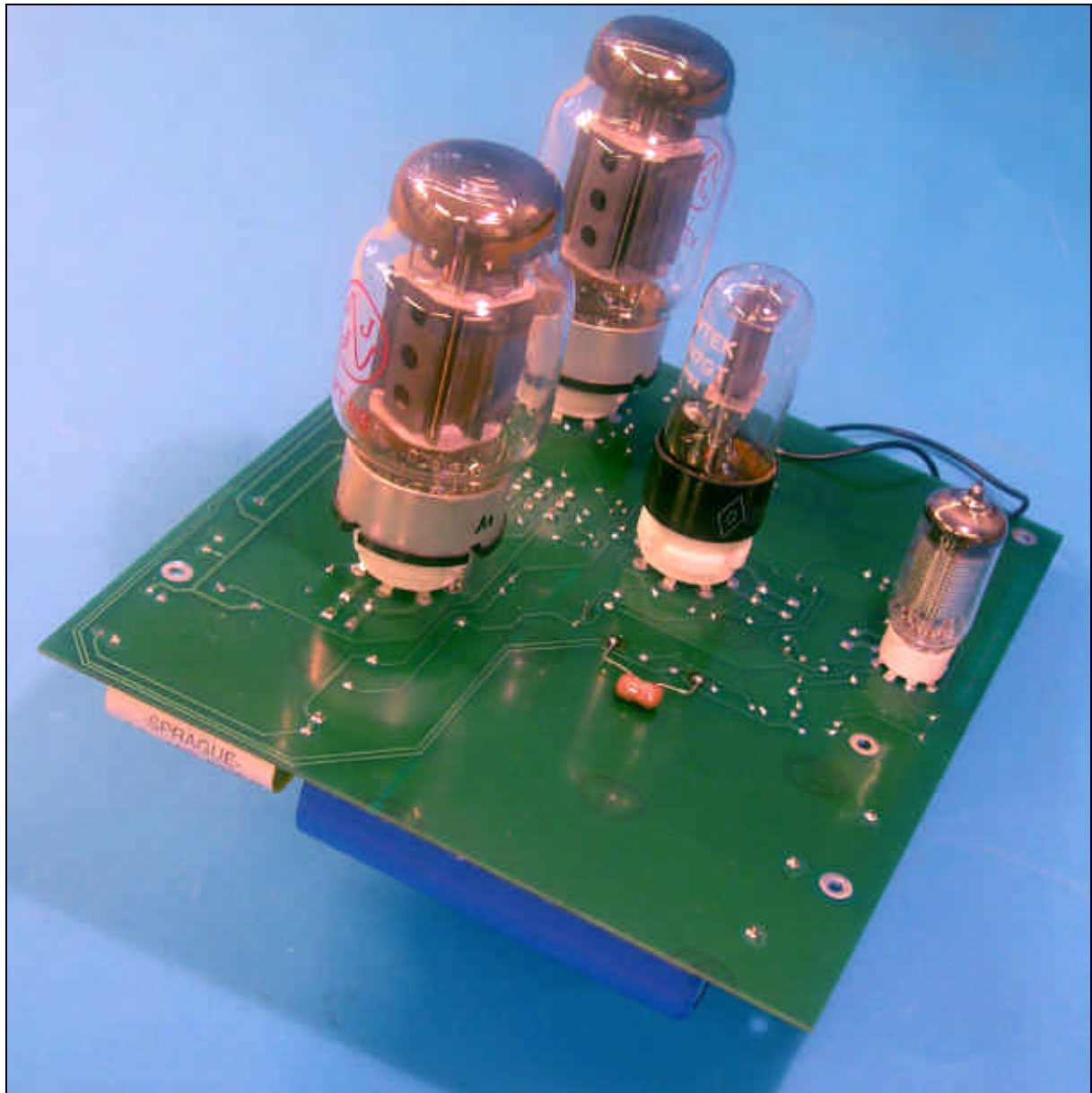
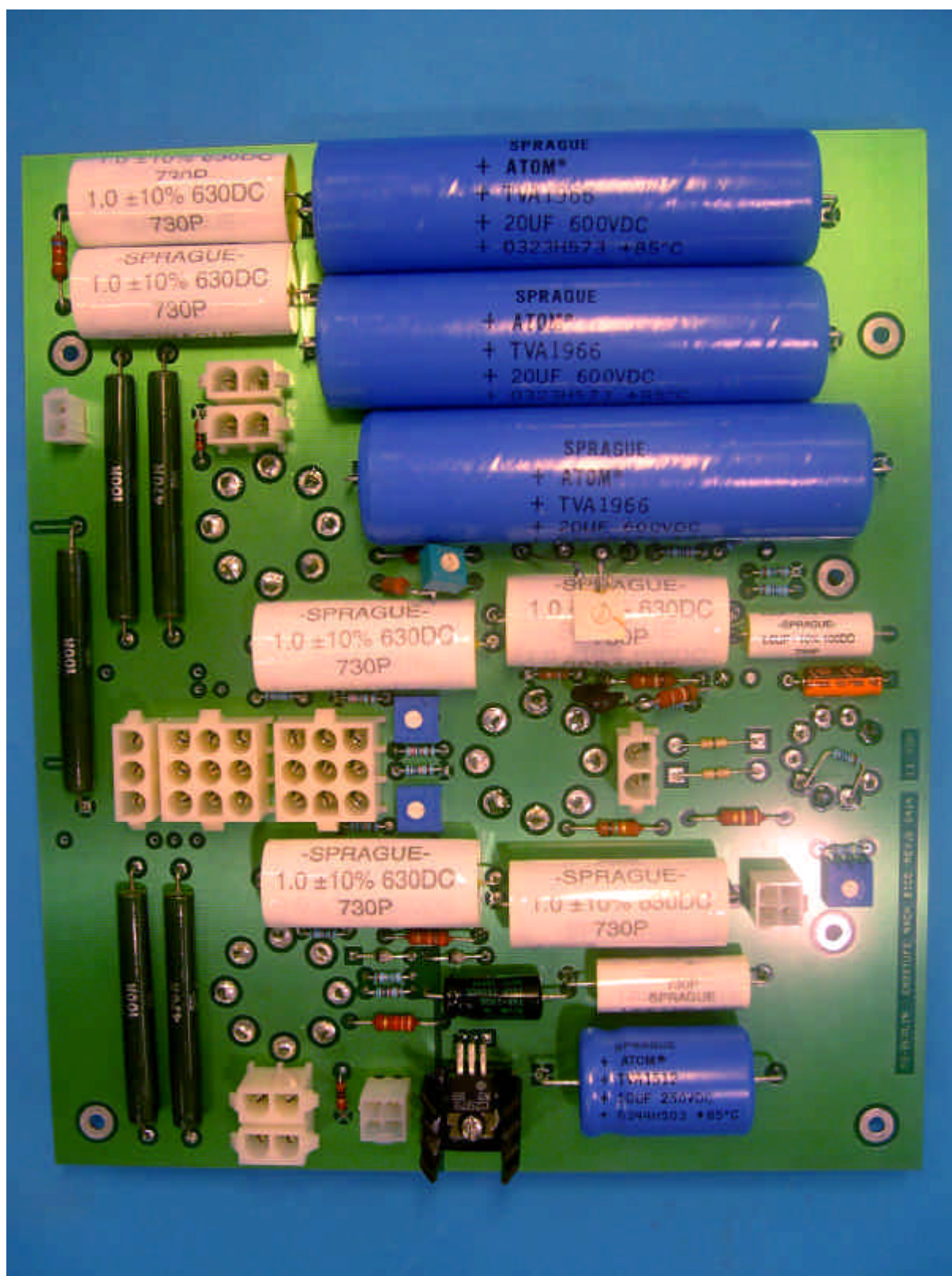


Endstufe mit Phasensplitter in Differenzverstärkerschaltung nach EICO

Von Benedikt Michl und Alexander Loesch



Fertiggestellte Endstufenbaugruppe



Fertiggestellte Endstufenbaugruppe von der Unterseite



Fertiggestellte Endstufenbaugruppe im Testbetrieb

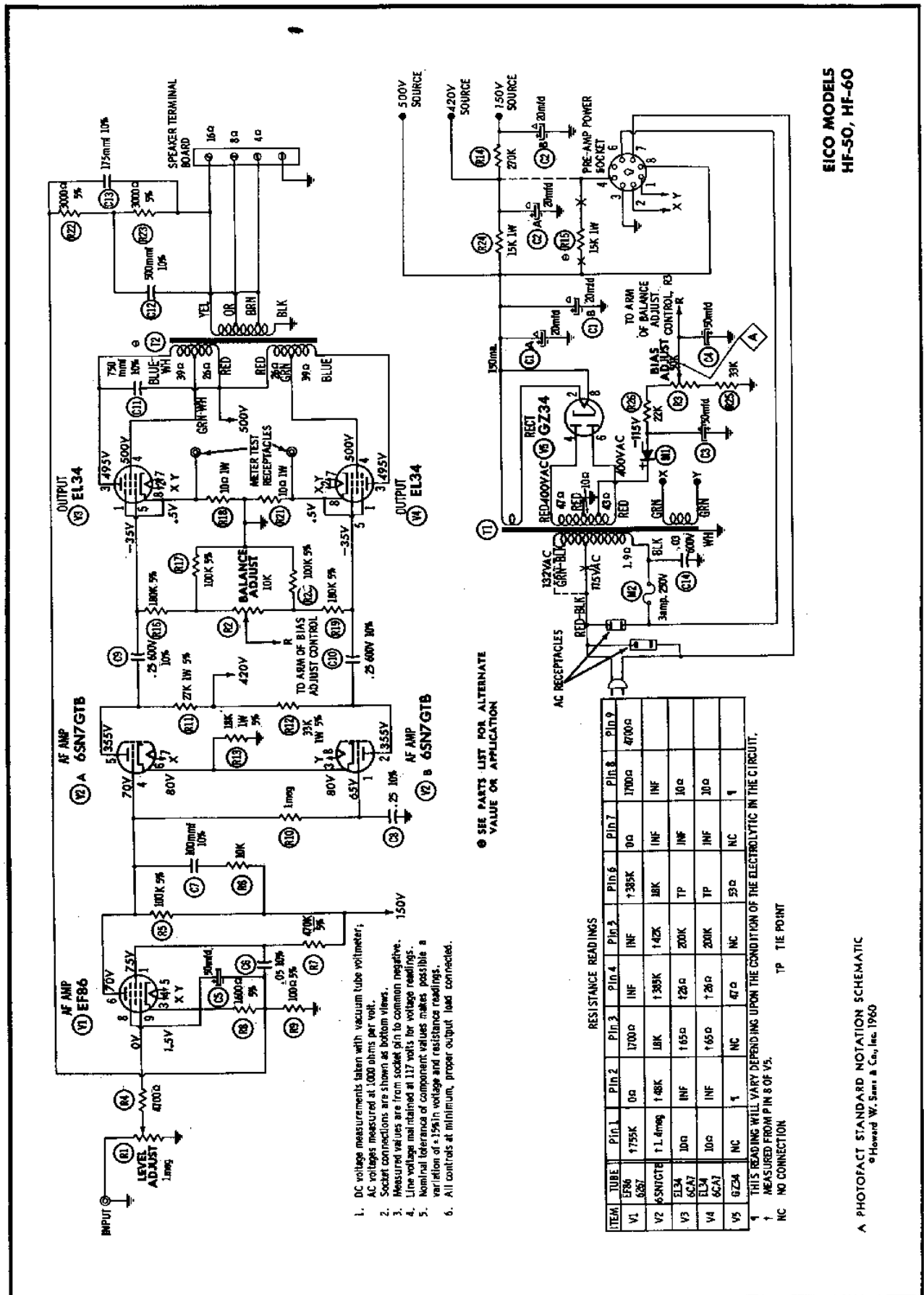
Konzeption und Vorgehensweise


Das Modell der Endstufe nach *Eico HF-50* ist eine der drei Varianten von Endstufenschaltungen, die in diesem Projekt verwirklicht wurden.

Im Vorfeld der Realisierung der Endstufen wurde im Internet nach Schaltplänen von Röhrenendstufen gesucht. Es wurden ca. 100 Schaltpläne gefunden, die meisten gefundenen Pläne waren von amerikanischen Geräten aus der Zeit zwischen 1950 und 1965. Hierbei fielen uns die Pläne der EICO HF-Serie ins Auge. Es war auffällig, dass dessen Schaltungskonzept in nur leicht abgewandelter Form von vielen anderen Herstellern übernommen wurde. Es wurden etwa 30 Pläne mit Derivaten des Schaltungskonzepts von EICO gefunden! Das Modell HF-50 entsprach weitgehend den Randbedingungen dieses Projekts und wurde daher als Ausgangsbasis für die Realisierung unserer eigenen Endstufe ausgewählt.



Originalgerät EICO HF-50





Model E-2, Matching Cover
for HF-60 or HF-40 ... \$4.50

50 & 60-Watt Ultra-Linear Power Amplifiers

<p>50-watt HF-50 with ACRO TO-330 Output Transformer Kit \$72.95 wired \$99.95</p>	<p>50-watt HF-50 with Chicago Standard Output Transformer Kit \$57.95 wired \$87.95</p>
---	--

The HF60 and HF50 are both brilliantly performing amplifiers, identical circuit-wise and differing only in the output transformer supplied. The HF80 amplifier, employing the unequalled ACRO TO-330 output transformer is the peer in performance and listening quality of the costliest amplifiers available. The Model HF50, coming as close as it does to the HF60 in performance characteristics and listening quality, is easily the "best buy" in the high power field. Both amplifiers have important adjustment, protective, and convenience features not found elsewhere and employ premium quality audio and rectifier tube types exclusively. Both amplifiers maintain their superb characteristics under speaker load and do not exhibit bounce or flutter under pulsed conditions; stability is virtually absolute at both high and low frequencies.

features

1. E885 phenomenally low noise, low hum, low microphony pentode voltage amplifier. Direct coupled to following phase inverter stage.
2. 6SN7GTB cathode-coupled, ("long-tailed"), phase inverter for forced balance over the entire frequency and dynamic range.
3. EL34-6CA7 output pentodes in a push-pull ultra-linear output stage operating with fixed bias.
4. Extra-rugged GZ34 rectifier tube with indirectly heated cathode to eliminate high starting voltage on the electrolytic filter capacitors and to delay the application of the full B+ voltage to the amplifier tubes until they have warmed up.
5. Heavy duty power transformer with reserve capacity for powering any pre-amplifier.

5A. **Supplied with HF50 amplifier:** Fully potted ACRO TO-330 Output Transformer—the "heart" of the amplifier—provides a level of performance previously thought unattainable at a competitive price. It is manufactured from the finest and costliest materials on special winding equipment using unique, patented design methods. Each transformer is extensively tested and its balance is guaranteed to 1%.

6B. **Supplied with HF50 amplifier:** Extremely high quality Chicago transformer with ultra-linear screen taps. Employs grain oriented steel, extensively interlaminated windings and is fully potted in a seamless steel case.

7. 4, 8, and 16 ohm speaker connections.

8. Input level control.

9. Fuse and panel mount fuse holder.

10. Control of bias voltage for output tubes; DC Balance adjustment of output tubes; convenient metering terminals provided.

11. Standard octal socket provided for preamplifier power takeoff and remote on-off switching.

12. Switched and unswitched AC convenience outlets.

13. Heavy gauge cadmium plated steel chassis and bottom plate; baked metal-lustre finish.

Specifications

<p>Output Power 50w cont. 100w peak</p> <p>I.M. Distortion (60 & 6,000 cps @ 4%) below 1% at 50w below 1% at 50w</p> <p>Total Harmonic Dist. less than 0.5% at any freq. between 20-20,000 cps within 1 db of 50w</p>	<p>HF50 (Chicago Standard) 50w cont. 100w peak below 1% at 50w 1% at 40w</p> <p>HF60 (ACRO TO-330) 50w cont. 130w peak below 1% at 50w below 1% at 50w</p> <p>Sinusoidal Frequency Response 100kc to 1 w; ± 0.1 db 15 cps—35 kc at any level from 1mw to rated power; no peaking or raggedness outside audio range.</p> <p>Square Wave Response 20 cps 25 kc essentially undistorted; 3 us rise-time</p> <p>Inverse Feedback Stability Margin Damping Factor 21 db 16 db above 12: 20 cps—20 kc; 17 at 1 kc 0.5v for 50w 90 db below rated output</p> <p>Sensitivity Hum 4, 8, and 16 ohms: 7 - EL34, 1 - EF86, 1 - 6SN7GTB, 1 - GZ34 117v, 60 cps 250 VA peak HWD: 7" x 14" x 8"</p> <p>Speaker Connections Tubes 4, 8, and 16 ohms: 7 - EL34, 1 - EF86, 1 - 6SN7GTB, 1 - GZ34 117v, 60 cps 250 VA peak HWD: 7" x 14" x 8"</p> <p>Power Source 250 VA peak HWD: 7" x 14" x 8"</p> <p>Size Weight 25 lbs.</p>
--	--

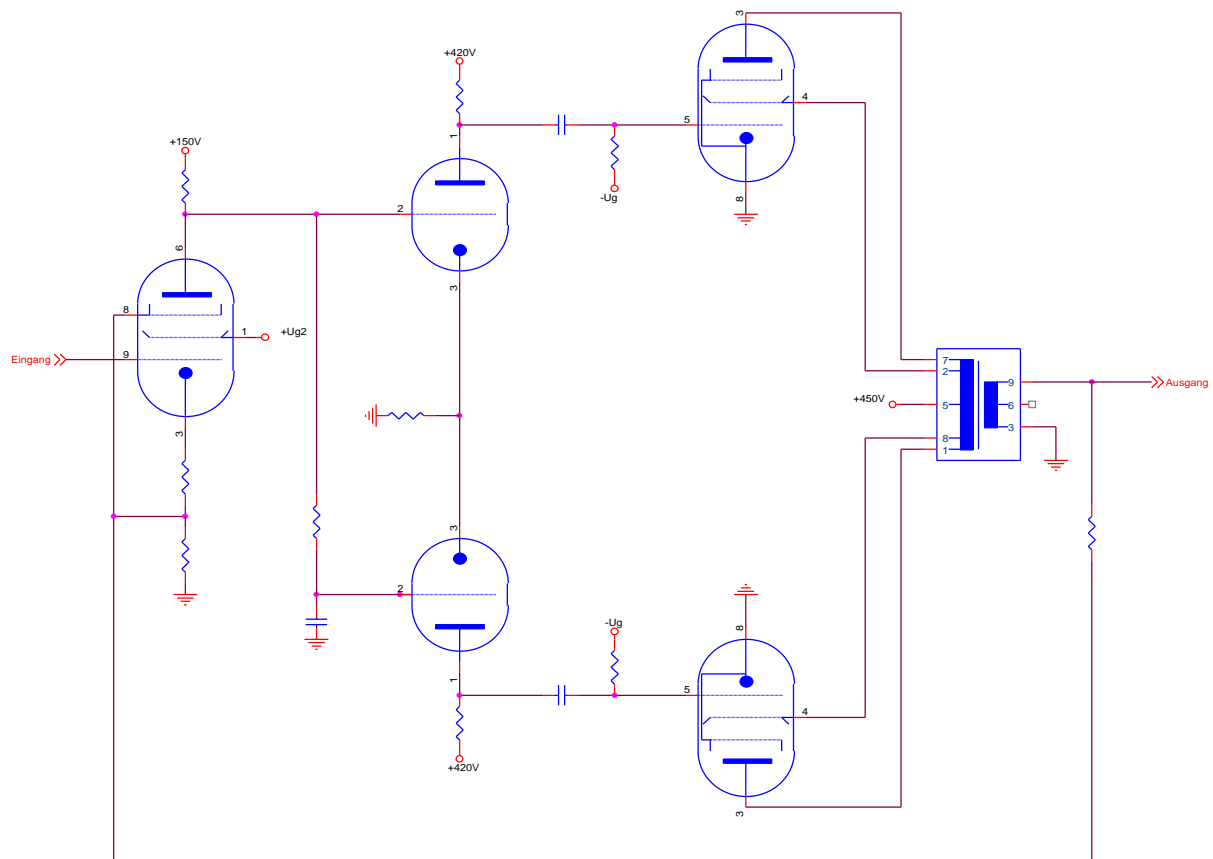
Originalprospekt EICO HF-50

Die vorgefundene Schaltung wurde zunächst in Bezug auf die Arbeitspunkte und die Verstärkung rechnerisch analysiert und dann an die Randbedingungen unseres Verstärkerprojekts angepaßt. Hierbei wurde die Schaltung unter anderem an die gegenüber dem Originalgerät unterschiedlichen Versorgungsspannungen angepaßt. Diese Anpassungen wurden zunächst rechnerisch durchgeführt. Anschließend wurde ein Leiterplattenlayout erstellt und es wurden zwei Leiterplatten mit je einer einkanaligen Endstufe bestückt, in Betrieb genommen und abschließend optimiert.

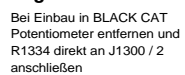
Funktionsweise

Übersicht

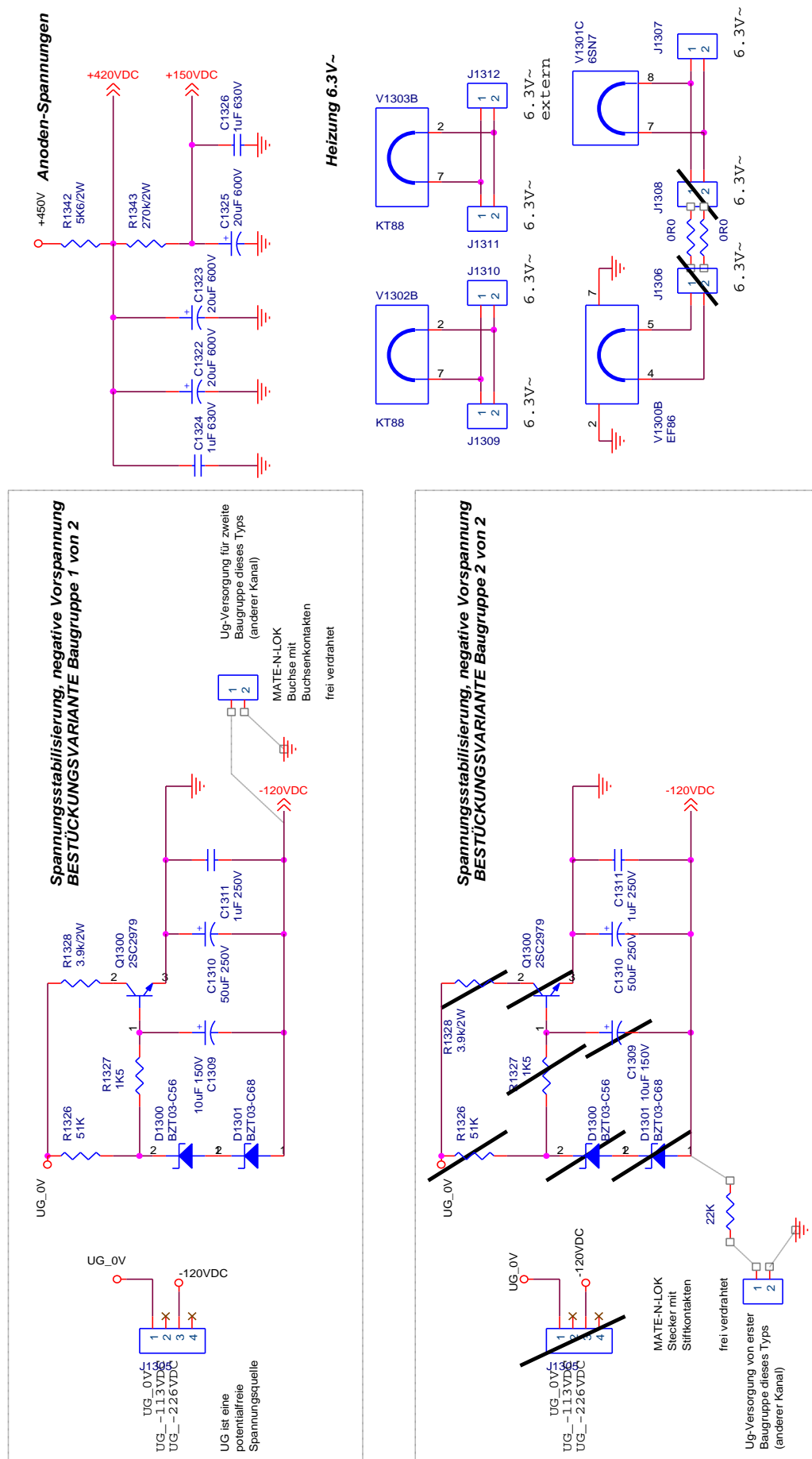
Die Endstufe ist aus drei Verstärkerstufen zusammengesetzt: In der ersten Stufe, die mit einer Pentode EF86 aufgebaut ist, findet eine Spannungsverstärkung statt. Die zweite Stufe, aufgebaut mit den beiden Triodensystemen einer 6SN7, ist eine Differenzverstärkerstufe. Diese Stufe stellt zwei gegenphasige Ausgangssignale zur Verfügung und bewirkt zusätzlich eine weitere Spannungsverstärkung. Es folgt die mit zwei Tetroden KT88 aufgebaute Gegentakt-Endstufe, in der die Leistungsverstärkung des Audiosignals vorgenommen wird. Im Ausgangsübertrager erfolgt die Addition der beiden, durch die jeweiligen Röhren KT88 verstärkten, gegenphasigen Signale. Der Übertrager bewirkt zudem eine Impedanzanpassung zwischen Röhren und Lautsprecher.



Blockschaltbild der Endstufe nach EICO



Seite 3-9



Erste Verstärkerstufe

Die erste Stufe ist mit einer Pentode EF86 (V1300) aufgebaut, die eine Spannungsverstärkung des Eingangssignals bewirkt. Mit dem Potentiometer P1303 ist eine Einstellung der Lautstärke bzw. eine Anpassung an einen vorhandenen Eingangssignalpegel möglich. R1334 bildet mit der Gitter-Kathodenkapazität von V1300A einen Tiefpaß, der die Verstärkung möglicherweise eingestreuter Hochfrequenzsignale (z.B. Radiosender) vermeidet.

Das auf Kathodenpotential liegende Bremsgitter verhindert, daß aus der Anode infolge deren Aufpralls wieder emittierte Elektronen vom Schirmgitter angezogen und aufgenommen werden. Das Schirmgitter kann bei hohen Anodenströmen ein positiveres Potential als die Anode haben. Das im Verhältnis zu Anode und Schirmgitter negative Bremsgitter bewirkt eine Abstoßung der sich von der Anode wegbewegenden Elektronen, so daß diese dann zur Anode zurückkehren und von dieser aufgenommen werden. Damit wird ein „Abknicken“ der Kennlinie bei hoher Aussteuerung vermieden.

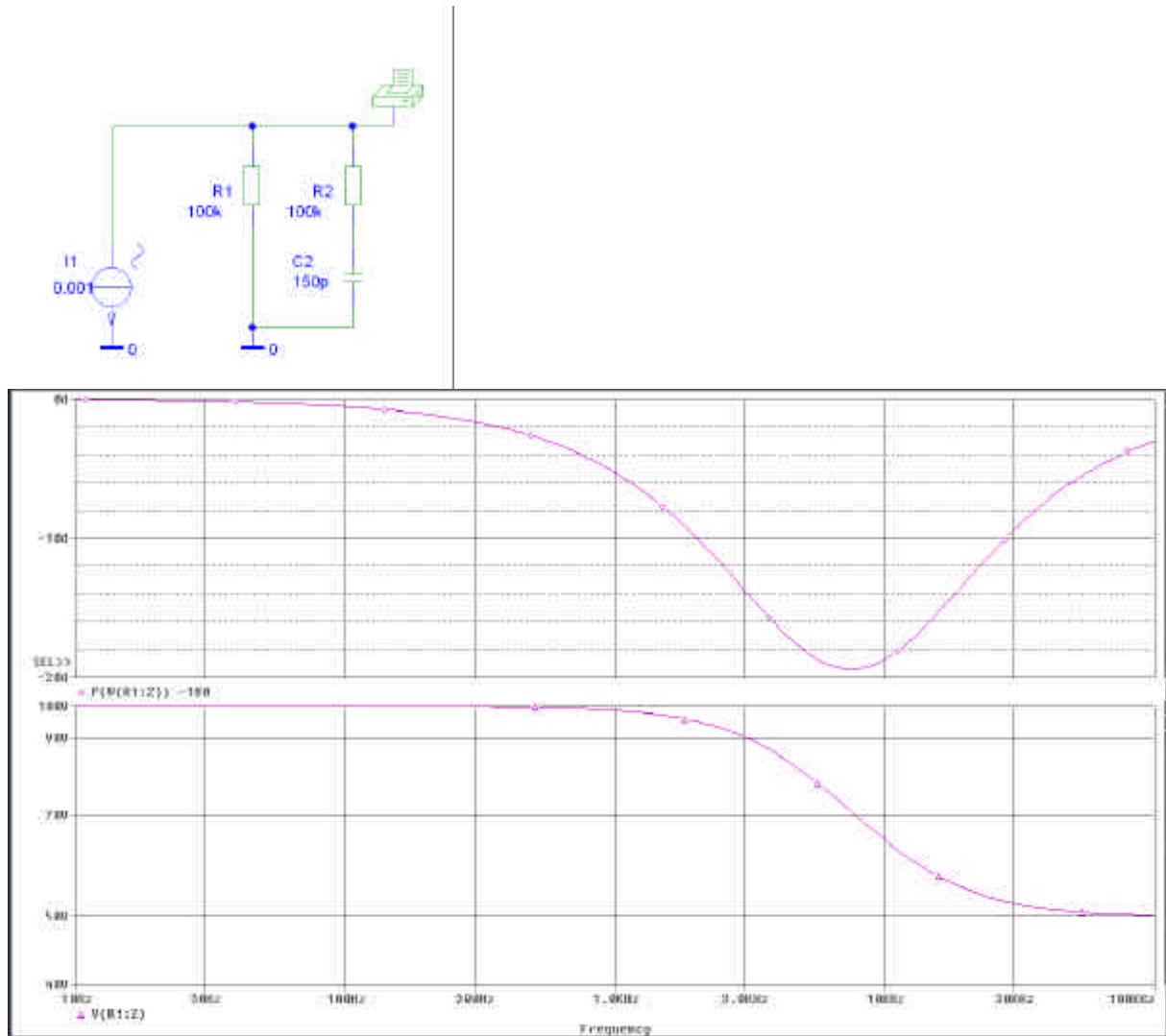
Die Kathodenwiderstände R1335 und R1336 stellen die Gittervorspannung ein. Die zum Kathodenwiderstand R1335 parallelgeschalteten Kondensatoren C1315 und C1316 vermeiden eine hier unerwünschte Gegenkopplung: Wären diese nicht vorhanden, so würde der Wechselanteil des Kathodenpotentials der Eingangsspannung folgen. Damit würde aber die am Gitter wirksame Steuerspannung, die der Differenz zwischen Gitter- und Kathodenpotential entspricht, reduziert werden. Das ist hier unerwünscht, da eine möglichst hohe Verstärkung erzielt werden soll

Über R1336 wird die Ausgangsspannung zum Zwecke der Gegenkopplung auf die Eingangsspannung zurückgeführt. Die rückgeführte Ausgangsspannung hat die gleiche Polarität wie die Eingangsspannung. Die Anhebung des Kathodenpotentials durch die rückgeführte Spannung führt dazu, daß die resultierende Steuerspannung für V1300 der Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung entspricht.

Der Folienkondensator C1316 kompensiert die relativ hohen Innenwiderstände des Elektrolytkondensators C1315 im oberen Audio-Frequenzbereich.

Mit Hilfe von R1332 wird die Schirmgitterspannung eingestellt und der Kondensator C1314 stellt sicher, daß die Spannung zwischen Kathode und Schirmgitter frei von Wechselanteilen ist.

Die Anode ist über den Anodenwiderstand R1330 mit der Betriebsspannung von 150V verbunden. Parallel zum Anodenwiderstand liegt eine RC-Reihenschaltung aus R1329 und C1313. Mit dieser Reihenschaltung wird erreicht, daß die Verstärkung der Stufe im oberen Audio-Frequenzbereich und darüber abnimmt, und gleichzeitig eine möglichst geringe Phasenverzögerung auftritt. Dadurch kann ein größerer Gegenkopplungsgrad eingestellt werden, ohne dass der Verstärker schwingt. Der Verstärker würde dann schwingen, wenn bei der Frequenz, bei der die Laufzeit durch den Verstärker so groß ist, daß sich eine Phasendrehung von 180° ergibt, eine Verstärkung von 1 oder größer vorhanden wäre. Die Gegenkopplung würde dann in eine Mitkopplung übergehen. Bei sehr tiefen Frequenzen ist nur R1330 wirksam, die Stufe hat also einen Arbeitswiderstand von 100kOhm. Bei sehr hohen Frequenzen ist die Impedanz des Kondensators C1313 sehr klein gegenüber den 100 kOhm-Widerständen, die Stufe hat somit praktisch einen Arbeitswiderstand von 50kOhm. Die Knickfrequenz dieser RC-Reihenschaltung aus 100k und 150pF liegt bei 10kHz. Der klanglich optimale Wert der Knickfrequenz wurde experimentell am gegengekoppelten Verstärker ermittelt:



Simulation der Verhältnisse am Arbeitswiderstand von V1300

Die PSpice-Simulation der Verhältnisse am Arbeitswiderstand von V1300 zeigt, daß das Ziel, im oberen Frequenzbereich eine möglichst geringe Phasendrehung zu erhalten erreicht wurde. Man kann sich das auch damit vergegenwärtigen, daß aufgrund der im Verhältnis zu den 100 k Ω m Widerständen kleinen Impedanz von C1313 im oberen Frequenzbereich dann –wie übrigens auch bei tiefen Frequenzen, praktisch ein rein reeller Arbeitswiderstand wirksam ist.

Die Ausgangsspannung der Stufe ist die verstärkte und um 180° phasengegedrehte Eingangsspannung, die um ein Gleichspannungspotential von ca. 70V angehoben ist. Die Verstärkung dieser Stufe ist etwa $V \cdot 100$.

Phasensplitterstufe

In der nun folgenden Differenzverstärkerstufe, aufgebaut aus den beiden Systemen der Doppeltriode V1301 vom Typ 6SN7, wird das Eingangssignal noch einmal spannungsverstärkt und in zwei zueinander um 180° phasengedrehte Ausgangssignale aufgespalten.

Die Stufe wird mit dem Ausgangssignal der ersten Stufe und mit dem arithmetischen Mittelwert dieses Signals angesteuert. Die resultierende Steuerspannung ist also somit die Differenz des Audiosignals zu seinem eigenen Mittelwert. Das dem Audiosignal überlagerte Gleichpotential geht somit (theoretisch) nicht in das Ausgangssignal ein.

Die Verwendung des Differenzverstärkers bringt an dieser Stelle mehrere Vorteile:

- Mit nur einer einzigen Stufe kann sowohl die Aufteilung des Signals in zwei Phasen als auch eine Spannungsverstärkung realisiert werden.
- Es wird kein Koppelkondensator am Eingang der Differenzverstärkerstufe benötigt, da das von der vorherigen Stufe herrührende Gleichpotential durch die Arbeitsweise der Stufe keinen nachteiligen Einfluß auf die gewünschte Funktion der Stufe hat, es legt lediglich deren Arbeitspunkt fest.
- Das Prinzip der Differenzverstärkerstufe führt zu einer Kompensation von Störeinflüssen, die auf beide Triodensysteme gleichermaßen wirken, etwa Schwankungen der Versorgungs- oder der Heizspannung oder auch eingekoppelte Störsignale.
- Die prinzipbedingte lokale Gegenkopplung einer Differenzverstärkerstufe vermindert die Intensität von Intermodulationsprodukten im Ausgangssignal der Endstufe

Das Triodensystem V1301B wird mit dem arithmetischen Mittelwert des Eingangssignals angesteuert, der mittels des Tiefpasses aus R1333 und C1319 gebildet wird. Die Grenzfrequenz dieses Tiefpasses ist 0,16 Hz

Das Potential am für beide Röhrensysteme gemeinsamen Kathodenwiderstand R1306 entspricht näherungsweise dem (momentanen) Mittelwert der Potentiale der beiden Steuergitter von V1310A und V1301B plus einer vom sich einstellenden Arbeitspunkt abhängigen Gleichspannung von einigen Volt. Dies ist leicht einsichtig, wenn man sich zunächst die Verhältnisse an der Stufe vorstellt, wenn kein Audiosignal vorhanden ist. Beide Triodensysteme arbeiten nun wie ein Kathodenfolger und haben eine identische Eingangsspannung von ca. 70V. An R1306 wird sich somit ein Potential von beispielsweise 73V einstellen. (Das entspricht einer Gitterspannung von ca. -3V, bezogen auf die Kathode)

Hier stellt sich zwangsläufig ein Gleichgewicht ein: Würde aus irgend einem Grund der Anodenstrom zunehmen, so würde sich damit das Potential der Kathoden auf beispielsweise 74V anheben. Das bedeutet aber eine (betragsmäßige) Erhöhung der resultierenden Gitterspannung von -3V auf -4V. Diese Erhöhung der Gitterspannung ist aber der Erhöhung des Anodenstroms entgegengerichtet.

Die Arbeitsweise dieser Schaltung kann näherungsweise als Konstantstromsenke betrachtet werden, durch die praktisch konstantgehaltene Spannung über R1306 fließt durch diesen ein praktisch konstantgehaltener Strom, womit auch die SUMME der Anodenströme beider Triodensysteme praktisch konstantgehalten wird.

Es wird schon einmal vorweggenommen, daß damit die durch die Ansteuerung der Stufe verursachte Zunahme des Anodenstroms in dem einen der Triodensysteme zwangsläufig zur Abnahme des Anodenstroms in dem anderen Triodensystem führen muß. Darin liegt die Eigenschaft dieser Schaltung begründet, zwei komplementäre Ausgangssignale bereitzustellen.

Es soll noch einmal darauf hingewiesen werden, daß die vereinfachende Annahme einer konstanten Summe der Anodenströme nur dann gilt, wenn das Ansteuersignal deutlich kleiner als das ihm überlagerte, den Arbeitspunkt bestimmende, Gleichpotential ist.

Der Vorgang der Ansteuerung wird nun noch einmal im Detail betrachtet.

Es wird angenommen, daß sich das Potential des Steuergitters von V1301A um 1V, auf 71V, erhöht, während das Potential des Steuergitters von V1301B auf 70V verbleibt. Damit reduziert sich die wirksame negative Gitterspannung (betragsmäßig), der Anodenstrom durch V1301A steigt an, womit sich auch das Potential der Kathoden erhöht. Das führt jedoch zu einem (betragsmäßigen) Anstieg der negativen Gitterspannung von V1301B, womit deren Anodenstrom zurückgeht. Dies ist dem Anstieg des Kathodenpotentials entgegenwirkend.

Es ist einsichtig, daß sich dann ein neues Gleichgewicht einstellt, wenn sich das Kathodenpotential näherungsweise auf dem Mittelwert der Gitterpotentiale (plus einer arbeitspunktabhängigen Gleichspannungsdifferenz) befindet.

Die Zunahme des Anodenstroms durch V1301A führt zu einem größeren Spannungsabfall an R1307, das Anodenpotential von V1301A sinkt. Die Abnahme des Anodenstroms durch V1301B führt hingegen zu einem Ansteigen des Anodenpotentials von V1301B. Somit stehen an C1303 und C1304 zwei komplementäre Ausgangssignale zur Verfügung.

Die „Vermittlung“ des Audiosignals von dem durch dieses angesteuerten Schaltungszweig mit V1301A zu dem gitterseitig mit einer Gleichgröße angesteuerten Schaltungszweig mit V1301B geschieht über die Potentialänderung der Kathoden. V1301A wirkt also, wie bereits erwähnt, als Kathodenfolger. Die Spannungsverstärkung eines Kathodenfolgers ist jedoch nicht exakt 1, sondern nur ungefähr 0,9. Warum ist das so? Der Anodenstrom ist, idealisierter Weise, linear von der Gitterspannung abhängig. Hierbei ist eine bestimmte Steilheit durch die Bauart der Röhre und den gewählten Arbeitspunkt gegeben. Eine Verringerung der (negativen) Gitterspannung durch Ansteuerung führt zu einem Anstieg des Kathodenpotentials in dessen Folge sich die resultierende Gitterspannung soweit erhöht, daß sich ein neues Gleichgewicht einstellt. Würde sich jedoch die Ansteuer(wechsel)speisung zu 100% an der Kathode wiederfinden, dann hätte man ja stets eine konstante Spannung zwischen Gitter und Kathode. Dieser Widerspruch liesse sich nur mit einer unendlich hohen Steilheit der Röhre auflösen. Die für die Änderung des Anodenstroms „benötigte“ Gitterspannungsdifferenz muß sich durch die nur endliche Steilheit der Röhre zwangsläufig vom Ausgangssignal subtrahieren. Daher kann die Verstärkung eines Kathodenfolgers niemals 1 sein. Die „Vermittlung“ des Signals vom einen Zweig des Differenzverstärkers zum gegenüberliegenden Zweig ist daher nicht vollständig, sie geschieht nur mit einem Faktor der Größenordnung 0,9. Dies spiegelt sich im Verhältnis der Anodenwiderstände der Originalschaltung von 27 k Ω zu 33 k Ω = 0,82 wieder. Dieses Verhältnis findet man übrigens in ebenfalls zahlreichen anderen Originalschaltplänen wieder.

Der hier eingefügte Trimmwiderstand (5K) erlaubt eine exakte Einstellung der Symmetrie der beiden Ausgangssignale der Differenzverstärkerstufe. Die Koppelkondensatoren C1303 und C1304 blocken den Gleichanteil der Ausgangssignale ab.

Endstufe

Die Endstufe ist mit zwei im Gegentakt arbeitenden Tetroden des Typs KT88 aufgebaut. Die maximale Ausgangsleistung ist ca. 32W im hier verwendeten Ultralinearmodus. Im Pentodenmodus lassen sich ca. 45W erreichen.

Die Endstufe wird mit 450V versorgt und arbeitet im AB-Betrieb. Bei kleinen Aussteuerungen bis ca. 10W Ausgangsleistung arbeitet die Endstufe in Class A-Betrieb: Beide Röhren sind stets stromdurchflossen, der Ruhestrom ist also größer als die Aussteuerung. Bei größeren Aussteuerungen geht die Endstufe in den Class B-Betrieb über, das bedeutet, dass die Aussteuerung dann größer als der Ruhestrom ist und jeweils eine der beiden Röhren dann stromlos ist.

Die prinzipielle Arbeitsweise der Stufe ist wie folgt:

Die beiden Endröhren V1302 und V1303 werden gegenphasig angesteuert. Die negativen Gittervorspannungen werden so eingestellt, daß der ohne Ansteuerung fließende Anodenstrom beider Röhren (Ruhestrom) exakt gleich ist. Die Versorgungsspannung wird über den Mittelabgriff der Primärwicklung des Ausgangsübertragers (angeschlossen über J1302) zugeführt. Der Ausgangsübertrager erfüllt zwei Funktionen: Er summiert die beiden von den jeweiligen Endröhren verstärkten Signalanteile und er paßt die Impedanz des Lautsprechers (4 oder 8 Ohm, also kleine Spannung und großer Strom) an die Möglichkeiten einer Röhrenschaltung (große Spannung, kleiner Strom) an. Die primärseitige Impedanz des ausgangsseitig (mit 4 bzw. 8 Ohm) beschalteten Ausgangsübertragers ist 4kOhm.

Nun soll die Summation der Strom/Spannungsbeiträge der einzelnen Endröhren detaillierter betrachtet werden: Im unangesteuerten Zustand fließt durch beide Röhren der (identische) Ruhestrom. Der durch diesen verursachte magnetische Fluss hebt sich aufgrund des Wicklungssins gegenseitig auf! (Man bedenke: Die Anode der einen Endröhre ist an den Wicklungsanfang angeschlossen, die Anode der anderen Endröhre ist an das Wicklungsende angeschlossen, die Versorgung wird im Mittelabgriff eingespeist)

Der im Kern wirksame magnetische Fluß ist also zur DIFFERENZ der Anodenströme der beiden Endröhren proportional.

Die beiden Endröhren werden komplementär mit dem Audiosignal angesteuert. Der Stromzunahme in der einen Röhre steht also eine gleich große Stromabnahme in der anderen Röhre gegenüber (solange man sich im A-Betrieb befindet). Die hier zur Bildung des Ausgangssignals wirksame Differenz zwischen den Anodenströmen kann also als SUMMATION der von beiden Röhren gelieferten Audiosignalanteile aufgefaßt werden.

Die dem Lautsprecher zugeführte Ausgangsspannung der Sekundärwicklung wird durch die Änderung des magnetischen Flusses im Kern des Übertragers generiert, sie entspricht also der Differenz zwischen beiden Anodenströmen.

Dieses Verhalten der Gegentaktendstufe hat mehrere gewichtige Konsequenzen, die begründen, warum diese Schaltung hervorragende klangliche Eigenschaften hat:

- Der Kern des Ausgangsübertragers ist nicht von einem magnetischen Gleichfeld durchsetzt. Damit ist die B/H-Kennlinie des Eisenkerns zum Audiosignal symmetrisch, es entsteht kein Amplitudenunterschied zwischen der oberen und der unteren Halbwelle des Audiosignals durch die mit der Amplitude zunehmende Sättigung des Kernmaterials.
- Die Abwesenheit eines Gleichfeldes erlaubt es, relativ kleine Eisenkerne zu verwenden. Der damit mögliche kompaktere Aufbau des Trafos erhöht den Kopplungsgrad zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Ein größerer Kopplungsgrad bedeutet eine kleinere Streuinduktivität des Trafos und damit eine bessere Höhenwiedergabe.
- Schwankungen der Versorgungsspannung und dieser überlagerte Störsignale (z.B. Brumm) wirken auf beide Zweige der Schaltung identisch. Daher werden sie im Übertrager voneinander subtrahiert und haben keinen Einfluß auf das Ausgangssignal.

- Nichtlinearitäten in den Kennlinien der Endröhren wirken in beiden Schaltungszweigen entgegengesetzt und kompensieren sich daher weitgehend.

Durch eine entsprechende Brückung des Steckverbinders J1301 (Modus-Stecker) sind drei unterschiedliche Betriebsarten der Endstufe wählbar:

- Der Pentoden-Modus, bei der die Schirmgitter der Röhren über einen Widerstand mit der +450V-Versorgung verbunden werden.
- Der Trioden-Modus, bei dem die Schirmgitter mit den Anoden der Röhren verbunden werden.
- Der Ultralinearmodus, bei dem die Schirmgitter an dafür vorgesehene Anzapfungen der Primärwicklung des Übertragers gelegt werden.

Im Pentoden-Modus arbeiten die Endröhren als spannungsgesteuerte Stromquellen. Damit kann eine besonders hohe Ausgangsleistung erzielt werden. Der Ausgangswiderstand ist gegenüber den anderen möglichen Schaltungen vergleichsweise hoch. Der Klang ist dadurch höhenbetont und macht einen etwas unangenehmen, kalten Eindruck.

Im Trioden-Modus erhält man den im Vergleich zu den anderen Schaltungsteilen geringsten Ausgangswiderstand, da sich in diesem Fall durch die nun vorhandene Rückwirkung von der Anode auf das Steuergitter eine Abhängigkeit des Anodenstroms von der Anodenspannung ergibt. Es ergibt sich ein weiches Klangbild, aber eine wesentlich geringere Ausgangsleistung.

Der Ultralinear-Modus stellt eine Synthese zwischen Trioden- und Pentodenmodus dar. Empirische Untersuchungen in den 50-er Jahren haben gezeigt, daß sich bei einer Verbindung des Schirmgitters mit einer Anzapfung bei 43% der Primärwicklung klanglich und auch meßtechnisch optimale Verhältnisse ergeben. Man kann diese Rückführung des Ausgangssignals auf das Schirmgitter als lokale Gegenkopplung auffassen. Für das hier beschriebene Projekt wurde der Ultralinear-Modus ausgewählt.

Die Gittervorspannungen für die Endröhren wird mittels einer dem Netzteil entnommenen negativen Versorgungsspannung bereitgestellt. Der Absolutwert der Gittervorspannung wird mit P1304 eingestellt, die Symmetrie der Ruhestrome beider Endröhren wird mit P1301 eingestellt. R1314 und R1315 sind zur Kompensation von Alterungserscheinungen der Endröhren vorgesehen: Nimmt deren Emissionsfähigkeit ab, führt dies zu einer Abnahme des Anodenstroms. Damit nimmt auch der Spannungsabfall an diesen Widerständen ab, womit sich die wirksame negative Gittervorspannung reduziert, was in der Folge wieder zu einer Zunahme des Anodenstroms führt.

Die Einstellung des Ruhestroms wurde nach dem folgenden Gesichtspunkt vorgenommen: Der Ruhestrom darf einerseits nicht so klein sein, daß infolge der dann im Verhältnis zum Ansteuersignal sehr großen negativen Gittervorspannung keine vollständige Aussteuerung der Röhren mehr möglich ist oder gar Übernahmeverzerrungen auftreten. Nach oben hin ist eine Grenze dadurch gesetzt, daß eine im Verhältnis zur Ansteuerspannung zu kleine negative Gittervorspannung zu einer Begrenzung des Ansteuersignals durch dann fließenden Gitterstrom bewirkt. In diesem Zusammenhang ist zu beachten, daß bei fließendem Gitterstrom auch die Ansteuerung der jeweils anderen Endröhre beeinträchtigt wird, da der Gitterstrom das Stromgleichgewicht der die Endstufe ansteuernden Differenzverstärkerstufe in extremer Form stört. Weiterhin ist auch die durch den Ruhestrom verursachte Verlustleistung innerhalb der Röhren (Aufprall der beschleunigten Elektronen auf das Anodenblech bewirkt die Anodenverlustleistung $U_a \cdot I_a$) und die Belastung des Netzteils zu berücksichtigen. Es zeigte sich experimentell, daß ein Ruhestrom im Bereich zwischen 40 und 50 mA optimale Ergebnisse bringt. Die Anodenverlustleistung ist dann ca. $420V \cdot 50mA = 21W$. (420V ist die tatsächliche Ausgangsspannung des Netzteils bei Stereobetrieb und genanntem Ruhestrom) Das Limit laut Datenblatt ist 40W, man befindet sich also in einem sicheren Betriebsbereich.

In diesem Zusammenhang ist ein Vergleich von Anodenverlustleistung und Heizleistung interessant. Die Heizleistung ist $6,3V \cdot 1,6A = 10,1W$. Die mit der Hand deutlich wahrnehmbare

Wärmeabstrahlung der KT88-Röhren ist also zu 2/3 die Wärme, die durch den Aufprall der durch die Anodenspannung beschleunigten Elektronen auf das Anodenblech entsteht!

Wenn man den Verstärker ohne angeschlossenen Lautsprecher betreiben würde, wäre die volle Primärinduktivität des Ausgangsübertragers (Größenordnung 100H) als wirksame Last an der Endstufe vorhanden. Die primärseitig eingespeiste Energie bleibt dann unter ungünstigen Umständen im Kern des Übertragers gespeichert. Dies kann unter der Voraussetzung einer durch das Ansteuersignal erzwungenen schnellen Stromänderung zu einer die Endstufe zerstörenden Spannungsüberhöhung in der Größenordnung von einigen kV an den Anoden der Endröhren führen. Daher wird der Widerstand R1321 (100 Ohm) vorgesehen, der unter allen Umständen einen sekundärseitigen Strompfad garantiert und damit mögliche Spannungsüberhöhungen begrenzt.

Die Bauelemente C1312 und R1331 sowie C1320 und R1339 waren in der Originalschaltung vorhanden, um hochfrequente Ausschwingvorgänge zu bedämpfen. Diese können dadurch verursacht werden, daß die Streuinduktivität des Ausgangsübertrager mit den vorhandenen Wicklungs- und Schaltkapazitäten einen Schwingkreis hinreichender Güte bildet.

Die Güte dieses Schwingkreises wird mit R1331 und R1339 soweit reduziert, daß nur noch ein gedämpfter Ausschwingvorgang stattfinden kann. Man kann es auch so ausdrücken, daß die in den induktiven und kapazitiven Elementen des zu bedämpfenden Kreises gespeicherte Energie in den Widerständen in Wärme umgewandelt wird. Die Kondensatoren C1312 und C1320 verhindern ein Wirksamwerden der Widerstände im Audio-Frequenzbereich. Da hier ein sehr hochwertiger Ausgangsübertrager mit geringer Streuinduktivität verwendet wurde, hat sich die bestückung dieser Bauelemente als nicht notwendig erwiesen.

Gegenkopplung

Das vom 4 Ohm-Ausgang abgegriffene Ausgangssignal wird über einen Spannungsteiler (bestehend aus R1336 und dem frei verdrahteten 5 kOhm-Trimmer sowie dem frei verdrahteten 330pF-Kondensator) zum Zwecke der Gegenkopplung an die Eingangsstufe zurückgeführt. Die Gegenkopplung bewirkt eine „Glättung“ des Frequenzgangs und eine größere Bandbreite des Verstärkers und reduziert die auftretenden Verzerrungen. Infolge der Gegenkopplung sinkt jedoch die Empfindlichkeit des Verstärkers.

Der Grad der Gegenkopplung ist jedoch nicht nur durch die Empfindlichkeitsreduktion, sondern auch durch die Stabilität des gegengekoppelten Verstärkers begrenzt:

Das Ausgangssignal ist gegenüber dem Eingangssignal durch die Laufzeit, die das Signal durch den Verstärker benötigt, verzögert.

Unter der vereinfachenden Annahme einer frequenzunabhängigen, konstanten Laufzeit durch den Verstärker kann festgestellt werden, daß in diesem Fall die auf eine bestimmte Signalfrequenz bezogene Phasenverschiebung mit steigender Frequenz größer wird. Eine absolute Zeitangabe beinhaltet mit größer werdender Frequenz immer mehr Perioden der mit dieser Frequenz beschriebenen Schwingung. Wenn die Laufzeit durch den Verstärker der halben Periodendauer der betrachteten Frequenz entspricht, bedeutet das, daß bei der betrachteten Frequenz die Ausgangsspannung der Eingangsspannung um 180° nacheilt.

Aus der Subtraktion der rückgeführten Ausgangsspannung von der Eingangsspannung (Gegenkopplung) wird dann eine Addition beider Spannungen (Mittkopplung). Wenn bei der betrachteten Frequenz die Verstärkung des Verstärkers Eins oder größer ist, wird der gegengekoppelte Verstärker zum Oszillator.

Um diesen Zustand, der auf gar keinen Fall im Betrieb auftreten darf, zu vermeiden sind folgende Wege gangbar:

1. Die „innere“ Verstärkung des Verstärkers (ohne Betrachtung des Gegenkopplungsnetzwerks) wird soweit reduziert, daß die Verstärkung bei der Frequenz, bei der lauffzeitbedingt Mittkopplungseffekte auftreten unter Eins fällt.

2. Die „innere“ Laufzeit durch den Verstärker wird soweit verkürzt, daß sich die Frequenz, bei der Mittkopplungseffekte auftreten soweit nach oben verschiebt, daß die Verstärkung bei dieser bereits auf unter Eins gesunken ist.
3. Das Gegenkopplungsnetzwerk wird frequenzselektiv gestaltet, so daß sich durch dieses eine Kompensation der Phasenverzögerung bei hohen Frequenzen ergibt.
4. Der Gegenkopplungsgrad als Ganzes wird verringert.

Die Punkte 1. und 2. wurden durch die bereits ausführlich beschriebene Parallelschaltung einer Serienschaltung aus Widerstand und Kondensator zum Arbeitswiderstand der ersten Stufe, R1330, umgesetzt

Die Punkte 3 und 4 wurden durch die Einstellung des (frei verdrahteten, daher ohne Bauteilindex) 5 kOhm-Trimmers und die Dimensionierung des zu ihm parallelgeschalteten 330pF-Kondensators umgesetzt: Das Verhältnis des am 5kOhm-Trimmer ingestellten Wertes zu R1336 (100 Ohm) bestimmt den im unteren und mittleren Audio-Frequenzbereich wirksamen Gegenkopplungsgrad. Ohne Vorhandensein des Parallelkondensators kann dieser nicht ausreichend hoch gewählt werden. Der Parallelkondensator bildet gemeinsam mit R1336 einen Hochpaß. Das führt zu einer Vordrehung der Phase bei hohen Frequenzen (man kann sich eine Differenzierung des Ausgangssignals vorstellen) Damit reduziert sich die wirksame Laufzeit durch den Verstärker für hohe Frequenzen. Die bei höheren Frequenzen sinkende Impedanz des Parallelkondensators erhöht jedoch auch den für diese Frequenzen wirksamen Gegenkopplungsgrad. Damit sinkt die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers für diese Frequenzen.

Das Finden der optimalen Einstellung des Trimpotentiometers und des optimalen Wertes für den Parallelkondensator wurde empirisch durch Beobachten der Rechteckantwort des Verstärkers (mit angeschlossener Lautsprecherbox als Last) , abgewechselt mit subjektiver Bewertung des Klangeindrucks, vorgenommen. Es zeigte sich, daß diese Einstellung von extremer Bedeutung für den Klangeindruck ist und mit äußerster Sorgfalt vorgenommen werden muß. Glücklicherweise besteht eine eindeutige Korrelation zwischen Klangeindruck und Oszilloskopbild: Der beste Klangeindruck wird dann erzielt wenn das Rechteck mit einem drei Halbwellen umfassenden, gedämpften Überschwinger einschwingt. Die gefundene Einstellung entspricht einer -3dB-Bandbreite von ungefähr 34 kHz.

Ein zu geringer Gegenkopplungsgrad führte zu einer deutlich sichtbaren Verzerrung des Rechtecksignals und zu einem „unsauberen“ Klangbild.

Besonders beeindruckend waren die Auswirkungen eines zu großen Parallelkondensators: Die Flanken der Rechteckfunktion waren abgeschrägt, mit ungefähr exponentieller Annäherung an den Endwert. Die -3dB Grenze war bei ungefähr 20 kHz. Interessanterweise hatte das Klangbild nach Meinung aller Anwesenden seinen „Zauber“ verloren, die Musik erschien räumlich gedrängt und stumpf.

Dies ist insofern bemerkenswert, da reine Sinustöne (vom Funktionsgenerator in den Verstärker eingespeist) nur, je nach Lebensalter der Hörenden, bis 15 oder 17 kHz wahrgenommen werden. Man könnte ja daraus voreilig den Schluß ziehen, daß es irrelevant sei, ob ein Verstärker den Bereich von 20 bis 34 kHz noch wiedergeben kann. Eine mögliche Auflösung des Widerspruchs könnte darin liegen, daß ein -3dB-Punkt bei 20 kHz bereits zu den Höreindruck störenden Phasenverzerrungen im Bereich um 15kHz führen könnte. Ein -3dB-Punkt bei 34 kHz würde dann hingegen die Phasenbeziehungen im Bereich um 15 kHz nicht störend verfälschen.

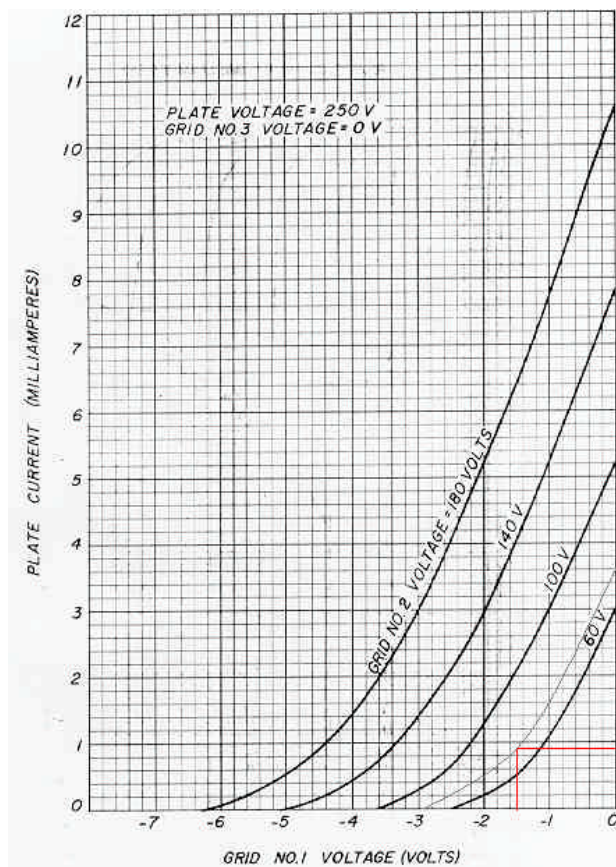
Bestimmung von Arbeitspunkten und Verstärkungsfaktoren

Die Bestimmung der Arbeitspunkte erfolgt nach der klassischen Methode mit Kennlinienfeld und Arbeitsgerade.

Spannungsverstärkerstufe mit EF86:

Die uns bekannten Datenblätter der EF86 enthalten das für die folgende Berechnung verwendete Ug-zu-Ia –Diagramm nur für eine Anodenspannung von 250V. Die hierbetrachtete Stufe wird jedoch mit 150V Anodenspannung betrieben. Eine kurze Überlegung zeigt, daß das Diagramm trotzdem mit ausreichender Genauigkeit für die folgenden Berechnungen verwendet werden kann: Sinn und Prinzip der Pentode ist ja gerade die möglichst große Unabhängigkeit der Ug-zu-Ia-Kennlinie von der Anodenspannung, die durch das auf konstanten Potential befindliche Schirmgitter erreicht wird. Daher kann von einer hier ausreichenden Unabhängigkeit der Kennlinie von der Anodenspannung ausgegangen werden.

Arbeitsgerade aus dem Datenblatt:



Der maximal mögliche Anodenstrom bei einer Versorgung der Stufe mit $U_b = 150V$ beträgt: $I_{a,max} = U_b/R_{1330} = 150V/100k\Omega = 1,5mA$. Bei einer Schirmgitterspannung $U_{G2} = 75V$ stellt sich ein Arbeitspunkt ($U_{G1} = 1,5V$, $I_a = 0,9mA$) ein. (Zur Überprüfung: $U_{Rk} = (R_{1335} + R_{1336}) \cdot I_a = 1700\Omega \cdot 0,9mA = 1,53V$)

Hieraus folgt ein Ruhepotential der Anode von: $150V \{U_b\} - [0,9mA \cdot 100 k\Omega] = 150V - 90V = 60V$.

Die Verstärkung V_{EF86} errechnet sich aus der allgemein für Pentoden gültigen Formel: $V_{EF86} = S \cdot R_a$. {Steilheit * Anodenwiderstand} Die im Datenblatt angegebene Steilheit $S = 2\text{mA/V}$ bezieht sich auf eine Schirmgitterspannung $U_{G2} = 140\text{V}$ bei einer Betriebsspannung $U_b = 250\text{V}$. Bei der Annahme eines linearen Zusammenhanges zwischen der Steilheit und der Schirmgitterspannung resultiert bei einer Schirmgitterspannung von 75V eine Steilheit $S = 1\text{mA/V}$. Es ergibt sich eine Verstärkung $V_{EF86} = 1\text{mA/V} \cdot 100\text{k}\Omega = 100$.

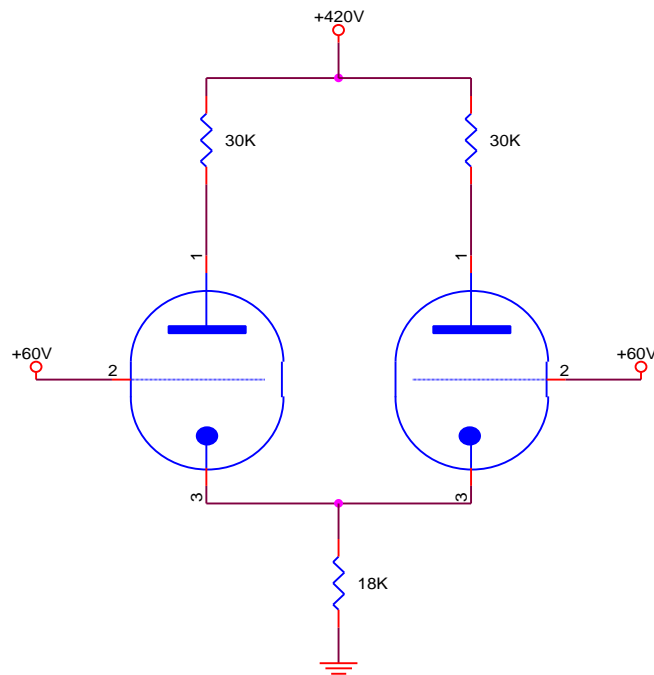
Bei einem Vergleich mit der Kennlinie für eine Schirmgitterspannung von 75V ergibt sich ein äquivalentes Ergebnis. Bei einem $I_a = 0,4\text{mA}$ ist $U_{G1} = -2,2\text{V}$ und bei $I_a = 1,5\text{mA}$ ist $U_{G1} = -1\text{V}$. Am Arbeitswiderstand fällt somit bei maximalem Strom 150V ab, bei $I_a = 0,4\text{mA}$ aber 40V . Somit ist $V = U_o/U_i = (110\text{V}-0\text{V})/(-2,2\text{V}+1\text{V}) = -92$ (negativ, da Phasendrehung). Ist der Arbeitswiderstand bei höheren Frequenzen aufgrund der RC-Parallelschaltung auf $50\text{k}\Omega$ gesunken, sinkt die Verstärkung auf 50 bis 60.

Die Annahme einer Verstärkung von 100 wird weiterhin durch die Kenndaten der typischen Anwendungsschaltungen aus den EF-86-Datenblättern von Telfunken und Philips bestätigt, die für vergleichbare Schaltungen Verstärkungsfaktoren von 106 ($U_b = 200\text{V}$) bzw. 95 ($U_b = 100\text{V}$) angeben.

Phasenumkehrstufe mit 6SN7

Zunächst muß der Arbeitspunkt der Stufe bestimmt werden: Aus dem vorherigen Abschnitt ist bekannt, daß das Ruhepotential an der Anode der EF86 60V ist.

Im Rahmen der hier gewünschten Genauigkeit (Abschätzung mit einer Toleranz von ca. $\pm 30\%$) ist es zulässig, die Anodenwiderstände R1307 und R1308 als gleich anzunehmen und beiden den Wert $30\text{k}\Omega$ zuzuweisen. Man kann die Betrachtung auf die folgende, vereinfachte Ersatzschaltung beziehen:

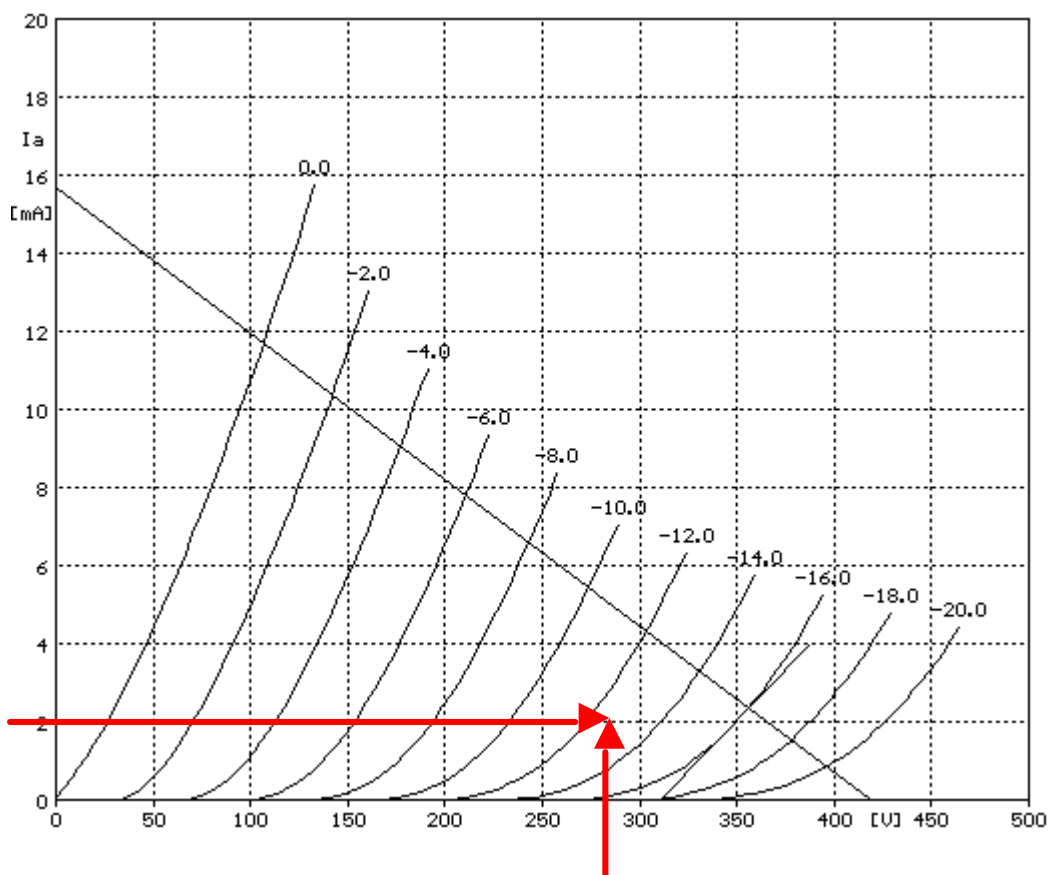


Vereinfachte Ersatzschaltung zur Bestimmung des Arbeitspunktes

Man kann für die folgende Betrachtung von einer idealen Symmetrie der Schaltung ausgehen, das bedeutet daß die Anodenströme beider Triodensysteme stets gleich sind.

Die Spannung über dem Kathodenwiderstand ist die Summe aus dem Gitterpotential von $+60\text{V}$ und der, entsprechend dem Kennlinienfeld mit der Anodenspannung und dem Anodenstrom verknüpften Spannungsdifferenz zwischen Gitter und Kathode. Die Anodenspannung ist wiederum vom Anodenstrom abhängig. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand, bedingt durch zwei Einflüsse ein: Ein möglicher Anstieg des Anodenstroms führt zu einem Anstieg des Kathodenpotentials, der diesem entgegenwirkt. Ein möglicher Anstieg des Anodenstroms führt aber auch zu einem Abfall des

Anodenpotentials, der in Verbindung mit dem Anstieg des Kathodenpotentials die resultierenden Spannung zwischen Anode und Kathode, und damit den Anodenstrom mindert. Eine direkte Bestimmung des Arbeitspunkts ist daher sehr aufwendig. Eine Bestimmung des Arbeitspunkts mittels „intelligentem Raten“ durch willkürliches Einsetzen verschiedener Anodenstromwerte und Kontrolle auf möglichst weitgehende Widerspruchsfreiheit führt hingegen mit geringem Aufwand zum Ziel: Es wird willkürlich ein (natürlich plausibler) Anodenstrom (Summe beider Systeme) von 4mA angenommen. Damit fließt durch jedes der beiden Röhrensysteme 2mA. Daraus folgt ein Anodenpotential von $420V - 30k\Omega \cdot 2mA = 420V - 60V = 360V$. Das Kathodenpotential wäre dann: $4mA \cdot 18k\Omega = 72V$. Das würde eine Gitterspannung von $60V - 72V = -12V$ und eine Resultierende Anodenspannung von $360V - 72V = 288V$ bedeuten. Ein Blick in das U_g zu I_a Kennlinienfeld zeigt, daß der Schnittpunkt von $I_a = 2mA$ und $U_a = 290V$ eine zwischen den Kennlinien für $U_g = -12V$ und $U_g = -14V$ liegt. Damit ist die, zunächst willkürliche, Annahme eines Anodenstroms von 2mA (pro System) im Rahmen der hier sinnvollen Genauigkeit bestätigt.

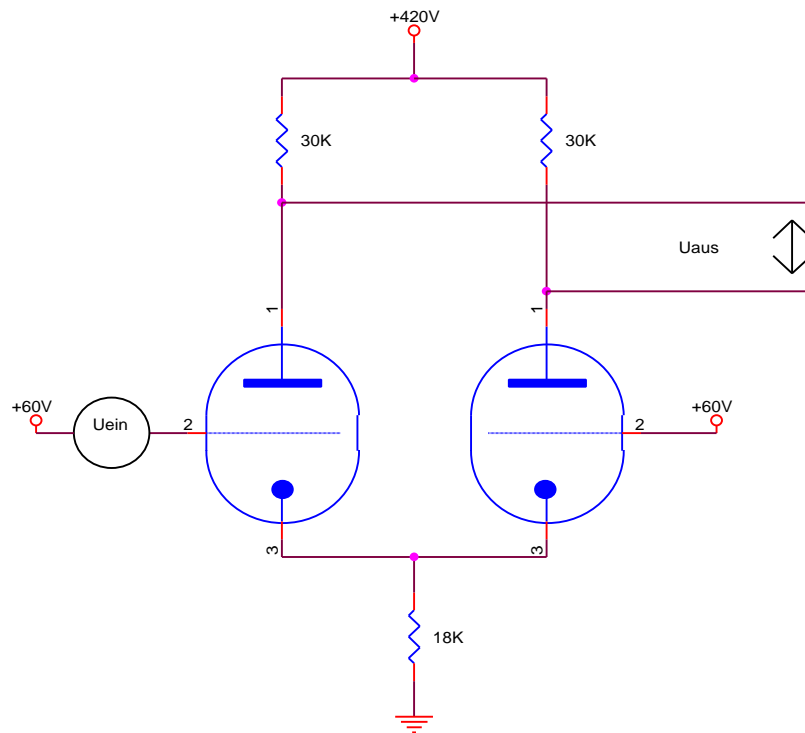


Arbeitspunkt im Kennlinienfeld

Nun soll die Verstärkung der Stufe näherungsweise bestimmt werden:

Es wird zunächst vereinfachend davon ausgegangen, daß die Signalübertragung zwischen beiden Zweigen der Schaltung ohne den bereits betrachteten Signalspannungsverlust auf ca. 90% durch die Übertragung zwischen den Zweigen im Sinne der Wirkungsweise eines Kathodenfolgers zu betrachten.

Es wird von dem folgenden vereinfachten Ersatzschaltbild ausgegangen:



Vereinfachte Ersatzschaltung zur Bestimmung der Verstärkung

Die Gitterableitwiderstände der Endröhren, R1310 und R1311 werden vernachlässigt, da sie mit 180 kOhm sehr groß gegenüber den Anodenwiderständen sind.

Es wird gezeigt, daß die Berechnung der Verstärkung dahingehend vereinfacht werden kann, daß man die Differenzverstärkerstufe auf eine einzige Verstärkerstufe in Kathodenbasisschaltung) zurückführen kann:

Es wurde bereits im vorangegangenen Text gezeigt, daß sich das Kathodenpotential stets so einstellt, daß es dem Mittelwert beider Gitterpotentiale plus einem arbeitspunktabhängigen Offset entspricht. Daraus folgt, daß sich das Kathodenpotential aus einem Gleichwert plus der halben Signalspannung $U_{ein}/2$ zusammensetzt. Damit ist die wirksame Steuerspannung für das „linke“ Triodensystem $U_{ein}/2$. Diese Steuerspannung ist jedoch auch für das „rechte“ Triodensystem wirksam. U_{aus} ist somit die Summe der Spannungs- und damit auch Verstärkungsbeiträge- beider Zweige der Schaltung. Es reicht daher aus, die Verstärkung eines Zweiges der Schaltung, jedoch unter Beachtung des Arbeitspunkts, der sich in der tatsächlich vorhandenen Differenzverstärkerstufe einstellt, zu berechnen.

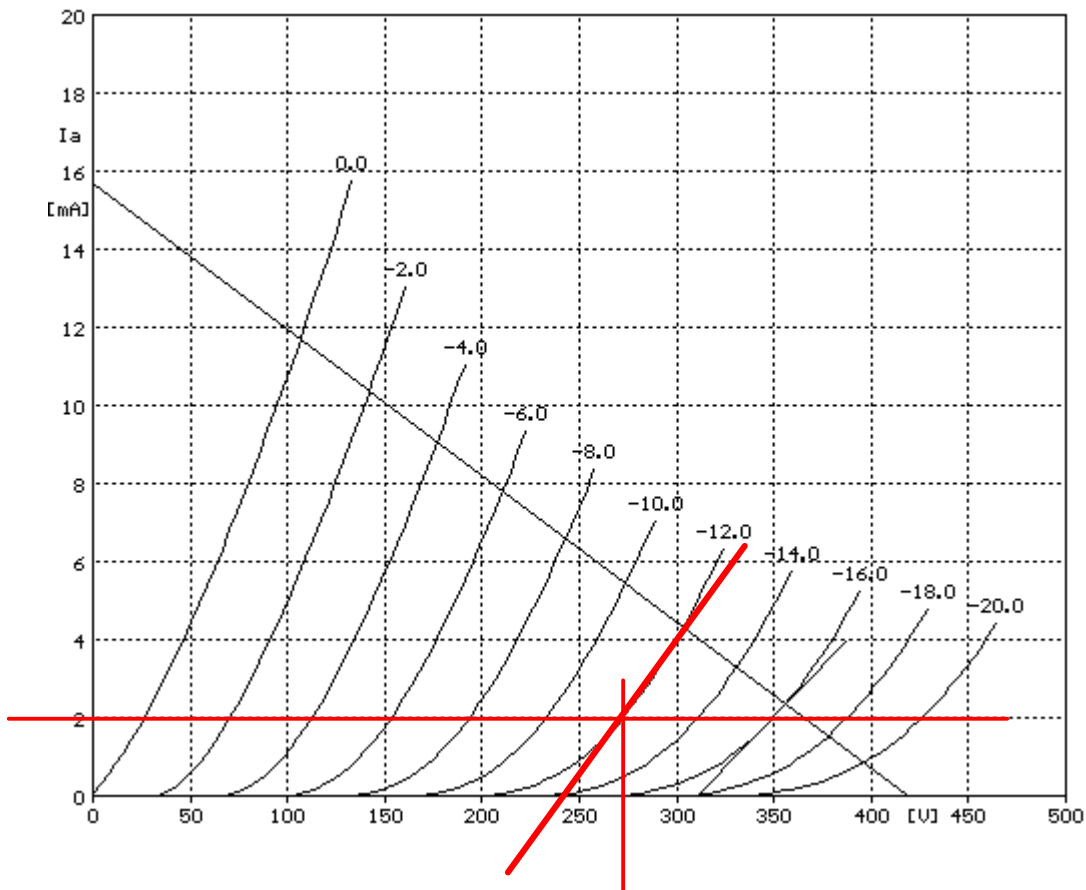
Dies kann mit der dafür üblichen Standardformel geschehen:

$$V = (\mu \cdot R_A) / (R_i + R_A) \quad \text{mit } \mu = 20 \text{ aus Datenblatt}$$

R_A ist der Anodenwiderstand

R_i ist der Innenwiderstand der Triode

Nun muß noch der, vom Arbeitspunkt abhängige, Innenwiderstand R_i bestimmt werden. Dies geschieht dadurch, daß an die U_a / I_a -Kennlinie, hier für die bereits bestimmte Gittervorspannung von $-12V$, an der Stelle, an der sie die 2mA-Achse schneidet eine Tangente angelegt wird. Die Steigung dieser Tangente entspricht dem gesuchten Innenwiderstand.



Bestimmung des Innenwiderstands aus dem Kennlinienfeld

Man kann ungefähr $60\text{V} / 2\text{mA} = 30\text{k}\Omega$ ablesen.

Die Verstärkung ist dann:

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

$$V = (20 \cdot 30) / (30 + 30) \quad \text{mit } \mu = 20 \text{ aus Datenblatt. } R_i = 30\text{K und } R_A = 30\text{K}$$

$$V = 10$$

Bezug: Ausgangssignal ZWISCHEN beiden Anoden

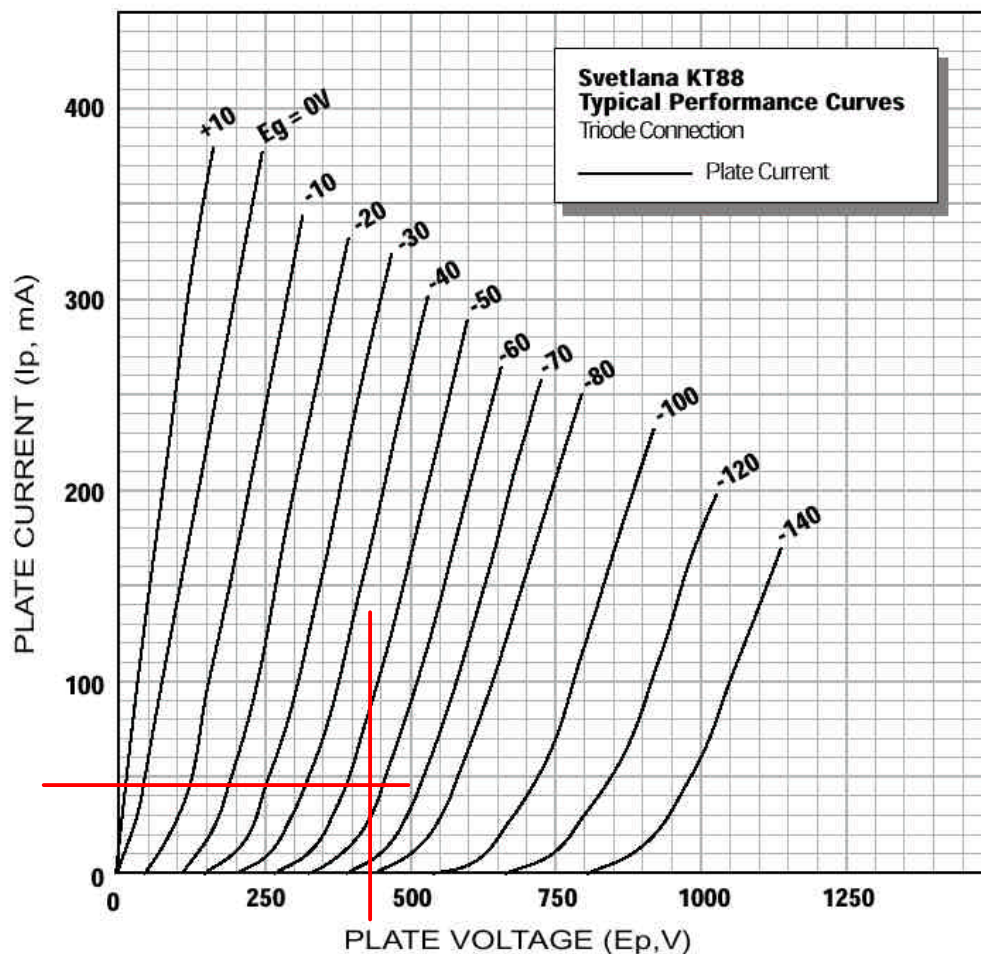
In der hier vorgesehenen Anwendung interessieren jedoch die von den jeweiligen Anoden gegen Masse abgreifbaren Ausgangsspannungen, da diese dann zur gegenphasigen Ansteuerung der folgenden Stufe benötigt werden. Die Verstärkung vom Eingang zu EINEM der Ausgänge ist dann 5.

In dieser Betrachtung ist noch immer der „Signalverlust“ um ca. 10% durch die kathodenseitige Signalkopplung zwischen den beiden Zweigen vernachlässigt. Dieser wird bei der realisierten Schaltung durch eine umgekehrt proportionale Erhöhung des Anodenwiderstands kompensiert, so daß die Vernachlässigung auch weiterhin gerechtfertigt bleibt.

Gegentaktstufe mit KT 88

Die folgenden Rechnungen basieren auf der Annahme, dass im Arbeitspunkt ein Anodenstroms von ca. 50mA fließt. Dies bietet eine ausreichende Genauigkeit für eine Abschätzung der folgenden Berechnungen. Diese Annahme ist dadurch begründet, daß dieser Strom mittels Abgleichpotentiometer gezielt eingestellt wird.

Da sich das Schirmgitter im Ruhezustand auch bei der hier verwendeten Ultralinearschaltung auf Anodenpotential befindet (Die Primärimpedanz des Übertragers ist bei Gleichstrom vernachlässigbar) muß hier die Kennlinienschar für die Triodenschaltung verwendet werden:



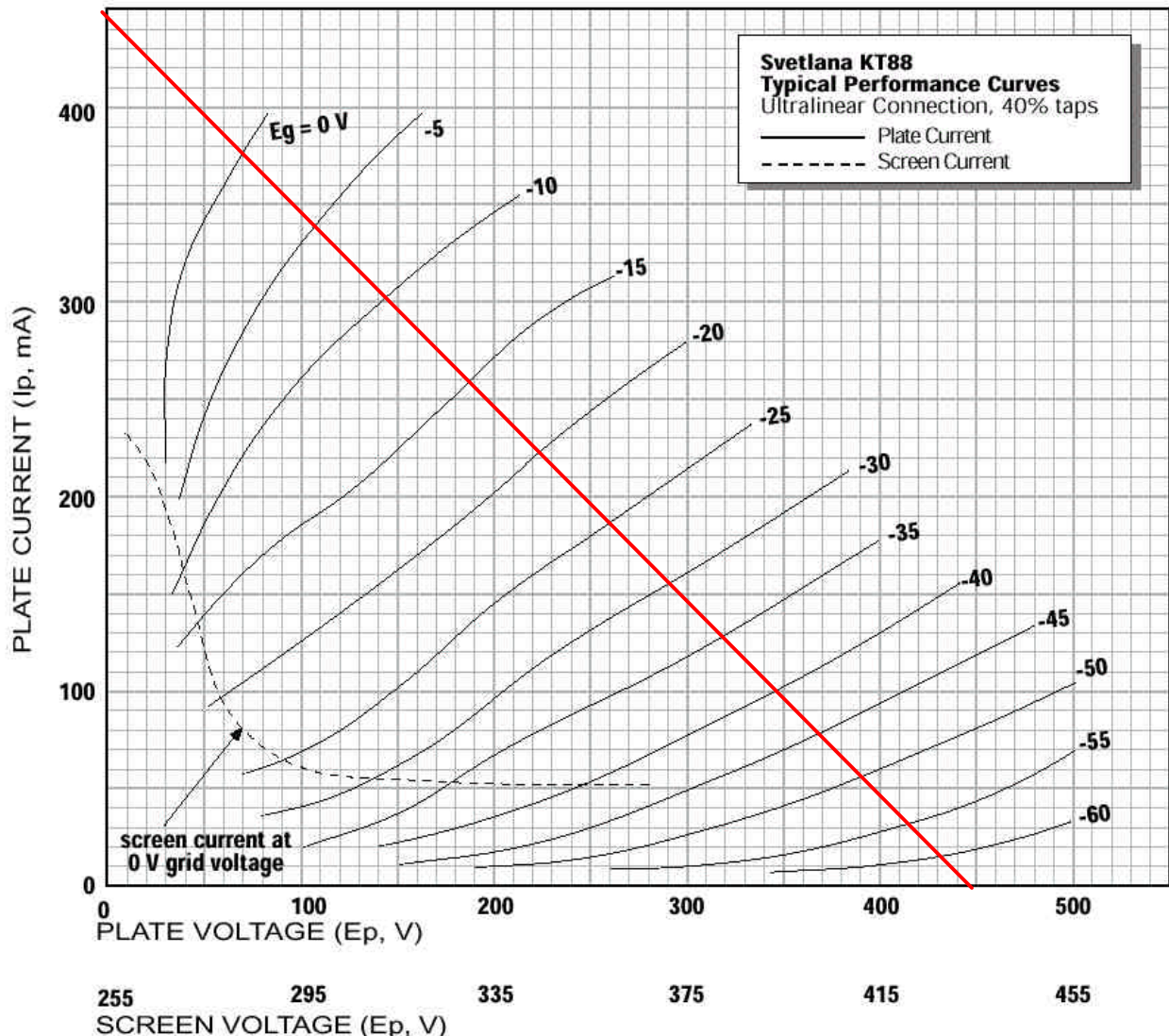
Der Arbeitspunkt liegt nach Kennlinienfeld bei U_g = ungefähr -55V, wenn der Anodenstrom mit 50mA angenommen wird und eine Anodenspannung von U_a = 450V anliegt.

Die Gittervorspannung von U_g = -55V lässt eine Peak-to-Peak Spannung von ca. 100V am Steuergitter zu.

Nun soll die Ausgangsleistung der Stufe abgeschätzt werden:

Die Primärimpedanz des Ausgangsübertragers ist 4 k Ω m. Dies bezieht sich auf die Gesamtheit der Primärwicklung. Der für eine Röhre wirksame Arbeitswiderstand ist dann 1 k Ω m (Verhältnis von Impedanz zu Windungszahl ist quadratisch, halbe Windungszahl => $\frac{1}{4}$ der Impedanz)

Damit läßt sich die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld eintragen:



Kennlinienfeld mit Arbeitsgerade für $R_{aa} = 4k\Omega$ m (Arbeitswiderstand für EINE Röhre = 1k Ω m)

Es wird für die folgende Betrachtung die Ansteuerung der Stufe mit einem reinen Sinussignal angenommen.

Es wird für die folgende Betrachtung weiterhin vereinfachend angenommen, daß die Stufe in reinem B-Betrieb arbeitet, daß also jeweils eine Röhre eine Halbwelle des Ausgangssignals „beisteuert“ und die jeweils andere Röhre während dieser Halbwelle vollständig gesperrt ist.

Aufgrund der Kompensation gleichgerichteter Stromanteile beider Röhren durch die Arbeitsweise des Ausgangsübertragers gibt diese Betrachtungsweise auch das Verhalten im A-Betrieb richtig wieder.

Es ist ersichtlich, daß bei maximaler Aussteuerung der Röhre ca. 350 mA fließen können.

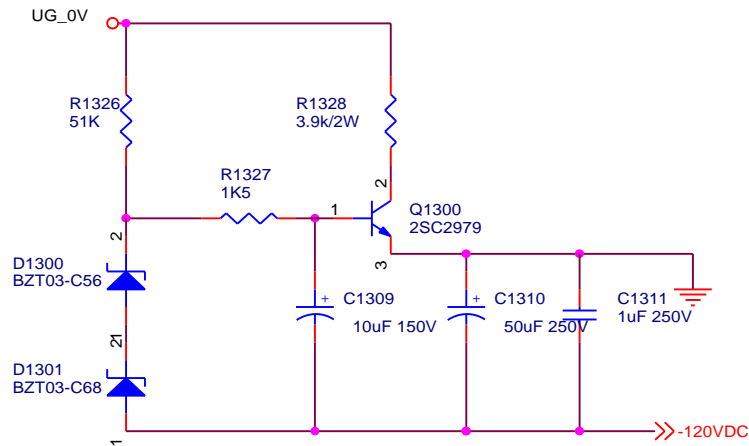
Das bedeutet einen Scheitelwert der von dieser Röhre „gelieferten“ Halbwelle von 350mA.

In der nächsten Halbperiode des Signals liefert die gegenüberliegende Röhre ebenfalls eine Halbwelle mit 350mA Scheitelwert. Durch das Zusammenwirken beider Röhren wird der +450V-Versorgung also ein Effektivstrom von $350\text{mA} / 1,41 = 250\text{mA}$ entnommen. Die effektive Signalspannung ist $450\text{V} / 1,41 = 320\text{V}$. Damit ergibt sich eine Leistung von $320\text{V} * 250\text{mA} = 80\text{W}$. Diese Leistung wird über den Ausgangsübertrager an den Lautsprecher weitergegeben.

Negative Gittervorspannung

Für die negative Gittervorspannung in der Gegentaktstufe wird eine stabilisierte Spannung von $U_g = -120V$ benötigt. Es wird eine Transistorschaltung mit Zener-Diode zur Stabilisierung verwendet.

Schaltplan:



Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q1300:

2SC2979 Hitachi, $V_{CE0} = 800V$, $n_{fe\ min} = 18$, NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R1328**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung: $226V \cdot 0,9 = 203,4V$

$$R1328 = (203,4V - 123V) / 15mA = 5,6k\Omega \quad \Rightarrow \quad \mathbf{4,7k\Omega}$$

$$P = (15mA)^2 \cdot 4,7k\Omega = 1,06W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung: $226V \cdot 1,1 = 248,6V$

$$? U = 248,6V - (15mA \cdot 4,7k\Omega) - 123V = 55,1V$$

$$P = 55,1V \cdot 15mA = 0,83W$$

- 4) Auswahl Kühlelement:

$$\text{Festlegung: } T_{j\ max} : = 110^\circ$$

$$T_U : = 60^\circ$$

$$R_{th\ ges} = (110^\circ - 60^\circ) / 0,83W = 50^\circ / 0,83W = 60,5^\circ C/W = 60,5K/W$$

$$R_{th\ int} = 5K/W$$

$$R_{th\ K\ u\ h\ l\ e\ m\ e\ n\ t} = 60,5 K/W - 5 K/W = 55,5 K/W$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W

5) Auswahl Zenerdioden **D1300, D1301**:

Zwei Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl wird berücksichtigt, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtsperrspannung der Zenerdioden 124V beträgt:

D1300 : BZT03-C56: 56V Sperrspannung

D1301 : BZT03-C68: 68V Sperrspannung

Es ergibt sich somit eine Gesamtsperrspannung von 124V.

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R1326**:

$$\text{Bestimmung } I_{\text{Basis}} : I_{D \text{ max}} = I_{\text{Last}} / n_{\text{fe min}} = 15\text{mA} / 18 = 0,833\text{mA}$$

$$I_{Z \text{ min}} = 1\text{mA}$$

$$I_{\text{ges}} = I_Z + I_{D \text{ max}} = 1\text{mA} + 0,833\text{mA} = 1,833\text{mA}$$

Bei 10% Netzunterspannung:

$$R_V = (203,4\text{V} - 123\text{V}) / 1,83\text{mA} = 43\text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \mathbf{51\text{k}\Omega}$$

Bei 10% Netzüberspannung:

$$I_{\text{ges}} = (248,6\text{V} - 123\text{V}) / 51\text{k}\Omega = 2,46\text{mA}$$

$$P = (I_{\text{ges}})^2 * R_V = (2,46\text{mA})^2 * 51\text{k}\Omega = 0,31\text{W} \quad \Rightarrow \quad 1\text{W}$$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R1327**:

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$$R = 1\text{V} / 0,833\text{mA} = 1,2\text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \mathbf{1,5\text{k}\Omega}$$

Das Netzwerk aus Widerständen und Potentiometern zwischen den Steuergittern und Kathoden der Endröhren stellt die Gittervorspannung ein.

Maximalwert: x = -U_g Potenzial; y = Spannung an Pin5 der KT88

$$R1341 + P1304 = 83\text{k}\Omega$$

$$P1301 + R1312 = 105\text{k}\Omega$$

$$P1301 + R1313 = 105\text{k}\Omega$$

$$R1340 = 22\text{k}\Omega$$

$$R1312 = 100\text{k}\Omega$$

$$x / -120\text{V} = (83\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega) / (22\text{k}\Omega + 83\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega) \\ \Rightarrow x = -71\text{V}$$

$$y / -71\text{V} = 100\text{k}\Omega / 105\text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad y = \mathbf{-68\text{V}}$$

Minimalwert:

$$R1341 = 33\text{k}\Omega$$

$$P1301 + R1340 = 72\text{k}\Omega$$

$$x / -120\text{V} = (33\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega) / (72\text{k}\Omega + 33\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega \parallel 105\text{k}\Omega) \\ \Rightarrow x = -26\text{V}$$

$$y / -26\text{V} = 100\text{k}\Omega / 105\text{k}\Omega \Rightarrow y = \mathbf{-25\text{V}}$$

Inbetriebnahme

Zunächst wurde die (noch nicht mit den Röhren bestückte) Baugruppe mit der Stromversorgung verbunden, um die korrekte Anwesenheit der Anoden- Gitter- und Heizspannungen zu kontrollieren. Hierbei wurde eine Anodenspannung von 475V gemessen, da diese bei einer nicht mit Röhren bestückten Baugruppe noch unbelastet ist.

Anschließend wurde zunächst die Röhre EF86 bestückt und deren Arbeitspunkt durch Messung überprüft:

EF86	gemessener Wert	berechneter Wert
Betriebsspannung (an C1326)	165V	150V
Anodenspannung (an Pin6 der EF86)	73V	60V
Gittervorspannung (an Pin3 der EF86)	1,85V	1,5V
Schirmgitterspannung (an Pin1 der EF86)	88V	75V

Nun wurde die Röhre 6SN7 bestückt und die Arbeitspunkte der mit ihr aufgebauten Stufe durch Messung überprüft:

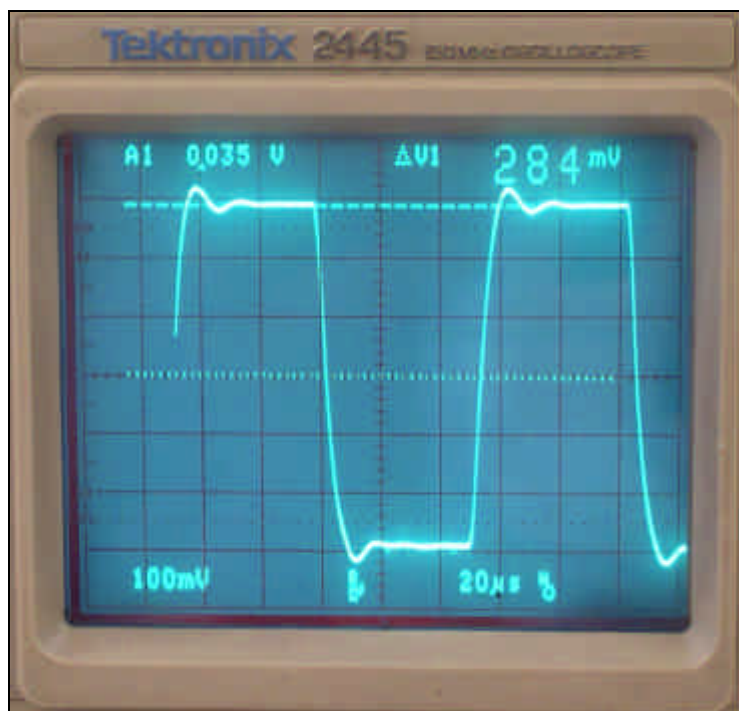
6SN7	gemessener Wert	berechneter Wert
Spannung an Kathode (Pin3)	83V	80V
Betriebsspannung (an C1324)	440V	420V
Anodenspannung (Pin2)	370V	340V

Die Abweichungen zu den berechneten Werten sind im Rahmen der für derartige Betrachtungen üblichen Toleranzen und daher hinreichend gering. Ein großer Teil der Abweichungen kann dadurch erklärt werden, daß die Betriebsspannungen beider Stufen nicht stabilisiert sind. Da die Endröhren zum Zeitpunkt der Messung noch nicht bestückt waren, arbeitete das Netzteil praktisch im Leerlauf, womit sich eine Überhöhung der Versorgungsspannung der Baugruppe ergab, die sich in den verschobenen Arbeitspunkten widerspiegelt.

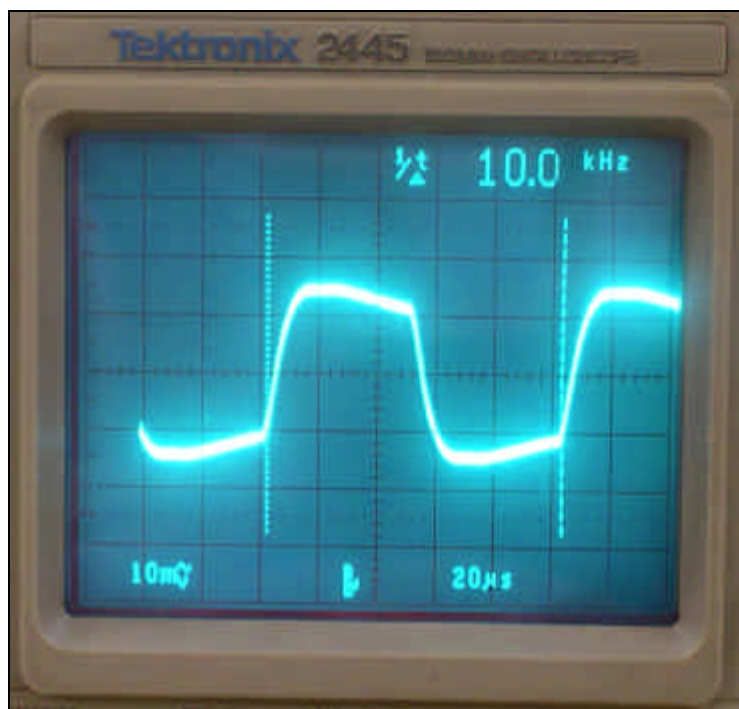
Die Funktion der beiden Verstärkerstufen wurde mit verschiedenen Eingangssignalen überprüft. Die Stufen verhielten sich erwartungsgemäß.

Anschließend wurden die Endröhren bestückt. Die Gittervorspannungen wurde zunächst soweit negativ wie möglich eingestellt, um eine Zerstörung der Endröhren durch Überstrom zu vermeiden. Anschließend wurde die Gittervorspannung vorsichtig vermindert, bis ein Ruhestrom von 50mA durch beide Endröhren floss.

Dann wurde das Verhalten der Endstufe bei Beaufschlagung mit einem Eingangssignal untersucht. Anstelle eines Lautsprechers wurde ein 40Ohm-Drahtwiderstand an den Ausgangsübertrager angeschlossen. Es konnte sofort festgestellt werden, daß der Verstärker prinzipiell arbeitete. Die Gegenkopplung wurde durch iteratives Verändern des 25k-Potis (zwischen Lautsprecherausgang und Kathodenkreis der EF86) und des ihm parallelgeschalteten Kondensators auf optimales Rechteckübertragungsverhalten eingestellt. Hierbei wurde dann im weiteren Verlauf anstelle des Drahtwiderstands eine Lautsprecherbox als Last angeschlossen. Es zeigte sich rasch und eindeutig bei abwechselndem Anschluß von Rechteckgenerator und CD-Player und dem Ausprobieren verschiedener Einstellungen der Gegenkopplung, daß sich bei einem leichten Überschwingen des Rechtecks (Abklingzeit des Überschwingers 3 Halbperioden,) ein optimaler Klangeindruck einstellt.

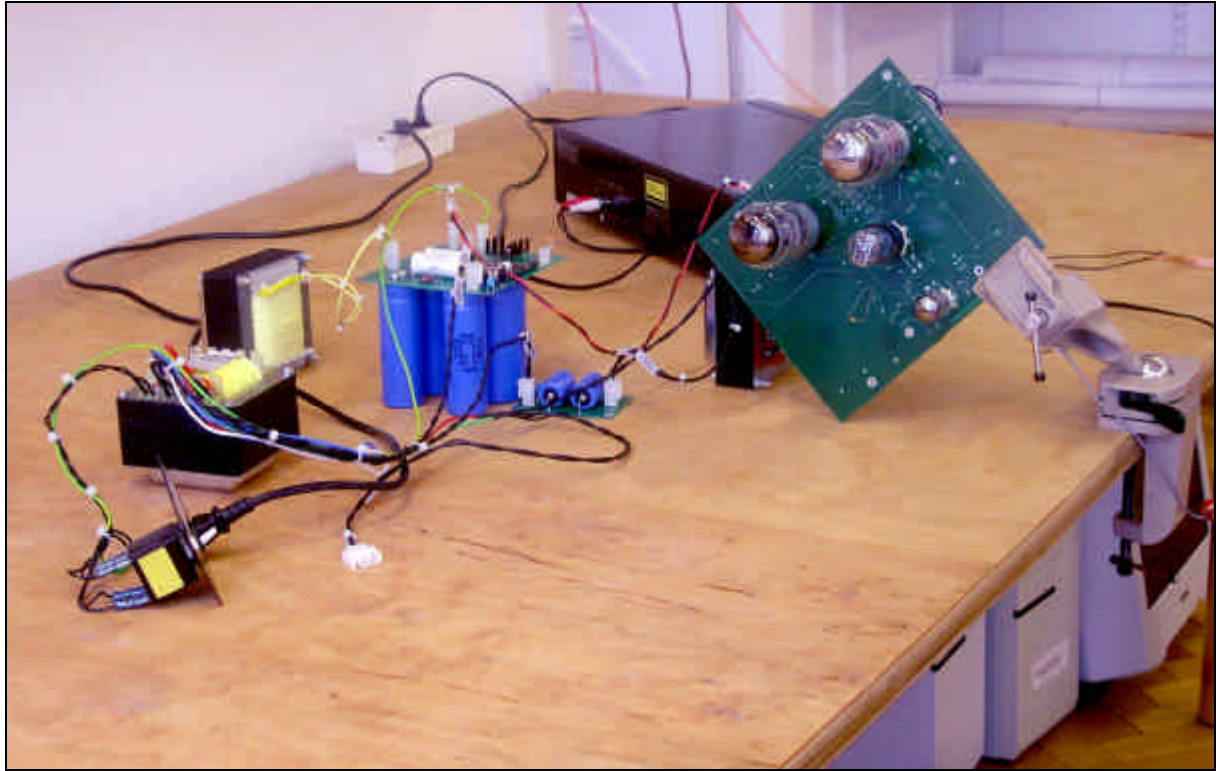


Mit dem optimalen Klangeindruck korrelierende Kurvenform bei Beaufschlagung mit Rechtecksignal



Dazugehöriger Stromverlauf durch den Lautsprecherkreis, gezeigt durch Spannungsverlauf an 0.1 Ohm Shunt in Lautsprecherleitung (Tastkopf 1 zu 1)

Eine weitere Untersuchung der Schaltung zeigte jedoch, daß sich nur eine Ausgangsleistung von ca. 10W erzielen ließ, bevor der Verstärker in die Begrenzung ging. Es stellte sich nach langem Suchen heraus, daß das Datenblatt des Ausgangsübertragers einen Druckfehler bezüglich der Pinbelegung enthielt.



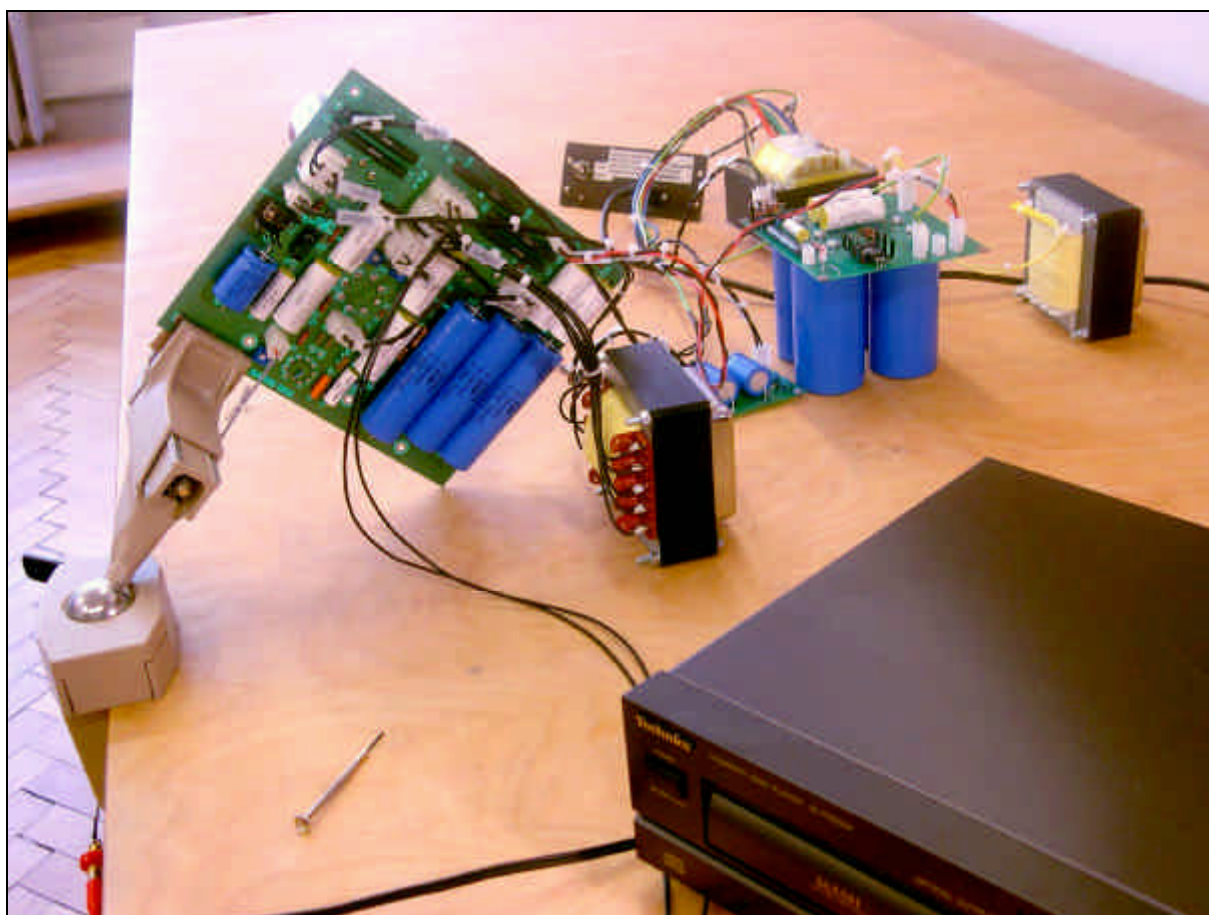
Testaufbau mit Netzteil und CD-Player

Die 4 Ohm-Last wurde infolgedessen zwischen den 8- Ohm und den 4-Ohm Abgriff des Ausgangstransformators geschaltet, womit sich eine Fehlanpassung der Endstufe ergab. Die Korrektur der Verdrahtung (nach dem bereits im Internet vorhandenen korrigierten Datenblatt) führte dann zur erwarteten Ausgangsleistung:

Die maximale meßbare Amplitude eines unverzerrten Sinussignals bei 1kHz an einem 40Ohm Drahtwiderstand betrug $U_{peak} = 18,2V$. Das entspricht einer Leistung von $P = u_{eff}^2 / R = (18,2V / 1,41)^2 / 40\Omega = 41,4W$. Man ist zunächst über die große Abweichung vom theoretisch abgeschätzten Wert 80W erstaunt.

Die Betriebsspannung in dieser Betriebssituation wurde ebenfalls gemessen, sie betrug 415V. Die Restspannung an den Anoden der Endröhren beim Einsatz der Begrenzung ist ca. 60V. Die für eine Röhre (B-Betrieb) wirksame Primärimpedanz des Ausgangsübertragers ist 1 kOhm. Der ohmsche Widerstand der Primärwicklung des Ausgangstrafos ist 78 Ohm, für jede Röhre ist dann 39 Ohm wirksam, der Kathodenwiderstand ist 10 Ohm. Man hat dann insgesamt eine wirksame Belastung der Röhre $1k\Omega + 39\Omega = 1,04\ k\Omega$. Der tatsächlich durch die Röhre fließende Strom ist dann: $(415V - 60V) / 1,04\ k\Omega = 355V / 1,04k\Omega = 340\ mA$. Hierbei handelt es sich bei Strom und Spannung um die Scheitelwerte des größten, gerade noch unverzerrt übertragbaren Signals. Die Effektivwerte sind dann 251V und 240 mA. Das ist eine primärseitige Leistung von 60,2W. Hierbei sind aber nun noch die ohmschen Verluste durch den Wicklungswiderstand abzuziehen: $0,04\ k\Omega * 240mA = 9,6V$. Man erhält dann eine tatsächlich in den Übertrager eingespeiste Leistung von: $(251V - 9,6V) * 0,24A = 241,4V * 0,24A = 58\ W$.

Die gemessenen 41,4 W sind ca. 70% der zu erwartenden 58W. Der Grund für die Abweichung liegt in verschiedenen Meßungenauigkeiten und Toleranzen. Hierbei ist zu beachten, daß die quadratische Abhängigkeit der Leistung von der Spannung bei relativ geringen spannungsbezogenen Meßfehlern zu relativ großen leistungsbezogenen Fehlern führen.

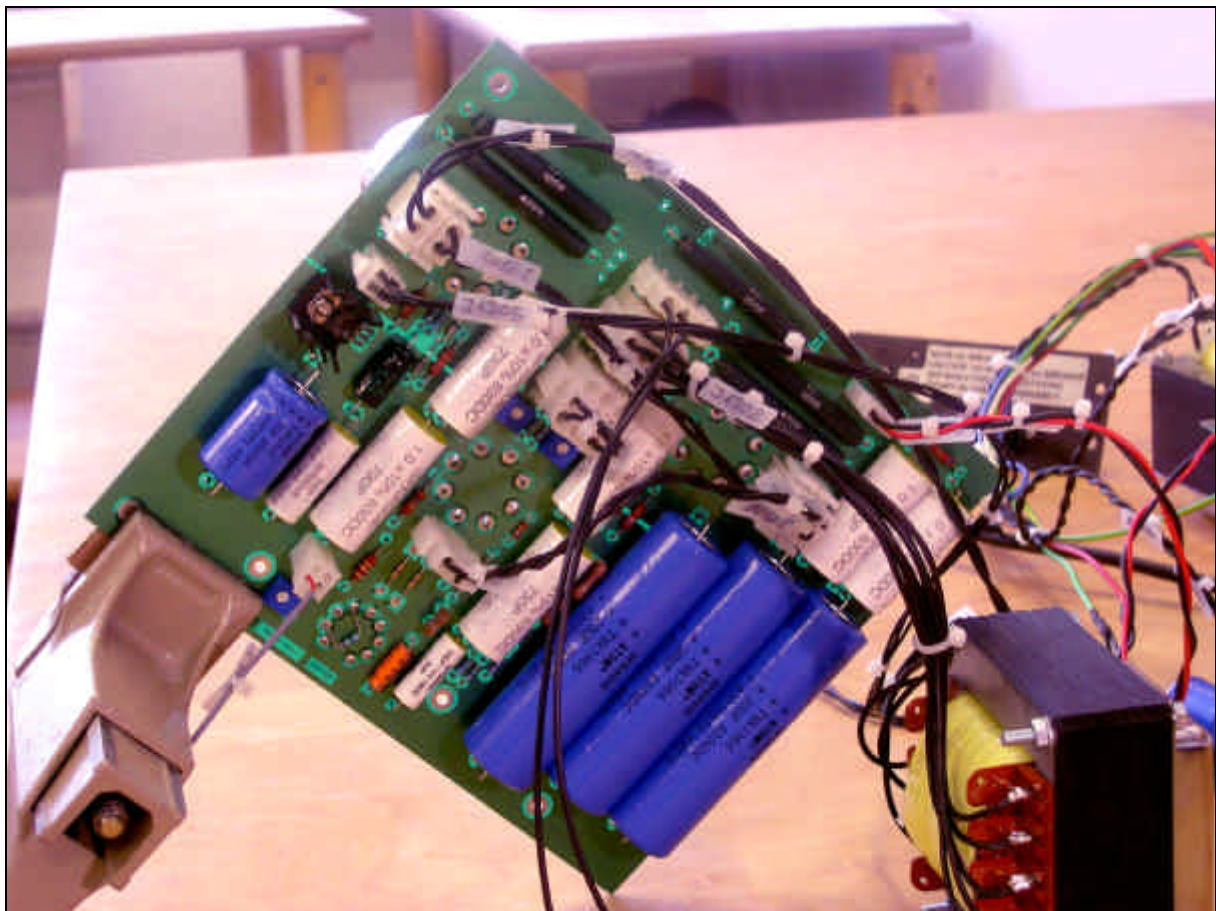


Testaufbau, Ansicht von der gegenüberliegenden Seite

Eine detaillierte Untersuchung des Rechteckverhaltens im oberen Leistungsbereich zeigte, daß ab ca. 10W Ausgangsleistung bei steilen Flanken oder Sinussignalen im oberen Audio-Frequenzbereich starke Verzerrungen auftraten.

Diese Verzerrungen haben die folgende Ursache: Bei (zu) starker Aussteuerung der Endröhren KT88 wird deren Gitter gegenüber der Kathode positiv. Daraus resultiert ein nicht unerheblicher Stromfluß zwischen Gitter und Kathode der Endröhren. Dieser Strom wird dem ansteuerndem Zweig der mit der Röhre 6SN7 aufgebauten Differenzverstärkerstufe entnommen. Damit wird das Stromgleichgewicht in dieser Stufe durcheinandergebracht, womit auch das Ansteuersignal für die andere der beiden Endröhren stark verzerrt wird. Bei den anderen Endstufenschaltungen, die im Rahmen dieses Projekts realisiert wurden, ist zwischen Phasenumkehr und den KT88-Endröhren noch eine Treiberstufe dazwischengeschaltet. Daher kann keine Rückwirkung eines eventuell fließenden Gitterstroms auf die Phasenumkehr auftreten. Die EICO-Stufe hat hier also einen strukturellen Nachteil, der jedoch erst bei Lautstärken, die bereits als unangenehm empfunden werden, auftreten. Unterhalb dieser Schwelle ist das Übertragungsverhalten der Stufe sehr gut.

Es soll nun noch erklärt werden, warum der beschriebene Effekt nur bei der Kombination von großen Amplituden und hohen Frequenzen (der in natürlicher Musik praktisch nicht vorkommt) auftritt. Der Grund ist die Gegenkopplung des Verstärkers. Da der nicht gegengekoppelte Verstärker hohe Frequenzen im Verhältnis zu tieferen Frequenzen weniger stark verstärkt, führt die Arbeitsweise der Gegenkopplung zu einem relativen Anstieg der Steuerspannung für die Endröhren mit der Signalfrequenz.



Im Testaufbau kontaktierte Leiterplatte

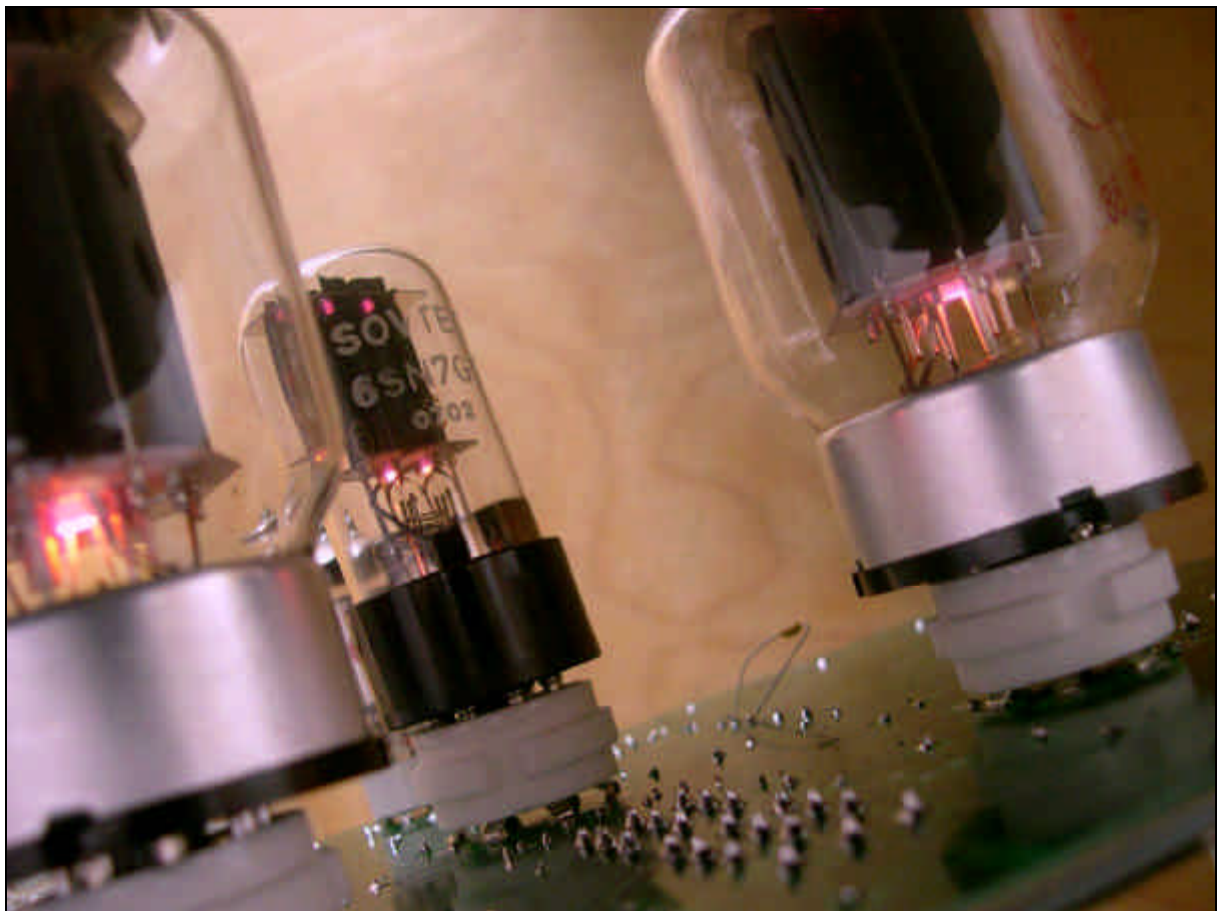
Es konnten die folgenden Frequenzgänge gemessen werden:

Die Nutzsignalbandbreite definiert sich über die Frequenzpunkte (= Grenzfrequenzen), an denen die Leistung um 3dB absinkt. Das entspricht einer Spannungsreduktion auf 84%.

Die folgende Tabelle zeigt eine Gegenüberstellung dieser Grenzfrequenzen für verschiedene Leistungen:

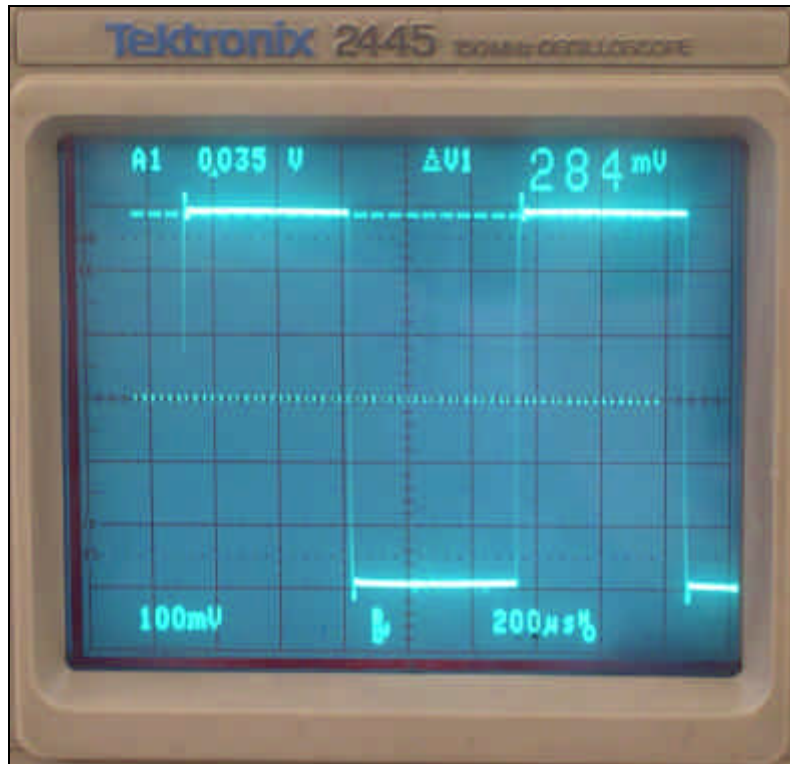
	Untere Grenzfrequenz	Obere Grenzfrequenz	Verzerrungen
maximale Leistung (41,4W)	25Hz	36kHz	Ab 7kHz
Nennleistung 25W	19Hz	100kHz	Ab 15kHz
Kleinleistung 10W	15Hz	140kHz	Ab 25kHz

Es fällt hierbei auf, daß die Werte nur bedingt aussagekräftig sind, da die Übertragung zu tiefen Frequenzen hin durch Sättigungseffekte im Kern des Ausgangsübertragers begrenzt wird. Die Übertragung im oberen Frequenzbereich wird durch die in diesem Bereich auftretenden Verzerrungen (durch die Rückwirkung der Gitterströme auf die Phasenumkehr) begrenzt.

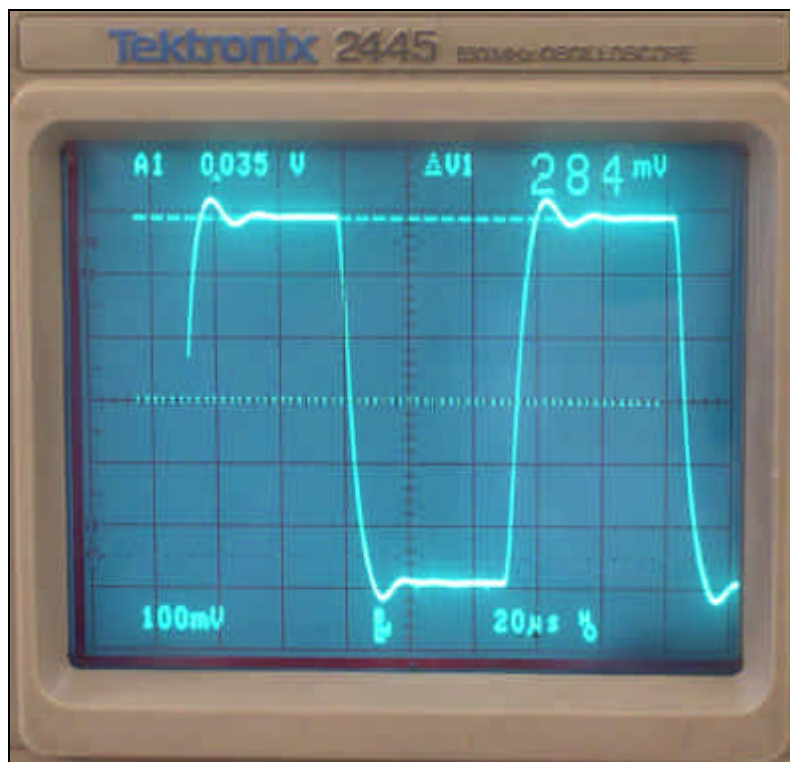


Leiterplatte im Testbetrieb

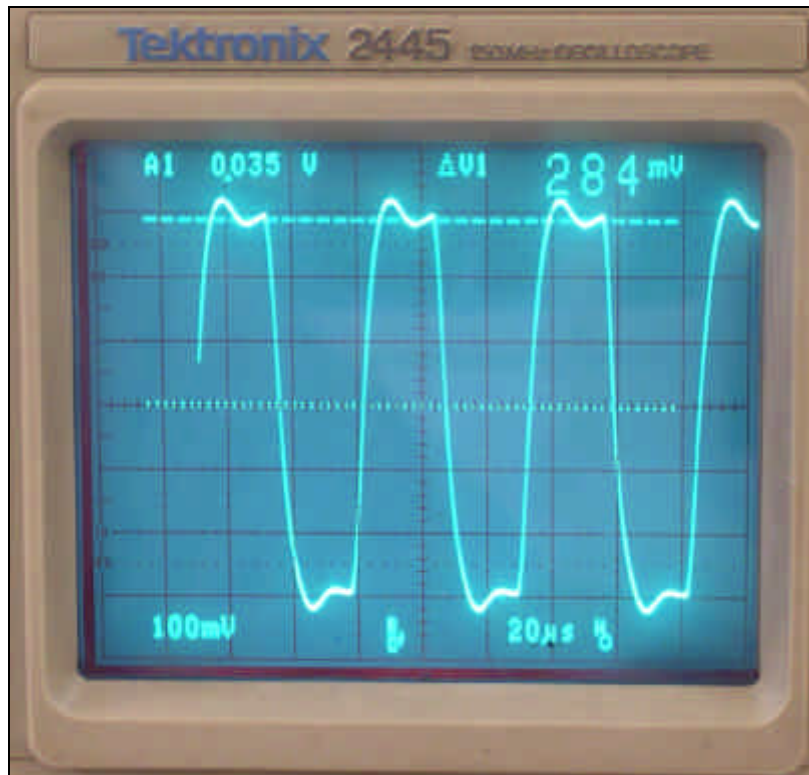
Weiterhin wurden die Rechteckantworten des Verstärkers aufgezeichnet.
Zunächst wurde das Verhalten im Kleinsignalbereich untersucht:



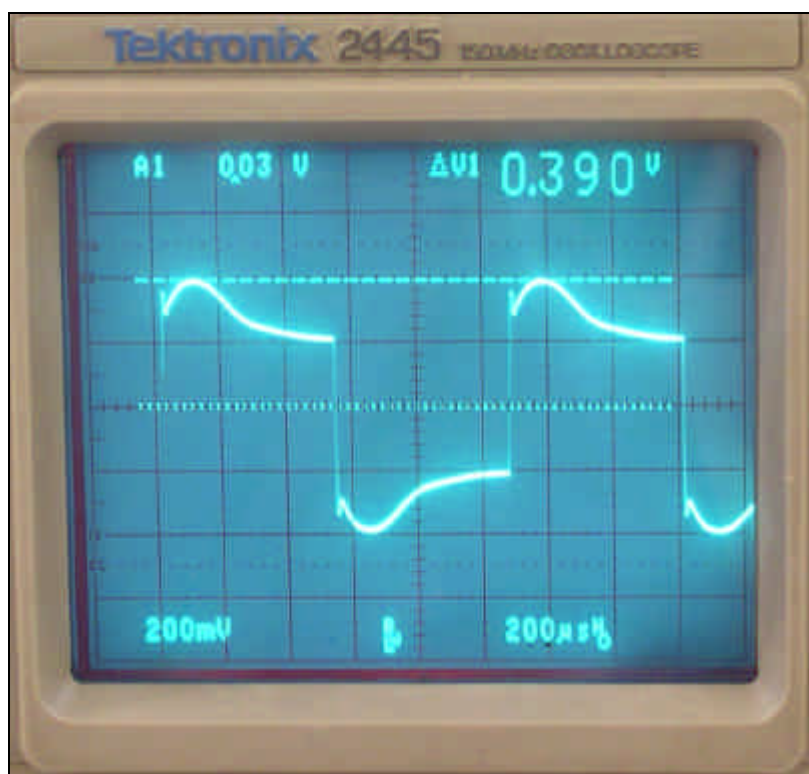
Ansteuerung mit Rechtecksignal 1kHz an Drahtwiderstand 4 Ohm
(Tastkopf 1 zu 10)



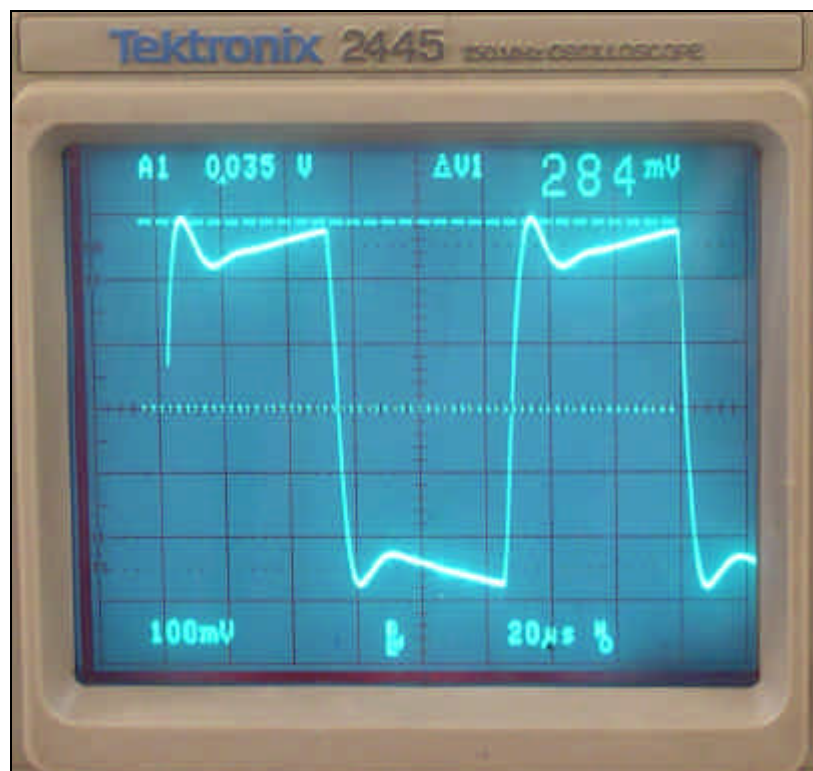
Ansteuerung mit Rechtecksignal 10kHz an Drahtwiderstand 4 Ohm
(Tastkopf 1 zu 10)



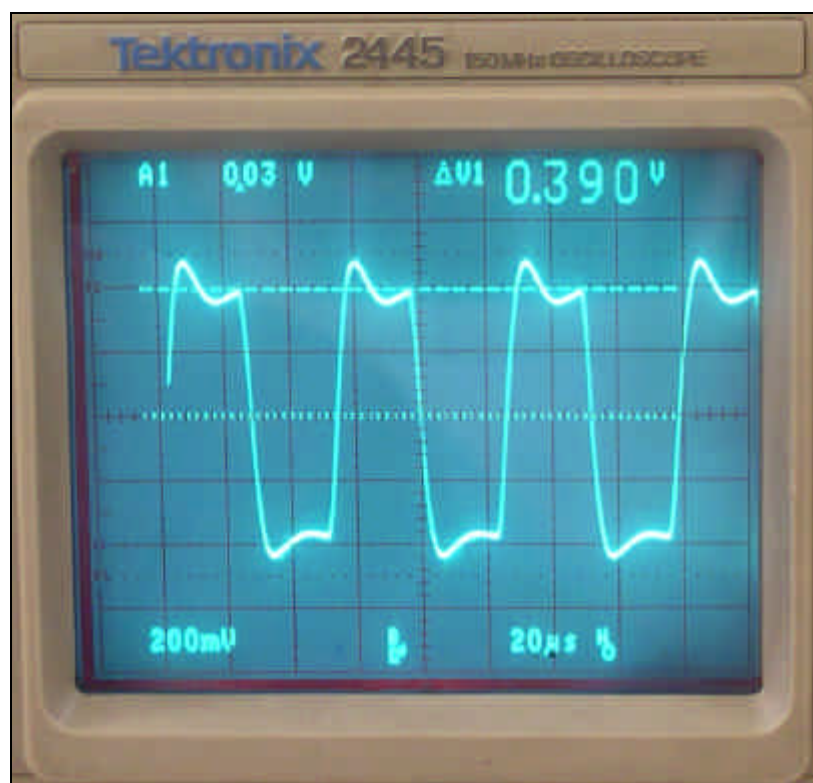
Ansteuerung mit Rechtecksignal 20kHz an Drahtwiderstand 4 Ohm
(Tastkopf 1 zu 10)



Ansteuerung mit Rechtecksignal 1kHz an Lautsprecherbox 8 Ohm
(Tastkopf 1 zu 10)

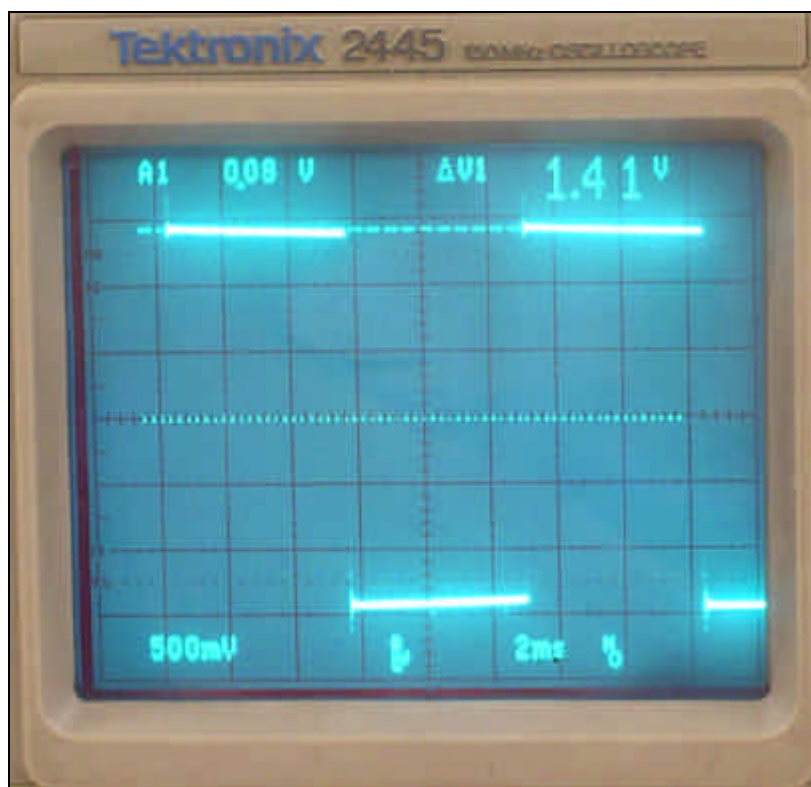


Ansteuerung mit Rechtecksignal 10kHz an Lautsprecherbox 8 Ohm
(Tastkopf 1 zu 10)

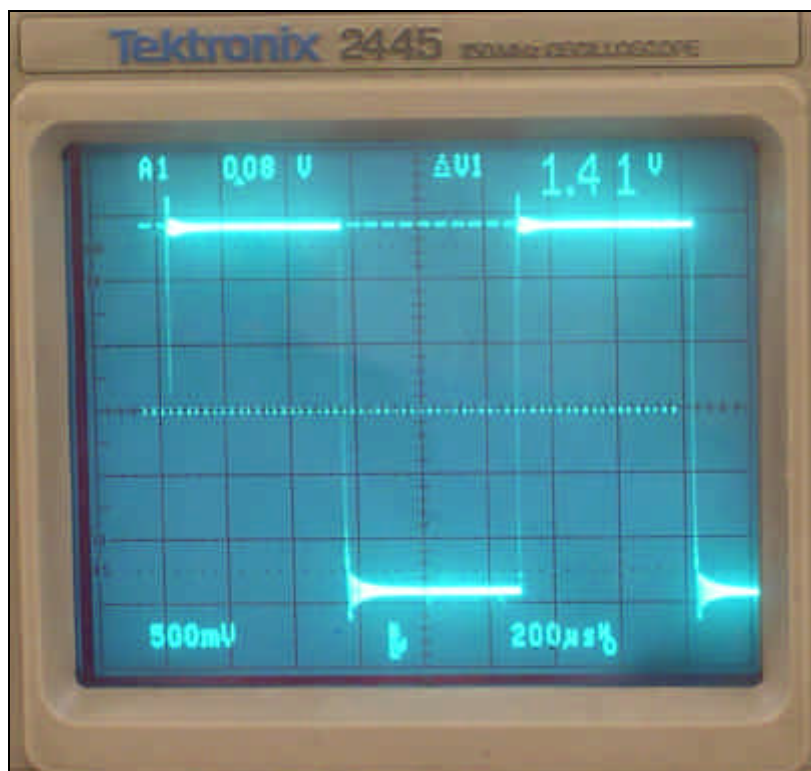


Ansteuerung mit Rechtecksignal 20kHz an Lautsprecherbox 8 Ohm
(Tastkopf 1 zu 10)

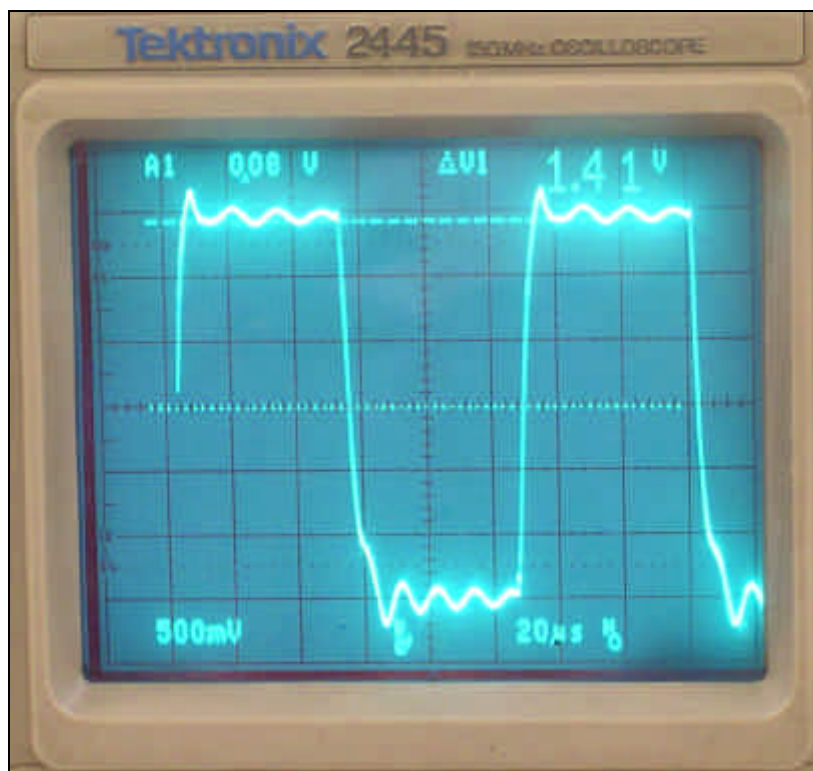
anschließend wurde das Verhalten bei größeren Leistungen untersucht:



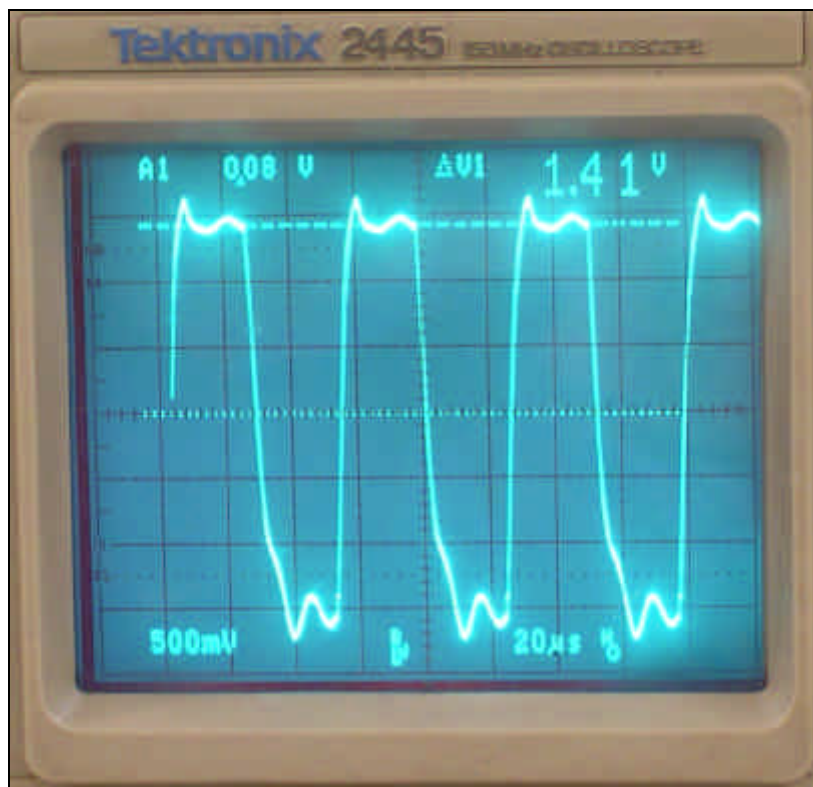
Rechteckantwort 100Hz an 4 Ohm Last (Widerstand):
(Tastkopf 1 zu 10)



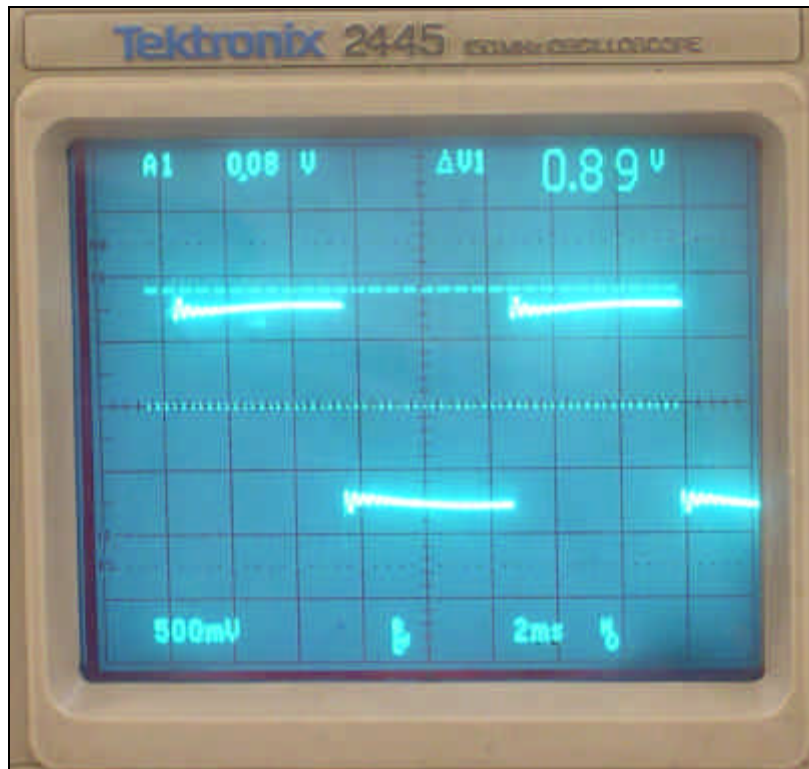
Rechteckantwort 1kHz an 4 Ohm Last(Widerstand):
(Tastkopf 1 zu 10)



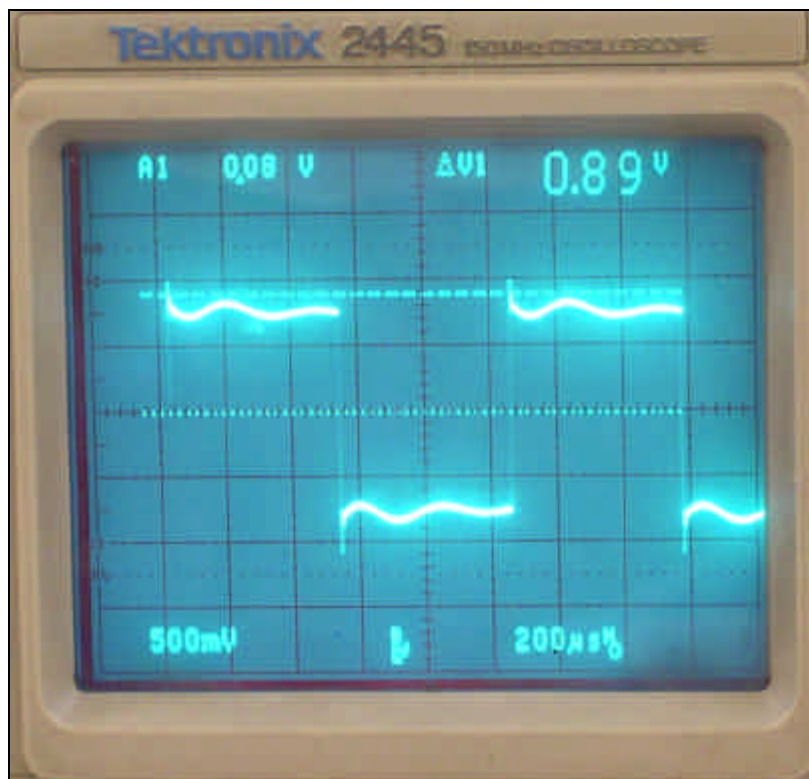
Rechteckantwort 10kHz an 4 Ohm Last(Widerstand)::
(Tastkopf 1 zu 10)



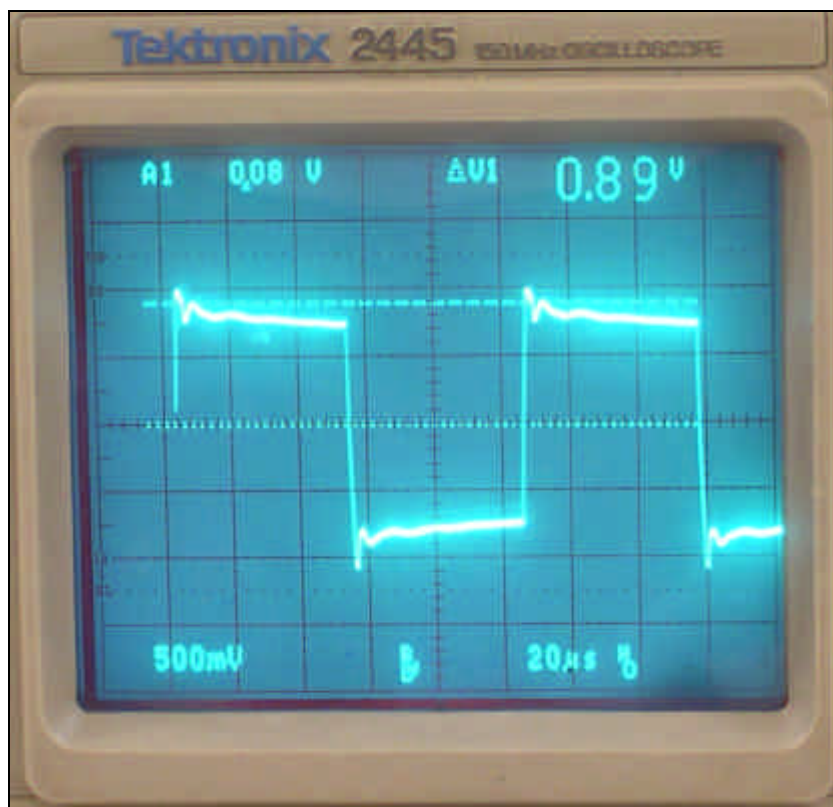
Rechteckantwort 20kHz an 4 Ohm Last(Widerstand)::
(Tastkopf 1 zu 10)



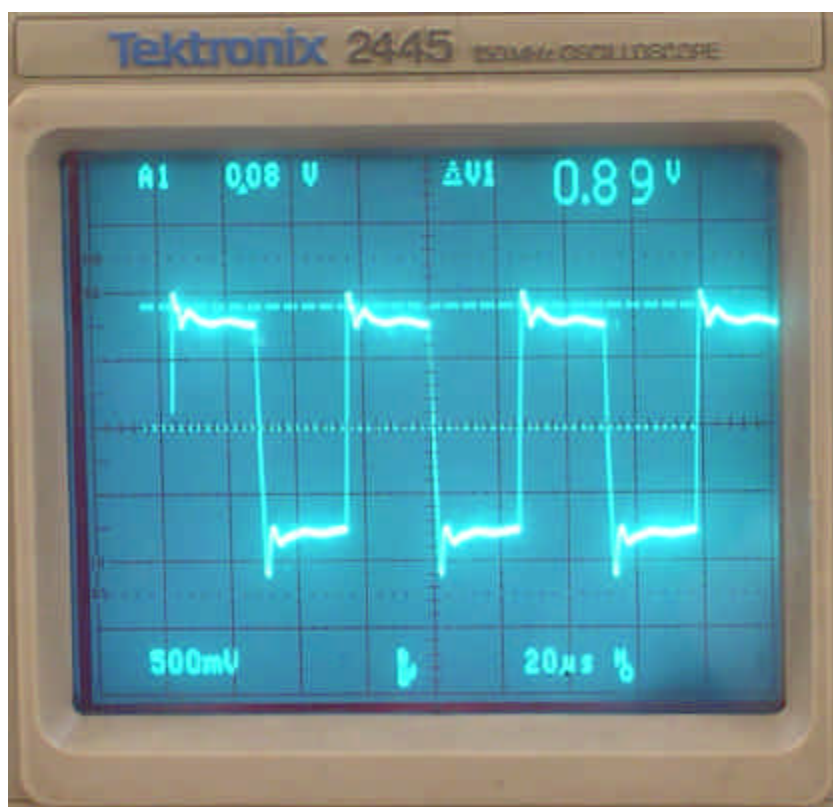
Rechteckantwort 100Hz an 8 Ohm Last (Lautsprecherbox):
(Tastkopf 1 zu 10)



Rechteckantwort 1kHz an 8 Ohm Last (Lautsprecherbox):
(Tastkopf 1 zu 10)



Rechteckantwort 10kHz an 8 Ohm Last (Lautsprecherbox):
(Tastkopf 1 zu 10)



Rechteckantwort 20kHz an 8 Ohm Last (Lautsprecherbox):
(Tastkopf 1 zu 10)

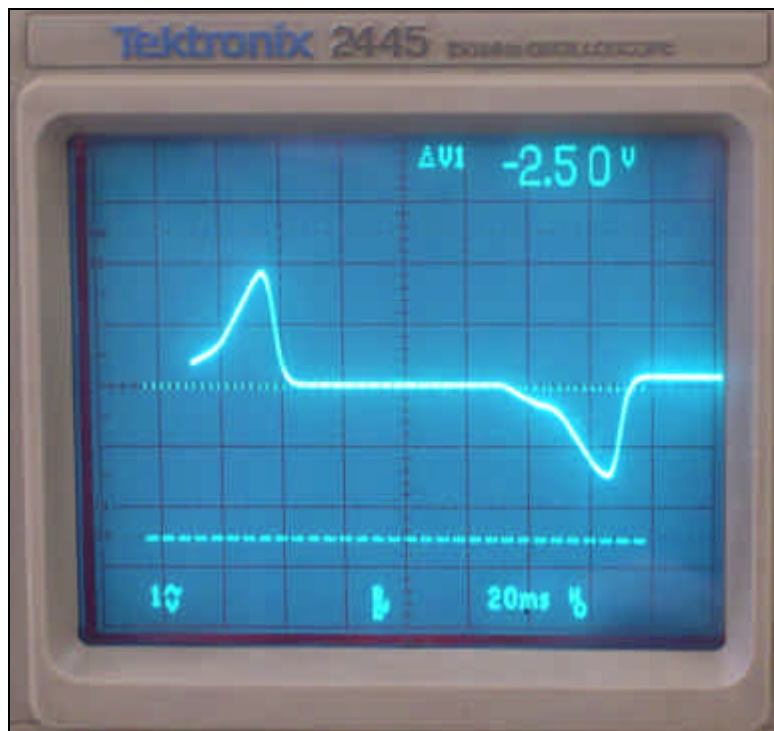
Weiterhin wurde der Frequenzgang des gegengekoppelten Verstärkers mit dem Frequenzgang bei deaktivierter Gegenkopplung verglichen:

Der Verstärker wurde für die folgenden Messungen mit einem Sinussignal gespeist und mit einem 4 Ohm Drahtwiderstand belastet. Alle Spannungsangaben verstehen sich als Scheitelwerte.

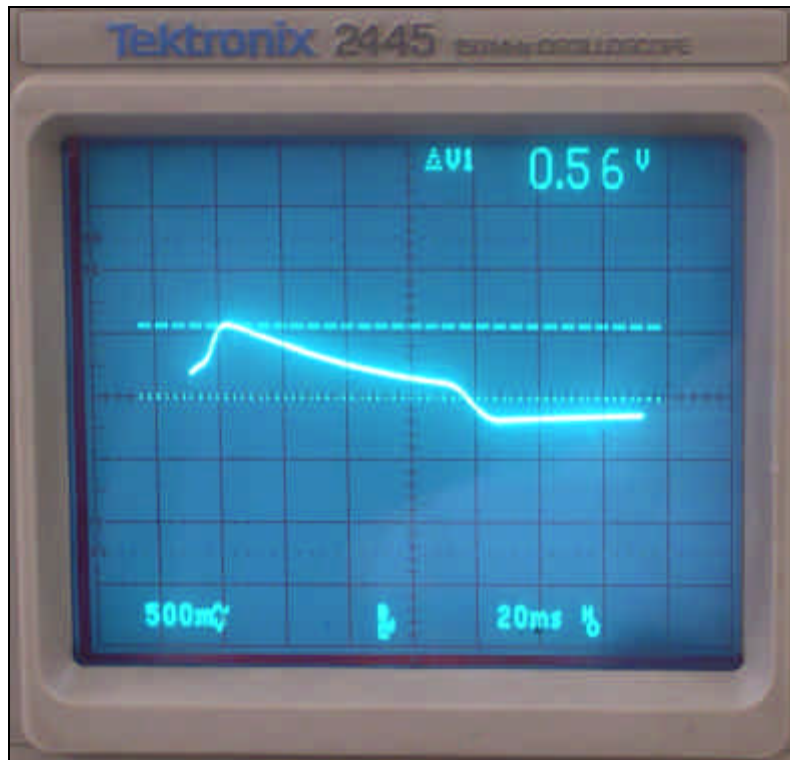
EICO:

Frequenz	ohne Gegenkopplung	mit Gegenkopplung	Verhältnis (Spannung)	Kommentar
1 kHz	14,1V	1,70V	-18,4 dB	Einstellung FG auf 25W Nennleistung
10 kHz	13,7V	1,70V	-18,0 dB	
20 kHz	12,5V, verzerrt	1,70V	-17,3 dB	
30 kHz	11,4V, verzerrt	1,70V	-16,5dB	
40 kHz	10,5V, verzerrt	1,75V	-15,5 dB	
50 kHz	9,3V, verzerrt	1,75V	-14,5 dB	
100 kHz	4,2V	1,75V	-7,6 dB	

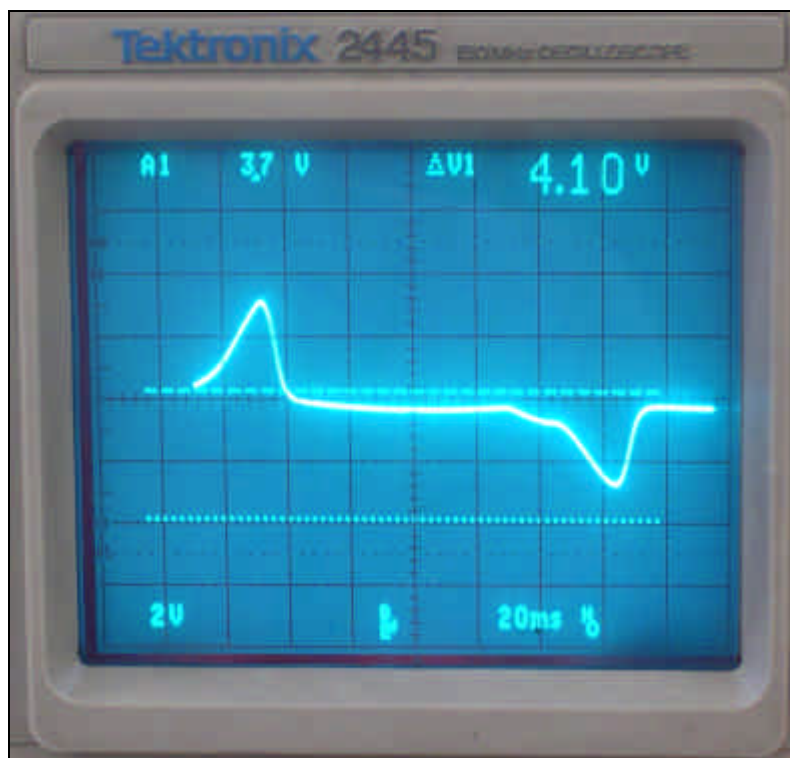
Weiterhin wurden die bei tiefen Frequenzen auftretenden Sättigungseffekte untersucht und dokumentiert:



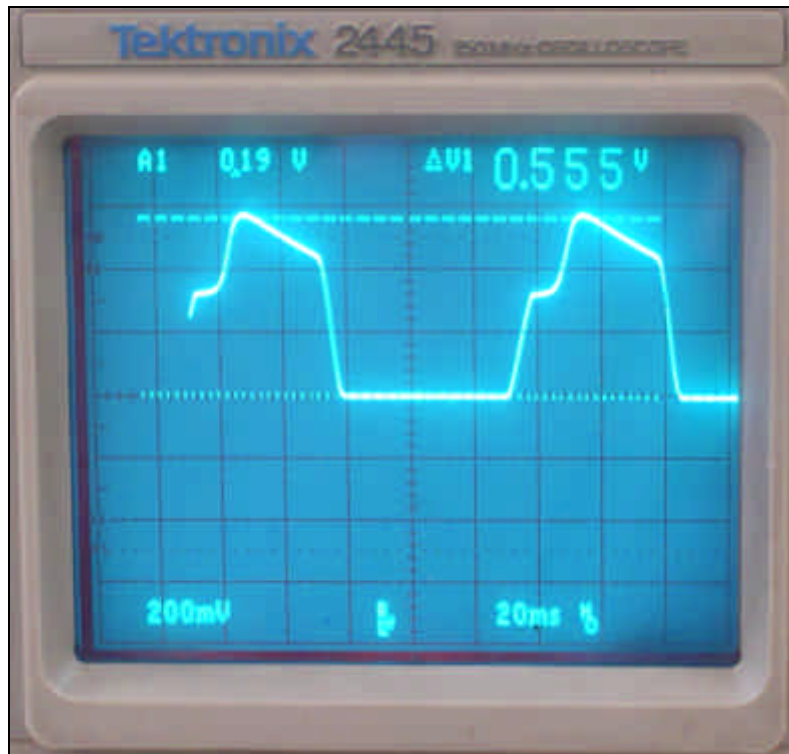
Ansteuerung des Verstärkers mit 5Hz-Sinussignal, Ausgangssignal an 4 Ohm Drahtwiderstand (Tastkopf 1 zu 10)



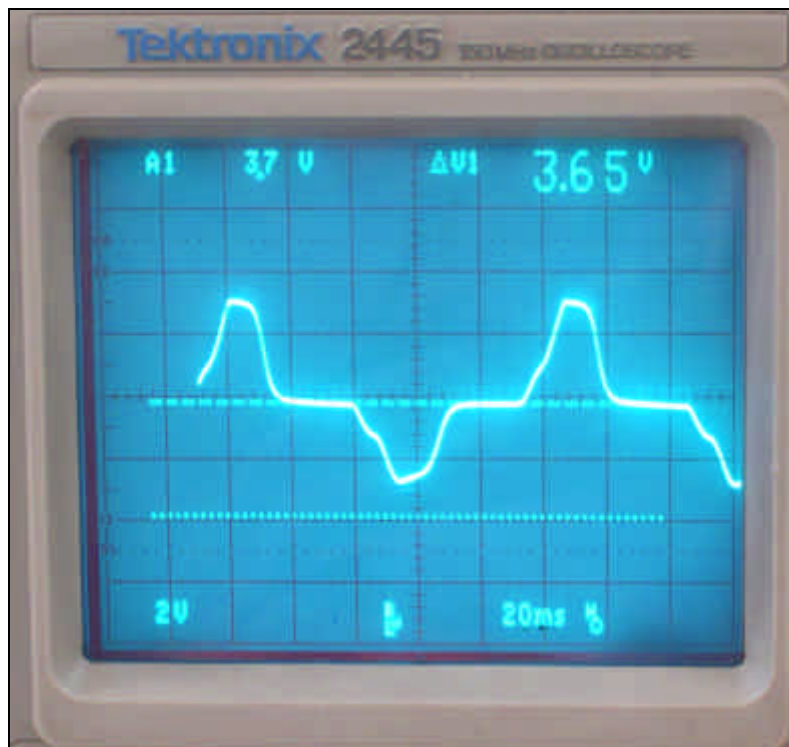
Ansteuerung des Verstärkers mit 5Hz-Sinussignal, Spannungsabfall an Kathodenwiderstand (10 Ohm) der KT88, Lastwiderstand 4 Ohm Drahtwiderstand.
(1mV auf dem Oszilloskopbild = 1mA durch die Röhre, es fließen also kurzzeitig 560mA!)



Ansteuerung des Verstärkers mit 5Hz-Sinussignal, Anodenspannung der KT88, , Lastwiderstand 4 Ohm Drahtwiderstand.
(Tastkopf 1 zu 100!)



Ansteuerung des Verstärkers mit 10Hz-Sinussignal, Spannungsabfall an Kathodenwiderstand (10 Ohm) der KT88, Lastwiderstand 4 Ohm Drahtwiderstand.
(1mV auf dem Oszilloskopbild = 1mA durch die Röhre, es fließen also kurzzeitig 555 mA!)

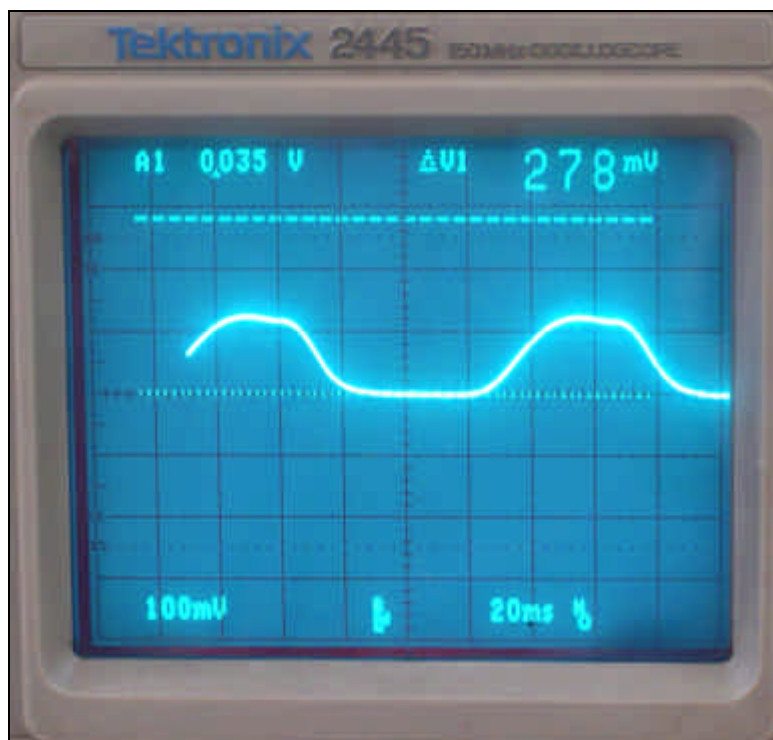
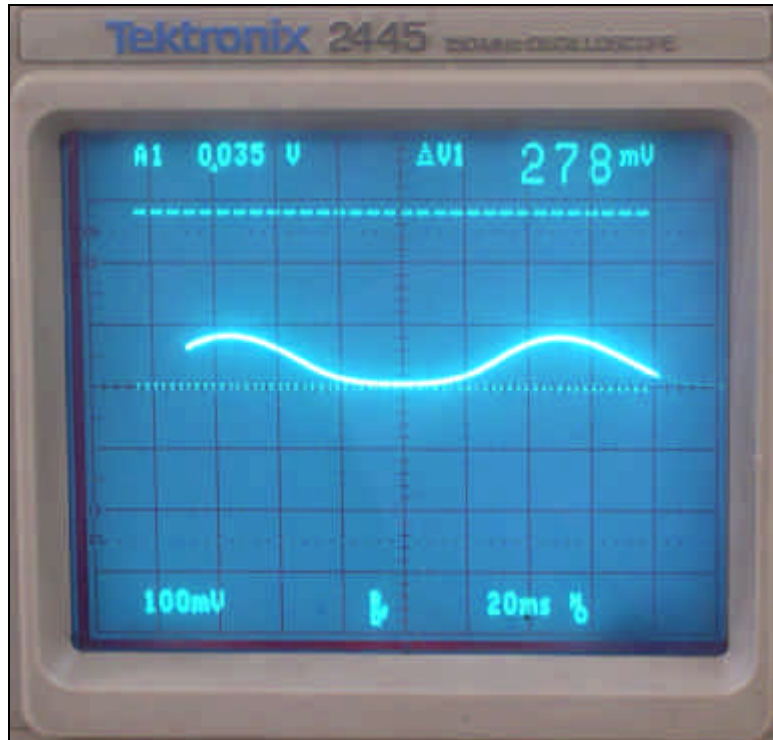


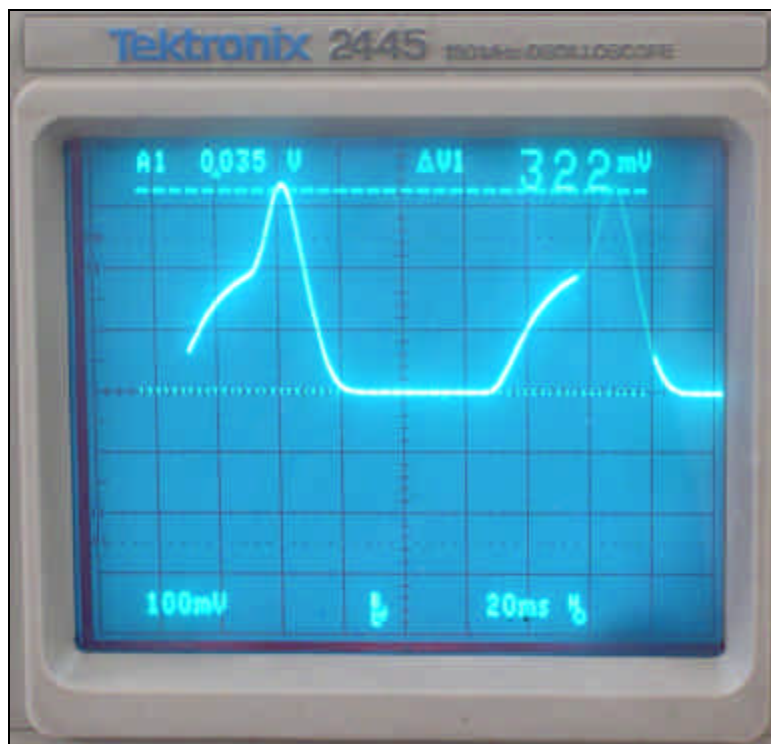
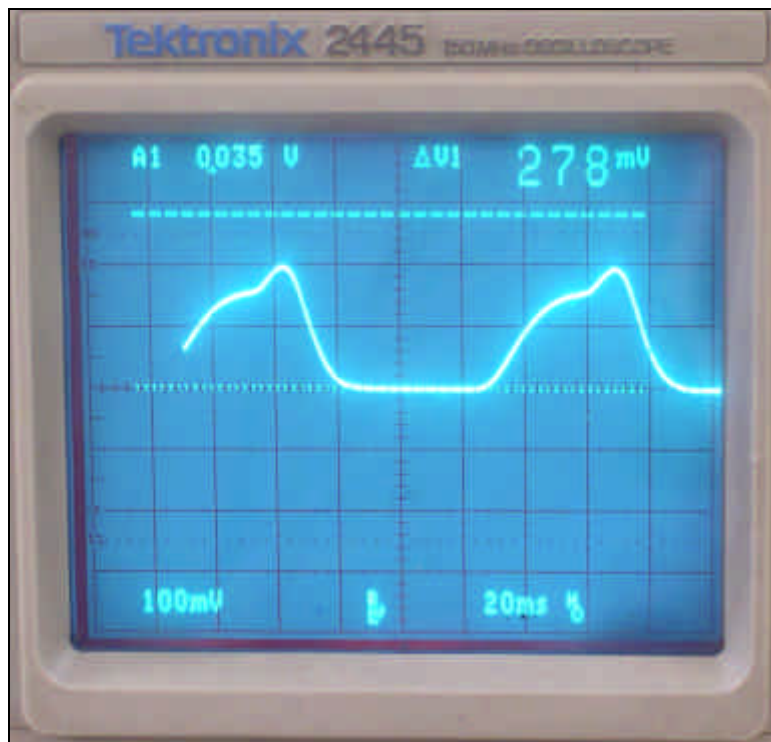
Ansteuerung des Verstärkers mit 10Hz-Sinussignal, Anodenspannung der KT88, , Lastwiderstand 4 Ohm Drahtwiderstand.
(Tastkopf 1 zu 100!)

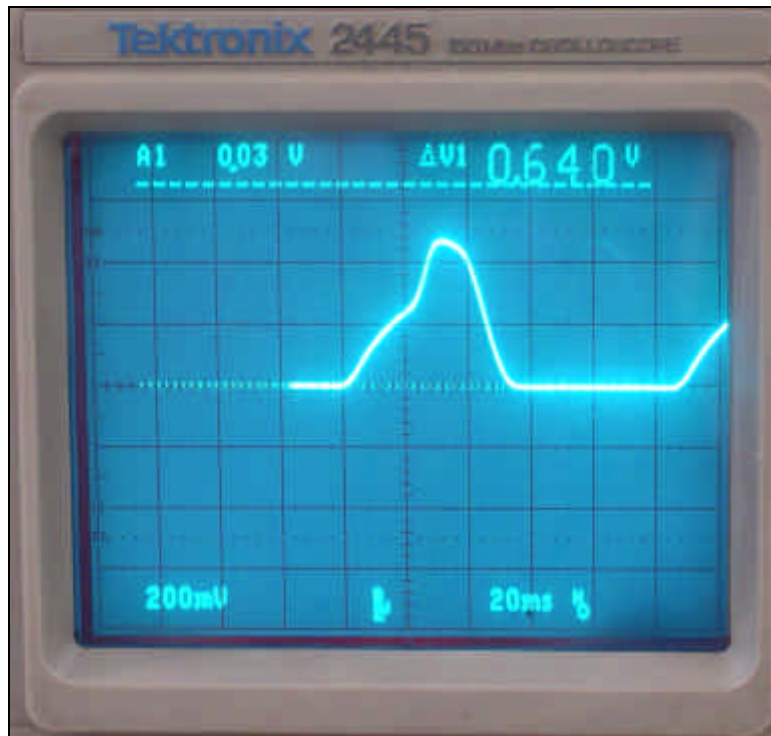
Die Amplitude des den Verstärker ansteuernden Sinussignals wird in der folgenden Meßserie sukzessive gesteigert, um den Sättigungseffekt zudemonstrieren.

Gezeigt ist der Anodenstrom (=Spannungsabfall am Kathodenwiderstand 10 Ohm) durch eine der beiden KT88-Röhren, 1mV auf dem Oszilloskopbildschirm entspricht ein Strom von 1mA durch die Röhre.

Der Verstärker wurde mit einem 4 Ohm-Drahtwiderstand belastet.







Es ist interessant zu beobachten, daß die Sättigung nicht beim höchsten Momentanwert des Stroms einzusetzen zu beginnt, sondern dies erst dann eintritt, wenn der Strom schon wieder im Sinken begriffen ist und sich dem Nulldurchgang nähert. Die Erklärung für dieses Verhalten ist, daß die magnetische Feldstärke im Eisenkern das Integral des Stromflusses darstellt, dessen Wert ist beim Erreichen des Nulldurchgangs des Stroms am höchsten.

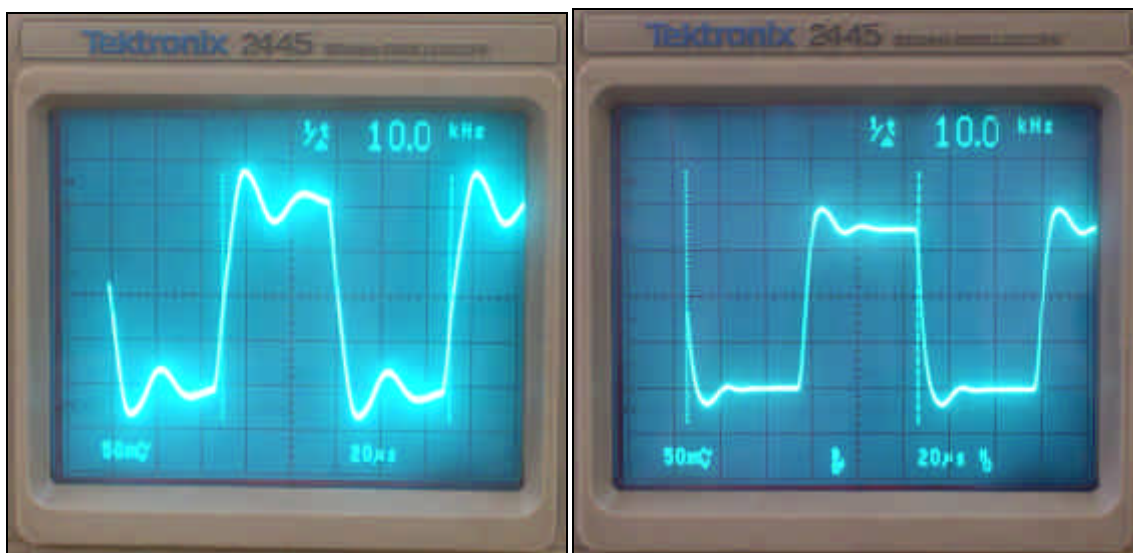
Noch eine Anmerkung zu diesen Messungen:

Der hier gezeigte Effekt der Oberschwingungserzeugung durch Kernsättigung wurde in der Vergangenheit (z.B. im Verstärker HK-250 von Harman Kardon) bewußt eingesetzt, um eine wärmeres und kräftigeres Klangempfinden im Baßbereich hervorzurufen. Das Klangbild erscheint beim ersten Hinhören sehr angenehm, man hat jedoch erhebliche Schwierigkeiten, den Baßbereich akustisch präzise zu erfassen, um etwa genau herauszuhören, welche Töne der Kontrabaß gerade spielt. Normalerweise sind Sinustöne erst oberhalb von 40 Hz wahrnehmbar. Ein Test mit dem HK-250 zeigte hingegen, daß mit ihm bereits ein 15Hz-Sinussignal (über den Umweg der durch Sättigung hinzugefügten Oberschwingungen) akustisch wahrgenommen werden konnte.

In einem relativ frühen Stadium der praktischen Erprobung wurden vergleichende Messungen zwischen der Endstufe nach EICO und einem vorhandenen Hifi-Verstärker HK-250 von Harman Kardon durchgeführt. Nach diesen Messungen wurde die Einstellung der Gegenkopplung in der Endstufe nach EICO noch einmal verändert, so daß die im folgenden gezeigten Kurven nicht mehr dem heutigen Stand entsprechen müssen. Diese Messungen wurden, im Gegensatz zu den vorher gezeigten Messungen, mit Signalamplituden im Kleinsignalbereich durchgeführt.



Testaufbau mit Verstärker HK-250 von Harman Kardon



Harman Kardon

Endstufe nach EICO

Meßpunkt bei beiden Verstärkern: parallel zur Lautsprecherbox

Das Impulsverhalten der Endstufe nach EICO ist also deutlich besser, als das des HK-250

Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Endstufe nach EICO bringt im unteren Leistungsbereich hervorragende meßtechnische und klangliche Ergebnisse. Bei der Kombination hoher Frequenzen und großer Amplituden treten jedoch sehr starke Verzerrungen auf. Diese Verzerrungen sind prinzipbedingt, da bei diesem Schaltungskonzept die Endröhren direkt von der Phasenumkehrstufe angesteuert werden. Daher tritt bei Übersteuerung der Endröhren eine das Übertragungsverhalten stark beeinträchtigende Rückwirkung des dann fließenden Gitterstroms der Endröhren auf die Phasenumkehr auf. Der Musikgenuß in der praktischen Anwendung ist jedoch nicht im geringsten beeinträchtigt, da der Effekt erst bei Lautstärken auftritt, die schon als unangenehm empfunden werden. Weiterhin tritt der Effekt im wesentlichen nur bei der Belastung mit einem rein ohmschen Widerstand auf. Beim Betrieb des Verstärkers mit einer Lautsprecherbox kann er nur in wesentlich schwächerem Umfang nachgewiesen werden, da der induktive Impedanzanteil der Lautsprecherbox die wirksame „innere“ Verstärkung des (als nicht gegengekoppelt gedachten Verstärkers) soweit erhöht, daß die Steuersignale an den Endröhren hinreichend klein sind. Das Einfügen einer zusätzlichen Treiberstufe zwischen Phasenumkehrstufe und den Endröhren würde das beschriebene Problem lösen.

Im Verlauf der Erprobung dieser Schaltung zeigte es sich, daß das sorgfältige Einstellen der Gegenkopplung einen erheblichen Einfluß auf den klanglichen Eindruck hat. Eine Einstellung des Gegenkopplungsnetzwerks unter Zuhilfenahme eines Rechtecksignals und die Vornahme der Einstellung mit den dann auch zur Verwendung vorgesehenen Lautsprecherboxen als Last hat sich als vorteilhaft erwiesen. Der beste klangliche Eindruck korrespondiert mit einem gedämpft überschwingenden Rechtecksignal am Ausgang des Verstärkers.