

## Netzteil

Von Alexander Loesch

### Allgemeines

Das Netzteil stellt alle für den gesamten Verstärker notwendigen Versorgungsspannungen zur Verfügung.

Die folgende Tabelle bietet eine Übersicht über die von den verschiedenen Funktionsgruppen des Verstärkers benötigten Versorgungsspannungen und -Ströme:

	Teilkomponente	benötigte Spannung	benötigter Strom (Abschätzung)	Leistung	Eigenschaft
<b>A</b>	Anodenspannungen Endstufen	+450V DC	ca. 400mA	ca. 180W	Unstabilisiert
<b>B</b>	Anodenspannungen Vorstufen	unterschiedlich, je nach Schaltung zwischen +125V und +350V DC	unterschiedlich, je nach Schaltung zwischen 2mA und 12mA	unterschiedlich, je nach Schaltung zwischen 0,5W und 3,4W	Stabilisiert
<b>C</b>	Gittervorspannungen Endstufen	-70V....-50V	ca. 0,1A	ca. 7W	
<b>D</b>	Heizspannungen Endstufen	+6,3V AC	max. 10A	max. 63W	Unstabilisiert
<b>E</b>	Heizspannungen Vorstufen	+6,3V DC	max. 2,1A	max. 13,23W	stabilisiert, mit zusätzlichem Sanftanlauf
<b>F</b>	Hilfsspannungen z.B. für Relais und Spannungsregler	+12V DC	max. 436mA	max. 5,23W	Stabilisiert

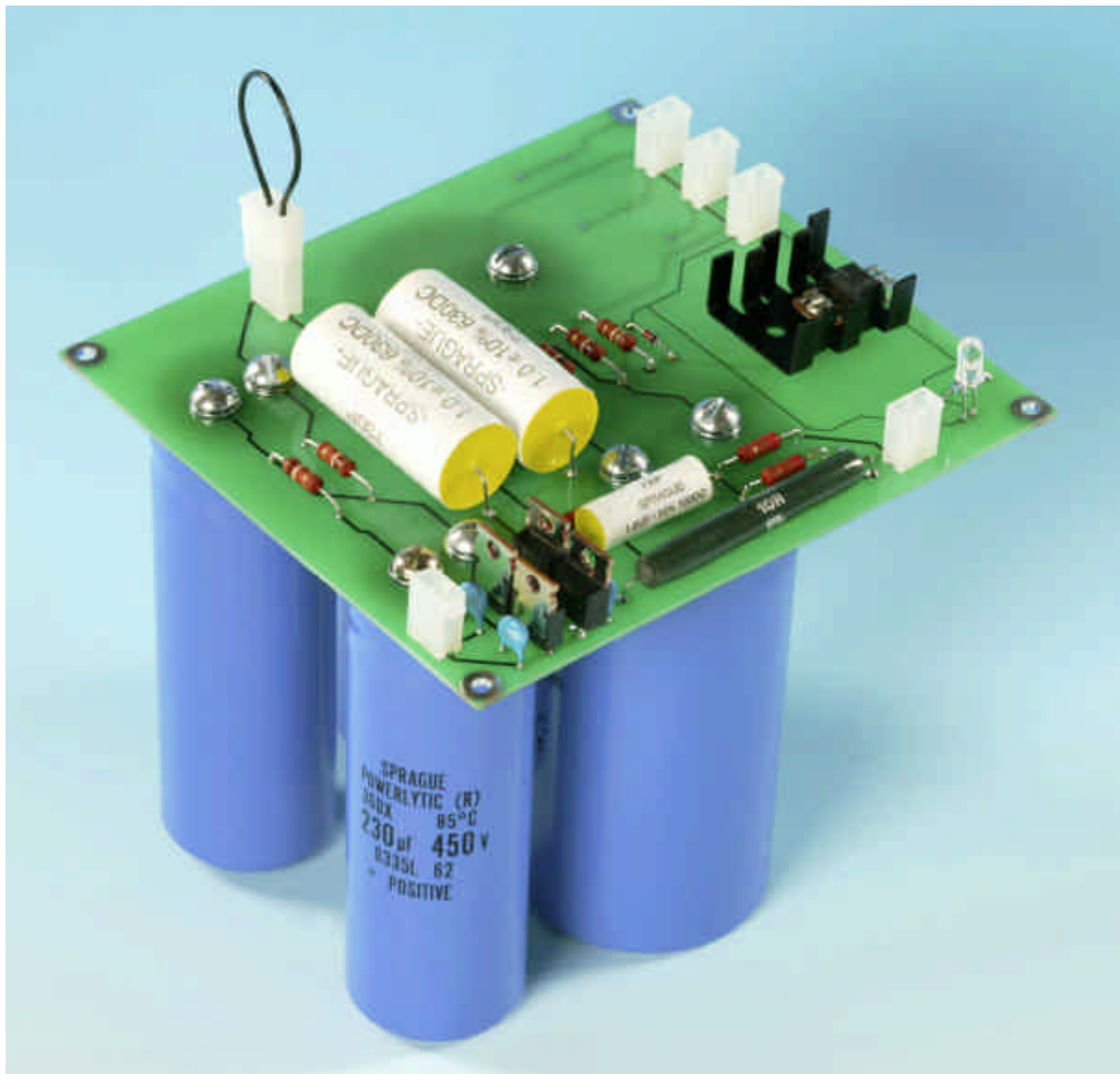
Im nun folgenden Abschnitt werden die einzelnen Teilkomponenten des Netzteils und die zu ihrer Realisierung verwendeten Schaltungen erläutert.

## ***Details der Schaltungskomponenten***

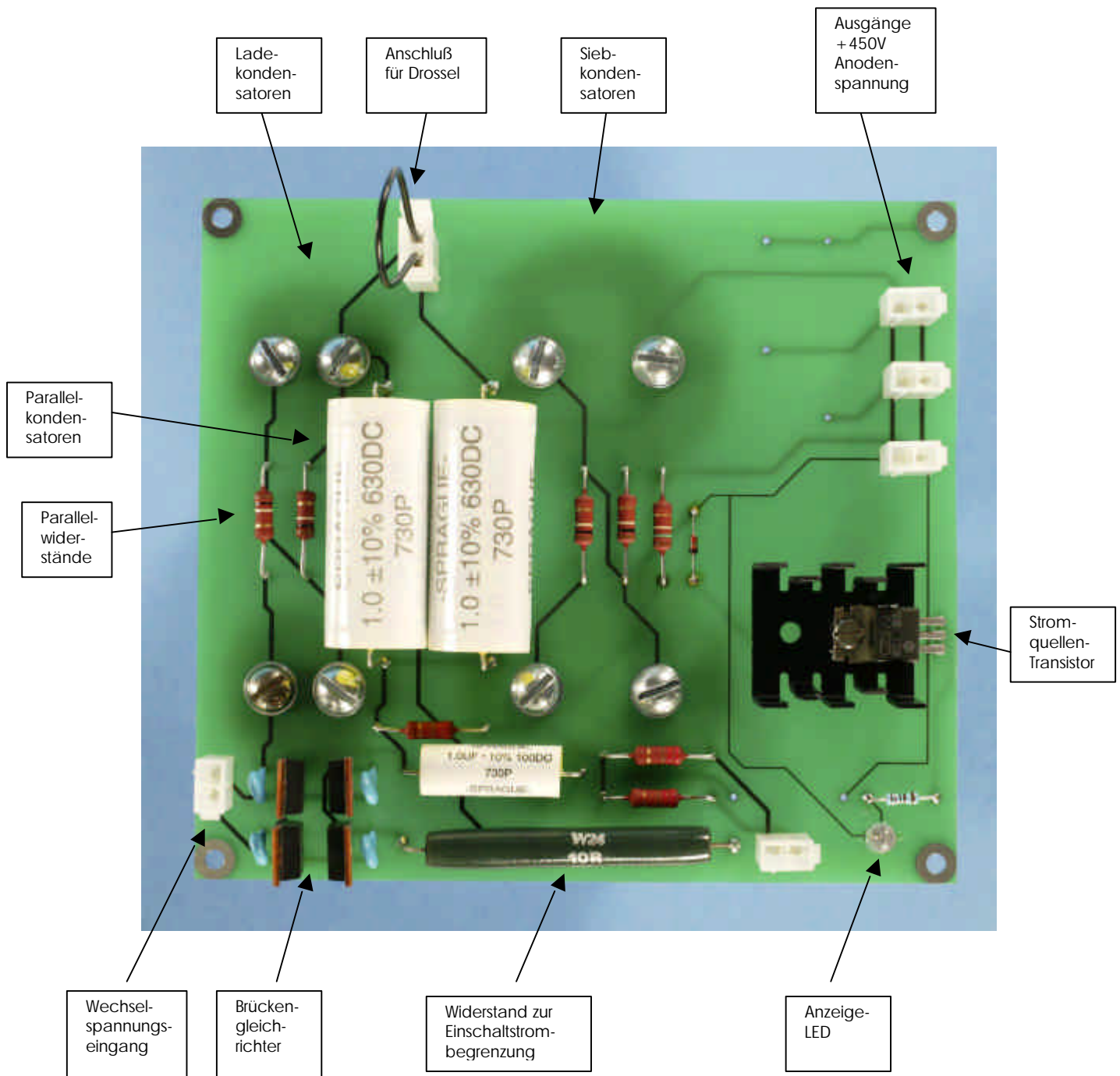
### **Komponente A (Anodenspannungen Endstufen)**



*Ansicht der Baugruppe von der Seite*



*Ansicht der Baugruppe von unten*



*Ansicht der Baugruppe von unten mit der Kennzeichnung einiger wesentlicher Bauteile*



*Ansicht der Baugruppe von oben mit der Kennzeichnung einiger wesentlicher Bauteile*

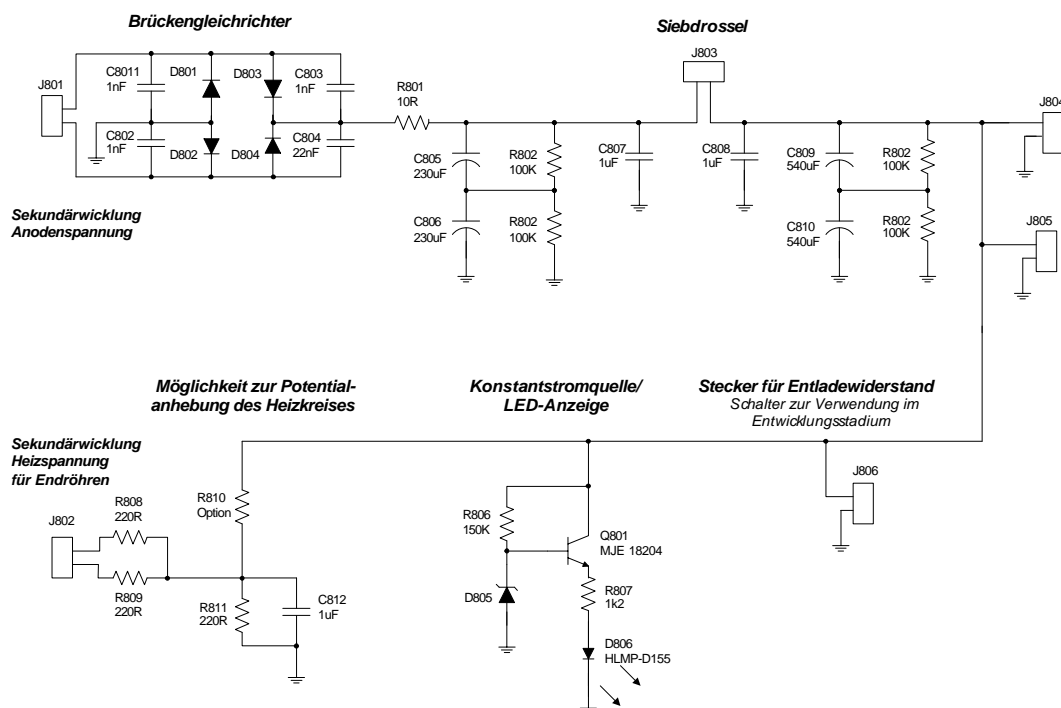
## Anforderungen:

Eine Gleichspannung von +450V wird für die Anodenspannungen der Endstufenröhren benötigt. Die Spannung braucht hierbei nicht stabilisiert zu sein: Eine Änderung der Versorgungsspannung der Endstufe bewirkt eine identische Änderung des Ruhestroms in beiden Endröhren zugleich. Im Kern des Transformators hebt sich die Feldwirkung der Ruhestrome - durch den entgegengesetzten Wicklungssinn - auf. Das bedeutet, dass alle Stromänderungen, die beide Röhren gleichermaßen betreffen, keine Auswirkungen auf das Ausgangssignal der Endröhre haben.

Dieser Versorgung werden auch die Anodenströme für die Treiber- und Vorstufenröhren entnommen, diese werden jedoch über, an anderer Stelle besprochene, Spannungsregler mit stabilisierten Spannungen versorgt.

Der bereitzustellende Gesamtstrom setzt sich im Wesentlichen aus den Ruhestromen der vier Endstufenröhren zusammen. Pro Röhre (KT88) werden 60mA Ruhestrom angenommen, zwei Röhren pro Kanal werden benötigt.  $4 * 60\text{mA} = 240\text{mA}$ . Hinzu kommt ein Strombedarf für Treiber- und Vorstufen, der schätzungsweise 50mA pro Kanal beträgt. Weiterhin wird eine Sicherheitsreserve von 60 mA vorgesehen, so dass daraus insgesamt ein Strom von  $(4 * 60\text{mA}) + (2 * 50\text{mA}) + 60\text{mA} = 400\text{mA}$  folgt.

Die folgende Abbildung zeigt die von uns realisierte Schaltung:



Schaltung Spannungsversorgung +450V

**Funktionsweise:**

Die Anordnung der Dioden (D801 bis D804) im Brückengleichrichter bewirkt, dass die negative Halbwelle des vom Netzteil kommenden Sinussignals, in den positiven Bereich „geklappt“ wird. Durch die jeweils zu einer Diode parallel geschaltete Kapazität (C801 bis C804) wird der Stromfluss durch den Transformator aufrechterhalten, wenn die Durchlassspannung der Diode bei abnehmender Amplitude der Halbwelle unterschritten wird. Die Streuinduktivität des Transformators würde ohne Vorhandensein dieser Kondensatoren keinen Strompfad zur Entladung mehr haben, wodurch hochfrequente Störspannungen resultieren würden, da eine gedämpfte Schwingung des aus der Streuinduktivität und aus der Streukapazität des Trafos bestehenden Schwingkreises auftritt. Der Wert von 1nF wird hierbei als Erfahrungswert gewählt.

Als Ladekondensatoren (C805 und C806) werden zwei gleiche Kondensatoren der Größe 230µF / 450V in Reihe geschaltet. Grund dafür ist die nicht ausreichende Nennspannung eines einzelnen Kondensators. Bei nomineller Netzspannung ergibt sich bereits eine Spannung von 330V (Trafo-Sekundärspannung) \* 1,41 = 466V. Elkos mit mehr als 450V Nennspannung sind jedoch praktisch nicht erhältlich. Die Parallelschaltung der beiden Widerstände R802 und R803 zu den Elkos kompensiert die eventuell ungleichmäßige Spannungsaufteilung zwischen diesen durch Kapazitätstoleranzen und Leckströme. Der Widerstand R801 = 100Ω bewirkt eine Begrenzung des Ladestroms beim Einschalten des Verstärkers, da die völlig entladenen Kondensatoren praktisch einen Kurzschluss darstellen.

Die genannten Prinzipien der Reihenschaltung für Kondensatoren und Parallelschaltung von Widerständen gilt auch für die Siebkondensatoren C809 und C810, sowie die zugehörigen Parallelwiderstände R804 und R805. Die Siebkondensatoren bilden zum einen gemeinsam mit der Siebdrossel einen Tiefpass, der die 100Hz-Brummspannung abschwächt. Zum anderen bewirken sie einen niedrigen Innenwiderstand der Versorgungsspannung über den Audio-Frequenzbereich. Da der Innenwiderstand und die Serieninduktivität der hier verwendeten Elektrolytkondensatoren bereits im oberen Audio-Frequenzbereich zu einer störenden Erhöhung des Innenwiderstands der Spannungsversorgung führen würde, werden sowohl dem Lade als auch dem Siebkondensator Folienkondensatoren mit einer Kapazität von 1µF und auch bei hohen Frequenzen ausreichend niedrigem Innenwiderstand parallel geschaltet.

Zusätzlich wird eine LED-Anzeige vorgesehen. Mit dieser Anzeige kann sicher erkannt werden, ob die Kondensatoren nach Ausschalten des Verstärkers ausreichend entladen sind, um Arbeiten an den Leiterplatten des Verstärkers vornehmen zu können. Dazu wird durch die Zenerdiode D805 die Basis des Transistors Q801 auf ein konstantes Potential gelegt. In Verbindung mit dem Widerstand R807 arbeitet die Schaltung als Konstantstromquelle, die für eine gleichbleibende Helligkeit der LED bis hinab zu ungefährlichen Spannungen von etwa 20V sorgt.

**Dimensionierung:**

Für den Brückengleichrichter (D801 bis D804) werden Gleichrichterdioden 20ETS16 vom Hersteller *IR* mit einer Sperrspannung von 1200V gewählt: Die Spannung am Ladekondensator  $U_{CLade} = U_{Eff} * 1,41$ . Diese Spannung  $U_{CLade}$  addiert sich im Moment des Scheitels der negativen Halbwelle zu dieser hinzu, so dass eine Spannung über der Diode von  $U_{Diode} = U_{Eff} * 2,82 = 330V * 2,82 = 930V$  anliegt. Im Fall von 20% Netzüberspannung würde die Spannung bereits auf eine Spannung  $U_{Diode} = 1116V$  ansteigen.

Die Parallelkondensatoren zu den Gleichrichterdioden, C801 bis C804 wurden mit dem Erfahrungswert 1nF/2kV dimensioniert.

Die Dimensionierung der Lade- und Siebkondensatoren wird in einer PSpice-Simulation iterativ ermittelt. Als Zielgröße wird eine Ripplespannung von ca.  $1V_{pp}$  bei vollem Nennstrom vorgegeben. Als Startwerte dienen typische Wertekombinationen aus Schaltungen bereits existierender Röhrenverstärker. Als weitere Randbedingung wird eine Siebdrossel von 10H angenommen. Es werden verschiedene Simulationen mit verschiedenen, vorher auf ihre Beschaffbarkeit geprüften, Kapazitätswerten durchgeführt.

Mit den folgenden gut beschaffbaren und von der Baugröße her vertretbaren Werten können ausreichend gute Ergebnisse erzielt werden:

Ladekondensator: (Serienschaltung von C805 und C806)  $2 \times 230\mu F$  in Serie =  $115\mu F$

Siebkondensator: (Serienschaltung von C809 und C810)  $2 \times 540\mu F$  in Serie =  $270\mu F$

Um eine gleichmäßige Spannungaufteilung zwischen den in Serie geschalteten Kondensatoren sicherzustellen, wird jedem einzelnen Kondensator ein Widerstand mit 100kOhm parallelgeschaltet. Dieser Wert ist ein Erfahrungswert. Durch den Widerstand fließt dann ein nomineller Strom von  $(450V/2) / 100\text{ kOhm} = 2,25mA$ , welcher ausreichend groß gegenüber den Leckströmen der Ekos ist. Die Verlustleistung an den Widerständen ist bei 20% Netzüberspannung:  $(2,25mA * 1,2)^2 * 100\text{ kOhm} = 0,5W$ . Da die Widerstände eine ausreichende Spannungsfestigkeit haben müssen, werden jedoch 2W-Widerstände vorgesehen.



**Inbetriebnahme:**

Im Rahmen einer ersten Testphase wurde diese Bauteilgruppe mit einer Wechselspannung von 13,0V (effektiv) gespeist. Bei der Speisung mit dieser niedrigen Spannung können grobe Schaltungsfehler erkannt werden, ohne dass im Fehlerfall Energiedichten entstehen können, die zu irreparablen Zerstörungen von Bauelementen oder Leiterbahnen führen würden.

Eine erste Messung wurde am Kondensator C807 vorgenommen. Es wurde ein Gleichspannungsspitzenwert von 17,1V gemessen.

Der Wert entsprach mit guter Genauigkeit den Erwartungen. Da ein Effektivwert von 13,0V einem Spitzenwert  $U_{\text{Spitze}} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 13,0\text{V} \cdot \sqrt{2} = 18,4\text{V}$  entspricht und ein zusätzlicher Spannungsabfall von 1,4V an zwei Dioden entsteht. ( $18,4\text{V} - 1,4\text{V} = 17,0\text{V}$ )

Für die folgenden Tests der Schaltung konnte die an J803 anzuschließende Drossel noch nicht eingesetzt werden. Die Drossel wurde als Spezialanfertigung in Auftrag gegeben und war zum Zeitpunkt dieser Inbetriebnahme noch nicht verfügbar. Anstelle der Drossel wurde ein Kurzschlußstecker eingefügt. Somit musste auch die Spannung am Kondensator C808 einen Wert von 17,0V aufweisen, welcher durch die Messung bestätigt werden konnte.

Nun wurde die Spannung an der Basis des Transistors Q801 überprüft. Es wurde eine Spannung von 3,3V gemessen, obwohl die Zenerdiode D805 eine Durchbruchspannung von 4,7V hat. Grund dafür ist der Spannungsabfall durch den Basisstrom am Vorwiderstand R806. Die Spannung von 4,7V baut sich erst ab ca. 25V Eingangsspannung auf, der Widerstand wurde so dimensioniert, dass sich bei 450V die Verlustleistung noch in Grenzen hält.

Anschließend wurde der Ausgang der Stromversorgungsbaugruppe belastet, um die grundlegende Funktionalität unter Belastung zu überprüfen. Für erste Testzwecke wurde hier ein Lastwiderstand von  $R_{\text{Last}} = 30\Omega$  angeschlossen.

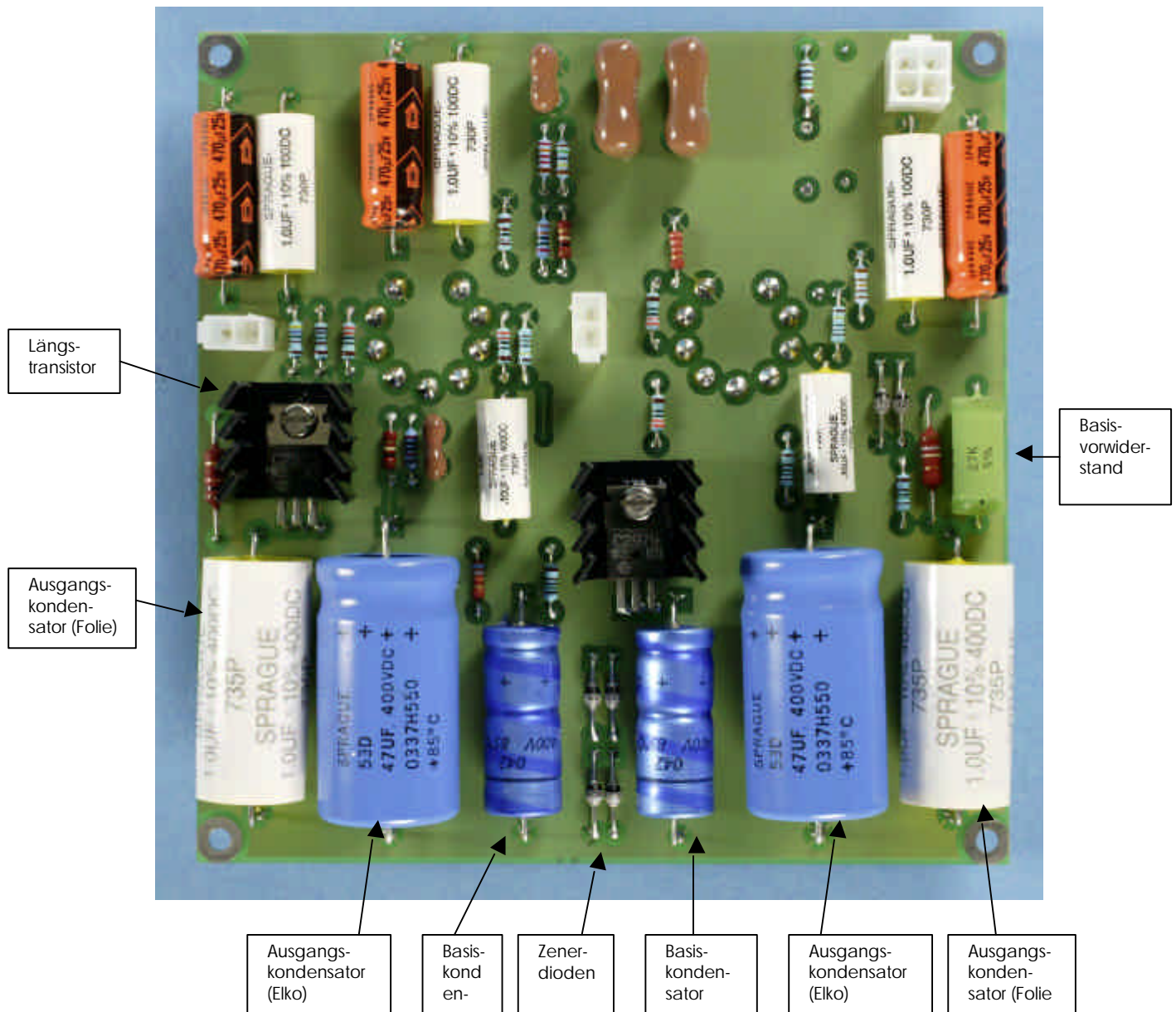
Durch die Belastung ergab sich ein anderer Verlauf der Spannung am Kondensator C807 als ohne Belastung. Anstelle der im Leerlauf vorgefundenen Gleichspannung konnte nun ein sägezahnförmiger Spannungsverlauf beobachtet werden. Man konnte deutlich den Lade- und Entladevorgang des Kondensators erkennen. Die Differenz aus höchstem und niedrigstem Wert ist die Ripplespannung. Sie betrug 3,3V.

Ein Vergleich der Messwerte mit den Simulationsergebnissen war hierbei nicht möglich, da die Simulationen unter Einbeziehung der bei der Inbetriebnahme noch nicht vorhandenen Drossel durchgeführt wurde.

Um die Schaltung auf ihre Funktionstüchtigkeit unter den späteren betrieblichen Einsatzbedingungen mit einer Trafo-Sekundärspannung von 330V zu testen wurde sie an einen vorhandenen Transformator mit 350V Sekundärspannung angeschlossen. (Der für den späteren Betrieb vorgesehene Transformator war zum Zeitpunkt der Inbetriebnahme noch nicht gefertigt).

Zunächst wurde die Stromversorgung wieder im Leerlauf betrieben. Am Ausgang (J804) wurde eine Spannung von 495V, das entspricht  $350V_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$ , gemessen. Bei Belastung mit 4,4k $\Omega$  wurden eine mittlere Spannung von 442V und eine Ripplespannung von 2V gemessen. Die, verglichen mit der späteren Anwendung nur geringe Last wurde der Leistungsfähigkeit des vorhandenen Netztransformators angepasst und liefert nur beschränkt aussagekräftige Resultate für einen Einsatz unter den späteren Einsatzbedingungen. Es wurde lediglich die grundsätzliche Funktionsfähigkeit getestet.

## Komponente B (Anodenspannungen Vorstufen)



*Zwei Spannungsregler auf einer der Phono-Vorstufen.*

**Anforderungen:**

Die Vielfalt der Vorstufen erfordert unterschiedliche stabilisierte Versorgungsspannungen, je nach Schaltung zwischen +125V bis hin zu +350V für die Anodenspannungen der Vorstufenröhren.

Um eine kompatible elektrische Schnittstelle für die verschiedenen Vorstufenbaugruppen zu erhalten werden diese mit der unstabilierten 450V-Versorgungsspannung versorgt. Die im nachfolgenden Text beschriebenen Spannungsregler befinden sich auf den jeweiligen Vorstufenbaugruppen.

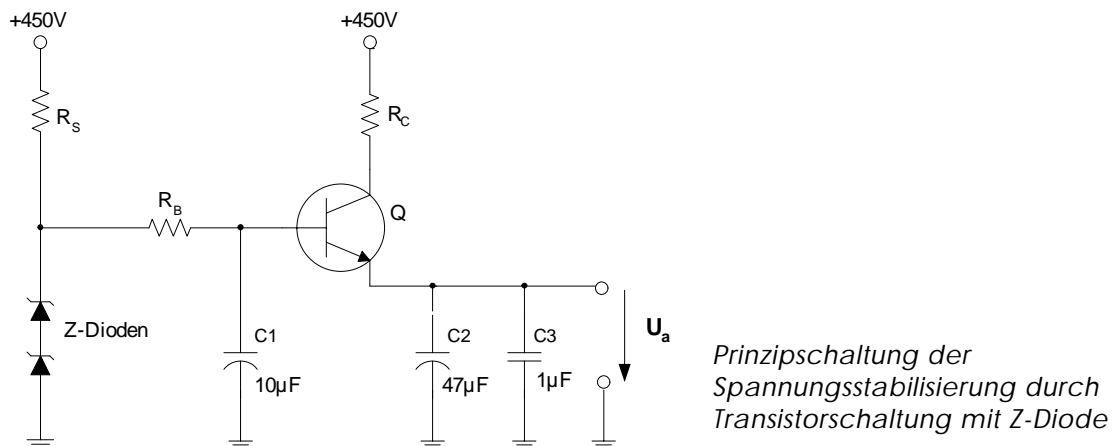
Die folgende Tabelle listet alle benötigten Spannung und Ströme für die jeweiligen Schaltungen auf.

	Schaltung/Stufe	Spannung und Strom
I	RIAA-Vorverstärker EF 86 entspr. Elektor	231V @ 5mA
II	RIAA-Vorverstärker Kaskode + passiv	285V @ 10,5mA und 200V @ 5mA
III	RIAA-Vorverstärker Pentode EF 86 + passiv	350V @ 5mA und 200V @ 5mA
IV	RIAA-Vorverstärker entsprechend Jones-Buch	285V @ 10,5mA
V	RIAA-Vorverstärker entspr. Marantz 7C	280V @ 12mA und 245V @ 2mA
VI	Line-Stufe und Klangregler	243V @ 10mA

Stabilisierung bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die jeweiligen Versorgungsspannungen unabhängig von dem aus ihr entnommenen Strom und von der vom Netzgleichrichter kommenden Eingangsspannung stets konstant bleiben. Weiterhin solle die noch in der Eingangsspannung vorhandenen 100 Hz-Brummspannung vollständig eliminiert werden, da sie sich bei den Schaltungen der Vorstufen direkt mit dem zu verstärkenden Signal summieren würde.

Die folgende Abbildung zeigt die für alle Spannungsregler angewandte Grundschialtung. Die Bauteile sind hier noch nicht dimensioniert, da für jeden der einzelnen Spannungsregler unterschiedliche Berechnungen folgen.

Prinzschaltung:



### Funktionsweise:

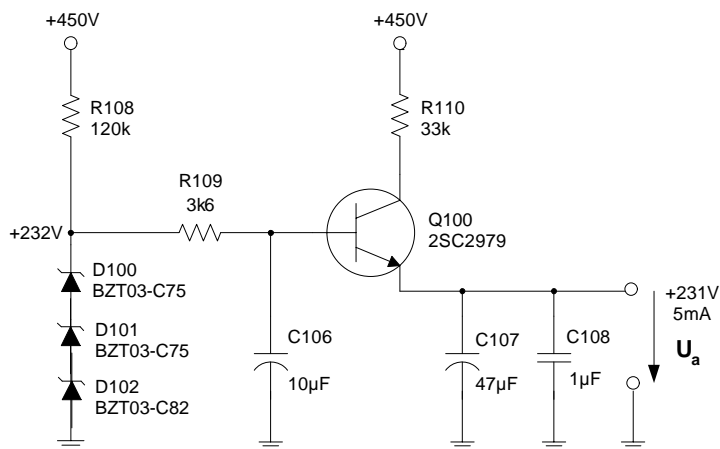
Es werden mehrere Zenerdioden in Reihe geschaltet, so dass die Addition ihrer Nennwerte annähernd der gewünschten Ausgangsspannung entspricht. Die Zenerdioden werden über den Widerstand  $R_5$  mit der Versorgungsspannung  $+450V$  verbunden. Damit stellt sich eine praktisch von den Schwankungen der Eingangsspannung unabhängige, konstante Spannung über den Zenerdioden ein. Eine Erhöhung der Versorgungsspannung würde zu einem höheren Strom durch die Zenerdioden und durch Widerstand  $R_5$  führen. Da die Durchbruchsspannung der Zenerdioden um den hier betrachteten Arbeitspunkt herum praktisch unabhängig vom durch die Diode fließenden Strom ist, bleibt die Spannung über den Dioden praktisch konstant. Lediglich die Verlustleistung in den Dioden und im Vorwiderstand nimmt zu. Bei erster Betrachtung könnte man bereits diese einfache Schaltung als Spannungsregler verwenden. In der Praxis müsste man jedoch dann den Widerstand  $R_5$  so niederohmig dimensionieren, dass er, bei Unterspannung der Versorgungsspannung, noch den maximalen vom Spannungsregler zu liefernden Ausgangsstrom plus einen ausreichenden verbleibenden Arbeitsstrom durch die Zenerdioden liefern kann. Die Kombination von Überspannung der Versorgungsspannung und geringer Stromaufnahme der zu speisenden Schaltung (audiosignalabhängig) würde dann zu schwierig zu beherrschenden Verlustleistungen in Vorwiderstand und Zenerdioden führen. Um dieses Problem zu umgehen, wird zwischen Zenerdioden und Last ein mit einem NPN-Transistor in Emitterfolgerschaltung aufgebauter Impedanzwandler geschaltet. Der Vorwiderstand  $R_5$  kann dann wesentlich hochohmiger dimensioniert werden, da er dann nur noch den Arbeitsstrom der Zenerdioden und den Basisstrom des Transistors, der weniger als 10% des Laststroms beträgt, liefern muss. Bei nur teilweiser Ausnutzung des möglichen Laststroms, was im weitaus größten Teil der Betriebszeit der Fall ist, wird keine Verlustleistung mehr in die Zenerdioden verschoben, stattdessen geht die Stromaufnahme der Anordnung zurück.

$R_C$  dient dazu, die Verlustleistung aus dem empfindlichen Transistor in den unempfindlichen Widerstand zu verlagern und zusätzlich den Ladestrom des Kondensators  $C_2 = 47\mu\text{F}$  zu begrenzen, um damit eine Zerstörung des Transistors beim Einschalten zu verhindern.

$C_1$  bildet zusammen mit  $R_B$  einen Tiefpass, um die an der Zenerdiode entstandene Rauschspannung herauszufiltern.  $R_S$  und  $C_1$  bilden ebenfalls einen Tiefpass, um die 100Hz-Brummspannung herauszufiltern.  $R_C$  und  $C_2$  bilden einen weiteren Tiefpass, um 100Hz-Brummspannungen, die der Eingangsspannung überlagert sind abzuschwächen.

$C_2$  und  $C_3$  haben zusätzlich noch eine Funktion: Sie sichern einen geringen Innenwiderstand der Ausgangsspannung über den vollen Audio-Frequenzbereich, welchen die Emitterfolgerschaltung aufgrund der im Transistor entstehenden Verzögerungen und der begrenzten Verstärkung des Transistors sowie des Widerstands  $R_C$  alleine nicht leisten könnte. Die durch die begrenzte Verstärkung des Transistors entstehenden Fehler werden durch das Vorhandensein von  $C_2$  und  $C_3$  nur unterhalb des Audio-Frequenzbandes wirksam. Innerhalb des Audio-Frequenzbandes wird der Innenwiderstand der Ausgangsspannung im Wesentlichen durch  $C_2$  und  $C_3$  bestimmt, er ist ausreichend gering ( $1$  geteilt durch  $j\omega C$ ).  $C_3$  (Folienkondensator) gleicht den erhöhten Innenwiderstand von  $C_2$  (Elko) im oberen Audio-Frequenzbereich aus, da der Innenwiderstand von  $C_3$  bei diesen Frequenzen dann unter den von  $C_2$  sinkt.

Als, auch von der Baugröße her, praktikable Werte für die Kondensatoren wurden für  $C_1 = 10\mu\text{F}$  (Elko), für  $C_2 = 47\mu\text{F}$  (Elko), parallel mit  $C_3 = 1\mu\text{F}$  (Folienkondensator) gewählt.

**I: Für RIAA-Vorverstärker EF 86 entsprechend Elektor: 231V @ 5mA**Schaltung:

Schaltung zur  
Spannungsstabilisierung für  
EF86-Elektor-Stufe

Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q100:

**2SC2979 Hitachi**,  $V_{CE0} = 800V$ ,  $n_{fe\ min} = 18$ , NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R110**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung:  $450V \cdot 0,9 = 405V$

$$R110 = (405V - 231V) / 5mA = 34,8k\Omega \Rightarrow \mathbf{33k\Omega}$$

$$P = (5mA)^2 \cdot 33k\Omega = 0,825W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung:  $450V \cdot 1,1 = 495V$

$$? U = 495V - (5mA \cdot 33k\Omega) - 231V = 99V$$

$$P = 99V \cdot 5mA = 0,5W$$

- 4) Auswahl Kühlelement:

$$\text{Festlegung: } T_{j\ max} : = 110^\circ$$

$$T_U : = 60^\circ$$

$$R_{th\ ges} = (110^\circ - 60^\circ) / 0,5W = 50^\circ / 0,5W = 100^\circ C/W = 100\ K/W$$

$$R_{th\ int} = 5K/W$$

$$R_{th\ K\ uehlelement} = 100\ K/W - 5\ K/W = 95\ K/W$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W

5) Auswahl Zenerdioden **D100, D101, D102:**

Drei Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl wird berücksichtigt, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtdurchbruchsspannung der Zenerdioden 232V beträgt:

**D100 : BZT03-C75:** 75V Sperrspannung

**D101 : BZT03-C75:** 75V Sperrspannung

**D102 : BZT03-C82:** 82V Sperrspannung

Es ergibt sich somit eine Gesamtsperrespannung von 323V.

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R108:**

Bestimmung  $I_{\text{Basis}}$  :  $I_{D \text{ max}} = I_{\text{Last}} / n_{\text{fe min}} = 5\text{mA} / 18 = 0,277\text{mA}$

$I_{Z \text{ min}} = 1\text{mA}$

$I_{\text{ges}} = I_Z + I_{D \text{ max}} = 1\text{mA} + 0,277\text{mA} = 1,3\text{mA}$

Bei 10% Netzunterspannung:

$R_V = (405\text{V} - 231\text{V}) / 1,3\text{mA} = 133\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{120\text{kOhm}}$

Bei 10% Netzüberspannung:

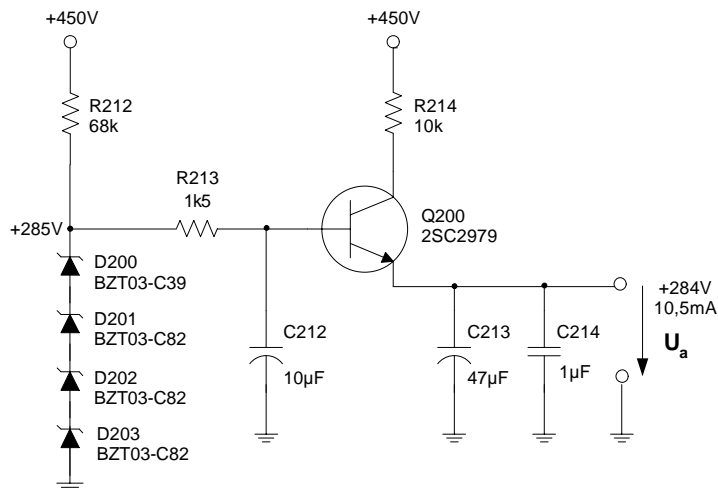
$I_{\text{ges}} = (495\text{V} - 231\text{V}) / 120\text{kOhm} = 2,2\text{mA}$

$P = (I_{\text{ges}})^2 * R_V = (2,2\text{mA})^2 * 120\text{kOhm} = 0,58\text{W} \Rightarrow \mathbf{1\text{W}}$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R109:**

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$R = 1\text{V} / 0,277\text{mA} = \mathbf{3,6\text{kOhm}}$

**II: Für RIAA-Vorverstärker Kaskode-Plus-Passiv: 285V @ 10,5mA und 200V @ 5,0mA**Schaltung 284V @ 10,5mA:

*Schaltung A zur  
Spannungsstabilisierung für  
Kaskode + Passiv-Stufe*

Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q200:

**2SC2979 Hitachi**,  $V_{CE0} = 800V$ ,  $n_{fe\ min} = 18$ , NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R214**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung:  $450V \cdot 0,9 = 405V$

$$R214 = (405V - 284V) / 10,5mA = 11,5k\Omega \Rightarrow \mathbf{10k\Omega}$$

$$P = (10,5mA)^2 \cdot 10k\Omega = 1,10W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung:  $V_{in} = 450V \cdot 1,1 = 495V$

$$? U = 495V - (10,5mA \cdot 10k\Omega) - 285V = 105V$$

$$P = 105V \cdot 10,5mA = 1,10W$$



## 4) Auswahl Kühlelement:

$$\text{Festlegung: } T_{j \max} := 110^\circ$$

$$T_U := 60^\circ$$

$$R_{th \text{ ges}} = (110^\circ - 60^\circ) / 1,10W = 50^\circ / 1,10W = 46^\circ \text{ C/W} = 46 \text{ K/W}$$

$$R_{th \text{ int}} = 5 \text{ K/W}$$

$$R_{th \text{ Kühlelement}} = 46 \text{ K/W} - 5 \text{ K/W} = 41 \text{ K/W}$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W

5) Auswahl Zenerdioden **D200, D201, D202, D203**:

Vier Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl soll berücksichtigt werden, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtdurchbruchsspannung der Zenerdioden idealerweise 286V betragen würde. Der nächstliegende Wert, der mit vier Dioden zu realisieren war ergab eine Gesamtsperrspannung von 285V:

**D200 : BZT03-C39:** 39V Sperrspannung

**D201 : BZT03-C82:** 82V Sperrspannung

**D202 : BZT03-C82:** 82V Sperrspannung

**D203 : BZT03-C82:** 82V Sperrspannung

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R212**:

$$\text{Bestimmung } I_{\text{Basis}} : I_{D \max} = I_{\text{Last}} / n_{fe \min} = 10,5\text{mA} / 18 = 0,583\text{mA}$$

$$I_{Z \min} = 1\text{mA}$$

$$I_{\text{ges}} = I_Z + I_{D \max} = 1\text{mA} + 0,583\text{mA} = 1,583\text{mA}$$

Bei 10% Netzunterspannung:

$$R_V = (405V - 285V) / 1,583\text{mA} = 75,17\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{68\text{kOhm}}$$

Bei 10% Netzüberspannung:

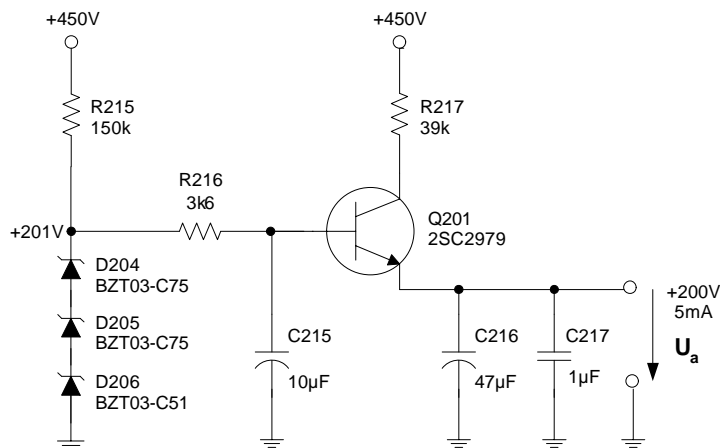
$$I_{\text{ges}} = (495V - 285V) / 68\text{kOhm} = 3,08\text{mA}$$

$$P = (I_{\text{ges}})^2 * R_V = (3,08\text{mA})^2 * 68\text{kOhm} = 0,648W \Rightarrow 1W$$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R213**:

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$$R = 1V / 0,583\text{mA} = 1,72\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{1,5\text{kOhm}}$$

Schaltung 200V @ 5mA:

*Schaltung B zur  
Spannungsstabilisierung für  
Kaskode + passiv -Stufe*

Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q200:

**2SC2979 Hitachi**,  $V_{CE0} = 800V$ ,  $n_{fe \min} = 18$ , NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R217**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung:  $450V \cdot 0,9 = 405V$

$$R217 = (405V - 200V) / 5mA = 41k\Omega \Rightarrow \mathbf{39k\Omega}$$

$$P = (5mA)^2 \cdot 39k\Omega = 0,975W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung:  $V_{in} = 450V \cdot 1,1 = 495V$

$$? U = 495V - (5mA \cdot 39k\Omega) - 201V = 99V$$

$$P = 99V \cdot 5mA = 0,495W$$

- 4) Auswahl Kühlelement:

Festlegung:  $T_{j \max} = 110^\circ$

$T_u = 60^\circ$

$$R_{th \text{ ges}} = (110^\circ - 60^\circ) / 0,495W = 50^\circ / 0,495W = 101^\circ C/W = 101 K/W$$

$$R_{th \text{ int}} = 5K/W$$

$$R_{th \text{ Kühlelement}} = 101 K/W - 5 K/W = 96 K/W$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W

5) Auswahl Zenerdioden **D204, D205, D206:**

Drei Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl wird berücksichtigt, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtsperrspannung der Zenerdioden 201V beträgt:

**D204 : BZT03-C75:** 75V Sperrspannung

**D205 : BZT03-C75:** 75V Sperrspannung

**D206 : BZT03-C51:** 51V Sperrspannung

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R212:**

Bestimmung  $I_{\text{Basis}}$  :  $I_{\text{D max}} = I_{\text{Last}} / n_{\text{fe min}} = 5\text{mA} / 18 = 0,277\text{mA}$

$I_{\text{Z min}} = 1\text{mA}$

$I_{\text{ges}} = I_{\text{Z}} + I_{\text{D max}} = 1\text{mA} + 0,277\text{mA} = 1,277\text{mA}$

Bei 10% Netzunterspannung:

$R_{\text{V}} = (405\text{V} - 201\text{V}) / 1,277\text{mA} = 159,7\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{150\text{kOhm}}$

Bei 10% Netzüberspannung:

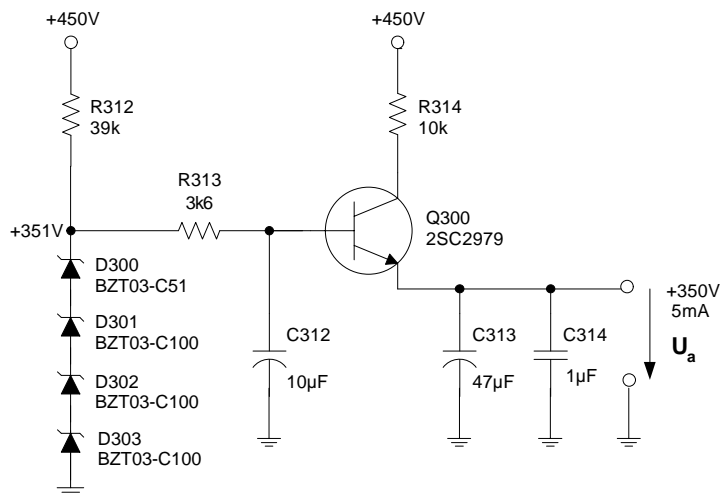
$I_{\text{ges}} = (495\text{V} - 201\text{V}) / 150\text{kOhm} = 1,96\text{mA}$

$P = (I_{\text{ges}})^2 * R_{\text{V}} = (1,96\text{mA})^2 * 150\text{kOhm} = 0,576\text{W} \Rightarrow \mathbf{1\text{W}}$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R213:**

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$R = 1\text{V} / 0,277\text{mA} = 3,61\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{3,6\text{kOhm}}$

**III: RIAA-Vorverstärker Pentode EF86 plus passiv: 350V @ 5mA und 200V @ 5mA**Schaltung 350V @ 5mA:

*Schaltung A zur  
Spannungsstabilisierung für  
Pentode EF86 + passiv -Stufe*

Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q300:

**2SC2979 Hitachi**,  $V_{CE0} = 800V$ ,  $n_{fe\ min} = 18$ , NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R314**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung:  $450V \cdot 0,9 = 405V$

$$R314 = (405V - 350V) / 5mA = 11k\Omega \Rightarrow \mathbf{10k\Omega}$$

$$P = (5mA)^2 \cdot 10k\Omega = 0,25W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung:  $V_{in} = 450V \cdot 1,1 = 495V$

$$U = 495V - (5mA \cdot 10k\Omega) - 351V = 94V$$

$$P = 94V \cdot 5mA = 0,470W$$

## 4) Auswahl Kühlelement:

$$\text{Festlegung: } T_{j \max} : = 110^{\circ}$$

$$T_U : = 60^{\circ}$$

$$R_{th \text{ ges}} = (110^{\circ} - 60^{\circ}) / 0,470W = 50^{\circ} / 0,470W = 106,4^{\circ} C/W = 106,4 K/W$$

$$R_{th \text{ int}} = 5K/W$$

$$R_{th \text{ Kühlelement}} = 106,4 K/W - 5 K/W = 101,4 K/W$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W

5) Auswahl Zenerdioden **D300, D301, D302, D303**:

Vier Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl wird berücksichtigt, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtsperrspannung der Zenerdioden 351V beträgt:

**D300 : BZT03-C51 : 51V Sperrspannung**

**D301 : BZT03-C100: 100V Sperrspannung**

**D302 : BZT03-C100: 100V Sperrspannung**

**D303 : BZT03-C100: 100V Sperrspannung**

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R312**:

$$\text{Bestimmung } I_{Basis} : I_{D \max} = I_{Last} / n_{fe \min} = 5mA / 18 = 0,277mA$$

$$I_{Z \min} = 1mA$$

$$I_{ges} = I_Z + I_{D \max} = 1mA + 0,277mA = 1,277mA$$

Bei 10% Netzunterspannung:

$$R_V = (405V - 351V) / 1,277mA = 42,3k\Omega \Rightarrow \mathbf{39k\Omega}$$

Bei 10% Netzüberspannung:

$$I_{ges} = (495V - 351V) / 39k\Omega = 3,69mA$$

$$P = (I_{ges})^2 * R_V = (3,69mA)^2 * 39k\Omega = 0,531W \Rightarrow \mathbf{1W}$$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R313**:

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$$R = 1V / 0,277mA = 3,61k\Omega \Rightarrow \mathbf{3,6k\Omega}$$

Schaltung B 200V @ 5mA entspricht der Schaltung zur Spannungsstabilisierung der *Kaskode-Plus-Passiv-Stufe* unter Punkt II mit ebenfalls 200V @ 5mA.

Die Berechnungen der Bauelemente können auch hier verwendet werden.

R315 = 150kOhm

R316 = 3,6kOhm

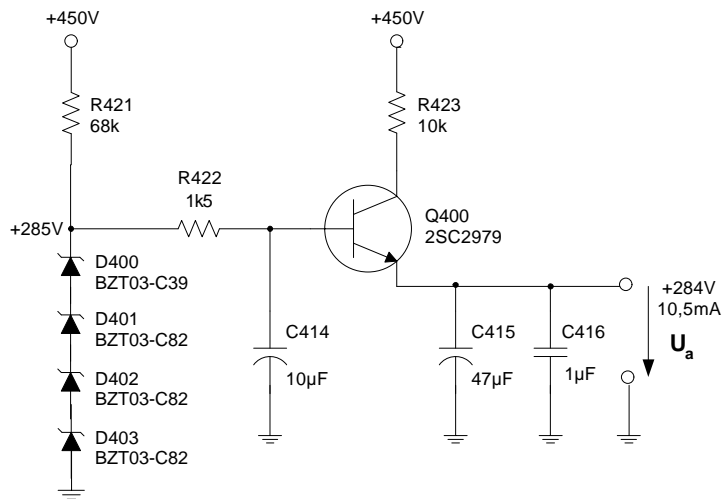
R317 = 39kOhm

D304 = BZT03-C75

D305 = BZT03-C75

D306 = BZT03-C51

Q301 = MJE 18204

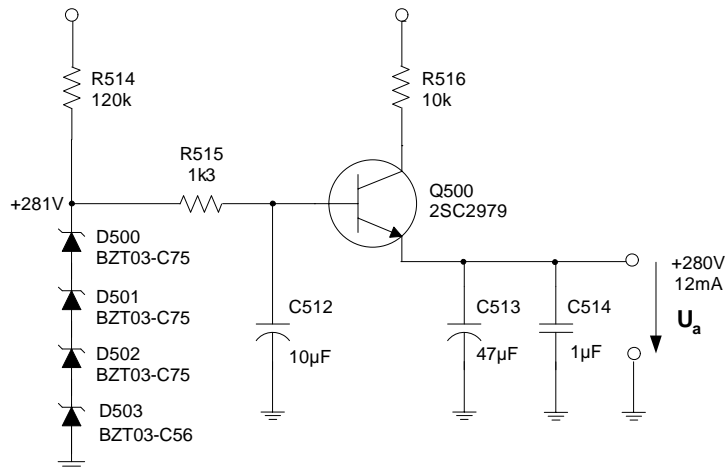
**IV: Für RIAA-Vorverstärker entsprechend Jones-Buch: 285V @ 10,5mA**Schaltung 284V @ 10,5mA:

*Schaltung zur  
Spannungsstabilisierung für  
Jones-Stufe*

Die hier benötigte Schaltung mit 284V @ 10,5mA entspricht der Schaltung zur Spannungsstabilisierung der Kaskode-Plus-Passiv-Stufe unter Punkt II mit ebenfalls 284V @ 10,5mA.

Die Berechnungen der Bauelemente können auch hier verwendet werden.

R421 = 68kOhm	D400 = BZT03-C39
R422 = 1,5kOhm	D401 = BZT03-C82
R423 = 10kOhm	D402 = BZT03-C82
Q400 = MJE 18204	D403 = BZT03-C82

**V: Für RIAA-Vorverstärker entsprechend Marantz 7C: 280V @ 12mA und 245V @ 2mA**Schaltung 280V @ 12mA:

*Schaltung A zur  
Spannungsstabilisierung für  
Marantz-Stufe*

Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q500:

**2SC2979 Hitachi**,  $V_{CE0} = 800V$ ,  $n_{fe\ min} = 18$ , NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R516**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung:  $450V \cdot 0,9 = 405V$

$$R516 = (405V - 285V) / 10,5mA = 11,4k\Omega \Rightarrow \mathbf{10k\Omega}$$

$$P = (12mA)^2 \cdot 10k\Omega = 1,44W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung:  $V_{in} = 450V \cdot 1,1 = 495V$

$$U = 495V - (10,5mA \cdot 10k\Omega) - 280V = 110V$$

$$P = 110V \cdot 12mA = 1,32W$$

- 4) Auswahl Kühlelement:

$$\text{Festlegung: } T_{j\ max} : = 110^\circ$$

$$T_U : = 60^\circ$$

$$R_{th\ ges} = (110^\circ - 60^\circ) / 1,32 = 50^\circ / 1,32W = 37,9^\circ C/W = 37,9\ K/W$$

$$R_{th\ int} = 5K/W$$

$$R_{th\ K\ddot{u}hlelement} = 37,9\ K/W - 5\ K/W = 32,9\ K/W$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W



5) Auswahl Zenerdioden **D500, D501, D502, D503**:

Vier Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl wird berücksichtigt, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtsperrespannung der Zenerdioden 286V beträgt:

**D500 : BZT03-C75: 75V Sperrspannung**

**D501 : BZT03-C75: 75V Sperrspannung**

**D502 : BZT03-C75: 75V Sperrspannung**

**D503 : BZT03-C56: 56V Sperrspannung**

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R514**:

Bestimmung  $I_{\text{Basis}}$  :  $I_{\text{D max}} = I_{\text{Last}} / n_{\text{fe min}} = 12\text{mA} / 18 = 0,667\text{mA}$

$I_{\text{Z min}} = 1\text{mA}$

$I_{\text{ges}} = I_{\text{Z}} + I_{\text{D max}} = 1\text{mA} + 0,667\text{mA} = 1,667\text{mA}$

Bei 10% Netzunterspannung:

$R_v = (405\text{V} - 281\text{V}) / 1,667\text{mA} = 74,4\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{68\text{kOhm}}$

Bei 10% Netzüberspannung:

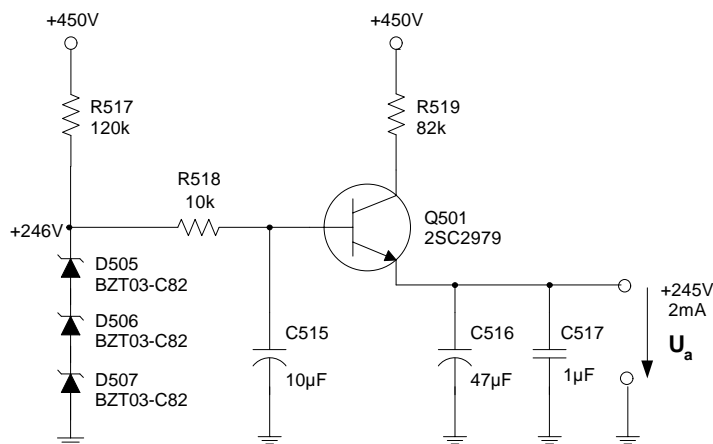
$I_{\text{ges}} = (495\text{V} - 281\text{V}) / 68\text{kOhm} = 3,15\text{mA}$

$P = (I_{\text{ges}})^2 * R_v = (3,15\text{mA})^2 * 68\text{kOhm} = 0,673\text{W} \Rightarrow \mathbf{1\text{W}}$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R515**:

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$R = 1\text{V} / 0,667\text{mA} = 1,499\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{1,3\text{kOhm}}$

Schaltung 245V @ 2mA:

*Schaltung B zur  
Spannungsstabilisierung für  
Marantz-Stufe*

Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q501:

**2SC2979 Hitachi**,  $V_{CE0} = 800V$ ,  $n_{fe\ min} = 18$ , NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R519**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung:  $450V \cdot 0,9 = 405V$

$$R519 = (405V - 245V) / 2\ mA = 80k\Omega \quad \Rightarrow \quad \mathbf{82k\Omega}$$

$$P = (2mA)^2 \cdot 82k\Omega = 0,328W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung:  $V_{in} = 450V \cdot 1,1 = 495V$

$$? U = 495V - (2mA \cdot 82k\Omega) - 245V = 86V$$

$$P = 86V \cdot 2mA = 0,172W$$

- 4) Auswahl Kühlelement:

$$\text{Festlegung: } T_{j\ max} : = 110^\circ$$

$$T_u : = 60^\circ$$

$$R_{th\ ges} = (110^\circ - 60^\circ) / 0,172 = 50^\circ / 0,172W = 290^\circ\ C/W = 290\ K/W$$

$$R_{th\ int} = 5K/W$$

$$R_{th\ K\ u\ h\ l\ e\ m\ e\ n\ t} = 290\ K/W - 5\ K/W = 285\ K/W$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W

5) Auswahl Zenerdioden **D505, D506, D507**:

Drei Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl wird berücksichtigt, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtsperrspannung der Zenerdioden 246V beträgt:

**D505 : BZT03-C82: 82V Sperrspannung**

**D506 : BZT03-C82: 82V Sperrspannung**

**D507 : BZT03-C82: 82V Sperrspannung**

Es ergibt sich somit eine Gesamtsperrspannung von 246V.

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R514**:

Bestimmung  $I_{\text{Basis}} : I_{\text{D max}} = I_{\text{Last}} / n_{\text{fe min}} = 12\text{mA} / 18 = 0,667\text{mA}$

$I_{\text{Z min}} = 1\text{mA}$

$I_{\text{ges}} = I_{\text{Z}} + I_{\text{D max}} = 1\text{mA} + 0,667\text{mA} = 1,667\text{mA}$

Bei 10% Netzunterspannung:

$R_V = (405\text{V} - 281\text{V}) / 1,667\text{mA} = 74,4\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{68\text{kOhm}}$

Bei 10% Netzüberspannung:

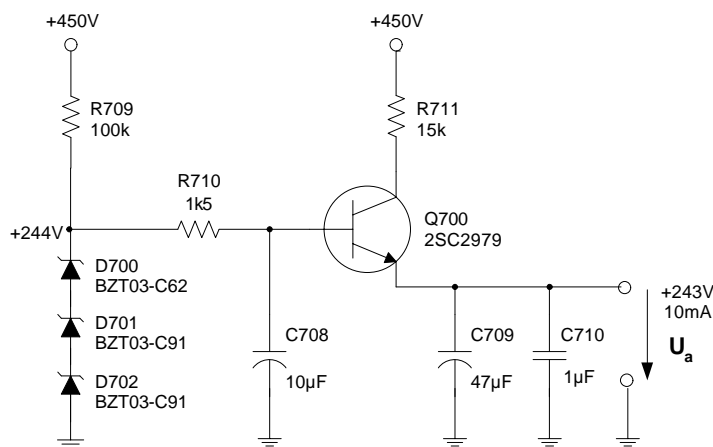
$I_{\text{ges}} = (495\text{V} - 281\text{V}) / 68\text{kOhm} = 3,15\text{mA}$

$P = (I_{\text{ges}})^2 \cdot R_V = (3,15\text{mA})^2 \cdot 68\text{kOhm} = 0,673\text{W} \Rightarrow \mathbf{1\text{W}}$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R515**:

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$R = 1\text{V} / 0,667\text{mA} = 1,49\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{1,3\text{kOhm}}$

**VI: Für Line-Stufe und Klangregler: 243V @ 10mA**Schaltung 243V @ 10mA:

*Schaltung zur  
Spannungsstabilisierung für  
Line-Stufe*

Dimensionierung:

- 1) Auswahl Transistor Q700:

**2SC2979 Hitachi**,  $V_{CE0} = 800V$ ,  $n_{fe\ min} = 18$ , NPN TO-220

- 2) Bestimmung Serienwiderstand **R711**:

Spannung bei 10% Netzunterspannung:  $450V \cdot 0,9 = 405V$

$$R711 = (405V - 243V) / 10\ mA = 16,2k\Omega \Rightarrow \mathbf{15k\Omega}$$

$$P = (10mA)^2 \cdot 15k\Omega = 1,5W$$

- 3) Bestimmung Verlustleistung im Transistor:

Bei 10% Netzüberspannung:  $V_{in} = 450V \cdot 1,1 = 495V$

$$? U = 495V - (10mA \cdot 15k\Omega) - 243V = 102V$$

$$P = 102V \cdot 10mA = 1,02W$$

## 4) Auswahl Kühlelement:

$$\text{Festlegung: } T_{j \max} := 110^\circ$$

$$T_U := 60^\circ$$

$$R_{th \text{ ges}} = (110^\circ - 60^\circ) / 1,02 = 50^\circ / 1,02W = 49^\circ \text{ C/W} = 49 \text{ K/W}$$

$$R_{th \text{ int}} = 5 \text{ K/W}$$

$$R_{th \text{ Kühlelement}} = 49 \text{ K/W} - 5 \text{ K/W} = 44 \text{ K/W}$$

Sinnvolle Wahl: Fischer FK 230-SA-L1 21K/W

5) Auswahl Zenerdioden **D700, D701, D702**:

Drei Zenerdioden werden in Reihe geschaltet. Bei der Auswahl wird berücksichtigt, dass im Transistor etwa 1V abfällt, so dass die Gesamtsperrspannung der Zenerdioden 244V beträgt:

**D700 : BZT03-C62:** 62V Sperrspannung

**D701 : BZT03-C91:** 91V Sperrspannung

**D702 : BZT03-C91:** 91V Sperrspannung

6) Bestimmung Vorwiderstand Zenerdioden **R709**:

$$\text{Bestimmung } I_{\text{Basis}} : I_{D \max} = I_{\text{Last}} / n_{fe \min} = 10\text{mA} / 18 = 0,556\text{mA}$$

$$I_{z \min} = 1\text{mA}$$

$$I_{\text{ges}} = I_z + I_{D \max} = 1\text{mA} + 0,556\text{mA} = 1,556\text{mA}$$

Bei 10% Netzunterspannung:

$$R_v = (405\text{V} - 244\text{V}) / 1,556\text{mA} = 103,5\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{100\text{kOhm}}$$

Bei 10% Netzüberspannung:

$$I_{\text{ges}} = (495\text{V} - 244\text{V}) / 100\text{kOhm} = 2,51\text{mA}$$

$$P = (I_{\text{ges}})^2 * R_v = (2,51\text{mA})^2 * 100\text{kOhm} = 0,63\text{W} \Rightarrow \mathbf{1\text{W}}$$

7) Bestimmung Basisvorwiderstand **R710**:

Es wird ein Spannungsabfall von 1V toleriert

$$R = 1\text{V} / 0,556\text{mA} = 1,8\text{kOhm} \Rightarrow \mathbf{1,5\text{kOhm}}$$

**Inbetriebnahme:**

Alle Schaltungen wurden auf Stabilität der Spannung untersucht: Die Spannung wurde am jeweiligen Ausgang gemessen und entsprach bei allen 9 verschiedenen Schaltungen den Erwartungen.

Exemplarisch wurde die erste Schaltung (231V @ 5mA) am Ausgang mit einer Widerstandslast belastet und zeigte einen problemlosen Stromfluss und eine konstante Spannung auch bei Belastung. Im weiteren Verlauf des Verstärkerbaus zeigten sich keine Fehler und alle Schaltungen arbeiteten reibungslos.

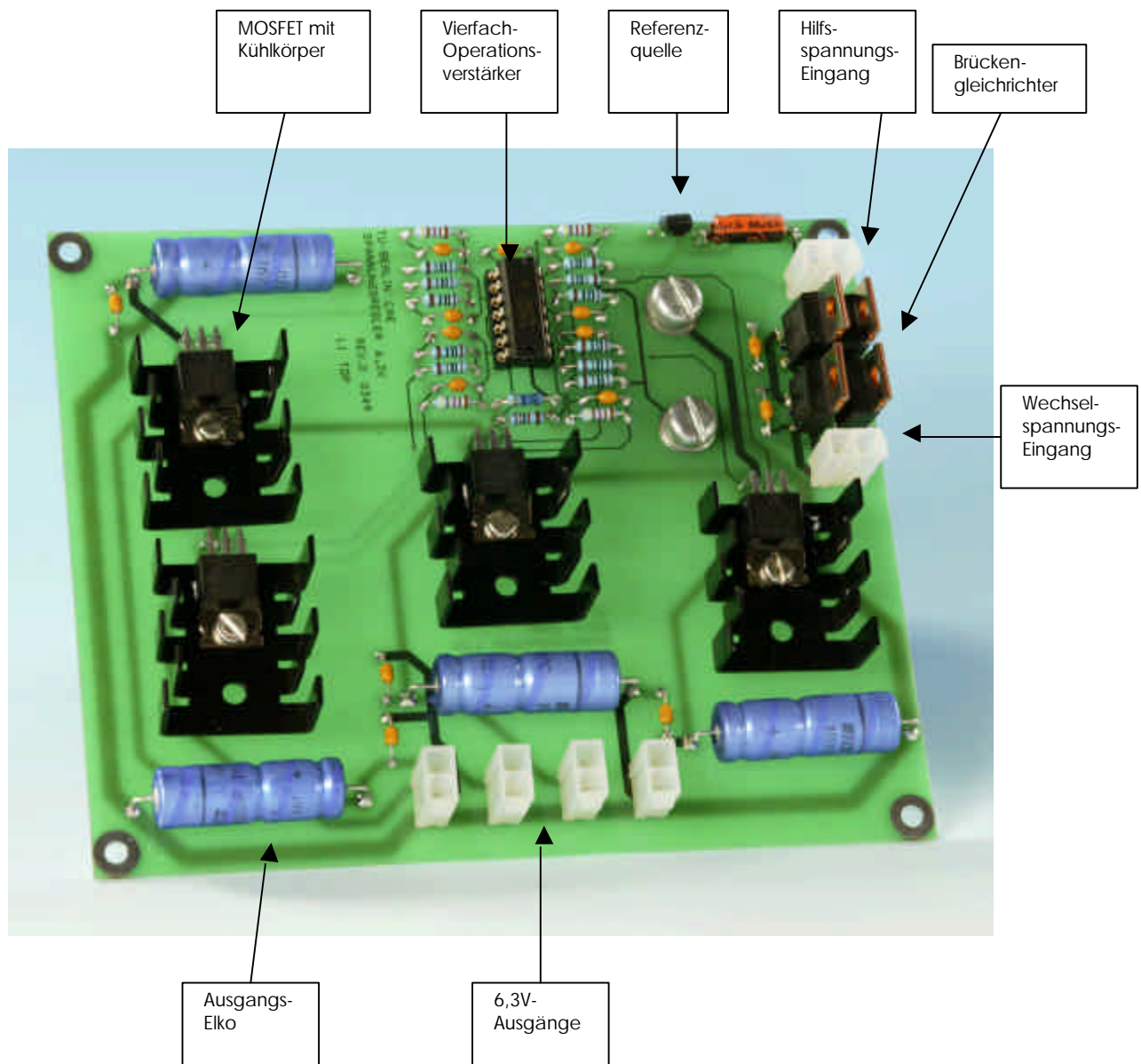
## **Komponente C (Gittervorspannung für Endröhren)**

Die Baugruppe Gittervorspannung kann erst dann entworfen werden, wenn der Entwurfsprozess der Endstufe abgeschlossen ist. Übliche Bereiche für die Gittervorspannung sind  $U_G = -50V$  bis  $-70V$ . Die Wicklung des Netztransformators muss also dementsprechend dimensioniert werden, wobei ein Strom von ca.  $0,1A$  ausreicht.

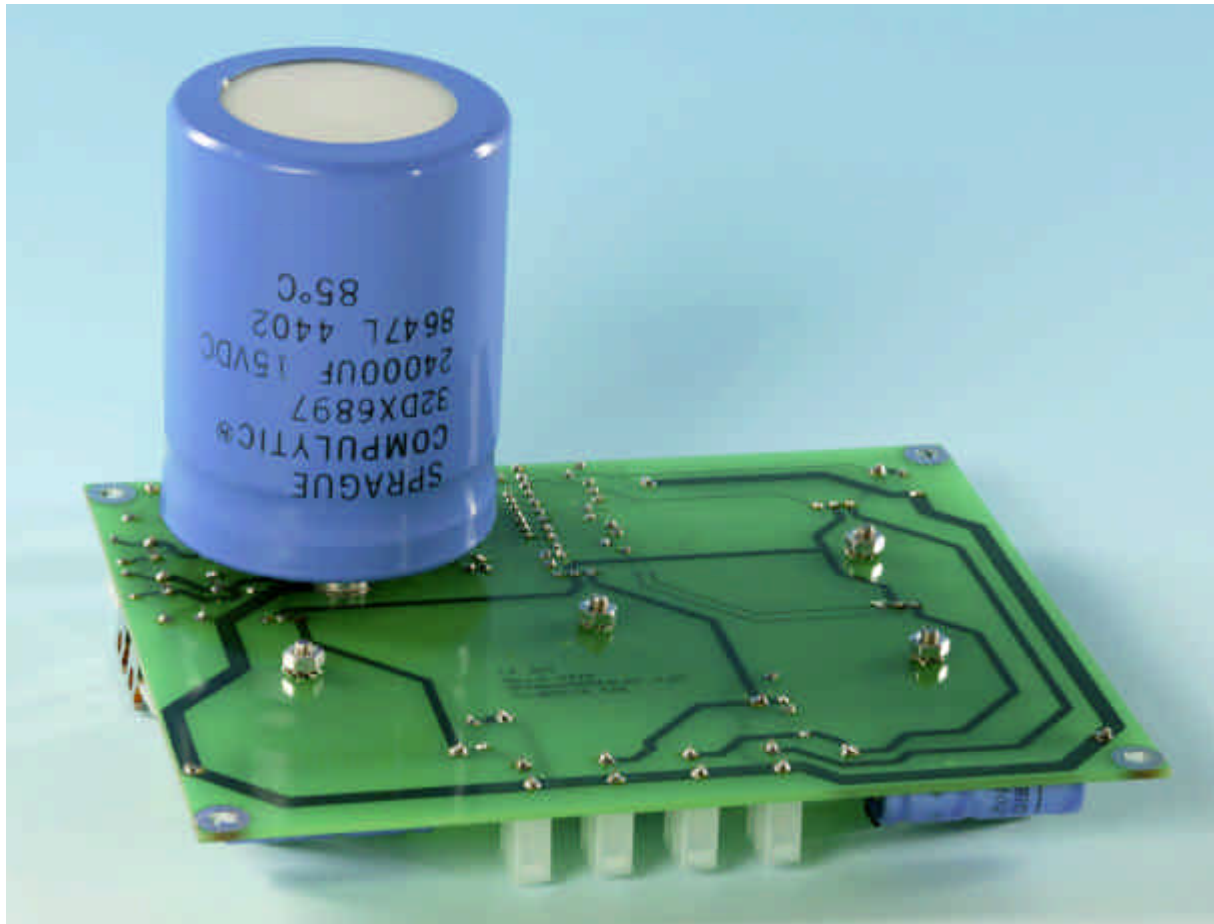
## **Komponente D (Heizspannung für Endröhren)**

### **Anforderungen:**

Für die Heizspannung der Endröhren werden  $6,3V$  Wechselspannung benötigt. Diese werden direkt am Netztransformator abgegriffen und erfordern keine weitere Schaltungselektronik. Für die Dimensionierung des Transformators waren die folgenden Betrachtungen maßgeblich: Der bereitzustellende Gesamtstrom setzt sich aus den Heizströmen der zu versorgenden Röhren zusammen. Für die Berechnung des höchstmöglichen Gesamtstromes wird eine Kombination der Röhrentypen KT88 und 6SN7 angenommen: Vier Endröhren vom Typ KT88 mit einer Stromaufnahme von  $1,6A$  und vier Endröhren vom Typ 6SN7 mit einer Stromaufnahme von  $0,6A$  werden verwendet. Weiterhin wird eine Sicherheitsreserve von ca. 15% vorgesehen, so dass daraus insgesamt ein Strom von  $(4 * 1,6A) + (4 * 0,6A) + 1,3A$  (Reserve) =  $10A$  folgt.

**Komponente E (Stabilisierte Heizspannung für Vorstufen)***Ansicht der Baugruppe von unten*





*Ansicht der Baugruppe von oben*

**Anforderungen:**

Für die Heizung der Vorstufenröhren wird eine stabilisierte Gleichspannung von 6,3V benötigt. Aufgabe dieser Schaltung ist somit, die von Netztransformator kommende Wechselspannung gleichzurichten und eine stabile Ausgangsspannung von 6,3V bereitzustellen.

Aufgrund der relativ hohen Heizströme und der hohen Umgebungstemperatur haben wir uns dafür entschieden, den Laststrom auf vier weitgehend voneinander unabhängige Spannungsregler aufzuteilen, da es einfacher ist, die Verlustleistung von vier dezentralen, leistungsschwächeren Wärmequellen abzuführen, als das von einer einzigen räumlich konzentrierten und leistungsstarken Wärmequelle zu tun. Daher wird eine Aufteilung in vier getrennt gespeiste Heizkreise vorgenommen: Phono-Vorstufe rechter Kanal, Phono-Vorstufe linker Kanal, Line-Stufe rechter Kanal und Line-Stufe linker Kanal.

Der höchstmögliche Heizstrom tritt bei den Phono-Vorstufen vom Typ „Jones“ auf, die mit zwei Röhren ECC88 - mit jeweils 350mA Heizstrom - bestückt sind. Damit ergibt sich ein maximaler Heizstrom von 0,7A pro Spannungsregler.

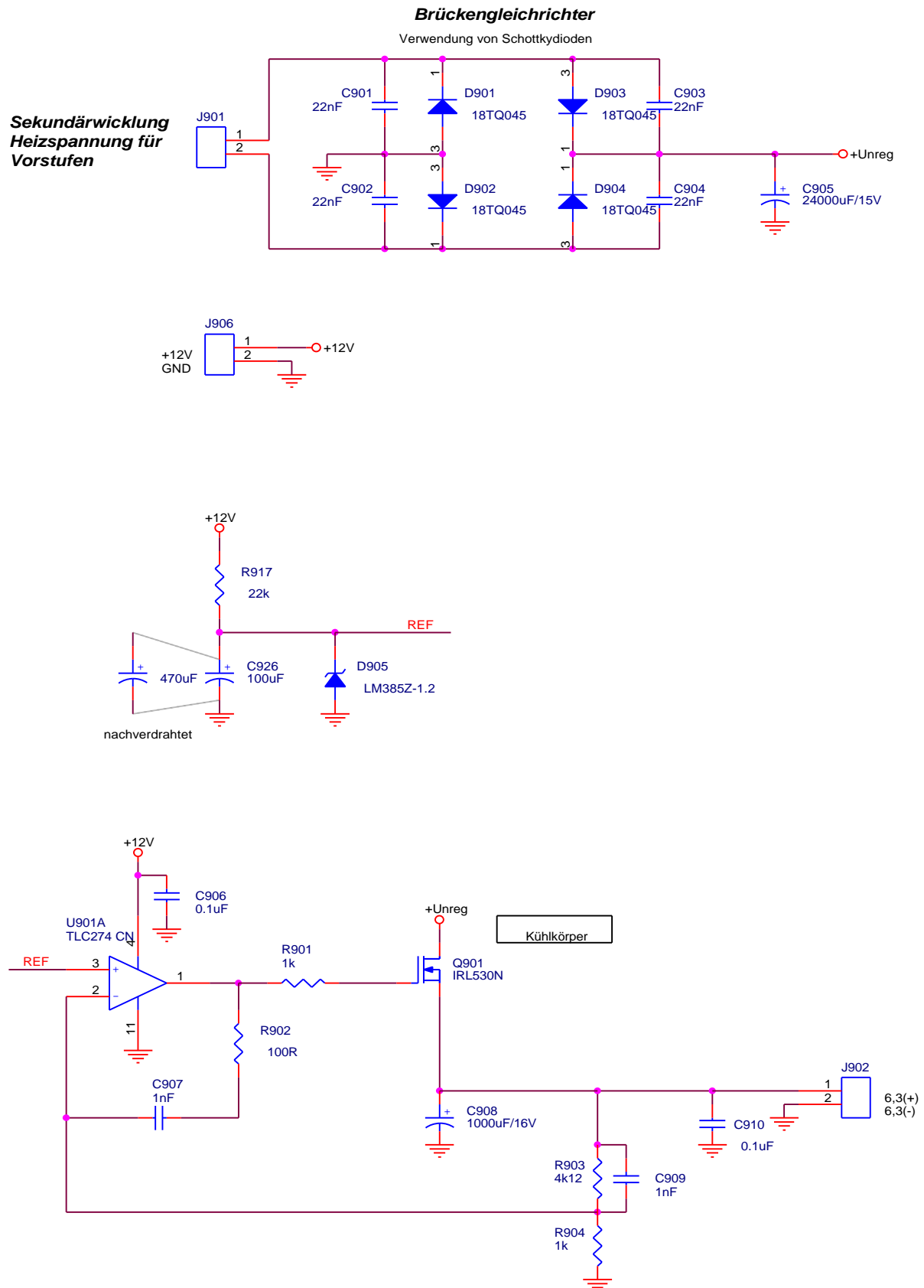
Durch die Verwendung einer selbstentworfenen Mosfet-Regelstufe wird eine minimale Dropspannung  $U_{\text{Drop}}$  von weniger als 0,1V erreicht, (anstelle der sonst üblichen LM317-IC-Regler mit  $U_{\text{Drop}} = 3V$ ).

Durch den Einsatz von Schottkydioden im Gleichrichterkreis wird die anfallende Verlustleistung zusätzlich reduziert.

Diese Schaltung ist ein Eigenentwurf ohne Vorbild, eine vergleichbare Schaltung konnte weder im Internet noch in Büchern gefunden werden.

Die Spannungsregler besitzen einen Sanftanlauf, durch langsames Hochfahren der Heizspannung über mehrere Sekunden wird ein übermäßiger Stromfluss durch die noch kalten Heizfäden vermieden.

Im folgenden ein Auszug aus der Schaltung:



Schaltung zur stabilisierten Heizspannung für Vorstufen (nur einer von 4 identischen Spannungsreglern dargestellt)

**Funktionsweise:**

Die am Anschluss J901 eingespeiste, aus dem Netztransformator kommende Wechselspannung wird durch den aus vier Schottkydioden bestehenden Brückengleichrichter gleichgerichtet und von Kondensator C905 geglättet.

Die Stabilisierung der Ausgangsspannungen wird durch vier lineare Abwärtsregler bewirkt, die aus einem als PID-Regler beschalteten Operationsverstärker und einem MOSFET als Längstransistor besteht. Die Aufgabe der Regler bestehen darin die Heizspannungen (Regelgrößen) auf den vorgegebenen Sollwert von +6,3V zu bringen und dort zu halten. Der jeweilige Regler beeinflusst die Regelgröße mit Hilfe einer Stellgröße (Gate-Source-Spannung des Längstransistors) so, dass die Abweichung aus Sollwert und Regelgröße möglichst klein wird.

Der Regelverstärker wird in diesem Fall durch einen Operationsverstärker realisiert, der die Spannungsdifferenz zwischen der als Sollwertvorgabe dienenden Referenzspannung und dem rückgeführten Istwert verstärkt. Wenn die Spannung über den Sollwert ansteigt, wird die Differenz aus Sollwert und Regelgröße negativ. Dadurch verkleinert sich die Stellgröße in einem, durch die Übertragungsfunktion des Regelverstärkers bestimmten Maße. Diese Abnahme wirkt der angenommenen Zunahme der Heizspannung entgegen. Es liegt also eine Gegenkopplung vor.

Die Referenzspannung wird durch die Diode D905 bereitgestellt. Diese Spannung ist wesentlich kleiner als 6,3V, damit die OPV-Stufen eine Verstärkung deutlich größer als eins haben. Dadurch sind sie wesentlich leichter mittels Frequenzkompensation gegen unerwünschte Oszillationen zu sichern.

Um den - verglichen mit dem möglichen Ausgangsstrom eines üblichen Operationsverstärkers sehr hohen - Laststrom von bis zu 700mA des jeweiligen Spannungsreglers bereitzustellen, folgt dem Regelverstärker ein N-Kanal-Mosfet in Impedanzwandlerschaltung als Stellglied, häufig auch Längstransistor genannt. Dieser Transistor ist sowohl in der Lage, den Laststrom zu führen als auch die entstehende Verlustleistung an ein Kühlelement abzuführen. Das Gate-Potential des MOSFETs muss einige Volt positiver als die Ausgangsspannung sein, damit der MOSFET leitet. Um dies zu ermöglichen werden die Regelverstärker mit +12V (externe Hilfsspannung) versorgt.

Das Aufladen des Kondensators C926 bewirkt ein langsames Hochlaufen der Referenz- und damit auch der Ausgangsspannung, nach dem Einschalten des Verstärkers um einen übermäßigen Stromfluss in die noch kalten und damit niederohmigen Heizfäden der Röhren zu vermeiden.

**Dimensionierung:**

- 1) Brückengleichrichter: 4 Schottkydioden **IR 18TQ045**, TO-220, 18A, 45V,  $U_f = 0,53V$   
Parallelkondensator: 1nF (als Erfahrungswert), 50V

- 2) Transistor Q901 bis Q904: **IRL 530N** n-Kanal Logiclevel, TO-220  
 $0,15\Omega$ ,  $V_{GS} = 4V$

- 3) max. Spannungsabfall  $U_{Abfall, max} = 0,15\Omega * 0,7A$  (Laststrom) = 0,1V

Scheitelwert bei 10% Unterspannung:

$$\begin{aligned}\hat{U} &= 6,3V \text{ (Ausgangsspannung)} + 0,1V \text{ (Regeltransformator)} \\ &+ 0,5V \text{ (Ripple)} + 2 * 0,53V \text{ (Dioden)} = 1,06V + 0,5V \text{ (Reserve)} = 8,46V\end{aligned}$$

- 4) Nominale Trafospannung (effektiv) =  $(8,46V / 0,9) * 1/\sqrt{2} = 6,65V$   
 $\Rightarrow 7,0V$  wird gewählt

- 5) Maximale Trafospannung bei 10% Überspannung:  $7,0V * 1,1 * \sqrt{2} = 10,9V$

Leistung am Regler:

$$\begin{aligned}P &= [(10,9V - 2 * 0,53 \text{ (Dioden)} - 0,5V/2 \text{ (mittlerer Ripple)} - 6,3V \text{ (Ausgang)})] * 0,7A \\ &= 3,29V * 0,7A = 2,3W\end{aligned}$$

- 6) Auswahl Kühlelement :

$$T_{Jmax} := 110^\circ C, T_U := 60^\circ C \quad \Rightarrow \text{max. Delta } T = 50^\circ C$$

$$R_{Thmax} = 50^\circ C / 2,3W = 21,7^\circ C/W$$

Interner Wärmewiderstand Chip zu Kühlelement aus Datenblatt = 2,4 K/W

$$\text{Kühlelement min} = 21,7^\circ C/W - 2,4^\circ C/W = 19,3^\circ C/W$$

Wahl AAVID Kühlelement 13K/W TO-220

- 7) Bestimmung Ladekondensator für 0,5V Ripplespannung:

Bei 10% Unterspannung fließt der Ladestrom in der ansteigenden Halbwelle zwischen 6,9V und 7,4V. Der Winkel  $\phi_{iLade} = \arcsin(6,9/7,4) = 68,8^\circ$

$$t_{Lade} = ((90^\circ - 68,8^\circ) / 90^\circ) * 5ms = 1,17ms$$

$$t_{Entlade} = 10ms - 1,17ms = 8,82ms$$

$$C = (i * \Delta T) / \Delta U \quad \text{mit } i = \text{Summe aller Lastströme} = 4 * 0,7A = 2,8A$$

$$= (2,8A * 8,82ms) / 0,5V = 49,4mF = \mathbf{49000\mu F}$$

## 8) Bestimmung Ladekondensator für 1V Ripplespannung (alternativ):

Bei 10% Unterspannung fließt der Ladestrom in der ansteigenden Halbwelle zwischen 6,9V und 7,9V. Der Winkel  $\phi_{i_{Lade}} = \arcsin(6,9/7,9) = 60,8^\circ$

$$t_{Lade} = ((90^\circ - 60,8^\circ) / 90^\circ) * 5ms = 1,62ms$$

$$t_{Entlade} = 10ms - 1,62ms = 8,38ms$$

$$C = (i * \Delta t) / \Delta U \quad \text{mit } i = \text{Summe aller Lastströme} = 4 * 0,7A = 2,8A$$

$$= (2,8A * 8,38ms) / 1V = 23,464mF = \mathbf{23000\mu F}$$

Berechnung Kühlelement:

minimale Trafospannung:	$8,46V + 0,5V = 8,96V_p$	
nominale Trafospannung:	$9,95V_{pk} = 7,03V_{Eff}$ gewählt werden	$7,5V_{Eff}$
maximale Trafospannung:	$7,5V * 1,1 = 8,25V_{Eff} = 11,67V_p$	

Leistung am Regler:

$$P = (11,67V - 2 * 0,53 \text{ (Dioden)} - 1V/2 \text{ (mittlerer Ripple)} - 6,3V \text{ (Ausgang)}) * 0,7A$$

$$= 3,81V * 0,7A = 2,667W$$

$$R_{Th} = 50^\circ C / 2,667W = 18,7 K/W$$

$$\text{Kühlelement: } 18,7 K/W - 2,4 K/W \text{ (intern)} = 16,3 K/W \quad \Rightarrow 13 K/W \text{ bleibt unverändert.}$$

## 9) Bestimmung Ladekondensator für 1,5V Ripplespannung (alternativ):

Bei 10% Unterspannung fließt der Ladestrom in der ansteigenden Halbwelle zwischen 6,9V und 8,4V. Der Winkel  $\phi_{i_{Lade}} = \arcsin(6,9/8,4) = 55^\circ$

$$t_{Lade} = ((90^\circ - 55^\circ) / 90^\circ) * 5ms = 1,94ms$$

$$t_{Entlade} = 10ms - 1,94ms = 8,0ms$$

$$C = (i * \Delta T) / \Delta U \quad \text{mit } i = \text{Summe aller Lastströme} = 4 * 0,7A = 2,8A$$

$$= (2,8A * 8,0ms) / 1,5V = 14,9mF = \mathbf{14900\mu F}$$

Berechnung Kühlelement:

$$\text{minimale Trafospannung: } 8,46V + 1V = 9,46V_p$$

$$\text{nominale Trafospannung: } 9,46V_{pk} / 0,9 = 10,5V_p = 7,43V_{Eff}$$

✍ Die nominale Trafospannung von 7,5V kann beibehalten werden, da eine Reserve von 0,5V mit einberechnet wurde.

✍ Das Kühlelement mit 13 K/W kann ebenfalls beibehalten werden.

## 10) Auswahl Operationsverstärker:

**TLC 274**, Ein- und Ausgangsbereich schließt GND mit ein.

## 11) Referenzquelle:

Diode D905: **LM385Z-1.2**, 1.235V. *Die Spannung ist niedrig genug, um noch ausreichend Verstärkung und Kompensationsmöglichkeiten zu haben.*

Toleranz +/- 2,2%

Operating Current 10µA...20mA

Gewählt werden 0,5mA

$$R_v = (12V - 1,235V) / 0,5mA = 21,53k\Omega \Rightarrow \mathbf{22k\Omega}$$

Zeitkonstante für Sanftanlauf:

$$\tau := 2s \quad C = \tau / R = 2s / 22 * 10^3 \Omega = 90,90\mu F \Rightarrow \mathbf{100\mu F / 6,3V}$$

## 12) OPV - Beschaltung:

Berechnung der Widerstände:

An R903, R907, R911, R915 liegt gegenüber Masse eine Spannung von 6,3V an. An R904, R908, R912, R916 liegt eine Spannung von 1,235V an.

$$(6,3V - 1,235V) / 1,235V = 4,1012$$

Für die Widerstände mit Werten aus der E-Reihe ergeben sich folgende Werte:

**R903, R907, R911, R915: 4,12kOhm**

**R904, R908, R912, R916: 1kOhm**

Der Parallelkondensator zum Widerstand von 4,12kOhm ist empirisch ermittelt und beträgt **C909, C914, C919, C924 = 1nF**.

Der Serienwiderstand zum OPV ist empirisch ermittelt und beträgt

**R901, R905, R909, R913 = 1kOhm**.

Der Parallelkondensator zum negativen Eingang des OPV ist empirisch ermittelt und beträgt

**C907, C912, C917, C922 = 1nF**.

Der Wert der Ausgangskondensatoren **C908, C913, C918 und C923 = 1000uF** ist auf Basis von Erfahrungswerten festgelegt worden und später empirisch verifiziert worden. Um die nachteiligen Eigenschaften der verwendeten Elkos im höheren Frequenzbereich auszugleichen, wurden diesen die Keramik Kondensatoren **C910, C915, C920, C925 = 0,1µF**, ebenfalls ein Erfahrungswert, parallelgeschaltet.

Es wurden mehrere alternative Dimensionierungen mit verschiedenen Ladekondensatoren und damit verschiedenen Ripplespannungen miteinander verglichen. In Anbetracht der Baugröße des Kondensators und des Oberwellengehalts des die Schaltung speisenden Wechselstroms wurde ein Kapazitätswert von 24.000 uF gewählt, der dann zu einer berechneten Ripplespannung von 1V führt.



**Inbetriebnahme:**

Da der für den späteren Einsatz der Baugruppe vorgesehene Netztransformator mit einer Sekundärspannung von 7,5V zum Zeitpunkt der Inbetriebnahme noch nicht gefertigt war, wurde ein vorhandener Transformator mit 9,5V Sekundärspannung für die folgenden Messungen verwendet.

Als erstes wurde die vom Trafo kommende Wechselspannung am Anschluss J901 kontrolliert. Sie betrug, wie erwartet,  $9,5V_{\text{Eff}} = 13,4V_p$ . Abzüglich dem Spannungsabfall an zwei Schottkydioden ( $2 \cdot 0,53V = 1,06V$ ) wurde die Spannung von  $13,4V - 1,06V = 12,34V$  am Kondensator C905 erwartet. Dieser konnte durch eine Messung an C905 bestätigt werden.

Am Anschluss J906 wurde die Hilfsspannung +12V angeschlossen und die Referenzspannung an D905 gemessen. Sie betrug, wie nach dem Datenblatt der Referenzquelle zu erwarten war, 1,24V.

Es zeigte sich weiterhin, dass das Hochlaufen der Referenzspannung im Verhältnis zur Anheizzeit der Röhren zu schnell erfolgte. Daher wurde zu dem Kondensator C926 (100uF) ein weiterer Kondensator mit 470uF parallelgeschaltet, der dann für das gewünschte Zeitverhalten sorgte.

Als nächstes wurde die Spannung am Ausgang J902 gemessen. Der Ausgang wurde dabei nicht belastet. Die Spannung betrug erwartungsgemäß 6,3V.

Für einen Test mit einer Belastung wurde ein Lastwiderstand nach  $R_{\text{Last}} = 6,3V / 0,7A = 9\Omega$  an den zu überprüfenden Ausgang angeschlossen. Die am Ausgang gemessene Spannung betrug unverändert 6,3V.

Des Weiteren wurde am Kondensator C905 die Ripplespannung gemessen. Sie betrug 0,2V (Belastung mit 0,7A).

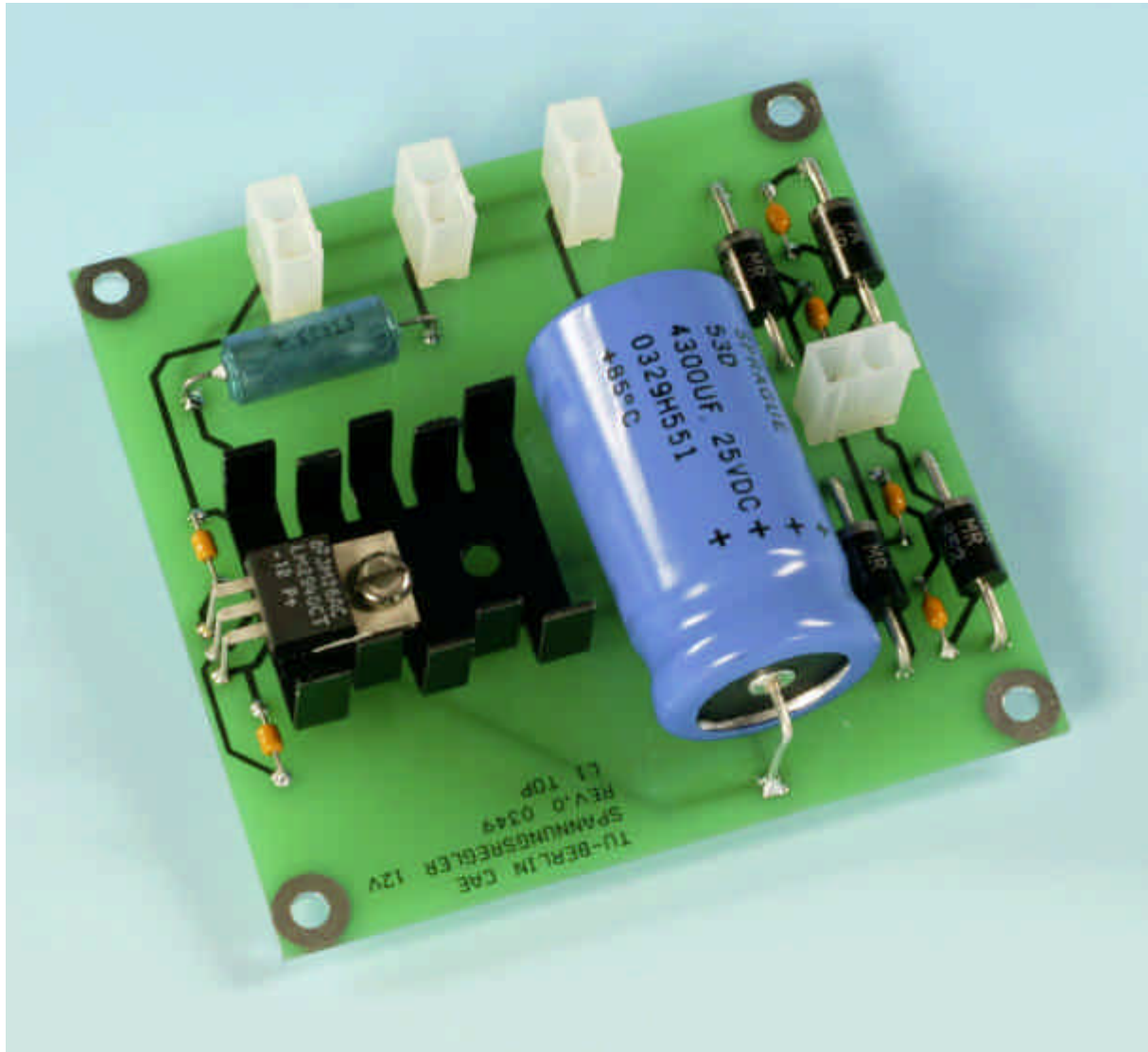
Berechnet wurde eine Ripplespannung von 0,5V, die sich aber auf eine Belastung mit  $4 \cdot 0,7A = 2,8A$  und auf eine Eingangsspannung von 7,5V bezog. Um den gemessenen Werte mit dem berechneten Wert vergleichen zu können, war es daher nötig, zum einen das Vierfache des gemessenen Wertes, also  $4 \cdot 0,2V = 0,8V$  zu betrachten und zum anderen die höhere Eingangsspannung von 9,5V zu berücksichtigen: Die für die Inbetriebnahme verwendete Eingangsspannung war um den Faktor  $9,5/7,5 = 1,27$  höher. Durch Multiplikation dieses Faktors mit dem Wert der berechneten Ripplespannung ergab sich eine erwartete Ripplespannung von  $1,27 \cdot 0,5V = 0,635V$ . Die gemessene Ripplespannung war also höher als berechnet. Die Differenz von  $0,8V - 0,635V = 0,165V$  lag jedoch im üblichen Genauigkeitsbereich solcher Betrachtungen, da hier auch Toleranzen wie z.B. jene der Sperrspannungen oder solche der Nichtlinearität des Trafokerns mit eingehen.

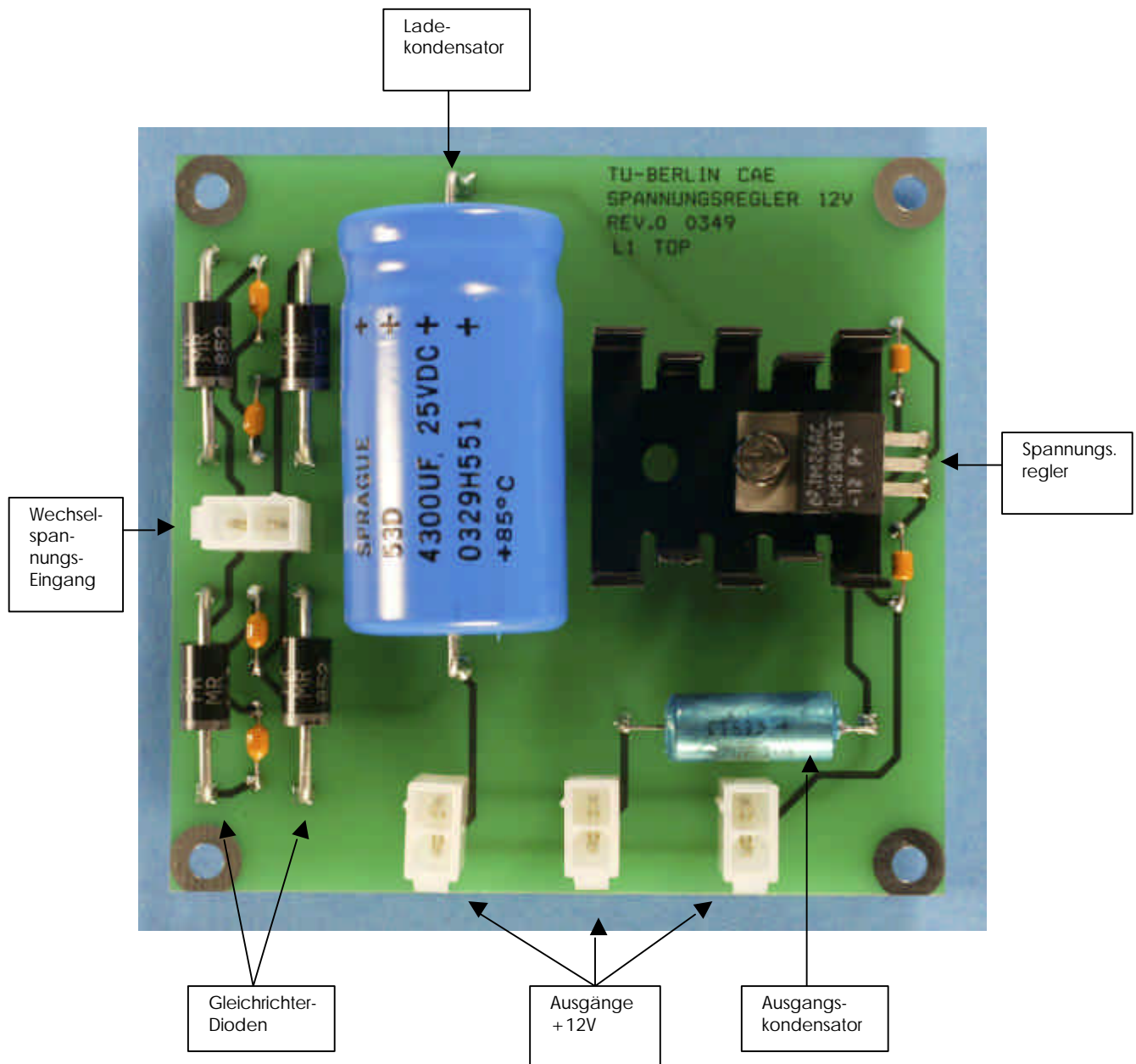
Um im weiteren Verlauf das dynamische Verhalten der Schaltung unter Lastwechsel zu testen wurde der Ausgang mit einem dauerhaft vorhandenen Lastwiderstand von 400Ω und einem periodisch (über einen MOSFET-Schalter) zugeschalteten Lastwiderstand von 100Ω belastet.

Als Prüfkriterium galt hierbei, dass die infolge des Zu- und Abschaltens des 100Ω-Widerstands entstehenden Über- und Unterschwinger stark gedämpft sind. Stark gedämpft heißt, dass nach dem ersten Passieren des stationären Endwertes dieser nur noch zweimal durch die Spannungs-/Zeit-Kurve des Überschwingers geschnitten werden darf. Wenn dieses Prüfkriterium erfüllt ist, heißt das, dass der (offene) Regelkreis einen ausreichenden „Phasenrand“ hat, die Phase des rückgeführten Istwertes also ausreichend weit von 180 Grad entfernt ist, wenn die Verstärkung des offenen Regelkreises gegen Eins sinkt. Ein zu kleiner Phasenrand bedeutet, dass die Gefahr besteht, dass die Gegenkopplung innerhalb des Regelkreises unter bestimmten Betriebsbedingungen zu einer Mittkopplung werden

kann. der Regelkreis beginnt dann um den Sollwert herum zu oszillieren. Ein derartiges Verhalten der Baugruppe hätte katastrophale Auswirkungen. Der Test wurde zunächst mit einer minderbestückten Vorabversion des Regelverstärkers durchgeführt. Hierbei wurden die Bauelemente C909 (D-Anteil), R902 (P-Anteil) und C909 (I-Anteil) zunächst nicht bestückt, der Operationsverstärker arbeitete also mit höchstmöglicher Verstärkung ohne irgendwelche Kompensationsmaßnahmen. Hierbei wurde -überraschenderweise - das Prüfkriterium deutlich übererfüllt. Da die hier beobachteten Eigenschaften jedoch im Wesentlichen von der - starken Exemplarstreuungen unterworfenen - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkerbausteins abhängt, wurden im nächsten Schritt die Kompensationselemente eingebaut. Zu ihrer Dimensionierung wurde auf vorhandene Erfahrungswerte zurückgegriffen. Die Dimensionierung ist: C909 und C907 = 1nF, R902 = 100Ohm. Bei der erneuten Messung wurde nun eine etwas geringere Dämpfung der Über- und Unterschwinger festgestellt, das Prüfkriterium wurde jedoch immer noch übererfüllt. Da eine Optimierung des dynamischen Lastwechselverhaltens bei einer Heizkreisversorgung völlig sinnlos ist, wurde keine weitere Optimierung mehr vorgesehen, die Startwerte wurden beibehalten, da sie bereits ausreichende Betriebssicherheit baten.

Darauf folgend wurden nacheinander die drei restlichen Stufen an C913, C918 und C923 auf Einhalten der Ausgangsspannung und Regelverhalten getestet. Die Schaltungen zeigten bezüglich dieser Faktoren absolut zufriedenstellende Ergebnisse.

**Komponente F (Hilfsspannung 12V)***Ansicht der Baugruppe*



Wichtige Komponenten der Baugruppe

## Anforderungen:

Um verschiedene Funktionsgruppen innerhalb des Verstärkers, wie etwa Relais zum Schalten von Audiosignalen, Regelverstärker für die Gleichspannungsheizung der Vorstufen oder die Einschaltstrombegrenzung zu versorgen wird eine stabilisierte Hilfsspannung von +12V bereitgestellt.

Der Spannungswert von 12V wurde gewählt, da er sich sowohl zum Versorgen von analogen Bauelementen wie etwa Operationsverstärkern als auch zum Schalten von Relais eignet.

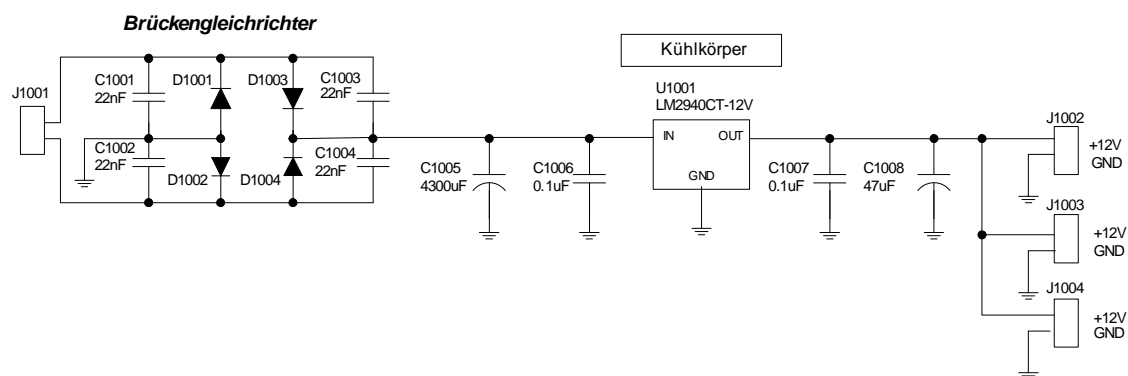
Die Schaltung zur Bereitstellung der Hilfsspannung soll also eine stabilisierte Spannung von nominell +12V liefern. Dabei sind Netzschwankungen von  $\pm 10\%$  und ein Strom von 436mA zu berücksichtigen. Die geforderte Stromaufnahme errechnet sich dabei unter Betrachtung folgenden Faktoren:

Stromversorgung von maximal drei gleichzeitig angezogenen Relais (Typ TQ2-12),  
d.h.  $3 \cdot 12 \text{ mA} = 36 \text{ mA}$ .

Für die 6,3V-Spannungsreglerschaltung (E) werden 200 mA Strombudget eingeplant.  
Für noch unbekannte Anwendungen werden weiterhin 200 mA Strombudget eingeplant.

✍ Somit ergibt sich ein Laststrom von 436 mA.

Die folgende Abbildung zeigt die Schaltung:



Schaltung Spannungsregler +12V

**Funktionsweise:**

Die von der Sekundärwicklung des Transformators kommende Spannung liegt an der Anschlussbuchse J1001 an und wird durch den Brückengleichrichter gleichgerichtet. Dabei glättet der Kondensator C1005 die Spannung.

Die Stabilisierung geschieht durch den integrierten Spannungsregler U1001. Eine konstante Spannung von +12V wird am Ausgang (*OUT*) ausgegeben und auf drei getrennte Anschlussbuchsen (J1002, J1003 und J1004) aufgeteilt, um die verschiedenen Komponenten über einfach zu fertigende Punkt-zu-Punkt Verbindungskabel ohne Abzweigungen versorgen zu können.

**Dimensionierung:**

Um nun die vom Transformator bereitzustellende nominelle Sekundärspannung zu berechnen, müssen die folgenden Vorbetrachtungen zur Dimensionierung der Schaltung gemacht werden, um die Vorgabe einzuhalten.

- 1) Die Auswahl des Spannungsreglers LM 2940-12 (National Semiconductor) fordert das Kriterium:

$$\text{Low Drop} = \max. 1,0V$$

d.h. der kleinste Wert, der am Eingang des Spannungsreglers anliegt, darf nicht kleiner sein als die Summe aus geforderter Ausgangsspannung und Drop, d.h.

$$12V + 1,0V \geq 13,0V \quad \text{min. Eingangspotential.}$$

- 2) Der Spannungsabfall am Gleichrichter und am Innenwiderstand des Trafos errechnet sich aus:

$$\begin{array}{rcl} 2 \cdot U_f & \geq & 2 \cdot 0,8V \geq 1,6V \quad (2 \text{ Dioden wegen Brücke in Serie}) \\ & & 0,4V \quad (\text{Spannungsabfall am Innenwiderstand}) \\ \hline & & + 2,0V \quad \text{Gesamtspannungsabfall} \end{array}$$

- 3) Minimale Trafospannung  $V_{\text{peak}}$  (bei 10% Netzunterspannung) ist somit die Summe aus min. Eingangspotential am Spannungsregler (siehe unter 1), Spannungsabfall an Dioden und Innenwiderstand (siehe unter 2) und Ripple (sinnvoller Wert für Ripple = 1V), d.h.

$$13,0V + 2,0V + 1,0V \geq 16V \quad (\text{Peak})$$

Bei einer Netzspannung von 100% beträgt die Spannung somit

$$\frac{16,0V_P}{0,9} \geq 17,78V_{\text{Peak}} \geq 12,5V_{\text{eff}}$$

= > nächster gerundeter Wert: **13,0V**

Die nun folgenden Berechnungen stützen sich auf die Absicherung der angemessenen Wärmeumsetzung und Funktionalität in dem Umgebungstemperaturbereich.

- 4) Bei einer Netzspannung von 13,0V (100%) ergibt sich eine maximal Trafospannung bei 10% Netzüberspannung von

$$13,0V \cdot 1,1 = 14,3V_{eff} \rightarrow 20,2V_{Peak}$$

Dieser Wert ist für nun folgende Berechnung des Ladekondensators wichtig.

- 5) Berechnung des Ladekondensators

Berechnung des Phasenwinkels, bei dem der Ladestrom zu fließen beginnt:

Eine Halbwelle hat bei einer Frequenz von 50Hz die Länge von 10ms.

Bei 10% Unterspannung ist der Scheitelwert der Halbwelle 16V, abzüglich  $U_f = 2V$ , fließt ein Ladestrom nur bei steigender Halbwelle im Bereich zwischen 13V und 14V.

$$\begin{array}{ll} \text{Beginn des Stromflusses:} & 13V/14V = 0,9286 \quad \arcsin(0,9286) = 68,2^\circ \\ \text{Ende des Stromflusses:} & \text{bei } 90^\circ (U_c \text{ ist dann größer als } U_{\sinus}) \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} \text{Ladezeit:} & ((90^\circ - 68,2^\circ) / 90^\circ) \cdot (10\text{ms}/2) = 1,21\text{ms} \\ \text{Entladezeit:} & 10\text{ms} - 1,21\text{ms} = 8,79\text{ms} \end{array}$$

Daraus ergibt sich Wert für den Kondensator nach

$$\begin{aligned} C &= (I \cdot \text{Entladezeit}) / \text{Spannungsunterschied} = (0,4A \cdot 8,79\text{ms}) / 1V \\ &= 3,516 \cdot 10^{-3} F = \mathbf{3516\mu F} \end{aligned}$$

Ein sinnvoller, praktikabler Wert für den Ladekondensator ist  $C = 4300\mu F$  mit einer Spannungsfestigkeit von 35V.

- 6) Berechnung des Kühlelements

aus 4) folgt:  $U_{Peak} = 20,2V$

abzüglich den Spannungsabfällen aus 2) folgt:  $20,2V - 2,0V = 18,2V$

Zusätzlich wird der Mittelwert der Ripplespannung aufgrund der thermischen Zeitkonstante des Reglers LM294 von 18,2V abgezogen:

$$18,2V - 1V/2 = 17,7V$$

$$P = (17,7V - 12,0V) \cdot 0,4A = 2,3W$$

Bei einer maximalen Chiptemperatur von  $T_{JMax} = 110^\circ$  und einer Umgebungstemperatur von  $60^\circ$  entsteht eine Differenz von  $110^\circ - 60^\circ = 50^\circ$ . Der maximale thermische Widerstand ist somit  $R_{th,max} = 50^\circ / 2,3W = 21,7^\circ C/W$ . Aus dem Datenblatt folgt ein Wärmewiderstand vom Chip zum Gehäuse  $R_{th,Chip/Gehäuse} = 4^\circ C/W$ , so dass für das Kühlelement, inklusive dem Wärmeübergang vom Spannungsregler zum Kühlelement ein Wert von

$$21,7^\circ C/W - 4^\circ C/W = \mathbf{17,7^\circ C/W} \text{ berücksichtigt wird.}$$

**Inbetriebnahme:**

Die Schaltung wurde mit einer Wechselspannung von 13,0V (effektiv) gespeist. Es wurde zunächst keine Last angeschlossen.

Die erste Messung wurde direkt am Wechselspannungseingang vorgenommen.

Es wurde eine symmetrische Wechselspannung mit einem Spitzenwert von 18,4V gemessen.

Darauf folgend wurde die Spannung am Siebkondensator C1008 gemessen.

Zu erwarten war ein gemessener Spitzenwert von 18,4V, abzüglich dem Spannungsabfall an zwei Dioden von je 0,7V. Das bedeutet  $18,4V - 1,4V = 17,0V$ .

Dieser Wert wurde exakt gemessen.

Nun wurde der Wert am Ausgang der Schaltung (J1002) überprüft. Der Spannungsregler-Baustein wurde so ausgewählt, dass die Schaltung am Ausgang einen stabilen Wert von +12V DC liefert. Gemessen wurde hierbei eine Spannung von 12,2V. Das bedeutet 0,2V höher als erwartet. Der entstandene Fehler beträgt 1,64%. Laut Datenblatt des Reglers LM2940C /  $V_{Out} = 12V$  bewegt sich die Ausgangsspannung im Genauigkeitsbereich zwischen  $V_{Min} = 11,4V$  und  $V_{Max} = 12,6V$ . Der gemessene Wert von 12,2V lag somit im Bereich der Herstellerangabe.

Um die Schaltung auf die zu erfüllenden Forderungen zu untersuchen wurde nun eine Last angeschlossen.

Die Berechnungen der Last richteten sich nach den Stromaufnahmen der daran angeschlossenen Schaltungen; es werden insgesamt 436mA benötigt. Daraus ergab sich ein Lastwiderstand von  $R_{Last} = U / I = 12,2V / 436mA = 28\Omega$ . Es wurde zu Testzwecken ein Lastwiderstand von  $R_{Last} = 30\Omega$  gewählt.

Die Spannung am Eingang des Reglers wurde mit dem Oszilloskop überprüft. Der höchste festzustellende Momentanwert lag bei 15,6V, der geringste festzustellende Momentanwert lag bei 14,9V. Die Differenz zwischen diesen beiden Extremwerten von 0,7V ist die Ripplespannung.

Der gemessene Wert der Ripplespannung von 0,7V lag deutlich unter dem als Zielgröße für die Dimensionierung der Schaltung festgelegten Wert von 1V.

Abschließend wurde die Temperaturerhöhung des Spannungsreglers und des Kühlkörpers bei Betrieb mit Belastung gemessen:  $T_{Umgebung} = 22^\circ$ ,  $T_{Spannungsregler} = 55^\circ$ ,  $T_{Kühlkörper} = 40^\circ$ .

Um den Wärmewiderstand des Spannungsreglers bestimmen zu können, wurde die Verlustleistung errechnet:  $P_{Verlust} = (14,9V + 0,7V/2 - 12V) \cdot 0,4A = 1,3W$ .

Aus den Angaben der Temperatur und der Leistung ergibt sich der Wärmewiderstand  $R_{th} = (55^\circ - 22^\circ) / 1,3W = 25,4^\circ C/W$ .

Berechnet wurde ein Wärmewiderstand von  $17,7^\circ C/W$ , das Messergebnis weicht somit etwa 43% von dem berechneten Wert ab.

Der Grund für die Abweichung liegt darin, daß der Datenblattwert des Kühlelements sich auf „freie Luftzirkulation“ bezieht, die aber nur bei senkrechter Einbaulage der Leiterplatte gegeben ist. Bei der hier durchgeführten Messung lag die Leiterplatte dagegen waagrecht auf dem Tisch.

Die Betriebssicherheit der Baugruppe ist jedoch trotzdem gegeben, da die vorgesehene, thermisch ungünstige, Einbaulage waagrecht unter dem Chassis bereits in Form der Annahme einer auf  $60^\circ C$  erhöhten Umgebungstemperatur berücksichtigt wurde.