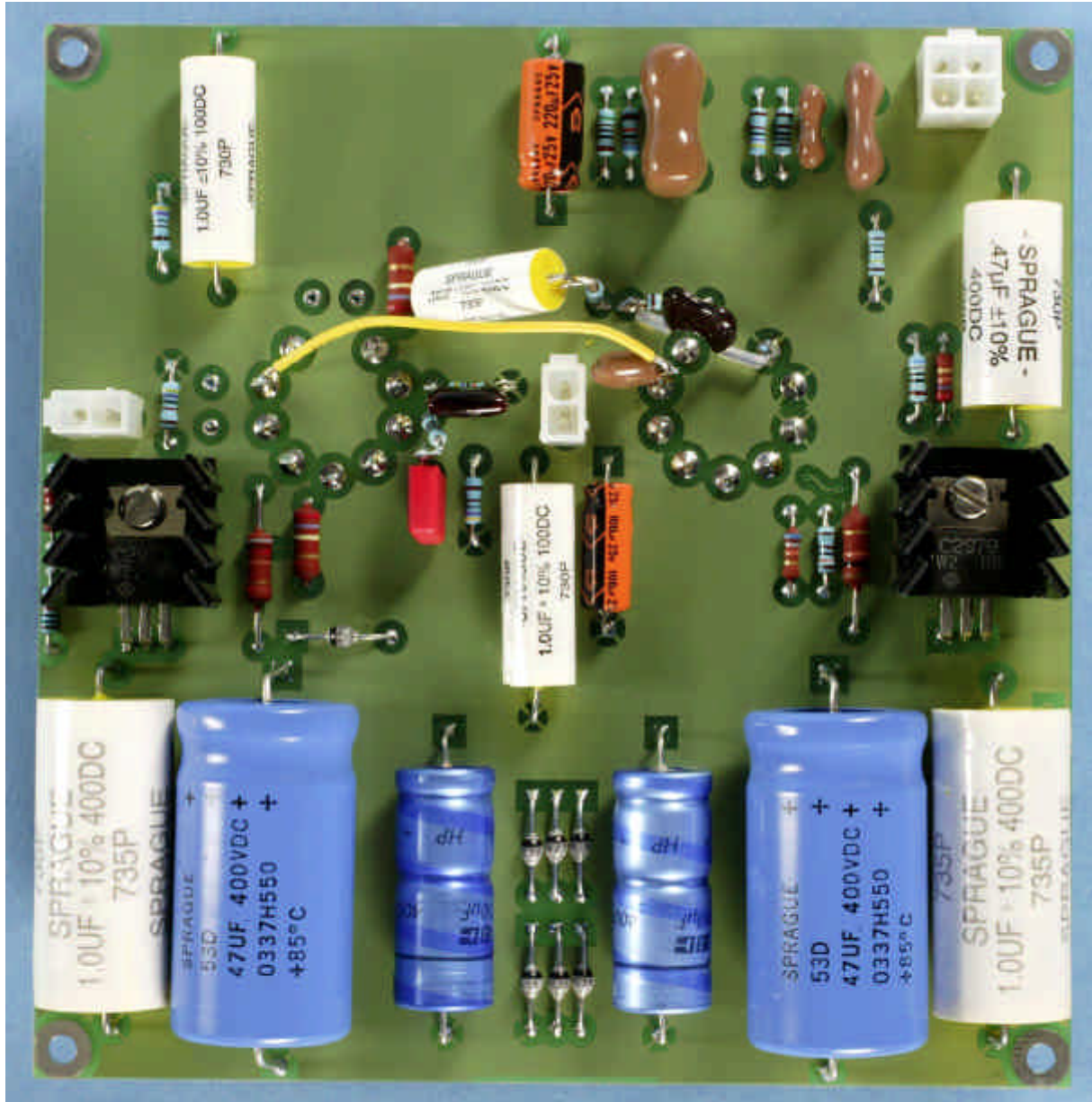


Phono-Vorverstärker in Anlehnung an Marantz 7C

von Benedikt Michl



Ansicht der Vorverstärkerbaugruppe von unten

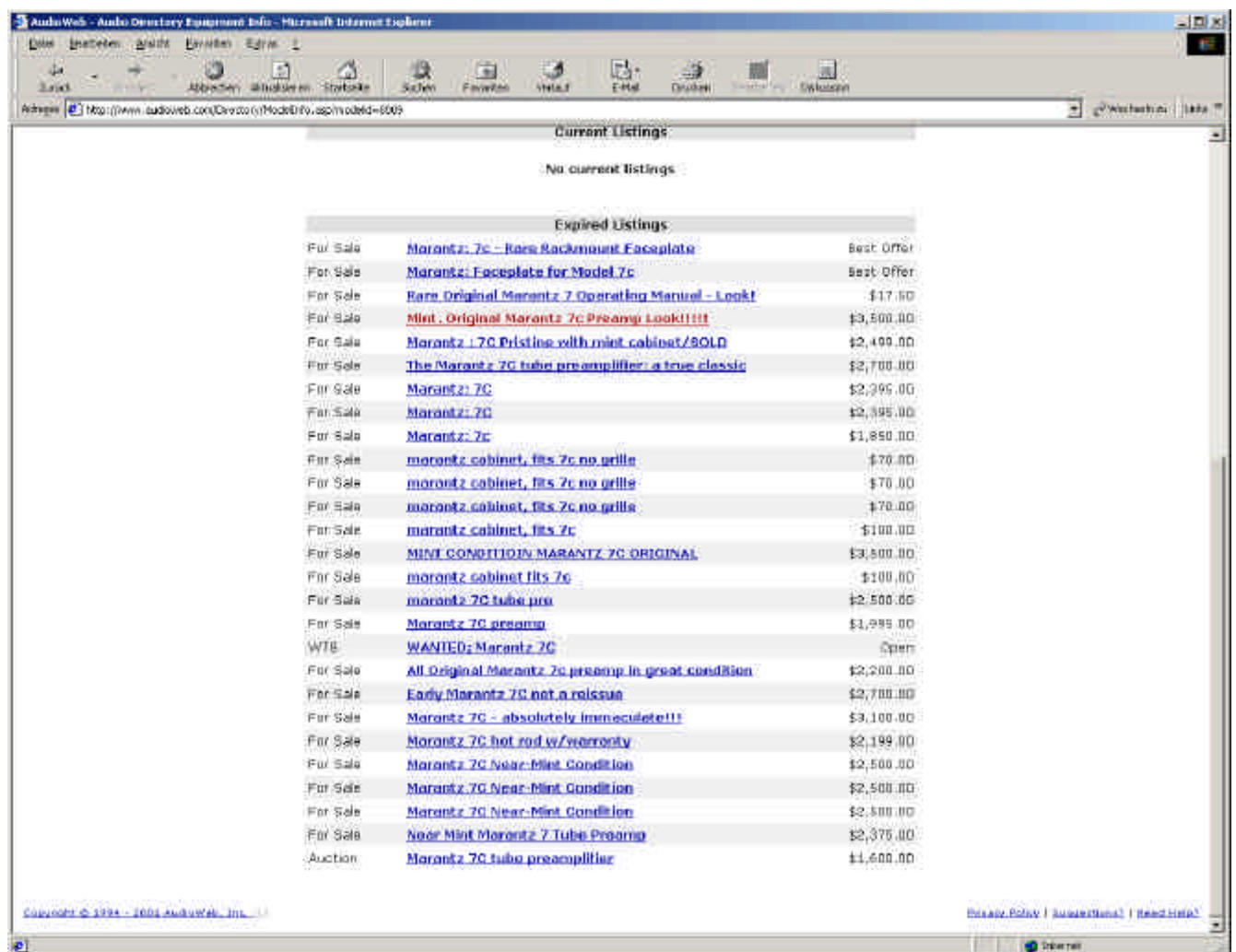
Warum wir dieses Schaltungskonzept gewählt haben:

Das gewählte Schaltungskonzept entspricht dem RIAA-Vorverstärker Marantz 7C. Marantz produziert seit den frühen fünfziger Jahren HiFi im High-End-Bereich und hat mittlerweile einen Kultstatus in der nicht immer technisch objektiven High-End-Szene erreicht. Vom Vorverstärker 7C wurden zwischen 1959 und 1966 ca. 30.000 Stück produziert. Die sogenannte Fachpresse überschlägt sich regelrecht mit Superlativen bei der Formulierung der Klangqualitäten jeglicher Produkte von Marantz. Die Erwartungen an diese Schaltung wurden gemäß dem Ruf eines Marantz-Vorverstärkers höher als bei jeder anderen Schaltung gesteckt.

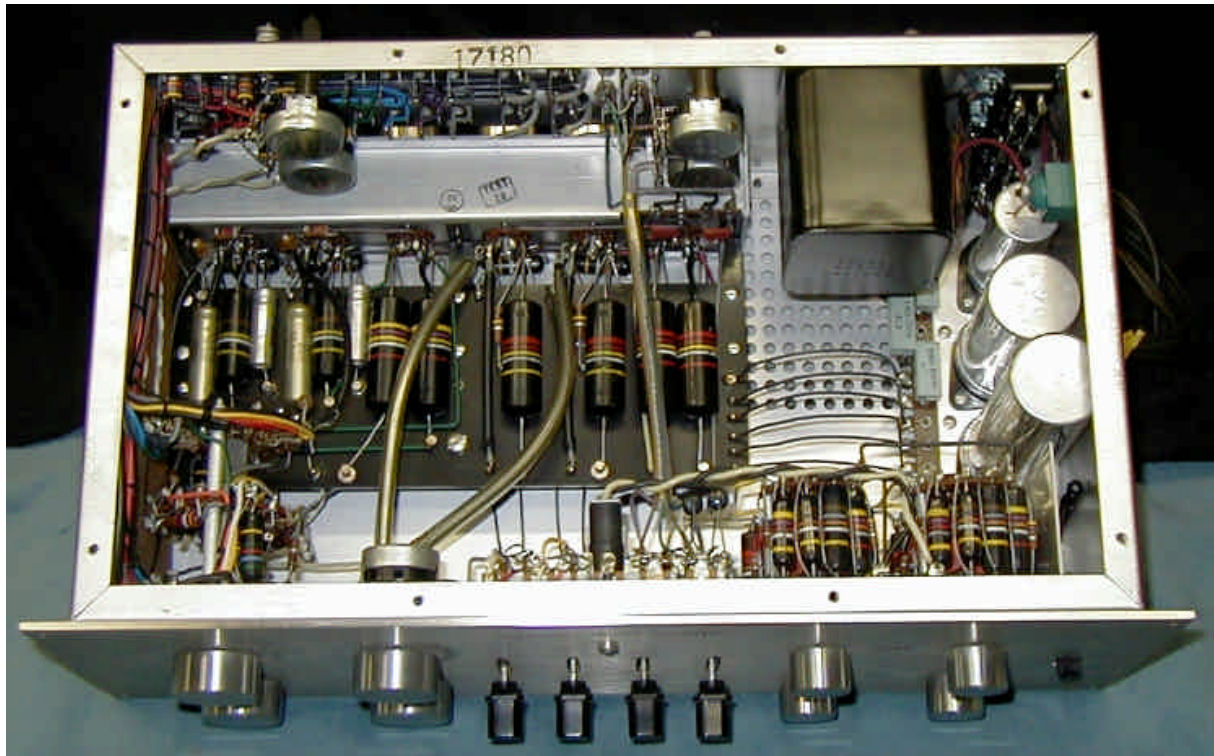
Hierzu ein Zitat der Deutschland Internet-Präsenz von Marantz: „Das Model 7 kam 1959 auf den Markt und wurde in kurzer Zeit zu einem der meistverkauften High-End Stereo-Vorverstärker aller Zeiten.“

Weiter heisst es dort zur Firmen-Philosophie: „Musik ist ein wichtiger Teil unseres Lebens. Selbst in unserer schellebigen Zeit, in der Audio und Video immer mehr zusammenwachsen, bleibt Musik der wichtigste Bestandteil. Ihre absolut authentische Wiedergabe ist unser fundamentales Anliegen. Eine gute HiFi-Anlage wird uns immer den Zauber von Musik und das Anliegen des Künstlers vermitteln können.“ Hier erkennen wir den bereits im einleitenden Teil unseres Berichts angesprochene Ansatz der „erweiterten Wiedergabekette“ wieder.

Die im Internet aufgefundene Originalschaltung von Marantz wurde zunächst analysiert und dann an die Gegebenheiten dieses Projekts angepaßt.



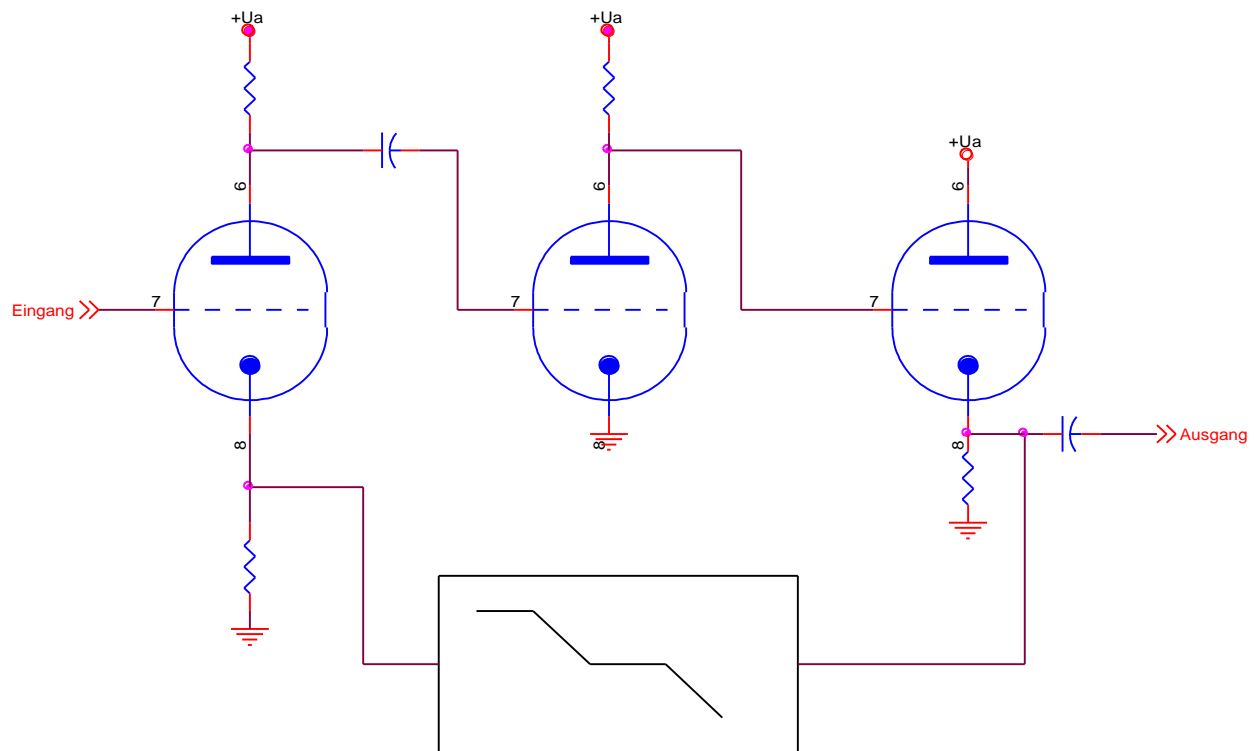
Für Originalgeräte des Marantz 7C werden heute bei Internet-Verkauf erhebliche Preise erzielt.



Originalgerät Marantz 7C mit geöffneter Deckplatte



Originalgerät Marantz 7C in Frontansicht

Prinzipieller Aufbau:

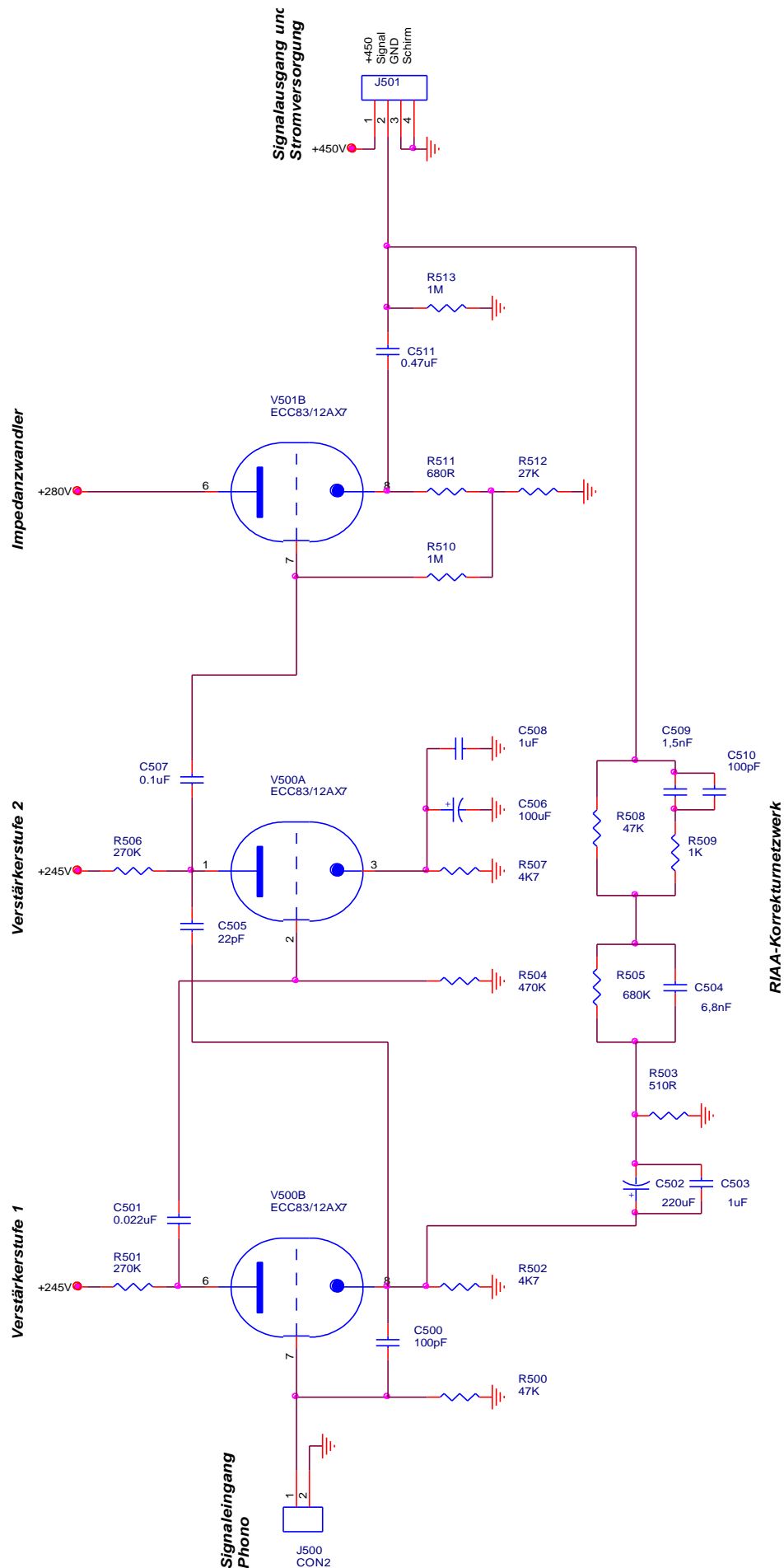
Der Vorverstärker ist in vier Teile gegliedert. Die beiden ersten Verstärkerstufen haben die Aufgabe der Spannungsverstärkung, der Impedanzwandler sorgt für einen möglichst niedrigen Ausgangswiderstand und ein über alle drei Stufen gegengekoppeltes RIAA-Korrekturnetzwerk linearisiert den Frequenzgang.

Theoretische Vorbetrachtung und Schaltungsanalyse(Gleichspannungsverhalten):

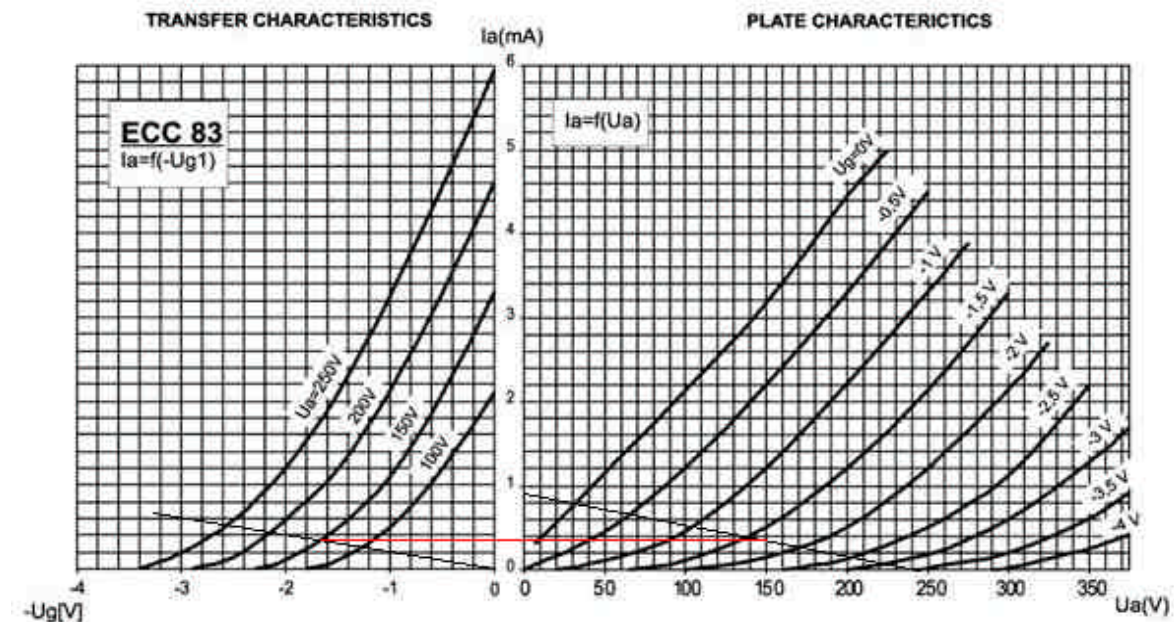
Es ist sinnvoll und effektiv, das Gleich- und Wechselspannungsverhalten der Schaltung getrennt zu analysieren, da diese Betrachtungen weitgehend voneinander unabhängig erfolgen können. Die Ermittlung der Arbeitspunkte wird hierbei anhand des klassischen Verfahrens mit Kennlinienfeld und Arbeitsgerade vorgenommen, während die Ermittlung des Frequenzgangs durch die PSpice-Simulation einer stark abstrahierten Form der Schaltung erfolgen kann. Die spätere meßtechnische Überprüfung des aufgebauten Verstärkers hat diese Vorgehensweise bestätigt.

Die beiden ersten Verstärkerstufen bestehen aus jeweils einem Triodensystem einer Doppeltrioden-Röhre des Typs ECC83 bzw. 12AX7. Der Impedanzwandler ist ein Kathodenfolger, ebenfalls mit einem Triodensystem aus einer Doppeltrioden-Röhre ECC83/12AX7 realisiert. Die Verstärkerstufen werden mit stabilisierten Anodenspannungen von 245V und 280V versorgt. Die Spannungen sind stabilisiert, da die Arbeitspunkte der Verstärkerstufen auch bei Netzspannungsschwankungen stabil bleiben sollen.

Auf der folgenden Seite ist das vollständige Schaltbild des Signalpfads der Baugruppe wiedergegeben:



Der –natürlich nur rein theoretisch anzunehmende- maximale überhaupt mögliche Anodenstrom in der ersten Verstärkerstufe wäre $i_a = u_b/R_a = 245\text{V}/270\text{k}\Omega = 0,9\text{mA}$. Die Anodenspannung wäre dann Null Volt. Der kleinstmögliche Anodenstrom wäre Null, die Anodenspannung wäre dann $u_b = 245\text{V}$. Mit der Kenntnis dieser beiden Extrempunkte, $0\text{V}/0,9\text{mA}$ und $245\text{V}/0\text{mA}$ kann nun die Arbeitsgerade der Verstärkerstufe in das Kennlinienfeld eingezeichnet werden, indem diese beiden Punkte miteinander verbunden werden. Es fällt zunächst ins Auge, daß die Arbeitsgerade weit im unteren Bereich des Kennlinienfeldes liegt, in dem die Linearität nicht optimal scheint.



Die Linearität der Verstärkung ist um so besser, je identischer die Abstände zwischen den Schnittpunkten der Arbeitsgerade mit den einzelnen Kennlinien auf dieser sind. Da das Ausgangssignal vom Plattenspieler im einstelligen mV-Bereich liegt, kann jedoch auch im hier gewählten Kennlinienbereich von einer hinreichenden Linearität ausgegangen werden. Der Kathodenwiderstand $R_k = 4,7\text{k}\Omega$ bestimmt die Gittervorspannung und lässt einen dem Arbeitspunkt entsprechenden Anodenstrom i_a zu. Diese Erzeugung der Gittervorspannung bietet den Vorteil, dass der Einfluß von Exemplarstreuungen und Alterung der Röhren auf die Höhe der Gittervorspannung minimiert wird, indem bei sinkendem Anodenstrom die Vorspannung ebenfalls absinkt. Aufgrund dieser automatischen Gittervorspannungserzeugung tritt eine Stromgegenkopplung auf. Da die an R_k abfallende Wechselspannung auch der zwischen Gitter und Masse anliegenden Eingangsspannung entgegenwirkt, liegt hier eine auch auf das zu verstärkende Wechselspannungssignal wirkende Gegenkopplung vor. In der linken i_a/U_g -Kennlinienschar ist die Kathodenwiderstandsgerade eingezeichnet, mit deren Hilfe der Arbeitspunkt bestimmt wird. Bei einer Anodenspannung von ca. $U_a = 150\text{V}$ ergibt sich eine Gittervorspannung von $U_g = -1,6\text{V}$ mit einem Ruhestrom von $i_a = 0,35\text{mA}$. Die Gleichspannungsverstärkung im Arbeitspunkt berechnet sich nach der Formel $v = \mu \cdot (R_a / (R_i + R_a))$. μ ist der Verstärkungsfaktor der Röhre (siehe Datenblatt) und R_a ist mit $270\text{k}\Omega$ der Anodenwiderstand. Zu bestimmen ist der Innenwiderstand R_i der Röhre im Arbeitspunkt, indem eine Tangente an die Kurve der $-1,6\text{V}$ Gittervorspannung-Kennlinie im Arbeitspunkt angelegt wird. Der Kehrwert der Steigung der Tangente ist dann das gesuchte $R_i = 100\text{k}\Omega$. Somit beträgt die Verstärkung $v = 100 \cdot 270\text{k}\Omega / (100\text{k}\Omega + 270\text{k}\Omega) = 73$. Diese Verstärkung wird aber durch die Stromgegenkopplung herabgesetzt. Die Verstärkung bei Gegenkopplung ist $v' = v / (1 + R_k \cdot S_a)$. S_a ist die Arbeitssteilheit mit $S_a = \mu / (R_i + R_a)$. Die Verstärkung beträgt bei Beachtung der Gegenkopplung $v' = 32$.

Der Widerstand R500 (47kOhm) erfüllt zwei Aufgaben: Er dient zum einen als Abschlußwiderstand für das magnetische Tonabnehmersystem, das bei dieser Belastung das Optimum an Übertragungsqualität erreicht und zum anderen als Gitterableitwiderstand, der eine negative Aufladung des Gitters durch einzelne, von diesem aufgenommene Elektronen vermeiden soll. (Diese Funktion würde strenggenommen schon durch das Tonabnehmersystem selbst erfüllt)

Die Aufgabe von C500 konnte bisher nicht zur vollen Zufriedenheit geklärt werden. Es spricht alles dafür, daß er zur Unterdrückung der Selbsterregung von HF-Schwingungen vorgesehen ist.

C501 entkoppelt die nächste Stufe von der an der Anode der ersten Stufe anliegenden Gleichspannung und bildet zusammen mit dem Gitterableitwiderstand R504 der 2. Verstärkerstufe einen Hochpass, der eine für den Audibereich unkritische Grenzfrequenz von $f = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C) = 15\text{Hz}$ besitzt. Der Kondensator C505 stellt einen separaten Gegengekopplungspfad zur Vermeidung von HF-Selbsterregung dar. Selbsterregung entsteht dann, wenn das über den Gegengekopplungspfad rückgeführten Ausgangssignal in seinem Durchlauf durch die Verstärkerstufen so stark verzögert wird, daß es nicht mehr gegenphasig, sondern schon wieder gleichphasig zum Eingangssignal ist. Dann kehrt sich die eigentlich vorgesehene Subtraktion an der Eingangsstufe in eine Addition um, der Verstärker beginnt zu oszillieren. Wenn man von der sehr stark vereinfachenden Annahme ausgeht, daß die Laufzeit durch Verstärker und Gegengekopplungspfad für alle Signalfrequenzen gleich wäre, dann ist sofort einsichtig, daß man, wenn man die Signalfrequenz soweit erhöht, daß die Laufzeit durch den Verstärker ihrer halben Periodendauer entspricht, die Gegengekopplung in eine Mitkopplung verwandelt hat. Da bei der Gegengekopplung stets das invertierte Signal zurückgeführt wird, hat man bei minimaler Signalfrequenz bereits eine Phasendrehung von 180° . Eine zusätzliche Phasendrehung um 180° durch die Laufzeit bewirkt dann eine resultierende Phasendrehung von $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$, also eine Mitkopplung. Es gilt nun dafür zu sorgen, daß die Gesamtverstärkung des Systems (Verstärkerstufen plus Gegengekopplungspfad) in dem „mitkopplungsgefährdeten“ Frequenzbereich kleiner als Eins ist. Alternativ dazu kann die Laufzeit durch die Gesamtanordnung für den „kritischen“ Frequenzbereich reduziert werden. C505 erfüllt beide Aufgaben gleichzeitig. Um die Funktion von C505 zu verstehen, vergegenwärtige man sich, daß die Verstärkung der dritten Verstärkerstufe Eins ist und diese nicht invertiert, was noch im weiteren Verlauf dieses Textes ausführlich besprochen wird. Das Signal an der Anode der Verstärkerstufe 2 entspricht daher bei erster Betrachtung dem Ausgangssignal des Impedanzwandlers, also auch dem Eingangssignal des Gegengekopplungsnetzwerks. Daher kann man sich in erster Annäherung C505 auch als direkt zum Gegengekopplungsnetzwerk parallel geschaltet denken. Damit wird die Verstärkung der Gesamtanordnung im HF-Bereich deutlich reduziert, da dann R509 wirkungslos wird und der Scheinwiderstand des Gegengekopplungsnetzwerks für sehr hohe Frequenzen gegen Null geht. Bei genauerer Betrachtung ist es dagegen vorteilhaft, C505 an die Anode der Verstärkerstufe 2 anzuschließen. Die Laufzeit durch den Impedanzwandler ist im hier interessierenden HF-Bereich nicht mehr vernachlässigbar. Der, wenn auch geringe, Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers bildet mit der Kapazität des zur Line-Stufe führenden Signalkabels einen Tiefpaß, der im hier interessierenden HF-Bereich eine nicht mehr zu vernachlässigende verzögernde Wirkung hat. Daher ist es vorteilhaft, das weniger verzögerte Signal an der Anode der Verstärkerstufe 2 rückzuführen. Wie im weiteren Verlauf des Textes noch beschrieben wird, konnte das Problem der Selbsterregung bei diesem Verstärker noch nicht abschließend gelöst werden.

Da die Verstärkerstufe 2 mit den gleichen Widerstandswerten wie die Verstärkerstufe 1 aufgebaut ist, kann die bereits für Verstärkerstufe 1 vorgenommene Betrachtung des Arbeitspunktes und der Verstärkung direkt übernommen werden.

Die zum Kathodenwiderstand R507 parallelgeschalteten Kondensatoren C506 und C508 vermeiden eine hier unerwünschte lokale Gegengekopplung: Wären diese nicht vorhanden, so würde der Wechselanteil des Kathodenpotentials der Eingangsspannung direkt folgen. Damit würde aber die am Gitter wirksame Steuerspannung, die der Differenz zwischen Gitter- und Kathodenpotential entspricht, reduziert werden, was hier unerwünscht ist, da eine möglichst hohe Verstärkung erzielt werden soll. Die Kondensatoren C506 und C508 halten das Kathodenpotential (bezogen auf dem Audio-Frequenzbereich entsprechende Zeiträume) konstant, so daß die volle Steuerspannung zwischen Gitter und Kathode wirksam wird. Man könnte es auch so formulieren, daß der Kathodenwiderstand für den Audio-Frequenzbereich durch die Wirkung der Kondensatoren als kurzgeschlossen erscheint. Aufgrund der hohen benötigten Kapazitätswerte kann für C506 nur ein Elektrolytkondensator eingesetzt werden. Dessen nachteilige Eigenschaften im oberen Teil des Audio-

Frequenzbereichs, hoher Innenwiderstand und hohe Serieninduktivität, werden durch das Parallelschalten eines hochqualitativen Folienkondensators (C508) ausgeglichen.

C507 entkoppelt den Eingang der folgenden Impedanzwandlerstufe von der Gleichspannung des Anodenkreises von Verstärkerstufe 1, der daraus resultierende Hochpass hat eine unkritische Grenzfrequenz im einstelligen Hz-Bereich.

Hier wird ein besonders hochwertiger, nahezu verlustfreier Folienkondensator mit Polypropylen-Dielelektrikum eingesetzt. Polypropylen ist ein Kunststoff, der sich durch eine besonders geringe dielektrische Absorption auszeichnet. Dielektrische Absorption bedeutet, daß ein Teil der in den Kondensator eingespeisten Energie nicht zur Spannungserhöhung beiträgt, sondern mechanische Arbeit an den Molekülen des Dielektrikums leistet. Bei der Beaufschlagung des Kondensators mit Wechselspannung entsteht dabei Wärme im Dielektrikum, ein Teil der Signalenergie geht somit verloren. Ein weiterer nachteiliger Effekt besteht darin, daß die Moleküle die in sie bei der Aufladung des Kondensators eingebrachte Energie nach der Entladung des Kondensators nur verzögert abgeben. Die Moleküle gehen, im Zeitmaßstab von Sekunden bis Minuten, wieder in ihren ursprünglichen mechanischen Zustand über. Hierbei wird eine elektrische Ladung in die Beläge des Kondensators influenziert, die zu einer sich erneut am Kondensator aufbauenden Spannung führt. Diese Spannung addiert sich in unserem Fall zum Audio-Signal hinzu und führt in der Konsequenz zu unerwünschten Phasenverschiebungen. Alle signalführenden Kondensatoren sind daher, wo immer möglich als Polypropylen-Kondensatoren ausgeführt.

Der Impedanzwandler ist in Kathodenfolger-Schaltung aufgebaut. Folgende Überlegung ist schnell ersichtlich: Wird das Gitter positiver steigt der Anodenstrom, dies hat zur Folge, dass ein höherer Spannungsabfall an der Serienschaltung der Widerstände R511 und R512 entsteht, das Potenzial der Kathode steigt. Die Ein- und die Ausgangsspannung sind in Phase, da das Potenzial der Kathode dem des Gitters folgt. Aufgrund der Stromgegenkopplungswirkung von R511 und R512 erfolgt praktisch keine Spannungsverstärkung, da $v = \mu \cdot R_{512} / (R_i + \mu R_{512}) = 0,96$ mit $R_i = 62,5k\Omega$ (Datenblatt) gilt. Es erfolgt aber eine Stromverstärkung und damit eine Impedanzwandlung: Der Eingangswiderstand der Stufe ist deutlich höher, als der Wert des Gitterableitwiderstands R510, da die Kathode und der Fußpunkt des Gitterwiderstands der Eingangsspannung folgen. Diese Betrachtung gilt mit besonderer Relevanz für den kapazitiven Anteil des Eingangswiderstands, der äußerst gering wird, da die Potentialdifferenz zwischen Gitter und Kathode praktisch konstant ist. Damit wird die Gitter-Kathoden-Kapazität der Röhre unwirksam.

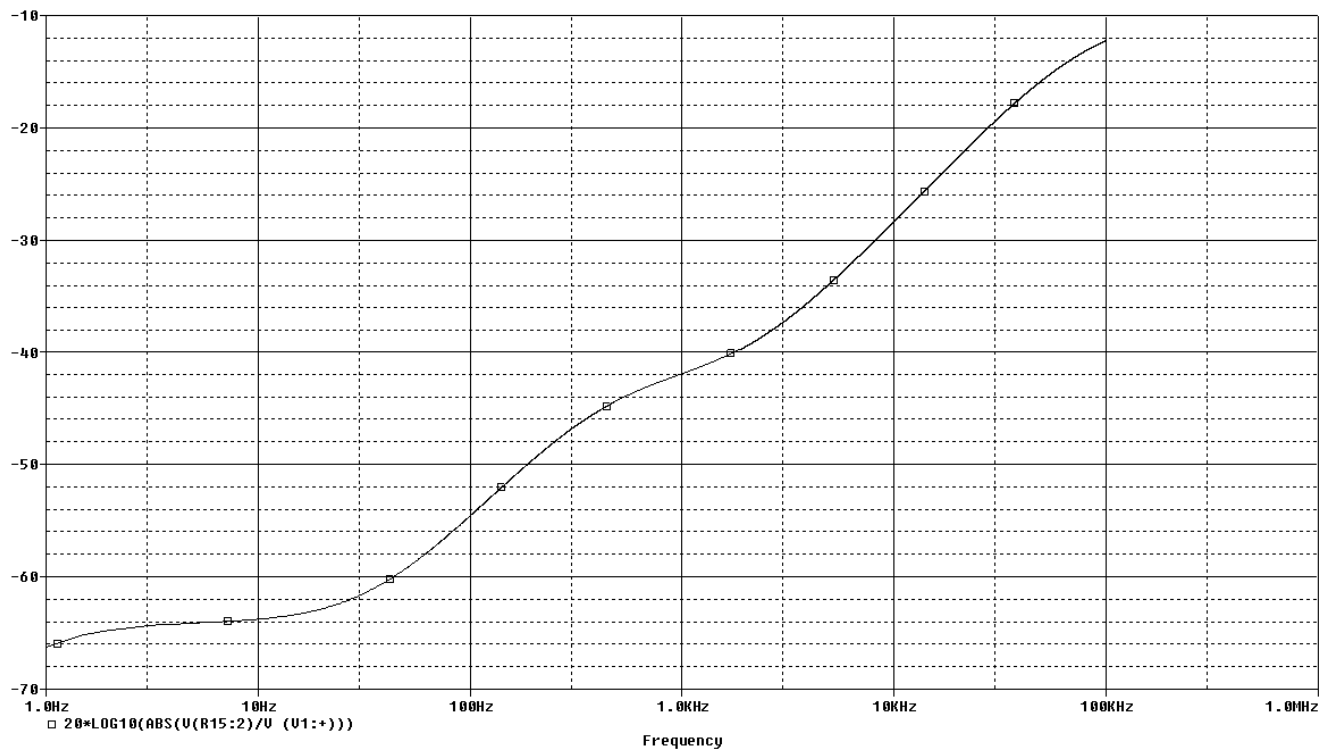
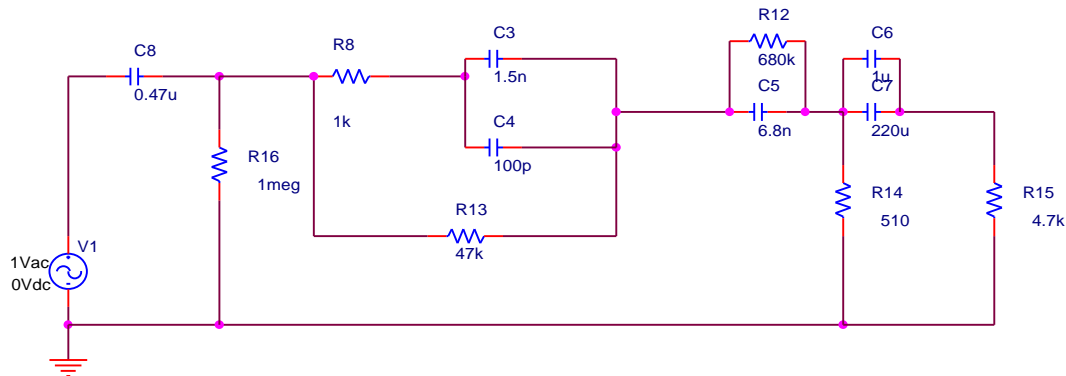
Der Ausgangswiderstand der Stufe ist deutlich geringer als der Wert des Arbeitswiderstands (R511 plus R512), da, bei einer angenommenen Belastung des Ausgangs das Kathodenpotential bei erster Betrachtung sinken würde. Dieses Absinken des Kathodenpotentials führt jedoch dazu, daß das Gitter im Verhältnis zur Kathode positiver wird. Damit wird die Röhre weiter aufgesteuert, womit dem Absinken des Kathodenpotentials entgegengewirkt wird. Diese Eigenschaften erlauben es, mit der Impedanzwandlerstufe sowohl das Gegenkopplungsnetzwerk als auch die Kapazität des Verbindungskabels zur nachfolgenden Stufe zu treiben.

Die Aufteilung des Arbeitswiderstands in R511 und R512 verbunden mit dem Abgriff der Gittervorspannung ausschließlich an R511 erlaubt es mit dieser Schaltung Wechselspannungen zu verstärken, deren Amplitude deutlich größer als die Gittervorspannung ist, die hier etwa bei 1,4V liegt.

C511 entkoppelt den Ausgang des Verstärkers, und damit auch den das RIAA-Gegenkopplungsnetzwerk, vom Gleichanteil des Kathodenpotentials der Impedanzwandlerstufe. R513 sollte ursprünglich einen Potentialbezug für die Ausgangswechselspannung bewirken, ist aber bei genauerem Hinsehen überflüssig, da die im Gegenkopplungsnetzwerk vorhandenen Widerstände R504, R505 und R508 diese Aufgabe bereits erfüllen.

Simulation des Signalverhaltens mit Pspice:

Mit Hilfe von P-Spice wurde das Frequenzverhalten des verwendeten Korrektornetzwerkes untersucht. Dazu wurde das passive Filternetzwerk separat betrachtet. Folgender Betragsfrequenzgang wurde ermittelt:



Das RIAA-Netzwerk bildet mit R503 einen Spannungsteiler. Die an R503 abfallende Spannung wird über C502/C503 an die Kathode der ersten Verstärkerstufe geführt und damit vom Eingangssignal subtrahiert.

Tiefe Frequenzanteile des Audio-Signals werden durch das Netzwerk stark abgeschwächt. Damit werden diese nur wenig gegengekoppelt, die Verstärkung der beiden Spannungsverstärkerstufen ist nahezu uneingeschränkt wirksam. Bei tiefen Frequenzen wird das Übertragungsverhalten des Netzwerks im wesentlichen durch R505 und R508 bestimmt. (Man kann sich C504 und C509/510 als nicht vorhanden denken)

Im mittleren Frequenzbereich wird das Übertragungsverhalten des Netzwerks im wesentlichen durch R508 und C504 bestimmt. (Man kann sich C509 und R505 als nicht vorhanden denken, da C504 eine wesentlich geringere Impedanz als R505 hat) Das führt zu einer geringeren Abschwächung und damit zu einer stärkeren Gegenkopplung. Die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers ist deutlich geringer als bei tiefen Frequenzen.

Bei sehr hohen Frequenzen wird das Übertragungsverhalten des Netzwerks durch C509/C510 und R509 bestimmt. (Man kann sich C504 als Kurzschluß und R508 als nicht vorhanden denken) Die Verstärkung ist noch einmal deutlich geringer als bei mittleren Frequenzen.

Zur praktischen Ausführung des RIAA-Netzwerks sei noch angemerkt, daß hier hochwertige, verlustarme Glimmerkondensatoren zum Einsatz kommen. Glimmerkondensatoren zeichnen sich durch besonders geringe Kapazitätstoleranzen aus, die mit Polypropylenkondensatoren nur schwer zu erzielen sind, aber für die hier notwendige Präzision der Filter-Grenzfrequenzen entscheidend sind.

Inbetriebnahme:

Auf der Leiterplatte befindet sich sowohl die Verstärkerschaltung selbst als auch die Spannungsstabilisierung für die Anodenspannungen. Die Inbetriebnahme der Stabilisierungsschaltungen hat gezeigt, dass die benötigten 280V und 245V auch bei großen Netzschwankungen stabil gehalten werden. Die Heizung der Röhren arbeitete einwandfrei. Anschließend wurden die Arbeitspunkte der Verstärkerstufen überprüft. Es stellten sich an den beiden ersten Verstärkerstufen Anodenspannungen von 150V ein, die Gittervorspannung an der 1. Stufe wurde mit -1,6V gemessen, und die Messung an der 2. Stufe ergab eine Gitterspannung von -1,38V. Das Potenzial an der Kathode der Impedanzwandlerstufe betrug $U_k = 56V$. Anschließend wurde ein sinusförmiges Eingangssignal an den Verstärkereingang angelegt, um die grundsätzliche Funktion des Verstärkers zu überprüfen. Hierbei zeigte sich, daß diese zwar gegeben war, aber durch eine hochfrequente Selbsterregung überlagert wurde. Die Höhe der hierbei auftretenden Amplitude führte sogar zu einer periodischen Verschiebung des Arbeitspunkts der Impedanzwandlerstufe im einstelligen Hz-Bereich, da bereits HF-Gleichrichtungseffekte auftraten.

Es wurde mit verschiedenen Maßnahmen versucht, die festgestellte Schwingneigung zu unterdrücken. Aus Zeitmangel wurden die Arbeiten aber bis zum Zeitpunkt der Erstellung dieses Berichts nicht vollendet, so daß abschließende Ergebnisse erst zum Ende des Sommersemesters 2004 vorliegen werden.

Zunächst wurden C505 und C500 aus der Schaltung genommen. Nach heutigem Kenntnisstand ist diese Maßnahme kontraproduktiv gewesen. Die Bandbreite des Verstärkers wurde durch das Einfügen von Tiefpässen aus 1kOhm und 100pF direkt an den Steuergittern der Verstärkerstufe 2 und des Impedanzwandlers reduziert. Dies reichte aus, um den Arbeitspunkt des Impedanzwandlers wieder zu stabilisieren. Der Gegenkopplungsgrad für höchste Frequenzen wurde stark erhöht, indem dem RIAA-Entzerrernetzwerk ein Kondensator von 100pF parallelgeschaltet wurde.

Damit konnte die Amplitude der unerwünschten Schwingungen (Frequenz: ca. 800 kHz) zunächst deutlich reduziert werden. Bei kapazitiver Belastung des Ausgangs nahm die Amplitude der HF-Schwingung jedoch wieder zu. Es wurde auch der Fragestellung nachgegangen, inwieweit eine Verkopplung der Stufen des Verstärkers über den Heizkreis eine Ursache des Problems sein könnte. Tatsächlich konnte die störende HF-Schwingung auch am Heizkreis beobachtet werden. Eine Abblockung des Heizkreises mit mehreren 1nF-Keramikkondensatoren bewirkte jedoch keinerlei Veränderung der Situation.

Nach dem heutigen Wissensstand wäre es am erfolgversprechendsten, C505 wieder einzubauen, und den Kapazitätswert zu erhöhen. Der Wiedereinbau von C500 ist ebenfalls zu prüfen. Diese Arbeiten werden im Sommersemester 2004 durchgeführt.

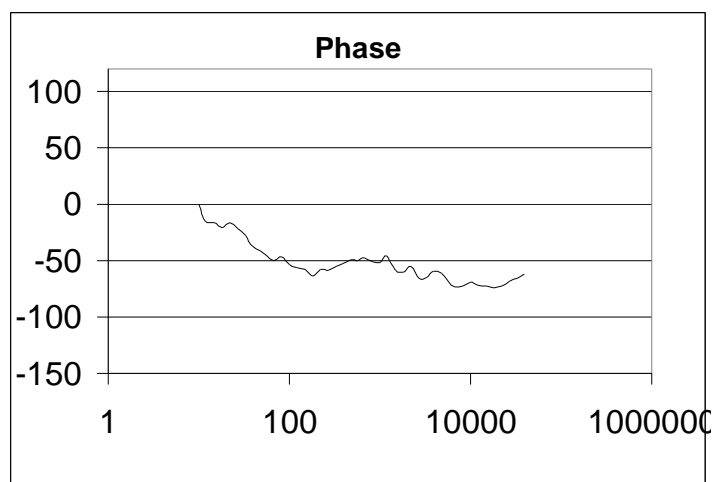
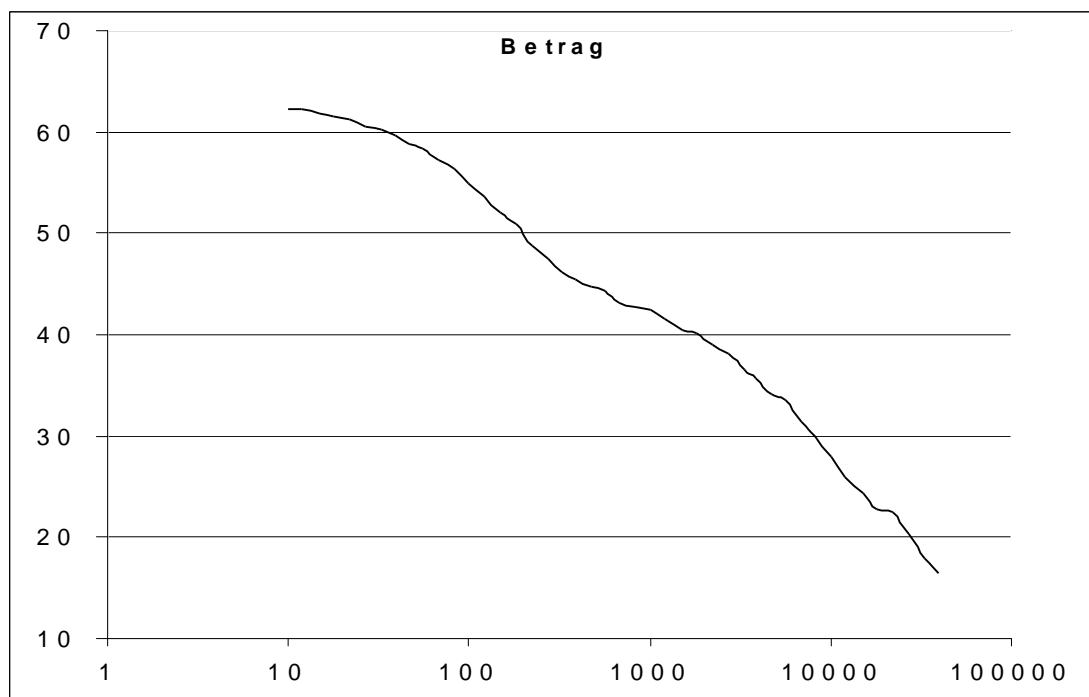
Es stellt sich die Frage, warum die Schaltung in dem ursprünglichen Gerät von Marantz mit 22pF funktioniert hat. Der Grund dürfte darin liegen, daß die unvermeidlichen, und vom konstruktiven Aufbau der Stufe abhängigen, Schaltkapazitäten bereits in der Größenordnung von einigen 10pF liegen. Der Wert von C505 wurde mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit empirisch auf den konkreten Aufbau des Verstärkers abgestimmt, der wahrscheinlich noch in freier Verdrahtung oder auf einer einseitigen Leiterplatte aufgebaut war. Unser Aufbau, mit einer doppelseitigen Leiterplatte, hat dagegen völlig andere Streukapazitäten, so daß die vorhandene Dimensionierung von C505 hier nicht anwendbar ist.

Aufnahme von Betrags-/Phasenfrequenzgang und Hörprobe

Der Betragsfrequenzgang wurde mit einem Sinussignal von 20mV Spitzenwert aufgenommen. Das Frequenzverhalten entsprach den Ergebnissen der P-Spice-Simulation. Die zum Zeitpunkt der Aufnahme der Kennlinie vorhandenen, dem Audio-Signal überlagerten HF-Schwingungen wurden bei der Aufnahme der Kennlinie durch Mittelwertbildung ignoriert.

Die anschließenden Hörtests brachten nur mittelmäßige Ergebnisse. Die Musik hört sich etwas zurückhaltend an, wie hinter einem dünnen Schleier.

Zu einem späteren Zeitpunkt wurde die meßtechnische Aufnahme der Übertragungsfunktionen aller 5 realisierten Phono-Vorverstärker mit einer deutlich größeren Zahl an Stützpunkten wiederholt, da die bisher zur Verfügung stehenden Meßergebnisse keinerlei Korrelation zu den Ergebnissen der Hörtests zeigten.



Aufgenommener Frequenzgang

Das erstaunliche Resultat war, dass auch der detailliert aufgenommene Betrags- und Phasenfrequenzgang keine Korrelation zu den Hörtests erkennen ließ. Die Meßwerte der hier betrachteten Schaltung lagen, sowohl im Betrag, als auch in der Phase, zwischen den Meßwerten der anderen, bei den Hörtests sehr gut bewerteten Schaltungen.

Zusammenfassung der Ergebnisse:

Die Messung der Gleichspannungen und Arbeitspunkte zeigten eine ausreichend genaue Übereinstimmung mit den vorab berechneten Werten. Hierbei kann eine Übereinstimmung von besser als 20% als völlig befriedigend betrachtet werden, da zum einen die Summe Ableseungenauigkeiten auf den Kennlinienfeldern und die Exemplarstreuungen der Röhren selbst in diesem Bereich liegt und zum anderen Röhrenschaltungen durch eine weitgehende Unempfindlichkeit des wechsellspannungsmäßigen Verhaltens gegenüber Arbeitspunktschwankungen in dieser Größenordnung gekennzeichnet sind.

Der tatsächliche Betrags- und Phasenfrequenzgang der Schaltung entsprach exakt den Simulationsergebnissen. Die festgestellte Schwingneigung der Schaltung konnte innerhalb der zurückliegenden praktischen Erprobungsphase noch nicht behoben werden. In der Nachbetrachtung wurden jedoch neue, mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit zum Erfolg führende Kompensationsmöglichkeiten aufgefunden, die dann im Sommersemester 2004 praktisch erprobt werden. Mit dem modifizierten Verstärker werden dann erneut Hörtests durchgeführt, so dass dann im Sommer 2004 eine fundierte Aussage über das klangliche Potential dieses Schaltungskonzepts vorliegen wird.