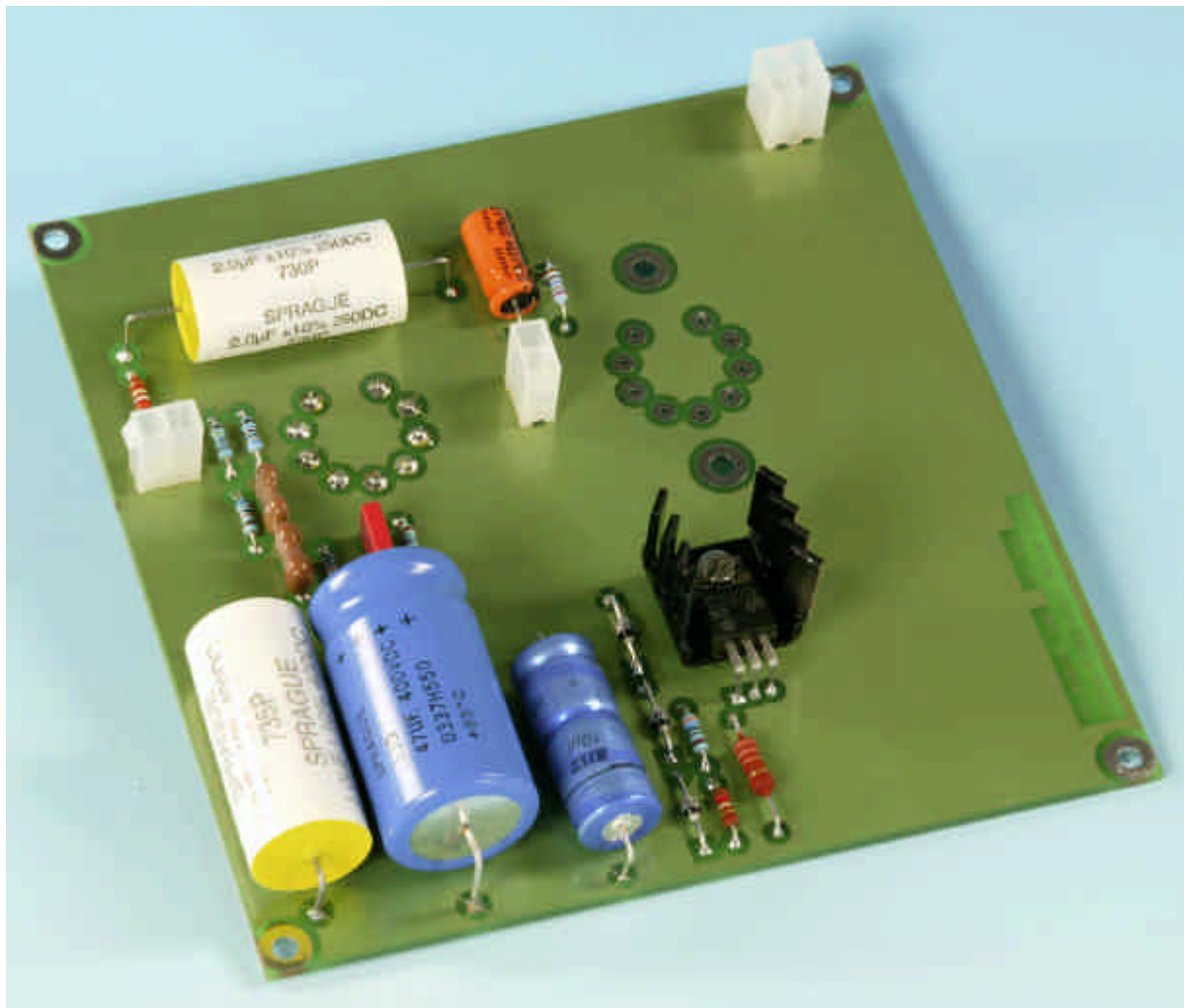


Phono-Vorverstärker mit Pentode EF86 und Gegenkopplungsnetzwerk

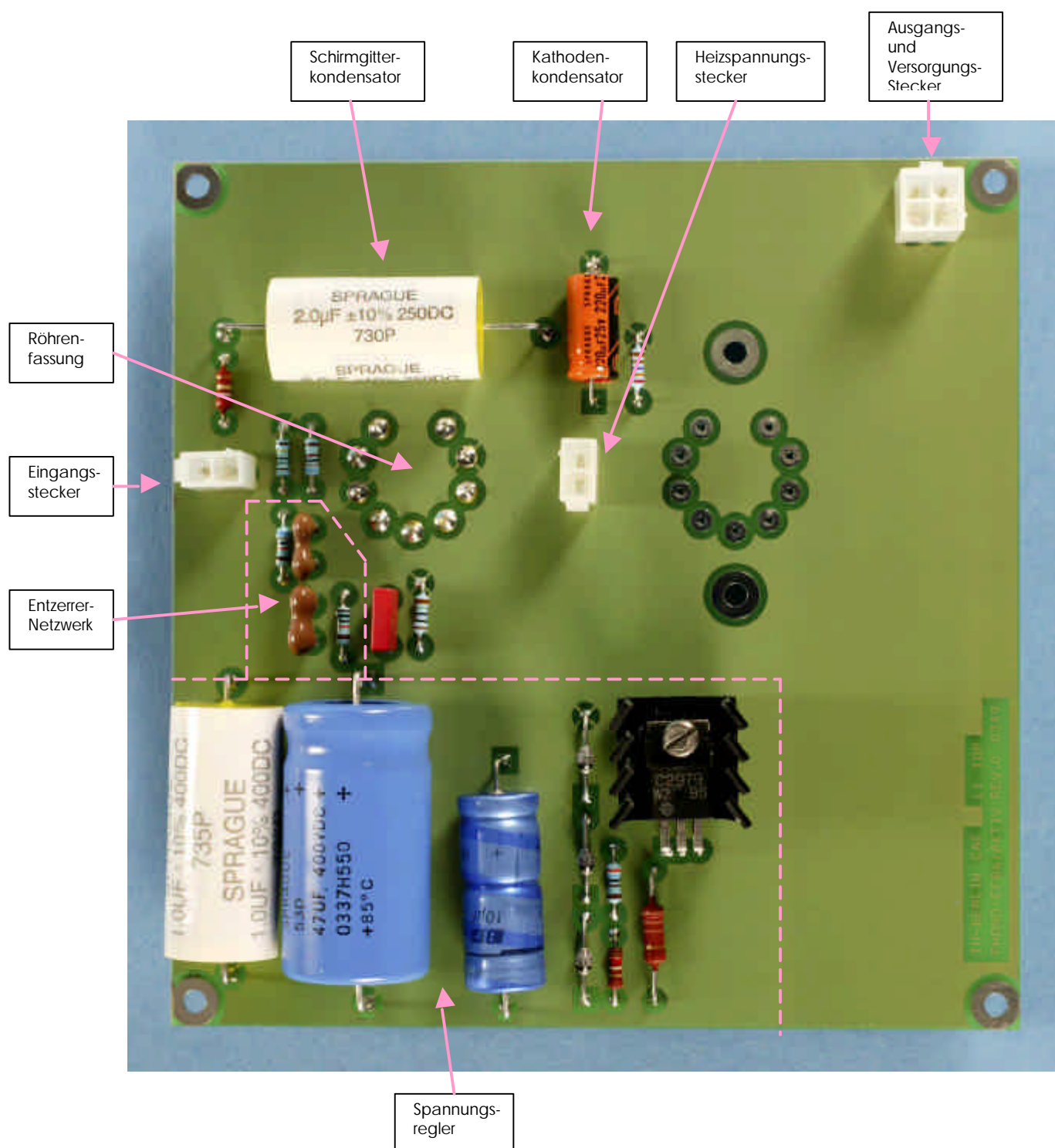
Von Daniel Gühne und Andreas Krutz

Aufgabe der Stufe:

Diese Vorstufe hat die Aufgabe das vom Schallplattenspieler bereitgestellte, in seinem Amplitudenfrequenzgang verzerrte Signal um den Faktor 100 zu verstärken und gemäß RIAA-Schneidkennlinie zu entzerren.



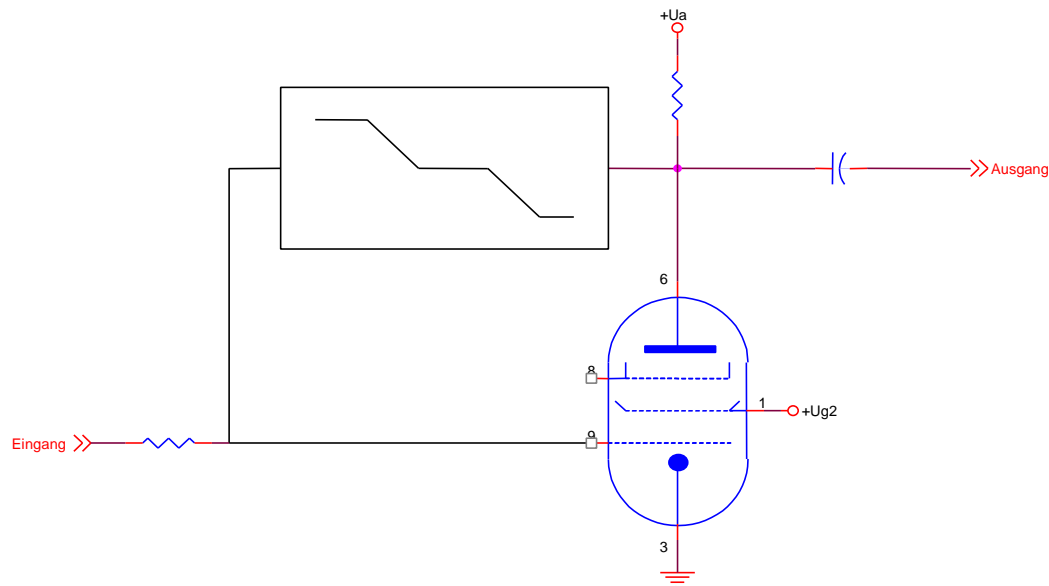
Ansicht der Baugruppe von unten



Wichtige Funktionsgruppen der Baugruppe

Aufbau der Stufe:

Die Stufe arbeitet mit einer einzelnen Pentode als verstärkendes Element. Das Ausgangssignal der Pentode ist über ein Gegenkopplungsnetzwerk auf den Eingang rückgeführt, das einen Amplitudenfrequenzgang in Form der inversen RIAA-Schneidkennlinie aufweist.



Stark abstrahiertes Blockschaltbil der Verstärkerstufe

Die Röhre EF86 wurde gewählt, da diese besonderes rauscharm ist und speziell für die Verstärkung kleinster Audio-Signale entwickelt wurde. In diesem Zusammenhang sind auch die extensiven Abschirmmaßnahmen innerhalb der Röhre von Bedeutung. Als Ausgangsbasis für die hier realisierte Schaltung wurde eine Veröffentlichung in der Fachzeitschrift „Elektor“ (09/2003) genutzt. Die Schaltung wurde zunächst analysiert und anschließend an die Gegebenheiten dieses Projekts angepaßt.



Ansicht der EF 86, die sichtbare zylindrische Elektrode ist nicht, wie zu vermuten wäre, die Anode sondern eine mit Masse zu verbindende Abschirmung.

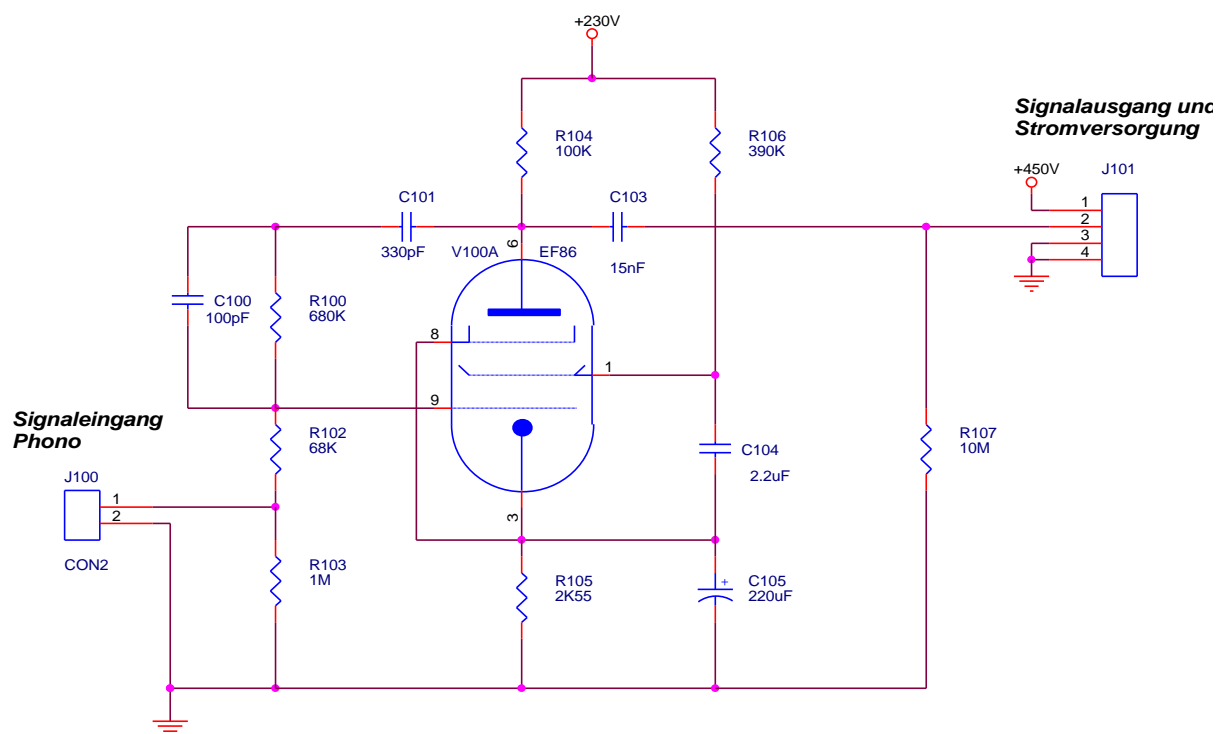
Analyse der Schaltung:

R103 hat die Aufgabe den Pegel des Steuergitters der Pentode im Falle eines offenen Phonoeingangs auf Massepotential zu halten, um eine Aussteuerung der Pentode mit Störsignalen zu vermeiden. R103 leitet weiterhin die, negativ geladenen, Elektronen vom Schirmgitter ab, die mit diesem auf ihrem Weg zur Anode kollidiert sind. Durch die Elektronen würde sich das Steuergitter sonst immer weiter negativ aufladen und die Röhre würde vollständig sperren. R104 und R105 legen den Arbeitspunkt der Pentode fest.

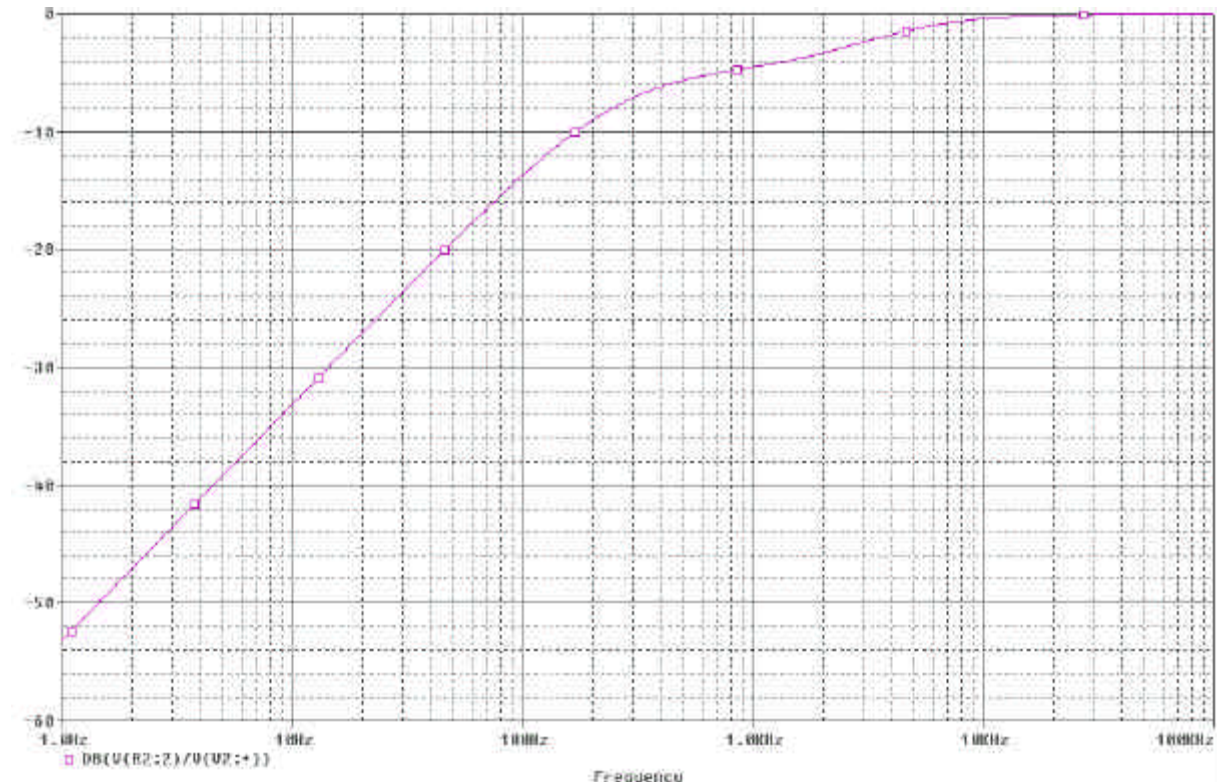
Mangels eines Datenblatts mit entsprechenden Kennlinienfelder für die verwendete Röhre aus russischer Produktion, jedoch ohne Herstellerangabe, haben wir die Daten für diesen Arbeitspunkt aus der Röhrentabelle von Philips(Stand: 01/1970) entnommen. Dabei ist mit einem Arbeitspunkt von $U_K = 3V$ bei $I_a = 1.25mA$ und einer Spannungsverstärkung von 100 zu rechnen. Das bedeutet:

$$U_a = 230V - 100 k\Omega \cdot I_a = 125V$$

C105 entkoppelt die Arbeitspunkteinstellung mittels des Kathodenwiderstands R105 gegenüber dem Audio-Signal und verhindert damit eine Gegenkopplung über diesen. C104 hat die selbe Aufgabe für das Schirmgitter. Das Schirmgitter liegt weiterhin über R106 auf 230V. Dies reduziert die Rückwirkung der zwischen Anode und Kathode anliegenden Spannung auf das elektrische Feld zwischen Steuergitter und Kathode. Dadurch ist eine höhere Verstärkung möglich im Vergleich zu einer Schaltung mit einer einzelnen Triode. Der Wert für R106 ist ein Standard-Wert und wurde dem Datenblatt für diese Pentode entnommen. Das Bremsgitter liegt auf Kathodenpotential, um zu verhindern das aus der Anode herausgeschlagene Elektronen vom Schirmgitter aufgenommen werden. Dies kann auftreten, wenn das Anodenpotential unter das Schirmgitterpotential fällt. C101 und C103 haben die Aufgabe das Audiosignal auszukoppeln.



Das Rückkopplungsnetzwerk aus C101, C100, R100, R102 und R103 haben wir aufgrund der recht hohen Komplexität in PSpice simuliert. Prinzipiell handelt es sich um zwei Hochpässe. Der Entkopplungskondensator C101 bildet zusammen mit den Widerständen einen klassischen Hochpass. Weiterhin verringert C100 mit steigender Frequenz die Wirkung von R100 und realisiert damit den zweiten Hochpass.



Simulation des Übertragungsverhaltens des Entzerrernetzwerks

Der Betragsfrequenzgang stellt die Inverse der RIAA-Kennlinie dar. Da das Signal an der Anode der Pentode um 180° gegenüber dem Steuergitter verschoben ist, handelt es sich um eine Gegenkopplung. Das Signal am Steuergitter ist also eine Addition des rückgekoppelten, phasenverschobenen Signals und des Eingangssignals. Würde das Ausgangssignal in seiner vollen Höhe gegengekoppelt, so würde sich durch die Phasendrehung eine Auslöschung des Eingangssignals bezüglich des Steuergitters ergeben. Aus der Kennlinie ist aber eine frequenzabhängige Dämpfung erkennbar. Die tiefen Frequenzen werden am besten verstärkt, da diese mit der höchsten Abschwächung im Gegenkopplungspfad auf den Eingang zurückgeführt werden. Deutlich sind die Grenzfrequenzen bei etwa 500Hz und 2kHz zu erkennen. Die Schaltung nähert also die RIAA-Kennlinie gut an.

Der Kondensator C103 und der Widerstand R107 bilden einen Hochpass:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C103 \cdot R107} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \text{ nF} \cdot 10 \text{ M}\Omega} = 1.06 \text{ Hz}$$

Dadurch kann dieser Ausgangshochpass unbelastet vernachlässigt werden. Im belasteten Zustand steigt die Frequenz an und kann ab etwa 500kΩ Last und einer daraus resultierenden Grenzfrequenz von 22.3Hz als Rumpelfilter (Unterdrückung tiefer Frequenzen) angesehen werden.

Inbetriebnahme:

Bei der Inbetriebnahme haben wir folgende Werte für die Stufe im Arbeitspunkt ermittelt:

<i>Wert</i>	<i>Kanal 1(Messwert)</i>	<i>Kanal 2(Messwert)</i>	<i>Rechenwert</i>
U_{Anode}	125V	123V	125V
U_{Kathode}	3V	2.96V	3V
U_{Schirm}	158V	156V	140V
U_{b}	224V	224V	230V

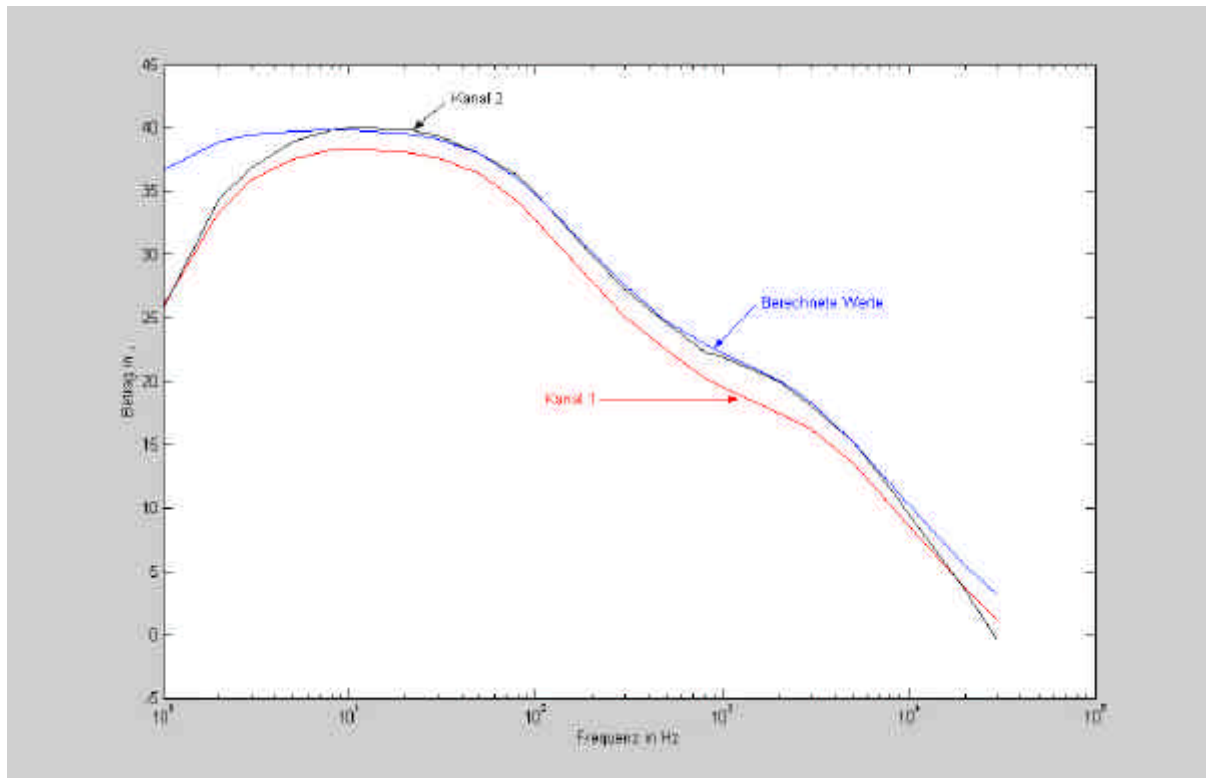
Die Versorgung liegt im Toleranzbereich der zur Stabilisierung verwendeten Z-Dioden(5% Toleranz). Alle anderen Werte liegen im Toleranzbereich der berechneten Werte, da wir als Kathodenwiderstand einen 2.4kO statt des für die Berechnung zugrundegelegten Wertes von 2.55kO verwendet haben.

Weiterhin haben wir eine Frequenzgang-Messung durchgeführt:

<i>Frequenz</i>	<i>U_a Kanal 1</i>	<i>Betragsgang Kanal 1</i>	<i>U_a Kanal 2</i>	<i>Betragsgang Kanal 2</i>	<i>Betragsgang Rechenwert</i>
1Hz	0.4V	26.02dB	0.392V	25.85dB	36.724dB
2Hz	0.935V	33.4dB	1.05V	34.40dB	38.919dB
3Hz	1.26V	35.98dB	1.4V	36.9dB	39.479dB
5Hz	1.5V	37.5dB	1.76V	38.89dB	39.782dB
8Hz	1.64V	38.27dB	1.97V	39.87dB	39.857dB
10Hz	1.66V	38.38dB	2.01V	40.04dB	39.847dB
20Hz	1.60V	38.06dB	1.98V	39.91dB	39.586dB
30Hz	1.525V	37.64dB	1.86V	39.37dB	39.14dB
50Hz	1.33V	36.46dB	1.58V	37.95dB	37.955dB
80Hz	1.02V	34.15dB	1.29V	36.19dB	35.991dB
100Hz	0.86V	32.67dB	1.10V	34.81dB	34.762dB
200Hz	0.496V	27.89dB	0.625V	29.9dB	30.234dB
300Hz	0.36V	25.11dB	0.462V	27.27dB	27.571dB
500Hz	0.267V	22.51dB	0.34V	24.61dB	24.775dB
800Hz	0.207V	20.3dB	0.26V	22.28dB	22.951dB
1kHz	0.189V	19.51dB	0.25V	21.94dB	22.271dB
2kHz	0.150V	17.5dB	0.2V	20dB	20.12dB
3kHz	0.129V	16.19dB	0.16V	18.06dB	18.32dB
5kHz	0.096V	13.62dB	0.116V	15.27dB	15.248dB
8kHz	0.0655V	10.3dB	0.076V	11.6dB	11.889dB
10kHz	0.054V	8.63dB	0.06V	9.54dB	10.233dB
20kHz	0.0305V	3.67dB	0.03V	3.52dB	5.4225dB
30kHz	0.023V	1.21dB	0.019V	-0.45dB	3.2294dB

Das Eingangssignal hatte dabei eine Amplitude von 20mV.

Das gemessene Übertragungsverhalten in dB sieht dann folgendermassen aus:



Dabei wurde die Stufe unbelastet vermessen. Eine Belastung durch die nachfolgende Line-Stufe dürfte diesen Frequenzgang bezüglich der tiefen Frequenzen ändern. Deutlich ist der im logarithmischen Maßstab annähernd konstante Abstand von Kanal 1 zu Kanal 2 von rund 2dB zu erkennen. Diese Abweichung des Verstärkungsfaktors(also nicht des Frequenzgangs) ist primär auf die Exemplarstreuung der Röhren zurückzuführen.

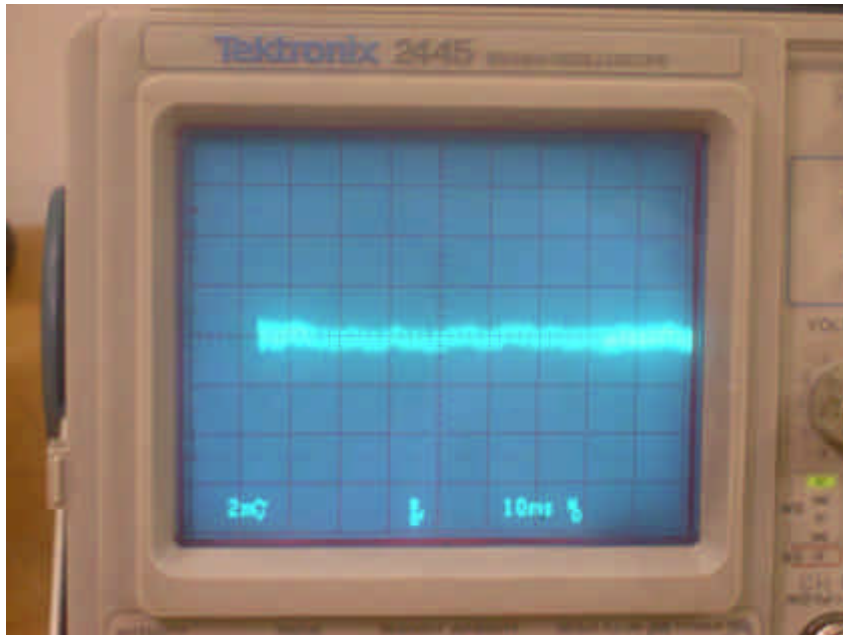
Die berechnete Verstärkung von 100(40dB) wird von Kanal 2(max. 40.04dB) ganz und von Kanal 1 (38.38dB) fast erreicht.

Die Grenzfrequenz des Rumpelfilters liegt bei der Berechnung niedriger als bei der realisierten Schaltung. Dies ist auf zusätzliche Ströme durch den Tastkopf des Oszilloskops(ca. 1MO Eingangswiderstand) zurückzuführen. Dadurch erhöht sich die Grenzfrequenz da der Ausgangswiderstand von 10MO auf unter 1MO sinkt.

Die Stufe wurde zusammen mit der Line-Stufe und einer handelsüblichen Halbleiter-Endstufe einem kurzen Hörtest unterzogen und erfüllte dabei prinzipiell die erwarteten Audioqualitäten.

Dabei wurde aber auch ein deutlicher Brummtton vernommen, dessen Ursache wir durch ein paar weiterführende Tests zu ermitteln versuchten:

Der Eingang der Stufe wurde mit einem 220kΩ Widerstand abgeschlossen. Dabei wurde eine Brummspannung von 3mV V_{pp} festgestellt. Diese ließ sich durch Anschluss unserer Gleichstromheizkreisversorgung statt der zunächst verwendeten Wechselspannungsheizkreisversorgung (Labornetzgerät) auf 1mV V_{pp} reduzieren. Durch Schirmung der Leiterplatte mit einem „Käfig“ aus Kupferfolie ließ sich die Brummspannung unter die Nachweisgrenze drücken. Daraus ergibt sich die Forderung nach einem hochwertig geschirmten Gehäuse und optimaler Masseverbindungen.



Aufgenommene Brummspannung bei mit 220k Ω abgeschlossenem Eingang und Verwendung unserer eigenen Gleichstromheizkreisversorgung, jedoch noch vor Anbringung des Abschirmkäfigs. Deutlich zu sehen sind hochfrequente, nicht hörbare Einkopplungen mit mehreren 100MHz und einer überlagerten Brummspannung von 100 Hz, dem doppelten der Netzfrequenz.