

Entwicklung und Realisierung eines Gitarrenvorverstärkers

Bachelor Arbeit

durchgeführt von

Philipp Hack

Institut für Signalverarbeitung und Sprachkommunikation

der Technischen Universität Graz

Betreuer: David Fischer

Graz, im August 2012

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....

(Unterschrift)

Vorwort

Ich möchte an dieser Stelle besonders meinen Eltern für die Unterstützung während meines bisherigen Studiums danken. Dank gilt auch Herrn David Fischer für die fachkundige Betreuung dieser Arbeit und Herrn Prof. Dr. Gerhard Graber für die organisatorische Hilfe bei der Fertigung des Vorverstärkers. Des Weiteren bedanke ich mich beim Institut für Elektronik für die Bohrungen am Gehäuse. Zu guter Letzt danke ich meiner Freundin Caterina für Ihre liebevolle Unterstützung während der ganzen Arbeit.

Inhaltsverzeichnis

I	Einleitung	5
1	Allgemeine Grundlagen	5
2	Theoretische Grundlagen	5
2.1	Eingangssignal der Gitarre	5
2.2	Spannungsgegekoppelter Operationsverstärker	8
2.3	Stabilität	12
II	Planung und Entwurf	13
III	Schaltungsteile	16
1	Spannungsversorgung	16
2	„Clean“ Kanal	21
2.1	Eingangsstufe	21
2.2	3 Band Equalizer	23
2.3	Parametrischer EQ	29
3	„Overdrive“ Kanal	37
3.1	Verzerrungsstufe	38
3.2	„Tone Control“	39
4	Mischstufe	42
4.1	Panorama Regler	42
4.2	Addierer	44
5	Kopfhörerverstärker	45
6	Symmetrierung	50
IV	Platinenlayout	50
V	Messung	51
1	Frequenzgänge und Kennlinien	52
1.1	Messung „Clean“ – Kanal	52
1.2	Messung „Overdrive“ – Kanal	53
2	Rauschen	55
3	Nichtlineare Verzerrungen	55
VI	Fazit	56
VII	Literatur	57
VIII	Schaltpläne	59

I Einleitung

„Die Musik spricht nicht die Leidenschaft, die Liebe, die Sehnsucht dieses oder jenes Individuums in dieser oder jener Lage aus, sondern die Leidenschaft, die Liebe, die Sehnsucht selbst.“

Richard Wagner

1 Allgemeine Grundlagen

Ziel meiner Bachelorarbeit war die Entwicklung und Realisierung einer elektrischen Schaltung. Da ich selber Gitarre spiele und mich die elektronische Komponente dahinter schon immer fasziniert hat, entschied ich mich einen Gitarrenvorverstärker zu planen und zu realisieren.

Vorverstärker spielen in der Elektronik in vielerlei Hinsicht eine wichtige Rolle, insbesondere beim Einsatz in der Signalkette von Instrumenten sind sie ein klangbildendes Element und zu großen Teilen für den charakteristischen Klang der Instrumente verantwortlich. Grundsätzlich dient ein Vorverstärker dazu schwache, hochohmige Signale auf Line Level zu bringen, das heißt, diese so zu verstärken, dass das Vorverstärker Ausgangssignal an den Eingangsbereich der Endstufe angepasst ist und die Endstufe damit voll angesteuert werden kann. Des Weiteren wirkt ein Vorverstärker als Impedanzwandler und erzeugt aus einem hochohmigen Eingangssignal ein niederohmiges Ausgangssignal.

Bei Gitarrenvorverstärkern ist es üblich, neben der reinen Vorverstärkung noch andere klangbildende Schaltungskomponenten zu integrieren, wie zum Beispiel Equalizer, Verzerrung, Reverb etc. Während früher zum Beispiel die Verzerrung ein (zum Teil gewolltes) Nebenprodukt einer übersteuerten Endstufe war (und damit nur bei hohen Lautstärken möglich), kann durch die Integration einer „Overdrive“-Schaltung in den Vorverstärker diese gewollte Verzerrung auch bei niedrigen Lautstärken erreicht werden. Im Laufe der Jahre ist das Spektrum an schaltungstechnischen Realisierungsmöglichkeiten immer vielfältiger geworden. Neben den anfangs auf Röhren basierenden Schaltungen, kamen mit der Entwicklung des Transistors transistorbasierte Vorverstärker hinzu.

Diese Bachelorarbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf eines transistorbasierten Gitarrenvorverstärkers, von der Planung bis hin zur Realisierung. Im folgenden Kapitel werden nun einige Grundlagen zum Vorverstärker dargelegt, um dessen Aufbau besser verständlich zu machen.

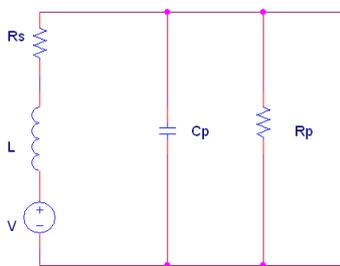
2 Theoretische Grundlagen

2.1 Eingangssignal der Gitarre

Für die Verarbeitung des Eingangssignals und für die Dimensionierung der Eingangsstufe ist es wichtig die Charakteristiken des Eingangssignals zu kennen, daher wird im Folgenden auf die Signalerzeugung bei einer E-Gitarre und deren klangliche und elektrische Eigenschaften eingegangen.

Der in der E-Gitarre¹ verbaute Magnettonabnehmer arbeitet nach dem elektromagnetischen Wandlungsprinzip. Dabei erzeugt ein in einer Spule mit hoher Wicklungszahl eingelassener Dauermagnet in der Spule einen magnetischen Fluss. Die ferromagnetischen Gitarrensaiten sind direkt über dem Tonabnehmer angeordnet, so dass sie bei Bewegung den magnetischen Fluss des Magneten verändern und so in der Spule eine Spannung induziert wird. [vgl. 1, Kap. 5]

Für den Tonabnehmer lässt sich vereinfacht folgendes Ersatzschaltbild angeben:

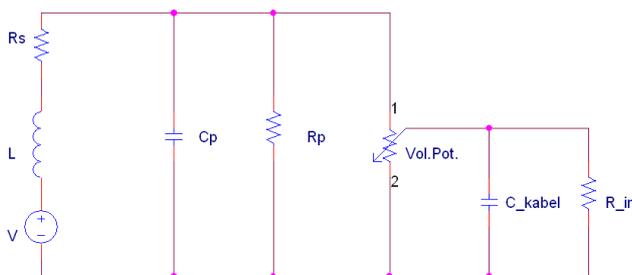


- V ..Generator (induzierte Spannung)
- L ..Induktivität der Spule
- R_S ..Drahtwiderstand
- C_p ..Wicklungskapazität
- R_p ..Dämpfungswiderstand

Abb. I-1: Tonabnehmer Ersatzschaltbild

Es handelt sich hierbei um einen Parallelschwingkreis, dessen Resonanzfrequenz durch L und C_p bestimmt wird (Tiefpassfilter 2.Ordnung am Ausgang). Bei der Resonanzfrequenz kommt es am Ausgang im Frequenzgang zu einer Resonanzüberhöhung, deren Höhe der Dämpfungswiderstand² festlegt und deren Maßzahl durch die Güte Q gegeben ist [vgl.2].

Es reicht allerdings nicht nur das obige Ersatzschaltbild zu betrachten, um das Eingangssignal zu charakterisieren, denn das Lautstärke Potentiometer der Gitarre sowie die Kapazität des Gitarrenkabels und der Eingangswiderstand des Vorverstärkers nehmen gravierenden Einfluss auf die klanglichen Eigenschaften des Eingangssignals. Erweitert man das obige Ersatzschaltbild um die besagten Elemente so führt dies zu folgendem erweiterten Ersatzschaltbild:



- Vol.Pot. ..Lautstärke Potentiometer der E-Gitarre
- C_{kabel} ..Kabelkapazität
- R_{in} ..Eingangswiderstand des Vorverstärkers

Abb. I-2: Tonabnehmer Ersatzschaltbild mit Belastung

Durch die zum Tonabnehmer parallel liegende Kabelkapazität verändert sich die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises. Da die Kabelkapazität um ein vielfaches größer ist als die Wicklungskapazität (typischerweise $C_p = 10 \dots 150 pF$ und $C_K = 600 pF$ ³) hat sie den dominierenden Einfluss auf die Resonanzfrequenz. Diese liegt je nach Kabel typischerweise zwischen 2 und 5 kHz. Ist das Lautstärke Potentiometer voll aufgedreht, addieren sich die beiden Kapazitäten zu einer Gesamtkapazität C_{ges} und die

¹ Die Grundtöne einer sechssaitigen Gitarre liegen in Abhängigkeit von deren Stimmung ca. zwischen 60 Hz ... 1.3 kHz.

² Der Dämpfungswiderstand setzt sich zusammen aus: Isolationswiderstand des Wickeldrahts, Wirbelstromverluste in den Magneten beziehungsweise Metallelementen (Polepieces), etc.

³ C_K ist von der Länge des Kabels abhängig.

Dämpfung des Schwingkreises ergibt sich durch die Parallelschaltung von R_p , dem Gesamtwiderstand des Lautstärke Potentiometers und der Eingangsimpedanz des Vorverstärkers. Die Resonanzgüte, beziehungsweise die Resonanzüberhöhung, ist für diesen Fall maximal. Beim Zurückdrehen des Lautstärke Potentiometers wird die charakteristische Resonanzüberhöhung des Schwingkreises merklich schwächer. Dies geschieht auf Grund des nun zwischen Kabelkapazität und Tonabnehmerinduktivität liegenden Teils des Lautstärke Potentiometers, welcher als Längswiderstand den Schwingkreis dämpft (siehe Abb. I-2). Der Klang wird damit dumpfer. Bei weiterem Zurückdrehen des Lautstärke Potentiometers kommt es zu einer neuen Tonabnehmerresonanz, welche höher liegt. Sie ist allerdings auf Grund der geringen Amplitude des Frequenzgangs kaum hörbar. Der Amplitudengang des Eingangssignals über der Frequenz für verschiedene Stellungen des Lautstärke Potentiometers ist in Abb. I-4 für eine „Fender Stratocaster“ abgebildet. [vgl. 1, Kap.5]

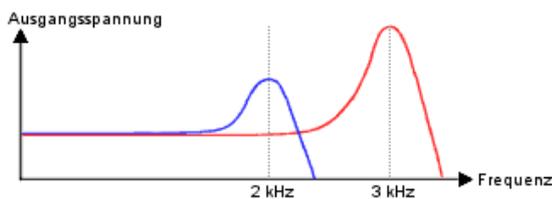


Abb. I-3: Frequenzgang „Gibson Les-Paul“ (blau), „Fender Stratocaster“ (rot) [2]

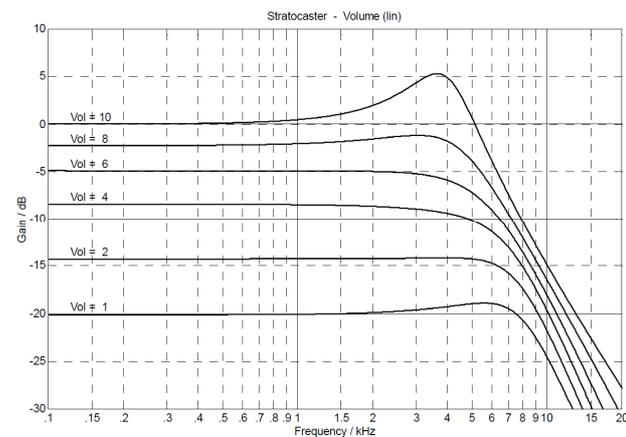


Abb. I-4: Amplitudengang nach dem Lautstärke Potentiometer, für verschiedene Potentiometer-Stellungen einer „Fender Stratocaster“ [1]

In Abb. I-3 sieht man den Unterschied der Resonanzfrequenzen zwischen einer „Gibson Les-Paul“ und einer „Fender Stratocaster“ E-Gitarre. Die niedrigere Resonanzfrequenz der „Gibson Les-Paul“ sorgt für deren warmen leicht dumpfen Klang, während die höhere Resonanzfrequenz der „Fender Stratocaster“ für den höhenreichen brillanten Klang sorgt [vgl. 2].

Ein weiteres wichtiges Merkmal der Signalquelle ist deren Ausgangsimpedanz. Nach ihr orientiert sich die Dimensionierung des Eingangswiderstands der Vorverstärkerschaltung. Die Ausgangsimpedanz ist frequenzabhängig und weist bei der Resonanzfrequenz ihren Maximalwert auf. Hier kann sich deren Wert gegenüber niedrigen Frequenzen um den Faktor 10 erhöhen. Der Ausgangswiderstand bildet mit dem Eingangswiderstand des Vorverstärkers einen Spannungsteiler. Ist der Eingangswiderstand unterdimensioniert und der Tonabnehmer wird durch selbigen zu stark belastet, geht daher ein großer Teil des Signals verloren. Auf Grund der starken Frequenzabhängigkeit der Ausgangsimpedanz der Signalquelle wird auch der Verlustanteil des Gitarrensignals frequenzabhängig (Spannungsteiler), das heißt die Signalübertragung wird nichtlinear, beziehungsweise das Signal verliert an Höhen.⁴ Um den Tonabnehmer möglichst wenig zu belasten liegen typische Werte für das Lautstärke Potentiometer bei $500k\Omega$ und für den Vorverstärkereingangswiderstand bei $1 \dots 2M\Omega$. Der Eingangswiderstand sollte jedoch auch nicht zu hoch gewählt werden, da durch die thermische Bewegung der Elektronen an ihm eine Rauschspannung abfällt, welche zum Widerstandswert proportional ist und von der Eingangsstufe des Vorverstärkers mit verstärkt wird. Zusätzlich wird die Eingangsstufe für hohe Eingangswiderstände zunehmend empfänglich für unerwünschte kapazitiv gekoppelte Störsignale.

⁴ Dieser meist unerwünschte Effekt wird auch als „tone-sucking“ bezeichnet.

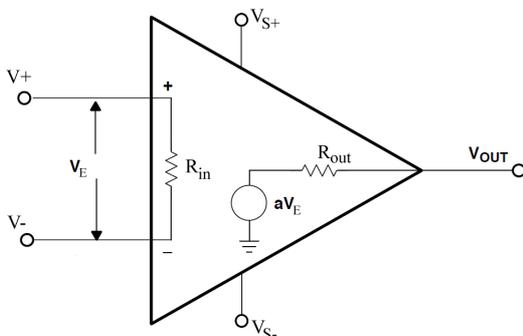
2.2 Spannungsgeregelter Operationsverstärker

Da als integrierte Schaltungen fast ausschließlich spannungsgeregelter Operationsverstärker verwendet wurden, wird im Folgenden kurz auf deren theoretische Grundlagen eingegangen.

Ein Operationsverstärker (OPV) ist ein mehrstufiger Gleichspannungsverstärker, der einen nichtinvertierenden (+) und einen invertierenden (-) Eingang besitzt und Spannungsdifferenzen zwischen den beiden Eingängen verstärkt (siehe Abb. I-5). Die Verstärkung ist dabei sehr hoch und liegt typischerweise bei $10^3 \dots 10^7$. Man unterscheidet den OPV ohne äußere Beschaltung (offener Verstärker, Komparator) und den gegengekoppelten OPV, bei welchem durch äußere Beschaltung ein Teil des Ausgangssignals an den invertierenden Eingang zurückgeführt wird. [vgl. 3, Kap.3]

Weitaus wichtiger ist der gegengekoppelte Fall. Im Gegensatz zu einem normalen Verstärker, dessen Eigenschaften durch seinen inneren Aufbau vorgegeben sind, lassen sich die Eigenschaften des gegengekoppelten OPV weitgehend mittels seiner äußeren Beschaltung bestimmen [vgl. 4, Kap.5]. OPV sind daher äußerst vielseitig und flexibel und bilden ein zentrales Element der analogen Signalverarbeitung. Die Mehrzahl der OPV werden mit symmetrischer Spannungsversorgung („dual-supply“) betrieben (typischerweise +/- 15V für universelle Anwendungen) [vgl.5, Kap.5]. Man muss sich hier fragen was für Spannungswerte am Ausgang des OPV benötigt werden, da die Grenzen der Ausgangsspannung durch die Versorgungsspannung festgelegt sind und üblicherweise etwas unter der Versorgungsspannung liegen.⁵ In der hier entworfenen Schaltung wurde eine symmetrische Versorgung (+/- 15V) verwendet.

Der normale V/V-OPV lässt sich vereinfacht als spannungsgesteuerte Spannungsquelle mit Eingangs- und Ausgangswiderstand modellieren. (Abb. I-5)



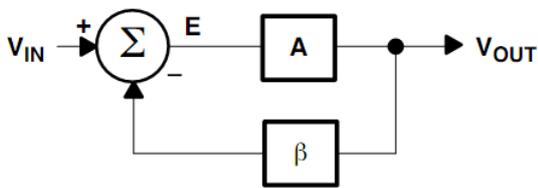
- V_+ ...nichtinvertierender (positiver, '+') Eingang
- V_- ...invertierender (negativer, '-') Eingang
- R_{in} ...Eingangswiderstand
- R_{out} ...Ausgangswiderstand
- a ...Leerlaufverstärkung des OPV
- V_{s-}/s_+ ...Versorgungsspannung

Abb. I-5: Ersatzschaltbild eines V/V-Operationsverstärkers [7]

Typische Werte für OPV sind: $R_{in} = 10^6 \dots 10^9 \Omega$, $R_{out} = 100 \dots 500 \Omega$. Die Leerlaufverstärkung a ist frequenzabhängig und besitzt näherungsweise ein Tiefpassverhalten zweiter Ordnung (siehe Abb. I-7) mit üblicherweise ca. 100 dB für DC. Wird ein Teil der Ausgangsspannung durch externe Beschaltung an den invertierenden Eingang zurückgeführt, das heißt es findet eine Gegenkopplung statt, so hat dies weitreichenden Einfluss auf die Eigenschaften des OPV. Dieser Einfluss soll im Folgenden kurz dargelegt werden.

⁵ Sogenannte „rail-to-rail“ Verstärker können Ausgangsspannungen erzeugen, die bis an die Versorgungsspannung gehen.

Aus regelungstechnischer Sicht kann der spannungsgegekoppelte OPV (V/V-OPV) wie folgt betrachtet werden:



- + ...nichtinvertierender (+) Eingang
- ...invertierender (-) Eingang
- A ...Leerlaufverstärkung⁶
- β ...Rückkopplungsfaktor (bestimmt durch äußere Beschaltung des OPV)
- E ...Fehlervspannung bzw. Differenzspannung zwischen + und- Eingang

Abb. I-6: OPV als Regelkreis [7]

Der Rückkopplungsfaktor β bestimmt den Anteil der Ausgangsspannung, welcher an den invertierenden Eingang des OPV zurückgeführt wird. Vergleicht man Abb. I-6 mit der nichtinvertierenden Grundschtung aus Abb. I-8, wäre der Rückkopplungsfaktor $\beta = R_G / (R_F + R_G)$ und die Leerlaufverstärkung des Regelkreises A gleich der Leerlaufverstärkung a des OPV.

Die resultierende gegengekoppelte Verstärkung berechnet sich wie folgt:

$$V_{out} = EA \quad (1)$$

$$E = V_{in} - \beta V_{out} \quad (2)$$

$$\frac{V_{out}}{A} = V_{in} - \beta V_{out} \quad (3)$$

$$V_{out} \left(\frac{1}{A} + \beta \right) = V_{in} \quad (4)$$

Damit ergibt sich für die gegengekoppelte Verstärkung folgende Gleichung:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (5)$$

$$A\beta \gg 1 \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta} \quad (6)$$

Wenn der Term $A\beta$ (sog. „Schleifenverstärkung“) sehr groß wird gegenüber 1, dann kann 1 vernachlässigt werden und die gegengekoppelte Verstärkung hängt nur noch vom Rückkopplungsfaktor β und somit von der äußeren Beschaltung des OPV ab (siehe Gl.(6)). Wie Abb. I-7 zeigt, fällt die Leerlaufverstärkung des OPV und damit auch die Leerlaufverstärkung des Regelkreises, sowie die damit (nach Gl.(5)) in Beziehung

⁶ Zwischen der Leerlaufverstärkung des Regelkreises ($A \Rightarrow$ Verstärkung bei offener Rückkopplungsschleife) und der Leerlaufverstärkung des OPV (a) muss klar unterschieden werden, da diese verschieden sein können. Während z.B. für den nichtinvertierenden Verstärker (Abb. I-8) $A = a$ gilt, gilt für den invertierenden Verstärker (Abb. I-9) $A_{inv} = a \frac{Z_F}{Z_F + Z_G}$ [vgl.7, S.97]. Aus A_{inv} wird erkenntlich, dass zwischen dem Frequenzgang von A_{inv} und a , auf Grund der frequenzunabhängigen äußeren Beschaltung (Z_G und Z_F sind hier Widerstände), nur ein Amplitudenoffset besteht, sie aber den gleichen Verlauf aufweisen.

stehende rückgekoppelte Verstärkung zu hohen Frequenzen hin ab. Im Fall der nicht-invertierenden Verstärker-Grundschaltung (Abb. I-8) ergibt sich damit folgende gegengekoppelte Verstärkung:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_g + R_f}{R_g} = 1 + \frac{R_f}{R_g} \quad (7)$$

Die Fehlerspannung V_E zwischen den Eingängen des OPV ergibt sich wie folgt:

$$V_E = \frac{V_{in}}{1 + A\beta} \quad (8)$$

Die Fehlerspannung ist proportional zum Eingangssignal und wird kleiner für große Schleifenverstärkungen, das heißt eine große Schleifenverstärkung ist wünschenswert um die Fehlerspannung zu minimieren [vgl.7]. Für den idealen OPV (siehe später) gilt $V_E = 0$.

Gl.(5) und Gl.(8) zeigen den starken Einfluss der Schleifenverstärkung auf die Parameter des OPV. Da die Leerlaufverstärkung A für tiefe Frequenzen sehr hoch ist (100dB für DC) und zu hohen Frequenzen dann stark abnimmt, lässt sich aus Gl.(5) und Gl.(8) folgern, dass der OPV im NF- Bereich eine konstante gegengekoppelte Verstärkung $1/\beta$, sowie eine vernachlässigbar kleine Fehler- beziehungsweise Differenzspannung E zwischen positivem und negativem Eingang besitzt.

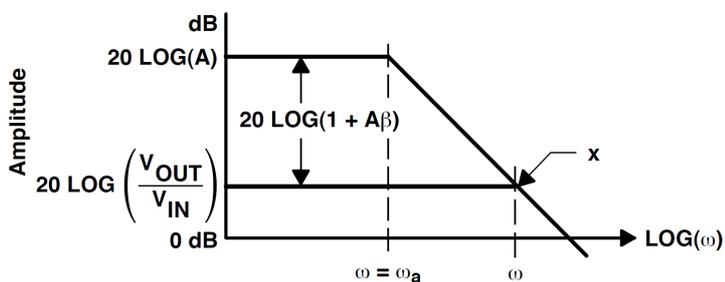


Abb. I-7: Leerlaufverstärkung A des OPV (oben), gegengekoppelte Verstärkung (unten) [7]

Des Weiteren hat die Gegenkopplung auch Einfluss auf die Eingangs- und Ausgangsimpedanz der OPV Schaltung. Für das Beispiel der nichtinvertierenden Verstärkerschaltung ergibt sich: [6, S.41]

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_i [1 + A\beta], Z_{out} = \frac{V_{open}}{I_{short}} = \frac{R_{out}}{1 + A\beta} \quad (9)$$

Das heißt auch hier werden wieder die Eigenschaften des OPV von der Schleifenverstärkung beeinflusst. Durch die bereits erwähnte Frequenzabhängigkeit der Leerlaufverstärkung nimmt Z_{in} für den NF-Bereich sehr große ($10^9 \dots 10^{11} \Omega$) und Z_{out} sehr kleine Werte (einige m Ω) an.

Für eine vereinfachte Schaltungsanalyse werden daher die Parameter des OPV oft als ideal angenommen. Ein idealer OPV besitzt die folgenden Eigenschaften: [vgl. 7, Kap.3]

- Es fließt kein Strom in seine Eingänge, das heißt seine Eingangsimpedanz ist unendlich groß.
- Der OPV besitzt eine konstante frequenzunabhängige unendlich große Leerlaufverstärkung.
- Auf Grund der unendlichen Leerlaufverstärkung und der Gegenkopplung besteht keine Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen des OPV, sie liegen auf demselben Potential. (Ein gegengekoppelter OPV versucht die Spannungsdifferenz an seinen Eingängen zu minimieren) (Gl.(8))
- Die Ausgangsimpedanz des OPV ist null.
- Der OPV besitzt keine Offsetfehler.

Dies ist wie bereits erwähnt nur für den NF-Bereich gültig. Will man das Verhalten des OPV für den HF-Bereich untersuchen, zum Beispiel für Stabilitätsanalysen, so muss man das frequenzabhängige Verhalten der Leerlaufverstärkung des OPV mitberücksichtigen.

Die Schaltungsanalyse zweier Grundschaltungen, der invertierenden und der nichtinvertierenden OPV-Schaltung, werden im Folgenden unter Voraussetzung der Eigenschaften des idealen OPV durchgeführt.

Nichtinvertierender Verstärker

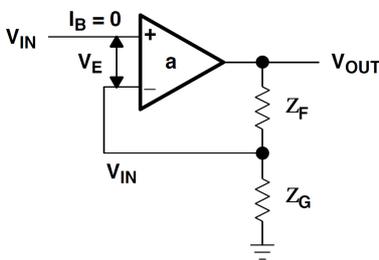


Abb. I-8: Nicht invertierende Verstärker Schaltung [7]

Die Eingangsimpedanz der Schaltung ist auf Grund der Annahme eines idealen OPV unendlich groß (Gl.(9)). Daher fließt kein Strom in den positiven und negativen Eingang des OPV. Da die Fehlerspannung $V_E = 0$ ist, liegen negativer und positiver Eingang auf dem gleichen Potential. Der Ausgang treibt soviel Strom durch Z_F , bis der negative Eingang auf der Spannung V_{in} liegt. Damit fällt über Z_G die Spannung V_{in} ab und V_{out} kann leicht mittels der Spannungsteiler-Regel berechnet werden. [vgl.7, Kap.3]

$$V_{in} = V_{out} \frac{Z_G}{Z_G + Z_F} \quad (10)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_G + Z_F}{Z_G} = 1 + \frac{Z_F}{Z_G} \quad (11)$$

⁷Vergleiche Ergebnis aus Gl.1.7

Invertierender Verstärker

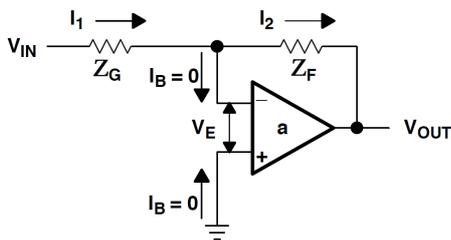


Abb. I-9 invertierender Verstärker [7]

Auf Grund der Annahme eines idealen OPV ist die Fehlerspannung zwischen positivem und negativem Eingang $V_E = 0$. Das heißt die Gegenkopplung sorgt dafür, dass der negative Eingang des OPV auf einer sogenannten „virtuellen Masse“ liegt. Dadurch, dass der Strom in die Eingänge des OPV $I_B = 0$ ist, fließt der gesamte Strom aus Z_G auch durch Z_F . Weil der negative Eingang virtuell auf Masse liegt, kann der Strom durch Z_G einfach berechnet und anschließend die Knotengleichung am negativen Eingang aufgestellt werden. [vgl. 7, Kap.3]

$$I_1 = \frac{V_{in}}{Z_G} = -I_2 = -\frac{V_{out}}{Z_F} \quad (12)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_F}{Z_G} \quad (13)$$

Die Eingangsimpedanz der invertierenden OPV Schaltung ist: $\frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{I_1} = Z_G$

2.3 Stabilität

Wie bereits erwähnt, lässt sich die gegengekoppelte OPV Schaltung als Regelkreis betrachten (Abb. I-6). Damit lassen sich die Methoden zur Stabilitätsanalyse aus der Regelungstechnik auf die zu untersuchenden OPV Schaltungen anwenden.

Aus der Regelungstechnik ist bekannt, dass die Pole der Führungsübertragungsfunktion des Systems einen negativen Realteil besitzen müssen, damit der Regelkreis stabil ist. Um diese Eigenschaft zu verifizieren, ist die Schleifenverstärkung von entscheidender Bedeutung. Betrachtet man Amplitude und Phase der Schleifenverstärkung im Bode-Diagramm, so lassen sich zwei Bedingungen ableiten, unter denen die Schaltung anfängt zu schwingen: [4]

$$\underline{A} \cdot \underline{\beta} \equiv 1 \Rightarrow \begin{cases} |\underline{A}| \cdot |\underline{\beta}| \equiv 1 & \text{Amplitudenbedingung} \\ \angle(\underline{A} \cdot \underline{\beta}) \equiv 0^\circ, 360^\circ, \dots & \text{Phasenbedingung} \end{cases}$$

Nur wenn Amplituden- und Phasenbedingung erfüllt sind, gibt es eine Schwingung mit konstanter Amplitude, das heißt es entsteht ein harmonischer Oszillator. Die Gegenkopplung wird in diesem Fall zur Mitkopplung. [vgl.4, Kap.5] Aus der Gleichung für die Führungsübertragungsfunktion (Gl.(5)) ist ersichtlich, dass die Polstellen des geschlossenen Systems in Abhängigkeit der Gegenkopplung in der komplexen s-Ebene wandern. Werden die beiden Schwingbedingungen erfüllt, so liegen die Polstellen

genau auf der imaginären Achse und die Amplitude des Frequenzgangs wird für diese Frequenz unendlich groß.⁸ Ist die Phasenbedingung erfüllt und die Amplitude des Frequenzgangs ist bei dieser Frequenz kleiner als 1, dann ist das System stabil. Für Amplitudenwerte größer als 1 und erfüllter Phasenbedingung entsteht eine Schwingung mit ansteigender Amplitude. [vgl.4, Kap.5]

Probleme mit Überschwingen des Systems, sogenanntes „Ringing“, treten allerdings schon auf, bevor beide Schwingbedingungen erfüllt sind und es zur Oszillation kommt. Ein Maß dafür, wie stabil ein System ist, beziehungsweise wie groß das Überschwingen sein wird, ist die „Phasenreserve“ ϕ_M : [7, Kap.5]

$$\phi_M = 180^\circ - \tan^{-1}(A\beta) \quad (14)$$

Sie ist die Differenz aus den theoretisch für Oszillation benötigten 180° Phasenverschiebung und der tatsächlichen Phasenverschiebung bei der Frequenz, welche die Amplitudenbedingung erfüllt [vgl.7, Kap.5]. Eine große Phasenreserve bedeutet wenig Überschwingen (sehr stabil), während eine kleine Phasenreserve großes Überschwingen zur Folge hat und es hier leichter, zum Beispiel durch eine kapazitive Last oder parasitäre Kapazitäten, zu Oszillation beziehungsweise Instabilität kommen kann.⁹

Die Schleifenverstärkung lässt sich leicht bestimmen. Legt man in Abb. I-6 den Eingang auf Masse und schneidet die Rückkopplungsschleife auf, so ist die Verstärkung zwischen den beiden Enden des Aufschnittpunktes gleich der Schleifenverstärkung (Abb. I-10) [vgl.7, Kap.5].

Bei bekanntem Rückkopplungsfaktor β kann dann auch leicht die Leerlaufverstärkung A berechnet werden.

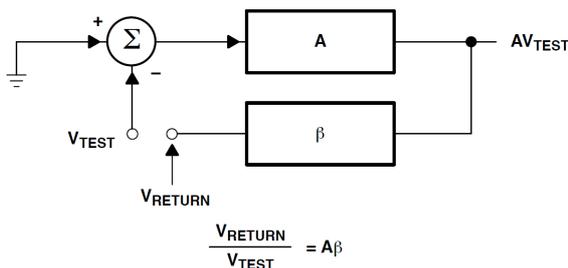


Abb. I-10: Rückkopplungsschleife aufgeschnitten um Schleifenverstärkung zu berechnen. [7]

II Planung und Entwurf

Beim Schaltungsentwurf wurde entschieden die Schaltung für 2 Gitarren auszulegen und für beide Gitarren jeweils einen eigenen „Clean“ und „Overdrive“ Kanal zu integrieren. Für Übungszwecke außerdem praktisch, sind die beiden Kopfhörerausgänge, sowie die Möglichkeit ein „Line“ Signal einzuschleifen. Es wurde außerdem für beide Gitarrenkanäle eine klassische Panorama-Regelung implementiert, um die Gitarren zwischen linkem und rechtem Ausgangskanal lateralisieren zu können.

⁸ Die Amplitude des Ausgangssignals ist allerdings begrenzt durch die Spannungsversorgung.

⁹ Eine kapazitive Last, sowie parasitäre Kapazitäten im Rückkopplungspfad bringen zusätzlich Phasenverschiebung in die Schleifenverstärkung ein.

Wie in der Schaltungsskizze aus Abb. II-1 ersichtlich, gelangen die beiden Gitarrensignale zunächst an einen Schalter¹⁰, mit welchem sich zwischen „Clean“ und „Overdrive“ Kanal umschalten lässt und anschließend zu einem darauf folgenden Regler zum Einstellen der Eingangsempfindlichkeit. Dieser Regler ist als Stereopotentiometer ausgeführt und es wird dadurch die Eingangsempfindlichkeit für „Clean“ und „Overdrive“ Kanal simultan geregelt. Der Widerstandswert des Potentiometers von $1M\Omega$ bildet außerdem den Eingangswiderstand des Vorverstärkers. Anschließend folgen „Clean“ und „Overdrive“ Kanal. Der „Clean“ Kanal beherbergt einen klassischen „low-mid-high“ 3 Band Marshall Equalizer, mit welchem sich der Grundklang des Vorverstärkers einstellen lässt, gefolgt von einem vollparametrischen Equalizer, der für das Feintuning zuständig ist. Bei diesem lässt sich zwischen 3 Frequenzbereichen umschalten, wobei insgesamt ein Frequenzbereich von ca. 100 Hz – 7.3 kHz abgedeckt wird. Die Schaltung für den „Overdrive“ Kanal ist eine modifizierte Version des klassischen „Ibanez Tubescreamers“. Sie ist für leichte Verzerrungen ausgelegt und bietet mittels schaltbarer Dioden in der Verzerrungsstufe mehrere unterschiedliche Klangcharakteristika. Für eine Klangfärbung im „Overdrive“ Kanal dient die „Tone-Control“ des „Tubescreamers“. Nach der „Clean/Overdrive“ Sektion folgt ein „Insert“ Einschleifpunkt für die Einbindung zusätzlicher Effekte in den Signalweg und anschließend die Mischstufe, in welcher die beiden Gitarrenkanäle für den linken und rechten Ausgangskanal aufaddiert werden und panoramisiert werden können. Die Mischstufe bietet außerdem die Möglichkeit ein externes „Line“ Signal (zum Beispiel CD-Player) in den Signalweg einzukoppeln. Es folgen zwei Kopfhörerausgänge, deren Verstärkung sich für die Nutzung von hoch- und niederohmigen Kopfhörern umschalten lässt, sowie eine Symmetrierung des Signals und ein symmetrischer Klinken und XLR Ausgang für den Anschluss an eine Verstärkerendstufe.

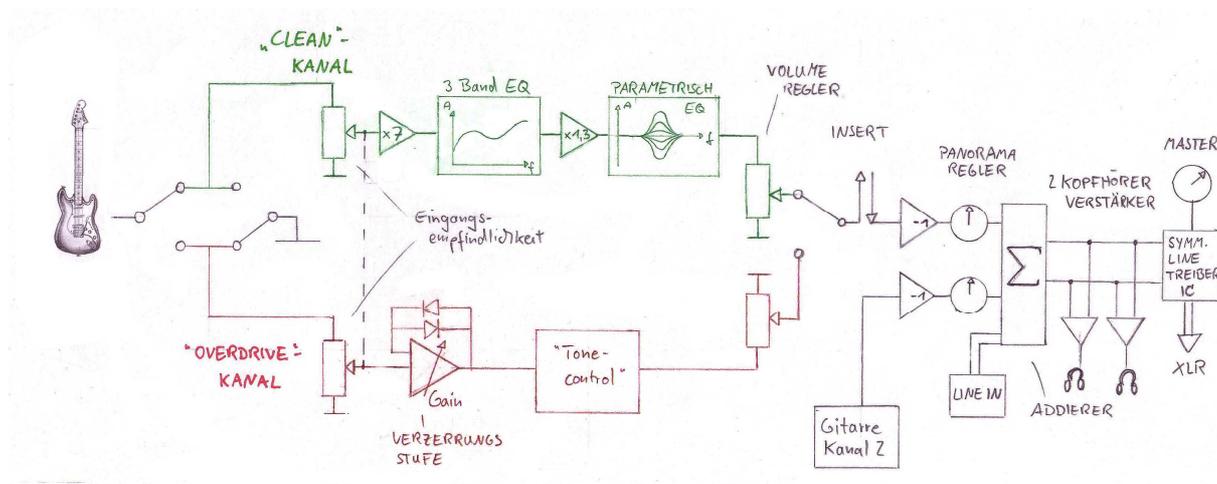


Abb. II-1: Signalfussgraph des Vorverstärkers für einen Gitarrenkanal (2.Kanal ist identisch)

Meine Wahl des OPV fiel auf den für Audioanwendungen allseits beliebten OPA2134 des Herstellers Burr Brown (TI). Die Schaltung wurde zunächst jedoch mit dem TL072CN (ST Microelectronics) zu Testzwecken auf dem „prototyping board“ aufgebaut. Durch den Einsatz des OPA2134 erhoffte ich mir ein rauschärmeres Verhalten, geringere Verzerrungen und bessere DC Eigenschaften. Die gesamte Schaltung lässt sich allerdings auch ohne Probleme mit dem TL072CN realisieren, ohne signifikante Leistungseinbußen in Kauf zu nehmen. Beide OPV haben JFET Eingänge und besitzen dementsprechend sehr geringe „input bias“ Ströme, was wichtig für die DC Offset Eigenschaften am Ausgang des OPV ist.

¹⁰ Es handelt sich hierbei um einen „4PDT“ = „4 Pole Double Throw“ Schalter, d.h. sozusagen 4 Schalter in einem. Demnach werden beim Schalten mehrere Funktionen ausgeführt. (siehe Kap.III.2)

Mit einer „Slewrates“ von $20\text{ V}/\mu\text{s}$ und einem Verstärkungs-Bandbreiteprodukt von 8 MHz für den OPA2134 und $16\text{ V}/\mu\text{s}$, sowie 4 MHz für den TL072CN sind beide OPV ausreichend schnell für die hier geforderten Anwendungen. Dies lässt sich nachvollziehen wenn man den Extremfall betrachtet, bei welchem die Ausgangsspannung knapp unter der Versorgungsspannung liegt und die Signalfrequenz ebenfalls maximal wird und damit 20 kHz beträgt. Der OPV muss somit ca. 30V in einer halben Signalperiode an seinem Ausgang zurücklegen. Man braucht also eine minimale Slewrates von:

$$Slew = \frac{30V}{\frac{1}{2 \cdot 20kHz}} = 1.2 \frac{V}{\mu s} \quad (15)$$

Und bei einer in dieser Schaltung maximal auftretenden Verstärkung von 117 („Overdrive“ Kanal) ergibt sich ein minimal gefordertes Verstärkungs-Bandbreiteprodukt von ca. 2.3 MHz für eine maximale Frequenz von 20 kHz. Beide OPV liegen mit ihrer Leistung damit über den geforderten Mindestwerten.

In der Schaltung wurden die jeweils ersten beiden OPV im Signalweg für „Clean“ und „Overdrive“ Kanal als steckbare Variante mit Sockel realisiert, da die Forderungen an die OPV hier am kritischsten sind und die Auswirkungen verschiedener OPV auf das Klangverhalten der Schaltung beobachtet werden sollten.¹¹ Die restlichen OPV wurden als SMD verbaut.

Grundsätzlich lässt sich zur Vorgehensweise in der Planungsphase folgendes sagen:

Nachdem klar war, welche Elemente in der Schaltung Platz finden sollten, wurde begonnen nach entsprechenden Schaltungsteilen zu suchen und deren Funktionsweise zu verstehen.

Hier sei bemerkt, dass dafür der Einsatz von Software wie P-Spice zur Schaltungssimulation oder Maple als Hilfsmittel zum Lösen größerer linearer Gleichungssysteme sehr hilfreich war. Die Schaltungsteile wurden einzeln auf einem „Prototyping-board“ aufgebaut und auf deren korrekte Funktionsweise im Labor geprüft, wobei gegebenenfalls auftretende Probleme beseitigt wurden. Durch Hörtests mit einem E-Gitarreneingangssignal wurde versucht die Schaltungsteile nach persönlichen Klangvorstellungen zu optimieren. Des Weiteren wurden die Schaltungsteile an die restliche Schaltung durch teilweises Redimensionieren angepasst und erweitert. Um das korrekte Zusammenspiel der verschiedenen Schaltungsteile zu prüfen, wurde nach dem Aufbau der einzelnen Schaltungsteile die gesamte Schaltung auf dem „Prototyping board“ zu Testzwecken aufgebaut. Anschließend wurde mit der Software Cadsoft Eagle das Platinenlayout für eine professionelle Fertigung erstellt. Nach dem endgültigen Aufbau im Metallgehäuse wurden Messungen vorgenommen und neu auftretende Fehler (z.B. Oszillation) behoben.

¹¹ Diese Untersuchung wurde im Rahmen dieser Arbeit allerdings nicht durchgeführt.

III Schaltungsteile

Im Folgenden sollen die einzelnen Schaltungsteile dargelegt und in ihrer Funktionsweise erklärt werden. Es werden zudem beim Aufbau aufgetretene Probleme und deren Lösung gezeigt.

1 Spannungsversorgung

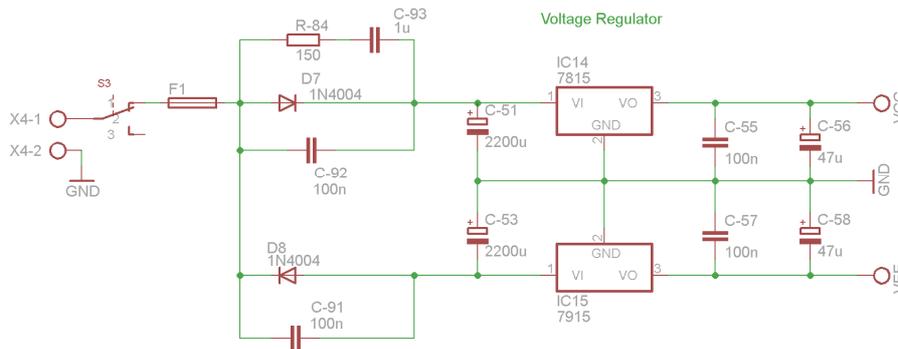


Abb. III-1: Spannungsversorgung

Die symmetrische Gleichspannung von +/- 15V für die Spannungsversorgung der OPV wurde mit einem Transformator und zwei Halbwellengleichrichtern erzeugt. Die positive Halbwelle der Transformatorausgangsspannung lädt über D7 den Siebkondensator C51 auf, entsprechend die negative Halbwelle über D8 den Kondensator C53. Anschließend erfolgt eine Regelung der Ausgangsspannung durch zwei lineare Spannungsregler vom Typ 7815/7915. Die Kondensatoren C57 und C55 zu je 100nF dienen dazu die Spannungsregler zu stabilisieren. Ist zum Beispiel die Entfernung zwischen Siebkondensator und Spannungsregler zu groß, kann der Regelkreis¹² auf Grund der Leitungsinduktivität zu Schwingen anfangen. C57 und C55 sind daher möglichst nahe an den Spannungsreglern zu positionieren. C56 und C58 dienen als Stützkondensatoren.

Dimensionierung

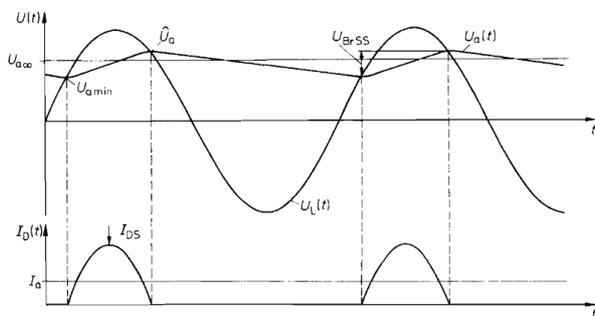


Abb. III-2: Spannungs- und Stromverlauf beim Halbwellengleichrichter [4]

¹² Ein linearer Spannungsregler ist ein Regelkreis mit Stromgegenkopplung.

In Abb. III-2 sind die Vorgänge eines Halbwellengleichrichters dargestellt. Unter der Annahme einer unendlichen Kapazität der beiden Siebkondensatoren stellt sich die Spannung $U_{a\infty}$ am Siebkondensator, als ein Gleichgewicht zwischen zu- (durch I_D ¹³) und abfließender Ladung (durch I_a ¹⁴) ein. $U_{a\infty}$ ist ein theoretischer Wert, der jedoch für die Dimensionierung sehr hilfreich ist. Im Realfall ist die Kapazität des Siebkondensators natürlich endlich und verursacht dadurch eine Welligkeit der Siebkondensatorspannung, die sog. Brummspannung $U_{Br,SS}$. Eine Näherung für $U_{a\infty}$ ergibt sich zu: [4, Kap.16]

$$U_{a\infty} \approx U_{amin} + \frac{2}{3}U_{Br,SS} \quad (16)$$

Damit lässt sich bei bekannter minimaler Spannung U_{amin} am Siebkondensator und gegebener Brummspannung ein geforderter Minimalwert für $U_{a\infty}$ angeben, so dass U_{amin} nicht unterschritten wird. U_{amin} ist festgelegt durch die minimale Eingangsspannung, welche die linearen Spannungsregler vertragen. Diese ergibt sich zu $V_{min} = \pm 15V \pm V_{drop-out}$. Sinkt die Eingangsspannung unter diesen Wert, so kann der Spannungsregler seine Ausgangsspannung von +/- 15V nicht mehr aufrecht erhalten. Für den 7815 ergibt sich $V_{min} = 15V + 2V = 17.5V$ und für den 7915 $V_{min} = -15V - 1.1V = -16.1V$ (siehe [20], [22]). Für die folgenden Berechnungen wurde $U_{amin} = 17V$ des 7815 verwendet, da hier auf Grund der höheren „drop-out“ Spannung die Anforderungen an die Dimensionierung höher sind, als beim 7915. Der Wert für die Brummspannung wurde zu 1V gewählt. Damit ergibt sich mit der „ripple-rejection“ des Spannungsreglers von 58dB eine Welligkeit der Ausgangsspannung des Spannungsreglers von ca. 1mV, was einen für diese Schaltung akzeptablen Wert darstellt [20]. Eine stabile Versorgung der OPV ist wichtig, da sich diese über die „PSRR“¹⁵ des OPV auf dessen Ausgangsspannung auswirkt. Damit ergibt sich ein geforderter Minimalwert von $U_{a\infty}$ zu :

$$U_{a\infty} \approx U_{amin} + \frac{2}{3}U_{Br,SS} = 17V + \frac{2}{3}1V = 17.\bar{6}V \quad (17)$$

Unter der Annahme einer unendlich großen Kapazität der Siebkondensatoren, sollte sich an diesem eine Spannung von $17.\bar{6}V$ einstellen, so dass bei einer Brummspannung von 1V, U_{amin} nicht unterschritten wird. $U_{a\infty}$ lässt sich berechnen zu: [vgl.4, kap.16]

$$U_{a\infty} = U_{a0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{R_v}}\right) = (U_L - U_d) \left(1 - \sqrt{\frac{R_i I_a}{U_{a\infty}}}\right) = (20.8V - 0.6V) \left(1 - \sqrt{\frac{2.25\Omega \cdot 0.1A}{17.\bar{6}V}}\right) \approx 18.1V \quad (18)$$

R_i ... Innenwiderstand des Transformators

$R_v = \frac{U_{a\infty}}{I_a}$... Verbraucherwiderstand

I_a ... Stromverbrauch der Schaltung

$U_{a0} = U_L - U_d$... Maximale Spannung am Siebkondensator (U_d ...Diode Flussspannung)

I_a wurde beim Schaltungsaufbau auf dem „Prototyping-board“ für einen Gitarrenkanal und einen Kopfhörerverstärker gemessen zu ca. 100 mA. Für die endgültige Schaltung mit 2 Gitarrenkanälen und 2 Kopfhörerverstärkern ließ sich demnach ein annähernd doppelt so hoher Stromverbrauch schätzen.

¹³ I_D = Kondensatorladestrom durch die Dioden

¹⁴ I_a = Laststrom

¹⁵ „PSRR“ = „Power Supply Rejection Ratio“ ... gibt das *frequenzabhängige* Verhältnis von Spannungsänderung der Versorgung zu (durch selbige hervorgerufene) äquivalente Eingangsspannung am OPV an. (Für OPA2134 im Bereich 0-20kHz → 50-110dB)

Auf Grund der symmetrischen Versorgung werden ca. 100mA von der positiven und 100mA von der negativen Versorgungsspannung geliefert. Der Innenwiderstand des Transformators wurde zu $R_i = 2.25\Omega$ gemessen.

Der Wert für $U_{a\infty}$ liegt damit knapp über dem geforderten Schätzwert, womit gewährleistet ist, dass U_{amin} nicht unterschritten wird. Die notwendige Kapazität der Siebkondensatoren lässt sich für einen geforderten Brummspannungswert wie folgt berechnen: [4]

$$C_L = \frac{I_a}{U_{Br,SS} \cdot f_N} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{R_v}}\right) = \frac{0.1A}{1V \cdot 50Hz} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{2.25\Omega \cdot 0.1A}{17.6V}}\right) = 1328\mu F \quad (19)$$

Um auf der sicheren Seite zu sein, wurde $C_L = 2200\mu F$ gewählt. Obwohl sich für den 7819 auf Grund der geringeren „drop-out“ Spannung ein kleinerer Wert für U_{amin} ergibt, wurden hier für C_L auch 2200uF gewählt.

Der für die Schaltung verwendete Transformator liefert eine Leistung von 15VA (Nennspannung 15V bei 1A). Um sicherzustellen, dass der Schaltung genügend Leistung zur Verfügung gestellt wird, muss der Leistungsbedarf der Schaltung berechnet werden. Die Gleichstromleistung ergibt sich aus der abgegebenen Leistung $I_a U_{a\infty}$ und der Verlustleistung der Dioden mit jeweils $U_D I_a$ [vgl. 4, Kap.16]. Die minimale Nennleistung des Transformators muss gewählt werden zu: [4]

$$P_N = \alpha I_a (U_{a\infty} + 2U_d) = 1.5 \cdot 200mA \cdot (18.1V + 2 \cdot 0.6V) = 5.85W \quad (20)$$

Dabei ist α ein Formfaktor, welcher daraus herrührt, dass der Ladestrom der Siebkondensatoren um ein vielfaches höher werden kann als der Ausgangsstrom und sich dadurch eine höhere mittlere Leistung ergibt, als wenn man nur $I_a U_a$ und $U_D I_a$ betrachtet (siehe I_{DS} , Abb. III-2) [vgl. 4, Kap.16]. α wurde hier zu 1.5 gewählt. Die 15 W Leistung des Transformators liegen somit über der minimal benötigten Nennleistung von 5.85 W, der Transformator ist damit ausreichend groß dimensioniert.

Probleme

Beim Aufbau des Netzteils war zu beobachten, dass die Transformatorspannung vor den Gleichrichterdiolen nach jedem Ladezyklus der Siebkondensatoren impulsförmig stark einbrach (Abb. III-3 und Abb. III-4). Der Impuls koppelte kapazitiv in nahezu sämtliche Signalleitungen ein und musste beseitigt werden.

Dieser Effekt lässt folgendermaßen erklären; Dioden besitzen eine sog. „reverse-recovery-time“, das heißt beim Übergang vom Durchlass in den Sperrzustand hört der Strom nicht plötzlich auf zu fließen, sondern es fließt auf Grund der Kapazität der Diode über einen kurzen Zeitraum, der „reverse-recovery-time“, ein Strom in Sperrichtung.

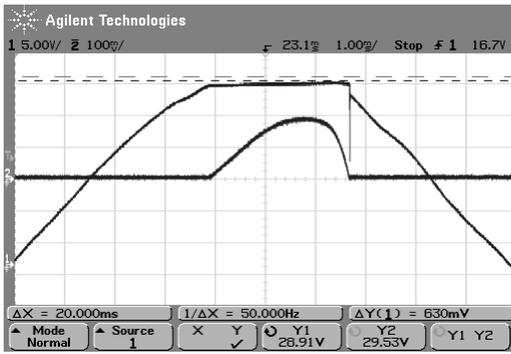


Abb. III-3: Spannung vor den Dioden(unten), Ladestrom(oben)

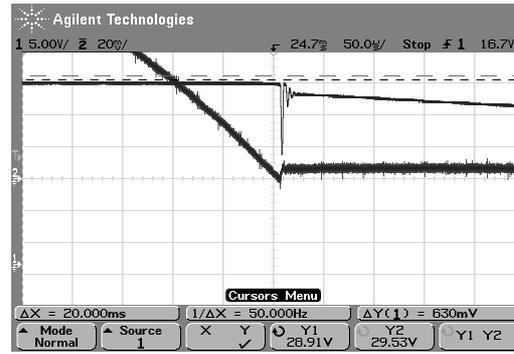
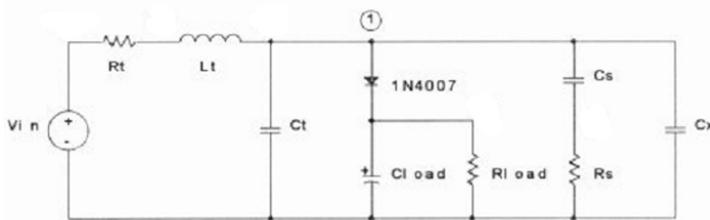


Abb. III-4: Zoom

Sind dann alle gespeicherten Ladungen im pn-Übergang ausgeräumt, verebbt der „reverse-recovery-current“ abrupt und generiert damit einen extrem kurzen Impuls. Die sekundäre Streuinduktivität des Transformators und dessen Wicklungskapazität bilden einen Parallelschwingkreis, welcher durch den Impuls zum Schwingen angeregt wird. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises konnte am Oszilloskop zu ca. $f_{res,1} \approx 295kHz$ abgelesen werden (siehe Abb. III-4). Mit geeignetem Mitteln kann dieser Schwingkreis gedämpft und dessen Resonanzfrequenz gesenkt werden [8] (sog. „Snubbing“). In Abb. III-5 sieht man das Ersatzschaltbild des Transformators und die Gleichrichterschaltung mit „snubber“ (ohne lineare Spannungsregler):



Transformer:

R_t ...Widerstand Sekundärwicklung

L_t ...sekundäre Streuinduktivität

C_t ...Wicklungskapazität

Gleichrichter:

C_{load} ...Siebkondensator

R_{load} ...Lastwiderstand

 C_s, R_s, C_x ...“snubber” Komponenten

Abb. III-5: Ersatzschaltbild Transformator, Gleichrichter und Snubber [9]

Lässt man zunächst die „snubber“ Komponenten weg, so ergibt sich für den Knotenpunkt 1 aus Abb. III-5 das schon bekannte Bild aus Abb. III-3. Bei der Resonanzfrequenz kann nun C_{load} als Kurzschluss betrachtet werden, womit sich C_t , C_{diode} und C_x zu einer Gesamtkapazität C_{eff} summieren. Der Innenwiderstand des Transformators kann vernachlässigt werden. Betrachtet man zunächst nur C_x und lässt C_s und R_s aussen vor, so wird ersichtlich, dass nach Gl.(21) durch C_x die Resonanzfrequenz des Schwingkreises herabgesetzt wird (siehe Abb. III-6). [9]

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C_{eff}}} \quad (21)$$

Das ist sehr vorteilhaft, denn somit wird die kapazitive Kopplung in benachbarte Signalleitungen reduziert. Wird zusätzlich zu C_x anschließend R_s eingesetzt, ergibt sich eine Dämpfung des Schwingkreises durch R_s . Um die in R_s umgesetzte Verlustleistung zu minimieren, wurde zusätzlich der Kondensator C_s eingeführt. Durch C_s wird der Schwingkreis erst ab einer bestimmten Frequenz durch R_s gedämpft. Diese Frequenz wird unterhalb der Resonanzfrequenz gewählt, so dass hier eine optimale Dämpfung erfolgen kann. [vgl. 9] Um C_s , R_s und C_x berechnen zu können, müssen Wicklungskapazität und Streuinduktivität des

Transformators bekannt sein. Diese wurden näherungsweise aus, am Oszilloskop abgelesenen Resonanzfrequenzen bestimmt. Dafür wurde zunächst nur $C_x = 100nF$ in die Schaltung integriert.

Da die Kapazitätswerte C_t (typischerweise einige 100pF) und C_{diode} (typ. 50pF) gegenüber C_x sehr klein sind, wird die Resonanzfrequenz des Aufbaus primär von L_t und C_x bestimmt. Sie wurde am Oszilloskop abgelesen zu $f_{res,2} \approx 10kHz$. Mit Gl.(21) ergibt sich für L_t :

$$L_t = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 C_{eff}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10kHz)^2 \cdot 100nF} \approx 2.53mH \quad (22)$$

Anschließend wurde C_x entfernt und wieder die Resonanzfrequenz abgelesen, welche nun bestimmt ist durch L_t und $C_{eff} = C_t + C_{diode}$. Formt man Gl.(22) nach C_{eff} um und setzt die abgelesene Resonanzfrequenz $f_{res,1} \approx 250kHz$ und den errechneten Wert $L_t \approx 2.53mH$ ein erhält man $C_{eff} \approx 160pF$ damit ist die Wicklungskapazität $C_t \approx 160pF - 50pF = 110pF$. Mit den Näherungswerten aus Gl.(23) und Gl.(24) lassen sich jetzt R_s und C_s berechnen zu: [9]

$$R_s = \sqrt{\frac{L_t}{C_{eff}}} = \sqrt{\frac{2.53mH}{100nF + 160pF}} \approx 158.9\Omega \quad (23)$$

$$C_s = \frac{2\pi\sqrt{L_t C_{eq}}}{R_s} = \frac{2\pi\sqrt{2.53mH \cdot 100.16nF}}{158.9\Omega} \approx 0.63\mu F \quad (24)$$

Für die obigen Gleichungen ergibt sich ein Dämpfungsfaktor¹⁶ von 0.5. R_s und C_s wurden zu 150Ω und $1\mu F$ gewählt, damit ergab sich folgender veränderter Spannungsverlauf:

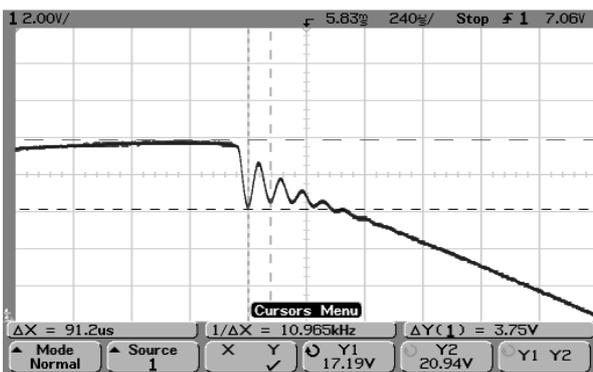


Abb. III-6: Spannung vor den Dioden, nur C_x ohne C_s und R_s

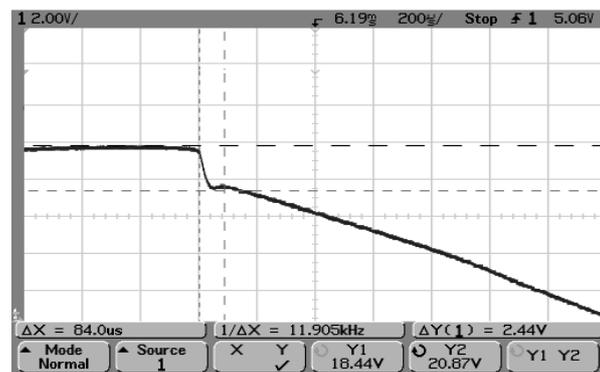


Abb. III-7: Spannung vor den Dioden, mit C_x , C_s und R_s

Man sieht hier die deutlich verringerte Resonanzfrequenz und eine stärkere Dämpfung, beziehungsweise ein schnelleres Abklingen der Schwingung als in Abb. III-4. Die kapazitive Kopplung in benachbarte Signalleitungen wurde damit stark reduziert. Die Netzteilschaltung wurde auf einer separaten Lochrasterplatine, abseits vom Rest der Schaltung platziert und zur weiteren Reduktion der kapazitiven Kopplung mit einem auf Masse gelegten mit Alufolie umwickelten Pappgehäuse versehen.

¹⁶ Dabei gilt: Je größer der Dämpfungsfaktor, desto geringer wird das Überschwingen der Sprungantwort.

2 „Clean“ Kanal

2.1 Eingangsstufe

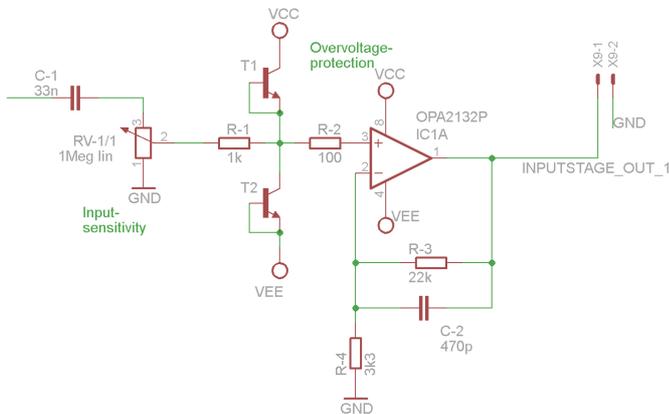


Abb. III-8: Eingangsstufe Clean Channel

In Abb. III-8 ist die Eingangsstufe des „Clean“ Kanals dargestellt. Dabei liegt das Gitarreneingangssignal auf einem Pol eines vierpoligen Wechselschalters¹⁷. Dadurch, dass dieser Schalter gewissermaßen vier Schalter in einem darstellt, führt er bei dessen Betätigung mehrere Funktionen aus:

- Eingangssignal der Gitarre wechselt zwischen „Clean“ und „Overdrive“ Kanaleingang.
- Der Eingang des nicht verwendeten Kanals wird auf Masse gelegt um ein schwebendes Potential am Operationsverstärkereingang zu vermeiden, welches ansonsten zu Störungen führt.
- Es wird zwischen „Clean“ und „Overdrive“ Kanalausgang gewechselt, das heißt nur der Ausgang des verwendeten Kanals wird weitergeleitet, somit wird der nichtverwendete Kanal komplett aus dem Signalweg genommen und dessen Eigenrauschen wird nicht an die Mischstufe weitergegeben. (Rauschminderung)
- Schaltet zwischen grün/rot Anzeige- LEDs für „Clean“ und „Overdrive“ Kanal.

Steht der Wechselschalter auf Schalterstellung „Clean“, dann wird das Eingangssignal der Gitarre an die Eingangsstufe des „Clean“ Kanals weitergegeben. Diese besteht der Reihe nach aus einem RC – Hochpassfilter, einem Schutz vor statischen Überspannungen und einer nichtinvertierenden OPV Schaltung mit relativ hoher Verstärkung ($G=7.66$). Das Hochpassfilter dient dazu, die Eingangsstufe vom Eingangssignal zu entkoppeln, das heißt DC Komponenten im Signal zu blockieren, so dass diese nicht mit verstärkt werden. Die Grenzfrequenz wurde zu $f_c = 4.82\text{Hz}$ festgelegt, was ca. 1/10 der minimalen zu erwartenden Frequenz des Eingangssignals entspricht.¹⁸

Die Widerstandskomponente des RC-Hochpassfilters bildet ein $1\text{M}\Omega$ Stereo Potentiometer RV1. Es lassen sich hiermit simultan die Eingangsempfindlichkeiten für den „Clean“ und „Overdrive“ Kanal eines Gitarrenkanals einstellen - das heißt für Gitarren mit hohem Ausgangssignal kann ein Übersteuern des

¹⁷„4PDT“= „4 Pole Double Throw“

¹⁸ $f_c = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{M}\Omega \cdot 33\text{nF}} \approx 4.82\text{Hz}$

nichtinvertierenden OPV in der Eingangsstufe vermieden werden, indem die Eingangsempfindlichkeit des Vorverstärkers mittels Potentiometer herabgesetzt wird. Es bietet sich auch an mit dem Potentiometer die Gitarrenlautstärke zu regeln. Ein wesentlicher Unterschied zur Lautstärkeregelung mittels dem Lautstärke Potentiometer der Gitarre ist der nicht auftretende Höhenverlust beim Zurückdrehen der Lautstärke.

Im Anschluss folgt ein Überspannungsschutz, welcher statische Berührungsspannungen gegen Masse ableitet. Realisiert wurde dieser durch 2 Transistoren. Dadurch, dass Emitter und Basis kurzgeschlossen sind, wirken nur die Kollektor-Basis-Dioden der Transistoren. Diese leiten Ströme, die durch Überspannungen entstehen, welche $V_{cc} + U_{diode}$ beziehungsweise $V_{ee} - U_{diode}$ überschreiten, gegen V_{cc} beziehungsweise V_{ee} ab. Da die Stützkondensatoren der Spannungsversorgung (C56, C58) um ein Vielfaches größer sind als die Entladekapazität eines statisch aufgeladenen Menschen, wird sich die Versorgungsspannung im Überspannungsfall kaum ändern. Der Grund, weshalb hier Transistoren und nicht einfach Dioden verwendet wurden, liegt daran, dass die Sperrströme der Basis-Kollektor Dioden eines Transistors wesentlich kleiner sind, als die einer herkömmlichen Diode. Sie erzeugen damit auch wesentlich geringere Offsetspannungen. [vgl. 10]

Die darauf folgende nichtinvertierende Verstärkerschaltung sorgt für eine erste Verstärkung des Eingangssignals und wandelt das hochohmige Eingangssignal in ein niederohmiges Ausgangssignal um (Impedanzwandler). Für die ideale gegengekoppelte Verstärkung ergibt sich:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_F + Z_G}{Z_G} = \left(\frac{R_3 + R_4}{R_4} \right) \left(\frac{R_3 \parallel R_4 C_2 + 1}{R_3 C_2 + 1} \right) \quad (25)$$

Der Frequenzgang der obigen Übertragungsfunktion ist in Abb. III-9 unten zu sehen. Die Übertragungsfunktion aus Gl.(25) besitzt im Vergleich zu Gl.(11) eine zusätzliche Pol- und Nullstelle. Diese entstehen durch den zu R_F parallelen Kondensator C2. Dabei liegt die Knickfrequenz der Polstelle $\frac{1}{R_3 C_2}$ vor jener der Nullstelle $\frac{1}{(R_3 \parallel R_4) C_2}$ und sorgt für einen Abfall der Amplitude von 20 dB/Dekade, bis dieser bei der Nullstellenknickfrequenz wieder aufgehoben wird. Es handelt sich hier im relevanten niederen Frequenzbereich demnach um ein Tiefpassfilter 1.Ordnung, dessen Grenzfrequenz sich durch R3 und C2 festlegen lässt. Die gegengekoppelte Verstärkung unterhalb der Grenzfrequenz wurde zu $\frac{R_3 + R_4}{R_4} = \frac{22k\Omega + 3.3k\Omega}{3.3k\Omega} \approx 7.6$

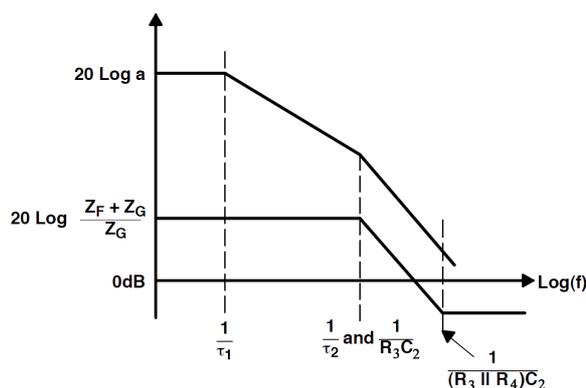


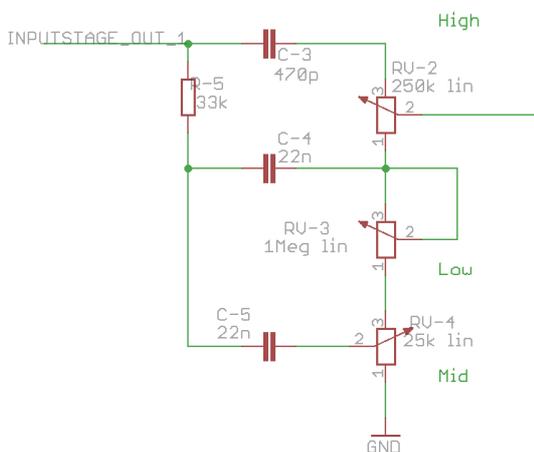
Abb. III-9: Nichtinvertierender OPV Frequenzgänge [7]

und die Grenzfrequenz zu $f_G = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 22k\Omega \cdot 470pF} \approx 15.4kHz$ gewählt. Das Tiefpassfilter beschränkt den Durchlassbereich des Frequenzgangs auf den erforderlichen Frequenzbereich des Gitarrensignals. Unangenehme extreme Höhenanteile und hochfrequentes Rauschen werden oberhalb der Grenzfrequenz

abgeschwächt.

Im Vergleich zu den im weiteren Signalverlauf folgenden Verstärkungsfaktoren, ist die Verstärkung der Eingangsstufe am größten. Dies hat den einfachen Grund, dass somit der beste Signal-Rauschabstand erzielt wird. Im Signalfluss der Schaltung befinden sich zahlreiche Rauschquellen wie zum Beispiel thermisches Rauschen, Eigenrauschen der OPV etc., die sich dem Signal überlagern. Je später also die Verstärkung stattfindet, desto mehr Rauschanteile werden neben dem eigentlichen Nutzsignal mit verstärkt und der SNR verschlechtert sich. Der Verstärkungswert von 7.6 wurde durch Hörversuche ermittelt und gewährleistet zusammen mit den folgenden Verstärkungsfaktoren des „Clean“ Kanals eine ausgeglichene Lautstärke von „Clean“ und „Overdrive“ Kanal. Obwohl es an dieser Stelle der Schaltung nicht erforderlich ist, sei hier kurz erwähnt, dass ein weiterer nützlicher Nebeneffekt des Kondensators C2 der ist, dass er die gegengekoppelte Verstärkerschaltung zusätzlich stabilisiert.¹⁹

2.2 3 Band Equalizer



III-10: 3-Band Marshall "tone-stack"

Meine erste Wahl für die EQ Sektion war eine klassische aktive „Baxandall“ Filterschaltung, bei welcher sich Bass- und Höhenfrequenzen separat anheben und absenken lassen.²⁰ Stehen hier die Regler auf Mittenposition, so ergibt sich ein nahezu linearer flacher Frequenzgang. Diese Filterschaltung ist vor allem im Hifi Bereich sehr beliebt, stellt aber für die Anforderungen eines ausgewogenen Gitarrenklanges nicht die optimale Lösung dar. Warum dies so ist wird im Folgenden erklärt.

Bedingt durch die Resonanzüberhöhung von Tonabnehmer und Kabelkapazität besitzt das Gitarrensignal eine starke Mittenbetonung. Die Resonanzüberhöhung ist entscheidend mitverantwortlich für den charakteristischen Gitarrenklang, jedoch muss der Frequenzgang im Bass und Höhenbereich kompensiert beziehungsweise angehoben werden, um einen ausgeglichenen Klang zu schaffen. Ohne Kompensation besitzt die E-Gitarre eine starke tiefe Mittenbetonung und wenig Höhenanteile und damit einen eher matschigen Klang ohne Brillanz [11].

¹⁹ Sogenannte „lead-compensation“ (siehe kap.III.5), die vom Kondensator verursachte zusätzliche Pol- und Nullstelle tritt auch in der Schleifenverstärkung auf. Hier liegt die Nullstelle im Frequenzgang vor der Polstelle und sorgt für eine Kompensation einer Polstelle der Leerlaufverstärkung des Regelkreises, womit sich die Phasenreserve erhöht. [7, Kap.7]

²⁰ Verhält sich wie jeweils ein „shelving“ Filter für Bass und Höhenbereich, welche sich bezüglich der Anhebung und Absenkung regeln lassen.

Um die gewünschte Bass- und Höhenanhebung zu erreichen, müssen beim „Baxandall“ Filter die Regler recht weit aufgedreht werden, was nicht sonderlich praktisch ist. Gewünscht ist ein Filter, welches die Mittenüberhöhung des Eingangssignal schon von vornerein berücksichtigt und kompensiert.

Um dies zu gewährleisten wurde die „Baxandall“ Filterschaltung durch einen klassischen „Marshall Tone-Stack“ ersetzt. Dies ist ein 3 Band Equalizer mit Reglern für Höhen-, Mitten- und Bassbereich. In Abb. III-11 und Abb. III-12 sind die Frequenzgänge von „Baxandall“ und „Marshall“ Filter mit allen Reglern in Mittenposition aufgetragen.

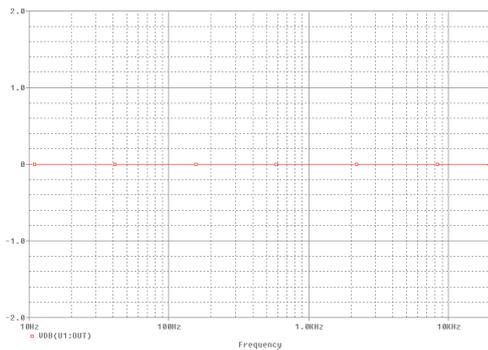


Abb. III-11: Frequenzgang „Baxandall“ Filter alle Regler in Mittenposition

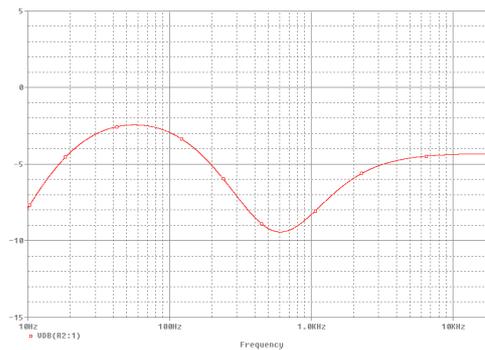


Abb. III-12: Frequenzgang Marshall "tone-stack" alle Regler in Mittenposition

Im Gegensatz zum „Baxandall“ Filter berücksichtigt der „Marshall Tone-Stack“ die Mittenüberhöhung bereits wenn alle Regler in Mittenstellung stehen und kompensiert diese.

Funktionsweise

Für den Bass- und Mittenfrequenzbereich verhält sich C3 wie ein offener Stromkreis. Auf Grund der hohen Eingangsimpedanz der Folgeschaltung fließt kaum Strom durch RV2 und dessen Reglerstellung hat somit keinen Einfluss auf den tiefen und mittleren Frequenzgang. Unter der Annahme von *Bassregler auf Minimalstellung und Mittenregler auf Maximalstellung* ergibt sich das Ersatzschaltbild aus Abb. III-13:

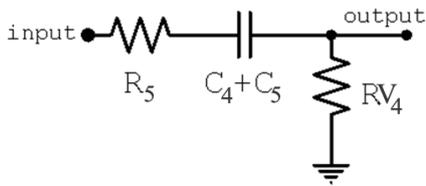


Abb. III-13: Ersatzschaltbild, Bass und Mittenbereich, Bass→min, Mid→max [12]

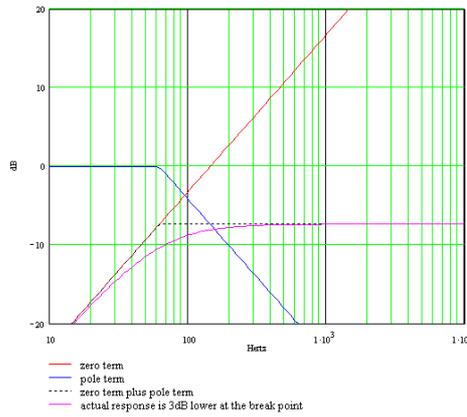


Abb. III-14: Bodediagramm [12]

Die zugehörige Übertragungsfunktion besitzt eine Pol- und eine Nullstelle [12].

$$H(s) = \frac{RV_4 C_{4+5} s}{(R_5 + RV_4) C_{4+5} s + 1} \quad (26)$$

Für DC ergibt sich ein Amplitudengang von 0 dB und für hohe Frequenzen näherungsweise: [12]

$$H(s) \approx \frac{RV_4}{R_5 + RV_4} \Rightarrow G = 20 \log \left(\frac{RV_4}{R_5 + RV_4} \right) = 20 \log \left(\frac{25k\Omega}{33k\Omega + 25k\Omega} \right) = -7dB \quad (27)$$

Mit der Grenzfrequenz des Pols und dem 0 dB Durchgang der Nullstelle im Frequenzgang lässt sich der resultierende Frequenzgang der Übertragungsfunktion als Addition der Pol- und Nullstellenkomponente berechnen und im Bode-Diagramm einzeichnen (Abb. III-14) [vgl.12].²¹

Für *Bassregler auf Maximum* und *Mittenregler auf Minimalstellung* ergibt sich näherungsweise folgendes ESB:

²¹ Grenzfrequenz der Polstelle: $f_G = \frac{1}{2\pi(R_5 + RV_4)C_{4+5}} \approx 62Hz$

0 dB Durchgang der Nullstelle: $H(s) = \frac{1}{2\pi RV_4 C_{4+5}} \approx 147Hz$

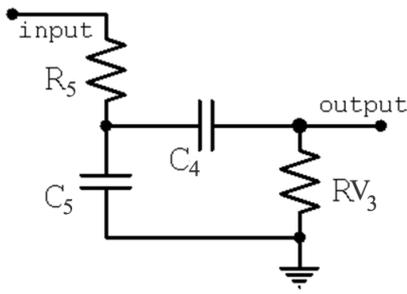


Abb. III-15: ESB Bass und Mittenbereich, Bass→max, Mid→min [12]

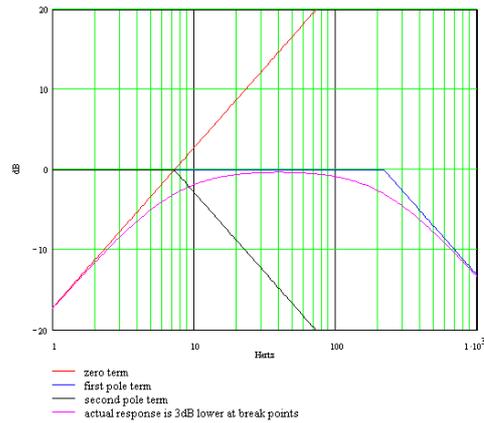


Abb. III-16: Bodediagramm [12]

Es ergibt sich in Näherung für $RV_3 \gg R_5$ die folgende Übertragungsfunktionen mit 2 Polstellen und einer Nullstelle: [12]

$$H(s) \approx \frac{RV_3 C_4 s}{R_5 RV_3 C_4 C_5 s^2 + (R_5 C_5 + RV_3 C_4) s + 1} \quad (28)$$

Die Berechnung der Grenzfrequenzen für die Pol- und Nullstellen ist hier nicht angegeben, sondern nur das daraus resultierende Bode-Diagramm aus Abb. III-16. Man sieht die starke Bassbetonung und den 20dB/Dek. Abfall hin zum Mittenfrequenzbereich.

Für den *hohen Frequenzbereich* werden C_4 und C_5 sehr niederohmig und schließen RV_3 und einen Teil von RV_4 kurz. Steht der *Mittenregler RV4 auf Minimalstellung*, so ergibt sich das ESB aus Abb. III-17

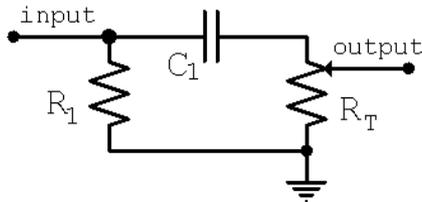


Abb. III-17: ESB für hohe Frequenzen [12]

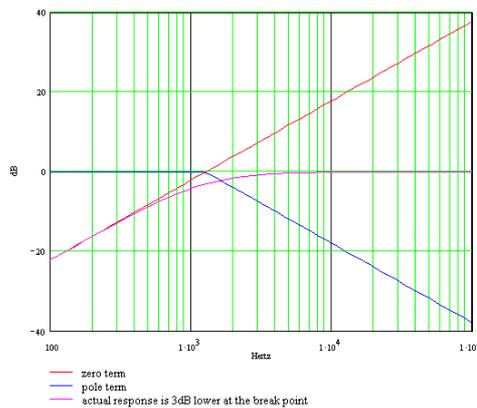


Abb. III-18: Bodediagramm für hohe Frequenzen [12]

und die zugehörige Übertragungsfunktion, welche ein Hochpassfilter beschreibt: [12]

$$H(s) = \frac{t \cdot RV_2 C_3 s}{RV_2 C_3 s + 1} \quad (29)$$

Der Parameter t beschreibt die Stellung des Höhenpotentiometers RV2 und liegt zwischen 0 und 1. Bei näherer Betrachtung von $H(s)$ lässt sich erkennen, dass die Pol- und Nullstelle vom Parameter t unabhängig sind und sich demnach die Grenzfrequenz des Hochpassfilters bei Veränderung des Höhenreglers nicht verschiebt. Der Einfluss von t beschränkt sich auf die Verstärkungskonstante. Für DC ($s=0$) ergibt sich aus der Übertragungsfunktion $H(s)=0$ und für sehr hohe Frequenzen lässt sich die 1 im Nenner vernachlässigen und man erhält $H(s)=t$. Dies lässt sich nachvollziehen, wenn man bedenkt, dass sich der Kondensator für tiefe Frequenzen wie ein offener Stromkreis verhält und der Spannungsausgang somit auf Masse liegt. Für sehr hohe Frequenzen verhält sich der Kondensator wie ein Kurzschluss und an RV2 fällt die gesamte Eingangsspannung ab. Dadurch, dass RV2 von der Folgeschaltung kaum belastet wird, ist die Ausgangsspannung nur vom Parameter t beziehungsweise von der Stellung des Höhenpotentiometers RV2 abhängig (Abb. III-17). [vgl. 12]

Die -3 dB Grenzfrequenz der Polstelle und die 0 dB Durchtrittsfrequenz der Nullstelle fallen genau aufeinander und sorgen für einen -20dB/Dek. Abfall unterhalb, und für 0 dB oberhalb der Grenzfrequenz $f_G = 1/(2\pi R_T C_1) = 1.25 \text{ kHz}$ (Abb. III-18). Gegenüber den Mittenfrequenzen (-7 dB Dämpfung siehe oben) ergibt sich damit bei voll aufgedrehtem Höhenregler ein Höhenboost von 7 dB. [vgl. 12]

Durch die obigen Betrachtungen kann man sich nun ein grobes Bild über den gesamten Frequenzgang des Marshall „tone-stack“ machen. Der Kondensator C3 wurde aus Gründen der Verfügbarkeit nicht zu 500 pF, sondern zu 470 pF gewählt. Daraus resultiert eine leicht erhöhte Grenzfrequenz für den Einflussbereich des Höhenpotentiometers zu $f_G \approx 1355 \text{ Hz}$ im Vergleich zu 1250 Hz für $C1=500\text{pF}$.

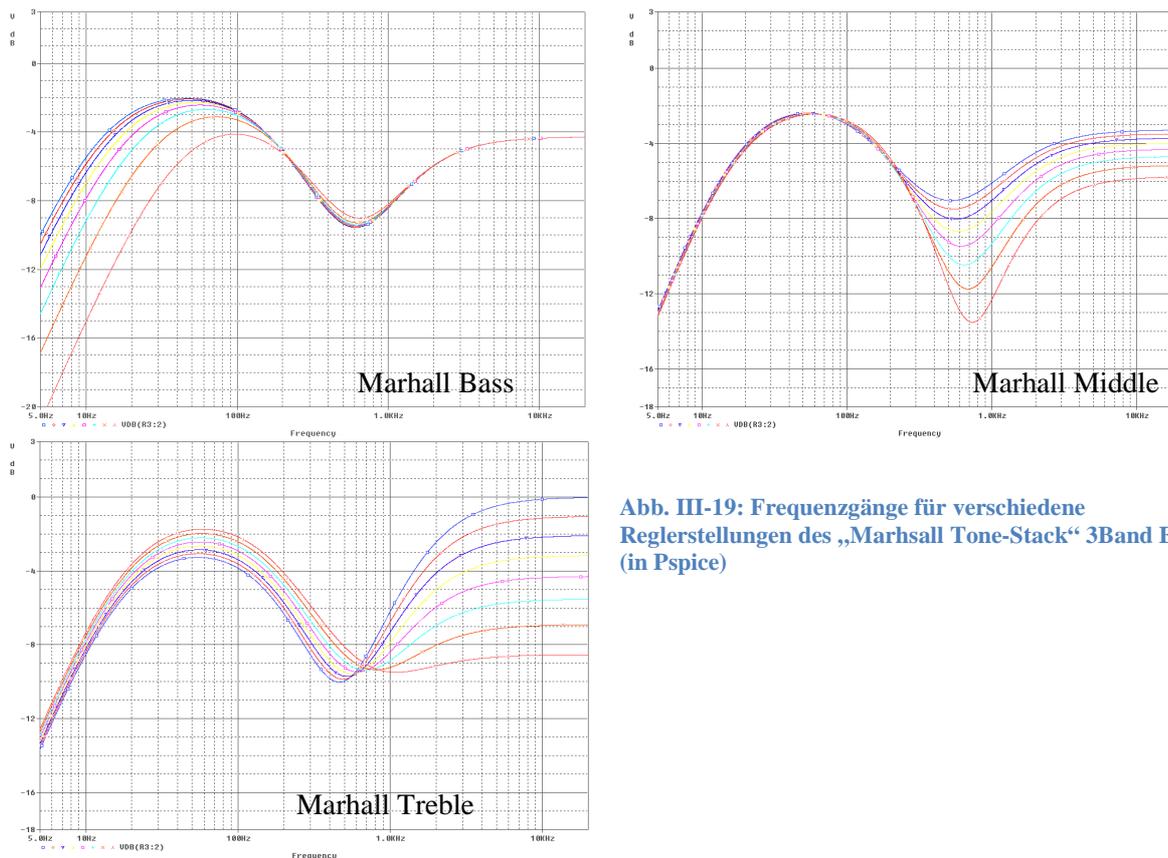


Abb. III-19: Frequenzgänge für verschiedene Reglerstellungen des „Marshall Tone-Stack“ 3Band EQ (in Pspice)

In der obigen Abbildung lässt sich erkennen, dass ein Verstellen des Höhenpotentiometers auch eine Veränderung des Frequenzgangs bei tiefen Frequenzen mit sich bringt. Dies lässt sich auf die Ausgangsimpedanz der „Tone-Stack“-Schaltung zurückführen, welche maßgeblich von der Stellung des Höhenpotentiometers RV2 abhängt. Und zwar gilt für den tiefen Frequenzbereich (denn hier wirkt C3 wie

ein unterbrochener Stromkreis), je weiter das Höhenpotentiometer aufgedreht wird, desto größer ist die Ausgangsimpedanz. Die daraus resultierende Beeinflussung des Frequenzgangs bei tiefen Frequenzen ist demnach abhängig von der Eingangsimpedanz der Folgeschaltung. Dabei gilt (siehe Spannungsteiler), je größer die Eingangsimpedanz, desto geringer die Beeinflussung. Die Nachfolgeschaltung stellt in diesem Fall eine nichtinvertierende OPV -Schaltung dar, daher kann auf Grund der sehr hohen Eingangsimpedanz die Beeinflussung als vernachlässigbar betrachtet werden.

2.3 Parametrischer EQ

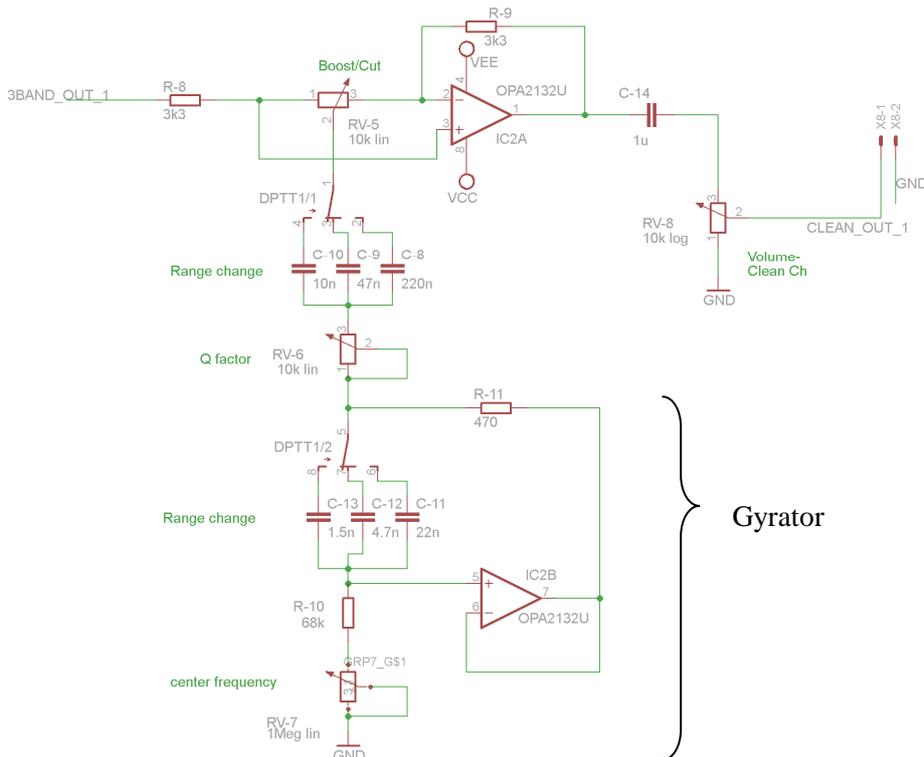


Abb. III-20: parametrischer EQ

Der parametrische EQ folgt auf den Marshall 3 Band EQ und bietet die Möglichkeit den Gitarrenklang über einen Frequenzbereich von ca. 100 Hz ... 7.3 kHz gezielt zu beeinflussen. Der EQ besitzt drei verschiedene umschaltbare Frequenzbereiche und arbeitet dabei vollparametrisch. Das heißt neben Verstärkung und Mittenfrequenz lässt sich auch die Güte des Filters einstellen. Die Möglichkeit zwischen den Frequenzbereichen zu wechseln wurde über einen „DPTT“²² Schalter implementiert, welcher zwischen jeweils drei Kondensatorpaaren umschaltet. Jedes Kondensatorpaar ist dabei einem Frequenzbereich zugeordnet.

Funktionsweise

Für die folgende Schaltungsanalyse wird zunächst die Funktionsweise des „DPTT“ Schalters vernachlässigt und die Kondensatoren C8, C9 und C10 werden zu C1, sowie C11, C12 und C13 zu C2 zusammengefasst. Um die obige Schaltung zu verstehen, wird der untere Teil der Schaltung separiert betrachtet. Dieser Teil stellt einen sogenannten Gyrator dar.

„Der Gyrator ist eine Transformationsschaltung, mit der man beliebige Impedanzen in ihre dazu dualen umwandeln kann, also z.B. eine Kapazität in eine Induktivität“ [4, Kap.12]

Das heißt, hier wird die Kapazität des Kondensators C2 in eine entsprechende duale Induktivität umgewandelt. Die Induktivität ist dabei nicht nur von der Kapazität des Kondensators abhängig, sondern auch von den Widerständen $R11$ und $R = R10 + RV7$.

²² „DPTT“ = „Double Pole Triple Throw“

Sie berechnet sich näherungsweise wie folgt:

$$L = R_{11} \cdot R \cdot C_2 = R_{11} \cdot (R_{10} + RV_7) \cdot C_2 \quad (30)$$

RV7 ist als Potentiometer ausgeführt und verändert nach Gl.(30) bei Änderung der Reglerstellung entsprechend die simulierte Induktivität. Auf die genaue Funktionsweise des Gytrators soll später detailliert eingegangen werden. Für die weitere Analyse wird der Gytrator als ideal betrachtet und stellt eine simulierte Induktivität L nach Gl.(30) mit Reihenwiderstand R11 dar.

Zusammen mit dem Kondensator C1 und dem Potentiometer RV6 entsteht ein gedämpfter Reihenschwingkreis, dessen Resonanzfrequenz durch den Kondensator C1 und die simulierte Induktivität L des Gytrators bestimmt ist. Bei dieser Frequenz nimmt die Impedanz des Schwingkreises ihren Minimalwert an und wird rein reell. Dieser Minimalwert ist gleich dem Dämpfungswiderstand des Schwingkreises $R_D = R_{11} + RV_6$ und damit abhängig von der Reglerstellung des Potentiometers RV6. Ist RV6 voll aufgedreht²³, ergibt sich ein Minimalwert von $R_D = R_{11} = 470\Omega$.

Für die Analyse der oberen OPV Schaltung aus Abb. III-20 mit IC2A ist die Verwendung des Superpositionsprinzips sehr hilfreich. Die Spannung an einem beliebigen Knoten ergibt sich dabei als Überlagerung der von U_{in} erzeugten Spannung (bei Kurzschluss des OPV Ausgangs²⁴ U_{out}) und der von U_{out} erzeugten Spannung (bei Kurzschluss von U_{in}) an diesem Knoten. Für den idealen OPV wird sich U_{out} so einstellen, dass die Spannungsdifferenz zwischen positivem und negativem OPV-Eingang 0 V beträgt. Betrachten wir nun den Resonanzfall, bei welchem die Impedanz des Schwingkreises reell und minimal wird ($R_D = 470\Omega$). Ist der Regler **RV5 in Mittenstellung** so sieht U_{in} (bei kurzgeschlossenem U_{out}) eine identische Schaltung wie U_{out} (bei kurzgeschlossenem U_{in}). Der Aufbau ist damit symmetrisch und U_{out} wird sich immer gleich U_{in} einstellen, um eine ideale Spannungsdifferenz von 0 V zwischen den OPV-Eingängen herzustellen. Befindet sich **RV5 in Minimalstellung**, das heißt der Abgriff liegt an Pin1 des Potentiometers, sieht U_{in} (bei kurzgeschlossenem U_{out}) folgende Schaltung:²⁵

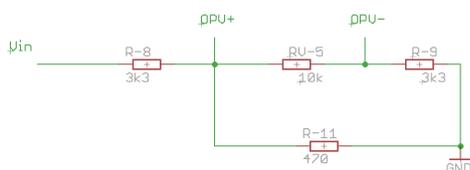


Abb. III-21: ESB für min. Verstärkung

Durch den zu RV5 und R9 parallelen Widerstand R11, wird nun der Großteil von U_{in} an R8 abfallen und die Spannungen an OPV+ und OPV- werden sehr klein. Aus Sicht von U_{out} (bei kurzgeschlossenem U_{in}) ergibt sich:

²³ „voll aufgedreht“ heißt; der Abgriff des Potentiometers befindet sich an Pin3 und das Potentiometer ist kurzgeschlossen.

²⁴ Der OPV Ausgang kann als gesteuerte Spannungsquelle betrachtet werden mit $R_{in} = 0$ für den Fall des idealen OPV.

²⁵ Der Innenwiderstand der Eingangsspannungsquelle kann vernachlässigt werden, da dieser sehr niederohmig ist. Eingangssignal kommt von nichtinvertierender OPV-Schaltung.

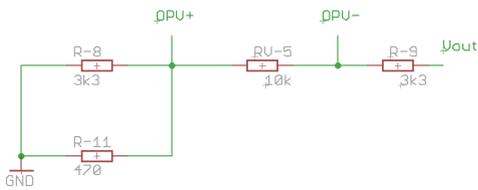


Abb. III-22: ESB für min. Verstärkung

Hier fällt nun der Großteil von U_{out} an RV5 ab, das heißt um den Spannungsabfall an RV5 aus Abb. III-21 zu kompensieren muss die Spannung von U_{out} nur einen Bruchteil von U_{in} betragen. Im Bereich der Resonanzfrequenz nimmt die Ausgangsspannung im Vergleich zur Eingangsspannung demnach wesentlich kleinere Werte an. Befindet sich **RV5 in Maximalstellung**, so ergibt sich die gegensätzliche Situation und der Ausgang nimmt im Vergleich zum Eingang wesentlich größere Spannungswerte an. Die Verstärkung bei minimaler/maximaler Reglerstellung von RV5 lässt sich leicht berechnen, wenn man bedenkt, dass zwischen positivem und negativem OPV-Eingang RV5 liegt, die Spannungsdifferenz im idealen Fall gleich 0V ist und damit durch RV5 kein Strom fließt.

Damit ergibt sich für RV5 in Minimalstellung:²⁶

$$V_{out,min} = \frac{R_{11} + RV_6}{R_{11} + RV_6 + R_8} V_{in} = \frac{470\Omega + 0}{470\Omega + 0 + 3.3k\Omega} \cdot 1V \approx 0.125V \Rightarrow -18dB \quad (31)$$

Und RV5 in Maximalstellung:

$$V_{out,max} = \frac{R_{11} + RV_6 + R_9}{R_{11} + RV_6} V_{in} = \frac{470\Omega + 0 + 3.3k\Omega}{470\Omega + 0} \cdot 1V \approx 8V \Rightarrow +18dB \quad (32)$$

$$(33)$$

Man sieht hier, dass R8 und R9 gleich groß dimensioniert sein sollten um eine symmetrische Verstärkung zu erzeugen. In der ursprünglichen Schaltung waren R8 und R9 zu 2.7 kΩ gegeben. Damit ergab sich eine Verstärkung von ca. 16.5dB, was im Hörtest als etwas schwach empfunden wurde. R8 und R9 wurden daher auf 3.3 kΩ erhöht. Abb. III-23 zeigt den Frequenzgang der Eingangs-Ausgangsübertragungsfunktion des parametrischen EQ unter der Annahme eines idealen Gyrtors für verschiedene Reglerstellungen von RV5.

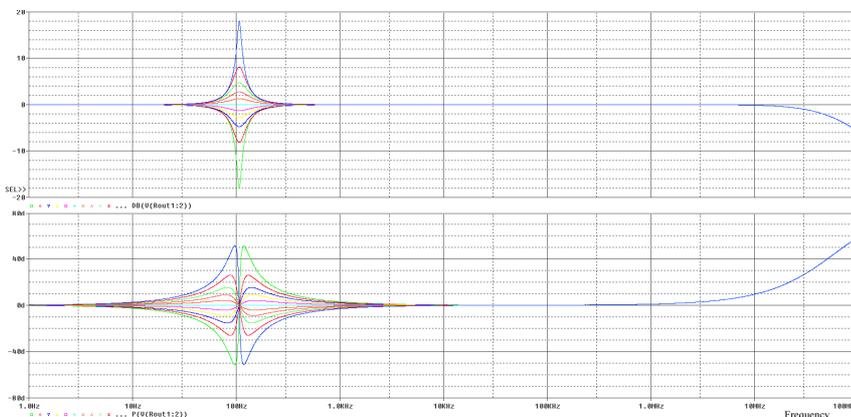


Abb. III-23: Frequenzgang EQ mit idealem Gyrtor, für verschiedene Stellungen von RV-5 (in Pspice)

²⁶ RV6 wird in Maximalstellung angenommen und damit RV6=0.

Die in Gl.(32) und Gl.(31) errechneten maximalen beziehungsweise minimalen Verstärkungswerte von +/- 18dB sind gut erkennbar. Bei Betrachtung des Phasengangs wird deutlich, dass es in der Nähe der Resonanzfrequenz zu unerwünschten Phasenverzerrungen kommt. Dieser Effekt entsteht auf Grund der Impedanz des Schwingkreises und lässt sich mit der hier verwendeten Schaltung leider nicht vermeiden. Für sehr hohe Frequenzen sieht man ab ca. 10 MHz die Auswirkungen der endlichen und frequenzabhängigen Leerlaufverstärkung von IC2A. Dies spielt aber für den hier relevanten Audiofrequenzbereich keine Rolle und sei nur zum besseren Verständnis erwähnt. Für Frequenzen fern der Resonanzfrequenz des Schwingkreises wird die Impedanz des Schwingkreises so groß, dass Pin2 des Potentiometers RV5 nahezu unbelastet ist und daher auf Grund des symmetrischen Aufbaus von R8 und R9 keine Verstärkung erfolgt. Durch RV5 lässt sich also die Verstärkung im Bereich um die Resonanzfrequenz des Schwingkreises beziehungsweise um die Mittenfrequenz des Filters bestimmen. Mit RV6 verändert man den Dämpfungswiderstand des Schwingkreises und damit dessen Güte, beziehungsweise die Güte des Filters. Durch RV7 wird die simulierte Induktivität des Gyrtors beeinflusst (siehe Gl.(30)) und damit die Resonanzfrequenz des Schwingkreises beziehungsweise die Mittenfrequenz des Filters nach Gl.(34):²⁷

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1L}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1R_{11}(R_{10} + RV_7)C_2}} \quad (34)$$

Es wird hier deutlich, dass die Filterkurven des parametrischen EQ durch die Impedanzkurven des Reihenschwingkreises bestimmt werden!

Gyrator

Anders als bei den bisherigen Betrachtungen angenommen, verhält sich der Gyrator nur in einem begrenzten Frequenzbereich annähernd ideal, wie eine simulierte Induktivität (nach Gl.(30)) mit Reihenwiderstand R11. Die Dimensionierung der Schaltung muss daher so abgestimmt werden, dass deren Nutzfrequenzbereich größtenteils im idealen Arbeitsbereich des Gyrtors liegt. Der Gyrator arbeitet im Gegensatz zur Induktivität einer realen Spule zwar nur in einem begrenzten Frequenzbereich annähernd ideal, hat aber den entscheidenden Vorteil, dass er kleiner, leichter und vor allem billiger ist. Spulen mit den hier geforderten Induktivitäten können groß und sehr teuer sein.

Funktionsweise

Der Kondensator C2 blockiert tiefe Frequenzen. Damit fällt für DC die gesamte Eingangsspannung U_{in} am Kondensator ab und der positive OPV Eingang liegt auf Masse. Auf Grund der Spannungsdifferenz des idealen OPV von 0V zwischen positivem und negativem OPV Eingang, liegt auch der negative Eingang des OPV auf Masse und über R11 liegt die gesamte Eingangsspannung an. Für DC sieht die Eingangsspannung damit eine reelle Eingangsimpedanz R11.

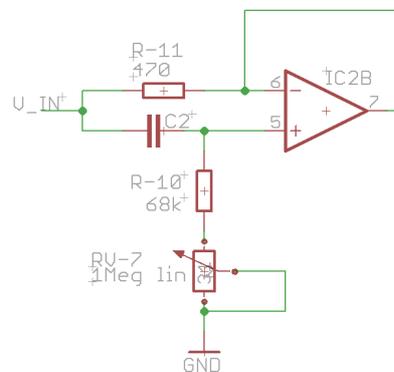


Abb. III-24: Gyrator

²⁷ In Gl.(34) wurde für L die ideale simulierte Induktivität eingesetzt, dies ist allerdings nur für den NF-Bereich gültig, da L für hohe Frequenzen abfällt (siehe Abb. III-25). Die Beschränkung auf den NF-Bereich ist hier jedoch ausreichend.

R11 kann im Ersatzschaltbild des Gytrators als Reihenwiderstand zur simulierten Induktivität betrachtet werden.

Für hohe Frequenzen ist der Kondensator niederohmig und an ihm fällt im Vergleich zum relativ großen Widerstand $R = R_{10} + RV_7$ wenig Spannung ab. Der positive OPV Eingang liegt somit nah am Potential der Eingangsspannung. Entsprechendes gilt auf Grund der 0V Spannungsdifferenz zwischen den OPV Eingängen auch für den negativen OPV Eingang. Damit wird die Spannung über R11 und somit der Strom durch R11 mit größer werdender Frequenz immer kleiner, wie bei einer Induktivität. [vgl. 15]

Die Eingangsimpedanz des Gytrators kann wie folgt berechnet werden: [13]

$$Z_{in} = (R_{11} + j\omega R_{11} R C_2) \parallel \left(R + \frac{1}{j\omega C_2} \right) = \frac{R_{11}(1 + \omega^2 C_2^2 R R_{11}) + j\omega C_2 R_2 (R - R_{11})}{1 + \omega^2 C_2^2 R_{11}^2} \quad (35)$$

Vergleicht man den linken Term der Parallelschaltung aus Gl.(35) mit Gl.(30), so lässt sich erkennen, dass dieser Term die gewünschte ideale Eingangsimpedanz darstellt. Der rechte Term aus Gl.(35) stellt die RC_2 -Reihenschaltung da und ist unerwünscht. Er wird durch geeignete Wahl von R ($R \gg R_{11}$) so groß wie möglich gehalten. Man sieht auch, dass für $R > R_{11}$ die Reaktanz aus Gl.(35) positiv wird und die Eingangsimpedanz damit induktives Verhalten aufweist. [13]

In der folgenden Abb. III-25 sind die simulierte Induktivität (grün), die Resistanz (rot) und der Scheinwiderstand (violett) der Eingangsimpedanz aus Gl.(35) für $C_2 = 22nF$ und RV7 in Mittenstellung aufgetragen.²⁸

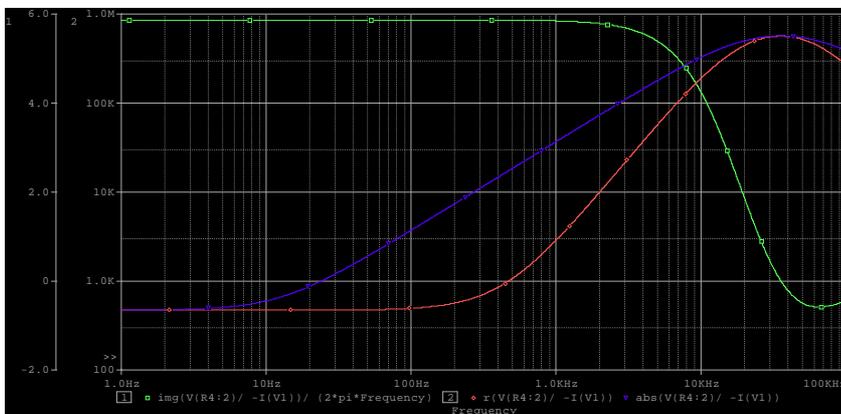


Abb. III-25: Variation von L und R mit der Frequenz (in Pspice)

Man erkennt, dass die Resistanz beziehungsweise der Reihenwiderstand der Induktivität mit der Frequenz ansteigt und die simulierte Induktivität ab einer bestimmten Frequenz sinkt. Im Gegensatz zur Impedanz einer Spule ($\sim \omega L$), ist der Scheinwiderstand der Eingangsimpedanz des Gytrators nach oben hin begrenzt durch den Widerstand R. Dieser Wert wird für hohe Frequenzen erreicht (siehe Abb. III-25). Dies wirkt sich auf den Frequenzgang des Equalizers aus, wie später zu sehen ist.

Geht man auf der Frequenzachse noch weiter nach oben, so macht sich irgendwann die endliche frequenzabhängige Leerlaufverstärkung des OPV bemerkbar und zwischen den OPV Eingängen wird die Spannungsdifferenz merklich größer als die 0V des Idealfalls.

²⁸ Die restlichen Werte entsprechen denen aus Abb. III-24.

Das heißt der OPV kann den Spannungsänderungen am Eingang nicht mehr folgen und der Scheinwiderstand des Gytrators fällt ab.

Der für die verwendete Schaltung relevante Arbeitsfrequenzbereich ist der Bereich, bei dem sich der Gytrator wie eine Induktivität mit frequenzunabhängigem konstantem Reihenwiderstand verhält, d.h. bis zu der Frequenz, bei welcher die Resistanz des Gytrators merklich ansteigt (in Abb. III-25 ca. 200Hz).

Schwingkreis

Wie schon bemerkt wurde, kann durch Veränderung der Reglerstellung von RV5 die Verstärkung im Bereich um die Resonanzfrequenz, des durch C1 und L gebildeten Serienschwingkreises, festgelegt werden. Die Induktivität des Schwingkreises berechnet sich im relevanten Arbeitsfrequenzbereich des Gytrators nach Gl.(30). Dadurch, dass RV7 als Potentiometer ausgeführt ist, kann für dessen maximale und minimale Reglerstellung, eine maximale und minimale Induktivität berechnet werden. Berechnet man die zugehörigen Resonanzfrequenzen des Schwingkreises für die maximale beziehungsweise minimale Induktivität nach Gl.(34) und bildet deren Verhältnis, so bekommt man einen Eindruck in welchem Frequenzbereich die Resonanzfrequenzen des Schwingkreises und damit entsprechend auch die Mittenfrequenzen des parametrischen Equalizers liegen.

$$\frac{f_{res,max}}{f_{res,min}} = \frac{2\pi\sqrt{CL_{max}}}{2\pi\sqrt{CL_{min}}} = \sqrt{\frac{L_{max}}{L_{min}}} = \sqrt{\frac{R11(R10+RV7)C_2}{R11(R10)C_2}} = \sqrt{\frac{R10+RV7}{R10}} = \sqrt{\frac{68k\Omega+1M\Omega}{68k\Omega}} \approx 4 \quad (36)$$

Man erhält also einen Frequenzbereich von 4:1. Wird die minimale Resonanzfrequenz des Schwingkreises und damit auch die minimale Mittenfrequenz des parametrischen Filters zu $f_{res,min} = 100Hz$ festgelegt, so ergibt sich eine maximale Mittenfrequenz des Filters von $f_{res,max} \approx 400Hz$. [vgl. 17]

Da der Frequenzbereich der Gitarre allerdings wesentlich breiter ist, wurden drei umschaltbare Frequenzbereiche beziehungsweise Kondensatorpaare mit einem „DPTT“ Schalter realisiert. In Schalterstellung 1 z.B. erhält man für $C1 = C8 = 220nF$ und $C2 = C11 = 22nF$ und damit den Mittenfrequenzbereich von 100 bis 400 Hz.

Zunächst wurde versucht mit einem „SPDT“ Schalter nur den Kondensator C1 zu wechseln. Dies führt allerdings dazu, dass der Frequenzgang der Impedanz des Gytrators aus Abb. III-25 unverändert bleibt, die Resonanzfrequenz allerdings für kleinere Werte von C1 entsprechend Gl.(34) nach oben wandert. Je weiter diese wandert, desto größer wird jedoch die Resistanz (siehe Abb. III-25) des Gytrators und damit auch der Reihenwiderstand beziehungsweise die Dämpfung des Schwingkreises. Dies macht sich im Amplitudengang des Filters bemerkbar. Beim Wechsel auf kleinere Werte für C1 sinkt damit auch die maximale und minimale Verstärkung im Bereich der Resonanzfrequenz, daher wird beim Umschalten von C1 auf einen kleineren Wert auch gleichzeitig C2 auf einen kleineren Wert gewechselt. Somit verschiebt sich die Eingangsimpedanzkurve des Gytrators (Abb. III-25) im Frequenzbereich nach rechts und die Resistanz ist bei der Resonanzfrequenz wieder vernachlässigbar klein. Die Verstärkung ändert sich somit kaum beim Umschalten der Kondensatoren. Der Wechsel beider Kondensatoren, anstelle von nur einem Kondensator hat hier weiterhin den Vorteil, dass die Filtergüte der 3 Frequenzbereiche gleich bleibt (siehe Abb. III-26). Beim Wechsel von nur einem Kondensator bleibt die simulierte Induktivität konstant und nur C1 würde sich ändern. Nach Gl.(37) würde die Güte somit für kleinere C1 Werte beziehungsweise die höheren Frequenzbereiche ansteigen.

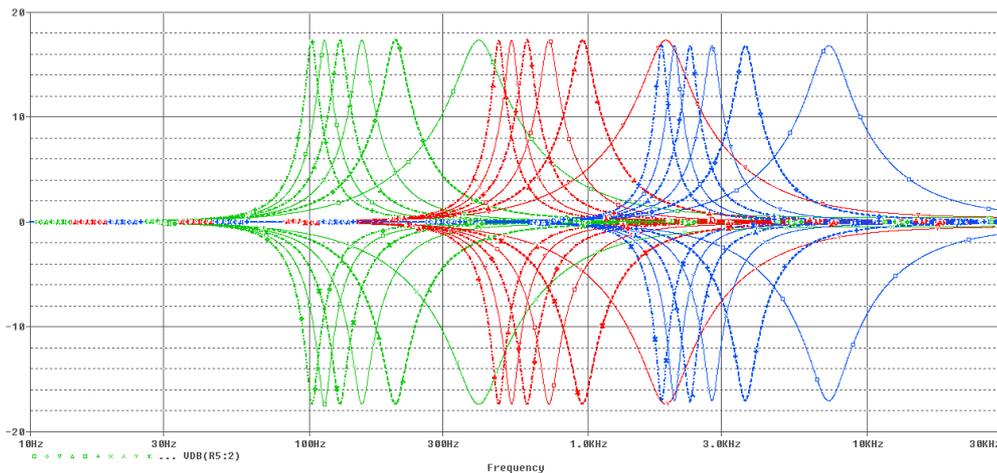


Abb. III-26: Frequenzgänge des Filters für verschiedene Kondensatorpaare, grün: $C_1=220\text{nF}$, $C_2=22\text{nF}$, rot: $C_1=47\text{nF}$, $C_2=4.7\text{nF}$, blau: $C_1=10\text{nF}$, $C_2=1.5\text{nF}$ (in Pspice)

Bei der Wahl der minimalen Mittenfrequenzen der Kondensatorpaare und der Dimensionierung des Gytrators beziehungsweise des Schwingkreises wurde folgendermaßen vorgegangen:

Der Wert für den Widerstand $R_{11} = 480\Omega$ und das Potentiometer $RV_7 = 1M\Omega$ wurde aus einer vorliegenden Schaltung übernommen. R_{10} wurde von $51k\Omega$ auf $68k\Omega$ erhöht. Dies hat den Grund, dass die maximale Eingangsimpedanz des Gytrators für hohe Frequenzen durch den Widerstand $R = R_{10} + RV_7$ gegeben ist. Steht RV_7 auf Minimalstellung, das heißt nach Gl.(30) und Gl.(34) die Mittenfrequenz des Filters wird maximal, so ist $R=R_{10}$. In der ursprünglichen Schaltung ist die Eingangsimpedanz für hohe Frequenzen somit maximal $51k\Omega$, was zur Folge hat, dass RV_5 bei hohen Frequenzen durch die relativ geringe Impedanz des Schwingkreises belastet wird. Dadurch wird die Übertragungsfunktion des Filters für hohe Frequenzen in sofern beeinflusst, dass die Verstärkung der Kurve mit maximaler Mittenfrequenz ($RV_7 = 0\Omega$) für hohe Frequenzen merklich größer als 1 wird. Für negative Verstärkungen wird diese entsprechend merklich kleiner als 1 beziehungsweise 0 dB. Für $R_8 = R_9 = 2.7k\Omega$ der ursprünglichen Schaltung war dieser Effekt noch tolerierbar, aber dadurch, dass R_8 und R_9 auf $3.3k$ erhöht wurden um eine höhere Verstärkung zu erreichen, wurde dieser Effekt stärker und R_{10} wurde auf $68k\Omega$ erhöht. Mit R_{10} und RV_7 ist damit das Verhältnis von maximaler zu minimaler Resonanzfrequenz beziehungsweise Mittenfrequenz festgelegt, welches sich durch die Erhöhung des Wertes von R_{10} im Vergleich zur Originalschaltung von 4.5 auf 4 verringert (siehe Gl.(36)).

Um einen möglichst weiten Frequenzbereich des Gitarrensingals beeinflussen zu können wurde für die minimale Mittenfrequenz des ersten Kondensatorpaares (siehe Abb. III-26, linke grüne Kurve) ein Richtwert von ca. 100Hz angesetzt. Durch das min./max. Resonanzfrequenzverhältnis von 4 (Gl.(36)), ergibt sich die maximale Mittenfrequenz des ersten Kondensatorpaares zu ca. 400 Hz. Die minimalen Mittenfrequenzen der zwei weiteren Kondensatorpaare wurden so gewählt, dass die maximale Mittenfrequenz eines Kondensatorpaares und minimale Mittenfrequenz des nächsten Kondensatorpaares möglichst eng beieinander liegen, so dass eine gute Abdeckung des gesamten relevanten Frequenzbereichs gewährleistet wird.

Mit Gl.(34) und den gegebenen Richtwerten der minimalen Mittenfrequenz für die jeweiligen Kondensatorpaare ist das Produkt $C_1 C_2$ grob festgelegt. Bei der Wahl der Kapazitätswerte von C_1 und C_2 war erstens darauf zu achten, dass die minimale bis zur maximalen Mittenfrequenz jedes Kondensatorpaares in einem Frequenzbereich liegen, in welchem die unerwünschte Eingangsresistenz des

Gyrators noch nicht merklich ansteigt. Da sonst die Verstärkung abnehmen würde und zweitens, dass das Verhältnis von C_2/C_1 mit

$$Q = \frac{1}{R_D} \sqrt{\frac{L}{C_1}} = \frac{1}{R_D} \sqrt{\frac{R_{11}(R_{10} + RV_7)C_2}{C_1}} = \frac{\sqrt{R_{11}(R_{10} + RV_7)}}{R_D} \cdot \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (37)$$

die Güte des Schwingkreises und damit des Filters mit beeinflusst. Um die erste Bedingung zu erfüllen, sollte C_1 größer als C_2 gewählt werden, denn je kleiner C_2 ist, desto weiter verschiebt sich die Kurve der Eingangsimpedanz des Gyrators auf der Frequenzachse nach rechts.

Für das erste Kondensatorpaar und dessen minimale Resonanzfrequenz von ca. 100 Hz wurde $C_1 = 220nF$ und $C_2 = 22nF$ gewählt. Die Resonanzfrequenz liegt damit im idealen Arbeitsbereich des Gyrators, das heißt die Eingangsresistanz des Gyrators ist für alle Reglerstellungen von RV_7 beziehungsweise für alle Resonanzfrequenzen des Schwingkreises näherungsweise ideal gleich $R_{11} = 470\Omega$. Die genauen Werte der minimalen und maximalen Mittenfrequenz ergeben sich nach Gl.(34) zu $f_{res,min} \approx 102.1Hz$ und $f_{res,max} \approx 404Hz$.

Aus Gl.(37) lässt sich erkennen, dass die Güte auch abhängig ist von RV_7 und sich damit für die verschiedenen Mittenfrequenzen unterschiedliche Güten ergeben. Dabei gilt, je höher die Mittenfrequenz, desto kleiner wird die Güte sein (siehe Abb. III-26).

Für $RV_6 = 0\Omega$ und damit maximale Güte, sowie $RV_7 = 1M\Omega$ (min. Mittenfrequenz), errechnet sich die Güte nach Gl.(37) wie folgt:

$$Q_{max} = \frac{\sqrt{R_{11}(R_{10} + RV_7)}}{R_{11} + RV_6} \cdot \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = \frac{\sqrt{470\Omega \cdot (68k\Omega + 1M\Omega)}}{470\Omega + 0} \cdot \sqrt{\frac{22nF}{220nF}} \approx 15 \quad (38)$$

Für $RV_7 = 0\Omega$ (max. Mittenfrequenz) ergibt sich die Güte zu $Q_{max} = 3.8$. Das heißt die Güte sinkt von der minimalen Mittenfrequenz hin zur maximalen Mittenfrequenz um ca. das Vierfache (siehe Abb. III-26). Dies ergibt sich durch das Verhältnis von max./min. Induktivität nach Gl.(36) von ca. 16. Diese Änderung der Güte in Abhängigkeit der Mittenfrequenz ließe sich nur vermeiden, wenn sich parallel zur Änderung von L auch C_1 entsprechend so ändern würde, dass das Verhältnis L/C_1 konstant bliebe. Eine solche Realisierung wäre jedoch um einiges aufwändiger und wurde nicht umgesetzt.

Für das zweite Kondensatorpaar mit $C_1=47nF$ und $C_2=4.7nF$ ergibt sich $f_{res,min} \approx 478Hz$ und $f_{res,max} \approx 1894Hz$. Da das Kapazitätsverhältnis C_2/C_1 aus Gl.(38) gleich dem des ersten Kondensatorpaares ist, ergeben sich hier die gleiche minimale und maximale Güte.

Entsprechend für das dritte Kondensatorpaar mit $C_1=10nF$ und $C_2=1.5nF$ ergibt sich $f_{res,min} \approx 1834Hz$ und $f_{res,max} \approx 7269Hz$. Die maximale Güte bei niedrigster Mittenfrequenz ergibt sich zu $Q_{max} \approx 18.46$ und für maximale Mittenfrequenz $Q_{max} \approx 4.65$.

3 „Overdrive“ Kanal

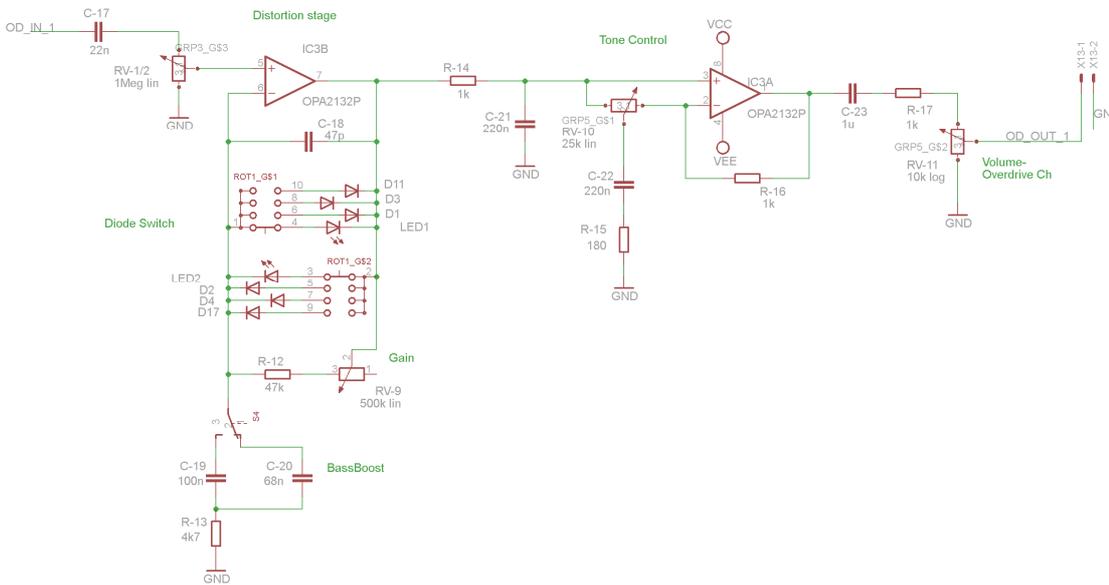


Abb. III-27: "Overdrive" Kanal

Steht der in Kapitel III.2 bereits erwähnte „4PDT“ Schalter auf „Overdrive“, so wird das Eingangssignal der Gitarre an den „Overdrive“ Kanal weitergegeben.²⁹ Entsprechendes gilt völlig analog für den zweiten Gitarrenkanal. Bei der „Overdrive“ Kanal Schaltung aus Abb. III-27 handelt es sich um eine modifizierte Version des weit verbreiteten „Ibanez Tubescreamer“ Gitarrenpedals. Die Schaltungsvariante hier basiert auf OPV mit symmetrischer Versorgung, während die ursprüngliche Schaltung für eine unsymmetrische Versorgung ausgelegt ist und mit einer 9V Batterie betrieben wird. Da bereits eine +/-15V Spannungsversorgung vorhanden war, konnten die zusätzlichen Schaltungskomponenten, die das Design mit einer unsymmetrischen Versorgung mit sich bringt weggelassen und die Schaltung vereinfacht werden. Der „Tubescreamer“ ist eigentlich, wie der Name schon impliziert, dafür ausgelegt einem Röhrenverstärker vorgeschaltet zu werden, um dessen volles klangliches Potential auszuschöpfen und zusätzliche Verzerrung zu bieten. Im Vergleich mit einem „Marshall Bluesbreaker“ konnte der „Tubescreamer“ allerdings auch mit Anschluss an eine Transistorendstufe anstatt eines Röhrenverstärkers im Hörtest klanglich überzeugen.

Funktionsweise

Wie beim „Clean“ Kanal trifft das Eingangssignal der Gitarre zunächst auf ein RC-Hochpassfilter, welches durch C17 und RV1/2 gebildet wird. Die -3dB Grenzfrequenz des Hochpassfilters ergibt sich analog zum „Clean“ Kanal zu $f_c = 4.82\text{Hz}$. Wie schon im Kapitel III.2 erwähnt, handelt es sich bei RV1/2 um ein Stereopotentiometer mit dem sich parallel die Eingangsempfindlichkeit von „Clean“ und „Overdrive“ Kanal einstellen lässt.

²⁹ Der „Clean“ Kanal wird gleichzeitig auf Masse gelegt (siehe III.2)

3.1 Verzerrungsstufe

Auf das RC-Hochpassfilter am Eingang des „Overdrive“ Kanals folgt die Verzerrungsstufe. Diese setzt sich zusammen aus einer gewöhnlichen nichtinvertierenden OPV-Schaltung, einem frequenzselektiven Rückkopplungsnetzwerk und zwei „Clipping“ Dioden. Im Gegensatz zur Originalschaltung wurde hier anstelle von zwei Dioden ein „DPTT“³⁰ Schalter implementiert, mit welchem sich zwischen verschiedenen Diodenpaaren wechseln lässt. Die verschiedenen Diodenpaare besitzen unterschiedliche Kennlinien und damit unterschiedliche „Clipping“ Eigenschaften, wodurch sich für jedes Diodenpaar ein anderer Klangcharakter ergibt.

Werden zunächst die Dioden vernachlässigt, berechnet sich die Verstärkung der nichtinvertierenden OPV-Schaltung nach Gl.(11). Dabei ist Z_F die Impedanz des Rückkopplungswegs zwischen Ausgang und negativem Eingang des OPV und damit die Parallelschaltung aus $R = R_{12} + RV_9$ und C18. Z_G bildet sich aus der Reihenschaltung von R13 und C19 oder C20. Durch einen Kippschalter lässt sich zwischen den beiden Kondensatoren C19 und C20 wechseln. Dies hat Auswirkungen auf den Frequenzgang der gegengekoppelten Verstärkung im unteren Frequenzbereich, wie im Folgenden gezeigt wird. Z_g ist durch den Kondensator frequenzabhängig und verhält sich für DC wie ein offener Stromkreis. Für hohe Frequenzen verhält sich der Kondensator wie ein Kurzschluss und Z_g ist gleich dem Widerstand R13. Unterhalb der Frequenz, bei welcher die Impedanz des Kondensators gleich dem Widerstand R13 ist, steigt die Impedanz der RC-Reihenschaltung zu tiefen Frequenzen rapide an und die Verstärkung der Gesamtschaltung fällt nach Gl.(11) gegen 1. Für $C_{19} = 100nF$ ergibt sich diese Grenzfrequenz zu $f_g = 338.6Hz$ und für $C_{20} = 68nF$ zu $f_g = 498Hz$. Nach Gl.(11) erhalten also nur die Frequenzen oberhalb dieser Grenzfrequenz die volle Verstärkung und damit wie später gezeigt wird auch die volle Verzerrung. Der Wechsel von C20 auf C19 sorgt also für eine Bassanhebung und mehr Verzerrung im Bassbereich („BassBoost“). [vgl.14]

Wird zunächst C18 vernachlässigt und damit ist $Z_f = R = R_{12} + RV_9$, so ergibt sich nach Gl.(11) für Frequenzen oberhalb von f_g für $RV_9 = 0\Omega$ eine minimale Verstärkung von $\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_{12} + RV_9}{R_{13}} = 1 + \frac{47k\Omega + 0}{4.7k\Omega} = 11$ und entsprechend mit $RV_9 = 500k\Omega$ eine maximale Verstärkung von ca. 117. Betrachten wir nun die Schaltung mit den Dioden. Sobald die Spannung über den Dioden größer ist als deren Schwellspannung, werden die Dioden leitend und ihr Widerstand wechselt innerhalb eines Spannungsbereiches von typischerweise 0.4-0.7 V von einem sehr hohen Wert (Diode sperrt), zu einem sehr niedrigen. Da die Dioden parallel zu R und C18 liegen, fällt damit die Impedanz Z_f auf einen sehr kleinen Wert, welcher durch die Dioden bestimmt ist. Dies hat zur Folge, dass Spannungen die größer sind als die Schwellspannung der Dioden und damit die Dioden in den leitenden Zustand versetzen, beim Wert der Schwellspannung abgeschnitten werden.³¹ Denn die Verstärkung sinkt auf Grund des geringen Widerstandes der Dioden im leitenden Zustand nach Gl.(11) auf den Wert 1.³² Dadurch, dass bei tiefen Frequenzen die Verstärkung geringer ist, als bei Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz f_g , werden hohe Frequenzen auch leichter die Schwellspannung der Dioden überschreiten und dadurch im Vergleich zu tiefen Frequenzen stärker verzerrt. Dies geschieht in beide Richtungen beziehungsweise für positive und negative Spannungen, da zwei gegensinnige Dioden verwendet werden. In der ursprünglichen „Tubescreamer“ Schaltung ist C_{19} beziehungsweise $C_{20} = 47nF$ und die Grenzfrequenz des Hochpassfilters ca. $f_g = 720.5Hz$. Dies wurde im Hörversuch allerdings im Bassbereich als etwas schwach

³⁰ „DPTT“=“DoublePoleTripleThrow“

³¹ Der Übergang erfolgt hier nicht sprunghaft, sondern verschmiert (siehe Diodenkennlinie).

³² Aus dem Grunde, dass der Diodenwiderstand viel kleiner ist als $Z_g = 4.7k\Omega$.

empfunden. Mit den umschaltbaren Kondensatoren C19 und C20 wurde daher die Grenzfrequenz des Hochpassfilters herabgesetzt, wodurch nun auch tiefere Frequenzen in die Verzerrung kommen und insgesamt ein vollerer Klang entsteht. Nimmt man den bisher vernachlässigten Kondensator C18 wieder hinzu, so ergibt sich die Impedanz Z_f als Parallelschaltung von $R = R_{12} + RV_9$ und C18. Für Frequenzen oberhalb einer Grenzfrequenz, bei der die Impedanz von C18 gleich R ist, nimmt der Scheinwiderstand von Z_f rasch ab. Das heißt, es handelt sich hierbei Gl.(11) um ein Tiefpassfilter 1. Ordnung. Dessen Grenzfrequenz ist von der Reglerstellung des Potentiometers RV9 abhängig und wird umso kleiner je größer RV9 beziehungsweise je größer die gegengekoppelte Verstärkung der Schaltung ist. Die Grenzfrequenz bewegt sich mit $C_{18} = 47pF$ zwischen $f_g \approx 6.2kHz$ bei $RV_9 = 500k\Omega$ beziehungsweise maximaler Verstärkung und $f_g \approx 72kHz$ bei $RV_9 = 0\Omega$ beziehungsweise minimaler Verstärkung. Damit hat das Tiefpassfilter für eine voll aufgedrehte Verstärkung den größten Einfluss auf den Audiofrequenzbereich indem es extreme Höhenanteile des Signals aus der Verzerrung heraus nimmt und so die Verzerrung weicher macht. [vgl.14]

3.2 „Tone Control“

Zum Verständnis der Klangregelung werden die Reglerstellungen; *minimale, maximale und mittige Auslenkung des Potentiometers RV10* betrachtet. Wendet man wie in Kapitel II.3 das Superpositionsprinzip an und betrachtet die Wirkung der Eingangsspannung V_{in}^{33} , so ergibt sich bei *minimaler Auslenkung* (Potentiometerabgriff ganz links) am positiven OPV Eingang eine tiefpassgefilterte Version von V_{in} . Das Tiefpassfilter wird dabei gebildet durch R14, R15, C21 und C22 und dessen Übertragungsfunktion besitzt zwei Polstellen und eine Nullstelle. Die Grenzfrequenz der ersten Polstelle liegt bei ca. $f_c \approx \frac{1}{2\pi R_{14}(C_{21}+C_{22})} \approx 362 Hz$. Bei $f_c \approx \frac{1}{2\pi R_{15}C_{22}} \approx 3288 Hz$ folgt die Nullstelle, welche den Amplitudengang der Übertragungsfunktion leicht anhebt, bis dann die zweie Polstelle folgt und die Amplitude wieder mit 20dB/Dek. abfällt (siehe Abb. III-28 unterste Kurve).

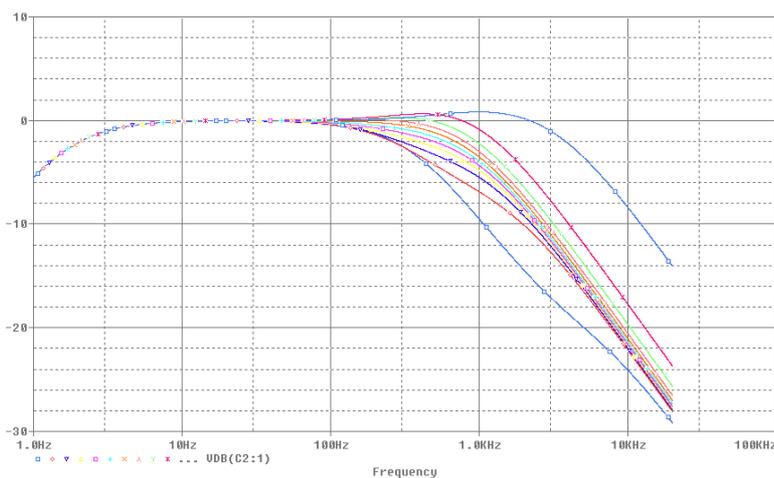


Abb. III-28: "Tone section" Amplitudengang für verschiedene Reglerstellungen von RV10 (in Pspice)

V_{out} muss sich nun für den idealen OPV so einstellen, dass der von V_{in} erzeugte Spannungsabfall an RV10 kompensiert wird beziehungsweise die Spannungsdifferenz zwischen positivem und negativem OPV

³³ V_{in} sei hier das Ausgangssignal der Verzerrungsstufe bzw. das Ausgangssignal von IC3B.

Eingang 0 Volt beträgt. Aus Sicht von V_{out} fällt die ganze Ausgangsspannung des OPV näherungsweise an RV_{10} ab, da $RV_{10} \gg R_{16}$.

Die Übertragungsfunktion am OPV Ausgang V_{out} ist damit für eine minimale Reglerstellung von RV_{10} näherungsweise gleich der Übertragungsfunktion des oben betrachteten Tiefpassfilters.

Für ***RV10 in Mittenstellung*** stellt die Schaltung aus Sicht von V_{in} , durch den nun zwischen C21 und C22 liegenden Teil von RV_{10} , näherungsweise ein unbelastetes Tiefpassfilter 1.Ordnung dar, welches durch R14 und C21 gebildet wird und eine Grenzfrequenz von $f_c \approx 723.4 \text{ Hz}$ besitzt (siehe Abb. III-28 mittlere Kurve). Analog zu obiger Überlegung wird sich V_{out} demnach gleich dem tiefpassgefilterten Eingangssignal einstellen.

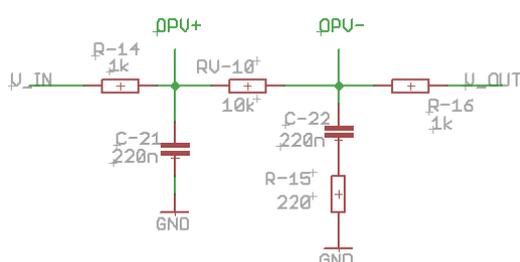


Abb. III-29: "tone section" für RV_{10} in Maximalstellung

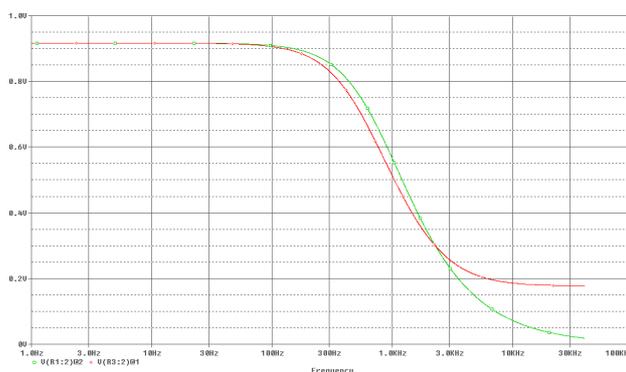


Abb. III-30: Amplitudengang aus Sicht von V_{in} an OPV+ (grün) und V_{out} an OPV- (rot) (in Pspice)

Bleibt noch ***RV10 in Maximalstellung*** zu untersuchen. Für diesen Fall ist die Schaltungsanalyse etwas komplizierter. In Abb. III-29 ist entsprechend dem Superpositionsprinzip die Schaltung aus Sicht von V_{in} und V_{out} dargestellt. Wir interessieren uns nun wieder für den Spannungsabfall über RV_{10} . Aus Sicht von V_{in} stellt die Schaltung wieder ein durch den Gesamtwiderstand von RV_{10} nahezu unbelastetes Tiefpassfilter 1.Ordnung dar, dessen Ausgangssignal näherungsweise über RV_{10} abfällt. Aus Sicht von V_{out} ergibt sich für den unteren bis mittleren Frequenzbereich ebenfalls ein Tiefpassfilter 1.Ordnung. Auf Grund des zusätzlichen Widerstands R_{15} allerdings mit einer leicht geringeren Grenzfrequenz. Die Übertragungsfunktionen aus Sicht von V_{in} und V_{out} sind in Abb. III-30 dargestellt. In den Bereichen, wo die Amplitude der Übertragungsfunktion aus Sicht von V_{out} unter der von V_{in} liegt, muss V_{out} eine entsprechend höhere Spannung liefern, um den von V_{in} verursachten Spannungsabfall über RV_{10} zu kompensieren. Dadurch ergibt sich die in Abb. III-28 (obere Kurve) ersichtliche Überhöhung im Amplitudengang der Klangreglerschaltung.

Für hohe Frequenzen verhält sich C22 wie ein Kurzschluss und aus Sicht von V_{out} entsteht ein einfacher Spannungsteiler, gebildet durch die beiden Widerstände $R_{16} = 1k\Omega$ und $R_{15} = 220\Omega$. Damit konvergiert die Übertragungsfunktion aus Sicht von V_{out} gegen ca. $\frac{1}{5} V_{out}$, während die Übertragungsfunktion aus Sicht von V_{in} für hohe Frequenzen gegen 0 strebt. Für hohe Frequenzen muss V_{out} daher der Übertragungsfunktion aus Sicht von V_{in} entsprechen, um einen Spannungsabfall von idealen 0V über RV_{10} zu erreichen und fällt dementsprechend mit 20dB/Dek. ab. Dort wo die Impedanz von C22 gleich dem Widerstand R_{15} ist und damit der Reihenwiderstand aus beiden überwiegend durch R_{15} bestimmt wird, befindet sich die Grenzfrequenz dieses Hochpassfilters. Der Schnittpunkt der beiden Übertragungsfunktionen in Abb. III-30 kennzeichnet die Frequenz, bei welcher der Amplitudengang aus Abb. III-28 die 0 dB Linie schneidet.

Im Gegensatz zur ursprünglichen „Tubescreamer“ Klangregelung wurde hier für RV10 kein $20k\Omega$, sondern ein $10k\Omega$ Potentiometer verwendet.

Dies hat folgenden Grund: Im Hörtest lagen die interessanten Reglerstellungen für RV10 alle in einem sehr kleinen Spielbereich unterhalb der Maximalauslenkung. Stellt man sich vor, dass der Widerstandswert von RV10 erhöht wird, so wird der Einfluss der Reihenschaltung aus C22 und R15 auf den Frequenzgang der Klangregelung immer geringer und die Frequenzgänge für Reglerstellungen zwischen maximaler und minimaler Auslenkung würden immer weiter zum Frequenzgang für RV10 in Mittenstellung wandern. Wird $RV_{10} = 10k\Omega$ kleiner gewählt ergibt sich der gegenteilige Effekt und die Frequenzgänge wandern zu den Frequenzgängen für minimale beziehungsweise maximale Reglerstellung hin. Wobei RV_{10} mit $10k\Omega$ noch so groß ist, dass die obigen Betrachtungen zur Funktionsweise der Klangreglerschaltung trotzdem gültig bleiben.

Des Weiteren wurde R15 von ursprünglich 220Ω auf 180Ω verringert. Dies führt zu einer verminderten Überhöhung im Amplitudengang für Reglerstellungen von RV10 in der Nähe der Maximalstellung, sowie einer leicht erhöhten Grenzfrequenz des Hochpassfilters gebildet aus C22 und R15 im Vergleich zur Originalschaltung. Im Hörtest wurde die Überhöhung der Originalschaltung als leicht störend empfunden und deswegen erfolgte die leichte Abschwächung selbiger.

Der abschließende RC-Hochpassfilter des „Overdrive“ Kanals besitzt mit $C_{23} = 1\mu F$ und $RV_{11} = 10k\Omega$ eine Grenzfrequenz $f_g = 15.9Hz$ und dient dazu, den DC Offset des OPV zu beseitigen. Der Widerstandswert für RV11 zu $10k\Omega$ wurde deswegen so gering gewählt, weil der Potentiometerabgriff von RV11 den Ausgang des „Insert“ Einschleifwegs darstellt, und dessen Ausgangswiderstand klein sein sollte. Der Ausgangswiderstand ist überwiegend bestimmt durch die den Wert und die Reglerstellung von R11. Für die Mittenstellung ist der Ausgangswiderstand maximal $R_{out,max} = 5k\Omega \parallel 5k\Omega = 2.5k\Omega$. Vom „Insert Return“ gelangt das Signal, bevor es zur Mischstufe weitergeleitet wird, zu einer invertierenden OPV-Schaltung mit einer Verstärkung von -1 und einem Eingangswiderstand von $R_{in} = R_{37} = 100k\Omega$. Die Schaltung dient als Buffer beziehungsweise Impedanzwandler und soll für gegebenenfalls hochohmige Signale die vom „Insert Return“ kommen einen ausreichend hohen Eingangswiderstand bieten um diese nicht zu belasten. Der Eingangswiderstand der anschließend folgenden Mischstufe wäre für hochohmige Signale zu gering. Ein weiterer Zweck dieses Buffers ist die 180° Phasenverschiebung der Mischstufe durch dessen Verstärkung von -1 zu kompensieren.

4 Mischstufe

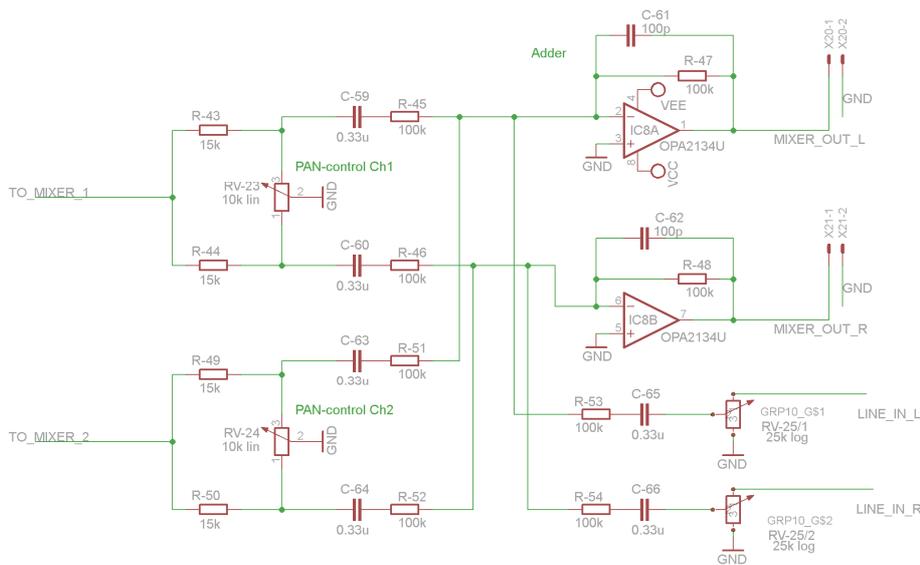


Abb. III-31: Mischstufe

In der Mischstufe kommen die Signale vom linken und rechten Gitarrenkanal (TO_MIXER_1+2), sowie das „Line in“ Signal zusammen und werden mit einer invertierenden OPV Schaltung dem sogenannten Addierer, jeweils für den linken und rechten Ausgangskanal aufaddiert beziehungsweise gemischt. Dabei addiert IC8A die Signale für den linken und IC8B die Signale für den rechten Ausgangskanal auf. Um die beiden Gitarrenkanäle, jeweils zwischen linkem und rechtem Ausgang panoramisieren zu können, wurde am Eingang der Mischstufe zusätzlich eine entsprechende Schaltung implementiert.

4.1 Panorama Regler

Die Panoramaschaltung umfasst (für den Gitarrenkanal 1) die Widerstände R43 und R44, sowie das Potentiometer RV23, mit welchem sich zwischen linkem und rechtem Ausgangskanal aussteuern lässt. „Um eine Phantomschallquelle von einem Lautsprecher zum anderen geradlinig wandern zu lassen, muss die Summe der beiden

akustischen Leistungen stets konstant bleiben

($P_L + P_R = const.$), das heißt die

Gesamtlautstärke darf sich dabei nicht ändern.“ [16] Dabei sollte sich Idealerweise der Spannungsverlauf aus Abb. III-32 von linkem und rechtem Kanal ergeben. Um die akustische Leistung konstant zu halten, müssen die linke und rechte Ausgangsspannung der Panoramaschaltung bei RV23 in Mittenstellung ($a=0.5$), im Vergleich zur Ausgangsspannung bei Vollausschlag ($a=0$ oder $a=1$) eine Verstärkung von -3 dB aufweisen (siehe Abb. III-32). Durch die mindestens $100k\Omega$ Eingangswiderstand des Addierers ist die Panoramaschaltung nahezu unbelastet und deren Ausgangssignale $V_{out,L}$ und $V_{out,R}$ für den linken und

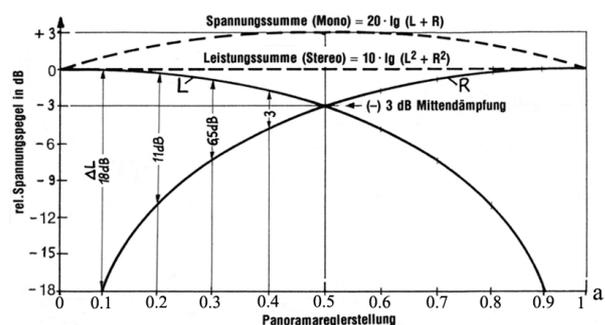


Abb. III-32: Dämpfungsverlauf des L R Signals über a [16]

rechten Kanal (Pin1 und Pin3 von RV23) beziehungsweise Addierer können wie folgt berechnet werden. Dabei gilt $R_{43} = R_{44} = R$.

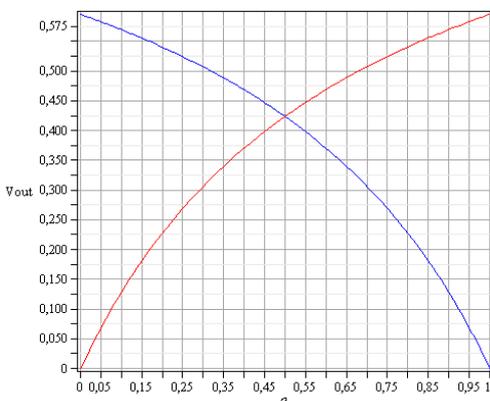
$$V_{out,L} = \frac{a \cdot RV_{23}}{R + a \cdot RV_{23}} \cdot V_{in}, V_{out,R} = \frac{(1-a) \cdot RV_{23}}{R + (1-a) \cdot RV_{23}} \cdot V_{in} \quad (39)$$

Der sehr geringe Ausgangswiderstand des der Mischstufe vorgeschalteten Buffers konnte bei der obigen Berechnung vernachlässigt werden. Mit der Bedingung, dass für $a=0.5$ die Verstärkung der beiden Ausgangskanäle -3 dB betragen muss, lässt sich das Verhältnis von R und RV23 berechnen.

Für den linken Kanal ergibt sich:

$$\frac{V_{out,L,max}(a=1)}{V_{out,L}(a=\frac{1}{2})} = \sqrt{2} = \frac{RV_{23}(R + \frac{1}{2}RV_{23})}{(R + RV_{23})\frac{1}{2}RV_{23}} \Rightarrow R = \frac{1}{\sqrt{2}}RV_{23} \quad (40)$$

Auf Grund der Symmetrie der Schaltung gilt dies analog auch für den rechten Kanal. RV23 wurde mit $10k\Omega$ um das Zehnfache kleiner gewählt, als der Eingangswiderstand der folgenden Mischstufe um die Panorama Schaltung nicht zu belasten. Der Widerstandswert für RV23 ist außerdem nach oben hin begrenzt, da dieser abhängig von dessen Wert und Reglerstellung die Verstärkung des Addierers beeinflusst, was unerwünscht ist. Damit ergibt sich mit Gl.(40) der Widerstand R beziehungsweise die Widerstände R43 und R44 zu $7k\Omega$. Hier wurde der nächstgelegene verfügbare Wert mit $6.8k\Omega$ verwendet. Abb. III-33 zeigt die linke und rechte Ausgangsspannung $V_{out,L}$ und $V_{out,R}$ der Panoramanschaltung. Für die Maximalwerte der Panoramareglerstellung $a=0$ und $a=1$ lässt sich für ein Eingangssignal von 1V ein maximaler Ausgangswert von 0.595V erkennen. Das heißt, es erfolgt eine Dämpfung des Eingangssignals und die restlichen 0.405V gehen verloren. Für $a=0.5$ lässt sich $V_{out,L} = V_{out,R} \cong 0.424V$ aus Abb. III-33 ablesen oder nach Gl.(39) berechnen und die Verstärkung bestimmen (siehe Gl.(41)).



$$D = 20 \log\left(\frac{0.424V}{0.595V}\right) \approx -2.943dB \quad (41)$$

Die Verstärkung liegt damit nur knapp oberhalb der geforderten -3 dB.³⁴

Abb. III-33: $V_{out,L}$ und $V_{out,R}$ über Reglerstellung a (in Maple)

Der Eingangswiderstand der Panoramanschaltung ist abhängig von der Stellung des Panoramareglers RV23 und dessen Minimalwert³⁵ lässt sich für die obigen Werte folgendermaßen berechnen:

³⁴ Die hier verwendete Panoramanschaltung und deren Kurvenverlauf in Abb. III-33 entspricht selbst mit einem R nach Gl.(41) nicht für alle a dem idealen Verlauf aus Abb. III-32. Die Änderungen der akustischen Leistung für unterschiedliche a sind aber vernachlässigbar und nicht hörbar.

³⁵ R_{in} wird minimal für $a=1$ und $a=0$ und maximal für $a=0.5$.

$$R_{in} = \frac{R^2 + RV_{23}R}{2R + RV_{23}} = \frac{(6.8k\Omega)^2 + 10k\Omega \cdot 6.8k\Omega}{2 \cdot 6.8k\Omega + 10k\Omega} \approx 4840.7\Omega \quad (42)$$

Damit wurden die Werte für R43, R44 und RV23 ausreichend groß gewählt, um den Ausgang des Buffers nicht übermäßig zu belasten.

4.2 Addierer

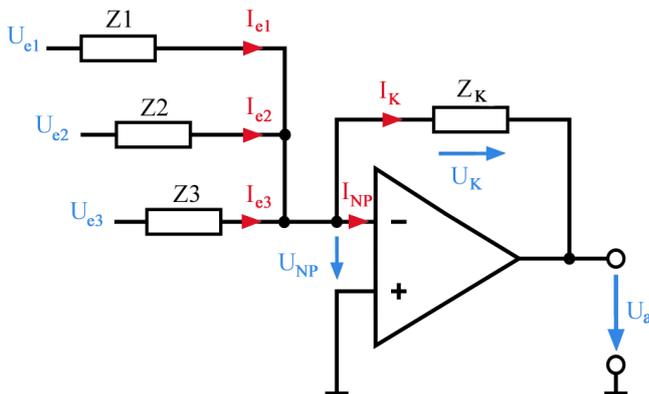


Abb. III-34: Addierer

Um die Funktionsweise des Addierers zu verstehen, betrachten wir zunächst die obere Schaltung. Da im Idealfall die Spannungsdifferenz zwischen positivem und negativem OPV Eingang 0 V beträgt, liegt der negative OPV Eingang in obiger Schaltung „virtuell“ auf Masse. Die Ströme $I_{e,i}$ durch die Impedanzen Z_i ergeben sich dann zu $U_{e,i}/Z_i$. In die Eingänge des OPV fließt im Idealfall kein Strom. Somit wird $I_{NP} = 0$ und die Summe der Ströme $I_{e,i}$ fließt durch die Impedanz Z_K . Um den negativen OPV Eingang auf 0 V zu halten, muss der OPV an seinem Ausgang eine Spannung erzeugen, die gleich dem negativen Spannungsabfall über Z_K ist. Somit gilt:

$$V_{out} = -(I_1 + \dots + I_n)Z_K = -\left(\frac{U_1}{Z_1} + \dots + \frac{U_n}{Z_n}\right)Z_K \quad (43)$$

Die Spannungen $U_{e,i}$ werden mit dem Faktor Z_K/Z_i verstärkt und aufaddiert. Für $Z_K = Z_i$ für alle i ergibt sich am Ausgang die negative Summe der Eingangsspannungen.

Im Folgenden werden die Gegebenheiten für den ersten der beiden Addierer, das heißt für den linken Ausgangskanal betrachtet. In der hier verwendeten Schaltung ist die Impedanz Z_K gegeben durch $Z_K = C_{61} \parallel R_{47}$. Die Spannungen $U_{e,i}$ sind in diesem Fall die linken Ausgänge der Panorama Schaltung beider Gitarrenkanäle, sowie der linke Kanal des Line Eingangs nach dem Lautstärkereger RV25. Die Impedanzen Z_i beinhalten für Gitarrenkanal 1, die Reihenschaltung aus C59, R45 und dem links von C59 liegenden Widerstand zu Masse, bei auf Masse gelegtem Eingangssignal der Panoramaschaltung. Dieser Widerstand ist demnach von der Stellung des Panoramareglers abhängig, er beeinflusst die Verstärkung des Addierers nach Gl.(43). Allerdings nur gering, da er für alle Panoramastellungen viel kleiner ist als der Scheinwiderstand der Reihenschaltung aus R45 und C59. Für den linken Line-Eingang ist Z_i entsprechend gleich der Reihenschaltung aus R53, C65 und der Widerstand rechts von C65 gegen Masse, bei auf Masse gelegtem Line Eingang. Der Einfluss auf die Verstärkung nach Gl.(43) ist auch hier, auf Grund von $R_{53} + \frac{1}{j\omega C_{65}} \gg \frac{RV_{25}}{2}$ vernachlässigbar. Der Verstärkungsfaktor Z_K/Z_i weist für alle Eingangssignale

Bandpassverhalten auf. Er enthält eine untere Grenzfrequenz, welche bestimmt ist durch die jeweilige RC Reihenschaltung und eine obere Grenzfrequenz, bestimmt durch die Parallelschaltung von C61 und R47. Die untere Grenzfrequenz ist erreicht, wenn die Impedanz des Kondensators gleich dem Widerstand der Reihenschaltung ist. Sie wurde für alle Eingänge gleich gewählt zu $f_G \approx 4.8\text{Hz}$. Die obere Grenzfrequenz ist erreicht, wenn die Reaktanz des Kondensators C61 gleich dem Widerstand R47 ist und man erhält $f_g \approx 33.9\text{kHz}$ für alle Eingangssignale. Die obigen Betrachtungen gelten analog für den rechten Ausgangskanal. Die untere Grenzfrequenz sorgt dafür, dass ein möglicher DC Offset des Bufferausgangssignals nicht mit verstärkt wird. Die obere Grenzfrequenz des Tiefpassfilters liegt außerhalb des hörbaren Bereichs und soll nur hochfrequente Rauschteile aus dem Signal nehmen.

5 Kopfhörerverstärker

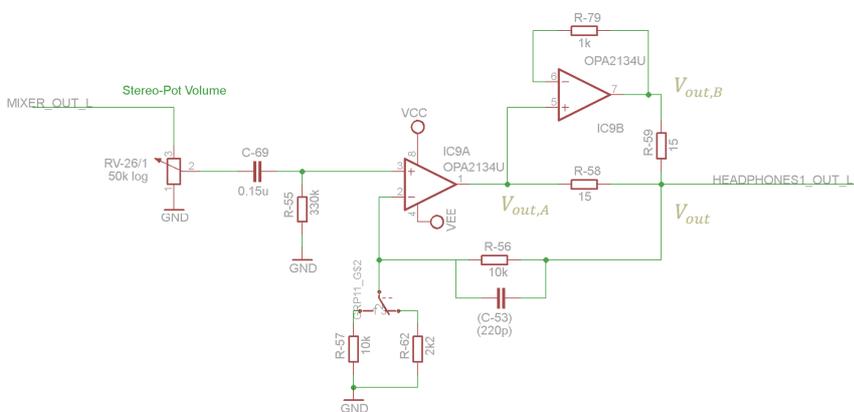


Abb. III-35: linker Kanal der Kopfhörerverstärker

Der hier verwendete Kopfhörerverstärker wurde nach dem Vorbild des „Cmoy Headphone Amp“ entworfen. Abb. III-35 zeigt den linken Kanal von einem der zwei verbauten Kopfhörerverstärker. Der rechte Kanal besitzt einen völlig identen Aufbau. Die Schaltung wurde so dimensioniert, dass genügend Leistung vorhanden ist um sowohl Kopfhörer mit niederohmigem Lastwiderstand (z.B. 32Ω), als auch solche mit höherem Lastwiderstand (z.B. 600Ω) zu betreiben. Hierfür wurde ein „DPDT“³⁶ Schalter implementiert, mit welchem sich für linken und rechten Kanal simultan die Verstärkung umschalten lässt. Um Gehörschäden zu vermeiden ist beim Wechsel von hoch- zu niederohmigen Kopfhörern Vorsicht geboten. Es wird generell empfohlen, vor dem Einstecken der Kopfhörer, den Lautstärkereger nach unten zu drehen.

Der Eingang des Kopfhörerverstärkers wird vom OPV Ausgang der Mischstufe getrieben, welcher einen sehr niedrigen Ausgangswiderstand hat und mit der Belastung durch die parallelen Eingangswiderstände der zwei Kopfhörerverstärker und dem Eingangswiderstand der Ausgangsstufe keine Probleme hat. Die Gesamtbelastung der Mischstufe ergibt sich zu $R_{L,ges} = 16. \bar{6}k\Omega$. Im Folgenden wird der linke Kanal des ersten Kopfhörerverstärkers betrachtet. Die Betrachtungen gelten analog für den rechten Kanal und den zweiten Kopfhörerverstärker, welcher im Aufbau identisch ist.

Das Eingangssignal durchläuft zunächst das Stereopotentiometer RV26, mit welchem sich parallel die

³⁶ „DPDT“=“Double Pole Double Throw“

Lautstärke für den linken und rechten Kopfhörerausgang einstellen lässt. Anschließend folgt ein RC-Hochpassfilter, gebildet von C69 und R55 mit einer Grenzfrequenz von:

$$f_g = \frac{1}{2\pi C_{69} R_{55}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.15\mu F \cdot 330k\Omega} \approx 3.2Hz \quad (44)$$

Die Grenzfrequenz wurde so tief gewählt, um die Amplitude und vor allem die Phase des Eingangssignals im Hörbereich nicht weiter zu beeinflussen, da bei der Kopfhörerverstärkung ein möglichst linearer Frequenzgang und nur geringe Phasenverzerrungen wünschenswert sind.

Das Eingangspotentiometer mit seinen $50k\Omega$ bildet näherungsweise auch den Eingangswiderstand der Schaltung. Durch die $50k\Omega$ des Stereopotentiometers wird gleichzeitig auch der Mindestwert für R55 festgelegt, da man auch hier wieder Spannungsanpassung erreichen will. Von Spannungsanpassung spricht man üblicherweise bei einem Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangswiderstand von mindestens 10:1. Das heißt, es ergibt sich hier ein theoretischer Mindestwert von $500k\Omega$ für R55 [vgl.18]. Dieser Wert ist relativ hoch und macht den Eingang der Schaltung damit anfällig für kapazitiv gekoppelte Störsignale. Des Weiteren wird die thermische Rauschspannung über R55 nicht unerheblich sein, weshalb hier ein Wert im Bereich von $100k\Omega$ und damit ein Stereopotentiometer mit $10k\Omega$ oder $20k\Omega$ sinnvoller gewesen wäre. Ein solches war jedoch leider nicht verfügbar. Als vertretbarer Kompromiss wurde hier R55 zu $330k\Omega$ gewählt. Auf Grund des JFET OPV Eingangs und der damit einhergehenden verschwindend geringen „input bias currents“³⁷ kommt es trotz des großen Wertes von R55 glücklicherweise nicht zu merklichen (durch selbige induzierte) Offset Spannungen, welche vom OPV mit verstärkt würden. Mit einem OPV auf bipolarer Transistorbasis wäre ein solch hoher Wert für R55 nicht denkbar, da hier die „input bias currents“ im μA Bereich liegen können. Der OPV besitzt aber dennoch eine geringe Offset Spannung am Ausgang, welche daher rührt, dass nicht alle internen Transistoren des OPV perfekt aufeinander abgeglichen werden können. Diese Offset Spannung wurde zu $V_{off} \approx 1mV$ gemessen und stellt damit keine Gefahr für die Kopfhörer dar.³⁸ [vgl. 18]

Das Herzstück des Kopfhörerverstärkers ist die nichtinvertierende OPV Schaltung, gebildet durch IC9A und die Widerstände R56 und R57 beziehungsweise R62. Der Verstärkungsfaktor ergibt sich für die beiden Schalterstellungen des „DPDT“ Schalters gemäß Gl.(11) wie folgt:

$$A_{V,1} = 1 + \frac{R_{56}}{R_{57}} = 1 + \frac{10k\Omega}{10k\Omega} = 2, A_{V,2} = 1 + \frac{R_{56}}{R_{62}} = 1 + \frac{10k\Omega}{2.2k\Omega} \approx 5.55 \quad (45)$$

Dieser wird nur vom Verhältnis der beiden Widerstände bestimmt. Im Unterschied zum ursprünglichen Design des „Cmoy Headphone Amp“, wurden hier statt nur einem zwei OPV verwendet. Dies hat den folgenden Grund; der maximale Ausgangsstrom eines OPV ist limitiert. Aus dem Datenblatt des OPA2134 z.B. lässt sich dieser zu $I_{max} = \mp 40mA$ ablesen. Man stelle sich den OPV idealisiert als gesteuerte Spannungsquelle mit Innenwiderstand vor. Durch die Spannungsgegenkopplung über Z_f und Z_g verringert sich der Ausgangswiderstand in Abhängigkeit von der Leerlaufverstärkung und damit der Frequenz merklich (siehe Gl.(9)).

Der Ausgangswiderstand der rückgekoppelten Schaltung ist daher für den NF-Bereich nahezu vernachlässigbar (einige $m\Omega$). Obwohl der Ausgangswiderstand des offenen OPV R_{out} von außen durch die Eigenschaften der Rückkopplung nicht gesehen wird, muss der Ausgangsstrom I_a trotzdem durch selbigen fließen und verursacht damit einen Spannungsabfall über R_{out} . Wird der Ausgang V_{out} stark belastet, z.B. durch niederohmige Kopfhörer und der Ausgangsstrom nähert sich I_{max} , dann fällt an R_{out}

³⁷ Typ. 5 pA (siehe Datenblatt des OPA2134) [19]

³⁸ Jede Offset Spannung führt zu einer leichten Verschiebung des Arbeitspunktes der Kopfhörermembran. Dies kann bei größeren Werten kritisch sein. Hier kann es zu Überhitzung kommen.

eine proportional zum Strom immer größer werdende Spannung ab, bis der geforderte Spannungsausgang am OPV plus dem Spannungsabfall $R_{out} \cdot I_a$ größer wird als die verfügbare Spannung des OPV, welche ca. 1.5V unter der Versorgungsspannung liegt. Beim Überschreiten dieses Wertes wird die Ausgangsspannung verzerrt und das Ausgangssignal ist damit unbrauchbar. Um bei niederohmigen Kopfhörern trotzdem ausreichend Strom am Ausgang zu liefern, ohne in die Verzerrung zu geraten, wurde die herkömmliche „Cmoy Headphone Amp“ Schaltung um einen weiteren OPV (IC9B) erweitert.

Dieser OPV wird als Buffer (nichtinvertierende OPV Schaltung mit Verstärkung = 1) betrieben und dient dazu IC9A zu entlasten. Der am Ausgang erforderliche Strom von

$$I_a = I_{a,1} + I_{a,2} = \frac{V_{out}}{R_{56} + R_{57od.62}} + \frac{V_{out}}{Z_L} \approx \frac{V_{out}}{Z_L} = \frac{A_V \cdot V_{in}}{Z_L} \quad (46)$$

teilt sich nun im Idealfall zu gleichen Teilen auf IC9A und IC9B auf. Dabei stellen $I_{a,1}$ und $I_{a,2}$ die Ausgangsströme der beiden OPV dar.³⁹ Somit kann die Schaltung im Vergleich zur Schaltung mit nur einem OPV wesentlich mehr Strom liefern, bevor es zu einer Verzerrung der Ausgangsspannung kommt. Ein wichtiger Punkt ist, dass V_{out} durch den Regelkreis gebildet von IC9A und dem Rückkopplungsnetzwerk mit R56 und R57 beziehungsweise R62, auf V_{in} mal der eingestellten Verstärkung A_V geregelt wird. Das bedeutet, IC9A bewirkt, dass $V_{out} = A_V \cdot V_{in}$ ist und bestimmt damit das Gesamtverhalten der Schaltung. IC9B dient lediglich als Stütze für IC9A. Eine Betrachtung des Einflusses von IC9B kann dennoch relevant sein, vor allem im hochfrequenten Bereich wenn es um Stabilität und Oszillation geht.

Die Funktionsweise von R58 und R59 wird im Folgenden erklärt. Liegt am Ausgang nun eine Last an, so ergibt sich ein Gesamtausgangsstrom nach Gl.(46) der von den beiden OPV geliefert werden muss. Für DC ist der Ausgangswiderstand des Buffers durch dessen Rückkopplung so gering, dass sich die Ausgänge $V_{out,A}$ von IC9A und $V_{out,B}$ von IC9B im Idealfall nicht unterscheiden. Zwischen den beiden Spannungen tritt auch keine Phasenverschiebung auf, dies erfolgt erst bei hohen Frequenzen. Da $V_{out,A} = V_{out,B}$ liegt auch über den beiden Isolationswiderständen $R_{58} = R_{59} = 15\Omega$ die gleiche Spannung an und es fließt damit der gleiche Strom durch beide Widerstände. Das heißt I_a teilt sich im Idealfall gleichermaßen auf IC9A und IC9B auf. Die OPV sind allerdings nicht ideal und daher kommt es zu DC Offsetspannungen an deren Ausgängen. Die Offsetspannung am Ausgang eines OPV ergibt sich durch $V_{out,off} = V_{in,off} \cdot A_V$, wobei $V_{in,off}$ (sog. „input offset Voltage“) dem Datenblatt des OPV entnommen werden kann.⁴⁰ Steht der „DPDT“ Schalter auf der Stellung für hochohmige Kopfhörer, das heißt die Schaltung arbeitet mit der höheren Verstärkung $A_{V,2}$ aus Gl.(45), so berechnet sich die Offsetspannung am Ausgang V_{out} zu $V_{out,off} = V_{in,off} \cdot 5.55$. Dem Datenblatt des OPA2132 kann ein typ. „input offset“ von +/-0.5mV und ein Maximalwert von +/-2mV entnommen werden. Im „worst case“ folgt damit ein maximaler Spannungsoffset von näherungsweise 11mV an V_{out} . Wie bereits weiter oben erwähnt wurde $V_{out,off}$ zu 1mV gemessen und liegt damit deutlich unter dem Maximalwert. Im Folgenden ist aber vor allem die Spannungsdifferenz zwischen $V_{out,A}$ und $V_{out,B}$ von Interesse. Diese ergibt sich allein durch den Spannungsoffset des Buffers IC9B und wird damit zu maximal 2mV. Durch die sehr geringen Innenwiderstände der Ausgänge $V_{out,A}$ und $V_{out,B}$ der OPV würde bei einer direkten Verschaltung beider, ein relativ großer Strom zwischen den Ausgängen $V_{out,A}$ und $V_{out,B}$ fließen, welcher die OPV überhitzen und zerstören kann. R58 und R59 dienen dazu, diesen Strom auf ein tolerierbares Maß zu senken.

³⁹ Deren Verhältnis ist abhängig von R58 und R59 und lässt sich berechnen zu $I_{a,2} = I_{a,1} \cdot (R_{58}/R_{59})$. Um den Ausgangsstrom gleichmäßig auf die beiden OPVs aufzuteilen wurde R58=R59 gewählt.

⁴⁰ Bei OPVs mit bipolaren Eingangstristoren tragen, wie oben bereits erwähnt, vor allem auch die „input Bias Currents“ zu einem DC-Offset am Ausgang des OPV bei, dieser Effekt kann hier vernachlässigt werden.

In obiger Schaltung ergibt sich somit in Abhängigkeit der Offsetspannung am Ausgang des Buffers zwischen $V_{out,A}$ und $V_{out,B}$ eine Differenzspannung. Dies hat des Weiteren zur Folge, dass IC9A und IC9B nun ungleichmäßig belastet werden und damit der OPV mit der höheren Ausgangsspannung mehr Strom liefern muss. Dieser Effekt verhält sich reziprok proportional zur Größe von R58 und R59. Die beiden Widerstände sind also einerseits so zu dimensionieren, dass die, durch die Offsetspannungen zwischen $V_{out,A}$ und $V_{out,B}$ fließenden Ströme klein bleiben und damit IC9A und IC9B gleichmäßig belastet sind (also möglichst groß) und andererseits der Spannungsabfall an den Widerständen nicht zu groß wird, da dadurch die OPV früher an ihre Verzerrungsgrenze getrieben werden (also möglichst klein). Wie schon erwähnt wurden R58 und R59 zu 15Ω gewählt.

Ausgangs impedanz

Die Ausgangsimpedanz lässt sich wie folgt berechnen:

$$Z_i = \frac{Z_{out,1}(R_{59} + Z_{out,2})}{2R_{59} + Z_{out,2}} \quad (47)$$

Dabei sind $Z_{out,1}$ und $Z_{out,2}$ die Ausgangsimpedanzen der rückgekoppelten OPV IC9A und IC9B. Diese lassen sich nach Gl.(9) berechnen. Für IC9A befindet sich R58 innerhalb der Rückkopplungsschleife und addiert sich daher zu R_{out} von IC9A. Für $Z_{out,1}$ und $Z_{out,2}$ ergibt sich:

$$Z_{out,1} = \frac{R_{out} + R_{58}}{1 + A(j\omega) \cdot \frac{1}{A_v}}, Z_{out,2} = \frac{R_{out}}{1 + A(j\omega) \cdot 1} \quad (48)$$

Für den hier relevanten NF Bereich werden $Z_{out,1}$ und $Z_{out,2}$ sehr klein, damit ist $Z_{out,2} \ll R_{59}$ und Gl.(47) vereinfacht sich zu $Z_i \cong 0.5 \cdot Z_{out,1}$. Das heißt, durch den Einsatz des Buffers halbiert sich die ohnehin schon sehr geringe Ausgangsimpedanz $Z_{out,1}$. Im Datenblatt des OPA2134 lässt sich aus dem „closed loop output impedance vs. Frequency“ Diagramm der typische Wertebereich der gegengekoppelten Ausgangsimpedanz ablesen [19]. Obwohl sich in Gl.(48) im Zähler für $Z_{out,1}$ noch R58 dazu addiert, wird sich auf Grund der großen Schleifenverstärkung $Z_{out,1}$ nur geringfügig von den Werten aus dem Datenblatt unterscheiden. Z_i bewegt sich damit im NF-Bereich in einem Bereich von $0.5 \cdot (0.001 \dots 1\Omega)$. Für den Kopfhörerausgang ist die Ausgangsimpedanz sehr wichtig. Diese muss um ein Vielfaches kleiner sein als die Impedanz der Kopfhörer, denn die Kopfhörerimpedanz ist stark frequenzabhängig und bildet mit der Ausgangsimpedanz einen Spannungsteiler. Liegt die Ausgangsimpedanz im Bereich der Kopfhörerimpedanz hat die Frequenzabhängigkeit der Kopfhörerimpedanz einen großen Einfluss auf den Spannungsteiler und der Frequenzgang des Kopfhörerverstärkers wird nichtlinear. In diesem Fall ist auch für niederohmige Kopfhörer mit einer Nennimpedanz von 32Ω , Z_i noch für alle Frequenzen um das mindestens 32 fache kleiner, was mehr als ausreichend ist.

Probleme

Beim Test der fertigen Platine kam es für $A_{V,1}$ bei allen OPV der Kopfhörerverstärker zu Oszillationen. Die Oszillationsfrequenz konnte zu $f_{osc} = 3MHz$ am

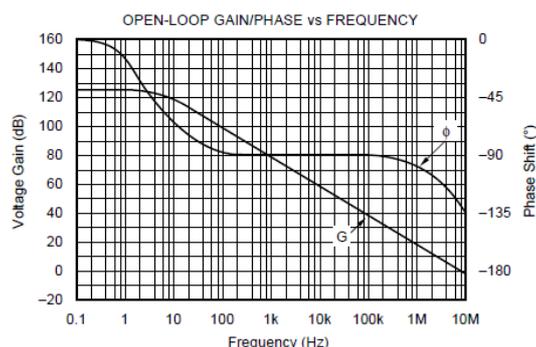


Abb. III-36: Frequenzgang der Leerlaufverstärkung a des OPA2134 [19]

Oszilloskop bestimmt werden. Da die Oszillationen im Testaufbau nicht vorkamen wird vermutet, dass auf der Platine parasitäre Kapazitäten auftraten, welche einen zusätzlichen Tiefpassfilter mit sehr hoher Grenzfrequenz im Frequenzgang der Schleifenverstärkung verursachten. In Abb. III-36 ist der Frequenzgang der Leerlaufverstärkung des OPV dargestellt. Hier liegt die 0 dB Durchtrittsfrequenz bei 8 MHz (vgl. „gain bandwidth product“) mit einer zugehörigen Phase von ca. 135°.

Zur Stabilitätsanalyse der Kopfhörerschaltung wird in erster Linie die nichtinvertierende Verstärkerschaltung mit IC9A betrachtet, da diese primär das Verhalten der Schaltung bestimmt. Für diese ist die Leerlaufverstärkung A der Regelschleife gleich der Leerlaufverstärkung a des OPV aus Abb. III-36 und der Rückkopplungsfaktor β ist $1/A_V$. Die Schleifenverstärkung $A\beta$ ist daher lediglich eine um β nach unten verschobene Version des Amplitudengangs aus Abb. III-36, wobei der Phasengang hier gleich bleibt da β ein konstanter Faktor ist. Mit $A_{V,1} = 2$ ergibt sich $\beta=0.5 = -6$ dB. Der Amplitudengang aus Abb. III-36 verschiebt sich demnach um 6 dB nach unten, womit auch die Durchtrittsfrequenz zu kleineren Werten wandert und damit auch die Phasenreserve größer als 45° wird.⁴¹ Durch das parasitäre Tiefpassfilter in der Schleifenverstärkung wird der Amplitudengang oberhalb von dessen Grenzfrequenz um 40dB/Dek. abfallen und die 0 dB Linie in Abb. III-36 bei ca. 3Mhz (Oszillationsfrequenz) schneiden. Gleichzeitig verursacht das parasitäre Tiefpassfilter eine zusätzliche Phasenverschiebung und reduziert damit die Phasenreserve derart, dass es zur Oszillation kommt. Die Grenzfrequenz des parasitären Tiefpassfilters wurde auf Grund der obigen Betrachtungen zwischen 100 kHz und 1 MHz geschätzt.

Um den rückgekoppelten Verstärker extern zu kompensieren, wurde die „lead compensation“ Methode angewandt. Es wird dabei ein Kondensator zu R56 parallel geschaltet, welcher in die Übertragungsfunktion der Schleifenverstärkung eine weitere Nullstelle und eine Polstelle einbringt. Die Grenzfrequenz der Nullstelle liegt stets unterhalb der Grenzfrequenz der Polstelle. Wird die Nullstelle nun so gelegt, dass sie die Polstelle des parasitären Tiefpassfilters aufhebt, um dann oberhalb der Grenzfrequenz der zusätzlich eingebrachten Polstelle für einen 40dB/Dek. Abfall im Amplitudengang zu sorgen, so erhält man bei der 0 dB Durchtrittsfrequenz zusätzlich Phasenreserve und damit stabilisiert man die Verstärkerschaltung [7, Kap.7]. Die Grenzfrequenz der Nullstelle lässt sich nach Gl.(49) berechnen. Durch Umstellen der Gleichung nach C53 erhält man dessen benötigte Kapazität wie folgt:

$$f_{G,zero} = \frac{1}{2\pi R_{56} C_{53}} \Rightarrow C_{53} = \frac{1}{2\pi R_{56} f_{G,zero}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10k\Omega \cdot 0.1MHz} \approx 159 pF \quad (49)$$

Für die Grenzfrequenz wurde der kleinste geschätzte Wert der parasitären Polstelle eingesetzt, welche durch die Nullstelle mit annähernd gleicher Grenzfrequenz aufgehoben werden soll. Es wurde hier der nächste verfügbare Wert mit 220pF für den Kondensator C53 gewählt, was in einer geringeren Grenzfrequenz der Nullstelle resultiert. Die resultierende Stabilisierung der Schaltung wurde erkauft durch eine geringere Bandbreite der rückgekoppelten Verstärkung A_V , da der Kondensator in die Übertragungsfunktion der idealen rückgekoppelten Verstärkung eine zusätzliche Pol- und Nullstelle einbringt, wobei hier die Grenzfrequenz der Polstelle oberhalb jener der Nullstelle liegt. Für die Polstelle ergibt sich dieselbe Grenzfrequenz wie für die Nullstelle der Schleifenverstärkung nach Gl.(49), mit $C_{53} = 220nF$ gilt $f_{G,pole} \approx 72.3kHz$. Sie liegt damit außerhalb des hier relevanten Audiofrequenzbereichs und kann vernachlässigt werden. Durch die „lead compensation“ konnten die Oszillationen beseitigt werden, ohne die Verstärkung im relevanten Frequenzbereich unerwünscht zu beeinflussen.

⁴¹ 45° Phasenreserve wäre bei $A_{V,1}=1$ gegeben.

6 Symmetrierung

Um am Vorverstärkerausgang ein symmetrisches Signal für den linken und rechten Ausgangskanal zur Verfügung zu stellen, wurden zwei symmetrische Linetreiber des Typs drv135 vom Herstellers Texas Instruments verwendet [21]. Die IC können sowohl symmetrische als auch unsymmetrisch betrieben werden. Im unsymmetrischen Betrieb erhöht sich der Pegel am Ausgang um 6 dB. Als Versorgungsspannung wurden die schon verfügbaren +/-15V verwendet.

IV Platinenlayout

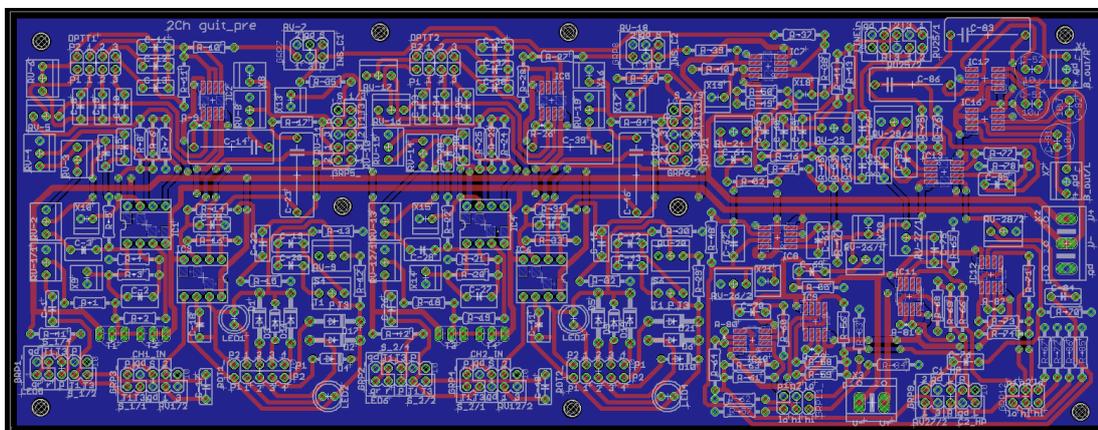


Abb. IV-1: Layout der Platine in Eagle

Nachdem die Dimensionierung der Schaltung zum Großteil abgeschlossen war, begann ich das Platinenlayout mit der Software Cadsoft Eagle anzufertigen. Das Layout in Abb. IV-1 besteht aus einer „Top“ (Oberseite) und einer „Bottom“ (Unterseite) Lage. Bis auf die „Bypass“-Kondensatoren der IC wurden dabei alle Bauelemente auf der Oberseite platziert. Sämtliche passiven Bauteile auf der Oberseite wurden bedrahtet ausgeführt, wohingegen die IC mit Ausnahme von IC1, IC3, IC4 und IC6, in SMD Bauform ausgeführt wurden.⁴² Der Großteil der gesetzten Leiterbahnen verläuft auf der Oberseite, da die „bottom“ Lage als „ground plane“ (blaue Fläche) dient und daher möglichst großflächig und lückenlos sein sollte. Die Anschlüsse an die Potentiometer, Schalter und Aus/Eingänge wurden mit 3, 6, 8 oder 10 Pin Pfostensteckern (2.54 mm Raster) realisiert.

In der Mitte der Platine sieht man die horizontal verlaufenden Versorgungsleiterbahnen Vcc und Vee für +/- 15V. Diese wurden so zentral gewählt um möglichst kurze Wege zu den IC zu gewährleisten. Sind die Wege zu lang, kann es hier zu signifikanten Leitungsinduktivitäten kommen. Durch den Spannungsabfall an den Induktivitäten kann dies bei einer hochfrequenten Strombelastung, zu einem Spannungseinbruch an den Versorgungspins der IC führen. Neben den kurzen Versorgungsleiterbahnen schaffen die SMD Bypass Kondensatoren auf der Platinenunterseite eine zusätzliche Abhilfe dieses Problems. Die Gleichrichterschaltung für die Spannungsversorgung der IC befindet sich nicht auf der Hauptplatine aus

⁴² IC1, IC3, IC4 und IC6 wurden als steckbare OPV mit Sockel verbaut, da hier der Einfluss verschiedener OPV auf den Klang des Vorverstärkers getestet wurde.

Abb. IV-1, sondern auf einer separaten Lochrasterplatine in einem Abstand zur Hauptplatine. Über die in Abb. IV-1 rechts unten erkenntlichen Leistenklemmen werden die Versorgungsspannungen der Hauptplatine zugeführt. Man erkennt hier zwei separate Anschlusspaare für Vcc und Vee. Dies hat den Grund, dass das Anschlusspaar an der unteren Seite in Abb. IV-1 nur für die Versorgung der beiden Kopfhörerverstärker gedacht ist und das Anschlusspaar auf der rechten Seite für die restlichen IC. Beim Anschluss von niederohmigen Kopfhörern (z.B. 32Ω) fließen beim Kopfhörerverstärker relativ hohe Ströme. Wäre die Spannungsversorgung der Kopfhörerverstärker und der restlichen IC über gemeinsame Leitungen gegeben, so würde durch die hohen Ströme der beiden Kopfhörerverstärker und dem damit verbundenen Spannungsabfall an den Leitungsinduktivitäten, die Versorgungsspannung aller IC schwanken. Durch die getrennte Führung der Versorgungsspannungen für die Kopfhörerverstärker schwankt somit nur deren Versorgung und nicht die aller IC. Um störende kapazitive Kopplung der Gleichrichterschaltung (siehe Kap.III-2) in die Signalwege der Hauptplatine zu vermeiden, wurde die separat platzierte Gleichrichterschaltung zusätzlich mit einem mit Alufolie umwickelten auf Masse gelegten Pappgehäuse geschirmt. Wie in Abb. IV-2 zu sehen wurde die Schaltung in einem 19" 2 HE Metallgehäuse verbaut.

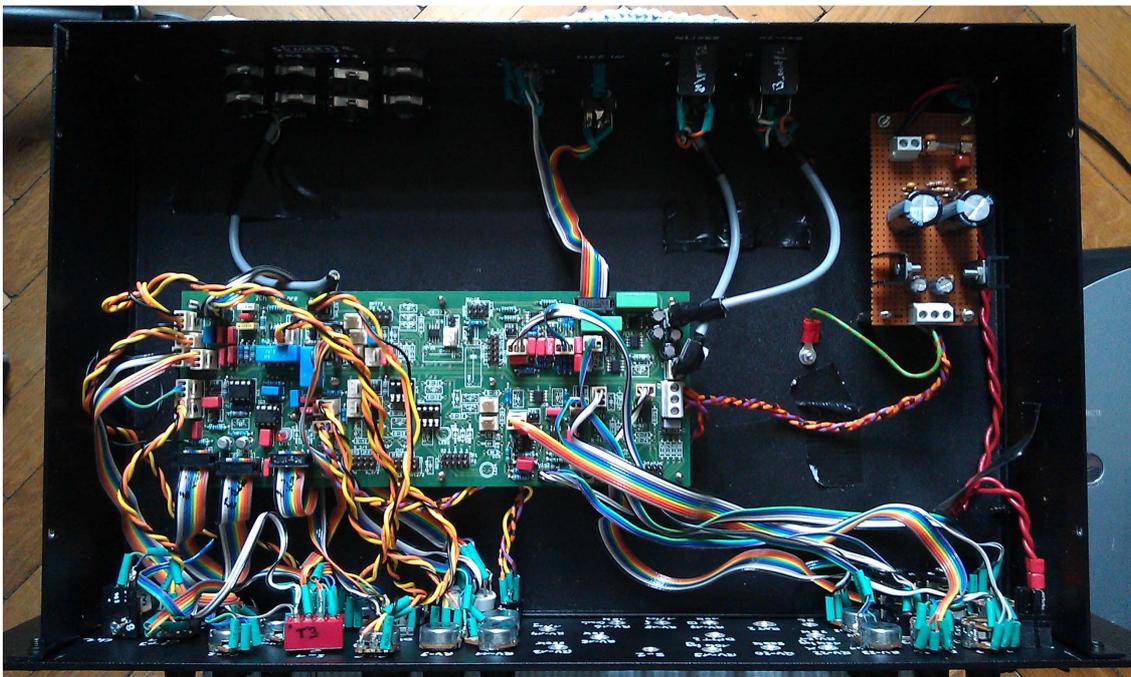


Abb. IV-2: Platine im 2 HE 19" Gehäuse (Bestückung und Bedrahtung für Gitarrenkanal 1)

V Messung

Um die korrekte Funktionsweise des Vorverstärkers zu verifizieren und dessen Qualität zu prüfen wurden einige Messungen mit einem Meßgerät des Herstellers Audioprecision durchgeführt. Im Folgenden werden zunächst gemessene Frequenzgänge und Kennlinien einzelner Schaltungsteile des Vorverstärkers betrachtet und anschließend mit den in Pspice simulierten Frequenzgängen verglichen. Anschließend folgt eine Analyse des Rausch- und Verzerrungsverhaltens der gesamten Vorverstärkerschaltung.

1 Frequenzgänge und Kennlinien

1.1 Messung „Clean“ – Kanal

„Marshall Tone Stack“

In Abb. V-1 sind die gemessenen Frequenzgänge des „Marshall Tone Stack“ für verschiedene Reglerstellungen dargestellt. Die Messung der Kurven erfolgte hier mit einer Schrittweite von ca. 45° des entsprechenden Potentiometers.⁴³ Man sieht im Bild links oben, dass sich die Interessanten Reglerstellungen von RV3 in einem kleinen Bereich von ca. 0° - 90° befinden. Die gemessenen Frequenzgänge decken sich mit den simulierten Frequenzgängen aus Kap.III.2.2. Ein Unterschied besteht zwischen den simulierten und den gemessenen (Abb. V-1, Bild links unten) Frequenzgängen des Höhenreglers. Bei der Simulation in Pspice wurde die „Marshall Tone Stack“ Schaltung mit einem $1M\Omega$ Widerstand belastet. In der tatsächlichen Schaltung folgt auf den „Marshall Tone Stack“ eine nichtinvertierende OPV Schaltung deren Eingangswiderstand durch die Rückkopplung um ein Vielfaches größer ist als $1M\Omega$. Der Frequenzgang wird daher, im Gegensatz zur Simulation, bei einer Veränderung der Stellung des Höhenpotentiometers im Bassbereich kaum beeinflusst. (siehe Kap.III.2.2)

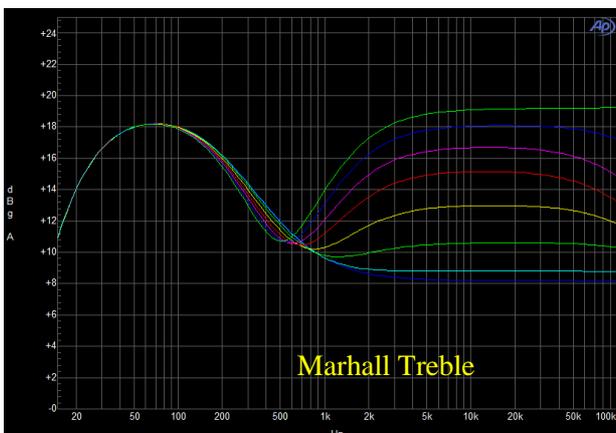
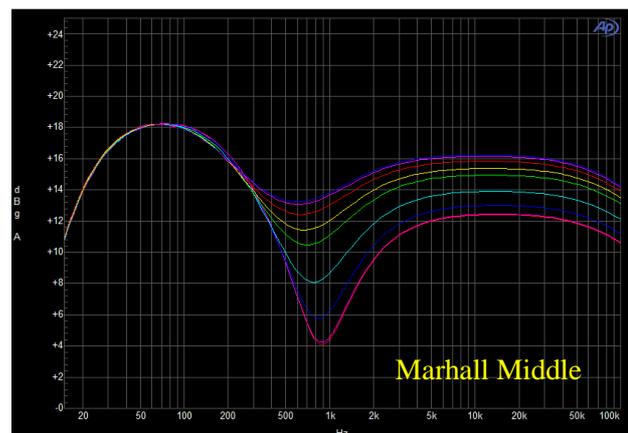
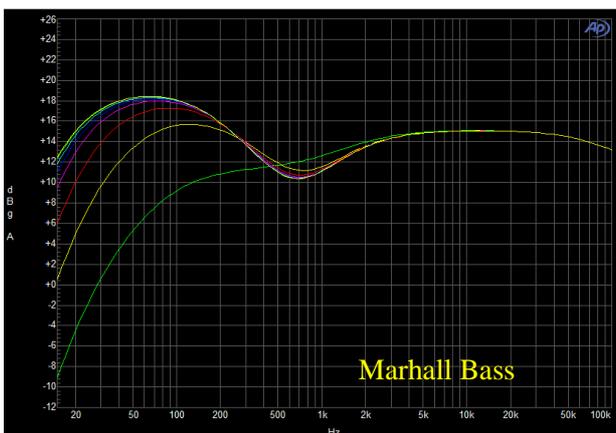


Abb. V-1: Messung Frequenzgänge für verschiedene Reglerstellungen des „Marshall Tone-Stack“ 3Band EQ

⁴³ Alle sonstigen Messungen wurden für die Reglerstellungen 0/0.25/0.5/0.75/1, beziehungsweise in ca. 90° Schritten durchgeführt.

Parametrischer EQ

In Abb. V-2 sieht man die gemessenen Frequenzgänge der 3 unterschiedlichen Frequenzbereiche des parametrischen Equalizers, jeweils farblich getrennt dargestellt. Der leichte Anstieg bei 100-200 Hz ergibt sich durch den „Marshall tone stack“, welcher nicht aus dem Signalweg genommen werden kann. Die Reglereinstellungen für den „Marshall tone stack“ wurden hier so gewählt, dass die Beeinflussung des Frequenzgangs minimal ist. Die 0 dB Linie kann man sich hier bei ca. 12 dB denken. Die 12 dB Anhebung kommt durch die Gesamtverstärkung des Vorverstärkers zustande und ist für die folgende Betrachtung nicht relevant.

Die zum Teil leicht abgeschnittenen Spitzen der Frequenzgänge sind auf die endliche Auslösung der Messung zurückzuführen und können somit vernachlässigt werden.

Vergleicht man nun die Messung aus Abb. V-2 mit der Pspice Simulation aus Abb. III-26, so lässt sich erkennen, dass die Verstärkung bei der niedrigsten Frequenz im jeweiligen Frequenzbereich geringer ist als bei höheren Frequenzen des Frequenzbereichs. Dieser Effekt tritt beim höchsten Frequenzbereich (blau) am stärksten in Erscheinung. Grund dafür sind parasitäre Kapazitäten, welche durch den „DPTT“ Schalter und das Potentiometer (und deren Verdrahtung) RV18 (siehe Abb. III-20) in die Schaltung eingebracht werden. Durch eine Simulation in Pspice, unter Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten, konnte diese Annahme bestätigt werden. Es ergab sich ein ähnlicher Frequenzverlauf wie in Abb. V-2.

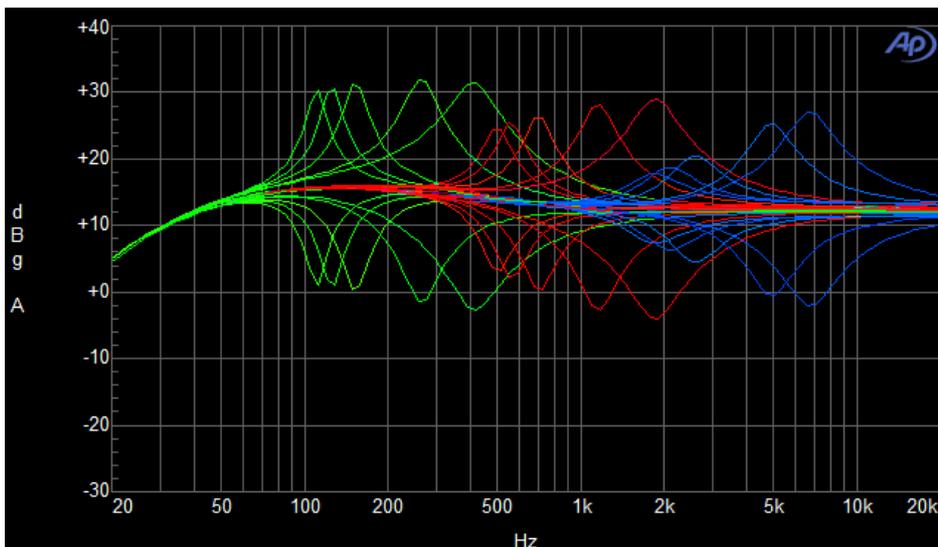


Abb. V-2: Messung Frequenzgänge param. EQ der 3 Frequenzbereiche: grün: C1=220nF, C2=22nF, rot: C1=47nF, C2=4.7nF, blau: C1=10nF, C2=1.5nF

1.2 Messung „Overdrive“ – Kanal

Verzerrungsstufe

Abb. V-3 stellt die Eingangs/Ausgangs -Kennlinie der Verzerrungsstufe des „Overdrive“ Kanals für verschiedene Stellungen des „Gain“ Reglers RV9 dar⁴⁴. Dabei nimmt die Verstärkung von der untersten hin zur obersten Kennlinie zu. Für die Dioden der Verzerrungsstufe wurden bei der Messung zwei gegengerichtete rote 3mm LED verwendet (siehe Kap. III.2.3). Man erkennt anhand des Knicks in den Kennlinien einen typischen Wert der LED Schwellspannung von ca. 1.5 V. Unterhalb des Knicks lässt sich

anhand der Kennliniensteigung der Verstärkungsfaktor ablesen. In näherungsweise Übereinstimmung mit den berechneten Werten aus Kap. III.3 ergibt sich hier für die kleinste Verstärkung (blaue Kennlinie) ein Wert von ca. 10 und für die maximale Verstärkung (violette Kennlinie) ein Wert von ca. 100. Oberhalb des Knicks sinkt die Verstärkung, durch die nun leitenden Dioden auf ca. 1 ab, unabhängig von der Stellung des „gain“ Reglers RV9 respektive der Verstärkung der Verzerrungsstufe.

Weiterhin ist in Abb. V-4 das Ausgangssignalspektrum des „Overdrive“ Kanals für ein 1 kHz Eingangssignal dargestellt. Man sieht hier, dass durch die Verzerrung der Dioden ganzzahlige Harmonische entstehen. Dabei sind die ungeradzahligen Harmonischen stärker ausgeprägt.

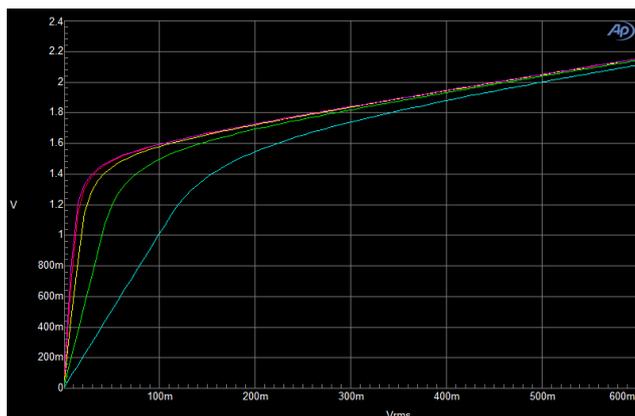


Abb. V-3: Verzerrungsstufe: Messung der Kennlinie für versch. Verstärkungen @ 1kHz

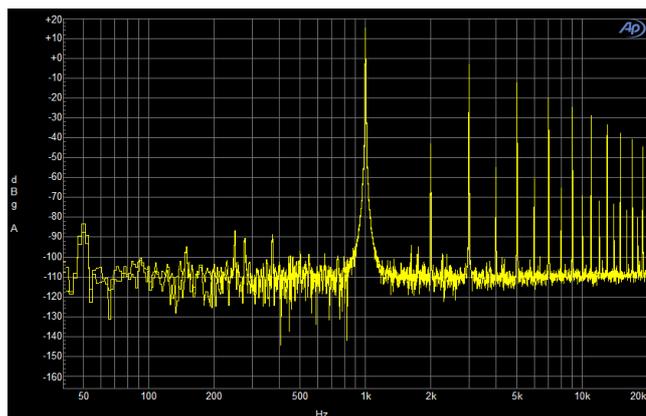


Abb. V-4: Verzerrungsstufe: Messung des Ausgangssignalspektrums für 1kHz Testsignal

Abb. V-5 zeigt den Frequenzgang der Verzerrungsstufe mit anschließender „Tone Control“ des „Overdrive“ Kanals. Wobei das linke Bild den Fall darstellt, bei welchem der „Bass-Boost“ Schalter (S6, siehe Abb. III-27) auf „off“ steht und das rechte Bild den eingeschalteten „Bass-Boost“. Das Eingangsmesssignal wurde hier so gering gewählt, dass die Verzerrungsstufe stets im nicht verzerrenden Bereich arbeitet.

„Tone Control“

Der -20 dB/Dek. Abfall unterhalb von ca. 1 kHz entsteht durch das in Kap. III.3 erwähnten Hochpassfilter in der Verzerrungsstufe. Durch den „Bass-Boost“ wird im rechten Bild aus Abb. V-5 die Grenzfrequenz des Hochpassfilters von 498Hz (linkes Bild) auf 338Hz (rechtes Bild) herabgesetzt, was zur Folge hat, dass hier auch tiefere Frequenzen stärker in den Verzerrungsbereich kommen. Der Frequenzgang oberhalb von ca. 1 kHz wird überwiegend von der „Tone control“ Schaltung bestimmt und deren errechnete Grenzfrequenzen können anhand von Abb. V-5 bestätigt werden.

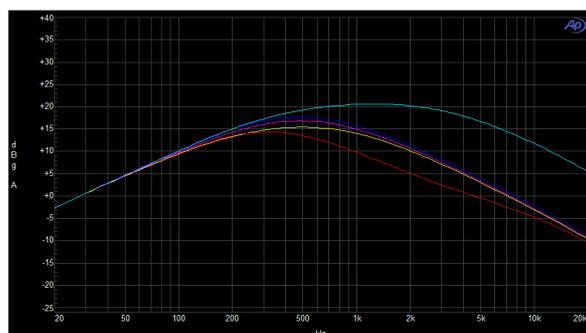
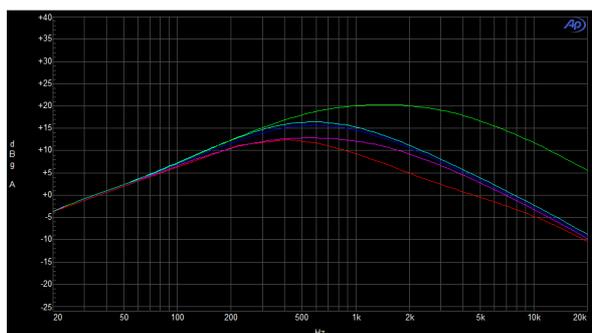


Abb. V-5: Tone-Control: Messung Frequenzgang für versch. Reglerstellungen, l. Bassboost off, r. Bassboost on

2 Rauschen

Um das Grundrauschverhalten des Vorverstärkers bewerten zu können wurde mittels FFT ein Spektrum des Vorverstärkerausgangssignals ohne anliegendes Eingangssignal aufgenommen (siehe Abb. V-6). Bei höheren Frequenzen beträgt der Rauschpegel ca. -120 dBu. Durch das Einkoppeln der Netzspannung kommt es bei 50 Hz und ungeraden Vielfachen zu Störungen. Diese sind allerdings mit maximalen -85 dBu bei 50 Hz sehr gering. Die untere Abbildung stellt das Grundrauschen für den Vorverstärker mit Betrieb im „Clean“ Kanal bei maximaler Verstärkung dar. Für den „Overdrive“ Kanal ergibt sich ein ähnliches Bild.

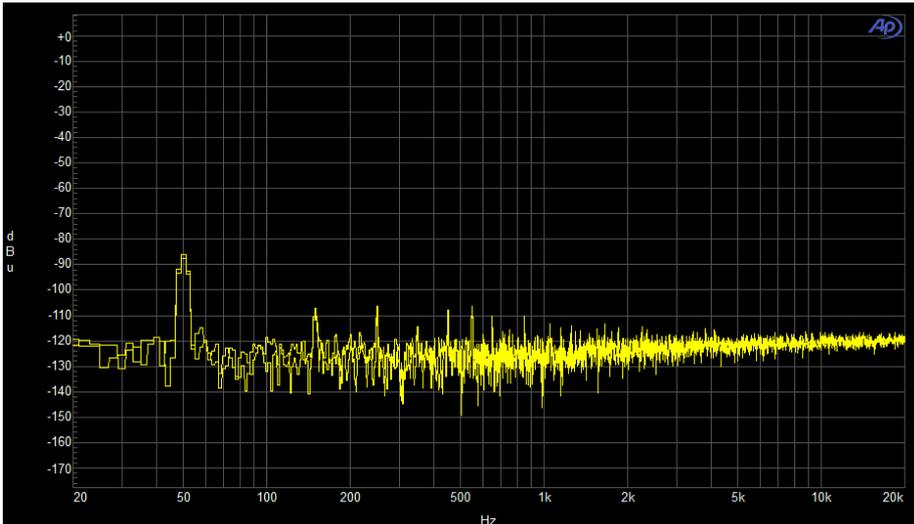


Abb. V-6: Messung Grundrauschen des Vorverstärkers (Betrieb im "Clean" Kanal)

3 Nichtlineare Verzerrungen

In wurde der THD+N über den gesamten Frequenzbereich gemessen. Für ein 1V Eingangssignal ist die THD+N für sämtliche Frequenzen von 20Hz-20kHz kleiner als 0.02%.

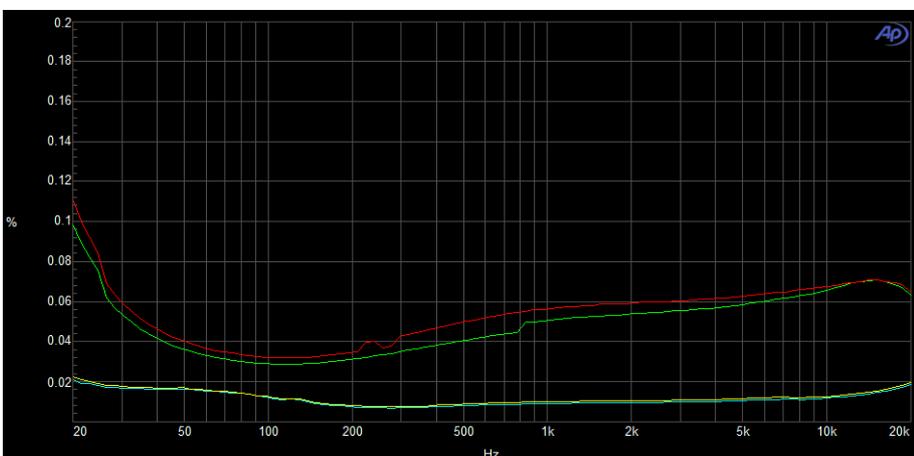


Abb. V-7: Messung THD+N für 200mV (oben) und 1 V (unten) Eingangssignal, jeweils rechter und linker Ausgangskanal

VI Fazit

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Gitarrenvorverstärker auf Operationsverstärkerbasis entworfen und realisiert. Zu sehen wie solch ein Projekt von der Planung bis hin zur Realisierung entsteht und welche Schritte dazu notwendig sind gestaltete sich als umfangreich und sehr interessant für mich. Eine der größten Herausforderung war der Übergang vom fertigen Entwurf zur Realisierung in Hardware. Dabei traten zahlreiche Probleme auf und mussten beseitigt werden. Die Fehlersuche gestaltete sich als nicht immer einfach, vor Allem durch Randeffekte wie z.B. parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten. Mit der Zeit entwickelt man allerdings ein Gespür dafür, wo die Ursache einer Störung zu suchen ist.

In Kapitel V.I.I wurde bei der Frequenzgangmessung des parametrischen EQ festgestellt, dass hier im höchsten der drei einstellbaren Frequenzbereiche die Schaltung besonders kritisch auf parasitäre Kapazitäten reagiert. Hier besteht Verbesserungspotential indem beim Layout dieses Schaltungsteils, besonders auf kapazitätsarme Leitungsverlegung und kurze Leitungswege (vor Allem bei der Verdrahtung) geachtet wird. Auch möglich wäre es, den hier verwendeten Schalter für das Wechseln der Frequenzbereiche durch einen Schalter zu ersetzen, welcher geringere parasitäre Kapazitäten aufweist. Klangliches Verbesserungspotential birgt die Verzerrungsstufe des „Overdrive“ Kanals. Durch das Ausprobieren und Implementieren anderer Diodenkombinationen sind die klanglichen Möglichkeiten sehr vielfältig.

Abschließend kann man sagen, dass der hier entwickelte Vorverstärker eine sehr praktische Kombination aus vielseitigen Klangveränderungsoptionen und der Möglichkeit darstellt, dass zwei Gitarristen an diesem Gerät zusammen musizieren und das Stereo Ausgangssignal symmetrisch über XLR, sowie über zwei separate Kopfhörerverstärker abhören können.

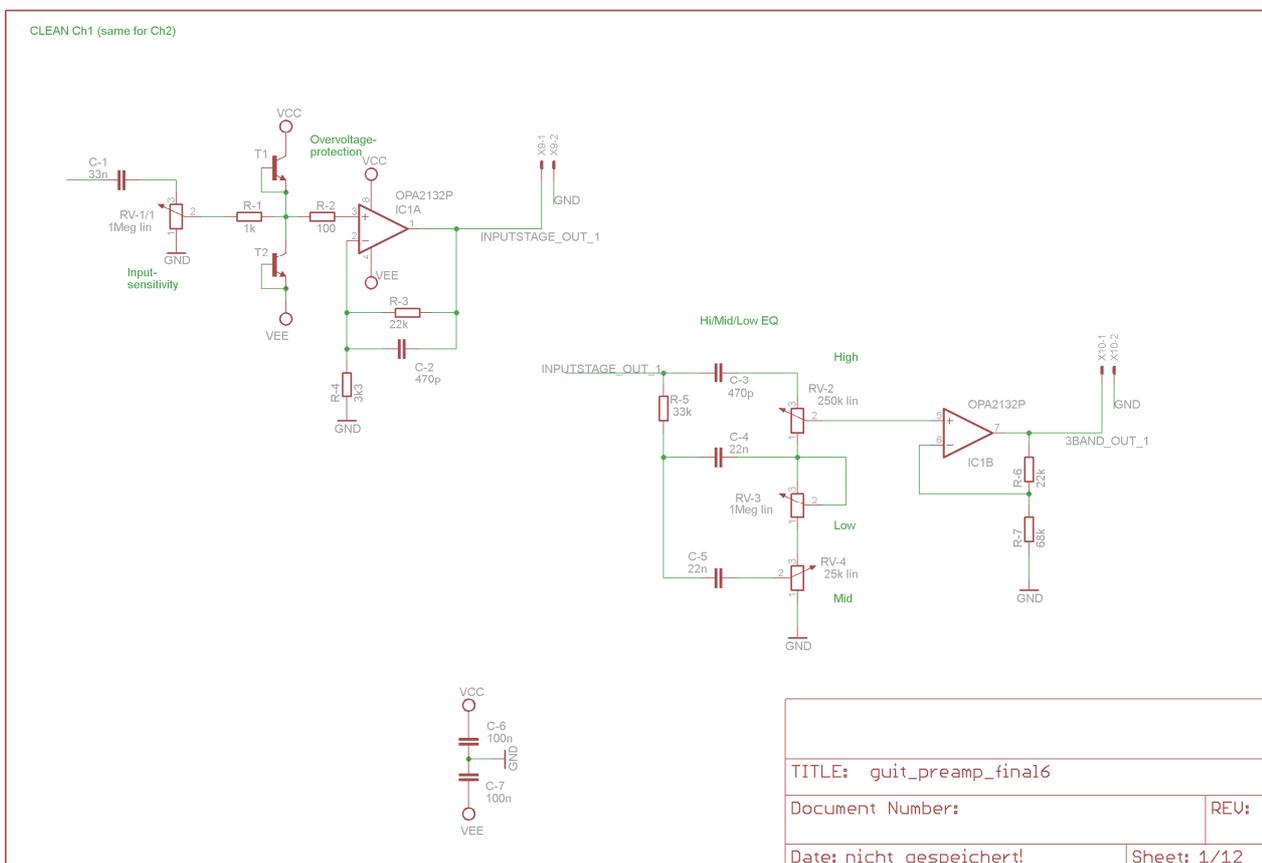
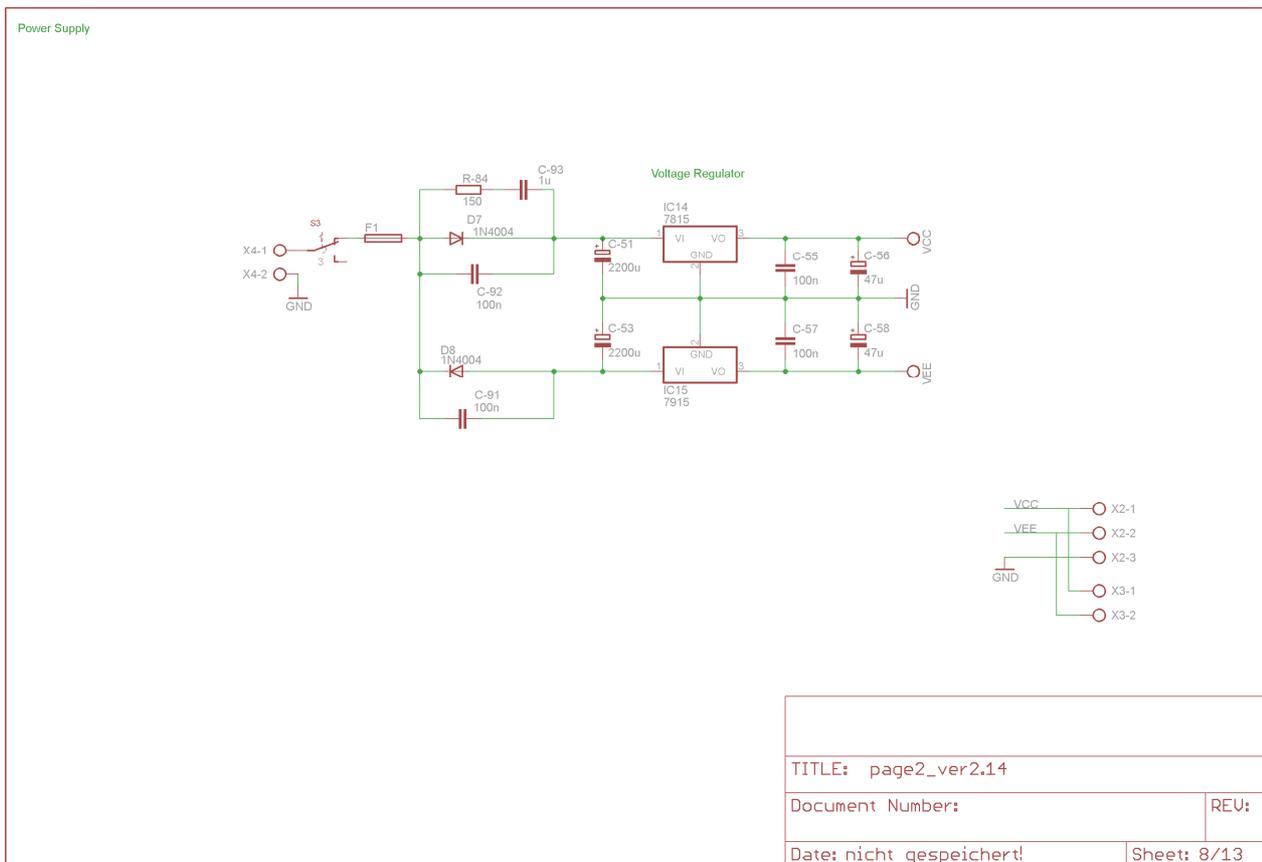
VII Literatur

- [1] ZOLLNER Manfred (2009), „Physik der Elektrogitarre“
- [2] Grundlagen der E-Gitarre, Tonabnehmer:
<http://www.elektronikinfo.de/audio/elektrogitarre.htm> (abgerufen 08.2012)
- [3] „Elektrische Mess- und [Automatisierungstechnik](#)“, Script Universität Duisburg
- [4] TIETZE, SCHENK (12. Auflage 2002), „Halbleiterschaltungstechnik“
- [5] HARTL, KRASSER (2008), „Elektronische Schaltungstechnik“
- [6] FREY Raymond E., “OP amp basics”:
<http://zebu.uoregon.edu/~rayfrey/431/notes9.pdf> (abgerufen 08.2012)
- [7] MANCINI Ron (2002), “Op Amps for everyone”, Design Reference
- [8] Spannungsversorgung & „Snubbing“:
http://www.siteswithstyle.com/VoltSecond/Rectify_1/rectifiers_and_xfmrs.html
(abgerufen 08.2012)
- [9] HAGERMAN Jim (1995), “Calculating Optimum Snubbers”

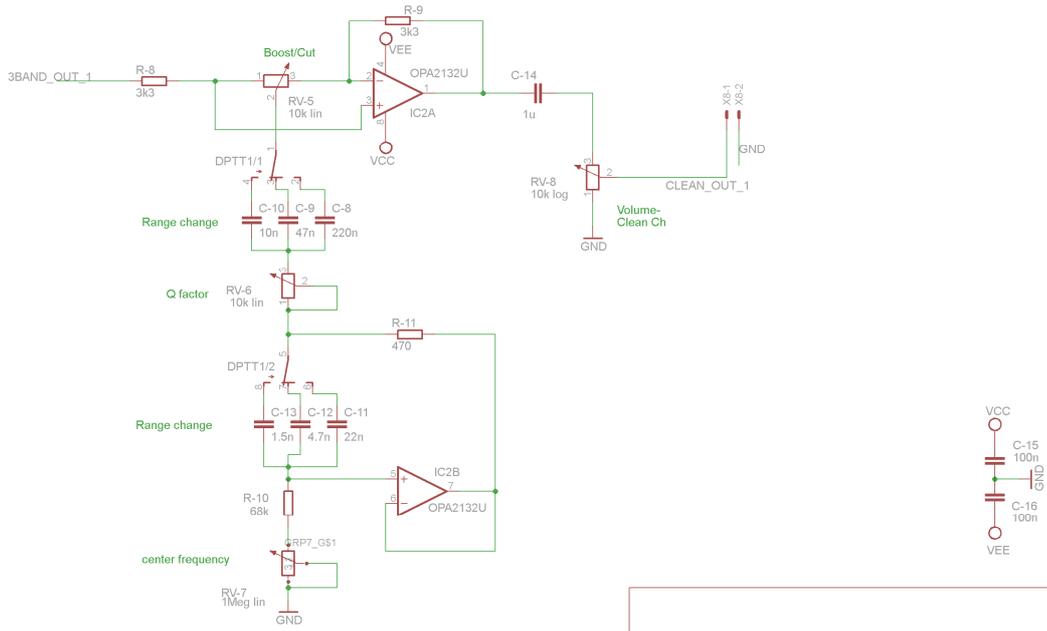
- [10] Überspannungsschutz:
<http://www.elektronik-kompodium.de/public/schaerer/ovprot.htm> (abgerufen 08.2012)
- [11] Gitarrenverstärker, verschiedene Klangregelungen:
<http://www.gmarts.org/index.php?go=212> (abgerufen 08.2012)
- [12] Erklärung zu „Marshall Tone Stack“:
<http://www.ampbooks.com/home/classic-circuits/bassman-tonestack-low-frequency>
(abgerufen 08.2012)
- [13] BERNDT Dale .F. (1969), “Inductor simulation with a single unity gain amplifier”, IEEE Paper
- [14] Erklärung zu “Ibanez Tubescreamer”:
http://www.geofex.com/article_folders/tstech/tsxtech.htm (abgerufen 08.2012)
- [15] Java-Applet und Erklärung zu Gyrator:
<http://www.falstad.com/circuit/e-gyrator.html> (abgerufen 08.2012)
- [16] Panorama Schaltungen und Erklärung:
<http://www.sengpielaudio.com/Panoramaregler-Panpot.pdf> (abgerufen 08.2012)
- [17] Erklärung zum parametrischen EQ:
http://www.geofex.com/article_folders/eqs/paramet.htm (abgerufen 08.2012)

- [18] Erklärung zu „C-Moy Headphone Amp“:
<http://tangentsoft.net/audio/hs-opamp.html> (abgerufen 08.2012)
- [19] BURR BROWN, “Datenblatt des OPA2134”
- [20] ON SEMICONDUCTOR, “MC7815C Datenblatt“
- [21] TEXAS INSTRUMENTS, “DRV135 Datenblatt”
- [22] ST MICROELECTRONICS, “L7915CV Datenblatt”

VIII Schaltpläne

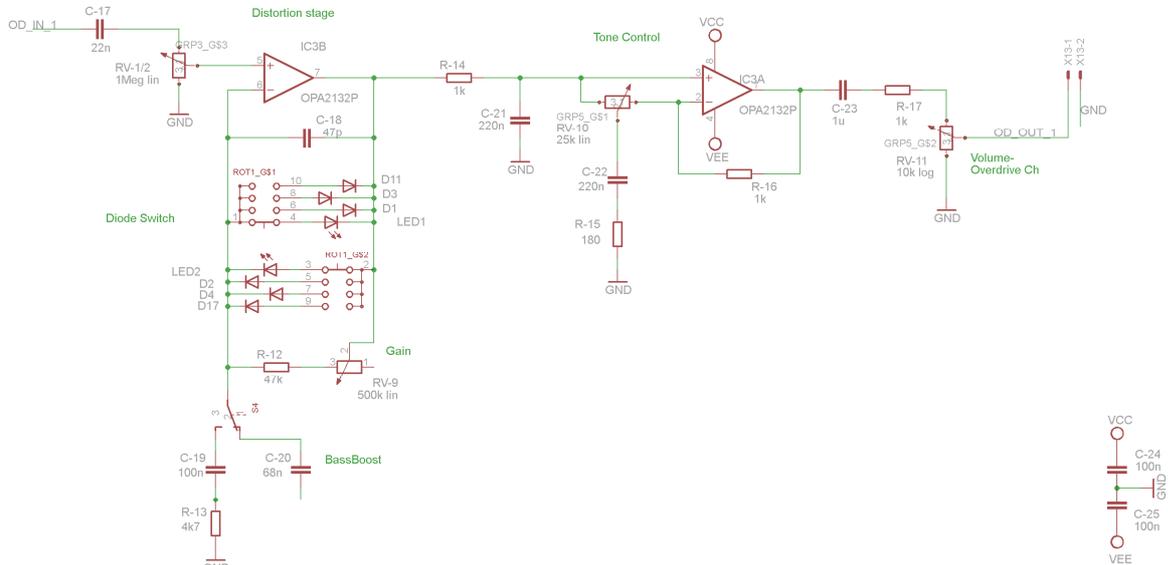


Parametric Bandpass/notch Ch1 (same for Ch2)



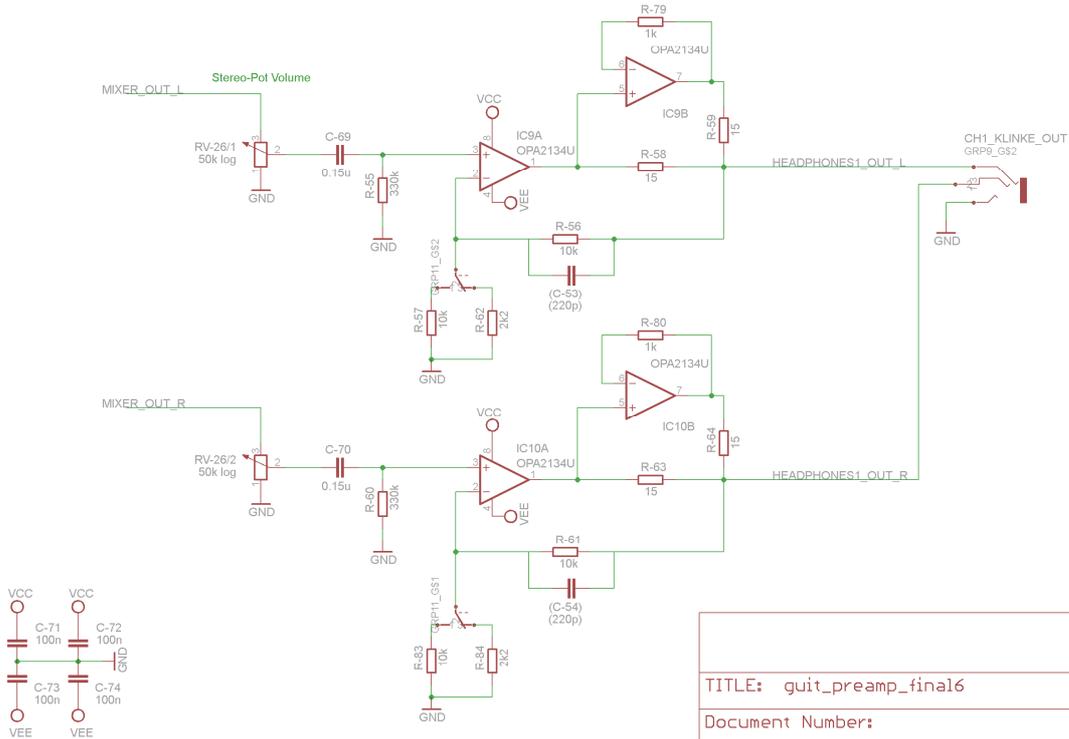
TITLE: guit_preamp_final6	
Document Number:	REV:
Date: nicht gespeichert!	Sheet: 2/12

OVERDRIVE Ch1 (same for Ch2)



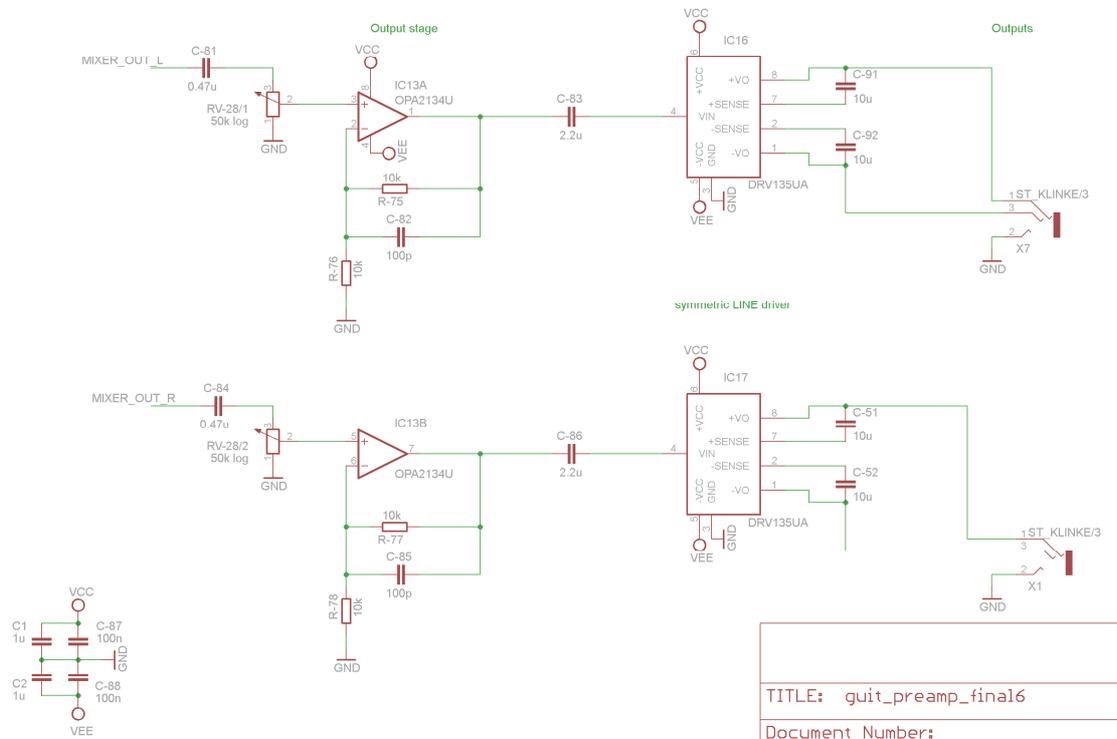
TITLE: guit_preamp_final6	
Document Number:	REV:
Date: nicht gespeichert!	Sheet: 3/12

HEADPHONES_CH1 & Headphone Output (same for Ch2)



TITLE: guit_preamp_final6	
Document Number:	REV:
Date: nicht gespeichert!	Sheet: 10/12

Output stage & Main-Outputs



TITLE: guit_preamp_final6	
Document Number:	REV:
Date: nicht gespeichert!	Sheet: 12/12