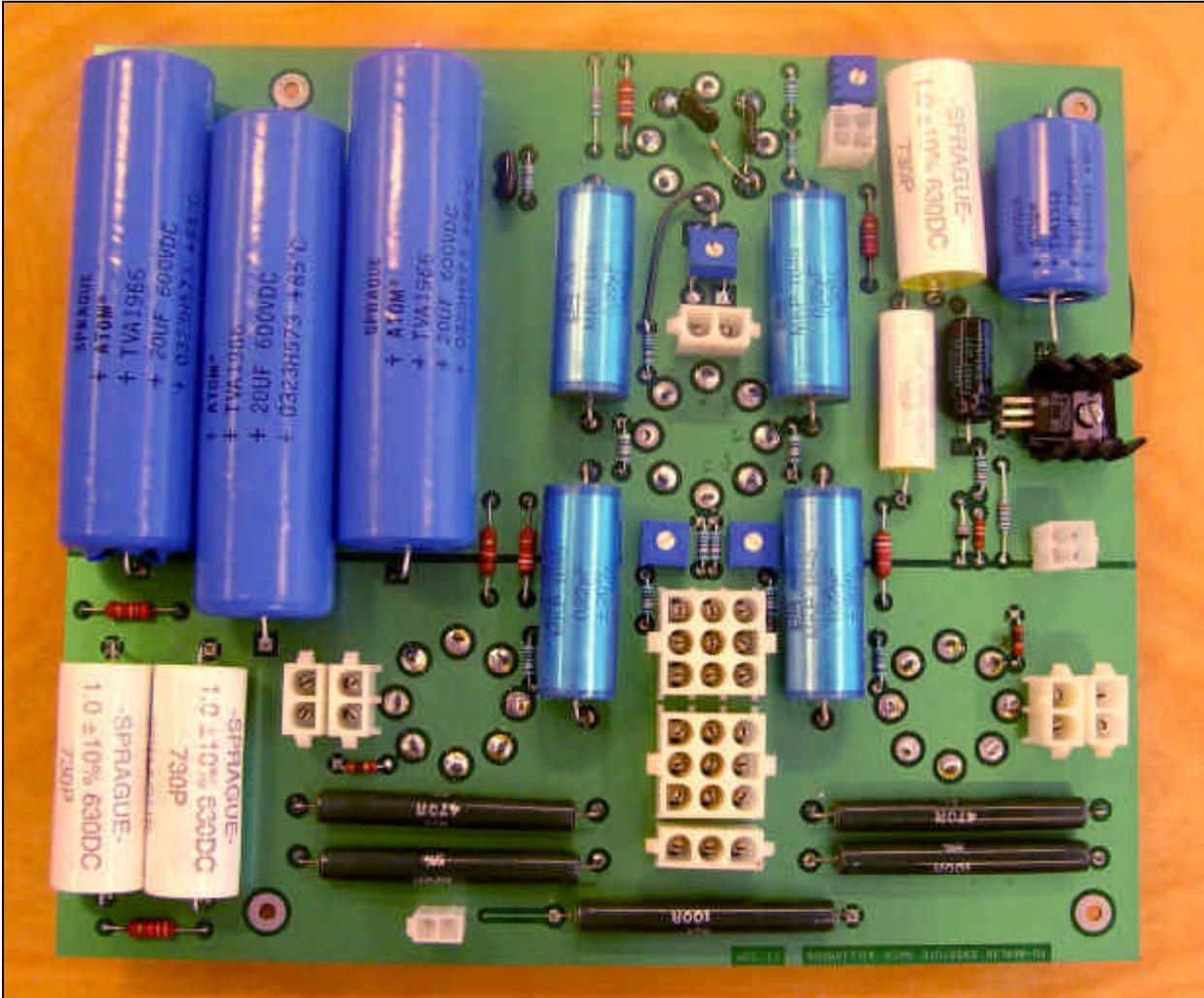


Endstufe mit Phasensplitter in Kathodenschaltung nach Williamson

Von Taro Breuer



Fertiggestellte Endstufenbaugruppe



Fertiggestellte Endstufenbaugruppe von der Unterseite

Die Williamson-Endstufe

Im Frühjahr 1947 veröffentlichte der britische Ingenieur D. T. N. Williamson in der Zeitschrift "Wireless World" ein neues Verstärkerkonzept, das wegen der mit ihm erreichten geringen Verzerrungen großes Aufsehen erregte. Selbst heute setzt der Williamson-Verstärker Maßstäbe für Röhren-Endstufen hoher Qualität und ist zu einer vielverwendeten Standardschaltung geworden. Ein Beispiel für diese berühmten Geräte ist der hier abgebildete Heathkit WA 4 AM von 1958 aus den USA.



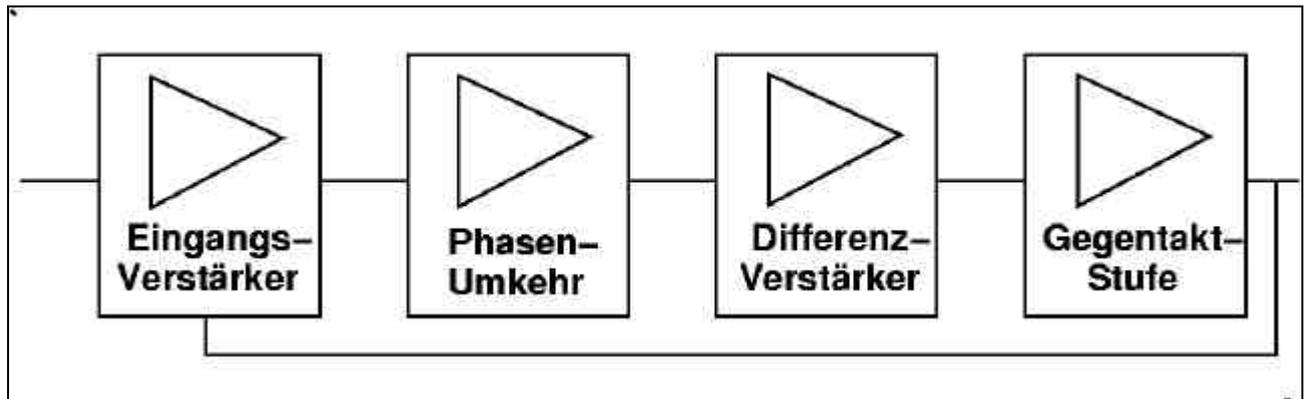
Originalgerät Heathkit WA 4 AM aus den 50-er Jahren

Es handelt sich dabei um eine 20 Watt Mono-Endstufe. Weitere Informationen im Internet: <http://www.heathkit-museum.com/>

Diese historischen Geräte wurde alle in Handarbeit verdrahtet, die Bauteile sind dabei mittels Lötlötstützpunkten am Chassis befestigt. Heute ist es mittels Leiterplattentechnik möglich den Herstellungsaufwand zu reduzieren und hierbei gleichzeitig verbesserte elektrische Eigenschaften zu erhalten.

Das Schaltungskonzept der Williamson-Endstufe

Der Williamson-Verstärker besteht aus vier Stufen und ist somit vergleichsweise aufwendig. Zunächst wird das Eingangssignal Spannungsverstärkt. Die Phasenumkehrstufe stellt zwei 180 Grad phasenverschobene Signale für die Gegentaktstufe bereit. Mit Hilfe des Differenzverstärkers (Treiberstufe) wird eine weitere Verstärkung erzielt.

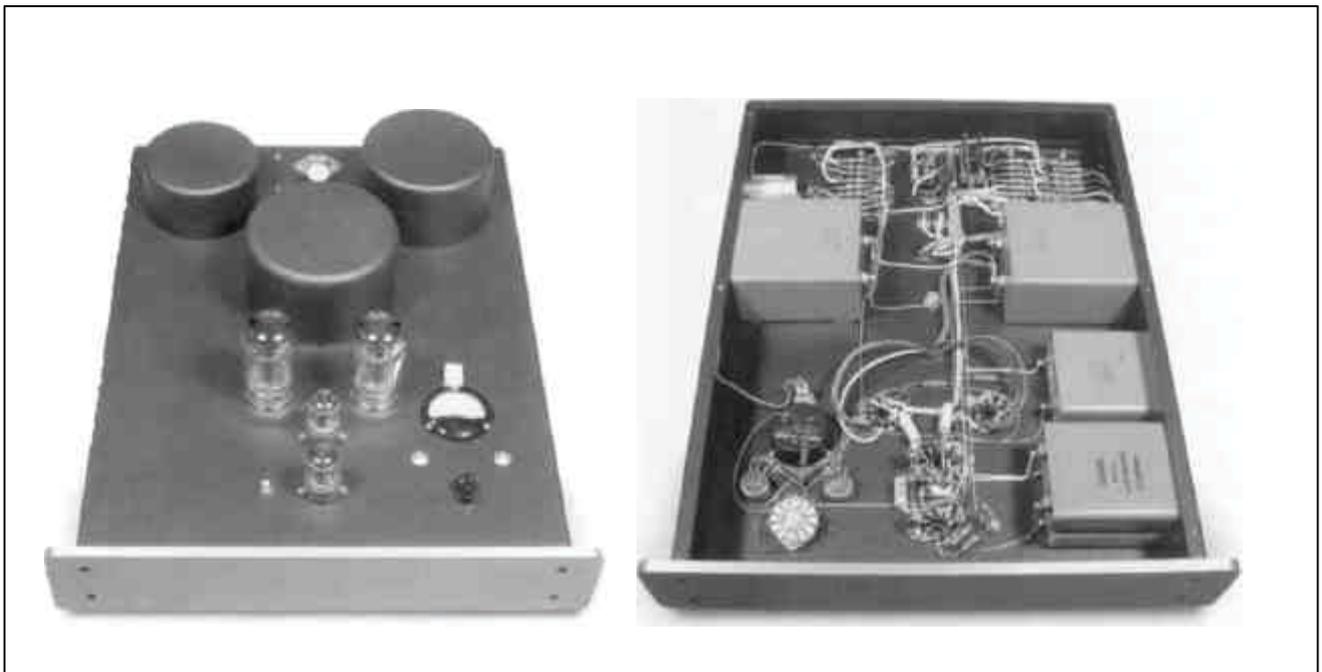


Abstraktes Blockschaltbild der Williamson-Endstufe

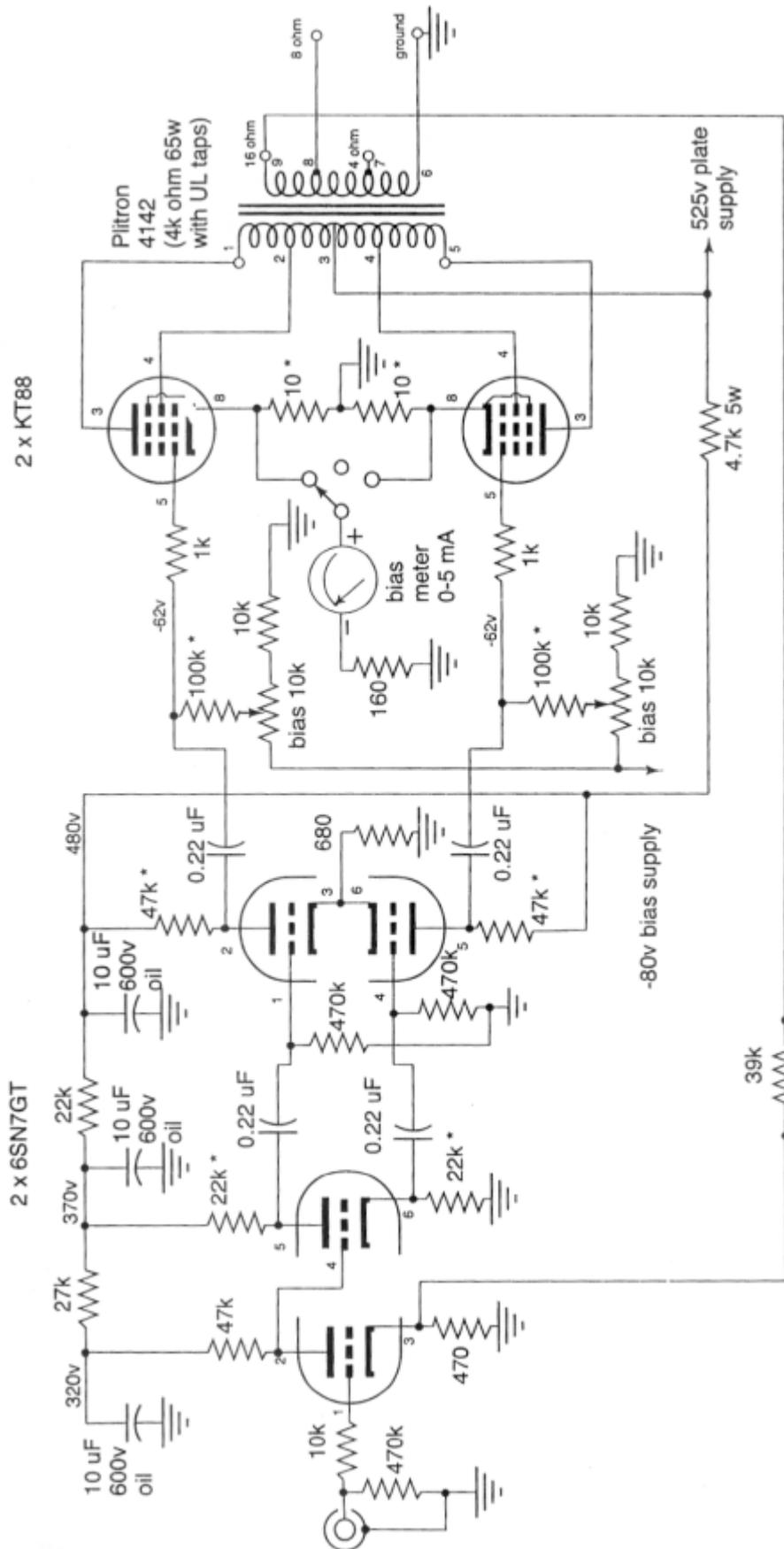
In der letzten Stufe arbeiten zwei Leistungsröhren in Gegentaktschaltung. Die hierbei vorhandene Symmetrie sorgt dafür, daß sich auf beide Zweige der Schaltung gleichermaßen wirkende Störeinflüsse gegenseitig aufheben. Eine Gegenkopplung über alle Stufen des Verstärkers sorgt für geringe Verzerrungen und einen ausgeglichenen Frequenzgang.

Analyse und Anpassung der Williamson-Schaltung von Ekland-Plitron

Grundlage der im Rahmen dieses Projekts umgesetzten Schaltung ist der Williamson-Verstärker „Ekland-Plitron“, der jedoch in seiner Originalversion mit 525V Versorgungsspannung arbeitet und an die bei diesem Projekt verfügbare Versorgungsspannung von 450V angepaßt wurde. Die Schaltung „Ekland-Plitron“, wurde gewählt, da sie erst im Jahr 2003 entwickelt und veröffentlicht wurde und somit den aktuellsten Erkenntnisstand widerspiegeln dürfte. Die Schaltung findet sich im Internet unter: <http://www.plitron.com/pages/Products/Audio/vtvkt88.htm>

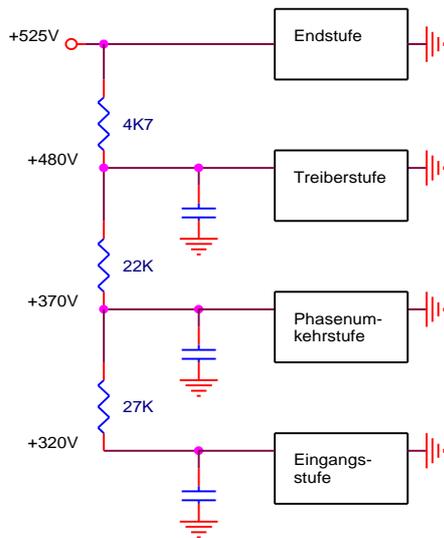


Originalgerät von Ekland-Plitron



Originalschaltung von Eklund-Plitron Teil 1

Die Versorgungsspannungen für die einzelnen Stufen des Verstärkers werden mit einer Spannungsteilerkette aus der Hauptversorgungsspannung von 525V abgeleitet:



Ableitung der Versorgungsspannungen aus der Hauptversorgung in der Originalschaltung

Im Schaltbild finden sich Spannungsangaben, die in der obigen Skizze eingetragen wurden.

Der Strom durch den 4K7-Widerstand ist demnach: $(525V - 480V) / 4K7 = 9,6mA$

Der Strom durch den 22K-Widerstand ist: $(480V - 370V) / 22K = 5,0 mA$

Der Strom durch den 27K-Widerstand ist: $(370V - 320V) / 27K = 1,9 mA$

Der Strom in die Treiberstufe ist dann: $9,6mA - 5,0mA = 4,6 mA$

Der Strom in die Phasenumkehrstufe ist dann: $5,0mA - 1,9mA = 3,1mA$

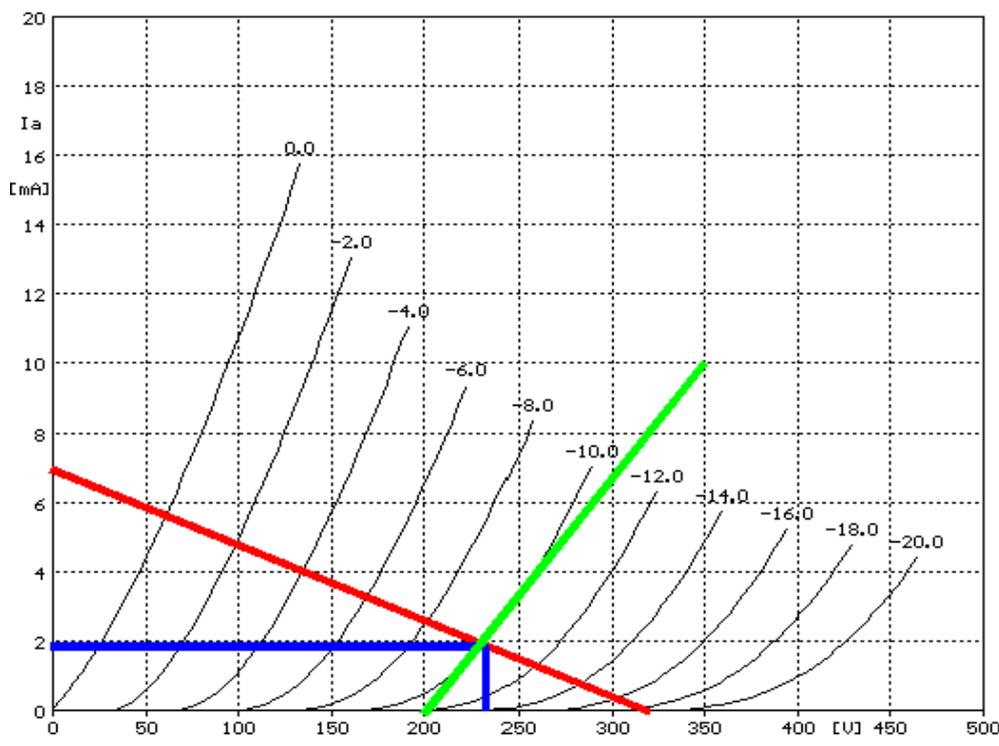
Der Strom in die Eingangsstufe ist, wie bereits berechnet, $1,9mA$

Der Arbeitspunkt der Eingangsstufe

Für die Bestimmung des Arbeitspunktes einer Röhre sind zunächst die theoretischen Extremwerte für Strom und Spannung zu bestimmen, damit man dann die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld einzeichnen kann. Über dem eingangsseitigen Triodensystem der ersten Röhre Typ 6SN7 kann maximal die Spannung $U_b = 320V$ liegen. Nimmt man einen Kurzschluß innerhalb der Röhre an, so liegt diese Spannung über dem Arbeitswiderstand $R_a = 47k\Omega$. In diesem Fall würde sich ein Strom von $I = U_b / R_a = 320V / 47k\Omega = 6,8mA$ einstellen.

Die rote Gerade durch diese beiden Punkte im Ausgangskennlinienfeld I_a / U_a der Röhre 6SN7 ist die Arbeitsgerade. Da, aus den Spannungsangaben am 27K-Widerstand in der Versorgungsleitung der Stufe ($\{370V - 320V\} / 27K = 1,9mA$) auf einen Ruhestrom von $I = 1,9mA$ geschlossen werden kann, ist der Arbeitspunkt ablesbar. Die Steigung (grün) der Kennlinie im Arbeitspunkt ist ein Maß für den Leitwert (G) der Röhre.

Für den Innenwiderstand R_i gilt: $R_i = 1/G = 350V - 200V / 10mA = 15k\Omega$



Kennlinienfeld und Arbeitspunkt der Röhre Typ 6SN7 Eingangsstufe

Da der Kathodenwiderstand wechsellastig nicht überbrückt ist, ergibt sich durch lokale Stromgegenkopplung ein neues linearisiertes Kennlinienfeld für die Röhre mit einem neuen Innenwiderstand (vgl. zur Linde: Verstärker in Röhrentechnik, S. 87).

Zur Anodenstromgegenkopplung wird vielfach ein in der Kathodenzuleitung liegender, kapazitiv nicht überbrückter Kathodenwiderstand R_k entsprechend Fig. 38 angewendet. Daß bei Vorhandensein eines solchen Widerstandes die nichtlinearen Verzerrungen verringert

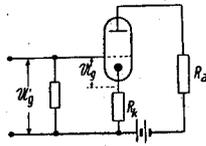
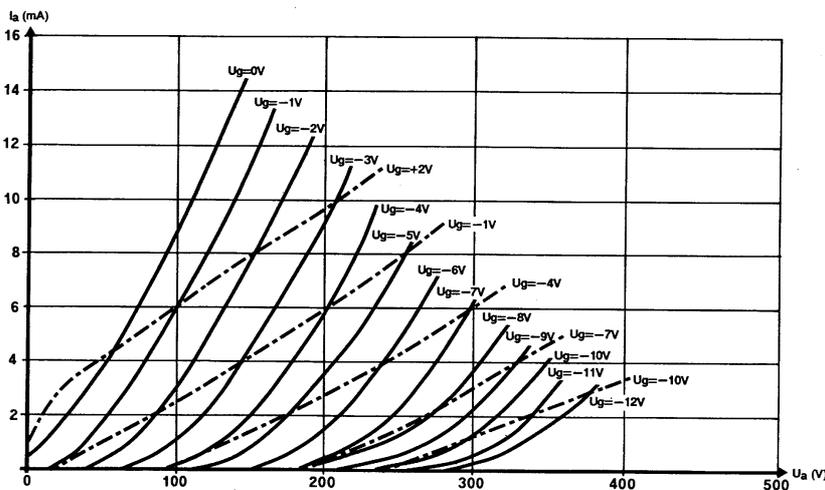


Fig. 38. Schaltung zur Anodenstromgegenkopplung durch Kathodenwiderstand.

werden, ist auf folgende Weise zu erklären: Bei sinusförmiger Gitterwechselspannung entsteht ein verzerrter Anodenwechselstrom, der R_a und R_k durchfließt. Die dadurch an R_k auftretenden Wechselspannungen enthalten somit Oberwellen, die sich der ursprünglich sinusförmigen Eingangsspannung überlagern. Es entsteht also eine verzerrte Gitterwechselspannung, deren Oberwellen aber in der Phase derart liegen, daß sie den innerhalb der Röhre entstehenden Oberwellen entgegenwirken. Dadurch wird die Verzerrung teilweise aufgehoben. Die Schaltung Fig. 38 zeigt aber auch den

Nachteil jeder Gegenkopplung, Die Verstärkung wird nämlich durch die Gegenkopplung vermindert, denn zur Erzielung eines bestimmten Wertes von Anodenwechselstrom und -wechselspannung muß mit zunehmender Größe von R_k die Eingangswchselspannung U'_g erhöht werden, um den Spannungsabfall an R_k und die dadurch entstehende Verminderung der tatsächlich vorhandenen Gitterwechselspannung U_g auszugleichen.



Herleitung der Anodenstromgegenkopplung (Quelle: Rothe/Kleen, S. 70)

Der Innenwiderstand R_i' dieser Stufe ist wegen der Stromgegenkopplung durch den ungebrückten Kathodenwiderstand größer als bei der Standardschaltung:

$$\begin{aligned} R_i' &= R_i + \mu \cdot R_k \text{ \{Formel aus zur Linde: Verstärker in Röhrentechnik \}} \\ &= 15 \text{ k}\Omega + 20 \cdot 470 \text{ }\Omega \\ &= 15 \text{ k}\Omega + 9,4 \text{ k}\Omega \\ &= 24,4 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Die Steilheit S' dieser Stufe ist wegen der Stromgegenkopplung durch den ungebrückten Kathodenwiderstand geringer als die Steilheit S der Standardschaltung:

$$\begin{aligned} S &= \mu / R_i \text{ \{Allgemeingültige Standardformel ohne unübrückten Kathodenwiderstand \}} \\ &= 20 / 15 \text{ k}\Omega \\ &= 1,33 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

Steilheit neu

$$\begin{aligned} S' &= S / (1 + S \cdot R_k) \text{ \{Formel aus zur Linde: Verstärker in Röhrentechnik \}} \\ &= 1,33 \text{ mA/V} / (1 + 1,33 \text{ mA/V} \cdot 470 \Omega) \\ &= 1,33 \text{ mA/V} / (1 + 0,627) \\ &= 0,817 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

Die Verstärkung V' dieser Stufe ist wegen der Stromgegenkopplung durch den ungebrückten Kathodenwiderstand geringer als die der Standardschaltung:

Verstärkung (ohne unübrückten Kathodenwiderstand)

$$\begin{aligned} V &= \mu \cdot R_a / R_i + R_a \text{ \{Allgemeingültige Standardformel\}} \\ &= 20 \cdot 47 \text{ k}\Omega / 15 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega \\ &= 15,16 \end{aligned}$$

Verstärkung neu

$$\begin{aligned} V_u' &= \mu \cdot R_a / (R_a + R_i + (\mu + 1)R_k) \text{ \{Formel aus zur Linde: Verstärker in Röhrentechnik \}} \\ &= 20 \cdot 47 \text{ k}\Omega / ((47 + 15) \text{ k}\Omega + 21 \cdot 470 \Omega) \\ &= 940 \text{ k}\Omega / (62 \text{ k}\Omega + 9,87 \text{ k}\Omega) \\ &= 940 \text{ k}\Omega / 71,87 \text{ k}\Omega \\ &= 13,08 \end{aligned}$$

Phasenumkehrstufe

Wegen $R_k = R_a$ trägt die Phasenumkehrstufe nicht zur Verstärkung bei. Ihre Spannungsverstärkung ist ca. 0,9.

Das zweite Triodensystem der Doppeltriode 6SN7 ist als Phasenumkehrstufe beschaltet. Da der Arbeitswiderstand R_a und Kathodenwiderstand R_k beide einen identischen Wert ($R = 22\text{k}\Omega$) aufweisen, kann ein am Gitter anliegendes Wechsignal an Kathode und Anode der Triode um 180° gegeneinander verschoben abgegriffen werden. Die Verstärkung einer solchen Stufe beträgt $V = 0,9$, sie dient also ausschließlich der Bereitstellung von zwei 180° in der Phase zueinander verschobenen Signalen für die Gegentaktstufe.

Das Gitter liegt hier direkt auf dem Anodenpotential des ersten Triodensystems der 6SN7, das als Eingangstufe dient. Fließt nun ein Ruhestrom $I_a = 1,9\text{mA}$ in die Eingangstufe durch $R_a = 47\text{k}\Omega$ stellt sich folgende Spannung am Gitter ein:

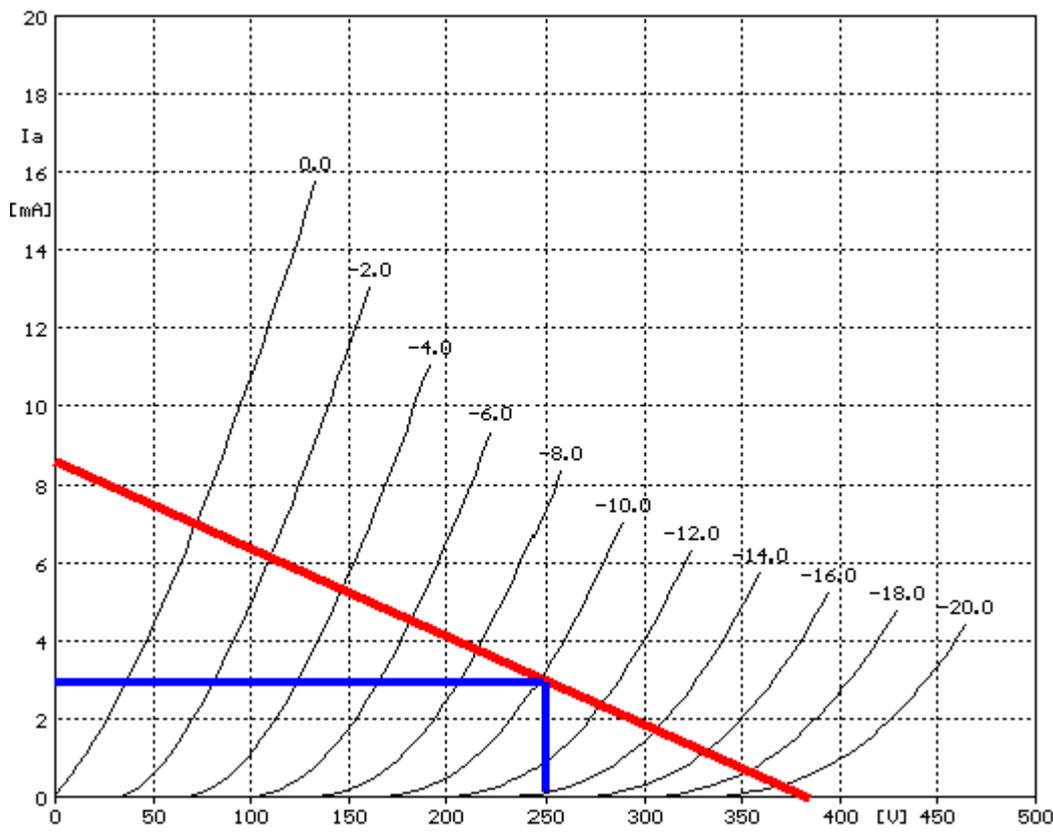
$$U = U_b - R_a \cdot I_a = 320\text{V} - 47\text{k}\Omega \cdot 1,9\text{mA} = 320\text{V} - 89,3\text{V} = 230,7\text{V}$$

Der Strom in die Phasenumkehrstufe beträgt $I_a = 3,1\text{mA}$. Über dem Kathodenwiderstand R_k und Arbeitswiderstand R_a fällt somit jeweils folgende Spannung ab:

$$U = R_k \cdot I_a = 22\text{k}\Omega \cdot 3,1\text{mA} = 68,2\text{V}$$

Die Anode befindet sich dann auf folgendem Potential:

$$U = 370\text{V} - 68,2\text{V} = 301,8\text{V}$$

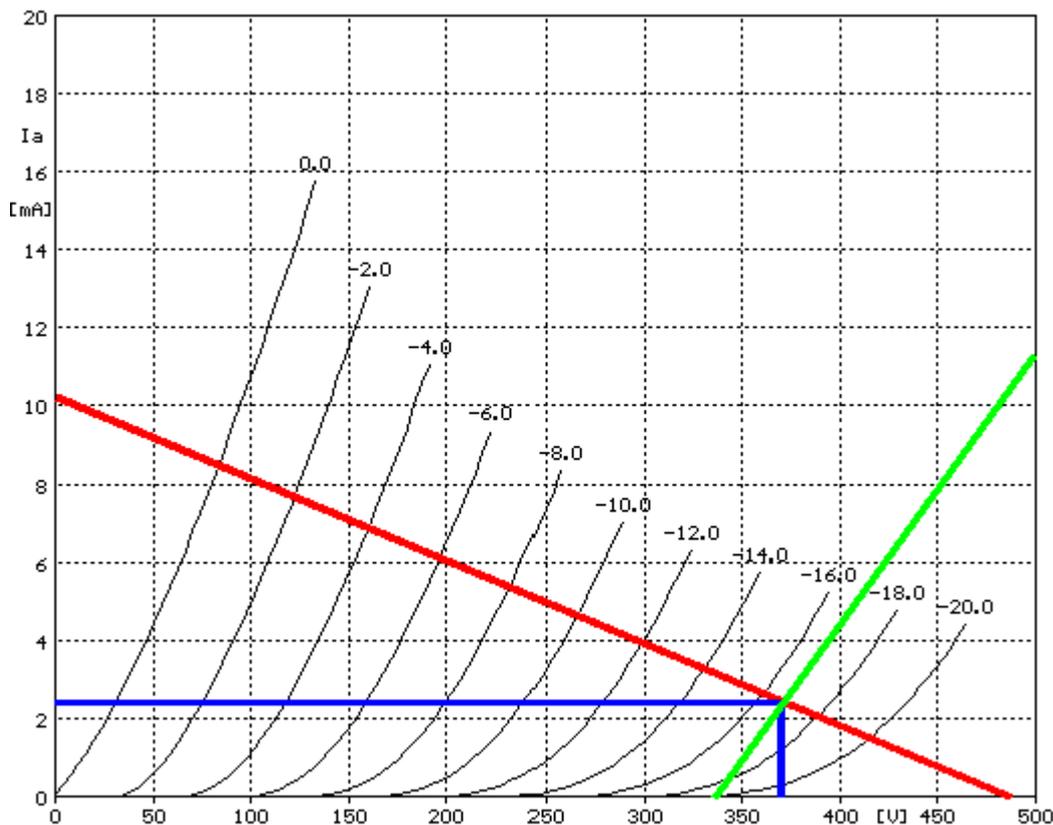


Treiberstufe in Differenzverstärkerschaltung

Eine besondere Eigenschaft des Differenzverstärkers ist es, daß beide Zweige der Schaltung komplementär zueinander arbeiten und dabei immer ein konstanter Strom durch den beiden Zweigen gemeinsamen Kathodenwiderstand fließt, wenn die Stufe symmetrisch angesteuert wird, was hier der Fall ist.

Für die Bestimmung des Arbeitspunktes einer Röhre sind zunächst die theoretischen Extremwerte für Strom und Spannung zu bestimmen, damit man dann die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld einzeichnen kann. Über dem eingangsseitigen Triodensystem der ersten Röhre Typ 6SN7 kann maximal die Spannung $U_b = 480V$ liegen. Nimmt man einen Kurzschluß durch die Röhre an, so liegt diese Spannung über dem Arbeitswiderstand $R_a = 47k\Omega$. In diesem Fall würde sich ein Strom von $I = U_b / R_a = 480V / 47k\Omega = 10,2mA$ einstellen.

Die rote Gerade durch diese beiden Punkte im Ausgangskennlinienfeld der Röhre 6SN7 ist die Arbeitsgerade. Aufgrund der Spannungsangaben im Schaltbild wurde bereits eine Stromaufnahme der Stufe von $4,6mA$ errechnet. Da hier Symmetrie angenommen werden kann von einem Anodenstrom von $2,3mA$ pro Triodensystem ausgegangen werden. Damit ist der Arbeitspunkt festgelegt:



Arbeitspunkt der Röhre Typ 6SN7 in der Treiberstufe

Hier fällt ein Widerspruch ins Auge: Man kann im Diagramm eine Gittervorspannung von $-17V$ ablesen. Diese müßte sich theoretisch auch am Kathodenwiderstand finden. Man hat dort aber nur eine Spannung von $4,6mA * 680 \Omega = 3,1V$. Hierfür sind mehrere Erklärungen denkbar: Die „fehlende“ Spannung findet sich als sich über den Gitterwiderständen aufbauende negative Spannung oder aber die Meßwerte oder die angegebenen Widerstandswerte im Schaltbild sind nicht richtig.

Der Innenwiderstand entspricht der reziproken Steigung der Tangente an die Kennlinie im Arbeitspunkt:

$$\begin{aligned} R_i &= \Delta U / \Delta i \\ &= 450V - 335V / 8mA = 14,4k\Omega \end{aligned}$$

Da der Kathodenwiderstand wechsellängsmäßig nicht überbrückt ist, ergibt sich auch hier durch lokale Stromgegenkopplung ein neues linearisiertes Kennlinienfeld für die Röhre mit einem neuen Innenwiderstand.

neuer Innenwiderstand:

$$\begin{aligned} R_i' &= R_i + \mu * R_k \\ &= 14,4 k\Omega + 20 * 680 \Omega \\ &= 14,4k\Omega + 13,6k\Omega \\ &= 28k\Omega \end{aligned}$$

neue Steilheit, mit $S = \mu / R_i = 20 / 14,4k\Omega = 1,4 \text{ mA/V}$

$$\begin{aligned} S' &= S / (1 + S * R_k) \\ &= 1,4mA/V / (1 + 1,4mA/V * 680\Omega) \\ &= 1,4mA/V / (1 + 0,95) \\ &= 0,71 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

Verstärkung ohne Gegenkopplung:

$$\begin{aligned} V &= \mu * R_a / R_i + R_a \\ &= 20 * 47k\Omega / 14,4k\Omega + 47k\Omega \\ &= 940 / 61,4 \\ &= 15,3 \end{aligned}$$

neue Verstärkung:

$$\begin{aligned} V_u' &= \mu * R_a / (R_a + R_i + (\mu + 1)R_k) \\ &= 20 * 47k\Omega / ((47 + 14,4)k\Omega + 21 * 680\Omega) \\ &= 940 k\Omega / (61,4k\Omega + 14,28k\Omega) \\ &= 940k\Omega / 75,68 k\Omega \\ &= 12,4 \end{aligned}$$

Gegentaktstufe

Die beiden verstärkten und noch immer 180 Grad in der Phase zueinander gedrehten Teilsignale werden nun mit Hilfe der beiden Endpentoden Typ KT88 leistungsverstärkt. Der Ausgangsübertrager ist notwendig, um die niedrige Impedanz des Lautsprechers (hoher Strom bei geringer Spannung) an die hohe Impedanz der Röhren (hohe Spannung bei geringem Strom) anzupassen und um durch Summation der beiden phasengedrehten Teilsignale wieder das vollständige Audiosignal zu erzeugen.

Der Ruhestrom der Endröhren soll zwischen 30 und 60mA liegen und wird mittel Variation der Gittervorspannung (BIAS) für jede der Endröhren einzeln eingestellt. Zu diesem Zweck ist eine negative Versorgungsspannung von -80V vorhanden. Diese wird an zwei Potentiometer geführt, mit denen dann die Gittervorspannung so eingestellt werden kann, daß sich die gewünschten Ruhestrome ergeben. Diese müssen in beiden Endröhren exakt gleich sein.

Die gegenläufige Zusammenführung der phasengedrehten Teilsignale an der Primärseite des Übertragers führt zur Auslöschung aller bei beiden Teilsignalen gleicher Anteile. Dies gilt insbesondere auch für der Versorgungsspannung überlagerte Störsignale wie etwa Netzbrumm. Nichtlinearitäten der Kennlinien der Endröhren wirken ebenfalls auf beide Teilsignale gleichermaßen und werden somit ebenfalls zu einem gewissen Grad kompensiert.

Die Spannungsverstärkung der beiden Endpentoden berechnet sich nach der Formel $V = S * R_a$ mit $R_a = 1k\Omega$ auf die einzelne Röhre bezogene Primärimpedanz des Übertragers.

$$V = 11mA/V * 1k\Omega = 11$$

Die Annahme einer Primärimpedanz von 1k Ω soll noch begründet werden: Der Übertrager hat eine, auf die gesamte Primärwicklung bezogene, Primärimpedanz R_{aa} von 4 k Ω . Da sich Impedanzen quadratisch zu Windungszahlenverhältnissen verhalten, hat die halbe, für eine Röhre wirksame, Primärwicklung folglich eine Impedanz von 1 k Ω .

Anpassung an geänderte Versorgung $U_b = 450V$

Widerstände im Versorgungskreis

Zur Anpassung an die in unserem Projekt vorhandene Versorgungsspannung von 450V wurden die Widerstände im Versorgungskreis unter der Maßgabe der Beibehaltung der in der Originalschaltung fließenden Ströme neu dimensioniert.

Widerstand 450V --> 420V : $R = (450V - 420V) / 9,6mA = 3,125k\Omega \sim 3,3k\Omega$

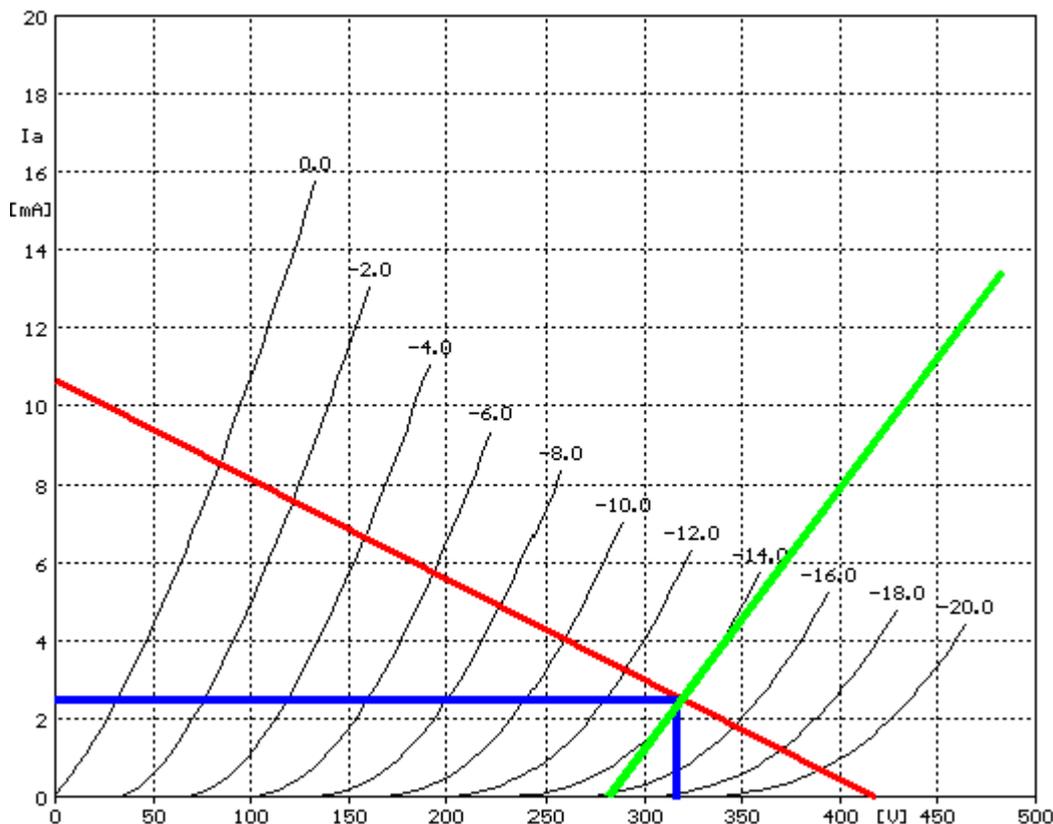
Widerstand 420V --> 370V : $R = (420V - 370V) / 5mA = 10 k\Omega$

Eingangsverstärker und Phasenumkehrstufe

An diesen beiden Verstärkerstufen entstehen keine Veränderungen durch die Reduzierung der Versorgung U_b .

Differenzverstärker

Der Differenzverstärker soll nun mit $U_b = 420V$ statt $U_b = 480V$ betrieben werden. Der Strom bei Kurzschluß ist: $I = 420V / 39k\Omega = 10,77 mA$. Damit kann die Arbeitsgerade gezeichnet werden. Daraus ergibt sich ein neuer Arbeitspunkt der Doppeltriode V1301A/B: Damit sich dieser nicht zu sehr verschiebt wurde auch R_a verkleinert von $R_a = 47k\Omega$ auf $R_a = 39k\Omega$:



Differenzverstärker-Röhre V1301A/B Kennlinienfeld und Arbeitspunkt

Da die Kathodenwiderstände R1307 und R1308 wechsellspannungsmäßig nicht überbrückt ist, ergibt sich auch hier durch lokale Stromgegenkopplung ein neues linearisiertes Kennlinienfeld für die Röhre mit einem neuen Innenwiderstand, neuer Steilheit und neuer Verstärkung:

Für den Innenwiderstand R_i gilt ohne lokale Stromgegenkopplung:

$$\begin{aligned} R_i &= 1/G \\ &= 410V-280V / 8mA \\ &= 16,25 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

neuer Innenwiderstand mit lokaler Stromgegenkopplung:

$$\begin{aligned} R_i' &= R_i + \mu \cdot R_k \\ &= 16,25 \text{ k}\Omega + 20 \cdot 680 \text{ }\Omega \\ &= 16,25 \text{ k}\Omega + 13,6 \text{ k}\Omega \\ &= 29,85 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Für die Steilheit S gilt ohne lokale Stromgegenkopplung:

$$\begin{aligned} S &= \mu / R_i \\ &= 20 / 16,25 \text{ k}\Omega \\ &= 1,23 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

neue Steilheit, mit lokaler Stromgegenkopplung:

$$\begin{aligned} S' &= S / (1 + S \cdot R_k) \\ &= 3,5 \text{ mA/V} / (1 + 1,23 \text{ mA/V} \cdot 680 \Omega) \\ &= 3,5 \text{ mA/V} / (1 + 0,84) \\ &= 1,9 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

Für die Verstärkung V gilt ohne lokale Stromgegenkopplung:

$$\begin{aligned} V &= \mu \cdot R_a / R_i + R_a \\ &= 20 \cdot 39 \text{ k}\Omega / 16,25 \text{ k}\Omega + 39 \text{ k}\Omega \\ &= 780 / 55,25 \\ &= 14,1 \end{aligned}$$

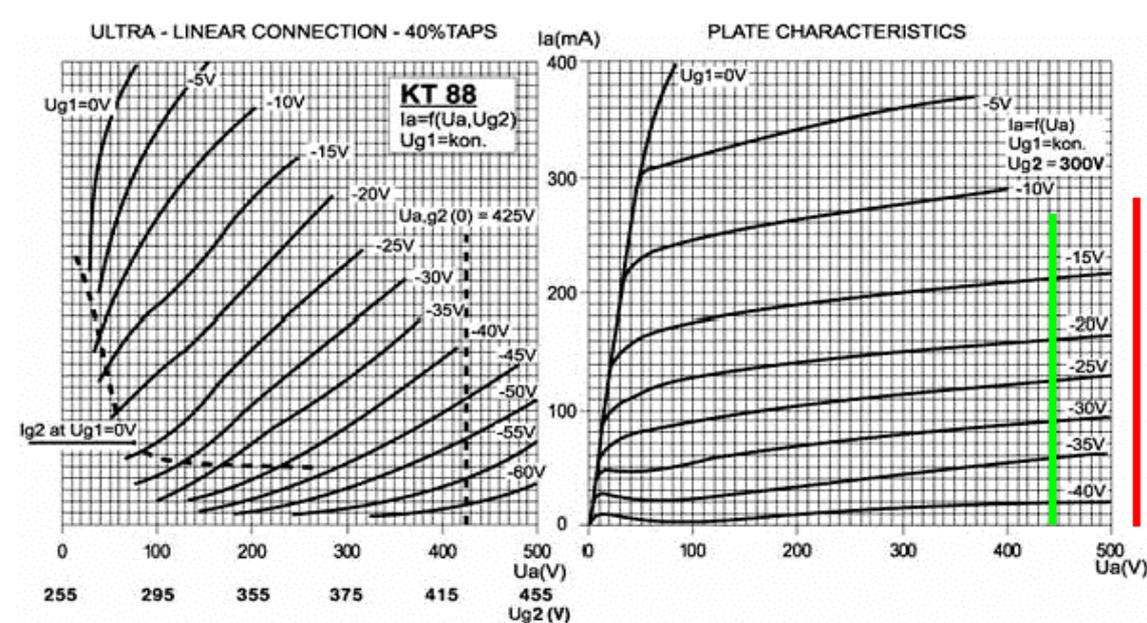
neue Verstärkung, mit lokaler Stromgegenkopplung:

$$\begin{aligned} V_u' &= \mu \cdot R_a / (R_a + R_i + (\mu + 1)R_k) \\ &= 20 \cdot 39 \text{ k}\Omega / ((39 + 16,25) \text{ k}\Omega + 21 \cdot 680 \Omega) \\ &= 780 \text{ k}\Omega / (55,25 \text{ k}\Omega + 14,28 \text{ k}\Omega) \\ &= 780 \text{ k}\Omega / 69,53 \text{ k}\Omega \\ &= 11,2 \end{aligned}$$

Die Verstärkung der Differenzverstärkerstufe in der Originalschaltung von Ekland-Plitron wurde bereits mit $V=12,4$ bestimmt. Eine reduzierte Verstärkung von $V=11,2$ ist für die vorgesehene Anwendung akzeptabel.

Gegentaktstufe

Wird bei den Endröhren Typ KT88 statt $U_b=525V$ (rot) $U_{bneu}=450V$ (grün) angelegt, so stellt sich bei gleichem Bias ein geringfügig geringerer Strom ein. Dies kann durch eine veränderte Einstellung der Gittervorspannung mittels der BIAS-Potentiometer leicht kompensiert werden, die Verstärkung der Stufe bleibt praktisch unverändert, lediglich die entnehmbare Ausgangsleistung geht zurück.



Kennlinienfeld Endpentode KT88

Der Ausgangsübertrager

Der verwendete Übertrager AT25 hat eine Primärimpedanz von $4k\Omega$ und eine Ausgangsimpedanz von 8Ω mit einer Anzapfung für 4Ω .

Es gilt: $P = U^2 / R \Rightarrow U = \sqrt{P \cdot R}$

Für das Verhältnis von Eingangs- und Ausgangsspannung gilt die Analogie zur Windungszahl:

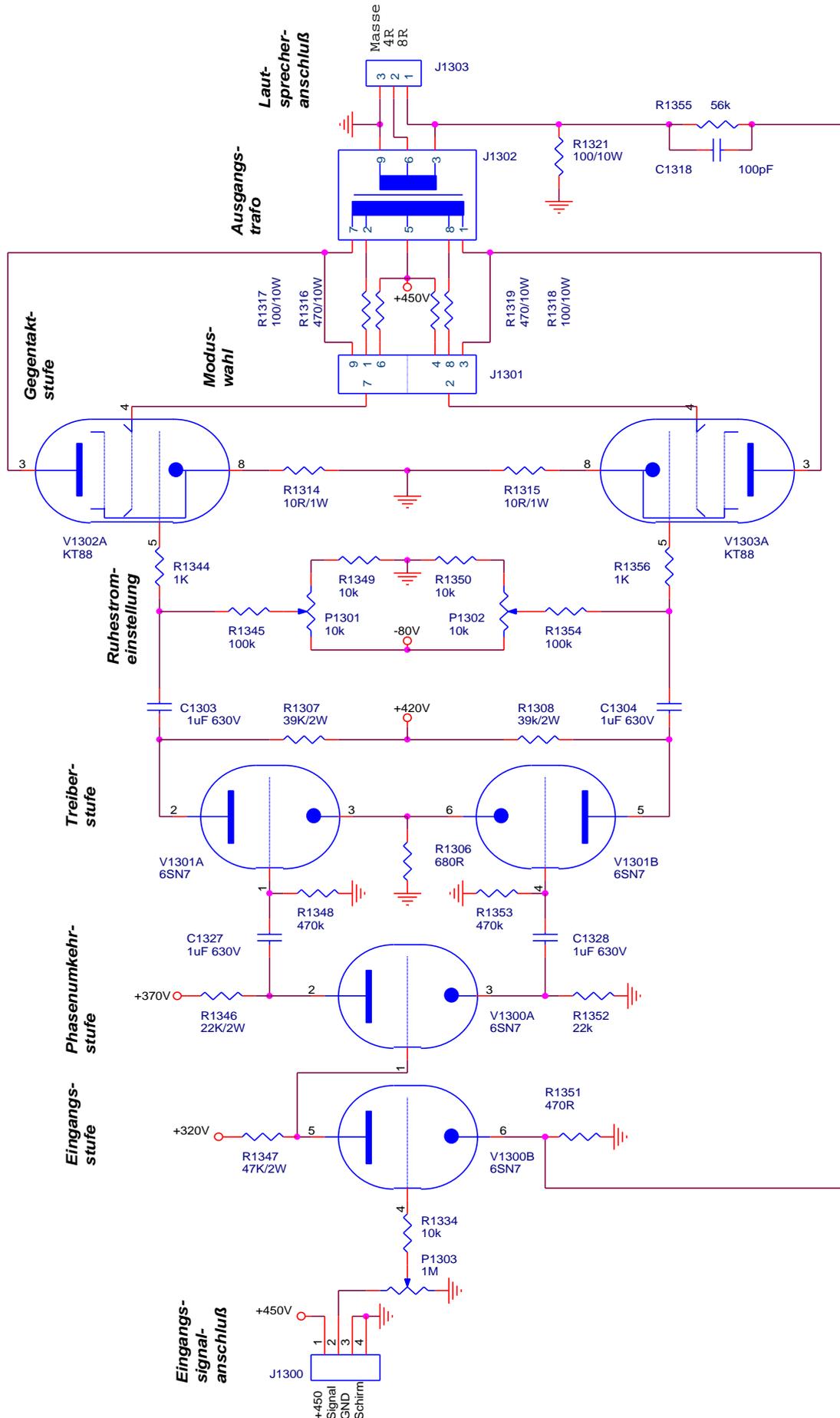
$$U_e / U_a = n_e / n_a = \sqrt{4k\Omega} / \sqrt{8\Omega} = 23$$

bzw.

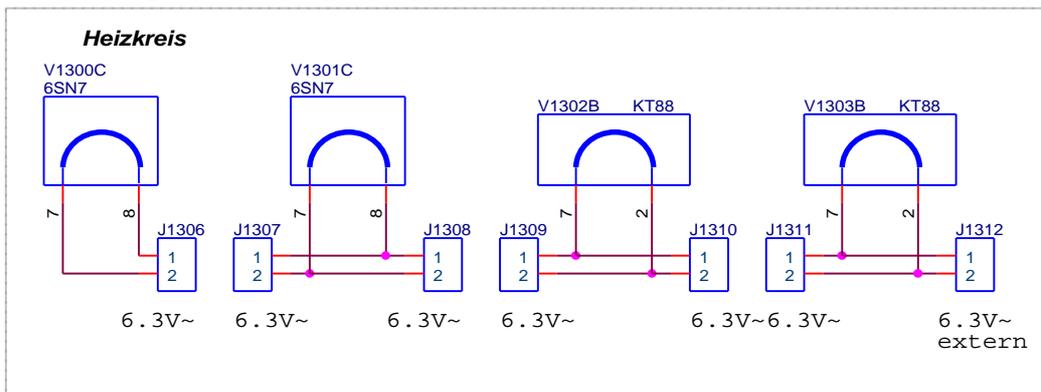
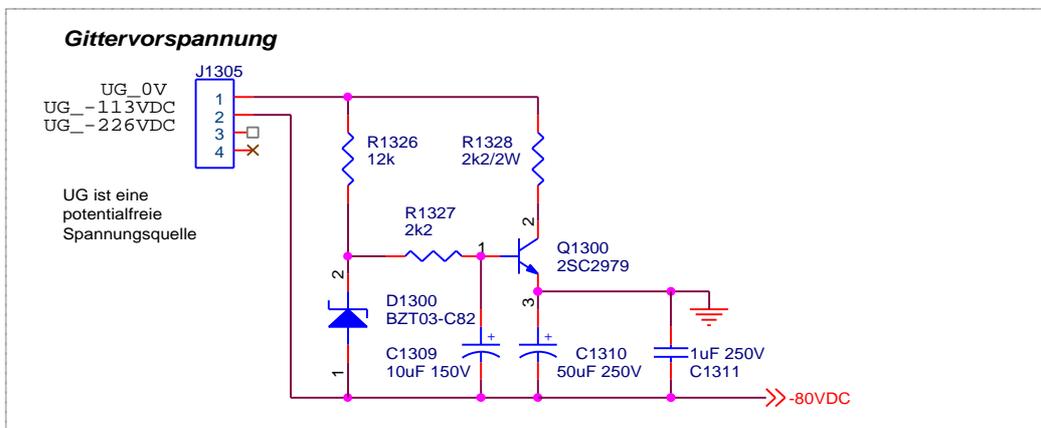
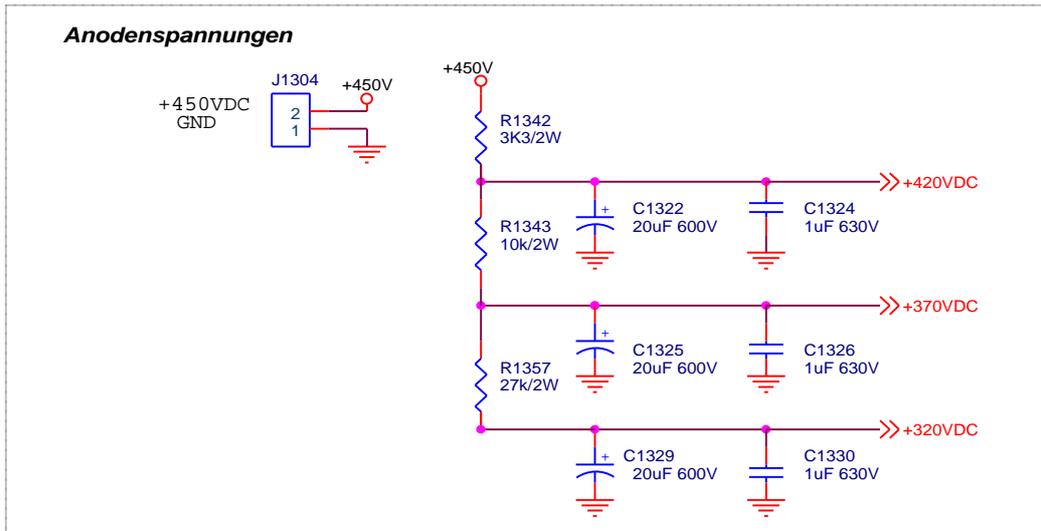
$$U_e / U_a = n_e / n_a = \sqrt{4k\Omega} / \sqrt{4\Omega} = 31,6$$

In unserem Projekt realisierte Schaltung

Es wurde aufgrund der vorhergehenden Betrachtung die folgende Schaltung entworfen, layoutet, aufgebaut und getestet. Die auf den folgenden Seiten dargestellten Schaltpläne zeigen den Entwicklungsstand vor Beginn der Inbetriebnahme. Im Laufe der Inbetriebnahme wurde die Schaltung noch an einigen Punkten geändert. Der abschließende Schaltungsstand wird noch im weiteren Verlauf dieses Berichts wiedergegeben.



Schaltplan nach Ende der Entwurfsphase (noch nicht abschließend) Teil 1 von 2



Schaltplan nach Ende der Entwurfsphase (noch nicht abschließend) Teil 2 von 2

Inbetriebnahme

Entbrummung des Heizkreises

Die Baugruppe wird mit Wechselspannung geheizt. Die Heizleitungen waren zunächst potentialfrei. Dies führte zur Einkopplung von Brummstörungen in das Audiosignal. Es wurde nicht das sinusförmige 50-Hz-Signal, sondern gedämpft ausschwingende Nadelimpulse mit 100 Hz-Wiederholfrequenz eingekoppelt. Diese entstehen dann, wenn der Strom durch die Gleichrichterdiode im Netzteil in der Nähe des Nulldurchgangs abreißt. Ein Potentiometer, zwischen die Heizleitungen geschaltet, der Schleifer an Masse beseitigte das Problem. Die Potentiallage der Heizleitungen zu Masse wurde durch Verstellen des Potentiometers so eingestellt, daß die Störungen gegenphasig eingekoppelt wurden und damit unwirksam blieben.

Vermeidung von tieffrequenten Eigenoszillationen

Bei der ersten Inbetriebnahme des vollständig bestückten Verstärkers wurde eine tieffrequente Oszillation (ca. 1 Hz) festgestellt. Da die Versorgungsspannungen der Eingangs-, Treiber-, und Phasenumkehrstufen nicht stabilisiert sind, konnte sich hier eine Mitkopplung zwischen den Stufen einstellen. Eine Anhebung der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers durch Verkleinerung der Koppelkondensatoren C1327, C1328, C1303 und C1304 von 1µF auf 0,22 µF beseitigte das Problem.

Korrektur der Phasenlage der Gegenkopplung

Beim weiteren Test des Verstärkers stellte sich heraus, daß die Phasenlage der Gegenkopplung invertiert war, es wurde versehentlich eine Mitkopplung realisiert. Ein Tausch der primärseitigen Anschlüsse des Ausgangsübertragers wäre prinzipiell die einfachste Korrekturmaßnahme gewesen, hätte aber die Steckerkompatibilität zwischen den verschiedenen in diesem Labor realisierten Endstufen zerstört. Daher wurde die Phasenlage durch Vertauschen der Gitterkreise der beiden Endröhren korrigiert.

Unterdrückung von hochfrequenten Störungen

Die Eingangsstufe zeigte eine gewisse Empfindlichkeit gegenüber hochfrequenten Störungen bzw. Selbsterregung. Die Bandbreite der Eingangsstufe wurde durch Gegenkopplung mit einem 27pF-Kondensator (zwischen Anode der Phasenumkehrstufe und Kathode der Eingangsstufe) und einem Tiefpaß im Gitterkreis der Eingangsstufe, realisiert mit R1334 und einem zusätzlichen 47pF-Kondensator reduziert.

Vermeidung von Bandbreitenverlust durch P1303

P1303 wurde von 1M auf 10K reduziert, da sich mit dem ursprünglichen Wert bereits eine Abschwächung des oberen Audio-Frequenzbereichs gezeigt hatte. Der Innenwiderstand des Potentiometers bildet mit der Miller-Kapazität von V1300B einen Tiefpaß.

Optimale Einstellung der Gegenkopplung

Die Gegenkopplung wurde auf optimales Rechteckübertragungsverhalten des Verstärkers bei Belastung mit einer 8 Ohm-Lautsprecherbox eingestellt. Hier bei ergaben die Werte 11K für R1355 und 150pF für C1318 optimale Ergebnisse.

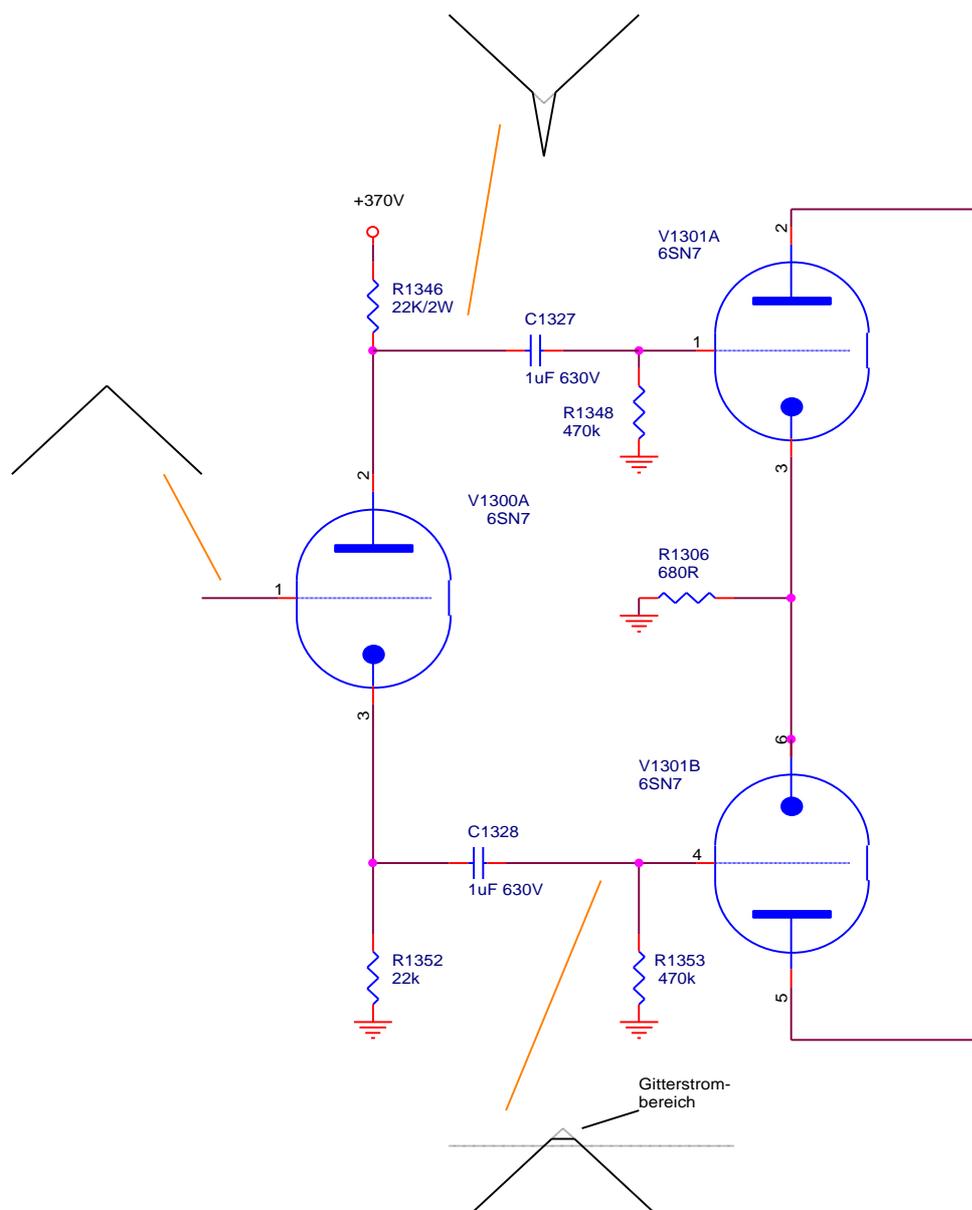
Korrektur der Stabilisierung der negativen Versorgungsspannung für den parallelen Betrieb von zwei Endstufen

Die gewählte Stabilisierungsschaltung für die -80V-Spannung hat sich als ungeeignet herausgestellt, wenn man zwei Endstufenbaugruppen gemeinsam an einem Netzteil betreiben will, wie man es aber für den Stereo-Betrieb stets tun will. Die ursprünglich vorgesehene Parallelschaltung der Spannungsregler ist nicht möglich, da dann Eingang und Ausgang beider Regler parallel geschaltet sind. Damit kann der Längstransistor des Reglers, der aufgrund von Bauteiltoleranzen die geringere Ausgangsspannung hat, beschädigt werden.

Da die Spannungsregler großzügig ausgelegt wurden, kann der auf einer der beiden Baugruppen befindliche Spannungsregler die jeweils andere Baugruppe mitversorgen. Hierzu werden beide Baugruppen mit einer zusätzlichen, steckbaren Kabelverbindung miteinander verbunden. Auf der zu speisenden Baugruppe wird die zugeführte Spannung mittels einem der Einspeisung in Serie geschalteten 1K-Widerstands und den auch weiterhin vorhandenen Ausgangskondensatoren des ansonsten nicht bestückten Spannungsreglers tiefpaßgefiltert.

Verhalten der Phasenumkehrstufe bei Übersteuerung

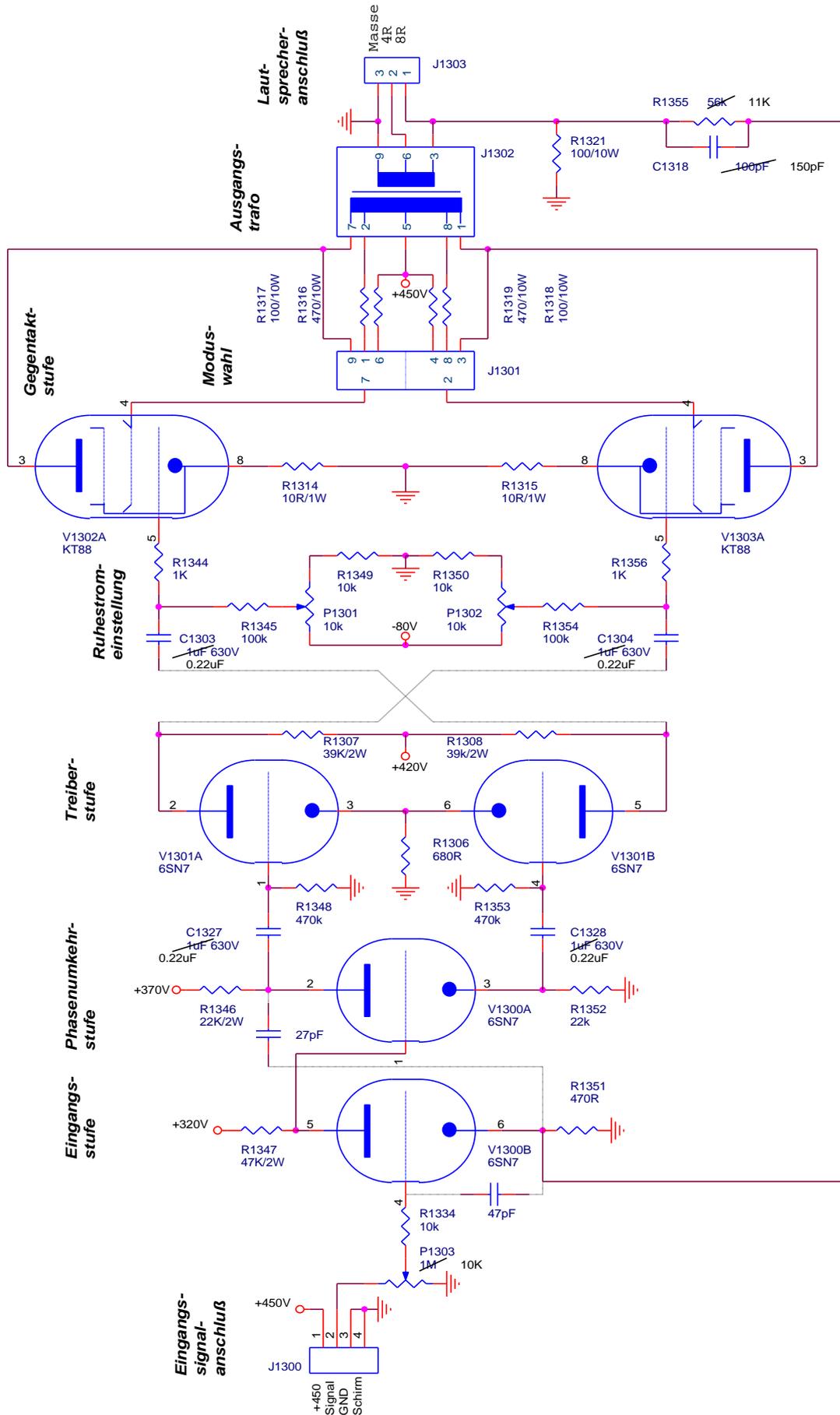
Die Phasenumkehrstufe zeigte bei Übersteuerung ein zunächst schwer verständliches Verhalten, da man die hier zunächst erwartete Symmetrie nicht vorfinden konnte. Bei Übersteuerung fließt ein Gitterstrom in V1301B. Dieser führt zu einem deutlich erhöhten Anodenstrom in V1300A. Damit fällt die Anodenspannung von V1300A deutlich ab. Es findet jedoch keine entsprechende Veränderung des Kathodenpotentials statt, da die Schaltung ja kathodenseitig als Folger mit geringer Ausgangsimpedanz arbeitet. Die unterschiedlichen Kurvenformen an beiden Ausgangssignalen der Schaltung spiegeln daher die unterschiedlichen Ausgangswiderstände beider Ausgänge der Schaltung wieder.



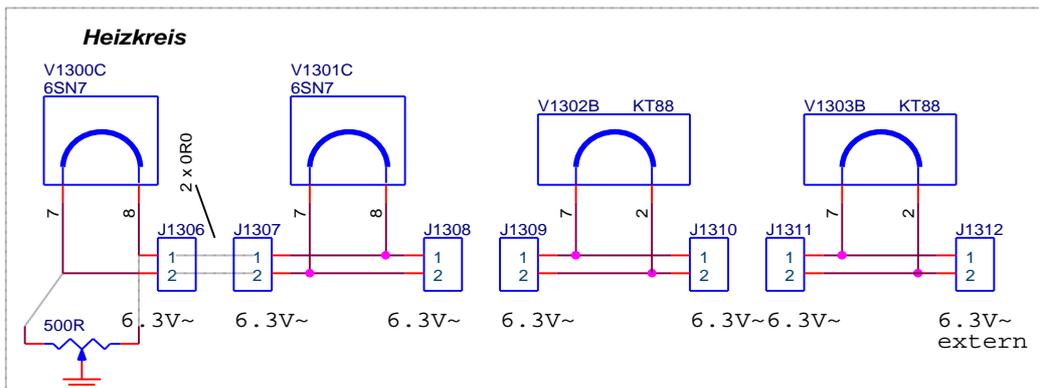
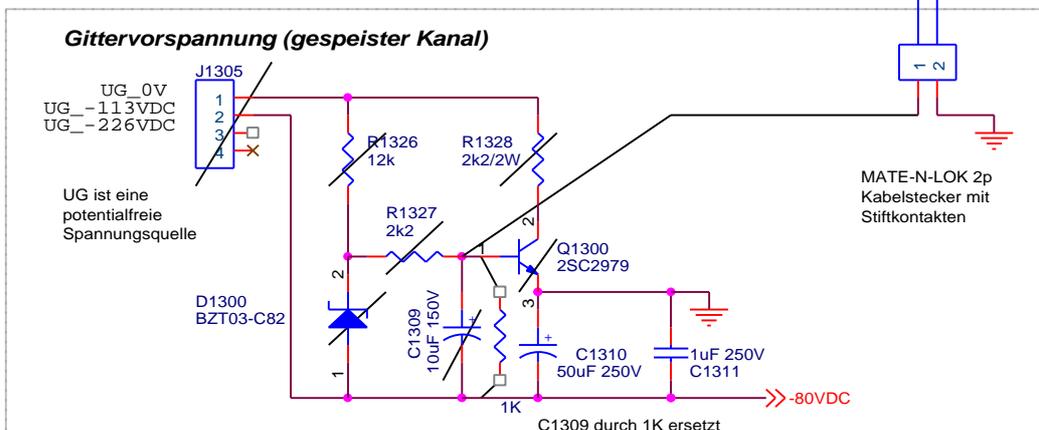
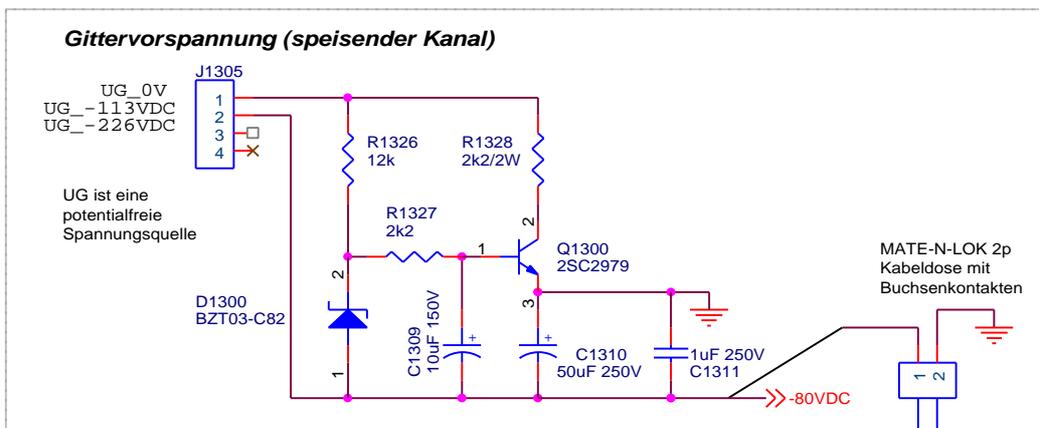
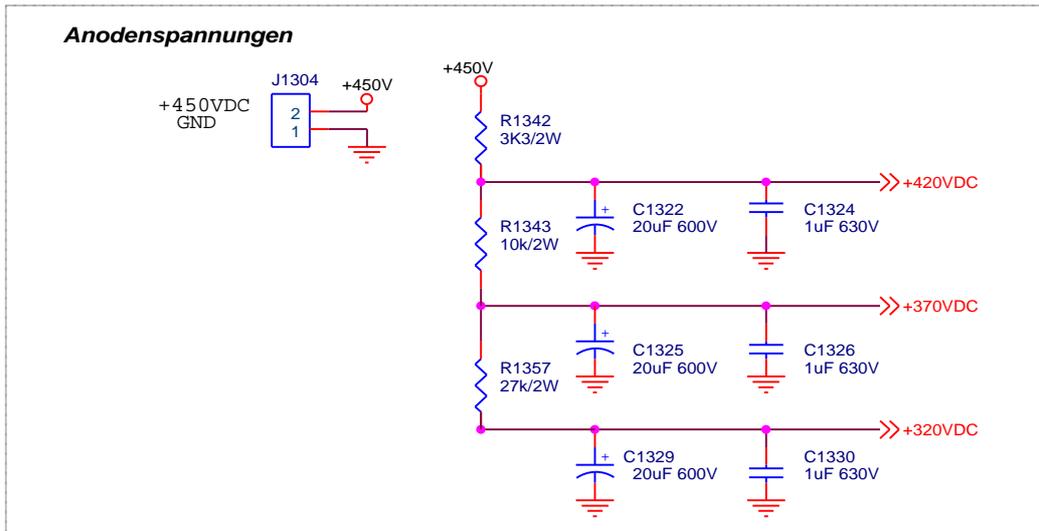
Veranschulichung des Verhaltens der Phasenumkehrstufe bei Übersteuerung

Abschließend realisierte Schaltung

Auf den Folgeseiten ist die abschließend realisierte Schaltung wiedergegeben.



Abschließend realisierte Schaltung (Teil 1 von 2)



Abschließend realisierte Schaltung (Teil 2 von 2)

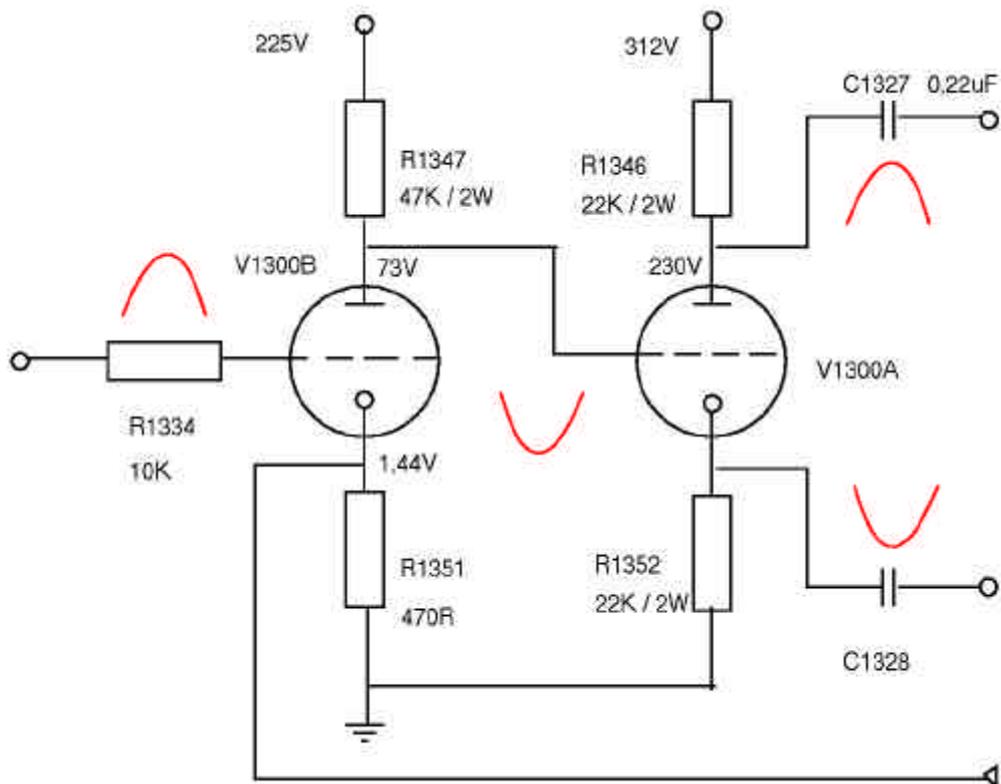
Betrachtung der tatsächlichen Arbeitspunkte

Die Spannungen U_b haben sich erheblich geringer eingestellt als zunächst angenommen. Die Auswirkungen dieser Abweichungen sind nun rechnerisch zu bestimmen.

	V1300B	V1300A	V1301A/B	V1302A/B
U_b berechnet:	320V	370V	420V	450V
U_b gemessen:	225V	312V	376V	432V

Eingangsstufe

Es wurden die folgenden Arbeitspunkte gemessen:



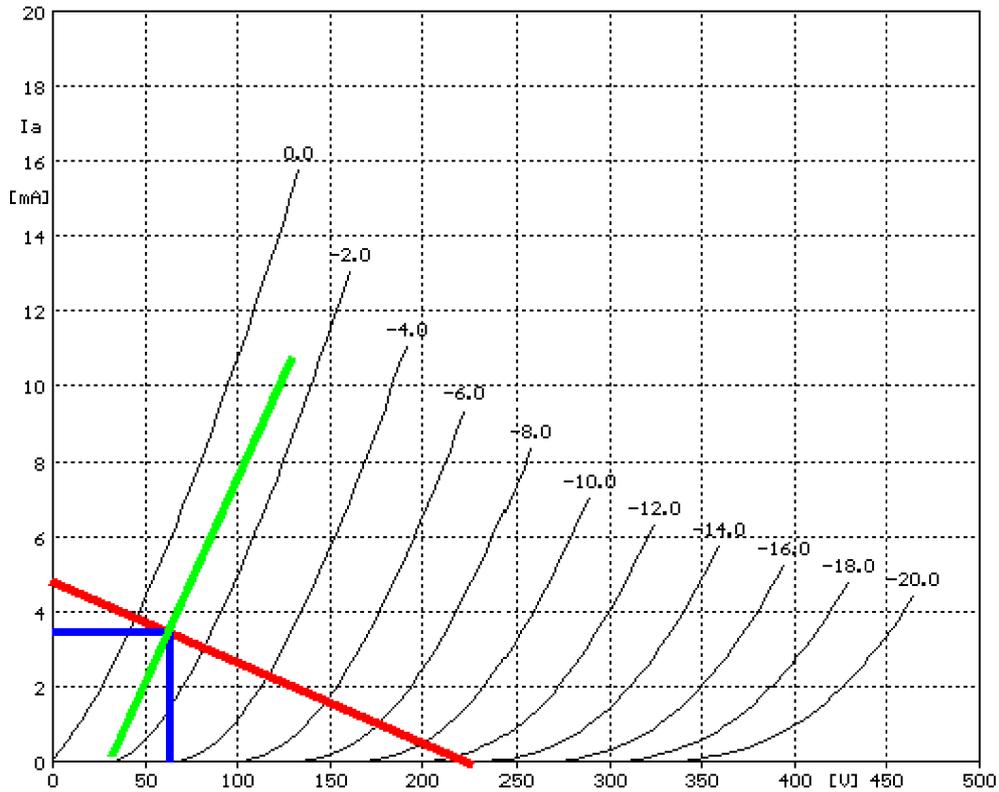
Eingangs- und Phasenumkehrstufe mit gemessenen Arbeitspunkten

Berechnung der Verstärkung der Eingangsstufe (mit V1300B) anhand der gemessenen Arbeitspunkte :

Für das Zeichnen der Arbeitsgerade sind die maximal annehmbaren Strom- und Spannungswerte an der Röhre zu bestimmen:

$$U_b = 225 \text{ V}$$

$$\text{Kurzschluß durch die Röhre: } I_a = U_b / R_a = 225\text{V} / 47 \text{ k}\Omega = 4,78 \text{ mA}$$



Kennlinienfeld der Röhre der Eingangsstufe mit tatsächlich gemessenem Arbeitspunkt

Innenwiderstand aus Kennlinienfeld: $R_i = 110\text{V} - 30\text{V} / 8\text{mA} = 10\text{k}\Omega$

neuer Innenwiderstand unter Einberechnung der lokalen Gegenkopplung mittels R_k :

$$\begin{aligned} R_i' &= R_i + \mu \cdot R_k \\ &= 10 \text{ k}\Omega + 20 \cdot 470 \text{ }\Omega \\ &= 10\text{k}\Omega + 9,4\text{k}\Omega \\ &= 19,4\text{k}\Omega \end{aligned}$$

Steilheit ohne Einberechnung der lokalen Gegenkopplung:

$$\begin{aligned} S &= \mu / R_i \\ &= 20 / 10\text{k}\Omega \\ &= 2 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

neue Steilheit unter Einberechnung der lokalen Gegenkopplung mittels R_k :

$$\begin{aligned} S' &= S / (1 + S \cdot R_k) \\ &= 2 \text{ mA/V} / (1 + 2 \text{ mA/V} \cdot 470\Omega) \\ &= 2 \text{ mA/V} / 1,94 \\ &= 1,03 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

neue Verstärkung unter Einberechnung der lokalen Gegenkopplung mittels R_k :

$$\begin{aligned} V_u' &= \mu \cdot R_a / (R_a + R_i + (\mu + 1)R_k) \\ &= 20 \cdot 47\text{k}\Omega / ((47 + 10)\text{k}\Omega + 21 \cdot 470\Omega) \\ &= 940 \text{ k}\Omega / (57\text{k}\Omega + 9,87\text{k}\Omega) \\ &= 940\text{k}\Omega / 66,87 \text{ k}\Omega \\ &= 14,05 \end{aligned}$$

Die Eingangstufe verstärkt das Signal um den Faktor 14.

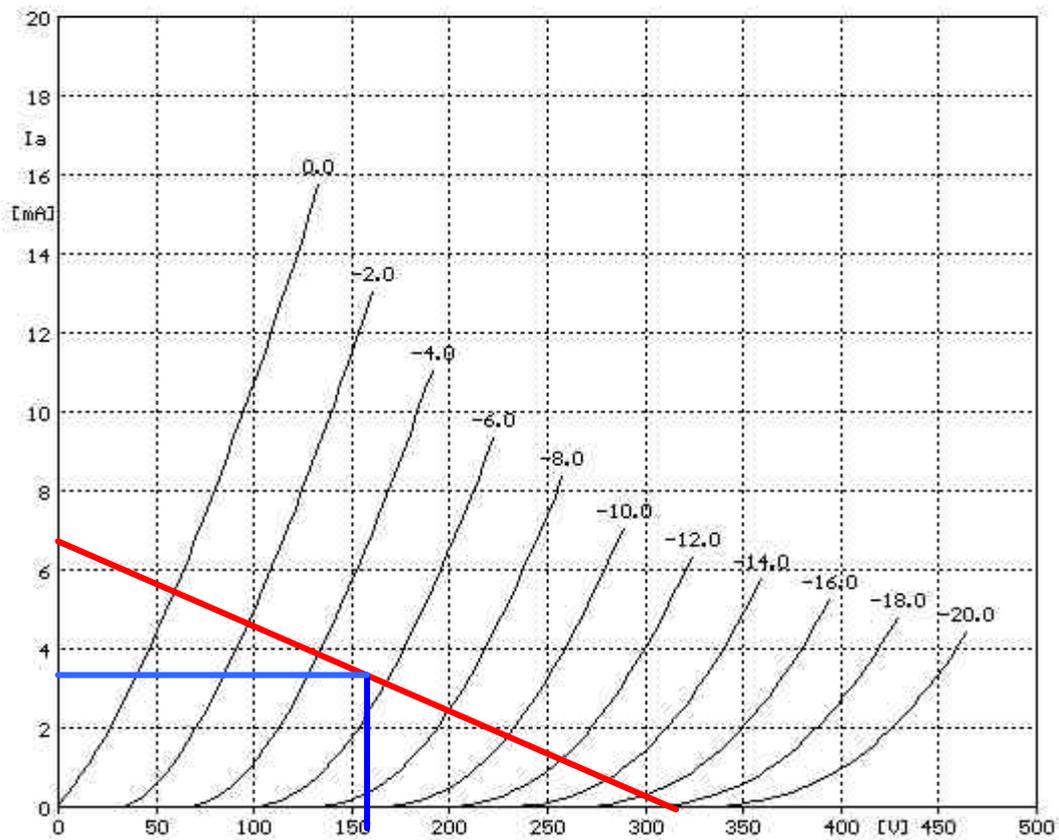
Phasenumkehrstufe

Am Gitter liegt die Spannung $U_g = 73V$.

Der Strom durch $R_k = R_{1352}$ ist $I = 79V / 22k\Omega = 3,6mA$

Über dem Arbeitswiderstand R_{1346} liegt, da beide Widerstände den gleichen Wert haben und vom gleichen Strom durchflossen werden ebenfalls 79V an. Die Anodenspannung beträgt rechnerisch $U_a = 312V - (2 \times 79V) = 154V$.

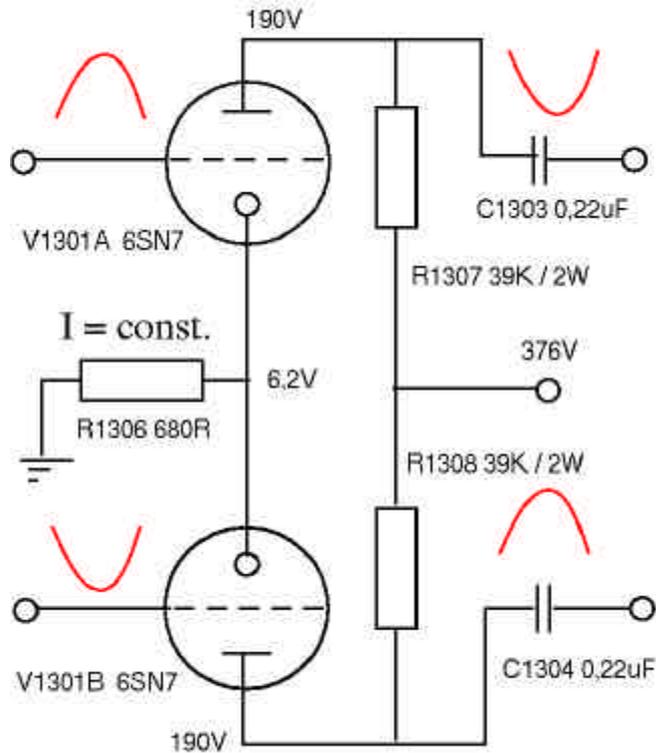
An der Anode wurde ein (massebezogenes) Potential 230V gemessen. Als Versorgungsspannung wurde 312V gemessen. Damit ergibt sich rechnerisch eine Spannung von 82V über R_{1346} , was ausreichend nahe am angenommenen Wert von 79V liegt.



Kennlinienfeld der Röhre der Phasenumkehrstufe mit tatsächlich gemessenem Arbeitspunkt

Treiberstufe

Es wurden die folgenden Arbeitspunkte gemessen:



Treiberstufe mit gemessenen Arbeitspunkten

Für das Zeichnen der Arbeitsgerade sind die maximal annehmbaren Strom- und Spannungswerte über der Röhre zu bestimmen:

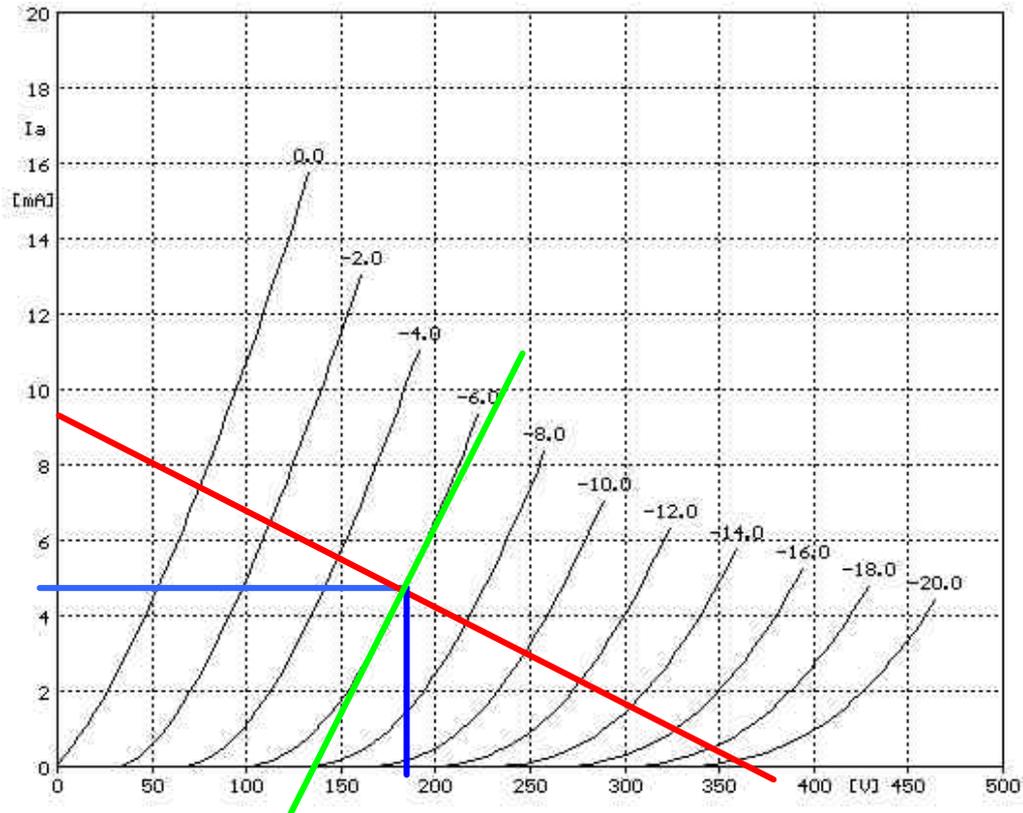
Kurzschluß durch die Röhre: $I_a = U_b / R_a = 376V / 39k\Omega = 9,6 \text{ mA}$

Der Anodenstrom beider Röhrensysteme fließt hier durch R1306, beide Röhren tragen dazu jeweils zur Hälfte bei.

$I_k = U_k / R_k = 6,2V / 680\Omega = 9,1 \text{ mA}$, das ist 4,55 mA pro Triodensystem.

$U_a = 376V - (39k\Omega * 4,55 \text{ mA}) = 376V - 177,45 = 198,55V$

An beiden Röhren V1301A und V1301B wurde 190V gemessen.



Kennlinienfeld einer Röhre der Treiberstufenstufe mit tatsächlich gemessenem Arbeitspunkt

Innenwiderstand aus Kennlinienfeld: $R_i = 270V - 140V / 10mA = 13k\Omega$

Berechnung der Verstärkung

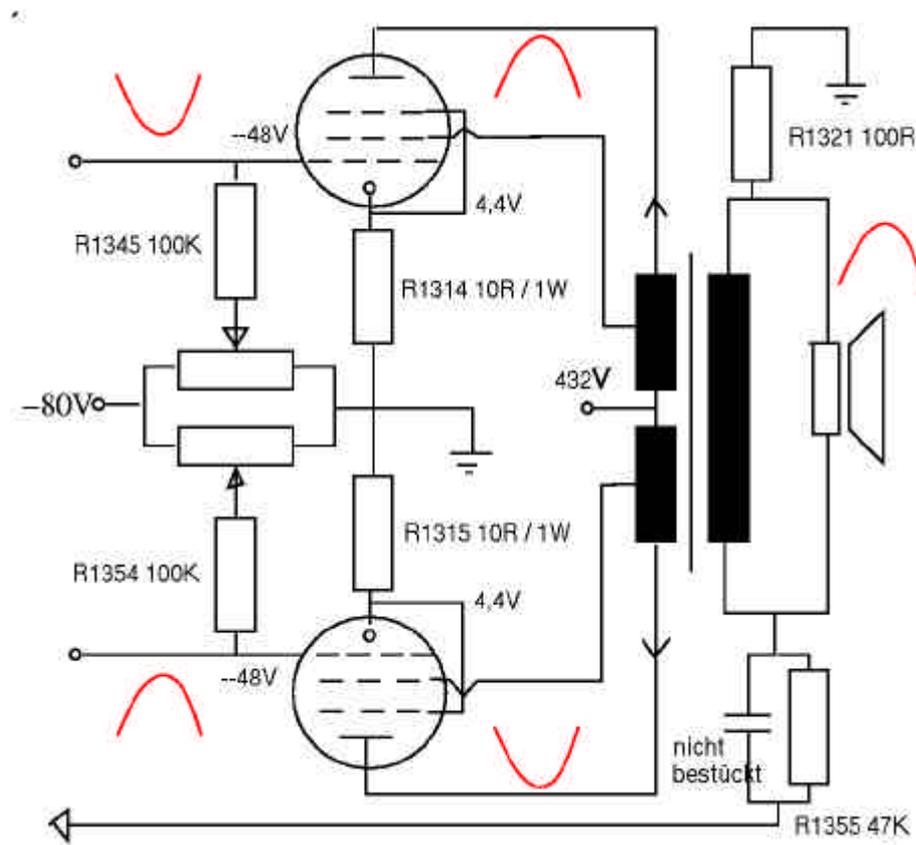
$$\begin{aligned}
 V_{u'} &= \mu \cdot R_a / (R_a + R_i + (\mu + 1)R_k) \\
 &= 20 \cdot 39k\Omega / ((39 + 13)k\Omega + 21 \cdot 680\Omega) \\
 &= 780 k\Omega / (52 k\Omega + 14,28k\Omega) = 780k\Omega / 68,28 k\Omega \\
 &= 11,8
 \end{aligned}$$

Die Differenzverstärkerstufe verstärkt das Signal also um den Faktor 11,8. Rechnerisch bestimmt war eine Verstärkung von $V = 11,2$. Dieses Ergebnis ist somit sehr zufriedenstellend.

Gegentaktstufe

Die Stufe zeigte keine Auffälligkeiten.

Es wurden, nach Abgleich des Ruhestroms auf 44mA, die folgenden Arbeitspunkte gemessen:



Gegentakt-Endstufe mit gemessenen Arbeitspunkten

Berechnung der Gesamtverstärkung (ohne Gegenkopplung) des Verstärkers auf Basis der gemessenen Arbeitspunkte

Die Gesamtverstärkung vom Eingang zum 4 Ohm-Ausgang beträgt

$$V(\text{Gesamt}) = V(\text{Eingangstufe}) * V(\text{Phasenumkehr}) * V(\text{Differenzverstärker}) * V(\text{Gegentaktstufe}) * (\text{Übersetzungsverhältnis Trafo})$$

Das Wicklungsverhältnis des Ausgangsübertragers führt, betrachtet für den 4 Ohm-Ausgang, zu einer Herabtransformation der Signalspannung an der Anode der jeweiligen Endröhre um den Faktor 15,8.

berechnete Verstärkung:
(auf Basis der gemessenen Arbeitspunkte)

$$V = 14,00 * 0,9 * 12,30 * 11 * 1/15,8 = 108$$

berechnete Verstärkung:
(auf Basis der berechneten Arbeitspunkte)

$$V = 13,08 * 0,9 * 13,37 * 44 * 1/15,8 = 110$$

berechnete Verstärkung:
(gemäß Originalschaltung Ekland Plitron)

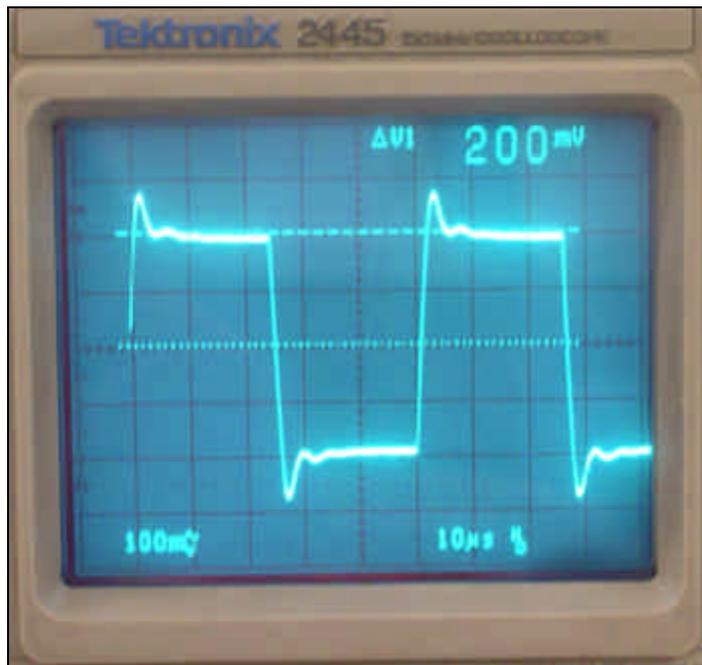
$$V = 13,08 * 0,9 * 13,09 * 44 * 1/15,8 = 114$$

Die auf Basis der gemessenen Arbeitspunkte berechnete Verstärkung ist also um 1,5% geringer als erwartet und 5,3% geringer als beim Verstärker Ekland-Plitron. Leider wurde keine Messung der tatsächlichen Verstärkung am Prototyp durchgeführt.

Meßergebnisse

Rechteckübertragung und Höreindruck

Bei der Durchführung der Messungen konnte eine erstaunliche Übereinstimmung bei der Korrelation Höreindruck zu Güte der Rechteckübertragung festgestellt werden. Durch die Einstellung der Gegenkopplung mit R1305 und C1318 auf optimale Rechteckübertragung wurde gleichzeitig auch der optimale Höreindruck erzielt.



20kHz Rechtecksignal nach optimaler Einstellung der Gegenkopplung, gemessen parallel zu 8 Ohm Lautsprecherbox, Spannungsangaben sind 1 zu 1 gültig.

Leistung:

Der Verstärker wurde mit einem 4 Ohm-Drahtwiderstand belastet.

Bei 1kHz Sinussignal konnte eine max. unverzerrte Amplitude von 18,4V peak über diesem Widerstand festgestellt werden.

Das entspricht einer Leistung von $u_{eff}^2 / R = (18,4V / 1,41)^2 / 4 = 42,3W$.

Hierbei wurde eine tatsächliche Betriebsspannung der Endstufe von 414V gemessen.

Für einen Vergleich der gemessenen Leistung mit der theoretisch erwarteten Leistung wird auf die zu diesem Bericht gehörenden Kapitel „Endstufe nach EICO...“ und „Endstufe in Differenzverstärkerschaltung...“ verwiesen.

Frequenzgang:

3 dB Leistungsabfall entspricht einer Spannungsreduktion auf 84%. Alle Messungen wurden mit einem 4 Ohm-Drahtwiderstand als Last ausgeführt.

Messung bei maximal mögliche Leistung 42,3W:

Mit Sinussignal $U_{\text{peak}} = 18,4\text{V}$ entsprechend 42,3W
3 dB Leistungsabfall entspricht $0,84 * 18,4\text{V} = 15,4\text{V}$

Begrenzung nach oben:

Bis 15 kHz können 18,0V gehalten werden, jedoch beginnt sich das Signal im Bereich von 15kHz zu verzerren. -3dB Punkt bei 33 kHz, jedoch Signal stark verzerrt.

Begrenzung nach unten:

Unverzerrte Wiedergabe bei 18,2V bis hinab zu 25 Hz, danach beginnen Sättigungseffekte.

Messung bei Nennleistung 25W:

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

Begrenzung nach oben:

Bis 20 kHz können 14,0V gehalten werden, ohne Verzerrung. Dann beginnt leichte Verzerrung bei 30 kHz. -3dB Punkt bei 80kHz mit leichter Verzerrung.

Begrenzung nach unten:

Unverzerrte und absolut amplitudenkonstante Wiedergabe bei 14,1V bis hinab zu 19 Hz, danach beginnen Sättigungseffekte.

Messung bei kleiner 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:

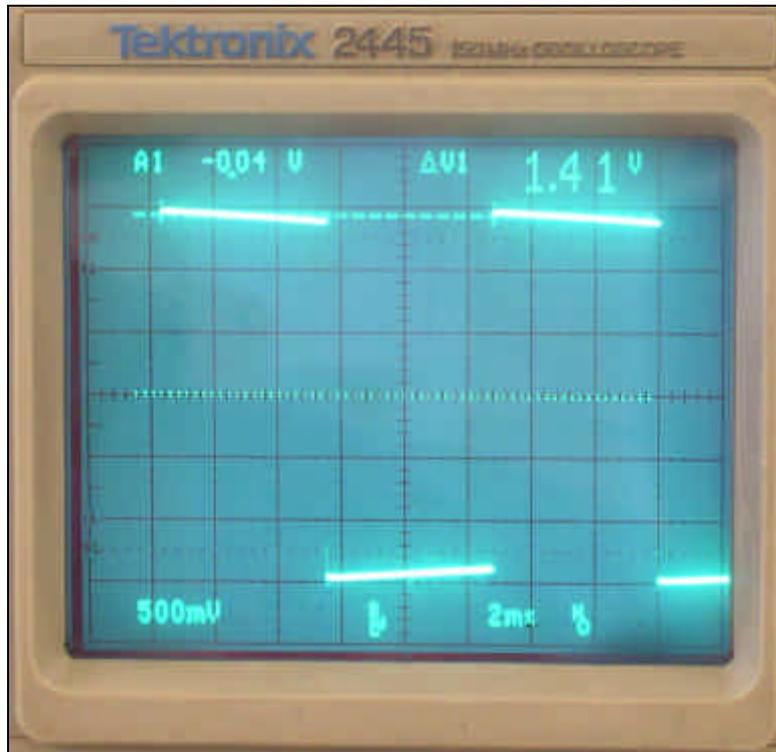
-3dB Punkt bei 60 kHz, ohne Verzerrungen

Begrenzung nach unten:

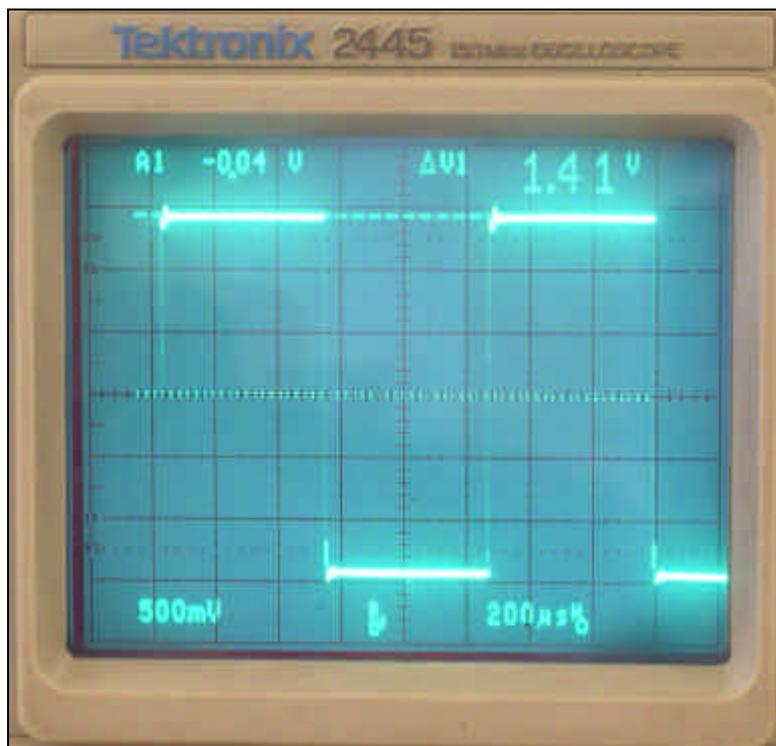
Unverzerrte Wiedergabe bis 14Hz bei dann 9,2Vp Amplitude, danach beginnen Sättigungseffekte. (Amplitudenüberhöhung auf 9,2V ist Fehler des Funktionsgenerators)

Sprungantworten mit ohmscher Last (4 Ohm):

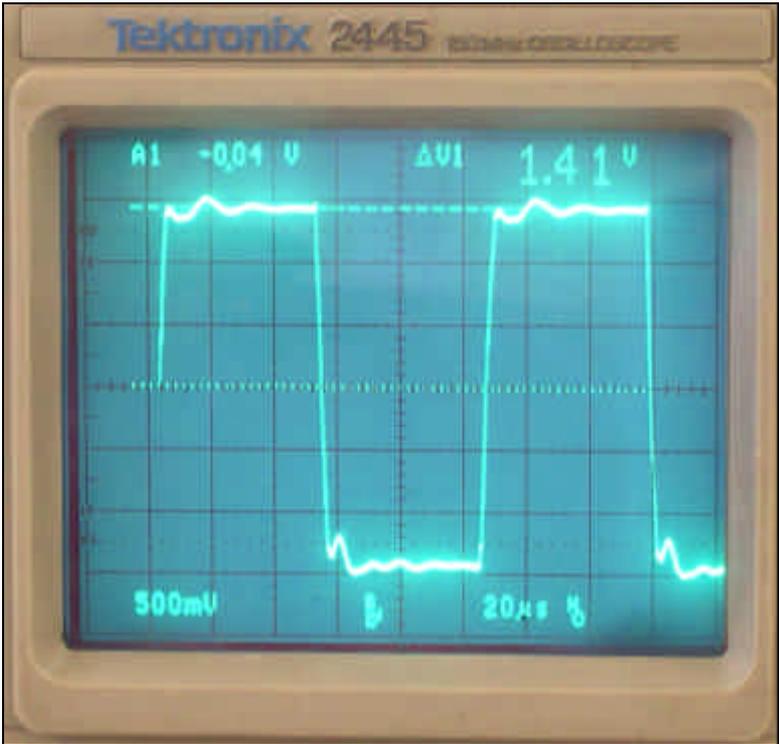
Die Amplitude des Rechtecksignals beträgt 14,1Vp, ein Sinussignal mit gleichen Scheitelwerten würde 25W entsprechen. Der Verstärker wurde mit einem 4 Ohm –Drahtwiderstand belastet. Es wurde mit einem 1 zu 10-Tastkopf parallel zum Drahtwiderstand gemessen. Die Spannungsangaben auf den Oszilloskopbildern sind daher 1 zu 10 untersetzt.



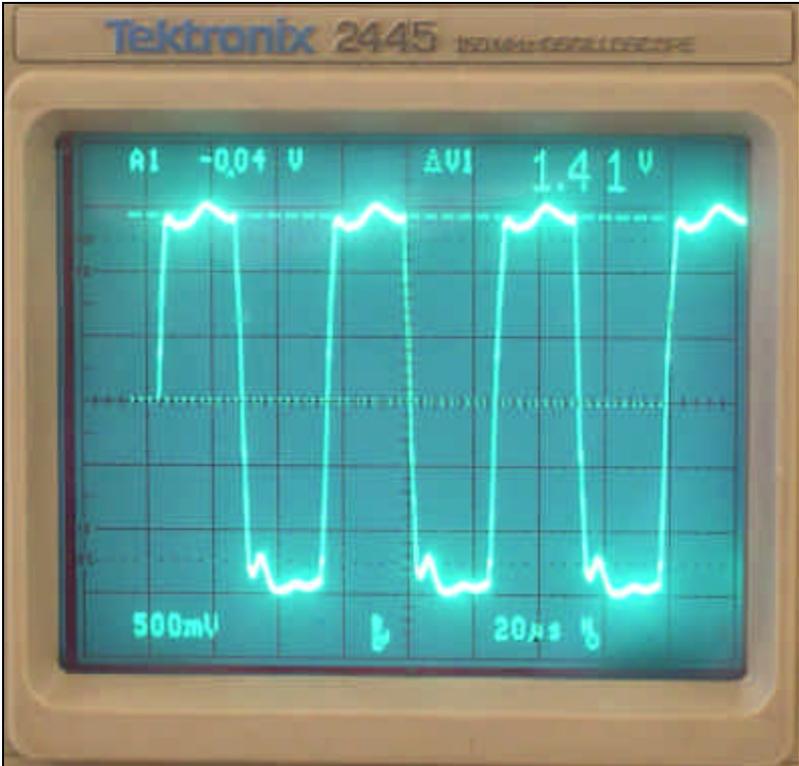
Rechtecksignal 100 Hz



Rechtecksignal 1kHz



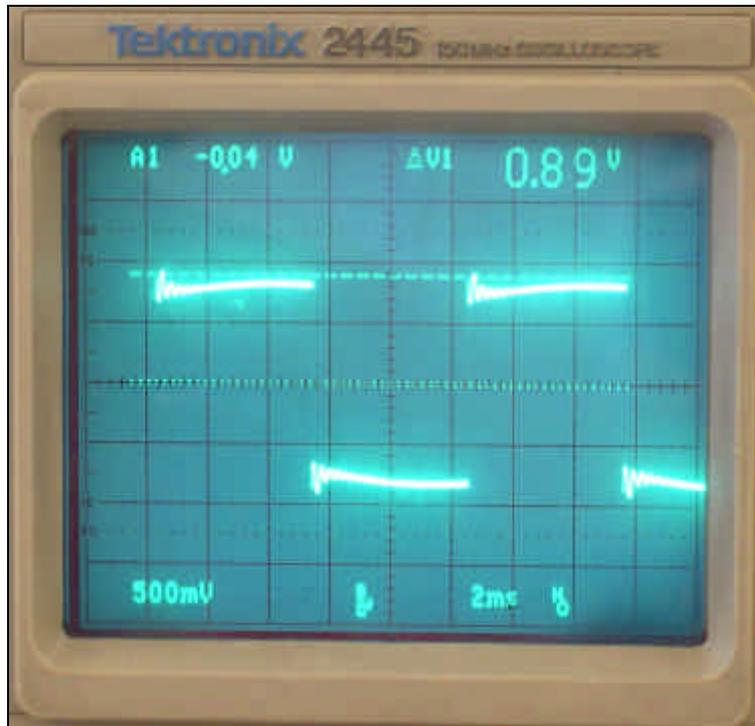
Rechtecksignal 10kHz



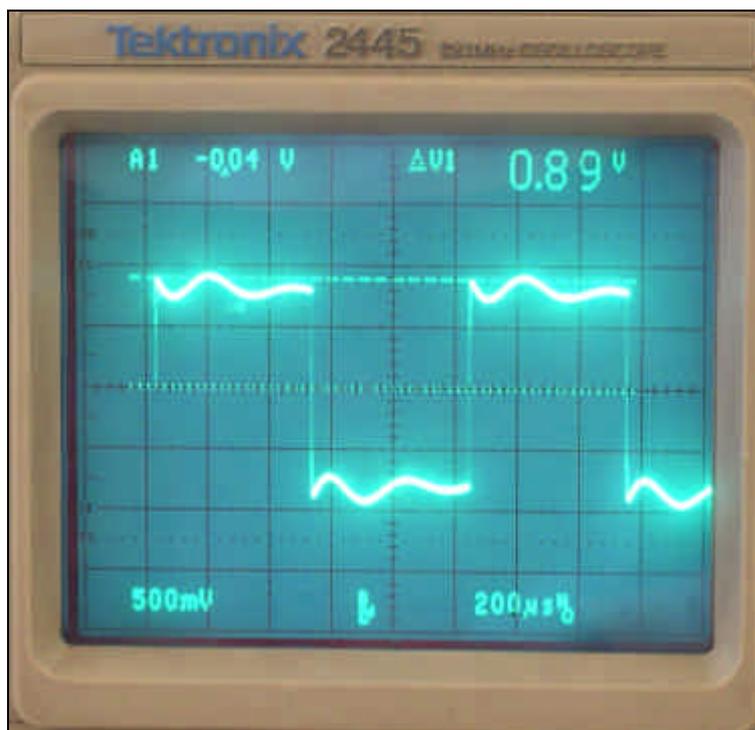
Rechtecksignal 20 kHz

Sprungantworten mit Lautsprecherbox 8 Ohm

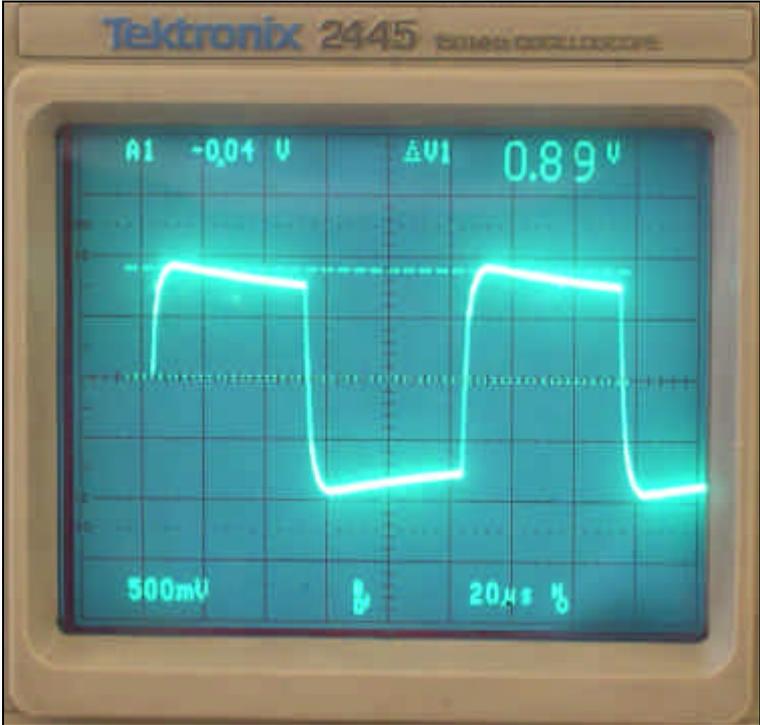
Die Amplitude des Rechtecksignals beträgt $8,9 V_p$, ein Sinussignal mit gleichen Scheitelwerten würde $5W$ entsprechen. Der Verstärker wurde mit einer 8 Ohm -Lautsprecherbox belastet. Es wurde mit einem 1 zu 10-Tastkopf parallel zur Lautsprecherbox gemessen. Die Spannungsangaben auf den Oszilloskopbildern sind daher 1 zu 10 untersetzt.



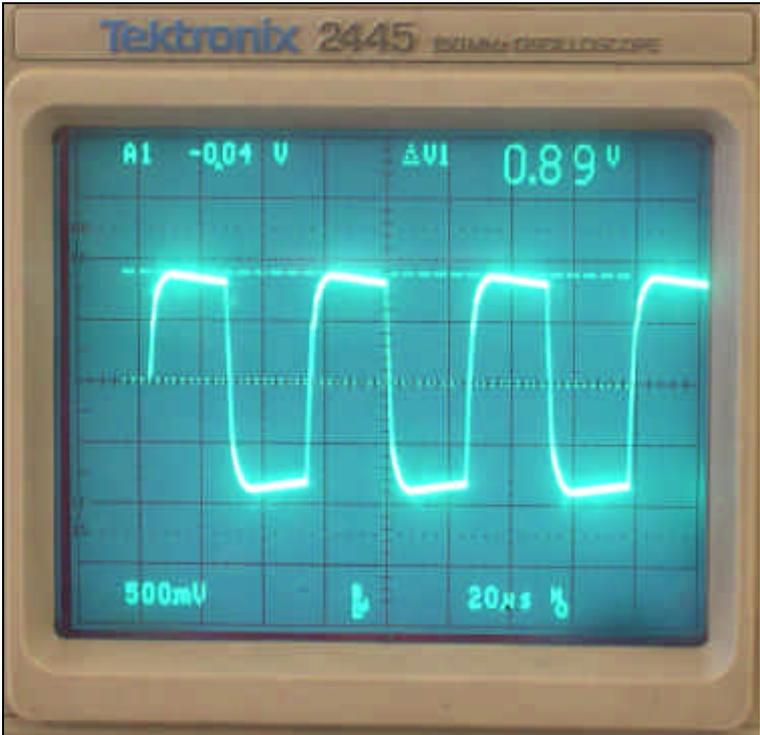
Rechtecksignal 100 Hz



Rechtecksignal 1kHz



Rechtecksignal 10 kHz



Rechtecksignal 20 kHz

Vergleich der Williamson-Endstufe mit dem Verstärker HK-250 von Harman-Kardon

Die Williamson-Endstufe wurde mit einem HiFi-Verstärker HK-250 von Harman Kardon (1959) verglichen.

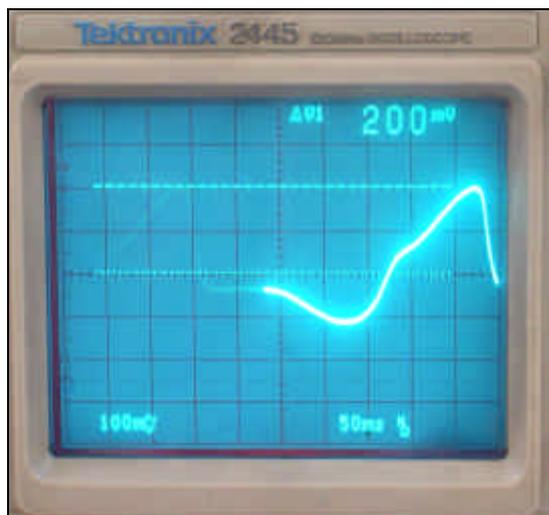


Als Vergleichsgerät benutzter Verstärker HK-250 von Harman Kardon

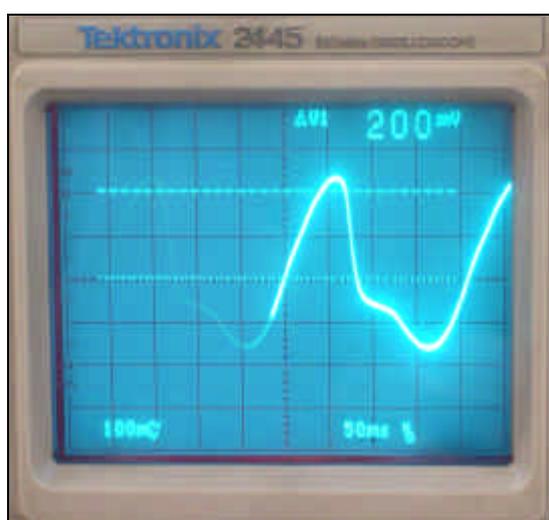
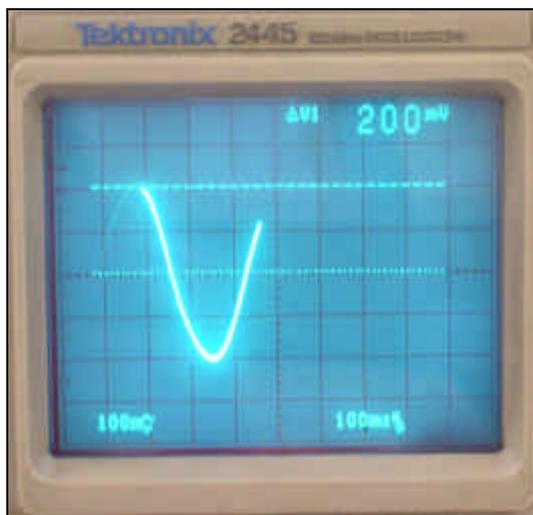
Die folgenden Kurven wurden parallel zu einer 8 Ohm-Lautsprecherbox abgenommen, die Spannungsangaben sind 1 zu 1 gültig.

Harman-Kardon

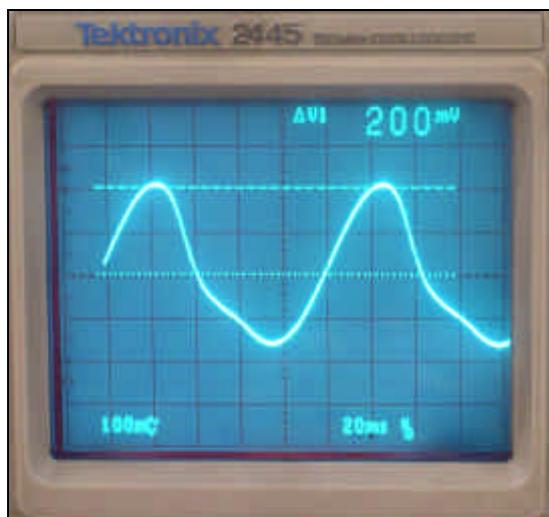
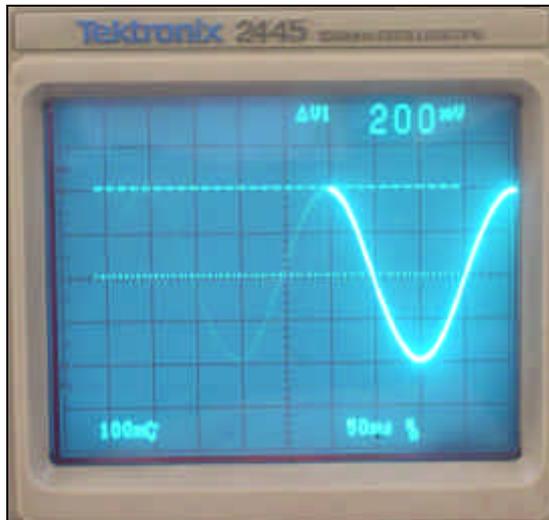
Williamson



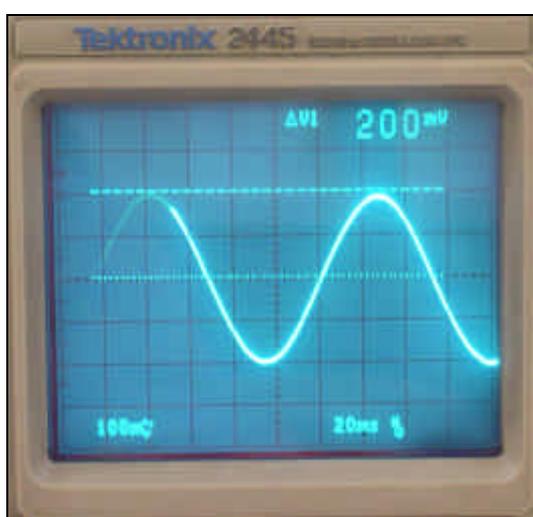
3 Hz Sinus



5 Hz Sinus

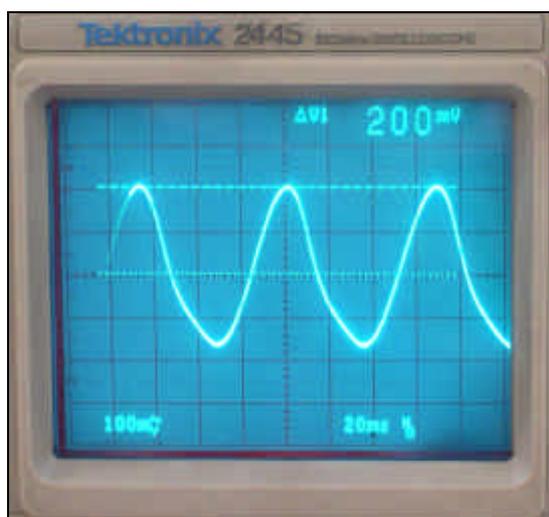


10 Hz Sinus

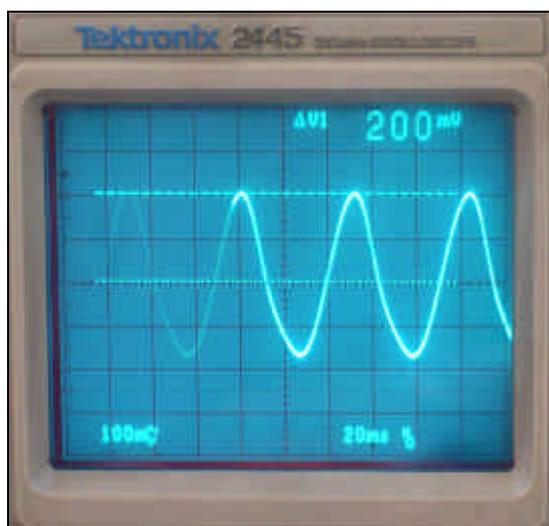
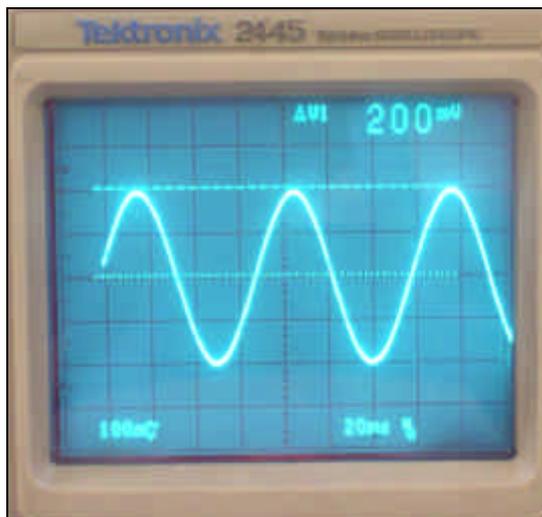


Harman-Kardon

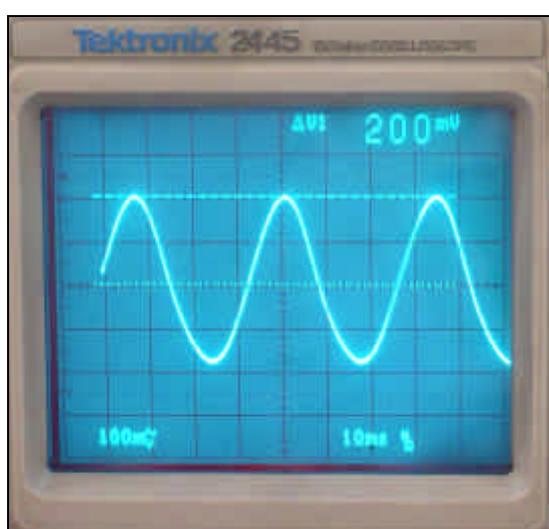
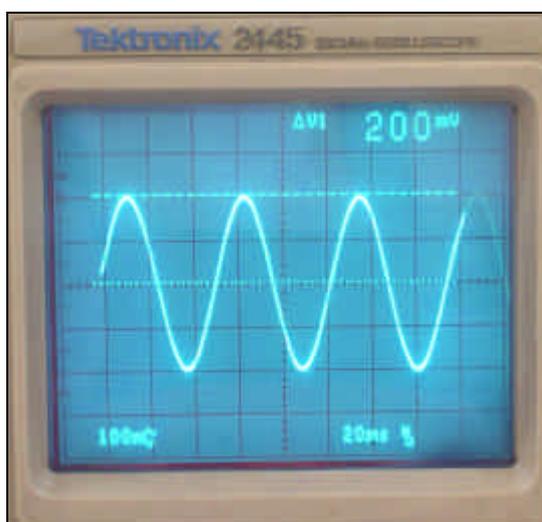
Williamson



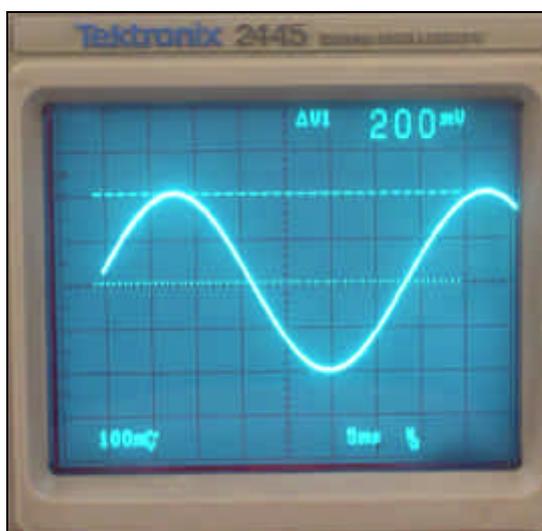
15 Hz Sinus



20 Hz Sinus

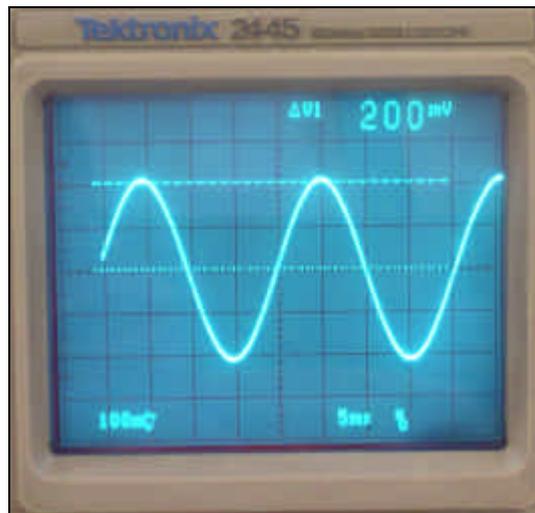
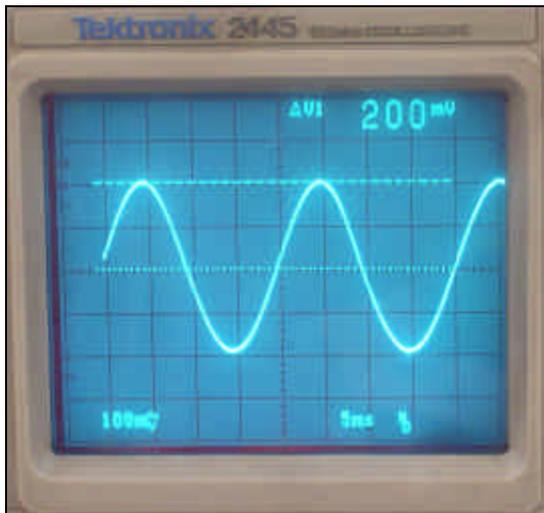


30 Hz Sinus



Harman-Kardon

Williamson

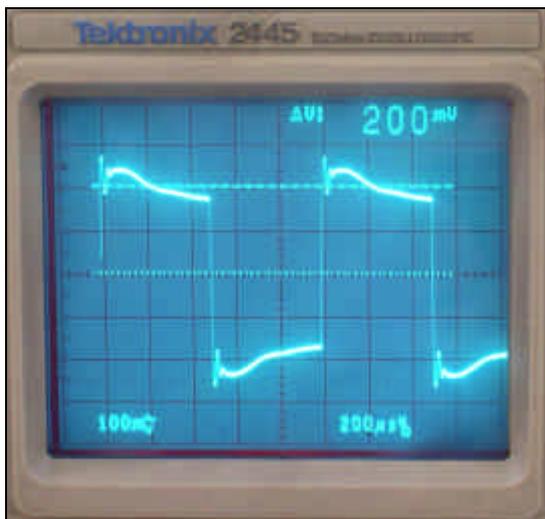


50 Hz Sinus

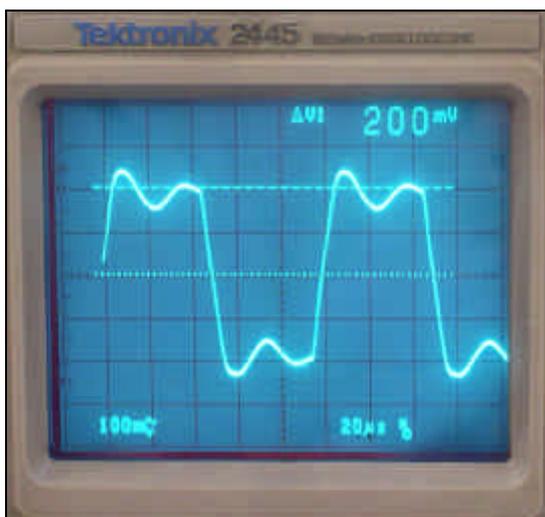
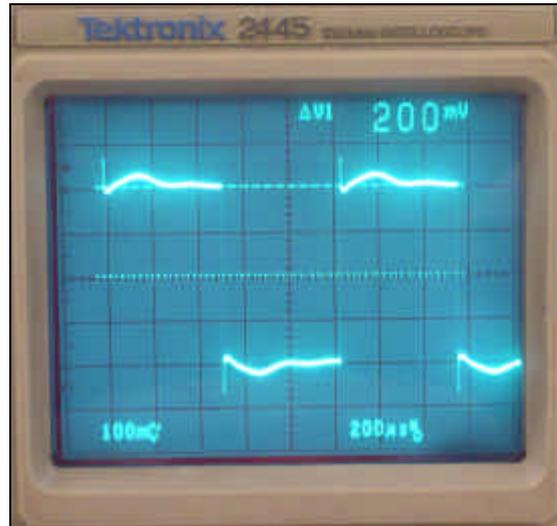
Deutlich sind die beim HK-250 bereits bei kleinen Leistungen auftretenden Sättigungseffekte zu erkennen. Diese führen zwar zu einem zunächst als warm und bassreich empfundenen Klangbild. (Das Ohr konstruiert sich den Grundton zu den ihm gelieferten Oberschwingungen selbst ! Er wird als tatsächlich vorhanden empfunden.) Bei genauerem Hinhören ist jedoch sehr schwer herauszuhören, welche Töne der Bass im einzelnen spielt. Man hat es mit einer gewissen Unschärfe zu tun.

Harman-Kardon

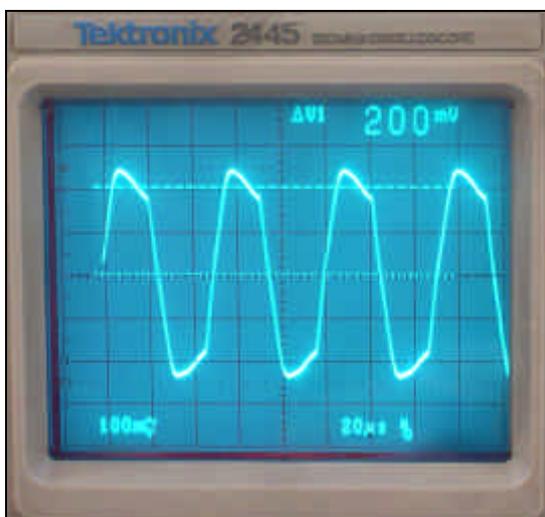
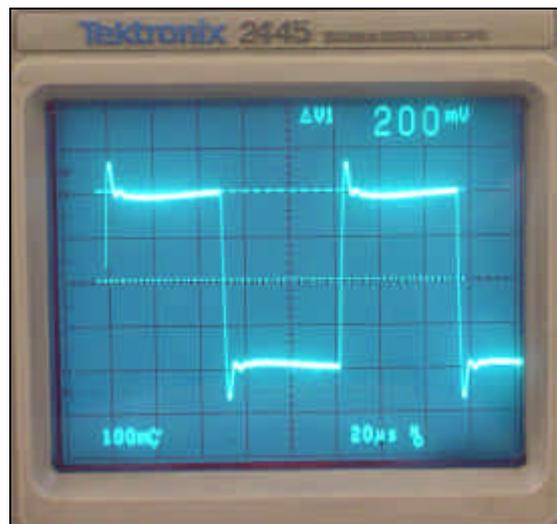
Williamson



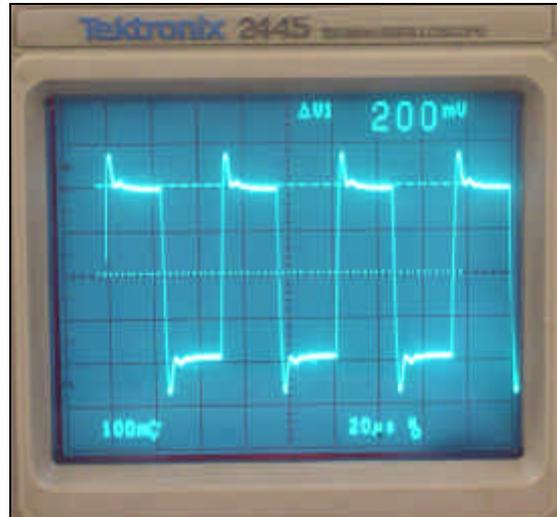
1 kHz Rechteck



10 kHz Rechteck



20 kHz Rechteck



Es ist deutlich zu erkennen, daß die Williamson-Endstufe ein besseres Übertragungsverhalten als der HK-250 hat.

Auswertung

Der Williamson-Verstärker konnte erfolgreich aufgebaut werden. Erhebliche Änderungen ergaben sich bei der Anpassung des Schaltungsentwurfs an die vorhandene Versorgungsspannung $U_b = 450V$. Da diese unreguliert ist, hatte dies Auswirkungen auf die Arbeitspunkte der einzelnen Röhren. Dennoch konnte ein rechnerisch dem Originalgerät ähnliches Verhalten mit nur unwesentlich geringerer Verstärkung erreicht werden. Die Meßergebnisse der Rechteckübertragung sind zufriedenstellend und zeigen eine nachvollziehbare Korrelation mit dem Höreindruck. Im Vergleich zu den anderen in diesem Labor realisierten Endstufenschaltungen zeigte sich, daß der Williamson-Verstärker nicht zu Unrecht ein beliebtes Schaltungsprinzip ist, denn Höreindruck und Meßergebnisse konnten überzeugen. Im direkten Vergleich mit einem hochwertigen HiFi-Verstärker aus den 50-er Jahren zeigte die Williamson-Endstufe ein deutlich besseres Übertragungsverhalten.