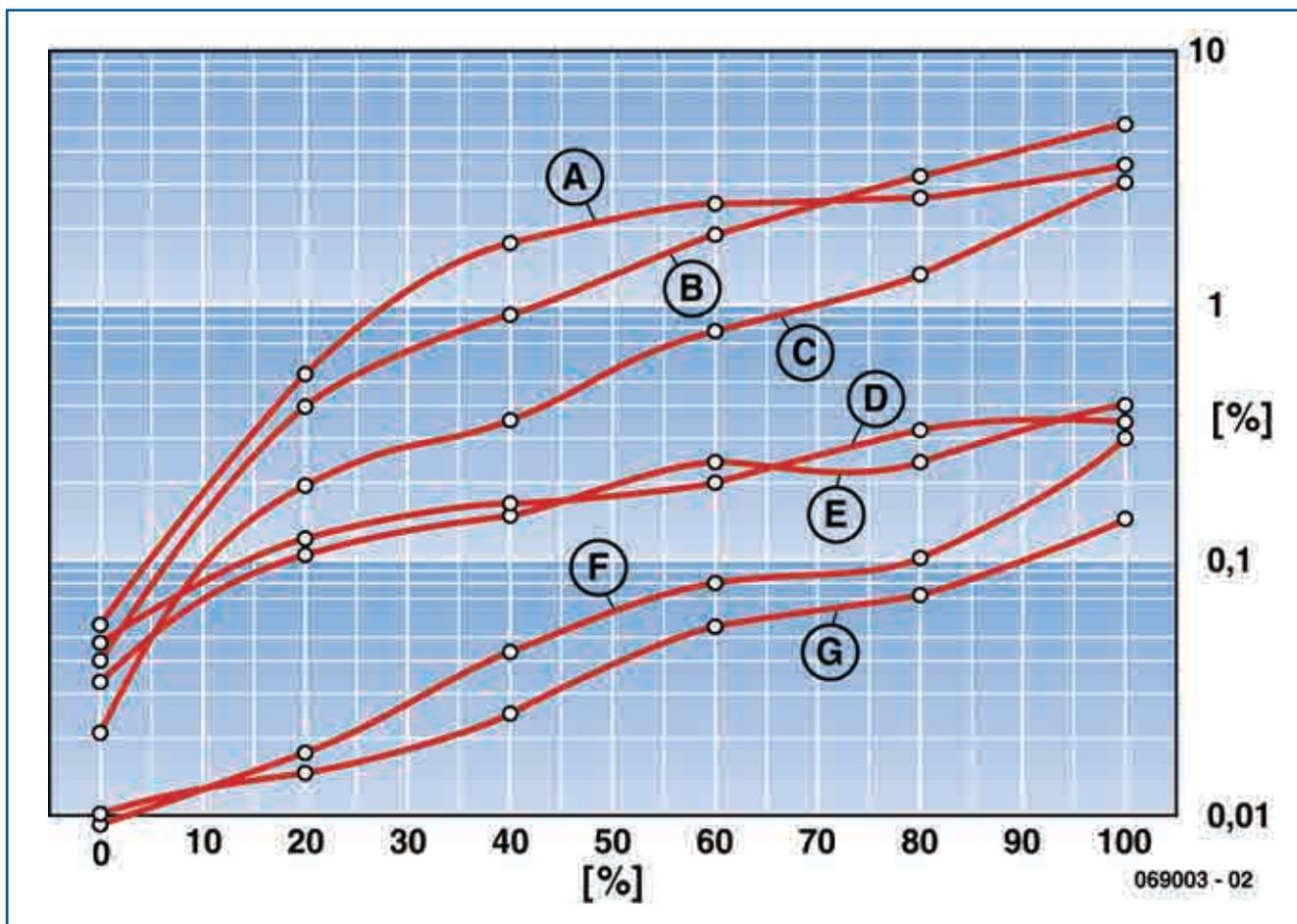


Bild 2: Übersichtsdiagramm einiger Messergebnisse an der Versuchsschaltung bei Bestückung mit Pentoden und Trioden in der Endstufe. Zusätzlich wurde der Studioverstärker „V 69“ mit aufgeführt. Dabei ist der Grad der Verzerrung über dem Prozentsatz der Ausgangsleistung aufgetragen. (100 % = Nennleistung) Die einzelnen Kurven zeigen:
 Kurve A: Dynamische Intermodulation (DIM) am Studioverstärker „V 69“ (Nennleistung 25 W).
 Kurve B: Klirrfaktor bei 1000 Hz bei 2 Endpentoden EL 34 (Nennleistung 15 W).
 Kurve C: DIM der vorigen Anordnung.
 Kurve D: DIM für 2 Endtrioden AD 1 (Nennleistung 12 W).
 Kurve E: Klirrfaktor für 1000 Hz der vorigen Anordnung.
 Kurve F: Klirrfaktor für 1000 Hz bei 2 als Trioden geschalteten Endpentoden EL 34 (Nennleistung 15 W).
 Kurve G: DIM dervorigen Anordnung.

cherkombination durchaus bestätigen konnte). Da die Grundlagen und das (übrigens IEC genormte) Messverfahren für die Dynamische Intermodulation noch nicht überall bekannt sind, werden sie am Ende dieses Artikels noch kurz beschrieben.

■ **Zum Aufbau des Mustergerätes**

Bild 3 zeigt das Mustergerät von außen; seine Unterseite ist aus Bild 4 ersichtlich. Geätzte Leiterplatten werden absichtlich nicht verwendet. Die hier bevorzugte Anordnung der kleinen Bauelemente auf

Lötösenleisten und -platten bewährte sich sehr gut; das gilt insbesondere für Laborgeräte, bei denen öfters Teile ausgewechselt werden müssen. Auch sind alle wichtigen Punkte gut und sicher mit Messleitungen erreichbar. Die Gitterspannungen und Kathodenströme der Endröhren können mit Wendepotentiometern von außen eingestellt und an Messbuchsen überprüft werden.

Um den Netztransformator nicht zu kompliziert zu machen, ist er in zwei getrennte Transformatoren aufgeteilt, so ist das Konzept auch flexibler, beispielsweise für Röhren mit unterschiedlichen Heizspannungen. Eine „kochbuchähnliche“ Bauanleitung soll und kann dieser Artikel nicht sein, zumal das Gerät schon wegen der 400 V kein Objekt für Einsteiger in die Röhrentechnik ist. Der Erfahrene hat eigentlich immer bestimmte Vorstellungen zu der elektrischen und mechanischen Gestaltung, die er seinen Möglichkeiten anpassen wird. Orientierende Gleich- und Wechselspannungsangaben sind zur Funktionskontrolle im Schaltbild (Bild 1) eingetragen.

■ **Die Dynamische Intermodulation (DIM) und ihre Messung**

Die meist angewandten Messverfahren zur Bestimmung von Nichtlinearitäten von Verstärkern im NF-Bereich bestimmen „stationäre“ Eigenschaften des Messobjektes, welche hörbare Verfälschungen nicht immer eindeutig erkennen lassen. Man führte dann zunächst die „TIM“-Bestimmung ein (OTALA, 1970), die aber lediglich den Einsatzpunkt einer Begrenzung auf Grund von zeitlichen Verzögerungen fest-

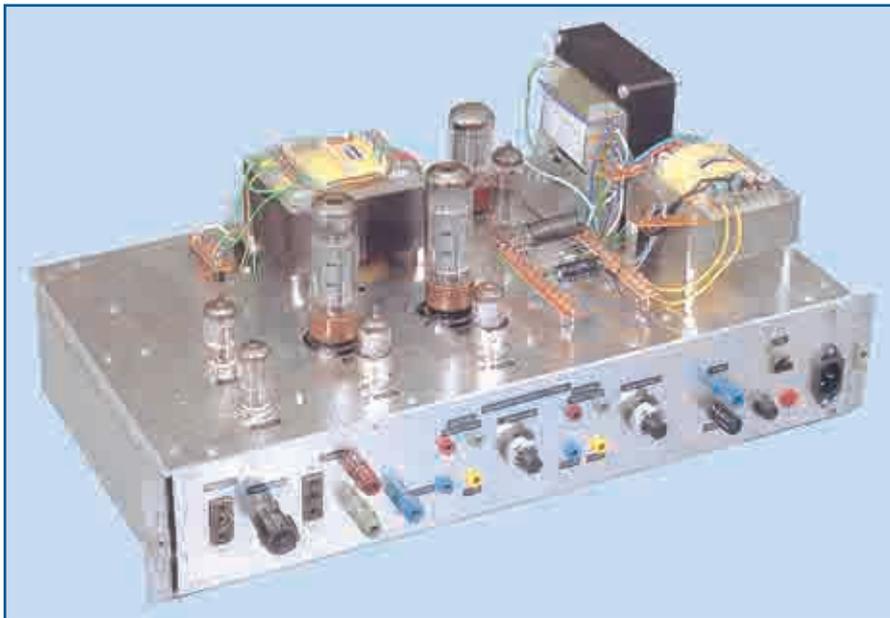


Bild 3: Außenansicht des Mustergerätes. Rechts die beiden Netztransformatoren und Gleichrichterröhren, hinter den Endröhren der (sehr aufwendige) Ausgangstransformator. An der Vorderseite die Eingangs- und Ausgangsbuchsen sowie die Einstellknöpfe für die Gittervorspannungen der Endröhren und Messbuchsen für Gitterspannungen und Anodenströme.

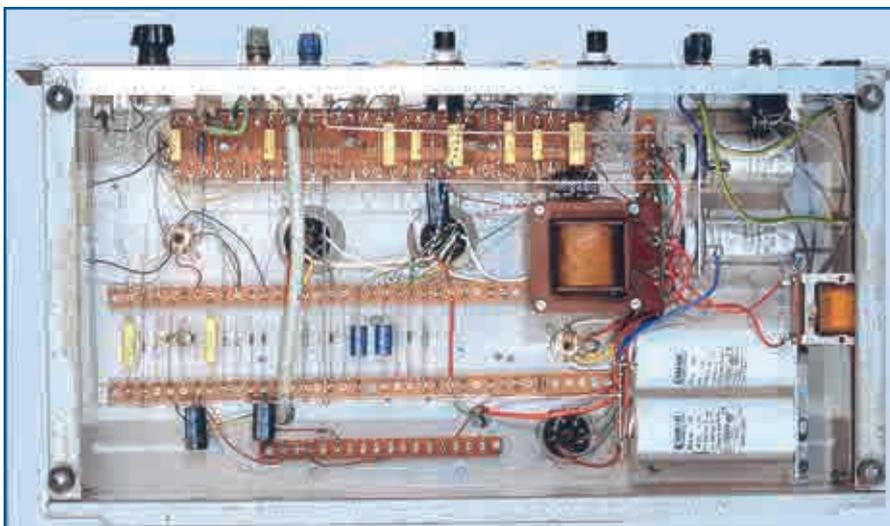


Bild 4: Innenansicht des Chassis. Man erkennt die großen Kondensatoren und Drosseln der Siebketten zur Anodenstromversorgung von Vor- und Endstufen sowie die auf Lötösenplatten sitzenden Kleinteile.

stellen konnte. LEINONEN und OTALA erweitern das Verfahren in der Folgezeit, um auch solche Verzerrungen beschreiben zu können, die nicht nur das Amplitudenverhalten eines Signals, sondern auch dessen zeitlichen Ablauf hörbar beeinflus-

sen. Die Autoren nannten das Verfahren „Bestimmung des Dynamischen Intermodulationsfaktors“ – (kurz „DIM“). Es wurde inzwischen standardisiert und in die Internationale Norm DIN/IEC 268, Teil 3 aufgenommen.

Intermodulationskomponenten		Frequenz
Frequenz	Spannung	kHz
5fq - fs	U5	0,75
fs - 4fq	U4	2,40
6fq - fs	U6	3,90
fs - 3fq	U3	5,55
7fq - fs	U7	7,05
fs - 2fq	U2	8,70
8fq - fs	U8	10,20
fs - fq	U1	11,85
9fq - fs	U9	13,35

Tabelle: Nach DIN/IEC-Norm bei der DIN-Messung zu berücksichtigende Komponenten des Dynamischen Intermodulationsfaktors.

Bild 5: Spektrogramm des genormten Prüfsignals zur DIM-Messung.

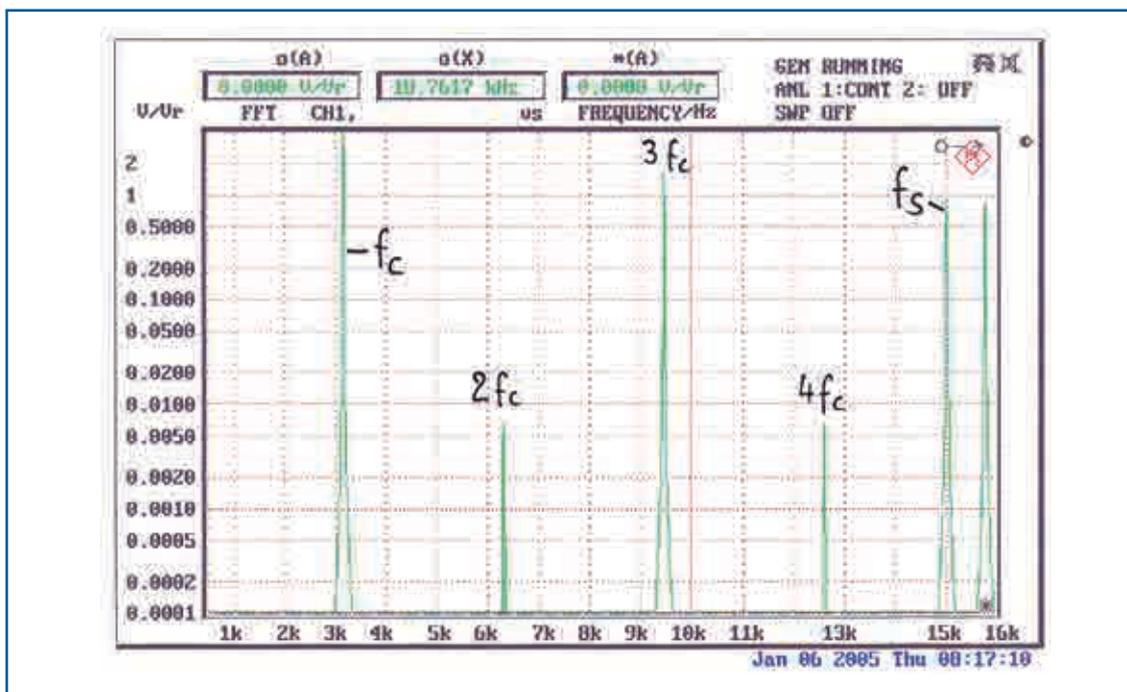
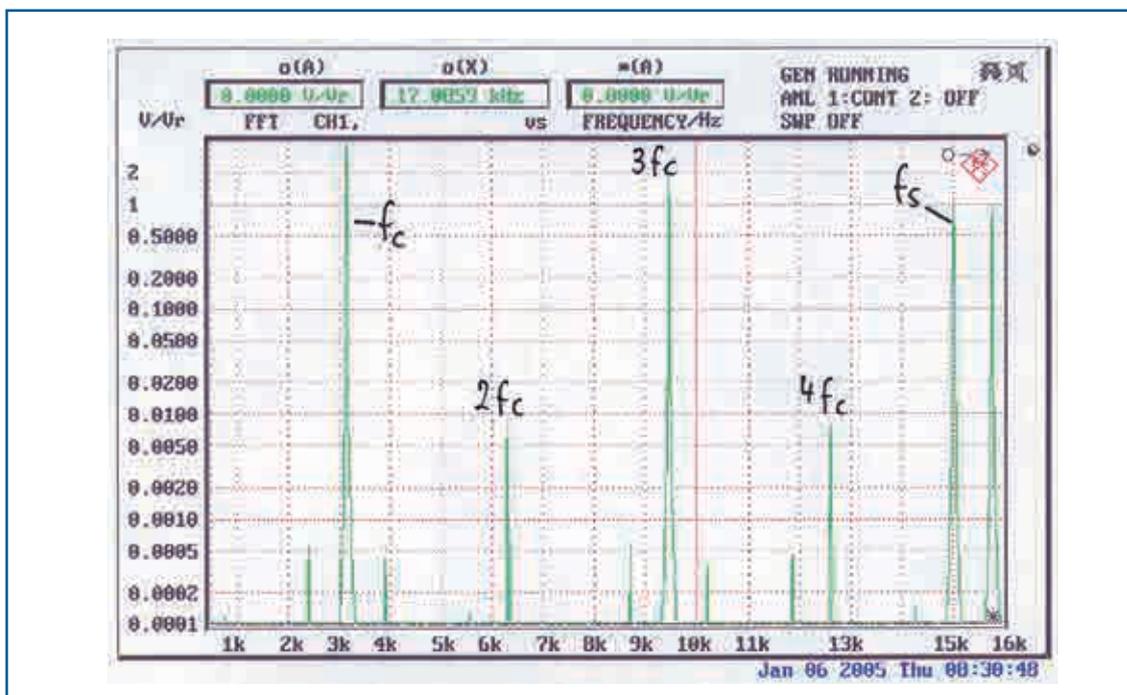


Bild 6: Spektrogramm einer DIM-Messung am Versuchsgerät. Dabei ergab sich nach Durchführung der beschriebenen Rechnung ein Wert von 0,112 %.



Das Prüfsignal besteht dabei aus der Summe von zwei Einzelspannungen:

1. einem Rechtecksignal f_c ($f = 3,15$ kHz), sein Frequenzspektrum wird mit einem Tiefpass (-3 dB bei 30 bzw. 100 kHz) begrenzt,
2. einem klirrfreien Sinussignal f_s ($f = 15$ KHz)

Der Spitzenwert von f_c hat den vierfachen Betrag des Spitzenwertes von f_s . Bild 5 zeigt ein Frequenzspektrogramm dieses Summensignals.

Die steilen Flanken der Rechteckspannung f_c werden bei Messobjekten mit schlechtem zeitlichen Anstiegs- und Abfallverhalten (low slew rate) deformiert, dadurch entstehen Intermodulationsprodukte zwischen f_c und f_s . Für die Messung von DIM werden 9 davon bestimmt (siehe Tabelle).

Ihre Amplituden werden selektiv gemessen, die Beträge quadriert, die Summe aller 9 Quadrierungen

gebildet und daraus der Wert der Quadratwurzel berechnet. Dieser stellt den Betrag der DIM dar. Um den Prozentwert gegenüber dem Nutzpegel zu erhalten, wird der DIM-Betrag durch den Amplitudenwert von f_s dividiert und der so erhaltene Quotient d mit 100 multipliziert.

In der Formelsprache der Mathematik kann man die Rechenvorschrift folgendermaßen darstellen:

$$d = \frac{\left(\sum_{i=1}^9 U_i^2 \right)^{1/2}}{U_s} \cdot 100\%$$

Als Beispiel für eine derartige Messung zeigt Bild 6 das Spektrum am Ausgang des Versuchsverstärkers bei Einspeisung des DIM-Testsignals.

Lautsprechershop Strassacker

Pascal CX

Dennis Frank ist seit 5 Jahren als der Mann mit den goldenen Ohren bei Deutschlands umsatzstärkstem Lautsprecheranbieter im Selbstbaumarkt angestellt. Von der neuesten Chassis-konstruktion des Vifa-Importeurs ASE war er so angetan, dass er ihn gleich mit den Alcone-Chassis aus dem eigenen Lieferprogramm verheiratet hat.



VON ROLF HÄHLE

Es ist eigentlich immer ein gutes Zeichen, wenn ein Lautsprecherentwickler mit einem neu am Markt verfügbaren Chassis eine Box entwickelt und dann beschließt, dass die eigentlich erstmal mit nach Hause muss. Und dann da bleibt. Länger. Andererseits ist das aber auch nicht verwunderlich, wenn man sich den Lautsprecher näher ansieht. Unter der Bezeichnung Peerless-V-Line (Vifa) ist der 17 WN225 als reines Tiefmitteltontchassis schon länger erhältlich. Gerd Lommersum, bei ASE Inhaber und Entwickler in Personalunion, hat das Chassis umgebaut und mit dem bekanntermaßen sehr guten XT 300 von Vifa zu einem Koaxiallautsprecher-System erweitert. Dazu hat er von

der Papiermembran des 17ers die Staubschutzkalotte entfernt und auf den dadurch frei zugänglich gewordenen Polkern eine Halterung für den XT-Ringradiator gebaut. Der Umbau wurde erst möglich, als der XT 300 in einer NEO-Version mit Neodym- statt Ferritmagnet produziert wurde. Der Durchmesser des Neodym-Magneten ist kaum größer als der Durchmesser der Staubschutzkalotte des 17 WN. Aus der vormals runden Frontplatte des XTs ist mit Hilfe einer CNC-Fräse eine elliptische Form entstanden (Bild 3), mit der die bei anderen koaxialen Lautsprecheranordnungen typischen Einbrüche im Frequenzgang gar nicht erst entstehen. Eine runde Frontplatte hätte einen ringförmigen

Bild 1: Das erste Muster für die Messung.



Bild 2: Keine Sparschaltung. Die aufgebaute Frequenzweiche ist so groß wie die Standfläche der Box.

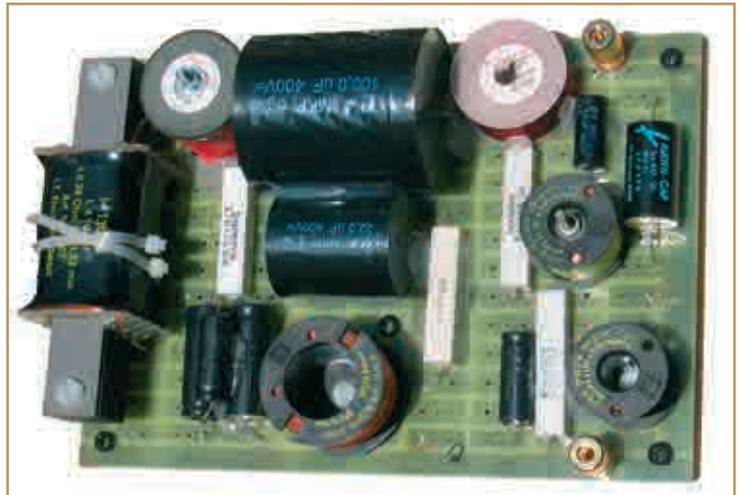


Bild 3: Der Vifa-Koax aus dem ASE-Programm.



Spalt zwischen Konuschassis-Membran und Hochtöner zur Folge. Bei allen Frequenzen, deren Wellenlänge (oder ganzzahlige Vielfache oder Bruchteile davon) im Bereich der Spaltbreite liegen, hätte ein so konstruiertes Chassis deutliche Einbrüche im Amplitudenfrequenzgang. Durch die elliptische Form der Hochtöner-Frontplatte verteilt sich dieser Effekt auf einen breiteren Frequenzbereich und ist bei einzelnen Frequenzen nicht mehr so stark ausgeprägt.

Der Koax ist in der Pascal umrahmt von zwei Metallmembran-Chassis aus der Alcone-Reihe von Strassacker. Die Lautsprechermarke Alcone ist von Ralph Mantel, dem Inhaber der Firma RCM, mit der Idee gegründet worden, dem Selbstbaumarkt Metallmembranlautsprecher mit ihrem bekannt guten Impulsverhalten zur Verfügung zu stellen, deren Preis aber deutlich unter den zur Zeit verfügbaren Konkurrenzprodukten liegen sollten. Die mittlerweile in der zweiten Entwicklungsstufe gebauten Alcone-Chassis sind mit einer Aluminium-Sandwich-Membran mit elektrisch gehärteter Oberfläche ausgestattet. Wie alle Lautsprecher mit Metallmembran, produzieren auch die Alcones heftige Resonanzen am oberen Ende ihres Übertragungsbereichs. Die Sandwich-Bauweise soll diese Resonanzen weiter aus dem Arbeitsfrequenzbereich der Lautsprecher zu höheren Frequenzen verschieben.

■ Die Bestückung ...

... ist eine Modifikation der ersten Version der Pascal-Boxen, die schon Ende 2003 vorgestellt wurden. Diese - nach dem verwendeten Hochtöner Pascal XT genannte - D'Appolito-Kombination, war als 2-Wege-Lautsprecher ausgelegt. In der CX ist die akustisch günstige symmetrische Anordnung beibehalten worden, die beiden Tief-/Mitteltöner sind aber von der Wiedergabe über 300 Hz entlastet. Als solide 18-cm-Lautsprecher mit Gusskorb verträgt jeder problemlos Dauerleistungen von 80 Watt, kurzfristig sind 120 W erlaubt. Der Thiele-Small-Parametersatz der Alcone AC 6.5 verspricht die Tiefbasswiedergabe ab 25 bei Bassreflexabstimmung und 43 Liter Volumen pro Chassis.

Das Peerless-V-Line-Chassis 17 CN225 (C steht für Coax, N ist die Vifa-typische Bezeichnung für Papiermembran) übernimmt den gesamten Rest des zu übertragenden Frequenzbereichs. Wobei mit Rest laut Datenblatt des XT300 als obere Grenze durchaus von 40 kHz ausgegangen werden darf.

■ Der Gehäusebau

Die gefälligen Maße von 20 cm Breite und 30 cm Tiefe lassen die Pascal CX sehr schmal wirken, mit der Gesamthöhe von 122 cm ist sie aber unübersehbar. Der Aufbau besteht aus kaum mehr als den übli-

chen sechs Brettern. Ein separates Gehäuse hinter dem Koax-Chassis trennt knapp 2,5 Liter der 72 Liter Bruttovolumen ab, Netto bleiben 45,5 Liter für die beiden Alcone-Chassis übrig. Zwei Platten von der Größe des Gehäusedeckels werden mit vier Aussparungen versehen und dienen als Versteifung im unteren Gehäusedrittel. Das Bodenbrett ist in der Zeichnung in Bild 5 auf jeder Seite 2 cm größer als die Box. Rundum auf 45° abgeschrägt, bildet es einen soliden Standfuß.

■ Bedämpfung

Pro Box braucht man zwei Packungen Sonofil für die optimale Bedämpfung. Für das Mitteltongehäuse reicht eine halbe Matte, die restlichen dreieinhalb Matten werden im oberen Teil der Box gleichmäßig und ganz locker liegend verteilt. Der Bedämpfungsplan in Bild 6 zeigt die bewährte Verteilung. Mit einer oder zwei zusätzlichen Matten im unteren Gehäusebereich zwischen den Stützgittern, ist eine Anpassung an die eigene Raumakustik möglich.

■ Die Frequenzweiche

Das Schaltbild einer Frequenzweiche sagt mitunter eine ganze Menge über die Eigenschaften der verwendeten Chassis aus. Gerade der Einsatz von Metallkonus-Chassis zwingt den Entwickler häufig zur intensiven Verwendung von Schwingkreisen, mit denen die unliebsamen Resonanzen gedämpft werden, die bei allen Lautsprechern dieser Bauart auftreten. Meist finden sich dann eine oder mehrere Serienschaltungen aus Widerstand/Kondensator und Spule mit hoher Güte parallel zum kritischen Lautsprecherchassis. In der Pascal CX scheint es diese Probleme nicht zu geben. Die Weichenschaltung in Bild 4 kommt für die beiden parallel geschalteten Alcone-Chassis mit einem Tiefpass 2. Ordnung aus, der von einer 4,7-mH-Spule und einem 100- μ F-Elko gebildet wird. Der sehr tief abgestimmte Serienresonanzkreis, bestehend aus der CRL-Kombination 220 μ F/4,3 Ohm/22 mH glättet lediglich den Impedanzverlauf im Bassbereich. Die akustische Übernahmefrequenz zum Mitteltöner im Vifa-Koaxchassis liegt bei 300 Hz. Der entsprechende Hochpass besteht aus dem 122- μ F-Kondensator (100 μ F parallel zu 22 μ F) und der 0,39-mH-Luftspule. Der 6,8-Ohm-Widerstand unterhalb der Spule sorgt für eine etwas geringere Flankensteilheit, als sie bei einem üblichen 2-Bauteile-Hochpass 2. Ordnung anzutreffen ist. Soll heißen: Der Mitteltöner setzt an seinem unteren Übertragungsbereich weich ein. Am Übergang auf den Ringradiator hat der Schaltungsentwickler den gleichen Trick angewandt. Hier bremst

Stückliste Pascal CX

für eine Box

- 1 Vifa ASE 17 CN 225/8-XT
- 2 Alcone 17 cm Lautsp. AC6.5 HE, Alu-Mem.
- 2 Beutel (=4 Matten) Dämmmaterial Sonofil f. 20 Liter, weiß
- 2 IT Bassreflexrohr HP70, 70 x 163 mm², schwarz (volle Länge)
- 2 Polklemmen K30Au, 30 mm, Messing, vergoldet
- 3 m Lautsprecher-Kabel 2 x 1,5 mm²
- selbstklebende PE-Dichtstreifen MDM-5, 5 x 2 mm,
- 12 Inbusschrauben Holz, sw, 4 x 25 mm

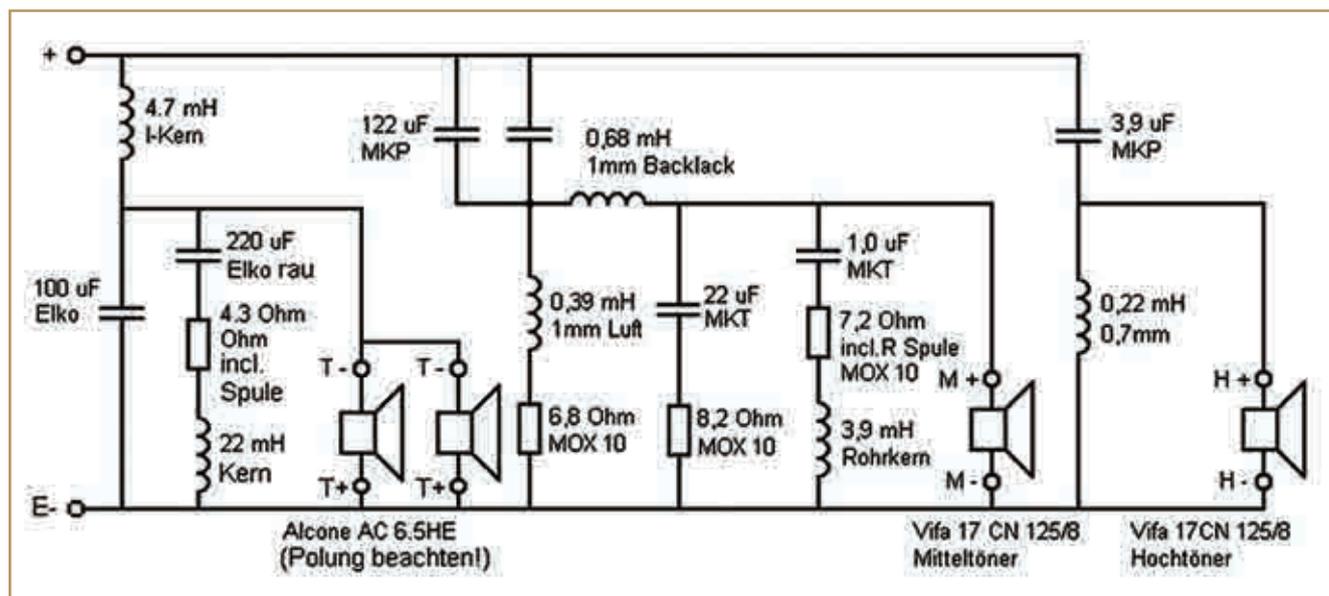
Die Frequenzweichenbauteile:

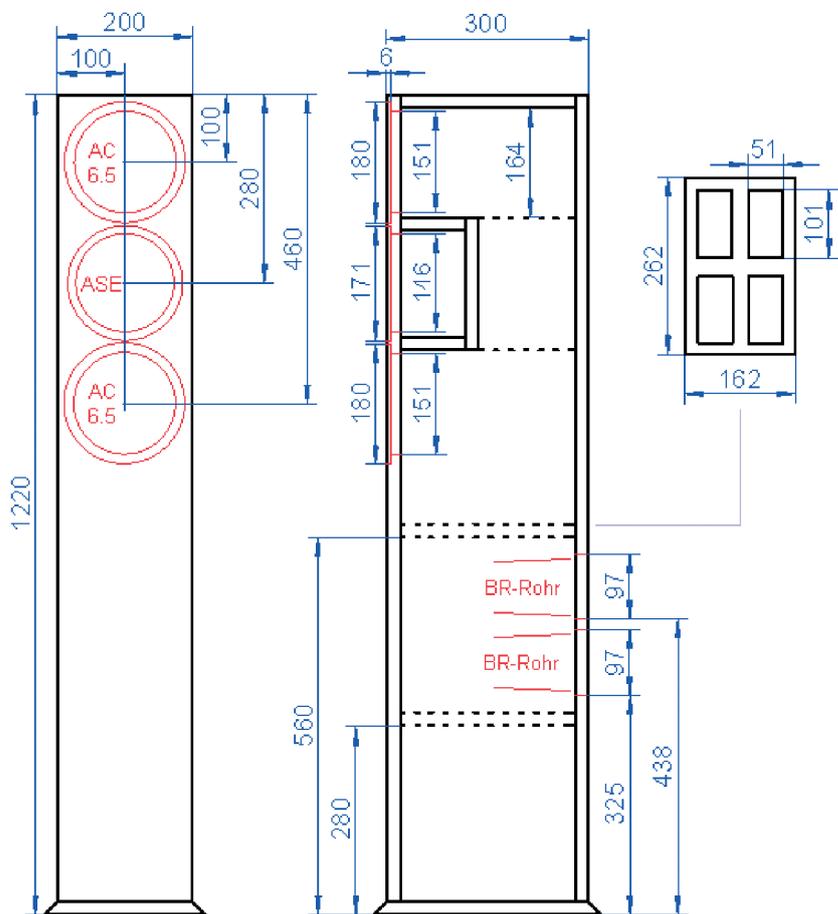
- 1 i-Kern-Spule 4,7 mH/0,26 Ohm
- 1 Mundorf Ferritrollenkern hpgr40 22 mH/1,49 Ohm
- 1 Mundorf Backlack-Luftspule BL100, 0,68 mH/0,39 Ohm
- 1 Mundorf Luftspule L100, 0,39 mH/0,29 Ohm
- 1 0,6-mm-Rohrkernspule, 3,9 mH/1,58 Ohm
- 1 Mundorf Luftspule L71, 0,22 mH/0,34 Ohm
- 1 Elko, glatt, 100 μ F/35 Volt
- 1 Elko, rau, 220 μ F/63 V
- 1 MKP-Kondensator Q4, 22 μ F/400 V
- 1 MKP-Kondensator Q4, 100 μ F/400 V
- 1 MKP-Kondensator Q4, 1,0 μ F/400 V
- 1 MKP-Kondensator 3,9 μ F/400 V
- 1 MOX10 2,7 Ohm/10 Watt (rot-violett-gold); mit 22-mH-Spule: dann gesamt 4,3 Ohm
- 1 MOX10 6,8 Ohm/10 Watt (blau-grau-gold)
- 1 MOX10 8,2 Ohm/10 Watt (grau-rot-gold)
- 1 MOX10 5,6 Ohm/10 Watt (grün-blau-gold); mit 3,9-mH-Rohrkernspule: dann gesamt 7,2 Ohm

sis liegt bei 300 Hz. Der entsprechende Hochpass besteht aus dem 122- μ F-Kondensator (100 μ F parallel zu 22 μ F) und der 0,39-mH-Luftspule. Der 6,8-Ohm-Widerstand unterhalb der Spule sorgt für eine etwas geringere Flankensteilheit, als sie bei einem üblichen 2-Bauteile-Hochpass 2. Ordnung anzutreffen ist. Soll heißen: Der Mitteltöner setzt an seinem unteren Übertragungsbereich weich ein. Am Übergang auf den Ringradiator hat der Schaltungsentwickler den gleichen Trick angewandt. Hier bremst

53

Bild 4: Vier konventionelle Filter 2. Ordnung und ein paar kleine Tricks.





Holz: 19 mm MDF oder Multiplex
 Boden: 340 x 240 mm
 Deckel: 262 x 162 mm
 2 Versteifungen: 262 x 162 mm
 Seiten: 1201 x 262 mm
 Front/Rücken: 1201 x 200 mm
 2 Mitteltonwände: 162 x 130 mm
 Mitteltonrückwand: 162 x 194 mm

Pascal CX

Bild 5: Die schlanke Säule ist im Inneren mehrfach versteift.

Bild 6: Lediglich der Bereich hinter den Tieftönern muss bedämpft werden.

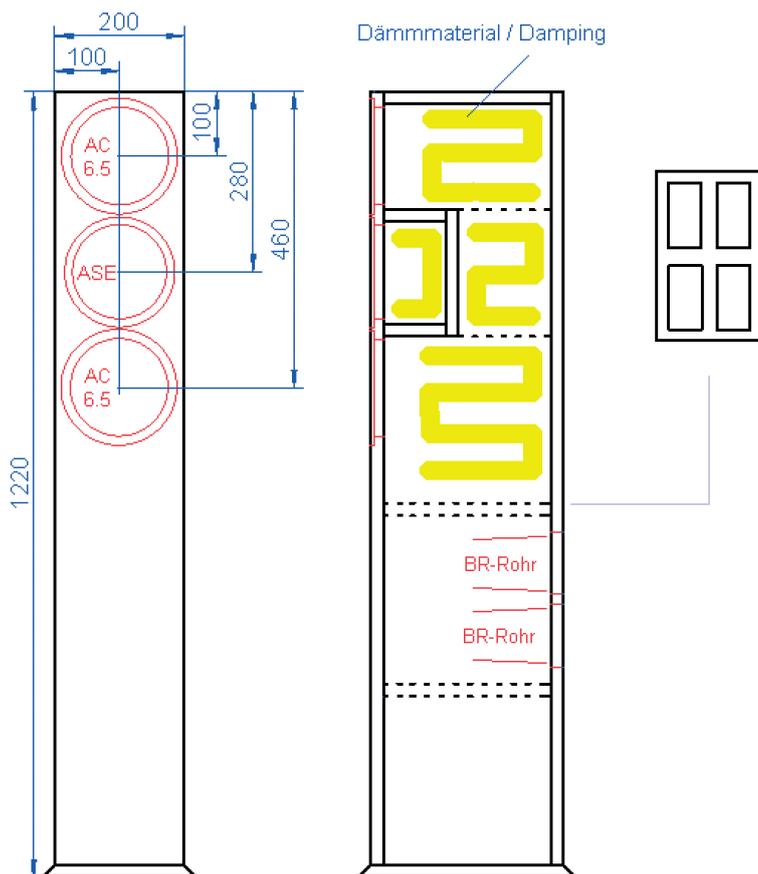
der 8,2-Ohm-MOX das aus der Luftspule mit 0,68 mH und dem 22- μ F-Kondensator gebildete Tiefpassfilter. An der oberen Übertragungsgrenze wird der Mitteltoner also auch dezent ausgekoppelt. Der Hochtöner im 17 CN225 begnügt sich mit einer einfachen Filterschaltung 2. Ordnung für die Übernahme ab 3000 Hz.

■ Messungen

Zur Ermittlung des Amplitudenverlaufs über der Frequenz war das Messmikrofon genau auf die Mittelachse des Hochtöners gerichtet. Die durchgezogene rote Kurve in Bild 7 ist das Ergebnis der Messung mit dem Pseudo-Rauschsignal vom MLSSA-System, bei dem die Raumeinflüsse rein rechnerisch auf der Computerebene ausgeblendet werden können. Ab etwa 300 Hz verläuft die Kurve sehr geradlinig, um ab circa 10 kHz leicht anzusteigen. Dieser Anstieg verschwindet allerdings bei einem Winkel von 30° zwischen Messmikrofon und Lautsprecherbox fast vollständig (gestrichelte Kurve in Bild 7). Wenn man den von MLSSA errechneten mittleren Schalldruckpegel von stolzen 87,2 dB/W/m zugrunde legt, ist der Bassbereich zwischen 60 Hz und 200 Hz um etwa 3 dB überrepräsentiert. Die untere Grenzfrequenz ist dann mit 45 Hz anzusetzen. In der Betragsfunktion des Impedanzverlaufs weist das Minimum bei 45 Hz auf die Abstimmfrequenz des Bassreflexsystems hin. Die typische zweite Spitze im Impedanzverlauf deutet sich bei 100 Hz an, ist aber aufgrund der Impedanzlinearisierung durch den Serienschwingkreis in der Frequenzweiche kaum als solche zu erkennen. Die beiden Anstiege bei 300 Hz und bei 4500 Hz kennzeichnen die Resonanzen der beiden Treiber im Koax-Lautsprecher.

Die Sprungantwort der Pascal CX (Bild 8) sieht eher wie die eines Zweiwegsystems aus, was klar als Kompliment verstanden werden darf. In der ersten nach oben weisenden Spitze zeigt sich der Hochtöner, der Anstieg von Mitteltoner und Tieftöner liegt zeitlich so dicht zusammen, dass man sie kaum als solche erkennen kann. Eine gut gelungene Abstimmung!

Das Wasserfalldiagramm in Bild 9 zeigt einige leichte Resonanzen im Mitteltonbereich, stellt der Lautsprecherbox insgesamt aber ein gutes Zeugnis aus. Das



Pascal CX

Name:	Pascal CX
Prinzip:	3-Weg-Bassreflex
Vertrieb:	Lautsprechershop Iris Strassacker
Entwicklung:	Dennis Frank
Hoch-/Mitteltoner:	Peerless-V-Line 17-CN 225
Tieftöner:	Alcone AC 6.5
Trennfrequenz:	300 Hz und 3 kHz
Abmessungen:	20 x 30 x 122 cm ³
Bruttovolumen:	72 Liter
Bausatzpreis:	Komplettbausatz pro Box (ohne Holz): 439 Euro

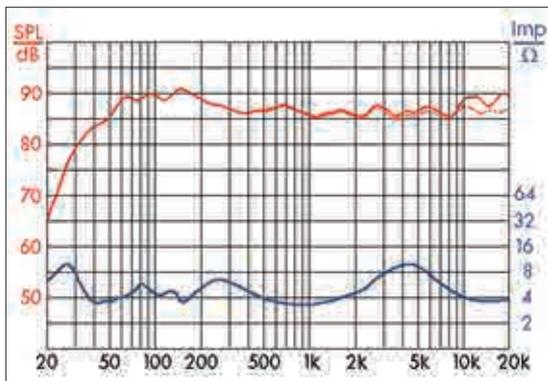
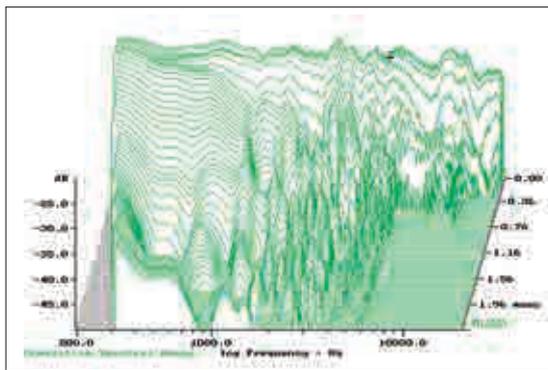
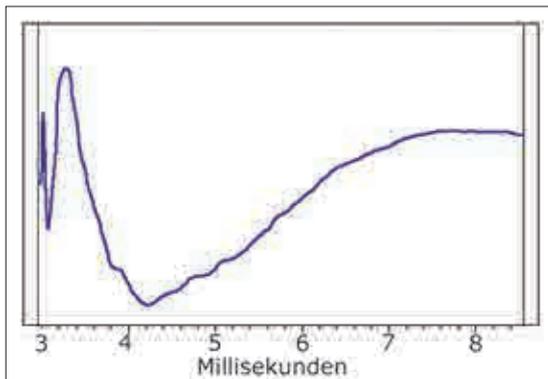


Bild 7: Amplitudenfrequenzgang und der Impedanzverlauf.

Bild 8: Die Sprungantwort, eher typisch für ein 2-Wege-System.

Bild 9: Das Wasserfall-diagramm.



Ausschwingen der Alcone-Tieftöner verläuft zügig, gleiches gilt für den Hochtonbereich. Insgesamt unkritisch.

Der Klang

Bei den ersten Klängen von Lynni Treekrems Haugtussa macht die Pascal CX sofort klar, womit sie überhaupt kein Problem hat: Mit den tiefen Lagen. Die Basswiedergabe ist sehr differenziert, straff und trotz des leicht überhöhten Pegels nicht übertrieben wirkend. Voraussetzung ist aber eine Aufstellung etwa 60, besser 80 cm vor der Wand. Wandnähere Aufstellung verstärkt die Basswirkung, nimmt ihr aber nicht die klare Kontur. Die optimale Stereoperspektive stellt sich bei leichtem Anwinkeln der Lautsprecher auf den Hörplatz ein. So ausgerichtet, liefert die CX ein angenehmes, warmes und gleichzeitig sehr neutrales Klangbild. Im Hochtonbereich zeigt sich die gleiche Präzision und Klarheit, mit der Vivas XT-Kalotte schon in der Vorgängerin zu beeindrucken wusste. Die Transplantation in den 17er kann man nur als außerordentlich gut gelungen bezeichnen. Gleiches kann man dem Entwickler für die Evolution der D'Appolito-Konstruktion Pascal XT zur Pascal CX bescheinigen. Die schlanke Standbox bietet hervorragenden Klang und eine exquisite räumliche Darstellung zum moderaten Preis.

Selbstbau wenn schon, dann konsequent!

HARWOOD ACOUSTICS

Bändchen-Hochtöner

UR 2.0 eckig 100x75 mm nur 99,- €*
2,5-40 kHz, 96 dB, 80W, 6 Ohm
UR 3.0 nur 179,- €*
2-40 kHz, 99 dB, 100W, 6 Ohm



Magnetostaten-Hochtöner

RT-2 S wieder verfügbar! 45,- €*
2-40 kHz, 8 Ohm, 92 dB, 100W
RT-4 ALU 75,- €*
3,5-40 kHz, 6 Ohm, 93 dB, 60W
RT-5 ALU 125,- €*
1,5-40 kHz, 8 Ohm, 93 dB, 80W
RT-7 ALU 245,- €*
2,0-40 kHz, 8 Ohm, 98 dB, 100W



XP-Membran TM-Töner

13 WXP-MC nur 59,- €*
42-5000 Hz, 4 Ohm, 90 dB, 60 Watt
18 WXP Kegel nur 89,- €*
35-3000 Hz, 4 Ohm, 90 dB, 80 Watt



RT-9 ALU

1,8 - 40 kHz,
8 Ohm, 96 dB,
100W
..... nur 199,- €*

E.J. JORDAN: THE WALL

Faszination pur

„Breitbänder wie der Jordan JX 92 S können selbst ernsthaftesten Musik- und HiFi-Liebhabern noch Überraschungen bieten ... er klingt so detaillreich, ausgewogen, lebendig und vor allem räumlich, dass man kaum wieder davon loskommt“. So gerät das Fazit bei der klinglichen Beschreibung des Bausatzes zu folgender Liebeserklärung: „Tonal sehr neutral und frei von Allüren, zaubert er zudem einen Raum zwischen die Boxen, wie es eben nur Breitband- oder Koaxialsysteme können. Wer es einmal erlebt hat, will nichts anderes mehr, weil ihm danach alles andere irgendwie diffus vorkommt.“ (Heinz Schmitt, Klang+Ton 2/2005)

Komplett-Bausatz 275,- EUR*
High End Version 345,- EUR*
Gehäuse auf Anfrage!



ab **275** €*
ST*

E. J. JORDAN Breitband-Lautsprecher

„Insgesamt ergibt sich durch die Verbesserung ein noch glatterer und ausgewogenerer Frequenzgang ohne nennenswerte Störungen. Fazit: Mit dem JXR6 HD bietet Ted Jordan einen der derzeit besten kleinsten Breitbandlautsprecher.“ HOBBY HiFi 4/06

JXR 6 HD mag. geschirmt nur 145,- €*
200-20000 Hz, 105 Hz, 87 dB
JX 92-S mag. geschirmt nur 215,- €*
45-22000 Hz, 45 Hz, 88 dB



NEU!

Aktueller eShop im Internet!

Rabattierung mit Treuebonus und Skontoabzug!

* 5 - 10 % Rabatt nach Bestellsumme
3 - 5 % Rabatt als Treuebonus
2 % Skonto für Vorkassezahlung
** Angebote ohne weitere Rabatte

Hinweis: Wir versenden Versandmittlungen per Email am Tag der Paketaufgabe! Kreditkartenzahlungen willkommen!



hifisound

Lautsprechertrieb R. Saerbeck
Jüdefelderstr. 35 · 48143 Münster
Tel. 0251-47828 · Fax 0251-43956
eMail: infos@hifisound.de

aktuelle Projekte aus HOBBY HiFi im Webshop

www.hifisound.de

A.O.S. Studio 22 Reference XL

Die Bezeichnung Referenz transportiert einen hohen Anspruch. Wenn sie vom Vertrieb einer der Lautsprechermarken mit dem weltweit höchsten Ansehen verwendet wird, ist es sicher nicht zu vermessen, mit einer entsprechend hohen Erwartungshaltung in den Test zu gehen. Die XL bildet als neueste Entwicklung das obere Ende der Reihe kompakter 2-Weg-Lautsprecher von A.O.S.



VON ROLF HÄHLE

Exklusiv für dieses Sonderheft hat uns Axel Oberhage, Inhaber und Chefentwickler des deutschen Scan-Speak-Vertriebs in Personalunion, eine der edelsten Boxen aus seiner Studio-Reihe geschickt. Oberhage versteht unter Referenz so viel wie Massstab oder Vorbild und betrachtet diesen Anspruch für sein neuestes Werk als absolut angemessen. Unser Testmodell ersetzt die alte Studio 22, die schon seit 1995 im A.O.S.-Lieferprogramm steht und in dieser Zeit häufiger als Fertigbox über die Ladentheke ging, als an ambitionierte Boxenbauer verkauft wurde. Die Gehäuseform und Auslegung als Bassreflexsystem haben sich gegenüber der Ur-Version nicht geändert, die aktuelle Lautsprecherbestückung hingegen ist komplett auf die aktuellen Top-Chassis aus der Revelator-Serie von Scan-Speak abgestimmt.

■ Die Bestückung

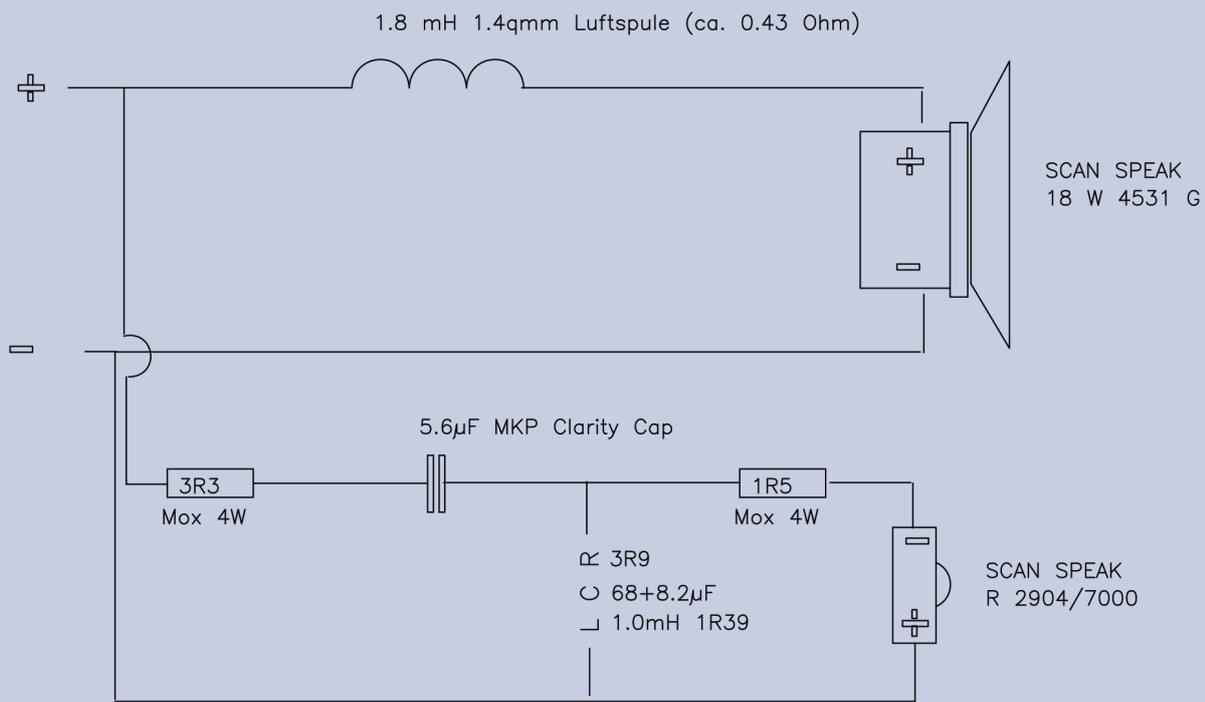
Schon vor 8 Jahren überraschten die Entwickler von Scan-Speak mit den Papier-Carbon-Membranen, die den Abschied von den damals überall eingesetzten Kunststoffmembranen einläuteten. Mit den schräg eingeschnittenen Papierkonen legen sie einen weiteren innovativen Schritt in Sachen Membrangeometrie vor. Das Ergebnis kann sich sehen lassen. Der 6,5-Zoll-Tiefmitteltöner aus der Revelator-Serie mit der Bezeichnung 18W/4531G zeigt bis

900 Hz einen absolut linearen Amplitudenverlauf. Bis etwa 2 kHz steigt der Pegel auf Achse dann etwa 3 dB, um bei 3 kHz wieder auf das Ausgangsniveau zurück zu fallen. Die Verzerrungswerte des Chassis sind minimal. Scan-Speak führt das auf die sehr gute Unterdrückung von Partialschwingungen durch die Schrägschnitte im Membrankonus zurück. Die gesamte Papiermembran und die Einschnitte werden bereits ab Werk mit einer dämpfenden Beschichtung versehen. Der 18W verhält sich akustisch so unproblematisch, dass er an einem einfachen 6-dB-Filter problemlos zu betreiben ist.

Als optimal passender Hochtöner ist der R2904/7000 vorgesehen, ebenfalls aus der Revelator-Serie stammend. Dieser Ringstrahler mit seinem charakteristischen Phase plug liefert von 4 kHz bis 20 kHz einen linealglatten Amplitudenfrequenzgang ab, um dann bis 30 kHz gerade mal 2 dB anzusteigen. Dementsprechend gering sind auch hier die Anforderungen an die Frequenzweiche.

■ Gehäusebau und Bedämpfung

Der Bauplan in Bild 2 ist auf die Verwendung von 21-mm-Multiplex abgestimmt, das mit 1-mm-Furnier beschichtet ist. Die senkrechten Seiten der Schallwand sollten zur Vermeidung von Kantenreflexionen gut verrundet werden. Ein Rundungsradius von 15 mm hat sich in der Praxis gut bewährt und ist mit

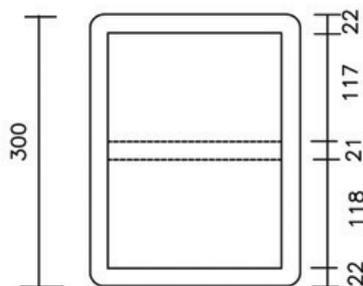


A.O.S. STUDIO 22 Referenz XL

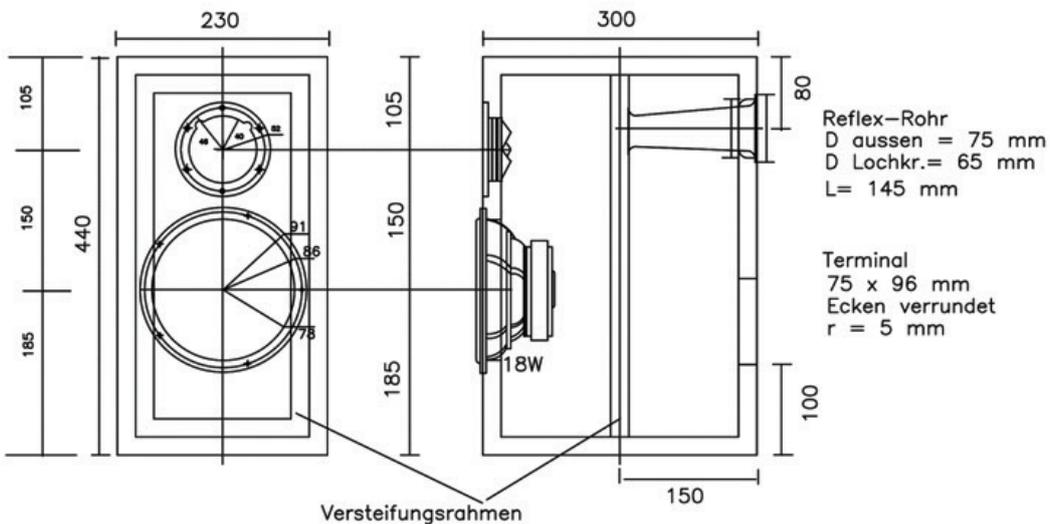
TT: 18 W 4531 G
HT: R 2904/7000-00/05

Fräsungen: 18 W 4531 G
Fräskreis: 182 mm
Lochkreis: 156 mm
Frästiefe: 6.5 mm

Fräsungen: R 2904/7000
Fräskreis: 104 mm
Lochkreis: 80 mm
Frästiefe: 6.0 mm



Ecken abrunden mit R=15



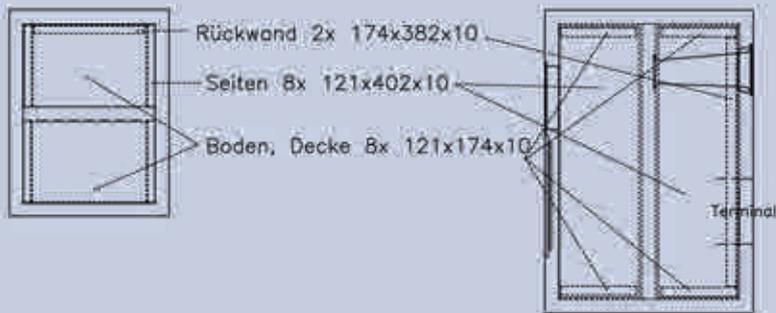
Material: 22mm Multiplex

Bild 1: Die akustisch gutmütigen Chassis begnügen sich mit Filtern 1. Ordnung.

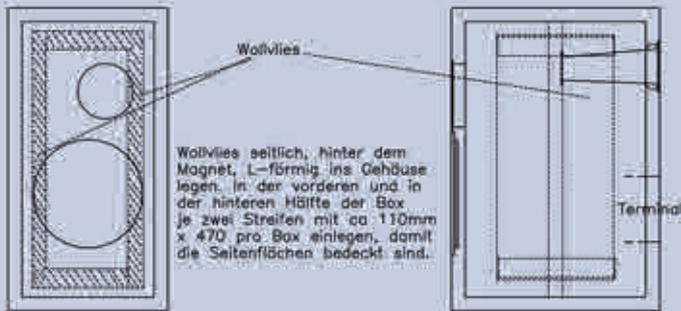
Bild 2: Trotz der geringen Baugröße ist 21-mm-Multiplex als Baumaterial empfehlenswert.

Bedämpfungsplan SCAN 22 Reference Monitor

1. Schritt: Bedämpfung der Innenwände mit Filz 10 mm:



2. Schritt: Bedämpfung der Innenwände mit Wollvlies 25 mm:



Zuerst Filz zuschneiden und an die Innenwände kleben (Holzleim, oder falls die Innenwände mit Bitumen ausgeschlagen sind, dann geht es besser mit Heißkleber. Gesamtbedarf Filz 10mm: 0,7 qm/Lautsprecher Paar

Reflexrohr einkleben, Weiche u. Terminal montieren. Zuletzt die Wolle rund herum legen.

Gesamtbedarf Wolle: ca. 100 cm x 22 cm pro LS-Paar

SREF22D

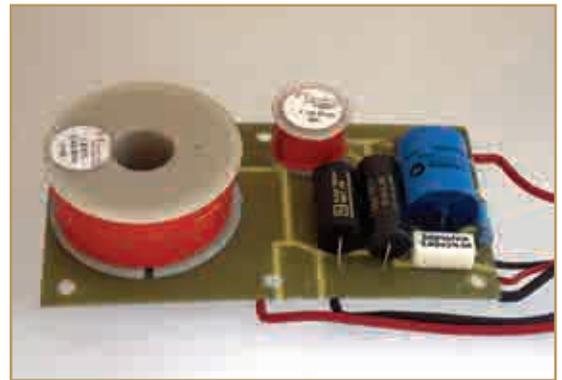


Bild 3: Wenig hilft manchmal viel. Die minimalistische Frequenzweiche.

Bild 4: Die Studio 22 ist aufwändig bedämpft.

Bild 5: Die Beachtung des Zuschnittplans minimiert den Verschnitt enorm.

einer Oberfräse leicht zu bewerkstelligen. Eventuelle Schwingungen der Seitenwände beruhigt ein Verstärkungsrahmen, der aus einer Multiplexplatte (21 mm dick) ausgeschnitten wird.

Das Boxeninnere ist zweiteilig beschichtet (Bild 4). Im ersten Schritt werden die Wände mit 10 mm dickem Filz beklebt. Wie man dabei mit einem Minimum an Verschnitt klar kommt, zeigt Bild 5. Im zweiten Schritt folgt eine Lage Wollvlies mit 25 mm Stärke.

■ Frequenzweiche ...

... ist schon fast zuviel gesagt für die minimale Menge an Bauteilen, mit denen der Entwickler in der Studio 22 ausgekommen ist (Bild 3). Das überaus gutmütige akustische Verhalten des Scan-Speak-Chassis erlaubt den Einsatz von Filtern mit einer Flankensteilheit von lediglich 6-dB-Oktave. Vor dem Tieftöner 18W4531 genügt dafür eine einzige Spule mit 1,8 mH. Ihre mit zunehmender Frequenz steigende Impedanz trennt den Lautsprecher bei steigenden Frequenzen sanft vom Eingangssignal ab. Die vorgesehene Luftspule mit 1,4 mm² dickem Draht geht mit einem Widerstandswert von 0,43 Ohm in die Berechnung der Weiche ein. Wenn man – warum auch immer – meint, eine niederohmige Spule verwenden zu müssen, sollte man sich darüber im Klaren sein, dass man damit auch den Charakter der Abstimmung ändert. Eine Luftspule ist zwar generell größer als eine Kernspule, bei der geringen Bauteilanzahl spielt das hier aber keine Rolle. Wesentlich entscheidender ist das Ausbleiben von Sättigungseffekten im Eisenkern, mit denen man bei Kernspulen immer rechnen sollte.

Ein 5,6-µF-Kondensator hält die tiefen Frequenzen vom Hochtöner fern, der außerdem mit je einem Widerstand vor und hinter diesem 6-dB-Filter im Pegel an den Tiefmitteltöner angepasst wird. Die LCR-Kombination zur Impedanzlinearisierung des R2904/7000 liegt vor dem 1,5-Ohm-Widerstand und ist dadurch in ihrer Wirkung etwas abgeschwächt.

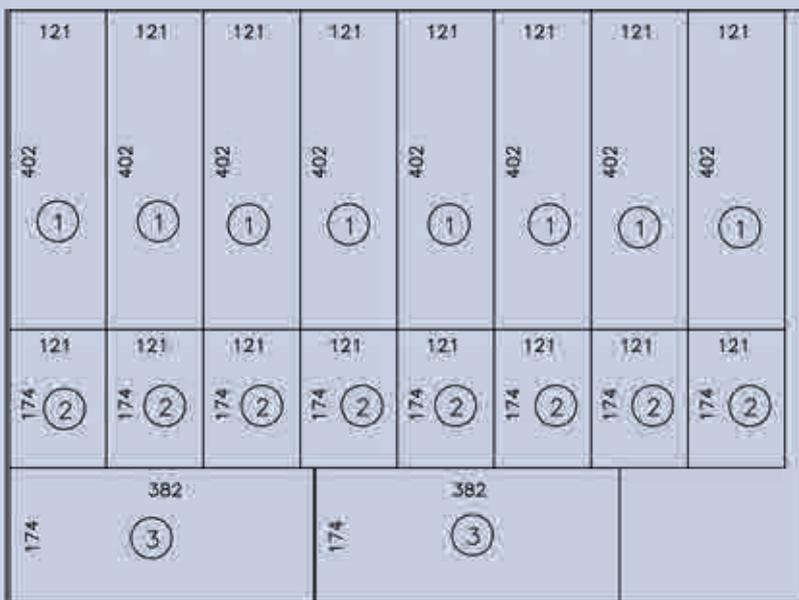
■ Messungen

Mit dem Mikrofon auf Achse des Hochtöners gemessen, ergibt sich der Amplitudenfrequenzgang in

A.O.S. STUDIO 22 REFERENZ

Zuschnittplan für den Filz

1000 mm



750 mm

- ① Seitenwand 402 x 121 = 8x
- ② Boden, Decke 121 x 174 = 8x
- ③ Rückwand 174 x 382 = 2x



Bild 6: Scan Speaks Revelator 18W4531G.

Bild 7: Der mit der Nase. Scans Revelator-Tweeter R2904/7000.

Bild 8 (durchgezogene rote Kurve). Die gestrichelte Kurve ist das Resultat der Messung unter 30° seitlich der Box. Zwischen 150 Hz und 20 kHz gibt sich die Studio 22 sehr linear, die Abweichungen liegen in der Größenordnung von gerade mal +/-2 dB. Der Bereich um 100 Hz ist mit 2 dB Überhöhung leicht übertrieben, was sich in einem voluminöseren Bassfundament äußern dürfte.

Der Impedanzverlauf (Bild 8, blaue Kurve) ist unkritisch, der minimale Wert von 4,2 Ohm bei 29 Hz stellt keinen Verstärker vor Probleme.

Die Sprungantwort des Lautsprechers in Bild 9 belegt die gelungene Abstimmung der Studio. Das Ausschwingen des Hochtöners deckt sich praktisch perfekt mit dem Einschwingvorgang des Tiefmitteltöners. Das ist generell ein deutlicher Hinweis auf ein gutes Impulsverhalten.

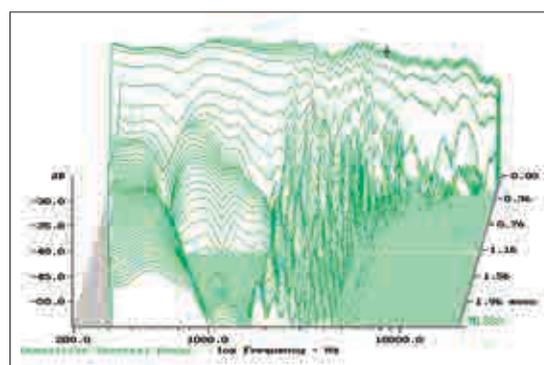
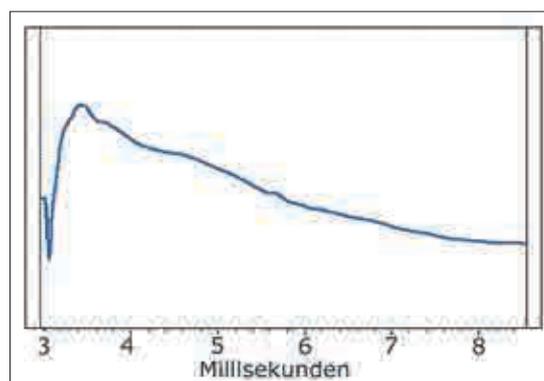
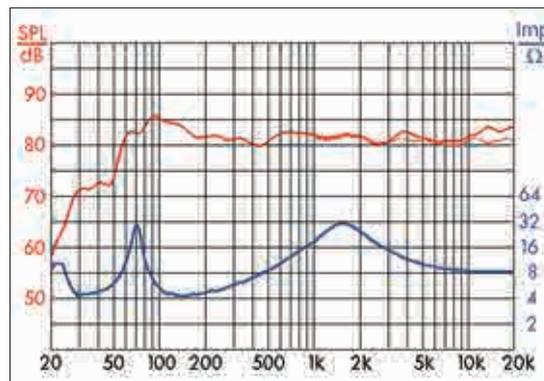
Das Wasserfalldiagramm in Bild 10 zeigt eine leichte Unruhe im Bereich der Übernahmefrequenz von 2,3 kHz. Das Ausschwingen des Revelator-Hochtöners verläuft sehr schnell und ohne erkennbare Resonanzen.

den Fällen liefert die Studio 22 XL ein absolut unangestregtes Klangbild ohne den geringsten Ansatz von Schärfe im Hochtonbereich, ein Eindruck, der bei allen Abhörpegeln erhalten bleibt. Die leichte Anhebung im unteren Bassbereich lässt den Tieftonanteil etwas voluminöser erscheinen, als er bei einem 18-cm-Tiefmitteltöner zu erwarten ist, allerdings ohne an Präzision einzubüßen.

Das Auffällige an der Studio 22 XL ist das Unauffällige an der Art der Musikwiedergabe: Tonal sehr ausgewogen und völlig unangestregt. Ein Eindruck, der sich auch bei längeren Hörsitzungen nicht verliert.

■ Der Klang

Die Studio 22 beansprucht im Hörraum eine freie Aufstellung mit deutlichem Wandabstand. Eine wandnahe Aufstellung liefert eine deutliche Übertreibung im Bassbereich, das liegt nicht zuletzt an der rückseitigen Bassreflexöffnung. Das Abstrahlverhalten des Hochtöners ermöglicht die einfache Anpassung an die eigenen Hörgewohnheiten. Dreißig Grad aus der Achse ist der Frequenzgang im Hochtonbereich absolut linear, ein leichtes Anwinkeln in Richtung Hörplatz betont die Höhen etwas mehr. In bei-



Name:	Studio 22 Reference XL
Prinzip:	2-Weg-Bassreflex / 4 Ohm
Belastbarkeit:	70 Watt
Vertrieb:	A.O.S.
Entwicklung:	Axel Oberhage
Hochtöner:	Scan Speak D2904 / 7000
Tief-/Mitteltöner:	Scan Speak 18 W 4531 G
Trennfrequenz:	2,3 kHz
Abmessungen:	23 cm x 43,5 cm x 32 cm
Bruttovolumen:	32 Liter
Bausatzpreis:	Chassis, Weiche und Zubehör (ohne Gehäuse) als Komplettbausatz pro Paar 1500,- Euro

Bild 8: Frequenzgang und Impedanzverlauf.
Bild 9: So sieht eine fast perfekte Sprungantwort aus.
Bild 10: Das Wasserfalldiagramm.

Blue Planet Acoustic

PIPe SIX

VON ROLF HÄHLE

Thorsten Fischer, seines Zeichens Entwickler bei Blue Planet Acoustic, ist auf den Geschmack gekommen. Nachdem sich die erste TQWT-Konstruktion aus der Serie Pipe for you als Verkaufsschlager erwiesen hat, legt er jetzt die große Schwester nach.

Das Akronym TQWT leitet sich aus der englischen Bezeichnung Tapered Quarterwave Tube an und bezeichnet eine spezielle Bauweise von Übertragungsleitungen. So etwas klingt zwar – wie immer – erstmal ziemlich wichtig, ist aber – auch wie immer – eigentlich ziemlich leicht zu erklären. Wenn man von einer geschlossenen Box ausgeht, spricht man von einem System, bei dem die Hälfte des vom Lautsprecher abgestrahlten Schalls in einer Kiste verschwindet. Leicht einzusehen, dass der Wirkungsgrad eher bescheiden ist. Die untere Grenzfrequenz wird im Wesentlichen von der Resonanzfrequenz des Basschassis bestimmt. Unterhalb der mechanischen Resonanz findet einfach keine nennenswerte Schallabstrahlung mehr statt.

Einer der Versuche, den rückwärtig ins Gehäuse abgestrahlten Schall zum Ohr des Hörers zu bringen, ist die Bassreflexabstimmung. Mit einem in Länge und Durchmesser auf die Abmessungen des Gehäuses und die technischen Möglichkeiten des Basslautsprechers abgestimmten Rohr (oder Tunnel) versucht man, außer dem Lautsprecher ein zweites schwingungsfähiges System in die Box zu bauen. Wenn dessen Resonanzfrequenz ausreichend nahe unterhalb der Resonanzfrequenz des eingebauten Basschassis liegt, lässt sich dessen in die Box abgestrahlter Schallanteil zur Anregung der Luft im Bassreflexrohr nutzen und so zumindest ein Teil davon nach außen leiten. Bei gleichen Gehäuseabmessungen entsteht so ein System mit besserem Wirkungsgrad und tieferer unterer Grenzfrequenz. Schon mal nicht schlecht!

Ein Übertragungsleitungs-System (Transmission-Line) geht einen Schritt weiter. Man lässt das Gehäuse ganz weg und baut das Basschassis direkt vor eine große Röhre (die Tube oder Line), deren eingeschlossene Luftsäule auf eine Resonanzfrequenz unterhalb der mechanischen Resonanz des Basslautsprechers abgestimmt ist (Quarterwave: $\frac{1}{4}$ der Wellenlänge). Da die Anregung dieser Luftsäule durch den Bass direkt und ohne Umweg über ein dämpfendes Luftpolster erfolgt, ist die Auswirkung beachtlich. Man kann viel mehr des rückwärtigen Schallanteils nach außen holen, und das auch noch genau im gewünschten, durch die Rohrlänge festge-

legten Frequenzbereich. Die Folge davon ist: Noch mehr Bass und noch mehr Wirkungsgrad!

Bevor jetzt die Frage aufkommt, warum nicht alle Welt Transmissionline-Lautsprecher baut, sollte ein gravierender Nachteil des Systems näher betrachtet werden. Die Austrittsöffnung der Schall abstrahlenden Röhre stellt für bestimmte Schallwellen einen Absorber dar. Der vom Bass nach vorne abgestrahlte Teil wird teilweise von der Röhre wieder verschluckt.



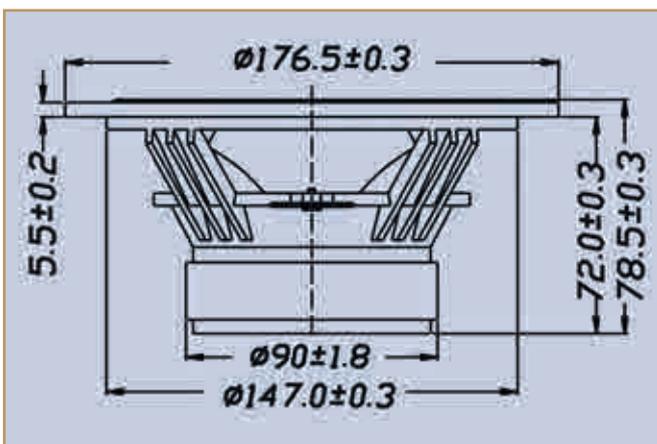


Bild 1 und 2: Der W6-623 C von Tang Band.
Bild 3: Der Hochtöner arbeitet auf ein relativ großes angekoppeltes Volumen.

Da dieser Effekt bei allen Frequenzen auftritt, deren Wellenlänge in einem bestimmten Verhältnis zur Resonanzfrequenz der Röhre stehen, hat eine Transmissionline-Box bis in die mittleren Lagen hinein einen Amplitudenverlauf der keineswegs gleichmäßig und gerade verläuft, sondern eher wie ein Kammfilter aussieht. Das heißt, in gleichmäßigen Abständen gibt es Pegel einbrüche, deren Intensität zu höheren Frequenzen abnimmt, oder andersherum gesehen, zur Resonanzfrequenz der Röhre hin immer schlimmer wird. Der Versuch, diesen Effekt durch Füllung der Röhre mit Dämmmaterial zu mildern, verschlechtert üblicherweise den Wirkungsgrad so sehr, dass man auch gleich eine Bassreflexbox hätte bauen können.

Jetzt kommt der Trick mit der TQWT ins Spiel, die nach ihrem Erfinder, dem Engländer Paul Voigt, auch schon mal Voigt-Pipe genannt wird. Wenn man die Röhre nicht zylindrisch, sondern konisch (tapered) baut, den Lautsprecher an das dünnere Ende setzt, und vor die größere Öffnung ein Bassreflexrohr für den Schallaustritt setzt, vermeidet man den Kammfiltereffekt, behält aber den guten Wirkungsgrad und die Möglichkeit zur tiefen Abstimmung des Gesamtsystems.

■ Die Bestückung

Namensgeber der PiPe Six ist der 6-Zoll-Woofer W6-623 von Tang Band. Das Chassis ist eine Neuentwicklung des deutschen Tang Band Importeurs Blue Planet Acoustic. Tang Band hat in den soliden Gusskorb eine feste, gut gedämpfte Papier-Konusmembran montiert, die von einer Staubschutzkalotte geziert ist, die auf den ersten Blick wie ein Phase Plug aussieht. Nicht nur eine optische Spielerei, meint Thorsten Fischer nach Messungen an den ersten Mustern, die noch mit üblichen Inverskalotten abgedeckt waren. Der Pseudo-Phase-Plug verlagert das bei zunehmender Frequenz typische Aufbrechen der Membran in Partialschwingungen in deutlich höhere Bereiche. Erst dadurch ist der Einsatz des Woofers als Tief-/Mitteltöner in einer 2-Weg-Kombination überhaupt sinnvoll. Eine neuartige, von Tang Band patentierte Gummi-Sicke mit W-förmigem Querschnitt und ein kräftiger Antrieb verhelfen dem Bass zu dem hohen Wirkungsgrad von 89 dB-SPL/W/m.

Der Spielpartner für den Hochtonbereich stammt ebenfalls von Tang Band. In dem Chassis mit der

Typenbezeichnung 28-847S treibt eine Ferro-Fluidgekühlte 28-mm-Schwingspule eine getränkte Gewebekalotte an. Die Kalotte arbeitet auf ein relativ großes Luftvolumen, das mit einem eiförmigen Kunststoffgehäuse rückseitig angekoppelt ist. Ein absolut ungewöhnliches Ausstattungsdetail für ein Chassis dieser Preisklasse. Durch die Verwendung unterschiedlich dichter Dämpfungsmaterialien (Filz in der Polkernbohrung, Wolle im Luftvolumen) haben die Tang Band Entwickler versucht, die mechanische Resonanz des Hochtöners auf 600 Hz herunter zu drücken. Bei der Einzelmessung erweist sich der 847S als ziemlich problemlos. Der Frequenzgang verläuft von 1...5 kHz absolut glatt, steigt bis 15 kHz um 2 dB an und erreicht bei 20 kHz wieder den ursprünglichen Pegel. Das Impedanzmaximum liegt zwar eher bei 700 Hz als bei 600 Hz, ist damit aber immer noch auf der sicheren Seite für den Einsatz in einer 2-Weg-Kombination.

Stückliste BPA PiPe SIX pro Paar

Lautsprecher

- 2 x Tang Band W6-623C
- 2 x Tang Band 28-847S

Kondensatoren

- 2 x Kondensator 6,8 µF, MKT
- 2 x Elko 6,8 µF, glatt
- 2 x Kondensator 3,9 µF, MKP
- 2 x Kondensator 10 µF, MKP

Induktivitäten

- 2 x Luftspule 1,5 mH, 1,4 mm²
- 2 x Luftspule 0,68 mH, 1,4 mm²
- 2 x Luftspule 0,27 mH, 0,7 mm²

Widerstände

- 2 x Widerstand 10 Ohm, WAX10

Außerdem

- 2 x BR Rohr BR70/SW
- 4 m Anschlußleitung 2x1,5 mm²
- 16 Schrauben
- 3 Beutel Polyesterwolle
- 1 Matte Noppenschaum
- 2 Lautsprecherterminals

TB PiPe-SiX

Zuschnitt 19 mm.

- (2) Front/Rückwand 187 x 905 mm.
- (2) Boden/Deckel 187 x 248 mm.
- (2) Seiten 286 x 905 mm.
- (1) Linebrett 187 x 753 mm.
- (1) Sockelbrett 273 x 324 mm.
- (1) Sockelbrett 125 x 186 mm.

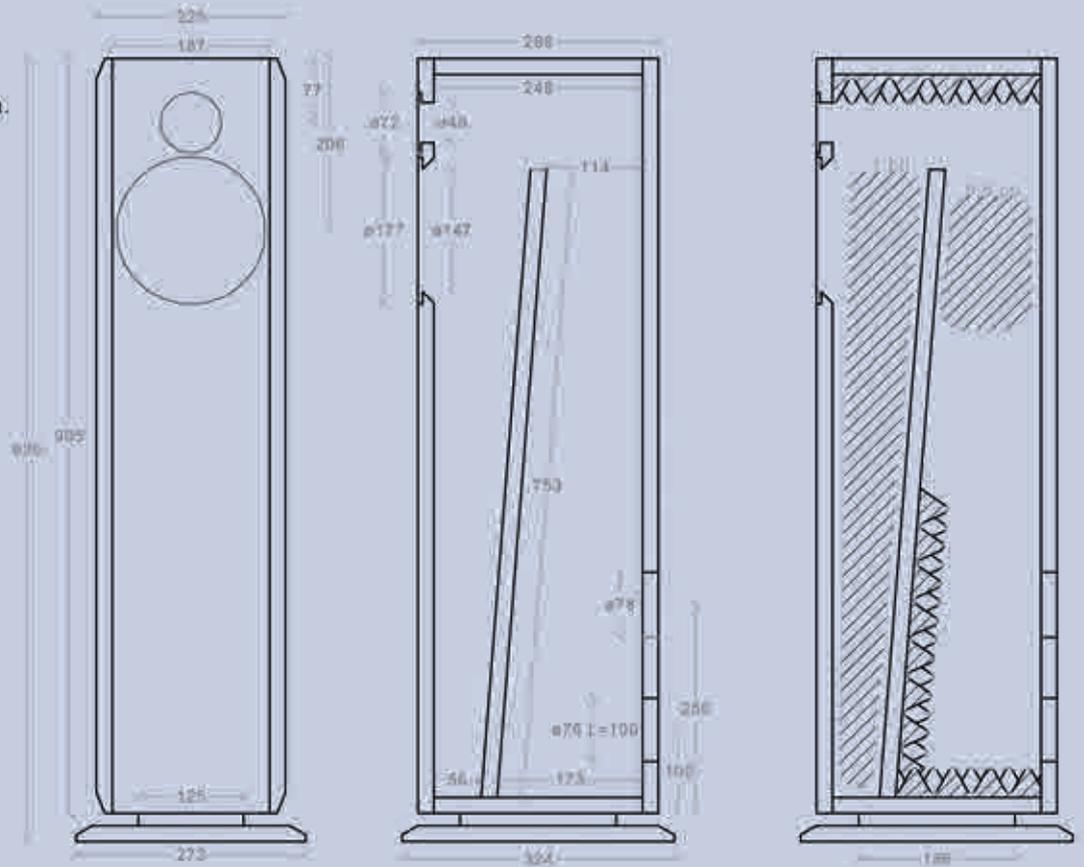
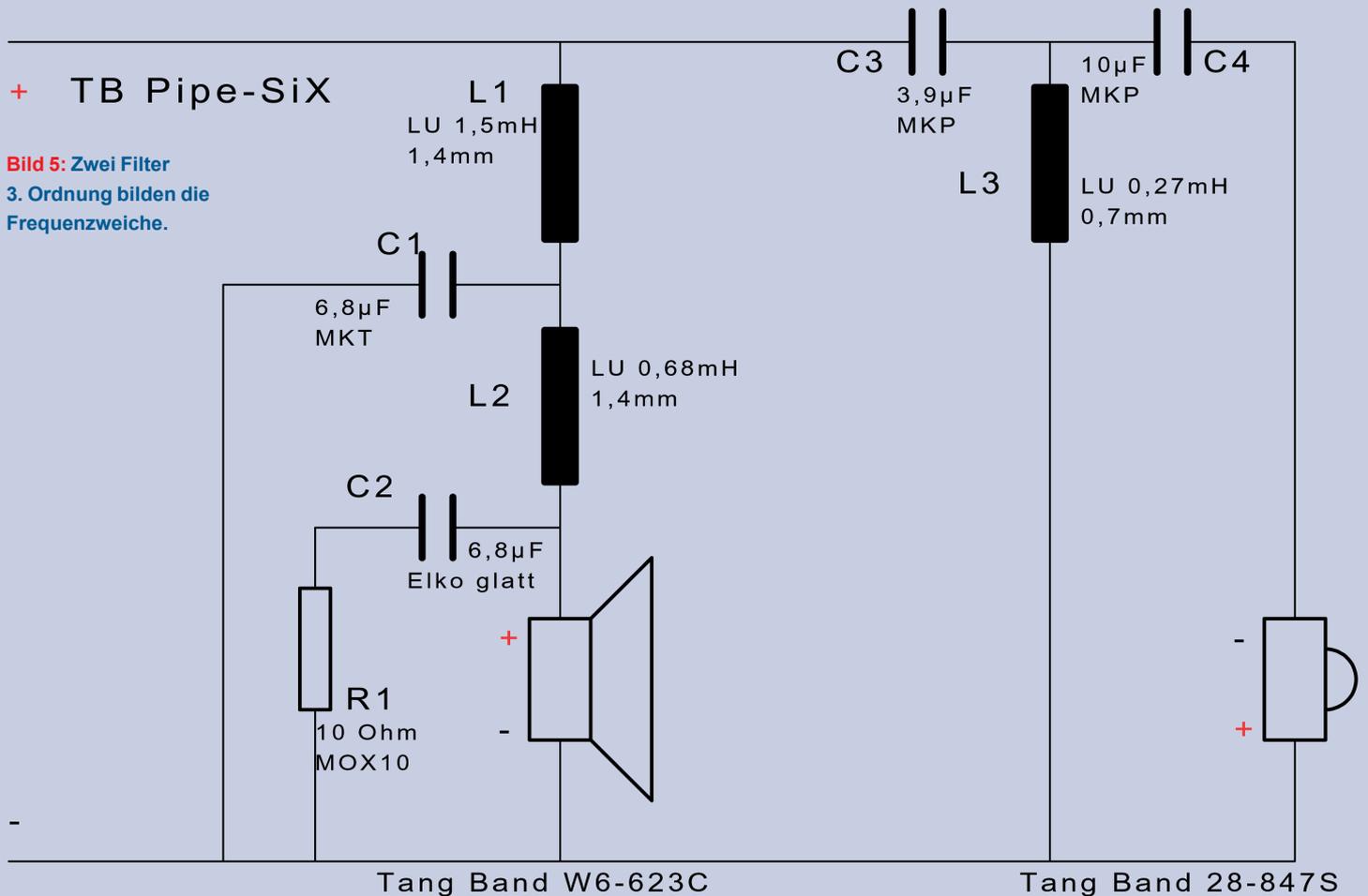


Bild 4: Die TQWT ist kaum aufwändiger als eine Bassreflexbox.

+ TB Pipe-SiX

Bild 5: Zwei Filter 3. Ordnung bilden die Frequenzweiche.



■ Gehäusebau und Bedämpfung

Trotz der Ausführung als TQWT-Box, ist der Bau (Bild 4) kaum aufwändiger als bei herkömmlichen Bassreflexabstimmungen. Ein langes Zwischenbrett bildet im Gehäuse näherungsweise eine sich erweiternde Röhre mit rechteckigem Querschnitt. Am engeren Bereich ist der Basslautsprecher, am weiteren Bereich das Bassreflexrohr angebracht. Mit der Menge an Dämpfungsmaterial im Bereich hinter dem 6W kann man die Box sehr einfach an die Gegebenheiten des Hörraums abstimmen: Mehr Dämpfungsmaterial bedeutet weniger Tiefbass.

■ Die Frequenzweiche

Bild 5 zeigt im linken Teil die Schaltung des Tiefpassfilters für den W6-623C. Der Entwickler hat sich für ein steifflankiges 18-dB/Oktav-Filter entschieden (L1/C1/L2) und dem Woofer mit C2/R1 eine zusätzliche Impedanzkorrektur spendiert. Mit C3, L3 und C4 schützt ein weiteres Filter 3. Ordnung die Hochtonkalotte vor Frequenzen unter 3,5 kHz.

Der ohnehin glatte Impedanzverlauf des Hochtöners ließen eine zusätzliche Korrektur entbehrlich erscheinen.

■ Messungen

Mit dem Mikrophon auf Achse des Hochtöners gemessen, ergibt sich der Amplitudenfrequenzgang in Bild 6 (durchgezogene rote Kurve). Die gestrichelte Kurve ist auch hier wieder das Resultat der Messung unter 30° zur Box. Als mittleren Schalldruckpegel errechnet MLSSA beachtliche 84,8 dB/W/m. Der Schalldruckverlauf zwischen 50 Hz und 2 kHz ist ausgeglichen, oberhalb von 2 kHz akzeptabel. Die Addition der Einzelfrequenzgänge im Bereich der Übernahmefrequenz von 3,5 kHz ist nicht ganz optimal.

Absolut bemerkenswert ist die untere Grenzfrequenz! Aus 40 Liter Nettovolumen 25 Hz als -3-dB-Eckfrequenz herausholen zu können, spricht ziemlich eindeutig für das TQWT-Prinzip.

Die größte Spitze im Impedanzverlauf (Bild 6, blaue Kurve) bei 63 Hz resultiert aus der Einbauresonanzfrequenz des Tiefmitteltöners. Unterhalb dieser Frequenz findet die Schallabstrahlung fast ausschließlich durch die TQWT statt. Die kleine Stufe im Amplitudenfrequenzgang an dieser Stelle ist ein Hinweis

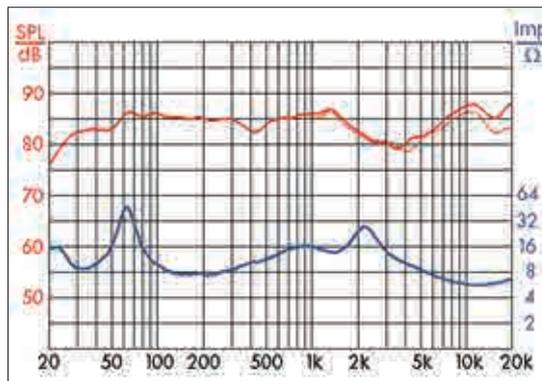
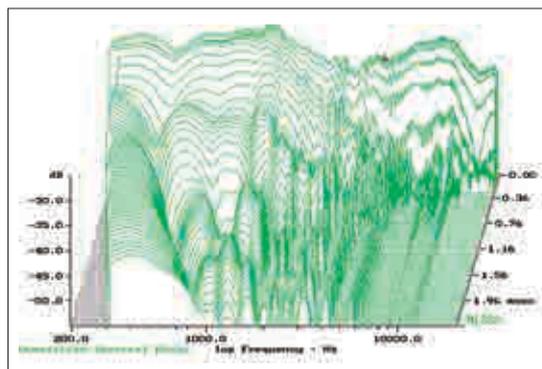
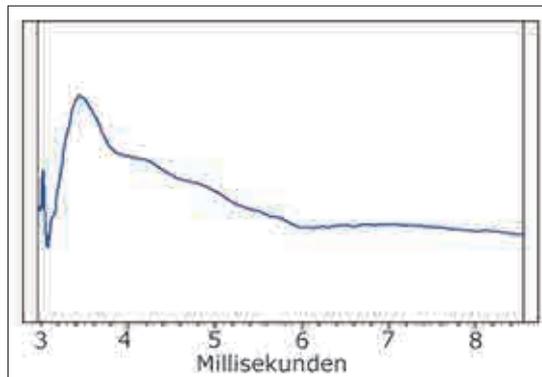


Bild 6: Frequenzgang und Impedanzverlauf.
Bild 7: Die Sprungantwort, typisch für ein 2-Wege-System.
Bild 8: Das Wasserfalldiagramm.



darauf, dass die Pegelanpassung der beiden Schallquellen zwar nicht perfekt, aber ziemlich gut gelungen ist. Der minimale Impedanzwert von 5,6 Ohm bei 11,5 kHz zeichnet die Pipe Six als Verstärker-freundliche Box aus.

Die in Bild 7 gezeigte Sprungantwort ist typisch für ein gut abgestimmtes Zweiwegsystem.

Das Wasserfalldiagramm in Bild 8 zeigt einige leichte Resonanzen beim insgesamt schnellen Ausschwingen des Hochtöners.

■ Der Klang

Die Tiefbassqualitäten der PiPe Six sind unüberhörbar – passendes Musikmaterial natürlich vorausgesetzt. Da klingt beispielsweise Snap auf *The Madmann's Return* nicht wie ein Hänfling, sondern eher so, als würde er nicht durch die Tür passen. Die instrumentelle Begleitung von Lynni Treekrem auf der hervorragend aufgenommenen CD *Haugtussa* macht unzweifelhaft klar, wie viele Resonanzen im Hörraum denn so anzuregen sind. Keine Frage, wer auf satten, tiefen und trockenen Bass steht, wird mit der Pipe Six überglücklich. Die Höhenwiedergabe ist ohne Schärpen und die Pegelfestigkeit mehr als ausreichend. Preis/Leistungsverhältnis: Exquisit.

Name:	PiPe SIX
Nennbelastbarkeit:	40 Watt
Musikbelastbarkeit:	60 Watt
Prinzip:	2-Weg-TQWT
Vertrieb:	blue planet acoustic
Entwicklung:	Thorsten Fischer
Hochtöner:	Tang Band 28-847 S
Tiefmitteltöner:	Tang Band W6-623 C
Trennfrequenz:	3,5 kHz
Abmessungen:	22 cm x 30 cm x 94 cm
Nettovolumen:	40 Liter
Bausatzpreis:	99,- Euro für Lautsprecherchassis, Frequenzweichenbauteile und Zubehör für eine Box (ohne Gehäuse)

Akustik Labor Feucht

Rondo

Wenn jemand hauptberuflich in Sachen Raumakustik tätig ist, kann man fast schon darauf warten, bis es einen Nebenberuf gibt, der irgendetwas mit Lautsprechern zu tun hat. Werner Schwierzock hat gleich Nägel mit Köpfen gemacht und ein Akustiklabor gegründet. Sein aktuelles Lieblingsprojekt ist ein Rundumstrahler, dessen Entwicklung hier näher beleuchtet wird.

VON ROLF HÄHLE

Der Anstoß kam vor einigen Jahren von einem guten Bekannten. Als begeisterte Konzertgänger sind seine Frau und er schon lange mit dem Ziel beschäftigt, auch in den eigenen vier Wänden einen möglichst authentischen Klang zu erzielen, der dem im Konzertsaal möglichst nahe kommt. Nach langem Experimentieren mit Mehrkanal-Systemen fanden dann verschiedene rundumstrahlende Lautsprecher in deren Wohnzimmer Einzug. Da diese Systeme gleich große Begeisterung auslösten, startete im folgenden Jahr die Phase der Entwicklung eines eigenen Rundumstrahlers. Dabei sollte es eine vollständige Neuentwicklung werden, welche aber auf bereits Bewährtes, insbesondere den Einsatz von Kegeln als Schallreflektoren aufbaute. Hierzu galt es die Wirkung der Kegel genauer

zu untersuchen. Nach der Entwicklung eines grafischen Modells wurden daran mit Hilfe eines Raytracing-Programms verschiedene Simulationen durchgeführt. Zu diesem Zweck bot sich das Linux-Programm mit dem Namen KPovModeller an. Dabei standen am Anfang die gestalterischen Aspekte im Vordergrund. Klare, einfache und symmetrische Formen sowie eine schlanke Bauweise des Gehäuses waren die erklärten Ziele.



64



Bild 1: Der Testaufbau mit den ersten Kegeln.



Bild 2: Die endgültige Version.

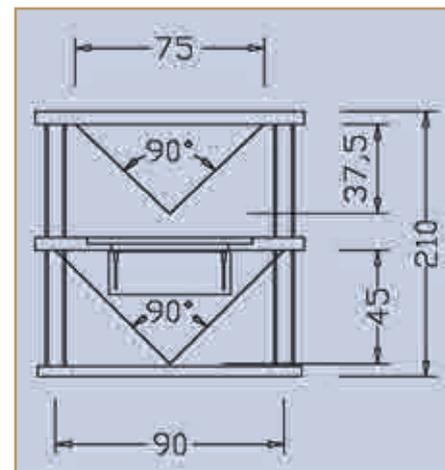


Bild 3: Die Abmessungen der Kegel.

■ Reine Formsache

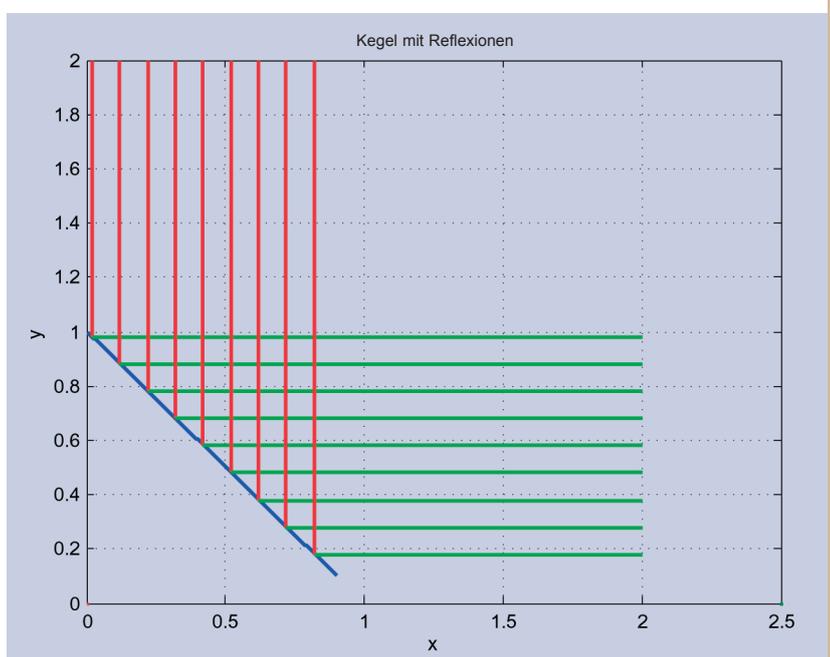
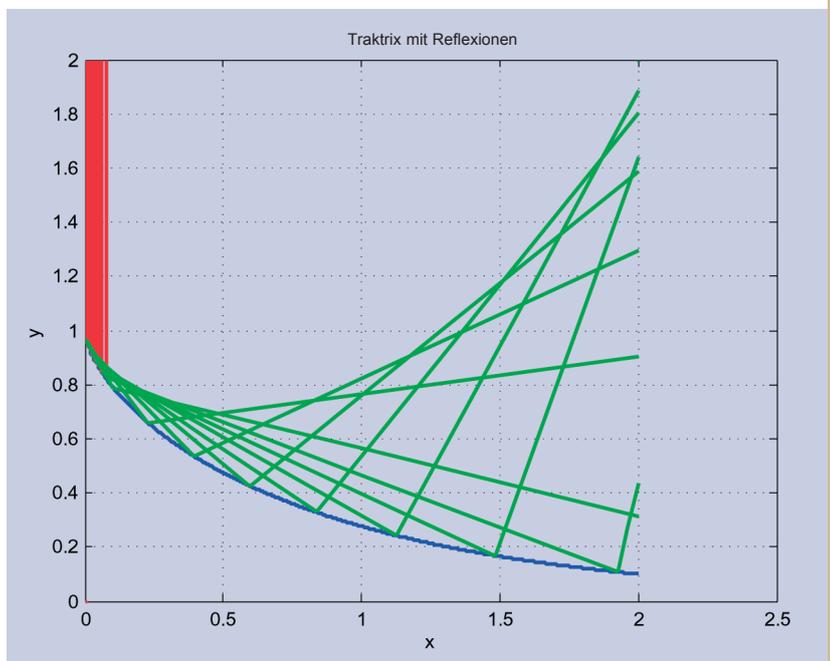
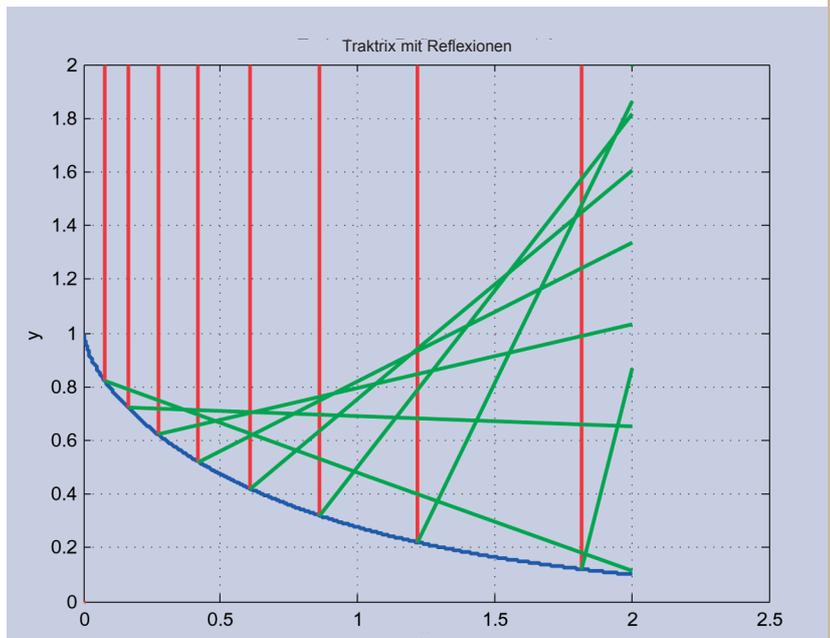
An einem Prototyp fanden nun unzählige Messungen statt. Ein professioneller Drechsler wurde mit der Anfertigung diverser Größen und Typen von Kegeln beauftragt, deren Einfluss auf die Schallabstrahlung systematisch untersucht wurde. Dabei stellte sich auch die Frage, welche Kegelform die Richtige ist. Mit der Hilfe eines befreundeten Mathematikers, der über jede Menge Erfahrung im Umgang mit Simulationsprogrammen verfügt, sollte zuerst geklärt werden, ob die Traktrix-Form (Bild 4 und 5), wie sie bei Kugelwellenhörner gerne verwendet wird, auch bei einem Rundumstrahler Vorteile bringt. Es stellt sich aber klar heraus, dass dies nicht der Fall ist. Die Traktrix-Kontur lenkt im Gegenteil einige der einfallenden Schallwellen nach unten ab oder reflektiert sie sogar wieder zum Lautsprecherchassis zurück.

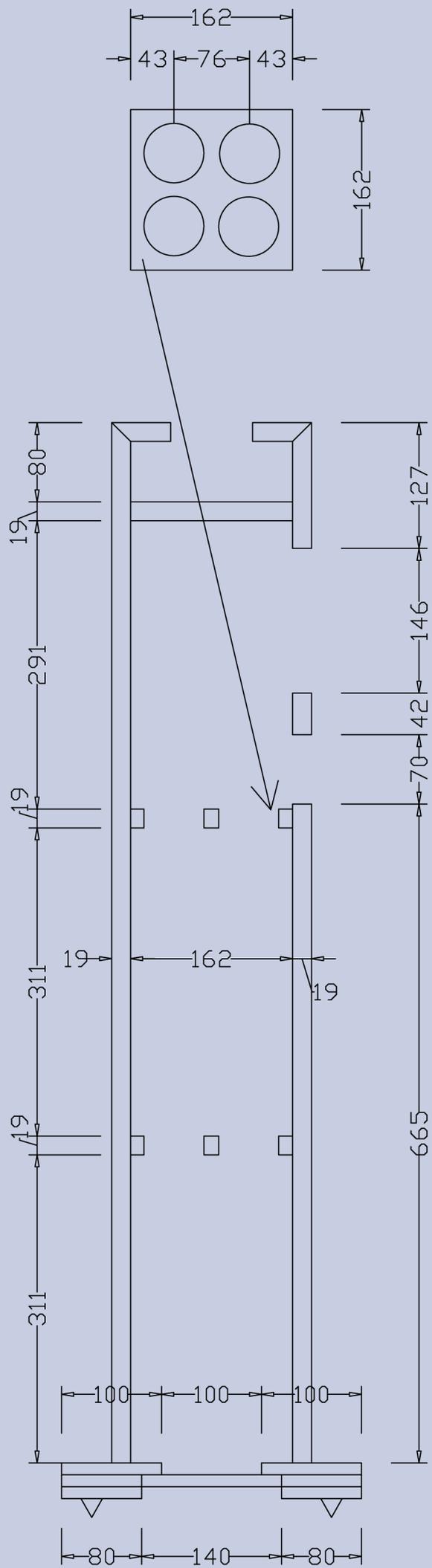
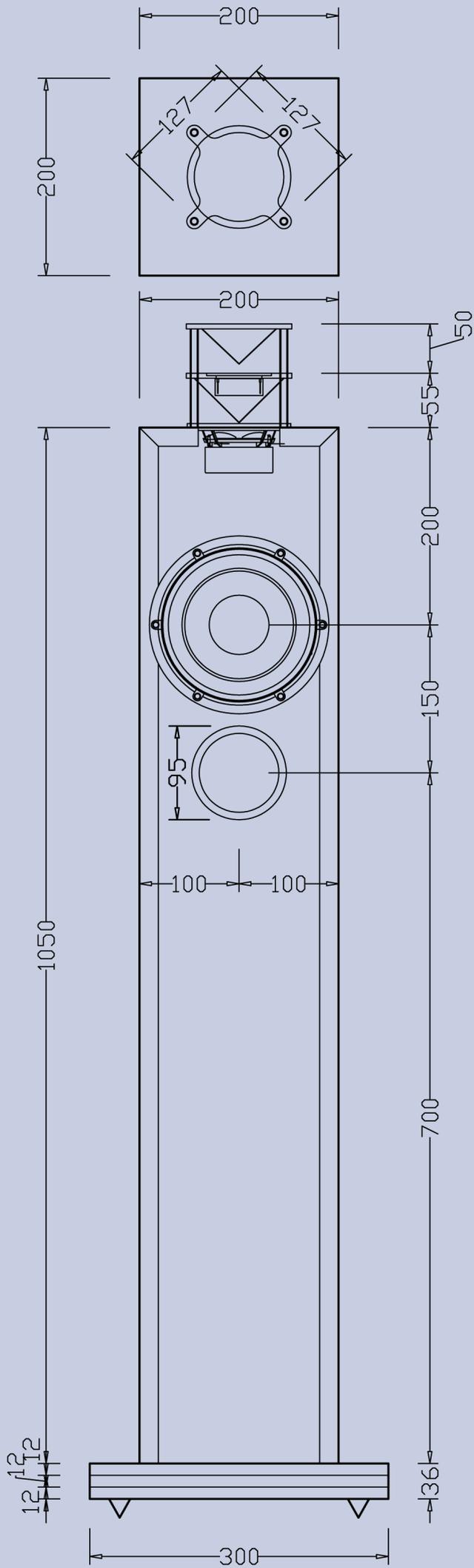
Als Ergebnis der Simulation hat sich die einfache Kegelform mit einem 45 Grad Winkel (Bild 6) als die Form erwiesen, die den Schall optimal nach außen reflektiert. Nach etlichen Messungen stellte sich ein weiterer wichtiger Aspekt heraus: Nicht der gesamte vom Chassis erzeugte Frequenzbereich muss reflektiert werden, sondern nur der Frequenzanteil, welcher aufgrund der zunehmenden Schallbündelung nicht mehr genügend seitlich abgestrahlt wird. Es sind daher gar nicht so besonders große Kegel erforderlich, sondern eher kleinere. Die müssen allerdings von der Größe her an das jeweilige Chassis angepasst sein. Als brauchbare Faustregel kann man annehmen, dass der Durchmesser des Kegels etwa so groß sein sollte, wie der Membrandurchmesser des Lautsprechers.

■ Teamarbeit

Im Laufe der Messungen hat sich auch heraus gestellt, dass die zuerst gewählte Anordnung der Chassis zueinander nicht günstig ist. Insbesondere die Abstrahlung des Hochtöners in Richtung Mitteltöner führte zu vielen Reflexionen an den Gehäusekanten und zeigte deutlich messbare Störungen, die sich als Einbrüche und Überhöhungen im Frequenzverlauf nachweisen ließen. Daher wurde der Hochtöner für die weiteren Untersuchungen umgedreht und strahlte nunmehr nach oben. Damit die beiden Schallquellen möglichst nahe beieinander liegen, bietet es sich an, den Hochtöner in den Kegel des Mitteltöners zu integrieren. Nicht ganz optimal ist dabei die sehr kleine schallabstrahlende Fläche um den Hochtöner und die symmetrische Kante rund um die Membran, die überall gleichen Abstand zum Zentrum aufweist. Würde man den Anspruch des symmetrischen Aufbaus aufgeben, könnte man mit einem leichten Versatz zwischen Hoch- und Mitteltonchassis oder einem asymmetrischen Einbau des Hochtöners in den Mitteltonkegel einen deutlich ausgeglicheneren Frequenzgang erreichen. Denkbar wäre auch eine Schall absorbierende Bekleidung der Flächen rund um die Lautsprecher.

Bild 4...6: Die beiden oberen Traktrix-Konturen reflektieren den Schall teilweise zurück. Die einfache Kegelform unten hingegen ist optimal.





100% innovativ ...



Als einer der führenden Elektronenröhren-Distributoren liefern wir nicht nur das Standard-Programm wie ECC 83 oder EL 34, sondern sorgen zusammen mit unseren Kunden und Herstellern für neue innovative Produkte.

Latest News:

JJ-Electronics

- KT 66 ab Mai 2007
- KT 77 / EL 34
- EF 806 S
- Gold Pin-Pre Amp-Tubes

Genalex

- KT 88 Gold Lion

Tung-Sol

- 6 SL 7 GT
- EF 806 S
- 12 AX 7
- 5881
- KT 66
- 6550

Electro-Harmonix

- 6 SN 7 X
- 7868
- 6973

Shuguang

- 845 C (Metall)

Full Music

- 300 B/n
- 2 A 3/n
- 45/n
- PX 4/n

ELEKTRONIK-VERTRIEBS GMBH

BTB

TEL. +49 (0) 911-288585

FAX +49 (0) 911-289191

info@btb-elektronik.de

www.btb-elektronik.de

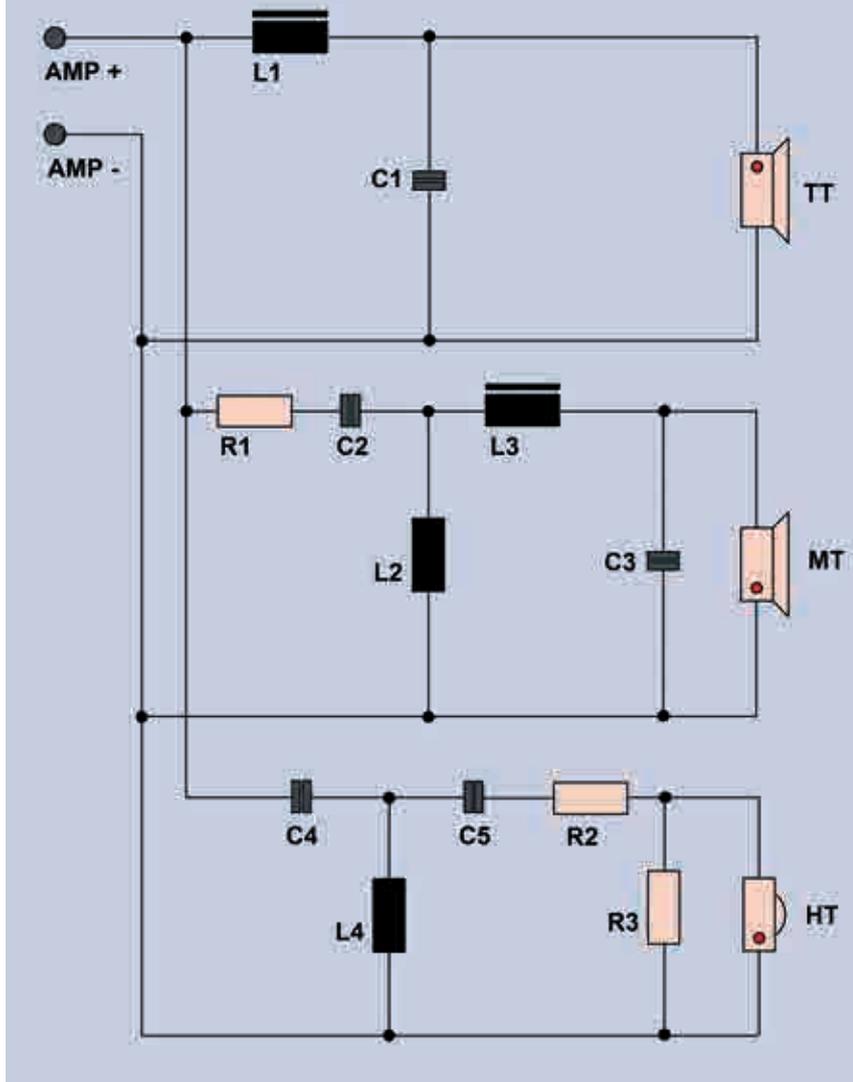


Bild 7: Die Rondo, eine sehr zierlich wirkende Standbox, bietet aber trotzdem mit 27 l genug Volumen für eine tiefe Bassreflexabstimmung (linke Seite).

Bild 8: Die Frequenzweiche. Dem Konzept der fallenden Frequenzgangkurve folgend, ist auch der Mitteltöner leicht im Pegel abgesenkt.

Weitere Versuche ergaben große Unterschiede bei den Hochtönern. So wollte sich bei einigen Modellen – unbeeindruckt von der Kegelform – gar kein einigermaßen gerader Frequenzgang einstellen. Diese schieden dementsprechend schnell wieder aus. Was blieb, war der Ringradiator-Hochtöner von Vifa mit der kleinen Frontplatte. Dieses Chassis zeigt eine weitgehend gleichmäßige Schallabstrahlung und ist dank geringer Baugröße und der sehr kleinen Frontplatte auch gut für den Einbau in den Kegel geeignet (Bild 3). Der Abstand der Kegelspitzen zum Chassis ist ebenfalls wesentlich. Beim Hochtöner reicht schon 1...2 mm um eine deutliche Veränderung festzustellen, beim Mitteltöner ist der Abstand nicht so kritisch. Am Günstigsten ist es, wenn der Kegel direkt an den Phaseplug des Hochtöners anschließt, beim Mitteltöner ist ein Abstand von 10...15 mm ausrei-

chend. Das Bauprinzip bietet viel Raum zum Probieren, doch nach fast einem Jahr des Experimentierens wurde diese Phase abgeschlossen.

Ein Rundumstrahler muss anders abgestimmt werden als konventionelle Lautsprecher. Das sonst übliche Ziel auf Achse einen möglichst waagerechten Frequenzverlauf zu erzielen, führt hier zu einer starken Höhenbetonung. Ein mit zunehmender Frequenz abfallender Schalldruckpegel passt deutlich besser ins Konzept.

■ Bestückung und Frequenzweiche

Die Rondo ist ein Dreizeig-Lautsprecher mit 18-cm-Tieftöner PLW18 mit Bassreflexabstimmung, dem Breitbänder 10BG120 als Mitteltöner und dem XT300-Ringradiator mit der kleinen Frontplatte, dem XT300 Neo. Alle Chassis stammen aus der Peerless V-Line. Die Frequenzweiche trennt die Chassis bei etwa 350 Hz und

Bild 9: Vifas 10 BG und ein spezieller XT 300.

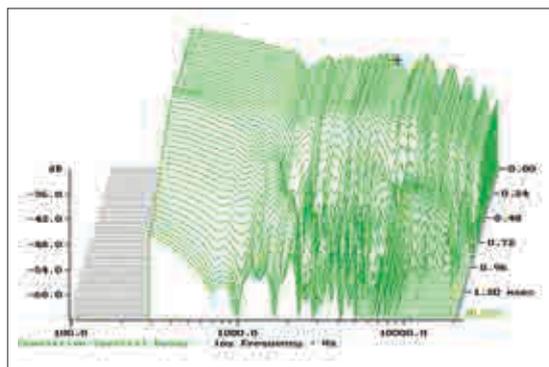
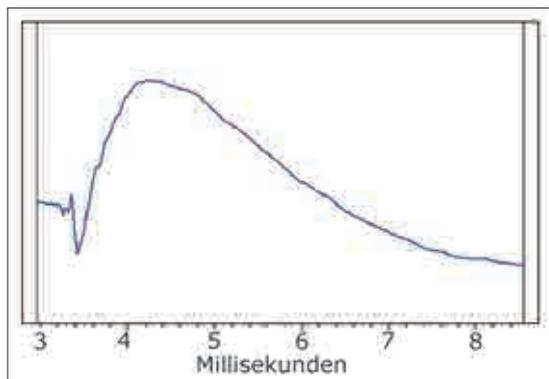
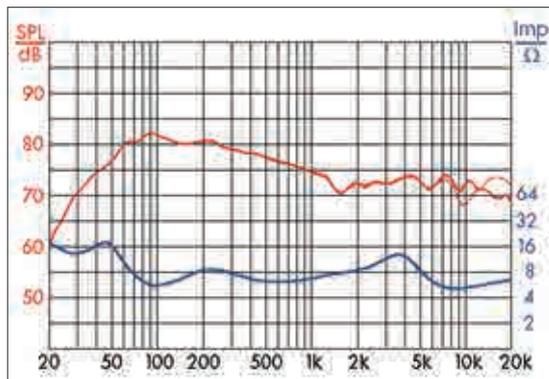
Bild 10: Stammt aus der Peerless-V-Line, der PLW 18-342.



Bild 11: Frequenzgang und Impedanzverlauf.

Bild 12: Die Sprungantwort.

Bild 13: Das Wasserfalldiagramm.



3500 Hz. Der Mitteltöner ist mit R1 im Pegel leicht zurück genommen, der Hochtöner über den Spannungsteiler R2/R3 etwas stärker.

■ Messungen

Der stetig fallende Amplitudenverlauf über der Frequenz (Bild 11) passt eher zu einer Car-HiFi-Anlage als zu einer HiFi-Box. Und genau so soll es auch sein. Hier wie da wird der Höreindruck wesentlich von den Reflexionen aus der Hörumgebung bestimmt. Eine auf Achse gerade Abstimmung klänge viel zu hell. Das Resultat der Messung unter 30° (Bild 11, gestrichelte Kurve) ist bei einem Rundstrahler naturgemäß fast identisch zur Achsmessung. Beim Wirkungsgrad sollte man auch eher von gefühlten 82 dB ausgehen. Da die Rondo im Gegensatz zu anderen Lautsprecher ihren Schall in alle Raumrichtungen abstrahlt, bleibt auf Achse und Reflektionsfrei gemessen, für das Mikro weniger übrig.

In der guten Sprungantwort in Bild 12 lässt sich ablesen, dass die Abstrahlung aller drei Chassis zeitlich nahe beieinander liegt.

■ Der Klang

Die Rondo teilt die Geister schneller, als man es sich

vorstellen kann. Als Rundumstrahler bezieht sie den Raum wesentlich stärker mit ein, als jeder andere Lautsprecher. In einem stark bedämpften Raum mit wenig Reflexionen im Mittel- und Hochtonbereich kann sie unglaublich basslastig wirken. In einem wenig bedämpften Raum, der fast alle seitlich und rückwärtig ausgestrahlten Schallanteile zum Hörplatz reflektiert, klingt sie eher zu hell. In einem durchschnittlich bedämpften Hörraum klingt sie tonal ausgeglichen und produziert ein sehr ausgewogenes und weiträumiges Klangbild und die Illusion, etwas mehr in einem Konzertsaal zu sitzen. Da sich mit der Bedämpfung des Bassreflexgehäuses der Wirkungsgrad im Bass in weiten Grenzen verändern lässt, ist die Anpassung an die Hörumgebung in ebenso weiten Grenzen möglich. Aber Vorsicht, wenn man die Rondo einmal an den eigenen Raum angepasst hat, gewöhnt man sich sehr schnell an den Luxus, ein raumfüllendes Klangbild überall im Raum genießen zu können.

■ Über den Entwickler

Werner Schwierzock ist in Nürnberg geboren und lebe seit langem in Feucht bei Nürnberg. Nach dem Studium der Kommunikationswissenschaften und der Technischen Akustik an der TU Berlin arbeite er in einem Ingenieurbüro in Nürnberg. Dort ist er seit 18 Jahren als Akustiker mit Schwerpunkt Raum- und Elektroakustik und Schallimmissionsschutz tätig. Seit 1995 ist er der Inhaber der Firma Akustik Labor Feucht. Als solcher entwickelt er HiFi- und spezielle Messlautsprecher und veranstaltet regelmäßig Seminare über akustische Themen.



Bild 14: Eine Studie aus der Entwurfsphase.

Name:	Rondo
Prinzip:	Rundstrahler, 3-Weg-Bassreflex
Vertrieb:	Akustik Labor Feucht
Entwicklung:	Dipl.-Ing. Werner Schwierzock
Hochtöner:	Peerless-V-Line XT 300 Neo
Mitteltöner:	Peerless-V-Line 10 BG 120
Tieftöner:	Peerless-V-Line PLW18-342
Trennfrequenz:	300 Hz und 3,4 kHz
Abmessungen:	20 x 20 x 120 cm ³
Nettovolumen:	27 Liter
Bausatzpreis:	Chassis, Fertigweiche, Kegelhalterungen (Plexiglas), Dämmmaterial, Kabel, Polklemmen, Schrauben, Baßreflexrohr
	Komplettbausatz pro Paar (ohne Kegel) 650,- Euro
	Satz Kegel (4 Stück) mit Ausfräsungen für Hochtöner, Material Vollholz zum Beispiel Nussbaum 95,- Euro



Monacor International Menhir

Wenn man mit dem Repräsentanten eines Lautsprechervertriebs spricht, der bekanntlich auch die Chassis von PA-Lautsprecherherstellern im Programm hat und im Laufe des Gesprächs nach Begriffen wie "Zweiweg-Kombi, 12 Zöller und Hochtonhorn" als angepeilte Bezeichnung der Begriff Menhir fällt, sollte man eigentlich einfach aufstehen und schon mal den Kran holen gehen.

VON ROLF HÄHLE

In der Menhir (der ursprünglichen Bezeichnung für: Hinkelstein) steckt eine gemischte Bestückung von Monacor Internationals eigener Marke IMG Stage Line und der seit gut einem Jahr im Vertriebsortiment enthaltenen englischen Traditionsmarke Celestion. Die dahinter stehende Überlegung des Entwicklerteams ist für den Hifi-Bereich eher untypisch: Die Basisüberlegung war, einen ungewöhnlichen Dynamikumfang und einen weit überdurchschnittlichen Wirkungsgrad zu erreichen. Dabei sollten diese eher PA-typischen Ziele mit einer Verzerrungsarmut und sauberer Tonalität kombiniert werden, wie sie nur in hochwertigen Hifi-Boxen erwartet werden. Mit dem Einsatz von Profi-Chassis in einer ganz und gar PA-untypischen Gehäuse-Konstruktion (schwer, unhandlich aber dafür ästhetisch durchaus reizvoll) und einer ausgefeilten Weichenentwicklung soll das Ergebnis ein echtes akustisches Erlebnis sein.

■ Bestückung

Der 30-cm-Tief-/Mitteltöner läuft unter der Bezeichnung IMG Stage Line SP-12A/302PA und ist eine behutsame Weiterentwicklung des schon seit Jahren im Programm befindlichen 12A/300. Eine – im Rahmen der Weiterentwicklung – beschichtete Papiermembran und die sickenlose Einspannung zeichnen

ihn schon rein optisch als typische PA-Konstruktion aus. Der im vorderen Bereich überdrehte Korb und eine mehrfach geteilte Schaumstoffdichtung machen das Chassis aber durchaus ansprechend, was im PA-Bereich ja keineswegs den Regelfall darstellt.

Im oberen Frequenzbereich arbeitet der Hochtonhorntrieb CDX1-1430 aus dem Celestion-Sortiment. Die technischen Daten sprechen eine deutliche Sprache: Eine tiefe Resonanzfrequenz von 1,7 kHz, an einer Frequenzweiche ab 3000 Hz betrieben verkraftet er effektiv 50 Watt, kurzfristig 100 Watt elektrische Leistung. Der mittlere Wirkungsgrad liegt bei 110 dB/W/m. Der sehr kompakte 1"-Horntrieb mit Standard-2-Schrauben-Montage, Neodym-Magnetsystem wirkt auch mit Blick auf die Kühlung, das geringe Gewicht und die Abmessungen als ziemlich gelungene Neuentwicklung. Der Schraubadapter MHA-35 koppelt den Treiber an das Hochtonhorn. Es handelt sich um eine universellen Aluminium-Ausführung mit 35-mm-Standardgewinde (1 3/8 "). Das PA-Mittelhochtonhorn selbst ist das MRH-83, ein relativ dünnwandiges und mit 600 Gramm eher leichtes Kunststoffteil mit einem typischen 35-mm-Gewinde (1 3/8 "). Von der Bauform her zählt es zu den Constant Directivity-Hörnern mit einem vertikalen Abstrahlwinkel von 60 Grad. Der horizontale

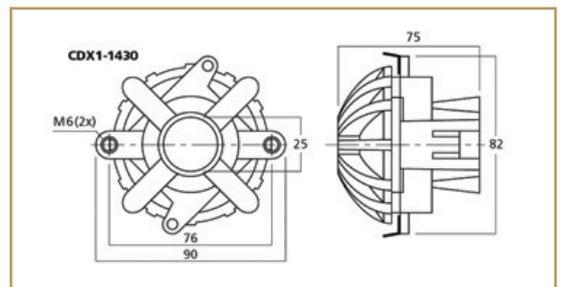
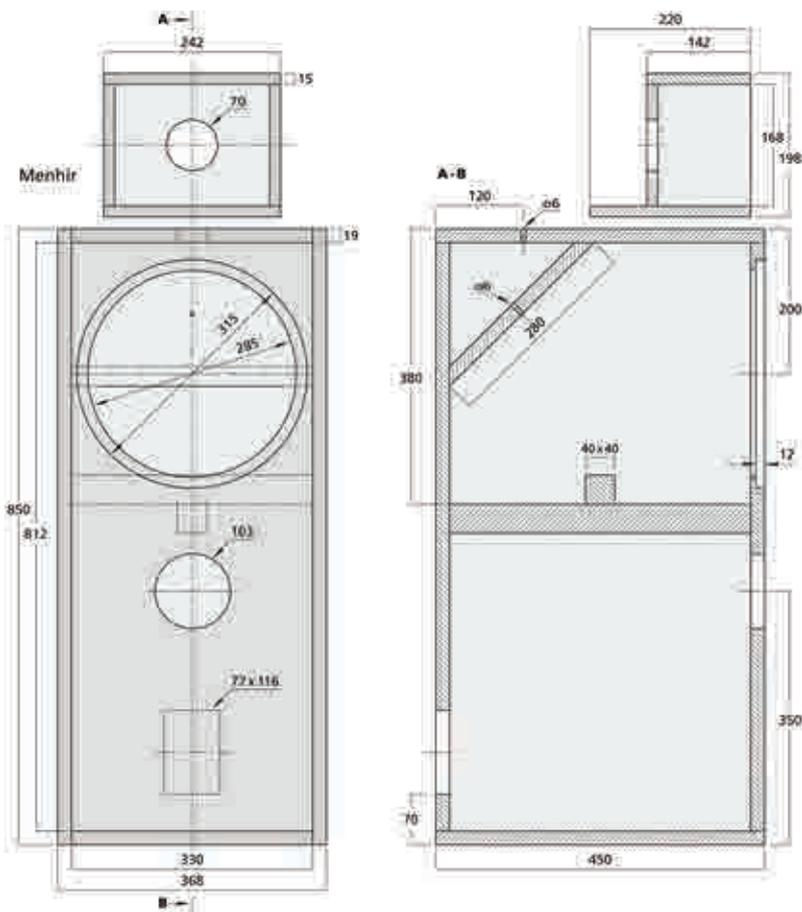


Bild 1: Die Bauzeichnung.

Massive Verstrebung im Bassteil.

Bild 2: Celestions Neuentwicklung CDX1-1430.

Bild 3: Der Holzgehäuse für das Horn ist komplett mit Sand gefüllt.

Abstrahlwinkel ist mit 90° deutlich breiter. Die effektive Mundöffnung ist für 1"-Treiber ausgelegt, mit denen der Einsatzbereich von 1,8...18 kHz abgedeckt werden kann.

■ Holzbau

Sechs Bretter, ein Verstärkungskreuz im mittleren Teil und eine Abtrennung im oberen Bereich bilden die Tieftonabteilung, die als Bassreflexkonstruktion ausgelegt ist. Unser Mustergehäuse war mit einer umlaufenden, sehr breiten Fasse versehen (45°, 3 cm breit), wodurch das Hochtongehäuse nicht bündig zur Vorderkante aufgestellt werden konnte. Das ist aber keineswegs ein Problem, sondern eher eine Lösung. Mit um 3 Zentimeter zurück gesetztem Horn teil haben wir alle Messungen durchgeführt und die in den Bildern 8...10 dargestellten Ergebnisse erhalten.

■ Die optimale Bedämpfung

ist in Bild 3 schematisch dargestellt. Alle Innenwände des Bassteils sind mit Matten belegt, der Innenraum ist lose gefüllt.

Das Hochtongehäuse ist nicht ohne Grund in ein separates Gehäuse ausgelagert. Die relativ geringe Wandstärke des Horns neigt bei höheren Pegeln zum Schwingen und produziert dann unangenehme Klangverfärbungen. Eine Befüllung des separaten Holzgehäuses mit trockenem und gut verdichtetem Sand beseitigt diesen Effekt vollständig.

■ Frequenzweiche

Im oberen Teil der Weiche in Bild 7 stellen L1, L2 und C1 den Tiefpass für den Tiefmitteltöner, der auf die Übernahmefrequenz von 3,2 kHz abgestimmt ist. Die Parallelschaltung aus C7, L4 und R5...R8 bildet einen tief abgestimmten Sperrkreis, der Unebenheiten im unteren Teil des Übertragungsbereichs glättet. Die parallel geschalteten Widerstände verringern die Güte des Kreises und sorgen für dessen breitbandige Wirkung. Die Reihenschaltung C2/R1 kompensiert den typischen Impedanzanstieg des 30ers zu hohen Frequenzen.

Im mittleren Teil stellen C3/C4/L3 den Hochpass 3. Ordnung dar, dem der Spannungsteiler R2/R3 folgt, dessen Aufgabe die Pegelreduzierung Hochtöners ist. Der Parallelkondensator C5 schwächt die Wirkung von R2 zu hohen Frequenzen hin ab, dadurch

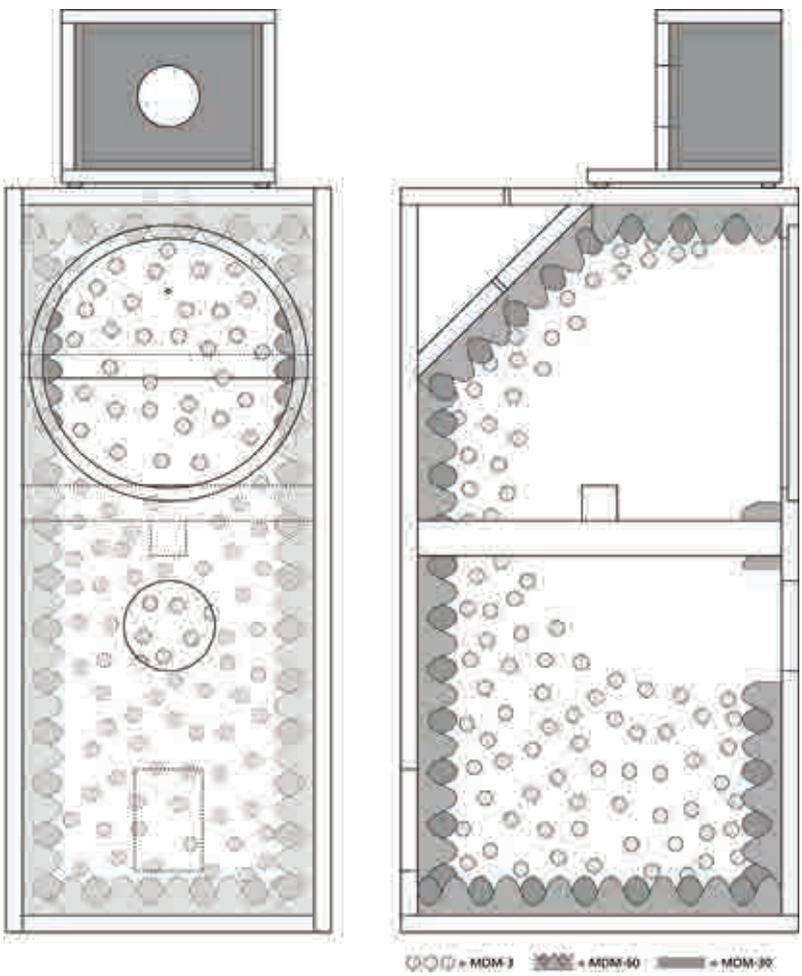




Bild 4: Die Evolution des bekannten 300er, der neue IMG SP-12A/302PA

Bild 5: Mit dem passenden Adapter wird aus Treiber und Horn die Hochtoneinheit.

Bild 6: So sieht ein halbes Kilo Hochtöner aus.

wird der Hochtöner mit steigender Frequenz im Pegel angehoben. Für die korrekte Funktion der Weiche sorgt auch hier eine Impedanzlinearisierung mit C6/L5/R4 direkt am CDX1.

Den dritten Teil bildet der Reihenschwingkreis L6/R9/R10/C8, mit dem der Impedanzverlauf der gesamten Box etwas gleichmäßiger gestaltet werden kann. Diese Option ist aber nur für Röhrenverstärker empfehlenswert, die meist kritischer auf Änderungen in der Impedanz der angeschlossenen Lautsprecher reagieren.

■ Messungen

Auch die Menhir ist mit MLSSA unter reflexionsfreien Messbedingungen getestet worden, das Mi-

Stückliste Menhir

Bauteile für eine Box

Chassis		
Tiefmitteltöner	1 Stück	SP-12A/302PA
Hochtontreiber	1 Stück	Celestion CDX1-1430
Hochtonhorn	1 Stück	MRH-83
Schraubadapter	1 Stück	MHA-35

Frequenzweiche

L1	1 LSIP-100
L2	1 LSIP-33
L3	1 LSIP-39/1
L4	1 LSIP-180
L5	1 LSIP-27/1
L6	1 LSIP-22
C1	1 LSC-220 +
C2	1 LSC-220 +
C3	1 LSCP-33R +
C4	1 LSCP-150R +
C5	1 LSCP-39R +
C6	1 LSC-82 +
C7	1 LSC-680 +
C8	1 LSC-82 +
R1	1 LSR-100/20
R2	1 LSR-39/20
R3	1 LSR-82/20
R4	1 LSR-68/20
R5...R8	4 LSR-150/20
R9...R10	2 LSR-220/20

Zubehör

Terminal	1 ST-410GM
Polklemmen	1 BP-500G
Bassreflexrohr	1 MBR-100 (Länge 4 cm)
Noppenschaumstoff	2 MDM-60
Dämmwolle	6 MDM-3
Schwerschäum	1 MDM-30 +
Gummifüße für MHT1 HF-10 +	
Dichtband	1 MDM-5
Schrauben	14 MZF-4018 (VE=100)
	8 MZF-8605 (VE=8)
Kabel	3m SPC-125

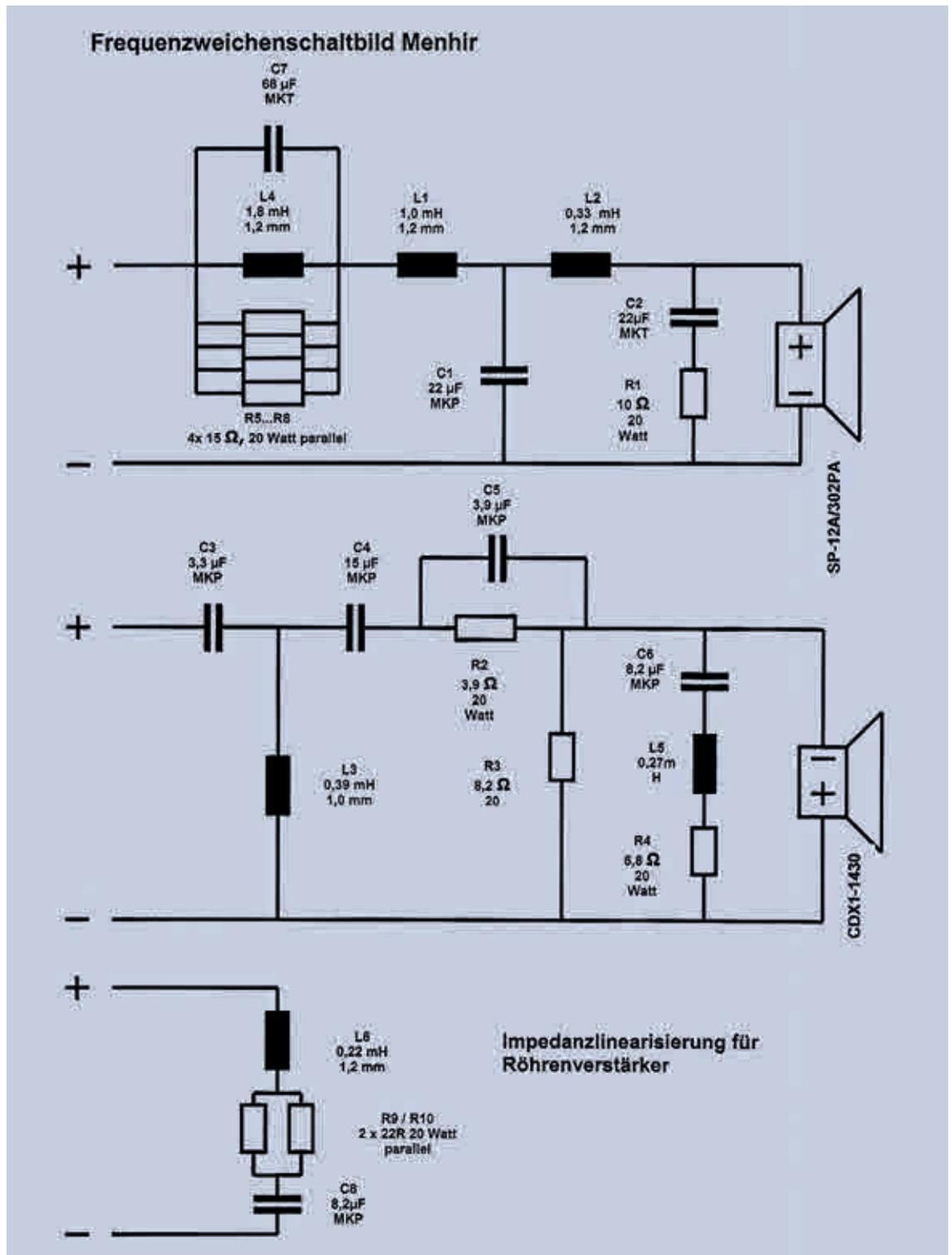
Holz Tieftongehäuse

MDF 19mm		
Seiten	2 Stück	850 x 450 mm
Front-/Rückwand	2 Stück	812 x 330 mm
Boden / Deckel	2 Stück	450 x 330 mm
Verstrebung	1 Stück	40 x 40 x 330 mm
	1 Stück	40 x 40 x 412 mm
Versteifungsschräge	1 Stück	280 x 330 mm

Holz Mittelhochtongehäuse

MDF 15mm		
Boden	1 Stück	242 x 220 mm
Deckel	1 Stück	242 x 142 mm
Seiten	2 Stück	168 x 127 mm
Rückwand	1 Stück	212 x 168 mm

Bild 7: In der Frequenzweiche steckt auch eine Impedanzlinearisierung für Röhrenverstärker.



krofon befand sich in einem Meter Abstand zur Box und auf der Höhe des Hochtorns. Schon bei der ersten Frequenzgangmessung springt ein der weit überdurchschnittliche Wirkungsgrad der Menhir förmlich an. Der mittlere Wirkungsgrad von 92,5 dB/W/m (Bild 8, rote Kurve) macht deutlich, dass die Entwickler ihr Ziel erreicht haben. Anders als der erste Blick auf die wuchtige Box vermuten lässt, ist der Tieftonteil keineswegs überrepräsentiert. Man hat offensichtlich auf maximalen Pegel statt auf maximalen Tiefbass gesetzt. Der Bereich von 800 Hz bis 2 kHz ist leicht überrepräsentiert. Der Impedanzverlauf (blaue Kurve) fällt nicht unter 5,4 Ohm und ist damit völlig unkritisch.

Die Sprungantwort des 2-Weg-Systems könnte kaum besser sein. Der Anstieg von Hochtöner und Tiefmitteltöner findet fast gleichzeitig statt, das lässt auf sehr gutes Impulsverhalten erwarten.

■ Der Klang

Der Name Menhir ist gut gewählt. Wuchtig, massiv, kraftvoll und doch auch fein bearbeitet, verbreitet die Box jegliches Musikmaterial mit einer Kraft und Spritzigkeit, wie es mit weniger Membranfläche einfach kaum möglich ist. Dabei gefällt die Wiedergabe bei moderaten Lautstärken ebenso wie bei echten Live-Pegeln. Der unverzerrt angebotene Dynamikbereich ist beeindruckend. Das üppige Volumen der Box führt

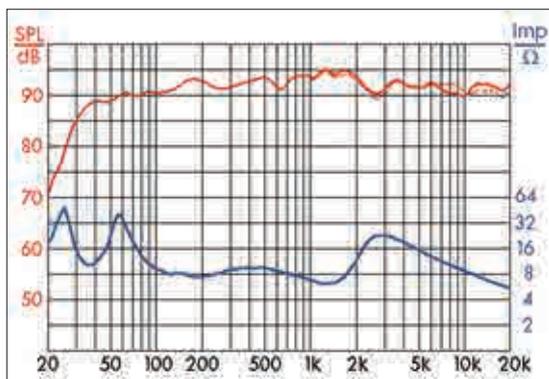
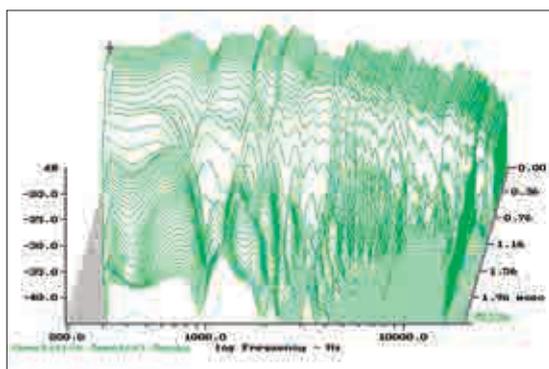
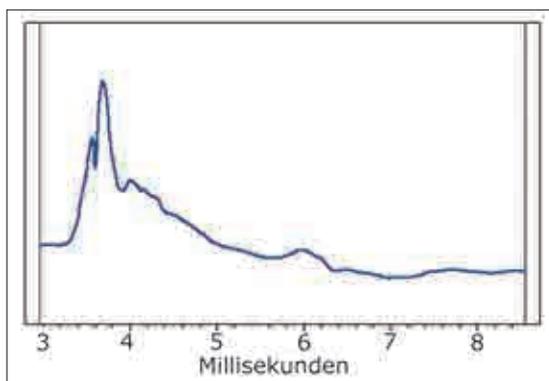


Bild 8: Frequenzgang und Impedanzverlauf.
Bild 9: So sieht eine fast perfekte Sprungantwort aus.
Bild 10: Das Wasserfalldiagramm.



dabei keineswegs zu einer dominanten Basswiedergabe. Der Tieftonbereich wirkt im Gegenteil sehr präzise und geradezu leichtfüßig.

Der extrem hohe Wirkungsgrad macht die Menhir auch zu einem perfekten Spielpartner für Röhrenverstärker jeder Art. Schon mit 10 Watt Leistung erreicht die Box eine Lautstärke, für die man bei durchschnittlichen HiFi-Lautsprechern eher 100 Watt veranschlagen muss. Steht Leistung im dreistelligen Bereich zur Verfügung, sind mit der Menhir auch potenziell Konzert-ähnliche Pegel kein Problem.

Name:	Menhir
Prinzip:	2-Weg-Kombination, Hochtonhorn/ Bassreflexmitteltön
Vertrieb:	Fachhandel
Entwicklung:	Monacor International
Hochtöner:	Celestion CDX1-1430
Tief-/Mitteltöner:	IMG Stage Line SP-12A/302PA
Trennfrequenz:	3,2 kHz
Abmessungen:	37 x 45 x 105 cm ³
Nettovolumen:	110 Liter
Bausatzpreis:	Lautsprecher, Adapter und Horn pro Paar circa 590 Euro

ATS - Horn & Kugelwellenhorn 150

Die Kombination aus **ATS Eckhorn** bestückt mit unserem 15° Treiber **AT389FN**, dem **Oris 150** Kugelwellenhorn bestückt mit dem exzellenten Lowther Breitbandtreiber **PM 2A AT Spezial** und dem Modul **RAS 200 Spez.** ermöglicht eine extrem dynamische und körperliche Wiedergabe über den gesamten Hörbereich.



Um diesen Traumlautsprecher zu verwirklichen, benötigen Sie folgende Komponenten:

PM2A AT Spezial Orishorn 150



Alcomax Magnet 2.1 Tesla
 97 dB Wirkungsgrad
 (auch andere Modelle mgl.)
 Stückpreis von 899,- €



Stückpreis von 498,- €

Bausatz ATS-Eckhorn

Im Bild oben fertig aufgebaut abgebildet. Mit **Tieftontreiber AT389FN** und **Modul RAS 200** auch ideal als Subwoofer einsetzbar.

Holzbausatz zum Stückpreis von 298,- €

AT389FN



38cm Horntriebter
 10cm Schwingspule
 101 dB Wirkungsgrad
 (ohne Horn)

Stückpreis von 229,- €

RAS-200 Spezial



Das Modul RAS-200 Spez. ist geeignet einen perfekten Übergang zwischen dem **Oris 150 / PM2A AT Spezial** und dem **ATS Basshorn** zu gewährleisten

Stückpreis von 335,- €

Acosta 115



Einen hervorragenden Einstieg in eine Klangwelt mit "live" - ähnlicher Dynamik bietet Ihnen die **Acosta 115**.

Holzbausatz mit Außenwandungen aus Birkenmultiplex inkl. Kabel, Terminals und Einschlagmuttern zum

Stückpreis von 199,- €

Unsere Empfehlung:
 Das hervorragende **DX2 AT Spezial** mit *rare earth* Magnet zum
 Stückpreis von 472,- €



Visaton ARIA MHT

VON ROLF HÄHLE

Visaton bietet unter dem Namen ARIA eine ganze Reihe kompakter Lautsprecherboxen an, die nicht für die freie Aufstellung, sondern für einen Platz auf dem Sideboard oder im Regal ausgelegt sind. Die Bestückung variiert von eher preiswert bis edel. Die Aria MHT ist die brandneue Version mit dem Magnetostaten MHT12 im Hochtonbereich und einem Titankonus-Chassis für den Bassteil. Da ist die Kategorie keine Frage: Sehr edel.

Die ARIA MHT ist eine Variante der beliebten kleinen Regalbox ARIA. Statt der Gewebekalotte, die in der ursprünglichen Version verwendet wird, ist die ARIA MHT mit dem hervorragenden Magnetostaten MHT12 ausgerüstet. Da sich die beiden Hochtonchassis in ihrem Übertragungsverhalten sehr deutlich unterscheiden, war bei der Weiterentwicklung der alten Aria auch eine komplette Überarbeitung der Frequenzweiche fällig. Die Klangqualitäten magnetostatischer Lautsprecher stehen seit Jahrzehnten völlig außer Zweifel, eine Sache können sie allerdings nach wie vor nicht besonders gut: Verzerrungsarm große Hübe ausführen. Angesichts der bescheidenen Abmessungen der Schall abstrahlenden Fläche des MHT12 hat sich der Entwickler Thomas Willgerodt bei Visaton für den Bereich um 5 kHz als Trennfrequenz entschieden, um das Chassis nicht über Gebühr zu belasten. Oberhalb von 5 kHz ist der Energieanteil in durchschnittlichem Musikmaterial so gering, das für den Magnetostaten eine unverzerrte und saubere Hochtonwie-

dergabe selbst bei großen Lautstärken problemlos möglich ist.

Um den Konuslautsprecher Ti 100 bis herauf zu 5000 Hz betreiben zu können, musste bei der Frequenzweichenentwicklung ziemlich tief in die Trickkiste gegriffen werden. Die Titan-Membran des Lautsprechers — wie übrigens alle anderen Metallmembrane auch — neigt leider bei höheren Frequenzen dazu, ausgeprägte Resonanzen zu produzieren die sich als unerwünschte Pegelsprünge auswirken. Diese Eigenheit lässt sich aber mit einer entsprechend ausgelegten Frequenzweiche in den Griff kriegen. Wenn das gelingt, hat man mit dem Ti100 einen hochwertigen Tiefmitteltöner, der aufgrund seiner langen Schwingspule einen ungewöhnlich großen Hub ausführen und damit einen Basspegel erzeugen kann, den man ihm wegen seiner geringen Größe kaum zutraut. Um aus dem Brutto nur knapp 7 Liter kleinen Gehäuse möglichst viel Tiefbass heraus zu holen, ist die 2-Weg-Kombination als Bassreflexkonstruktion ausgelegt.

■ Die Bestückung

Im Magnetostat MHT12 arbeitet eine eingespannte dünne Folie als Membran. Auf ihrer Rückseite bildet eine aufgedampfte Leiterbahn das Pendant zur Schwingspule eines konventionellen Lautsprecherchassis mit Konus- oder Kalottenmembran. Den zweiten Teil des Antriebs bilden Neodym-Bor-Magnete im hinteren Teil des Chassis. Da der Lautsprecher magnetisch geschirmt ist, steht auch der Aufstellung in der Nähe eines konventionellen Fernsehers oder Monitors nichts im Weg.

ARIA MHT

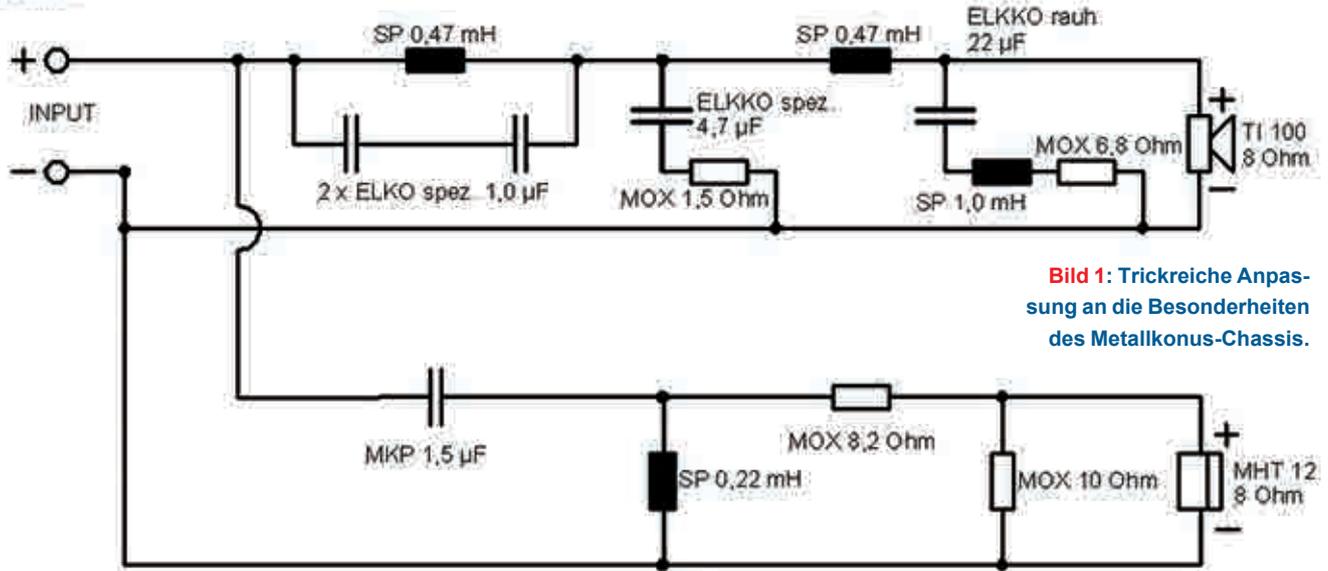


Bild 1: Trickreiche Anpassung an die Besonderheiten des Metallkonus-Chassis.

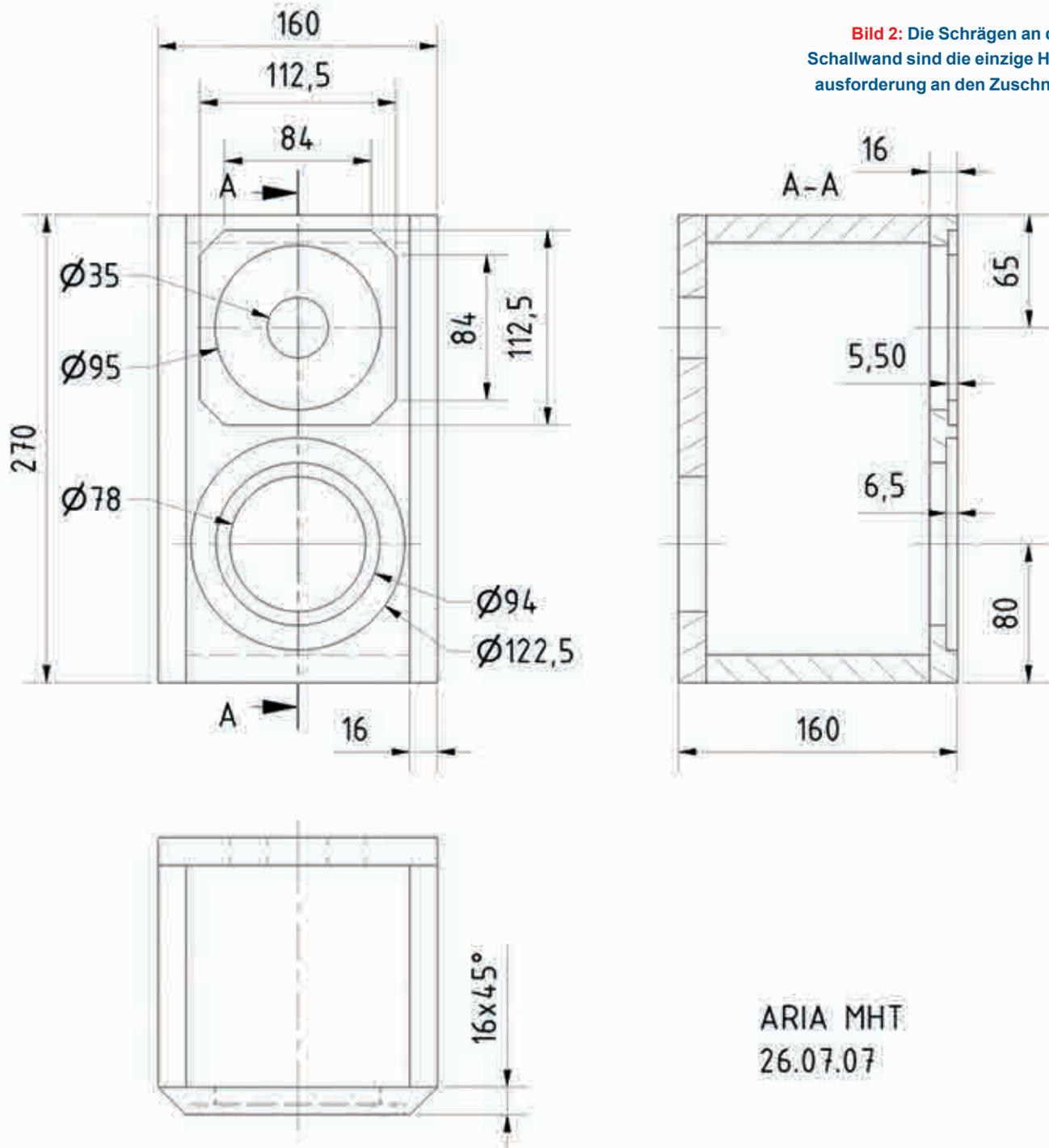


Bild 2: Die Schrägen an der Schallwand sind die einzige Herausforderung an den Zuschnitt.

ARIA MHT
26.07.07

Bild 3: Amplitudenfrequenzgang und Impedanzverlauf.

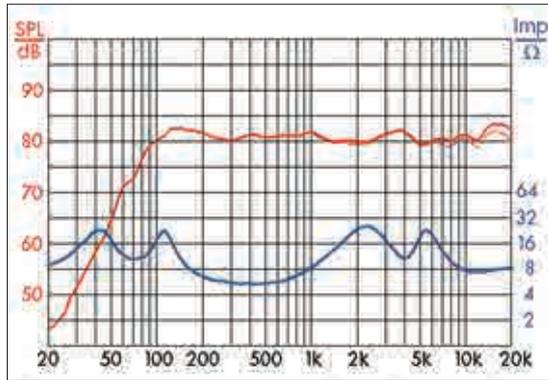


Bild 4: Die Sprungantwort ist ganz nah am theoretischen Ideal.

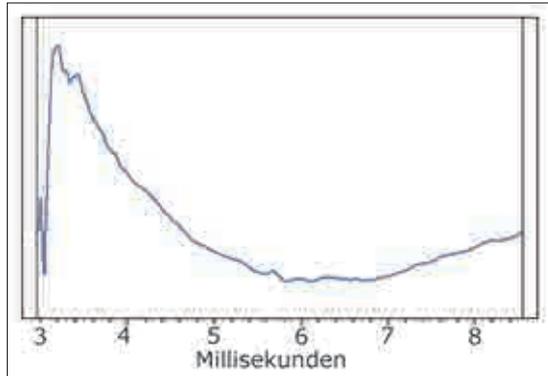
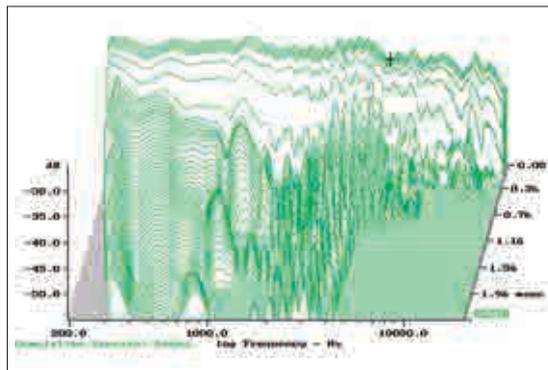


Bild 5: Das Wasserfalldiagramm.



Die Folienfläche ist relativ groß, dadurch liegt die Eigenresonanz des Systems mit etwa 4 kHz eher tief. Entsprechend steilflankige Filter vorausgesetzt, ist laut Visaton der Einsatz bereits ab 4000 Hz möglich.

So einfach sich die Beschreibung des Lautsprecheraufbaus auch anhört, die Produktion von Magnetostaten bringt Probleme mit sich, die man mit anderen Chassis gar nicht hat: Das hinter der Folie eingeschlossene Luftvolumen bewirkt selbst eine Resonanz, die mitten im Übertragungsbereich des Chassis liegt. Da man die natürlich ganz und gar nicht gebrauchen kann, muss man sie durch Dämpfung irgendwie Abschwächen oder ganz Unterdrücken. In der Produktion des Chassis geht das laut Friedmann Hausdorf, dem technischen Leiter von Visaton, nur durch die Methode Versuch und Irrtum. Das Chassis wird demontiert, der Hohlraum hinter der Folie mit einer speziellen Baumwolle gefüllt, alles wieder zusammengebaut und gemessen. Zeigt der Amplitudenfrequenzgang eine Überhöhung, muss mehr Wolle eingebracht werden, andernfalls weniger. Auch mit viel Übung beim Produzenten muss dieses Verfahren häufig fünfmal wiederholt werden, bis der Frequenzgang einwandfrei ist. Zur Optimierung des Messvorgangs hat man sich bei sich Visaton eine

auf das Verfahren abgestimmte Messkammer gebaut, in der sich die Schallpegelmessung ohne störende Umgebungsgeräusche durchführen lässt.

Das Resultat ist eine — bedingt durch die sehr dünne Trägerschicht der Membran — minimale bewegte Masse, die hohe Impulstreue und einen sehr breiten Übertragungsbereich garantiert.

Fast schon unnötig zu erwähnen, dass die gesamte Prozedur nur mit der richtigen Woll-Sorte funktioniert. Schafwolle und Polyesterwatte haben sich als unbrauchbar herausgestellt. Es muss schon Baumwolle sein ...

Der Tiefmitteltöner in der ARIA MHT ist der Ti100, ein dynamischer 10-cm-Lautsprecher mit einem Membrankonus aus Titan. Bedingt durch die Form des Korbes mit großen Öffnungsflächen, der hinterlüfteten Zentrierung und der offenen Schwingspule mit Phase Plug sind die mechanischen Verlusten gering und die mechanische Güte entsprechend hoch. Ein zweiter Magnet sorgt für die magnetische Kompensation. Der Ti 100 ist mit 4,5 mm linearem Hub ideal als Tiefmitteltöner in kleinen Regalboxen.

■ Frequenzweiche

Der Hochtonzweig besteht aus einem klassischen Hochpass mit Serienkapazität (1,5-µF-MKP) und Parallelspele (0,22 mH). Der Spannungsteiler aus den beiden Metalloxidwiderständen senkt den Pegel des MHT12 auf das Niveau des Tiefmitteltöners.

Ganz anders sieht die Tieftonabteilung aus. Ein Filter 3. Ordnung begrenzt den Einsatzbereich des Ti100 nach oben: Die beiden 0,47-mH-Längsinduktivitäten und der 4,7-µF-Elko. Über den 1,4-Ohm-Widerstand in Reihe zum Elko lässt sich im Übernahmehereich die Flankensteilheit gezielt verändern und so die Phasenlage optimieren. Die Reihenschaltung aus 22-µF-Elko/1-mH-Spule und 6,8-Ohm-Widerstand parallel zum Ti100 glättet als Saugkreis eine Resonanz im Bereich um etwa 2 kHz.

■ Kleinkunst

Ein umbautes Nettovolumen mit 3,8 Liter stellt naturgemäß keine besonders hohen Anforderungen hinsichtlich der zu bewegenden Holzmassen. Der Bauplan zeigt eine einfache Konstruktion aus sechs Platten, lediglich die Schallwand ist zwecks Vermeidung von Kantenreflexionen mit 45° abgeschrägt.

Name:	ARIA MHT
Nennbelastbarkeit:	40 Watt
Musikbelastbarkeit:	60 Watt
Prinzip:	2-Weg-Bassreflex
Vertrieb:	Visaton
Entwicklung:	B. Sc. Thomas Willgerodt
Hochtöner:	MHT12 / 8 Ohm
Tief-/Mitteltöner:	Ti 100 / 8 Ohm
Trennfrequenz:	5 kHz
Abmessungen:	16 cm x 16 cm x 27 cm
Nettovolumen:	3,8 Liter
Bausatzpreis:	Chassis für ein Paar ca. 618,- Euro

Für den Bau des Mustergehäuses auf dem Aufmacherfoto hat es sich der Schreiner nicht nehmen lassen, ein paar kleine aber feine Details zu ergänzen. Die Schallwand ist schmaler als in der Zeichnung angegeben und separat lackiert worden. Das endgültige Maß und die Schrägen entstehen durch aufgeleimte Dreikantleisten. Eine umlaufende Schattenfuge an den Gehäusekanten hinter der Schallwand macht die Klebnaht unsichtbar.

■ Messwerte

Der Amplitudenverlauf in Bild 3 ist bei einer zugeführten elektrischen Leistung von einem Watt gemessen. Der mittlere Schalldruckpegel der sich hierbei einstellt, liegt naturgemäß nicht besonders hoch. Mit knapp 81 dB SPL und einer Nennbelastbarkeit von 40 W sind mit der Aria durchaus auch höhere Pegel möglich.

Die Sprungantwort in Bild 4 ist nahezu perfekt.

■ Klangeindruck

Die ARIA zeichnet sich auf Anhieb im Mitteltonbereich durch eine beispielhafte Präsenz und eine ungemein klare Stimmwiedergabe aus. In Verbindung mit den seidenweichen Höhen des Magnetostaten, drängt sich für diese Kombination die Bezeichnung Sanfte Schmeichlerin geradezu auf. Absolut bemerkenswert sind die erreichbaren Lautstärkepegel: Die mögliche Auslenkung des Ti100 ist beeindruckend. Obwohl die ARIA MHT bei der Aufstellung im Regal einen kräftigen Tiefton aufweist, ist ein aktiver Subwoofer für den tiefen Bassbereich eine sinnvolle Ergänzung.

Stückliste ARIA MHT

Bauteile für eine Box

Hochtöner	MHT12 / 8 Ohm, 1 Stück
Tiefmitteltöner	Ti 100 / 8 Ohm, 1 Stück
Frequenzweiche	ARIA MHT
Bassreflexrohr	BR 6.8 (volle Länge), 1 Stück
Anschlussklemme	ST 77, 1 Stück
Dämpfungsmaterial	Polyesterwolle $\frac{1}{4}$ Beutel
Holzschrauben	3,5 x 19 mm, 8 Stück
Senkkopfschrauben	3,5 x 25 mm, 4 Stück
Kabel	2 x 1,5 mm ² , 0,75 m

Zuschnitt für eine Box

Teile	Maße (mm)	Anzahl
Material: 16 mm Spanplatte oder MDF		
Front / Rückwand	270 x 160	2
Seiten	270 x 128	2
Deckel / Boden	128 x 128	2



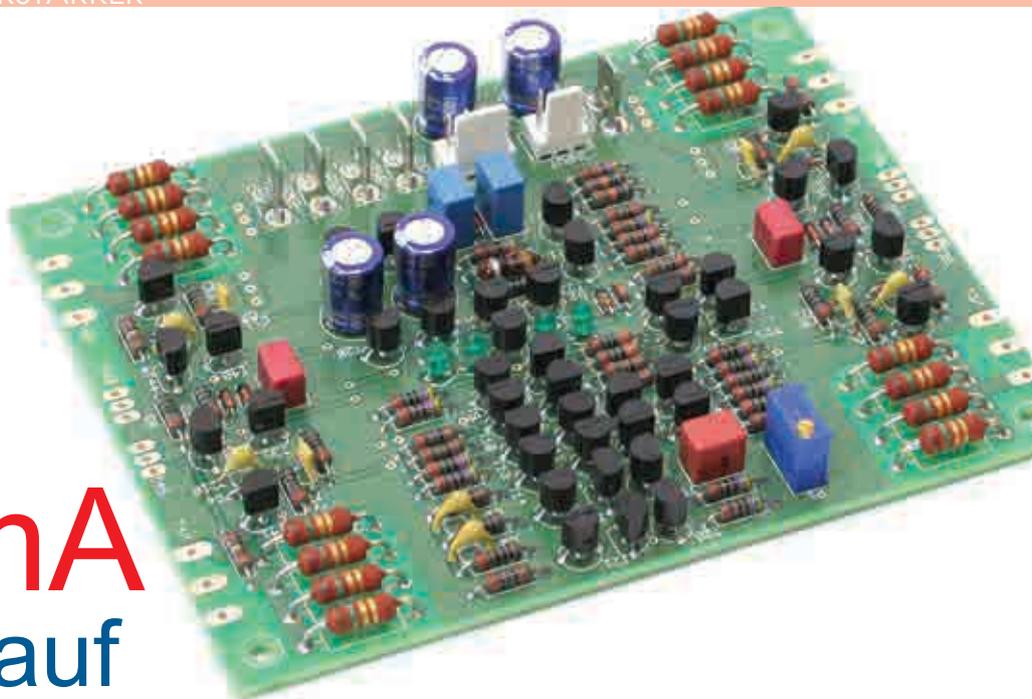
Bild 6: Der Magnetostat MHT12.

Bild 7: Klein, aber sehr hoch belastbar, Visatons Tiefmitteltöner Ti100.



Bild 8: Sauberer Abschluss: Dreikantleisten begrenzen die Schallwandseiten.

Bild 9: Die De Luxe Version: Multiplex auf Gehrung gearbeitet und furniert.



ExtremA

Klasse-A auf höchstem Niveau

VON BRUNO PUTZEYS UND SANDER SASSEN

Halbleiterverstärker gibt es in zwar in verschiedenen Grundausführungen, der größte Teil fällt aber in die Kategorie Klasse AB, was bedeutet, dass der Verstärker bei höheren Leistungen in Klasse B arbeitet. Die hier vorgestellte Version ist nicht nur in der Lage 100 W im Klasse-A-Betrieb zu liefern, sondern bietet bei fast vernachlässigbar geringen Verzerrungen eine ausgesprochen große nutzbare Bandbreite.

Gerade bei Musikliebhabern sind Klasse-A-Verstärker schon wegen der wesentlich geringeren Verzerrungen beliebt, als sie mit Klasse-AB-Verstärkern möglich sind. Bauvorschläge für kompromisslose Klasse-A-Verstärker sind allerdings dünn gesät. Es stellt sich die Frage, ob ein Bedarf an derartigen Verstärkern besteht, zwischen all den gut klingenden sich aber nicht so gut messenden Verstärkern, die man in den letzten Jahren hat Revue passieren lassen. Die diversen Kritiken in den einschlägigen Fachzeitschriften lassen vermuten, dass all diese Verstärker einen eigenen Charakter haben, der unter anderem auf das Klirrspektrum zurückzuführen ist. Kurzum, höchste Zeit, um einen eigenen Entwurf eines Verstärkers mit guten Mess-

werten, aber ohne eigenen Klangcharakter vorzustellen, der genau das macht, was ein Verstärker machen soll: Verstärken, ohne dem Wiedergabesignal etwas hinzuzufügen.

■ Klasse-A oder B?

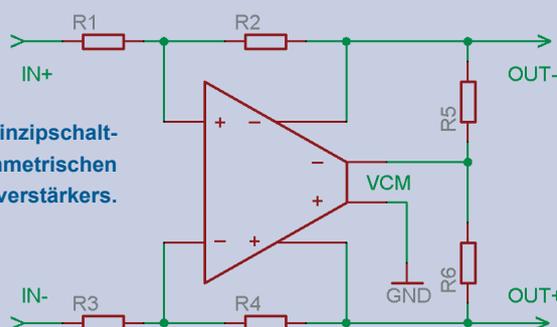
Durch die Bank gibt es nur zwei Ruhestromeinstellungen in Transistorverstärkern, die ausreichend geringe Verzerrungen erwarten lassen. Die Erste ist ein optimierter Klasse-B-Betrieb in dem der Ruhestrom exakt so gewählt wird, dass die Endtransistoren ohne Eingangssignal gerade soweit leiten, dass die Übernahmeverzerrungen minimal sind. Bei geeigneter Einstellung des Ruhestroms bleiben der Ausgangswiderstand und die Verstärkung nahezu konstant. Nach diesem Prinzip arbeiten die meisten so genannten Klasse-AB-Verstärker.

Die andere Variante ist die Klasse-A-Einstellung, in der die Endtransistoren weiter aufgesteuert sind und – abhängig vom Schaltungsprinzip – in den Klasse-B-Betrieb übergehen, wenn der zu liefernde Emitterstrom größer als der Ruhestrom wird. Eine solche Ruhestromeinstellung liefert bessere Resultate während des Klasse-A-Betriebs, aber wesentlich schlechtere im Klasse-B-Modus. Für diese Schaltung ist aus drei Gründen die Entscheidung für den Klasse-A-Betrieb gefallen:

Zum einen kann man bei einer optimal ausgelegten Klasse-B-Endstufe nicht davon ausgehen, dass der einmal eingestellte optimale Arbeitspunkt auch immer eingehalten wird. Schnelle Temperaturänderungen der Ausgangstransistoren, verursacht etwa durch stark variierende dynamische Belastung, verursachen hier Probleme. Die Folgen hiervon lassen sich nicht unmittelbar durch die Messung der gesamten harmonischen Verzerrungen sichtbar machen, eine Messung der Intermodulationsverzerrungen

78

Bild 1: Das Prinzipschaltbild eines symmetrischen Operationsverstärkers.



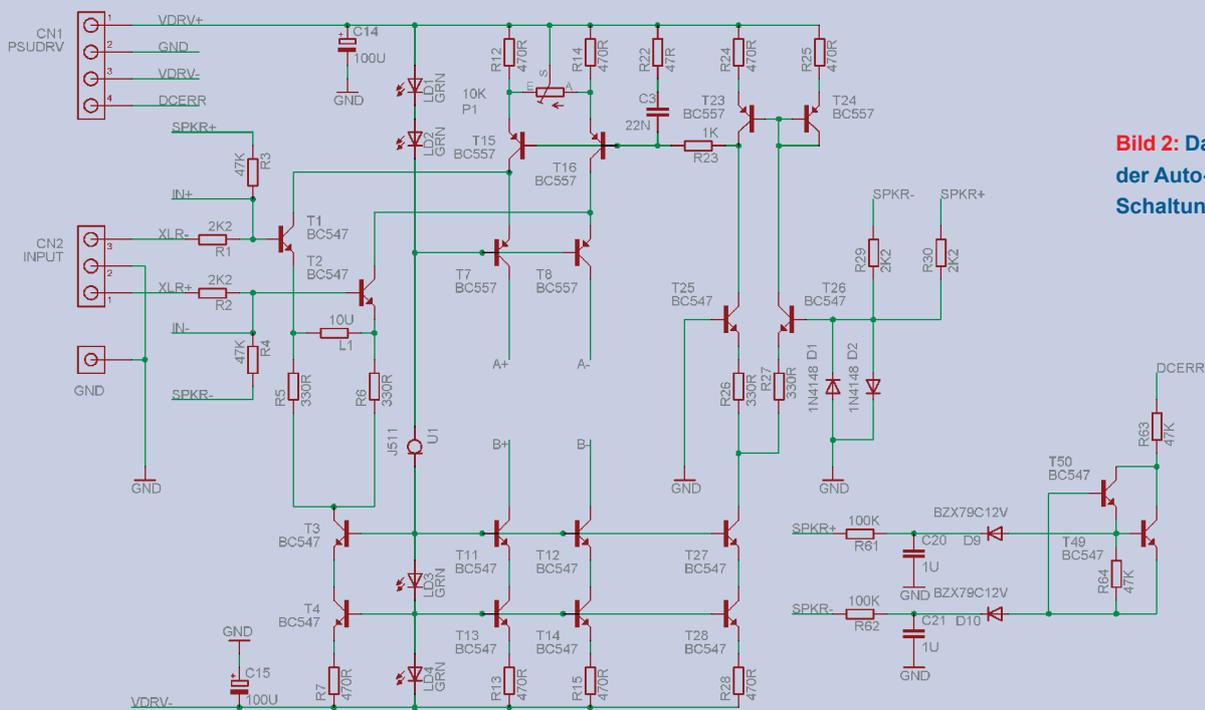
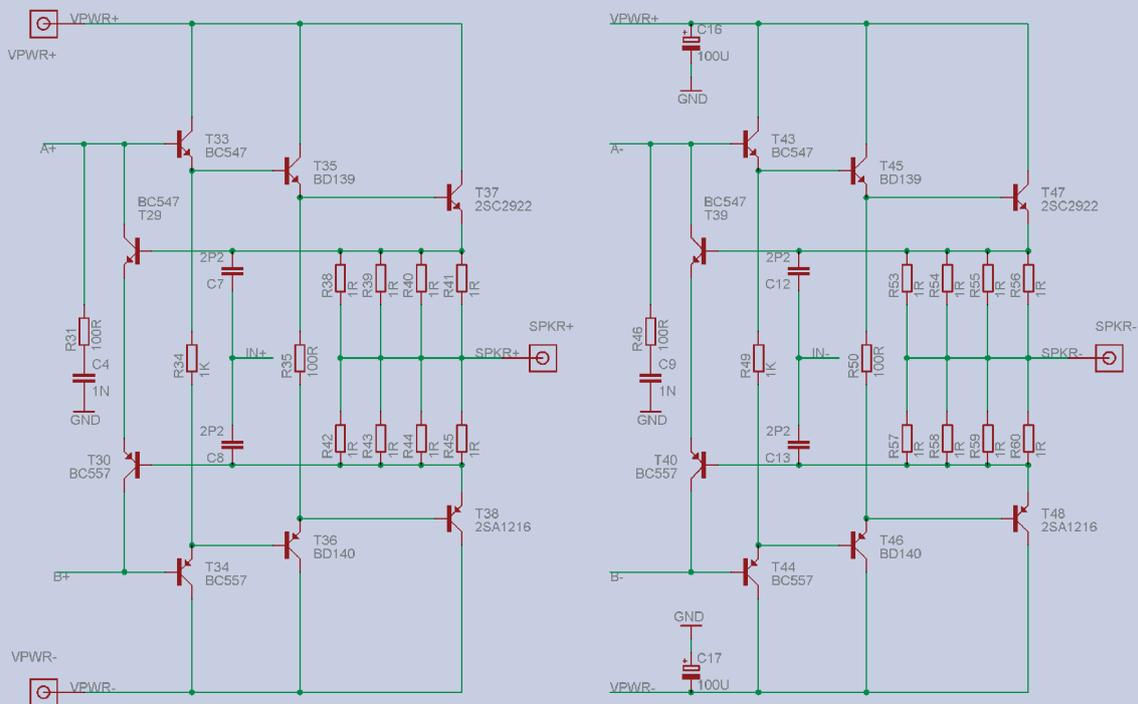


Bild 2: Das Schaltbild der Auto-Bias-Schaltung.



wird aber deren Ansteigen sichtbar machen.

Zweitens mögen die Verzerrungen einer optimalen Klasse-B-Endstufe zwar gering sein, sie bestehen aber hauptsächlich aus höheren Harmonischen.

Drittens ist eine in Klasse A eingestellte Endstufe wesentlich unempfindlicher gegenüber Verzerrungen, die durch magnetische Kopplung von Strömen aus der Endstufe in die Eingangsstufe entstehen. Das macht die ganze Sache nicht zuletzt nachbausicherer.

■ Transistoren

Der Entwurf dieses Verstärkers basiert auf einfachen Transistortypen wie dem BC550C und den BC547C/557C-Paaren. Warum haben wir hier nicht Japanische Transistoren wie etwa den Typ 2SA970 eingesetzt? Diese Transistoren unterscheiden sich in erster Linie durch die Kombination aus geringem

Rauschen, hoher zulässiger Kollektorspannung und sehr konstantem h_{fe} . Keine dieser Eigenschaften ist hier wirklich wichtig. In jedem guten Schaltungsentwurf wird das Rauschen hauptsächlich durch den Rauschbeitrag der Eingangstransistoren und des Gegenkopplungsnetzwerks festgelegt. Eine hohe Kollektorspannung ist auch nicht erforderlich, da die Versorgungsspannung niedrig ist und die Endstufe als Brückenschaltung ausgelegt ist. Dadurch kommt man mit 60-V-Transistoren bestens klar. Die Schaltung reagiert wenig kritisch auf die h_{fe} -Werte der verwendeten Transistoren, lediglich in der Eingangsstufe ist es sinnvoll, gepaarte Exemplare einsetzen.

Zur Ansteuerung der Endstufe sind klassische BD139/BD140 eingesetzt. Für diese Anwendung sind diese Transistoren geradezu unschlagbar. Lediglich in der Endstufe selbst sind hinsichtlich der gewünschten oberen Grenzfrequenz und der ange-

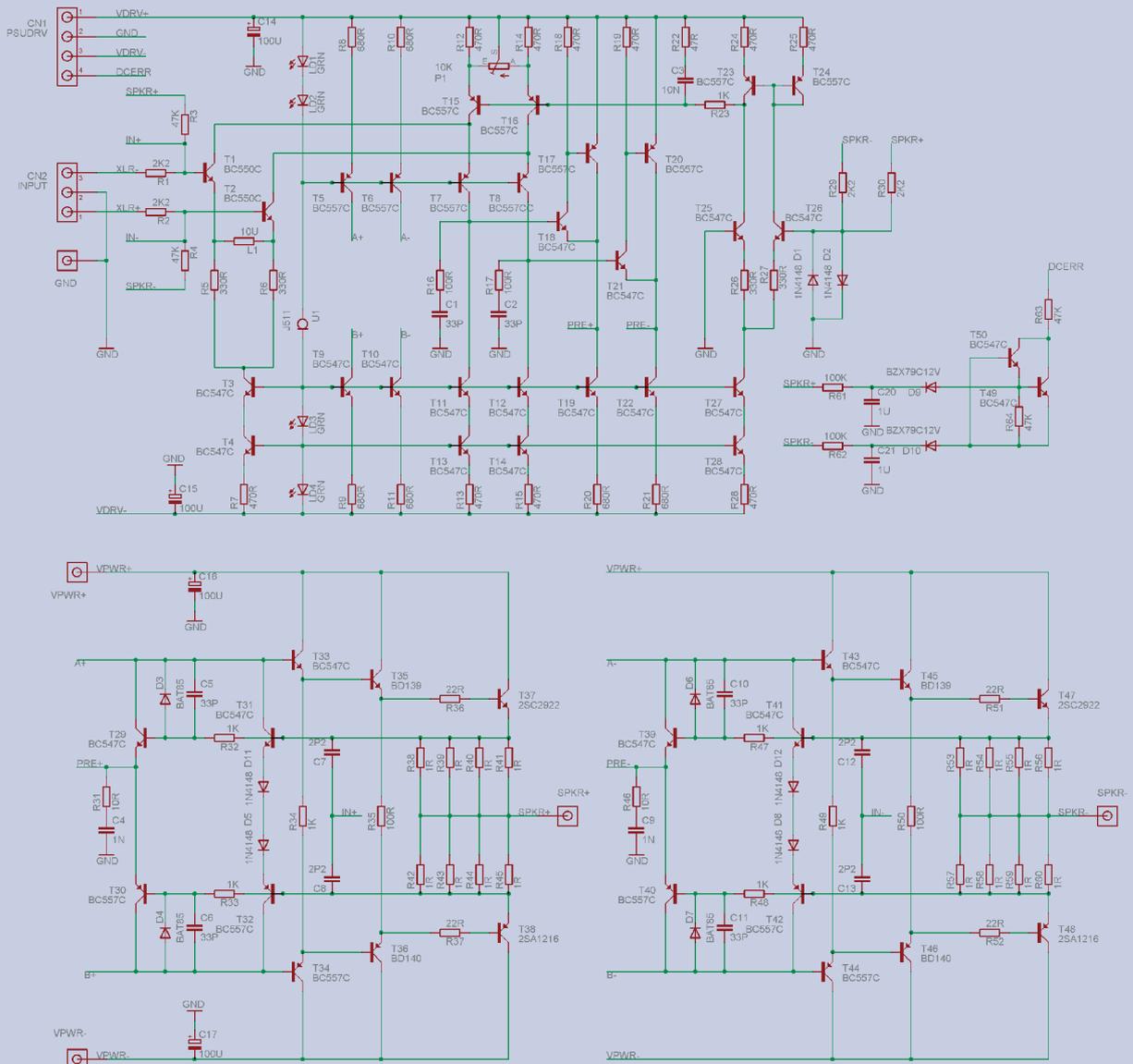


Bild 3: So sieht die endgültige Schaltung aus. streben Verlustleistung etwas exotischere Transistoren eingesetzt: Die Ring-Emitter-Transistoren 2SC2922/2SA1216 von Sanken.

Kurz und gut, auch mit üblichen Transistoren ist ein Verstärker zu realisieren, der höchsten Ansprüchen genügt und ausreichend Leistung bietet.

■ Grundsätzliches

Der gesamte Verstärker sollte DC-gekoppelt und symmetrisch aufgebaut sein. Er verstärkt dann nicht die Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Masse, sondern die Spannungsdifferenz zwischen zwei Eingängen, man spricht in diesem Fall auch von einem Differenzeingang. Da die Masse (Erde) kein Bezugspotential mehr darstellt, ist der ganze Verstärker sehr unempfindlich gegen Brummschleifen.

Eine Regelung der Gleichtaktspannung (Common mode) an den Ausgängen ist zwar nicht unbedingt erforderlich, im Entwurf aber vorgesehen. Grundsätzlich ist es nicht nötig die beiden Ausgänge zu symmetrieren, da es hier nur auf die Differenzspannung ankommt. Wenn man aber die Aussteuerbarkeit beider Ausgänge maximal ausnutzen will, kommt man um die Symmetrierung nicht herum. Das Gleichtaktsignal am Ausgang wird daher hier auf Null geregelt.

Durch den vollständig symmetrischen Aufbau hat der Verstärker einen Differenzausgang in Form von zwei identischen Endstufen, die in Brücke geschaltet sind. Angenehme Nebenwirkung dieses Aufbaus ist die Tatsache, dass für eine gewünschte Ausgangsleistung eine nur noch halb so hohe Versorgungsspannung erforderlich ist, was natürlich die Auswahl der Endtransistoren vereinfacht. Dass sich die Verlustleistung der Endstufe auf vier statt auf zwei Transistoren verteilt, ist ein zusätzlicher Pluspunkt.

Die Wahl eines vollständig DC-gekoppelten Entwurfs verhindert von vorneherein, dass sich Koppelkondensatoren klanglich unangenehm bemerkbar machen: Es sind keine da!

■ Entwurf

Der endgültige Entwurf ist in eine Vorstufe und zwei identische Endstufen aufgeteilt. Diese Zweiteilung ist das Resultat aus dem ersten Versuch, bei dem die Endstufe direkt an den hochohmigen Ausgangspunkt der Kaskoden-Schaltung der Steuerstufe gekoppelt war. Hierbei waren die Ergebnisse so stark von der Linearität der Endtransistoren abhängig, dass er zugunsten einer getrennten Ausführung von Vor- und Endstufe (mit lokaler Gegenkopplung) schnell ad acta gelegt wurde. Aber bevor wir zu sehr

ins Detail gehen, sollten wir erst die einfacheren Dinge näher betrachten.

■ Autobias Schaltung

Die beiden Transistoren T1 und T2 bilden das Eingangspaar für die Differenzstufe. Die Widerstände R5 und R6 linearisieren die Stromsteuerung und legen den exakten Wert dafür fest.

Zusammen mit den Kompensationskondensatoren C4/C9 wird so die Unity-gain Frequenz festgelegt. L1 sorgt für eine Verbesserung der Transkonduktanz bei niedrigen Frequenzen (im Bereich des Unity-gain Punktes) um etwa 10 dB. So entsteht eine Übertragungsfunktion zweiter Ordnung.

Die zweite Stufe ist eine Kaskode rund um T7 und T8. An den Emitter-Anschlüssen werden die Kollektorströme des Eingangstransistorpaares zu den Ausgangsströmen des Gleichtaktverstärkers addiert. Die Kompensationsnetze rund um C4 und C9 runden als triviale Transimpedanzstufe die Vorstufe ab. Die Ausgangsimpedanz ist sehr hoch, etwa einige Mega-Ohm parallel zu C4/C9.

Mit der Stromeinstellung der Kaskode wird gleichzeitig die Endstufe eingestellt. Die Endstufe ist eine selbstregelnde Klasse-A-Stufe, an der nichts abgeglichen werden muss. Die Transistoren T29/T30 sorgen über die Treibertransistoren dafür, dass die Spannung zwischen den Emitttern von T37 und T38 der Höhe von zwei Basis-/Emitterübergangsspannungen (etwa 1,3 V) entspricht. Die Spannung liegt dadurch fest, der Strom durch die Endstufe ergibt sich also zwangsläufig direkt aus dem Widerstandswert der Emitterwiderstände.

Eine Besonderheit dieser Schaltung besteht darin, dass bei Vollaussteuerung der Ausgangsstrom zweimal so groß wie der Ruhestrom wird. Der Spannungsabfall über dem gegenüber liegenden Emitterwiderstand geht dann auf Null zurück. Negativ kann er nicht werden, da der zugehörige Transistor bereits stromlos geworden ist. Durch diesen Mechanismus hat die Schaltung quasi eine eingebaute Überstrombegrenzung, die wirksam wird, wenn die Schaltung den Klasse-A-Arbeitsbereich verlässt. Ob das jetzt eine besonders elegante Methode ist, sei mal dahin gestellt, aber letztendlich ist Clipping deutlich unangenehmer als Klasse-AB-Übernahmeverzerrungen. Effektiv ist die Schutzmaßnahme allemal ...

Wie eingangs bereits erwähnt, ist diese Schaltungsversion noch nicht vollständig zufrieden stellend: Unter anderem sind die Verzerrungen noch nicht niedrig genug, um das Konzept so weiter zu verfolgen. Das größte Problem ist die Tatsache, dass die Endstufe eine zu große Belastung für die hochohmige Steuerstufe darstellt. Die Linearität der gesamten Schaltung hängt dann stark von der Linearität der Stromverstärkung in der Endstufe ab. Insgesamt hängt diese elegante Schaltung bei Verzerrungen von etwa 0,003% fest.

■ Lokale Gegenkopplung

Zur weiteren Verringerung der Verzerrungen gibt es verschiedene Methoden.

Zunächst muss die Steuerstufe eine wesentlich

niedrigere Ausgangsimpedanz erhalten. An zweiter Stelle erscheint es sinnvoll, die Regelschleife um T29/T30 auch zur Spannungsrückkopplung zu nutzen.

Wenn wir die Steuerstufe mit einem Buffer versehen und das Signal an den gemeinsamen Emitter der beiden Transistoren leiten, schlagen wir zwei Fliegen mit einer Klappe.

Die Kombinationen T17 / T18 und T20 / T21 sind als komplementäres Transistorpaar geschaltet und bilden den Puffer der Steuerstufe. Da diese nun über zwei Spannungsausgänge verfügt, gibt es auch vier Stromquellen (T5, T6, T9 und T10) für die Einstellung von T29/T30/T39/T40.

Die Schleifenübertragungsfunktion der Rückkopplung über die Endstufe wird durch R32/R33 und C5/C6 festgelegt. Die gegebenen Werte sind dank der sehr schnellen Endtransistoren für eine Übergangsfrequenz von 4,8 MHz ausgelegt.

Vielleicht wäre sogar eine noch höhere Frequenz möglich gewesen, doch die Phasen drehenden Eigenschaften der restlichen Schleifenelemente setzen in diesem Falle Grenzen.

Bei näherer Betrachtung ist der Verstärker nun zum Übergang in den Klasse-B-Betrieb in der Lage. Wo bei der vorhergehenden Schaltung T29 und T30 den Einstellstrom zusammen festlegten, ist nun eine Aussteuerung der Endstufe möglich, die mehr als dem zweifachen Wert des Einstellstroms entspricht.

Die Steuerstufe liefert nämlich Strom an ihre Emitter, so dass die innere Strombegrenzung nun nicht mehr funktioniert. Wie schon erwähnt, ist dies kein großes Problem, da die entsprechende Verzerrung geringer ist als das Klippen des Verstärkers an der Versorgungsspannungsgrenze. Dafür ist die Übernahmeverzerrung bei dieser Schaltung bedeutend schlechter als diejenige einer für den Klasse-B-Betrieb entworfenen Endstufe.

Da beide Endtransistoren über eine eigene Regelschleife in Verbindung mit den recht hohen Emitterwiderständen verfügen, verläuft der Übergang vom Klasse-A-Betrieb zum Klasse-B-Betrieb besonders abrupt.

81

Das Netzteil versorgt beide Stereokanäle.



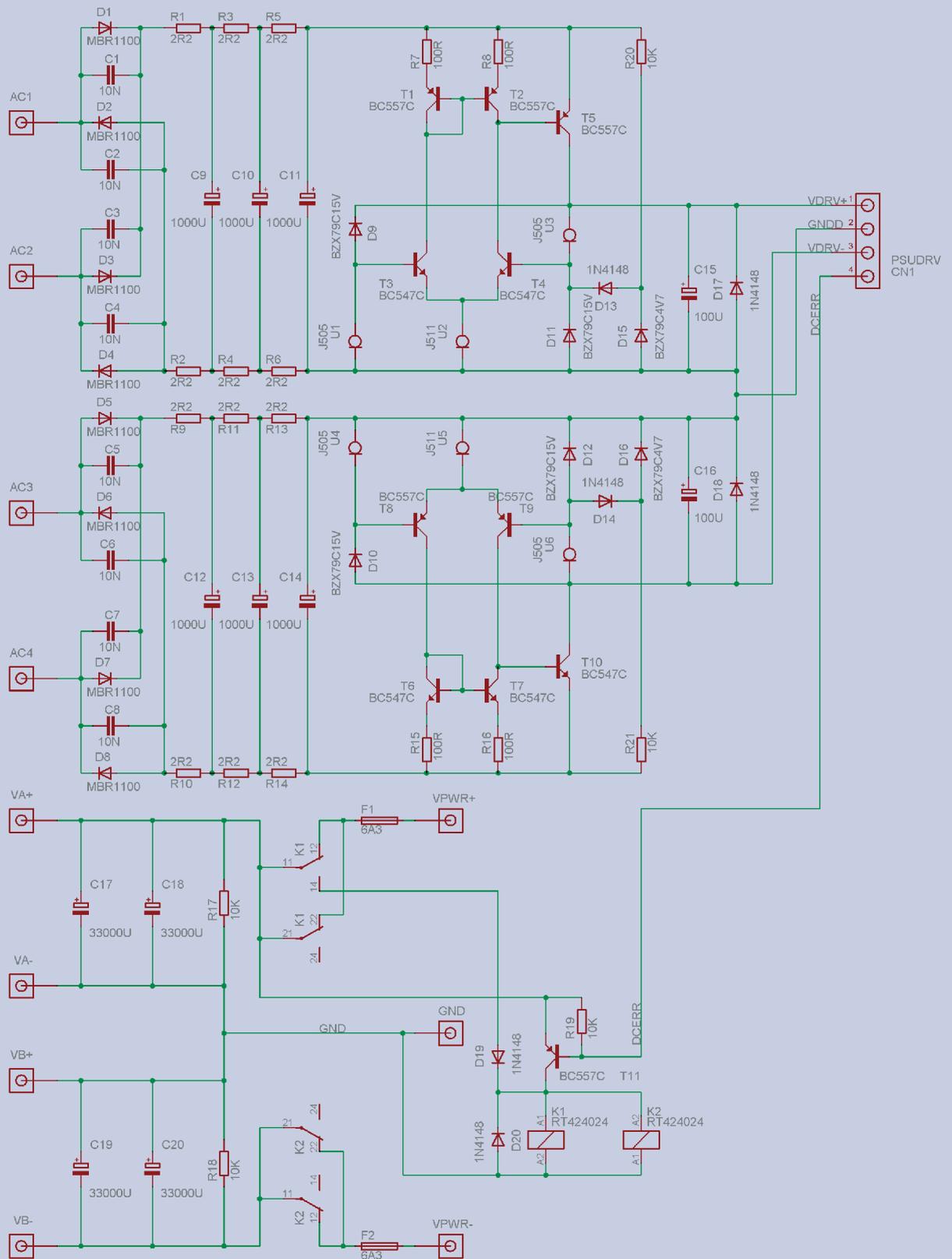


Bild 4: Das Netzteil versorgt Vor- und Endstufe.

Bei diesem Verstärker darf daher am Ruhestrom nicht gespart werden. Der Klasse-B-Betrieb ist wirklich nur als Headroom zu betrachten.

Da der Ausgangsstrom jedoch nicht mehr automatisch begrenzt wird, ist eine Sicherung gegen zu hohe Ströme erforderlich. Die Transistoren T31/ T32/ D5/ und D11 sorgen dafür, dass die Spannung über den Emitterwiderständen niemals größer als etwa 2,5 V werden kann. Damit erreicht der maximal lieferbare Strom etwa das Vierfache des Einstellstroms. Bei weiterer Erhöhung des Stroms clippt der Verstärker. Auch eine Gleichspannungssicherung fehlt bei die-

ser Schaltung nicht. Sie kommt ins Spiel, wenn am Ausgang des Verstärkers plötzlich eine überhöhte Gleichspannung auftritt und funktioniert mit den Transistoren T49 und T50 sowie zwei Relais, die sich bei Aktivierung der Sicherung um das schnelle Abschalten der Versorgungsspannung kümmern. Diese Methode ist auf jeden Fall sicherer als die Variante, bei welcher sich das Relais in Serie mit dem Verstärkerausgang befindet. Wenn sich hier das Relais öffnet, fließt noch ein Strom durch die induktive Belastung, der zu einer Funkenbrücke und zum Verschweißen der Relaiskontakte führen kann.

Durch die Aufnahme des Relais in den Versorgungskreis wird das Entstehen von Funkenbrücken an den Relaiskontakten vermieden, da hier Entkopplungskondensatoren für eine Trennung von der Endstufe und von den Bufferelkos sorgen.

■ Rückkopplungsnetzwerk

Ein symmetrischer Opamp wird immer invertierend verwendet. Anders ausgedrückt: Die Eingangsstufe des Verstärkers bildet einen sogenannten virtuellen Kurzschluss. Die Eingangsimpedanz wird somit durch das Rückkopplungsnetzwerk bestimmt. Damit die Widerstände im Rückkopplungsnetzwerk nicht zu stark rauschen, wählen wir ihre Werte so niedrig wie möglich. Leider sind viele HiFi-Vorverstärker nicht in der Lage, niedrige Impedanzen anzusteuern, ohne merklich zu verzerren. Darum haben wir auch bei einem Wert in der Nähe von 10 kOhm aufgehört. Leider wird dann das Rauschen der Rückkopplungswiderstände zu groß; das Signal-Rauschverhältnis des Verstärkers wird dann nur durch diese Widerstände bestimmt.

Mit solch einem Rückkopplungsnetzwerk treten auch Probleme bei der Schleifenverstärkung und der Leistung des Verstärkers auf. Darum wurde als Kompromiss ein Widerstandverhältnis von 2k2 / 47 k gewählt, doch diese Werte können natürlich noch weiter verringert werden, wenn das Verhältnis der Widerstände gleich bleibt. Durch eine zu niedrige Eingangsimpedanz kann der Verstärker allerdings nicht an jedem beliebigen Vorverstärker angeschlossen werden. Wir sollten daher einen Vorverstärker entwickeln, der mit solch einer niedrigen Impedanz klar kommt.

■ Netzteil

Die Spannungsabschwächung der Vorstufe ist etwa 4 V geringer als die verfügbare Versorgungsspannung. Aus diesem Grunde sollte die Vorstufe besser nicht aus demselben Netzteil wie die Endstufe gespeist werden. Andernfalls wäre der Wirkungsgrad wirklich sehr schwach, vor allem wegen des hohen Ruhestroms der Endstufe. Nicht zuletzt auch zur Unterdrückung der noch relativ hohen Welligkeit des Netzteils erhält die Vorstufe ihre eigene, stabilisierte Versorgungsspannung von +/-30 V. Die Endstufe wird durch eine unstabilierte Spannung von +/-30 V versorgt. Die kaskodierten Stromquellen und der Folded-Cascode-Aufbau der Vorstufe garantieren eine hervorragende Unterdrückung von Störungen aus der Versorgung (PSRR = power supply rejection ratio), so dass ihr Klang von dieser nicht beeinträchtigt wird. Da es sich hier um einen Referenzverstärker handelt, wurde der Vorverstärker zur Vermeidung eventueller Risiken mit einem stabilen und im Gegensatz zum Rest diskret aufgebauten Netzteil ausgestattet. Das stabilisierte Netzteil ist als Transconductance-Verstärker geschaltet.

Der Entkopplungskondensator über dem Ausgang bildet automatisch die Kompensationskapazität, und zwar so, dass diese Regelschleife ab einigen µF am Ausgang auf jeden Fall stabil ist.

Die Ausgangsimpedanz ist mit 20-Milli-Ohm nicht

Stückliste Extrema Verstärker

Widerstände

R1/R2/R29/R30 (4) = 2k2
R3/R4 (2) = 47 kΩ
R5/R6/R26/R27 (4) = 330 Ω
R7/R12...R15/R18/R19/R24/R25/R28 (10) = 470 Ω
R8...R11/R20/R21 (6) = 680 Ω
R16/R17/R35/R50 (4) = 100 Ω
R31/R46 (2) = 10 Ω
R22 (1) = 47 Ω
R23/R32...R34/R47...R49 (7) = 1 kΩ
R36/R37/R51/R52 (4) = 22 Ω
R61/R62 (2) = 100 kΩ
R63/R64 (2) = 47 kΩ
R38...R45/R53...R60 (16) = 1 Ω/2 W/MOX
P1 (1) = 10 kΩ (Mehrgang)
L1 (1) = 10 µH

Kondensatoren

C1/C2/C5/C6/C10/C11 (6) = 33 pF
C3 (1) = 10 nF PP
C4/C9 (2) = 1 nF PP
C7/C8/C12/C13 (4) = 2,2 pF
C14/C15/C16/C17 (4) = 100 µF/50 V
C20/C21 (2) = 1 µF/63 V MKT

Dioden

D1/D2/D5/D8/D11/D12 (6) = 1N4148
D3/D4/D6/D7 (4) = BAT85
LD1...LD4 (4) = LED, grün
D9/D10 (2) = BZX79C, 12 V (Z-Diode, 12 V)

Transistoren

T1/T2 (2) = BC550C (h_{fe} gepaart)
T3/T4/T9...T14/T18/T19/T21/T22/T25...T29/T31/
T33/T39/T41/T43/T49/T50 (24) = BC547C
T5...T8/T15...T17/T20/T23/T24/T30/T32/T34/T40/
T42/T44 (16) = BC557C
T35/T45 (2) = BD139-16
T36/T46 (2) = BD140-16
T37/T47 (2) = 2SC2922
T38/T48 (2) = 2SA1216

Verbinder

Faston Printconnector 5x
4-polig 2,54-mm-Raster, 1x
3-polig 2,54-mm-Raster, 1x

Messergebnisse

Bild 5 zeigt den THD+N-Verlauf bei 1 kHz und 6 kHz. Die Messbandbreite ist mit dem Wissen auf 20 kHz beschränkt, das lediglich die dritte Harmonische wesentlich zu den gesamten Verzerrungen beiträgt. Es ist deutlich zu sehen, dass das Rauschen, etwa 30 V unbewertet, den größten Teil ausmacht. Ab einer Leistung von 30 W werden die Verzerrungen größer als der Rauschanteil, deutlicher zu sehen bei Ansteuerung mit 6 kHz. Die StromEinstellung des Verstärkers war für eine Leistung von 80 W an 8-Ohm-Last berechnet, bei den Messungen hat sich aber gezeigt, dass der verwendete Trafo nicht genügend Spannung liefert. Daher läuft der Verstärker bei 60 W Ausgangsleistung gegen die Versorgungsspannungsgrenzen.

Bild 6 zeigt den Verlauf von THD und THD+N bei 40 W und 20 W. Die Messbandbreite ist hier auf 80 kHz eingestellt. Die beiden oberen Kurven zeigen deutlich, dass durch die höhere Messbandbreite das Rauschen den Verzerrungsanteil komplett verdeckt. Um die Verzerrungsanteile unterhalb des Rauschteppichs sichtbar zu machen, haben wir eine Funktion des Audio Precision-Messgeräts verwendet, die ein Bandpassfilter im Bereich um die Harmonischen benutzt. So kann man – auf den Pegel bezogen – noch ein Stück weiter sehen. Die blaue Kurve steht für 40 Watt, die grüne für 20 W.

In Bild 7 sind die Verzerrungsanteile bei 40 W/1 kHz zu sehen. Die zweite Harmonische entsteht durch Verwendung ungepaarter Transistoren. Hier lässt sich ein Klirrwert von 0,00008% (entsprechend -122 dB) ablesen. Bei Klasse-A-Verstärkern gilt die Regel, dass die 2. Harmonische zweimal so schnell fällt, wie das Signalniveau, die 3. Harmonische dreimal und so weiter. Die Verzerrungen bei 1 Watt lassen sich so abschätzen und sollten irgendwo bei 0,000002% (-154 dB) liegen. Das sind Werte, die sich ohne Tricks nicht mehr messen lassen.

In Bild 8 kann man den Verlauf der Ausgangsimpedanz über der Frequenz ablesen.

Bild 5: THD+N über der Ausgangsleistung bei 1 kHz und 6 kHz.

Bild 6: THD+N und THD über der Frequenz bei 40 W. Bild 7: Klirrkomponenten bei 40 W/1 kHz.

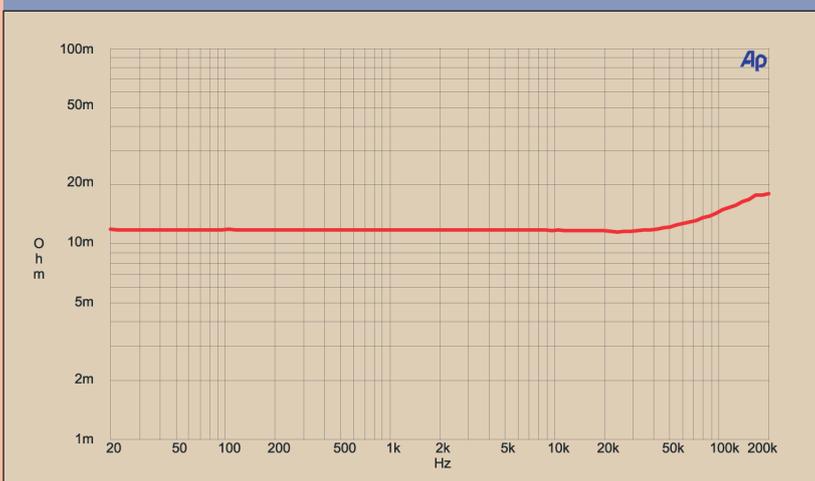
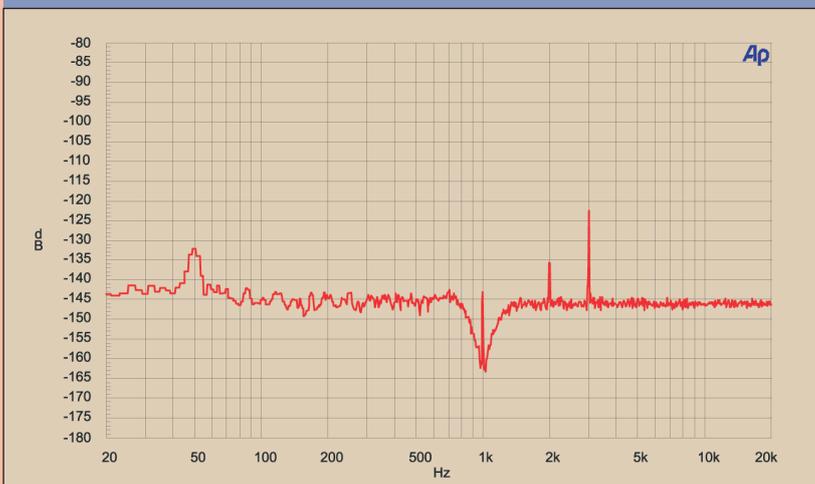
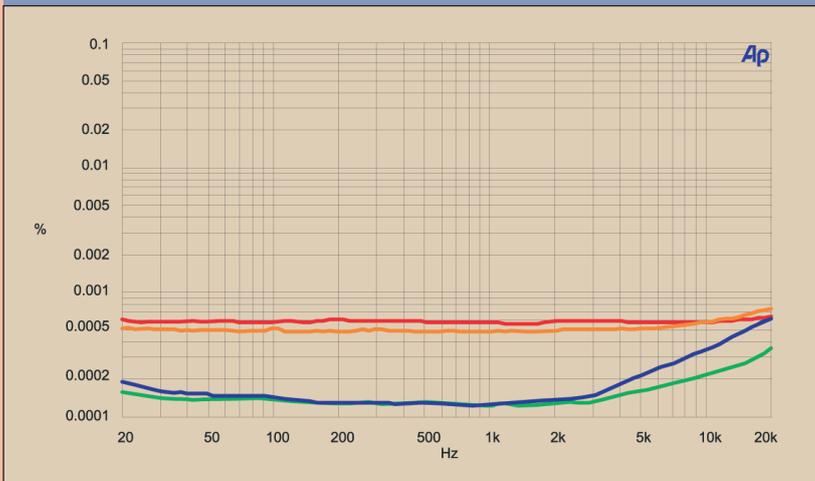
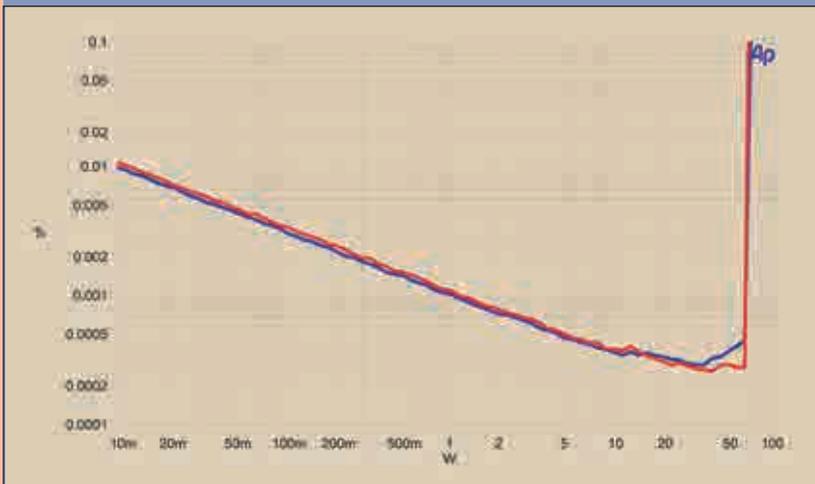
Bild 8: Die Ausgangsimpedanz ist bis 30 kHz völlig frequenzunabhängig.

extrem niedrig, aber die Schaltung hält das voll bis der Ausgangskondensator es übernimmt.

Die Brumm-Unterdrückung und das Rauschen sind um ein Vielfaches besser als bei den bekannten 78xx und 79xx Spannungsreglern. Der Spannungsverlust über dem diskreten Regler entspricht mit 0,3 V der Sättigungsspannung des Serientransistors.

Die Versorgung der Endstufe ist eine Entwicklung mit einem doppelten Brückengleichrichter und maximal 132 mF Pufferung.

Natürlich sind die hier gezeigten Netzteile für



Vor- und Endstufe für Monoverstärker konzipiert. Je nach Wahl kann man das Endstufennetzteil mit vier Puffer-Elkos von 22 mF oder vier Elkos von 33 mF bestücken. Im ersten Fall kann der Ruhestrom 1,5 A betragen, im zweiten Fall können sogar bis 2,5 A problemlos fließen.

■ Anpassungsvermögen

Unter Berücksichtigung der Abmessungen des Kühlkörpers kann der Ruhestrom auch individuellen Anforderungen angepasst werden, zum Beispiel, wenn eine geringere Ausgangsleistung gefragt ist.

Wie schon beschrieben, ist der Ruhestrom halb so groß wie der Strom, der maximal in Klasse A zu liefern ist. Wenn eine Ausgangsleistung von 50 Watt an 6 Ohm ausreicht, muss der Ausgangsspitzenstrom 4,1 A sein, was einen Ruhestrom von 2,05 A erfordert. Den Ruhestrom legen die Emitterwiderstände fest, über denen ohne Eingangssignal eine Spannung von 0,65 V liegt.

Für 0,65 V bei 2,05 Ampere müssten die Emitterwiderstände theoretisch 0,32 Ohm groß sein. Die maximale Ausgangsspannung wird 25 V. Um die liefern zu können, braucht man nicht mehr als 12,5 V pro Endtransistor, rund gerechnet 14 V. Beide Endstufen zusammen setzen jetzt $2 \times 2,05 \text{ A} \times 14 \text{ V} = 115 \text{ W}$ in Wärme um. Damit ist schon klar, dass der Wirkungsgrad des Verstärkers kleiner als 50 % ist. Außerdem kann ein Lautsprecher mit einer nominellen Impedanz von 6 Ohm unter Umständen mehr Strom aufnehmen als ein ohmscher Widerstand mit gleichem Widerstandswert. In diesem Fall scheint es uns angemessen zu sein, für diesen zusätzlichen Strom auf die Klasse-B-Stromreserve zu zählen.

■ Aufbau

Sowohl für den Verstärker als auch für das Netzteil gibt es eine doppelseitige und durchkontaktierte Platine, die für die Bestückung mit bedrahteten Bauteilen ausgelegt ist, so dass auch weniger erfahrene Elektroniker klar kommen sollten.

Wie schon in der Einleitung beschrieben, sind die verwendeten Bauteile Standardteile, die jeder Elektronikladen normalerweise liefern können sollte. Es ist nicht nötig die BC550C/560C/547C/557C paarweise auf gleichen Verstärkungsfaktor (h_{fe}) zu selektieren. Höchstens in der Eingangsstufe ist das sinnvoll, eventuelle Unterschiede äußern sich in einem mehr oder weniger großen DC-Offset am Ausgang und einer minimalen Zunahme der geradzahigen Harmonischen.

Der Aufbau der Verstärkerplatine beginnt mit der Bestückung der Dioden und Widerstände, danach kommen die Transistoren BC550C/560C/547C/557C, die Kondensatoren und die restlichen Bauteile.

Die Emitterwiderstände R38 bis R45 und R53 bis R60 sollten einige Millimeter über der Platine angebracht werden, damit sie die Verlustwärme besser abstrahlen können.

Der Schleifer des Mehrgangtrimmers P1 wird vor dem Einbau exakt auf Mittelposition gedreht. Ausgehend von dieser Position wird bei der Inbetriebnahme ohne angeschlossene Last und mit kurzgeschlosse-

Stückliste ExtremA Netzteil

Widerstände

R1...R6, R9...R14 (12) = 2,2 Ω
R7, R8, R15, R16 (4) = 100 Ω
R17...R21 (5) = 10 k Ω

Kondensatoren

C1...C8 (8) = 10 nF
C9...C14 (6) = 1000 $\mu\text{F}/63 \text{ V}$
C15, C16 (2) = 100 $\mu\text{F}/50 \text{ V}$
C17...C20 (4) = 22...33 mF, ALC10 BHC

Dioden

D1...D8 (8) = MBR1100
D9...D12 (4) = BZX79C15V (Z-Diode, 15 V)
D13, D14, D17...D20 (6) = 1N4148
D15, D16 (2) = BZX79C4V7 (Z-Diode, 4,7 V)
B1, B2 (2) = Brückengleichrichter 35 A/200 V

Transistoren

T1, T2, T5, T8, T9, T11 (6) = BC557C
T3, T4, T6, T7, T10 (5) = BC547C
U1, U3, U4, U6 (4) = J505 (1 mA CRD)
U2, U5 (2) = J511 (4,7 mA CRD)

Verbinder

Faston Flachstecker für Platinenmontage, 11x
Pfostenfeldleiste 4-polig 2,54-mm-Raster, 1x

Außerdem

Sicherungshalter 22,5 mm, 2x
Sicherung 6,3A, 2x
Relais RT424024, 2x
Transformator 2x17/18 V, 300 oder 500 VA
Transformator 2x25 V, 15 oder 30 VA

nem Eingang der Verstärkerausgang auf minimalen DC-Offset eingestellt.

Die Treibertransistoren T35/T36 und T45/T46 sowie die Endtransistoren T37/T38 und T47/T48 werden erst bestückt, wenn die Platine gegen den Kühlkörper geschraubt worden ist. So lassen sich mechanische Spannungen vermeiden, die im schlimmsten Fall zum Abriss einer Lötverbindung führen können.

Sowohl Treiber- als auch Endtransistoren müssen elektrisch isoliert am Kühlkörper montiert werden, vorzugsweise mit Isolationsfolie auf Basis von imprägniertem Glasfasergewebe, die sich gut auf Maß schneiden lässt. Die Verwendung von Mica-Isolierplättchen und Wärmeleitpaste empfehlen wir ausdrücklich **nicht!** Die Verlustleistung der Endtransistoren ist so hoch, dass sie bei schlechtem Kontakt zum Kühlkörper sehr schnell durchbrennen können.

Generell ist bei der Montage aller Bauteile auf die korrekte Ausrichtung zu achten. Wenn man sich an den Bestückungsaufdruck hält, kann nichts schief gehen.

Für die Bestückung des Netzteils empfiehlt sich die gleiche Vorgehensweise wie für die Verstärkerplatine. Man beginnt die Bestückung mit den Dioden, den Widerständen, gefolgt von Transistoren und

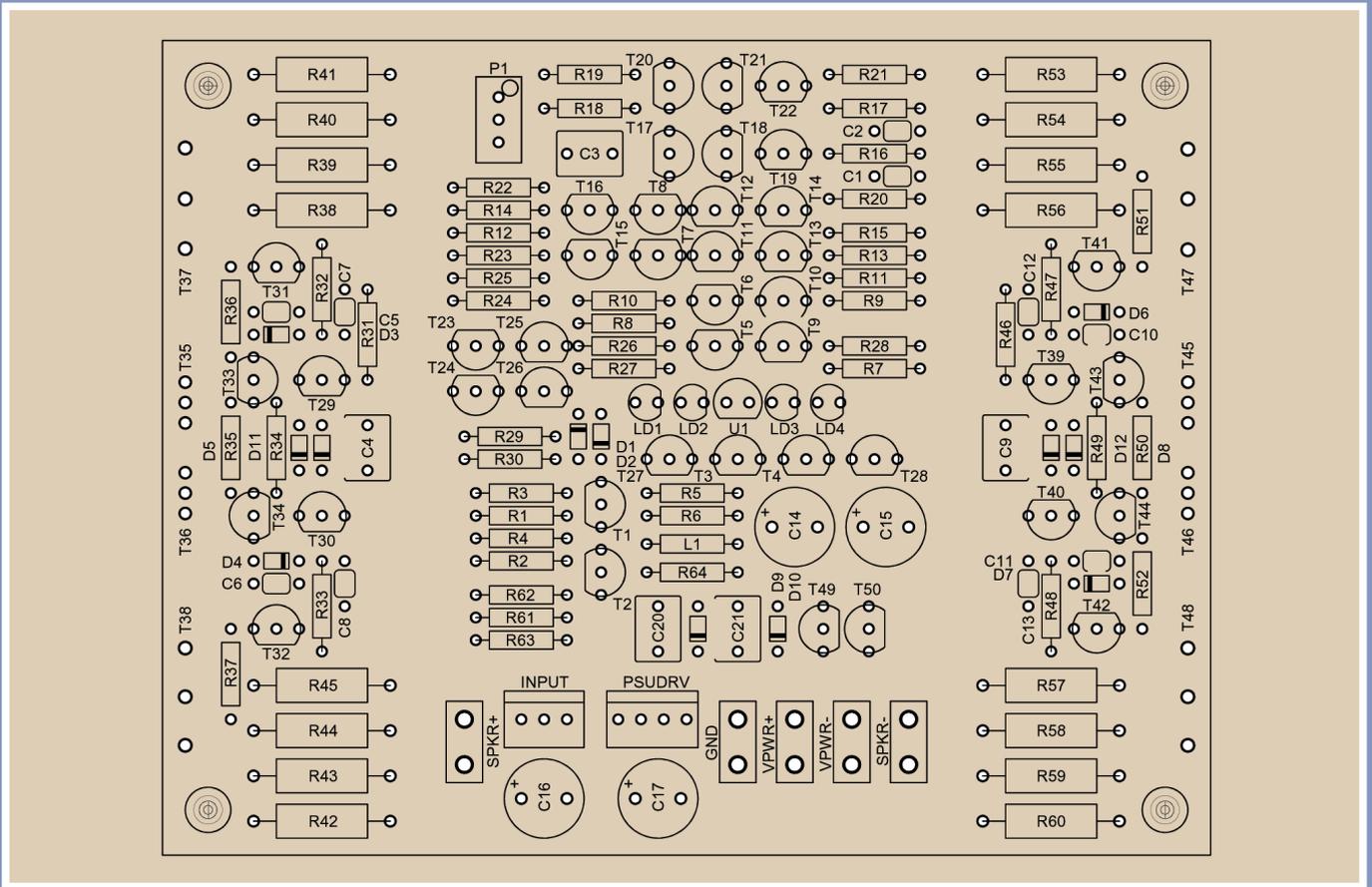
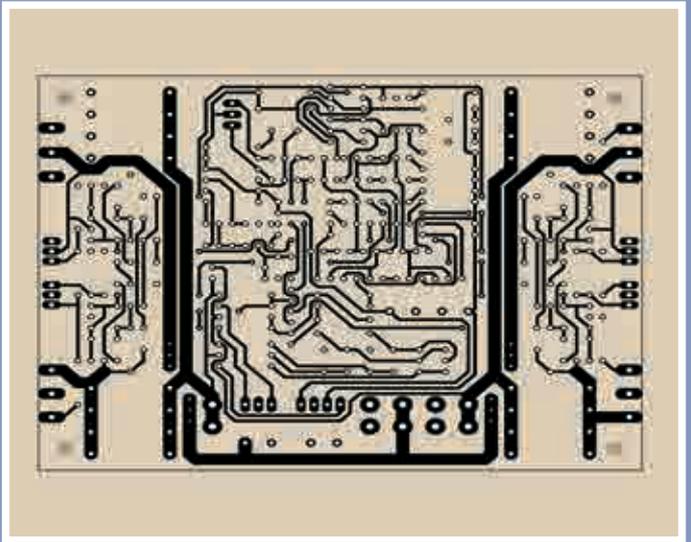
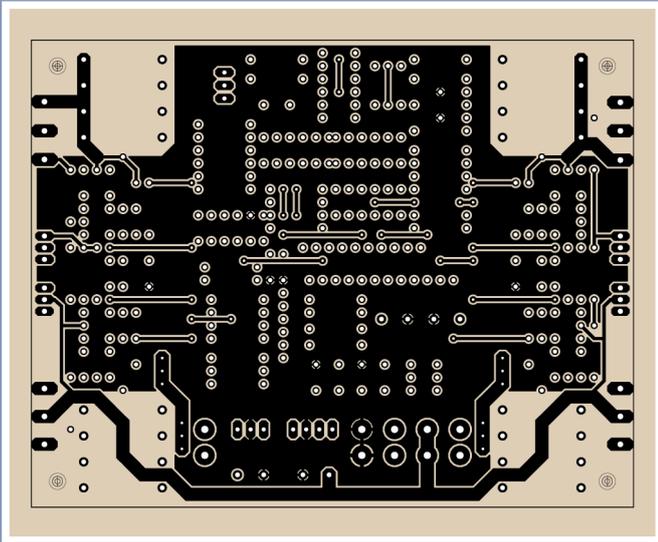


Bild 9: Die Bauteilseite des Verstärkers.

Bild 10: Die Lötseite des Verstärkers.

Bild 11: So sieht der Bauteilaufdruck des Verstärkers aus.

Bild 12: Netzteilplatine, Bauteilseite.

Bild 13: Netzteilplatine, Lötseite.

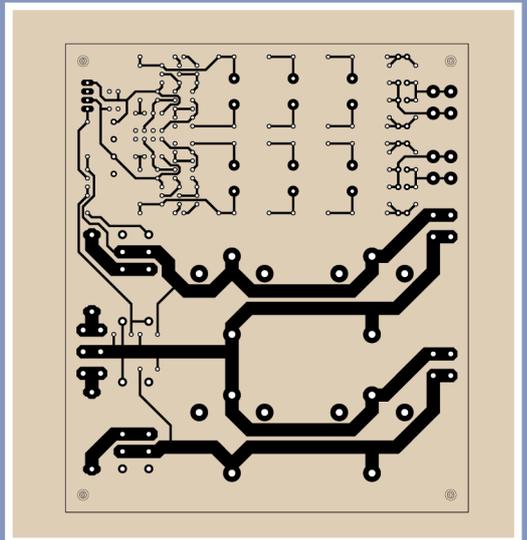
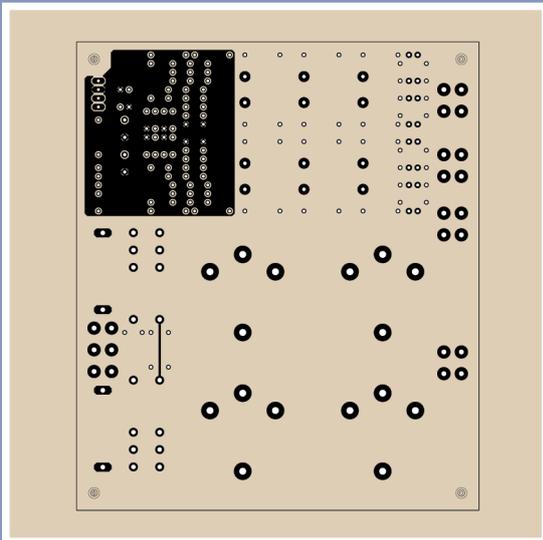
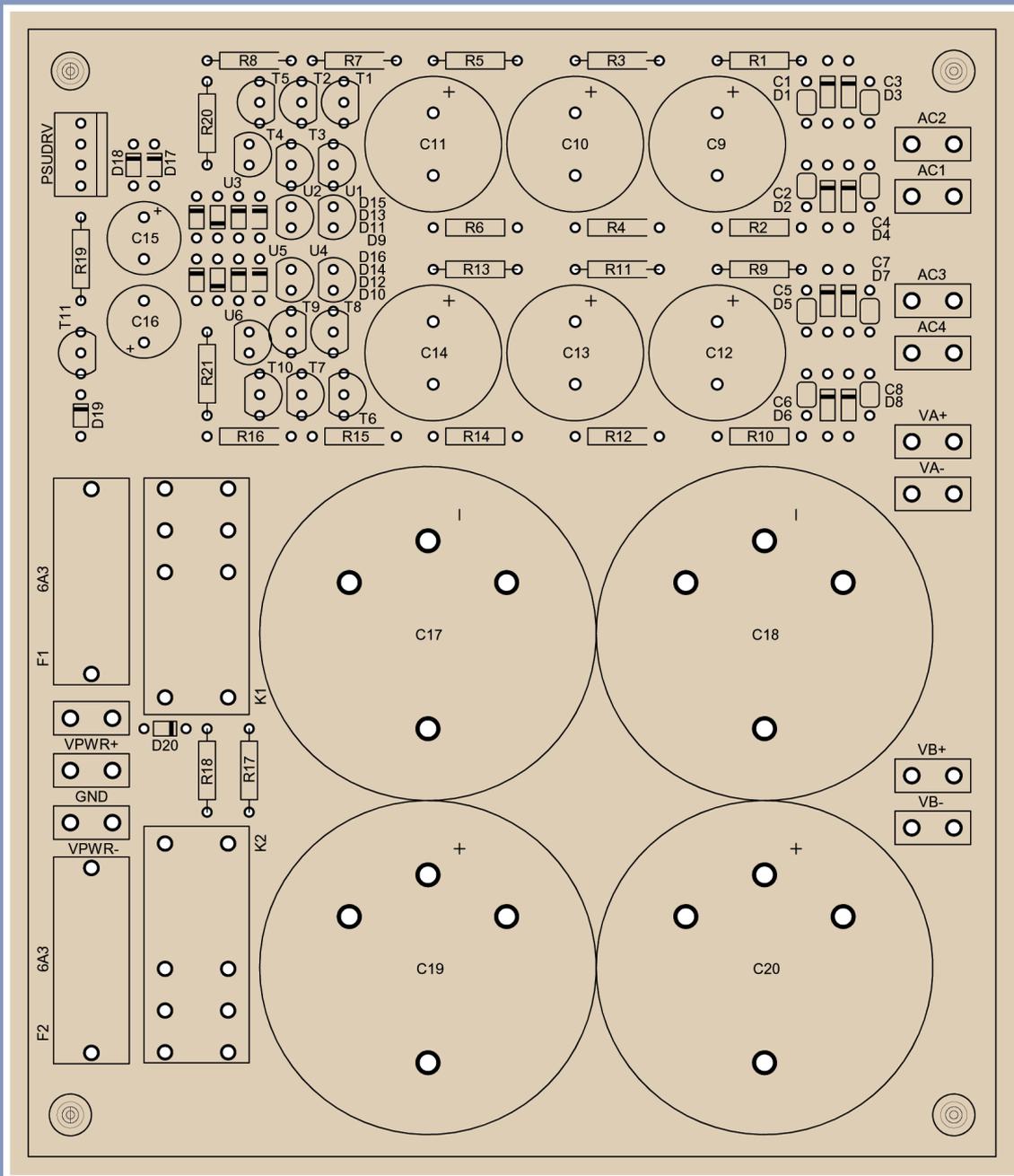


Bild 14: Netzteilplatine, Bestückungsaufdruck.
Das Foto eines aufgebauten Netzteils finden Sie auf Seite 81.



Kondensatoren. Die großen Pufferelkos sollte man zuletzt bestücken. Die beiden Gleichrichterbrücken gehören nicht auf die Platine, sondern an den Kühlkörper. Der hohe Ruhestrom lässt hier auch einiges an Verlustleistung erwarten.

Im Schaltbild ist ein Wert von 300 oder 500 VA für den Trafo der Endstufe empfohlen, die Sekundärspannung kann 2 x 17 V oder 2 x 18 V betragen. Die Vorstufe begnügt sich mit einem 15- oder 30-VA-Trafo mit einer Sekundärspannung von 2 x 25 V.

Mit Ruhestromen ab 2 A ist ein 500-VA-Transformator kein überflüssiger Luxus, da der Ruhestrom die Betriebstemperatur des Trafos schnell in ungesunde Bereiche bewegen kann. Der Kühlkörper muss auf die Dimensionierung der Emitterwiderstände abgestimmt sein, den Angaben im Schaltbild entsprechend mindestens 0,2 K/W, das dürfte typischerweise zu Abmessungen von etwa 300 x 300 x 80 mm führen. Höhere Temperaturen als 65 Grad Celsius sind dann im Betrieb nicht zu erwarten.

■ Autorenrechte

Der hier vorgestellte Entwurf und die Teilschaltungen hiervon sind urheberrechtlich geschützt, ebenso die Schaltung und das Platinenlayout. Die gewerbliche Nutzung ist ohne ausdrückliche schriftliche Genehmigung der Autoren nicht erlaubt. Mit Fragen dazu und allgemeinen Fragen zum Entwurf kann man die Autoren unter bruno@hypex.nl und ssassen@hardwareanalysis.com erreichen. Die einwandfreie Funktion dieser Schaltung steht und fällt mit dem korrekten Aufbau. Die Autoren können hierfür selbstverständlich keine Verantwortung übernehmen, das Gleiche gilt auch für den Herausgeber.

Entwurf:	Bruno Putzeys
Schaltung, Layout:	Sander Sassen
Beschreibung:	Sander Sassen, Bruno Putzeys
Baukosten:	ca. 500 Euro (inklusive Kühlkörper und Trafos)
Weitere Informationen:	ssassen@hardwareanalysis.com bruno@hypex.nl



Kleines Format – großer Klang

VON SANDER SASSEN

Klasse-D-Verstärker werden unter ernsthaften Musikliebhabern seit langem geschätzt. Das effiziente Klasse-D-Prinzip erlaubt die Herstellung hochwertiger Verstärker mit minimalen Abmessungen. Die hier vorgestellte kompakte Schaltung ist als Bausatz erhältlich und zeigt, dass die oben gemachten Aussagen wirklich zutreffen.

Transistorverstärker werden je nach Arbeitsweise beziehungsweise Anordnung ihrer Transistoren in Klassen eingeteilt. Klasse-A-Betrieb bedeutet, dass die Endtransistoren kontinuierlich geöffnet sind und von einem Ruhestrom durchflossen werden. Daher benötigen solche Verstärker mit ihrer maximalen Verlustleistung von 50 % zumeist auch recht große Kühlkörper. Dafür sind sie jedoch frei von jeglichen Übernahme-Verzerrungen, die bei Gegentaktstufen beim Übergang vom negativen in

den positiven Signalbereich auftreten. Jeder der beiden Endtransistoren verstärkt hier nämlich jeweils nur eine Hälfte eines Signals.

Endtransistoren, die im Klasse-B-Betrieb arbeiten, verstärken erst, wenn die Basis-Emitter-Spannung so hoch wird, dass der Transistor öffnet. Im Grenzbereich zwischen den Eingangsspannungen beider Transistoren kann es vorkommen, dass ein Bereich existiert, in welchem ein Transistor nicht mehr und der andere Transistor noch nicht leitet.

Klasse AB stellt eine Kombination zwischen diesen beiden Klassen dar, wobei der Verstärker bei kleinen Signalen im Klasse-A-Betrieb arbeitet und bei großen Signalen im Klasse-B-Betrieb. Der Wirkungsgrad beträgt dabei etwa 65 bis 80 %.

Bei Klasse D handelt es sich um ein bereits in den Fünfziger Jahren beschriebenes und theoretisch ausgearbeitetes Konzept, das damals jedoch aus Mangel an geeigneten Endtransistoren erst einige Jahre später realisiert werden konnte. Diese Methode stellt gewisse Anforderungen an die verwendeten Endtransistoren, unter anderem auch an die Schalt-

geschwindigkeit, die jedoch von den heutigen schnellen MOSFET-Transistoren weitgehend erfüllt werden. Heute gibt es auf dem Markt daher eine Vielzahl von Klasse-D-Verstärkern, die als Fertigergeräte und als Bausätze angeboten werden.

Beim Klasse-D-Verstärker handelt es sich um einen geschalteten Verstärker, der nach dem Prinzip der Pulsweitenmodulation (PWM = pulse width modulation) in Verbindung mit einem geschalteten Trägersignal funktioniert. Grundsätzlich ist es ein linearer Verstärker, der auf einer Frequenz von einigen hundert Kilohertz schwingt. Dieses Signal wird als Trägersignal für das Eingangssignal genutzt. Die Pulsbreite des Trägersignals wird durch das Eingangssignal moduliert. Das Trägersignal wird durch ein einfaches LC-Netzwerk herausgefiltert. Am Ausgang bleibt das verstärkte Eingangssignal schließlich übrig.

Der Buchstabe „D“ bei dieser Klasse hat also nichts mit „Digital“ zu tun: Es handelt sich hier meistens um normale Analogverstärker. Es gibt allerdings auch digitale Klasse-D-Verstärker, die in der Praxis jedoch mit zahlreichen Nachteilen behaftet sind. Die hier besprochenen Klasse-D-Module des unter Selbstbau-Fans bekannten Herstellers Hypex basieren auf dem UcD-Prinzip und brauchen den Vergleich mit der Topklasse linearer Verstärker nicht zu scheuen. Die Bezeichnung „UcD180AD“ besagt, dass bei einer Belastung mit 4 Ohm eine Leistung von 180 Watt zur Verfügung gestellt wird, wenn man dabei die Messgrenze bei einem Klirrfaktor von 1 % zieht. Betrachtet man die Eigenschaften des Moduls jedoch bei niedrigeren Leistungen, so vollzieht sich Erstaunliches: Der Klirrfaktor verringert sich auf sehr gute 0,05 %; Werte die bei durchschnittlichen linearen Verstärker nicht so ohne Weiteres realisiert werden können. Das 'AD' am Ende von „UcD180AD“ steht für den Operationsverstärker in der Pufferstufe am Verstärkereingang. Hier wird ein AD8620 verwendet; ein hochwertiger Doppel-Opamp mit sehr guten Klangeigenschaften. Das Herausragende an diesen Verstärkermodulen ist ihr hoher Wirkungsgrad von mehr als 92 %. Dadurch wird die Verlustleistung so gering, dass sie mit ganz wenig Kühlung auskommen.

■ Minimono

Martin Leemeijer von MM Audio war so begeistert vom UcD180AD, dass er dazu ein passendes Netzteil und ein Gehäuse entworfen hat, mit denen sich ein Klasse-D-Verstärker mit hoher Qualität im Miniaturformat aufbauen lässt. Mit seinen Außenmaßen von 80 x 165 x 180 mm (H x B x T) stellt er ein sehr kompaktes Modell dar, das problemlos die erwähnten 180 Watt an 4 Ohm liefert.

Da schon 100 Watt im Wohnbereich als völlig ausreichend gelten, liegt das Interessante dieser Schaltung nicht in ihrer Leistung, sondern in ihrer Klangqualität. Das Netzteil ist mit speziellen, für Audiozwecke geeigneten (audiophilen) Kondensatoren bestückt und versorgt die Opamps der Verstärkermodule mit einer gesonderten Spannung. Diese Faktoren garantieren eine Wiedergabe auf hohem Niveau, die sich mit wesentlich kostenintensiveren,

auf dem Markt angebotenen, fertigen Verstärkern messen kann.

Die hervorragenden Leistungen dieses Verstärkers offenbaren sich weniger in den absoluten Messergebnissen, sondern eher in den Verläufen der einzelnen Kurven und deren Vergleiche:

Der Gesamtklirr (THD) ist so konstant, wie es aus den Kurven für 50 Watt, 10 Watt und 1 Watt hervorgeht. Danach bleibt der THD-Wert bei 1 kHz unter 0,02 %, erst bei 80 Watt wird der Wert von 0,05 % erreicht. Ein Vorteil des UcD-Prinzips wird sofort deutlich, wenn man die Frequenzkurve bei verschiedenen Ausgangsleistungen betrachtet: Die Kurven sind bei allen Belastungen identisch, was für eine große Stabilität spricht und diese Module für schwierig anzusteuern Lautsprecher mit stark wechselnder oder abweichender Impedanz besonders geeignet erscheinen lässt. Von Hause aus sind die Hypex-

Bild 1: THD über Leistung, 1 W, 10 W und 50 W

Bild 2: THD über Ausgangsleistung bei 4 Ohm/1 kHz

Bild 3: Gleiches bei 8 Ohm/1 kHz

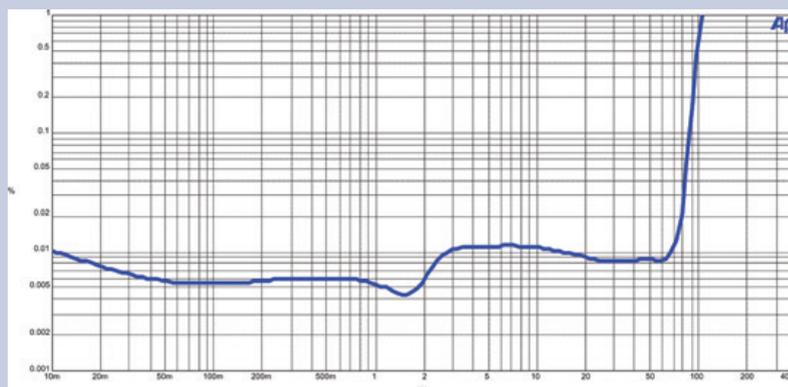
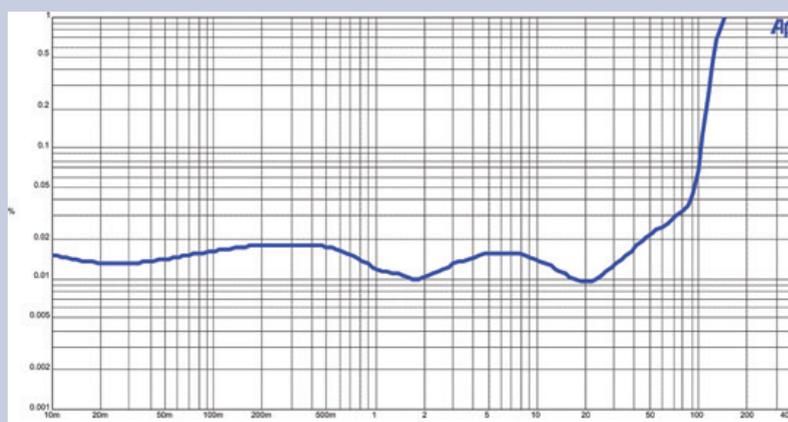
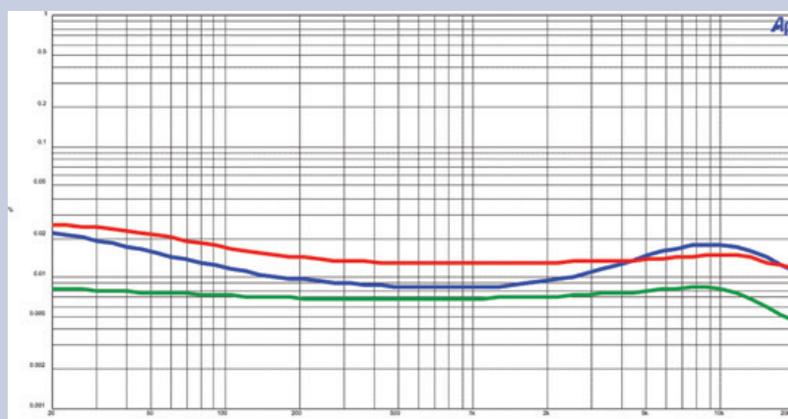
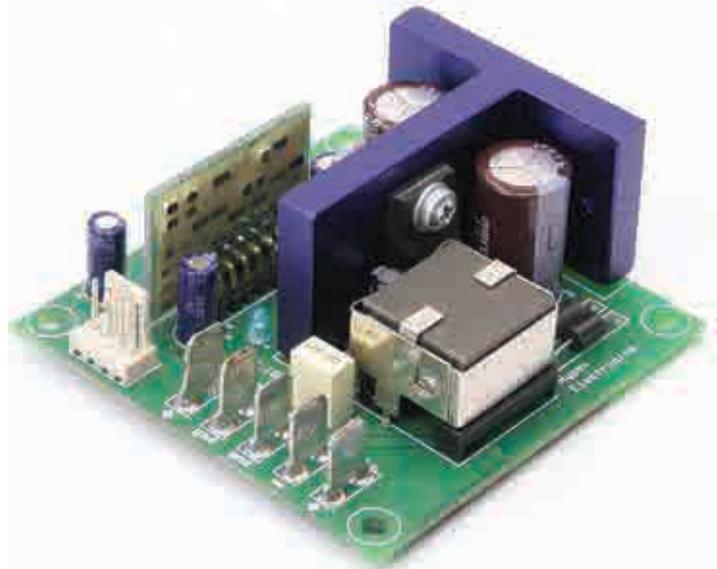




Bild 4: MinimonO, Rückseite

Bild 5: UcD180AD-Modul



UcD-Verstärker übrigens hauptsächlich für symmetrische Verkabelung im professionellen Bereich konzipiert, bei denen dies zum geltenden Standard gehört. Der MinimonO besitzt daher einen bei Studio- und teureren HiFi-Geräten üblichen XLR-Anschluss. Über ein Adapterkabel lassen sich dann auch Geräte mit herkömmlichen Cinch-Ausgängen anschließen. Trotz des geringen, auf der Rückseite des kleinen Gehäuses zur Verfügung stehenden Platzes finden sich dort ein IEC-Netzspannungsanschluss und ein robuster, vergoldeter Anschluss für die Lautsprecherkabel, der sowohl für Bananenstecker als auch zum direkten Anklemmen der Drähte geeignet ist.

Wie wir noch rechtzeitig vor Redaktionsschluss erfahren konnten, ist auch ein Vorverstärker in Planung, der im Design und seinen Abmessungen zum MinimonO passt. Wenn eine Endstufe mit einem passenden Vorverstärker vom gleichen Hersteller betrieben wird, kann sich dies nur positiv auswirken und den bereits exzellenten Klang noch weiter verbessern.

■ Hörerfahrungen

Klasse-D-Verstärker auf UcD-Basis zeichnen sich durch einen konstanten Klirrfaktor über dem gesamten Frequenzbereich aus. Dies ist bei der Wiedergabe deutlich hörbar. Die detailreichen Tiefen sind zum größten Teil auf das Fehlen von Verzerrungen in den Mitten und Höhen zurückzuführen. Der Verstärker hört sich dadurch sehr offen und transparent an. Zu Anfang hat der Hörer den Eindruck, dass der Verstärker etwas zurückhaltend klingt. Nach längerem Hören erkennt man jedoch, dass dies an den durch herkömmliche Transistorverstärker bedingten Hörgewohnheiten liegt: Der Klirrfaktor der meisten dieser Verstärker nimmt mit den höheren Frequenzen zu, was zu einem charakteristischen Klangbild führt, einem Klangbild, das beim MinimonO nicht auftritt.

Ein weiterer Pluspunkt ist das Verhalten bei wechselnden Belastungen: Die Übertragungskurve wird

durch die Belastung nicht beeinflusst, ganz gleich, ob nun ein kompakter Zweiwege-Monitor oder eine große Vierwege-Box fürs Wohnzimmer angeschlossen wurde. Auch im Hinblick auf Leistungsreserven lässt der MinimonO niemanden im Stich: Trotz der geringen Größe stehen ihm auf Grund des Klasse-D-Betriebs jede Menge Reserven zur Verfügung. Dadurch lassen sich auch Lautsprecher mit geringem Wirkungsgrad hervorragend ansteuern. Die niedrige Ausgangsimpedanz des Verstärkers sorgt dabei stets dafür, dass der Lautsprecher nicht aus dem Ruder läuft

Kurzum: Hier handelt es sich um einen Verstärker, der jedes Detail einer Musikaufnahme mit großer Präzision in einem weiten und tiefen Stereo-Klangbild wiedergibt. Der Klang dieses Verstärkers kann am besten durch die Tatsache beschrieben werden, dass er nicht klingt; dass er keinen eigenen Klang besitzt.

Der geringe Klirrfaktor macht sich sehr deutlich in Form einer sehr kontrollierten, präzisen Wiedergabe bemerkbar. Der MinimonO zeichnet sich, um es abschließend zu formulieren, durch hervorragende Leistungen bei geringem Platzbedarf aus.

Name:	MinimonO
Entwicklung:	MM Audio
Maße:	80 x 165 x 180 mm (H x B x T)
Bausatzpreis:	450 Euro pro Stück (vollständiger Bausatz)
Website:	http://www.mm-audio.nl
Kontakt:	info@mm-audio.nl



AOS SCAN SPEAK
18W16545QXL

Präzision von 100 – 20kHz
horizontal + vertikal

A.O.S. Audio Systeme
Axel Oberhage

Vertrieb und Vorführstudio:
82319 Starnberg, Riedener Weg 12-14
Anmeldung: 08151 14321 oder Sie besuchen
uns im Internet unter: www.scanspeak.de

A.O.S. & SCAN SPEAK

Open Air
LAUTSPRECHER & ANLAGEN

www.openair-speaker.de · Tel (040) 44 58 10
Rentzelstraße 34 · 20146 Hamburg (neben der JET-Tankstelle)

Audiotechnologie  Vertrieb

**LAUTSPRECHER-BAUSÄTZE · BOXENTUNING
& REPARATUR · ZUBEHÖR · WBT u.v.m.**

Ihre Wut kann Leben retten.

**Engagieren
Sie sich für amnesty
international!**

amnesty international kämpft seit 40 Jahren für die Menschenrechte.
Helfen Sie uns dabei. Mit einer Spende. Als Mitglied.

Ihre Stimme ist unsere Stärke.

Infos unter: www.amnesty.de
Spendenkonto 8090 100,
Bank für Sozialwirtschaft Köln, BLZ 370205 00

ai
amnesty international
40 JAHRE FÜR DIE MENSCHENRECHTE

vifa  **Peerless vline**

Den Klang in Ihrem Hörraum bestimmen Sie...



ASE MPR2-HXT

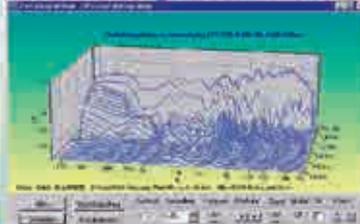
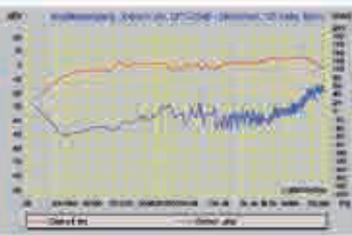
ASE Visletto-Sub-DSP

Akustik verstehen & umsetzen - Lautsprecherselbstbau

Acoustic Systems Engineering
Tymphany Distribution (D)
Lerchenstrasse 9
72336 Balingen

Tel.: 07433 9 97 40 33
Fax: 07433 9 97 40 35
e-mail: info@vifa.de
url: www.vifa.de

Hobbybox V6

198,- €

**Lautsprechermesstechnik, Zubehör,
Lautsprecherbausätze, Bauteile**
Walter Fröhlich, **SPEAKER Vertrieb**
Tel. 08254-994718 Fax: 08254-995461
www.speaker-online.de

Netzteilentkopplung bei Layout und Schaltung

Das Einmaleins der richtigen Schaltungsversorgung

VON GUIDO TENT

Schaltungen und Bauelemente zur Entkopplung von Netzteilen und die dazugehörigen Platinenentwürfe waren schon immer Gegenstand kontroverser Diskussionen. In diesem Beitrag werden nicht nur bewährte praktische Lösungen gezeigt: Der Autor bringt auch Licht ins Dunkel oft falsch verstandener Zusammenhänge, wie zum Beispiel der sternförmigen Masseverbindung.

Die richtige Entkopplung von Netzteilen und Bauteilen auf Platinen stellt oft ein Hindernis beim Selbstbau dar. Dieser Artikel beschreibt eine Methode zur Einhaltung der EMC-Richtlinien sowie der Integrität von Signalen und ist für Schaltungen mit Frequenzen bis zu einigen hundert MHz geeignet. In erster Linie geht es um bereits bekannte Methoden, wobei untersucht wird, wie man durch alternative Vorgehensweisen zu besseren Ergebnissen gelangt. Dies führt letztlich auch zu einer Verbesserung der Klangqualität in analogen und digitalen Systemen.

■ Die Ziele

Die beschriebene Methodik führt zu drei Zielen

1. Die Verringerung von HF-Emissionen
2. Das "sauber" halten der Masse
3. Die Verringerung von Störungen aus dem Netzteil

Beim ersten Ziel geht es sowohl um EMC-Belange als auch um die Verringerung interner Störungen, zum Beispiel durch HF-Einstrahlungen. Diese werden häufig durch geschaltete Systeme wie Netzteile und digitale Logikschaltungen verursacht. Sogar oszillierende Spannungsregler wurden dabei gelegentlich als Störquelle ermittelt.

Beim zweiten Ziel geht es um schaltungsinterne Belange: Die Massefläche wird von verschiedenen Schaltungseinheiten als Referenz verwendet. Auf Grund der dadurch erzeugten Spannungsgradienten kann von einem überall auf der Platine gleichen Null-

Niveau (Äquipotenzialfläche) oft keine Rede mehr sein.

Das dritte Ziel ist die Vermeidung der wechselseitigen Beeinflussung von Schaltungen über ihre Versorgung.

■ Erreichen der Ziele

HF-Emissionen erfolgen über zwei verschiedene Mechanismen. Bis zu einigen hundert MHz wirken die angeschlossenen Kabel als Common-Mode-Antennen. Diese Kabel werden durch die differentielle Spannung angeregt, die über der Massefläche abfällt, beziehungsweise durch Ströme, die durch die Massefläche fließen. Die Massefläche besitzt eine endliche Impedanz, die mit der Frequenz zunimmt. Aus diesem Grunde muss die Spannung über der Massefläche möglichst gering gehalten werden (Ziel 2: Masse "sauber" halten).

Die Verringerung von Übersprech-Störungen aus dem Netzteil, das dritte Ziel, ergibt sich dann fast von selbst aus der gewählten Lösungsmethode. Die hier besprochene Methode bezieht sich sowohl auf die Entkopplung selbst als auch auf das Leiterbahnlayout. Wenden wir uns nun zuerst den herkömmlichen Methoden der Entkopplung zu.

■ Gebräuchliche Entkopplungsmethoden

Bild 1 zeigt zwei ICs, die gemeinsam versorgt werden. Beide ICs sind mit jeweils einem eigenen Entkopplungskondensator ausgestattet, der sich in der Nähe der ICs befindet. Bild 2 zeigt das zugehörige Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen. Die Leiterbahnen auf der Platine sind hier durch Induktivitäten ersetzt. Da bei zweilagigen Platinen eine schwache, gegenseitige Kopplung (Anmerkung 2) zwischen Masse und Versorgungsleiterbahn existiert, liegt die Selbstinduktion hier geringfügig unter dem gängigen

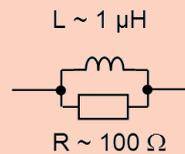
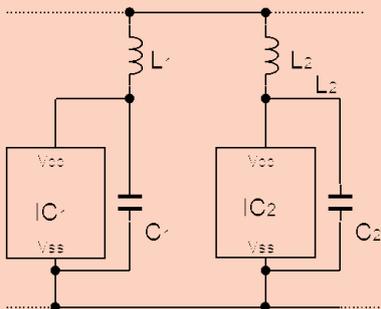
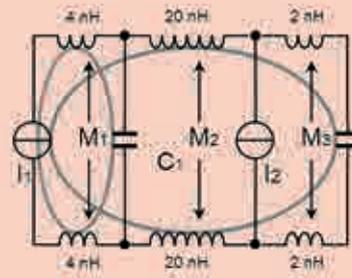
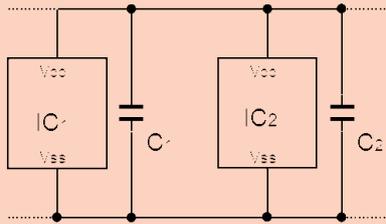


Bild 1: Typische Entkopplung.

Bild 2: Äquivalente HF-Schaltung.

Bild 3: Verbesserte Entkopplung.

Bild 4: Typisches Ersatzschaltbild eines Ferrits.

Wert von 10 nH/cm, wobei ein Wert von 3 nH/cm als durchaus realistisch betrachtet werden kann. Die Werte in Bild 2 beziehen sich auf DIL-Gehäuse. Bei dieser Schaltung kann zwischen verschiedenen Stromschleifen unterschieden werden. Die kleinste Schleife wird vom IC und seinem jeweiligen Kondensator gebildet. Eine weitaus größere, verborgene Schleife wird jedoch vom benachbarten IC mit seinem Kondensator erzeugt. Da diese Schleife größer ist, sollte man zu der Annahme neigen, dass hier ein wesentlich geringerer HF-Strom fließt; schließlich suchen sich Ströme immer die Schleife aus, bei der die kleinste Oberfläche umschlossen wird (Anmerkung 3). In der Praxis sieht es jedoch anders aus: Wird die gesamte Schleifenimpedanz (44 nH) mit C2 komplex konjugiert, so ist sie genau so groß wie der Kupferwiderstand, so dass der Strom in der Schleife auf einen hohen Wert ansteigt. Dies erfolgt im gezeigten Beispiel bei einer Frequenz von etwa 2,4 MHz. Abhängig vom Gütefaktor Q dieser Schleife kann sich dieser Strom sehr hoch aufschaukeln und in einer noch größeren Schleife als ursprünglich geplant verlaufen.

Das ganze hängt natürlich auch davon ab, ob IC1 Energie in diesem Frequenzband erzeugt. Ein Digital-Analog-Wandler für Audiozwecke überstreicht zum Beispiel Frequenzen, die vom Audiobereich über die 44,1 kHz Abtastfrequenz bis hin zur Taktfrequenz von einigen MHz oder mehr reichen; von den Harmonischen dieser Schwingungen, die sich bis in den Bereich von 100 MHz erstrecken, ganz zu schweigen. Moderne Schaltungen stellen oft eine sehr komplexe Anordnung von ICs mit Entkopplun-

gen mit parasitären Schleifen dar, die wiederum zu zahlreichen individuellen Resonanzen führen.

■ Verbesserte Entkopplung

Bild 3 zeigt einen Vorschlag zur Verbesserung von Entkopplungen. Bei der von der Versorgung getrennten Betrachtungsweise (gestrichelte Linie beachten) erscheinen die Induktivitäten L1 und L2 zunächst so, als seien sie in Serie geschaltet. Die Impedanz zur Versorgung wird nun durch die Werte von L1 bzw. L2 bestimmt und beträgt typisch 1 µH. Dies vermindert nicht nur den HF-Strom durch die Schleife, sondern auch die Resonanzfrequenz des Kreises mit der gemeinsamen Versorgungsleiterbahn. Bei Verwendung von HF-Spulen muss immer mit unerwünschten Resonanzen gerechnet werden. Zum Glück gibt es dazu eine Alternative in Form sogenannter Ferritperlen. Ferrite sind Materialien mit Verlustverhalten, die im Ersatzschaltbild als paralleler Widerstand dargestellt werden (Anmerkung 4).

Die Folge der Verluste im Ferritmaterial ist eine Dämpfung im entsprechenden Kreis. Für Gleichstrom verhält sich die Ferritperle wie ein Stück Draht mit einem Gleichstromwiderstand von einigen -zig Ohm. Geeignete Ferrite können zum Beispiel von Ferroxcube (früher Philips) und Murata bezogen werden. Die zugehörigen Datenblätter geben Hinweise über die Impedanz in Abhängigkeit der Bandbreite.

Eine Impedanz von mindestens 100 Ohm ist ein für die Praxis brauchbarer Wert. Bei der Wahl der Ferrite sollte beachtet werden, dass sich das Spektrum einer digitalen Schaltungseinheit bis auf das Zwanzigfache seiner Grundfrequenz erstreckt.

Bild 5: Bessere Positionierung und Verdrahtung.

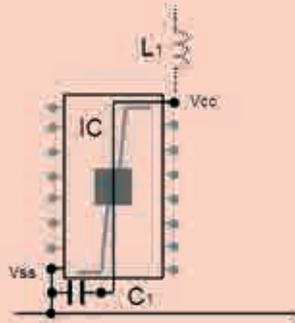
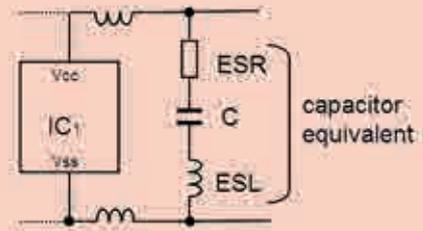


Bild 6: Ersatzschaltbild eines Entkopplungskondensators.



Wenn die Stromaufnahme bis auf einige mA begrenzt ist, leistet auch ein Widerstand an Stelle eines Ferrits gute Dienste und ist vor allem preiswerter. Werte von 47- oder 100 Ohm genügen vollauf, doch spielen dabei auch Stromverbrauch und minimale Versorgungsspannung eine Rolle. Die räumliche Anordnung des Ferrits oder Serienwiderstandes ist weniger kritisch als diejenige des Entkopplungskondensators. Daher zunächst ein paar Hinweise zu dessen Verdrahtung.

■ Verdrahtung des Entkopplungskondensators

Wie ein Koppelkondensator angeschlossen wird, hängt davon ab, wie er montiert wurde. In den meisten Fällen ist der Kondensator mit einem Anschluss mit einer Massefläche, und mit dem anderen Anschluss über eine Leiterbahn mit dem Versorgungsanschluss des betreffenden ICs verbunden. Wenn man Glück hat, wird die vom Entkopplungsstrom erzeugte Schleife verringert. Das Ganze kann aber auch schief gehen: Durch den gemeinsamen Teil der Massefläche fließt nun auch der Entkopplungsstrom. Da diese Fläche eine endliche Impedanz aufweist, entsteht eine Spannung der Größe $L di/dt$. Bei einigen mA, nH und ns wird schnell eine Größenordnung von 25 mV erreicht (Anmerkung 5). Diese Spannung befindet sich in Serie (!) mit allen Schleifen die zu dieser Fläche gehören und ist auch Teil der Spannungsquelle, die zum Schwingen angeschlossener Kabel führt.

Die Signalintegrität und die an eine niedrige HF-Emission gestellten Bedingungen sind damit nicht mehr gewährt.

■ Verbesserungen

Dass eine Verbesserung dieser Gegebenheiten gar nicht so schwer ist, zeigt Bild 5. Wie zu erkennen ist, führt die Masseverbindung direkt zum IC. Dadurch wird die gemeinsame Impedanz von der Massefläche ferngehalten. Aus diesem Grunde entstehen dort auch keine Spannungen mehr. Am besten verbindet man die Masse-Pins des ICs direkt mit der Massefläche und geht von jedem Massepin zusätzlich mit einer separaten Leiterbahn zum Masseanschluss des zugehörigen Kondensators. Lei-

der weisen viele fertige Platinenlayouts diese Möglichkeit nicht auf.

Wo es möglich ist, kann man die Stromschleife auch verringern, indem man die mit dem anderen Anschluss des Entkopplungskondensators verbundene Leiterbahn so verlegt, dass sie der internen Stromschleife folgt, also unter dem IC, aber möglichst innerhalb eines anderen Layers, wobei die Massefläche unbeeinträchtigt gelassen wird.

■ Anordnung von Ferriten

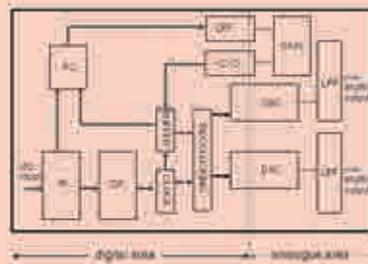
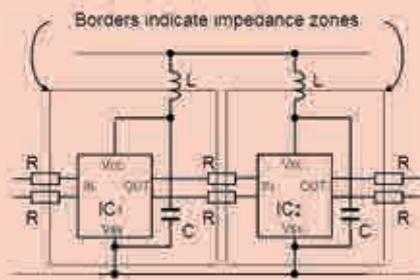
Da sich am Versorgungspol eines ICs die Spannung nicht oder kaum abschwächt und nur ein begrenzter Strom durch ihn hindurchfließt (wegen der seriellen Impedanz), ist die Platzierung von Ferriten recht unkritisch: Sie können durchaus noch in einigen Zentimetern Entfernung angeordnet werden. Aus der Automobilindustrie sind mir Beispiele bekannt, in denen Spulen als Leiterbahn ausgeführt waren und somit auf Ferrite verzichtet werden konnte.

■ ICs mit mehreren Masse- und Versorgungsanschlüssen

Bei mehreren Masse-Anschlüssen an einem IC müssen diese auf die gleiche Art beschaltet werden. Sind auch noch mehrere Versorgungsanschlüsse im Spiel, so ist es von Bedeutung, welche dieser Anschlüsse zu welchen Masse-Anschlüssen gehören. Hier hilft oft ein Blick ins Datenblatt, um die Entkopplungskondensatoren dem entsprechenden Versorgungsleitungspaar richtig zuzuordnen. Oft sind jedoch mehr Masse-Anschlüsse als Versorgungsanschlüsse vorhanden. In diesem Falle ist es allerdings nicht immer ganz einfach, die chip-interne Stromverteilung zwischen den Pins herauszufinden.

■ On-Chip Entkopplung

Moderne Chips verfügen gelegentlich über interne Entkopplungskondensatoren. In diesem Falle ist ein externer Kondensator nicht erforderlich. Da die Qualität des internen Kondensators jedoch wesentlich schlechter ist, fließen immer noch unerwünschte, externe HF-Ströme. Gemäß der eingesetzten Strategie ist ein Ferrit das Bauelement, das sich dem IC-Versorgungspol am nächsten befindet. Die Philoso-



phie ist immer dieselbe: Von der Quelle aus in Richtung Versorgungsanschlüsse betrachtet kommt zuerst der Kondensator und dann die Induktivität.

■ Die Qualität des Entkopplungskondensators

Ein Ersatzmodell des Entkopplungskondensators zeigt Bild 6. Der Entkopplungskondensator erfüllt im Prinzip zwei Aufgaben:

Das lokale Halten von Strömen (zusammen mit der seriellen Impedanz in Richtung Versorgungsleitung) und das Verhindern von Spannungsschwankungen am Versorgungspunkt. Eine niedrige Impedanz dient beiden Zielen, doch auch die vorherrschenden Ströme und Frequenzen spielen eine Rolle: Eine Audio-Schaltung stellt andere Anforderungen als eine GSM-Endstufe. Zum Glück sind die in den letzten Jahren entwickelten Elektrolytkondensatoren für hohe Frequenzen besser geeignet als die älteren Exemplare. Früher mussten zu den Elkos immer noch kleine Kondensatoren parallel geschaltet werden. Die Selbstinduktion moderner Elkos ist mittlerweile niedriger als Induktion der Entkopplungsschleife selbst.

Zur Entkopplung mittels Elkos ist zu bemerken, dass niedrigere ESR-Werte weniger zur Dämpfung des Entkopplungskreises beitragen, wodurch ein Aufschaukeln des Kreises wieder möglich wird. Die kann in der Umgebung wieder zur erhöhten HF-Emission auf bestimmten Frequenzen führen. Schwingkreise lassen sich mittels paralleler oder serieller Widerstände dämpfen. Das kann ein echter Widerstand sein, doch auch ein Elko mit relativ hohem ESR-Wert leistet hier gute Dienste. Parallel dazu befindet sich dann noch ein keramischer Kondensator, um eine für HF ausreichende, niedrige Impedanz zu garantieren.

Die optimale Entkopplung richtet sich immer nach der jeweils vorhandenen Situation, so dass es schwer ist, allgemeingültige Ratschläge zu erteilen. Mit Simulationen und Messungen kommt man jedoch in vielen Fällen weiter.

■ Andere Stromschleifen

Bis jetzt haben wir ausschließlich Entkopplungsströme betrachtet. Auch die in Schaltungen ausge-

tauschten Signale erzeugen Ströme. Da diese in Schleifen unter anderem auch durch die Massefläche fließen, erzeugen sie dort auf Grund der endlichen Impedanz auch Spannungen. Da dies im Widerspruch zu den gestellten Zielen steht, empfehlen wir hier die folgenden Gegenmaßnahmen:

1. Ströme reduzieren
2. Frequenzanteile in Strömen verringern
3. Umschlossene Schleifenoberfläche verringern
4. Symmetrisch arbeiten

1. Die in der Massefläche erzeugte Spannung entspricht der Höhe des Stroms. Dieser sollte so weit wie möglich reduziert werden.

2. Da die Impedanz der Massefläche mit der Frequenz zunimmt, sollte die Bandbreite nicht größer sein als unbedingt notwendig. Dabei sollte man den Jitter und unzulässige Pegel an den Eingängen im Auge behalten: Diese Parameter sind bei zurück genommener Bandbreite am ehesten gefährdet. Eine effektive Filterung erreicht man oft durch einen seriellen Widerstand zwischen 1 und 10-Kilo-Ohm auf der Seite der Quelle – je nach gewünschter Bandbreite und angestrebter Kapazität. Das Interfacing zwischen ICs (als Beispiel) wird in Bild 7 gezeigt.

3. Die Spannung in der Massefläche nimmt ab, wenn man die Schleifen klein hält und so gut wie möglich für eine elektromagnetische Kopplung zwischen Signal und Masse sorgt. Dies kann durch mehrlagige Platinen und einen gezielten Stromverlauf erreicht werden.

Unterbrechungen in der Massefläche sind dabei nützlich. Wo Signalströme fließen, soll der Rückstrom genau unter dieser Leiterbahn in der Massefläche fließen können. Außerdem sollten schnell schaltende Einheiten möglichst benachbart angeordnet werden. Weniger kritische Schaltungen können dann weiter entfernt untergebracht werden. Dies gilt zum Beispiel auch für die Regeleinheit einer Leistungstransistor und Puffer-Elko möglichst nahe am Verbraucher befinden.

4. Bei Frequenzen von einigen -zig MHz werden symmetrische Schaltungen problematisch, da die aus der Asymmetrie resultierenden Ströme noch weitaus höhere Frequenzkomponenten aufweisen.

Bild 7: Miteinander verbundene ICs.

Bild 8: D/A-Wandler Layout.

■ Anordnung der Bauteile

Trotz voranschreitender Integration bestehen die meisten Schaltungen immer noch aus vielen Komponenten mit vielfältigen Funktionen.

Aus Schaltbildern geht leider nicht hervor, wo sich die Bauteile auf der Platine befinden. Daher sollte man eine Schaltung zunächst in ihre grundlegenden Funktionen unterteilen. Als Beispiel wollen wir nun einen Audio-D/A-Wandler mit seinen digitalen und analogen Einheiten betrachten.

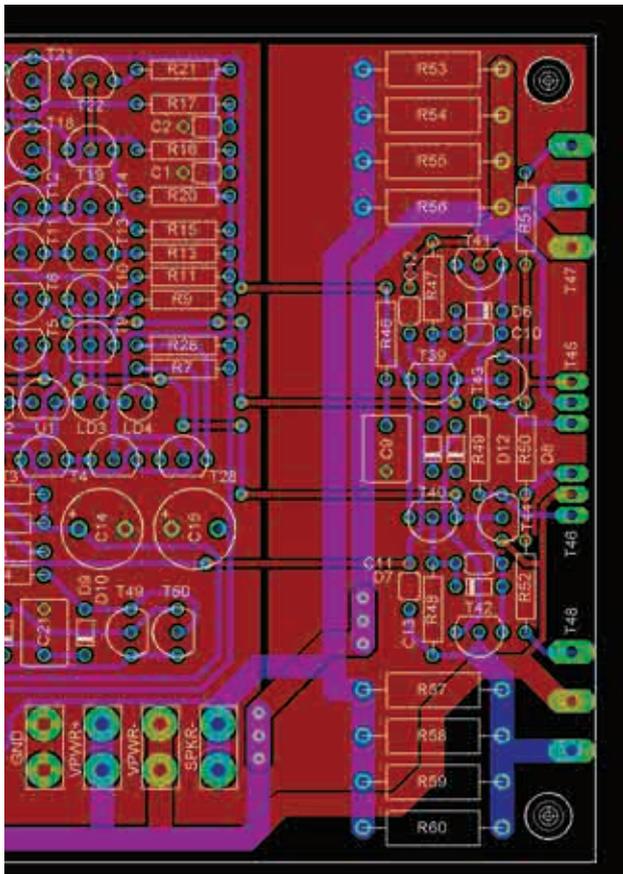
Ein D/A-Wandler besteht normalerweise aus einem Input Receiver (IR) zur Gewinnung von Daten und Takt aus dem S/P-DIF-Signal, einem digitalen Filter (DF) und D/A-Wandler-Chips mit Filtern, die zu den analogen Ausgängen führen.

In diesem Beispiel ist außerdem noch eine sekundäre PLL vorhanden, die den Jitter der Taktfrequenz weiter reduziert. Diese PLL besteht aus einem Phasenvergleich (PC), einem Tiefpassfilter (LPF), einem Gain-Block und einem VCXO. Zwischen den typisch analogen und digitalen Funktionen lässt sich eine klare Trennlinie ziehen (Siehe Bild 8). Bei den meisten D/A-Chips stimmt die Pinbelegung bereits mit diesen Gegebenheiten überein.

Das Tiefpassfilter hat einen "digitalen" Eingang (Phaseninformation des Komparators) und einen analogen Ausgang (VCXO-Steuersignal). Der VCXO ist mit einem analogen Eingang und einem digitalen Ausgang ausgestattet (Haupttakt). Beide Einheiten überlappen sich also an der erwähnten Trennlinie.

Sind alle Einheiten richtig angeordnet, so ist ihre richtige Verbindung untereinander nicht mehr allzu schwer. Sorgen Sie dafür, dass alle Signale, die die

Bild 9: Große Schleifen.



Grenzlinie überschreiten, über eine serielle Impedanz verfügen (entsprechend Bild 7). Die verschiedenen Spannungsregler befinden sich an den Schaltkreisen, die von ihnen versorgt werden. Oft können sie auch an den Rand der Platine gesetzt werden, wenn es kein Shuntregler ist. In diesem Fall muss sich der shuntende Teil nahe an dem IC befinden, das von ihm versorgt wird.

■ Platinen mit Schichtaufbau

Auf der Seite der Bauelemente befindet sich meistens eine Massefläche. Danach folgt eine Schicht für Signale. Wir wissen, dass alle Signalströme ihren Rückweg über die Massefläche finden. Auf diese Weise bleiben die Schleifen so flach wie möglich. Bei einer vierlagigen Schicht ist die nächste Lage wieder eine Masseschicht. Die letzte Schicht ist für Versorgungsspannungen und niederfrequente Signale gedacht. Beide Masseflächen müssen überall dort verbunden werden, wo Bauteile auch mit der ersten Masseschicht in Verbindung stehen.

Lassen Sie die Versorgungsfläche unbeschaltet. Die dort eventuell auftretenden Ströme bis in den Bereich von mehreren Ampere bei Leiterbahnen von einigen Millimetern bergen die Gefahr, dass auf Grund von Induktivitäten und Kapazitäten eine Resonanz zwischen Versorgung und Massefläche entstehen kann. Die dabei auftretenden Frequenzen bewegen sich in einem Bereich von mehreren hundert MHz und bilden eine sehr effektive Antenne.

■ Massefläche

In der Literatur findet man immer wieder Diskussionen über getrennte Masseschichten (analog und digital), die dann an einer einzigen Stelle, am Versorgungsanschluss, miteinander verbunden werden. Es liegt auf der Hand, dass hier alle Signalströme unnötigerweise recht große Schleifen bilden, die den gesetzten Zielen abträglich sind. Dazu ein Beispiel: Ein D/A-Wandler eines renommierten HiFi-Herstellers hat die analoge und die digitale Masse des D/A-Konverter-Chips am gemeinsamen Versorgungselko angeschlossen. Dies geschah mittels Durchmetallisierung des Elko-Masseanschlusses.

Durch den Stromfluss verschlechterte sich die Verbindung jedoch im Laufe der Zeit, so dass nach einigen Jahren Spannungsdifferenzen bis zu einem Volt auftraten.

Zwischen getrennten Masseflächen bei A/D- und D/A-Wandlern fließen natürlich ebenfalls Ströme in Schleifen, die größer als notwendig sind und dadurch zu einem Spannungsgradienten unter dem Konverter beitragen. Bild 9 zeigt ein Layout, bei dem beide Massen an einer Stelle verbunden sind und wo weiterhin noch einige Bahnen die Unterbrechung überbrücken. Dieses Beispiel zeigt sehr gut, wie Schleifen auf unnötige Weise vergrößert werden. Kurzum: Mehr Nachteile als Vorteile und darum keine gute Lösung. Ein gutes Beispiel ist jedoch eine aktuelle Modifikation von einem Evaluation Board eines bekannten Chipherstellers auf Basis der in diesem Artikel veröffentlichten Richtlinien. Die HF-Emissio-



nen sanken um 30 dB. Jitter-Effekte verringerten sich und die Klangqualität nahm zu.

Mit dem beschriebenen Layout und der Entkopplungsmethode waren die Ströme bei allen Frequenzen gut kontrollierbar – auch die in der Massefläche. Das Ergebnis war eine äquipotentiale, zusammenhängende Fläche.

■ Sternförmige Masse

In diesem Zusammenhang noch ein paar Worte zur sternförmigen Masse, bei der die Massepunkte aller betreffenden Elemente zu einem zentralen Punkt geführt werden. Die Spannungsdifferenzen an diesem Punkt selbst sind in der Tat Null, aber etwas weiter entfernt davon sieht es auf Grund der Impedanz der Drähte und der unnötig großen Stromschleifen nicht mehr so gut aus. Sternförmige Verdrahtung führt zu großen Schleifen, in die die Induktion niederfrequenter Magnetfelder sehr leicht möglich ist und die bei Verstärkern unerwünschten Brumm erzeugen.

■ Gleichrichter

Es würde zu weit führen hier alle Störquellen aufzuzählen, aber bei Gleichrichtern handelt es sich um "notorische" Störer. So fiel dem Autor unlängst eine lästige Jitter-Störung im Lichtnetz auf, die weit über dem normalen Hintergrundrauschpegel lag. Nach gründlicher Fehlersuche wurde ein winziger Spannungsgradient über der Massefläche gefunden, der für die Induktion von Störspannungen auf den Steuereingang eines spannungsgesteuerten Oszillators verantwortlich war. Dieser Gradient wurde in 15 Zentimetern Entfernung in der Massefläche erzeugt, und zwar durch den Gleichrichter (siehe Bild 10).

Die Peakströme der Dioden, vervielfacht mit der Impedanz der Platine, erzeugen eine Spannung. Diese kann als eine Quelle sehr niedriger Impedanz aufgefasst werden, die die beiden Hälften der Massefläche anregt. Die Lösung ist sowohl einfach als preisgünstig: Sorgen Sie dafür, dass solch eine Strom führende Schleife nicht mehr Teil der Massefläche ist (wie beim Eliminieren des Entkopplungsstromes aus der Massefläche). Die Verbindung von der Trafowicklung zum Brückengleichrichter wird daher von der Massefläche isoliert. Die erste Verbindung mit der Fläche stellt nun der Minuspol des Elkos dar (Bild 11).

■ Netzteil-Übersprechen

Die Verwendung hoher Impedanzen zu den Netzteil-Leiterbahnen und niedriger Impedanzen zur Masse führt bei manchen Schaltungen automatisch zu erhöhter Isolation von der Versorgungsspannung, was auch dazu führt, dass die Schaltungen voneinander isoliert sind. Die Verwendung von Shuntreglern ist dabei ein gutes Beispiel: Eine Stromquelle Richtung Hauptversorgung und eine Spannungsquelle in Richtung Masse.

■ Röhrenverstärker

Auch in Röhrenverstärkern werden dieselben Verfahren angewendet: Lokale Entkopplungselkos zur Masse und Widerstände oder Induktivitäten zur Versorgungsleitung. Auch hier ist von Vorteil, dass die durch die Masseverbindungen fließenden Versorgungsströme fast den Wert Null aufweisen. Es fließen nur einzelne Signalströme und die Masseverbindung braucht nicht sehr stark zu sein und kann aus dem selben Material wie die Signalleitung hergestellt werden.

Anmerkung 1. Masse hat in diesem Zusammenhang nichts mit der Sicherheitserde zu tun, sondern stellt lediglich einen Bezugspunkt dar. Oft wird auch der Begriff "Null" oder "ground" verwendet.

Anmerkung 2. Die Ströme verlaufen in entgegengesetzte Richtung. Die entsprechenden Magnetfelder kompensieren sich teilweise, so dass sie und die effektive Induktion kleiner werden.

Anmerkung 3. Minimum-Flux-Prinzip. Analog zum "Wegdes-geringsten-Widerstand-Prinzips" bei Gleichstrom suchen Wechselströme die Schleife, die den niedrigsten Flux erzeugt.

Anmerkung 4. Dieser Widerstand verringert keineswegs die elektrische Impedanz, sondern erscheint nur im Ersatzschaltbild, um die Verlusteigenschaften von Ferriten zu demonstrieren.

Anmerkung 5. Es wird deutlich, dass das Anbringen des Entkopplungskondensators beim Versorgungspin eines ICs nicht sehr empfehlenswert ist: Der gemeinsame Teil der Massefläche wird so noch größer.

Anmerkung 6. Die Annahmen zur Selbstinduktion von Schleifen gelten nur, wenn die Abmessungen klein gegenüber der Wellenlänge sind.

Bild 10: Spannungsinduktion durch Gleichrichter.

Bild 11: Richtiger Anschluss des Gleichrichters.



Abo-Service

Riet Maussen, Marleen Brouwer
E-Mail: abo@elektor.de

Bestellannahme und Bestellservice

Peter Custers
E-Mail: vertrieb@elektor.de

Geschäftszeiten

Montag – Donnerstag von 08:30 bis 17:00 Uhr
Freitag von 08:30 bis 12:30 Uhr
Tel. +49 241 88 909-66
Fax +49 241 88 909-77

Unser Kundenservice berät Sie bei allen Fragen zu Bestellungen, Lieferterminen und Abonnements. Änderungen, Reklamationen oder besondere Wünsche (wie z. B. Geschenkabonnement) richten Sie ebenfalls an den Kundenservice. Vergessen Sie bitte nicht, Ihre Kundennummer anzugeben – falls vorhanden.

Technische Fragen bitten wir per E-Mail an redaktion@elektor.de zu richten

Einzelheft

Deutschland	€ 6,50
Österreich, Belgien, Luxemburg	€ 7,15
Schweiz	CHF 12,50

Jahresabonnement-Standard

Deutschland	€ 67,75
Österreich, Belgien, Luxemburg	€ 74,00
Schweiz	CHF 130,00
Andere Länder	€ 89,00

Jahresabonnement-PLUS

Deutschland	€ 77,70
Österreich, Belgien, Luxemburg	€ 83,95
Schweiz	CHF 152,00
Andere Länder	€ 98,95

Probeabonnement

Deutschland	€ 12,50
Österreich, Belgien, Luxemburg	€ 12,50
Schweiz	CHF 22,00
Andere Länder	€ 12,50 (zzgl. Porto)

Studentenabo-Standard

Deutschland	€ 54,20
-------------	---------

Studentenabo-PLUS

Deutschland	€ 64,15
-------------	---------

Upgrade zum Abo-PLUS

Alle Länder	€ 9,95
-------------	--------

Jahres- und Studentenabonnements (11 Hefte) dauern immer 1 Jahr und verlängern sich automatisch um weitere 12 Monate, wenn nicht spätestens 2 Monate vor Ablauf schriftlich gekündigt wird.

Änderungen und Irrtümer vorbehalten.

Bankverbindungen

Commerzbank Aachen
Konto 1 201 102 (BLZ 390 400 13)
IBAN/BIC: DE89 3904 0013 0120 1102 00/COBADEFF
Postgiro Köln
Konto 229 744-507 (BLZ 370 100 50)
IBAN/BIC: DE17 3701 0050 0229 7445 07/PBNKDEFF

IMPRESSUM

**Elektor Special Project
Audio 1
Dezember 2007**

Elektor möchte Menschen anregen, sich die Elektronik zu Eigen zu machen – durch die Präsentation von Projekten und das Aufzeigen von Entwicklungen in der Elektronik und technischen Informatik.

Elektor erscheint auch in Englisch, Französisch, Niederländisch, Spanisch und weiteren Sprachen. Elektor ist in über 50 Ländern erhältlich.

Verlag

Elektor-Verlag GmbH
Süsterfeldstraße 25, 52072 Aachen
Tel. 02 41/88 909-0
Fax 02 41/88 909-77

Technische Fragen bitten wir per E-Mail an redaktion@elektor.de zu richten

Internationale Chefredaktion

Mat Heffels, Wisse Hettinga

**Redaktion Elektor-Audio-Special
(Deutschland)**

Rolf Hähle (Chefredakteur)
Raimund Krings (v.i.S.d.P.)

Redaktion Elektor Deutschland

(E-Mail: redaktion@elektor.de)
Ernst Krempelsauer (Chefredakteur, v.i.S.d.P.)
Jens Nickel

Internationale Redaktion

Harry Baggen, Thijs Beckers, Jan Buiting,
Guy Raedersdorf

Redaktionssekretariat

Hedwig Hennekens

Technische Redaktion

Antoine Authier (Ltg.), Ton Giesberts,
Paul Goossens, Luc Lemmens,
Christian Vossen

Grafische Gestaltung und Layout

Brigitte Hellmann,
Etcetera, Aachen (Covergestaltung)

Geschäftsführer

Paul Snackers

Herausgeber

Ferdinand te Walvaart

Marketing/Vertrieb (Leitung)

Carlo van Nistelrooy

Kundenservice (Leitung)

Anouska van Ginkel

Anzeigen

ID Medienservice
Irmgard Ditgens
Tel. 05 11/334 84-36
Fax 05 11/334 84-81
E-Mail: elektor@id-medienservice.de

Vertriebsgesellschaft

IPS Pressevertrieb GmbH
Postfach 12 11, 53334 Meckenheim
Tel. 0 22 25/88 01-0
Fax 0 22 25/88 01-199
E-Mail: elektor@ips-pressevertrieb.de
Internet: www.ips-pressevertrieb.de

Vertrieb Österreich

Pressegroßvertrieb Salzburg/Anif
Niederalm 300 · Tel. +43/62 46/37 21-0

Der Herausgeber ist nicht verpflichtet, unverlangt eingesandte Manuskripte oder Geräte zurückzusenden. Auch wird für diese Gegenstände keine Haftung übernommen.

Nimmt der Herausgeber einen Beitrag zur Veröffentlichung an, so erwirbt er gleichzeitig das Nachdruckrecht für alle ausländischen Ausgaben inklusive Lizenzen. Die in dieser Zeitschrift veröffentlichten Beiträge, insbesondere alle Aufsätze und Artikel sowie alle Entwürfe, Pläne, Zeichnungen einschließlich Platinen sind urheberrechtlich geschützt. Ihre auch teilweise Vervielfältigung und Verbreitung ist grundsätzlich nur mit vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet. Die veröffentlichten Schaltungen können unter Patent- oder Gebrauchsmusterschutz stehen. Herstellen, Feilhalten, Inverkehrbringen und gewerblicher Gebrauch der Beiträge sind nur mit Zustimmung des Verlages und ggf. des Schutzrechtsinhabers zulässig. Nur der private Gebrauch ist frei. Bei den benutzten Warenbezeichnungen kann es sich um geschützte Warenzeichen handeln, die nur mit Zustimmung ihrer Inhaber warenzeichengemäß benutzt werden dürfen.

Die geltenden gesetzlichen Bestimmungen hinsichtlich Bau, Erwerb und Betrieb von Sendeeinrichtungen und der elektrischen Sicherheit sind unbedingt zu beachten. Eine Haftung des Herausgebers für die Richtigkeit und Brauchbarkeit der veröffentlichten Schaltungen und sonstigen Anordnungen sowie für die Richtigkeit des technischen Inhalts der veröffentlichten Aufsätze und sonstigen Beiträge ist ausgeschlossen.

© 2008 Elektor International Media B.V.

Druck

Printec Offset, Kassel (D)

MONACOR[®] **INTERNATIONAL**

BEI UNS FINDEN SIE LAUTSPRECHERTECHNIK!



SPH-450TC
45-cm-State-of-the-Art-Subwoofer

SP-12A/302PA
30-cm-Hochwirkungsgrad-Tieftöner

Lautsprechertechnik bei MONACOR INTERNATIONAL – das bedeutet eine riesige Auswahl ebenso hochwertiger wie preiswerter Produkte von A bis Z.

Neben den wenigen Beispielen hier finden Sie fast 1000 lautsprechertechnische Produkte im aktuellen Hauptkatalog „ELECTRONICS FOR SPECIALISTS 2008“.



KOSTENLOS!
Jetzt den aktuellen Gesamtkatalog ELECTRONICS FOR SPECIALISTS 2008 von MONACOR INTERNATIONAL anfordern.
Kataloghotline: kataloge@monacor.de



SPH-225C
20-cm-High-End-Chassis



RBT-95
Bändchen-Hochtöner (Magnetostat)



DT-284
„The Dome“, die 28-mm-Kalotte mit dem überragenden Preis-Leistungs-Verhältnis.

Neu bei Amplimo.....



Der MCML05 Röhren-Vorverstärker Bausatz ist ab sofort lieferbar. Ein HIGH-END Vorverstärker mit MC + MM Phonostufe und detaillierter Schritt-für-Schritt Bauanleitung.



Die Marke der Amplimo Gruppe für Bauteile rund um die Röhrentechnik.

Schauen Sie unter www.tube-audio.de

.....und natürlich weiterhin



Unser UL40-S2 Röhrenvollverstärker Bausatz.

Dieser Bausatz ist auch als reine Endstufe erhältlich.

Amplimo Bausätze und Ringkern Ausgangsübertrager werden entwickelt von Ingenieur Menno van der Veen.

- Ringkern Ausgangsübertrager
- Ringkern Netztrafos
- Universelle Transistor Endverstärker Module
- A5-Vorverstärker Modul
- Signalübertrager
- LRZ-Lautsprecher Relais
- Jensen Audio Kondensatoren
- Röhren und Fassungen

WWW.AMPLIMO.DE
WWW.TUBE-AUDIO.DE

Amplimo BV
Industrieweg 14
7161 BX NEEDE
Niederlande
Tel: +31 (0)545 283456
email: info@amplimo.nl

Amplimo Deutschland GmbH
Rohtenturmerstraße 97a
85053 INGOLSTADT
Deutschland
Tel: +49 (0)8459 323408
email: info@amplimo.de

