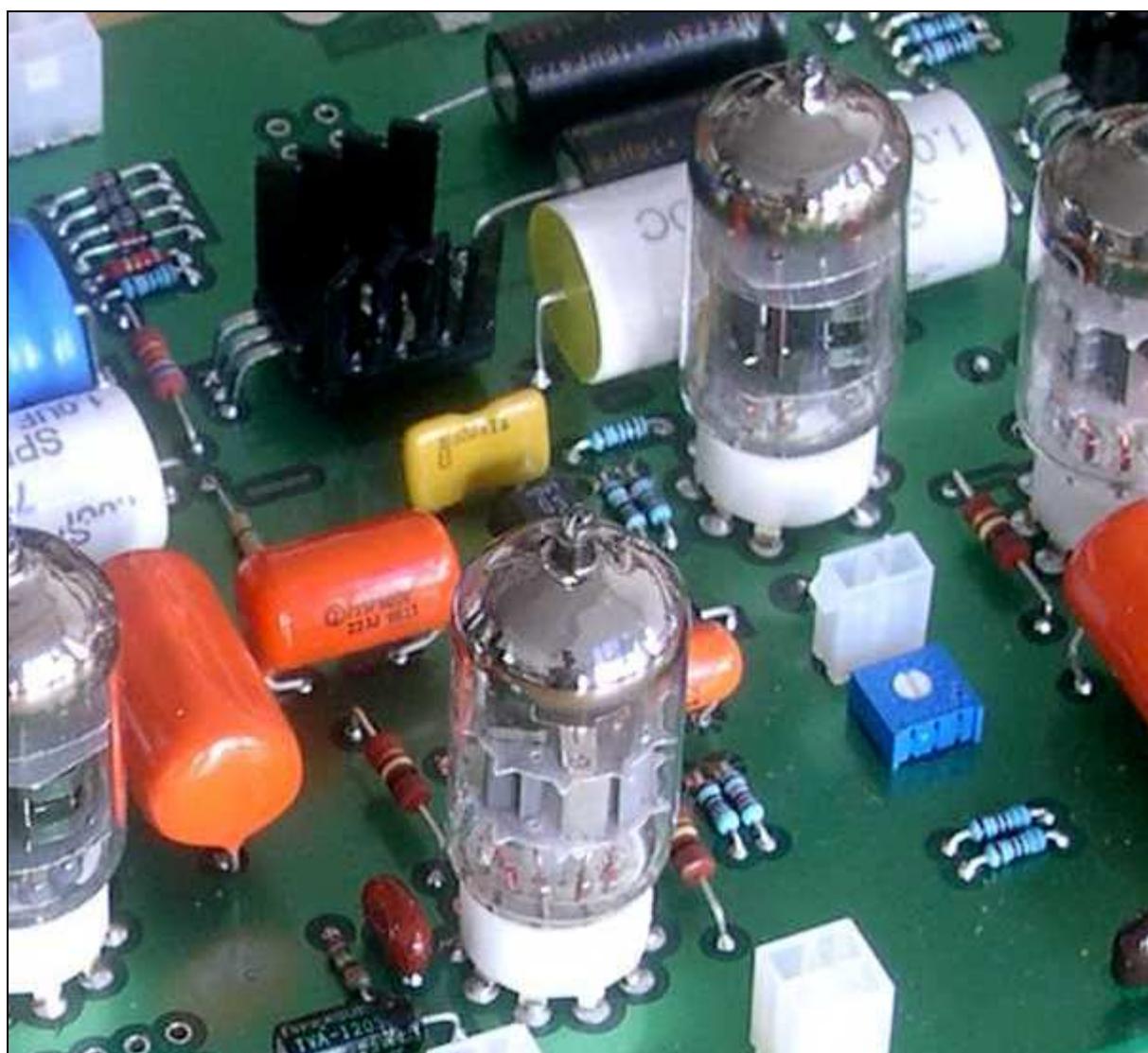


Der Federhall im **WILDCAT** Bassman Plus und im **WILDCAT** Deluxe Plus

Von René Fischer, Stefan Straube und Henry Westphal



Die Idee.

In den Originalgeräten FENDER Bassman 5F6-A und DELUXE 5E3 war keine Hallschaltung integriert. In den frühen 1960-er Jahren wurde in den FENDER Twin Reverb-Verstärkern zum ersten Mal ein Federhall in einem Gitarrenverstärker auf den Markt gebracht. Inzwischen ist der typische Klang des Federhalls kaum noch aus vielen typischen Gitarrensounds wegzudenken.



Eines der ersten Modelle der FENDER Blackface Twin-Reverb-Serie mit eingebautem Federhall

Daher haben wir den Federhall aus den frühen FENDER Twin Reverb Verstärkern in unsere WILDCAT-Verstärker hinzugefügt. Die Federhall-Stufe kann jedoch überbrückt werden, dann ist nach wie vor die vollständige Identität zu den Originalgeräten vorhanden.

Da die Lastkennlinie des Netzteils klangentscheidend ist, wird der Federhall aus einem völlig unabhängigen Netzteil mit eigenem Netztrafo versorgt. Damit ist jede Veränderung des Arbeitspunktes auf der Netzteil-Kennlinie des Verstärkers selbst ausgeschlossen.

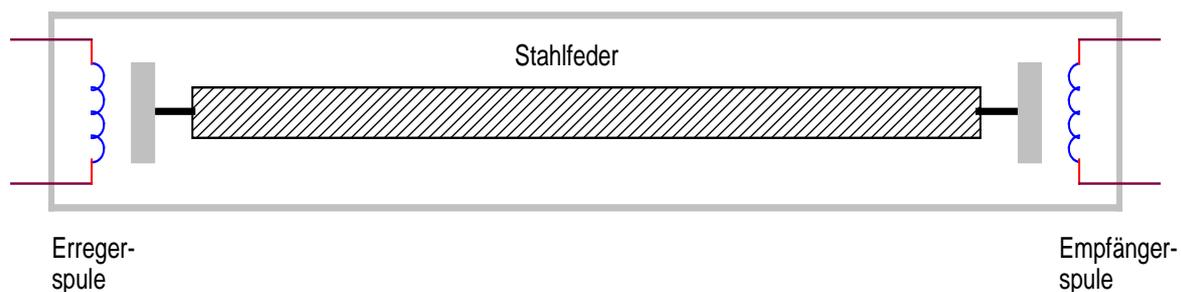
Das Prinzip

Es wird eine mechanischen Hallspirale mit magnetischer Ein- und Auskopplung des legendären Typs "Hammond Type 4" verwendet. Diese Hallspirale wurde 1960 auf den Markt gebracht und wird seit dem unverändert hergestellt. Sie wurde zunächst in den Hammond-Organen und in den FENDER Twin Reverb-Verstärkern verwendet.



Hallspirale des Typs „Hammond Type 4“

Das Funktionsprinzip wurde in den 1930-er Jahren bei der Telefongesellschaft AT&T erfunden, man wollte die Eigenschaften langer Telefonleitungen im Labor simulieren



Prinzipdarstellung einer Hallspirale

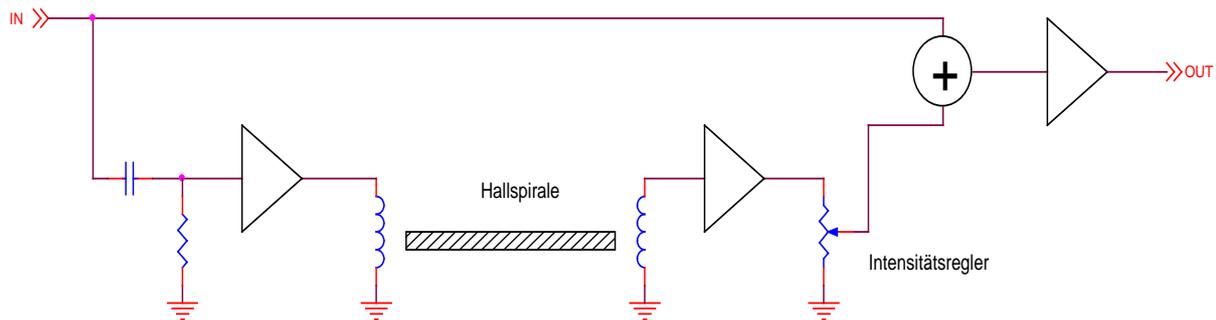
Die Hallspirale besteht aus einer metallischen Schraubenfeder, die mittels der Erregerspule an einem ihrer Enden in eine mechanische Schwingung versetzt wird. Wenn diese Schwingung, nach einer gewissen Zeit, die Feder durchlaufen hat, dann induziert die mechanische Schwingung der Feder in der am gegenüberliegenden Ende der Feder befindlichen Empfängerspule eine Spannung.

Somit erhält man an der Empfängerspule eine verzögerte Version des Eingangssignals. Wenn man dieses Signal mit dem unverzögerten Eingangssignal summiert ergibt sich ein ähnlicher Klangeindruck, wie er in einem natürlichen Hallraum entstehen würde. Hierzu trägt auch bei, daß der in der Feder sich fortbewegende Schall von der Empfangsseite wiederum reflektiert wird, so daß er die Feder mehrmals, bei immer weiterer Abschwächung durchläuft.

Die elektromagnetische Ein- und Auskopplung des Schalls in die Feder läßt sich mit dem Funktionsprinzip von Lautsprechern und Mikrofonen verglichen, nur daß anstelle einer Membran die Feder angekoppelt ist.

In der Praxis kommt es zu ausgeprägten Resonanzerscheinungen, denen durch die „Hintereinanderschaltung“ verschiedener Federtypen mit unterschiedlichen Resonanzeigenschaften begegnet wird, womit ein „natürlicherer“, ausgeglichenerer Frequenzgang entsteht.

Die lockere Einspannung der Federn läßt sowohl Längs- Quer als auch Drehschwingungen zu. Da die Hallspirale auch durch externe Schallquellen in Schwingung versetzt wird, muss sie gegen externe Schallquellen und Körperschall geschützt montiert werden.



Prinzip des Einfügens der Hallspirale in den Signalweg

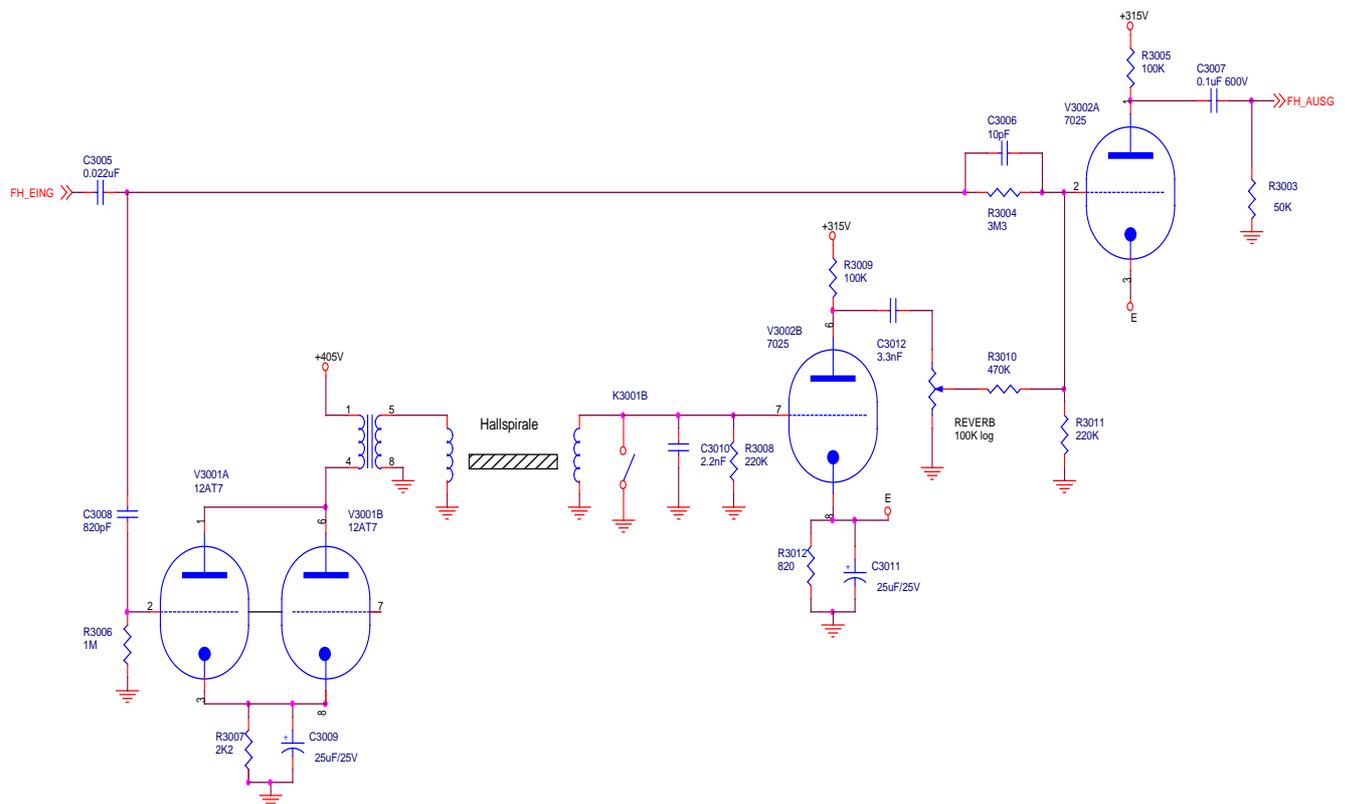
Die Erregerspule wird von einem Treiberverstärker angesteuert, der die hierbei erforderliche Leistung in der Größenordnung von einem Watt aufbringt. Dem Eingang dieses Verstärkers ist ein Hochpaß vorgeschaltet, um zum einen den abfallenden Frequenzgang der Hallspirale, bedingt insbesondere durch die Induktivität der Erregerspule, zu korrigieren und um zum anderen die Übersteuerung der Hallspirale durch große Signalamplituden im Baßbereich zu vermeiden. Tiefe Töne leisten ohnehin keinen Beitrag zum Halleindruck, sie führen eher zu einem „verwaschenen“ und „mulmigen“ Klangbild.

Das von der Empfängerspule kommende Signal wird mit dem Empfangsverstärker in die Größenordnung des Eingangssignals verstärkt und in der folgenden Stufe mit diesem summiert. Die Intensität des Halleindrucks ist dabei, durch Beeinflussung des Anteils des verzögerten Signals, einstellbar.

Die Realisierung

Der Signalweg in der Übersicht

Es wird die bekannte Standardschaltung verwendet, die aus den FENDER Twin-Reverb-Verstärkern stammt. Diese Schaltung ist im Folgenden wiedergegeben.



Das vollständige Schaltbild des Signalwegs der Federhall-Schaltung

Die Schaltung wird zunächst in der Übersicht beschrieben, danach werden einzelne Details genauer betrachtet.

Das hereinkommende Signal gelangt über C3005 an den Treiber- und an den Summierverstärker. Die beiden parallelgeschalteten Triodensysteme V3001A und V3001B bilden das Herzstück des Treiberverstärkers. Sie werden über den Hochpaß aus C3008 und R3006 vom Eingangssignal angesteuert. R3007 und C3009 dienen zur automatischen Gittervorspannungserzeugung, legen mithin den Arbeitspunkt der Stufe fest. Der im Anodenkreis befindliche Ausgangsübertrager dient der Anpassung der hohen Ausgangsimpedanz der Röhrenstufe (hohe Spannungen bei niedrigen Ströme) an die niedrige Impedanz der Erregerspule von (Hohe Ströme bei niedrigen Spannungen) Die Erregerspule ist direkt an seine Sekundärwicklung angeschlossen.

Das von der Empfängerspule kommende Signal gelangt direkt an das Gitter der mit V3002B aufgebauten Empfängerstufe. C3010 und R3008 bilden den Arbeitswiderstand für die Empfangsspule. Durch C3010 ergibt sich eine Tiefpaßwirkung, die zur Unterdrückung eingekoppelter Störsignale als auch zur Korrektur des Frequenzgangs (Induzierte Spannung ist proportional dB/dt , nimmt also mit Frequenz zu) vorgesehen ist.

Der Relaiskontakt K3001B erlaubt das Stummschalten des Hallpfades, dieses Relais wird typischerweise von einem Fußschalter aus betätigt.

Mit R3012 und C3011 wird die Gittervorspannung für den Empfangsverstärker und die folgenden Summierstufe erzeugt. Das verstärkte Empfangssignal wird über den Hochpaß aus C3012 und dem REVERB-Potentiometer aus dem Empfangsverstärker ausgekoppelt und an die Summierstufe weitergeführt.

Diese ist mit dem Triodensystem V3002A aufgebaut. An deren Gitter gelangen, über R3004 und C3006, das ursprüngliche Eingangssignal und über R3010 das verzögerte Signal. Die Amplitude des verzögerten Signals wird mit dem REVERB-Potentiometer eingestellt, womit sich dann die Stärke des Halleindrucks variieren läßt. Mit C3006 wird einer Absenkung des Frequenzgangs durch Streukapazitäten und die Millerkapazität im Gitterkreis von V3002A entgegengewirkt. Über C3007 gelangt das Ausgangssignal an die Folgestufe.

Der Signalweg im Detail

Der Koppelkondensator C3005 bildet mit R3004 und R3011 einen Hochpass. Dessen Grenzfrequenz ist:

$$1 / [2\pi * 22\text{nF} * \{3,3\text{M}\Omega + 0,22\text{M}\Omega\}] = 2 \text{ Hz}$$

Diese Frequenz ist so tief, daß der Wert von C3005 keinerlei klangbeeinflussende Wirkung mehr hat.

Der Hochpaß aus C3008 und R3006 hat eine Grenzfrequenz von

$$1 / [2\pi * 820\text{pF} * 1\text{M}\Omega] = 195 \text{ Hz}$$

Im Folgenden wird der Arbeitspunkt der Treiberstufe bestimmt. Als Grundlage wird das Datenblatt 12AT7 von General Electric aus dem Jahr 1957 verwendet.

Der Gleichstromwiderstand des Übertragers kann vernachlässigt werden. Die Parallelschaltung von zwei Röhrensystemen mit einem gemeinsamen Kathodenwiderstand kann wie die Parallelschaltung von zwei Röhrensystemen mit getrennten Kathodenwiderständen, jedoch mit dem doppelten Widerstandswert betrachtet werden. Der für eine solche Anordnung ermittelte Strom wird dann verdoppelt, um den Ruhestrom der Parallelschaltung zu bestimmen.

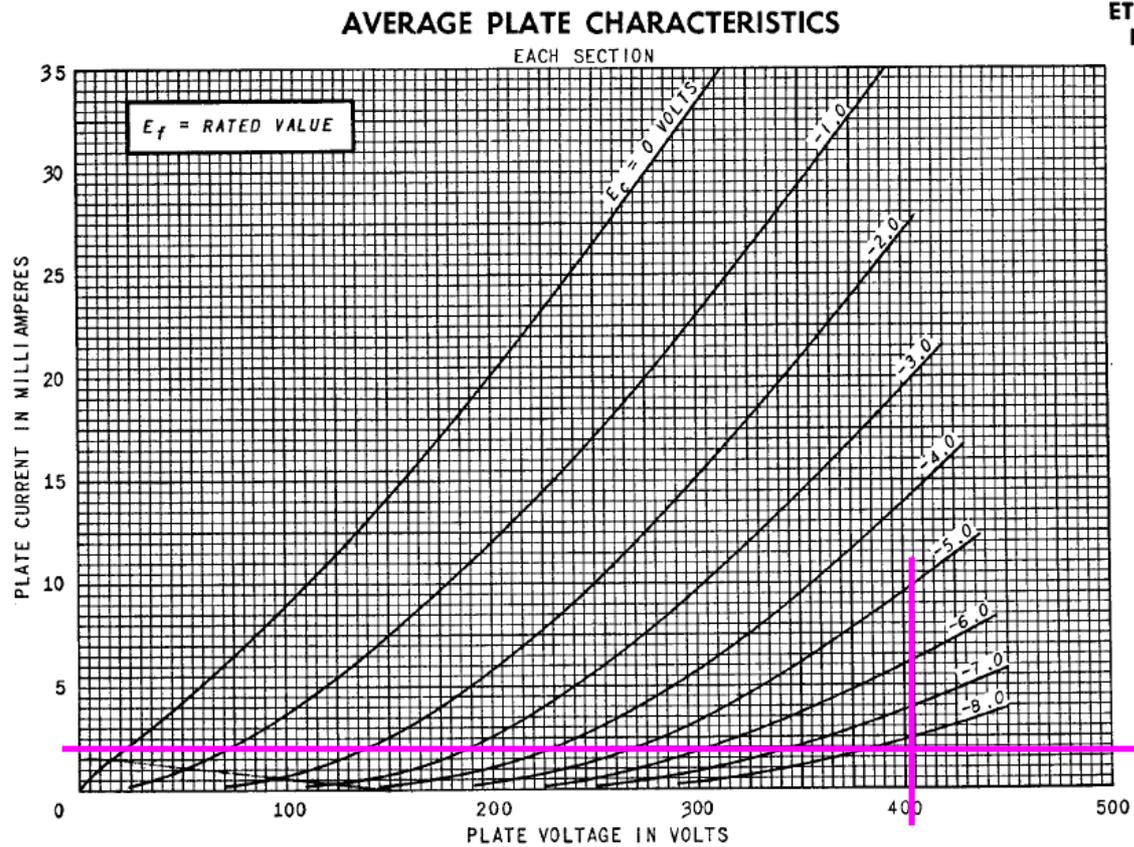
Der Arbeitspunkt wird, auf einfache Weise, durch „intelligentes Raten“, also die willkürliche Annahme eines Wertes und die Prüfung auf Richtigkeit im Kennlinienfeld ermittelt.

Die Annahme eines Stromes von 2mA führt zum Erfolg:

Es ergibt sich eine Gittervorspannung von $2\text{mA} * 4,4\text{k}\Omega = 8,8\text{V}$.

Bei der hier vorhandenen Anodenspannung von 405V wird diese Annahme im Kennlinienfeld mit hinreichender Näherung bestätigt.

12AT7
ET-T1440
 Page 3
 2.57



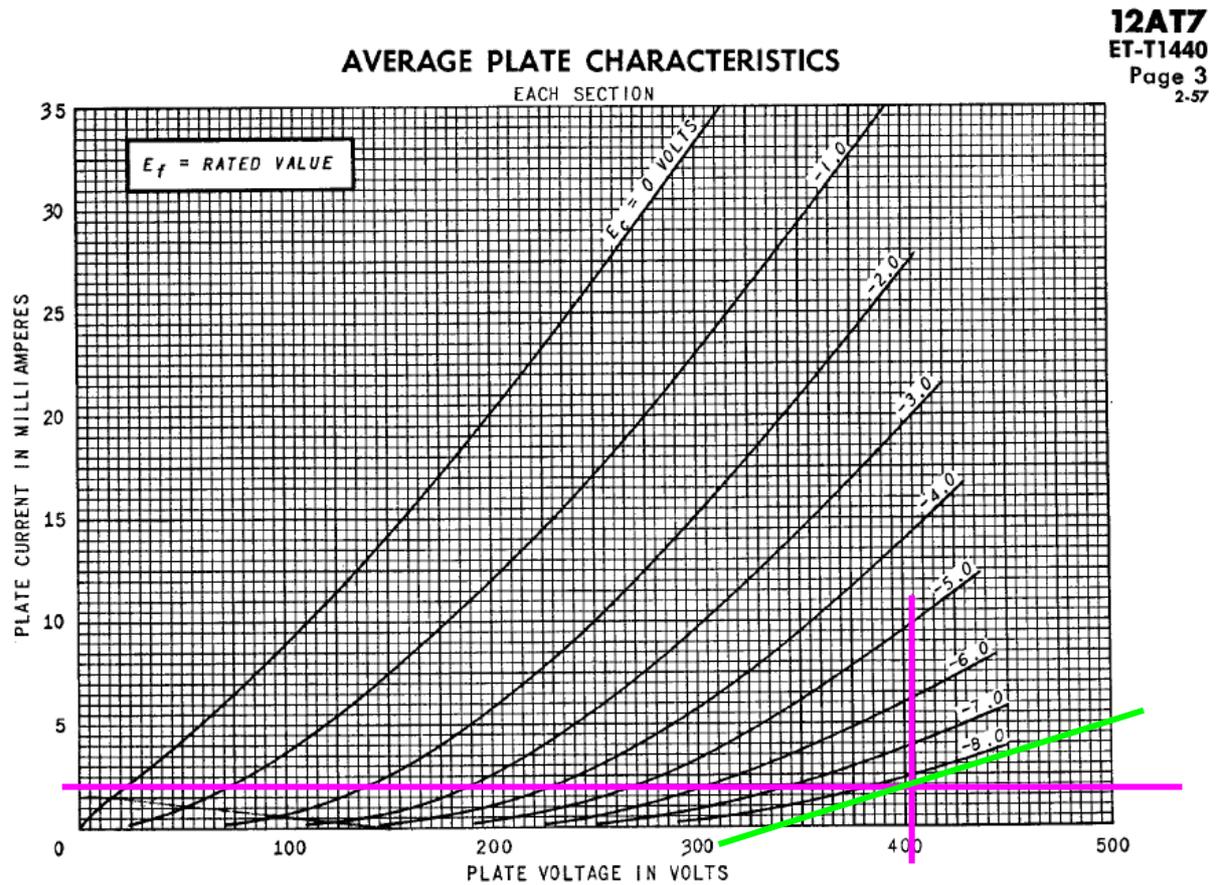
Visualisierung des Arbeitspunkts im Kennlinienfeld

Für beide parallelgeschalteten Röhrensysteme ergibt sich dann ein Gesamtstrom von 4mA.

Die untere Grenzfrequenz der Kombination aus R3007 und C3008 ist

$$1 / [2\pi \cdot 25\mu\text{F} \cdot 2,2\text{k}\Omega] = 3 \text{ Hz}$$

Aus dem Kennlinienfeld kann nun der Innenwiderstand der Stufe (zunächst wieder für ein Röhrensystem) abgeschätzt werden:

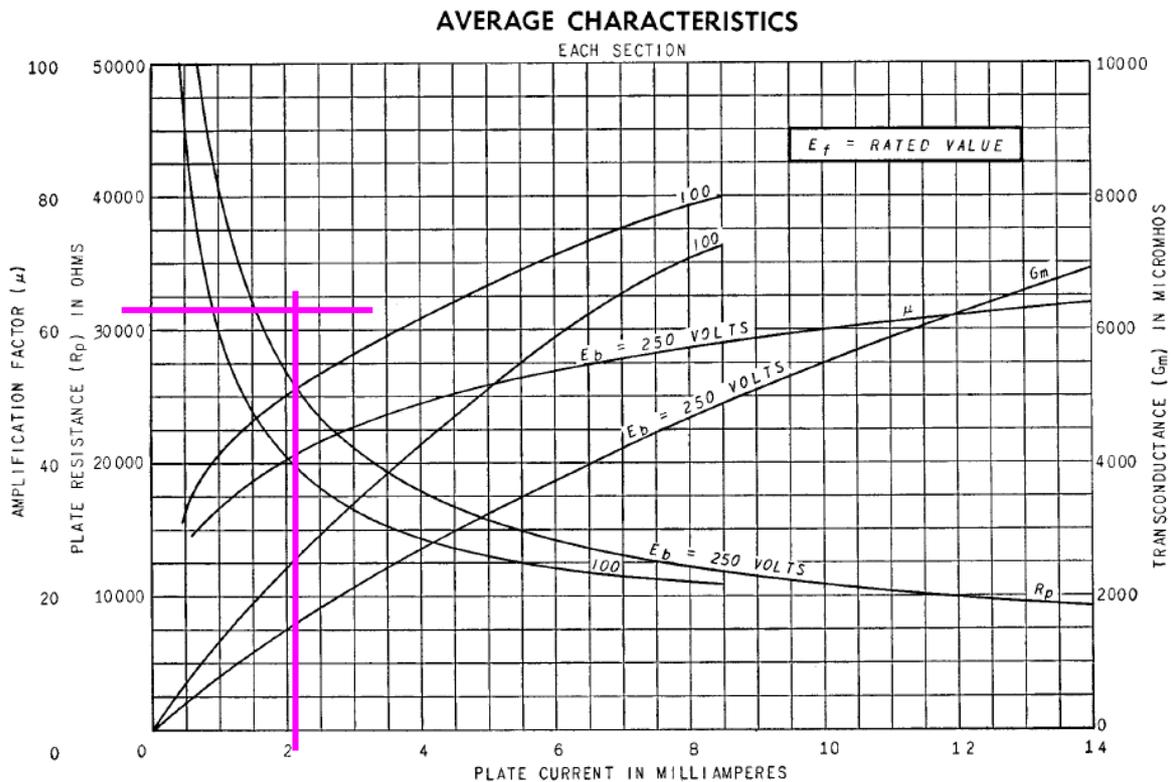


Visualisierung des Innenwiderstands im Kennlinienfeld

Es läßt sich ein Innenwiderstand von $160\text{V} / 5\text{mA} = 32\text{k}\Omega$ für ein Röhrensystem abschätzen, der resultierende Innenwiderstand bei der vorhandenen Parallelschaltung zweier Röhrensysteme ist dann $16\text{ k}\Omega$.

Diese Abschätzung des Innenwiderstands soll mit dem folgenden Kennlinienfeld aus dem selben Datenblatt auf Plausibilität überprüft werden:

12AT7
ET-T1440
 Page 4
 2-57



Anderer Weg zur Abschätzung des Innenwiderstands (R_p = Plate Resistance)

Man erkennt, daß bei Extrapolation auf 400V Anodenspannung mit hinreichender Genauigkeit der Wert 32kOhm erreicht wird.

Der Verstärkungsfaktor u kann ebenfalls aus obenstehendem Diagramm mit entsprechender Extrapolation zu $u = 40$ abgeschätzt werden.

Um die Verstärkung der Stufe zu bestimmen, muß nun der Außenwiderstand bestimmt werden. Dies ist die über den Ausgangstransformator hochtransformierte Impedanz der Erregerspule der Hallspirale. Als sinnvolle Bezugsfrequenz wird 1kHz gewählt.

Die Datenblattangabe der Impedanz der Erregerspule ist 8 Ohm. Eine experimentelle Kontrollmessung bei einer Frequenz von 1kHz bestätigte dieses Ergebnis. Bei 10kHz stieg die Impedanz dagegen auf die Größenordnung 100 Ohm an.

Es wird ein dem Original-Fender-Halltrafo entsprechender Trafo des Typs TAD 125A20B verwendet. Das Übersetzungsverhältnis des Trafos wurde ausgemessen, es beträgt 1 zu 50.

Damit erhält man eine primärseitig wirksam Impedanz von $8 \text{ Ohm} * 50^2 = 20\text{kOhm}$.

Damit ist die Bedingung für optimale Leistungsanpassung, mit Innenwiderstand = Außenwiderstand mit 16kOhm zu 20kOhm weitgehend erfüllt.

Nun kann die Verstärkung bestimmt werden:

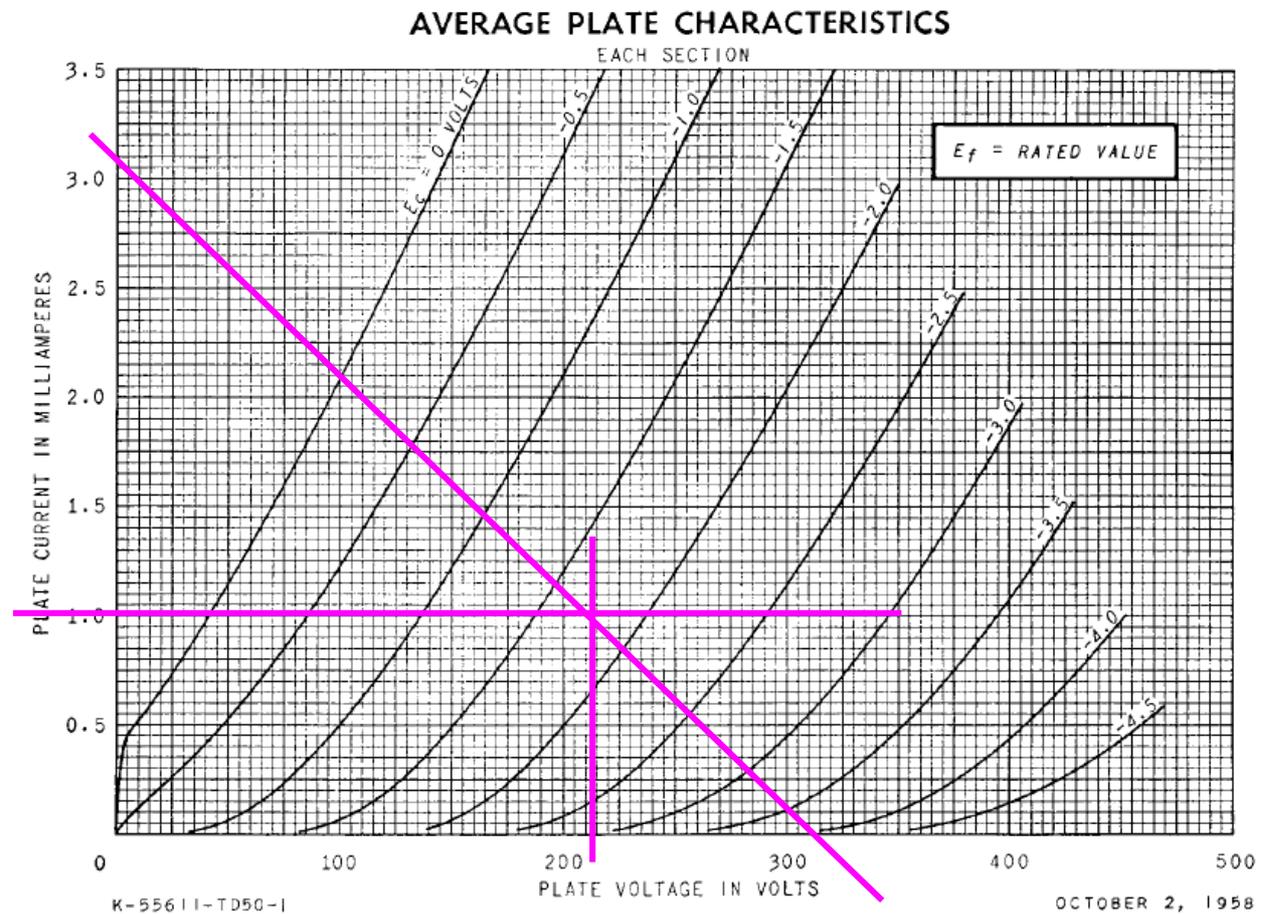
$$v = \frac{\mu * R_a}{(R_i + R_a)} \quad v = \frac{40 * 20k\Omega}{(16k\Omega + 20k\Omega)} = 22$$

Nun sollen die, durch den gemeinsamen Kathodenwiderstand und identische Werte der Anodenwiderstände ebenfalls identischen, Arbeitspunkte der Röhrensysteme V3002A und V3002B bestimmt werden.

Es wird das Datenblatt „7025“ von General Electric, Ausgabe 1963 verwendet. Die Versorgungsspannung der Stufen ist 315V. Die Anodenwiderstände haben den Wert 100kOhm. Damit kann man die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld einzeichnen.

Hier ist wiederum, zur Betrachtung eines Röhrensystems, der Wert des gemeinsamen Kathodenwiderstandes auf 1,64kOhm zu verdoppeln.

7025
Page 3
7-63

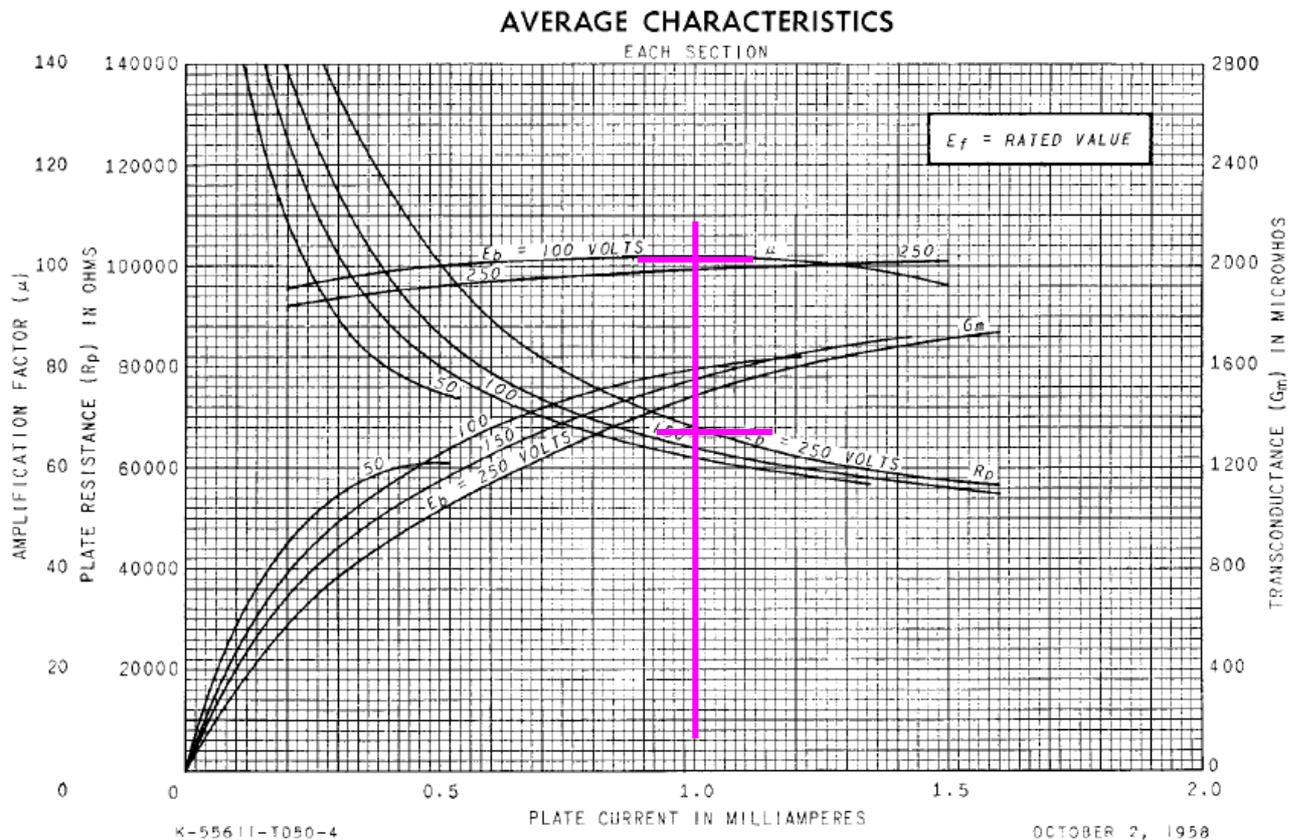


Bestimmung des Arbeitspunktes im Kennlinienfeld

Es wird wiederum „intelligent geraten“, um den Punkt auf der Arbeitsgerade zu finden, für den die Beziehung U_g (hier amerikanisch „ E_c “) geteilt durch I_a (Hier amerikanisch „Plate Current“) 1,64kOhm ergibt.

Man erkennt, das dies bei der Annahme eines Stromes von 1mA pro Röhrensystem mit hinreichender Näherung der Fall ist, es ergibt sich dann eine Gittervorspannung von 1,64V, es stellt sich eine Anodenspannung von ca. 220V ein.

Für den soeben bestimmten Arbeitspunkt können nun Verstärkungsfaktor und Innenwiderstand abgeschätzt werden:



Abschätzung von Verstärkungsfaktor und Innenwiderstand

Es kann ein Verstärkungsfaktor (μ) von 100 und ein Innenwiderstand von 68kOhm abgelesen werden.

Nun kann die Verstärkung der mit V3002B aufgebauten Stufe bestimmt werden:

Hierzu müssen auch das, über C3012 gekoppelte REVERB-Potentiometer berücksichtigt werden. Es hat einen Wert von 100kOhm, womit sich der Wert des äußeren Widerstands auf 100kOhm parallel 100kOhm = 50kOhm reduziert.

$$v = \frac{\mu * R_a}{(R_i + R_a)} \quad v = \frac{100 * 50k\Omega}{(68k\Omega + 50k\Omega)} = 42$$

Die Verstärkung der mit V3002A aufgebauten Stufe hängt von der durch die Folgestufe verursachten Belastung ab. Im WILDCAT Bassman ist hier eine Kathodenfolger-Stufe vorhanden, während im TWIN-Reverb eine Belastung von 50kOhm vorhanden war. Diese wird daher, aus Kompatibilitätsgründen mit R3003 = 50K belastet. Damit ergibt sich ein äußerer Widerstand von 100kOhm parallel 50kOhm = 33 kOhm.

$$v = \frac{\mu * R_a}{(R_i + R_a)} \quad v = \frac{100 * 33k\Omega}{(68k\Omega + 33k\Omega)} = 33$$



Die Treiber (rechts)- und Empfangsverstärker(links) auf der Baugruppe des WILDCAT Deluxe Plus

Die Meßergebnisse

Über R3007 wurde eine Spannung von 9,65V gemessen, berechnet war 8,8V
Die Abweichung (+10%) kann dadurch erklärt werden, daß die tatsächliche Versorgungsspannung zum Zeitpunkt der Messung 438V anstelle von 405V betrug. Der Grund war eine Überhitzung der Zenerdioden im Spannungsregler, womit sich deren Zenerspannung erhöhte. Durch eine spätere Modifikation des Spannungsreglers wurde die Spannung zu einem späteren Zeitpunkt auf den „richtigen“ Wert gebracht.
Damit ist der berechnete Arbeitspunkt der Treiberstufe bestätigt.

Über R3012 wurde eine Spannung von 1,67V gemessen, berechnet war 1,64V
An V3002A und V3002B wurde eine Anodenspannung von 220V gemessen.
Damit ist der berechnete Arbeitspunkt exakt bestätigt.

Die Verstärkung der Treiberstufe wurde, durch Messung des Wechselspannungsanteils an den Anoden von V3001 bei einem am Eingang anliegenden 1kHz-Sinussignal gemessen. Es ergab sich ein Wert von $V = 18$, berechnet wurde $V = 22$, die Abweichung von -18% ist im Rahmen des üblichen, man bedenke auch den Einfluß von Ablesefehlern und Interpolationen bei der grafischen Ermittlung der Verstärkung.

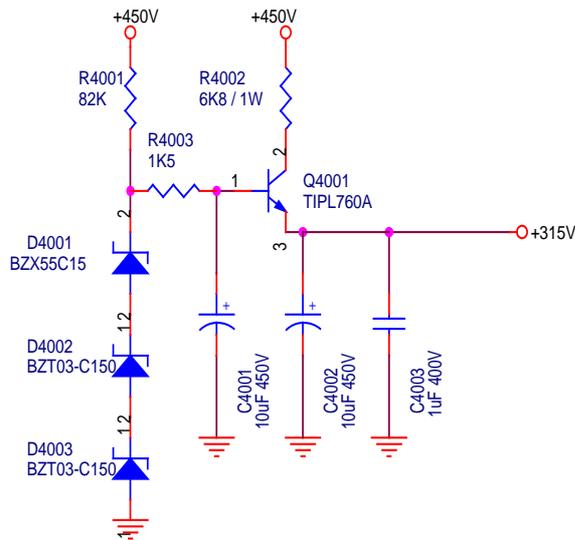
Am Empfangsverstärker (mit V3002B) wurde eine Verstärkung von ca. 30 gemessen. Hierbei war jedoch eine große Meßungenauigkeit vorhanden, da das von der Hallspirale kommende Signal im zweistelligen mV-Bereich ist und daher seine Amplitude mit dem Oszilloskop bei dem vorhandenen Störpegel nur ungenau erfaßt werden kann. Berechnet wurde eine Verstärkung von 42. Die recht große Abweichung von -28% ist wohl in erster Linie auf Ableseungenauigkeiten zurückzuführen.

Die gemessene Verstärkung der mit V3002A aufgebauten Summierstufe betrug 41. Die berechnete Verstärkung war 33. Der Grund für die Abweichung liegt darin, daß die Eingangsspannung der Stufe durch Messung am Gitter von V3002A mit dem Oszilloskop bestimmt wurde. Die Belastung dieses hochohmigen Knotens mit der Tastkopf-Kapazität führte zur Annahme einer kleineren Eingangsspannung, als tatsächlich anlag, womit sich dann der Verstärkungsfaktor scheinbar erhöhte.

Die Spannungsregler

Der Federhall-Schaltungsteil wird mit einer ungestabilisierten Versorgungsspannung von nominell +450V versorgt. Die benötigten Anodenspannungen von +315V und +405V werden mit zwei transistorisierten Spannungsreglern in stabilisierter Form bereitgestellt. Es handelt sich hier um einfache Emitterfolger, deren Basispotential mittels Zenerdioden festgelegt und stabilisiert wird.

Der Spannungsregler für +315V:



Der Spannungsregler für +315V

Die Dimensionierung dieses Spannungsreglers wird im Folgenden beschrieben:
Es wurde ein möglicher Stromfluß von bis zu 10mA angenommen.

Auswahl des Längstransistors Q4001:
TIPL760A mit $V_{ce0} = 1000V$ und $h_{fe \min} = 20$

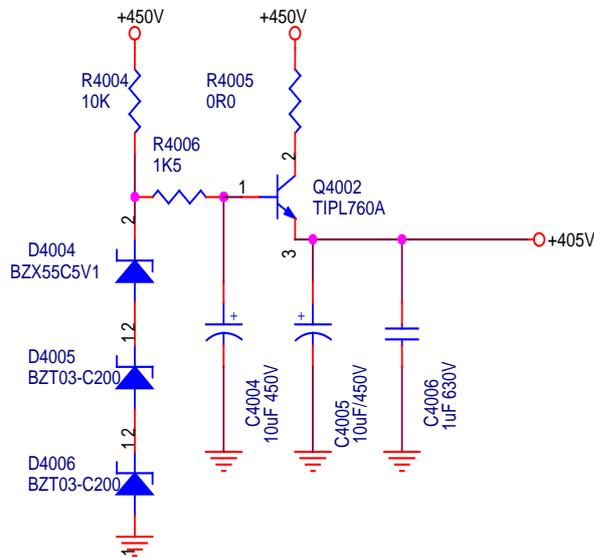
Bestimmung des Serienwiderstands R4002:
Bei 10% Netzunterspannung sinkt die Eingangsspannung auf $450V \cdot 0,9 = 405V$ ab.
Dann sollen noch 15V über Q4002 verbleiben
Damit darf R2 nicht größer sein als $(405V - 315V - 15V) / 10mA = 75V / 10mA = 7,5k\Omega$, gewählt wird der Normwert 6,8 k Ω . Die maximale Verlustleistung ist 0,68W.

Bestimmung der Verlustleistung im Längstransistor:
Es wird eine Eingangsspannung von $450V + 10\% = 495V$ und ein Stromfluß von 10mA angenommen.
Damit liegen über dem Transistor: $495V - 10mA \cdot 6,8k\Omega - 315V = 112V$.
Es ergibt sich eine Verlustleistung von $112V \cdot 10mA = 1,1W$, die problemlos mit einem Miniatur-Kühlkörper angeführt werden kann.

Bestimmung von R4001:
Bei Annahme der minimalen Stromverstärkung des Längstransistors von 20 und eines ausgangsseitigen Stromflusses von 10mA ergibt sich ein Basisstrom von 0,5mA. Bei der minimalen angenommenen Eingangsspannung von 405V sollen durch die Zenerdioden ebenfalls 0,5mA fließen. Damit ergibt sich ein Wert von $(405V - 315V) / 1mA = 90k\Omega$ für R4001, es wird der Normwert 82k Ω gewählt. Bei maximaler Eingangsspannung von 495V fließt dann ein Strom von $(495V - 315V) / 82k\Omega = 2,2mA$. Es entsteht dann eine Verlustleistung von 0,4W in R4001 und von jeweils 0,33W in den 150V-Zenerdioden.

R4003 und C4001 bilden einen Tiefpaß, um von den Zenerdioden kommendes Rauschen zu unterdrücken. Die Grenzfrequenz ist 10 Hz.

Der Spannungsregler für +405V:



Der Spannungsregler für +405V (ursprünglicher Entwurf)

Es wurde ein möglicher Stromfluß von bis zu 10mA angenommen.

Auswahl des Längstransistors Q4002:

TIPL760A mit $V_{ce0} = 1000V$ und $h_{fe\ min} = 20$

Bestimmung des Serienwiderstands R4005:

Bei 10% Netzunterspannung sinkt die Eingangsspannung bereits auf $450V * 0,9 = 405V$ ab. Daher wird anstelle des Serienwiderstandes eine Kurzschlußbrücke vorgesehen.

Bestimmung der Verlustleistung im Längstransistor:

Es wird eine Eingangsspannung von $450V + 10\% = 495V$ und ein Stromfluß von 10mA angenommen.

Damit liegen über dem Transistor: $495V - 405V = 90V$.

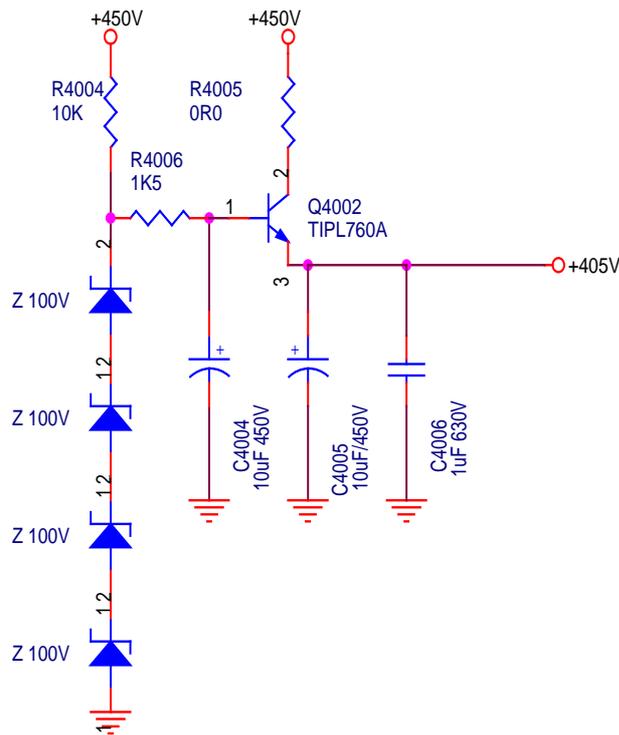
Es ergibt sich eine Verlustleistung von $90V * 10mA = 0,9W$, die problemlos mit einem Miniatur-Kühlkörper angeführt werden kann.

Bestimmung von R4004:

Bei der maximalen Eingangsspannung von 495V soll ein Strom von nicht mehr als 10mA durch die Zenerdioden fließen. In diesem Fall ergibt sich eine Verlustleistung von 2W an einer 200V-Zenerdiode. Der Basisstrom wurde bereits zu max. 0,5mA bestimmt. Damit ergibt sich R4004 zu $(495V - 405V) / 10mA = 9k\Omega$, es wird der Normwert 10k Ω gewählt. Die maximale Verlustleistung an R4004 ist 0,8W.

R4006 und C4004 bilden einen Tiefpaß, um von den Zenerdioden kommendes Rauschen zu unterdrücken. Die Grenzfrequenz ist 10 Hz.

In der Praxis zeigte es sich, daß die 200V-Zenerdioden sehr heiß wurden, es ergab sich dadurch eine störende Spannungsüberhöhung. Sie wurden daher jeweils durch zwei in Serie geschaltete 100V-Zenerdioden ersetzt, da immer noch eine gewisse Spannungsüberhöhung vorhanden war, wurde die ursprünglich vorgesehene 5,1V-Zenerdiode weggelassen.



Der Spannungsregler für +405V (abschließende, praktische Ausführung)

Die Netzteilbaugruppe

Allgemeines

Die Netzteilbaugruppe dient zur Versorgung des Federhalls und weiterer Zusatzbaugruppen. Sie ist vom eigentlichen Verstärkernetzteil vollkommen unabhängig, da jede zusätzliche Belastung der „originalen“ Verstärkernetzteil vermieden werden muß, da der belastungsabhängige Spannungseinbruch dieser Netzteile einen großen Einfluß auf das Klangbild hat. Jede zusätzliche Belastung würde den Arbeitspunkt auf der Netzteil-Kennlinie ändern und damit den Klang beeinträchtigen.

Die Netzteilbaugruppe arbeitet mit einem Standard-Netztrafo mit den Ausgangsspannungen 340V/0,15A und 6,3V (Bürklin12C155). Sie gibt die Spannungen +12V und +450V ab. Ursprünglich war der Einsatz eines Trafos mit 320V Sekundärspannung geplant, damit hätte sich eine nominelle Ausgangsspannung von 450V ergeben, es wurde dann jedoch aus Gründen der Beschaffbarkeit ein Trafo mit 340V Sekundärspannung gewählt, womit sich dann eine tatsächliche Ausgangsspannung von 480V ergibt.

Die Teilschaltung für +12V

Die Sekundärspannung 6,3V wird mit der aus D8001, D8002, C8003 und C8004 bestehenden Spannungsverdopplerschaltung gleichgerichtet. Es werden Schottkydioden eingesetzt, da diese im Vergleich zu üblichen Dioden eine geringere Flußspannung von ca. 0,5V haben. Es soll ein Strom von max. 0,2A entnommen werden. Mit den gewählten Ladecondensatoren von 4300uF, die in Serie geschaltet sind, womit sich dann eine wirksame Kapazität von 2150 uF ergibt, ergibt sich dann (unter der vereinfachenden Annahme einer unendlich kurzen Aufladezeit eine Brummspannung von $0,2A \cdot 20ms / 2150uF = 1,9V$. Bei 10% Netzunterspannung erhält man somit am Eingang des Spannungsreglers eine minimale Spannung von $6,3V \cdot 0,9 \cdot 1,41 \cdot 2 - 2 \cdot 0,5V \{Diode\} - 1,9V \{Brumm\} = 13,1V$. Damit kann der Low-Drop-Spannungsregler LM2940 noch sicher betrieben werden.

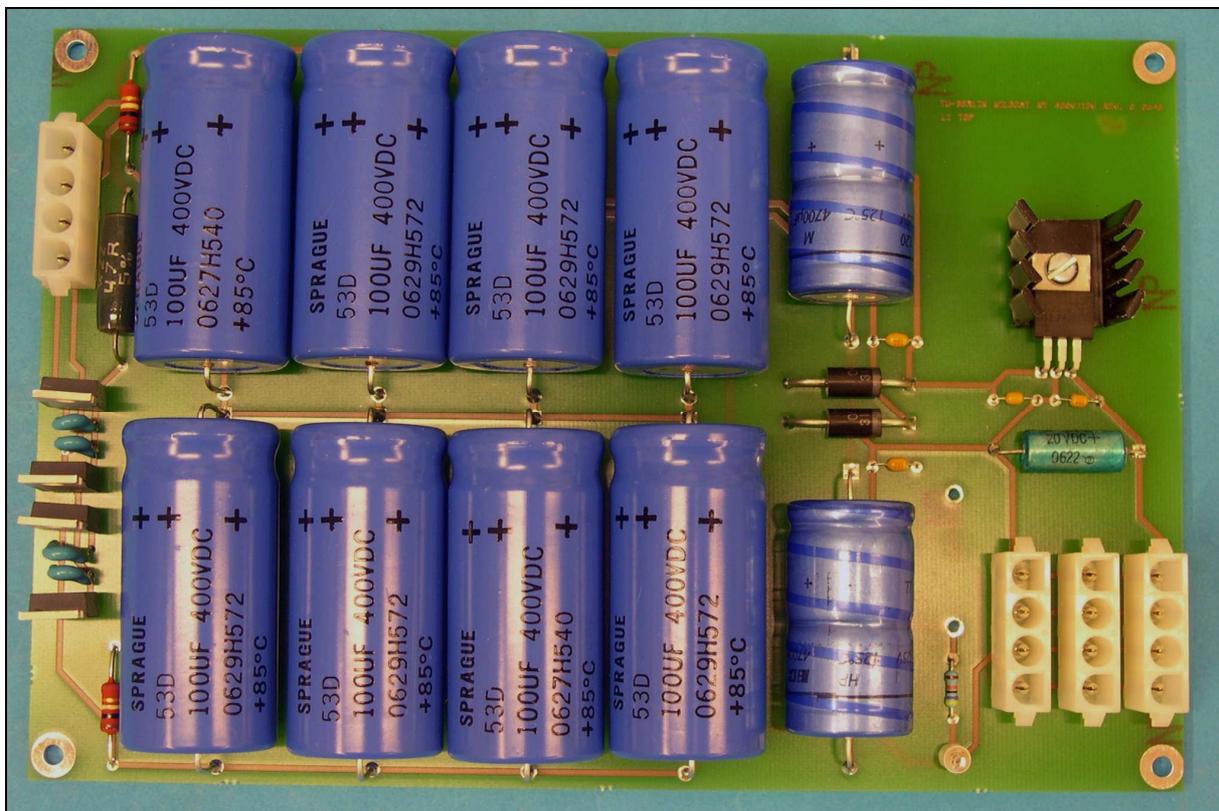
C8001 und C8002 verhindern einen Abbruch des Trafo-Sekundärstroms im Nulldurchgang und damit möglicherweise entstehende ungedämpfte Schwingungen an der Streuinduktivität und – Kapazität des Trafos. C8005 und C8006 sowie C8007 stellen das stabile Arbeiten des Spannungsreglers U8001 sicher.

Die Teilschaltung für +450V bzw. 480V

Die Sekundärspannung (340V, ursprünglich geplant 320V) wird mit dem aus D8003 bis D8004 bestehenden Brückengleichrichter gleichgerichtet. C8008 bis C8011 verhindern einen Abbruch des Trafo-Sekundärstroms im Nulldurchgang und damit möglicherweise entstehende ungedämpfte Schwingungen an der Streuinduktivität und – Kapazität des Trafos. Mit R8001 wird einer Überlastung des Brückengleichrichters im Moment des Einschaltens der Baugruppe vorgebeugt, die noch entladenen Ladekondensatoren wirken in diesem Moment wie ein Kurzschluß.

Der Ladekondensator ist aus den einzelnen Kondensatoren C8012 bis C8019 zusammengesetzt, er hat eine Gesamtkapazität von 200µF. Bei Leerlauf und 10% Netzüberspannung ergibt sich eine Spannung von bis zu $340V \cdot 1,1 \cdot 1,1 \cdot 1,41 = 580V$ über dem Ladekondensator. Da 600V-Elkos sehr teuer und zudem schwer beschaffbar sind, wurden handelsübliche 400V-Elkos in Serie geschaltet. Die Widerstände R8002 und R8003 sorgen hierbei für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung und stellen gleichzeitig einen Entladepfad dar. Bei der nominellen Spannung von 480V fließt ein Strom von $240V/100K = 2,4mA$ durch die Widerstände, womit sich dann eine Verlustleistung von 0,6W ergibt. Aufgrund der benötigten Spannungsfestigkeit wurden jedoch 2W-Widerstände gewählt.

Die Glimmlampe DS8001 zeigt das Vorhandensein der (gefährlichen) Spannung über dem Ladekondensator an. Die Sicherung F8001 schützt die Baugruppe bei ausgangsseitigen Kurzschlüssen.



Die Netzteilbaugruppe