

# INSTRUMENTALVERSTÄRKER

am Beispiel eines Gitarrenverstärkers



Facharbeit von Stephan Seibl

Leistungskurs Physik gru

ITG Dachau 2007/2008

Technische Betreuung: Hermann Hagn, TUM

## **1 Vorwort**

## **2 Grundlagen der NF-Verstärkung mit Röhren**

### **2.1 Vorstufenschaltungen mit Trioden**

#### **2.1.1 NF-Grundsaltungen**

#### **2.1.2 Berechnung einer Kathodenbasisschaltung**

#### **2.1.3 Berechnung einer Anodenbasisschaltung**

### **2.2 Endstufenschaltungen mit Pentoden**

#### **2.2.1 Eintakt-Endstufe (Klasse A)**

#### **2.2.2 Gegentakt-Endstufe (Klasse B/AB)**

#### **2.2.3 Möglichkeiten der Phasenumkehr**

## **3 Grundlagen der Gitarrenverstärkertechnik**

### **3.1 Typen von Gitarrenverstärkern**

#### **3.1.1 Combos**

#### **3.1.2 Heads**

#### **3.1.3 Racksysteme**

### **3.2 Technische Kennzeichen eines Gitarrenverstärkers**

#### **3.2.1 Eigenschaften einer E-Gitarre**

#### **3.2.2 Nichtlinearitäten**

#### **3.2.3 Robustheit**

#### **3.2.4 Kompatibilität**

#### **3.2.5 Besonderheiten von Gitarrenlautsprechern**

## **4 LUCIFERULA – Vollröhren-Gitarrenverstärker**

### **4.1 Konzept**

#### **4.1.1 Vorbilder**

#### **4.1.2 Angestrebte technische Daten**

#### **4.1.3 Geforderte Funktionen**

### **4.2 Signalflussplan des Verstärkers**

### **4.3 Funktionsweise der Vorstufen**

#### **4.3.1 Grüner Kanal**

#### **4.3.2 Blauer Kanal**

#### **4.3.3 Oranger Kanal**

#### **4.3.4 Roter Kanal**

### **4.4 Funktionsweise der Effektschleife**

### **4.5 Funktionsweise der Endstufe**

#### **4.5.1 Die Phasenumkehrstufe**

#### **4.5.2 Die Gegentakt-Endstufe mit 2x EL34 und 2x 6L6GC**

### **4.6 Funktionsweise des Netzteils**

#### **4.6.1 Anodenspannungsnetzteil**

#### **4.6.2 Gittervorspannungserzeugung**

#### **4.6.3 Heizspannungen**

#### **4.6.4 Hilfsspannungen**

### **4.7 Funktionsweise der Schaltlogik**

## **4.8 Auswahl der Röhren**

**4.8.1** Die Kleinsignal-Doppeltriode ECC83

**4.8.2** Die Kleinsignal-Doppeltriode ECC81

**4.8.3** Die Leistungspentode EL34

**4.8.4** Die Beam-Power Leistungspentode 6L6GC

## **4.9 Erklärungen zu den durchgeführten Messungen**

**4.9.1** Ausgangsleistung

**4.9.2** Klirrfaktor

**4.9.3** Dämpfungsfaktor

**4.9.4** Störabstand

## **5 Technische Daten des LUCIFERULA-Projektes**

## **6 Eindrücke des fertigen LUCIFERULA-Projektes**

**6.1** Bilder und Erklärungen zum Aufbau

**6.2** Live-Einsatz

**6.3** Fazit der Arbeiten

## **7 Liste der verwendeten Messgeräte**

## **8 Quellennachweise**

**8.1** Literatur

**8.2** Datenblätter

**8.3** Bildnachweise

**8.4** Benutzte Software

## **9 Danksagungen**

## **10 Anhang: Schaltbilder**

**10.1** Vorverstärker (Preamp)

**10.2** Endstufe (Power Amp)

**10.3** Netzteil (Power Supply Unit)

**10.4** Schaltlogik (Controller)

**10.5** Anzeigeinstrument (Meter)

## **1 Vorwort**

Die Thematik dieser Facharbeit ist die Verstärkung von Instrumenten mit Hilfe von elektronischen Schaltungen, wobei als Beispielinstrument die E-Gitarre verwendet wird. Ein ausschlaggebender Grund für dieses Thema war die persönliche Beziehung des Autors zur Musik und besonders zur Gitarre, ein anderer der Frust vieler Musiker über viele alltägliche Probleme mit Gitarrenverstärkern, die in der Regel entweder auf nicht gefallenden Klang beziehungsweise mangelnde klangliche Flexibilität des Gerätes oder schaltungstechnische Probleme zurückzuführen sind.

Diese Facharbeit soll die Zusammenhänge in einem Gitarrenverstärker erläutern, wobei der Schwerpunkt – im Gegensatz zur oft besprochenen musikalischen Perspektive – bei den elektroakustischen und elektronischen Zusammenhängen liegt.

So wurde nach einiger Beschäftigung mit den technischen Grundlagen, die zum besseren Verständnis teilweise im Grundlagenteil wiedergegeben werden, ein Verstärker entwickelt und gebaut sowie weiterhin durch Hörtests angepasst, der die zu Beginn besprochenen Probleme lösen und den Autor zufrieden stellen sollte.

## 2 Grundlagen der NF-Verstärkung mit Röhren

Man muss bei einer Verstärkerstufe gleich welcher Art unterscheiden, für welchen Anwendungszweck sie entwickelt werden soll. Nach den hierbei ausschlaggebenden Kriterien wie beispielsweise den geforderten Impedanzverhältnissen, benötigter Verstärkung, erlaubtem Verzerrungsanteil (Klirrfaktor) und natürlich auch der Einsatzumgebung müssen sowohl die Röhre selbst als auch ihre Peripheriebauteile sorgfältig gewählt werden, um optimale Ergebnisse zu erzielen und ein möglichst gutes Verhältnis zwischen Kosten und Nutzen sicherzustellen.

### 2.1 Vorstufenschaltungen mit Trioden

Aus diesen eben genannten Gründen verwendet man in NF-Vorstufenschaltungen meist Trioden, also Eingitterröhren, da diese gegenüber Pentoden in der Regel einfacher und somit günstiger herzustellen sind und auch eine höhere Packungsdichte ermöglichen.

#### 2.1.1 Grundschaltungen

Es existieren im Wesentlichen drei Grundschaltungen, wobei der Elektrode der Röhre, die dem Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam ist, das Suffix -Basis zugeordnet wird. Die im Folgenden nicht behandelte Gitterbasisschaltung - ist im NF-Bereich nicht wirklich verbreitet, kann jedoch beim „Long Tailed Pair“<sup>1</sup> und beim Differenzverstärker gedanklich leicht nachvollzogen werden.

#### Kathodenbasisschaltung

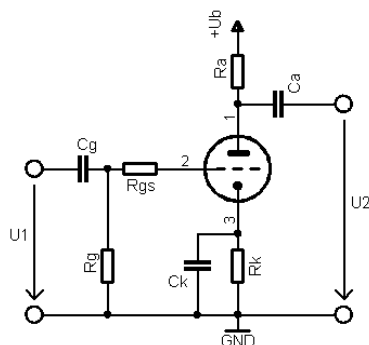


Abbildung 1: Kathodenbasisschaltung

#### Anodenbasisschaltung

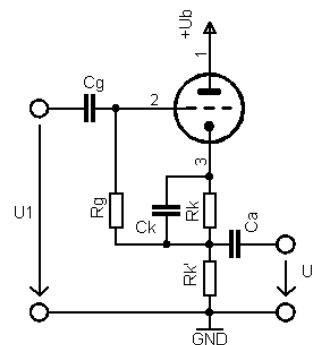


Abbildung 2: Anodenbasisschaltung

<sup>1</sup> Siehe 2.2.3

Betrachtet man die beiden Schaltbilder, so stellt man fest, dass man im Eingangsstromkreis beider Schaltungen einen Gitterkondensator  $C_g$  vorfindet. Er differenziert das Eingangssignal und hält somit Wechselspannungen vom Gitter der Röhre fern, da diese den Arbeitspunkt verschieben würden. Der darauf folgende Gitterableitwiderstand  $R_g$  definiert das Ruhepotential des Gitters zu  $U_g = 0 V$ . Der Widerstand  $R_{gs}$  wird als Gitterschutzwiderstand oder grid stopper bezeichnet. Er bildet zusammen mit den Eigenkapazitäten der Röhre einen Tiefpass 1. Ordnung und verhindert Selbsterregung im Hochfrequenzbereich. Bei der Anodenbasisschaltung kann dieser Widerstand entfallen, da sie mit ihrer geringen Spannungsverstärkung von  $V_u = 1$  kein schwingfähiges System darstellt.

Im stromdurchflossenen Teil der Schaltung – also zwischen  $+U_B$  und Schaltungsmasse – liegen die Widerstände  $R_a$  und  $R_k$ . Dabei dient der Kathodenwiderstand  $R_k$  zur Arbeitspunkteinstellung und der Anodenwiderstand oder Arbeitswiderstand  $R_a$  zum Abgreifen der verstärkten Wechselspannung.  $R_a$  ist bei der Anodenbasisschaltung sinngemäß durch  $R_k'$  zu ersetzen, er erfüllt den gleichen Zweck. Parallel zu  $R_k$  liegt in beiden Fällen der Kondensator  $C_k$ , welcher den Kathodenwiderstand für Wechselströme überbrückt. Weiteres hierzu im Abschnitt 2.1.2.

Eine kurze Übersicht über einige Eigenschaften der Schaltungen:

#### **Kathodenbasisschaltung**

$$V_u = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \gg 1$$

$$R_1 = R_g$$

$$R_2 = \text{groß}$$

$$\varphi = 180^\circ$$

#### **Anodenbasisschaltung**

$$V_u = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \approx 1$$

$$R_1 = R_g$$

$$R_2 = \text{klein}$$

$$\varphi = 0^\circ$$

Hierbei ist  $\varphi$  die Phasendrehung am Ausgang bezogen auf den Eingang,  $V_u$  die Spannungsverstärkung,  $R_1$  der Eingangswiderstand, der die vorherige Verstärkerstufe - oder allgemein Signalquelle belastet - und  $R_2$  der Ausgangswiderstand. Man kann daran erkennen, dass sich die Kathodenbasisschaltung gut als Verstärker, die Anodenbasisschaltung dagegen eher als Impedanzwandler zum Treiben niederohmiger Lasten eignet, da ihr Ausgangswiderstand im Gegensatz zur Kathodenbasisschaltung relativ klein ist. Dafür ist ihre Spannungsverstärkung  $V_u$  immer minimal kleiner als 1.

## 2.1.2 Berechnung einer Kathodenbasisschaltung

Für praktisch alle Röhrentypen sind für den jeweiligen Anwendungsbereich Standardapplikationen der Röhrenhersteller verfügbar, die die meisten benötigten Schaltungsvarianten abdecken, sodass eine Eigenentwicklung oft nicht mehr notwendig ist. Hier soll zum besseren Verständnis dennoch das Vorgehen zur Berechnung einer Verstärkerstufe mit Hilfe eines  $U_a / I_a$  - Diagramms gezeigt werden. Dieses Diagramm – hier das der verbreiteten und auch im Verstärkerprojekt benutzten Doppeltriode ECC83 – zeigt die Abhängigkeit der Anodenspannung zum Anodenstrom mit der Gittervorspannung  $U_g$  als Parameter.

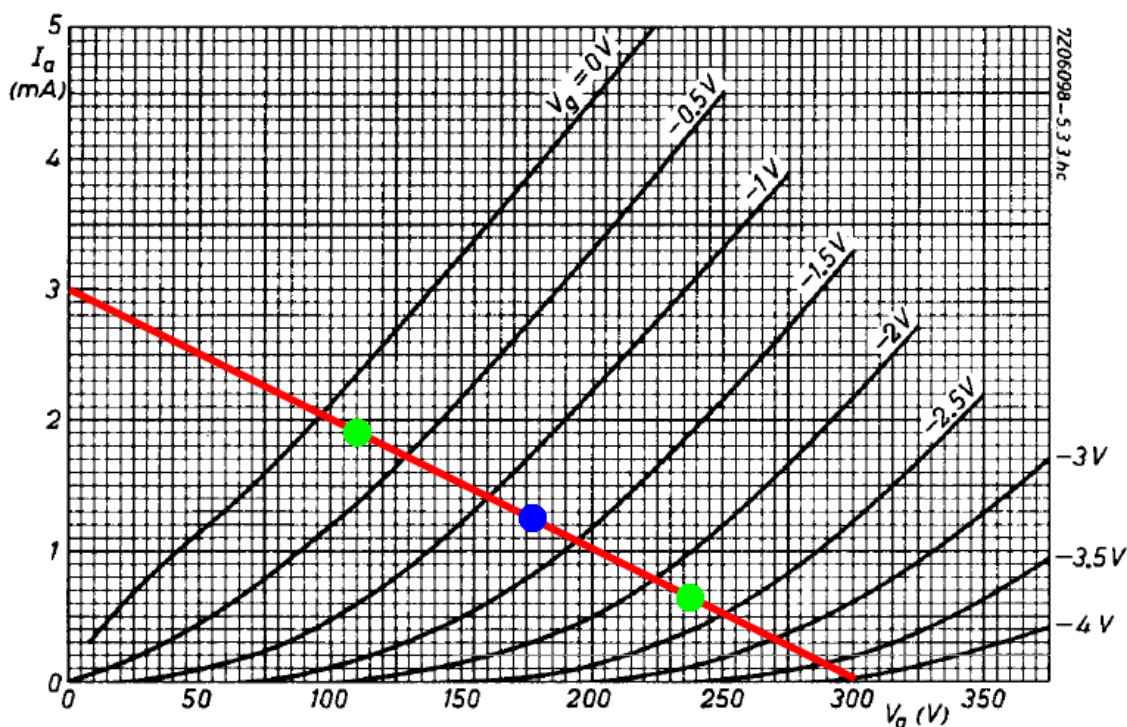


Abbildung 3: Kennlinienfeld der ECC83

Aufgrund des angestrebten Schaltungskonzeptes seien folgende Größen gegeben:

$$U_b = 300 \text{ V} \text{ und } R_a = 100 \text{ k}\Omega$$

In das Diagramm wird nun die Arbeitsgerade, die dem Widerstand  $R_a$  entspricht, eingezeichnet. Bei  $U_b = 300 \text{ V}$  sperrt die Röhre vollends, ihr Innenwiderstand ist also unendlich. Somit ist  $I_a = 0$ . Bei  $U_a = 300 \text{ V}$  wäre die Röhre vollends leitend<sup>1</sup>, somit gilt in diesem Punkt:

$$I_a = \frac{U_b - U_a}{R_a} = \frac{300 \text{ V} - 0 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 3 \text{ mA}$$

<sup>1</sup> Der Innenwiderstand der Röhre kann nicht 0 werden, bis zu diesem Punkt kann also niemals angesteuert werden. Dies dient nur zur Berechnung der Steilheit der Arbeitsgeraden für  $R_a = 100 \text{ k}\Omega$

Diese beiden Punkte definieren die Arbeitsgerade, welche im Diagramm rot eingezeichnet ist.

Interessant sind bei der Berechnung einer derartigen Schaltung unter anderem folgende Größen:

- Die maximale Eingangswchelspannung  $\Delta U_{g,max}$
- Die maximale Ausgangswchelspannung  $\Delta U_{a,max}$
- Die erreichbare Leerlauf-Spannungsverstärkung  $V_u = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}$
- Der erforderliche Kathodenwiderstand  $R_k$

Die Schaltung wird ohne Gegenkopplung berechnet, das heißt: der Kondensator  $C_k$  hat einen bei den auftretenden Frequenzen gegenüber  $R_k$  vernachlässigbar kleinen Innenwiderstand  $X_C$ . Ansonsten würde durch den durch die Röhre fließenden Wechselstrom an  $R_k$  eine Spannung abfallen, die phasengleich zu  $U_g$  ist und ihr somit entgegenwirken würde. Dies hätte zur Folge, dass die erreichbare Verstärkung sinken würde, was hier nicht gewollt ist. Gegenkopplungen senken zwar den Klirrfaktor, dies geschieht jedoch immer auf Kosten der erreichbaren Spannungsverstärkung, weswegen hier Prioritäten gesetzt werden müssen.

Da Verstärkerstufen im Allgemeinen immer eine Umformung von Gleich- in Wechselspannungen bewirken, spricht die Ruhe-Anodenspannung  $U_{a,0}$  durch die Gitterspannung  $U_g$  moduliert wird, benötigt man nun einen Arbeitspunkt, der einen möglichst großen sich möglichst linear verhaltenden Gitterspannungsbereich  $\Delta U_g$  längs der Arbeitsgerade mit sich bringt, sodass die Eingangswchelspannung möglichst groß werden kann und die Begrenzung möglichst spät erfolgt. Gewählt wurde  $U_{g,0} = -1,25 V$ . Dies ist im Diagramm als blauer Punkt eingetragen. Somit ist der Arbeitspunkt definiert.

Die maximale Eingangswchelspannung, also  $\Delta U_g$  ergibt sich wiederum durch die Nichtlinearitäten der Röhre, außerdem setzt ab ungefähr  $U_{g,max} = -0,25 V$  ein Gitterstrom ein, der aufgrund der geforderten praktisch leistungslosen Ansteuerung unerwünscht ist. Dieser Grenzfall wird daher als maximale Gitterspannung festgelegt. Durch Symmetrie zu  $U_{g,0}$  ergibt sich dann  $U_{g,min} = -2,25 V$ . Somit sind die Grenzen der Gitterspannung und die Gittervorspannung zur Definition des Arbeitspunktes gefunden. Außerdem folgt durch Rechnung:



$$\begin{aligned} \Rightarrow \Delta U_g &= U_{g,max} - U_{g,min} = 2 V_{pp} = 0,7 V_{eff} \\ \Rightarrow \Delta U_a &= U_{a,max} - U_{a,min} = 135 V_{pp} = 47,7 V_{eff} \\ \Rightarrow V_u &= \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} = 67,5 \\ \Rightarrow R_k &= \frac{U_{g,0}}{I_{a,0}} = \frac{1,25 V}{1,1 \cdot 10^{-3} A} = 1136 \Omega \approx 1,2 k \Omega \text{ (Normwert)} \end{aligned}$$

Am Kathodenwiderstand fällt, wenn er korrekt dimensioniert ist, durch den fließenden Anoden- bzw. Kathodenstrom die benötigte Gittervorspannung ab. Deren Vorzeichen ist negativ, da die Gitterspannung immer im Bezug auf die Kathode angegeben wird, obwohl hier das Gitter eigentlich auf 0 V liegt, denn nur diese relative Spannung ist relevant für den Arbeitspunkt. Es gilt somit, dass das Gitter um 1,25V negativer ist als die Kathode, oder mathematisch:  $U_g = U_k - 1,25 V$  Man sagt auch, die Röhre hat ein BIAS von -1,25 V. Diese Vorspannung bleibt beim Einsatz eines ausreichend großen Kathodenkondensators  $C_k$  auch bei Aussteuerung im linearen Bereich der Röhre konstant, da der Mittelwert des Anodenstroms bei Klasse A immer gleich dem Ruhestrom  $I_{a,0}$  ist.

Durch die Vorspannungserzeugung am Kathodenwiderstand gleicht diese Schaltungsvariante Bauteiltoleranzen oder Alterungserscheinungen (z.B. Emissionsverlust der Kathode) gut aus. Das macht diese so genannte „Autobias“-Schaltung sehr langzeitstabil und daher auch zum Standard für die meisten Anwendungen.

### 2.1.3 Berechnung einer Anodenbasisschaltung

Der in 2.1.1 gezeigte Berechnungsweg kann auch für Anodenbasisschaltung benutzt werden. Hierzu müssen nur folgende Größen ersetzt werden:

$$R_k(\text{Anodenbasisschaltung}) = R_a(\text{Kathodenbasisschaltung})$$

## 2.2 Endstufenschaltungen mit Pentoden

In Endstufen hingegen werden meist Tetroden oder Pentoden verwendet. Das liegt darin begründet, dass diese Röhrengattungen durch das zusätzlich eingefügte Schirmgitter, das die Elektronen beschleunigt, meist eine gegenüber Trioden höhere Steilheit

$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$  haben und die Ansteuerschaltung somit einfacher ausfallen kann, da sie den Endröhren weniger Gitterwechselspannung zur Verfügung stellen muss um den für hohe Ausgangsleistungen nötigen relativ hohen Anodenstrom zu erreichen. Auch die geringeren Elektrodenkapazitäten – hierbei besonders die Kapazität zwischen Steuergitter  $g_1$  und Anode  $C_{g_1,a}$  sind für die Ansteuerschaltung günstiger.

### 2.2.1 Eintakt-Endstufen (Klasse A)

Eintakt bedeutet, dass eine Röhre das volle Ausgangssignal zur Verfügung stellt. Dies geschieht im Klasse A - Betrieb, das heißt mit einem Arbeitspunkt in der Mitte der Kennlinie. Im Grunde arbeitet eine derartige Endstufe wie die in 2.1.1 besprochene Kathodenbasisschaltung, mit zwei Unterschieden:

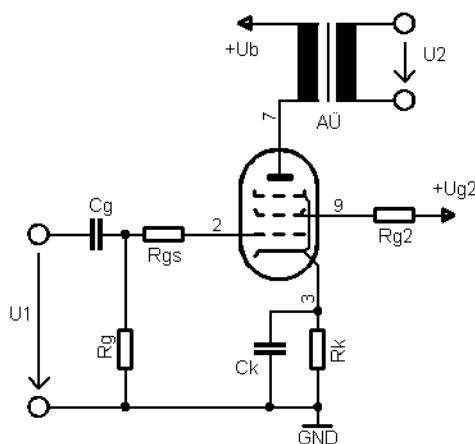


Abbildung 4: Eintaktendstufe mit Pentode

Einerseits arbeitet man hier aus den eben genannten Gründen meist mit Tetroden oder Pentoden, das heißt mit Röhren mit zwei oder drei Gittern und andererseits verwendet man anstatt des Anodenwiderstandes  $R_a$  einen Übertrager, der den Lastwiderstand – also den Lautsprecher – an die Röhre ankoppelt und dabei auch die Impedanzanpassung übernimmt. Außerdem benötigt man eine weitere Gleichspannungsquelle, die die Schirmgitterspannung  $U_{g_2}$  bereitstellt. Der Name Schirmgitter liegt darin begründet, dass es das Steuergitter  $g_1$  gegenüber der Anode bezüglich des Potentials abschirmt, was Rückwirkungen der Anode auf das Steuergitter  $g_1$  verhindert. Außerdem beschleunigt es die Elektronen, was zu einer größeren Steilheit als bei einer Triode von gleichen mechanischen Dimensionen der Fall wäre, führt. Das Bremsgitter  $g_3$  ist in den meisten NF-Endpentoden fest mit der Kathode verbunden oder wird extern an diese angeschlossen, bei Tetroden ist dieses Gitter nicht vorhanden. Es dient vor allem zum Abfangen von aus der Anode durch den Aufprall der Elektronen herausgeschlagenen Sekundärelektronen und linearisiert somit die Röhre. Neben den bereits aus 2.1.2 bekannten Bauteilen findet sich hier der Widerstand  $R_{g_2}$ . Er hat im Prinzip die selbe

Funktion wie  $R_{gs}$ , also die Vermeidung wilder Schwingungen der Verstärkerstufe. Aufgrund der hier meist gegenüber Trioden höheren Steilheit  $S$  und den meist höheren Betriebsspannungen ist die Gefahr der Selbsterregung hier noch präsenter als bei Vorverstärkerschaltungen mit weniger steilen Trioden.

Außer dem bis vernachlässigbar kleinen Wicklungswiderstand ist im Anodenkreis kein ohmscher Widerstand vorhanden, das heißt, dass die Ruheanodengleichspannung  $U_{a,0} = U_b$  ist. Des weiteren kann  $U_a$  durch Induktion im Ausgangsübertrager (abgekürzt AÜ) bis auf  $U_a = 2 \cdot U_b$  ansteigen. Bezüglich des Ausgangsübertragers sind natürlich alle Übersetzungsverhältnisse denkbar, jedoch hat jede Röhre einen optimalen Arbeitswiderstand – der auch hier wieder als  $R_a$  bezeichnet wird - bei dem die maximale Ausgangsleistung erzielt werden kann<sup>2</sup>. Dabei ist  $R_a$  unter anderem abhängig von der Betriebsspannung und der Schirmgitterspannung. Die Röhrenhersteller geben diese Werte für  $R_a$  in den Datenblättern an. Zur Verdeutlichung soll auch hier eine Beispielrechnung durchgeführt werden<sup>3</sup>:

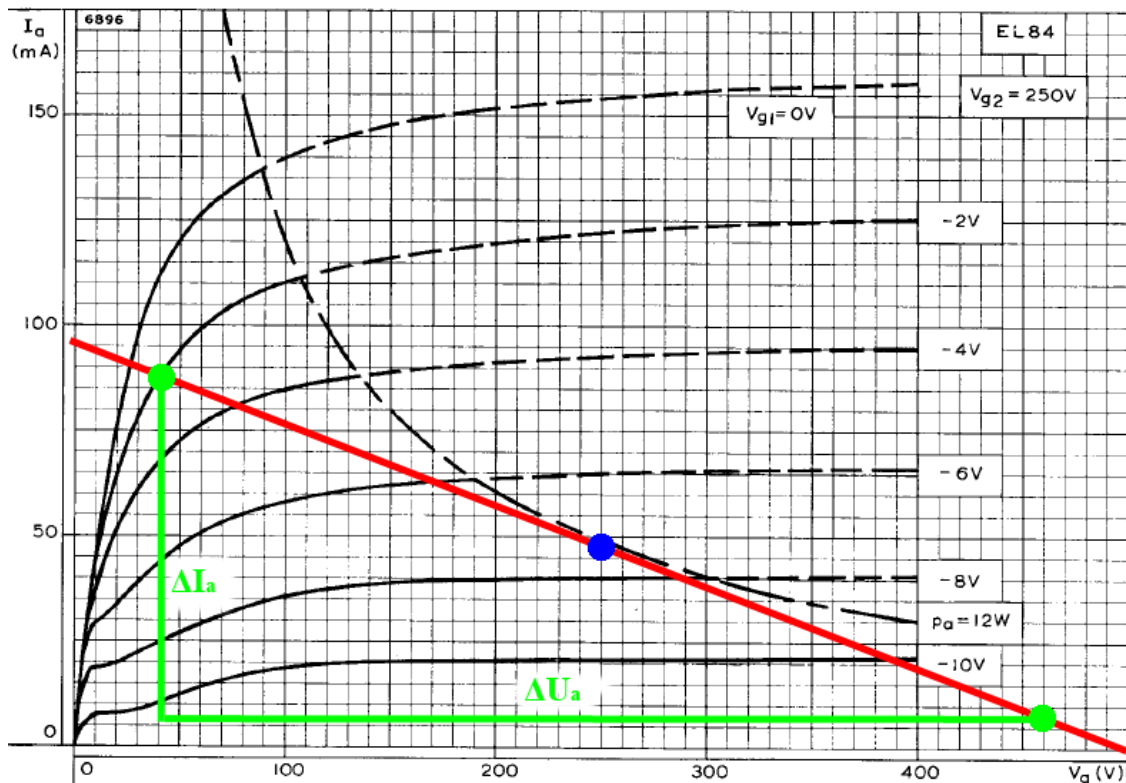


Abbildung 5: Kennlinienfeld der EL84

Laut Datenblatt ist für  $U_b = 250\text{ V}$  der optimale  $R_a = 5,2\text{ k}\Omega$ . Anhand des Wertes für  $R_a$  sieht man schon, dass es schlecht möglich ist einen Lautsprecher, der

<sup>2</sup> [Bar2] 128 ff

<sup>3</sup> Vgl. [TFK1] 304 ff

üblicherweise eine Impedanz zwischen  $2 \Omega$  und  $16 \Omega$  hat, einfach als Anodenwiderstand einzusetzen. Der Ausgangsübertrager passt hier die niedrige Lautsprecherimpedanz an die relativ hohe von der Röhre benötigte Anodenimpedanz an. Durch die induktive Kopplung ist der Ausgang durch die induktive Kopplung potentialfrei, meist wird jedoch zum Schutz vor eventuellen Isolationsfehlern im Übertrager ein Ende der Sekundärwicklung mit der Schaltungsmasse verbunden.

Um die Röhre möglichst gut auszunutzen, sprich die Fläche des grün eingezeichneten Dreiecks möglichst groß zu machen, muss man den Arbeitspunkt möglichst hoch ansetzen. Die Grenze setzt hier die zulässige Anodenverlustleistung; sie ist als Hyperbel im Diagramm eingezeichnet und darf von der Arbeitsgerade nicht geschnitten werden, da sonst eine Überlastung der Röhre der Fall wäre. Für  $U_{a,0} = U_{g2} = U_{a,0} = 250 V$  ergibt sich somit ein Ruhestrom von

$$I_{a,0} = \frac{P_{a,max}}{U_{a,0}} = \frac{12 W}{250 V} = 48 mA .$$

Zu diesem Arbeitspunkt gehört gemäß Diagramm eine Gitterspannung von  $U_{gl,0} = -7,5 V$ .

Die maximale Signalwechselspannung ist hierbei zu positiveren Werten hin durch Nichtlinearitäten der Röhre begrenzt; es macht aufgrund des niedrigen Abstandes zwischen den beiden Schnittpunkten der Arbeitsgerade mit  $U_{gl} = 0 V$  und  $U_{gl} = -2 V$  keinen Sinn, weiter als bis  $U_{gl,max} = -2 V$  auszusteuern. Gemäß Symmetrie ergibt sich  $U_{gl,min} = -13 V$ . Somit ergeben sich  $I_{a,max} = 88 mA$  und  $I_{a,min} = 6 mA$ . Daraus folgen  $U_{a,min} = 40 V$  und  $U_{a,max} = 460 V$ . Es gilt:

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff} = \frac{U_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{U_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{U_{pp} \cdot I_{pp}}{8} = \frac{\Delta U_a \cdot \Delta I_a}{8} \quad (\text{für } U \text{ und } I$$

phasengleich)

$$P_{nutz} = \frac{(460 V - 40 V) \cdot (88 mA - 6 mA)}{8} = \frac{3,44 \cdot 10^4 mVA}{8} \approx 4,3 W \quad \text{Die nutzbare}$$

Ausgangsleistung beträgt also ungefähr 4,3 W. Dagegen steht allerdings eine aufgenommene Gleichstromleistung von  $P_{dc} = 250 V \cdot 48 mA = 12 W$ .

Dieser schlechte Wirkungsgrad - und hier ist sind Heizleistung der Röhre und die Verluste im Netzteil noch nicht berücksichtigt - verdeutlicht, warum diese Schaltungsvariante abgesehen von einigen High-End-Konzepten lediglich bei relativ kleinen Leistungen wie im klassischen Röhrenradio zum Einsatz kommt. Ein weiteres Problem hierbei stellt der Ausgangsübertrager dar, dessen Eisenquerschnitt durch die

Gleichstromvormagnetisierung relativ groß sein muss, da er sonst bereits vom Ruhestrom bis in die Sättigung angesteuert wird. Man behilft sich hier, indem man den magnetischen Kreis durch einen Luftspalt im Trafo unterbricht, was aber dennoch niemals optimal ist, denn dadurch sinkt die Primärinduktivität des Übertragers, wodurch keine großen Leistungen bei tiefen Bässe übertragen werden können.

### 2.2.2 Gegentakt-Endstufen (Klasse B/AB)

Die Nachteile der Eintaktendstufe kann man durch das Konzept der Gegentaktendstufe eliminieren. In der Röhrentechnik handelt es sich in der Regel um Parallel-Gegentaktendstufen, wenn man schlicht von „Gegentaktendstufen“ spricht. Diese haben allesamt, gleich welcher Betriebsklasse sie

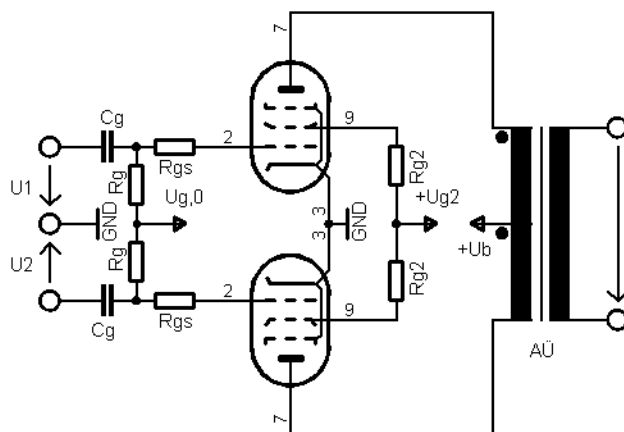


Abbildung 6: Gegentaktendstufe mit Pentoden

angeschlossen. Da der Ausgangsübertrager das Signal gegenphasig wieder zusammensetzt, müssen demnach  $U_1$  und  $U_2$  gegenphasig sein, was mit vorgeschalteten Phasenumkehrstufen erreicht wird.

Um Missverständnisse zu vermeiden, sind die Wicklungsanfänge der beiden Teilwicklungen durch Punkte gekennzeichnet. Anstelle von Kathodenwiderständen sind hier die Kathoden der Endpentoden direkt auf Masse gelegt, weswegen eine neue Spannungsquelle  $U_{g,0}$  zur Bereitstellung der negativen Gittervorspannung eingeführt wird.

Die Gegentaktendstufe hat mehrere Vorteile:

Dadurch, dass die Betriebsspannung in die Mittelanzapfung des Ausgangsübertragers

angehören, die nebenstehende Grundschialtung.

Anstatt einer verrichten hier nun zwei Pentoden ihren Dienst, außerdem müssen zwei Ansteuerspannungen  $U_1$  und  $U_2$  zur Verfügung gestellt werden. Der Ausgangsübertrager besitzt nun primärseitig eine Mittelanzapfung und die Röhrenanoden sind an den Enden dieser Primärwicklung

angeschlossen.

gespeist wird, heben sich die durch die beiden Anodenströme verursachten Magnetfelder in ihm auf und es kommt, zu keiner Vormagnetisierung des Eisenkerns. Der Grund hierfür kann anhand folgender Gleichungen zur Betrachtung des magnetischen Flusses im Transformator nachvollzogen werden:

$$\begin{aligned}\Phi &= \vec{B} \cdot A && \text{Magnetischer Fluss} \\ \vec{B} &= \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{\vec{I} \cdot N}{l} && \text{Flussdichte einer Zylinderspule, hier qualitativ anwendbar} \\ \Phi_{ges} &= \Phi_1 + \Phi_2 \\ \Phi_{ges} &= \Phi_1 + \Phi_2 = A \mu_0 \mu_r \frac{1}{l} \cdot (I_1 N_1 + I_2 N_2)\end{aligned}$$

Aus  $N_2 = N_1$  und  $I_2 = -I_1$  folgt:

$$\Phi_{ges} = A \mu_0 \mu_r \frac{1}{l} \cdot (I_1 N_1 - I_1 N_1) = A \mu_0 \mu_r \frac{1}{l} \cdot 0 = 0$$

Da der magnetische Fluss im Kern ohne Aussteuerung Null ist, kann der bei Eintakt nötige Luftspalt entfallen.

Der andere Vorteil der Gegentaktschaltung ist, dass die Kennlinie der Röhren besser ausgenutzt werden kann als bei der Eintaktschaltung, denn jede Röhre verstärkt nur eine Halbwelle des Eingangssignales, wodurch eine Aussteuerung in Richtung geringeren Anodenstromes wie in Klasse A entfallen kann. Die beiden Halbwellen werden dann im Ausgangsübertrager wieder zusammengesetzt.

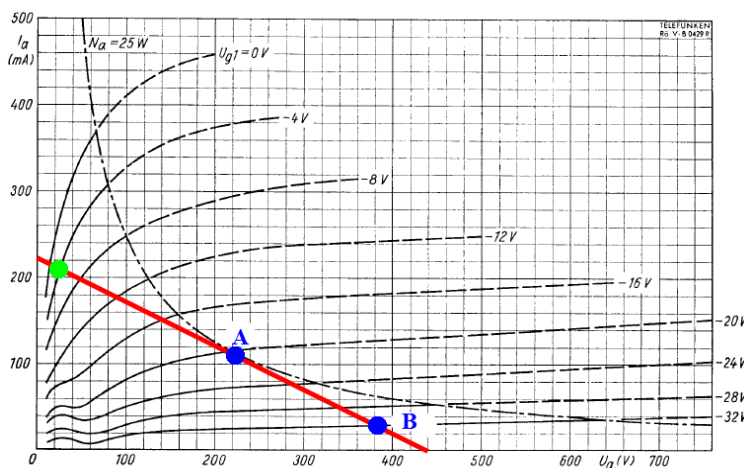


Abbildung 7: Arbeitsgerade einer Eintaktstufe

Das ist im Kennlinien-  
diagramm – hier dem der  
Leistungspentode EL34 –  
sehr deutlich zu sehen:

Wie in 2.2.1. erläutert,  
wurde hier eine Arbeits-  
gerade zu  $R_a = 2 \text{ k}\Omega$   
eingezeichnet. Der grüne  
Punkt beschreibt auch hier  
wieder die durch Nicht-

linearitäten definierte obere Aussteuerungsgrenze  $U_{g,max}$ . Da die Röhren allerdings nicht das volle Eingangssignal verstärken, sondern nur die Hälfte, ist der relevante Anodenspannungsbereich der Arbeitsgerade lediglich  $0 \text{ V} \leq U_a \leq U_b$ . Durch Induktion am Ausgangsübertrager gilt zwar näherungsweise  $0 \text{ V} \leq U_a \leq 2 \cdot U_b$ , aber bei  $U_a > U_b$  ist bei der betroffenen Röhre  $I_a = 0$ , womit dieser Bereich für die

behandelte Röhre irrelevant ist.

Der Arbeitspunkt – hier mit B bezeichnet, liegt fast bei  $I_a = 0$ , jedoch nicht ganz, da in diesem Bereich das Verhältnis von Gitterspannung zu Anodenstrom bereits wieder relativ nichtlinear wird. Daher setzt man hier  $I_{a,0} = 30 \text{ mA}$  bei einer Gittervorspannung von  $U_{g,0} = -39 \text{ V}$ . Diese Gittervorspannung wird nicht mehr per Kathodenwiderstand erzeugt sondern mit einer externen Spannungsquelle, da der Spannungsabfall an  $R_k$  hier nicht wie bei Verstärkern der Klasse A durch Überbrücken mit einem Kondensator großer Kapazität durch Integration konstant gehalten werden kann. Das Integral des Kathodenstromes einer Röhre, die außerhalb Klasse A betrieben wird, ist nicht konstant, es ist aussteuerungsabhängig.

In Klasse B befindet sich jede der beiden Endröhren für  $180^\circ$  des Eingangssignales in ihrem linearen Bereich, man nennt diesen Winkel, in dem  $\Delta I_a \sim \Delta U_g$  ist, Stromflusswinkel  $\alpha$ .

Der B-Betrieb stellt für den Audibereich die maximal mögliche Ausgangsleistung in Verbindung mit noch ertragbarem, aber hohem Klirrfaktor zur Verfügung. Klasse B wird daher meist dort angewandt, wo es um möglichst hohe Leistungsausbeute bei möglichst großem Wirkungsgrad geht.

Wenn die Tonqualität wichtiger ist als die Ausgangsleistung und man auf umfangreiche klirrfaktorreduzierende Maßnahmen wie Gegenkopplungen verzichten will, dann erhöht man den Ruhestrom  $I_{a,0}$  durch Verändern von  $U_{g,0}$  in positiver Richtung, sodass die Verstärkerschaltung in den so genannten AB-Betrieb übergeht. Hier ist  $180^\circ \leq \alpha < 360^\circ$ . Der Ruhestrom liegt dabei zwischen dem A und dem B-Betrieb.

Es existieren auch Verstärkerkonzepte, in denen ein Teil der Gittervorspannung wie bei Autobias per Kathodenwiderstand und der Rest mit fester Gitterspannung erzeugt wird. Diese Schaltungen arbeiten dann bei kleiner Aussteuerung nahezu im A-Betrieb und gehen durch den zuvor angesprochenen Spannungsabfall am Kathodenwiderstand bei höherer Aussteuerung in den B-Betrieb über. Diese Schaltungsvariante hat den Vorteil, dass die Übernahmeverzerrungen besonders dann, wenn sie bei niedriger Ausgangsleistung immens stören, gering sind, die Endstufe aber dennoch eine relativ hohe Leistung zu liefern vermag.

### 2.2.3 Möglichkeiten der Phasenumkehr

Wie soeben angesprochen, benötigt man für einen Gegentaktverstärker zwei gegenphasige Signalspannungen zur Ansteuerung der beiden gegenphasig arbeitenden Endröhren.

Diese kann man natürlich am einfachsten durch einen Übertrager mit zwei Sekundärwicklungen erzeugen, was in der Anfangszeit der Gegentaktverstärker auch praktiziert wurde, jedoch einige Probleme mit sich bringt: Ein Übertrager, der von 20 Hz bis 20 kHz absolut linear überträgt, erfordert aufgrund von Wirbelstromverlusten ein gegenüber einem Netztransformator teureres Kernmaterial. Wenn der Verstärker gegengekoppelt werden soll, kommt noch hinzu, dass die Phasenreserve relevant wird, das heißt, dass der Übertrager keine Phasendrehungen zwischen seinem Eingang und den beiden Ausgängen verursachen darf, da die Gegenkopplung sonst zu einer Mitkopplung werden kann, der Verstärker sich selbsterregt und dadurch eine Schwingung zustande kommt. Folglich müsste der Übertrager für einen gegengekoppelten Verstärker eine viel höhere Bandbreite haben, was die Fertigung verteuert. Außerdem ist jeder Übertrager durch die überall vorhandenen magnetischen Wechselfelder ein leicht zu störendes Bauteil. Damit kein Brumm weiterverstärkt wird, muss man den Übertrager also in magnetisch undurchlässiges – aber teures – (MU-) Metall einschließen. Dazu haben viele Übertrager eine nicht zu unterschätzende Wicklungskapazität, die von der vorgeschalteten Treiberstufe umgeladen werden muss, was die Dimensionierung derselben verkompliziert. Trotz all dieser Probleme gibt es gut klingende Verstärkerkonzepte mit Zwischenübertragern, eleganter und günstiger ist es heutzutage jedoch, sich einer Röhrenschtaltung zu bedienen:

#### Kathodyn

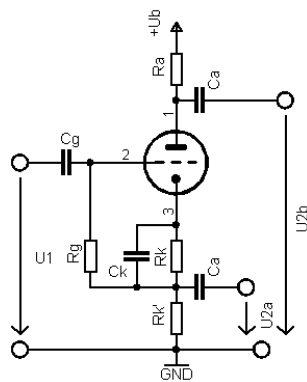


Abbildung 8: Kathodynschaltung

#### Long Tailed Pair

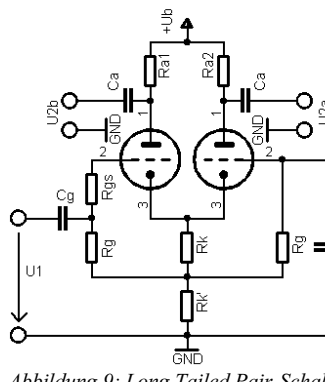


Abbildung 9: Long Tailed Pair-Schaltung

#### Differenzverstärker

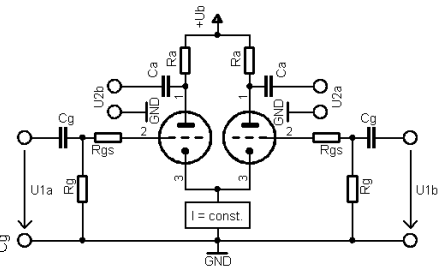


Abbildung 10: Differenzverstärker-Schaltung



Diese drei sind die am häufigsten vorzufindenden Phasenumkehrstufen in der NF-Technik.

Am einfachsten zu realisieren ist dabei die **Kathodenschaltung**, da sie nur ein Röhrensystem benötigt. Sie stellt eine Mischform zwischen Anoden- und Kathodenbasisschaltung dar, denn hier werden die Ausgangswchselspannungen an zwei Arbeitswiderständen abgegriffen, wobei  $R_a = R_k$  und somit  $\Delta U_{2a} = -\Delta U_{2b}$  gilt. Nachteilig ist der unterschiedliche Innenwiderstand der beiden Ausgänge sowie die geringe Spannungsverstärkung.

Eine besonders in der Instrumentalverstärkertechnik weit verbreitete Schaltung ist das sogenannte „**Long Tailed Pair**“. Hier werden zwei Röhrensysteme benutzt, deren Kathoden verbunden sind.  $R_k$  definiert dabei wieder die Arbeitspunkte der beiden Röhrensysteme. Wird  $U_1$  positiver, so fällt am Widerstand  $R_k$  eine Spannung ab, wobei  $R_k \ll R_{k'}$  und somit  $U_{R_k} \ll U_{R_{k'}}$  ist. Durch den Kondensator  $C_g$  liegt das Gitter des rechten Röhrensystems für Wechselspannung auf Masse. Wird nun die Kathodenspannung durch positive Ansteuerung am Eingang größer, also  $U_k = U_{R_k} + U_{R_{k'}}$  positiver, so wird die Potentialdifferenz  $U_{gk}$  der rechten Röhre größer, wodurch weniger Strom durch  $R_{a2}$  fließt, was  $U_{2a}$  positiver werden lässt. Gleichzeitig steigt der Strom durch  $R_{a1}$ , was  $U_{2b}$  negativer werden lässt. Die beiden Ausgangssignale haben nahezu gleiche Ausgangsimpedanz und sind dazu um ein Vielfaches größer als  $U_1$ , wodurch man hiermit auch Endröhren, die höhere Steuerwechselspannungen benötigen, treiben kann. Allerdings ist die Amplitudensymmetrie der Ausgangsspannungen zueinander nicht perfekt, da das rechte System in Gitterbasisschaltung arbeitet.

Diesen Nachteil räumt die **Differenzverstärkerphasenumkehrstufe**<sup>4</sup> aus. Sie besteht ebenfalls aus zwei Röhrensystemen, die auf zwei gleich große Anodenwiderstände arbeiten. Der Anoden-bzw Kathodenstrom wird hierbei durch eine Konstantstromquelle – egal welcher Art – konstant gehalten. Steuert man eines der Röhrensysteme durch Erhöhen der Gitterspannung durch, so wird der Innenwiderstand des angesteuerten Röhrensystems kleiner, wodurch seine Anodenspannung kleiner wird, da an seinem Anodenwiderstand mehr Spannung abfällt. Zusätzlich wird die Kathodenspannung positiver. Durch das angesteuerte System fließt also mehr Strom. Da der Gesamtstrom durch die beiden Röhrensysteme durch die Konstantstromquelle definiert ist und somit

---

<sup>4</sup> Siehe Kapitel 4.5.1

einen konstanten Wert hat, fließt im anderen Röhrensystem weniger Strom, wodurch diese Anode positiver wird. Man hat somit zwei gegenphasige Ausgangsspannungen. Da die Ansteuerung an beiden Röhrensystemen gleichermaßen über das Gitter möglich ist, ist diese Schaltung für Gegenkopplungsschaltungen interessant. Vorteile dieser Schaltung sind eine hohe Spannungsverstärkung, absolute Symmetrie sowie große Stabilität bei Veränderung von Röhrenparametern durch Alterungserscheinungen, da diese durch die Konstantstromquelle ausgeglichen werden.

### 3 Grundlagen der Gitarrenverstärkertechnik

In den vorherigen Kapiteln wurde die grundlegende Schaltungstechnik der NF-Verstärker behandelt. Nun soll ein Blick auf die spezielle Gattung der Gitarrenverstärker geworfen werden. Für andere Instrumentalverstärker gilt grundsätzlich das gleiche, auch wenn die Schwerpunkte bezüglich des zu erreichenden Klangbildes andere sind.

#### 3.1 Typen von Gitarrenverstärkern

Es gibt verschiedene Arten von Gitarrenverstärkern – hinsichtlich Klang und hinsichtlich ihrer Erscheinungsform. Das folgende Kapitel soll einen kurzen Überblick über die auf dem Markt befindlichen Gerätetypen geben, wobei sie dabei primär nicht nach ihrem Klang sondern nach ihrer Bauart klassifiziert werden.

##### 3.1.1 Combos



Abbildung 11: Fender TwinReverb Combo

Ein Combo ist eine Kombination aus Verstärker und Lautsprecher; er wird vor allem im Jazzbereich und für kleinere Ensembles eingesetzt. Es gibt günstige Übungs-Combos, aber auch teurere, professionelle Geräte mit höherer Leistung und mehr Funktionen. Diese sind dann vornehmlich in Röhrentechnik aufgebaut. Ein Beispiel hierfür ist der legendäre Fender Twin Reverb, der vielfach bei bekannten Musikern wie beispielsweise Mark Knopfler (Dire Straits) zu finden ist.

### 3.1.2 Heads



Abbildung 12: Mesa/Boogie Heads

Ein Combo hat den Nachteil, dass man wenig flexibel ist, was die Wahl der Lautsprecher angeht, die zu einem großen Teil den Klang eines Gitarrenverstärkers ausmachen. Unter anderem aus diesem Grund gibt es sogenannte Heads – man nennt sie auch Tops – die auf eine externe Lautsprecherbox gestellt werden können (daher der Name). Diese Verstärker sind meist teurer als Combos und bieten in der Regel mehr Funktionen sowie mehr Leistung. Ihr bevorzugter Anwendungsbereich ist die Rockmusik. Die Standardlösungen hierbei sind eine oder zwei Boxen mit je vier Lautsprechern zu je 12 Zoll, die man 4x12er Boxen nennt, kombiniert mit einem Head. Die Boxen werden gestapelt und unter den Head gestellt. Bei einer Box nennt man diese Anordnung Half Stack, bei zweien Full Stack. Analog zu 4x12er Boxen existieren auch 2x12er und 1x12er Boxen sowie andere Variationen.

### 3.1.3 Racksysteme



Abbildung 13: John Petrucci Live-Racksystem

Oft wird vom Musiker gefordert, zusätzlich zum Gitarrenverstärker an sich noch Effektgeräte wie Hall, Dynamikkompressoren, Noise gates oder ähnliches in den Signalweg zu integrieren oder schlicht mehrere verschiedene Verstärker in verschiedenen Kombinationen zu verwenden. Hierbei stellt sich dann das Problem der oft sehr aufwändigen Verkabelung, die bei jedem Konzert erneut hergestellt werden muss. Dazu sind Combos und Heads an sich mechanisch relativ empfindlich, was im Touralltag nicht selten zu Beschädigungen führt. Aus diesem Grund gibt es viele Gitarrenverstärker auch in der aus der PA-Technik bekannten 19-Zoll-Ausführung, welche die Montage in einem sogenannten Rack oder Flightcase ermöglicht. Hierbei profitiert man einerseits von der hohen mechanischen Belastbarkeit des Flightcases und andererseits von den nahezu unendlichen Kombinations- und Erweiterungsmöglichkeiten durch die einzelnen Rackgeräte. Ein Racksystem wird wie ein Head auch mit externen Boxen betrieben.

## 3.2 Technische Besonderheiten eines Gitarrenverstärkers

### 3.2.1 Eigenschaften einer E-Gitarre



Abbildung 14: E-Gitarre

Der bezüglich der Verstärkung entscheidende Unterschied zur allseits bekannten Akustikgitarre besteht im Wesentlichen nur in der Abnahme der Saiten durch magnetoelektrische Tonabnehmer. Diese bestehen im Wesentlichen aus einer („SingleCoil“) oder zwei („Humbucker“) Spulen mit Eisenkern und einem oder mehreren Dauermagneten. Die metallischen Saiten verändern durch ihr  $\mu_r$  das Magnetfeld und führen somit zu einer Flussdichteänderung im Kern der Spule, in der dadurch nach  $U_{ind} = -N_i \cdot \dot{\Phi} = -N_i \cdot A \cdot \dot{B}$  eine Spannung induziert wird.

Der Tonumfang der Gitarre kann mit der Frequenz der n-ten Oktave eines Tones der Frequenz  $f_0$  folgendermaßen überschlagen werden:

$$f_n(f_0) = f_0 \cdot 2^n$$

Da die tiefe E-Saite der Gitarre auf  $f_0 = 84 \text{ Hz}$  gestimmt ist, ergibt sich somit für die 4. Oktave – entsprechend dem 24. Bund auf der hohen E-Saite – eine Frequenz von  $f_4(84 \text{ Hz}) = 84 \text{ Hz} \cdot 2^4 = 1344 \text{ Hz} \approx 1,3 \text{ kHz}$ . Man kann also sagen, dass sich der Grundtonbereich einer Gitarre in Standardstimmung von ca. 80 Hz bis 1,3 kHz erstreckt.



Abbildung 15:  
Tonabnehmerwicklung

Dazu ist noch relevant, dass die Spulen der Tonabnehmer an sich relativ große Induktivitäten (einige Henry) darstellen, die mit ihren unvermeidlichen Wickelkapazitäten bereits Schwingkreise darstellen, die eine markante Resonanzüberhöhung haben. Diese Überhöhung liegt im Mitteltonbereich, die exakte Frequenz lässt sich bei unbekanntem Tonabnehmern nur durch Messung feststellen, kann aber auch, wenn man L und C kennt, nach folgender Formel berechnet werden:

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Zur Wicklungskapazität des Tonabnehmers kommt im Realfall kommt noch die Kapazität des Kabels zwischen Gitarre und Verstärker; dieses verschiebt je nach Art

und Länge des Kabels diese Resonanzfrequenz nach unten. Dazu kann mit dem Lautstärkepotentiometer die Güte dieses Schwingkreises verringert werden, da es in Reihe zum Kabel und somit zwischen Spuleninduktivität und Kabelkapazität liegt, sodass die Resonanzüberhöhung deutlich breitbandiger ausfällt.

Eine normale Gitarre hat zwei bis drei Tonabnehmer, die aufgrund ihrer Position in der Gitarre das Saitenspektrum verschieden aufnehmen. Die für das Verstärkerprojekt in Kapitel 4 benutzte Gitarre hat zwei Tonabnehmer, die beide dazu neigen, zuviel Bass zu liefern. Auf diese Überhöhung im Frequenzgang wurde bei der Entwicklung des Verstärkers Rücksicht genommen.

Die Signalspannungen bewegen sich aufgrund der geringen Flussänderung in den Tonabnehmern trotz der aus Abbildung 15 ersichtlichen hohen Windungszahlen lediglich im zwei- bis dreistelligen Millivoltbereich, was einen empfindlichen Verstärkereingang voraussetzt.

### 3.2.2 Nichtlinearitäten

Entgegen dem, was im Bereich der HIFI-Verstärker relevant ist, namentlich ein geringer Klirrfaktor, ist ein gewisser Anteil von Verzerrungen bei einem Gitarrenverstärker nicht nur tolerierbar sondern sogar gewollt und wird meist auch durch die Dimensionierung der Schaltung vom Entwickler aktiv herbeigeführt. Spricht man von Verzerrungen, so gibt es hiervon zwei Arten:

**Amplitudenverzerrungen:** Da die Arbeitsgerade jeder Verstärkerstufe nicht für beliebige Gitterwechselspannungen linear ist, sondern bei zu hoher bzw. zu niedriger Gitterspannungen nichtlinear wird, begrenzt jede Verstärkerstufe ab einer gewissen Eingangs-Signalspannung. Das äußert sich dadurch, dass das Ausgangssignal nicht mehr der Formel  $\Delta U_{Ausgang} = V_u * \Delta U_{Eingang}$  folgt. Hierbei entstehen Oberwellen (Obertöne) mit einem Vielfachen der Eingangsfrequenz.

**Frequenzgangsverzerrungen:** Bei einem HIFI-Verstärker wünscht man einen Frequenzgang, der im gesamten Hörbereich – abgesehen von den meist eingebauten Klangstellnetzwerken – linear ist, sprich  $V_u = konstant$  für den Hörfrequenzbereich. Bei einem Gitarrenverstärker wünscht man hingegen auch bei Mittelstellung der

Einstellmöglichkeiten des Klangstellnetzwerkes einen nichtlinearen Frequenzgang: Ein Gitarrenverstärker darf nicht zu viele Höhen liefern, da dadurch die Anschlaggeräusche der Saiten in den Ohren schmerzen können und besonders im verzerrten Bereich zu viele Obertöne vorhanden wären, die den Verstärker sehr schrill klingen lassen würden. Zuviel Bass lässt das Klangbild unklar werden, es „matscht“ besonders bei verzerrtem Spiel mit sogenannten „palm mutes“<sup>1</sup>. Gitarrenverstärker haben daher im Allgemeinen einen mittenbetonten Frequenzgang. Zum Frequenzgang der Gitarrenanlage trägt die Lautsprecherbox einen großen Teil bei.

### 3.2.3 Robustheit

Besonders im Bühnenbetrieb kann es vorkommen, dass der Verstärker mit Flüssigkeiten wie beispielsweise Regenwasser in Berührung kommt oder dass etwas auf den Verstärker fällt. Der Verstärker muss daher mechanisch robust gebaut sein. Dazu kommen elektrische Probleme wie Leerlauf- und Kurzschlussfestigkeit des Ausgangs, sodass keine Beschädigungen des Gerätes bei beschädigtem oder vergessenem Lautsprecherkabel auftreten können.

### 3.2.4 Kompatibilität

Zusätzlich zur Robustheit werden an einen Gitarrenverstärker Anforderungen hinsichtlich der Kompatibilität mit anderen Geräten gestellt. Dazu muss ein Verstärker, der auch im Ausland betrieben werden soll, auf verschiedene Netzspannungen und -frequenzen anpassbar sein. Ausgangsseitig sollte er über eine Anpassmöglichkeit auf verschiedene Lastimpedanzen verfügen, sodass der Verstärker mit gängigen Lautsprecherimpedanzen von  $R_L = 2 \Omega$  bis  $R_L = 16 \Omega$  betrieben werden kann. Oft ist auch der Anschluss von Effektgeräten gefordert; hierfür muss dann eine Effektschleife vorhanden sein. Da der Verstärker besonders im Bühnenbetrieb meist in einiger Entfernung vom Musiker positioniert wird, sollte er einen Anschluss für einen Fußschalter haben, sodass er ferngesteuert werden kann.

---

<sup>1</sup> Perkussive Rock-Spielweise, bei der die Saiten mit der Außenseite der Schlaghand abgedämpft werden.

### **3.2.5 Besonderheiten von Gitarrenlautsprechern**

Die soeben genannten Aspekte – Nichtlinearität, Robustheit und Kompatibilität – treffen auch auf Gitarrenboxen zu. Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Richtwirkung der Gitarrenboxen. Da sie meist mit 12-Zoll-Chassis bestückt sind, ist der Höhenabfall sehr stark, wenn man von der Mittelachse des Lautsprechers abweicht. Daher haben einige Combos eine Möglichkeit, den gesamten Verstärker schräg zu stellen, sodass sich der Musiker den Hochtonbereich betreffend besser hört. Bei Halfstacks verwendet man in der Regel Boxen, die oben abgeschrägt sind und dadurch ihren Hochtonanteil auch nach oben gleichmäßig verteilen.

## **4 LUCIFERULA - Vollröhren-Gitarrenverstärker**

Basierend auf einigen Vorüberlegungen wurde das LUCIFERULA – Projekt konzipiert. Der Name kommt aus dem Lateinischen und ist frei mit „kleines Teufelchen“ zu übersetzen.

### **4.1 Konzept**

Um die Kosten überschaubar zu halten sollte mit möglichst vielen vorhandenen Teilen gebaut werden. Aus diesem Grund wurde das Gehäuse und das Chassis sowie Front – und Rückplatte eines alten Verstärkerprojektes benutzt. Auch ein Netztransformator und ein Ausgangsübertrager sowie die Röhren waren vorhanden. Bis auf die Endpentoden stammen alle Röhren aus alter Herstellung, waren also schon einige Zeit in Betrieb, was die Verwendung allerdings nicht einschränkt.

#### **4.1.1 Vorbilder**

Der Klang eines Gitarrenverstärkers richtet sich nach den persönlichen Wünschen und dem angestrebten Einsatzgebiet. Hier sollte ein möglichst flexibler Verstärker entwickelt werden, der von Cleansounds – wie sie beispielsweise beim Intro von „Nothing Else Matters“ der Band Metallica zu hören sind – bis in den sehr stark verzerrten Death-Metal-Bereich alle gängigen Sounds abdecken kann.

Es wurden viele Schaltbilder der Hersteller Fender, Mesa/Boogie, Marshall, Engl, Kitty Hawk, Vox und anderen studiert und zu einem Verstärker vereint.

#### 4.1.2 Angestrebte technische Daten

- Da der Verstärker nur in Deutschland betrieben werden soll, genügt eine unterstützte Netzspannung von  $U_{Netz} = 230 V_{eff}$ .
- Eine normale Gitarrenbox hat einen Wirkungsgrad von mindestens  $SPL_{mess} = 100 dB$  gemessen in einem Meter Entfernung bei  $P_{mess} = 1 W$  eingespeister Leistung. Bei einer Nennleistung des Verstärkers von  $P_{betrieb} = 25 W$ , welche anhand der vorhandenen Bauteile leicht zu erreichen ist, ergibt sich mit dieser Box ein Schalldruck (SPL, Sound Pressure Level) von

$$SPL_{betrieb} = SPL_{mess} + 10 * \log\left(\frac{P_{betrieb}}{P_{mess}}\right) dB$$

$$SPL_{betrieb} = 100 dB + 10 * \log\left(\frac{25 W}{1 W}\right) dB = 100 dB + 14 dB = 114 dB$$

Ein Schalldruck von 114 dB ist in jedem Falle ausreichend. Außerdem muss berücksichtigt werden, dass die meisten Boxen einen höheren Wirkungsgrad als die hier angegebenen 100 dB / 1 W / 1 m haben, womit diese Berechnung den ungünstigsten Fall darstellt.

- Der Eingangswiderstand ist aus Kompatibilitätsgründen mit anderen Geräten sowie verschiedenen Instrumenten mit  $R_{Eingang} = 1 M \Omega$  festgelegt.
- Der Störabstand soll möglichst hoch sein.
- Das Gerät soll eine Effektschleife haben, die zwischen Vor – und Endstufe liegt und mit Line – Pegel, also  $U_{Effektweg} = 1 V_{eff}$  arbeitet und in der Lage ist, auch niederohmige Effektgeräte mit einem Eingangswiderstand von  $R_{L, Effektweg} = 47 k \Omega$  sowie längere Kabel und somit größere Kabelkapazitäten zu treiben.
- Es soll ein direkter, trafosymmetrierter und daher zur Vermeidung von Brummschleifen potentialfreier Slave-Ausgang vorhanden sein, der es ermöglicht, den Verstärker direkt an ein Mischpult oder weitere Verstärker anzuschließen. Dabei soll  $U_{Slave} = 2 V_{eff}$  sein. Die Ausgangsimpedanz des Slave – Ausgangs soll möglichst klein sein.
- Ein Anschluss eines Fußschalter gleich welcher Art soll einfach möglich sein.



### 4.1.3 Geforderte Funktionen

Der Verstärker sollte folgende Funktionen haben:

- Mehrere Kanäle mit folgenden Grundcharakteren
  - Clean (grün) = unverzerrt<sup>5</sup> beispielsweise für Jazz
  - Crunch (blau) = angezerrt beispielsweise für Rock'n'Roll
  - Lead 1 (orange) = vollverzerrt für Rock/Metal-Rhythmusgitarre
  - Lead 2 (rot) = vollverzerrt für Rock/Metal-Solospiel

Um größtmögliche Flexibilität zu gewährleisten, hat jeder Kanal sein eigenes Klangstellnetzwerk sowie andere Klang und Lautstärke beeinflussende Bedienelemente.

Zur besseren Erkennbarkeit der Leuchtanzeigen am Verstärker werden den Kanälen die vier genannten Farben zugeordnet.

- Zwei Master – Lautstärkereglern, sodass er schnell an verschiedene Umgebungen angepasst werden kann, ohne die Kanaleinstellungen zu ändern. Der zweite Master – Regler dient dabei als Solo – Lautstärkeboost.
- Einen Standby – Schalter, der den Ruhestrom der Endröhren auf einen niedrigen Wert senkt und den Verstärker stummschaltet. Der Endröhren-Anodenstrom soll dabei nicht Null werden, da normale Rundfunkröhren auf der Kathodenoberfläche eine emissionshemmende Zwischenschicht bilden, wenn sie längere Zeit stromlos beheizt werden.
- Eine Stummschaltfunktion (Mute), beispielsweise um das Instrument zu stimmen.

## 4.2. Signalflussplan des Verstärkers

Die Röhrensysteme sind hellblau eingezeichnet, die Nummerierung ergibt sich dadurch, dass die verwendeten Vorstufenröhren Doppeltrioden sind, wobei die Systeme innerhalb einer Röhre mit a und b bezeichnet werden. Kanalspezifische Bedienelemente

<sup>5</sup> Hiermit ist nicht der zuvor behandelte Klirrfaktor gemeint, sondern der aus dem Rockbereich bekannte Verzerr-Effekt.

tragen die den Kanälen zugeordneten Farben. Die die Kanalumschaltung betreffenden Schaltelemente wurden nicht eingezeichnet. Ist ein Kanal aktiviert, so können die anderen gedanklich aus dem Signalflussplan entfernt werden.

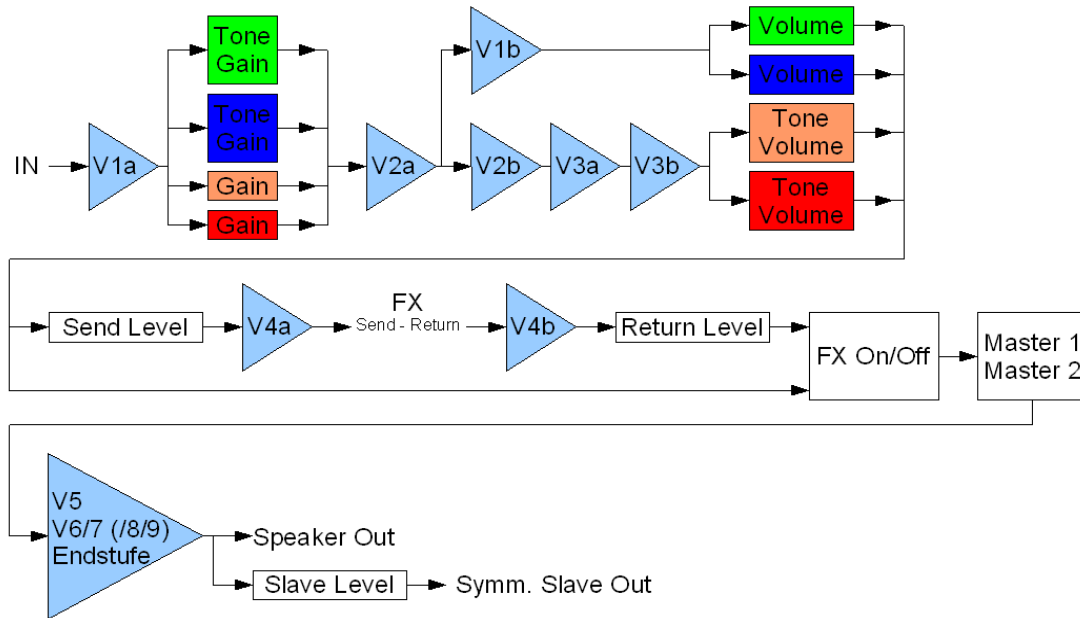


Abbildung 16: Luciferula Signalflussplan

Es fällt sofort auf, dass hier zwei Hauptzweige vorhanden sind: Der grüne und blaue Kanal kommen – abgesehen vom Effektweg und der Phasenumkehrstufe in der Endstufe – mit lediglich zwei Röhrensystemen aus, im orangen und roten Kanal liegen immerhin fünf im Signalweg.

### 4.3 Funktionsweise der Vorstufen

Im Folgenden sollen die einzelnen Kanäle, ihre Eigenschaften sowie die technischen Hintergründe dargestellt werden. Dabei wurden die Schaltelemente zur Kanalumschaltung und der Mute-Schaltkreis der Übersichtlichkeit wegen weggelassen, der Gesamtzusammenhang ist jedoch aus den Gesamtschaltbildern im Anhang sowie dem Signalflussplan ersichtlich.

Alle im Folgenden angegebenen Daten beziehen sich auf eine Messfrequenz von  $f = 1 \text{ kHz}$  und Mittelstellung aller Klangsteller. Diese Normierung ist aufgrund der Nichtlinearitäten des Verstärkers notwendig. Bei allen Trioden handelt es sich um die

deutsche Kleinsignal-Doppeltriode ECC83.

### 4.3.1 Grüner Kanal

Aktiviert man den grünen Kanal, so ergibt sich folgendes Schaltbild:

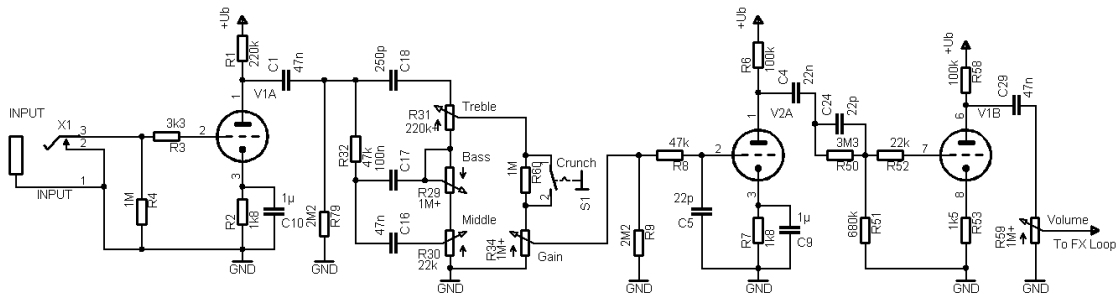


Abbildung 17: Schaltbild Lucifera Green Channel

Die mit INPUT bezeichnete ¼ - Zoll Klinkebuchse stellt den Instrumenteneingang des Verstärkers dar. Hier wird die Gitarre angeschlossen. Da die Signalspannung hier sehr klein und hochohmig und somit stör anfällig ist, muss sie zur weiteren Verarbeitung erst verstärkt werden. Diese Aufgabe erledigt V1a, sie stellt einen Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von ca. 35 dB und eine Bassabsenkung, die zu hohe Signalpegel im Bassbereich verhindert, dar. Dies geschieht durch den Kathodenkondensator C10, der im Bassbereich hochohmig wird und somit die stromgesteuerte Spannungsgegenkopplung der Verstärkerstufe im Bassbereich vergrößert, wodurch die Spannungsverstärkung zu tiefen Frequenzen hin absinkt. Auf V1 folgt ein Klangstellnetzwerk in klassischer Fender-Bauart, bei dem die Ausgangsspannung am Hochtonpoti abgegriffen wird. Die Möglichkeiten zur Klangbeeinflussung zeigt das folgende Diagramm:

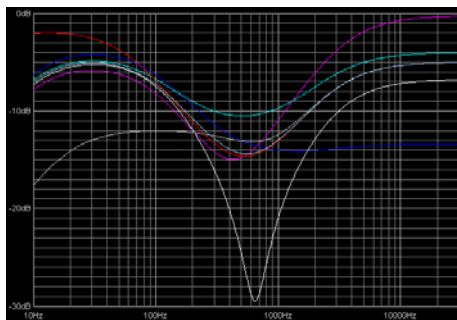


Abbildung 18: Klangstellnetzwerk grüner Kanal

An das Klangstellnetzwerk ist ein Spannungsteiler aus dem Widerstand R80 und dem Potentiometer R34 angeschlossen, dessen Teilverhältnis mit dem Schalter S1 umgeschaltet werden kann. Schließt man S1, so ist die erreichbare Ausgangsspannung um ca. 8 dB größer als mit geöffnetem Schalter, was für Gitarren mit extrem niedriger Ausgangsspannung eine bessere Anpassung ermöglicht. Des weiteren können durch Schließen des Schalters auch die weiteren Röhrenstufen V2a und V1b übersteuert und somit ein angezerrter Sound erzeugt werden. Da es sich hierbei höchstensfalls um einen „Crunch“

Kanal handelt und daher durch übermäßige Verzerrungen kreischende Obertöne kein Problem darstellen, sind im Sinne einer hohen Brillanz, sprich einer guten Wiedergabe der natürlichen Obertöne des Instrumentes, zwei weitere Höhenanhebungen durch C9 und C24 vorhanden. Aufgrund der hohen Stufen- und somit Gesamtverstärkung wurden vor den Gittern Schutzwiderstände eingefügt. Eine hochfrequente Oszillation von V2a wurde durch C5 bedämpft. Die Widerstände R9 und R79 dienen der Herstellung eines definierten Bezugspotentiales, da die hier normalerweise angeordneten Schaltkontakte sonst beim Umschalten Spannungsspitzen erzeugen, die zu lauten Störgeräuschen führen würden.

### 4.3.2 Blauer Kanal

Der blaue Kanal entspricht bis auf einige Anpassungen dem grünen Kanal:

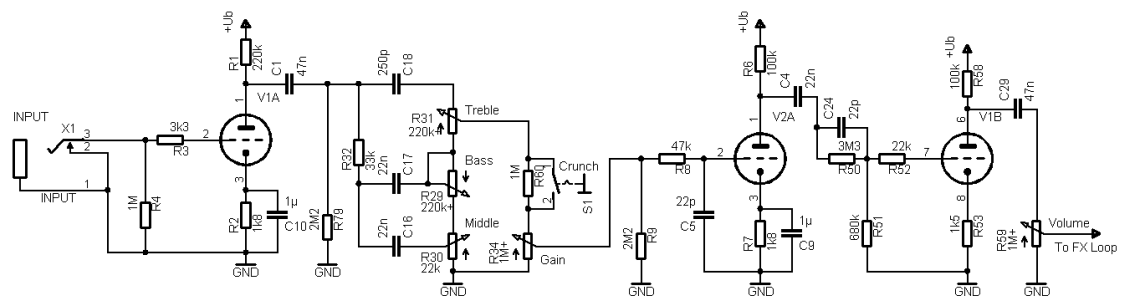


Abbildung 19: Schaltbild Luciferula Blue Channel

Der Kanal wird vor allem für angezerrte Sounds wie Bob Dylans „Summer of 69“

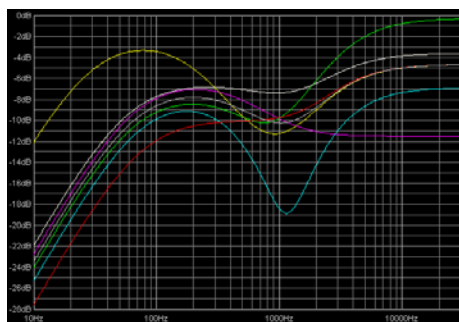


Abbildung 20: Klangstellnetzwerk blauer Kanal

verwendet und kann bei leichterem Anschlag noch als Cleankanal benutzt werden.

Das hier verwendete Klangstellnetzwerk ist vom Frequenzgang her passender für einen leicht verzerrten Kanal; es wurde darauf mittels Hörversuchen angepasst.

### 4.3.3 Oranger Kanal

Wie man schon dem Signalflussplan entnehmen kann, sind der orange und der rote Kanal vollkommen anders aufgebaut als der grüne und der blaue. Sie teilen sich, betrachtet man nur die Vorstufe, lediglich V1a und V2a. Der Hauptunterschied liegt

hierbei in der Anordnung der Klangsteller sowie der Tatsache, dass die hier erreichbare Verstärkung weit über der der beiden anderen Kanäle liegt, wodurch auch sehr stark verzerrte Sounds erzeugt werden können. Durch die Anordnung der Klangsteller kann man das verzerrte Signal – und somit vor allem die dabei entstehenden Obertöne – nochmals nachbearbeiten.

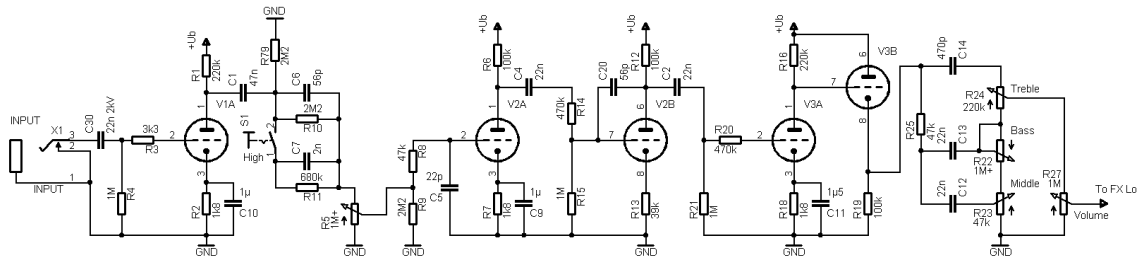


Abbildung 21: Schaltbild Luciferula Orange Channel

Der Signalweg vom Eingang bis zu C1 ist mit dem der beiden zuvor besprochenen Kanäle identisch. Danach sind zwei Hochpässe geschaltet, die sich in ihrer Einsatzfrequenz merklich unterscheiden. Die Eckfrequenzen lassen sich nach folgenden Formeln berechnen:

Aus  $X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$  sowie der Definition, dass bei  $X_c = R$  die Grenzfrequenz zu  $-3 \text{ dB}$  definiert ist, ergibt sich durch Termumformung folgende Formel:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Durch Einsetzen von C6 und R10 – nur diese sind bei geöffnetem Schalter wirksam – erhält man:

$$f_{C6 R10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{10} \cdot C_6} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,2 \cdot 10^6 \Omega \cdot 56 \cdot 10^{-12} F} = 1,3 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 1,3 \text{ kHz}$$

Wird der Schalter geschlossen, so liegt eine Parallelschaltung der Kapazitäten und Widerstände vor, das heißt:

$$f_{C6 R10 C7 R11} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}}} \cdot (C_6 + C_7)} = \dots = 149 \text{ Hz}$$

Bei geöffnetem Schalter ist der Grundtonbereich der Gitarre nahezu vollständig abgeschnitten und es werden lediglich die Obertöne verstärkt, was den Klang luftiger macht. Schließt man ihn, so ist auch der Grundtonbereich außer dem tiefen Bass voll vertreten, sodass bei der Verzerrung bedeutend aggressiver klingendere Klänge generiert werden können.

Das auf diesen schaltbaren Hochpass folgende Gain-Potentiometer definiert die Spannung, die den Röhren V2a, V2b, V3a und V3b zugeführt wird. Diese Spannung wird zuerst von V2a verstärkt und die Höhen werden wiederum angehoben. Um diese Stufe möglichst weit aussteuern zu können, ohne V2b mit zuviel Eingangsspannung zu beaufschlagen, folgt auf V2a ein Spannungsteiler aus den Widerständen R14 und R15. Dies stellt sicher, dass die Röhrensysteme relativ weit ausgesteuert bzw. auch übersteuert werden, um den gewollten Klirrfaktor im Grenzbereich der Aussteuerung zu erreichen, ohne jedoch nennenswert Gitterstrom fließen zu lassen. Dieser würde den Gitterkondensator umladen und zu Tonaussetzern sowie undifferenziertem Klangbrei führen. V2b ist durch den Kondensator C20 für hohe Frequenzen stark gegengekoppelt um Schwingungen zu verhindern und hohe Frequenzen am oberen Ende des Frequenzbandes abzusenken. Die Besonderheit dieser Röhrenstufe liegt besonders in der Größe des Kathodenwiderstands. Er beträgt 39 k $\Omega$ , wodurch die Röhre fast vollends gesperrt wird. Dadurch schneidet sie das Signal mit zunehmender Aussteuerung extrem unsymmetrisch an den Spitzen ab. Die dabei entstehenden Kanten im Signal werden durch die Gegenkopplung mit C20 abgerundet, da die obere Grenzfrequenz der Verstärkerstufe durch diesen Kondensator beträchtlich herabgesetzt wird.

Auf V2b folgt V3a, welche wieder eine normale Kathodenbasisstufe darstellt, die durch den Kathodenkondensator auch wieder eine Höhenanhebung herbeiführt. An sie ist galvanisch das Röhrensystem V3b gekoppelt, welches als Anodenbasisschaltung arbeitet. Hier wird die Gittervorspannung jedoch nicht mittels Kathodenwiderstand sondern direkt am Gitter erzeugt. Die Kathode folgt dabei der Gitterspannung, es stellt

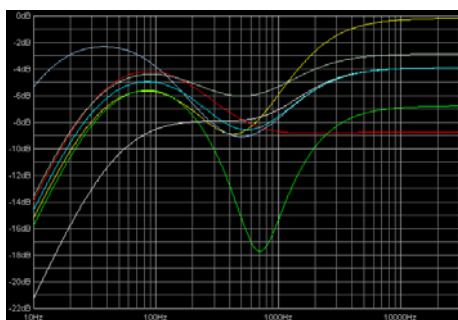


Abbildung 22: Klangstellnetzwerk oranger Kanal

sich am Kathodenwiderstand eine Spannung ein, die ca. 1,5V über der Gitterspannung liegt, womit der Arbeitspunkt definiert ist. Danach folgt das bereits zuvor besprochene Klangstellnetzwerk, das hier abermals eine andere, dem Anwendungsbereich angepasste, Beschaltung aufweist.

### 4.3.4 Roter Kanal

Der rote Kanal weist an sich keine grundlegenden Unterschiede zum orangenen Kanal auf:

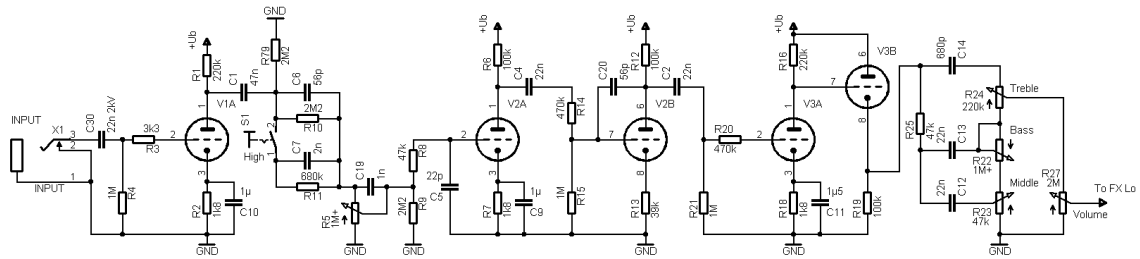


Abbildung 23: Schaltbild Luciferula Red Channel

Es ist lediglich ein Kondensator von 1 nF über das Gain-Poti geschaltet, was bei niedrigeren Gain-Einstellungen als Hochpass wirkt und somit die Höhen anhebt, was dem Zerrsound einerseits Durchsetzungsfähigkeit und andererseits Aggressivität verleiht. Beide Attribute sind aufgrund des Verwendungszwecks für harten Metal und Solospiel gewünscht. Die hohen Zerrgrade bedingen auch eine Änderung des Klangstellnetzwerkes. Der Wert von C14 ist gegenüber dem orangenen Kanal auf 680 nF

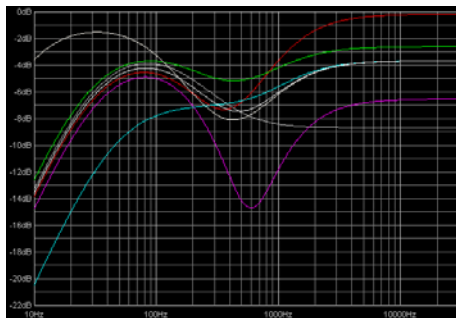


Abbildung 24: Klangstellnetzwerk roter Kanal

vergrößert, was dem Höhenregler einen weiter nach unten reichenden Einflussbereich verleiht. Dies ist sinnvoll, da die bei der Verzerrung entstehenden höherfrequenten Obertöne sowieso abgeschnitten werden müssen, womit der Präsenzbereich weiter in den Mitteltonbereich rückt.

#### 4.4 Funktionsweise der Effektschleife

Die Effektschleife besteht aus zwei Teilen: Ausgang und Eingang. Der Ausgangstreiber muss die in Kapitel 4.1.2 geforderten Daten erfüllen, also  $U_{\text{Effektweg}} = 1 V_{\text{eff}}$  bei  $R_{L, \text{Effektweg}} = 47 k\Omega$ . Die nötige Signalspannung liegt nach den Vorstufen bereits an (über  $10 V_{\text{eff}}$ ) und die Forderung nach Niederohmigkeit des Ausgangs lässt sich nur mit einer Anodenbasisschaltung erfüllen:

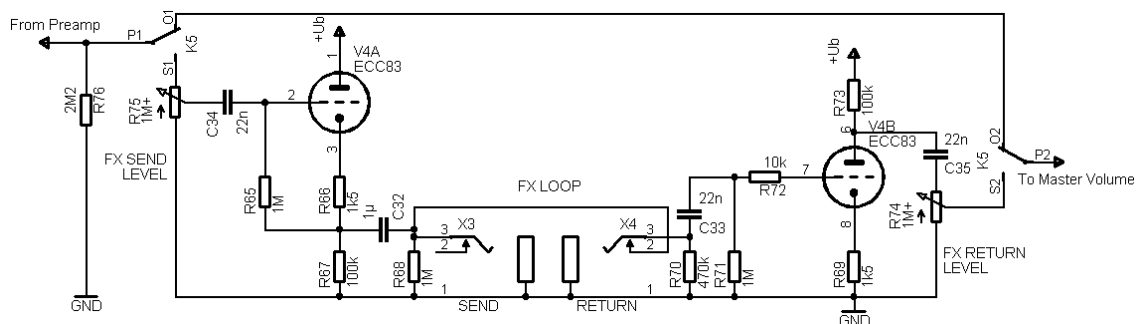


Abbildung 25: Schaltbild Luciferula Effektschleife

Die beiden Schaltkontakte des Relais K5 werden stets gleichzeitig umgeschaltet, dieses Relais schaltet den Effektweg ein und aus. Mit dem FX Send Level Poti R75 kann die verstärkerinterne Signalspannung von über  $10 V_{\text{eff}}$  auf eine für die Effektgeräte kompatible Spannung von ca.  $1 V_{\text{eff}}$  heruntergeteilt werden. Diese wird von V4a gepuffert und gelangt über C32 niederohmig auf die FX Send – Buchse. Hier wird der Eingang des Effektgerätes angeschlossen.

Der Ausgang des Effektgerätes wird mit der FX Return – Buchse verbunden. Dieser hat eine Eingangsimpedanz von  $R_{FX \text{ Return}} = 320 k\Omega$  und ist somit mit hoch – und niederohmigen Quellen kompatibel. Sollte hier nichts eingesteckt sein, so verhindert ein Schaltkontakt in der Buchse X4 eine Unterbrechung des Signalflusses durch versehentliches Aktivieren des Effektweges. Dadurch kann der Effektweg auch als zusätzliche Lautstärkeinstellmöglichkeit („Boost“) benutzt werden. Das vom Effektgerät verarbeitete Signal wird nach Abtrennen eventuell vorhandener Gleichspannung durch C33 durch einen Aufholverstärker mit der Röhre V4b wieder auf die im Verstärker üblichen Signalpegel verstärkt und gelangt nach dem FX Return Level – Poti auf den zweiten Schaltkontakt des Relais K5. Von dort wird das Signal an die Master-Volume-Schaltung weitergeführt. Es handelt sich bei der Effektwegschaltung um eine rein serielle Effektschleife. Im Gegensatz zum parallelen Effektweg wird hier das Signal komplett aus dem Verstärker geführt. Sollen Effekte



parallel zum Originalsignal eingeschleift werden benötigt man entweder einen Mixer oder ein Effektgerät, welches in der Lage ist das Originalsignal mit dem Effekt zu mischen.

## 4.5 Funktionsweise der Endstufe

### 4.5.1 Die Phasenumkehrstufe

Es handelt sich bei der in diesem Projekt verwendete Phasenumkehrstufe um einen Differenzverstärker, im Folgenden wird dieser kurz DIFF genannt. Diese Schaltung wurde aufgrund der in 2.2.3 genannten Vorteile gewählt. Außerdem ist sie durch die Verwendung der niederohmigen Kleinsignal-Doppeltriode ECC81 relativ niederohmig.

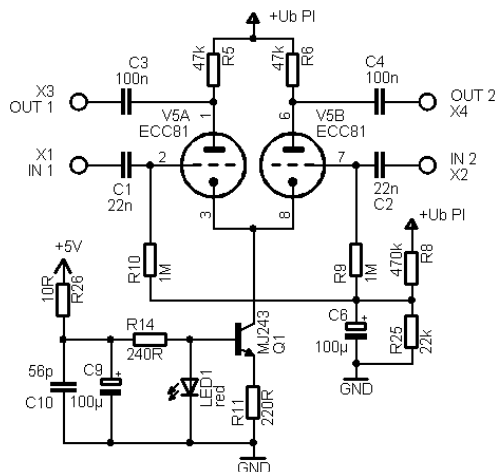


Abbildung 26: Schaltbild Luciferula Phasenumkehrstufe

Die hier gezeigte Schaltung verwendet eine Halbleiter-Konstantstromquelle zum Konstanthalten des Kathodenstromes. Eine Röhrenschaltung würde an dieser Stelle keinen klanglichen Vorteil mit sich bringen und wäre schaltungstechnisch und vor allem mechanisch gesehen ein höherer Aufwand. Der für Wechselstrom wirksame differentielle Innenwiderstand einer optimalen Konstantstromquelle ist nahezu unendlich groß, da für den differentiellen

Innenwiderstand  $r$  gilt:

$$r = \frac{dU}{dI}$$

Da der Strom  $I$  konstant ist, ist bei einer optimalen Konstantstromquelle  $dI = 0$  und somit gilt:

$$r = \frac{dU}{0} = \infty .$$

Hierdurch kann das rechte Röhrensystem optimal in Gitterbasisschaltung arbeiten, sprich an der Kathode optimal angesteuert werden.<sup>6</sup>

Gleichzeitig ist die Konstantstromquelle in der Lage, einen definierten Innenwiderstand

<sup>6</sup> Genauere Erläuterungen siehe 2.2.3

für Gleichstrom anzunehmen, um den Arbeitspunkt der beiden Röhrensysteme festzulegen. Im Folgenden soll die Funktionsweise der Konstantstromquelle erläutert werden:

Nach dem Anlegen der Versorgungsspannungen fließt über R26 und R14 ein Strom durch die LED. Dabei dienen R26, C9 und C10 lediglich dem Abblocken von Störspannungen, die beim Ein-sowie Ausschalten von Relais entstehen, die ebenfalls von der +5V-Schiene versorgt werden. Es stellt sich an LED dabei eine konstante Spannung von  $U_b = 1,8 V$  ein. Hier wurde eine rote Gallium-Arsenid-Leuchtdiode gewählt, da diese gegenüber normalen Siliziumdioden eine höhere Flussspannung sowie eine steilere Kennlinie besitzt. Wenn durch die Röhre Strom fließt, dann fällt an R11 eine Spannung  $U_{R11} = R_{11} \cdot I_{k\text{ ges}}$  ab.

Damit der Transistor leitet, muss ein Basisstrom fließen. Aufgrund der Flussspannung  $U_{BE}$  des Transistors gilt daher der Grenzfall:  $U_{R11} = U_B - U_{BE}$

$$\text{Daraus folgt: } I_{k\text{ ges}} = \frac{U_{R11}}{R_{11}} = \frac{U_B - U_{BE}}{R_{11}} = \frac{1,8 V - 0,7 V}{220 \Omega} = 5 \cdot 10^{-3} A = 5 mA$$

Das heißt, durch jedes Röhrensystem fließt ein Strom von  $I_k = \frac{I_{k\text{ ges}}}{2} = 2,5 mA$

Wenn der Strom ansteigt, so steigt auch der Spannungsabfall an R11, wodurch der Basisstrom des Transistors kleiner und seine Kollektor-Emitterstrecke somit hochohmiger wird. Auf diese Art und Weise wird der Strom auf dem durch die LED und R11 definierten Wert ausgeglichen. Der Temperaturdrift der Flussspannungen der Basis-Emitterdiode des Transistors und der LED wirken sich entgegen und kompensieren sich aufgrund ihres annähernd gleichen Betrages ausreichend.

An der Konstantstromquelle fällt eine Spannung von mindestens  $U_{CCS} = U_{R11} + U_{CE} = 1,1 V + 0,7 V = 1,8 V$  ab. Dies gilt allerdings nur, falls der Transistor vollständig leitend wäre, was niemals der Fall ist. Dadurch kann die Kathodenspannung nicht kleiner als  $U_k = +1,8 V$  werden. Dieser Kathodenspannungsbereich ist für verzerrungsfreie Aussteuerung nicht ausreichend. Da zur Vergrößerung des Regelbereiches keine negative Versorgungsspannung für die Konstantstromquelle zur Verfügung stand, wurden die Steuergitter durch den Spannungsteiler aus R9 und R25 auf ein positives Potential von  $U_g = +14 V$  gelegt. Hierdurch wird der Regelbereich der Konstantstromquelle auf mindestens  $U_k = 14 V - (U_{CE} + U_{R11}) = 12,2 V$  erweitert. Der Kondensator C6 hält

Störspannungen aus der Anodenspannungsversorgung von den Gittern der Röhren fern, da diese den DIFF ungewollt aussteuern würden.

#### 4.5.2 Die Gegentakt-Endstufe mit 2x EL34 und 2x 6L6GC

Da der Verstärker als klassisches Top gebaut werden sollte, wurde zusätzlich zu den Vorstufen noch eine Leistungsendstufe entwickelt. Diese enthält ein nicht alltägliches Schaltungskonzept, welches die klangliche Flexibilität zusätzlich noch erweitert:

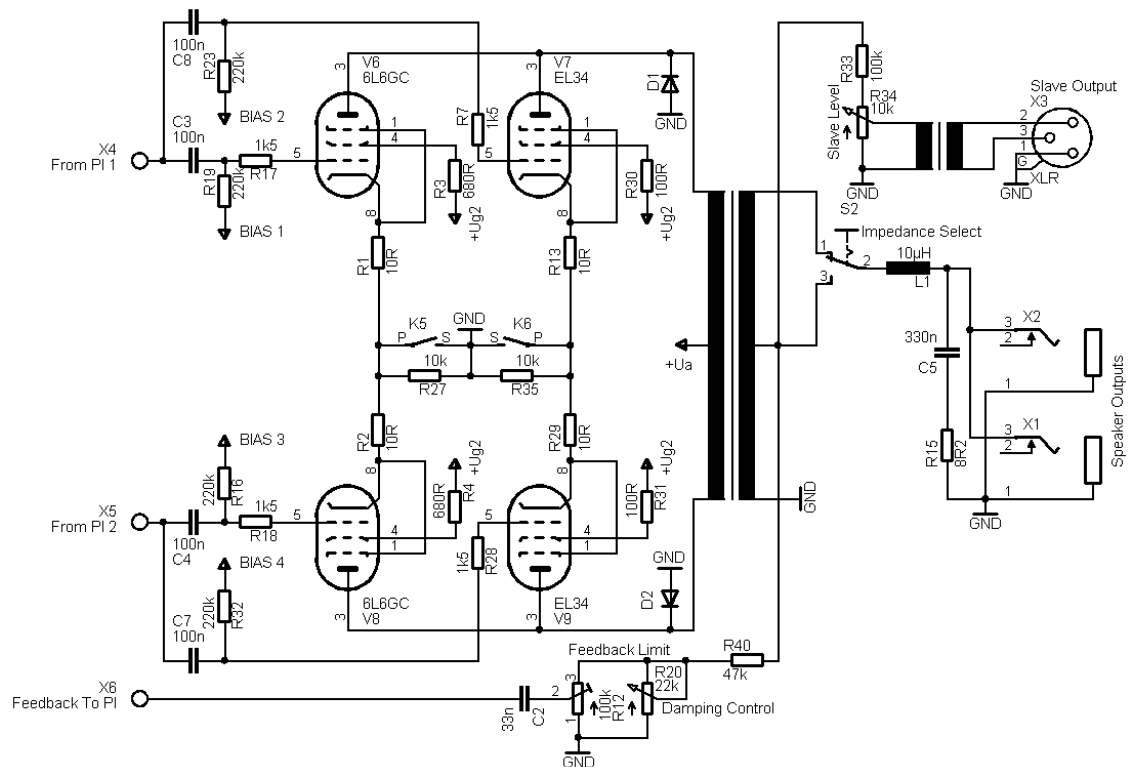


Abbildung 27: Schaltbild Luciferula Endstufe

Die Schaltung an sich stellt eine Gegentaktschaltung in Klasse AB dar. Die Phasenumkehrstufe wurde in 4.5.1 besprochen, daher ist sie hier nicht nochmals eingezeichnet. Die gegenphasigen Ansteuerspannungen liegen dabei an den Punkten X4 und X5 links im Schaltbild an, der Punkt X6 dient zur Gegenkopplung der Endstufe und ist mit einem Gitter des Differenzverstärkers verbunden. R40, R20 sowie R12 stellen die Gegenkopplung dar. Sie ist einstellbar, wodurch der Dämpfungsfaktor und der Eigenklirr der Endstufe eingestellt werden kann. Der Sinn von R12 wird im Gesamtschaltbild im Anhang deutlich; ohne dieses Poti wäre dadurch, dass R20 für jeden Kanal vorhanden ist und per Relais umgeschaltet wird, beim Umschalten von einem Kanal auf den anderen der Gegenkopplungs-Spannungsteiler aus R40 und R20

kurzzeitig wirkungslos, was zu einer Oszillation der Endstufe führt. Die maximale Gegenkopplung, bei der noch kein Schwingungseinsatz erfolgt, wird mit R40 eingestellt.

Durch C3, C4, C7 und C8 wird die Anodengleichspannung der Phasenumkehrstufe von der Endstufe abgetrennt, wodurch es möglich wird, die Steuergitter der Endröhren negativ vorzuspannen und somit die Arbeitspunkte einzustellen. Da die Röhren in ihren Parametern streuen können, sind die Röhren unabhängig voneinander einstellbar, was eine vollkommene Aussymmetrierung der Ruhestrome ermöglicht, wodurch eine Gleichstromvormagnetisierung des Kernes verhindert wird. Da die direkte Ruhestrommessung in der Anoden- oder Kathodenleitung schwierig ist – der Schalter müsste den vollen Anodenstrom schalten und es würde beim Umschalten knacksen – wurden R1, R2, R13 und R29 eingefügt. Sie dienen als Shunts zur Strommessung an einem rückseitig in den Verstärker eingebauten Messinstrument.

Die Schirmgitter der Röhren sind wie in 2.2.1 besprochen an eine positive Spannung gelegt, dabei dienen R3, R4, R30 und R31 als Vorwiderstände zur Verhinderung von Schwingungen und Überlastung der Schirmgitter durch zu hohen Schirmgitterstrom. Die Vorwiderstände der 6L6GC sind größer als die der EL34, da die zulässige Schirmgitterverlustleistung der 6L6GC mit  $P_{g2,max} = 5 W$  relativ gering ist und somit bei Übersteuerung der Endstufe Probleme durch Überschreitung dieses Grenzwertes auftreten können. Bei der EL34 war dies den Messungen zufolge unproblematisch.

Die Kathoden der Röhren sind über Relais, die – pro Kanal getrennt – zur Erzeugung unterschiedlicher Endstufencharakteristiken ein- oder ausgeschaltet werden. Das heißt, die Endstufe kann wahlweise mit EL34 oder mit 6L6GC betrieben werden. Die Widerstände R27/R35 lassen auch bei deaktivierten Röhren immer einen geringen Ruhestrom fließen, sodass der Kathodenvergiftung wirksam vorgebeugt wird. Im Standby sind daher beide Relais geöffnet, die Betriebsspannungen der Röhren bleiben jedoch angelegt.

Ein weiteres Problem ist die Unempfindlichkeit des Ausganges gegenüber kapazitiven Lasten und Kurzschlüssen sowie Leerlauf. Ersteres ist bei Gitarrenverstärkern üblicherweise unproblematisch, da normale Gitarrenboxen keinerlei Frequenzweichen enthalten. Der Verstärker begann jedoch bei kapazitiver Belastung bei einer Frequenz von ca.  $f_{osc} = 89 kHz$  zu schwingen. Deshalb wurde der Saugkreis aus L1 und C5 eingebaut, um die Endstufe gegen kapazitive Lasten unempfindlich zu machen. Die

Bauteilwerte ergaben sich durch das Vorhandensein einer Spule mit  $L_1 = 10 \mu H$ , wodurch für C5 gilt:

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_1 \cdot C_5)}}$$

$$C_5 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{osc}^2 \cdot L_1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (89 \text{ kHz})^2 \cdot 10 \mu H} = 3,2 \cdot 10^{-4} F$$

Somit wurde für C5 der nächste Normwert von  $C_5 = 330 nF$  gewählt. Zur Verringerung der Güte wurde der Widerstand R15 eingefügt. Auf diese Weise wirkt der Saugkreis in einem breiteren Frequenzband, die Dämpfung ist trotz des Widerstandes ausreichend.

Die Leerlaufsicherheit wird durch die Dioden D1 und D2 hergestellt, da diese gefährliche Selbstinduktionsspannungen des Ausgangsübertragers, die die Wicklungsisolation gefährden würden, kurzschließen.

Eine Kurzschlussfestigkeit ist insofern gegeben, dass das Netzteil leistungsmäßig nicht in der Lage ist, die Endröhren nennenswert zu überlasten. Sollte ein Kurzschluss am Ausgang vorliegen, so wird der Musiker dies immer bemerken, bevor Defekte am Verstärker auftreten können.

Der Ausgangsübertrager selbst stammt aus einem nicht näher bekannten Verstärker, er besitzt je eine Primär- und Sekundärwicklung, wobei erstere lediglich die für Gegentakt benötigte Mittelanzapfung besitzt. Die Sekundärwicklung jedoch enthält viele Abgriffe, wobei die dazugehörigen Übersetzungsverhältnisse aufgrund fehlender Dokumentation des Übertragers durch Messung ermittelt werden mussten. Hierbei gilt für das Spannungsübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$ :

$$\ddot{u} = \frac{U_{prim}}{U_{sek}}$$

Da allerdings nicht das Spannungsübersetzungsverhältnis sondern das Widerstandsübersetzungsverhältnis relevant ist, muss diese Gleichung mittels des Ohmschen Gesetzes erweitert werden:

$$\frac{R_{prim}}{R_{sek}} = \ddot{u}^2 = \left( \frac{U_{prim}}{U_{sek}} \right)^2$$

Nun wurden an den beiden Enden der Primärwicklung – also an den späteren Anodenanschlüssen - mit Hilfe eines Regeltrenntransformators  $U_{prim} = 230 V$  eingespeist und die Sekundärspannungen der Wicklungen notiert. Dabei kristallisierten

sich neben einigen zu hochohmigen Wicklungen für 100V-ELA-Anpassung zwei brauchbare, niederohmige Wicklungen mit folgenden Spannungen heraus:

$U_{sek,1} = 8,47 \text{ V}$  und  $U_{sek,2} = 10,61 \text{ V}$ . Setzt man diese beiden Spannungen in die oben erstellte Formel ein, so erhält man:

$$\ddot{u}_1 = \frac{230 \text{ V}}{8,47 \text{ V}} = 27,15 \text{ und } \ddot{u}_2 = \frac{230 \text{ V}}{10,61 \text{ V}} = 21,68 \text{ bzw. } \ddot{u}_1^2 = 737 \text{ und } \ddot{u}_2^2 = 470 .$$

Für  $R_{sek} = 4 \Omega$  gilt:

$$R_{prim,1}(4 \Omega) = 4 \Omega \cdot \ddot{u}_1^2 = 2,9 \text{ k}\Omega \text{ und } R_{prim,2}(4 \Omega) = 4 \Omega \cdot \ddot{u}_2^2 = 1,9 \text{ k}\Omega$$

Für  $R_{sek} = 8 \Omega$  gilt:

$$R_{prim,1}(8 \Omega) = 8 \Omega \cdot \ddot{u}_1^2 = 5,9 \text{ k}\Omega \text{ und } R_{prim,2}(8 \Omega) = 8 \Omega \cdot \ddot{u}_2^2 = 3,8 \text{ k}\Omega$$

Anhand des Datenblattwertes der benutzten Endröhren, die  $R_{aa} \approx 3,4 \text{ k}\Omega$  vorgeben, kann man also sagen, dass die lange Wicklung 2 besser zu einer Anpassung an  $R_{sek} = 8 \Omega$  passt, die kurze Wicklung 1 besser für  $R_{sek} = 4 \Omega$  geeignet ist. Optimal sind beide Anpassungen nicht, der zusätzliche Klirrfaktor und die geringere Ausgangsleistung durch Fehlanpassung sind jedoch nicht störend.

## 4.6 Funktionsweise des Netzteiles

Zum Betrieb des Verstärkers sind mehrere Betriebsspannungen nötig, die vom Netzteil bereitgestellt werden. Im Folgenden werden die einzelnen Funktionsgruppen des Netzteils erläutert, die Primärseiten der beiden Netztransformatoren ist dabei aus dem Gesamtschaltbild ersichtlich.

### 4.6.1 Anodenspannungsnetzteil

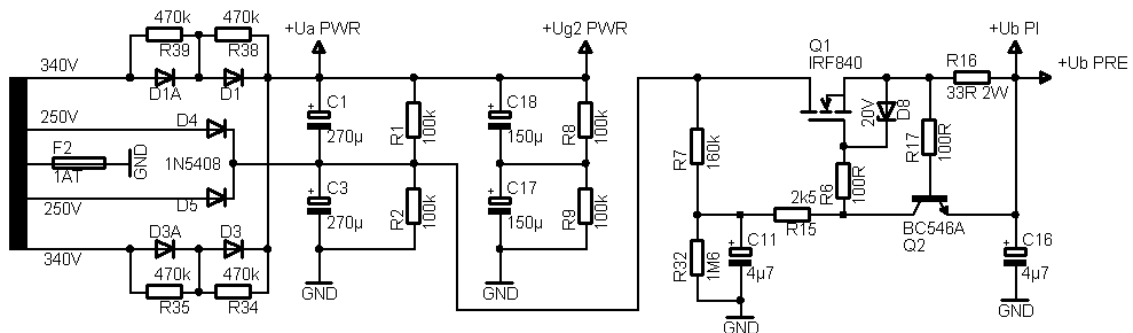


Abbildung 28: Schaltbild Luciferula Anodenspannungsnetzteil

Die Anodenspannungswicklung des Netztransformators bietet einige Abgriffe. Daher wurden die 340V-Wicklungen mit vier Dioden in einer Mittelpunktschaltung

gleichgerichtet. Die Anzahl der Dioden ergibt sich dadurch, dass die Sperrspannung von einer Diode nur  $U_{breakdown} = 700 \text{ V}$  beträgt, was bei einer zu sperrenden Spannung von

$$U_{invers} = 2 \cdot U_{trafo, p} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{trafo, eff} = \sqrt{8} \cdot 340 \text{ V} = 961 \text{ V}$$

nicht ausreichend ist. Die Widerstände parallel zu den Dioden dienen der gleichmäßigen Spannungsaufteilung, denn durch unterschiedliche Sperrschichtkapazitäten können sonst einzelne Dioden durch Überschreiten von  $U_{breakdown}$  durchschlagen.

Auf die Gleichrichter folgt eine Elkokaskade aus C1 und C3, deren oberes Ende über die 340V-Wicklung auf  $U_{a, PWR} = U_{g2, PWR} = 340 \text{ V}_{eff} \cdot \sqrt{2} = 480 \text{ V}$  aufgeladen wird.

An C3 liegen

Dies hat den Vorteil, dass für die Vorstufenanodenspannung keine weiteren Elkos nötig sind, da die bereits vorhandenen mitbenutzt werden können. An C3 liegen analog dazu über die 250 V Wicklung des Trafos  $U_{C3} = 250 \text{ V}_{eff} \cdot \sqrt{2} = 353 \text{ V}$  an. Diese Werte schwanken mit der Netzspannung und sind, da der Trafo primärseitig noch für 220 V gewickelt ist, in Wirklichkeit etwas höher. Aus Platzgründen war ein Einbau höher kapazitiver Elkos an dieser Stelle nicht möglich, daher wurden die bereits im Chassis vorhandenen Elkos C17/C18 zu je  $150 \mu\text{F} / 350 \text{ V}$  in Reihe geschaltet und mittels R8/R9 symmetriert an die 480 V – Schiene angeschlossen. Die Endstufe benötigt aufgrund der Brummauslöschung im Ausgangsübertrager – diese geschieht analog zur Neutralisierung der durch den Ruhestrom verursachten Magnetfelder – keine gesiebte Anoden- und Schirmgitterspannung, hier reichen die einfachen Ladeelkos aus.

Die Vorstufen jedoch müssen mit absolut brummfreier Anodenspannung versorgt werden, da jede Störung bereits in den ersten Verstärkerstufen mitverstärkt werden würde. Aus diesem Grund wurde eine Art Gyrotorschaltung mit dem N-Channel-Enhancement-MOSFET IRF840 aufgebaut, die einen großen Kondensator simuliert<sup>7</sup>.

Dabei erzeugt der Spannungsteiler aus R6 und R32 eine Referenzspannung, die von C11 gesiebt und über R15 und R6 ans Gate des MOSFET geleitet wird. Der MOSFET regelt dann seinen Sourceanschluss soweit nach, bis er gerade noch nicht sperrt. Dies geschieht einige Volt unter der Gatespannung, typischerweise ist  $U_{GS} \approx 7-8 \text{ V}$ . Die Zenerdiode D8 schützt dabei das Gate des MOSFET, da  $U_{GS, max} = 20 \text{ V}$ <sup>8</sup> ist. Bei einem Kurzschluss am Ausgang würde dieser Wert überschritten werden, was zu einem Defekt des MOSFET führen würde. Die Schaltung besitzt ferner noch eine

<sup>7</sup> Vgl. [Ana] 172ff

<sup>8</sup> [IRF840] Seite 1

Strombegrenzung in Form von R16 und Q2. Wenn am Ausgang zuviel Strom fließt, das heißt, wenn  $U_{R16} > 0,65 V$  wird, dann beginnt Q2 zu leiten und verringert somit die  $U_{GS}$  des MOSFET, wodurch dieser sperrt. Die Strombegrenzung setzt gemäß dem

ohmschen Gesetz bei  $I_{R16} = \frac{U_{R16}}{R_{16}} = \frac{0,7 V}{33 \Omega} = 21 mA$  ein. Da die Vorstufen im Betrieb

nahezu keinen Strom benötigen, ist dieser Grenzwert absolut ausreichend und verhindert im Kurzschlussfall eine unnötig hohe Verlustleistung am MOSFET. Am Ausgang der Stabilisierungsschaltung sind keine relevanten Störspannungen mehr messbar.

#### 4.6.2 Gittervorspannungserzeugung

Üblicherweise besitzt der Netztransformator eine Wicklung, die eine Spannung von ca. 50 – 60 V liefert, aus der dann die Gittervorspannung der Endröhren erzeugt wird. Da dies bei diesem Transformator nicht der Fall war, wurde die folgende Schaltung entwickelt:

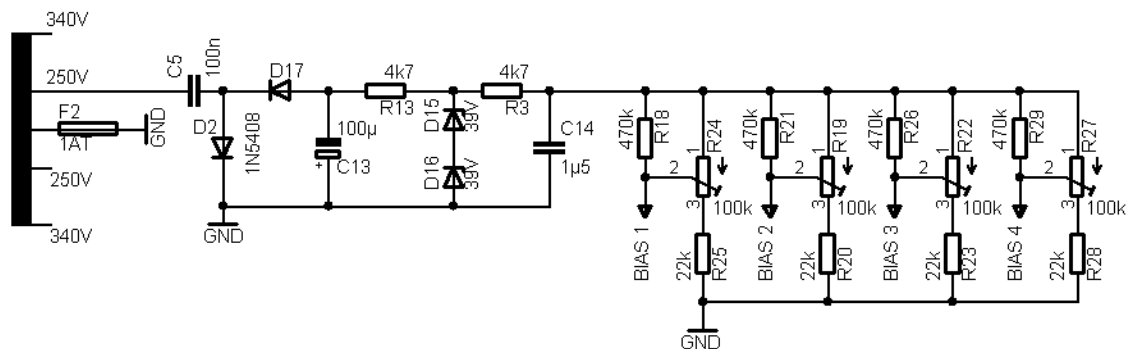


Abbildung 29: Schaltbild Luciferula Gittervorspannungserzeugung

An der 250 V – Anodenspannungswicklung wird mittels Einweggleichrichtung über D17 eine ungestabilisierte, negative Spannung erzeugt. Dabei dient C5 als kapazitiver Vorwiderstand, er bildet zusammen mit R13 einen Spannungsteiler. An dieser Stelle wurde ein Kondensator gewählt, um den Querstrom durch die Zenerdioden D15 und D16 ausreichend groß und die Zeitkonstante aus  $X_{C5}$  und C13 ausreichend klein wählen zu können, ohne anstelle von C5 große Verlustleistungen an einem ohmschen Widerstand in Kauf nehmen zu müssen. Bei  $f_{netz} = 50 Hz$  gilt für den kapazitiven Blindwiderstand von C5:



$$X_{C5} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{netz} \cdot C_5} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 1 \cdot 10^{-7} \text{ F}} = 31,8 \text{ k}\Omega$$

Das ist ausreichend niederohmig, um im Einschaltmoment C13 schnell aufladen und somit den Arbeitspunkt vor dem Aufheizen der Röhrenkathoden sicherstellen zu können. Dies ist besonders beim schnellen Aus- und Wiedereinschalten wichtig. Die Spannung an C13 wird über R13 an die beiden Zenerdioden D15 und D16 angelegt, welche in Reihenschaltung die minimale negative Gittervorspannung zu  $U_{gl, min} = -(2 \cdot 39 \text{ V}) = -78 \text{ V}$  festlegen. Diese Spannung wird durch den Tiefpass aus R3 und C14 entrauscht, da jedes Rauschen von der Endstufe mitverstärkt werden würde, und auf die 10-Gang-Spindeltrimmer zur Einstellung der Gittervorspannung gegeben. Diese sind sowohl gegen Durchdrehen bis  $U_{gl} = 0 \text{ V}$  als auch gegen Abheben des Schleifers gesichert.

#### 4.6.3 Heizspannungen

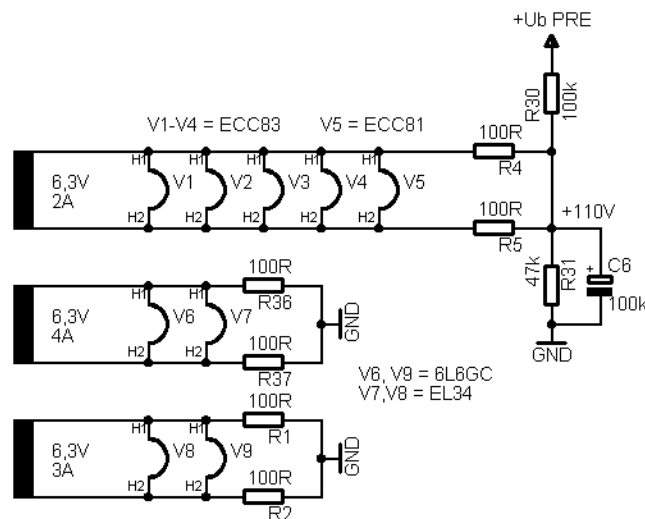


Abbildung 30: Schaltbild Luciferula Heizspannungsnetzteil

Die Heizspannungen werden direkt aus den passenden Transformatorenwicklungen gewonnen. Eine Gleichrichtung oder Siebung ist hier nicht notwendig, dies ist eine Maßnahme, die auch bei indirekt geheizten Röhren oft verwandt wird, aber in der Regel nur Verdrahtungs- und Layoutfehler seitens der Entwickler kaschiert. Die Endröhren V6-V9 werden lediglich mit R1, R2 sowie R36 und R37 symmetrisch auf Masse gelegt; dies wirkt vor allem statischen Brummeinstreuungen aus den Heizleitungen in die Schaltung entgegen, da sich die beiden gegenüber Masse entgegengesetzten Felder gegenseitig aufheben. Bei den Vorstufen V1-V5 ist zur Schonung der Isolation zwischen Heizfäden und Kathode die Heizung zusätzlich zur Symmetrierung über R4

und R5 mittels des Spannungsteilers aus R30 und R31 auf eine Spannung von etwa 110 Volt „hochgelegt“. Dies ist besonders bei den Kathodenfolgern mit V3b und V4a relevant. Hier liegt die Kathodenspannung relativ hoch und würde ohne diese Maßnahme bei Aussteuerung die zulässige Spannung zwischen Heizung und Kathodenrohr von  $U_{fk, max} = 180 V^9$  überschreiten. Zusätzlich ist durch das Hochlegen eine Einstreuung von Heizbrumm in die Kathoden schwerer möglich, da die Diode zwischen Heizfaden und Kathodenrohr in Sperrrichtung vorgespannt ist.

#### 4.6.4 Hilfsspannungen

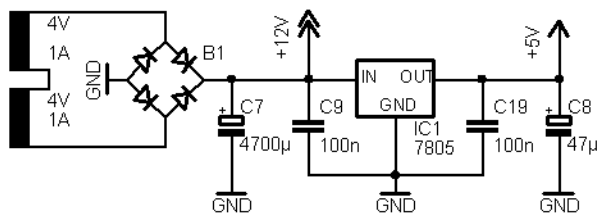


Abbildung 31: Schaltbild Luciferula Hilfsspannungsnetzteil

Der Verstärker kommt mit zwei Hilfsspannungen von 5 V und 12 V aus. Erstere wird für alle Relais, LDRs sowie die Konstantstromquelle des Differenzverstärkers benötigt, zweitere lediglich für die Relais zur Wahl der Endröhren und der Master-Volumen-Umschaltung sowie des Effektweges. Da die 12 V nicht in empfindliche Schaltungsteile geführt werden, können diese ungestabilisiert bleiben. Die 5 V hingegen werden überall im Verstärker benötigt und sind daher mit einem integrierten Spannungsregler des Typs  $\mu A7805$  stabilisiert. Dieses IC ist bereits intern gegen Kurzschluss geschützt, sodass eine derartige Absicherung entfallen kann. Die beiden Keramikkondensatoren C9 und C19 dienen zum Abblocken von hochfrequenten Schwingungen, sie werden aus diesem Grund direkt am Regler angelötet.

## 4.7 Funktionsweise der Schaltlogik

Es gibt im Verstärker einige Schaltbusse, die allesamt mit Open-Collector-Treibern, also einfachen Schaltkontakten gegen Schaltungsmasse, angesteuert werden können. Sämtliche Relais sind mit Freilaufdioden verblockt, sodass jeder elektronische oder mechanische Schalter mit ausreichender Strombelastbarkeit (unter 100 mA) zum Schalten der Funktionen ausreicht.

Die vorhandenen Schaltbusse sind:

- Grüner Kanal
- Blauer Kanal
- Oranger Kanal
- Roter Kanal
- Mute
- Master A/B
- Effektschleife

Hierbei sind die vier Kanäle gegenseitig exklusiv, das heißt, dass ein aktivierter Kanal die Aktivierung der anderen Kanäle ausschließt. Mute, Master und Effekt können beliebig kombiniert werden. Da die Zukunft des Projektes eher das heimische Wohnzimmer als eine Bühne ist, wurde auf die Anfertigung eines Fußschalters verzichtet, dieser kann jedoch – auch in Form von MIDI mittels Mikrocontroller – dank der einfachen Open-Collector-Architektur jederzeit nachgerüstet werden, die benötigten Versorgungsspannungen und Buchsen sowie der Kabelbaum sind bereits vorhanden.

## 4.8 Auswahl der Röhren

### 4.8.1 Die Kleinsignal-Doppeltriode ECC83



Abbildung 32: Die Röhre ECC83

Die ECC83 ist eine Doppeltriode mit Novalsockel. Mit ihrer hohen Leerlaufverstärkung von  $\mu = 100$  und ihrem relativ hohen Innenwiderstand von  $R_i = 62,5 \text{ k}\Omega$  eignet sie sich hervorragend für hochohmige, hochverstärkende Stufen. Dazu ist sie rauscharm und durch die hohen Stückzahlen, die noch heute gefertigt werden, sehr günstig.

Im LUCIFERULA-Projekt wurden nur mindestens 40 Jahre alte ECC83 des Herstellers Telefunken verwendet. Da diese Röhren in ihrer Tätigkeit als Vorstufen praktisch keinem Verschleiß ausgesetzt sind, ist auch nach 40 Jahren Betrieb keine Verschlechterung ihrer Parameter feststellbar.

### 4.8.2 Die Kleinsignal-Doppeltriode ECC81



Abbildung 33: Die Röhre ECC81

Die ECC81 entspricht vom Sockelschaltbild und den Heizdaten der ECC83, sie ist allerdings durch die Steilheit  $S = 5,5 \text{ mA/V}$  für niederohmigere Schaltungen verwendbar, was sie als Phasenumkehrstufe zum Treiben mehrerer Endröhren optimal macht. Aus diesem Grund ist sie in der Differenzverstärker-Phasenumkehrstufe des LUCIFERULA-Projektes zu finden. Die hier verwendete Röhre stammt vom deutschen Hersteller Valvo und ist ebenfalls ca. 40 Jahre alt.

### 4.8.3 Die Leistungspentode EL34



Abbildung 34: Die Röhre EL34

Die EL34 wurde in den 50er Jahren von der Firma Philips als Leistungsendröhre für NF-Anwendungen entwickelt. Ziel war dabei eine Röhre, die mit einer zweiten ihrer Art im Gegentaktbetrieb eine Ausgangsleistung von 100 W RMS erreichen sollte. Ein weiteres Kriterium war eine möglichst einfache Ansteuerung, was durch eine hohe Steilheit von  $S = 12,5 \text{ mA/V}$  ebenfalls erreicht wurde. Sie hat eine zulässige Anodenverlustleistung von  $P_{a,max} = 25 \text{ W}$  bei einer Anodenspannung von  $U_{a,max} = 800 \text{ V}$ . Beide Grenzwerte werden im LUCIFERULA-Projekt nicht ausgeschöpft.

### 4.8.4 Die Beam-Power-Leistungspentode 6L6GC



Abbildung 35: Die Röhre 6L6GC

Die 6L6GC entstand aus der 6L6, die eine amerikanische Stahlröhre, das heißt eine Röhre mit Stahl- statt Glaskolben ist. Sie ist die „amerikanische EL34“, das heißt sie wird den normalen Anwendungen wie HIFI- oder Gitarrenverstärkern, bei denen Anodenspannung nicht zu hoch liegt, trotz ihrer von der EL34 abweichenden Steilheit sowie einem anderen Innenwiderstand gerne anstatt der EL34 eingesetzt. Dies führt aufgrund von Fehlanpassungen immer zu mehr Klirrfaktor beziehungsweise einem anderen Klirrspektrum und somit einem anderen Klang.

## 4.9 Erklärungen zu den durchgeführten Messungen

### 4.9.1 Ausgangsleistung

Bei der Ausgangsleistungsmessung muss zwischen Dauertonleistung und Musikleistung unterschieden werden. Die Musikleistung ist immer größer als die Dauertonleistung, da sich die nutzbare Anodenspannung durch den Innenwiderstand des Netzteiles bei Dauertonbelastung verringert und somit kurze Impulse, wie sie in Musik und auch im Gitarrensinal vorkommen, immer mit mehr Leistung bereitgestellt werden können als ein Dauerton.

Zur Dauertonmessung wird in den FX-Return ein Sinussignal mit  $f_{mess} = 1 \text{ kHz}$  eingespeist. Die Vorstufen werden dabei umgangen, da durch sie zusätzlicher Klirrfaktor sowie eine Begrenzung des Messsignales entstehen würden. Die Leistungsmessung betrifft somit nur die Endstufe.

Am Ausgang des Verstärkers wird ein ohmscher Dummy mit  $R_L = 4 \Omega$  und ein Oszilloskop sowie ein RMS-Voltmeter zur Messung der effektiven Ausgangsspannung angeschlossen. Anschließend wird die Ausgangsamplitude mit Hilfe des Master-Volume-Potis so weit erhöht, bis die Endstufe zu begrenzen beginnt und Signalverformungen auf dem Oszilloskop sichtbar werden. Der Klirrfaktor ist bei der Leistungsbestimmung von geringer Bedeutung, da dieser den Klangcharakter des Verstärkers mitbestimmt und somit im Gegensatz zur Messung von HIFI-Endstufen gewollt ist.

Die Ausgangsleistung berechnet sich dann zu  $P_{out} = \frac{U_{eff}^2}{R_L}$ .

Bei der Musikleistungsmessung wird ebenso verfahren, hierbei wird jedoch der Innenwiderstand des Netzteiles durch das Einspeisen einer externen, stabilisierten Anoden- und Schirmgitterspannung eliminiert.

### 4.9.2 Klirrfaktor

Die Klirrfaktormessung erfolgt bei Vollaussteuerung des Verstärkers mittels einer sogenannten Klirrfaktormessbrücke. Als Eingang der Endstufe wird wieder der Effekt-

Return benutzt, hier wird wieder ein Sinus von  $f_{mess} = 1 \text{ kHz}$  eingespeist. Der Ausgang wird wieder mit einem Dummy belastet. An den Ausgang wird außerdem die Klirrfaktormessbrücke angeschlossen. Sie hat einen internen Referenzoszillator, der sich automatisch auf die am Eingang der Messbrücke anliegende Frequenz und Phase abgleicht, sodass eine Subtraktion des Referenzsinussignales mit dem Messsinussignal die Verzerrungen ergibt. Da das Messinstrument vorher auf die volle Ausgangsspannung – entsprechend 100% – abgeglichen wurde, kann nun der Klirrfaktor direkt in Prozent der Eingangsspannung abgelesen werden. Zusätzlich kann das Differenzsignal an einem Ausgang der Messbrücke abgegriffen und am Oszilloskop betrachtet werden.

Der gemessene Klirrfaktor setzt sich aus Störspannungen seitens des Netzteiles sowie Verzerrungen innerhalb der Endstufe zusammen, also beispielsweise aus Übergangsverzerrungen im Nulldurchgang des Sinussignales sowie Nichtlinearitäten der Röhren.

#### 4.9.3 Dämpfungsfaktor<sup>10</sup>

Der Dämpfungsfaktor gibt an, wie gut der Verstärker den Lautsprecher kontrollieren kann und hängt im Wesentlichen vom Innenwiderstand des Verstärkers, der Lastimpedanz ab. Die Leiterwiderstände des Lautsprecherkabels kann hier vernachlässigt werden, da das Kabel durch die Bauweise als Top selten mehr als 2 Meter lang ist. Für den Innenwiderstand  $R_i$  des Verstärkers gilt:

$$R_i = \frac{(U_{\text{Leerlauf}} - U_{\text{Vollast}})}{I_{\text{Vollast}}}$$

Aufgrund der Definition des Dämpfungsfaktors gilt:

$$\text{Dämpfungsfaktor} = \frac{R_L}{R_i}$$

#### 4.9.4 Störabstand

Der Störabstand oder „Signal to Noise Ratio“ (SNR) ist das Verhältnis der effektiven Störspannung am Ausgang ohne Aussteuerung des Verstärkers im Verhältnis zur

---

<sup>10</sup> Vgl. [HPA] Seite 46ff

effektiven Ausgangsspannung bei Vollaussteuerung. Sie wird üblicherweise in Dezibel angegeben.

$$SNR = 20 \cdot \log \left( \frac{U_{Stör}}{U_{Vollaussteuerung}} \right)$$

## 5 Technische Daten des LUCIFERULA - Projektes

Eingang: ¼ Zoll Klinke

Ausgang: 2 x ¼ Zoll Klinke, Neutrik SpeakOn 2 pol

	<b>2x EL34</b>	<b>2x 6L6GC</b>
<b>Dauerton-Ausgangsleistung</b>	35 Watt 11,5 $V_{eff}$ an 4 $\Omega$	26 Watt 10,2 $V_{eff}$ an 4 $\Omega$
<b>Kurzzeitige Ausgangsleistung</b>	50 Watt 14,1 $V_{eff}$ an 4 $\Omega$	41 Watt 12,8 $V_{eff}$ an 4 $\Omega$
<b>Klirrfaktor</b> nicht gegengekoppelt voll gegengekoppelt	11,05 % 7 %	10 % 7,4 %
<b>Dämpfungsfaktor</b> nicht gegengekoppelt voll gegengekoppelt	0,72 0,93	0,6 0,76

	<b>Endstufe (allein)</b>	<b>Grüner Kanal</b>	<b>Blauer Kanal</b>	<b>Oranger Kanal</b>	<b>Roter Kanal</b>
<b>Störabstand</b>	76 dB	69 dB	72 dB	72 dB	73 dB

Abmessungen: Breite: 67 cm Höhe: 24 cm Tiefe: 24 cm



## 6 Eindrücke des fertigen LUCIFERULA-Projektes

Im folgenden Kapitel sollen einige Eindrücke des fertigen Gerätes gezeigt werden, sowohl seitens des Innenlebens als auch seitens der Verwendung auf der Bühne.

### 6.1 Bilder und Erklärungen zum Aufbau

Außenansicht des Chassis, rechts die beiden Netztransformatoren, links der Ausgangsübertrager. Dazwischen von links nach rechts vorne die vier ECC83 und die ECC81 Phasenumkehrstufe. Hinten in der Mitte die beiden EL34, daneben 2x 6L6GC.



Abbildung 36: Luciferula Chassis

Innenansicht des Verstärkers mit Markierung der Baugruppen:

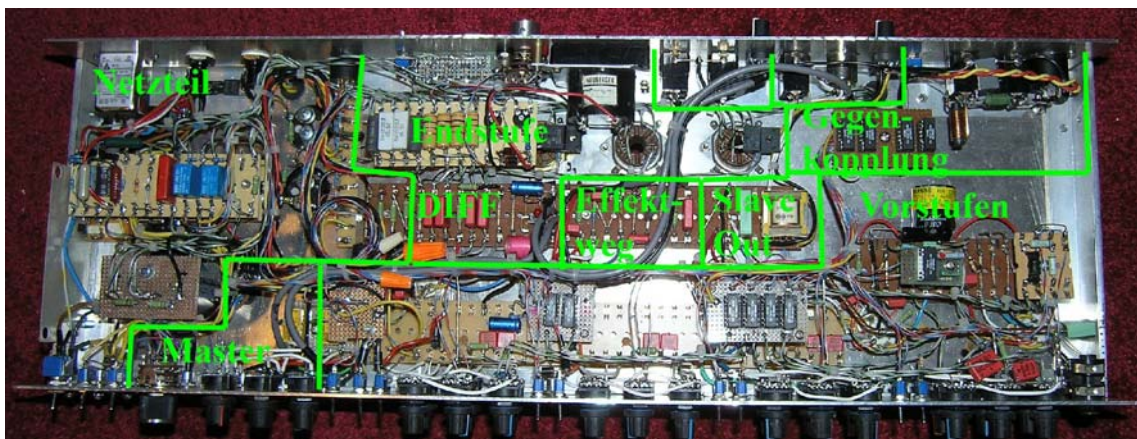


Abbildung 37: Luciferula Innenaufbau Überblick

Innenansicht linker Teil (Netzteil, Endstufe, Mastersektion):

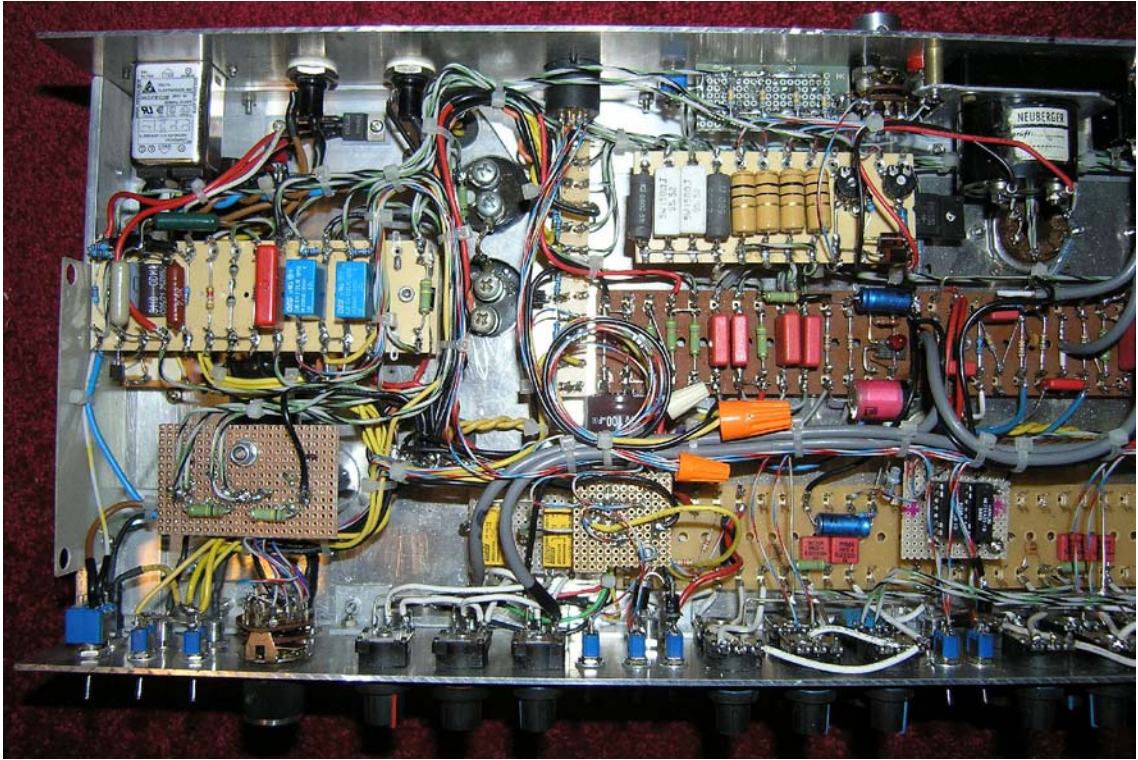


Abbildung 38: Luciferula Innenaufbau links

Innenaufbau rechter Teil (Effektweg, Slave Out, Gegenkopplung, Lautsprecheranschlüsse, Vorstufen):



Abbildung 39: Luciferula Innenaufbau rechts

Rückansicht:



Abbildung 40: Luciferula Rückansicht

Von links nach rechts: Netzanschluss, Netzsicherung, Anodenspannungssicherung, vorbereiteter Fußschalteranschluss, nicht belegter Schalter, BIAS-Trimmer für die Endröhren, Umschalter für das Messinstrument, FX Return, FX Send, FX Send Level, Slave Out, Slave Out Level, Lautsprecherimpedanzwahlschalter, Lautsprecheranschlüsse.

Frontansicht:



Abbildung 41: Luciferula Frontansicht

Von links nach rechts: Eingang, Grüner Kanal, Blauer Kanal, Oranger Kanal, Roter Kanal (je 6 Potis, 2 Schalter, 1 LED), Effektweg (FX On, FX Return Level, Anzeigel-LED), Master 1, Master 2, Kanalwahlschalter, Standbyschalter, Schalter zur Absenkung der Lautstärke auf Heimgebrauchs-Niveau (schaltet die beiden Kathodenrelais der Endstufe ab), Netzschalter.

Die Kanäle sind dabei jeweils nach folgendem Schema aufgebaut:

Obere Potireihe: Gain, Gegenkopplung, Volume

Untere Potireihe: Bass, Mitten, Höhen

Schalter: links Vorstufenklangformung, rechts Endröhrenumschaltung

Messaufbau zur Klirrfaktormessung:

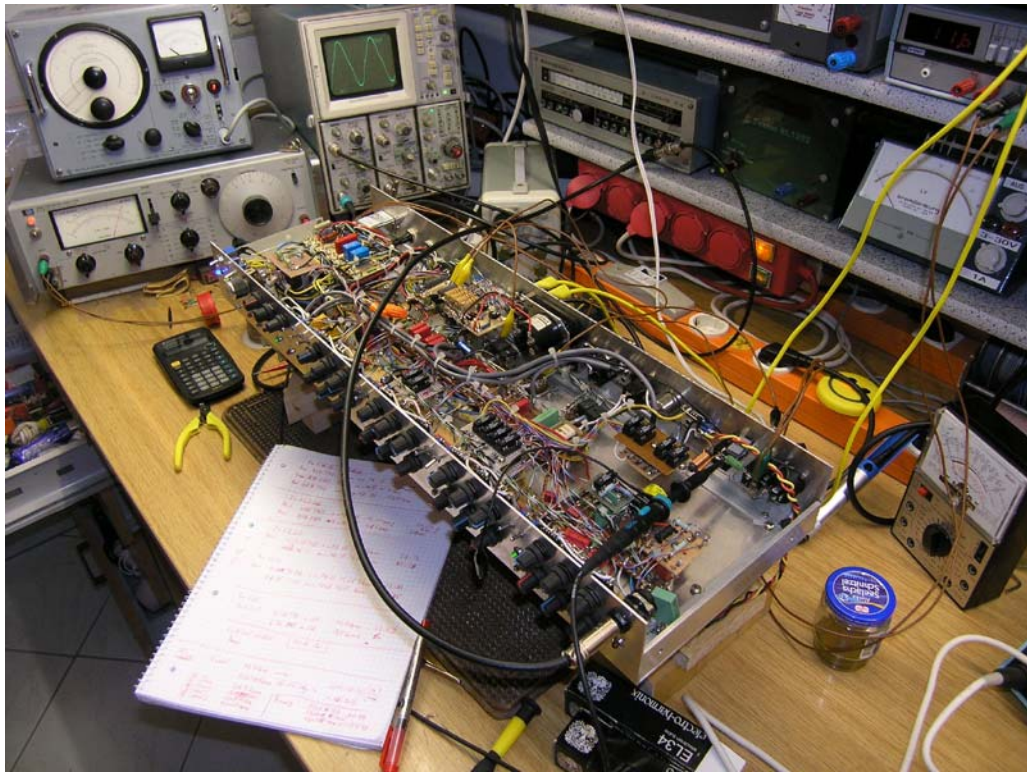


Abbildung 42: Luciferula Klirrfaktormessung

Entwicklungsumgebung:



Abbildung 43: Luciferula Entwicklungsumgebung

## 6.2 Live-Einsatz

Der Verstärker wurde bereits bei einem Livekonzert testweise verwendet, allerdings nur der grüne Kanal. Es waren auch nach mehrstündigen Betrieb vor ca. 500 anwesenden Fans keine Ausfälle zu beklagen.



Abbildung 44: Luciferula Live-Test



[Bar 3]	Lehrbuch der Elektronenröhren Band 3, 10. Auflage Prof. Dr. H. Barkhausen	1969
[Bar 4]	Lehrbuch der Elektronenröhren Band 4, 9. Auflage Prof. Dr. H. Barkhausen	1965
[Tfk 1]	Laborbuch Band 1, 3. Ausgabe Telefunken GmbH Ulm	1959
[Tfk 2]	Laborbuch Band 2, 1. Ausgabe Telefunken GmbH Ulm	1951
[Tfk 3]	Laborbuch Band 3, 1. Ausgabe Telefunken GmbH Ulm	1964
[Tfk 4]	Laborbuch Band 4, 2. Ausgabe Telefunken GmbH Ulm	1958
[Sch]	Elektrische Nachrichtentechnik Band 2 Dr.-Ing. Heinrich Schröder	1963
[Ana]	Handbuch der Analogtechnik Medien-Institut Bremen, 7. Aufl.	1982
[HPA]	High-Power Audio Amplifier Construction Manual G. Randy Slone	1999

## 8.2 Datenblätter

[ECC81]	Datenblatt der ECC81, Philips 1969
[ECC83]	Datenblatt der ECC83, Philips 1970
[EL34]	Datenblatt der EL34, Telefunken
[EL84]	Datenblatt der EL84, Mullard 1964
[6L6GC]	Datenblatt der 6L6GC, RCA 1958
[IRF840]	Datenblatt des IRF840, International Rectifier

## 8.3 Bildnachweise

Abbildung 3: Kennlinienfeld der ECC83	[ECC83] Seite 5
Abbildung 5: Kennlinienfeld der EL84	[EL84] Seite 6
Abbildung 7: Arbeitsgerade einer Eintaktendstufe	[EL34] Seite 6
Abbildung 11: Fender TwinReverb Combo <a href="http://www.musiciansheadquarters.com/used4">http://www.musiciansheadquarters.com/used4</a>	
Abbildung 12: Mesa/Boogie Heads <a href="http://pmc.cz/underwood/galerie/mesa-Dual-recto-stack.jpg">http://pmc.cz/underwood/galerie/mesa-Dual-recto-stack.jpg</a>	

Abbildung 13: John Petrucci Live-Racksystem

<http://johnpetrucci.com/images/equipment/jpmainrack2.jpg>

Abbildung 14: E-Gitarre

[http://johnpetrucci.com/images/bfr\\_red1.jpg](http://johnpetrucci.com/images/bfr_red1.jpg)

Abbildung 15: Tonabnehmerwicklung

Alle hier nicht gelisteten Bilder, Diagramme und Tabellen wurden von mir selbst erstellt.

## 8.4 Software

Schaltbilder: Cadsoft EAGLE Freeware

Grafik: Irfan View

Klangstellnetzwerke: Duncan Amps TSC (<http://duncanamps.com/tsc/index.html>)

Textverarbeitung: Open Office 2.1

## 9 Danksagungen

Neben vielen anderen Musikern und Autoren, die mich in der Entstehungszeit dieser Facharbeit und davor inspiriert haben, danke ich vor allem zwei Menschen:

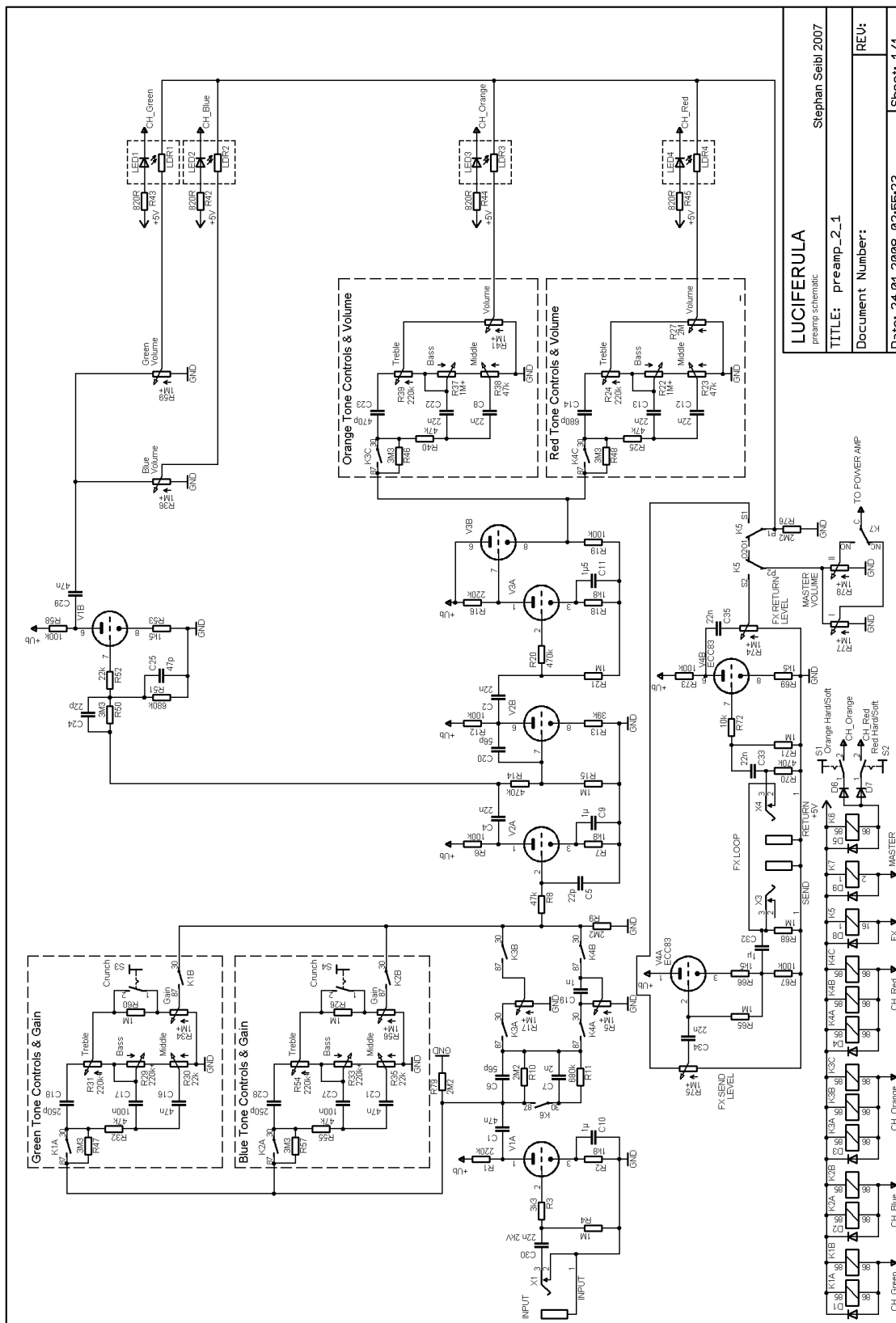
Erstens Hermann Hagn von der TU München, der mich mit seltener Literatur und schaltungstechnischen Ideen sowie Messgeräten unterstützt hat, ein großes Dankeschön hierfür.

Und zweitens danke ich Bernhard Lehmeier und seiner Familie, die es mir durch das Benutzen des Elektroniklabors ermöglichten, Messungen über das Maß, das in meinem Labor möglich gewesen wäre, hinaus durchzuführen.



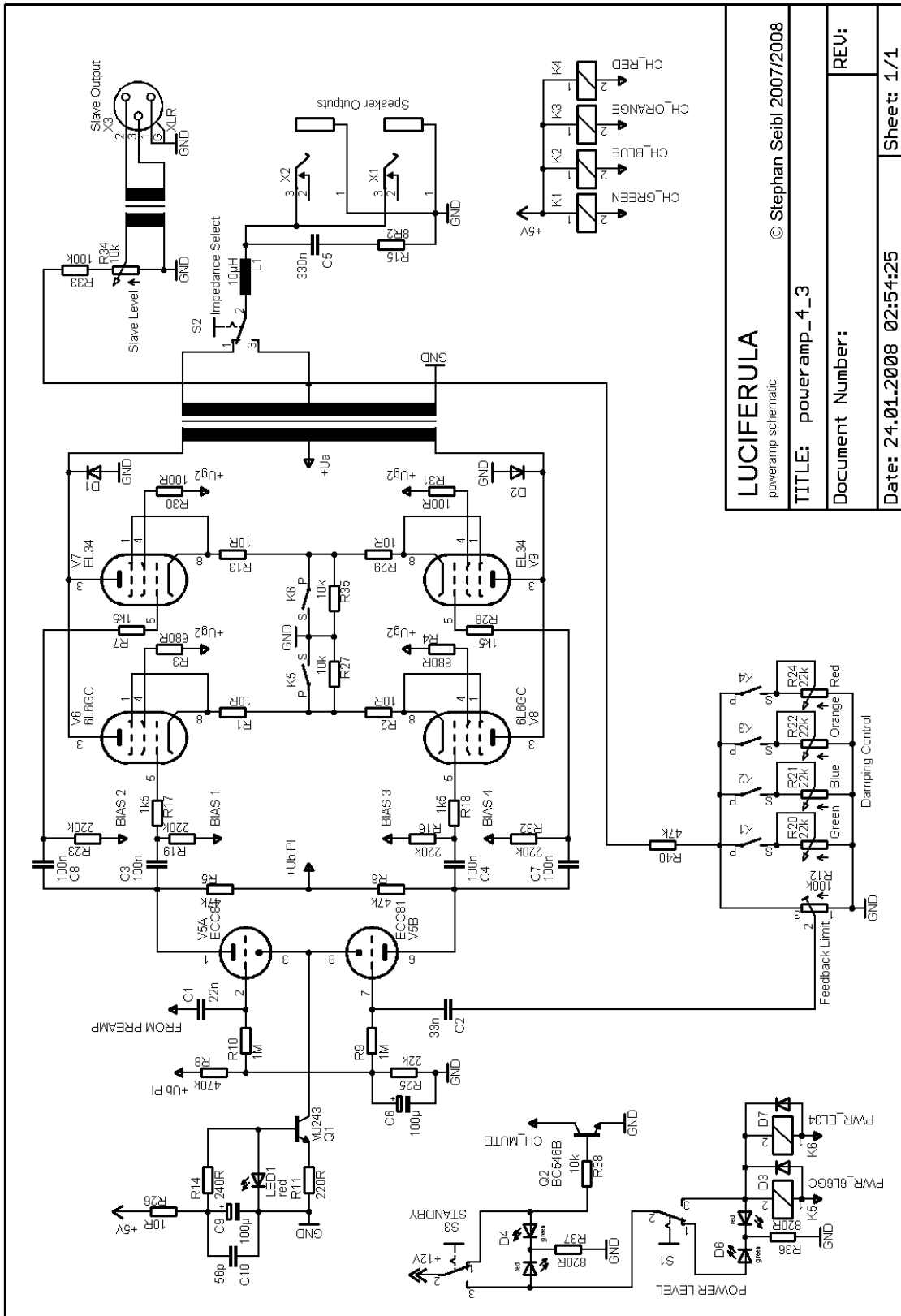
# 10 Anhang: Schaltbilder

## 10.1 Vorverstärker



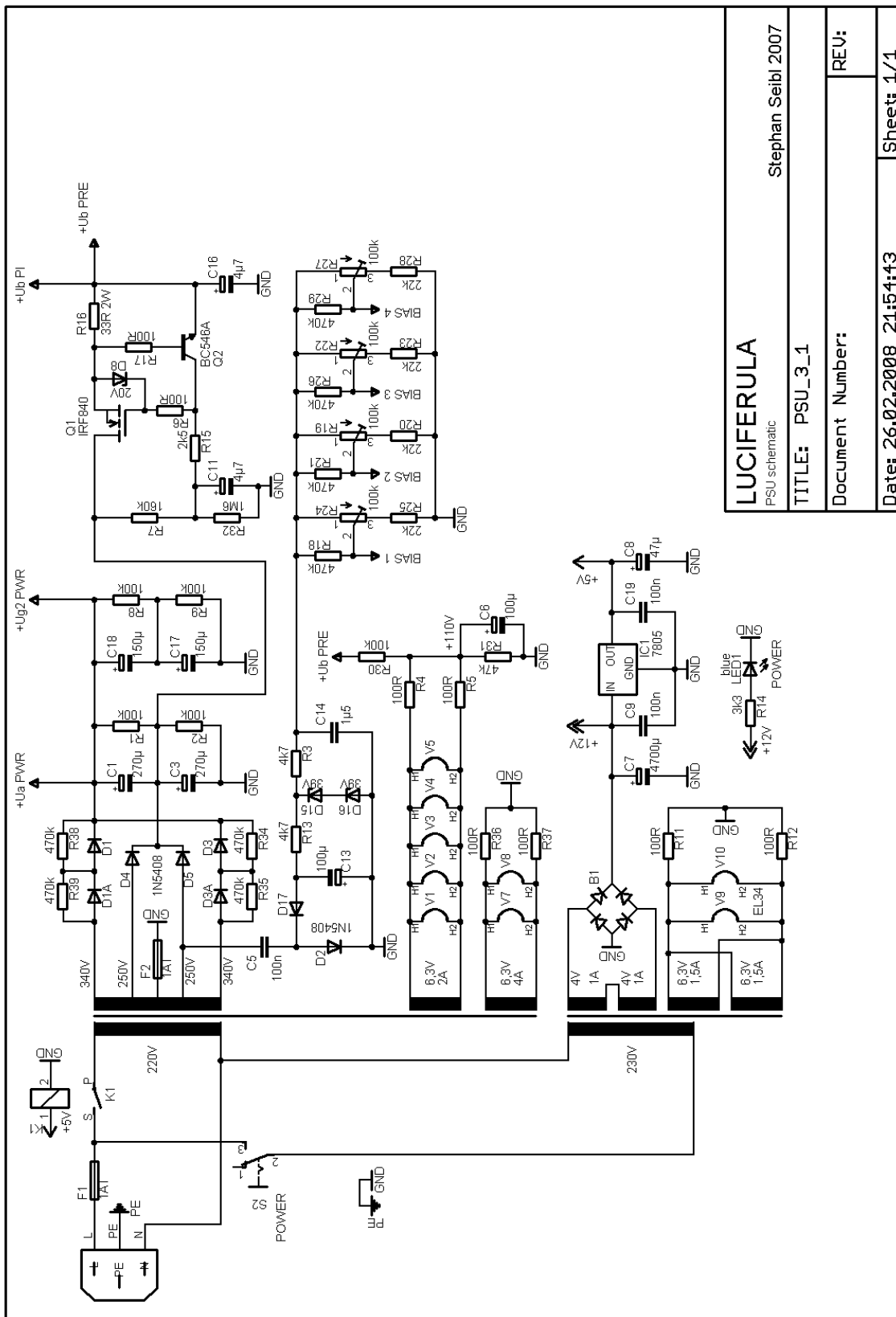
**LUCIFERULA**  
 preamp schematic  
 Stephan Seibt 2007  
**TITLE: preamp\_2\_1**  
**Document Number:**  
 Dater: 24.01.2008 02:55:23  
 Sheet: 1/1

## 10.2 Endstufe



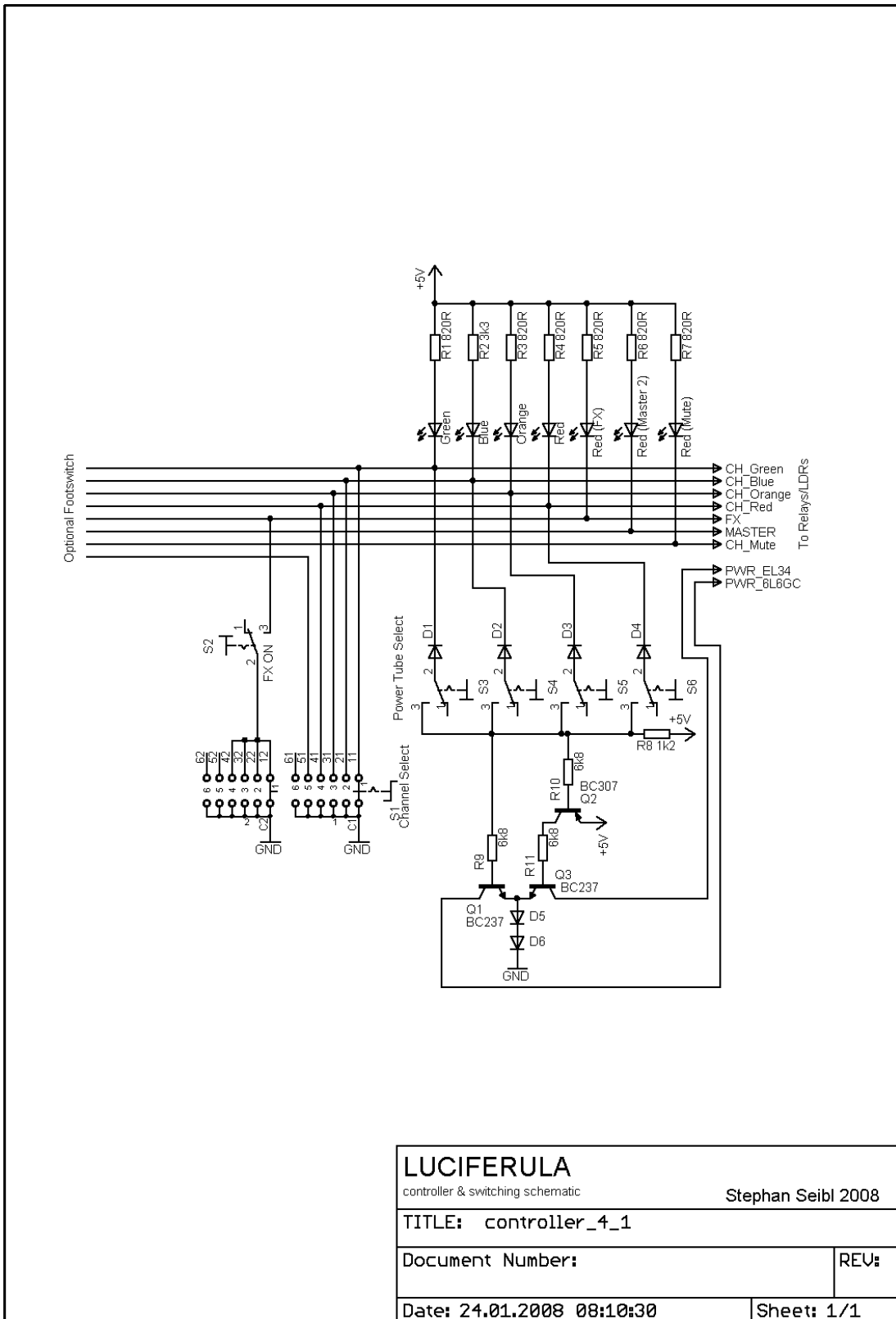
<b>LUCIFERULA</b>	
poweramp schematic	
© Stephan Seibl 2007/2008	
TITLE: power amp_4_3	
Document Number:	REV:
Date: 24.01.2008 02:54:25	Sheet: 1/1

### 10.3 Netzteil



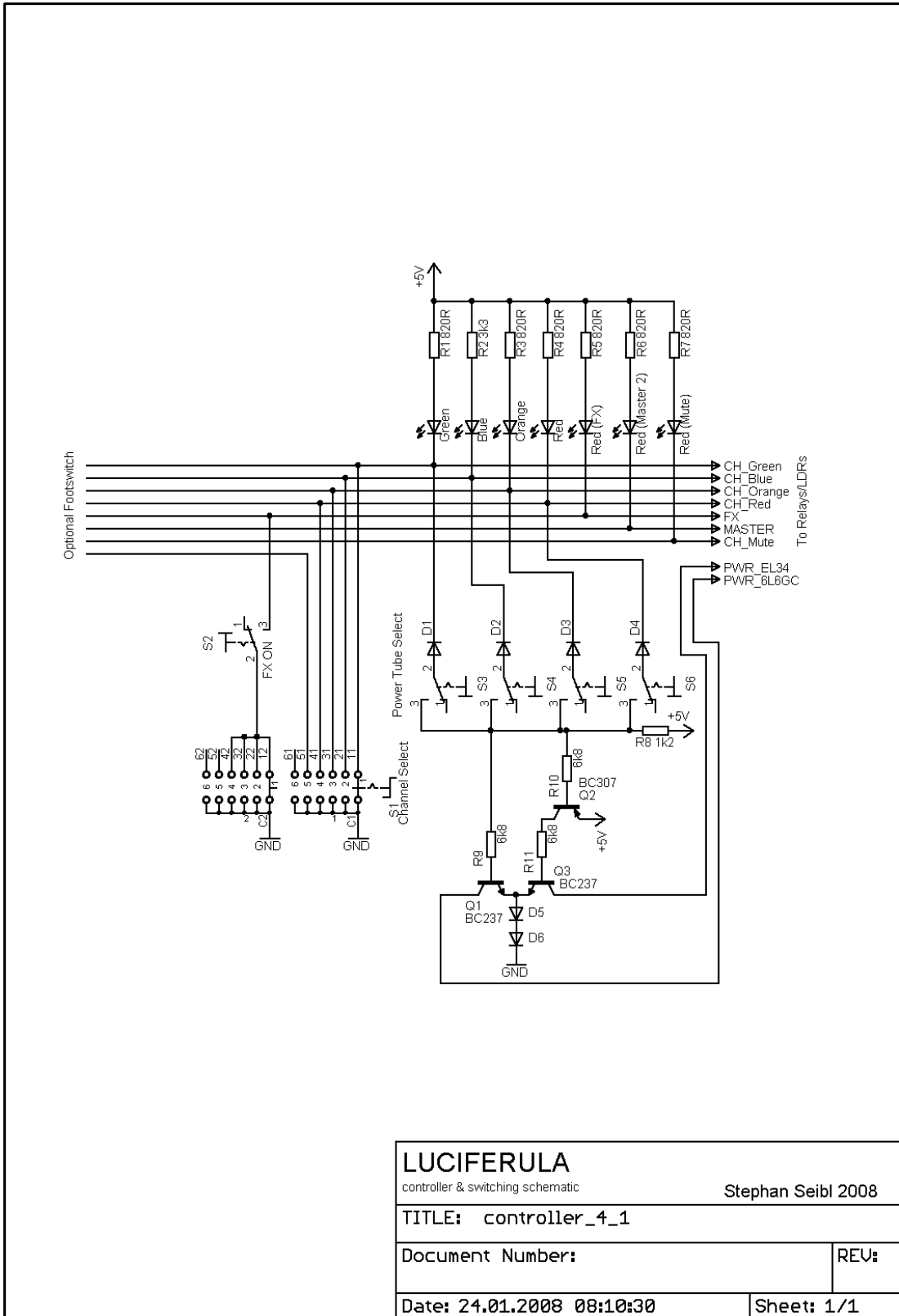
<b>LUCIFERULA</b>	
PSU schematic	
Stephan Seibl 2007	
<b>TITLE:</b> PSU_3_1	<b>REV:</b>
<b>Document Number:</b>	
<b>Date:</b> 26.02.2008 21:54:43	<b>Sheet:</b> 1/1

### 10.4 Schaltlogik



<b>LUCIFERULA</b>	
controller & switching schematic	
Stephan Seibl 2008	
<b>TITLE:</b> controller_4_1	
<b>Document Number:</b>	<b>REV:</b>
<b>Date:</b> 24.01.2008 08:10:30	<b>Sheet:</b> 1/1

# 10.5 Anzeiginstrument



<b>LUCIFERULA</b>	
controller & switching schematic	Stephan Seibl 2008
TITLE: controller_4_1	
Document Number:	REV:
Date: 24.01.2008 08:10:30	Sheet: 1/1