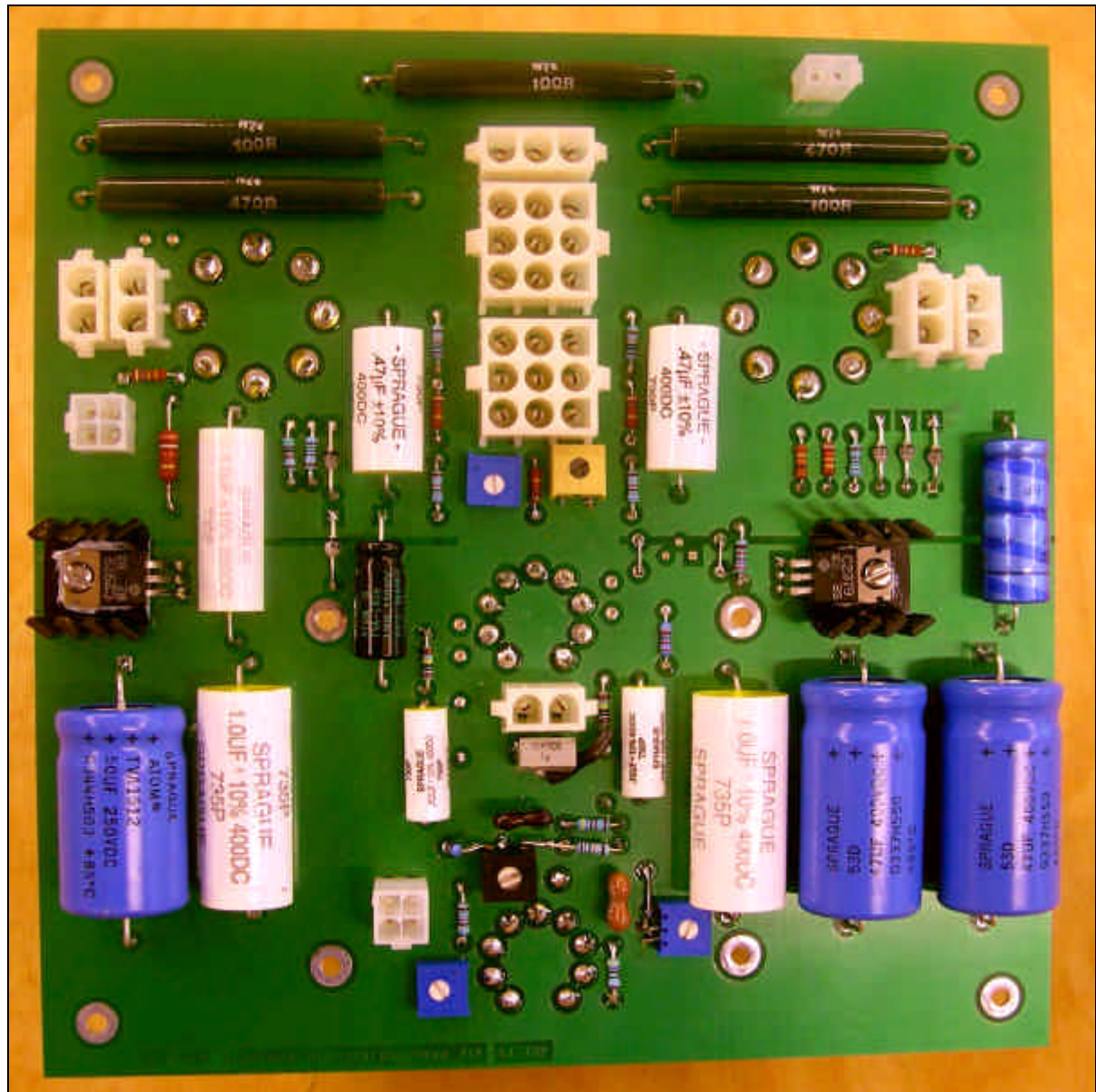


Endstufe in Differenzverstärkerschaltung

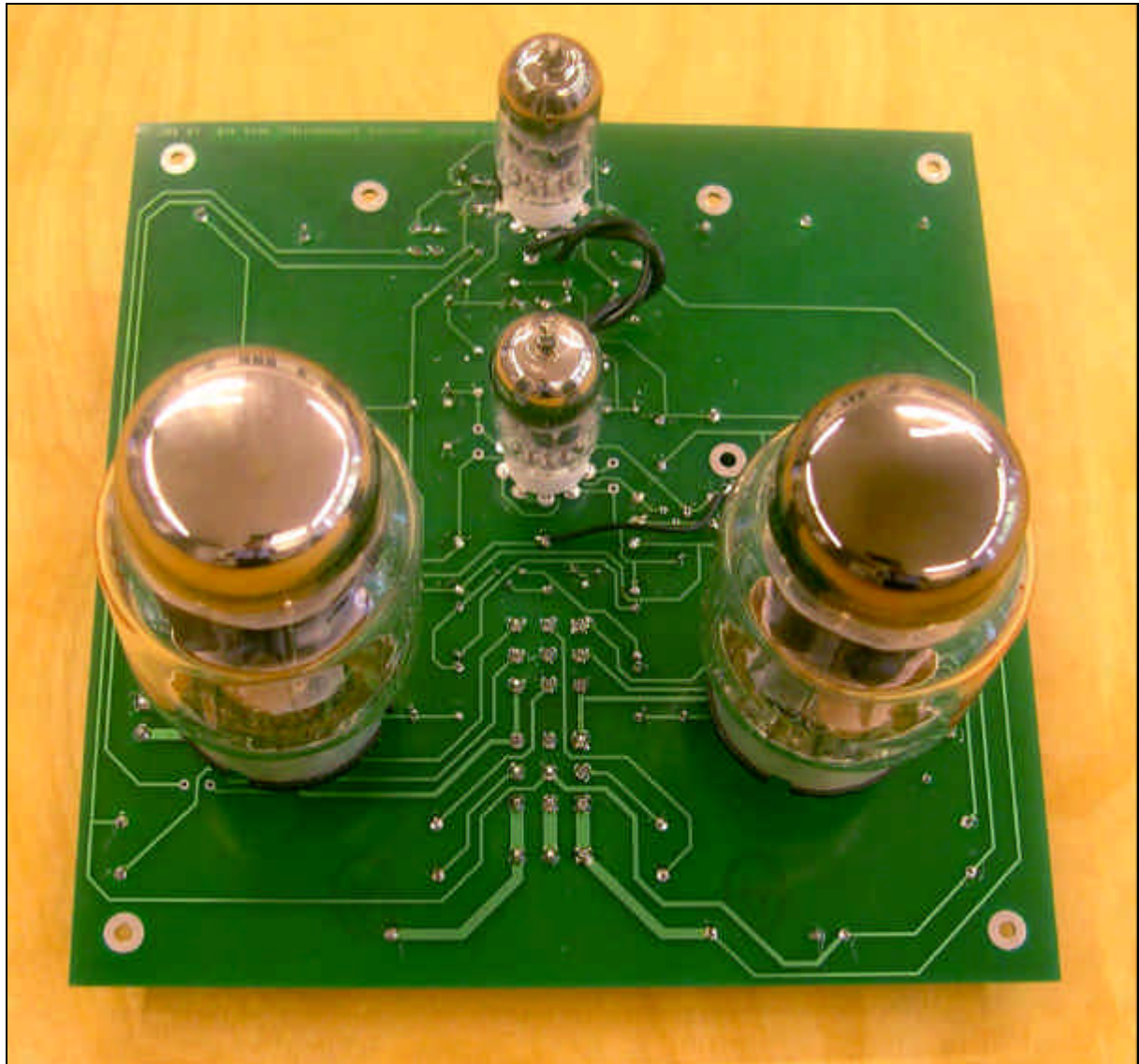
Von Andreas Krutz und Daniel Gühne



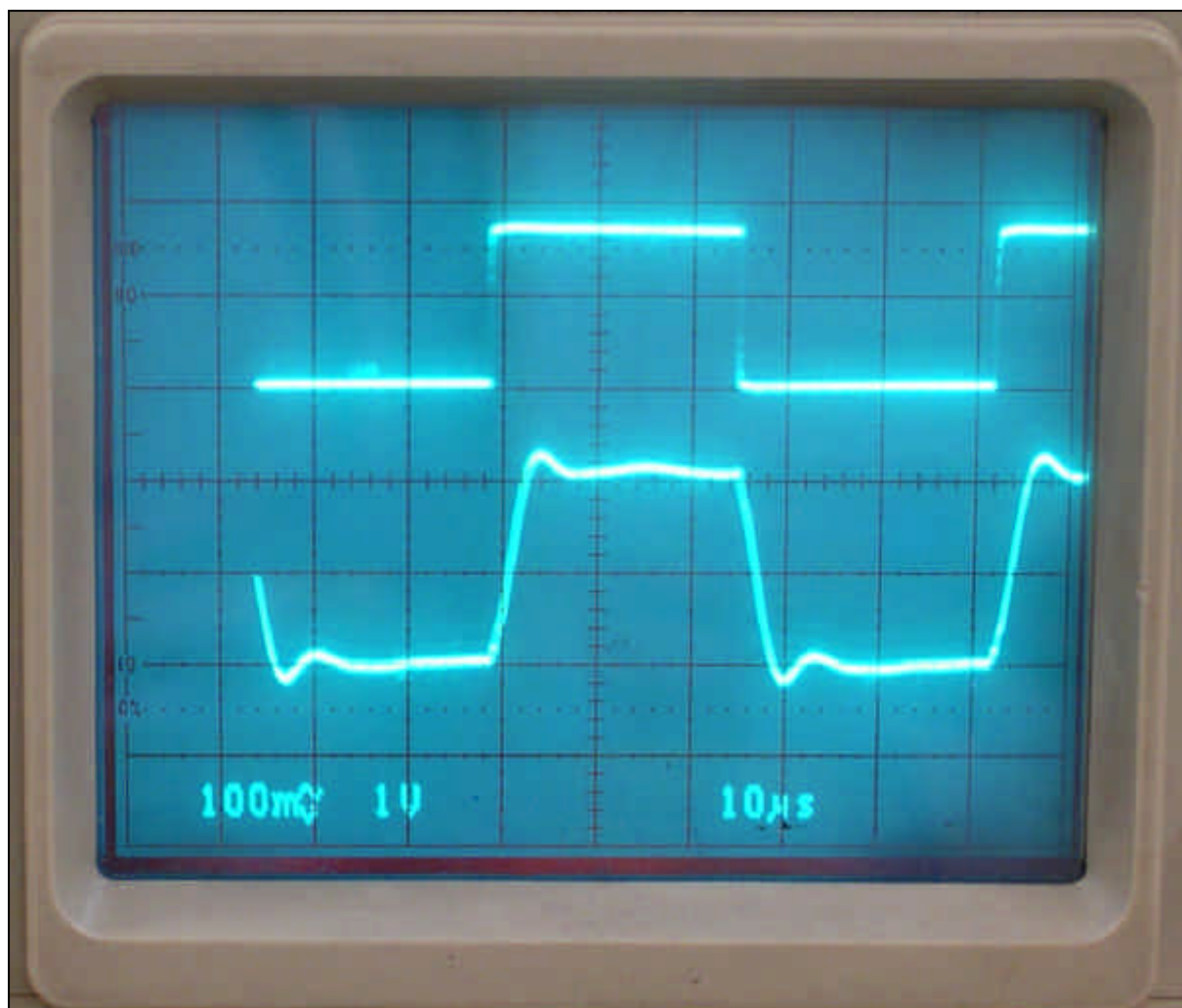
Im Chassis eingebaute Endstufenbaugruppe



Fertiggestellte Endstufenbaugruppe von unten



Fertiggestellte Endstufenbaugruppe von oben



Übertragungsverhalten der Differenzverstärker-Endstufe bei Rechtecksignal 20 kHz.

Oberer Strahl: Eingangssignal der Endstufe an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV

Unterer Strahl: Ausgangssignal an 4 Ohm Lastwiderstand mit 10V / DIV

Einführung

Zu Beginn dieses Projekts wurde eine umfassende Internetrecherche durchgeführt. Hierbei wurden etwa 100 Schaltungen von Röhrenendstufen gefunden, meist von amerikanischen Geräten aus den 50-er oder 60-er Jahren. Hierbei fielen zwei Schaltungen auf, die sich dadurch von den meisten anderen Schaltungen unterschieden, daß sie vollständig differentiell aufgebaut waren, es handelte sich praktisch um Operationsverstärker in Röhrentechnik. Diese Schaltungen waren zum Zeitpunkt ihres Entwurfs ihrer Zeit weit voraus waren und übten daher eine besondere Faszination auf uns aus. Es handelte sich zum einen um den Verstärker Acrosound Model Ultra Linear II von 1959, welcher in der folgenden Abbildung dargestellt ist. Das zweite Modell gleichen Konzepts ist ein Modell von Michaelson & Austin (TVA-1) aus den 70-er Jahren. Diese beiden Modelle dienten als Grundlage für den Entwurf einer vollständig symmetrisch arbeitenden Endstufe in Differenzverstärkerschaltung.



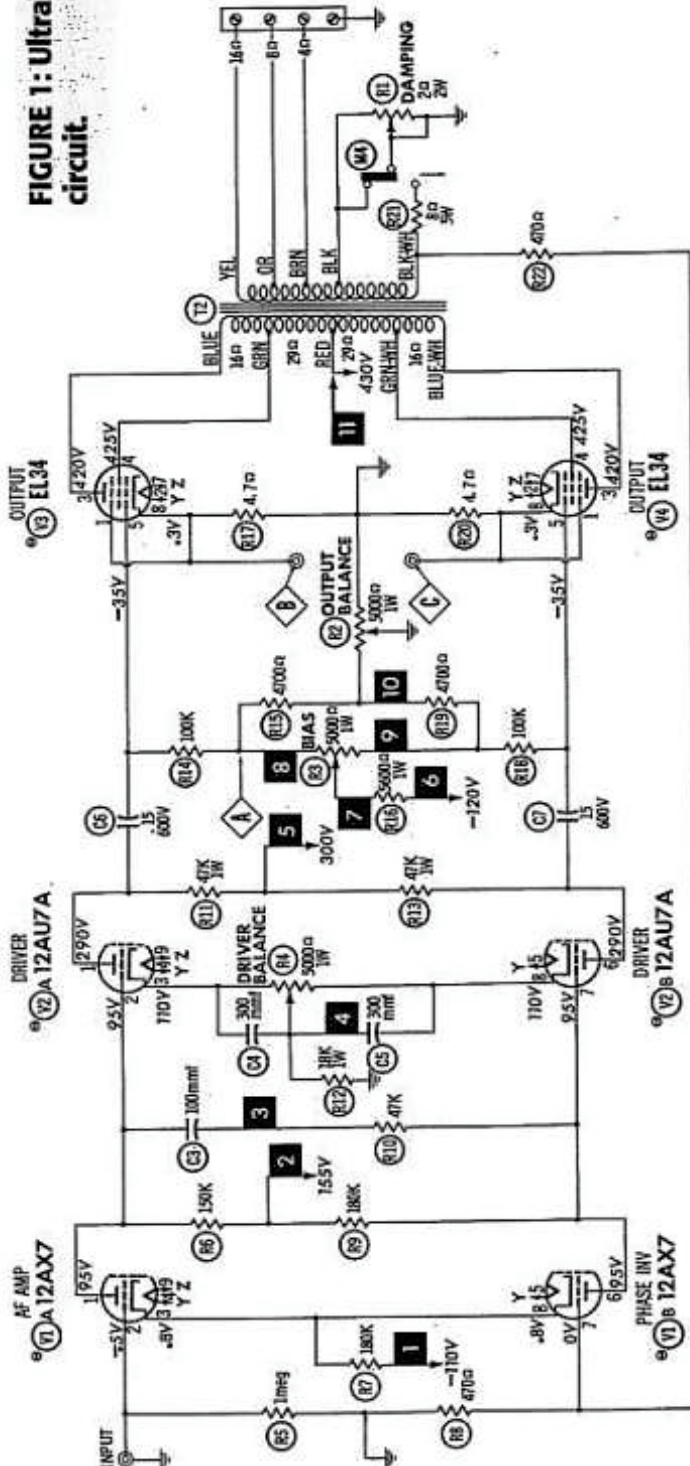
Originalgerät Acrosound Model Ultra-Linear II



Originalgerät Michaelson & Austin Model TVA-1

Ausgehend von diesen beiden Originalschaltungen wurde nach umfassender Weiterentwicklung eine Differenzverstärker-Endstufe realisiert, die nach Abschluß der Optimierung das beste Klangbild aller in diesem Projekt realisierten Endstufen-Schaltungen lieferte und somit in das Endprodukt „BLACK CAT“ eingebaut wurde.

FIGURE 1: Ultralinear II amplifier circuit.



1. DC voltage measurements taken with vacuum tube voltmeter;

2. AC voltages measured at 1000 ohms per volt;

3. Socket connections are shown as bottom views;

4. Measured values are from socket pin to common negative;

5. Line voltage maintained at 117 volts for voltage readings;

6. Nominal tolerance of component values makes possible a variation of $\pm 15\%$ in voltage and resistance readings;

7. All controls at minimum, proper output load connected.

SEE PARTS LIST FOR ALTERNATE VALUE OR APPLICATION

DC COIL RESISTANCE VALUES UNDER ONE OHM NOT SHOWN ON SCHEMATIC DIAGRAM

| ITEM | TUBE | Pin 1 | Pin 2 | Pin 3 | Pin 4 | Pin 5 | Pin 6 | Pin 7 | Pin 8 | Pin 9 |
|------|--------|--------------|-------------|--------------|--------------|-------------|-------------|--------------|--------------|-------------|
| V1 | 12AX7 | 100K | 1M Ω | 100K | .1 Ω | .1 Ω | 120K | 250 Ω | 190K | .1 Ω |
| V2 | 12AU7A | 150K | 120K | 21K | .1 Ω | .1 Ω | 150K | 120K | 21K | .1 Ω |
| V3 | EL34 | 4.7 Ω | .1 Ω | 110 Ω | 189 Ω | 100K | NC | .1 Ω | 4.7 Ω | |
| V4 | EL34 | 4.7 Ω | .1 Ω | 110 Ω | 189 Ω | 100K | NC | .1 Ω | 4.7 Ω | |
| V5 | 6Z3A | NC | 1 | NC | 31 Ω | NC | 30 Ω | NC | 1 | |

1 THIS READING WILL VARY DEPENDING UPON THE CONDITION OF THE ELECTROLYTIC IN THE CIRCUIT.

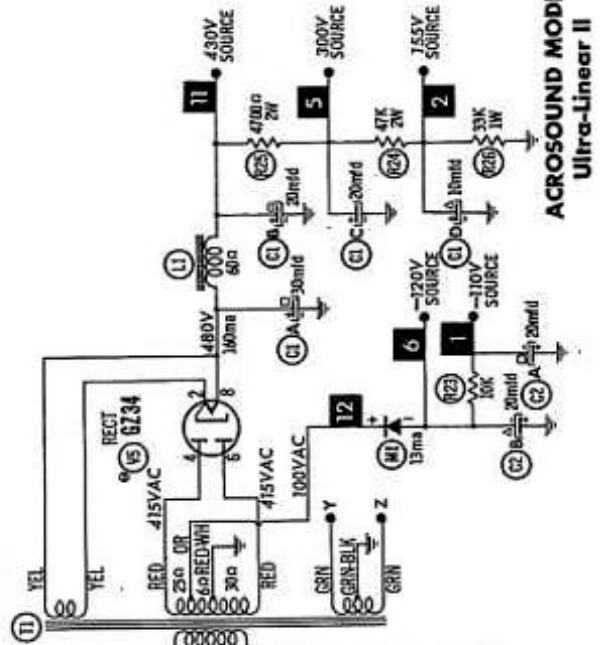
1 MEASURED FROM PIN 8 OF V5.

2 MEASURED FROM 120V. SOURCE.

NC NO CONNECTION

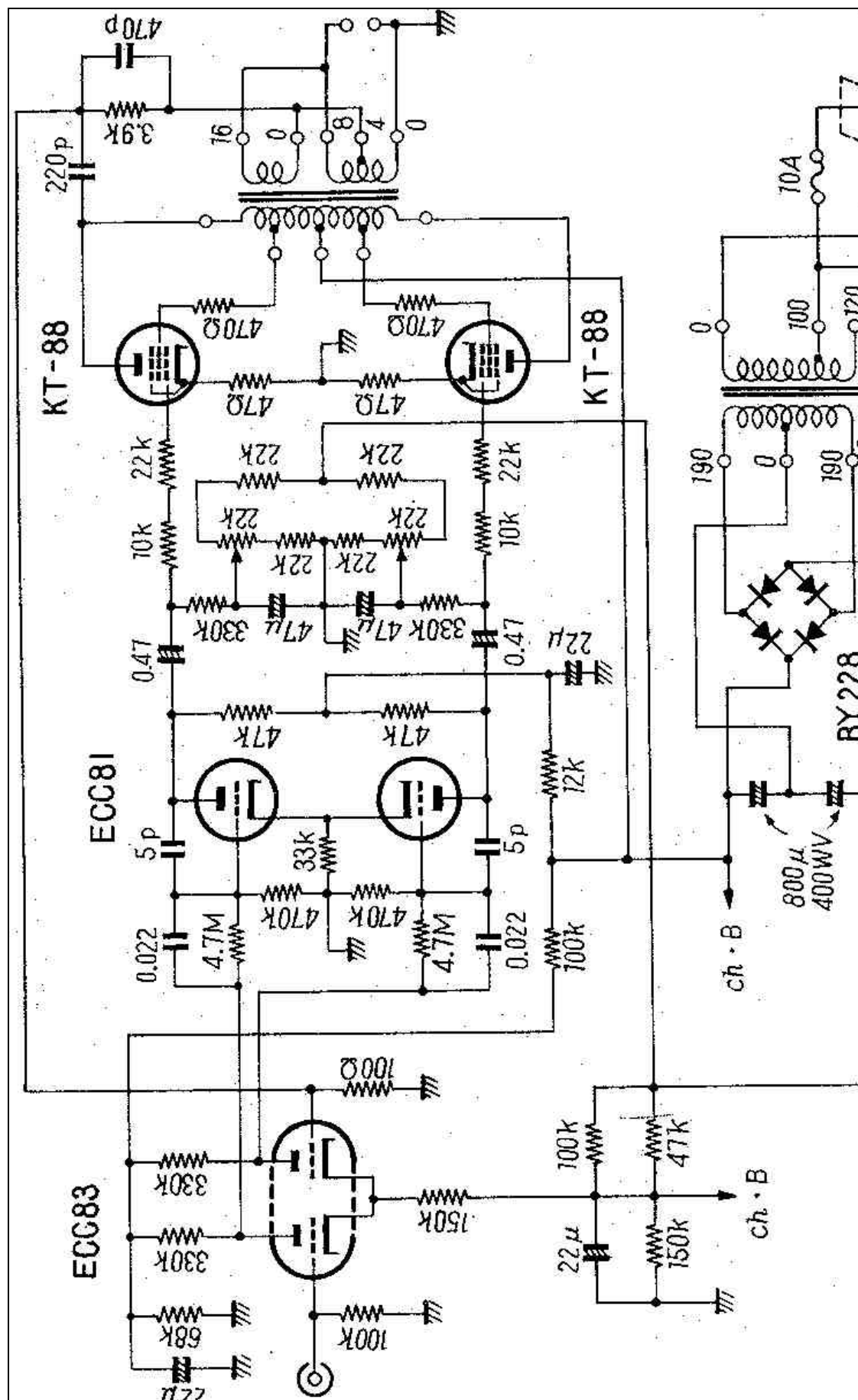
PHOTOFACT STANDARD NOTATION SCHEMATIC with "CIRCUITRACE"

© Howard W. Sams & Co., Inc. 1959



ACRO-SOUND MODEL Ultra-Linear II

Originalschaltplan von ACRO-SOUND. 12AX7 ist die amerikanische Bezeichnung für die ECC83, 12AU7 ist die amerikanische Bezeichnung für die ECC82.



Ausschnitt aus dem Originalschaltplan des Michaelson & Austin TVA-1

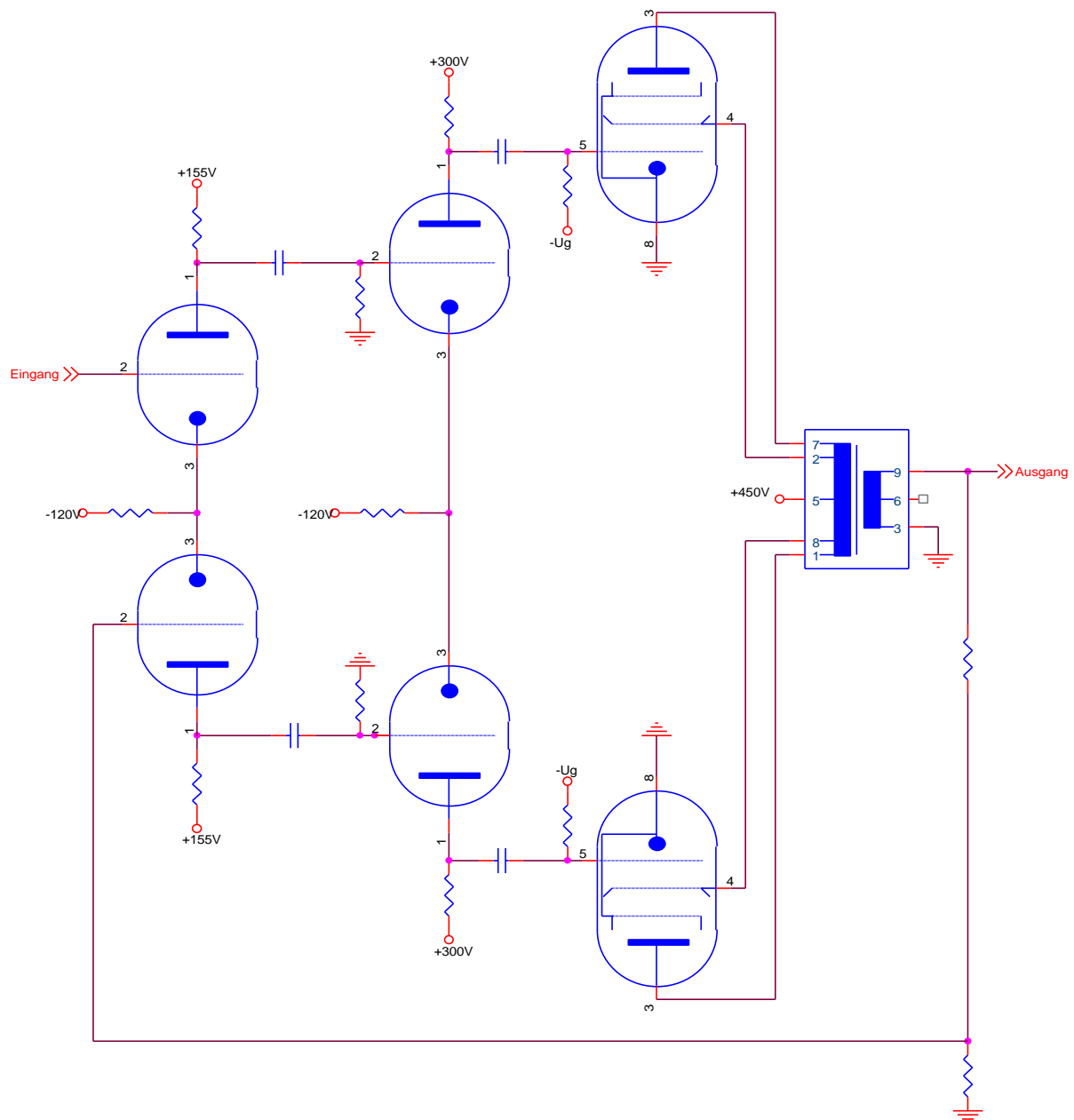
Analyse und Entwurf

Bevor nun die Detailentwicklung unserer Endstufen-Schaltung in den verschiedenen Schritten beschrieben wird, soll zunächst das Schaltungskonzept als solches beschrieben werden:

Übersicht und Zusammenspiel der einzelnen Stufen

Diese Endstufenschaltung ist, wie alle anderen in diesem Projekt realisierten Endstufenschaltungen, aus drei Stufen zusammengesetzt. Das sind die Eingangsverstärkerstufe, die Treiberstufe und die Endstufe. Das Ausgangssignal wird, zur Realisierung einer „Über-alles-Gegenkopplung“, an die Eingangsstufe zurückgeführt.

Das Blockschaltbild der in diesem Projekt realisierten Endstufenschaltung ist in der folgenden Abbildung dargestellt:



Blockschaltbild Endstufe „Differenzverstärkerschaltung“

Es soll nun die Funktionsweise der genannten Teilstufen näher erläutert werden. Es erfolgt zuerst ein Überblick über die Funktionen der einzelnen Stufen. Im Anschluss daran wird auf weitere Details eingegangen.

Die Eingangsstufe dient zur Phasensplittung und gleichzeitiger Spannungsverstärkung. Im Gegensatz zu den üblichen Schaltungskonzepten für Röhrenendstufen ist diese Stufe als Differenzverstärkerschaltung ausgelegt. Die Differenz aus dem Eingangssignal und dem zum Zwecke der Gegenkopplung rückgeführten Ausgangssignal wird von dieser Stufe verstärkt und in zwei zueinander komplementäre Ausgangssignale aufgespalten. Diese Stufe ist mit zwei Triodensystemen einer ECC83 aufgebaut.

Die Treiberstufe übernimmt die beiden komplementären Signale aus der Vorverstärkerstufe und verstärkt diese weiter, um den für die Aussteuerung der Endröhren nötigen Spannungshub zu liefern. Die Verstärkung des Differenzverstärkers in der Eingangsstufe reicht hierfür nicht aus. Die Treiberstufe ist mit zwei Triodensystemen einer ECC82 aufgebaut.

Die Gegentakt- Endstufe liefert die notwendige Leistungsverstärkung. Als Endröhren wurden Beam-Power-Tetroden vom Typ KT88 verwendet. Zur Zusammenführung der beiden gegenphasigen Teilsignale beider Endröhren und zur impedanzmäßigen Anpassung an den Lautsprecher wird, wie in nahezu allen Röhrenendstufen, ein Ausgangsübertrager eingesetzt. Mittels des Anschlusses der Schirmgitter der Endröhren an die dafür vorgesehenen Anzapfungen des Ausgangsübertragers wird eine lokale Gegenkopplung innerhalb der Endstufe realisiert.

Zusammenfassend kann bemerkt werden, daß die Besonderheit dieses Schaltungskonzepts darin besteht, daß es vollständig, also von der ersten bis zur Letzten Stufe, rein differentiell arbeitet. Damit werden Störeinflüsse, die auf beide Teilsignale gleichermaßen einwirken, kompensiert. Weiterhin fällt auf, daß alle Stufen bereits eine lokale Gegenkopplung besitzen, bei den Differenzverstärkerstufen ist es der gemeinsame Kathodenwiderstand, bei der Endstufe die bereits erwähnte Rückführung der Ausgangsspannung an die Schirmgitter der Endröhren. Das ist insofern vorteilhaft, da dann ein geringerer Einfluß der „über alles Gegenkopplung“ möglich ist, womit sich weniger, laufzeitbedingte, Intermodulationsprodukte bilden. In diesem Zusammenhang ist entscheidend, daß die lokalen Gegenkopplungen prinzipbedingt sehr „zeitnah“ arbeiten.

Detaillierte Funktionsweise der einzelnen Stufen

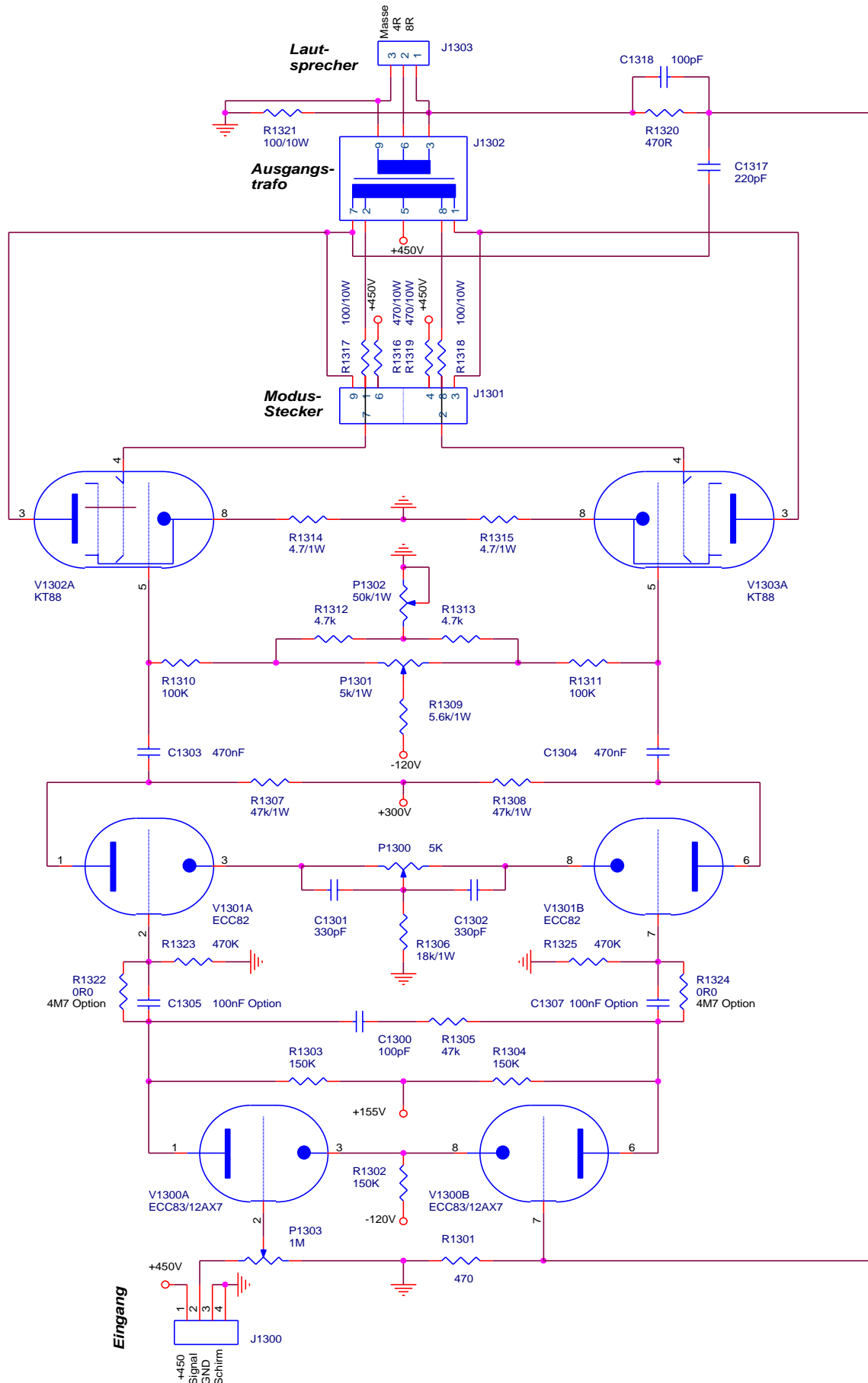
Nach der vorangegangenen Einführung soll nun eine detaillierte Beschreibung der einzelnen Stufen erfolgen. Es wird hierbei auf die (bereits abgebildeten) Originalschaltungen, die im Internet zu finden waren, eingegangen, da diese die Basis für die Entwicklung der von uns realisierten Endstufenschaltung darstellten.

Beide Schaltungen, sowohl die von Michael & Austin als auch die von Acrosound wurden zunächst analysiert. Hierbei zeigte sich rasch, daß die Schaltung von Michael & Austin im Internet nicht richtig wiedergegeben sein kann:

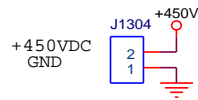
Die Gitterwiderstände der Treiberstufe (470K) bilden einen Spannungsteiler mit den zu den Anoden der Eingangsstufe führenden WEiderständen (4,7 M). Unter der plausiblen Annahme eines Ruhewerts von ca. 100V an diesen Anoden hätte man dann nur ein Potential von 10V an den Gittern der Treiberstufe. Es würde dann näherungsweise, unter der plausiblen Annahme einer Gitterspannung von -5V ein Strom von $(5V + 10V) / 33 K = 0,5 \text{ mA}$ durch den Kathodenwiderstand der Treiberstufe fließen. Das wären dann 0,25mA Anodenstrom pro Triodensystem. Damit wäre aber nur eine maximale Wechsellspannung (ohne Berücksichtigung der Verzerrung) von $47 K * 0,25\text{mA} * 2 = 24\text{Vpp}$ erreichbar. Um eine KT88-Endröhre ansteuern zu können werden aber mindestens 100Vpp (unverzerrter) Aussteuerbereich benötigt.

Daher wurde dann beschlossen, sich auf die Schaltung von Acrosound zu konzentrieren, aber das Layout so auszuführen, daß man mit ihm auch die Schaltung von Michaelson & Austin realisieren könnte, falls sich im Laufe der weiteren Arbeiten neue Erkenntnisse ergeben würden.

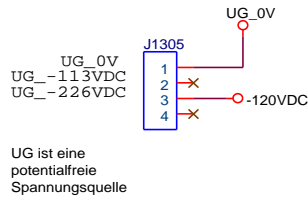
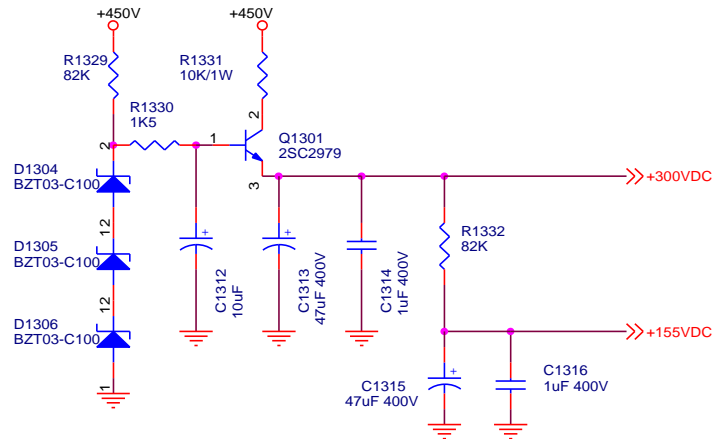
Es wurde somit die im folgenden abgebildete Schaltung entworfen und durchgerechnet, die anschließend layoutet und aufgebaut wurde. Im Laufe der Inbetriebnahme wurde die Schaltung dann jedoch noch einmal erheblich verändert und verbessert, so daß die im folgenden dargestellte und beschriebene Schaltung aus heutiger Sicht nur einen Zwischenstand darstellt.



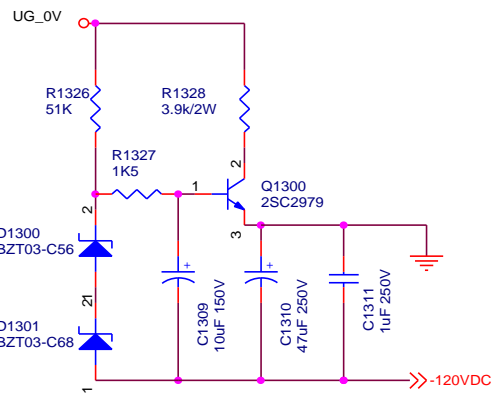
Erster Entwurf der Differenzverstärker-Endstufe, der in dieser Form aufgebaut und getestet wurde, aber im Laufe der Inbetriebnahme noch erheblich modifiziert wurde. (Teil 1 von 2)



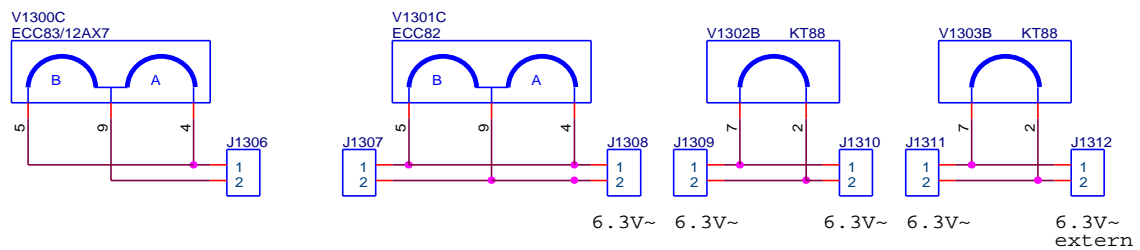
Spannungsstabilisierung, Anoden-Spannungen



Spannungsstabilisierung, negative Vorspannung



Heizung 6.3V~



Erster Entwurf der Differenzverstärker-Endstufe, der in dieser Form aufgebaut und getestet wurde, aber im Laufe der Inbetriebnahme noch erheblich modifiziert wurde. (Teil 2 von 2)

Eingangsstufe

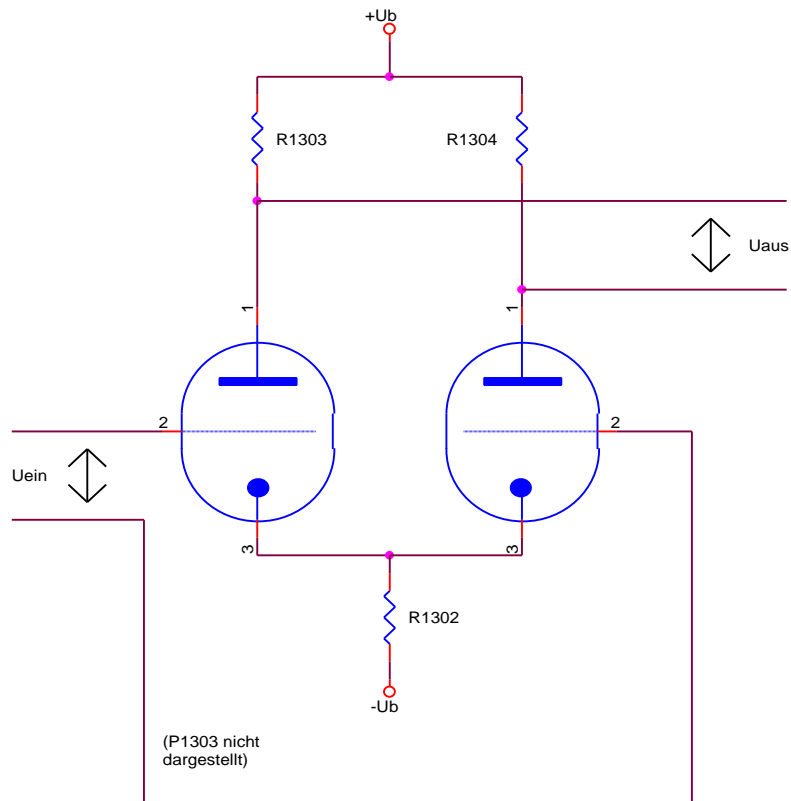
Wie schon erwähnt ist die Eingangsstufe als klassische Differenzverstärkerschaltung ausgelegt, wie sie aus der Operationsverstärkertechnik her gut bekannt ist.

In diesem Zusammenhang ist interessant, daß Mitte der 50-er Jahre die ersten Vorläufer der heutigen integrierten Operationsverstärker von der Firma Philbrick-Research in den USA auf den Markt gebracht wurden:



Die ersten Operationsverstärkerbausteine der Welt von Philbrick-Research

Die Funktionsweise der Stufe entspricht exakt der, der auch heute noch gut bekannten, Differenzverstärkerstufe mit Transistoren. Auf der Folgeseite ist das Schaltungsprinzip abgebildet.



Schaltungsprinzip der als Eingangsstufe verwendeten Differenzverstärkerstufe

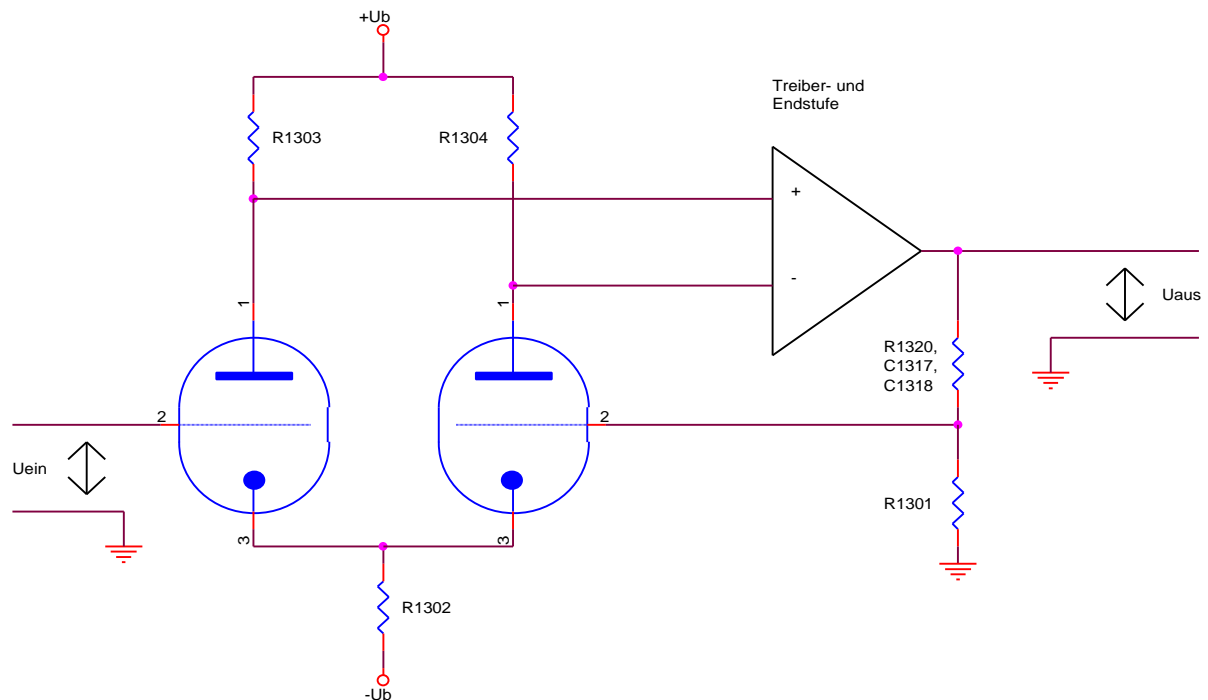
Beide Röhren teilen einen gemeinsamen Kathodenwiderstand (R1302 im detaillierten Schaltplan), der jedoch nicht nach Masse, sondern an eine negative Versorgungsspannung von -120V führt. Da die Eingangssignale der Schaltung klein gegenüber der negativen Versorgungsspannung sind und zudem massebezogen sind, ist der Strom durch den Kathodenwiderstand praktisch vom Eingangssignal (und auch den Anodenspannungen der beiden Triodensysteme) unabhängig. Man kann sich anstelle des Widerstands in erster Näherung eine Konstantstromsenke mit dem eingprägtem Strom $i = -U_b/R_{\text{kathode}}$ denken.

Für das Verständnis der Schaltung ist wesentlich, daß hiermit die SUMME der Anodenströme beider Triodensysteme konstantgehalten wird. Im folgenden wird gezeigt, daß die Aussteuerung der Stufe die VERTEILUNG des zur Verfügung stehenden Stroms auf beide Triodensysteme bestimmt. Die Zunahme des Anodenstroms in einem der beiden Systeme hat also zwingend die Stromabnahme im gegenüberliegenden System zur Folge, womit sich zwangsläufig komplementäre Ausgangssignale ergeben. (Hinweis: diese Betrachtung ist dahingehend idealisiert, das sie von einer symmetrischen Ansteuerung der Stufe ausgeht)

Wenn zwischen beiden Gittern kein Signal anliegt, die Differenz der beiden Gitterspannungen also null ist, herrschen an beiden Triodensystemen die gleichen Verhältnisse. Das legt eine symmetrische Aufteilung des zur Verfügung stehenden Stroms in zwei gleich große Anodenströme nahe. Somit ist die Ausgangsspannung, welche zwischen den beiden Anoden abgenommen wird, gleich Null. Diese Annahme geht vom Vorhandensein zweier gleich großer Anodenwiderstände R1303 und R1304 (im detaillierten Schaltplan) aus, die jedoch nur für den Sonderfall der symmetrischen Ansteuerung einer solchen Stufe anwendbar ist.

Eine Spannungsdifferenz, die das (in der obigen Skizze) linke Gitter ein wenig positiver und das rechte Gitter ein wenig negativer machen würde, bewirkt eine Zunahme des Anodenstroms in dem linken Triodensystem und eine betragsmäßig gleiche Abnahme des Anodenstroms in dem rechten Triodensystem. Damit fällt die Anodenspannung des linken Triodensystems, während die des rechten um den selben Betrag ansteigt

Nun soll die Arbeitsweise der in die Gesamtschaltung eingebetten Eingangsstufe betrachtet werden:



Prinzip der Wirkungsweise der in die Gesamtschaltung eingebetten Eingangsstufe

Das Gitter des in der obigen Skizze linken Triodensystems ist über einen (in der obigen Skizze nicht dargestellten) Spannungsteiler zur Pegeleinstellung (P1303 im detaillierten Schaltplan) mit dem zu verstärkenden Eingangssignal verbunden

Das Gitter des in der obigen Skizze rechten Triodensystems ist über einen weiteren Spannungsteiler mit dem Ausgang der Endstufe verbunden, um die „über-alles“-Gegenkopplung zu realisieren. Das Teilungsverhältnis des Spannungsteilers bestimmt den Gegenkopplungsgrad. Die Komponenten R1301, R1320, C1317 und C1318 bilden diesen, mit frequenzabhängigem Teilverhältnis ausgeführten, Spannungsteiler

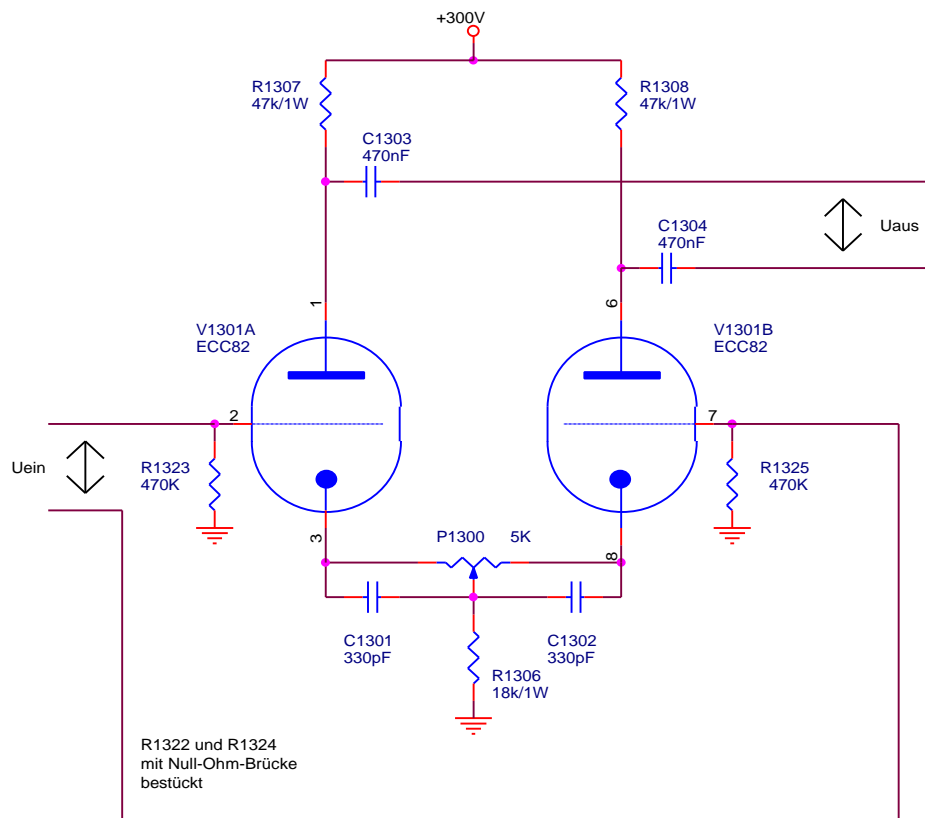
Das für diese Stufe wirksame Eingangssignal ist also die DIFFERENZ zwischen dem Eingangs- und dem Ausgangssignal der Endstufenbaugruppe. Dieses wird von der Stufe sowohl verstärkt als auch in zwei komplementäre Teilsignale aufgespalten. Diese Aufteilung wird auch Phasenumkehr genannt.

Bemerkenswert ist, daß diese Stufe drei verschiedene Funktionen, nämlich Spannungsverstärkung, Phasenumkehr und Bildung der Differenz aus Ein- und Ausgangssignal mit einem nicht mehr zu unterbietenden Minimum an Bauteilen bereitstellt.

Treiberstufe

Nun soll die Funktionsweise der Treiberstufe betrachtet werden. Diese brachte in der Inbetriebnahmephase der Schaltung die meisten Schwierigkeiten mit sich und mußte dann noch erheblich modifiziert werden. Es soll hier auf die grundsätzliche Funktion der ursprünglich entworfenen Schaltung eingegangen werden. Auf die endgültige, modifizierte Realisierung der Schaltung soll erst später eingegangen werden.

Die Treiberstufe ist ebenso wie die Eingangsstufe als Differenzverstärker ausgelegt:



Schaltplanauszug: Treiberstufe

Die, im vorherigen Abschnitt besprochene, klassische Differenzverstärkerschaltung ist sofort wiederzuerkennen. Der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand wird bei dieser Schaltung jedoch nicht durch eine zusätzliche negative Betriebsspannung, sondern durch das Ruhepotential der Anoden der vorhergehenden Stufe (in der Größenordnung 70 bis 100V) bestimmt.

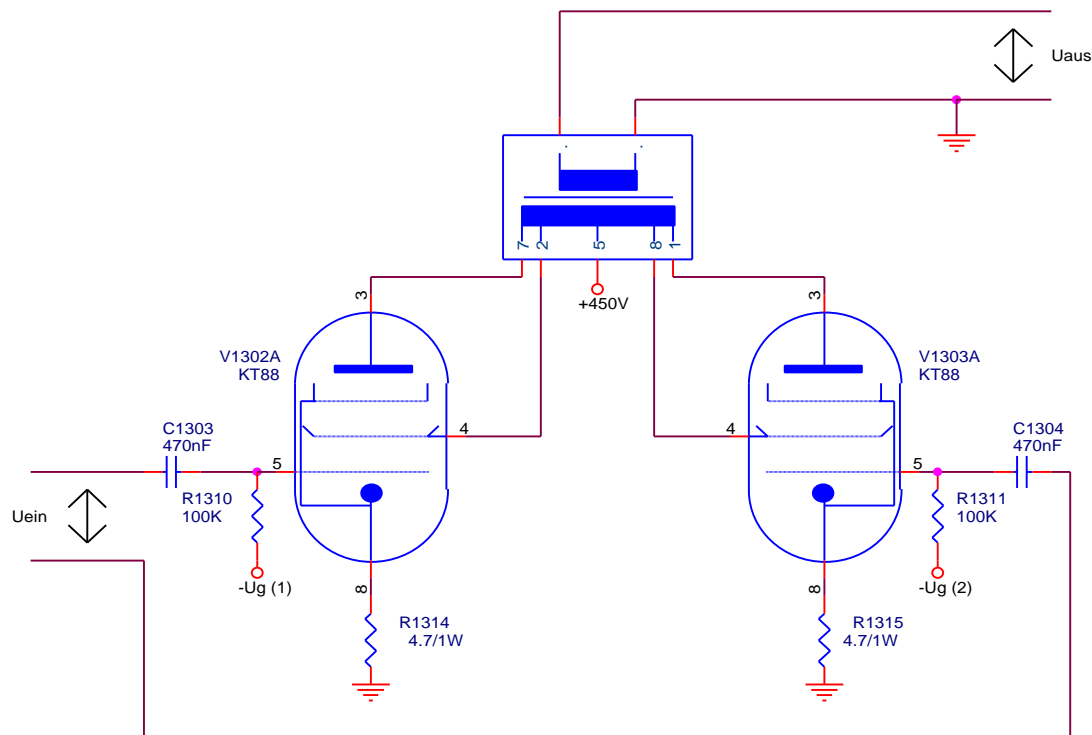
R1322 und R1324 sind, entsprechend der Acrosound-Schaltung, mit Kurzschlußbrücken bestückt, man hat also eine Gleichspannungskopplung der Eingangs- und der Treiberstufe. Es sei schon jetzt darauf hingewiesen, daß das nicht unproblematisch ist, da ein, immer vorhandener, Unterschied in den Ruhepotentialen beider Anoden der Eingangsstufe zu einer Aussteuerung der Treiberstufe führt, womit deren Aussteuerbereich begrenzt wird und die Symmetrie der Aussteuerung der Stufe zum (wechsellspannungsmäßigen) Nullpunkt des Eingangssignals nicht mehr gegeben ist. Hier mußte dann im späteren Verlauf der Inbetriebnahme eine andersgeartete Lösung gefunden werden.

Mit P1300 kann eine Symmetrierung der Stufe durchgeführt werden. C1301 und C1302 verhindern, daß auf beide Eingänge der Differenzverstärkerstufe gleichermaßen eingestreute Hochfrequenzsignale als differentielles Eingangssignal wirksam werden, indem sie beide Kathoden hochfrequenzmäßig miteinander verbinden. Bei der Mittelstellung des Potentiometers ergibt sich eine Grenzfrequenz der Anordnung ($330\text{pF} / 2,5\text{ k}\Omega$) von ca. 200kHz, also weit außerhalb des Audio-Bereichs.

Gegentakt-Endstufe

Der Aufbau der Gegentakt-Endstufe ist mit den anderen in diesem Projekt realisierten Endstufenbaugruppen identisch. Sie ist mit zwei Beam-Power-Tetroden vom Typ KT88 ausgestattet. Die Versorgungsspannung beträgt nominell 450V. Bei kleinen Aussteuerungen arbeitet die Endstufenschaltung im A-Betrieb. Dies bedeutet, dass der Ruhestrom größer als die Aussteuerung ist. Bei einer höheren Leistung (ca. über 10W) geht die Stufe in den B-Betrieb über. Die Aussteuerung ist dann größer als der Ruhestrom und somit ist dann immer eine der beiden Röhren stromlos. Die beiden Endröhren V1302A und V1303A werden gegenphasig angesteuert. Die negativen Gittervorspannung werden so eingestellt, dass der Ruhestrom durch beide Röhren ca. 50mA ist. Dies wird durch das vorgeschaltete Widerstandsnetzwerk erreicht. Dieses wird durch die Widerstände R1309, R1310, R1311, R1312, R1313 und durch die Potentiometer P1301 und P1302 realisiert. Durch die beiden Potentiometer lässt sich eine getrennte Einstellung des Absolutwertes und der Balance zwischen beiden Ruhestromen durchführen.

Die Versorgungsspannung wird über den Mittelabgriff der Primärwicklung des Ausgangsübertragers zugeführt. Dieser erfüllt zwei Funktionen. Zum einen summiert er die um 180° phasenverschobenen Teilsignale beider Schaltungswege zu einem vollständigen Ausgangssignal und zum anderen bewirkt er die Impedanzanpassung zwischen Röhren und Lautsprecher. Die Lautsprecher arbeiten bekanntlich mit einer kleinen Spannung und einem großen Strom, während die Endröhren mit hoher Spannung und kleinem Strom arbeiten.



Vereinfachte Darstellung der Endstufe

Um die Funktionsweise dieser Endstufenschaltung noch genauer zu verstehen, soll nun eine detaillierte Erläuterung des Verhaltens des Übertragers folgen. Wie schon angedeutet, werden die beiden gegenphasigen Signale im Übertrager wieder zusammengefügt. Im Ruhezustand fließt durch beide Röhren und somit auch durch jeweils eine Seite des Übertragers der gleiche Anodenstrom. Durch den entgegengesetzten Wicklungssinn heben sich die durch die beiden Anodenströme erzeugten magnetischen Flüsse auf. Werden die Anodenströme nun durch die ansteuernden Signale verändert, so steuert also z. B. zu einem bestimmten Zeitpunkt die eine Röhre mehr und die andere Röhre weniger durch. Dadurch wird also ein Anodenstrom größer als der andere. Durch den gegenseitigen Wicklungssinn bewirkt nun die Differenz der beiden Anodenströme einen magnetischen Fluß im Eisenkern, welcher dann letztendlich zu einer Leistungsabgabe über die Sekundärwicklung zum Lautsprecher hin führt. Die Tatsache, daß die Differenz beider Anodenströme das Ausgangssignal bildet kann auch als Summation der beiden zugeführten Signalanteile aufgefasst werden. Die Änderung des aus der Differenz der Anodenströme resultierenden magnetischen Flusses induziert in der Sekundärwicklung wiederum eine, dem verstärkte Audiosignal entsprechende, Spannung. Diese wird in die Lautsprecherkreis eingespeist.

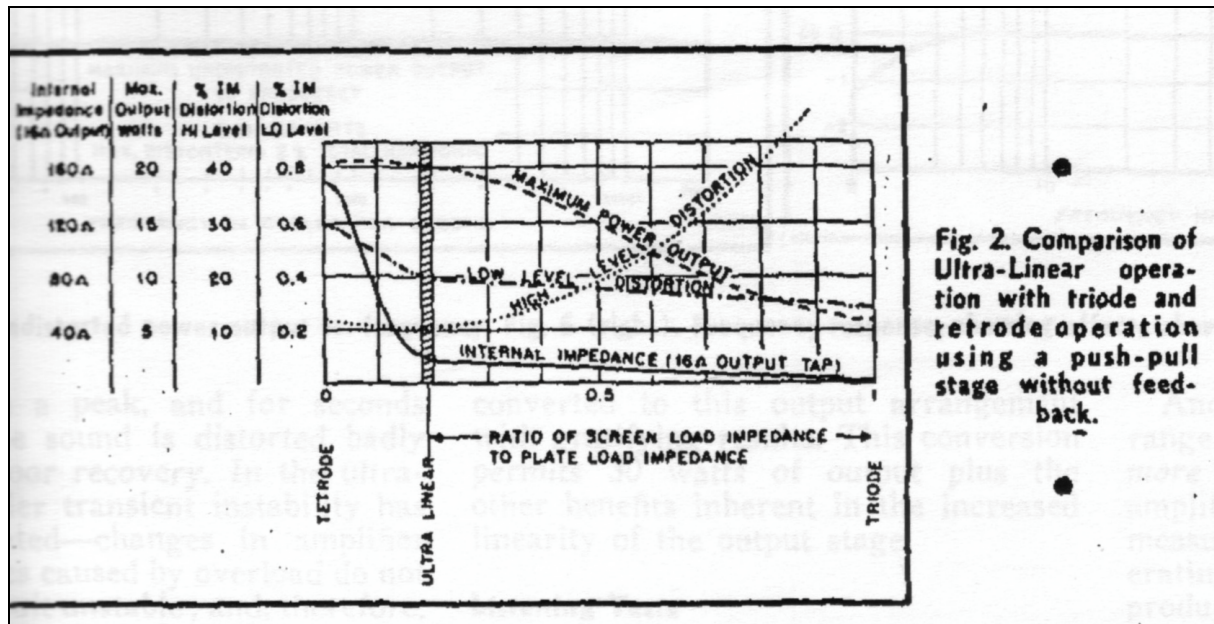
Die hier verwendete Gegentaktschaltung bringt mehrere Vorteile mit sich. Der Kern des Ausgangsübertragers ist nicht von einem magnetischen Gleichfeld durchsetzt. Dadurch kann die B/H-Kennlinie des Kerns völlig symmetrisch auf die beiden Teilsignale wirken. Dieser Punkt bringt noch einen weiteren Vorteil. Es können nun kleinere Eisenkerne verwendet werden, welche einen kompakteren Aufbau ermöglichen der damit höheren Kopplungsfaktor hat, der wiederum eine kleinere Streuinduktivität des Trafos und damit eine bessere Höhenwiedergabe bewirkt. Schwankungen der Versorgungsspannung und überlagerte Störsignale wirken auf beiden Zweige der Schaltung identisch und fließen durch die beschriebene Differenzbildung nicht in das Ausgangssignal ein. Auf vergleichbare Weise werden, solange man sich im A-Betrieb befindet, die Nichtlinearitäten in den Kennlinien der Endröhren kompensiert.

Die Endstufe kann prinzipiell im Pentoden-Modus (Schirmgitter fest an positiver Versorgung), im Ultralinear-Modus (Schirmgitter an Abgriff des Übertragers) oder im Trioden-Modus (Schirmgitter und Anode verbunden) betrieben werden. Durch Brücken einiger Kontakte eines zur Moduswahl vorgesehenen Steckverbinders können alle drei Modi ausgewählt werden.

Im Pentoden-Modus arbeitet die Endstufe praktisch als spannungsgesteuerte Stromquelle (unter Vernachlässigung des Einflusses der Gegenkopplung betrachtet) und hat damit einen vergleichsweise hohen Ausgangswiderstand. In diesem Modus kann man die maximal mögliche Ausgangsleistung entnehmen, hat aber ein „kaltes“, etwas höhenbetontes Klangbild.

Im Trioden-Modus hat man einen besonders geringen Ausgangswiderstand, da in diesem der Durchgriff von Anode zu Steuergitter voll wirksam ist. Das führt zu einer relativ geringen Ausgangsleistung, aber auch einem „weichen“ Klangbild, dem allerdings ein wenig die Prägnanz fehlt. (Bei der hier beschriebenen Endstufe gab es einige Probleme beim Test des Trioden-Modus, da aber das klangliche Bild dieses Modus bereits von anderen Verstärkern her bekannt war, wurde der Trioden-Modus nicht weiterverfolgt)

Der Ultralinear-Modus bewirkt ein zwischen Trioden- und Pentodencharakteristik liegendes Verhalten der Endstufen. Aufgrund umfangreicher Untersuchungen wurde in den 50-er Jahren erkannt, daß das meßtechnische und klangliche Optimum bei einer Lage der Schirmgitteranzapfung bei 43% der Primärwicklung liegt. Daher wurde auch bei der hier beschriebenen Endstufe eine Entscheidung für den Ultralinear-Modus getroffen.



Dieses Diagramm aus dem Artikel „An Ultra-Linear Amplifier“ von David Haefler und Herbert I Keroes aus der Zeitschrift *AUDIO-ENGINEERING* vom November 1951 zeigt, daß der Ultralinear-Modus die Vorteile der Triodenschaltung und die Vorteile der Pentodenschaltung vereint, ohne deren jeweilige Nachteile aufzuweisen. Die Verfasser dieses Artikels arbeiteten bei der Firma ACRO, von der die Originalschaltung der hier beschriebenen Endstufe stammt.

Gegenkopplung

Zum Abschluss der funktionalen Beschreibung der einzelnen Stufe soll noch auf die globale Gegenkopplung eingegangen werden. Das zur Gegenkopplung verwendete Ausgangssignal wird am 4 Ohm-Ausgang des Übertragers abgegriffen. Es wird über einen Spannungsteiler, bestehend aus C1318, R1320 und R1301 an den Eingang zurückgeführt. Über C1317 wird zusätzlich ein höherfrequenter Signalanteil, der bereits vor dem Ausgangsübertrager abgegriffen wird, hinzugefügt. Im Laufe der Inbetriebnahme wurde dieses Netzwerk jedoch vollständig neu dimensioniert. Das, frequenzabhängig geteilte, Ausgangssignal wird somit an den Eingang des Verstärkers zurückgeführt und vom Eingangssignal subtrahiert, das Ausgangssignal der Eingangsstufe ist demzufolge der *Differenz* zwischen Eingangs- und Ausgangssignal proportional.

Die Gegenkopplung bewirkt eine gleichmäßige Verstärkung über einen großen Frequenzbereich, vermindert Verzerrungen und reduziert den wirksamen Innenwiderstand des Verstärkers.

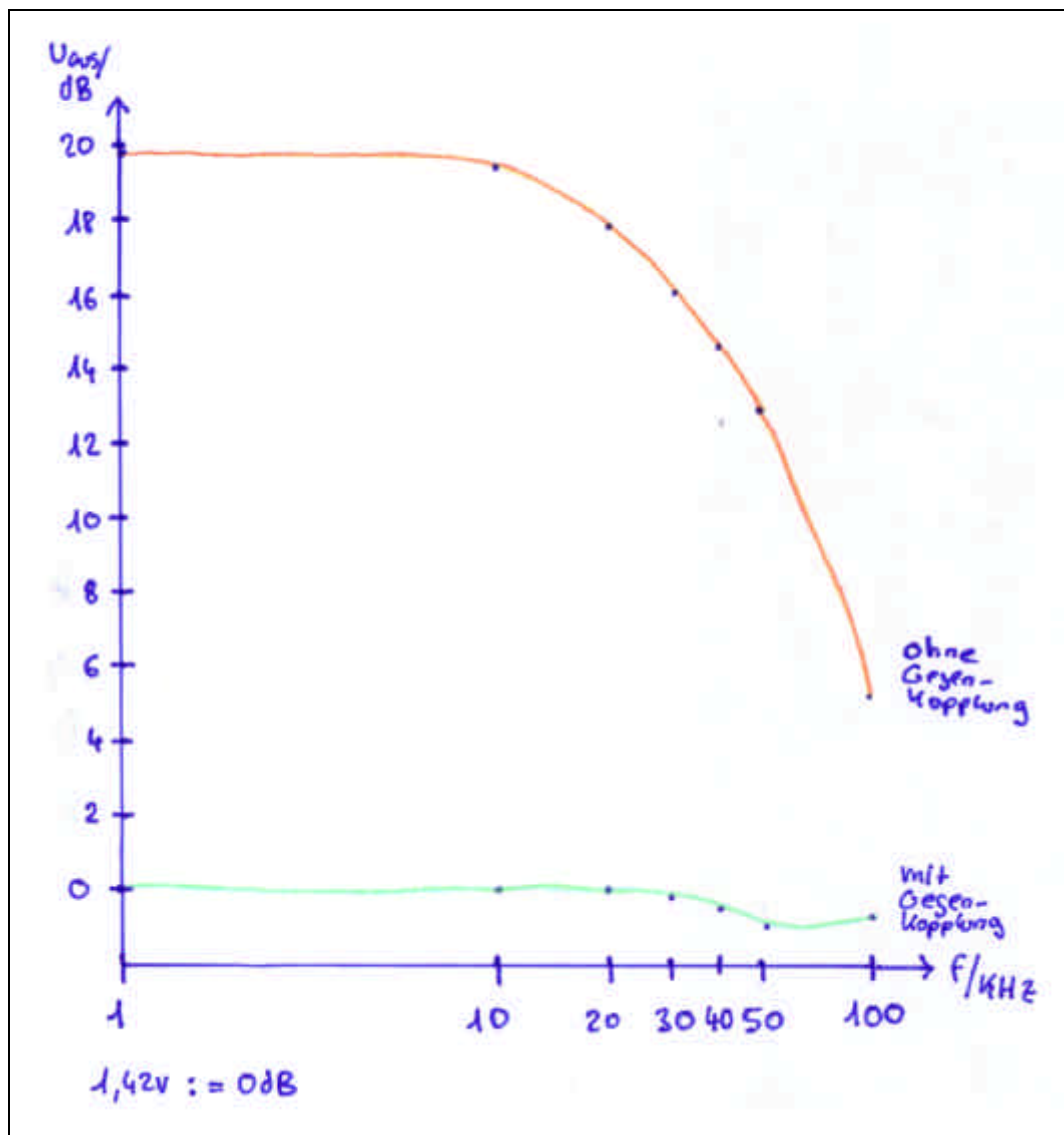
Wenn der Verstärker, etwa bei tiefen Frequenzen, eine sehr hohe Verstärkung aufweist, dann führt dies bei nicht vorhandener Gegenkopplung zu einer sehr hohen Ausgangsspannung bei gegebener Eingangsspannung. Das bedeutet aber, bei Vorhandensein der Gegenkopplung, daß ein großer Anteil der Eingangsspannung durch die Wirkung der Gegenkopplung von dieser subtrahiert wird. Die tatsächlich wirksame Eingangsspannung des Verstärkers wird somit verringert. Wenn der Verstärker dagegen, etwa bei hohen Frequenzen, eine nicht mehr so hohe Verstärkung aufweist, dann wird auch nur ein relativ kleines Signal an den Eingang zurückgeführt. Das bedeutet, daß nur sehr wenig vom Eingangssignal subtrahiert wird. Das tatsächlich wirksame Eingangssignal des Verstärkers entspricht dann weitgehend dem unabgeschwächten, von außen kommenden Eingangssignal.

Diese Betrachtung gilt auch dann, wenn die Verstärkung des, nicht gegengekoppelten, Verstärkers dadurch variiert, daß sich die am Ausgang wirksame Impedanz verändert. Die Impedanz einer Lautsprecherbox ist sehr stark frequenzabhängig und variiert über den Audio-Frequenzbereich um einen Faktor in der Größenordnung 10. Eine Reduktion der Ausgangsspannung, verursacht durch Verminderung der Impedanz, führt zu einer Verringerung der Amplitude des an die Eingangsstufe zurückgeführten Signals. Damit wird das wirksame Eingangssignal des Verstärkers weniger abgeschwächt, womit dem Abfall der Ausgangsspannung entgegengewirkt wird. Diese weitgehende Unabhängigkeit der Ausgangsspannung des Verstärkers von der Last wird als geringer Innenwiderstand des Verstärkers bezeichnet.

Da die Gegenkopplung praktisch momentan wirkt, wirkt sie, im Sinne des bereits beschriebenen Verhaltens, auch Nichtlinearitäten des Verstärkers entgegen.

Um dieses Verhalten zu illustrieren, sind nachfolgend einige Meßergebnisse dargestellt, die das Verhalten des gegengekoppelten und des nicht gegengekoppelten Verstärkers darstellen. Diese Meßwerte wurden jedoch mit der stark modifizierten, abschließenden Version der Schaltung durchgeführt und beziehen sich daher *nicht* auf das ansonsten diesem Abschnitt zugrundeliegende Schaltbild aus der Entwurfsphase.

| Frequenz | ohne Gegenkopplung | mit Gegenkopplung | Verhältnis (Spannung) | Kommentar |
|----------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-------------------------------------|
| 1 kHz | 14,1V | 1,42V | -19,9 dB | Einstellung FG auf 25W Nennleistung |
| 10 kHz | 13,3V | 1,42V | -19,4 dB | |
| 20 kHz | 11,1V leicht verzerrt | 1,42V | -17,8 dB | |
| 30 kHz | 9,0V leicht verzerrt | 1,38V | -16,3 dB | |
| 40 kHz | 7,7V unverzerrt | 1,34V | -15,2 dB | |
| 50 kHz | 6,3V | 1,28V | -13,8 dB | |
| 100 kHz | 2,6V | 1,30V | -6,0 dB | |



Grafische Darstellung der Meßwerte aus obiger Tabelle im doppellogarithmischen Maßstab

Es ist deutlich zu erkennen, daß sich eine „Glättung“ des Frequenzgangs ergibt, insbesondere im Bereich zwischen 10 und 30 kHz.

Die Gegenkopplung bringt allerdings auch Nachteile mit sich, die durch entsprechende Auslegung des Verstärkers so weit als möglich kompensiert werden müssen:

Verstärkungsverlust:

Zunächst führt die Gegenkopplung zu erhebliche Einbußen der Verstärkung der Gesamtschaltung. Dies muß durch erhöhten Aufwand innerhalb des Verstärkers kompensiert werden.

Laufzeiteffekte:

Weiterhin wirkt die Gegenkopplung bei feinerer Betrachtung nicht unmittelbar, sondern um die Laufzeit durch den Verstärker verzögert, das zurückgeführte Ausgangssignal kommt somit immer „ein wenig zu spät“. Bei hohen Gegenkopplungsgraden entstehen dadurch vermehrt Frequenzanteile, die im ursprünglichen Audiosignal nicht enthalten waren, die sogenannten Intermodulationsprodukte. Da diese keinen gerad- oder wenigstens ganzzahligen Bezug zum Originalsignal haben, werden sie schon in geringsten Intensitäten vom Ohr wahrgenommen und als störend empfunden. Nach unserem heutigen Kenntnisstand darf vermutet werden, daß diese als Unschärfe bzw. Intransparenz oder als ein sich vor das Klangbild legenden Schleier empfunden werden.

Da Röhren, im Gegensatz zu Transistoren, aus ihrem inneren Aufbau heraus bereits ein weitgehend lineares Übertragungsverhalten haben, muß bei einem Röhrenverstärker vergleichsweise weniger stark gegengekoppelt werden. Daher fallen bei Röhrenschaltungen prinzipbedingt weniger Intermodulationsprodukte an. Der vorliegende Verstärker ist zudem bewußt so aufgebaut worden, daß jede Stufe bereits lokal gegengekoppelt ist. Hierbei ist nur die vergleichsweise kurze Laufzeit durch die Stufe selbst von Relevanz. Die über alles wirkende Gegenkopplung braucht dann keinen so hohen Gegenkopplungsgrad mehr zu haben. Somit fallen bei der vorliegenden Schaltung vergleichsweise wenig Intermodulationsprodukte an.

Der Gegenkopplungsgrad kann zudem, begründet durch die Laufzeiteffekte, nicht beliebig groß gewählt werden, da sonst ein Schwingen des gegengekoppelten Verstärkers auftritt. Man stelle sich, für eine grundlegende Betrachtung vereinfachend, die Laufzeit durch den Verstärker als konstant und frequenzunabhängig vor. Bei einer bestimmten Frequenz ist dann deren Periodendauer so kurz, daß die Laufzeit durch den Verstärker einer halben Periode dieser Frequenz entspricht. Bei dieser Frequenz ist dann das Ausgangssignal gegenüber dem Eingangssignal um 180° phasenverschoben. Wenn dieses Signal nun (negiert, entsprechend weiterer 180° Phasenverschiebung) an die Eingangsstufe zurückgeführt wird, führt das dazu, daß keine Subtraktion (wie bei niederen Frequenzen), sondern eine Addition

beider Signale stattfindet. Aus der Gegenkopplung ist eine Mittkopplung geworden, der Verstärker arbeitet nun als Oszillator. Dies muß in jedem Fall vermieden werden, auch wenn derartige Schwingungen oft außerhalb des hörbaren Bereichs liegen, da die starke Amplitude derartiger Schwingungen auch zu Verzerrungen im darunter liegenden Frequenzbereich führt. Um derartige Schwingungen sicher zu vermeiden, muß sichergestellt sein, daß die Verstärkung des nicht gegengekoppelten Verstärkers inklusive des Gegenkopplungsnetzwerks bei der Frequenz, bei der eine Phasendrehung von 180° erreicht wird, kleiner als 1 ist.

Es ist sofort einsichtig, daß ein geringerer Gegenkopplungsgrad, also eine größere Abschwächung der rückgeführten Spannung durch das Gegenkopplungsnetzwerk, dazu geeignet ist, die für das mögliche Entstehen des Schwingvorgangs wirksame Verstärkung zu reduzieren.

In der Praxis ist jedoch ein möglichst hoher Gegenkopplungsgrad erwünscht, so daß diese Maßnahme alleine nicht ausreicht.

An erster Stelle steht das Bestreben, die Phasenverschiebung innerhalb des gegengekoppelten Verstärkers selbst möglichst gering zu halten. Dies wird bei der hier besprochenen Schaltung zum einen durch eine lokal wirkende Gegenkopplung in jeder einzelnen Stufe und zum anderen durch ein spezielles Kompensationsglied, die Phasenstabilisierung, das im nächsten Abschnitt eingehend besprochen wird, realisiert. Lokale Gegenkopplungen sind dadurch besonders vorteilhaft, da in ihrem Einflußbereich nur sehr geringe Laufzeiten, eben nur durch eine einzige Stufe, nicht durch den ganzen Verstärker, vorhanden sind. Die lokalen Gegenkopplungen sind durch die

Kathodenwiderstände der Differenzverstärker und die Rückführung der Ausgangsspannung auf die Schirmgitter der Endstufen realisiert.

Eine weitere, jedoch nachgeordnete, Maßnahme ist das Einfügen von kapazitiven Gliedern wie C1317 und C1318 in das Gegenkopplungsnetzwerk. Diese bewirken eine partielle Differenzierung, und damit Phasenvordrehung des rückgeführten Signals. Diese Phasenvordrehung kompensiert zu einem gewissen Teil die Laufzeit durch den Verstärker. Nachteilig ist jedoch, daß sich in Folge des bei höheren Frequenzen abnehmenden Blindwiderstands der Kondensatoren der Gegenkopplungsfaktor für diese vergrößert, womit die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers für diese Frequenzen abnimmt. Daher kann diese Maßnahme nur mit äußerster Vorsicht eingesetzt werden. Die Abnahme der Spannung vor dem Ausgangsübertrager mit C1317 führt zu einer weiteren scheinbaren Verkürzung der Laufzeit und erhöht damit die Stabilität des gegengekoppelten Verstärkers, beeinträchtigt aber auch die Kompensation von durch den Ausgangsübertrager verursachten Abweichungen vom idealen Übertragungsverhalten, da dieser dann im hohem Frequenzbereich nicht mehr Teil der Gegenkopplungsschleife ist. In der abschließenden Version des Verstärkers ist C1317 nicht mehr vorhanden.

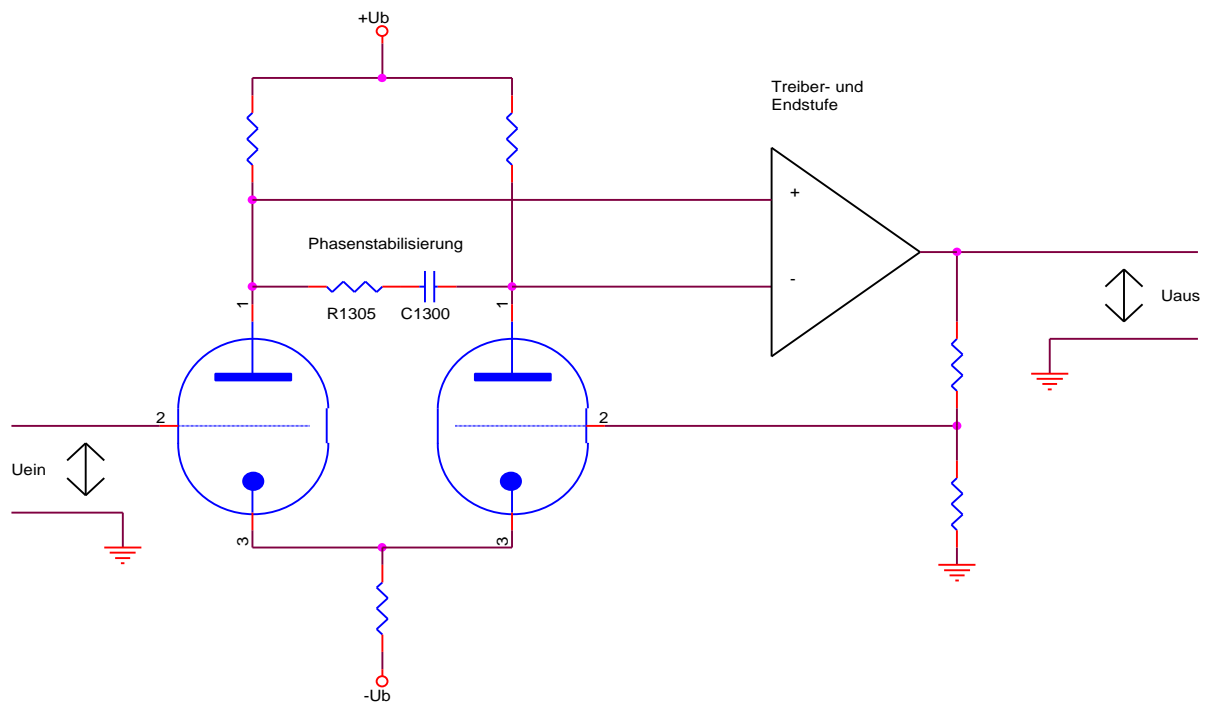
Die Werte von R1320 und C1318 wurden in der Inbetriebnahme- und Optimierungsphase mit äußerster Sorgfalt dimensioniert, da diese einen entscheidenden Einfluß auf den Klangeindruck haben.

Rückwirkung vom Lautsprecher auf die Eingangsstufe:

Beim Ausschwingen der Membrane wirkt der Lautsprecher wie ein Generator. Das von ihm in den Verstärkerausgang eingespeiste Signal gelangt über den Gegenkopplungspfad an den Eingang des Verstärkers. Durch diese Rückwirkung können zusätzliche Verzerrungen entstehen.

Phasenstabilisierung

Wie bereits erwähnt, ist es für die Stabilität des gegengekoppelten Verstärkers entscheidend, daß bei der Frequenz, bei der die Laufzeit durch den Verstärker zu einer Phasendrehung um 180° führt, die Verstärkung des nicht gegengekoppelten Verstärkers (inclusive Gegenkopplungsnetzwerk) kleiner als 1 ist. Die Reduktion der Verstärkung mit einem einfachen RC-Tiefpaß bedeutet jedoch immer auch eine zusätzliche Phasenverschiebung und kann daher nicht angewendet werden.



Prinzip der Phasenstabilisierung

Das Netzwerk aus R1305 und C1300 ist dagegen so ausgelegt, daß sich der gewünschte Verstärkungsabfall ergibt, jedoch ohne daß eine störende Phasendrehung auftritt.

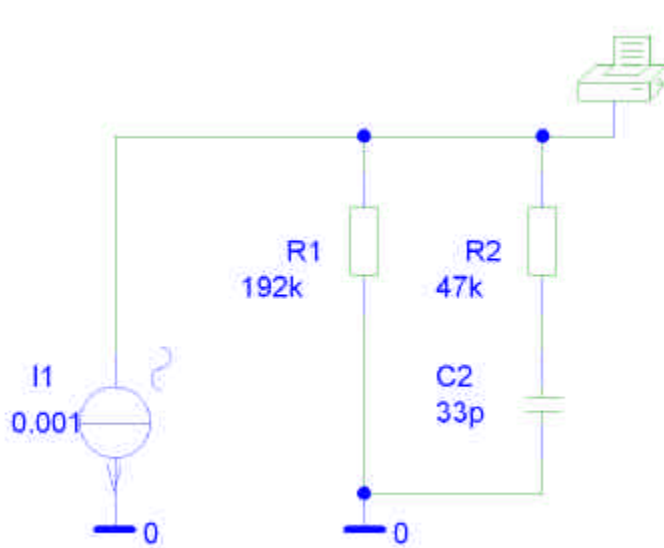
Seine Wirkungsweise ist wie folgt:

Bei sehr tiefen Frequenzen sperrt C1300 nahezu vollständig. R1305 ist damit praktisch unwirksam. Die beiden Anodenwiderstände der Eingangsstufe sind als alleinige Arbeitswiderstände der Stufe wirksam, die Verstärkung ist daher maximal. Da praktisch kein Strom durch C1300 fließt, sind nur ohmsche Widerstände wirksam, die Schaltung verursacht daher keine Phasendrehung.

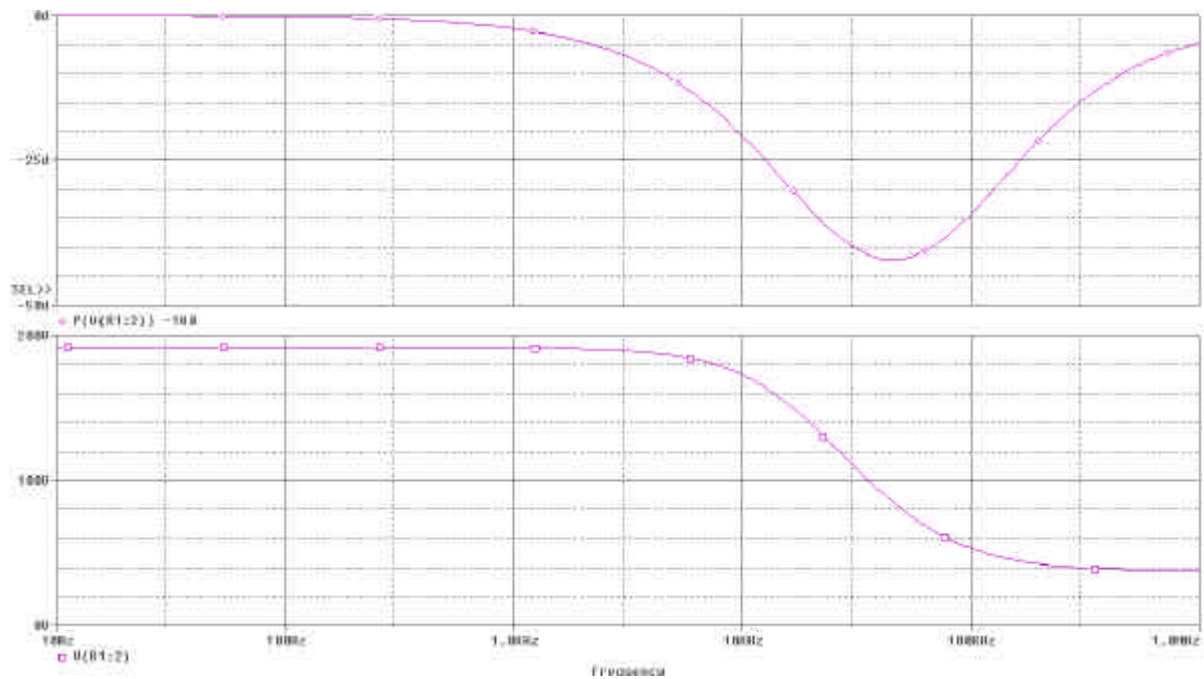
Bei sehr hohen Frequenzen kann C1300 praktisch als Kurzschluß angesehen werden. Damit ist R1305 den Anodenwiderständen parallel geschaltet. Der wirksame Arbeitswiderstand der Stufe ist somit reduziert, die Verstärkung der Stufe ist damit ebenfalls reduziert. Da an C1300 praktisch keine Spannung abfällt, sind auch jetzt nur ohmsche Widerstände wirksam, die Schaltung verursacht daher keine Phasendrehung.

Im Übergangsbereich ist der Blindwiderstand von C1300 in der Größenordnung von R1305. In diesem Bereich wird die Verstärkung der Stufe bereits abgeschwächt und es entsteht auch eine Phasenverzögerung. Der Übergangsbereich muß daher, unter Beachtung des Gesamtübertragungsverhaltens des Verstärkers, in einen Frequenzbereich gelegt werden, bei dem diese Phasendrehung noch unschädlich ist. Diese Optimierung wurde empirisch durchgeführt.

Im folgenden ist der Frequenzgang des Netzwerkes dargestellt. Die hier gezeigten Werte der Bauelemente wurden während der Optimierung des Verstärkers empirisch ermittelt und weichen daher von dem diesem Abschnitt zugrundeliegenden Schaltbild ab.



Netzwerk aus PSpice-Simulation

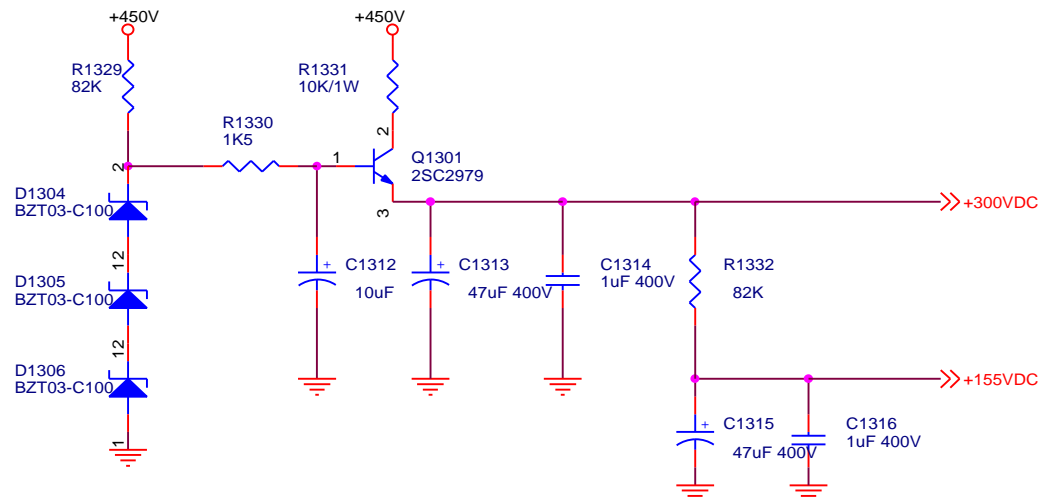


Amplituden- und Phasengang des passiven Netzwerkes zwischen Eingangs- und Treiberstufe

Erzeugung der Anodenspannungen für die Eingangs- und die Treiberstufe

Die Eingangs- und die Treiberstufe werden mit einer stabilisierten Anodenspannung versorgt, um deren Arbeitspunkte von Netzspannungsschwankungen unabhängiger zu machen und um Rückwirkungen von den Endstufen (beider Kanäle) auf diese Stufen zu unterbinden.

Hierbei findet die, bereits aus dem vorigen Semester bekannte, Stabilisierungsschaltung mit dem Transistor 2SC2979 Anwendung. Der Transistor, Q1301, arbeitet hier als Emitterfolger.

Spannungsregler für die Anodenspannungen der Eingangs- und der Treiberstufe

Aus Vorüberlegungen heraus wird mit einer Stromaufnahme der mit 155V gespeisten Eingangsstufe von 1,8mA und der mit 300V gespeisten Treiberstufe von 5,6mA ausgegangen.

Damit werden insgesamt 7,4mA aus der +450V-versorgung entnommen. Damit wird in Q1301 und R1331 eine Verlustleistung von $(450V - 300V) \cdot 7,4mA = 1,11W$ umgesetzt. Um die Wärmebeanspruchung des Transistors zu reduzieren und einer Überlastung des Transistors durch die Ladeströme der Kondensatoren vorzubeugen wird R1331 auf 10kOhm dimensioniert. Bei 7,4mA ergibt sich dann ein Spannungsabfall von 74V und eine Verlustleistung von 0,54W an R1331. Der Regler kann damit bis hinab zu einer Eingangsspannung von ca. 380V noch arbeiten. Die Verlustleistung am Transistor reduziert sich (bei 450V Eingangsspannung) auf $(450V - 64V - 300V) \cdot 7,4mA = 0,64W$. Das führt bei dem vorgesehenen Kühlelement Fischer FK 230-SA-L1 mit 21K/W zu einer inneren Temperaturerhöhung des Transistors um $21K/W \cdot 0,55W = 13,4^\circ C$. Unter der Annahme einer Umgebungstemperatur von $60^\circ C$ ergibt sich dann eine Sperrschichttemperatur von $73,4^\circ C$, was weit unter dem hier sinnvollen Grenzwert von $100^\circ C$ liegt.

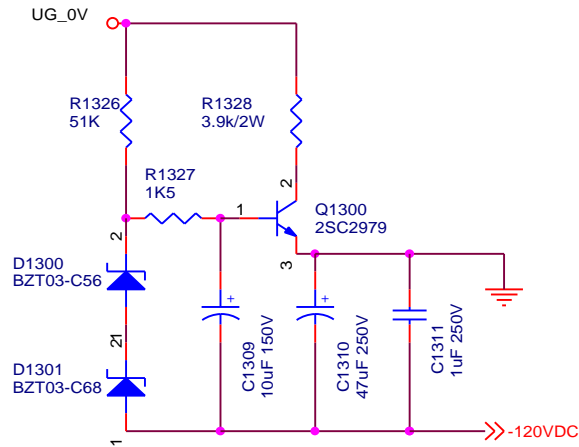
Der Wert für R1332 ergibt sich aus der folgenden Überlegung: $(300V - 155V) / 1,8mA = 80,5k\Omega$
=> nächstliegender Normwert 82kOhm.

R1329 bestimmt den Strom durch die Zenerdioden, bei 400V Eingangsspannung (mögliche Unterspannung) ist dieser $(400V - 300V) / 82K = 1,2mA$. Unter der Annahme einer minimalen Stromverstärkung von 10 könnte Q1301 dann noch 12mA abgeben, was mehr als ausreichend ist. Bei der nominellen Eingangsspannung von 450V fließen $(450V - 300V) / 82K = 1,8mA$ durch Widerstand und Zenerdioden, womit sich einer Verlustleistung von jeweils 0,18W an den Zenerdioden ergibt, was absolut unkritisch ist.

R1330 und C1312 bilden einen Tiefpaß, der die von der Zenerdiode erzeugte Rauschspannung unterdrückt

Erzeugung der negativen Versorgungsspannung

Hier findet die bereits aus dem vorangehenden Abschnitt bekannte Stabilisierungsschaltung Anwendung. Diese wird aus einem, potentialfreien, Ausgang des Netzteils mit nominell 226V gespeist.



Aufgrund von Vorüberlegungen wird die Schaltung für einen Ausgangsstrom von 15mA ausgelegt.

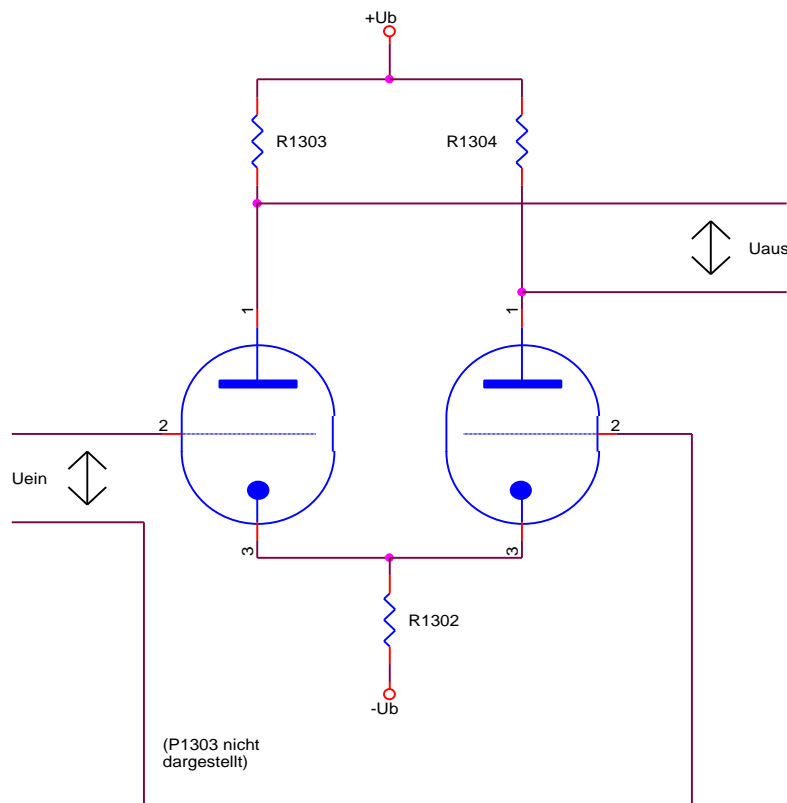
Die an R1328 und Q1300 anfallende Verlustleistung ist dann $(226V - 120V) \cdot 15mA = 1,6W$. R1328 wird so ausgelegt, daß an ihm unter Nominalbedingungen etwa die Hälfte der Spannungsdifferenz abfällt: $(226V - 120V) / 2 = 53V$. $53V / 15mA = 3,53 k\Omega$. Es wird der Normwert 3,9k Ω gewählt.

Der Regler kann dann ungefähr bis zu einer minimalen Eingangsspannung von 185V arbeiten. Unter Nominalbedingungen ergibt sich eine Verlustleistung von $(226V - \{3K9 \cdot 15mA\} - 120V) \cdot 15mA = 0,71W$ an Q1300. Es wird hier ebenfalls ein Kühlelement mit 21K/W Wärmewiderstand verwendet, mit dem sich eine innere Temperaturerhöhung von 15°C im Transistor ergibt, was bei einer Umgebungstemperatur von 60°C zu einer Sperrschichttemperatur von 75°C führt, die weit unterhalb des hier sinnvollen Limits von 100°C liegt.

Bestimmung von Arbeitspunkte und Verstärkungsfaktoren gemäß der Originalschaltung von Acrosound

Eingangsstufe

Bei der Eingangsstufe wurden vor Beginn der Betrachtungen einige Widerstandswerte modifiziert. Die Widerstände R1302 und R1304 wurden aus Symmetriegründen ebenso wie R1303 auf 150k gesetzt. Im Laufe der weiteren Arbeiten hat sich dann allerdings herausgestellt, daß die ursprünglich vorhandenen unterschiedlichen Werte von R1303 und R1304 eine Folge der hier vorhandenen unsymmetrischen Ansteuerung der Stufe sind und in dieser Form benötigt werden, um ein symmetrisches Signal am Ausgang der Stufe zu bekommen. Die später erfolgte Anhebung der negativen Versorgungsspannung auf 120V ist in der folgenden Rechnung noch nicht berücksichtigt.



Eine direkte Bestimmung des Arbeitspunkts ist aufgrund der Vielzahl der vorhandenen Abhängigkeiten praktisch nicht möglich. Daher wurde die Methode des „intelligenten Ratens“ mit anschließender Proberechnung gewählt.

Die Annahme einer Gitterspannung von $-1V$ führte zum Erfolg. Mit der Annahme von $U_g = 1V$ beträgt das Kathodenpotential $U_k + 1V$. Die Spannung über dem Kathodenwiderstand ist dann $110V + 1V = 111V$. Da die Gitter beider Triodensysteme als an Masse liegend angenommen werden, kann, aufgrund der zuvor erfolgten Gleichsetzung der Werte beider Anodenwiderstände, von einer Symmetrie der Anordnung ausgegangen werden. Damit folgt, daß sich der den Kathodenwiderstand durchfließende Strom zu gleichen Teilen auf beide Triodensysteme aufteilt.

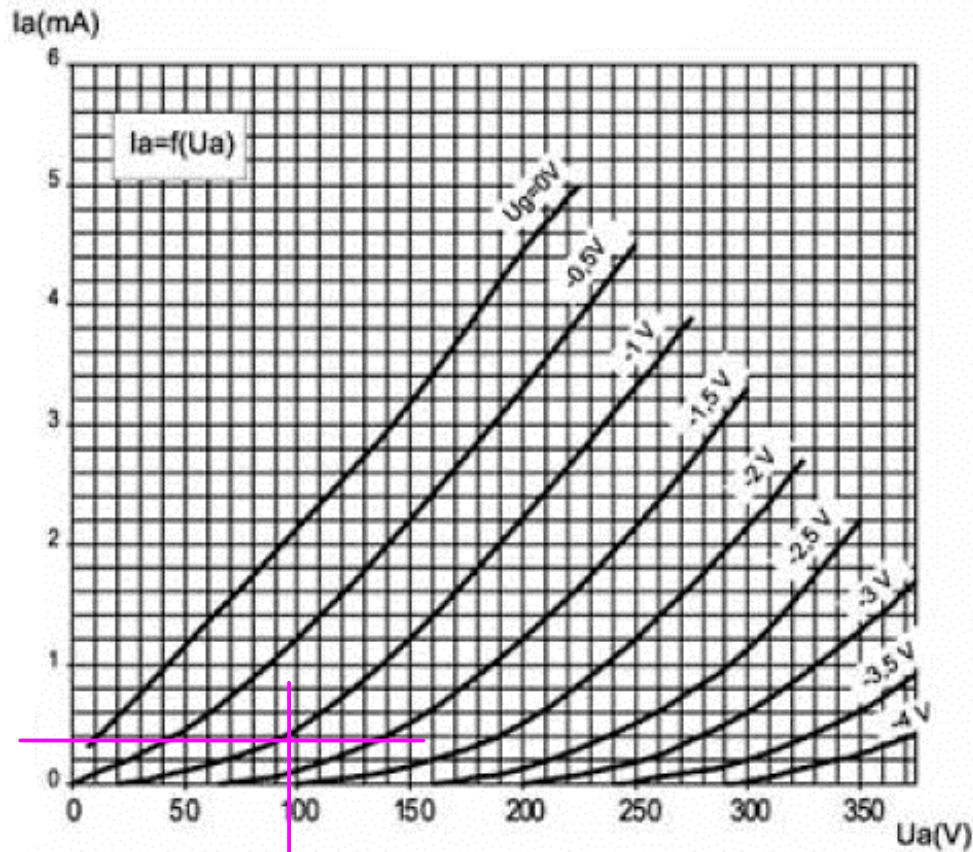
$$I_k = 111V / 150k\Omega = 0,74mA$$

$$I_k = I_{A1} + I_{A2} \text{ mit } I_{A1} = I_{A2}$$

$$I_{A1} = I_k / 2 = 0,37mA = I_{A2}$$

$$U_{A1} = 155V - 150k\Omega \times 0,37mA = 99,5V = U_{A2}$$

Also ist der bestimmte Arbeitspunkt der beiden Trioden bei $U_{A1} = U_{A2} = 99,5V$ und $I_{A1} = I_{A2} = 0,37mA$. Der Arbeitspunkt ist in der folgenden Kennlinie dargestellt.



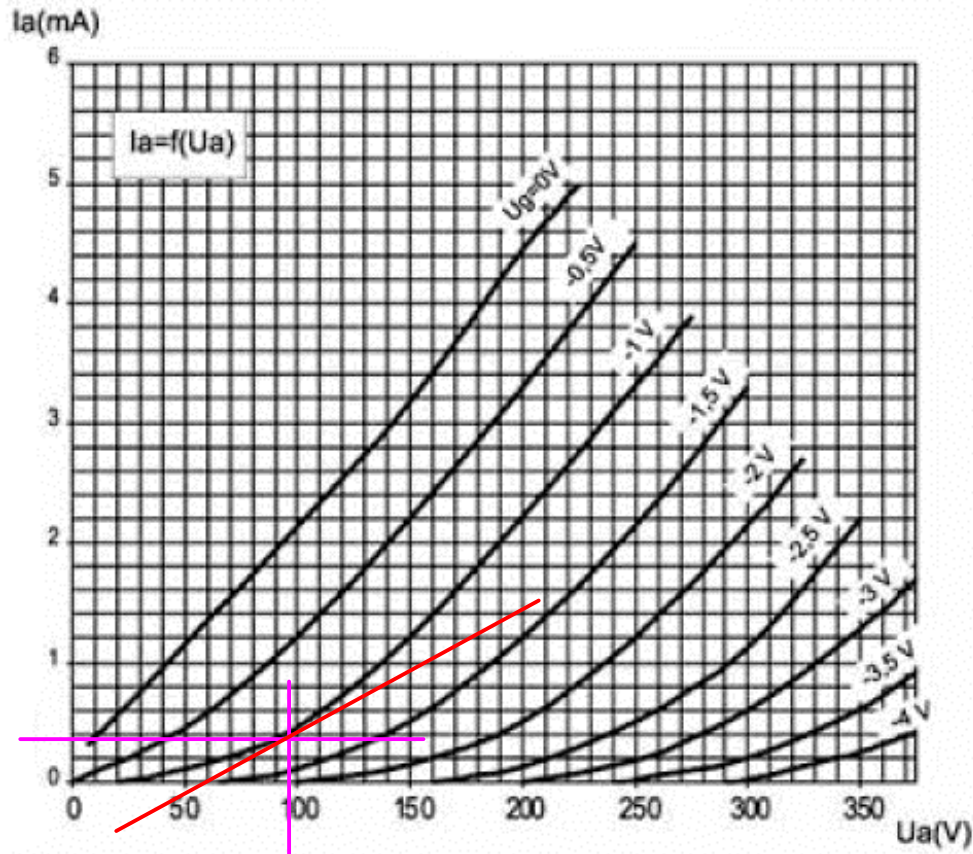
Kennlinienfeld ECC83 – Arbeitspunkt Eingangsstufe

Die Annahme einer Gitterspannung von $-1V$ ist somit mit den aus ihr errechneten Anodenströmen und Anodenspannungen mit hinreichender Genauigkeit konsistent.

Nun soll die Leerlaufverstärkung (ohne Gegenkopplung) der Vorverstärkerstufe bestimmt werden. Dazu soll die bekannte Formel

$$V = \mu \times R_A / (R_i + R_A)$$

benutzt werden. R_A ist dabei der Anodenwiderstand und kann direkt abgelesen werden. Der Anodenwiderstand beträgt $150k\Omega$. Der Faktor μ kann aus dem Datenblatt gewonnen werden. Dieser beträgt 100. Der Widerstand R_i ist der Innenwiderstand der Triode und kann aus dem Anstieg der Kennlinie im Arbeitspunkt bestimmt werden. In der folgenden Abbildung ist die Approximation des Anstieges dargestellt.



Kennlinienfeld ECC83 – Verstärkung Vorverstärker

Es kann der Innenwiderstand annähernd aus den folgenden Werten bestimmt werden.

$$R_i = 100\text{V} / 1\text{mA} = 10\text{k}\Omega$$

Aus den gewonnenen Werten kann nun die jeweils einzelne Verstärkung beider Triodensysteme bestimmt werden.

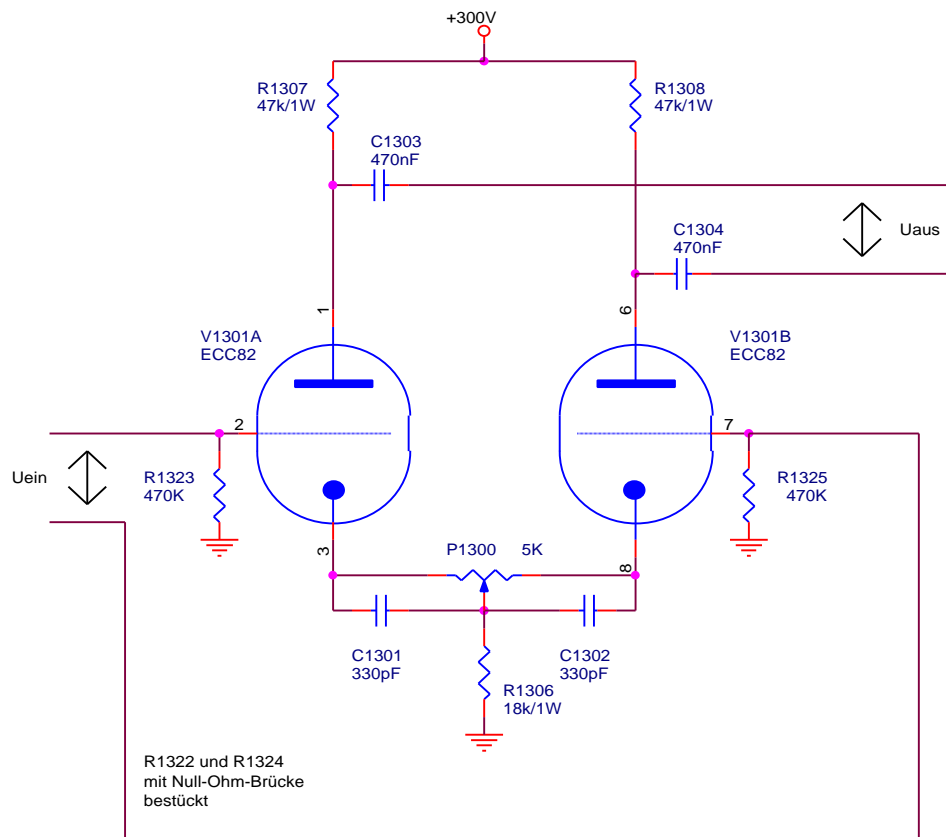
$$V = 100 \times 150\text{k}\Omega / (10\text{k}\Omega + 150\text{k}\Omega) = 94$$

Unter der vereinfachenden Annahme einer symmetrischen Ansteuerung ist jedoch an jeder der beiden Röhrensysteme nur die Hälfte der Steuerspannung wirksam. Da jedoch hier die Ausgangsspannung zwischen beiden Anoden abgenommen wird, entspricht die Gesamtverstärkung der Stufe der hier errechneten Verstärkung eines Triodensystems und ist daher ebenfalls ca. 94.

Für eine genaue Abhandlung der Notwendigkeit unterschiedlicher Werte für beide Anodenwiderstände einer unsymmetrisch angesteuerten Differenzverstärkerstufe sei auf den zu diesem Abschlußbericht gehörenden Beitrag „Endstufe mit Phasensplitter in Differenzverstärkerschaltung nach EICO“ von Alexander Loesch und Benedikt Michl, Seite 13ff. verwiesen.

Treiberstufe

Die Treiberstufe liefert nun für beide gegenphasige Signale eine weitere Verstärkung um eine vollständige Aussteuerung der Endröhren zu ermöglichen. Sie ist wie die Vorverstärkerstufe als Differenzverstärker realisiert. Die Bestimmung der Arbeitspunkte und der Verstärkung entspricht der bereits bei der Eingangsstufe angewandten Vorgehensweise. Die Treiberstufe ist in der folgenden Abbildung noch einmal dargestellt.



Aus der Berechnung der Eingangsstufe ist bekannt, daß das rechnerisch ermittelte nominale Ruhepotential beider Gitter auf +99,5V liegt. Es wird weiterhin angenommen, daß sich P1300 in der Mittelstellung befindet.

Der Arbeitspunkt wird, wie bereits bei der Eingangsstufe, mittels „intelligentem Raten“ bestimmt. Die willkürliche Annahme einer Gitterspannung von -8V ist, wie folgende Rechnung zeigt, gerechtfertigt.

Aus der Annahme einer Gitterspannung von -8V folgt ein Potential beider Kathoden von $99,5V + 8V = 107,5V$.

Daraus ergibt sich die folgende Rechnung:

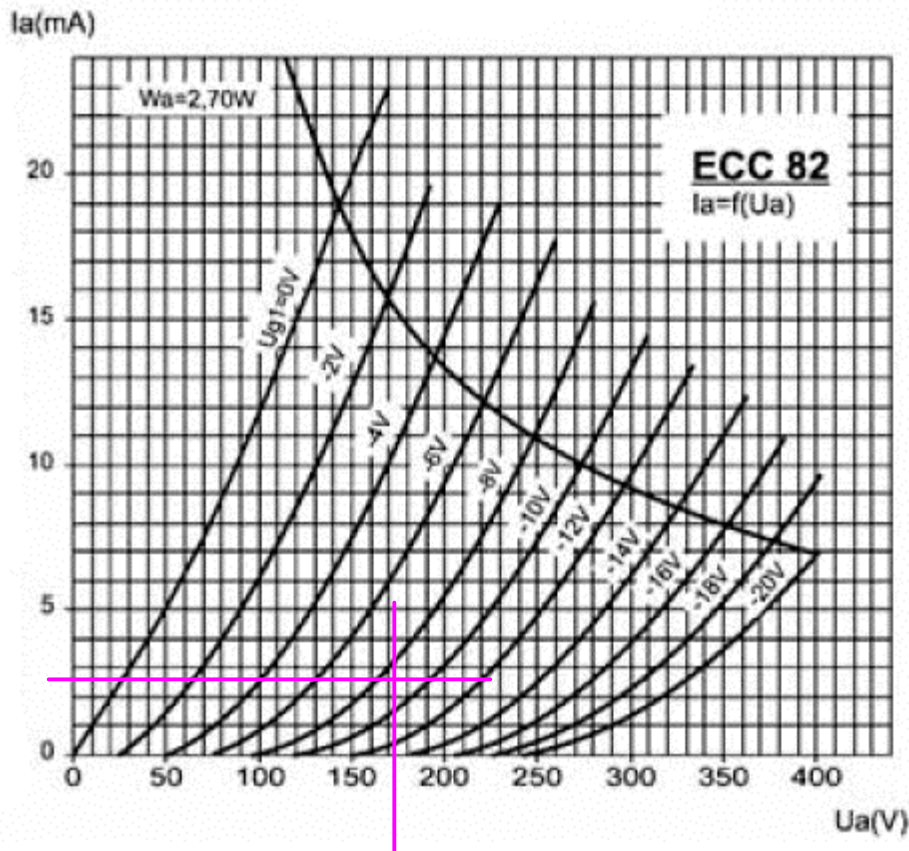
$$I_k = (107,5V - 2,5k\Omega \times 107,5V / 20,5k\Omega) / 18k\Omega = 5,24mA$$

$$I_k = I_{A1} + I_{A2} \text{ mit } I_{A1} = I_{A2}$$

$$I_{A1} = I_k / 2 = 2,62mA = I_{A2}$$

$$U_{A1} = 300V - 47k\Omega \times 2,62mA = 177V = U_{A2}$$

Damit ist der Arbeitspunkt durch die beiden Werte bestimmt. Um die dazugehörige Gitterspannung zu verifizieren, ist der Arbeitspunkt im Kennlinienfeld in der folgenden Abbildung dargestellt.



Kennlinienfeld ECC82 – Arbeitspunkt Treiberstufe

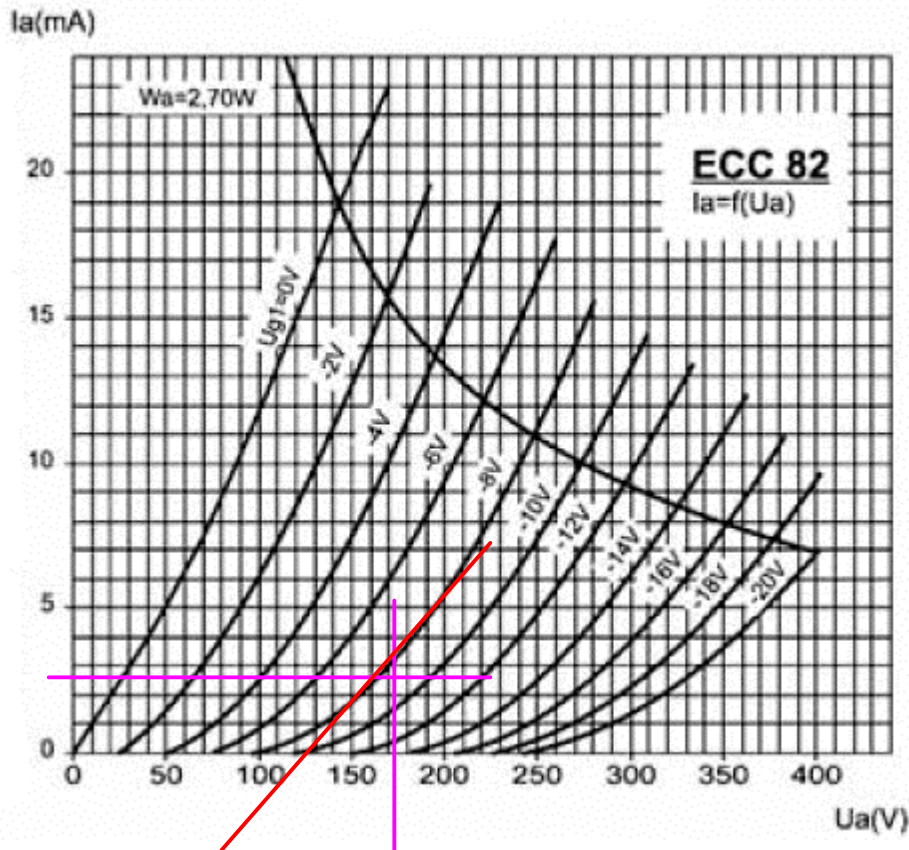
Die der Rechnung zugrundeliegenden Annahme einer Gittervorspannung von $-8V$ ist hinreichend genau bestätigt.

Es soll nun die Verstärkung der Treiberstufe ermittelt werden. Die Formel zur Verstärkungsberechnung ist dieselbe wie bei der Vorverstärkerstufe:

$$V = \mu \times R_A / (R_i + R_A)$$

Der Anodenwiderstand hier beträgt $47k\Omega$. Der Faktor μ wird wiederum aus dem Datenblatt der ECC82 entnommen. Dieser beträgt bei der Triode vom Typ ECC82 17. Der Innenwiderstand R_i wird aus dem Anstieg der Kennlinie im Arbeitspunkt näherungsweise ermittelt.

Die Approximation des Anstieges ist in der folgenden Abbildung graphisch dargestellt.



Kennlinienfeld ECC82 – Verstärkung Treiberstufe

Es kann ein Innenwiderstand annähernd bestimmt werden.

$$R_i = 50V / 3,7mA = 13,5k\Omega$$

Mit diesen Werten lässt sich nun die Verstärkung der Treiberstufe bestimmen.

$$V = 17 \times 47k\Omega / (13,5k\Omega + 47k\Omega) = 13,2$$

Da zur Ansteuerung der Endröhren die beiden Ausgangssignale der Stufe im Massebezug (und nicht differentiell) genutzt werden, reduziert sich die tatsächlich wirksame Verstärkung auf die Hälfte, das ist dann $13,2 / 2 = 6,6$.

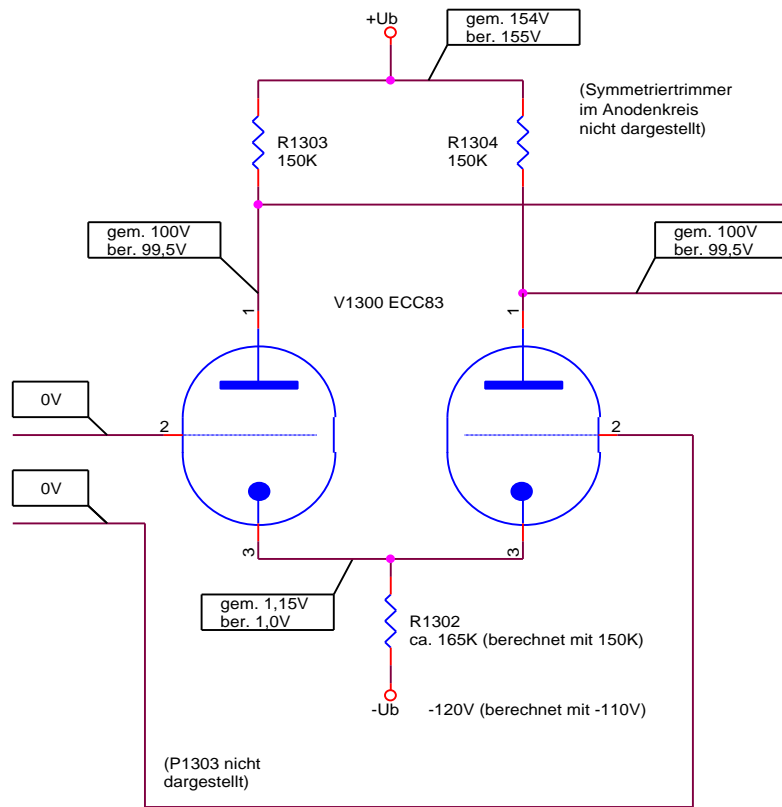
Endstufe

Die Gegentakt- Endstufe entspricht in ihrer Auslegung und Berechnung exakt den anderen, im Rahmen dieses Projekts realisierten Endstufen. Daher sei hier auf den zu diesem Abschlußbericht gehörenden Beitrag „Endstufe mit Phasensplitter in Differenzverstärkerschaltung nach EICO“ von Alexander Loesch und Benedikt Michl, Seite 24 ff. verwiesen.

Inbetriebnahme und Optimierung

Die Baugruppe wurde schrittweise aufgebaut und in Betrieb genommen.

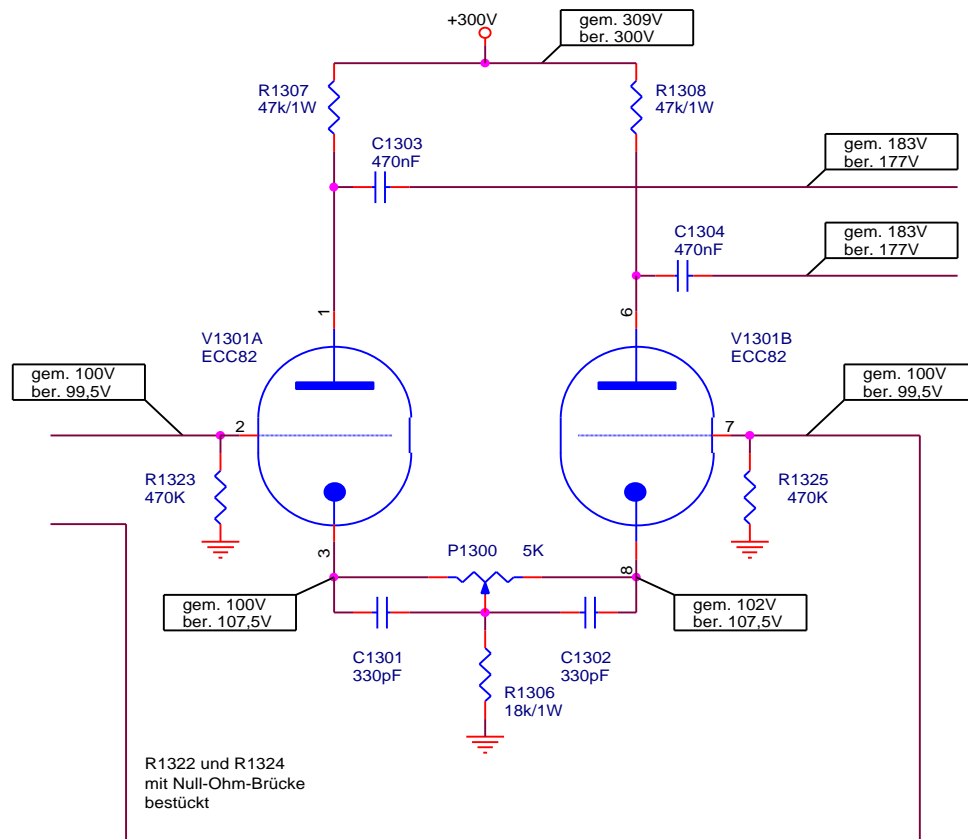
Zunächst wurden die Arbeitspunkte überprüft. Hierbei ergaben sich in der Eingangsstufe die folgenden Verhältnisse:



Gegenüberstellung von berechneten und gemessenen Ruhewerten in der Eingangsstufe

Es zeigt sich eine erstaunliche Übereinstimmung von gemessenen und berechneten Werten.

Anschließend wurden die Arbeitspunkte der Treiberstufe überprüft.



Gegenüberstellung von berechneten und gemessenen Ruhewerten in der Treiberstufe

Es fällt auf, daß einerseits die berechneten Anodenspannungen sehr gut mit den gemessenen übereinstimmen, daß aber andererseits die gemessene Gitterspannung erheblich von der berechneten abweicht. Hier kann es sich nur um einen Meßfehler handeln, da die Werte mit einem Oszilloskop aufgenommen wurden. Die Gittervorspannung ist hierbei die Differenz (im einstelligen Voltbereich) zwischen den Anodenpotentialen der Eingangsstufe und den Kathodenpotentialen der Treiberstufe (im dreistelligen Voltbereich). Eine Ablesegenauigkeit von 5% entspricht hier schon einem Absolutwertfehler von 5V, die erwartete Gittervorspannung ist 8V. Leider kann die Messung zum Zeitpunkt der Erstellung dieses Berichts nicht mehr wiederholt werden.

Die Ruhestrome der Endstufenröhren wurden auf 50mA eingestellt.

Die dann folgende meßtechnische und klangliche Erprobung des Verstärkers lieferte jedoch zunächst enttäuschende Ergebnisse, die Bandbreite des Verstärkers war nicht ausreichend und bei etwas größeren Aussteuerungen traten Begrenzungseffekte auf.

Es zeigte sich, daß die Bandbreite der Eingangsstufe nicht ausreichte, da diese zu hochohmig aufgebaut war. Eine Verringerung der Werte des Kathodenwiderstands und der Anodenwiderstände brachte hier eine deutliche Verbesserung. Weiterhin wurde in den Anodenkreis der Eingangsstufe ein Symmetriertrimmer eingefügt, um die Amplituden der beiden Ausgangssignale der Eingangsstufe exakt zu symmetrieren.

Außerdem wurde P1303 von 1M auf 100k reduziert, da der aus dem Innenwiderstand von P1303 mit der Millerkapazität von V1300A gebildete Tiefpaß bereits im Audio-Bereich wirksam wurde. Abschließend wurde P1303 durch eine Drahtbrücke ersetzt, da stattdessen ein im Verstärkerchassis befindlicher frontseitiger Lautstärkeregler (10k) zum Einsatz kommt.

Die wechsellspannungsmäßige Symmetrierung der Ausgangssignale der Eingangsstufe führte jedoch, da die Stufe unsymmetrisch angesteuert wird, zu unterschiedlichen Ruhepotentialen an den beiden Ausgangssignalen. Damit wurde die nachfolgende, gleichspannungsgekoppelte, Treiberstufe bereits ohne Vorhandensein eines Eingangssignals erheblich angesteuert. In der Folge traten bereits bei relativ geringen Audio-Eingangssignalen Begrenzungseffekte auf.

Daher wurde nun eine Wechsellspannungskopplung zwischen Eingangs- und Treiberstufe vorgesehen. Hierzu wurden die Drahtbrücken aus den Bauteilpositionen R1322 und R1324 entfernt, die Bauteilpositionen C1305 und C1307 wurden mit 100nF Polypropylenkondensatoren bestückt, die Bauteilpositionen R1325 und R1323 wurden mit 1MOhm-Widerständen bestückt.

Weiterhin zeigte es sich, daß die Gesamtverstärkung der Eingangs- und der Treiberstufe nicht ausreichten, um die Endröhren unter allen Bedingungen vollständig auszusteuern. Daher wurde der Kathodenwiderstand R1306 von Masse getrennt und an die -120V-Versorgung geführt. Damit erhöhte sich die wirksame Anodenspannung der beiden Triodensysteme von V1301. Dies erlaubte eine Vergrößerung von deren Arbeitswiderständen (R1307 und R1308) von 47 kOhm auf 68 kOhm, womit sich die Verstärkung der Treiberstufe um ca. 45% erhöhen ließ.

Der im Kathodenkreis der Treiberstufe liegende Trimmer P1300 wurde kurzgeschlossen und entfernt.

Nach Umsetzung dieser Maßnahmen arbeitete der Verstärker einwandfrei. An den Gitteranschlüssen der Endröhren stand nun eine (ohne eingesetzte Endröhren gemessene) absolut verzerrungsfreie Ansteuerspannung von 150Vpp zur Verfügung. Bei vorhandenen Endröhren wird die Spannung durch den Gitterstromeinsatz auf ca. 100Vpp begrenzt, so daß nun ausreichend Reserven vorhanden sind. Das bedeutet, daß der Verstärker stets sehr weit von den Aussteuerungsgrenzen entfernt bleibt, womit sich eine sehr gute Linearität ergibt.

Nun ergab sich bereits ein sehr guter meßtechnischer und klanglicher Eindruck.

Im nächsten Schritt wurde die Einstellung der Gegenkopplung und die Phasenstabilisierung optimiert. Hierbei wurde die Rechteckübertragung bei Belastung des Verstärkers mit einer Lautsprecherbox optimiert. Näheres über den Zusammenhang von Rechteckwiedergabe und Höreindruck findet sich in dem zu diesem Abschlußbericht gehörenden Beitrag „Endstufe mit Phasensplitter in Differenzverstärkerschaltung nach EICO“ von Alexander Loesch und Benedikt Michl auf den Seiten 17 ff und 28 ff.

Hierbei wurden, in einer ausführlichen Versuchsreihe, die folgenden Werte als Optimum ermittelt:

C1300: 33pF
R1320: 9,04k (Einstellung Trimpotentiometer)
C1318: 100pF
C1317: nicht bestückt

Nach Abschluß der Arbeiten konnte eine sehr gute Rechteckwiedergabe und ein hervorragender Klangeindruck festgesetzt werden.

Der, zunächst potentiallose, Wechsellspannungsheizkreis führte zu leichten Brummeinstreuungen, sichtbar als dem Audiosignal überlagerte kurze Impulsnadeln mit einer Wiederholfrequenz von 100 Hz. Diese entstehen durch Ausschwingvorgänge im Transformator, wenn der Strom durch die im Netzteil vorhandenen Gleichrichter im Nulldurchgang der Sinusschwingung des Netzes abbricht. Der Heizkreis wurde über ein 500 Ohm-Potentiometer an Masse gelegt, das Potentiometer wurde auf Verschwinden des Brumms hin eingestellt. In einer bestimmten Stellung des, mit der Verstärkermasse verbundenen, Schleifers wirken die Störspannungen genau gegenphasig und heben sich damit auf. Dieses Potentiometer ist nur auf einer der beiden für den Stereobetrieb notwendigen Endstufenleiterplatten vorhanden.

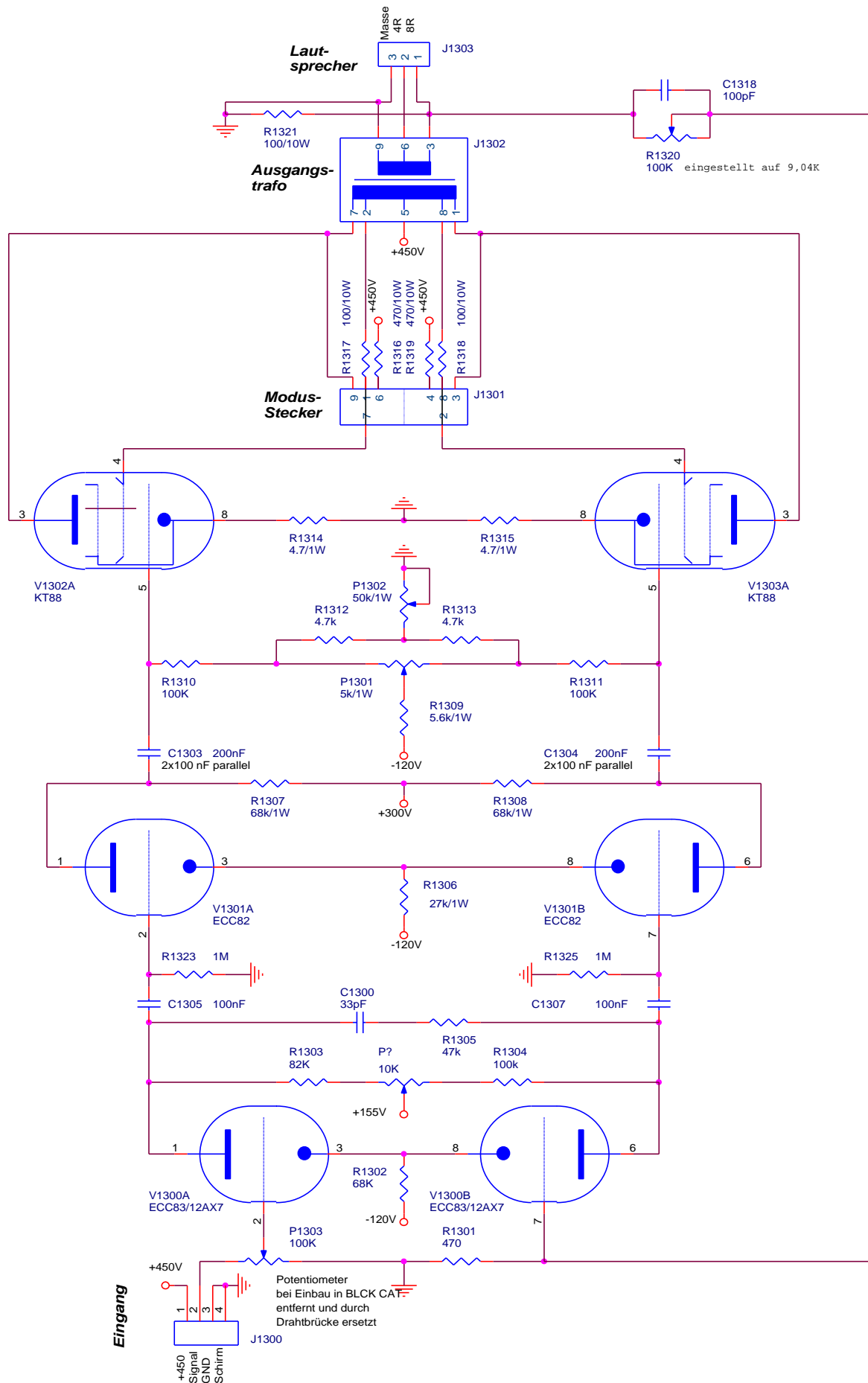
Es zeigte sich beim Aufbau der zweiten Endstufenbaugruppe und dem Übergang zum Stereobetrieb, daß noch ein Entwurfsfehler bei der Stabilisierung der negativen Versorgungsspannung (-120V) vorhanden war. Bei der ursprünglich vorgesehenen Verbindung der beiden Leiterplatten wären Eingang und Ausgang beider -120V-Regler parallel geschaltet. Damit hätte ein Regler, der mit der höheren Ausgangsspannung, den vollen Strom übernommen, der Transistor des anderen Reglers hätte dadurch eine negative Basisspannung bekommen. Da die Regler mit großen Reserven dimensioniert wurden, reicht ein Regler aus, zwei Endstufenbaugruppen zu versorgen. Daher wurde der Regler auf einer der beiden Baugruppen wieder entfernt. Die speisende Baugruppe versorgt den anderen Kanal über ein zusätzliches Kabel mit einer fliegenden Steckverbindung mit der negativen Versorgungsspannung. Potentialunterschiede zwischen den Massepotentialen beider Endstufenleiterplatten würden sich jedoch als Störspannung im Gitterkreis der Endröhren auf der versorgten Baugruppe bemerkbar machen. Daher wird die -120V Spannung der zu versorgenden Baugruppe über einen 1 kOhm-Widerstand zugeführt, der mit dem, auch auf dieser vorhandenen Kondensator C1310 (47uF), einen mögliche Störungen ausreichend unterdrückenden Tiefpaß bildet.

Bei der weiteren Erprobung des Verstärkers zeigte sich, daß dieser, wenn er in Verbindung mit dem dazugehörigen Vorverstärker betrieben wird, sehr empfindlich darauf reagiert, wenn er kurzzeitig ausgeschaltet und dann bei noch warmen Röhren wieder eingeschaltet wird. Dies führt zu einer Übersteuerung der Eingangsstufe durch die davorgeschaltete Line-Stufe. Hierbei entsteht ein tieffrequenter Impuls beträchtlicher Amplitude, der über Endstufe und Ausgangsübertrager zur Lautsprecherbox gelangt und in unserem Fall zum Durchbrennen der Hochtöner führte. Um die Übertragung solcher tieffrequenter Impulse zu erschweren, wurden C1303 und C1304 von 470nF auf 200 nF (2 x 100nF parallel) verkleinert. Damit ergibt sich eine untere Grenzfrequenz der Kopplung zwischen Treiber- und Endstufe von 7,96 Hz. anstelle von bisher 3,38 Hz. Diese Maßnahme hat keinerlei Einfluß auf den Höreindruck. Eine versuchsweise Verringerung auf 100nF, entsprechend 15,92 Hz brachte dagegen eine deutlich wahrnehmbare Beeinträchtigung der Baßwiedergabe.

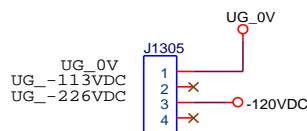
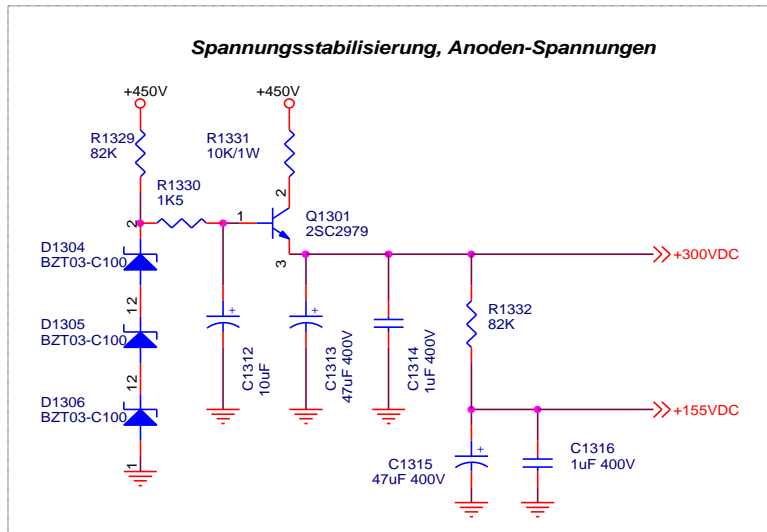
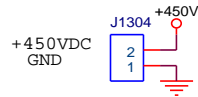
Da sich die Verringerung von C1303 und C1304 auf 200nF als nicht ausreichend erwies, um die Hochtöner sicher zu schützen, wurde noch eine zusätzliche Leiterplatte in das Verstärkerchassis eingebaut, die den Eingang des Verstärkers nach dem Einschalten mittels eines Relaiskontaktes kurzschließt. Diese Leiterplatte ist in einem separaten Beitrag dieses Abschlußberichts beschrieben.

Bei einem Hörtest des fertiggestellten Verstärkers wurden die bisher verwendeten Röhren V1300 (ECC83) und V1301 (ECC82) des Herstellers JJ auf Anraten eines Zuhörers mit jahrelanger Erfahrung im Verstärkerbau durch typgleiche Röhren des Herstellers Electro-Harmonix ersetzt. Hierdurch ergab sich eine von allen Zuhörern eindeutig wahrgenommene deutliche Erhöhung der Brillanz des ohnehin schon guten Klangbilds. Der Grund für diesen Klangunterschied ist bisher noch nicht gefunden worden, das geschieht jedoch in absehbarer Zeit bei der geplanten Weiterentwicklung dieses Verstärkers in Form einer Magister- und einer Studienarbeit.

Im folgenden ist der Schaltplan der Endstufe in ihrer endgültig realisierten Form dargestellt:

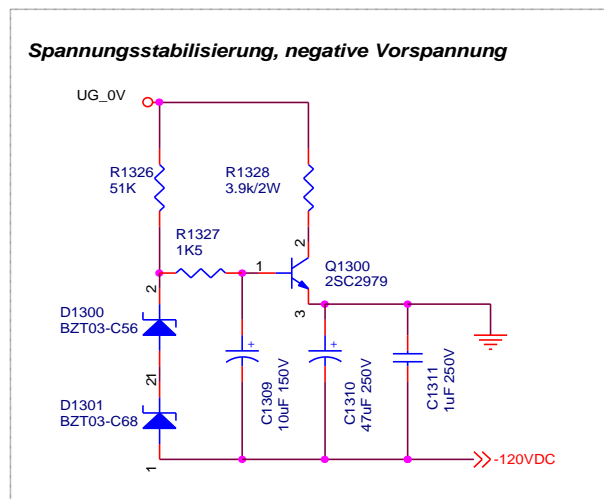


Abschließend realisierte Version der Endstufe (Teil 1 von 2)

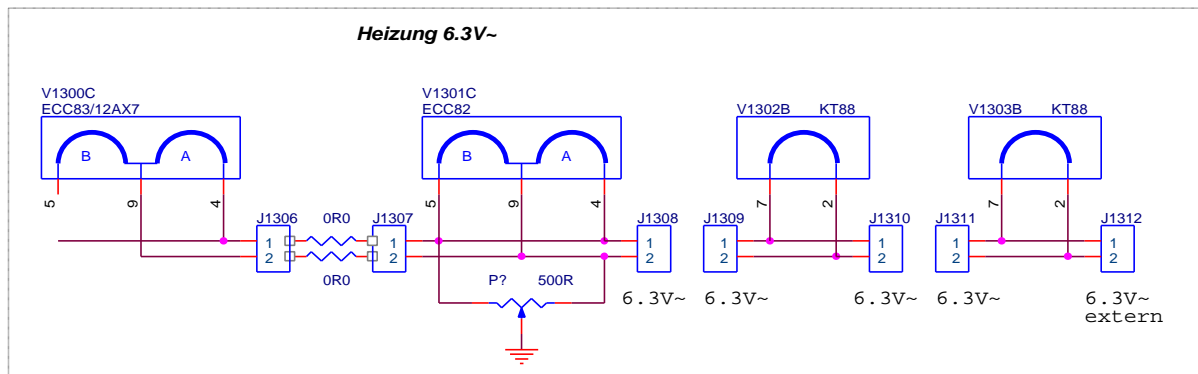


UG ist eine potentialfreie Spannungsquelle

Diese Stabilisierungsschaltung ist nur auf einer der beiden Leiterplatten (für Stereo-Betrieb werden zwei Leiterplatten benötigt) vorhanden. Über ein Verbindungskabel wird die zweite Leiterplatte von der ersten gespeist. Dies geschieht über einen Serienwiderstand. C1301 und C1311 sind auch bei der fremdgespeisten Leiterplatte bestückt. Der Serienwiderstand hat einen Wert von 1K und ist anstelle von C1309 bestückt, die Fremdspannung wird am Basisanschluß des nicht bestückten Transistors Q1300 eingespeist.



Heizung 6.3V~



Abschließend realisierte Version der Endstufe (Teil 2 von 2)

Bei einem abschließenden Test der Endstufenbaugruppe wurden am 16.5.2004 die folgenden Meßwerte ermittelt. Zu diesem Zeitpunkt war die Baugruppe noch mit Röhren des Herstellers JJ bestückt.

Gemessene Leistung:

Bei 1kHz Sinussignal max. unverzerrte Amplitude an 4 Ohm Drahtwiderstand = 17,8V peak
Das entspricht $U_{eff}^2 / R = (17,8V / 1,41)^2 / 4 = 39,6W$.

Betriebsspannung gemessen: 394V.

Berechnung des theoretisch zu erwartenden Wertes in dem zu diesem Abschlußbericht gehörenden Beitrag „Endstufe mit Phasensplitter in Differenzverstärkerschaltung nach EICO“ von Alexander Loesch und Benedikt Michl.“ Erklärung der Abweichung in dem am Schluß dieses Kapitels befindlichen Anhang.

Frequenzgang:

3 dB Leistungsabfall entspricht einer Spannungsreduktion auf 84%.

Messung bei maximal möglicher Leistung 39,6W:

Mit Sinussignal $U_{peak} = 17,8V$ entsprechend 39,6W
3 dB Leistungsabfall entspricht $0,84 * 17,8V = 14,96V$

Begrenzung nach oben:

Bis 20 kHz können 17,8V gehalten werden, jedoch beginnt sich das Signal im Bereich von 20kHz zu verzerren. -3dB punkt bei 38 kHz, jedoch Signal stark verzerrt.

Begrenzung nach unten:

Unverzerrte Wiedergabe bei 17,8V bis hinab zu 24 Hz, danach beginnen Sättigungseffekte.

Messung bei Nennleistung 25W:

Mit Sinussignal $U_{peak} = 14,1V$ entsprechend 25W
3 dB Leistungsabfall entspricht $0,84 * 14,1V = 11,84V$

Begrenzung nach oben:

Bis 20 kHz können 14,1V ABSOLUT genau gehalten werden, ohne Verzerrung. Dann beginnt Amplitudenabfall bis auf 12,2V bei 50 kHz, immer noch unverzerrt. Dann wieder Anstieg und erneuter Abfall. -3dB punkt bei 100 kHz, jedoch Signal stark verzerrt.

Begrenzung nach unten:

Unverzerrte und absolut amplitudenkonstante Wiedergabe bei 14,1V bis hinab zu 20 Hz, danach beginnen Sättigungseffekte.

Messung bei Leistung 10W:

Mit Sinussignal $U_{\text{peak}} = 8,94\text{V}$ entsprechend 10W
3 dB Leistungsabfall entspricht $0,84 * 8,94\text{V} = 7,51\text{V}$

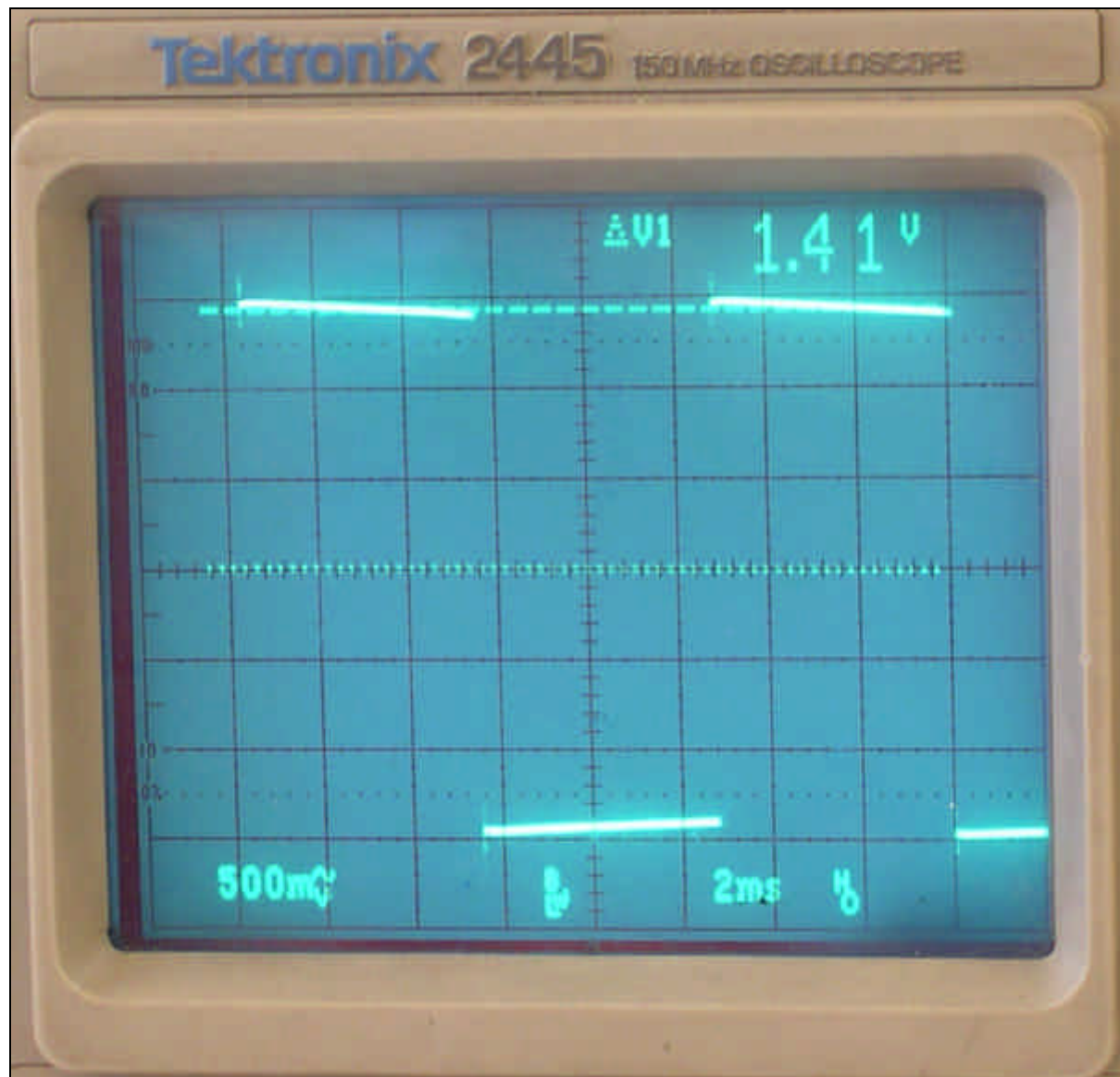
Begrenzung nach oben:

-3dB punkt bei 120 kHz, Signal bei 120 kHz leicht verzerrt

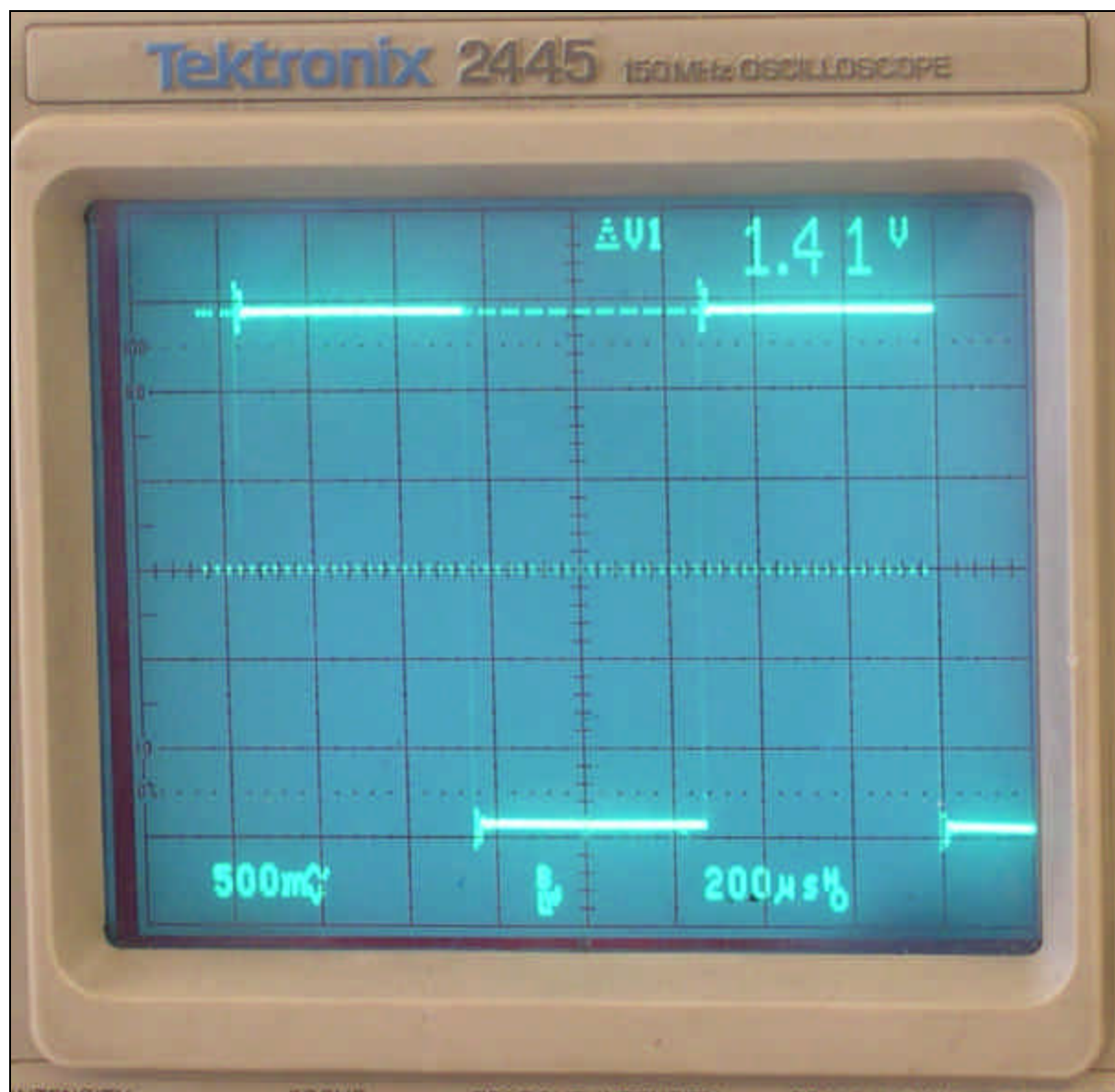
Begrenzung nach unten:

Unverzerrte Wiedergabe bis 12Hz bei dann 9,1Vp Amplitude, danach beginnen Sättigungseffekte.
(Amplitudenüberhöhung auf 9,1V ist Fehler des Funktionsgenerators)

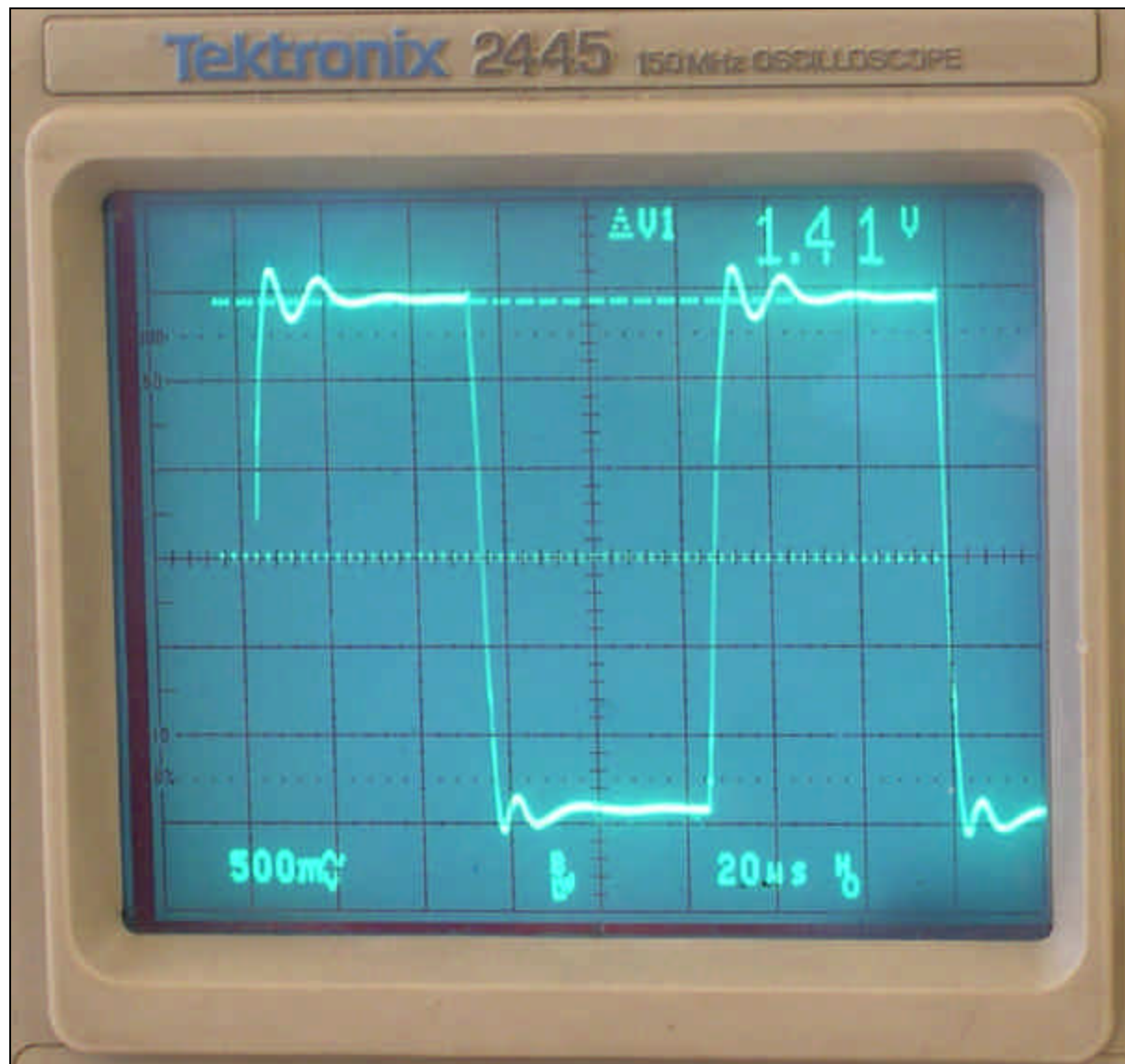
Sprungantworten bei ohmscher Last 4 Ohm



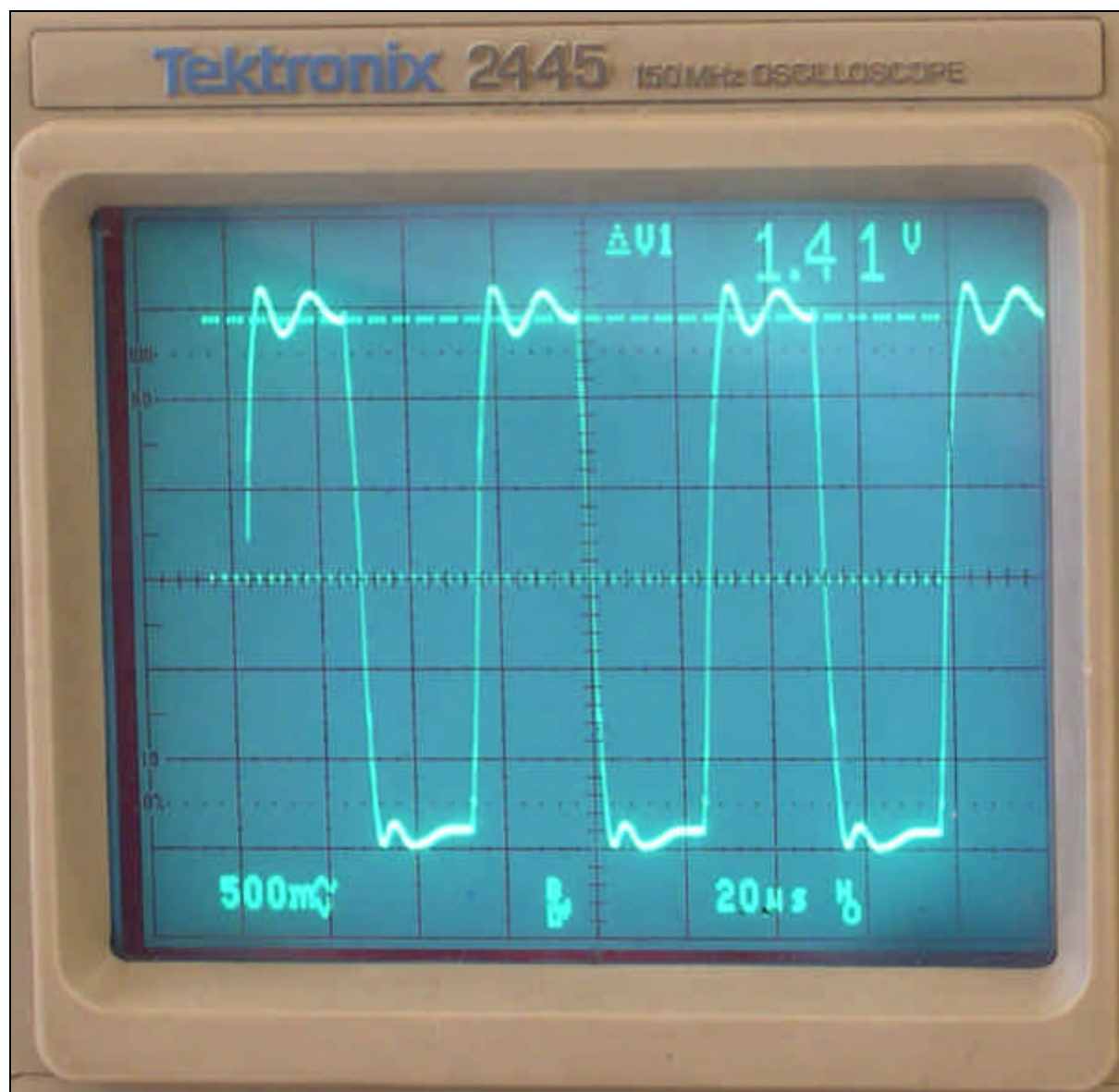
$U_{peak} = 14,1V_p$, entsprechend 25W bei Sinussignal, Belastung mit 4 Ohm Drahtwiderstand,
Messung parallel zu Drahtwiderstand 100Hz Rechteck Tastkopf 1 zu 10



U_{peak} = 14,1V_p, entsprechend 25W bei Sinussignal, Belastung mit 4 Ohm Drahtwiderstand, Messung parallel zu Drahtwiderstand 1 kHz Rechteck Tastkopf 1 zu 10

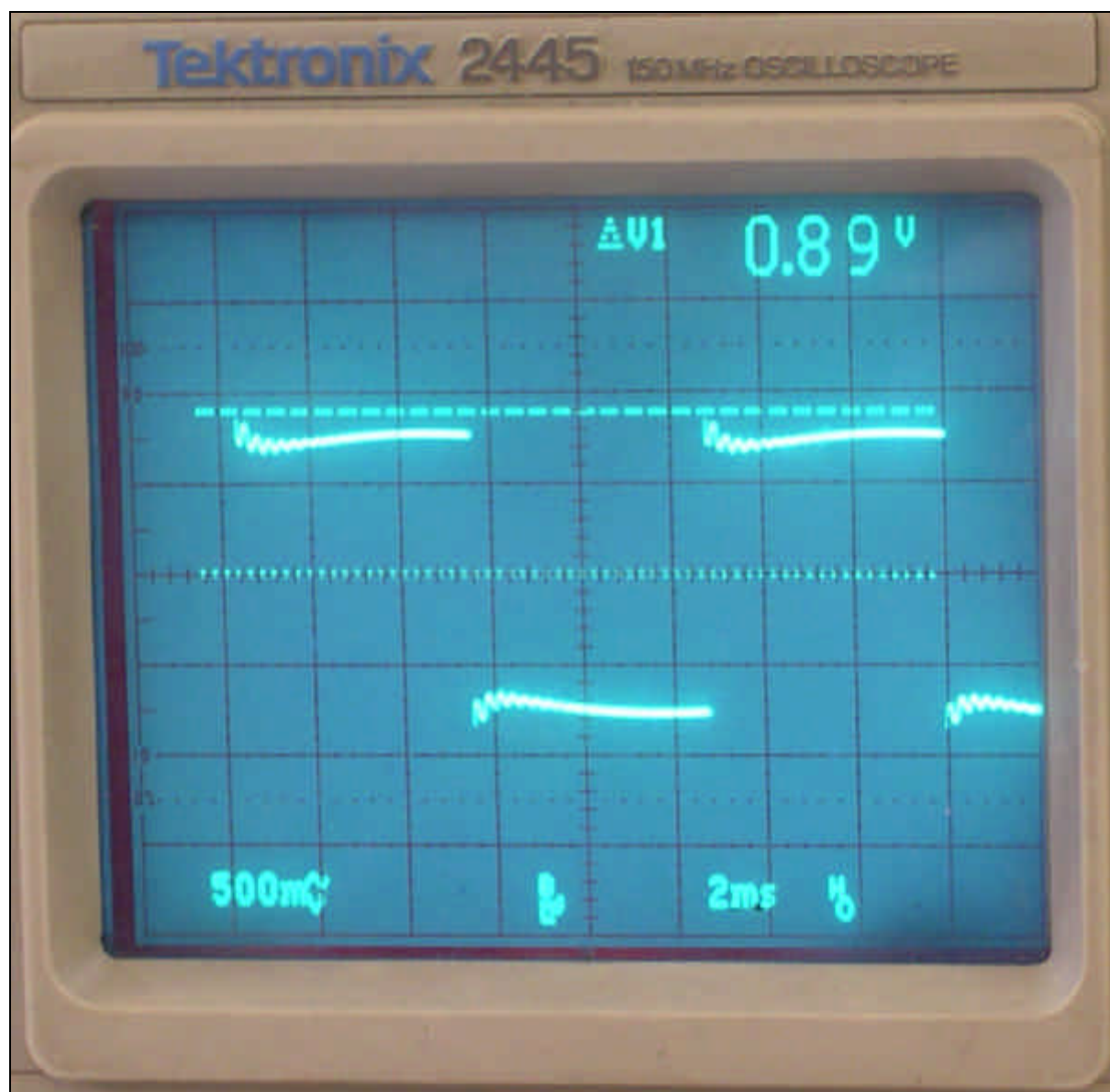


$U_{\text{peak}} = 14,1 \text{ V}_p$, entsprechend 25W bei Sinussignal, Belastung mit 4 Ohm Drahtwiderstand, Messung parallel zu Drahtwiderstand 10 kHz Rechteck Tastkopf 1 zu 10

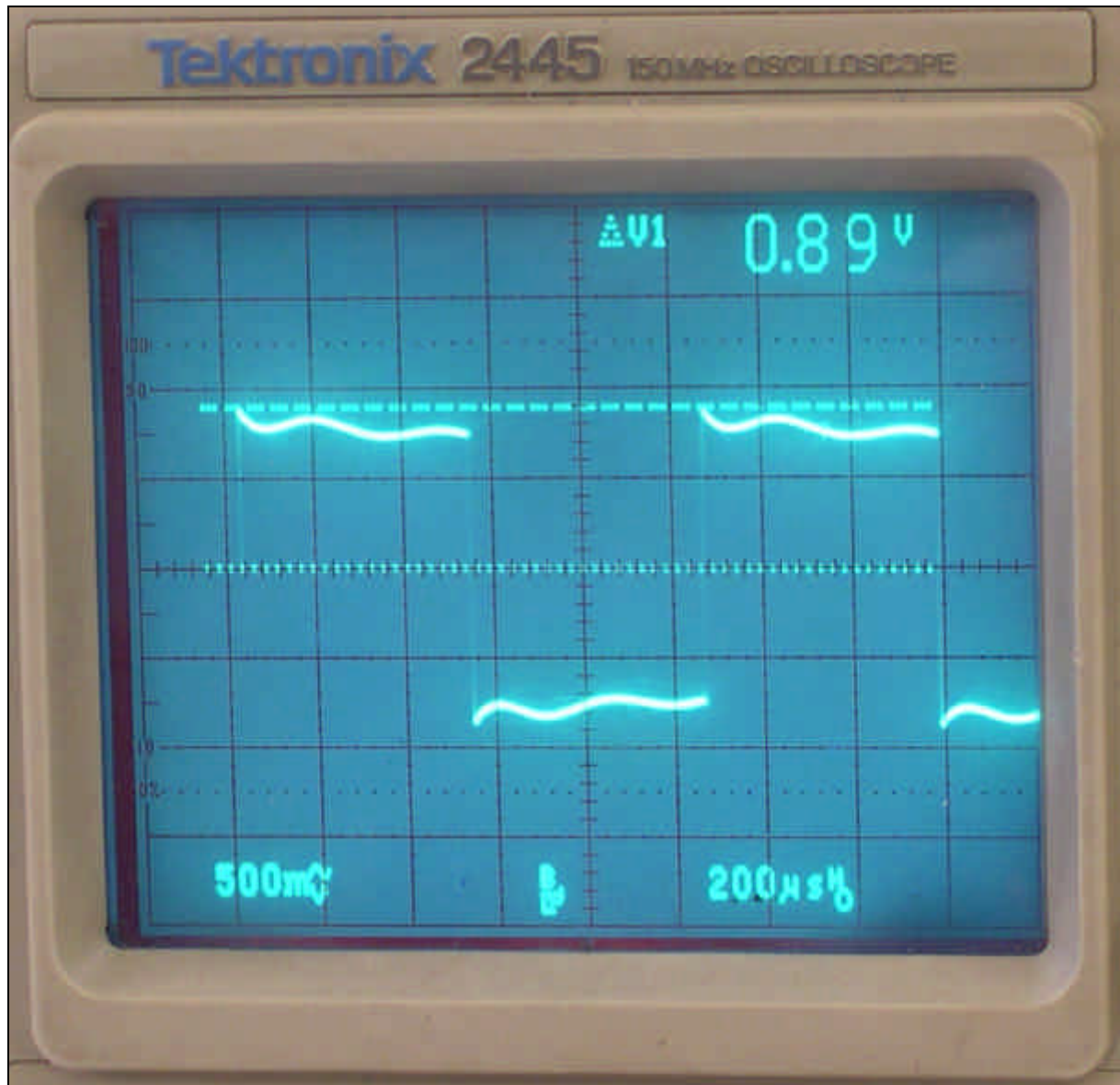


$U_{\text{peak}} = 14,1 \text{ V}_p$, entsprechend 25W bei Sinussignal, Belastung mit 4 Ohm Drahtwiderstand, Messung parallel zu Drahtwiderstand 20 kHz Rechteck Tastkopf 1 zu 10

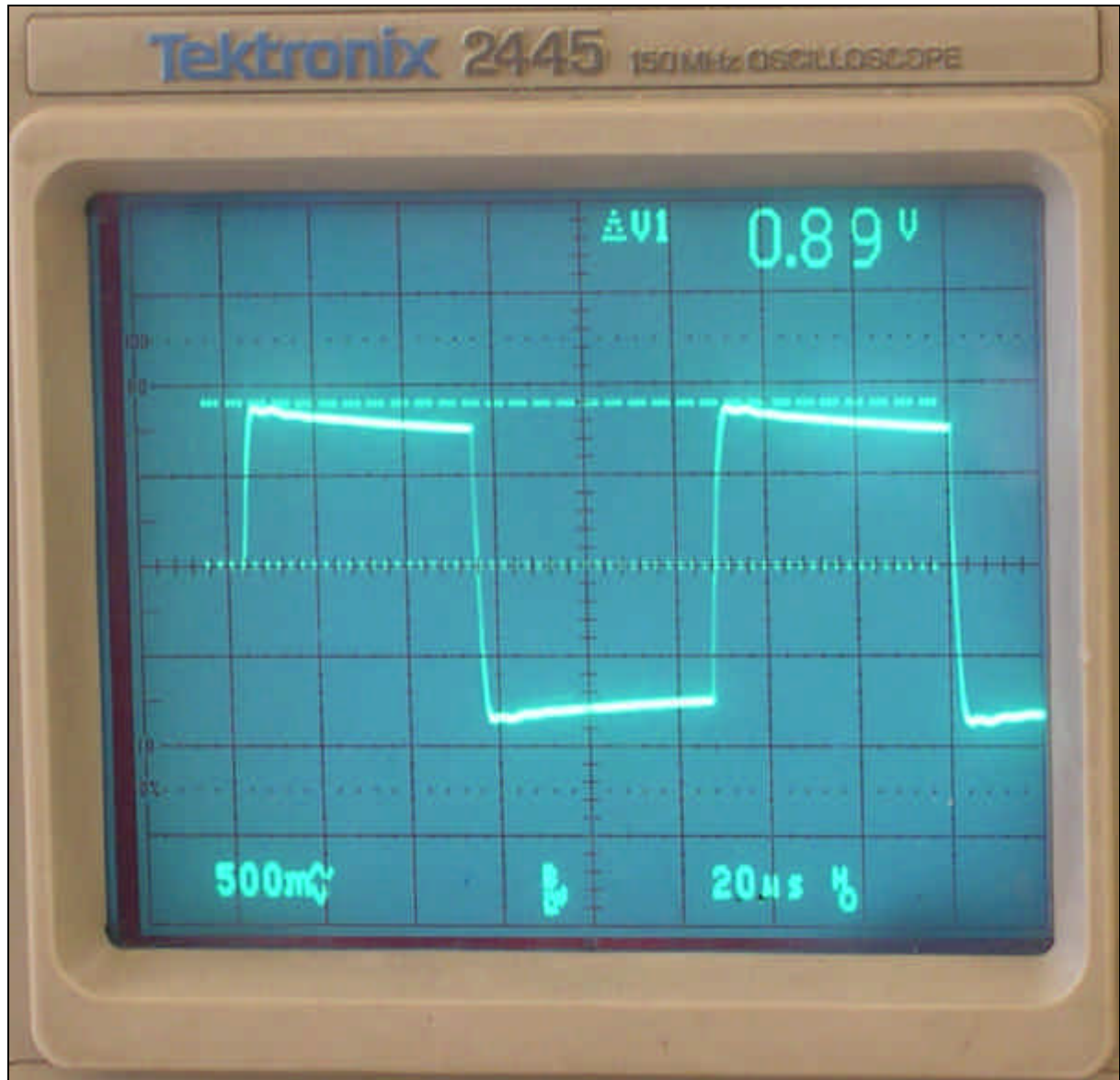
Sprungantwort bei Belastung mit Lautsprecherbox 8 Ohm



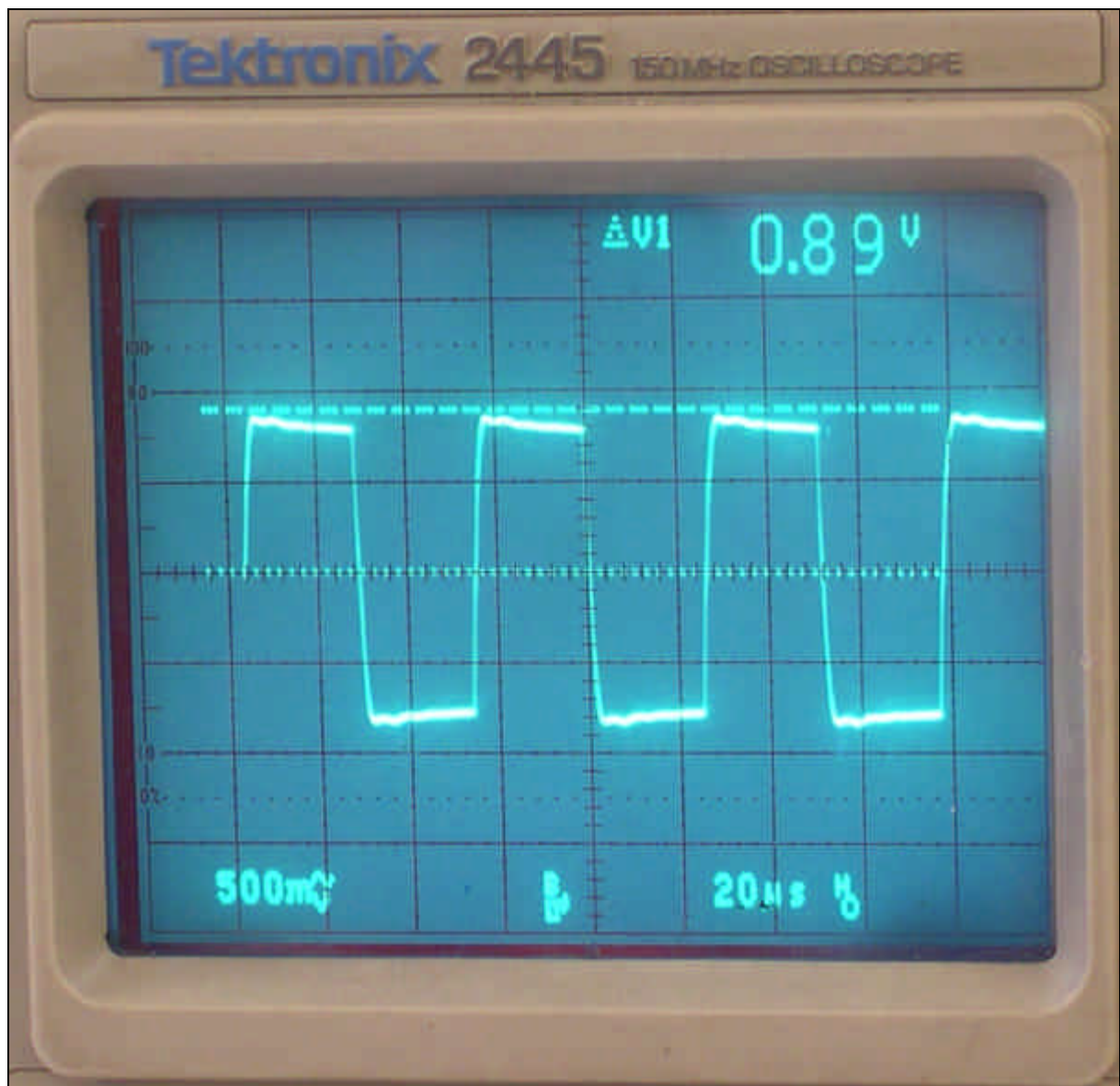
$U_{peak} = 8,9V_p$, entsprechend 5W bei Sinussignal, Belastung mit 8 Ohm Lautsprecherbox, Messung parallel zu Lautsprecherbox 100Hz Rechteck Tastkopf 1 zu 10



U_{peak} = 8,9Vp, entsprechend 5W bei Sinussignal, Belastung mit 8 Ohm Lautsprecherbox, Messung parallel zu Lautsprecherbox 1kHz Rechteck Tastkopf 1 zu 10



U_{peak} = 8,9Vp, entsprechend 5W bei Sinussignal, Belastung mit 8 Ohm Lautsprecherbox, Messung parallel zu Lautsprecherbox 10kHz Rechteck Tastkopf 1 zu 10



U_{peak} = 8,9V_p, entsprechend 5W bei Sinussignal, Belastung mit 8 Ohm Lautsprecherbox, Messung parallel zu Lautsprecherbox 20kHz Rechteck Tastkopf 1 zu 10

Anmerkung: Nach der Aufnahme der hier gezeigten Sprungantworten, Leistungen und Frequenzgänge wurde der Ruhestrom der KT88-Röhren neu abgeglichen, auf 60 mA statt wie vor 80 mA. Dadurch können sich leichte Änderungen der obenstehenden Kurven und Meßwerte ergeben.

Nach Abschluß der Modifikationen wurden noch einmal die Ruhewerte aufgenommen. Auf der folgenden Seite sind diese in das Schaltbild eingetragen. Diese Werte wurden bei Bestückung des Verstärkers mit JJ-Röhren gemessen.

Es fällt auf, daß die Eingangsstufe einen relativ extremen Arbeitspunkt hat, das sich am Gitter einstellende negative Potential zeigt, daß dieses bereits eine gewisse Anzahl an Elektronen aufnimmt, die Gitterspannung ist mit ca. 0,6V äußerst gering.

Auch die Treiberstufe hat nur eine relativ geringe Gitterspannung von ca. 2,5V

Nun sollen die Verhältnisse in der Eingangsstufe etwas genauer betrachtet werden:

Es wird angenommen, daß das 10K-Symmetrierpoti in der Mittelstellung steht.

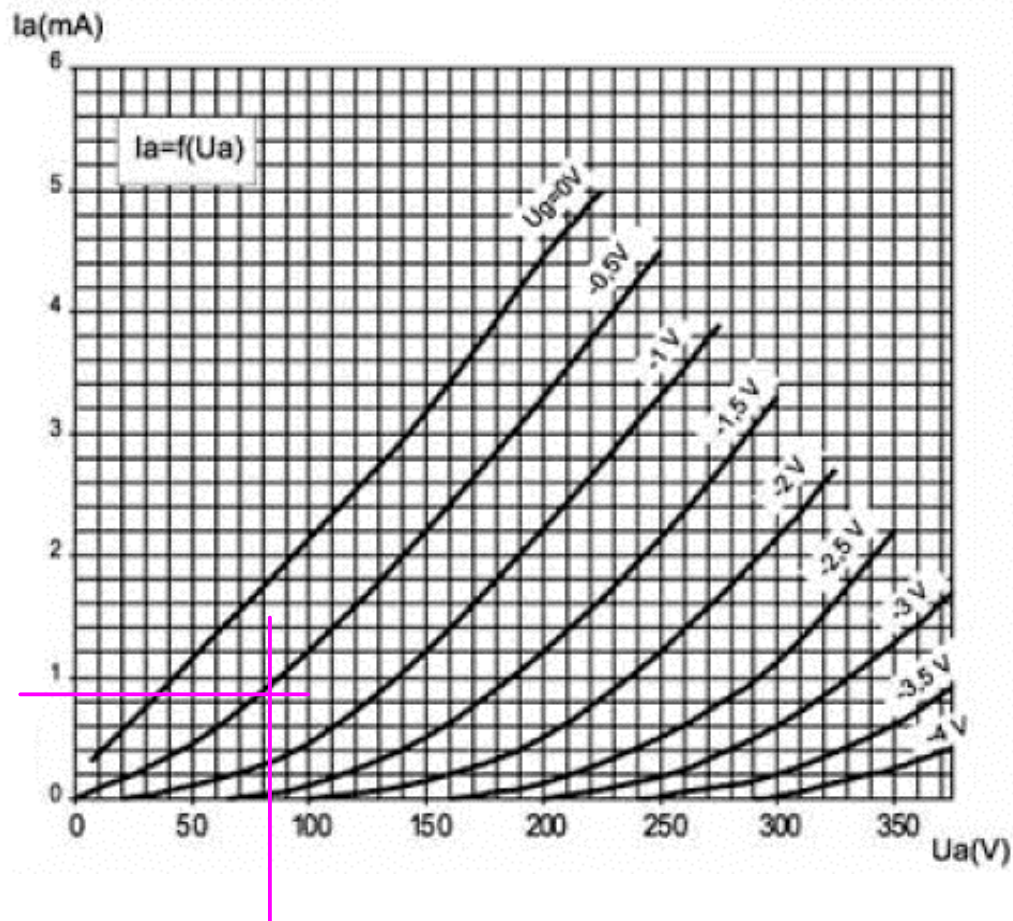
Der Anodenstrom von V1300A ist dann: $(163V - 84V) / (82K + 5K) = 0,90 \text{ mA}$

Der Anodenstrom von V1300B ist dann: $(163V - 78V) / (100K + 5K) = 0,81 \text{ mA}$

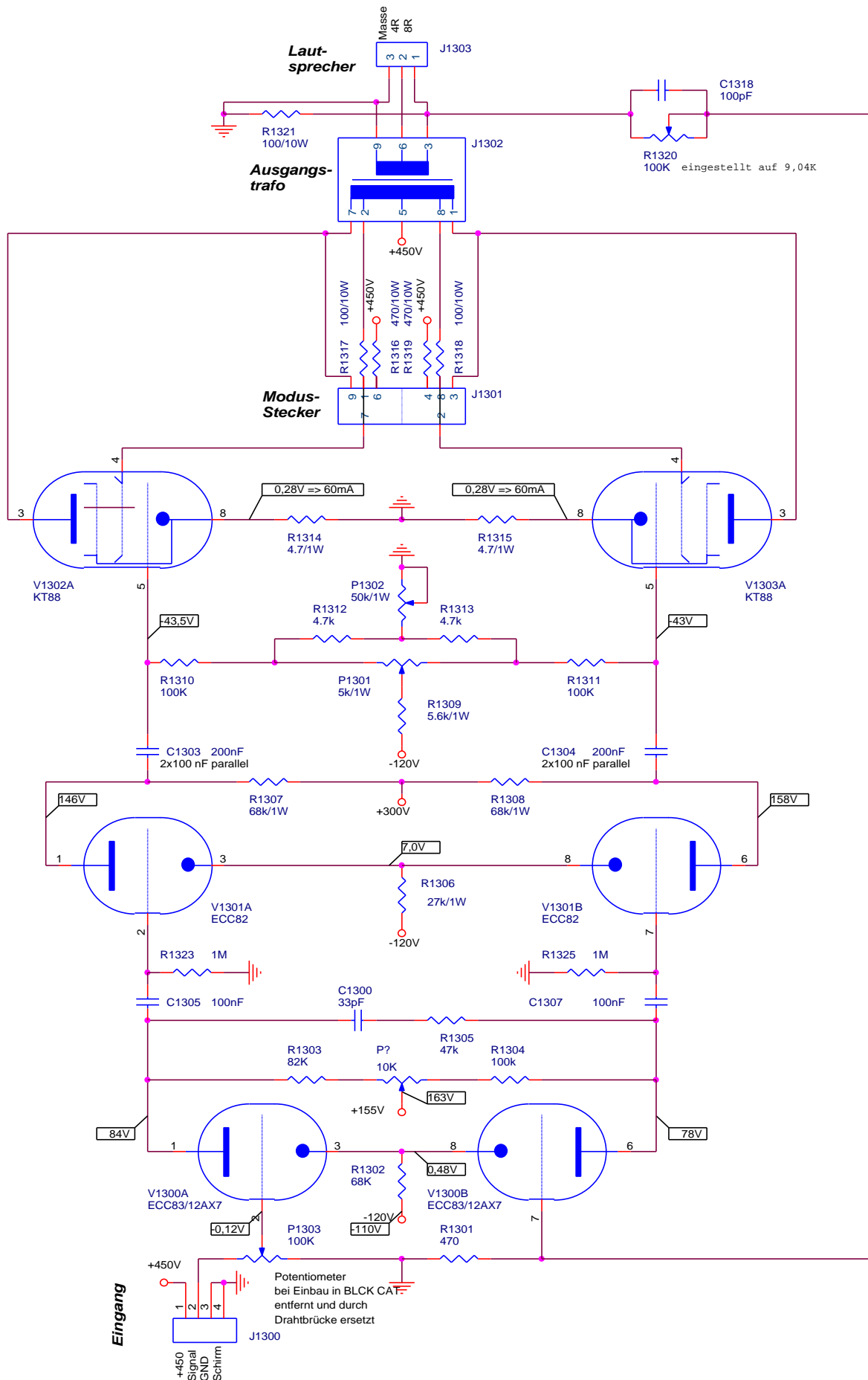
Der Strom durch den Kathodenwiderstand R1302 ist dann $0,90 \text{ mA} + 0,81 \text{ mA} = 1,71 \text{ mA}$.

Kontrollrechnung mit bekanntem Kathodenpotential: $(110V + 0,5V) / 68K = 1,64 \text{ mA}$.

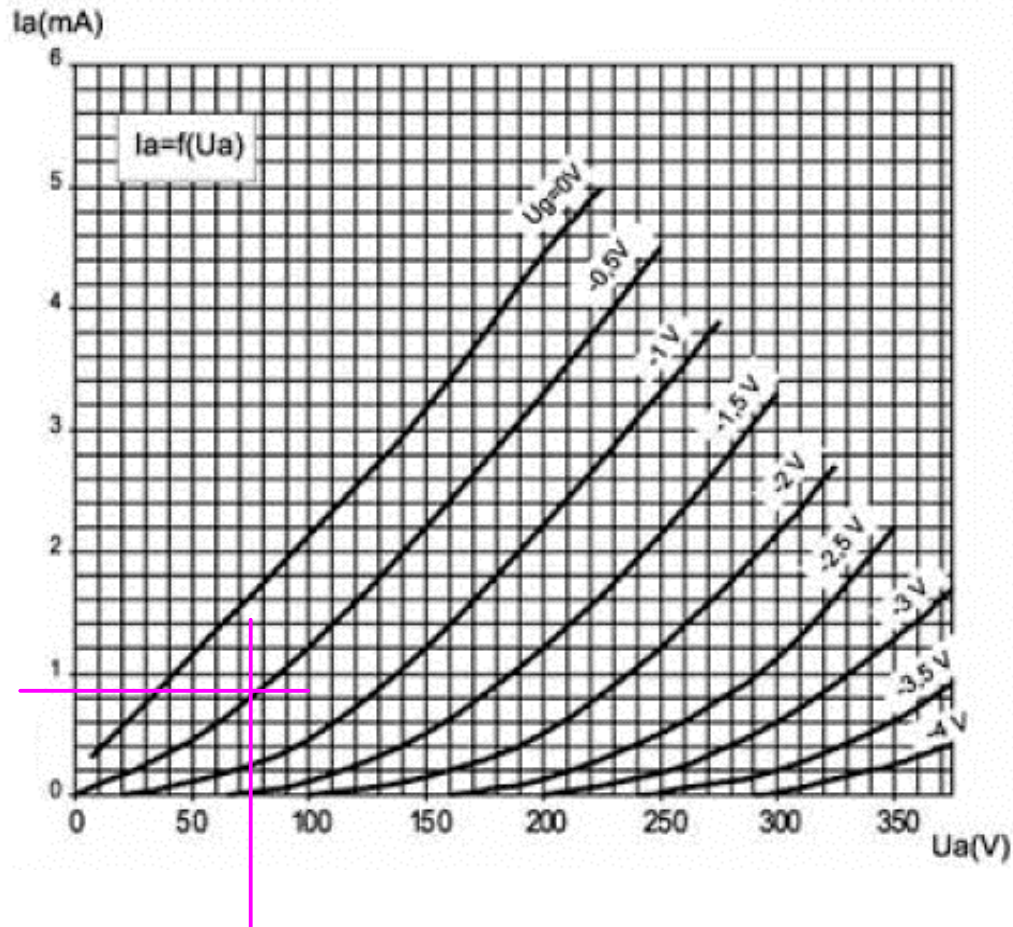
Fehler: 5%, ist hier absolut akzeptabel, die Meßwerte sind somit hinreichend zueinander konsistent.



Gemessener Arbeitspunkt von V1300A im Kennlinienfeld



Schaltplan mit eingetragenen Ruhewerten



Gemessener Arbeitspunkt von V1300B im Kennlinienfeld

Bei beiden Triodensystemen zeigt sich eine Konsistenz zwischen der dem laut Diagramm den Arbeitspunkt zugehörigen und der gemessenen Gitterspannung.

Es zeigt sich beim Eintragen der Arbeitspunkte in das Kennlinienfeld, daß diese zwar in einem Randbereich liegen, in dem aber durchaus noch ein lineares Verhalten zu erwarten ist.

Nun sollen die Verhältnisse in der Treiberstufe etwas genauer betrachtet werden:

Der Anodenstrom von V1301A ist dann: $(300V - 146V) / (68K) = 2,26 \text{ mA}$

Der Anodenstrom von V1301B ist dann: $(300V - 158V) / (68K) = 2,08 \text{ mA}$

Der Strom durch den Kathodenwiderstand R1302 ist dann $2,26 \text{ mA} + 2,08 \text{ mA} = 4,34 \text{ mA}$.

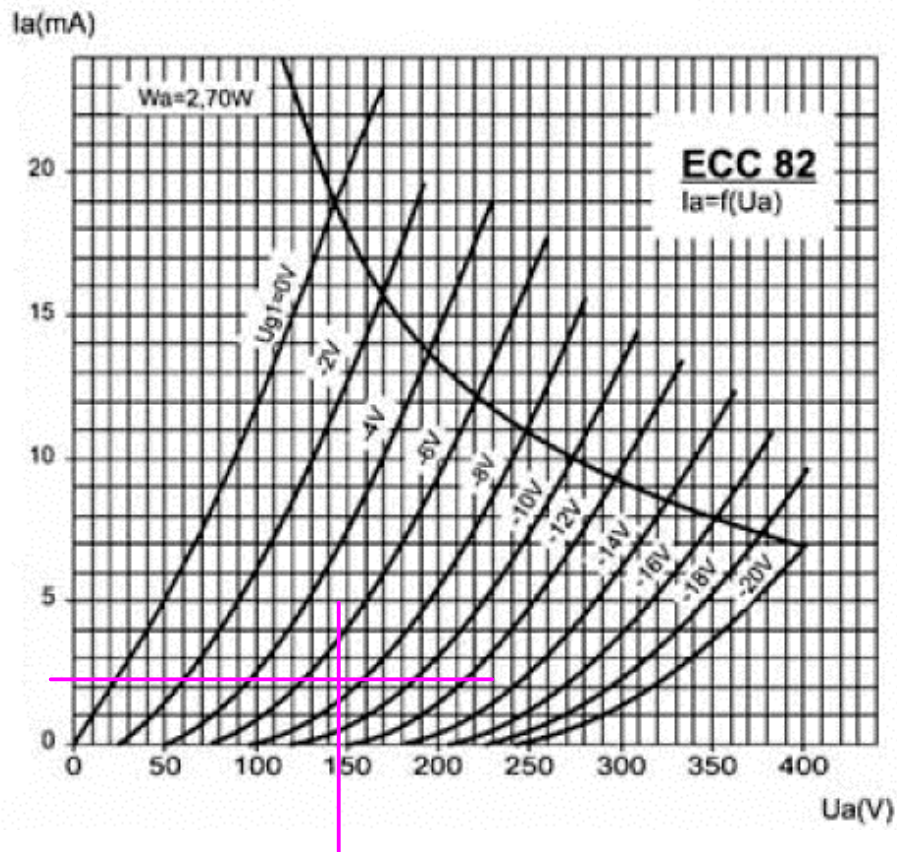
Kontrollrechnung mit bekanntem Kathodenpotential: $(110V + 2,5V) / 27K = 4,16 \text{ mA}$.

Fehler: 4%, ist hier absolut akzeptabel, die Meßwerte sind somit hinreichend zueinander konsistent.

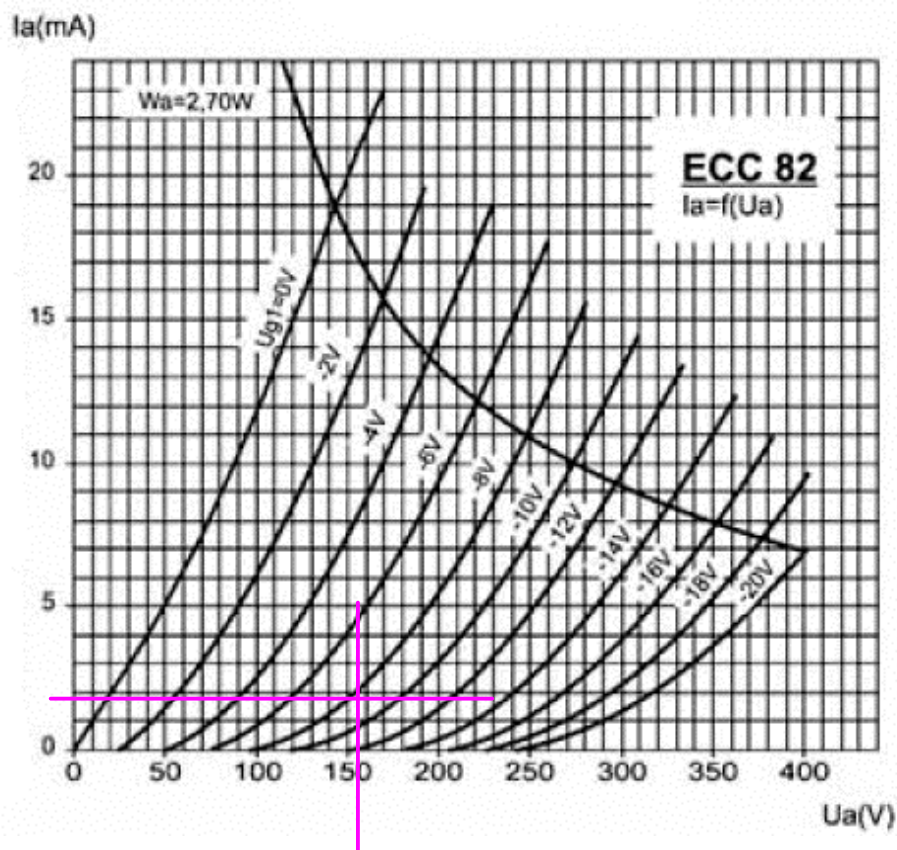
Auf der Folgeseite sind die gemessenen Arbeitspunkte in das Kennlinienfeld eingetragen.

Hier zeigt sich eine Konsistenz zwischen der aus dem Kennlinienfeld ablesbaren und der gemessenen Gittervorspannung. Die erwartete Gittervorspannung von ca. 7V stimmt mit der Messung überein.

Hinweis: Wiederholung der Messung am 08.11.04 zeigte Meßfehler bei der ursprünglich diesem Bericht zugrundeliegenden Messung



Gemessener Arbeitspunkt von V1301A im Kennlinienfeld



Gemessener Arbeitspunkt von V1301B im Kennlinienfeld

Vergleich der Differenzverstärker-Endstufe mit den anderen in diesem Labor realisierten Endstufen:

Auf den folgenden Seiten sind einige vergleichende Messungen des Rechteckübertragungsverhaltens der verschiedenen in diesem Projekt realisierten Endstufen gezeigt. Die Vorteile der Differenz-Endstufe sind insbesondere bei den Rechtecksignalen 10 kHz und 20 kHz bei Belastung mit einer Lautsprecherbox zu erkennen. Bei der Endstufe nach EICO sind deutlich die Begrenzungseffekte zu erkennen, die ab etwa 10W Ausgangleistung bei höheren Frequenzen eintreten. Im Kleinsignalsbereich bringt auch die Endstufe nach EICO sehr gute Ergebnisse.

Sprungantwort bei ohmscher Last 4 Ohm

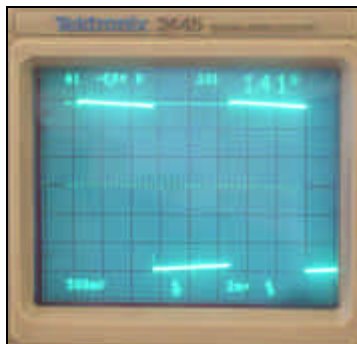
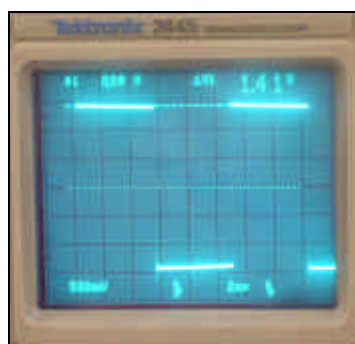
U_{peak} = 14,1V_p, entsprechend 25W bei Sinussignal, Belastung mit 4 Ohm Drahtwiderstand, Messung parallel zu rahtwiderstand Tastkopf 1 zu 10

Eico

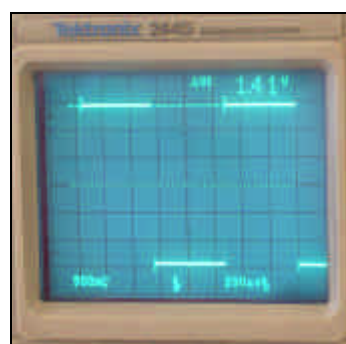
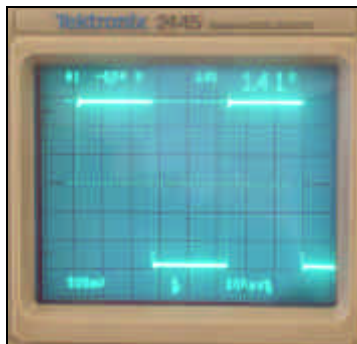
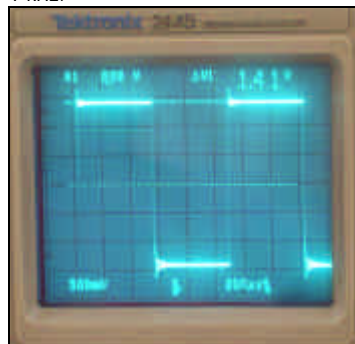
Williamson

Differenz-Endstufe

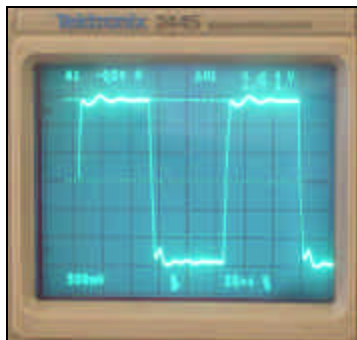
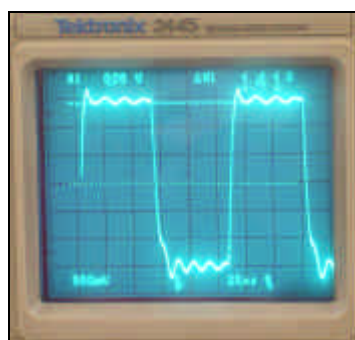
100 Hz



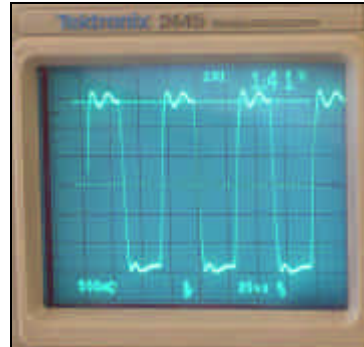
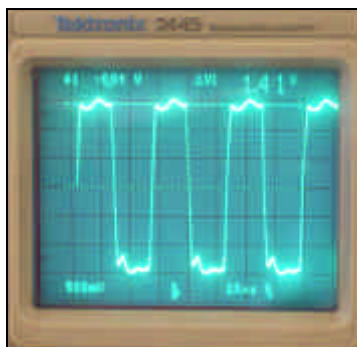
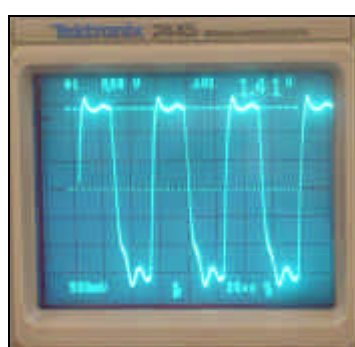
1 kHz:



10 kHz:



20 kHz:



Sprungantwort bei Belastung mit Lautsprecherbox 8 Ohm

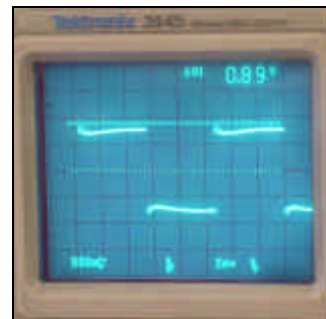
U_{peak} = 8,9Vp, entsprechend 5W bei Sinussignal, Belastung mit 8 Ohm Lautsprecherbox, Messung parallel zu Lautsprecherbox Tastkopf 1 zu 10

Eico

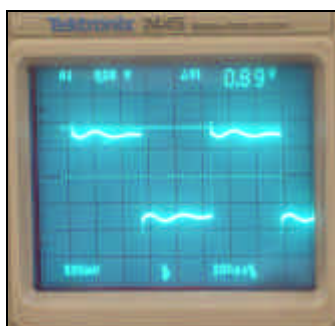
Williamson

Differenz-Endstufe

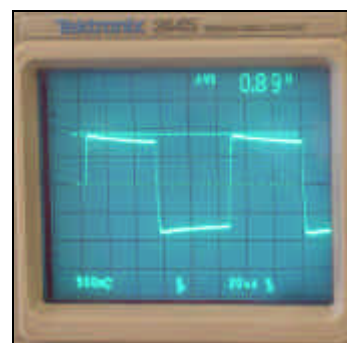
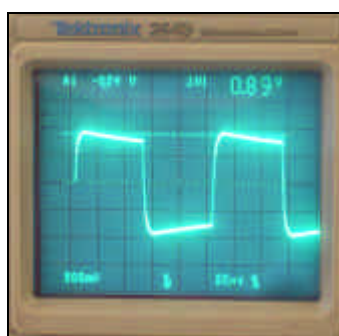
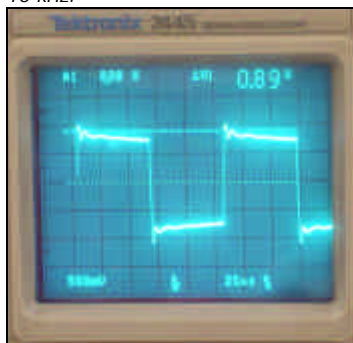
100 Hz:



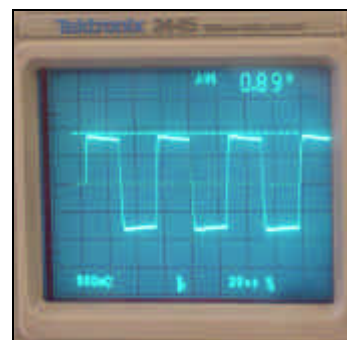
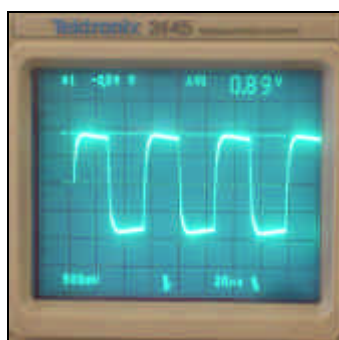
1kHz:



10 kHz:



20 kHz:



Auswertung und Fazit:

Mit der, inzwischen umfänglich modifizierten, Differenzverstärker-Endstufe steht nun eine Endstufe zur Verfügung, die wie Hörtests gezeigt haben, einigen industriellen Röhrenverstärkern, die als High-End-Komponenten verkauft werden, deutlich überlegen ist. Eine Vielzahl von Hörern zeigte sich vom Klang dieser Endstufe begeistert, insbesondere Musiker aus dem klassischen Segment empfinden den Klang dieser Endstufe als absolut realistisch. Sie erkannten sonst nicht hörbare Details, wie etwa die Eigengeräusche bestimmter Violinsaitentypen. Hierzu die Aussage eines Hörers, der selbst Orchestermusiker ist: „Die Musik wird sezziert“. Diese Art der Wiedergabe bedeutet aber auch, daß Spielfehler des Orchesters oder Mängel und Schwachstellen bei der Musikproduktion gnadenlos ans Licht gezerrt werden und nicht mehr mit einem scheinbar gefälligen Klangbild zugedeckt werden. Bei längerer Nutzung dieses Verstärkers erkennt man, was für unglaubliche Qualitätsunterschiede es zwischen verschiedenen CDs gibt. Dem besonderen Genuss, der beim Hören einiger CDs entsteht steht die Erfahrung gegenüber, daß dem Hörer im Gegenzug einige früher gern gehörte CDs durch das nun mögliche Erleben des Kontrasts verleidet werden.

Weitere Messungen an der Endstufe in Differenzverstärker-Schaltung

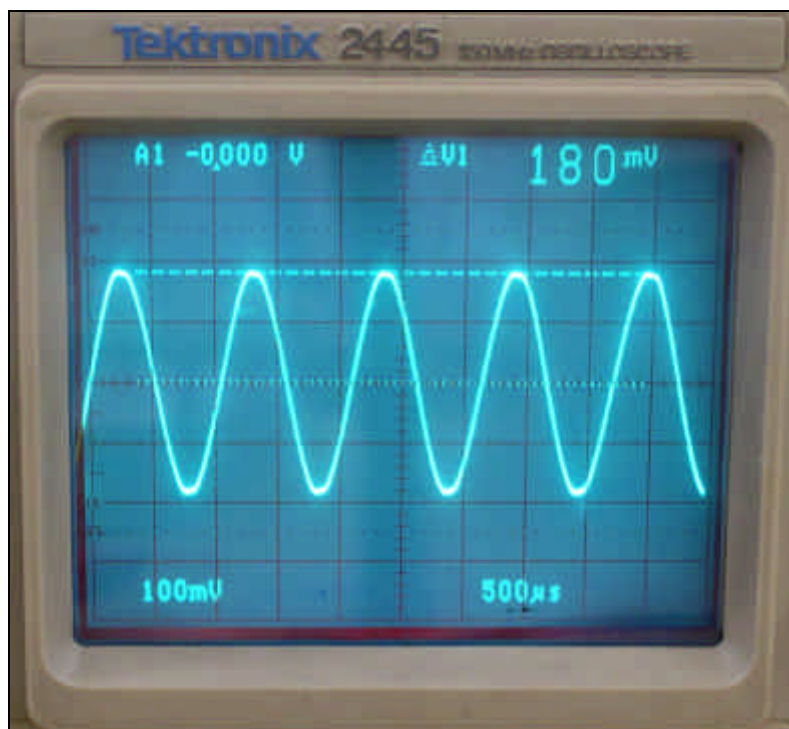
Von Henry Westphal

Am 7.11.2004 und 8.11.2004 wurden weitere Messungen an der Differenzverstärker-Endstufe durchgeführt, um einige Fragen, die in der Dokumentations- und Nacharbeitsphase zu diesem Labor entstanden sind, zu klären.

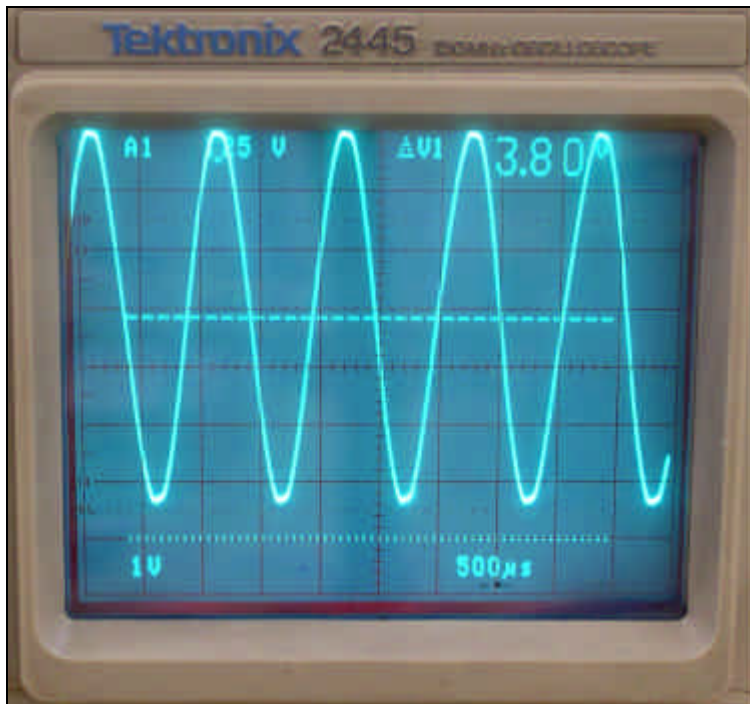
Genauere Betrachtung der maximalen Leistungsabgabe

Der Verstärker wurde mit einem 4 Ohm Drahtwiderstand am 4 Ohm-Ausgang belastet und mit einem 1kHz-Sinussignal so angesteuert, daß gerade die Begrenzung erreicht wurde.

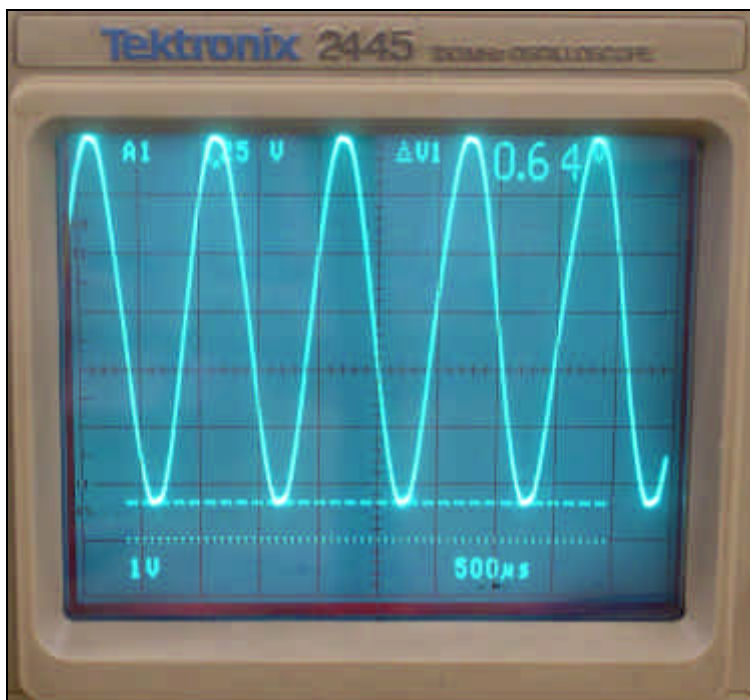
Hierbei wurden die folgenden Oszillogramme aufgenommen:



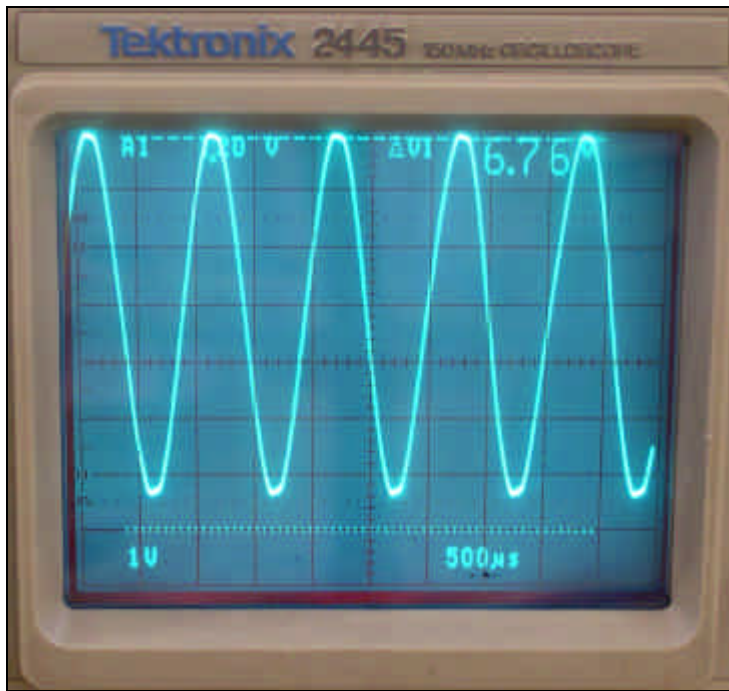
Beginn des Einsatzes der Begrenzung, parallel zu 4 Ohm-Ausgang, Belastung mit 4 Ohm-Drahtwiderstand. Alle Spannungsangaben um den Faktor 100 untersetzt.



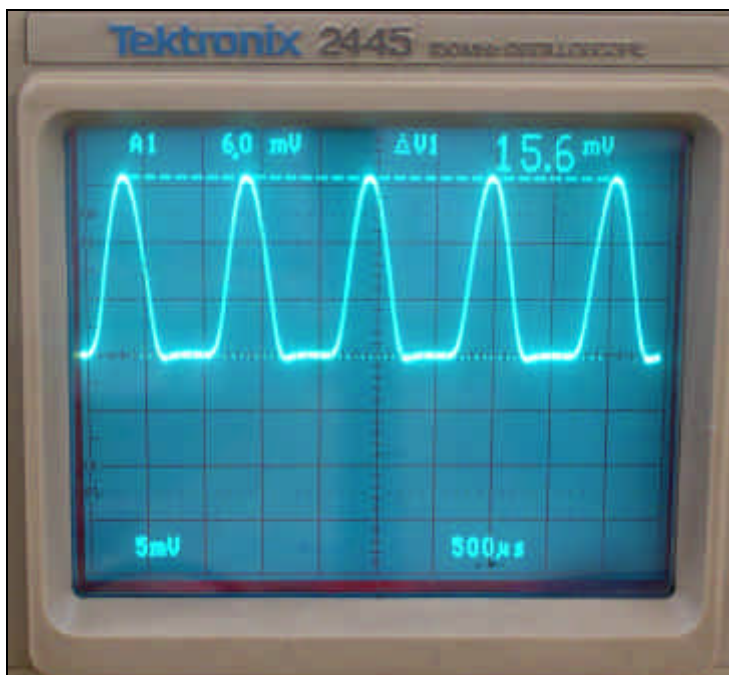
Spannung an der Anode einer Endröhre, untere Cursorlinie = Massepotential, obere Cursorlinie = Betriebsspannung. Alle Spannungsangaben um den Faktor 100 untersetzt.



Spannung an der Anode einer Endröhre, untere Cursorlinie = Massepotential, obere Cursorlinie = Restspannung der Röhre bei Begrenzung. Alle Spannungsangaben um den Faktor 100 untersetzt.



Spannung an der Anode einer Endröhre, untere Cursorlinie = Massepotential, obere Cursorlinie = Spannungsmaximum. Alle Spannungsangaben um den Faktor 100 untersetzt.



Spannung am Kathodenwiderstand einer Endröhre, untere Cursorlinie = Massepotential, obere Cursorlinie = Spannungsmaximum. Alle Spannungsangaben um den Faktor 100 untersetzt.

Diese Oszillogramme werden nun rechnerisch ausgewertet:

Es ist zu beachten, daß die Endstufe im B-Betrieb arbeitet, das heißt, das zu jeder Halbwelle des Sinussignals immer nur eine der beiden Endröhren leitend ist. Jede der beiden Endröhren liefert eine Halbwelle des Ausgangssignals und kann für diese praktisch unabhängig von der anderen Röhre betrachtet werden.

Spitzenwert der Spannung am 4 Ohm-Lastwiderstand: 18V

Das entspricht einer maximal darstellbaren unverzerrten Sinusspannung mit einem Effektivwert von 12,72V. Damit ergibt sich eine maximale unverzerrte Leistung von $(12,72V)^2 / 4 \text{ Ohm} = 40,5W$.

Die Versorgungsspannung der Endstufe ist 380V. Die minimale Anodenspannung ist 64V. Damit ergibt sich ein Spitzenwert der Primärspannung (an einer der beiden Teilwicklungen der Primärwicklung des Ausgangsübertragers) von $380V - 64V = 316V$.

Der Spitzenwert des Anodenstroms wurde mit $1,56V / 4,7 \text{ Ohm} = 332 \text{ mA}$ gemessen.

Der ohmsche Widerstand der Teilwicklung ist 39 Ohm. Damit fällt an diesem ein Spitzenwert von $332mA \cdot 39 \text{ Ohm} = 13V$ ab. Die zur Energieübertragung an der Primärwicklung tatsächlich zur Verfügung stehende Spitzenspannung ist dann $(316V - 13V) = 303V$.

Der Effektivwert des Anodenstroms (beider Teilwicklungen summiert) ist: 235 mA.

Der Effektivwert der Primärspannung (beider Teilwicklungen summiert und bereinigt um ohmsche Verluste) ist: 214V.

Damit wird in den Ausgangsübertrager primärseitig eine Leistung von $214V \cdot 235mA = 50,3 \text{ W}$ eingespeist.

Der Strom durch den Lastwiderstand ist bei maximaler unverzerrter Leistung $12,72V / 4 \text{ Ohm} = 3,05A$. An den sekundärseitigen ohmschen Verlusten entsteht somit eine Verlustleistung von $3,05A^2 \cdot 0,2 \text{ Ohm} = 1,9W$.

Der 8 Ohm-Wicklung ist ein 100 Ohm-Widerstand parallelgeschaltet, um eine Zerstörung der Endstufe bei offenem Ausgang zu verhindern. Die Effektivspannung an diesem Widerstand ist $12,72V \cdot 1,41 = 18,0V$, da sich Impedanzen zu Wicklungszahlen und damit Spannungen quadratisch verhalten. Die in diesem Widerstand umgesetzte Leistung ist dann $18V^2 / 100 \text{ Ohm} = 3,24W$.

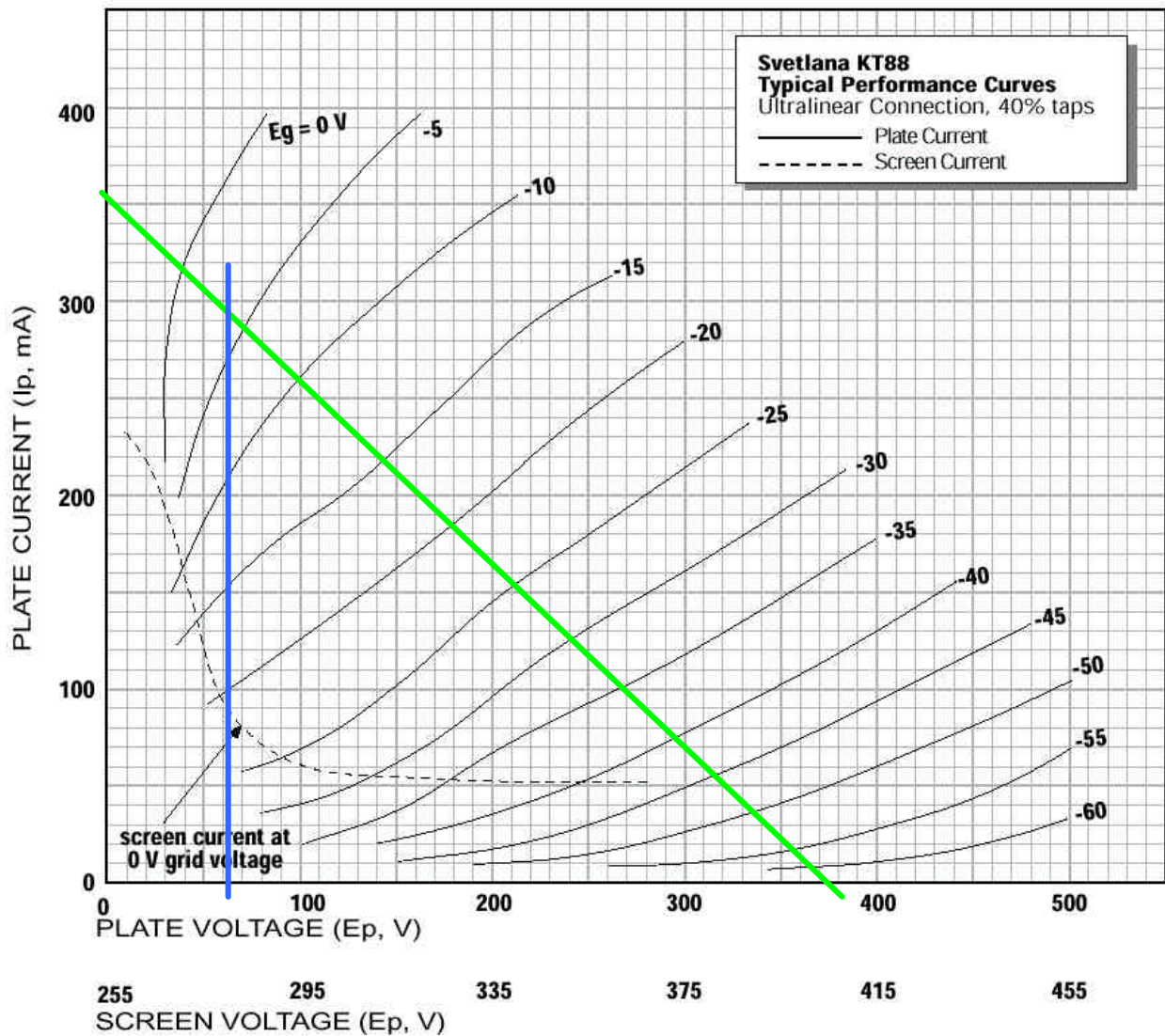
Damit stehen theoretisch noch $50,3W - 1,9W - 3,24W = 45,2 \text{ W}$ zur Verfügung.

Sekundärseitig wurden bereits 40,5W gemessen. Das ist 11% weniger als das theoretische Maximum von 45,2W. Die Gründe für die Abweichung liegen in der Meßungenauigkeit bezüglich der Spannungen, welche quadratisch in die Leistung eingehen, und in den hier nicht berücksichtigten Kernverlusten im Ausgangsübertrager, sowie den Toleranzen von Lastwiderstand und Ausgangsübertrager.

Nun kann auch noch die Primärimpedanz des Ausgangsübertragers kontrolliert werden:

Bereinigt um die ohmschen Verluste stehen an der Primärwicklung 214V eff. an. Es fließen 235mA eff. Die Impedanz ist damit: $214V / 235mA = 910 \text{ Ohm}$. Das ist 9% weniger als der erwartete Wert von 1 kOhm, man hat also eine sehr gute Übereinstimmung von Theorie und Praxis. (Hinweis: Raa des Übertragers ist 4kOhm, da sich Impedanzen quadratisch zu Windungsverhältnissen verhalten hat die Hälfte einer Wicklung mit 4 kOhm Impedanz folglich 1 kOhm Impedanz)

Die tatsächlichen Verhältnisse an den Endröhren können ins Kennlinienfeld eingetragen werden:



Tatsächliche Verhältnisse an der Endröhre im Kennlinienfeld

Die grüne Gerade ist die Arbeitsgerade, die blaue Gerade stellt die Begrenzung der Aussteuerung durch die minimal mögliche Anodenspannung dar.

Neue Arbeitspunkte bei Bestückung mit Electro-Harmonix-Röhren (ECC82 und ECC83)

Da keine Datenblätter der EH-Röhren verfügbar sind, wurden die bisher verwendeten Kennlinienfelder beibehalten.

Betrachtung der Eingangsstufe:

Es wird angenommen, daß das 10K-Symmetrierpoti in der Mittelstellung steht.

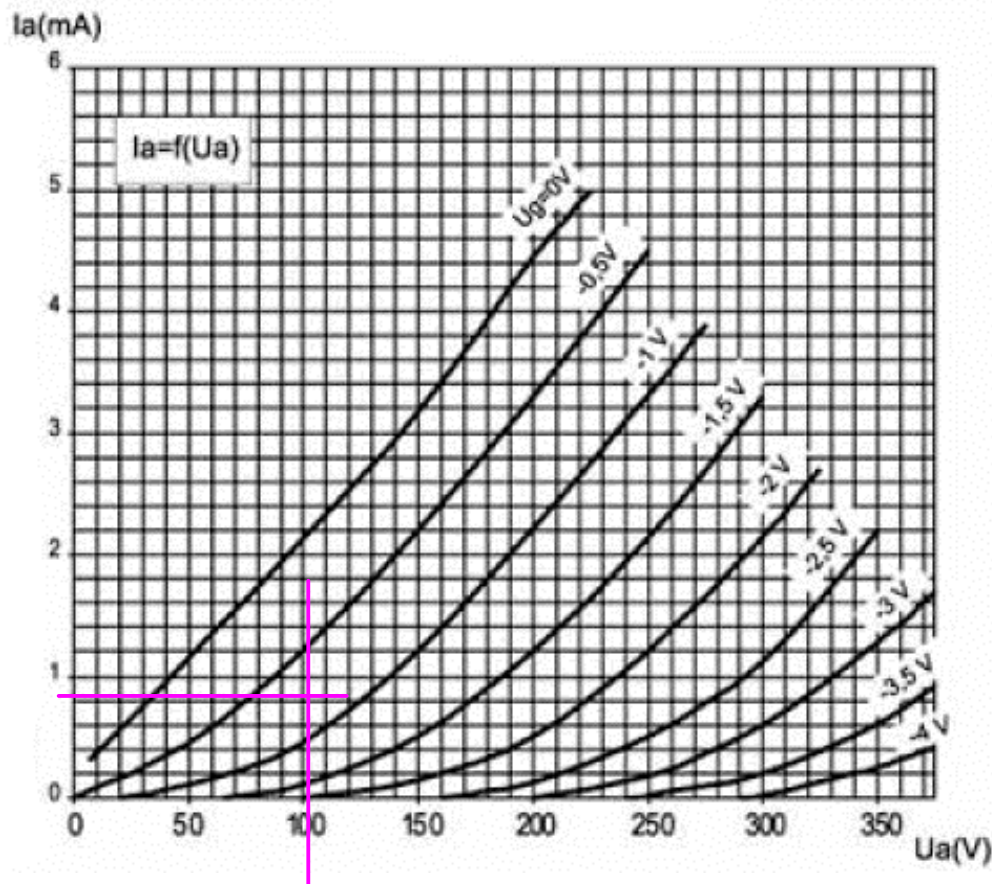
Der Anodenstrom von V1300A ist dann: $(179V - 106V) / (82K + 5K) = 0,84 \text{ mA}$

Der Anodenstrom von V1300B ist dann: $(179V - 93V) / (100K + 5K) = 0,82 \text{ mA}$

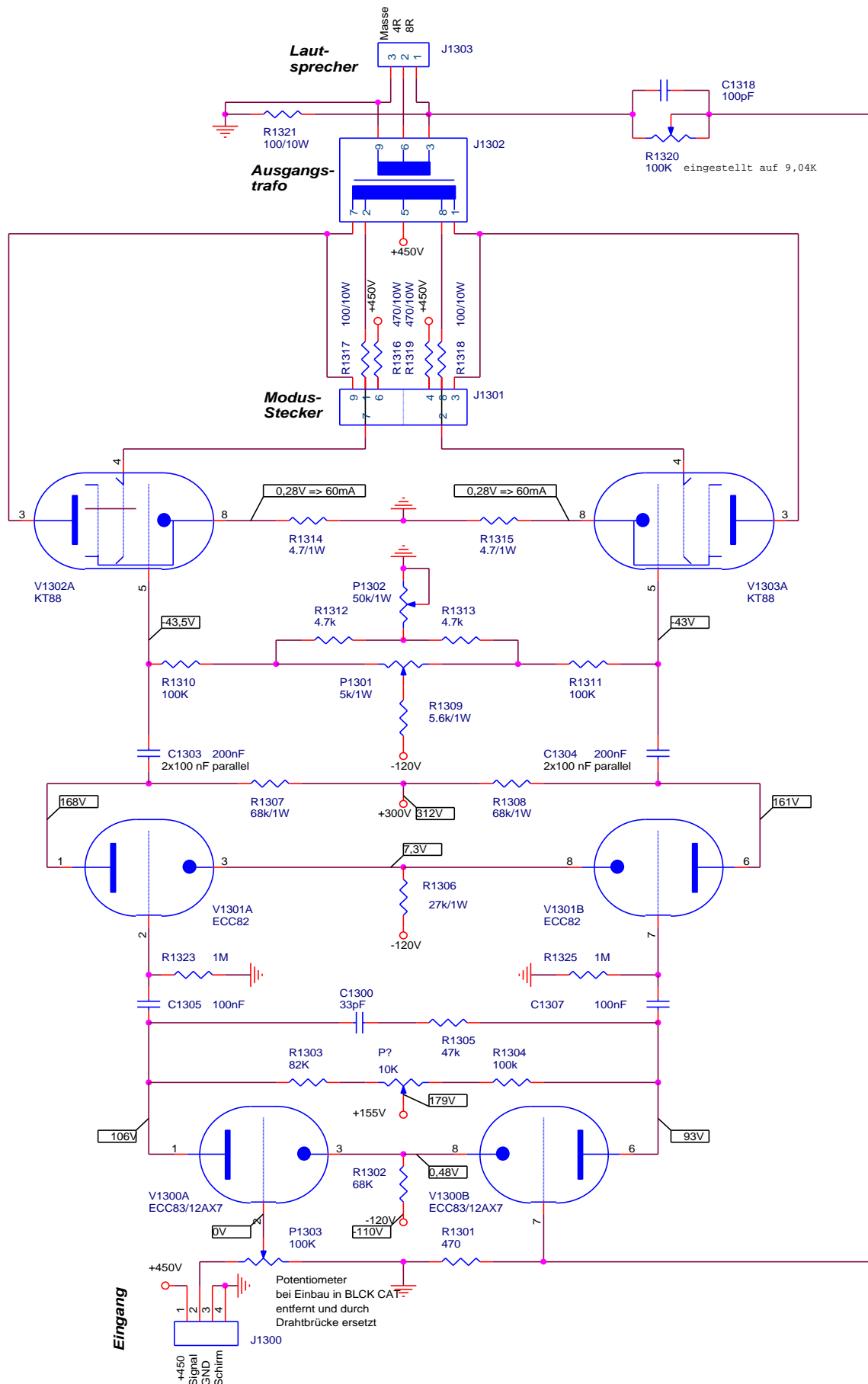
Der Strom durch den Kathodenwiderstand R1302 ist dann $0,84 \text{ mA} + 0,82 \text{ mA} = 1,66 \text{ mA}$.

Kontrollrechnung mit bekanntem Kathodenpotential: $(110V + 0,5V) / 68K = 1,64 \text{ mA}$.

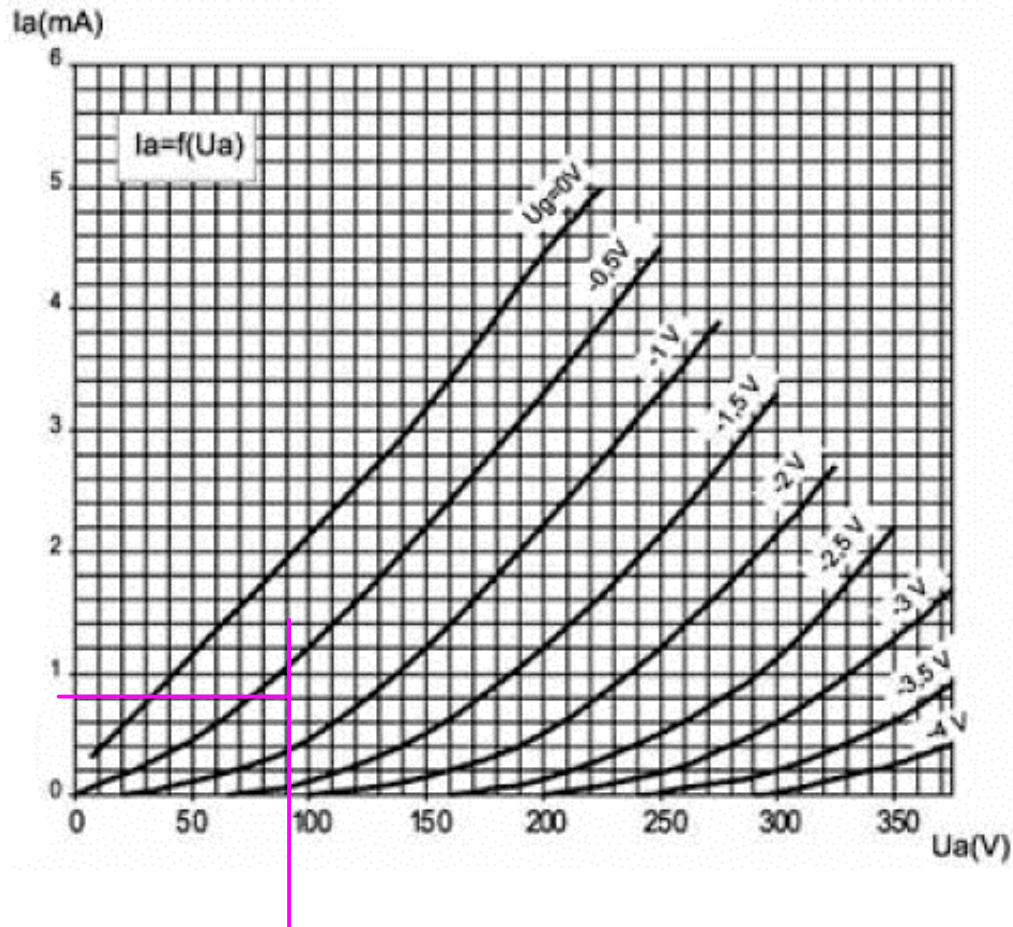
Fehler: 1%, ist hier absolut akzeptabel, die Meßwerte sind somit hinreichend zueinander konsistent.



Gemessener Arbeitspunkt von V1300A im Kennlinienfeld



Am 07.11.2004 bei Bestückung mit Electro-Harmonix-Röhren (ECC82 und ECC83) ermittelte Arbeitspunkte



Gemessener Arbeitspunkt von V1300B im Kennlinienfeld

Bei beiden Triodensystemen zeigt sich keine gute Konsistenz zwischen der dem laut Diagramm den Arbeitspunkt zugehörigen und der tatsächlich gemessenen Gitterspannung. Dies rührt daher, daß es sich hier nicht um das Kennlinienfeld von EH handelt, da dieses nicht verfügbar ist.

Es zeigt sich beim Eintragen der Arbeitspunkte in das Kennlinienfeld, daß diese zwar in einem Randbereich liegen, in dem aber durchaus noch ein lineares Verhalten zu erwarten ist.

Nun sollen die Verhältnisse in der Treiberstufe etwas genauer betrachtet werden:

Der Anodenstrom von V1301A ist dann: $(312V - 168V) / (68K) = 2,11 \text{ mA}$

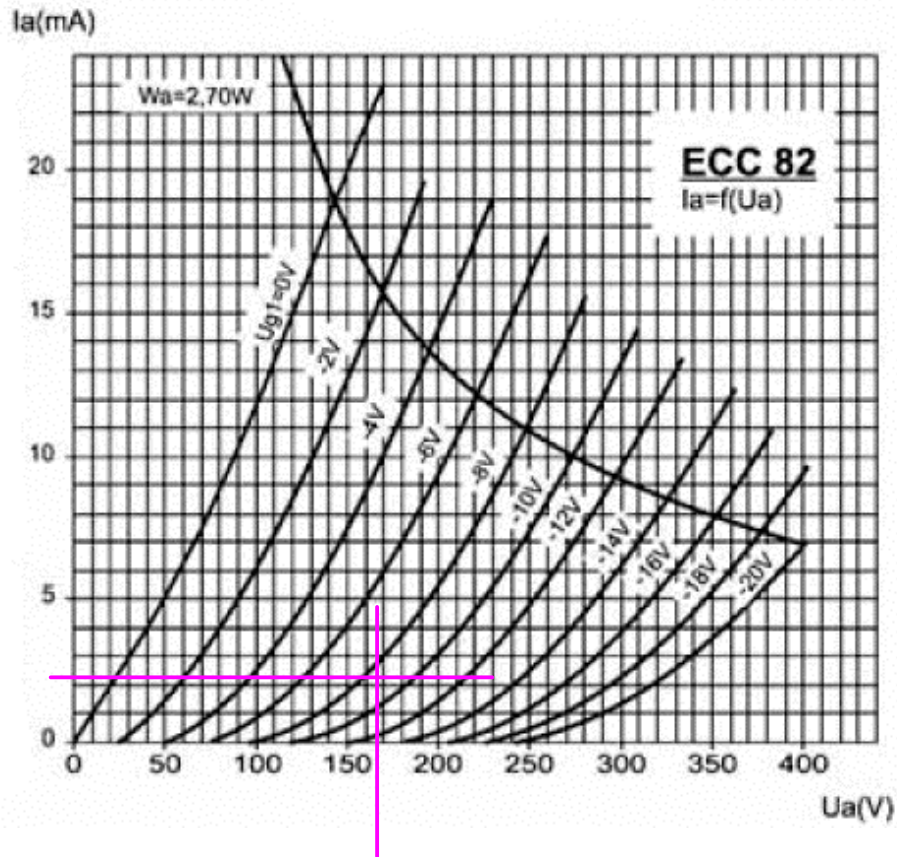
Der Anodenstrom von V1301B ist dann: $(312V - 161V) / (68K) = 2,22 \text{ mA}$

Der Strom durch den Kathodenwiderstand R1302 ist dann $2,11 \text{ mA} + 2,22 \text{ mA} = 4,33 \text{ mA}$.

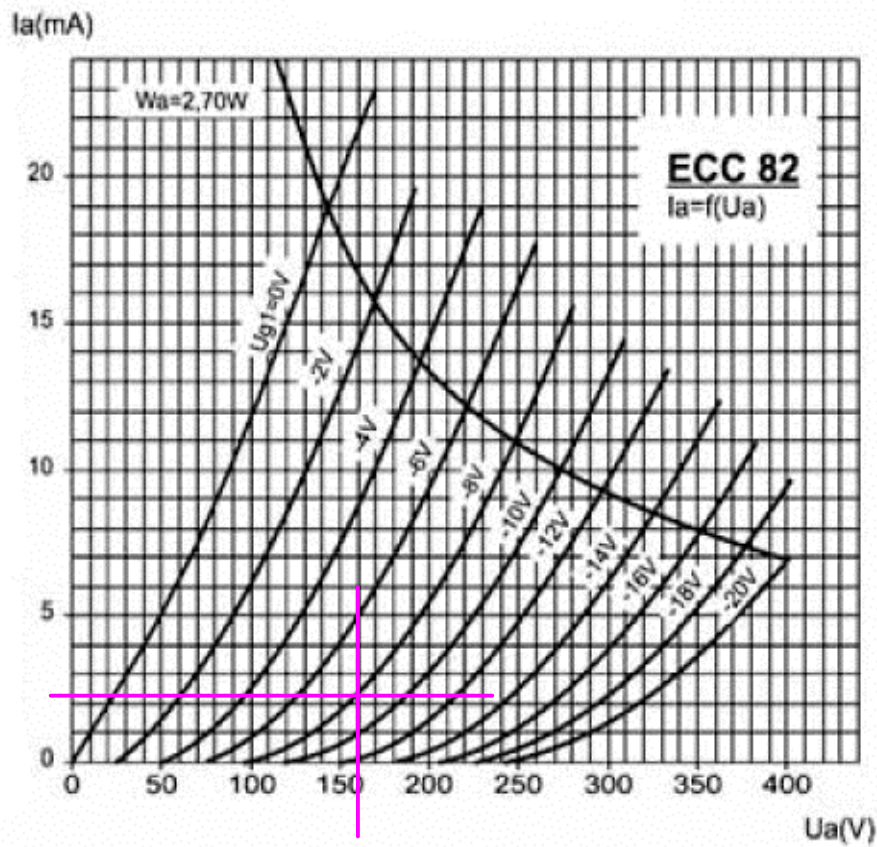
Kontrollrechnung mit bekanntem Kathodenpotential: $(110V + 7,3V) / 27K = 4,34 \text{ mA}$.

Auf der Folgeseite sind die gemessenen Arbeitspunkte in das Kennlinienfeld eingetragen.

Hier zeigt sich eine weitgehende Konsistenz zwischen der aus dem Kennlinienfeld ablesbaren und der gemessenen Gittervorspannung.



Gemessener Arbeitspunkt von V1301A im Kennlinienfeld



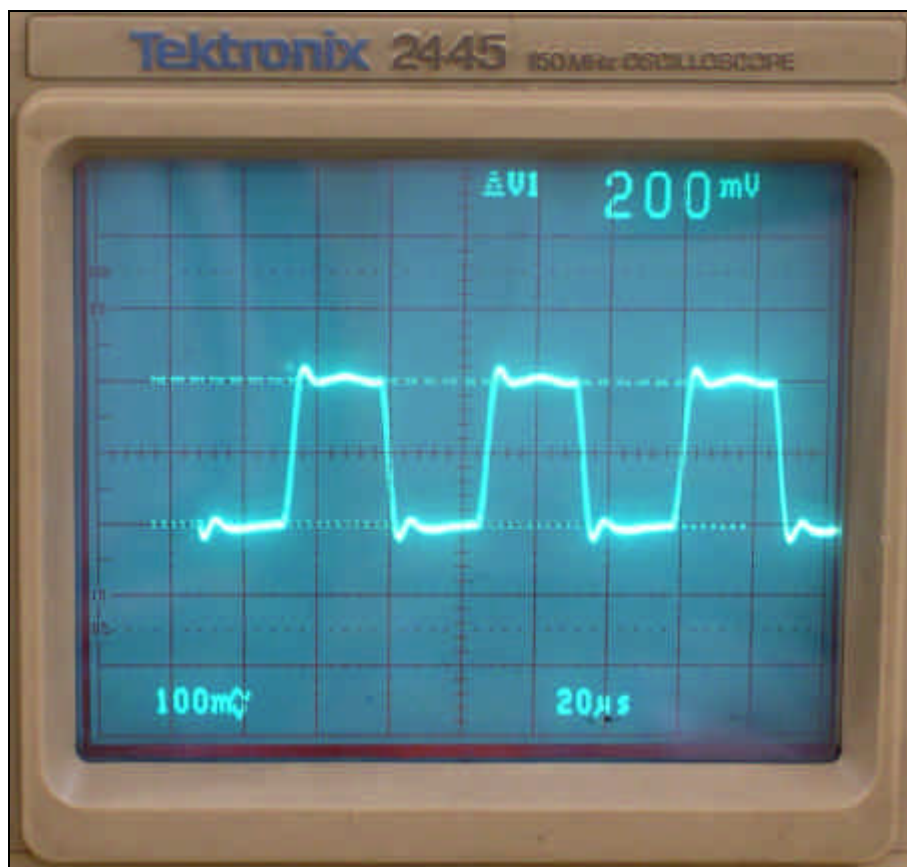
Gemessener Arbeitspunkt von V1301B im Kennlinienfeld

Vergleich des Impulsübertragungsverhaltens zwischen EH- und JJ-Röhren

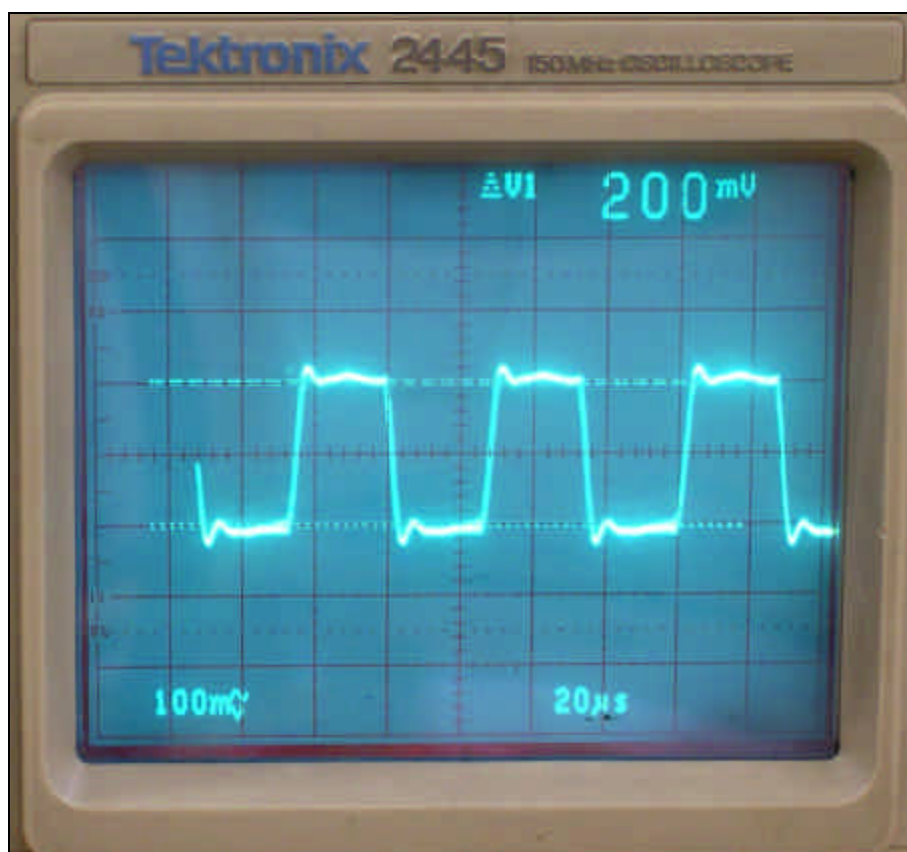
Die Endstufe wurde mit einem 20 kHz-Rechecksignal beaufschlagt und auf eine Ausgangsspannung von 20Vpp an 4 Ohm eingestellt. Das entspräche einer Leistung von 12,6W bei einem Sinussignal. Dieser Leistungsbereich wurde gewählt, weil er für die Musikwiedergabe unter Alltagsbedingungen relevant ist. Die gezeigten Spannungsverläufe wurden mit einem Tastkopf 1 zu 100 parallel zum 4 Ohm-Lastwiderstand abgenommen. Alle Spannungsangaben sind also um den Faktor 100 untersetzt.

Die Kurvenformen sind im wesentlichen identisch und entsprechen weitgehend der Vorstellung von perfekter Rechteckwiedergabe. Es fällt auf, daß die mit JJ-Röhren entstandene Kurve gerinfügig größere Unterschwinger (an den fallenden Flanken der Rechteckimpulse) aufweist.

Auf der Folgeseite sind die Kurvenformen abgebildet:



Ausgangssignal an 4 Ohm bei Bestückung mit EH-Röhren.



Ausgangssignal an 4 Ohm bei Bestückung mit JJ-Röhren.

Vergleich der Verstärkung der einzelnen Stufen zwischen EH- und JJ-Röhren

Die Verstärkung der Eingangs- und Treiberstufe wurden, allerdings am gegengekoppelten Verstärker, gemessen. Da die Phasenbeziehung der beiden an der Eingangsstufe anliegenden Signale nicht berücksichtigt wurde, sind die Verstärkungsangaben nur als grobe Abschätzung zu verstehen.

Es wird die differentielle Verstärkung gemessen, also werden jeweils die Spannungen zwischen den Eingängen und zwischen den Ausgängen zugrundegelegt:

Eingangsstufe:

| | | |
|--|-------------|-------------|
| mit JJ-Röhren, gemessen: | 70 @ 1 kHz, | 75 @ 20 kHz |
| mit EH-Röhren gemessen: | 60 @ 1 kHz | 70 @ 20 kHz |
| für ursprüngliche Schaltung berechnet: | 94 | |

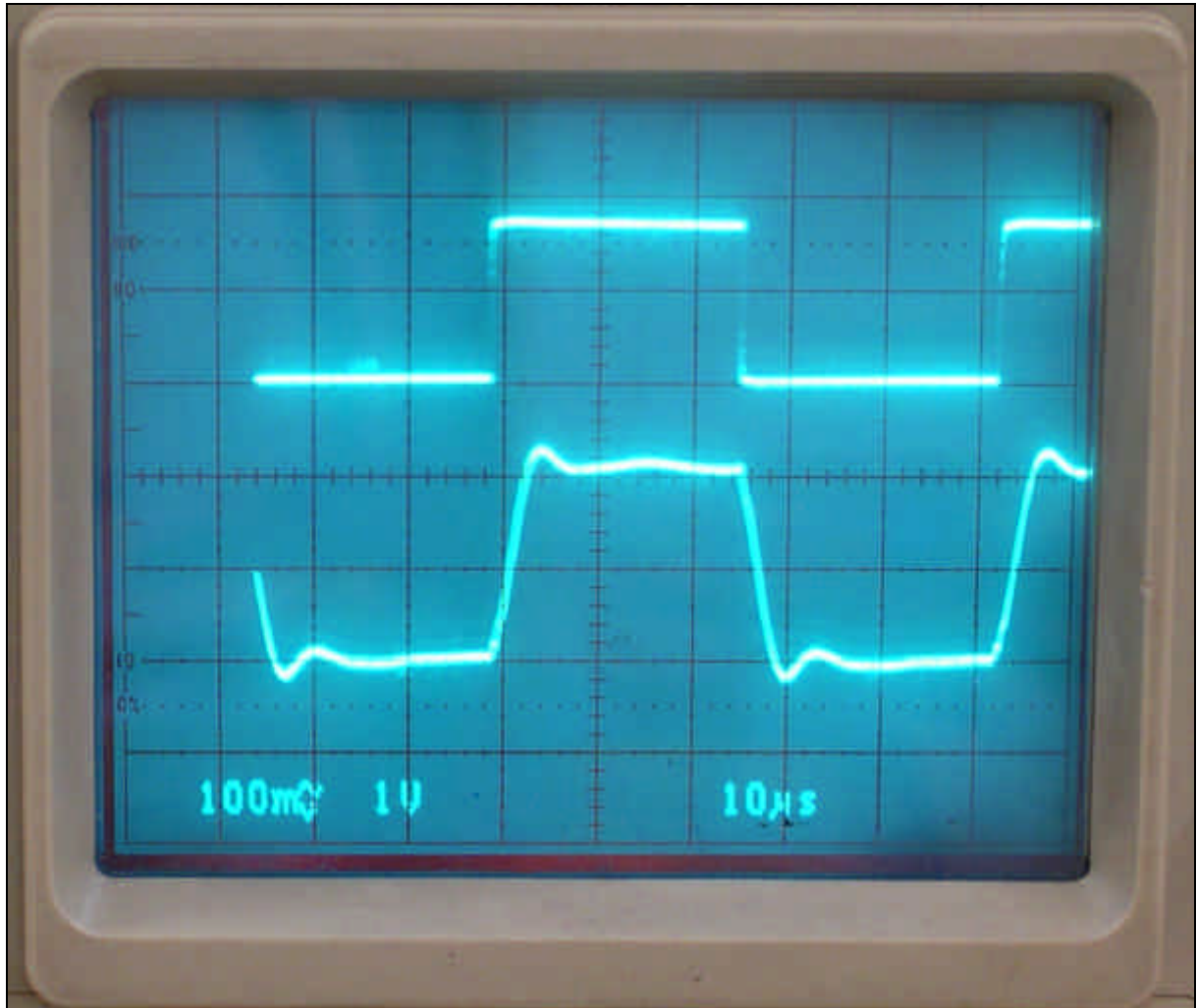
Treiberstufe:

| | | |
|--|-------------|-------------|
| mit JJ-Röhren, gemessen: | 12 @ 1 kHz, | 12 @ 20 kHz |
| mit EH-Röhren gemessen: | 11 @ 1 kHz | 11 @ 20 kHz |
| für ursprüngliche Schaltung berechnet: | 13 | |

Die scheinbare Anhebung der Verstärkung der Eingangsstufe bei 20 kHz ist auf die rechnerische Bildung der Eingangsspannung der Stufe durch Subtraktion ohne Berücksichtigung der Phasenbeziehung der Spannungen zurückzuführen.

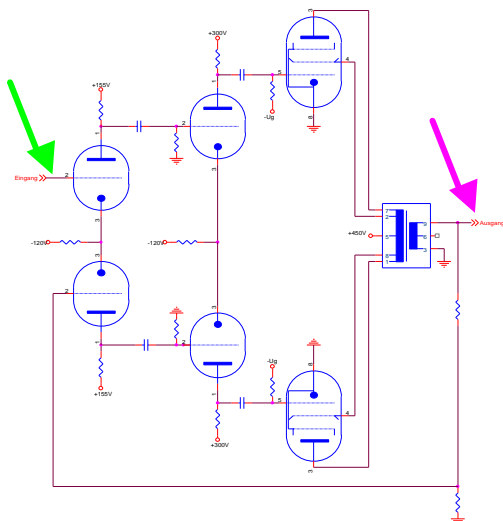
Verfolgung eines 20 kHz-Rechtecksignals auf seinem Weg durch den Verstärker

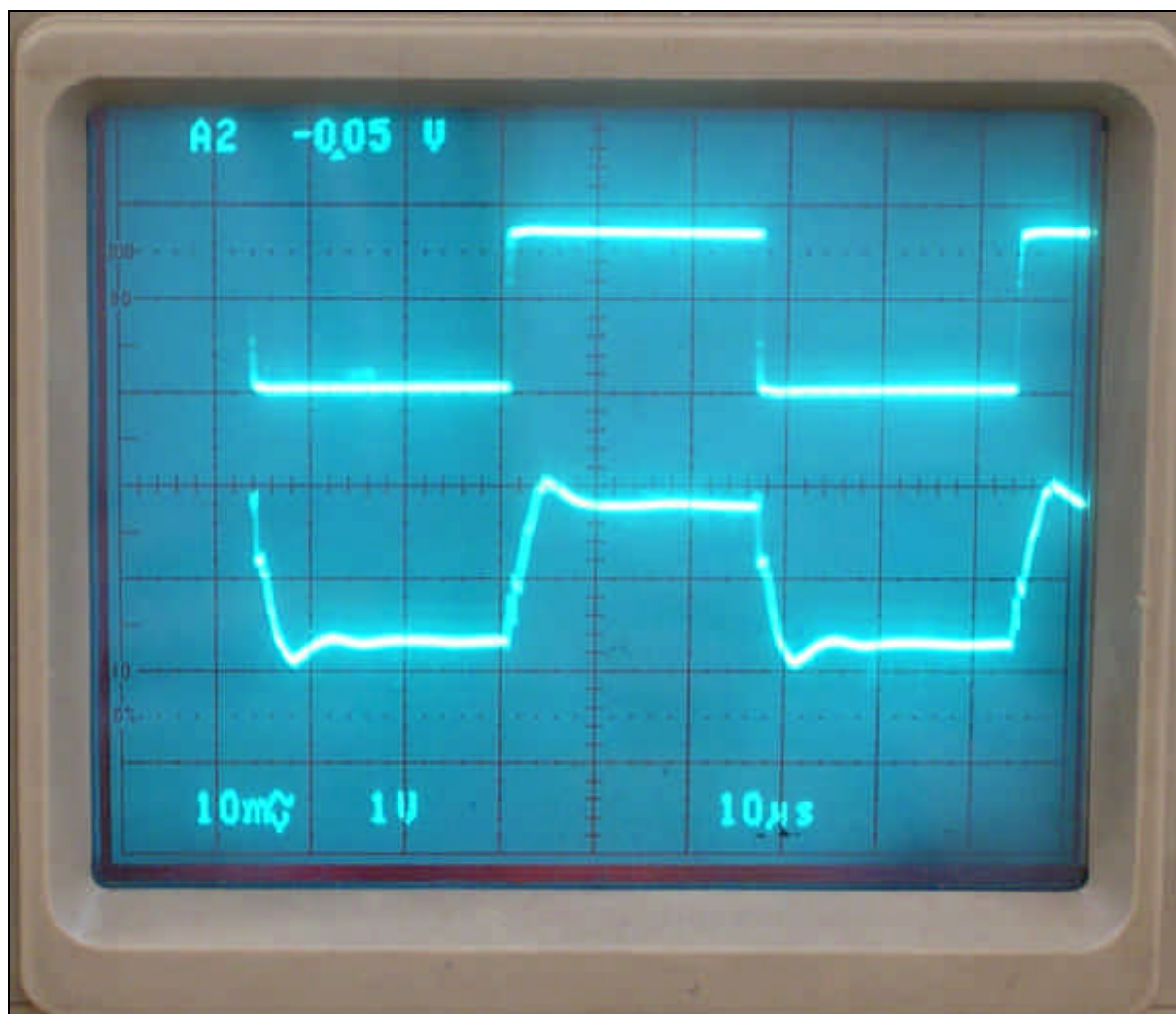
Diese Oszillogramme wurden bei Bestückung mit EH-Röhren aufgenommen.



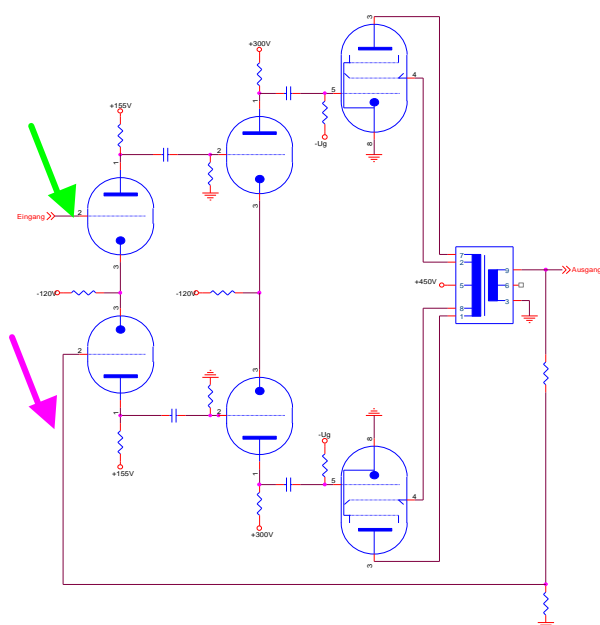
Oberer Strahl: Eingangssignal an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV

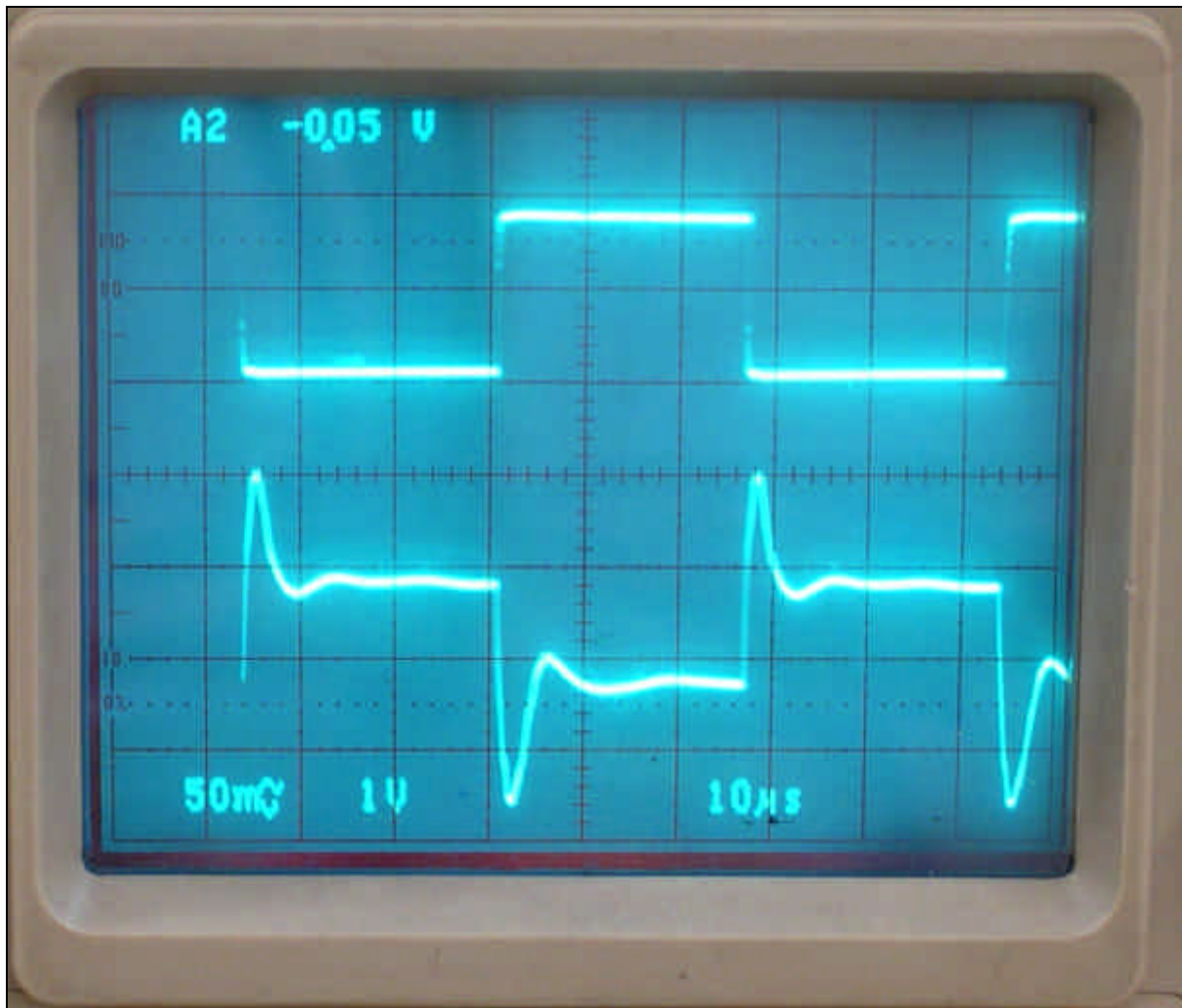
Unterer Strahl: Ausgangssignal an 4 Ohm Lastwiderstand mit 10V / DIV





Oberer Strahl: Eingangssignal an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV
 Unterer Strahl: Rückgeführtes Signal an Pin 7 von V1300 mit 1V / DIV

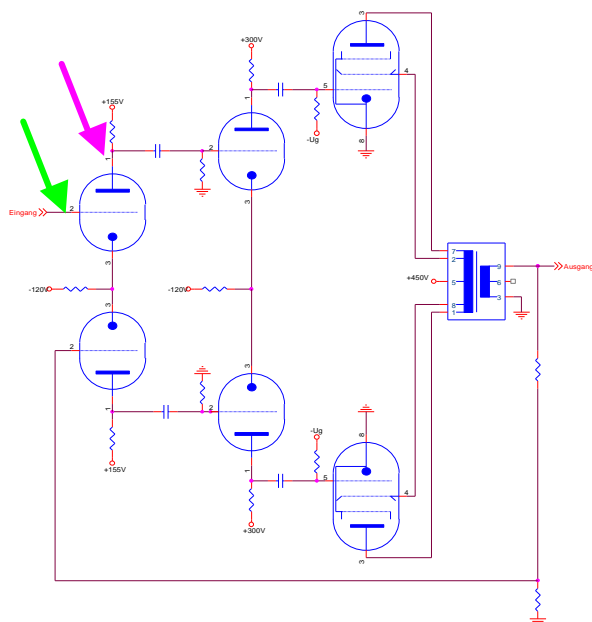


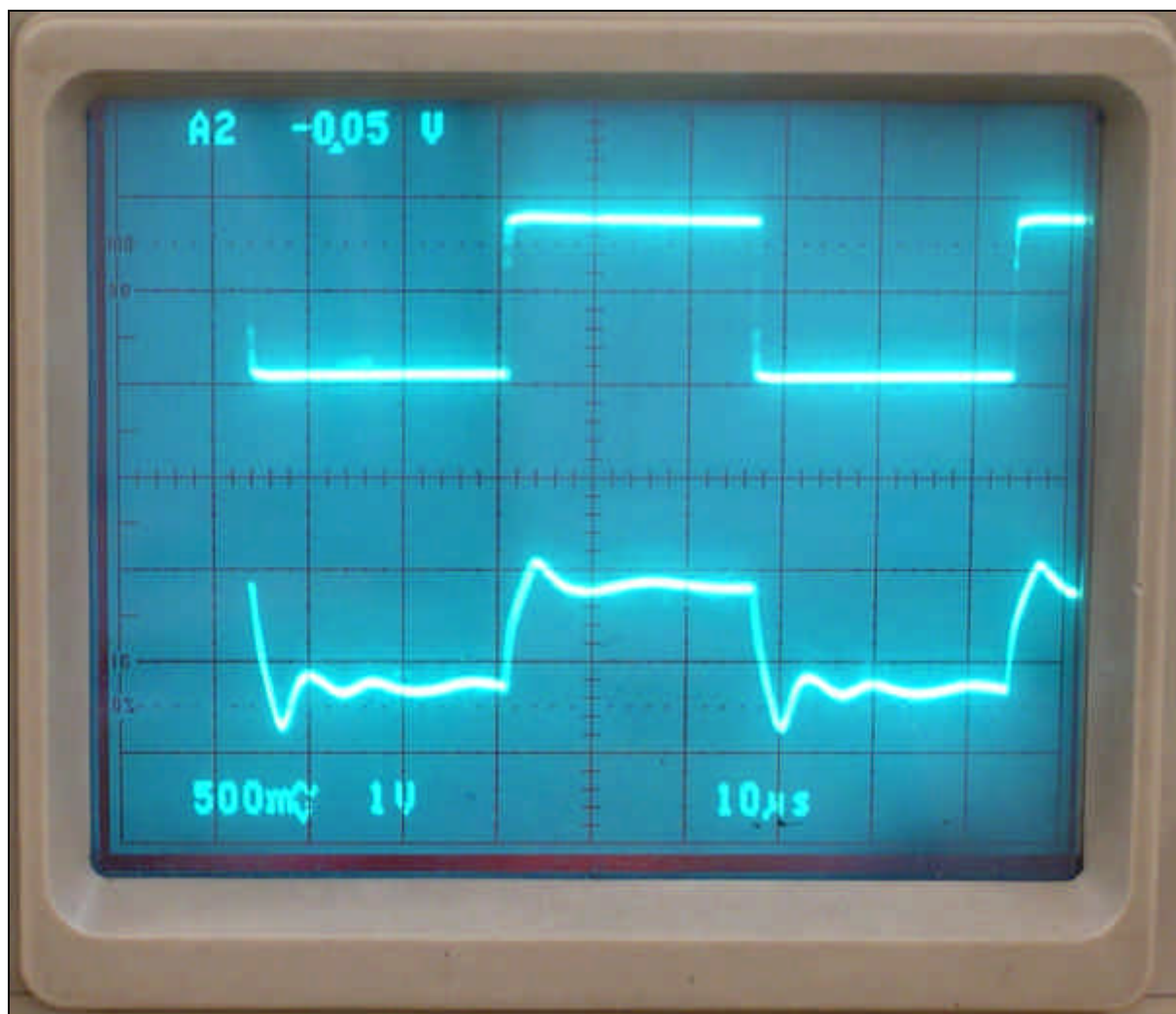


Oberer Strahl: Eingangssignal an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV

Unterer Strahl: Von der Eingangsstufe verstärktes Differenzsignal an Pin 1 von V1300 mit 5V / DIV

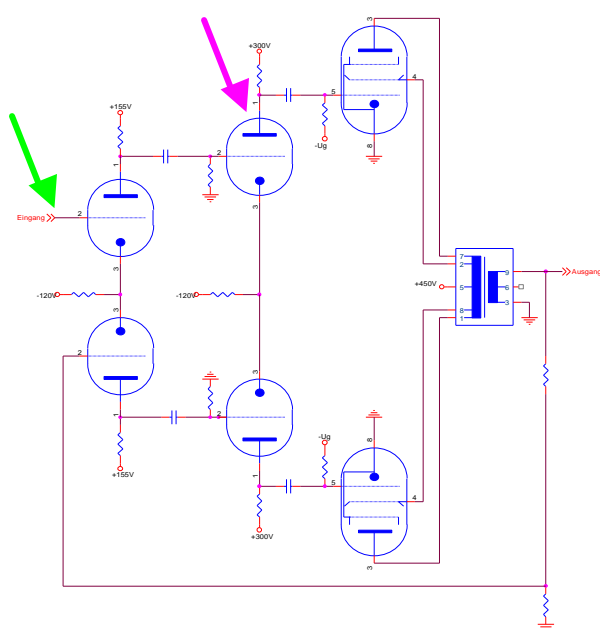
Deutlich ist zu erkennen, daß das Nacheilen des rückgeführten Signals durch eine Amplitudenüberhöhung kompensiert wird.

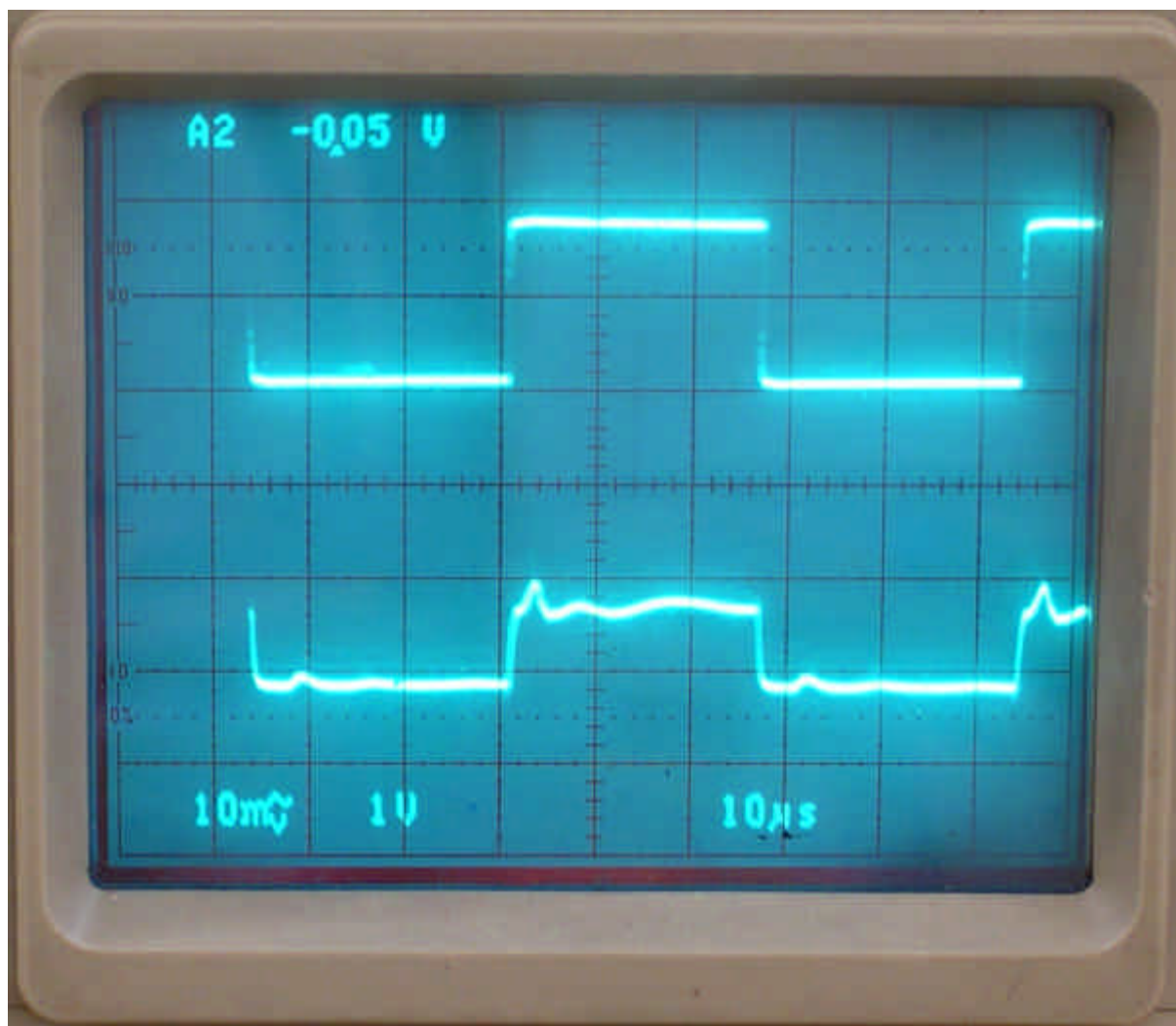




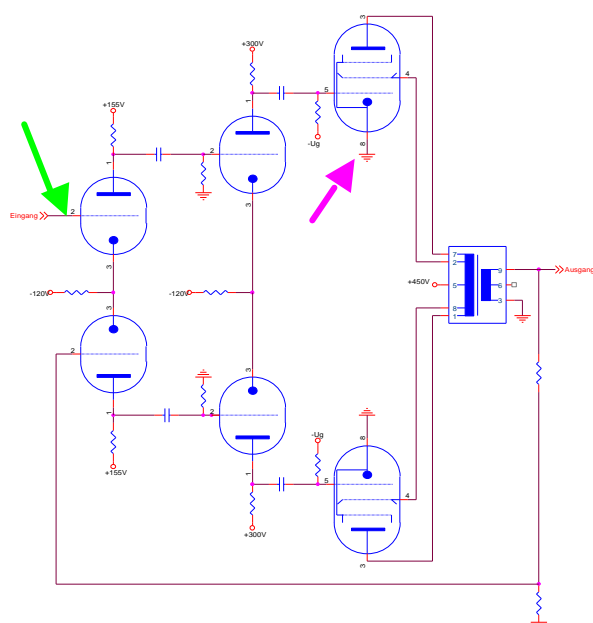
Oberer Strahl: Eingangssignal an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV

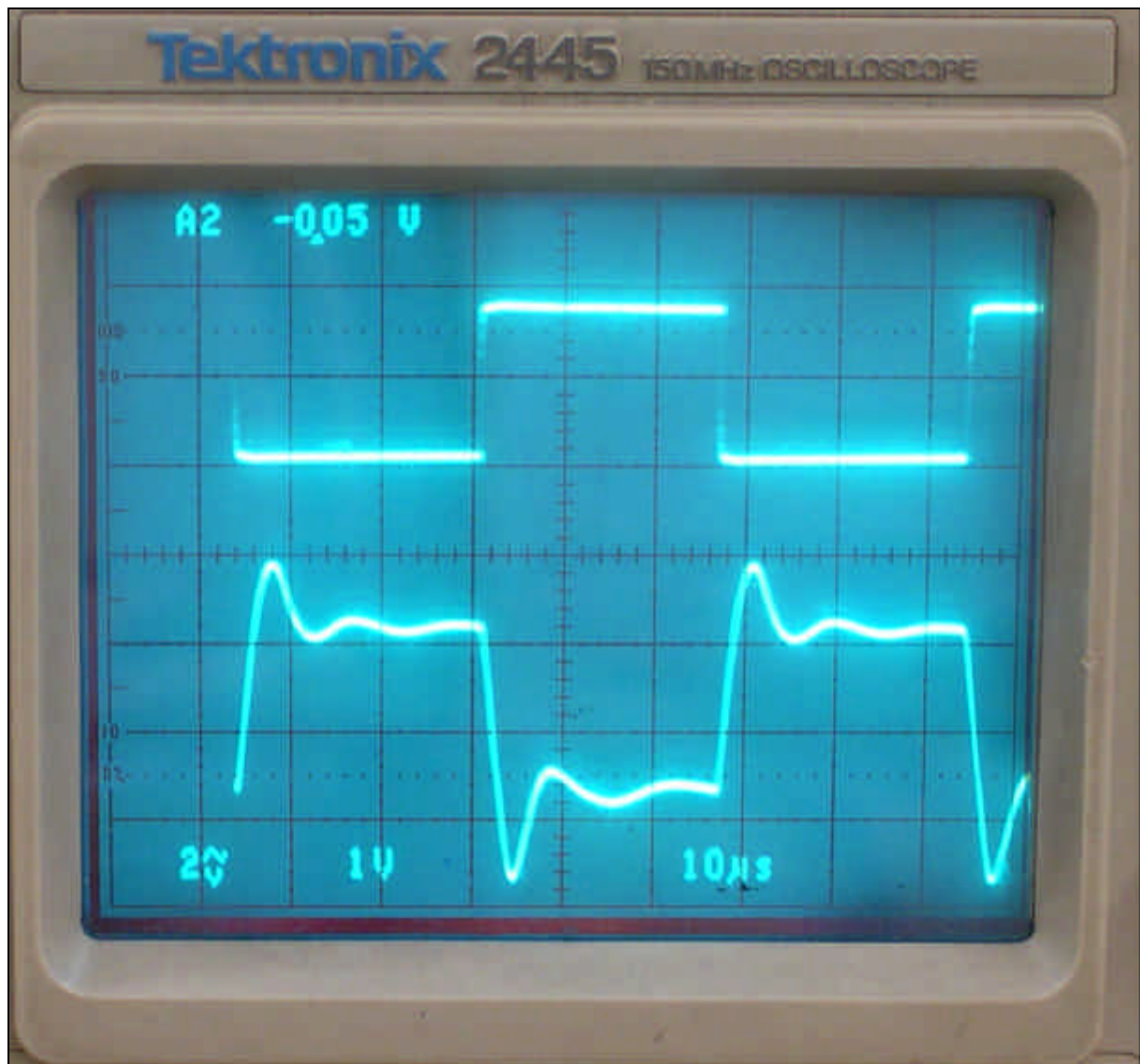
Unterer Strahl: Von der Treiberstufe verstärktes signal an Pin 1 von V1301 mit 50V / DIV



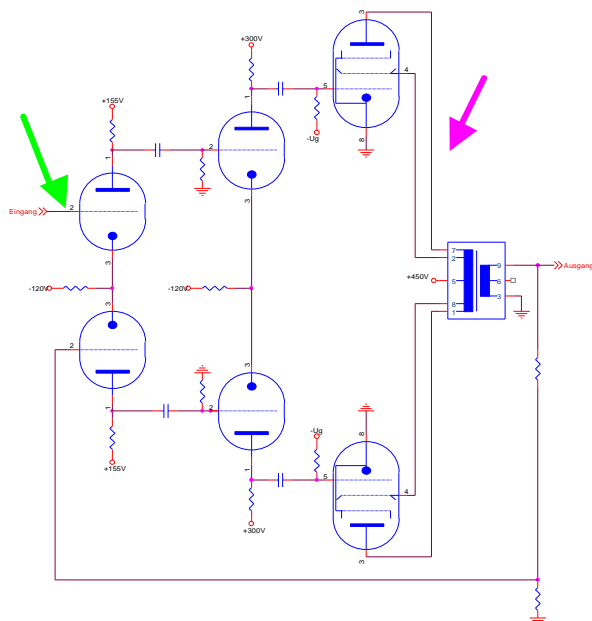


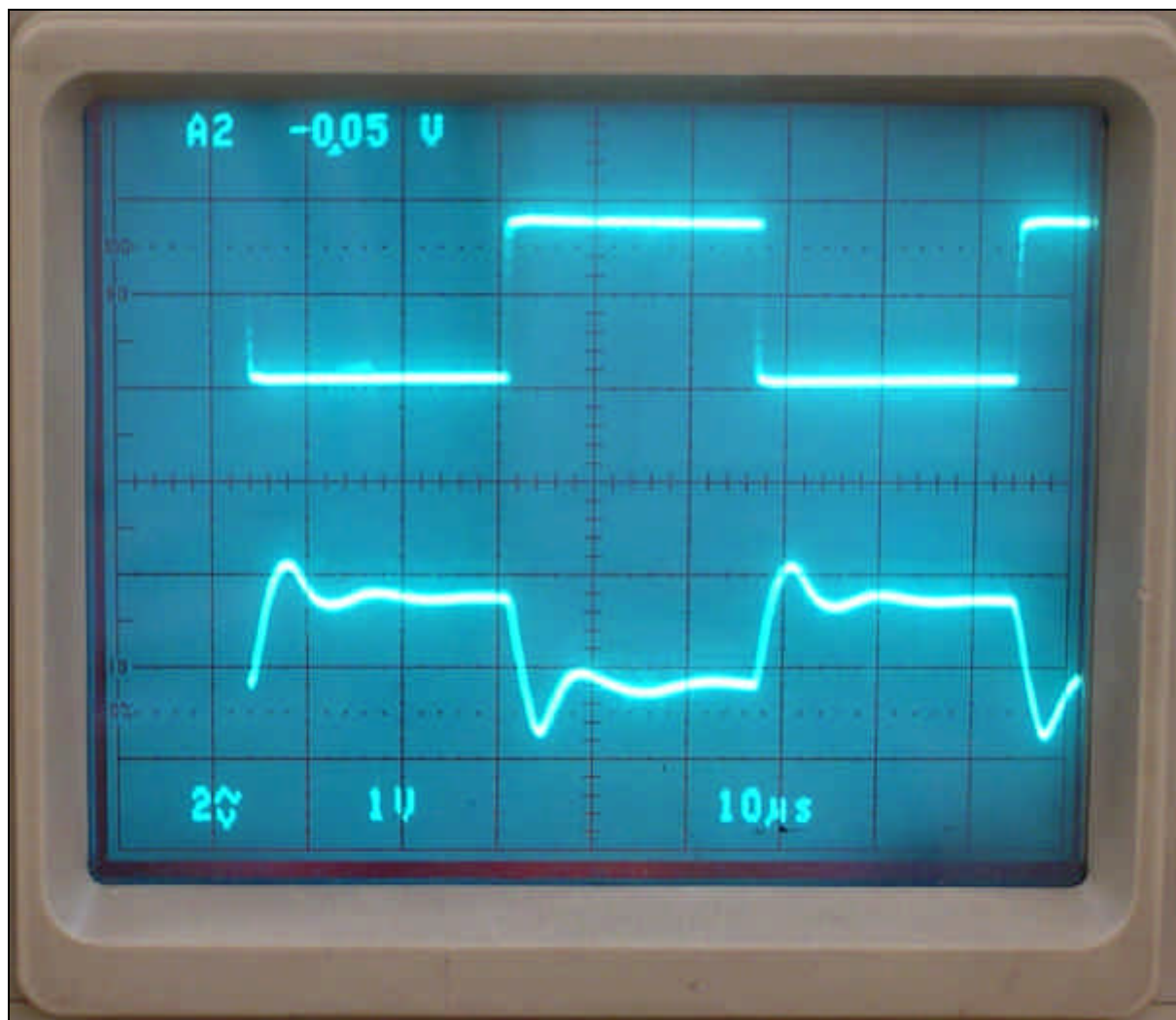
Oberer Strahl: Eingangssignal an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV
 Unterer Strahl: Spannung am Kathodenwiderstand von V1302 mit 1V / DIV



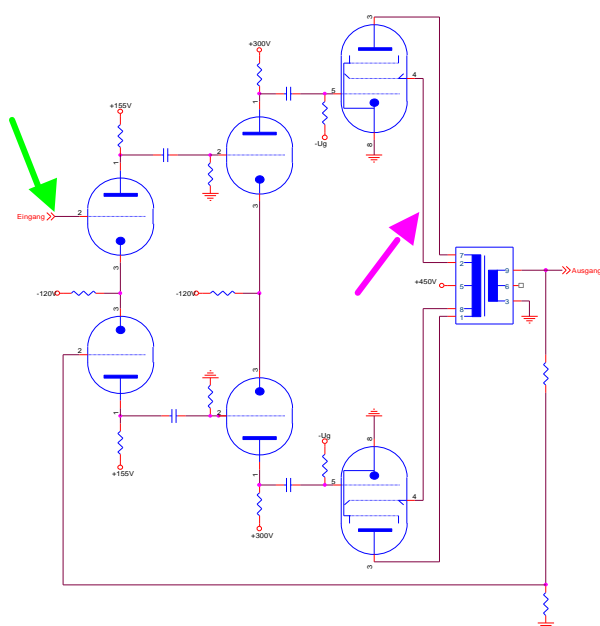


Oberer Strahl: Eingangssignal an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV
 Unterer Strahl: Spannung der Anode von V1302 mit 200V / DIV





Oberer Strahl: Eingangssignal an Pin 2 von V1300, mit 1V/DIV
 Unterer Strahl: Spannung am Schirmgitters von V1302 mit 200V / DIV



Messung von Frequenzgang und Laufzeit durch den Verstärker

Am 9.11.2004 wurden weitere Messungen an der Endstufe vorgenommen:

| f in Hz | Amplitude mit JJ- Röhrenbestückung in dB | Amplitude mit EH- Röhrenbestückung in dB | Verzögerungszeit mit JJ- Röhrenbestückung in us | Verzögerungszeit mit EH- Röhrenbestückung in us |
|----------------|---|---|--|--|
| 10 | (Sättigung) | (Sättigung) | (Sättigung) | (Sättigung) |
| 15 | 0,7 | 0,62 | 2854 | 2670 |
| 20 | 0,3 | 0,16 | 1835 | 1680 |
| 30 | 0,12 | -0,1 | 812 | 730 |
| 50 | -0,04 | -0,26 | 292 | 372 |
| 100 | -0,08 | -0,31 | 70 | 72,8 |
| 200 | -0,08 | -0,26 | 13 | 14,6 |
| 300 | -0,08 | -0,31 | 0 | 0 |
| 500 | -0,08 | -0,22 | -4,2 | -4,22 |
| 800 | 0 | -0,13 | -4,5 | -4,78 |
| 1000 | 0 | 0 | -4,9 | -4,78 |
| 2000 | 0,3 | 0,17 | -3,1 | -2,5 |
| 3000 | 0,42 | 0,34 | -0,8 | -0,76 |
| 5000 | 0,63 | 0,46 | 0,6 | 0,6 |
| 10000 | 0,75 | 0,51 | 1,33 | 1,47 |
| 15000 | 0,75 | 0,51 | 1,6 | 1,65 |
| 20000 | 0,86 | 0,42 | 1,62 | 1,71 |
| 25000 | 0,95 | 0,3 | 1,69 | 1,79 |
| 30000 | 0,95 | 0,13 | 1,69 | 1,75 |
| 35000 | 0,6 | -0,1 | 1,64 | 1,78 |
| 40000 | 0,3 gezerrt | -0,22 | 1,64 | 1,71 |
| 45000 | -0,04 gezerrt | -0,31 | 1,58 | 1,71 |
| 50000 | -0,04 gezerrt | -0,49 | 1,62 | 1,64 |
| 60000 | -0,72 gezerrt | -0,68 | 1,53 | 1,64 |
| 70000 | -1,41 gezerrt | -1,46 | 1,47 | 1,59 |
| 80000 | -2,32 gezerrt | -2,21 | 1,22 | 1,3 |
| 90000 | -2,32 gezerrt | -2,21 | 0,93 | 1,06 |
| 100000 | -1,06 gezerrt | -0,67 | 0,99 | 1,19 |
| 110000 | -0,63 gezerrt | -0,68 | 1,17 | 1,34 |
| 120000 | -0,8 gezerrt | -1,11 | 1,4 | 1,5 |
| 130000 | -1,6 gezerrt | -1,9 gezerrt | 1,54 | 1,61 |
| 140000 | -2,6 gezerrt | -2,7 gezerrt | 1,65 | 1,67 |
| 150000 | -3,34 gezerrt | -3,0 gezerrt | 1,68 | 1,71 |
| 200000 | -7,2 gezerrt | -6,8 gezerrt | 1,63 | 1,65 |

0 dB := 10V_{peak} @ 4 Ohm @ 1kHz
positive Verzögerung = Ausgang eilt dem Eingang nach

Die Messungen wurden mit einer für den alltäglichen Gebrauch relevanten Ausgangsleistung von 12,5 W durchgeführt (10V peak an 4 Ohm).

Einige Worte zur Interpretation dieser Daten:

Das Übertragungsverhalten beider Röhrenbestückungen ist relativ ähnlich. Es läßt sich aus den Daten kein signifikantes Merkmal extrahieren.

Auffällig ist, bei beiden Röhrenbestückungen, die relativ konstante Durchlaufzeit durch den Verstärker ab 300 Hz aufwärts. Dies bedeutet eine praktisch nicht vorhandene Phasenverzerrung in diesem Bereich.

Es konnten jedoch im Verlauf der Messungen zwei signifikante Unterschiede zwischen beiden Röhrenbestückungen beobachtet werden:

Die JJ-Röhrenbestückung führt zu einer deutlich sichtbaren stärkeren Verzerrung im oberen Audio-Frequenzbereich

Die JJ-Röhrenbestückung führt zu einer dem Ausgangssignal überlagerten HF-Selbsterregung mit 1,17 MHz. Diese Schwingung beginnt, wenn die Amplitude des Audiosignals (gemessen am 4 Ohm Lastwiderstand) 7,7V überschreitet und klingt wieder ab, wenn die Spannung am 4 Ohm-Lastwiderstand 6,1V unterschreitet. Hier ist ein eindeutiger Hystereseeffekt zu beobachten. Es ist also noch eine Schwachstelle in der Schaltung vorhanden, die sich bei der EH-Röhrenbestückung jedoch nicht auswirkt. Die beobachteten HF-Schwingungen sind wahrscheinlich auch die Ursache für die festgestellten Verzerrungen.

Am 12. und 13.11.2004 wurde eine Vergleichsmessung mit zwei kommerziellen HiFi-Verstärkern durchgeführt. Es wurde ein Röhrenverstärker HK-250 von Harman-Kardon aus dem Jahr 1959 und ein Telefunken-Transistorverstärker HA-990 durchgemessen.

Die Ergebnisse sind auf der folgenden Seite dargestellt.

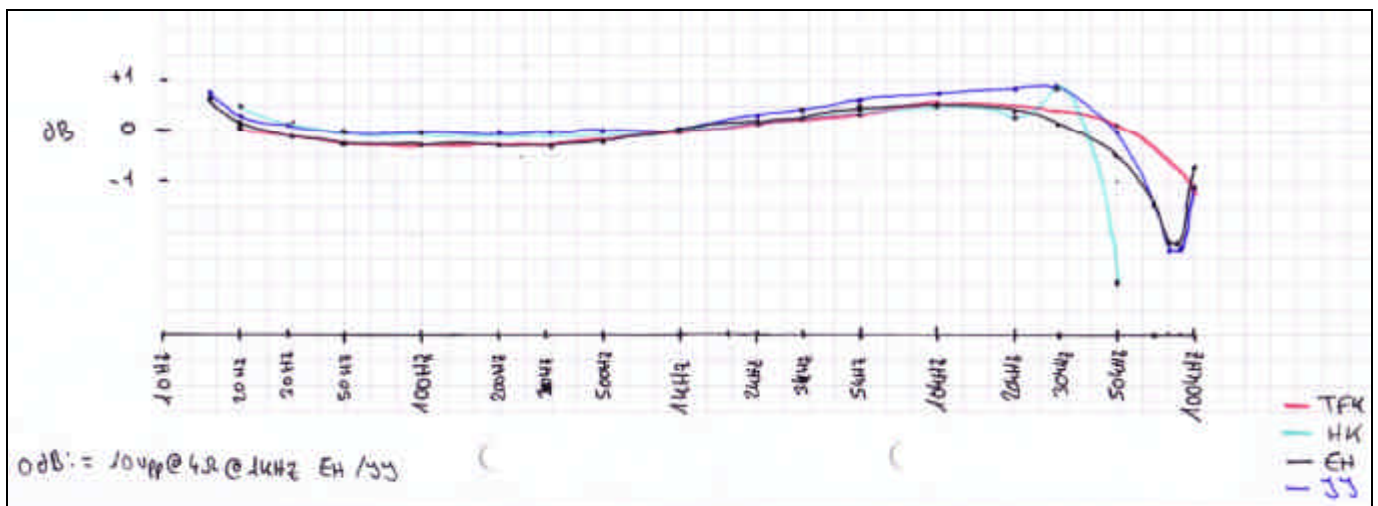
Aus den Daten läßt sich nicht ohne weiteres ein Merkmal extrahieren, das die Klangunterschiede erklärt. Der Telefunken HA-990 hat die mit besten Meßdaten, obwohl er von allen drei Verstärkern am wenigsten überzeugend klingt. Der HK-250 klingt deutlich besser als der HA-990 und nur wenig schlechter als der in diesem Labor entstandene Verstärker, hat aber deutlich schlechtere Meßdaten als diese. Der Grund für die Klangunterschiede liegt offensichtlich nicht in den Frequenzgängen sondern in anderen Merkmalen, vielleicht dem Klirrfaktor oder der Intermodulationsverzerrung.

Diese Frage kann im Rahmen dieses Projekts leider nicht mehr geklärt werden. Dies bleibt den zur Zeit in Arbeit befindlichen Studien- und Masterarbeiten vorbehalten, die auf dieses Projekt aufbauen.

| f in Hz | Amplitude mit EH-Röhrenbestückung in dB | Amplitude Harman Kardon HK-250 in dB | Amplitude Telefunken HA990 (Transistor) in dB | Verzögerungszeit mit EH-Röhrenbestückung in us | Verzögerungszeit Harman Kardon HK-250 in us | Verzögerungszeit Telefunken HA990 in us |
|---------|---|--------------------------------------|---|--|---|---|
| 10 | (Sättigung) | Sättigung | | (Sättigung) | Sättigung | |
| 15 | 0,62 | Sättigung | 0,37 | 2670 | Sättigung | -2044 |
| 20 | 0,16 | 0,47 | 0,09 | 1680 | 1135 | -978 |
| 30 | -0,1 | 0,15 | -0,12 | 730 | 669 | -415 |
| 50 | -0,26 | 0 | -0,28 | 372 | 214 | -140 |
| 100 | -0,31 | -0,1 | -0,4 | 72,8 | 33 | -46,8 |
| 200 | -0,26 | -0,16 | -0,4 | 14,6 | 0 | -16,3 |
| 300 | -0,31 | -0,16 | -0,28 | 0 | -4,2 | -9,05 |
| 500 | -0,22 | -0,11 | -0,28 | -4,22 | -5,9 | -6,85 |
| 800 | -0,13 | -0,05 | -0,16 | -4,78 | -4,8 | -6,5 |
| 1000 | 0 | 0 | 0 | -4,78 | -3,5 | -6,8 |
| 2000 | 0,17 | 0,26 | 0,16 | -2,5 | -0,36 | -2,52 |
| 3000 | 0,34 | 0,42 | 0,37 | -0,76 | 1,46 | -0,455 |
| 5000 | 0,46 | 0,53 | 0,42 | 0,6 | 2,78 | 0,775 |
| 10000 | 0,51 | 0,53 | 0,53 | 1,47 | 3,77 | 1,825 |
| 15000 | 0,51 | 0,48 | 0,53 | 1,65 | 3,96 | 2,12 |
| 20000 | 0,42 | 0,37 | 0,53 | 1,71 | 4,1 | 2,12 |
| 25000 | 0,3 | 0,68 | 0,53 | 1,79 | 4,36 | 2,12 |
| 30000 | 0,13 | 0,92 | 0,47 | 1,75 | 4,83 | 2,24 |
| 35000 | -0,1 | 0,48 | 0,37 | 1,78 | 5,5 | 2,13 |
| 40000 | -0,22 | -0,86 | 0,26 | 1,71 | 6,07 | 2,13 |
| 45000 | -0,31 | -2,57 | 0,21 | 1,71 | 6,17 | 1,19 |
| 50000 | -0,49 | -3,0 | 0,16 | 1,64 | 5,83 | 2,18 |
| 60000 | -0,68 | -7,05 | 0 | 1,64 | 5,61 | 2,14 |
| 70000 | -1,46 | -10,8 | -0,28 | 1,59 | 4,74 | 2,14 |
| 80000 | -2,21 | -12,0 | -0,5 | 1,3 | 4,83 | 2,14 |
| 90000 | -2,21 | -15,5 | -0,8 | 1,06 | 4,62 | 1,09 |
| 100000 | -0,67 | -17,2 | -1,15 | 1,19 | 4,06 | 1,11 |
| 110000 | -0,68 | -17,2 | -1,48 | 1,34 | 3,41 | 2,07 |
| 120000 | -1,11 | -16,1 | -1,87 | 1,5 | 3,04 | 2,05 |
| 130000 | -1,9 gezerrt | -14,5 | -2,14 | 1,61 | 2,94 | 2,01 |
| 140000 | -2,7 gezerrt | -14,5 | -2,57 | 1,67 | 3,02 | 2,01 |
| 150000 | -3,0 gezerrt | -14,5 | -2,79 | 1,71 | 3,06 | 2,01 |
| 200000 | -6,8 gezerrt | -22,5 | -4,71 | 1,65 | 2,78 | 1,94 |

0 dB := 8Vpk @ 4 Ohm @ 1kHz bei Harman Kardon, 8Vpk @ 10 Ohm @ 1kHz bei Telefunken
positive Verzögerung = Ausgang eilt dem Eingang nach

Tabellarische Rohdaten



Diagrammdarstellung der Betragsfrequenzgänge