



Bericht einer Überarbeitung eines Marshall JTM60 Vollröhren Gitarrenverstärkers

Von Martin Schweizer

Sicherheitshinweis:

Alle Röhrenverstärker können lebensgefährliche Spannungen im Inneren haben, selbst wenn sie ausgeschaltet oder vom Stromnetz getrennt sind. Bei Arbeiten an Röhrenverstärkern ist äußerste Vorsicht geboten. Wenn Sie keine Erfahrung haben oder nicht über die grundlegenden Fähigkeiten dafür verfügen, holen Sie sich erfahrene Hilfe.

Marshall JTM 60

Seriennummer: **953427530** (Bj. 1995 KW30)



Problembeschreibung:

Der Verstärker fällt ab und zu komplett aus. Zuletzt hat er verbrannt gerochen und wurde schnell ausgeschaltet. Ein halbes Jahr zuvor war die Sicherung T6A der Röhrenheizung durchgebrannt.

Inhalt

1. Bekannte Fehlerbilder und Modifikation.....	5
1.1. Quellen	5
1.2. Marshall JTM 60 kratzt/knirscht/rauscht.....	5
1.3. Brückengleichrichter KBPC602	5
1.4. Schlechte Kontakte im Röhrensockel.....	6
1.5. Modifikation Luftzirkulation	6
1.6. Modifikation Ausgangstransformer	7
1.7. Modifikation Bass Sound	8
2. Schaltpläne	9
2.1. Blockschaltbild.....	9
2.2. Besonderheiten der Schaltung und des Layouts	10
2.3. Schaltpläne	12
3. Analyse des Verstärkers vor Überarbeitung	15
3.1. Vermessung der Röhren mit Röhrenmessgerät	15
3.2. Kathodenstrom der Endstufenröhren	16
3.3. Spannungsversorgungen	17
3.4. Ripple auf den Hochspannungen an den Röhren	19
3.5. Ausmessen des Signalpfades	21
3.6. Signalabschwächung im Tonstack.....	29
3.7. Signalveränderung durch Klipping	31
4. Sonderuntersuchungen und Umbauten	33
4.1. Heizung der Röhren	33
4.2. Austausch der Röhrenfassungen.....	35
4.3. Überprüfen der FX Loop Buchse.....	36
4.4. Auskoppelkondensatoren aus der Vorstufe (C116 und C118).....	36
4.5. Kondensatoren der Röhrenspannungsversorgung	37
4.6. Widerstände der Spannungsversorgung	38
4.7. Gitterwiderstände der Endstufe:	38
4.8. Die EL34 Push Pull Endstufe.....	39
4.9. Die ECC83/12AX7 der Vorstufen incl. Phaseninverter	46
4.10. Lüftungsgitter gegen Hitzestau.....	47
4.11. Befestigung Schallwand	48
4.12. Röhrenhalter	48
4.13. Weitere Funde.....	48

5. Charakterisierung nach Überarbeitung	49
5.1. Bias-Abstimmung der Endstufe	49
5.2. Heizung der Röhren.....	49
5.3. Versorgung Halbleiterelektronik $\pm 15V$	50
5.4. Hochspannungsversorgung für die Röhren	50
5.5. Ripple auf den Hochspannungen an den Röhren.....	51
5.6. Ausmessen des Signalpfades.....	53
5.7. Zusammenbau.....	61
5.8. Grundrauschen und abschließende Soundprobe	62
6. Zusammenfassung.....	63
6.1. Übersicht Gefundene Fehler/ Überarbeitungen	63
6.2. Übersicht getauschte/eingebaute Teile	65

1. Bekannte Fehlerbilder und Modifikation

1.1. Quellen

Aus dem Internet wurden im Wesentlichen zwei Foren mit Beiträgen zum Marshall JTM60 verwendet:

<https://www.tube-town.de/ttforum/index.php/topic,12092.msg111566.html#top>

<https://www.tube-town.de/ttforum/index.php/topic,22391.0.html>

<https://www.musiker-board.de/threads/mashall-jtm60-jcm600-wichtige-mods.640546/>

Es gibt auch einige Videos bei Youtube, die Reparaturen am JTM60 beschreiben. Man kann auch mit „Marshall JCM600“ suchen, der den JTM60 in 1997 ablöste, aber vom inneren Aufbau und der Schaltung her identisch zum Marshall JTM60 blieb.

Unabhängig vom JTM60 werden Röhrenverstärker sehr gut in dem Buch von Merlin Blencowe „Designing Tube Preamps for Guitar and Bass“ beschrieben. Insbesondere die Dimensionierung von Schaltungsteilen findet sich dort.

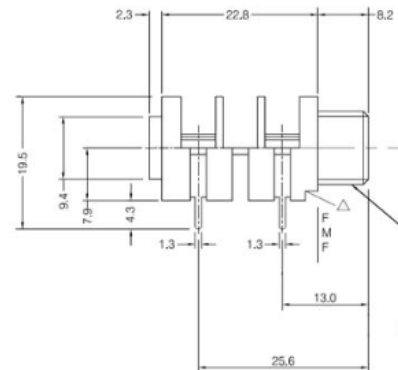
1.2. Marshall JTM 60 kratzt/knirscht/rauscht

Fehlerbeschreibung im Forum: „JTM 60 nach Erwärmung kein Ton. Wenn der Marshall JTM 60 (von 1996) warm wird, so nach 4-7 Minuten fängt er an zu kratzen, knirschen. Klingt wie ein Wackelkontakt oder eine kalte Lötstelle. Manchmal ist auch das Signal ganz weg.“

Übliches Marshall-Problem: Korrodierte FX seriell Buchsen. FX seriell Patchkabel stecken und das Problem ist behoben.

Reinigen der Buchsen hilft angeblich nur bedingt. Buchsen sollten gewechselt werden.

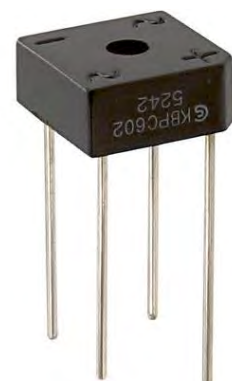
Cliff 6,3 Mono Klinkenbuchse PCB, Marshall Ersatz (<https://www.tube-town.net/ttstore/cliff-6-3-mono-klinkenbuchse-pcb-marshall-ersatz.html>):



1.3. Brückengleichrichter KBPC602

Der 200V/6A Brückengleichrichter, der nach der Versorgung der EL34 mit 6,3VAC Heizspannung, die Röhrenheizspannung gleichrichtet, wird in einem Forenbeitrag als „etwas schwach“ bezeichnet. Der Gleichrichter ist in einem D-72 Gehäuse mit 10,8mm Pin-Abstand.

Der nächst stärkere Brückengleichrichter ist der KBPC802 mit 200V/8A oder KBPC1002 mit 200V/10A. Sie sind in einem größeren Gehäuse und haben den Pinabstand 12,2mm. Über eine höhere Montage über der Platine sollte sich das ausgleichen lassen.



1.4. Schlechte Kontakte im Röhrensockel

Beschreibung im Forum: „Der Cleankanal arbeitet einwandfrei, aber der BOOST Kanal "stottert" bei ausklingenden Noten. Klingt etwas wie ein selbst zerrender Tremolo-Effekt. Das ist jetzt etwas plump beschrieben, fällt mir aber nicht anders ein. Tritt, wie gesagt, nicht direkt nach dem Anschlag auf, sondern erst, wenn die Noten ausklingen.“

Lösung: ordentliches Reinigen und ggf. Zurechtbiegen der Kontakte in den Röhrenfassungen und/oder Austauschen der jeweiligen Preamp-Röhre(n).

1.5. Modifikation Luftzirkulation

Der Marshall JTM60 ist für sein schlechtes Wärmekonzept bekannt. Die Endstufenröhren sind direkt unter den beiden großen Kapazitäten der Hochspannung C111 und C112. Die Wärme kann von unten in die Elektronik aufsteigen, aber von dort nach nirgendwo abziehen.

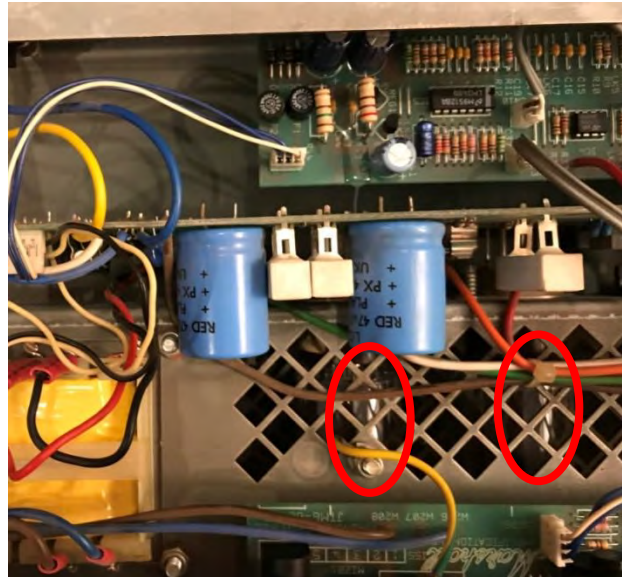
Lösungen aus den Foren:

„Über den Röhren hatte ich ein Wärmeableitblech montiert und das Chassis an der hinteren Kante 5mm unterlegt um eine Luftzirkulation zu ermöglichen, Temperatur im Chassis liegt jetzt bei ca. 50°C, ein Lüfter ist nicht nötig.“

Diese Lösung schafft allerdings die Wärme nicht weg, sondern staut sie um die Röhren. Die hintere Kante des Chassis vor dem Anschrauben zu unterlegen schafft auf jeden Fall einen Abluftkanal.

Es gibt auch Lösungen mit Lüftern. Aber die sind in jedem Fall hörbar und könnten durch Einstreuung Störungen auf dem Signalpfad verursachen.

Am Nachfolgemodell JCM600 mit gleicher Elektronik wurde von Marshall dann direkt hinter dem Tragegriff der Combo ein Lüftungsgitter montiert, das es bei Tube-Town einzeln zu kaufen gibt.



1.6. Modifikation Ausgangstransformer

In einem Forenbeitrag bei musiker-board.de wird berichtet, dass der Ausgangsübertrager (6K Ohm primär, 8/16 Ohm sekundär) im JTM60 dafür bekannt sei, dass er oft kaputt geht. Eine Alternative zum Original sei der 'Ü4' von Welter.

Der 'Ü4' von Welter-Electronic ist zwar für 2xEL34 Endstufen mit 50W für Marshall konzipiert, hat aber nur 3,4K Ohm primär. Bei Rodenberg-Amplification wird er angeblich als Ersatz im JTM60/JCM600 verwendet.

Laut Schaltplan ist ein Drake 292-772 eingebaut. Dieser findet sich auch im Schaltplan des JTM30 (30Watt Ausgangsleistung). Der Hammond 1750NA mit seinen 6K Ohm Primär ersetzt den Drake 292-772 perfekt, wird aber von Hammond nur bis 30W einsetzbar spezifiziert.

Bei TubeAmpDoctor findet sich ein Ausgangsübertrager Marshall 40W für DSL401/JCM2000 (4500 Ohm Primär, 40W), der nach Beschreibung im JTM60/JCM600 eingesetzt werden kann und als Aufwertung (Upgrade) des Drake 292-772 bezeichnet wird. Er hat die flachere, kleinere Bauform als der hier abgebildete, kräftigere, 'Ü4' von Welter.

Ist der original Drake 292-772 im JTM60/JCM600 unterdimensioniert und geht deshalb so oft kaputt?

Im JCM2000 (50W) mit einer Push-Pull-Endstufe aus 2xEL34 wird ab 1997 laut Schaltplan der TXOP-00002 Part.No. 784-348 eingesetzt (3600 Ohm Primär). Für diesen Typ gibt es ein Ersatz von CLASSICTONE.

Aber auch der TXOP-00012 Part.No. 784-139 wird bei Marshall für die Push-Pull-Endstufe mit 2xEL34 eingesetzt (z.B. JCM800). Hier bietet Hammond mit dem 1750N ein Ersatz an.



Hier alle besprochenen Ausgangsübertrager in der Übersicht:

Ausgangsübertrager	Primäre Impedanz	Leistung	Einsatz
JTM60, Drake 292-772	6000 Ω	60W?	JTM60, 2xEL34
JTM30, Drake 292-772	6000 Ω	30W	JTM30, 2x5881
Hammond 1750NA	6000 Ω	30W	JTM30
TAD Ausgangsübertrager Marshall 40W für DSL401/JCM2000	4500 Ω	40W	offizielles Marshall-Replacement und Upgrade für den nicht mehr erhältlichen Drake 292-772 im JTM30 mit 2x 5881 und den JTM60, JTM622, JCM60, JCM600 mit 2x EL34
Welter 'Ü4'	3400 Ω	50W	50 Watt Übertrager - RAA: 3,4k Ω - für 2xEL34/6550
CLASSICTONE # 40-18074	3600 Ω	50/60W	Wird als Ersatz bezeichnet für 784-348, TXOP-00002
Hammond 1750N	3200 Ω	50W	Marshall JCM800 50 Watt 2x EL34 (Original 784-139)

Fazit:

Im Falle eines notwendigen Austausches sollte das verfügbare, kräftigere Upgrade des Ausgangsübertragers von TAD (Marshall 40W für DSL401/JCM2000) gewählt werden. Will man auf Nummer sicher gehen, sollte die 50W Variante von Welter ('Ü4') gewählt werden.

1.7. Modifikation Bass Sound

Kathoden-Byepassfilter:

Die beiden Kathoden-Byepassfilter C114 und C117 sind laut Schaltplan mit 1 μ F in Kombination mit einem 1,5KOhm Biaswiderstand an der Kathode zu klein. Hier werden Frequenzen unterhalb 100Hz unterdrückt (siehe Designing Tube Preamps for Guitar and Bass; Merlin Blencowe; S.26). Sie sollten beide auf 22 μ F/25V erhöht werden. Die untere Grenzfrequenz liegt dann bei 5Hz. Der Verstärker klingt offener. Der ursprüngliche niedrigere Wert verringert den Bass

→ Diese Modifikation ist am vorliegenden JTM60 schon vorgenommen worden oder war schon ab Werk so bestückt.

Auskoppelkondensatoren der beiden Vorstufen:

Die Auskoppelkondensatoren der beiden Vorstufen C116 und C118 liegen mit einem 1nF im Vergleich zu anderen Verstärkern ganz am unteren Ende (2,2nF bis 100nF). In einer geposteten Modifikation werden 22nF empfohlen.

Im vorliegenden JTM60 folgt im Gegensatz zu den verfügbaren Plänen DWG.No J600-61-02 (JTM60) bzw. DWG.No JCM6-61-02 (Nachfolger JCM600) jeweils ein A1M Poti gegen Masse (siehe auch Kap. 2.2). Die Hochpassfrequenz mit den bestückten 1nF liegt damit bei 159Hz. Mit den empfohlenen 22nF an beiden Stellen liegt die Hochpassfrequenz bei 7,2Hz und damit werden die tiefsten Bässe bis zum unteren Ende des Audiobereichs durchgelassen. Im Buch von Blencowe (in Kap. 4.12, S.94) wird eine Bestückung mit einer Grenzfrequenz unterhalb des Audiobereichs als typisch für „classic amplifiers“ bezeichnet. In „modern amplifiers“ werden kleinere Werte benutzt, damit Rauschen und Verzerrung reduziert werden und ein dichter kräftiger Sound entsteht. In Kap.4.16 auf Seite 98 werden in einem typischen Beispiel 2,2nF mit A1M Poti (Grenzfrequenz = 72Hz) und einem 100pF „bright“ Kondensator kombiniert. Das hält auf jeden Fall noch ein potentiell 50Hz Brummen aus dem Netzteil ab.

Fazit:

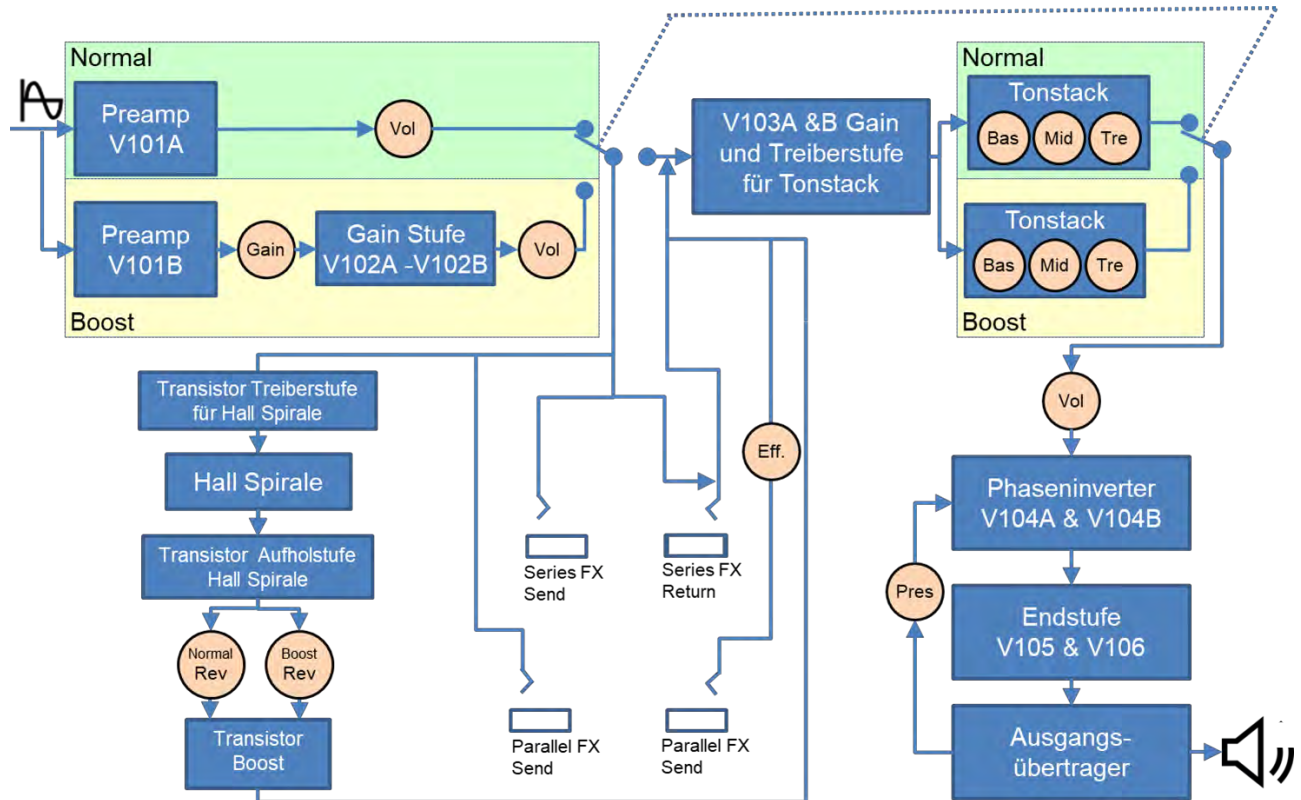
In der vorliegenden Schaltung sollten C116 und C118 von 1nF auf 2,2nF hochgesetzt werden. Das entspricht in Kombination mit einem nachfolgenden A1M Poti der Empfehlung von Blencowe und findet sich auch so in allen verfügbaren Schaltplänen (siehe auch Kap. 2.2).

2. Schaltpläne

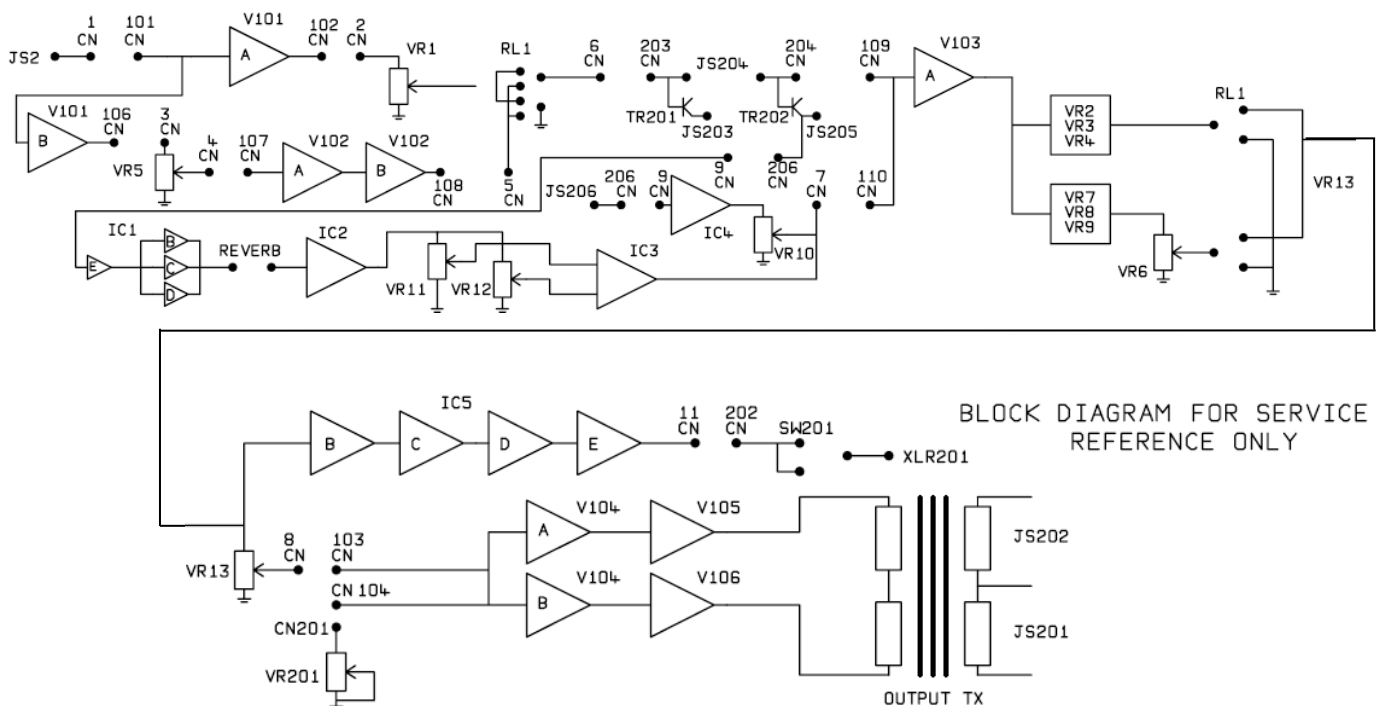
2.1. Blockschaltbild

Schaltplan: <https://www.thetubestore.com/lib/thetubestore/schematics/Marshall/Marshall-JCM600-60W-Revch-Schematic.pdf>

Das ist zwar der Schaltplan vom JCM600, der den JTM60 in 1997 abgelöst hat, die Schaltung ist allersings die Gleiche geblieben. Der Schaltplan des JCM ist mit besserer Auflösung abgespeichert und man kann so beim Vergrößern die Bauteilwerte lesen.



Auf Blatt 1 befindet sich auch der ganze Verstärker vereinfacht als Gesamtüberblick:

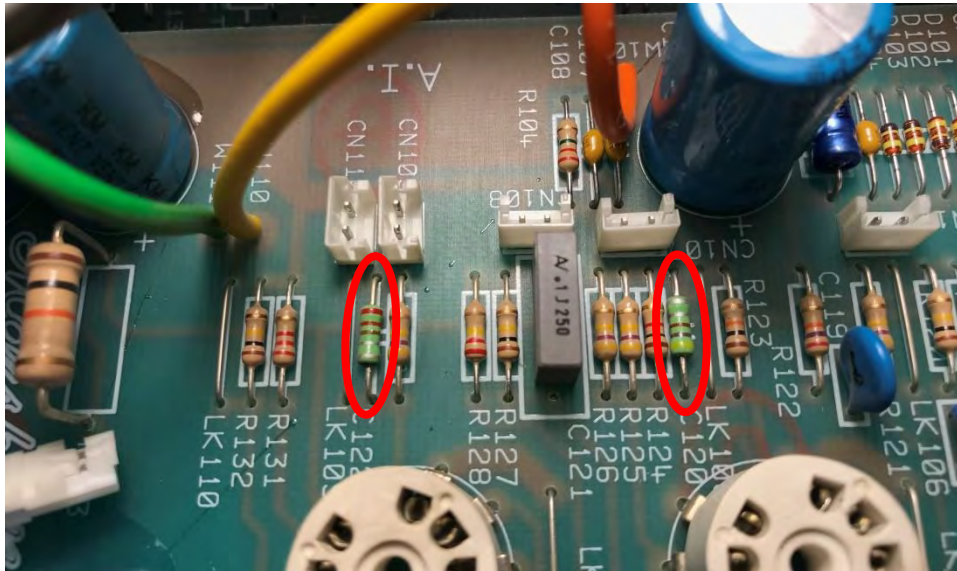


2.2. Besonderheiten der Schaltung und des Layouts

Der vorliegende JTM60 aus KW30 von 1995 ist leicht abweichend von DWG.No J600-61-02 (JTM60) bzw. DWG.No JCM6-61-02 (Nachfolger JCM600) bestückt. Deshalb wurde der Plan soweit auffällig inklusive der durchgeführten Modifikation angepasst.

Die Doppeltrioden ECC83 werden im Schaltplan wie üblich mit A und B bezeichnet. Ungewöhnlich ist jedoch, dass A die oberen Pins 6,7,8 benutzt, während B auf den unteren Pins 1,2,3 liegt. Deshalb wurden die Röhrenpinbezeichnungen in den Schaltplan mit eingefügt.

Die Bestückung der Platine hat eine Besonderheit: Kapazitäten, die aussehen wie Widerstände (rote Markierungen in nachfolgender Abbildung). Das konnte damals von den Bestückungsautomaten besser gehandhabt werden



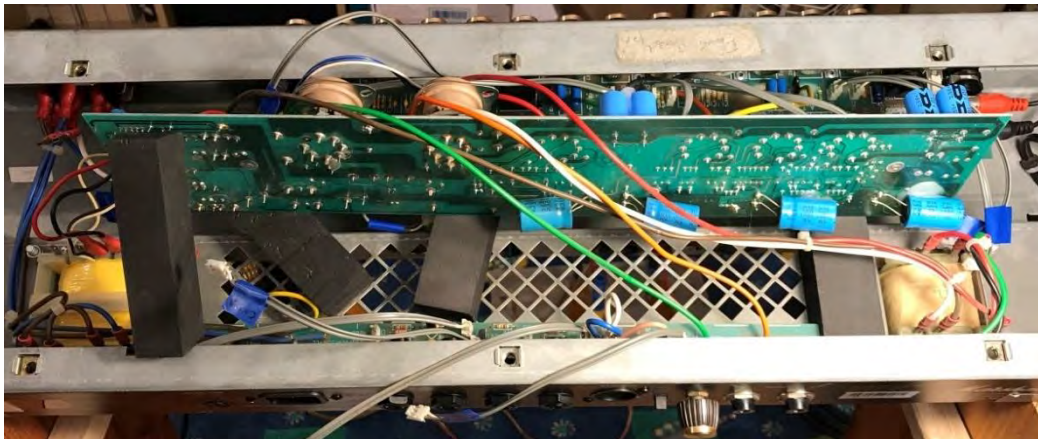
Die beiden Auskoppelkondensatoren C116 und C118 der beiden Vorverstärker V1A und V1B sind auf der Platine jeweils mit 1n0 bestückt. Sowohl im Schaltplan DWG.No J600-61-02 (JTM60) als auch im Plan DWG.No JCM6-61-02 (Nachfolger JCM600) sind hier 2n2 (C116) und 4n7 (C118) angegeben. Wie bereits in Kap. 1.7 dargelegt, werden hier besser für die dichten Tiefen jeweils 2n2 eingesetzt.

Die Schaltung ist verteilt auf 3 Leiterplatten. Je eine mit Ein/ Ausgängen und Reglern versehen an der Rückseite bzw. an der Vorderseite. Das als „Power PCB“ bezeichnete Board mit den Röhren steht in der Mitte senkrecht angeordnet. Das macht es nicht einfach im Betrieb auf dem Board Messungen vorzunehmen.



Wenn man die Verschraubung des Boards löst und alle gesteckten Verbindungen löst, kann die Leiterplatte angehoben und gedreht werden. Das geht entgegen den Aussagen in zahlreichen Youtube-Videos ohne die gelöteten festen Verbindungen zu lösen. Lediglich die Hochspannungsversorgung zum Trafo (blau, weiß) muss abgesteckt werden.

Man kann von unten an der Leiterplatte löten:



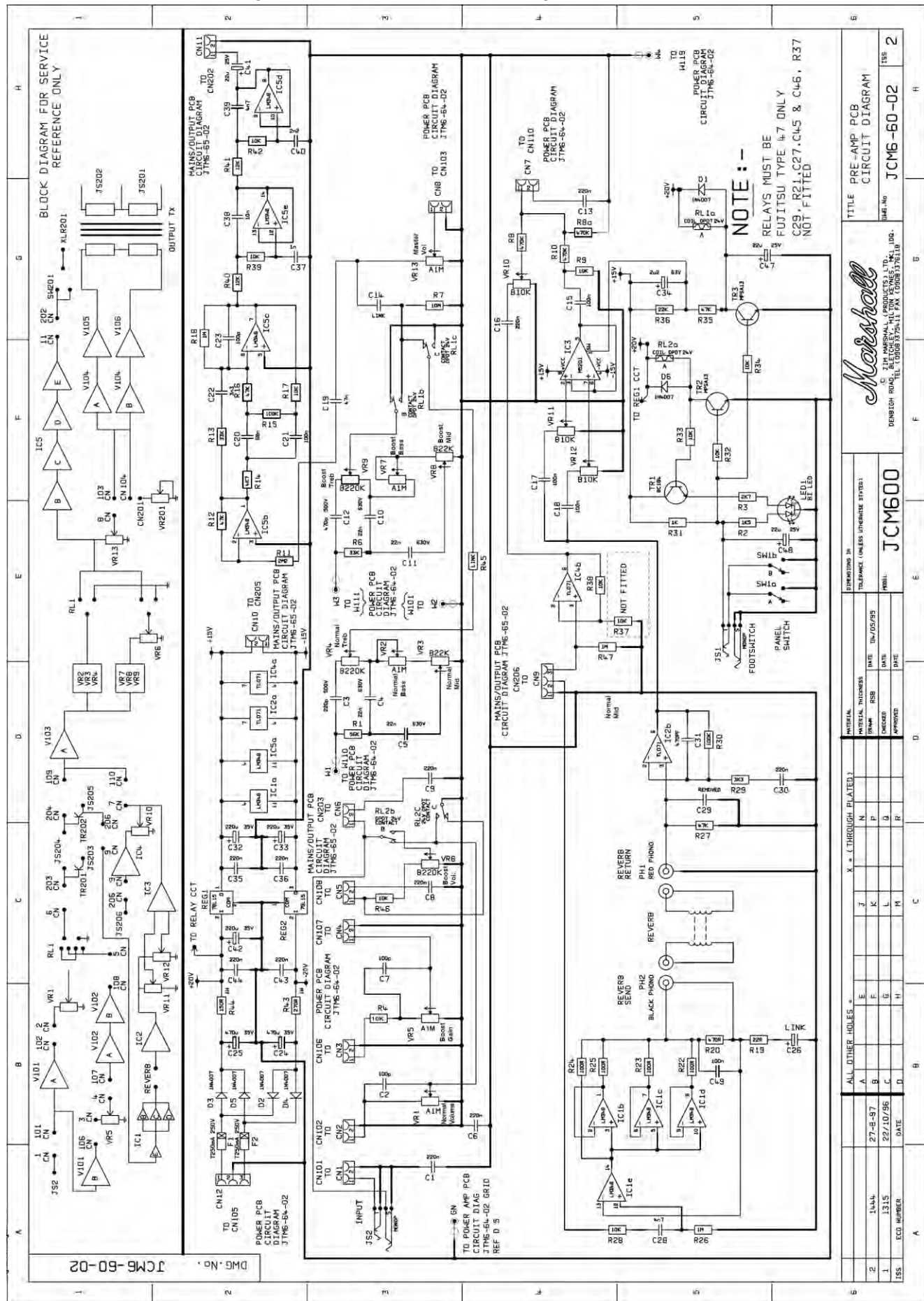
Oder horizontal auf Isolatoren (harter Schaumstoff) gelagert Testmessungen machen:



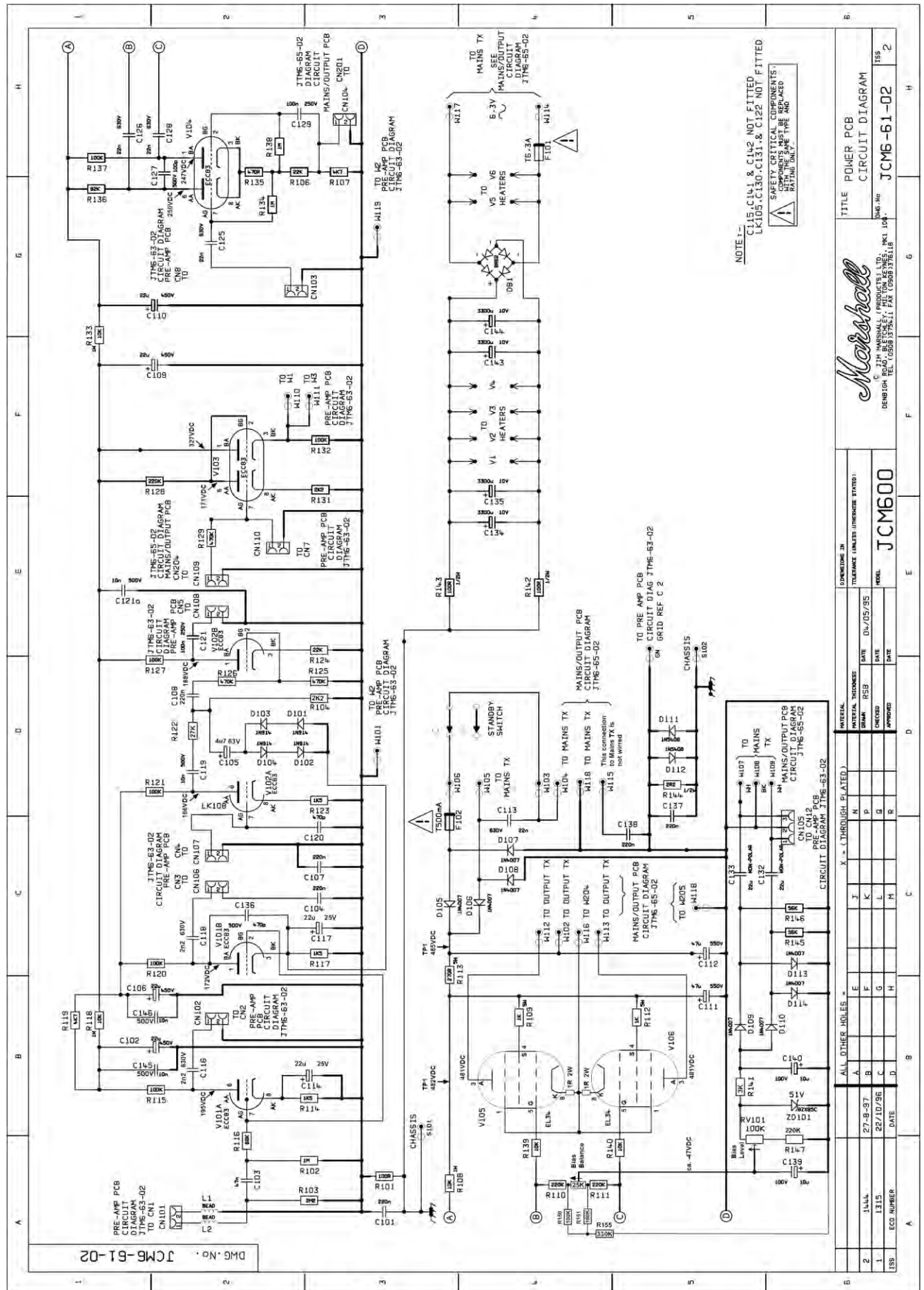
ACHTUNG: Die **beiden** Masseverbindungen (rote Pfeile) zum Chassis müssen hergestellt werden, sonst fehlt der Leiterplatte an 2 Punkten S101 und S102 der Bezugspunkt!

2.3. Schaltpläne

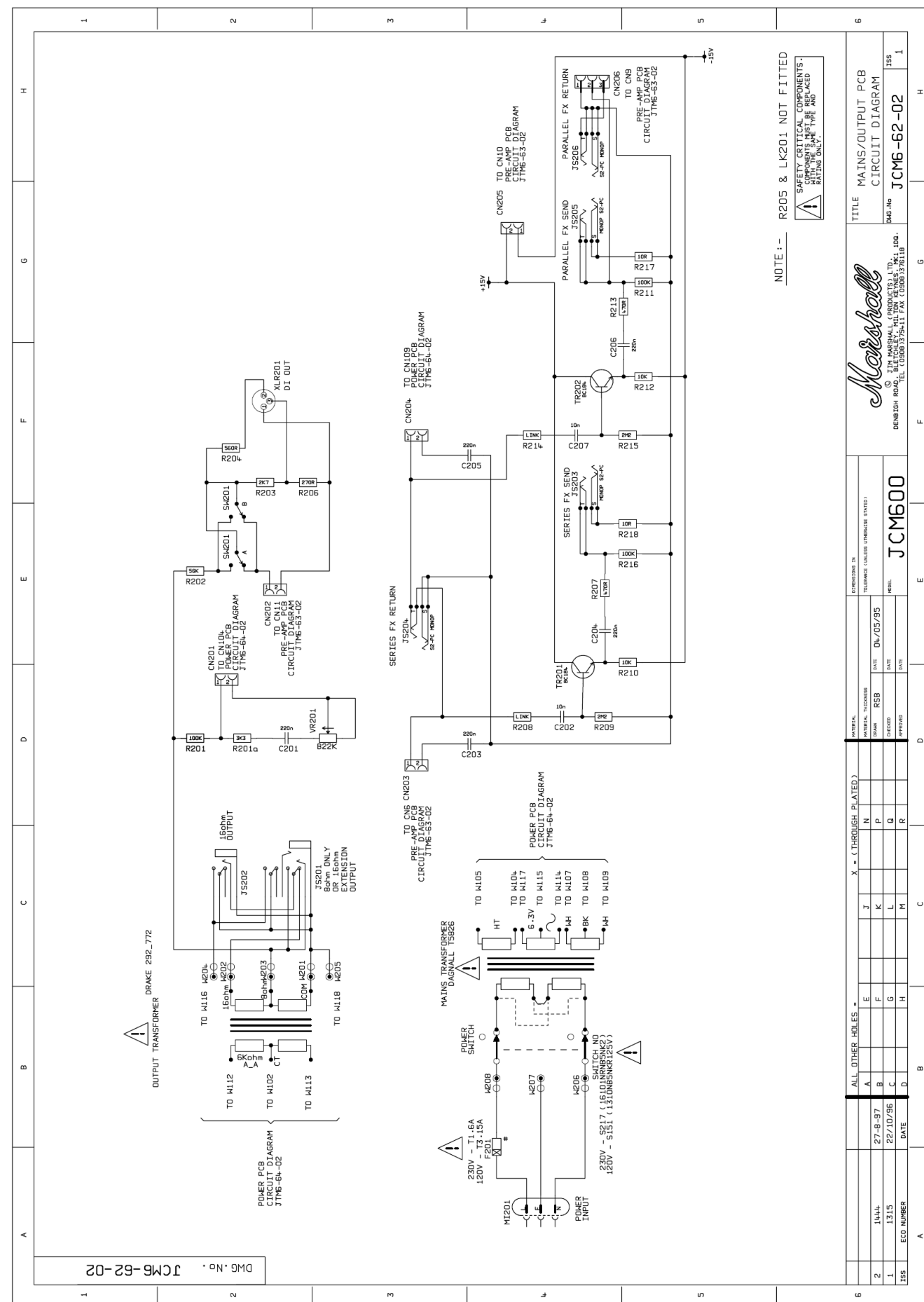
Das Frontboard mit den Reglern „Pre-Amp PCB Circuit Diagram“:



Das Röhrenboard „Power PCB Circuit Diagram“:



Martin Schweizer

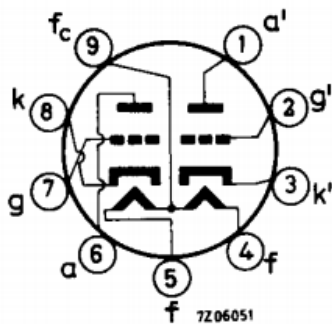
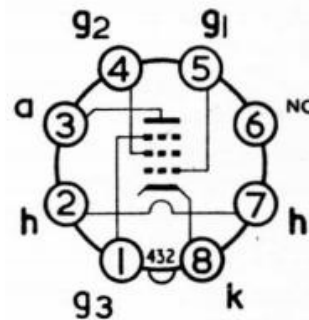


3. Analyse des Verstärkers vor Überarbeitung

3.1. Vermessung der Röhren mit Röhrenmessgerät

ECC83= 12AX7 =7025

EL34



Röhre	Pin	V_f	V_a	V_{g1}	V_{g2}	I_a	$I_{a \text{ Tab}^*}$
V101 12AX7 ¹	1	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	0,8mA	1,2mA
V101 12AX7 ¹	6	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	0,9mA	1,2mA
V102 ECC83 ²	1	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	1,0mA	1,2mA
V102 ECC83 ²	6	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	0,6mA	1,2mA
V103 ECC83 ²	1	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	0,8mA	1,2mA
V103 ECC83 ²	6	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	0,8mA	1,2mA
V104 ECC83 ³	1	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	0,7mA	1,2mA
V104 ECC83 ³	6	6,3V	+250V	-2,0V	-/-	1,6mA	1,2mA
V105 EL34 ⁴		6,3V	+250V	-13,5V	+250V	87mA	75mA
V106 EL34 ⁴		6,3V	+250V	-13,5V	+250V	69mA	75mA

¹Mesa7025 STR=12AX7=ECC83

³TAD 12AX7A-C Selected

*Valve Data Manual Edition 20

²Marshall ECC83

⁴Marshall EL34 WK49/2008

Alle vier ECC83 sind mechanisch mit einem konventionellen Gitter aufgebaut. Besser wären in einer Gitarrencombo die ECC83 Typen mit Spanngitter, weil diese weniger mikrofonisch sind (siehe auch: http://www.elektronikinfo.de/strom/ecc83_12ax7.htm). Die Mesa 12AX7 in V101 wird bei Thomann typisch als Vorstufenröhre bezeichnet. Bei den in V102 und V103 verbauten ECC83 handelt es sich wahrscheinlich noch um die original von Marshall verbauten Marshall ECC83. Die im Phaseninverter V104 verbaute TAD 12AX7A-C Selected wird von TAD als kräftig in der Verstärkung ab der 2.Stufe einsetzbar bezeichnet.

Die Röhre des Phaseninverters ist mit sehr unterschiedlicher Emission auffällig. Das konnte zweimal unabhängig reproduziert werden. Mit dem Ohmmeter konnten zwischen den einzelnen Pins keine Nebenschlüsse festgestellt werden.

Die beiden EL34 (V105, V106) als gematchtes Paar sind ebenfalls mit sehr unterschiedlichen Emissionen auffällig.

Um diesen Anfangsverdacht genauer zu ergründen, wurden in Kap. 4.8 (EL34) und Kap. 4.9 (ECC83/12AX7) für alle Röhren die kompletten Kennlinien I_a in Abhängigkeit von V_{g1} bei einer Anodenspannung möglichst nahe an den Bedingungen in der Schaltung aufgenommen.

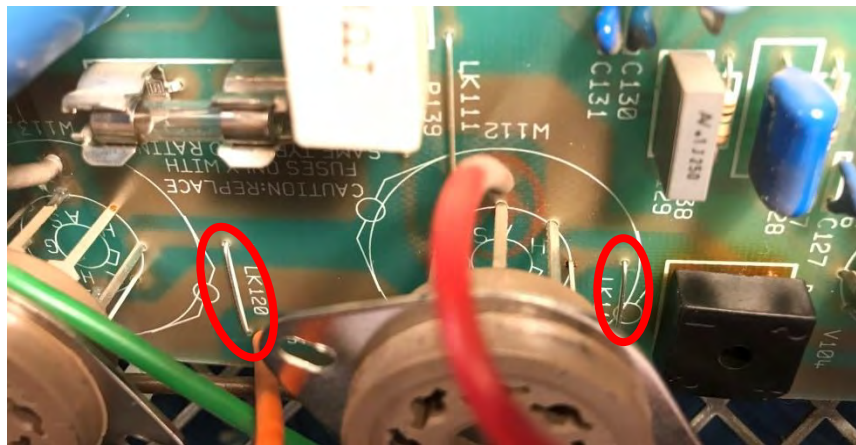
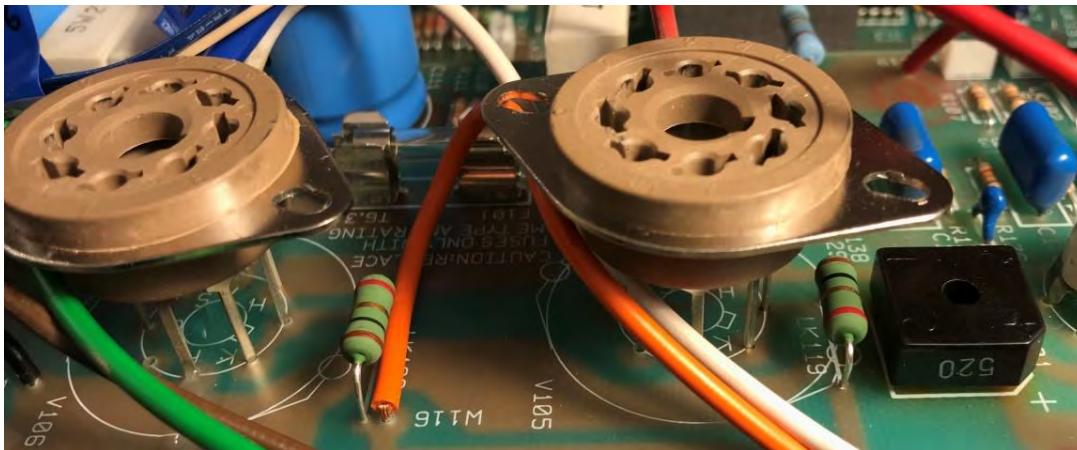
Fazit:

Vermutlich sollten die beiden EL34 der Endstufe und die ECC83/ 12AX7 im Phaseninverter ausgetauscht werden.

3.2. Kathodenstrom der Endstufenröhren

Der JTM60 hat eine einstellbare Bias-Spannung, aber keine fest eingebauten Shunt-Widerstände zum direkten Messen der Ströme.

Auf dem Layout der Leiterplatte sind zwei Drahtbrücken in den Masseanbindungen der Kathoden, enthalten, die sich sehr einfach durch 10 Ω (2W; +/- 2 %) Shunt-Widerstände ersetzen lassen.



Mit diesen beiden Shuntwiderständen lassen sich die Ruhestrome der beiden EL34 Kathoden separat im laufenden Betrieb messen.

Ausmessen der Kathodenströme (Anodenspannung am Ausgangsübertrager):

Netzspannung	Röhre	Anodenspannung	Kathodenstrom (63%; 70%*)
236VAC	V105 / EL34	483VDC	32,3mA (32,5mA; 36,3mA)
236VAC	V106 / EL34	483VDC	24,3mA (32,5mA; 36,3mA)

*Ein Kathodenstrom mit dem 70% der spezifizierten Verlustleistung der Röhre erreicht werden sind im Dauerbetrieb maximal zulässig (<http://www.tedweber.com/webervst/tubes1/calcbias.htm>). Zugunsten einer längeren Lebensdauer der Endstufenröhren werden 63% bei einem Bias-Abgleich gewählt.

Es gibt kein „Matchingpoti“ zum Ausgleichen der Unterschiede. Wie aus den Messungen auf dem Röhrenprüfgerät bereits vermutet „matchen“ die beiden Röhren nicht mehr. Die Ruhestrome der beiden Kathoden sind viel zu unterschiedlich. Detailliertere Untersuchungen dazu finden sich in Kap. 4.8.

Fazit:

V105/V106 scheinen nicht mehr „gematched“ zu sein. Unter gleichen Bedingungen fast 20% unterschiedliche Emission. Die beiden EL34 Röhren der Endstufe sollten ersetzt werden und die Bias-Spannung neu eingestellt werden.

3.3. Spannungsversorgungen

Heizspannung bei 236VAC* Netzspannung

Die beiden Endstufenröhren werden direkt mit der AC Spannung aus dem Transformator versorgt. Für die 4 Röhren des Vorverstärkers wird die Wechselspannung über einen Brückengleichrichter (KBPC602; 6A) in Gleichspannung gewandelt.

Testpunkt	Pin	Spannung*
Heizspannung V105 / V106	Pin7/Pin2	6,92VAC
Heizspannung V101-V104	Pin5/Pin9	6,60VDC

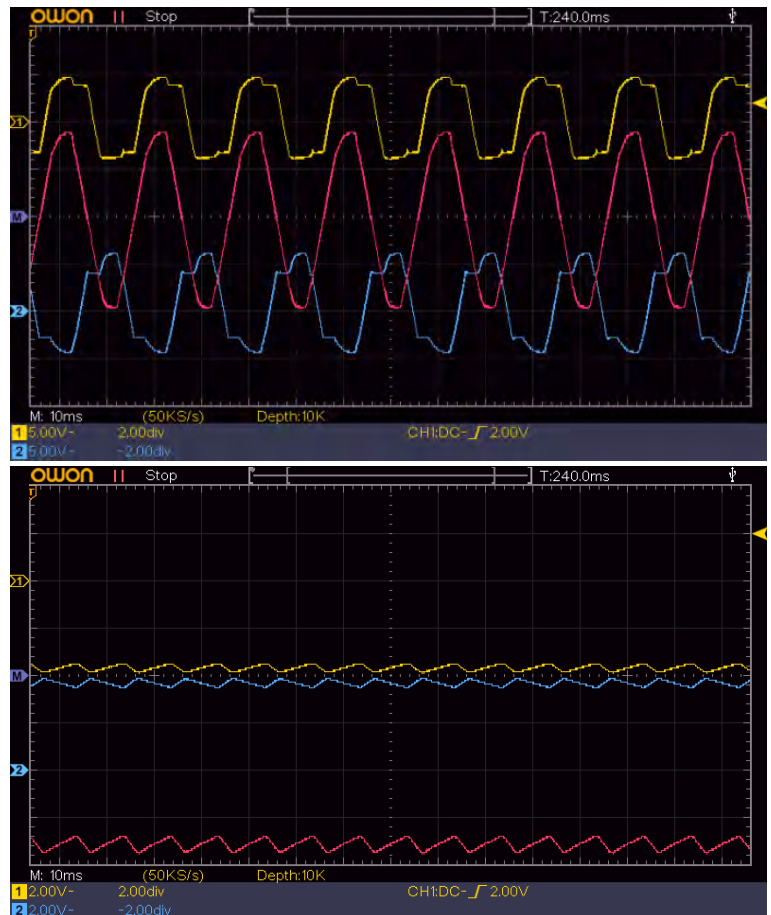
*Mit Multimeter METEX[®] gemessen siehe auch Kap. 4.1

A.1) (48_000): DC Differenz $U_{\text{Heiz AC}}$
DC Messbetrieb

$U_{\text{Heiz AC}}$ (Magenta, 50Hz): 18,2VSS $\rightarrow$ 9,1VS $\rightarrow$ 6,43Veff

Das METEX[®] Multimeter zeigt die AC Effektivwerte im 20VAC-Messbereich ca. 5% größer an.

Die deutlich sichtbaren Versätze auf den Einzelmessungen werden durch die Dioden des Brückengleichrichters für $U_{\text{Heiz DC}}$ erzeugt.



A.2) (48_001): DC Differenz $U_{\text{Heiz DC}}$
DC Messbetrieb

$U_{\text{Heiz DC}}$: 6,8VDC mit 0,8V 100Hz Rippel (Magenta)

Das METEX[®] Multimeter weicht hier um 0,2V nach unten ab, was an dem Rippel auf der Spannung liegen könnte.

Für die Messung der Stromaufnahme im Heizkreis wird mit dem Multimeter über den Sicherungshalter (Sicherung durch Multimeter ersetzt) gemessen. Nach den Datenblättern (ECC83: 0,3A; EL34:1,5A) müssten es 4,2ACA sein. Die Sicherung ist mit T6,3A bestückt.

Testbedingung	Einschaltstrom	Dauerstrom
Alle Röhren bestückt	11ACA	nach 20sec 4,4ACA
V101 – V104 bestückt	5ACA	nach 10sec 1,66ACA
V104 bestückt	-/-	0,50ACA
V103 bestückt	-/-	0,48ACA
V102 bestückt	-/-	0,49ACA
V101 bestückt	-/-	0,48ACA

Fazit: Der beim Einschalten von kalten Röhren am Anfang für Sekunden über 6,3A liegende Einschaltstrom wird die Sicherung im Laufe der Zeit durchbrennen (Ist an diesem Verstärker zuletzt vor einem Jahr der Fall gewesen). -> Durch stärkere F10A ersetzen.

Der Gleichrichter für die 4 DC geheizten Röhren ist mit 6A Strom passend ausgelegt.

Die mit dem Multimeter gemessenen 6,92VAC Heizspannung für die beiden EL34 scheinen am oberen Limit zu liegen. Aber der aus dem Osziverlauf ermittelte Effektivwert liegt bei 6,43VAC (siehe dazu auch Kap. 4.1).

Versorgung Halbleiterelektronik $\pm 15V$

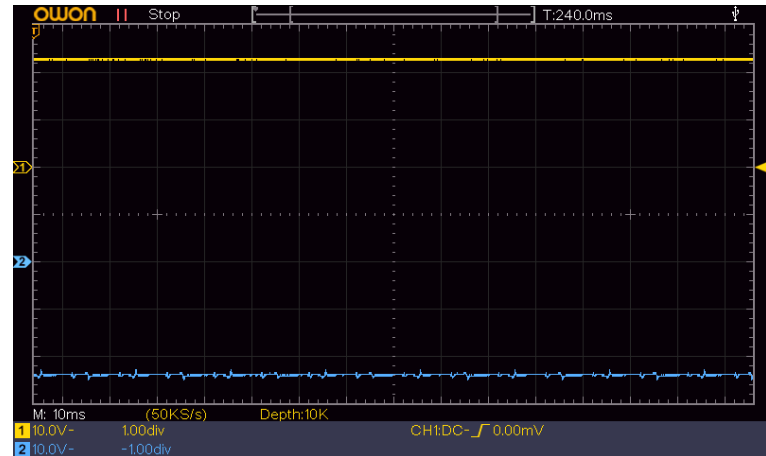
Testpunkt	Pin	Spannung
+20V	R44	+22,4VDC
-20V	R43	-24,0VDC
+15V	CN10/2	+15,15VDC
-15V	CN10/1	-14,89VDC

A.3) (49_007) Versorgungsspannung Halbleiterelektronik nach R44 bzw. R43

Ch1= R44 / +20V

Ch2= R43 / -20V

Die „-20V“ sind nicht so gut geglättet wie die „+20V“ auf der positiven Seite.



Die „ $\pm 15V$ “ sind auf beiden Seiten absolut störungsfrei.

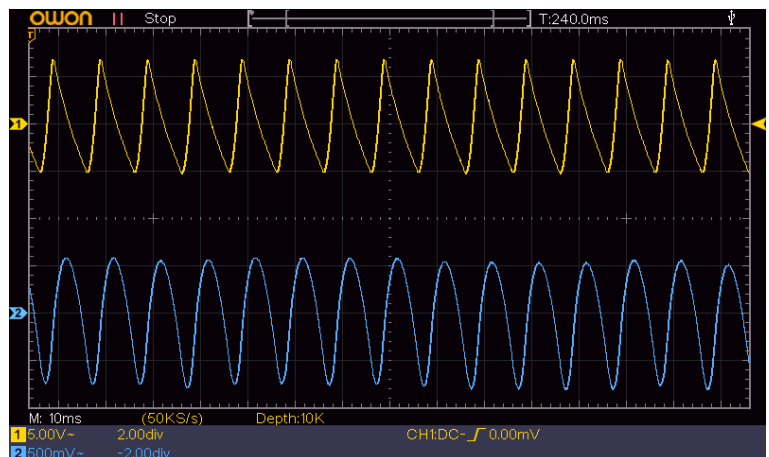
Hochspannungsversorgung für die Röhren

Testpunkt	Pin	Spannung
Nach Gleichrichter	TP1	+487VDC
Nach R113	TP2	+484VDC
V101 /ECC83	6	+195VDC
V101 /ECC83	1	+172VDC
V102 /ECC83	6	+161VDC
V102 /ECC83	1	+188VDC
V103 /ECC83	6	+169VDC
V103 /ECC83	1	+328VDC
V104 /ECC83	6	+235VDC
V104 /ECC83	1	+249VDC
V105 /EL34	3	+484VDC
V106 /EL34	3	+484VDC
R110/R111	Bias	-47,4VDC
Nach R110	Bias V105	-46,4VDC
Nach R111	Bias V106	-46,4VDC

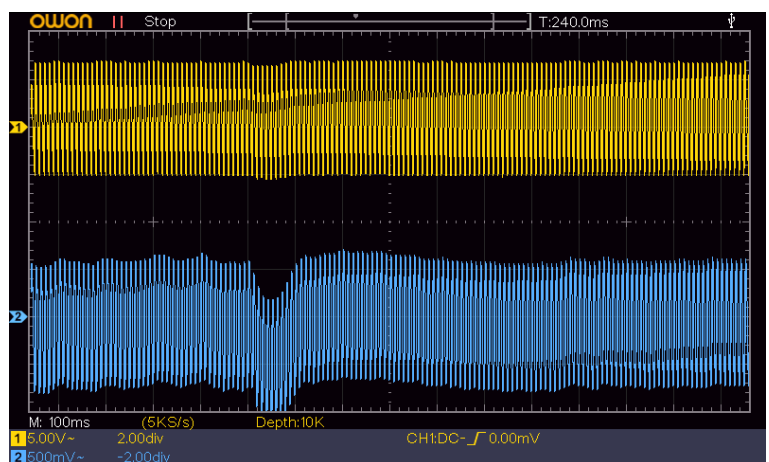
3.4. Ripple auf den Hochspannungen an den Röhren

Bei allen Messungen kein Signal am Eingang des Verstärkers. Eingang kurzgeschlossen. Alle Regler auf 5.

A.4.a) (49_005) DC Hochspannung
 Ch1= TP1 +487VDC/ nach Gleichrichter
 12V 100Hz Restwelligkeit (2,5%)
 Ch2= TP2 +484VDC/ nach Glättung
 1,35V 100Hz Restwelligkeit (0,3%)

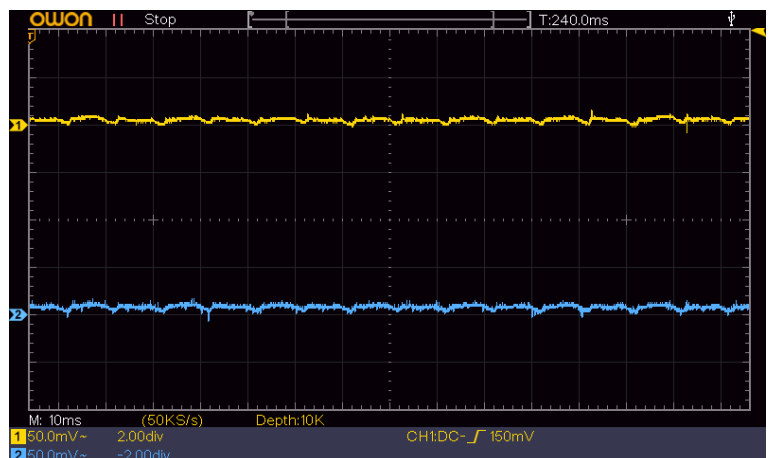


A.4.b) (49_006) DC Hochspannung
 Ch1= TP1 +487VDC/ nach Gleichrichter
 Ch2= TP2 +484VDC/ nach Glättung
 Störungen über Zeit.

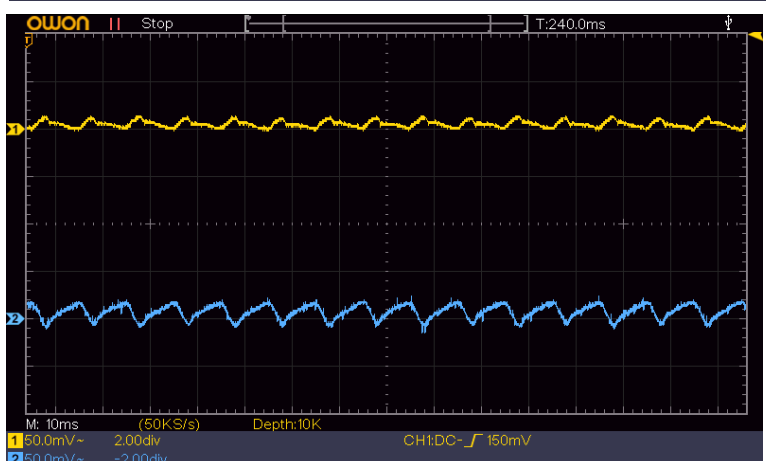


A.5) (49_000) Anoden V101
 Ch1= Pin6 / ECC83 (+195VDC)
 Ch2= Pin1 / ECC83 (+172VDC)
 10mV 100Hz Restwelligkeit (0,005%)

Sehr saubere und ruhige Spannung



A.6) (49_001) Anoden V102
 Ch1= Pin6 / ECC83 (+161VDC)
 Ch2= Pin1 / ECC83 (+188VDC)
 30mV 100Hz Restwelligkeit (~0,02%)

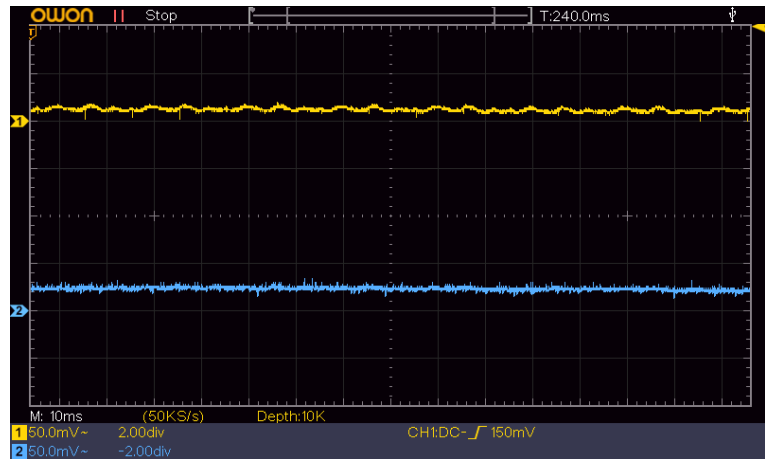


A.7) (49_002) Anoden V103

Ch1= Pin6 / ECC83 (+169VDC)

Ch2= Pin1 / ECC83 (+328VDC)

10mV 100Hz Restwelligkeit (<0,005%)

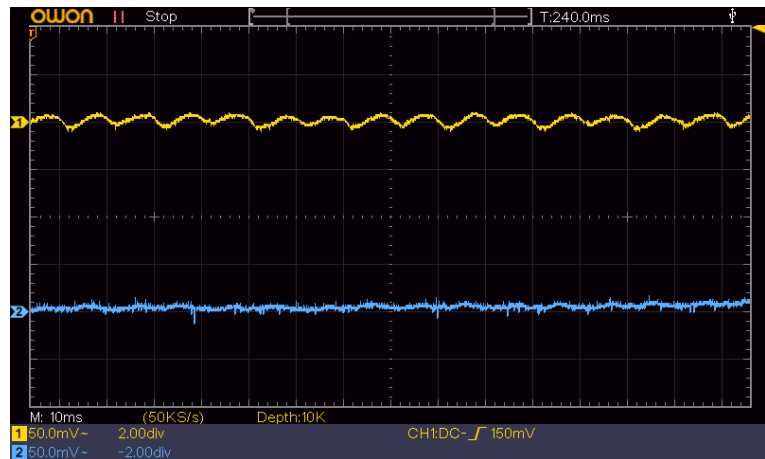


A.8.a) (49_004) Anoden V104

Ch1= Pin6 / ECC83 (+235VDC)

Ch2= Pin1 / ECC83 (+249VDC)

20mV 100Hz Restwelligkeit (0,009%)



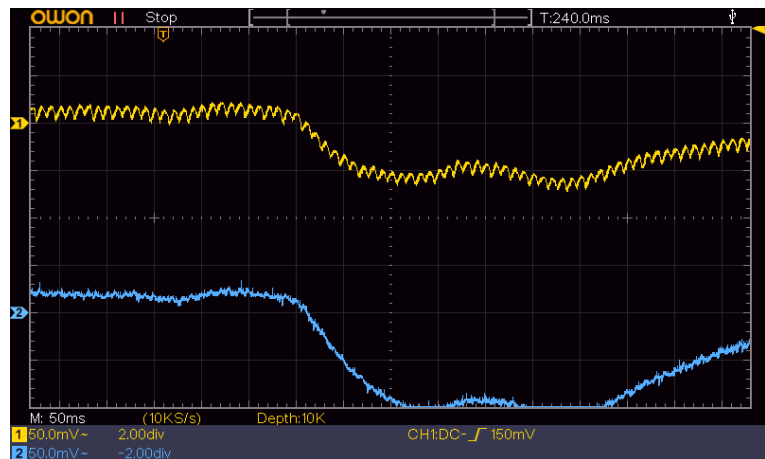
A.8.b) (49_003) Anoden V104

Ch1= Pin6 / ECC83 (+235VDC)

Ch2= Pin1 / ECC83 (+249VDC)

Die beiden Anodenspannungen des Phaseninverters sind sehr unruhig. Das ist die Röhre, die auch auf dem Röhrenprüfstand mit einem Kanal deutlich über Spezifikation aufgefallen ist (siehe Kap. 3.1).

Ist die Röhre defekt?



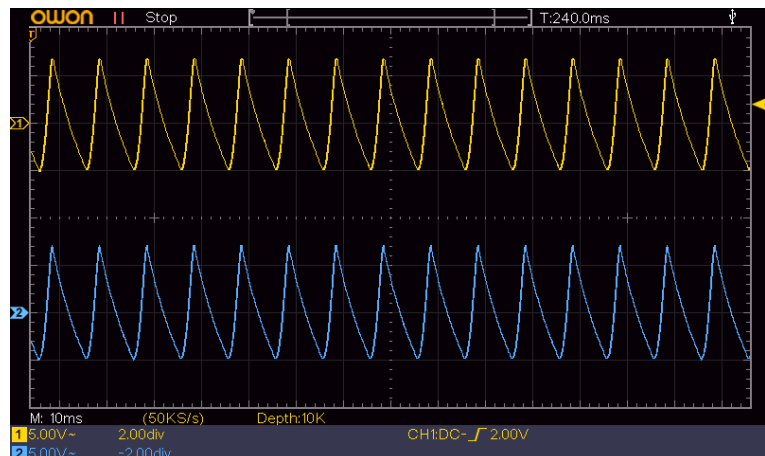
A.9) (48_003) Anode Endstufen

V105&V106 /EL34 (+484VDC)

Ch1= Pin3 / V105 EL34

Ch2= Pin3 / V106 EL34

12V 100Hz Restwelligkeit (2,5%)



3.5. Ausmessen des Signalpfades

440Hz Sinus aus dem Generator an verschiedenen Punkten im AC Messbetrieb. Alle Regler auf 5 (bzw. Gain 10) außer Effekte auf 0 und Presence auf Rückseite auf 4.



Einfluss aller Regler ist sichtbar. Auch der von Presence auf der Rückseite des Verstärkers. (LED grün = NORMAL; LED rot = BOOST)

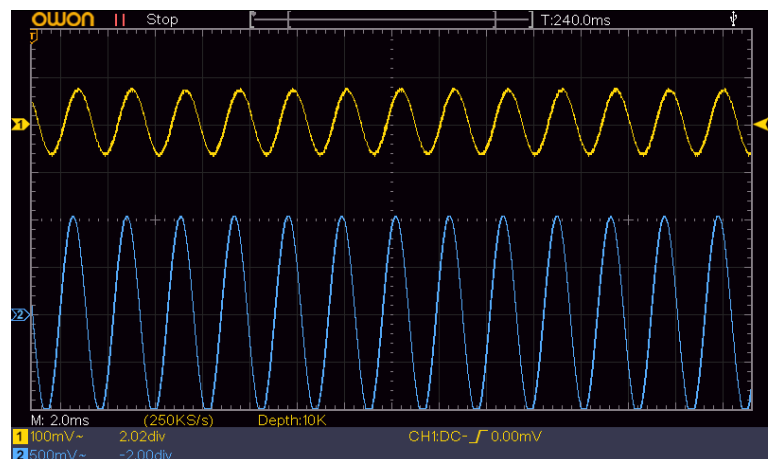
A.10.a) (50_000)

Kompletter Pfad NORMAL

Ch1= Pin7 / V101 ECC83

Ch2= 16Ohm Lautsprechersimulator

Ausgangssignal ruhig, aber verhältnismäßig schwach: 2VSS



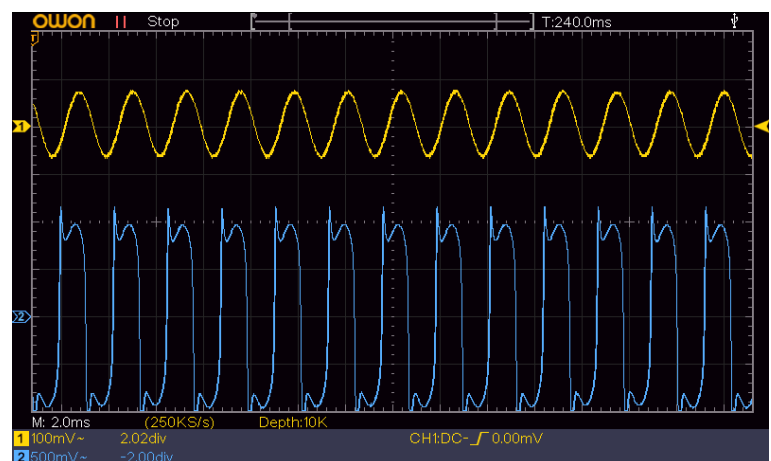
A.10.b) (50_001)

Kompletter Pfad BOOST

Ch1= Pin7 / V101 ECC83

Ch2= 16Ohm Lautsprechersimulator

Man sieht deutlich die Verzerrung des Signals. Mit GAIN kann diese wieder rausgenommen werden.



Fazit: Signalform zeigt keine Auffälligkeiten. Die Signalstärke scheint auf den ersten Blick für einen 60Watt Verstärker an 16 Ohm Impedanz etwas klein.

Detail Signal Pfad NORMAL bis Phaseninverter

A.11.a) (V101A_IN_OUT, 50_002)

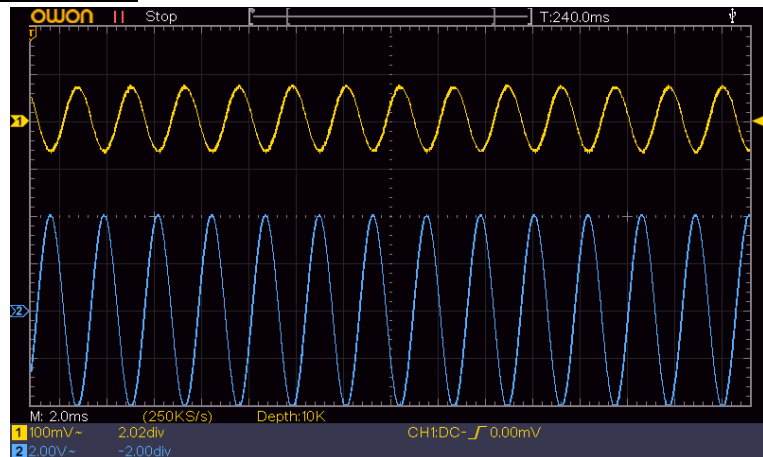
NORMAL Vorstufe

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin6 / V101A ECC83

Ruhiges Signal

Verstärkung der Vorstufe: 57



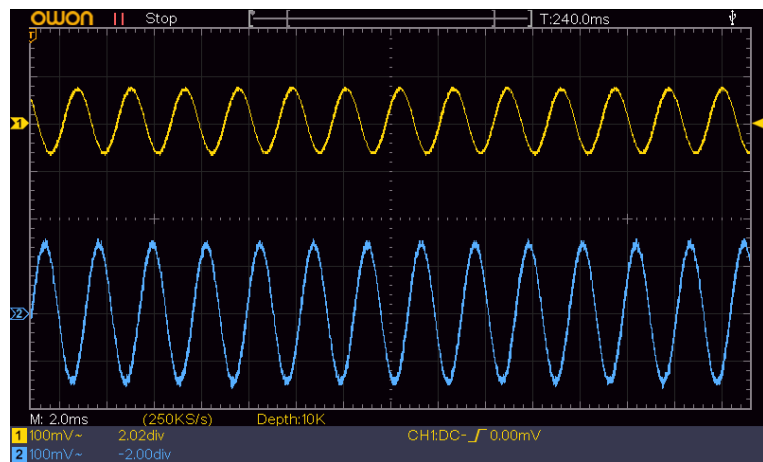
A.16.a) (V103A_IN, 50_003) NORMAL

Tonstack Treiberstufe Eingang

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin7 / V103A ECC83

Ruhiges kleines Signal



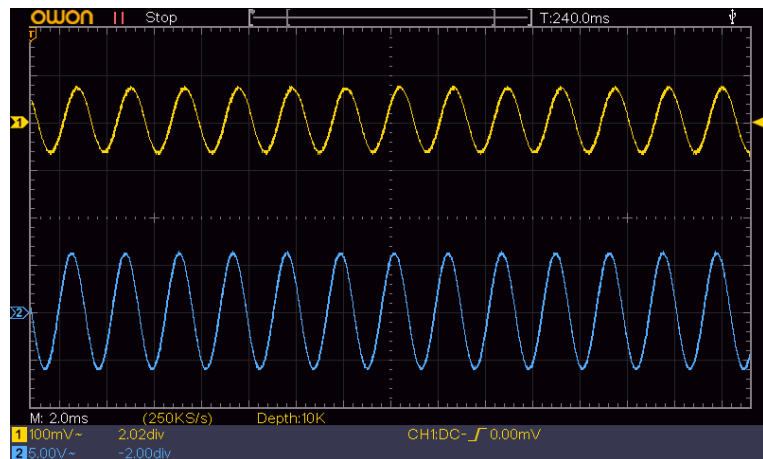
A.17.a1) (V103A_OUT_a, 50_004)

NORMAL Tonstack Treiberstufe
Ausgang A

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin6 / V103A ECC83

Verstärkung Stufe A: 42



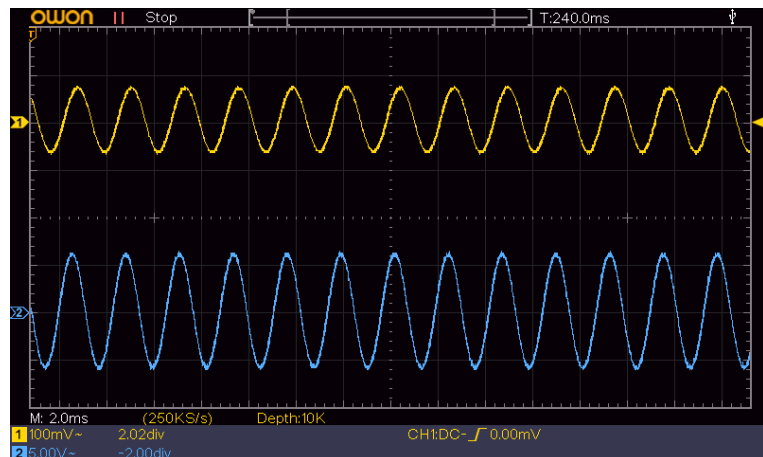
A.17.a2) (V103B_OUT_b, 50_005)

NORMAL Tonstack Treiberstufe
Ausgang B

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin3 / V103B ECC83

Verstärkung Stufe B: ~1

Stufe B ist ein Kathodenfolger als
Treiber für den nachfolgenden
TonstackEs werden ca. 11,5VSS zur Verfügung
gestellt

Detail Signal Pfad BOOST bis Phaseninverter

A.11.b) (V101B_IN_OUT, 55_001)

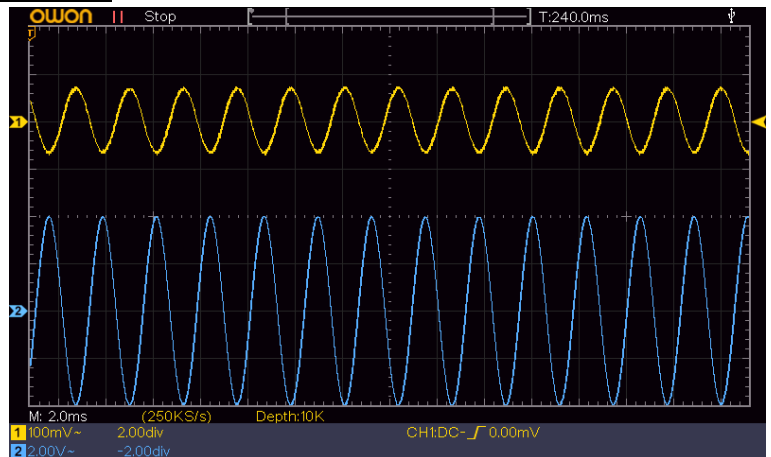
BOOST Vorstufe

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin1 / V101B ECC83

Ruhiges Signal

Verstärkung der Vorstufe: 57

Die beiden Teile der V101 sind
identisch in der Verstärkung.

A.12) (V102A_IN, 55_002)

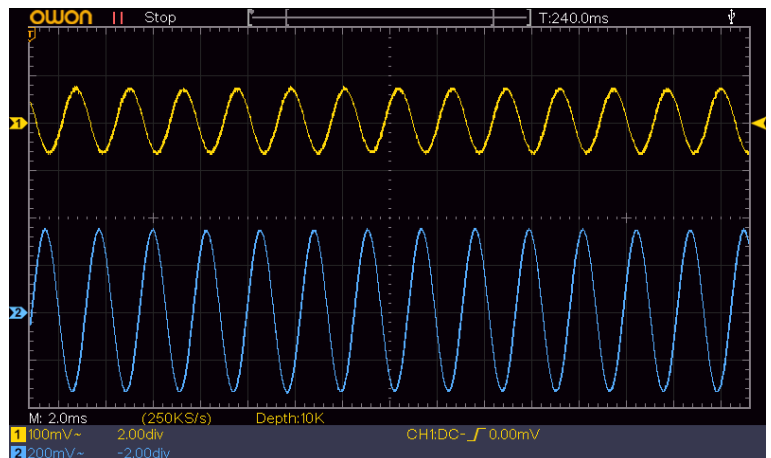
BOOST Gain Stufe

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin7 / V102A ECC83

Ruhiges Signal

680mVSS



A.13.0) (V102A_OUT, 55_003)

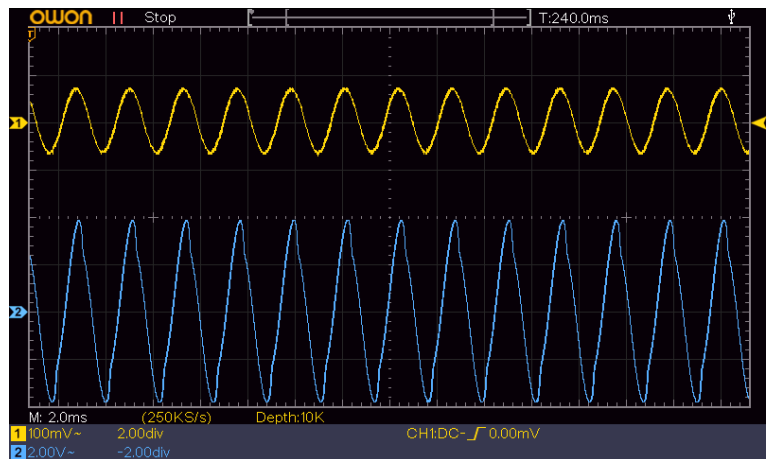
BOOST Gain Stufe vor Klipping

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin6 / V102A ECC83

Ruhiges Signal

Verstärkung der Stufe: 11,2

Verstärkung kleiner als in Vorstufe,
weil kein Kathodenbypass-
Kondensator vorhanden. Signalform
weicht markant von Sinus ab →
Rückwirkung des Klippings, das nach
dem Koppelkondensator folgt.

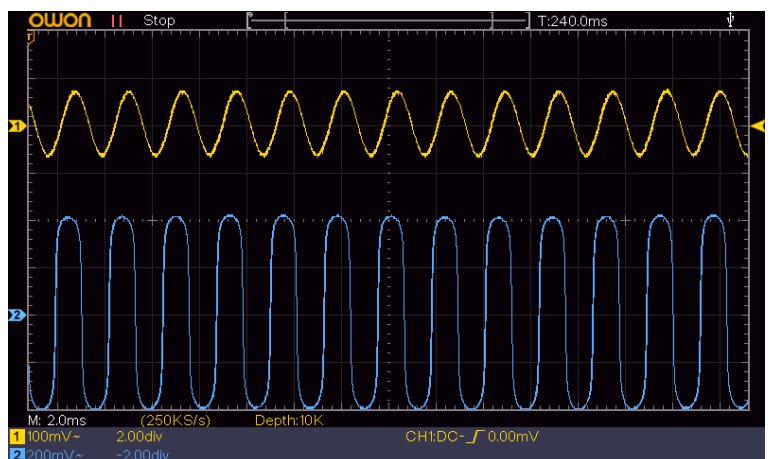
A.14) (V102B_IN, 55_004)

BOOST Gain Stufe nach Klipping

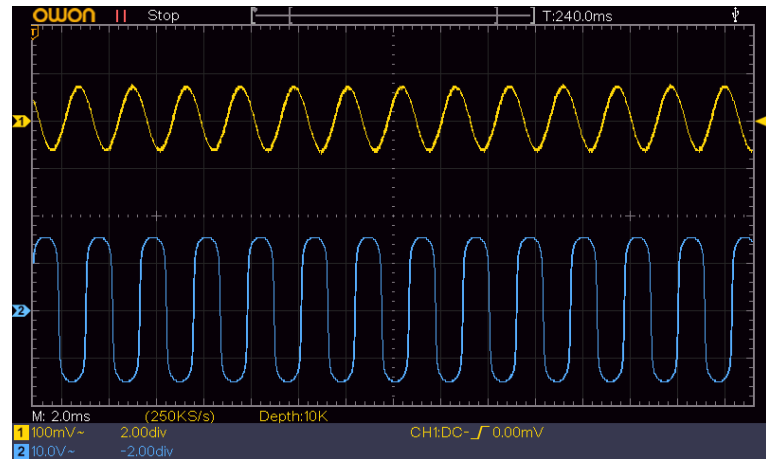
Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin2 / V102B ECC83

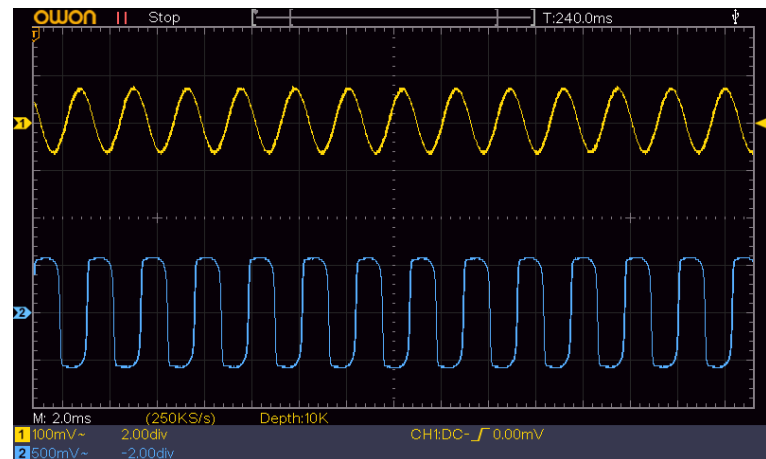
Ruhiges Signal



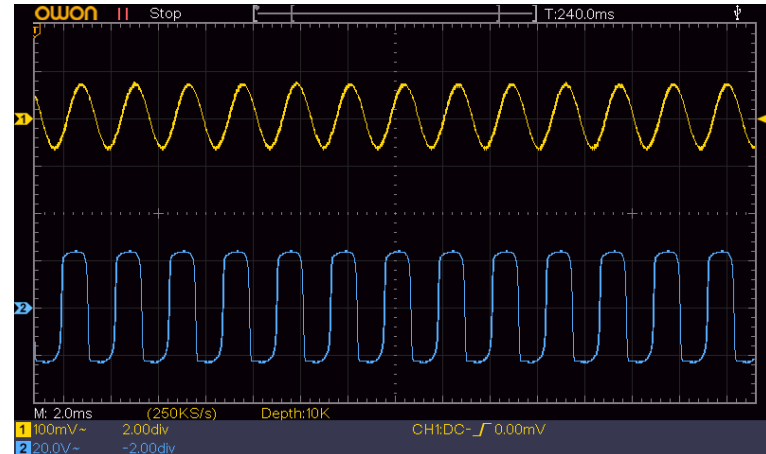
A.15) (V102B_Out, 55_005)
 BOOST Gain Stufe Ausgang
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin1 / V102B ECC83
 Ruhiges Signal
 Verstärkung der Stufe: 38,75



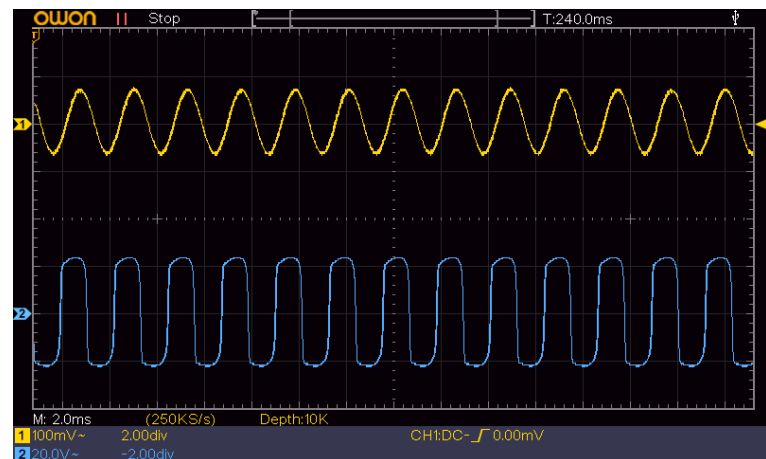
A.16.b) (V103A_IN; 55_006) BOOST
 Tonstack Treiberstufe Eingang; nach
 Volume Boost
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin7 / V103A ECC83
 1,2VSS



A.17.b1) (V103A_OUT_a, 55_007)
 BOOST Tonstack Treiberstufe;
 Ausgang A
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin6 / V103A ECC83
 Verstärkung Stufe A: 38,3



A.17.b2) (V103B_OUT_b, 55_008)
 BOOST Tonstack Treiberstufe;
 Ausgang B
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin3 / V103B ECC83
 Verstärkung Stufe B: ~1
 Stufe B ist ein Kathodenfolger als
 Treiber für den nachfolgenden
 Tonstack
 Es werden ca. 46VSS zur Verfügung
 gestellt

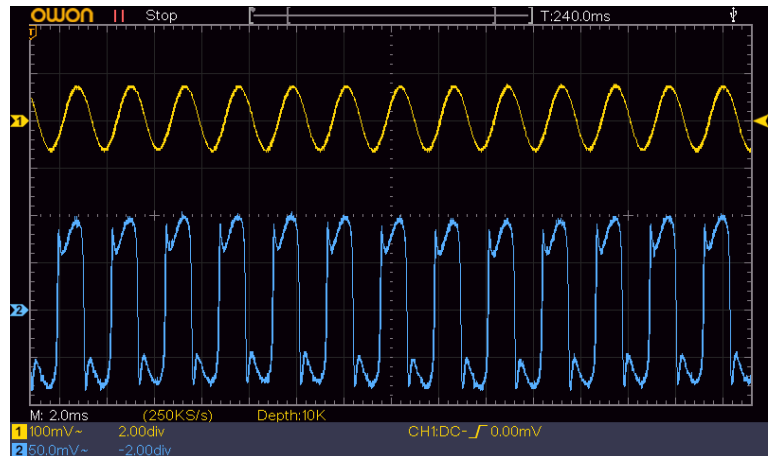


A.19b) (V104A_IN, 55_009) BOOST
Eingang Phaseninverter (nach
Tonstack)

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin7 / V104A ECC83

Im Tonstack wird das Signal von
46VSS auf 170mVSS abgeschwächt.



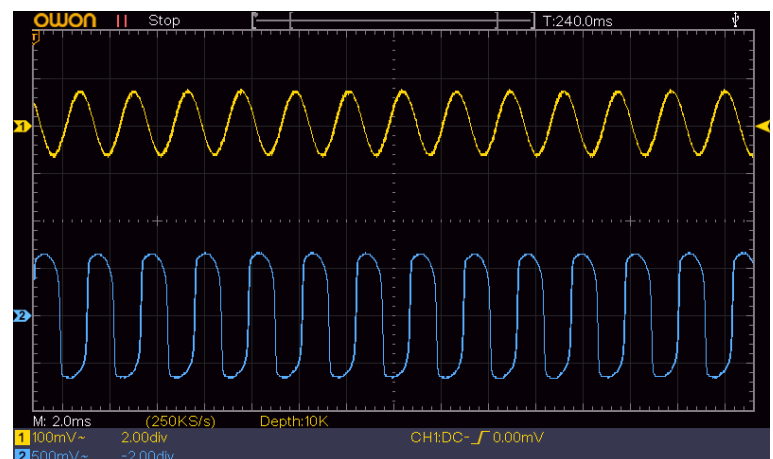
Reverb BOOST

A.16.c) (V103A_IN_Rev_5_B, 55_010)
BOOST Tonstack Treiberstufe
Eingang; Rev_5

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin7 / V103A ECC83

Einfluss Rev in der Signalform (vgl.
A.16.b) sichtbar.



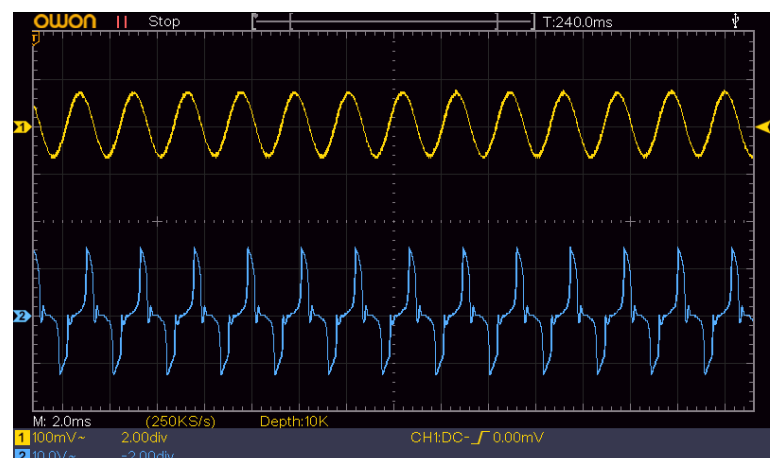
Hallspirale IN

A.16.d) (REV_IN, 55_012)

Eingang Hallspirale; am PH2 Stecker

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Rev_IN, PH1_SEND



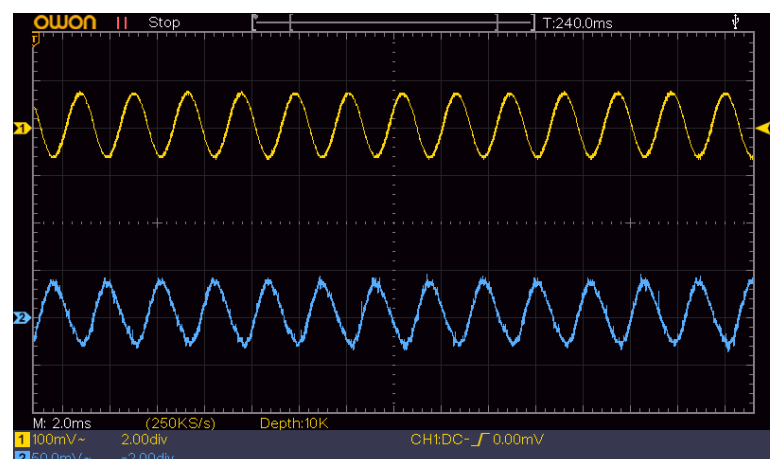
Hallspirale OUT

A.16.e) (REV_OUT, 55_011)

Ausgang Hallspirale; am PH1 Stecker

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Rev_OUT, PH1_RETURN



Detail Signal Pfad NORMAL Phaseninverter/ Endstufe

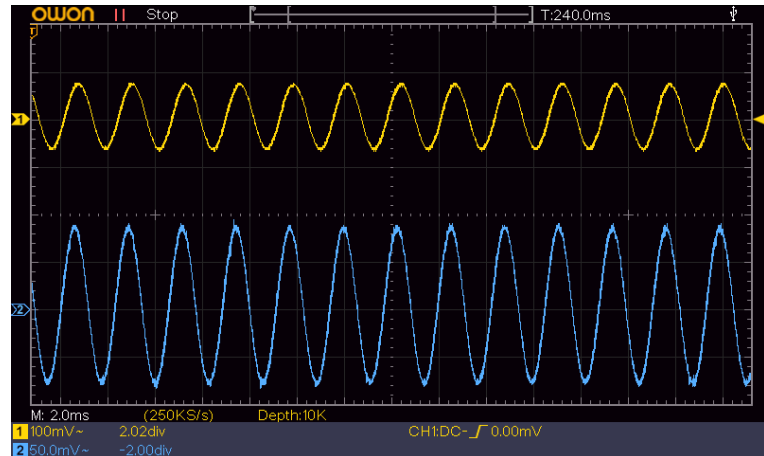
A.19a) V104A_IN (50_006)

NORMAL Eingang Phaseninverter

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin7 / V104A ECC83

165mVSS Eingangssignal Phasen-
inverter aus dem Tonstack



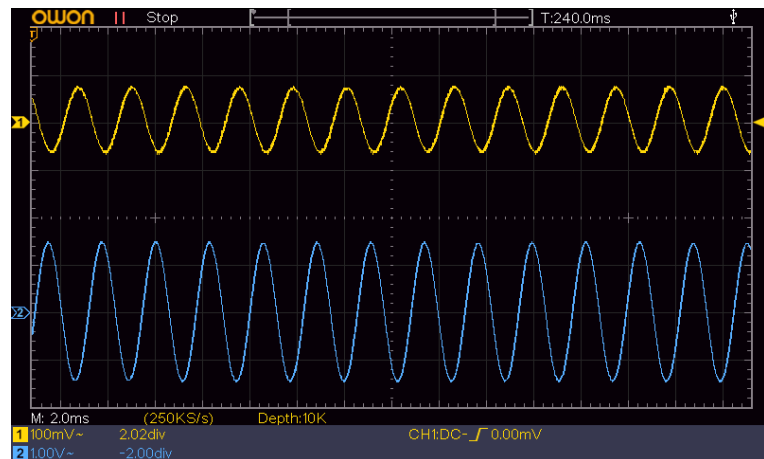
A.20) (V104A_OUT_A, 50_007)

NORMAL Ausgang A Phaseninverter

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin6 / V104A ECC83

Ausgangssignal 2,9VSS



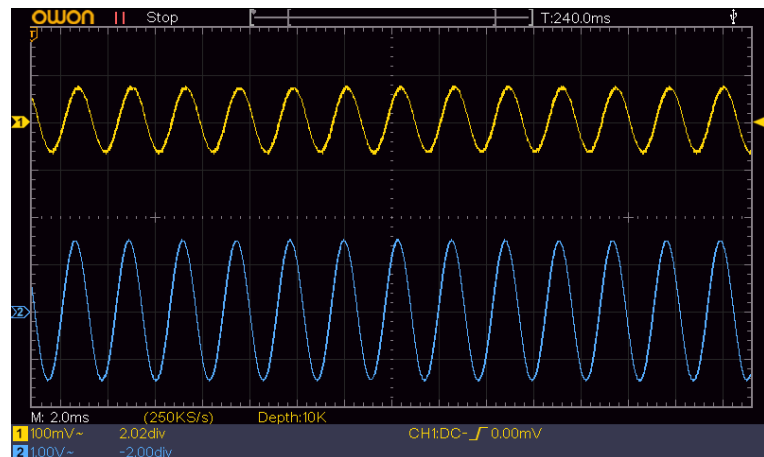
A.21) (V104B_OUT_B, 50_008)

NORMAL Ausgang B Phaseninverter

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin1 / V104B ECC83

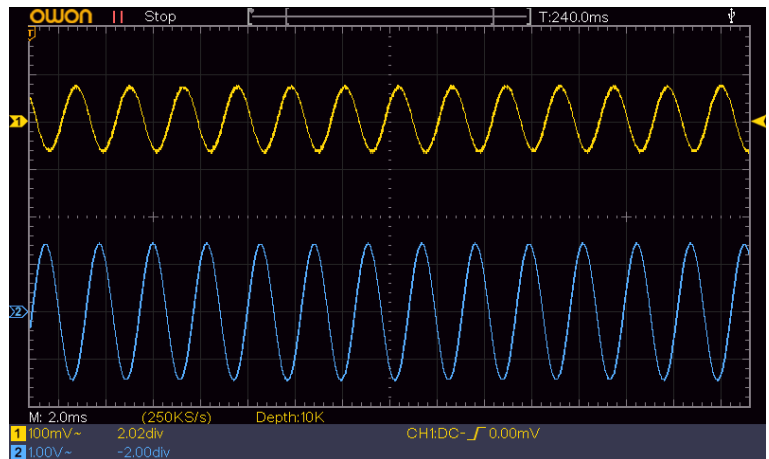
Ausgangssignal 2,9VSS

**Fazit:**

Die beiden Ausgangssignale V104A_OUT_A und V104B_OUT_B sind gleich groß und gegenphasig. Der Eingang wird um den Faktor 17,6 verstärkt.

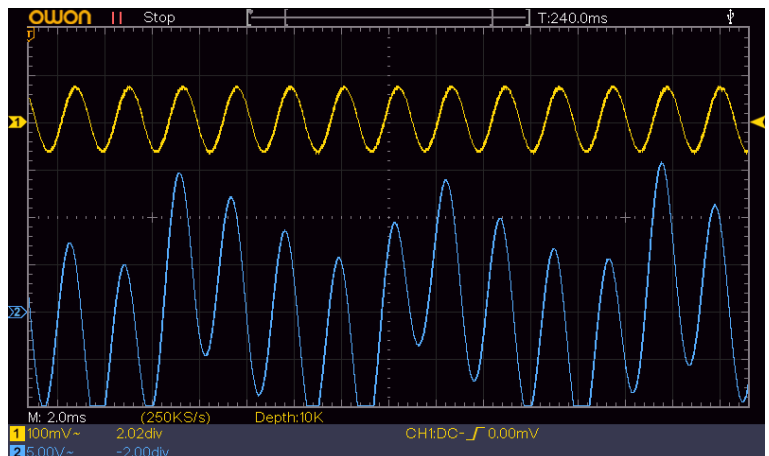
A.22.a) (V105_IN, 50_009)
 NORMAL Eingang Endstufe V105
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin5 / V105 EL34

Eingangssignal 2,8VSS



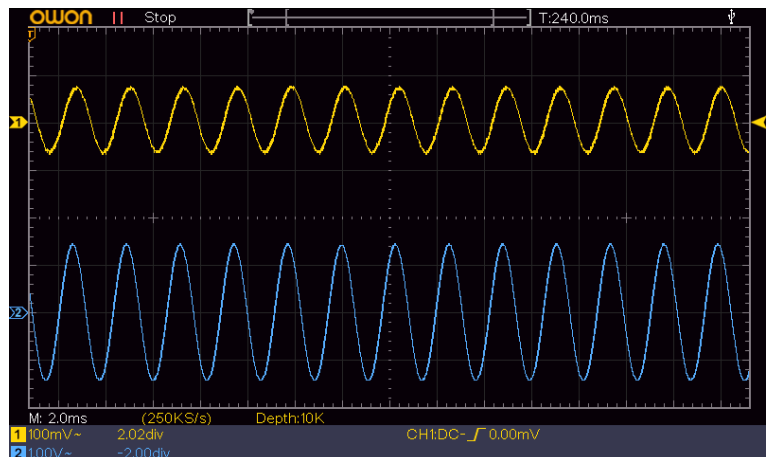
A.22.b) (V105_OUT, 50_011)
 NORMAL Ausgang Endstufe V105
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin3 / V105 EL34

Ausgangssignal ~19VVSS
 Verstärkung: ~6,8
 Signal ist von einer 100Hz Schwebung überlagert.



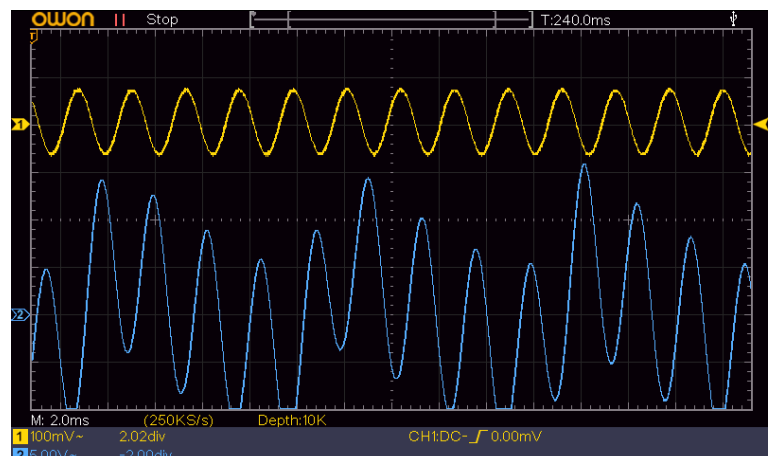
A.23.a) (V106_IN, 50_010)
 NORMAL Eingang Endstufe V106
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin5 / V106 EL34

Eingangssignal 2,8VSS



A.23.b) (V106_OUT, 50_012)
 NORMAL Ausgang Endstufe V106
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin3 / V106 EL34

Ausgangssignal ~19VVSS
 Verstärkung: ~6,8
 Signal ist von einer 100Hz Schwebung überlagert.



A.24) (V105_V106_OUT, 55_000)

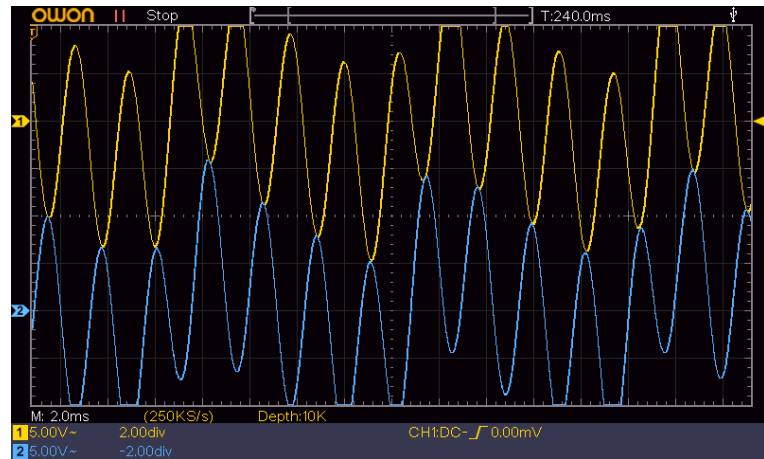
Ausgänge Endstufen

Ch1= Pin3 / V105 EL34

Ch2= Pin3 / V106 EL34

Die 100Hz Schwebung ist in V105_OUT und V106_OUT synchron vorhanden

→ Im Ausgangsübertrager fällt dieser Signalanteil bei der Differenzbildung weg.



Fazit:

- Durchgehend stabile Signale.
- Die 100Hz Schwebung auf den beiden Ausgängen der Endstufe vor dem Ausgangsübertrager ist merkwürdig. Sie hebt sich im Ausgangsübertrager allerdings auf.
- Im Tonstack werden trotz einer Treiberstufe davor die zugeführten 11,5VSS Signal auf 165mV im NORMAL Betrieb am Phaseninverter Eingang reduziert. Eine starke Signalabschwächung im Tonstack ist typisch für diese Art von Schaltungsaufbau. In Kap. 3.6 wird genauer untersucht, ob hier kein anderer Fehler verborgen ist.

3.6. Signalabschwächung im Tonstack

Warum wird das NORMAL-Signal (Alle Regler auf 5) durch den Tonstack von 11,5VSS (A.17.a2) auf 165mV (auf 1,4%; A.19.a) reduziert?

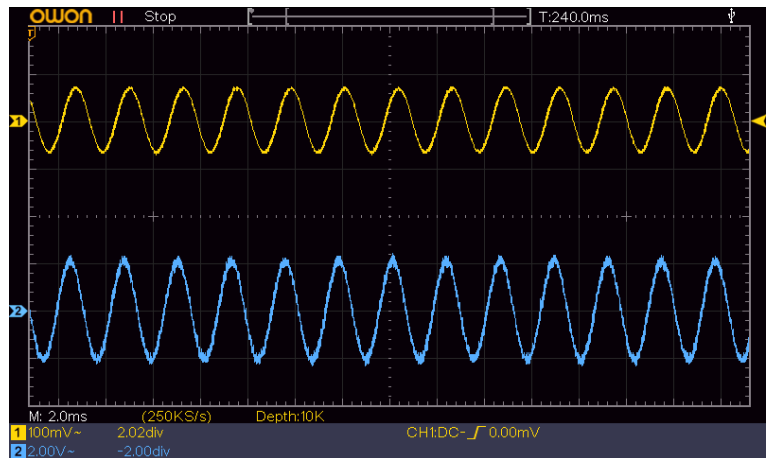
A.17.a3) (V103B-V104A_Tonstack, 51_000) NORMAL

Nach Einkoppelkondensator C3 im Tonstack

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= nach C3 Auskoppelkondensator

Die Belastung des Tonstack zieht das Signal von 11,5VSS auf 4VSS runter. (Für diese Messung war in V103 eine neue ECC83S montiert. Signal sieht mit Original ECC83 Röhre gleich aus)



A.17.a4) (V103B-V104A_Tonstack, 51_002) NORMAL

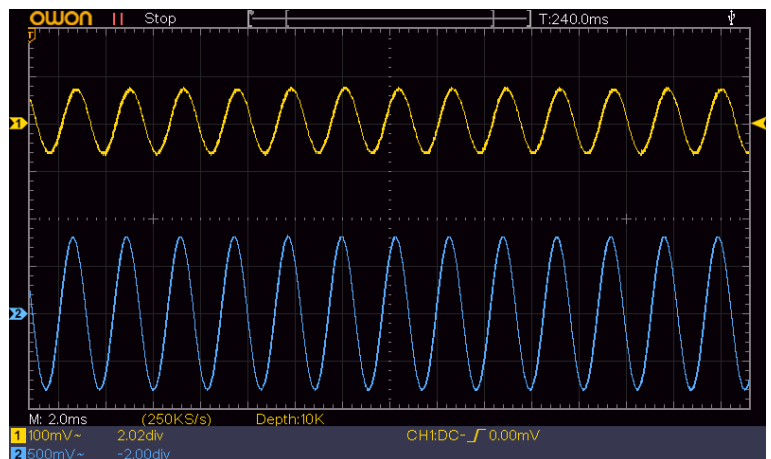
Nach Koppelkondensator C14 am Master Volume Poti VR13; Ausgang Tonstack

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= nach C14 am VR13

Am Volume Poti VR13 liegen 1,6VSS an.

(Für diese Messung war in V103 eine neue ECC83S montiert. Signal sieht mit Original ECC83 Röhre gleich aus)



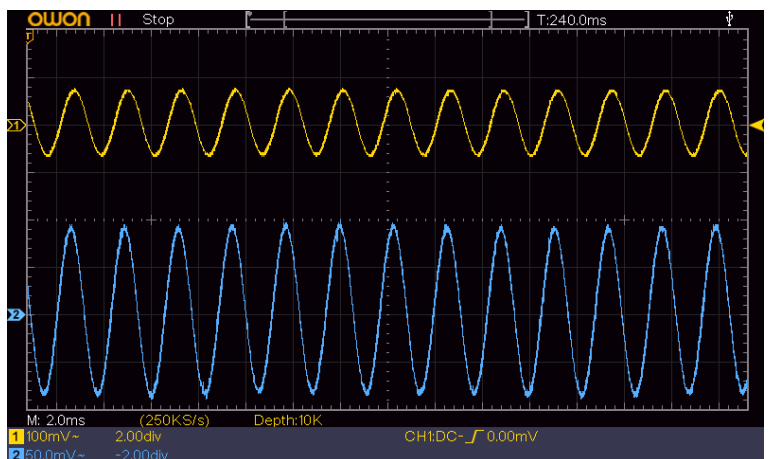
A.17.a5) (V103B-V104A_Tonstack, 54_003) NORMAL am Schleifer Master Volume VR13 (Pin 1 CN8)

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Schleifer Master Vol. VR13

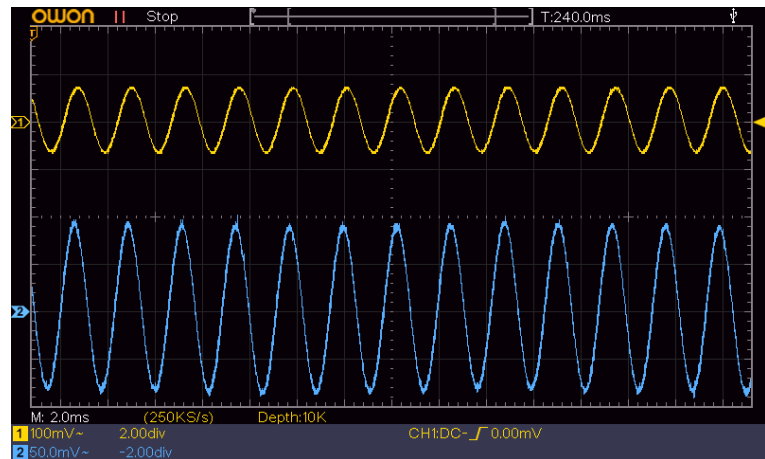
Am Schleifer des Volume Poti VR13 (Stellung 5) gehen 170mVSS ab.

(Hier war wieder die Original Röhre drin)



A.17.a6) (V103B-V104A_Tonstack, 54_004) NORMAL auf Power PCB
vor dem C125 (22n 630V)
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Vor C125

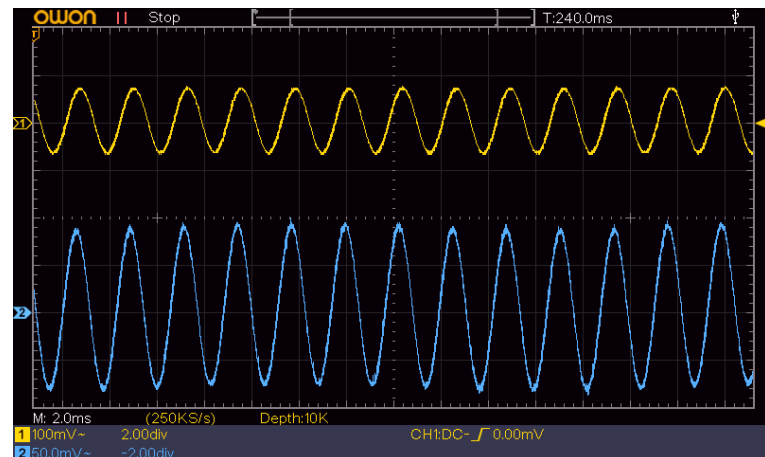
Auf dem anderen Board kommen die 170mVSS unverändert an.
 (Hier war wieder die Original Röhre drin)



A.17.a7) (V103B-V104A_Tonstack, 54_005) NORMAL auf Power PCB
nach dem C125 (22n 630V)
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Nach C125

Es kommen 165mVSS am Phaseninverter an. Kaum Verluste über den Koppelkondensator

(Hier war wieder die Original Röhre drin)



Im BOOST Kanal wird das Signal im eigenen, separaten Tonstack von 46VSS (A.17.b2; Ausgang Tonstack-Treiber) auf 170mVSS (A.19.b Eingang Phaseninverter) abgeschwächt. Das entspricht einer Reduzierung auf ~0,4%.

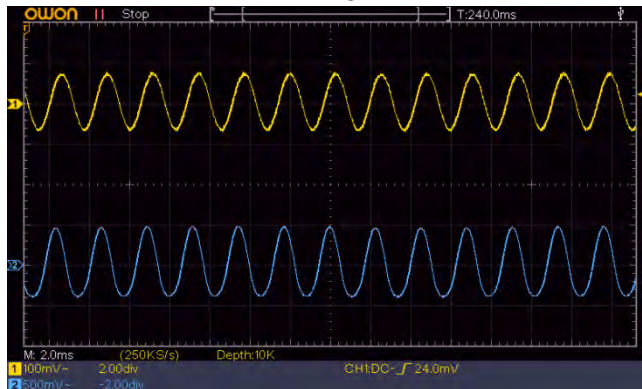
Fazit:

Sowohl NORMAL als auch BOOST Kanal verlieren sehr viel Signalstärke in den beiden jeweils unabhängigen Tonstacks. Das ist so per Design und nicht auf einen Fehler in der Schaltung zurück zu führen.

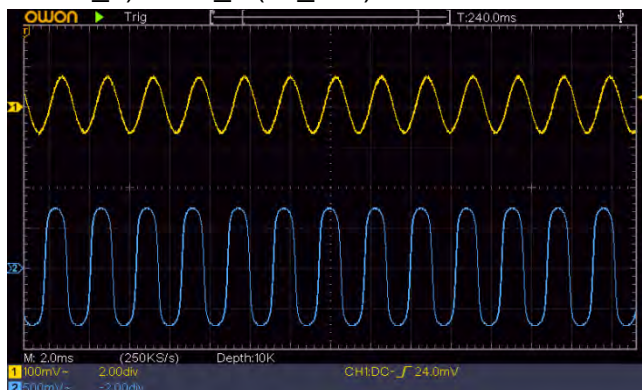
- Bei der Detailverfolgung des Signalpfades konnte keine ungewöhnliche Verluststelle (z.B. Steckverbindung oder Relais) identifiziert werden.
- Nachdem der Betrieb mit einer temporär eingesetzten, neuen Treiberröhre keine Veränderung zeigte, wird dies als eine mögliche Fehlerquelle ausgeschlossen.
- Die FX-Buchsen an der Rückseite sind als Ursache ausgeschlossen, da sie vor der Röhrenstufe V103 im Signalpfad liegen.

3.7. Signalveränderung durch Klipping

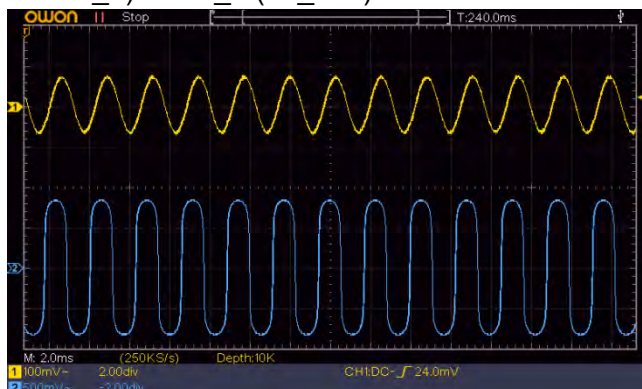
Die für den Marshall charakteristische Klippingschaltung im BOOST Kanal zwischen Röhre V102A und V102B soll hier genauer ausgemessen werden. Dazu wird das 440Hz Sinussignal Eingangssignal (CH1 = Pin 2 V101B) in der Klippingschaltung an der Plus-Seite des C105 (CH2) bei verschiedenen Stellungen des GAIN Potentiometers aufgenommen.



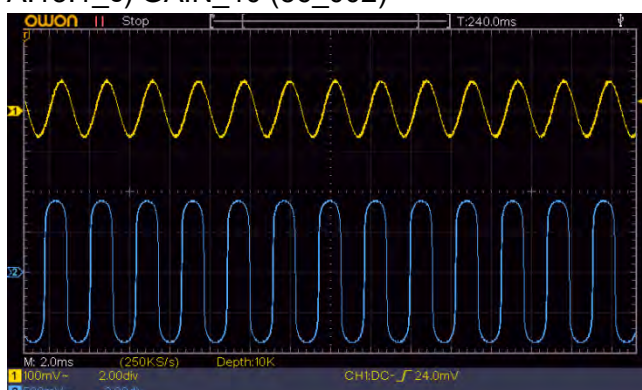
A.13.1_a) GAIN_2 (56_000)



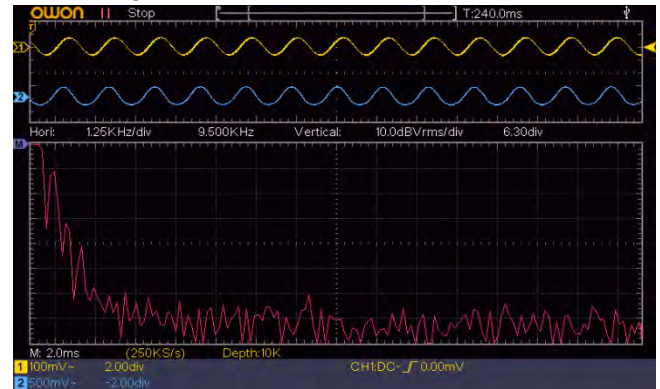
A.13.1_b) GAIN_6 (56_001)



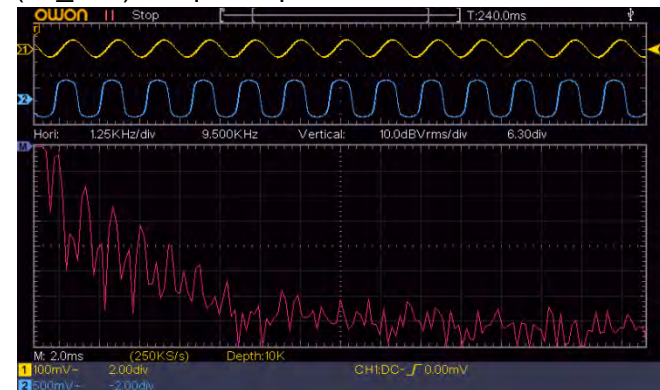
A.13.1_c) GAIN_10 (56_002)



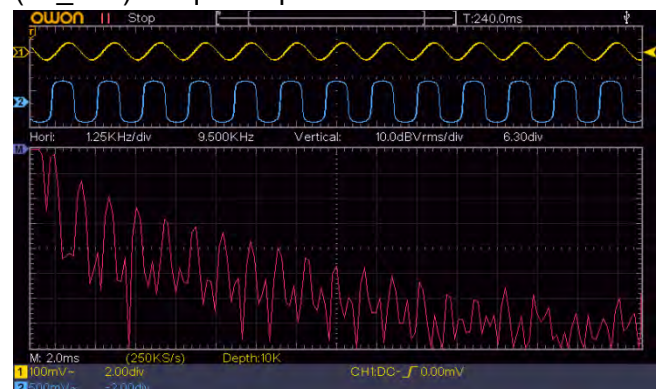
A.13.1_d) GAIN_14 (56_003)



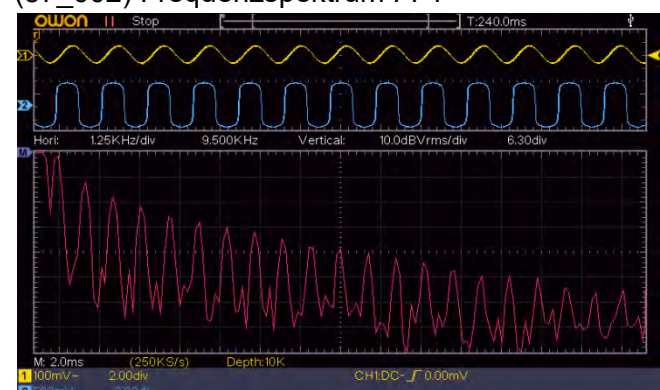
(57_000) Frequenzspektrum FFT



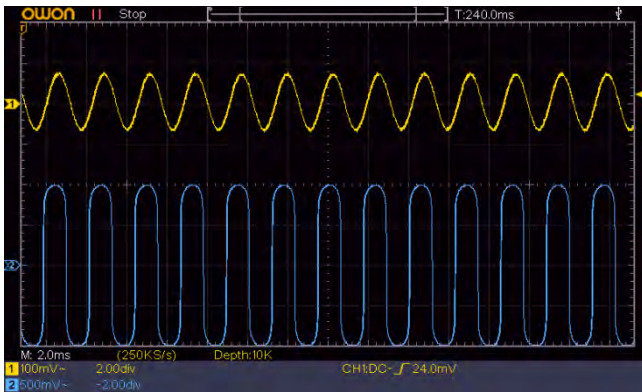
(57_001) Frequenzspektrum FFT



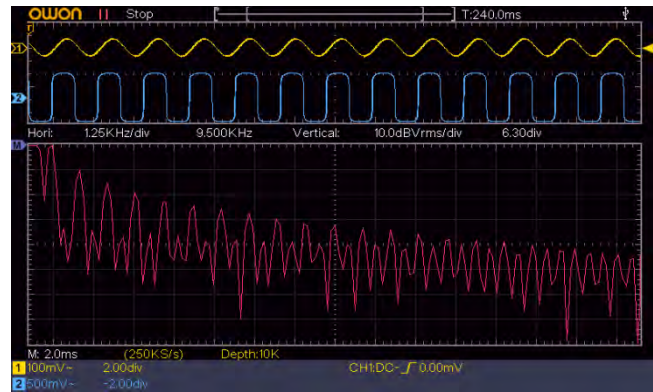
(57_002) Frequenzspektrum FFT



(57_003) Frequenzspektrum FFT



A.13.1_e) GAIN_18 (56_004)



(57_004) Frequenzspektrum FFT

Fazit:

Man sieht sehr schön, wie die für beide Signalvorzeichen in Reihe geschalteten Klippingdioden zwischen ca. $\sim 1V_{SS}$ und $\sim 1,5V_{SS}$ anfangen das Signal zu dämpfen und mit zunehmendem GAIN um die Extremwerte herum immer weiter abrunden. Im Frequenzspektrum sieht man wie dabei die äquidistanten anharmonischen Oberwellen gleichzeitig immer stärker anwachsen.

4. Sonderuntersuchungen und Umbauten

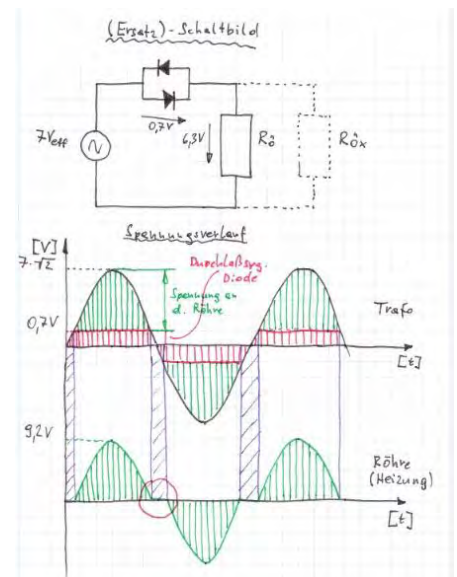
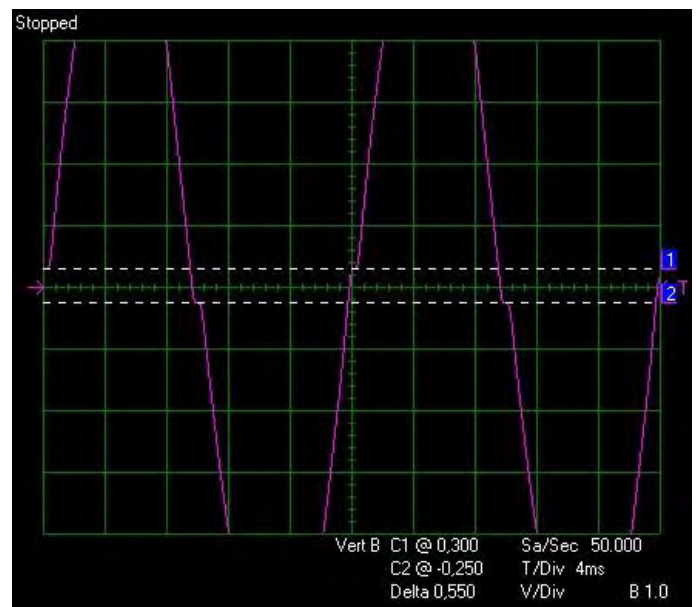
4.1. Heizung der Röhren

Wie in Kap. 3.3 ausgemessen scheint die Heizspannung der Röhren am oberen Ende des Toleranzbereiches zu liegen. Sie kann einfach mit zwei antiparallel geschalteten Leistungsdioden um die Anlaufspannung der Diode heruntergesetzt werden. Das wird zum Beispiel im Forum für Röhrenradios neben Vorschaltung eines Regeltrafos oder einem Vorschaltwiderstand im Primärkreis diskutiert.

Quelle: <http://saba-forum.dl2jas.com/index.php/Thread/3409-230-Volt-und-wie-geht-es-der-Heizung/?pageNo=1>

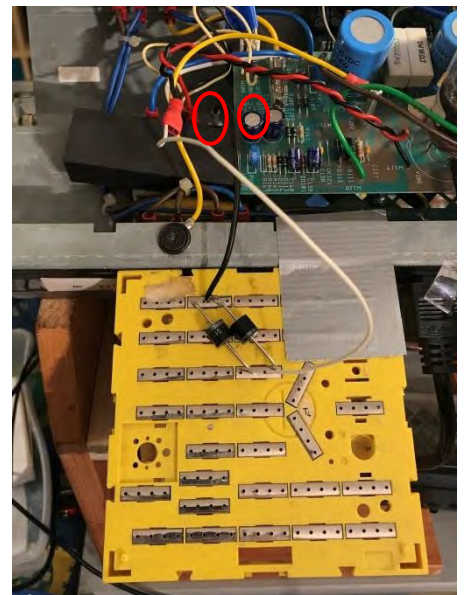
Als Nachteil der einfachen Diodenlösung wird der dadurch unetstetige Nulldurchgang im Spannungsverlauf genannt. Es wird weiterhin unterstellt, dass diese Trickschaltung durch den unetstetigen Verlauf mehr Brumm erzeugen und der Röhre eher schaden könnte. Es findet sich in dem Forum ein real gemessener Verlauf im Nulldurchgang. Die Spitzenspannung wurde hier mit $2 \times 1N4007$ (Schwellspannung: $0,8V$) um $0,88V$ reduziert. Man sieht sehr schön einen kleinen Versatz im Signalverlauf bei den Schwellenspannung.

In dem Radoröhrenforum kommt man zu dem Schluss, dass Überheizen mit Heizspannungen bis $7V_{eff}$ von den Röhren noch innerhalb der Robustheitsgrenzen liegt. In den Datenblättern der Röhren wird oft nichts angegeben. Manche enthalten z.B. 7025 $6,3 \pm 0,6V$ oder 6L6GC $6,3V \pm 10\%$. Das deckt sich sehr gut mit den im Forum diskutierten $7V$.



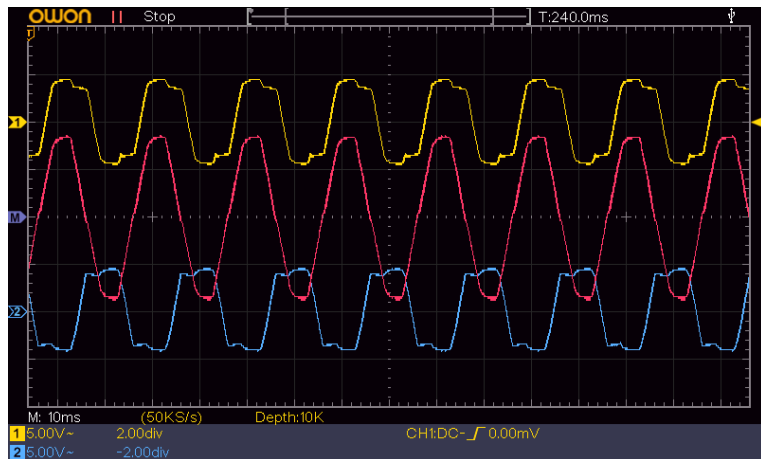
Unabhängig davon soll hier mit einer 20SQ045 (Schottky-Diode) diese Anwendung ausprobiert werden. Bei dieser Diode ist eine Schwellenspannung von $\sim 0,5V$ beim erwarteten Strom im Datenblatt angegeben.

Mit dem hier abgebildeten Aufbau wurde die Schaltung provisorisch am Abgriff vom Transformator für die Röhrenheizspannung eingefügt.



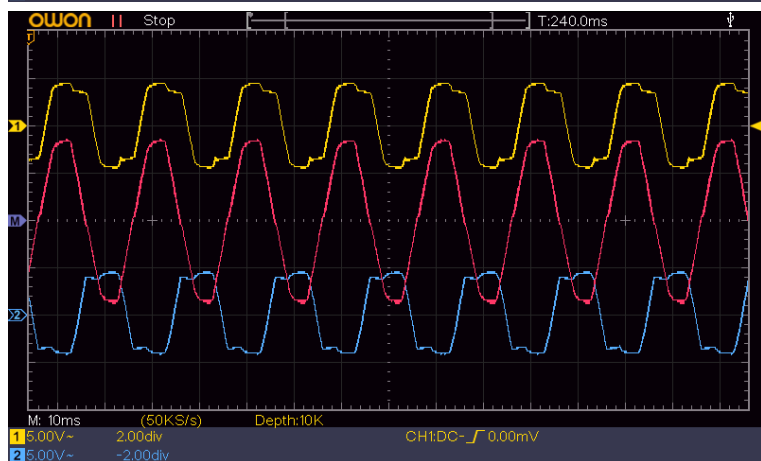
Messung ohne Dioden:

A.30) (56_007) Magneta ist die Differenzmessung mit
 $18,2\text{VSS} \rightarrow 9,1\text{VS} \rightarrow 6,43\text{Veff}$



Messung mit 2× Dioden:

A.31a) (56_010) Magneta ist die Differenzmessung mit
 $17\text{VSS} \rightarrow 8,5\text{VS} \rightarrow 6,01\text{Veff}$

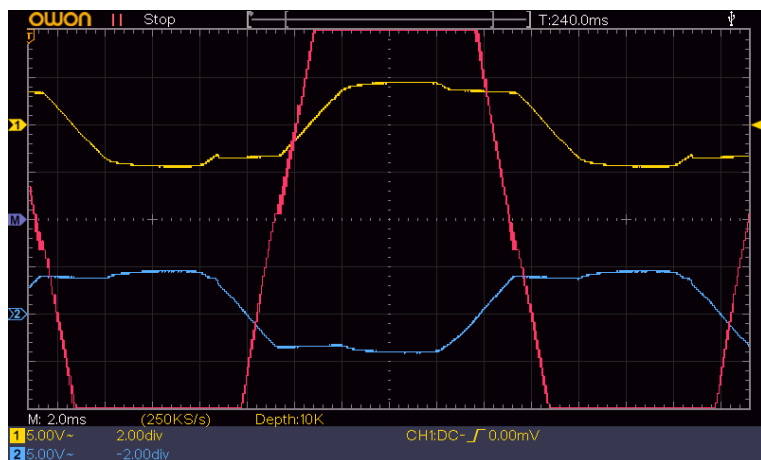


Der Spitzenwert wurde demnach um 0,6V abgesenkt.

Messung mit 2× Dioden:

A.31b) (56_011) Magneta ist die Differenzmessung wie in 56_010 jedoch stark vergrößert.

Die Hysterese ist zwar nicht symmetrisch zur Null (M), aber die Spannungsdifferenz der beiden winzigen Versatzpunkte ist gleich der Schwellenspannung und der reduzierten Spitzenspannung: $\sim 0,6\text{V}$. Die beiden Dioden waren nach Abschluss der Messungen heiß ($\sim 68^\circ\text{C}$ mit dem Thermoscanner gemessen).



Fazit: Die Absenkung der Heizspannung mit den beiden antiparallelen Dioden ist einfach möglich. Die effektive Heizspannung wird damit von $6,4\text{Veff}$ auf $6,0\text{Veff}$ reduziert. Diese Änderung wird jedoch nicht in dem JTM60 eingebaut, da die Heizspannung mit $6,43\text{Ueff}$ (aus Oszimessung) auf jeden Fall geeignet ist.

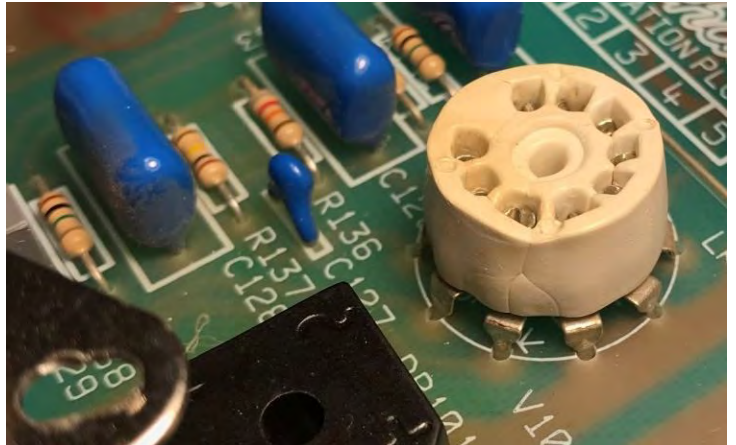
Wie genau misst eigentlich das eingesetzte METEX® Multimeter die effektiven Spannungen?

	Multimeter Veff [V]	VSS [V]	Oszi VS [V]	Veff [V]
Netzspannung	235		327,00	231,22
Heizung	6,92	18,2	9,10	6,43
Heizung mit Dioden	6,35	17	8,50	6,01

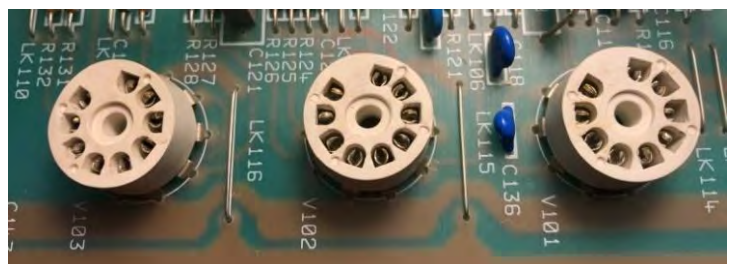
Fazit: Im Vergleich zum Oszi misst das METEX® Multimeter zu große Effektivwerte. Im 20V-Messbereich etwa um 5% größer als die von der Oszimessung abgeleiteten Werte.

4.2. Austausch der Röhrenfassungen

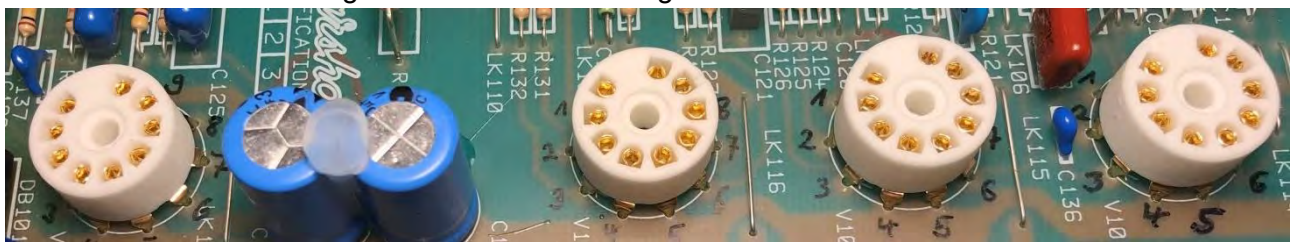
Die Röhrenfassungen V101 bis V104 sind aus Kunststoff. An der Fassung V104 sind sehr deutlich Spuren von thermischer Einwirkung zu sehen. Der direkt daneben angeordnete Gleichrichter für die DC Heizspannung (am unteren Bildrand) wird im Betrieb sehr heiß.



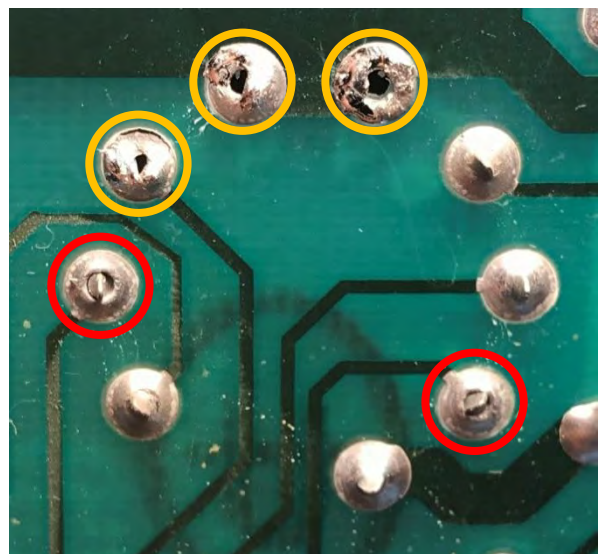
Die anderen Fassungen V101 bis V103 sehen zwar noch gut aus, aber alle vier Sockel werden durch keramische Fassungen mit Goldkontakten ersetzt.



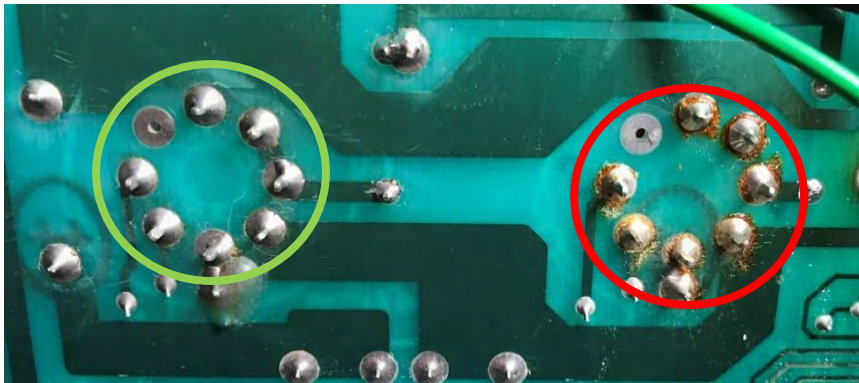
Nach dem Einsatz der vergoldeten Keramikfassungen



Beim Entlöten der alten Röhrenfassungen wurde am Röhrensockel der V102 festgestellt, dass zwei Anschlüsse eine (an)gebrochene Lötstelle haben. Auf dem Foto sind die Pins 3, 4 und 5 (gelb) bereits entlötet. An den Pins 2 und 8 (rot) sind deutlich die gebrochenen Lötstellen zu erkennen. Pin 2 ließ sich ohne das Restlot zu schmelzen mit der Pinzette nach hinten abziehen. Die Röhre 2 befindet sich komplett im BOOST Pfad. Hier konnten beim Ausmessen des Signalpfades jedoch keine Auffälligkeiten in den Kurvenverläufen festgestellt werden.



An den Lötstellen der beiden EL34 Fassungen waren deutlich Spuren von Flussmittel sichtbar. Bevor dies noch zu einer Lotkorrosion führt, wurden diese Rückstände vorsichtig mit einem Glasfaserstift entfernt. Auf dem Foto ist die linke Fassung (grüner Kreis) bereits gereinigt.



4.3. Überprüfen der FX Loop Buchse

Die FX Loop Buchsen an der Rückseite werden wie in Kap. 1.2 bereits erwähnt oft als Fehlerquelle identifiziert. Kritisch im unbenutzten Zustand kann nur die FX Loop Series Return sein, weil hier der Signalhauptpfad zwischen Vorstufe NORMAL bzw. BOOST und der Verstärkerstufe V103 über den im Bild markierten Öffner laufen.

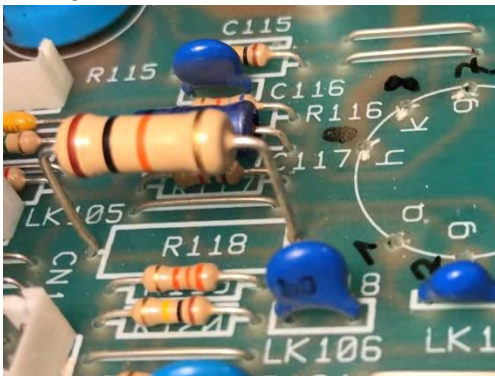
Dieser wurde mehrmals mit einem Stecker betätigt und dabei mit dem Durchgangsprüfer zwischen Stecker CN6/Pin1 und Stecker CN109/Pin1 geprüft. Keine Hinweise, dass die Steckerbrücke nicht korrekt schließt und geschlossen hält.

Fazit: Kein Austausch notwendig. Kontakte vor Abschluss der Arbeiten mit etwas Kontaktspray (Tuner 600) pflegen.

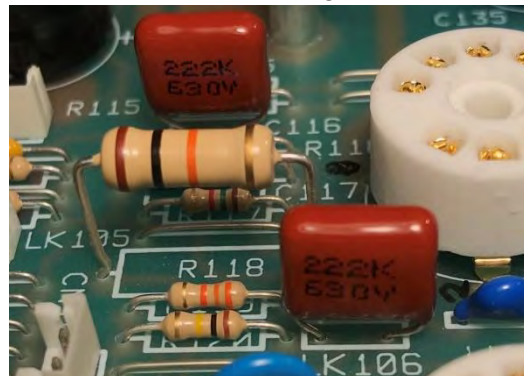


4.4. Auskoppelkondensatoren aus der Vorstufe (C116 und C118)

Wie in Kap. 1.7 diskutiert sollen die Auskoppelkondensatoren C116 und C118 von 1nF auf 2,2nF hochgesetzt werden, damit die Grenzfrequenz von 159Hz auf 72Hz gesenkt wird.



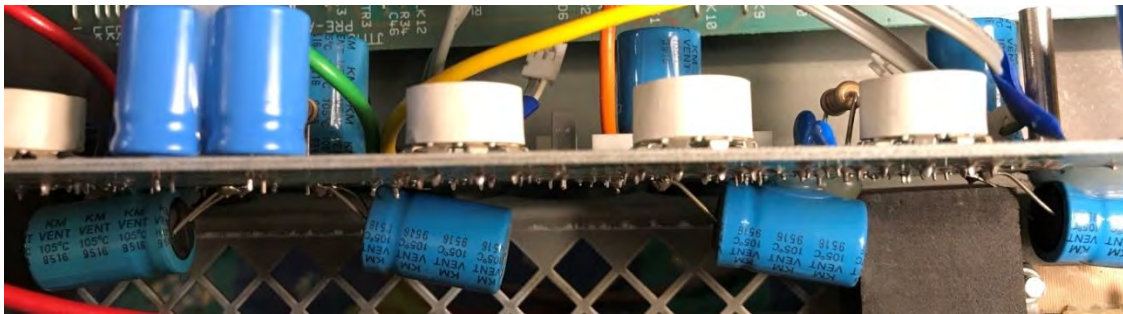
Vorher: 2x 1nF



Nachher: 2x 2,2 nF

4.5. Kondensatoren der Röhrenspannungsversorgung

Die originalen Kondensatoren mit 22 μ F/ 450V auf der Oberseite wurden bei einer früheren Überholung durch je zwei parallele 10 μ F/ 450V ersetzt. Der zweite Elko wurde jeweils auf der Unterseite der Platine anlötet und mit Heißkleber gegen Vibrationen gesichert.



Bauteil	IST	SOLL	Bemerkung	Ersatz
C102	2× 10 μ F*	22 μ F/450V	Doppelpack ersetzen	22 μ F/450V (21,1 / 25,1)**
C106	2× 10 μ F*	22 μ F/450V	Doppelpack ersetzen	22 μ F/450V (21,0 / 21,8)**
C109	2× 10 μ F*	22 μ F/450V	Doppelpack ersetzen	22 μ F/450V (20,9 / 27,6)**
C110	2× 10 μ F*	22 μ F/450V	Doppelpack ersetzen	22 μ F/450V (21,1 / 27,9)**

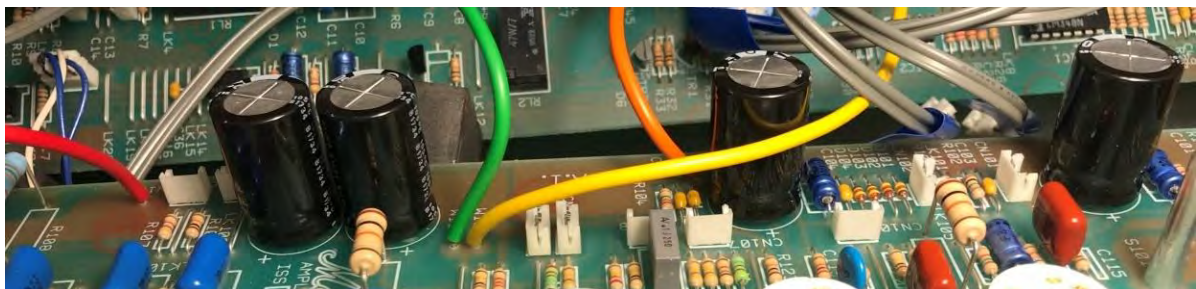
*Wert mit Messgerät in ausgebautem Zustand im Rahmen der Toleranz bestätigt.

**Wert Ersatzbauteil (vor / nach) am Bauteil vor und nach Einbau in die Schaltung direkt am Bauteil nachgemessen

Fazit:

Diese Konstruktionen wurden wieder jeweils durch einen einzigen 22 μ F/450V Elko auf der Oberseite ersetzt.

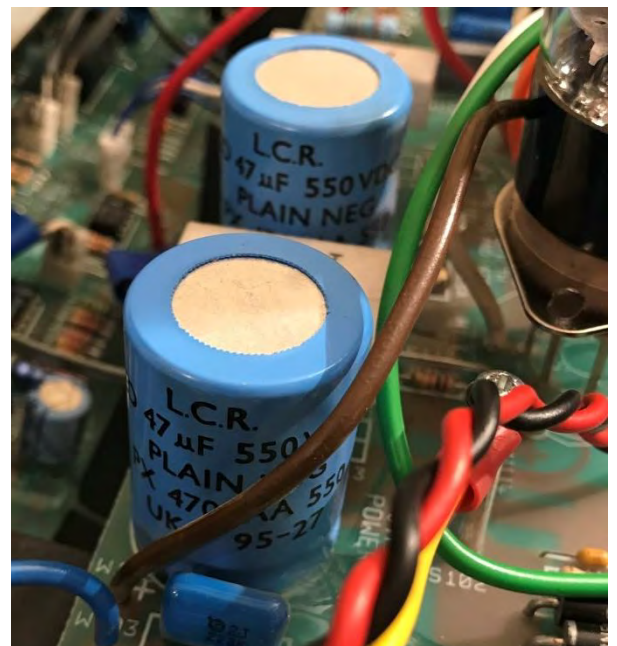
Nach dem Austausch:



Die beiden Kondensatoren C111 und C112 wurden in der Schaltung mit Standby Schalter in Stellung OFF (kein Kontakt zum Transformator) ausgemessen. In der Schaltung sind so die beiden 47 μ F Kondensatoren parallel geschaltet messbar. Im Rahmen der Toleranz konnte das mit einem Messwert von 90,1 μ F bestätigt werden.

Fazit:

Kondensatoren zur Glättung der Hochspannung für die Röhren sind noch in Ordnung. -> Kein Austausch erforderlich.



4.6. Widerstände der Spannungsversorgung

Mit dem Thermoscann wurde R43 und R44 als Wärmequelle identifiziert. Die beiden 1W Widerstände sind schon zu besseren Kühlung mit Abstand zur Leiterplatte montiert.

Bauteil	IST	SOLL	„Gemessene“ Leistung*
R43	269R	270R/1W	0,31W
R44	153R	150R/1W	0,7W

*Leistung aus gemessenem Spannungsabfall berechnet



Fazit:

Kein Austausch notwendig

4.7. Gitterwiderstände der Endstufe:

Kontrolle der Widerstände in der Hochspannungsversorgung der beiden Endstufenröhren.

Bauteil	IST*	SOLL	Bemerkung
R110	220K	220K	Bias G1 / V105
R139	9,84K	10K	Bias G1 / V105
R109	1001R	1000R	G2 / V105
R111	219K	220K	Bias G1 / V106
R140	9,92K	10K	Bias G1 / V106
R112	987R	1000R	G2 / V106

*Gemessen ohne V105/V106 Röhren im Sockel.

Fazit:

Die Gitterwiderstände der Endstufe zeigen keine Auffälligkeiten. Kein Austausch notwendig.

4.8. Die EL34 Push Pull Endstufe

Betrieb mit verschiedenen EL34 Röhren

Vor dem Einsetzen von neuen Röhren, zuerst Bias am Poti RV101 auf Maximal negative Bias-Spannung (ganz nach links drehen) drehen, damit die Röhren mit einem kleinen Kathodenstrom starten. Schon beim Einschalten mit den JJ-Austausch-Röhren (JJ EL34 Duett Matched Tubes) fällt auf, dass diese neuen Röhren bei maximal negativer Bias-Spannung mit deutlich weniger Kathodenstrom starten.

Ausmessen der Kathodenströme (Anodenspannung am Ausgangsübertrager):

Netzspannung	Röhre	Anodenspannung	Kathodenstrom (Soll*)
236VAC	V105 / JJ-EL34	491VDC	32,8mA (35,6mA)
236VAC	V106 / JJ-EL34	491VDC	30,0mA (35,6mA)

*: <http://www.tedweber.com/webervst/tubes1/calcbias.htm>

Obwohl die beiden neuen JJ-Röhren auf dem Röhrenprüfstand bei einer ersten einfachen Messung ideal matchten (beide 76mA bei Tabellenwertbedingungen: $V_a = +250V$, $V_{g2} = +250V$, $V_{g1} = -13,5V$), zeigen sie in der Schaltung leicht verschiedene Ströme. Sie sind jedoch deutlich gleicher als die beiden alten Marshall EL34. Der Unterschied der Kathodenströme von ~3mA liegt unter den zuvor beobachteten 8mA Unterschied (siehe Kap.3.1 und Kap.3.2). Beide Bias-Spannungen jeweils am Pin 5 gemessen liegen genau gleich bei -40,9VDC. Durch sequenziellen Kreuztausch von Röhre und der beiden Multimeter an den Shunt-Widerständen wurde festgestellt, dass der höhere Kathodenstrom mit der Röhre wandert. Da sich die Schaltung und der Messaufbau absolut symmetrisch darstellen, muss die leichte Asymmetrie der Kathodenströme auf einen Unterschied der Röhren zurückzuführen sein.

Um den Unterschied der beiden neuen EL34 JJ Röhren im Vergleich zu den beiden alten Marshall EL34 genauer und unabhängig zu prüfen, wurden für die Röhren die Kennlinien auf dem Röhrentester unter Betriebsbedingungen möglichst nahe am Betrieb in der Schaltung (Anodenspannung ~490VDC) aufgenommen. Außerdem wurde noch ein neues Paar EL34 Röhren von TAD (EL34B-STR Duett RT162 Premium matched) in den Vergleich aufgenommen.

$V_f [V]$	$V_a [V]$	$V_{g2} [V]$	$V_{g1} [V]$	V105 alt: $I_a [mA]$	V106 alt: $I_a [mA]$	EL34 H: $I_a [mA]$	EL34 L: $I_a [mA]$	EL34 B42: $I_a [mA]$	EL34 A43: $I_a [mA]$
6,3	450	350	-40,0	5	7	0,1	0	8	8,2
6,3	450	350	-39,0	6,4	8,7	0,3	0,2	9,8	10,3
6,3	450	350	-38,0	7,9	10,5	0,8	0,5	11,8	12,8
6,3	450	350	-37,0	9,7	12,6	1,7	1,3	14,2	15,4
6,3	450	350	-36,0	11,6	15,1	2,9	2,3	16,8	18,6
6,3	450	350	-35,0	14,2	18,1	4,9	4,3	20,3	22,3
6,3	450	350	-34,0	16,8	20,9	7,2	6,4	23,9	26,1
6,3	450	350	-33,0	19,7	24,7	10,3	9,3	28,4	30,5
6,3	450	350	-32,0	23,1	28,5	13,8	12,5	32,9	37
6,3	450	350	-31,0	26,8	33,4	18,2	16,8	39	43
6,3	450	350	-30,0	31,1	40	22,6	21,4	44	49
6,3	450	350	-29,0	36	45	28,2	26,6	51	56
6,3	450	350	-28,0	41	52	36	32,5	58	64
6,3	450	350	-27,0	47	60	43	41	68	71
6,3	450	350	-26,0	53	66	50	48		
6,3	450	350	-25,0	60	75	58	57		

V105 alt: Alte Marshall EL34 in V105

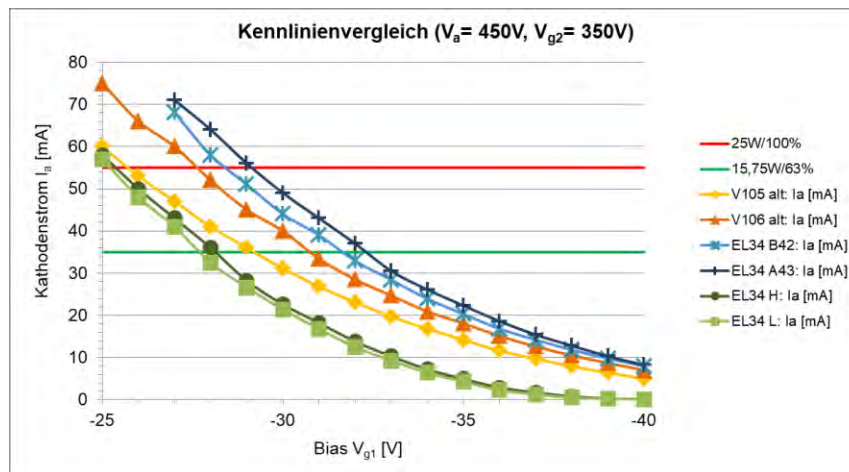
V106 alt: Alte Marshall EL34 in V106

EL34 H: Neue JJ EL34 mit höherem Kathodenstrom in V105

EL34 L: Neue JJ EL34 mit niedrigerem Kathodenstrom in V106

EL34 B42: Neue TAD Premium matched EL34

EL34 A43: Neue TAD Premium matched EL34



Zunächst fällt auf, dass die Kennlinien des jeweiligen Paares der beiden neuen Röhrenpaare JJ-EL34 und TAD-EL34 dichter zusammen liegen, als die des alten Marshall-Paares. Die JJ-EL34 sind basierend auf den Messwerten um einen Arbeitspunkt bei 63% der Maximalleistung am besten gematcht. Der Kathodenstrom des TAD-EL34 Paares liegt bei gleicher Bias-Spannung deutlich über dem des JJ-EL34 Duetts.

Bei einer symmetrischen AB Endstufe mit einem gematchten Röhrenpaar kommt es aber weniger auf einen exakt gleichen Ruhestrom in den beiden Röhren an, als vielmehr auf eine gleiche Steilheit der Kennlinie. Deshalb soll im Folgenden nun genau diese Steilheit jeweils der beiden Partner im Paar verglichen werden. Außerdem soll dabei geklärt werden, ob die weiter unten untersuchten Möglichkeiten des Bias-Matchings (ausgeglichener Ruhestrom an beiden Endstufenröhren durch individuelle Bias-Spannung) wirklich einen Vorteil bringen.

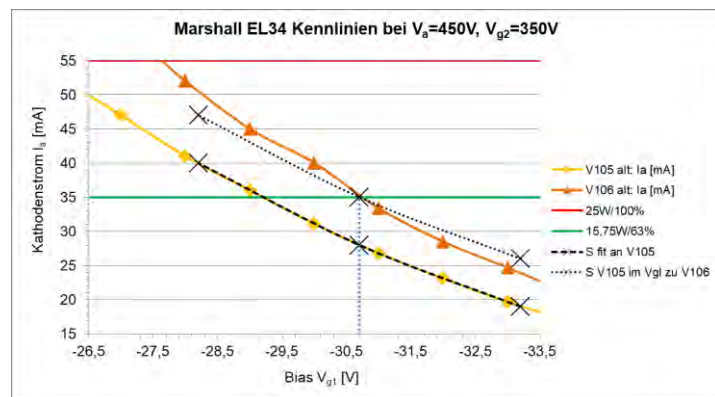
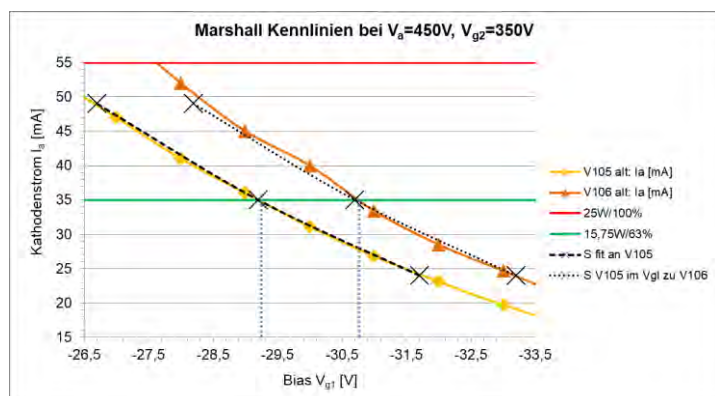
Dazu werden die Kennlinien um einen Arbeitspunkt mit Ruhestrom bei 63% der maximal möglichen Leistung bewertet. Als Eingangssignal wird ein zur Bias-Spannung symmetrisches Signal mit maximal 5VSS angenommen.

Marshall EL34:

Damit beide Röhren nicht über 63% der verfügbaren Leistung arbeiten, wird die gemeinsame Bias auf -30,7V gesetzt. Mit der gestrichelten Linie „S_fit_an_V105“ wird der Arbeitsbereich für $\pm 2,5V$ an der Kennlinie von V105 angezeigt. Diese Steilheitskurve wird in „S_V105_im_Vgl_zu V106“ auf den Biaspunkt von V106_{alt} verschoben.

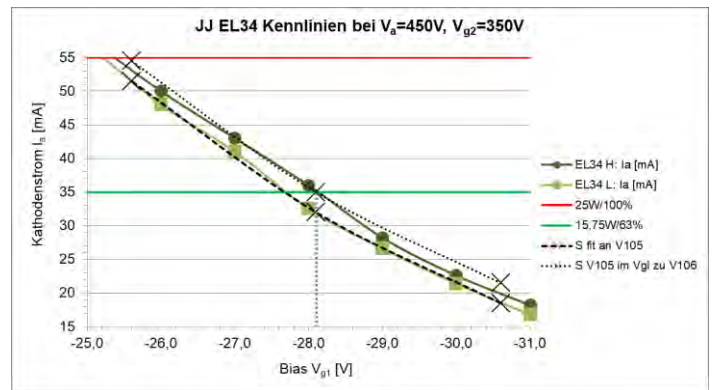
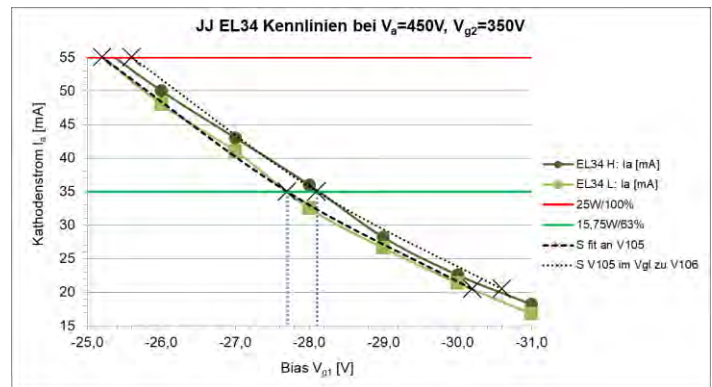
In diesem Betrieb mit einer gemeinsamen Bias unterscheidet sich die Steilheit der beiden Röhren, was dann zu Asymmetrien im Ausgangssignal führen kann.

Betrieibt man beide Röhren mit unabhängigen Bias-Spannungen (1,5V Unterschied) so, dass der Kathodenstrom exakt gleich bei 35mA liegt (63% der max. verfügbaren Leistung) und vergleicht dann die Steilheit der beiden Kennlinien, ergeben sich kaum Unterschiede zwischen der Kennlinie V106_{alt} und „S_V105_im_Vgl_V106“.



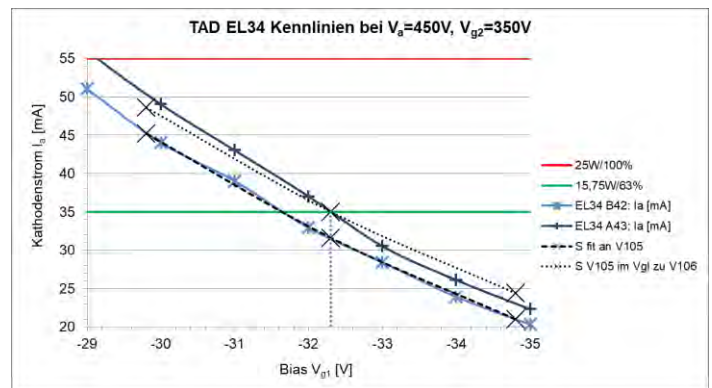
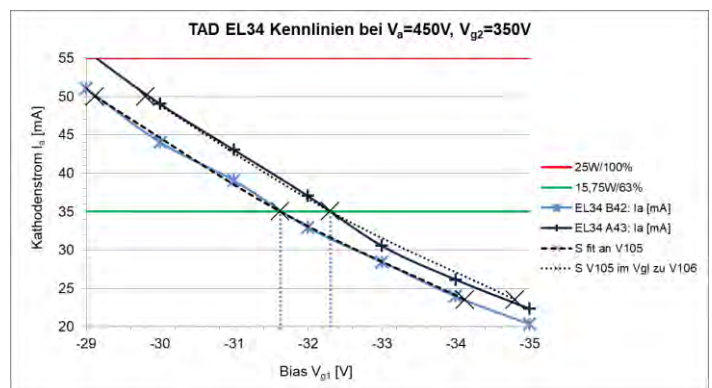
JJ EL34

Die beiden JJ EL34 Röhren unterscheiden sich nur geringfügig voneinander. Die Steilheit der beiden Kennlinien am gewählten Arbeitspunkt bei $-28,1\text{V}$ unterscheidet sich kaum (obere Abbildung: „S_V105_im_Vgl_V106“ und EL34_H). Vergleicht man die Steilheit der beiden Kennlinien jeweils um die beiden um $0,4\text{V}$ verschiedenen Arbeitspunkte mit gleichem Kathodenstrom, ist der verbleibende Unterschied nicht vom Betrieb mit gemeinsamer Bias zu unterscheiden (untere Abbildung: „S_V105_im_Vgl_V106“ und EL34_H).
 $\Rightarrow$ Die JJ EL34 ist im Betrieb mit individuellen Bias-Spannungen nicht besser.



TAD Premium EL34

Mit dem zweiten, neuen TAD EL34 Duett ergibt sich im Betrieb mit gemeinsamer Bias-Spannung an beiden Röhren ebenfalls ein Unterschied in der Steilheit aus den Kennlinien (obere Abbildung: „S_V105_im_Vgl_V106“ und EL34_A43). Allerdings ist hier der Unterschied im Vergleich zu den alten Marshall EL34 Röhren nur halb so groß. Im Betrieb mit zwei um $0,7\text{V}$ verschiedenen Bias-Spannungen ergibt sich eine signifikant bessere Übereinstimmung der Steilheit.

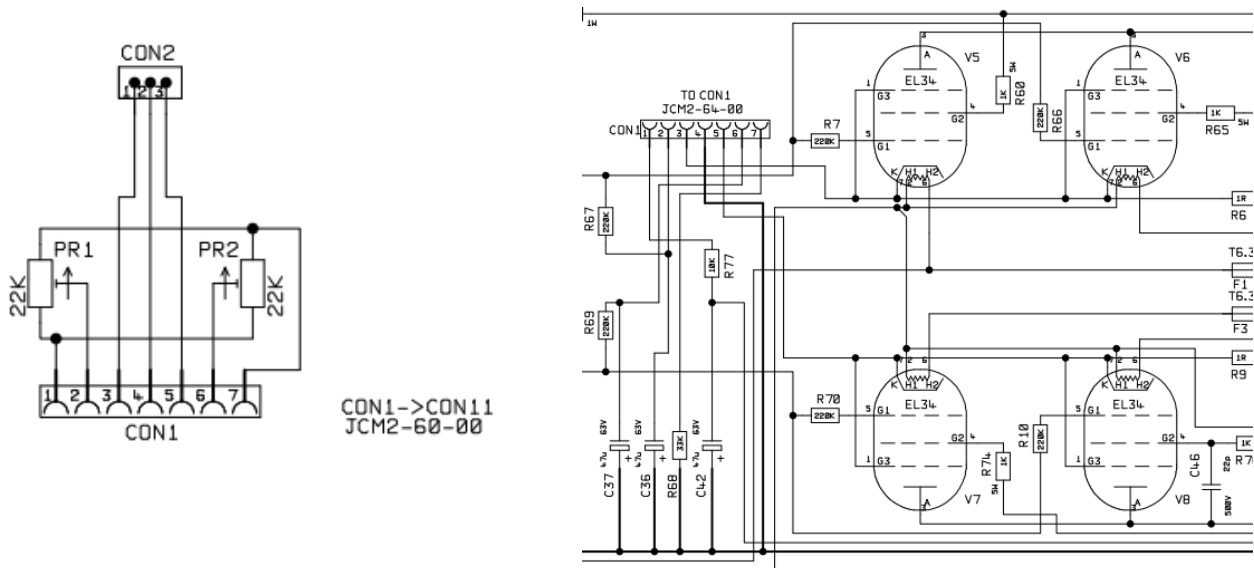


Fazit:

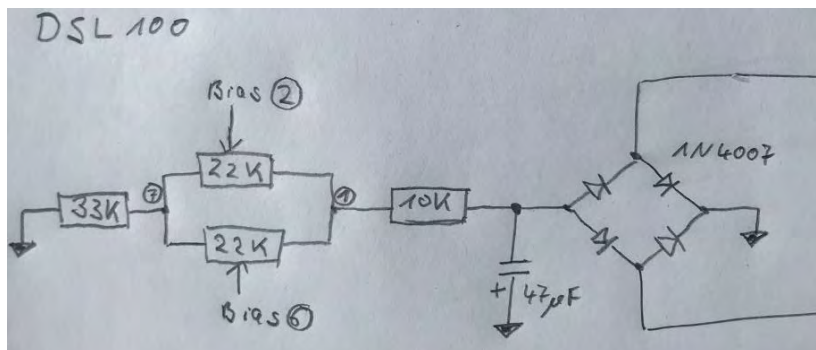
Die im Verstärker vorgefundenen Marshall EL34 sind deutlich unterschiedlicher als neue EL34. Obwohl mit dem Testsignal in Kap. 3.5 keine Asymmetrien oder sonstige Auffälligkeiten (A.22 bis A.24) entdeckt wurden, werden die Röhren der Endstufe getauscht. Auch neue gematchte Röhren zeigen mit identischer Bias betrieben einen kleinen Unterschied im Ruhestrom. Betreibt man die beiden EL34 Röhren mit individuellen Bias-Spannungen auf gleichen Ruhestrom getrimmt, ist die erwartete Asymmetrie der Signale aus beiden Röhren kleiner. Die JJ EL34 sind so gut gematcht, dass sie diese Betriebsart nicht benötigen. Da ihr Glaskörper aber etwas höher ist, werden für den JTM60 die TAD EL34 als Austauschröhren gewählt.

Wie könnten im Marshall JTM60 die beiden Endstufenteile mit individuellen Bias-Spannungen versorgt werden?

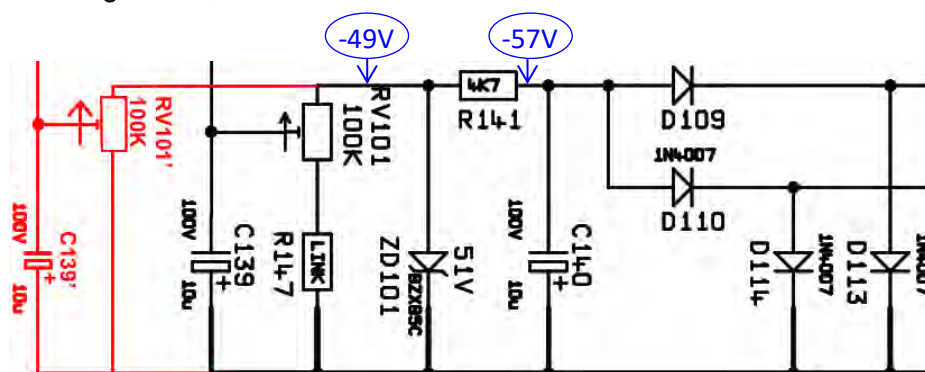
Im der Schaltung des „DSL100 JCM2000 Double Super Lead“ (drtube.com) findet sich dazu in DWG.No. JCM2-64-00 auf einem eigenen Blatt eine Biasschaltung, die zwei unabhängige Bias-Spannungen parallel bereitstellt.



Es handelt sich zwar um ein Endstufenquartett (DWG.No. JCM2-60-02 drtube.com), aber man sieht hier eine getrennte Bias-Spannung für die beiden Phasen des zu verstärkenden Signals. Die Versorgung am R77 kommt direkt aus einem Brückengleichrichter (4x 1N4007) und wird mit dem C42 /47 μ F geglättet. Durch den Spannungsteiler wird die Versorgung (ca. -50VDC) insgesamt mit ~1mA belastet.

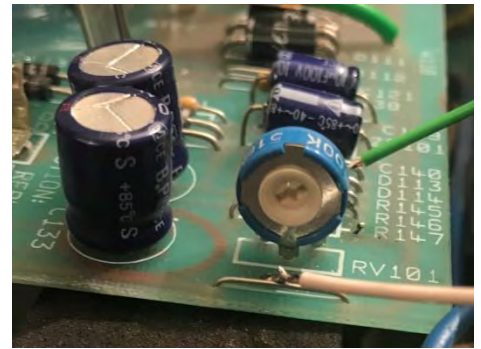


Im JTM60 wird die Bias-Spannung aus einem identischen Gleichrichter mit einer Zenerdiode (BZX85C51) stabilisiert. Der Vorwiderstand 4K70Ohm zur Zenerdiode ist so ausgelegt, dass die Gleichrichterschaltung mit $\sim 1,7\text{mA}$ belastet wird.



Durch das parallele Einfügen eines weiteren 100K Potis und des 10 μ F Stützelkos (rot dargestellt) könnte bei einem Laststrom von $\sim 1\text{mA}$ wie im DSL100 eine zweite Bias-Spannung erzeugt werden. Durch die Zenerdiode würden dann noch $\sim 0,7\text{mA}$ fließen. Das liegt immer noch deutlich über dem minimalen Zenerstrom $I_{ZK} = 0,25\text{mA}$ für diesen Zenerdiodentyp. Im Trimpoti wird dabei jeweils eine elektrische Leistung von etwa $0,024\text{W}$ erzeugt.

Die beiden Bauteile so auf der Leiterplatte zusätzlich zu platzieren, das der Trimpoti auch bei senkrecht eingebaute Platine bedient werden kann, ist angesichts der Platzverhältnisse in dieser Ecke schwierig und wird deshalb verworfen.



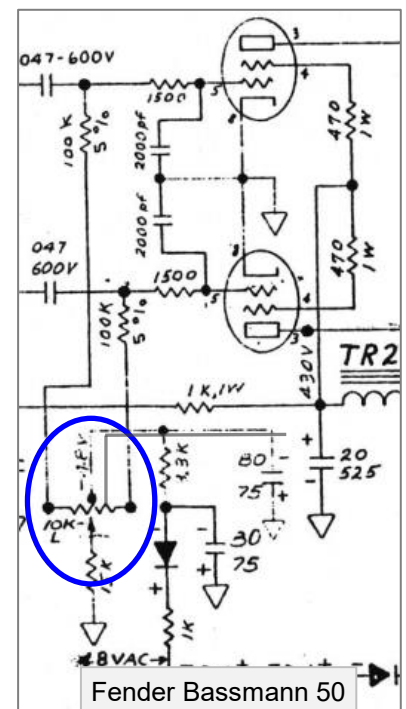
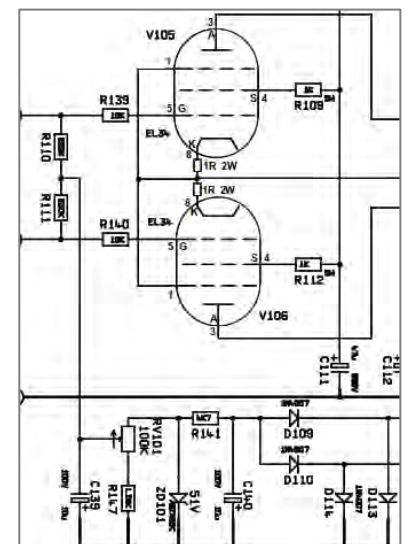
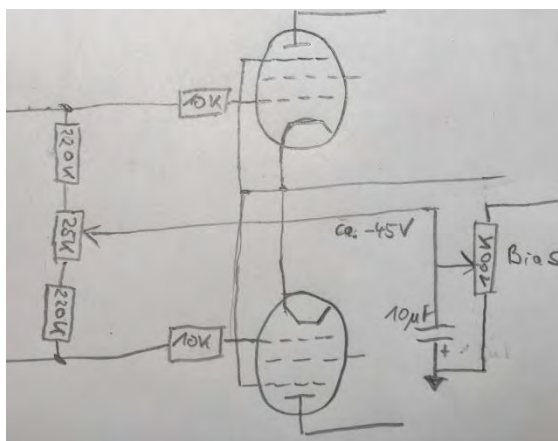
Wie könnte der Marshall JTM60 mit einer Bias-Balance ausgerüstet werden, damit unterschiedliche Ruhestrome der beiden Endstufenteile wie in den Fender Verstärkern ausgeglichen werden kann?

In den Fender-Verstärkern gibt es eine Balance-Schaltung in der Bias-Versorgung.

Z.B. typisch im Fender Bassmann 50 (thetubestore.com):

Die fest vorgegebene Bias-Spannung wird symmetrisch auf die beiden Endstufenröhren gegeben. Mit dem beweglichen Schleifer wird dann über den 15K Widerstand der Bezugspunkt der Bias-Spannung zur Masse zwischen den beiden Röhren verschoben (blauer Kreis).

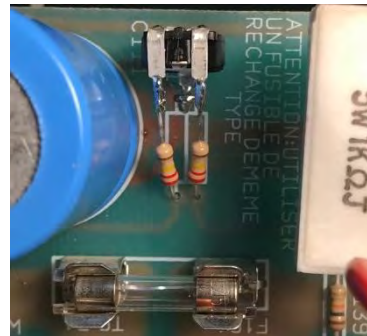
Im vorliegenden JTM60 wird zunächst versucht diesen Ansatz vereinfacht umzusetzen. Über unterschiedliche Spannungsabfälle der vom VR101 kommenden Bias-Spannung auf dem Weg jeweils zum Pin 5 könnten auch unterschiedliche Bias-Spannungen in der Röhre erzeugt werden. Um einen Unterschied von 33mA Kathodenstrom zu 30mA Kathodenstrom auszugleichen, muss die Bias-Spannung an Pin 5 um etwa $0,6\text{V}$ ($-41,8\text{V} \rightarrow -42,4\text{V}$) geändert werden. Über den R110 bzw. R111 fallen im Betrieb etwa $0,9\text{V}$ ab. Das entspricht gerade mal einem Strom von $\sim 4\mu\text{A}$. Um bei diesem geringen Strom den benötigten Unterschied der Bias zu erzeugen, müssten sich auf einer Seite die 220K verdoppeln. Obwohl unter diesen Randbedingungen ein Spannungsteiler wenig Sinn macht, sollte es experimentell mit folgendem Ansatz ausprobiert werden:



In der Umsetzung sieht das dann so aus: Am gemeinsamen Bias-Punkt von R110 und R111 wird der Trimpoti eingebaut. Diese Position ist im verbauten Zustand der Leiterplatte sehr schön von oben zugänglich.



Vorher

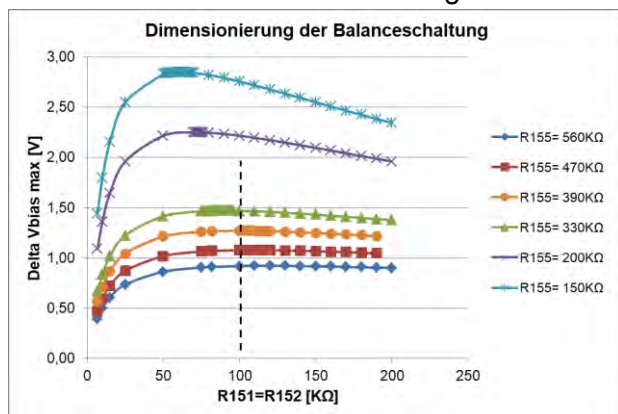
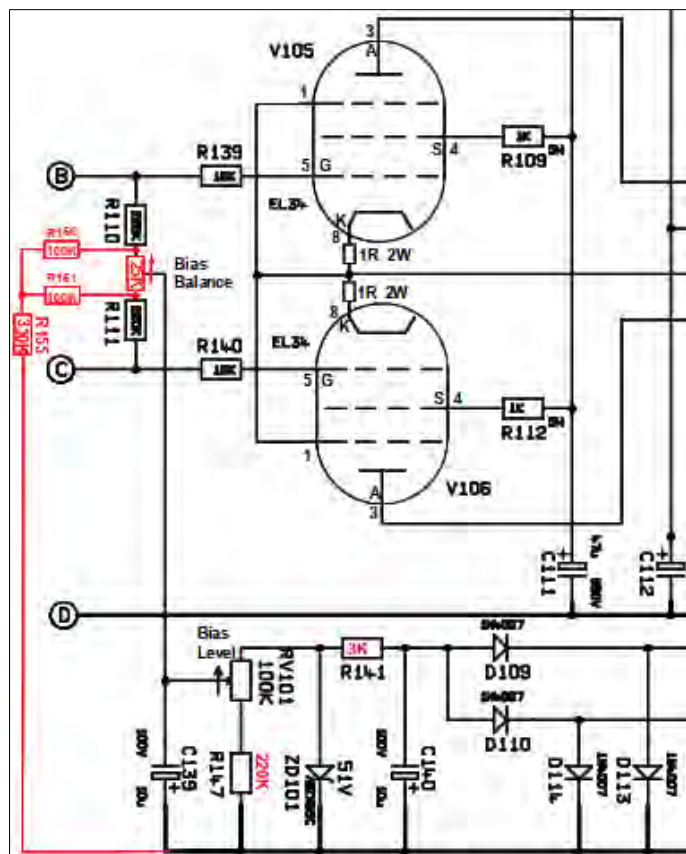


Nachher

Die Wirkung des Umbaus ist wie erwartet sehr gering. Zwischen den beiden Anschlagstellungen des Trimpotis lassen sich gerade mal 0,2V Unterschied der Bias-Spannung direkt an den Abgängen des Trimpotis erzeugen. Zwischen den beiden Pin 5 an den Endstufenröhren sind das dann noch 0,1V. -> Kein Einfluss auf Ruhestrom sichtbar. Diese Schaltung als Spannungsteiler für das Matching kann damit wie erwartet verworfen werden.

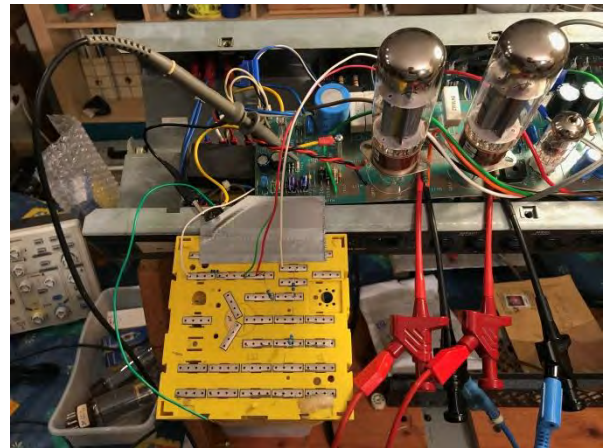
In einem zweiten Ansatz soll die Fender Balance Schaltung korrekt ohne den besonderen Balanceregler mit folgender Schaltung (rote Erweiterung) nachgebildet werden.

Nachdem der Trimpoti mit 25K Ohm gesetzt war, wurde R155 so dimensioniert, dass der zusätzliche Strom, den dieser Spannungsteiler zieht, keine signifikante Änderung darstellt. Mit R155 auf 330K Ohm festgelegt, wurden R150 und R151 so bestimmt, dass der Trimpoti eine maximal Bias-Balance erzeugen kann.



Mit $R150 = R151 = 100K \text{ Ohm}$ kann sehr schön eine Differenz der Bias-Spannungen von $\sim 1,5V$ erzeugt werden. Diese Bestückung zieht $\sim 0,13mA$ Strom in diesem Pfad. Damit die Vorwahl der Bias-Spannung empfindlicher eingestellt werden kann, wurde außerdem der bisher gebrückte R147 mit 220K Ohm bestückt, was den Strom in diesem Pfad auf $\sim 0,16mA$ reduziert.

Für die Ausprobe wurde der rechts abgebildete Versuchsaufbau verwendet. Die Kathodenströme der beiden Endstufenröhren lassen sich damit sehr schön auf einen gleichen Wert abgleichen. Bei der Ausprobe dieser Schaltung hat sich jedoch auch gezeigt, dass die mit der Zenerdiode zur Verfügung gestellte stabilisierte Spannung von -49V nur ganz knapp ausreicht, um dann an Pin 5 der Endstufen noch genügend negative Spannung bereit zu stellen, damit die Endstufe nicht zu „heiß“ betrieben wird.



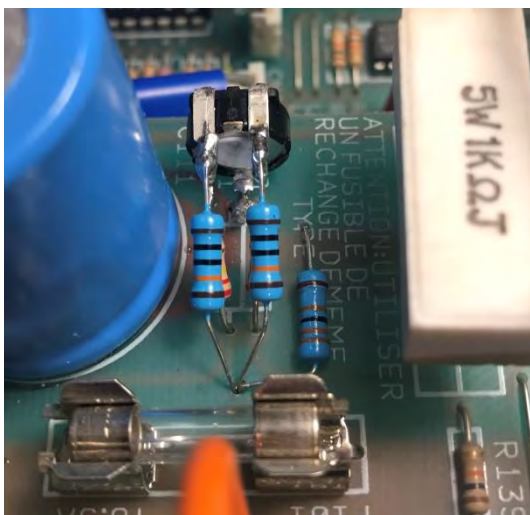
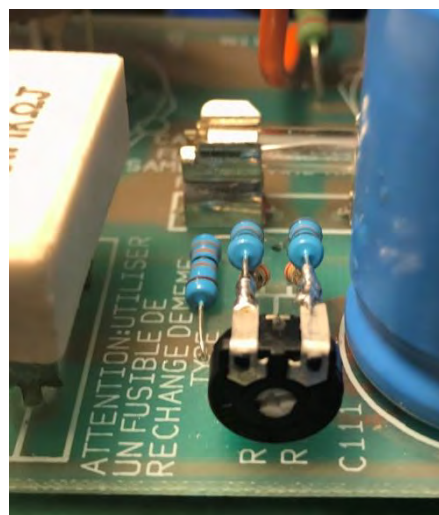
Das TAD EL34 Paar lässt sich damit bei 34mA (480V Anodenspannung $\Rightarrow 16,3W \triangleq 65\%$) abgleichen. V106 (Röhre B42) hat dabei -46,5V an Pin 5 und V105 (Röhre A43) -47V. Die Zenerspannung der ZD101 Diode (BZX85C51; 1,3W) liegt mit 49V im unteren Toleranzbereich (48V -54V). Mit einer neuen Ersatzdiode liegt sie bei 50,5V. Damit die neue Diode mit genügend Abstand zum Minimalstrom $I_{ZK} = 0,25mA$ betrieben wird, wird der Vorwiderstand R141 auf 3K Ohm runtergesetzt. Damit liegt der Zenerstrom bei 2,4mA (max. 21mA nach Datenblatt), wenn die bereitgestellte stabilisierte Spannung nicht belastet wird. Mit den oben berechneten Lasten (in Summe $\sim 0,29mA$) wird sich im Betrieb ein Strom von $\sim 2,1mA$ in der Diode einstellen. Für einen stabilen Betrieb weit genug über der notwendigen I_{ZK} von 0,25mA.

Rechts die ausgeführten Umbauten der Zenerdiode ZD101, der getauschte R141 und die bestückte Brücke R147.



Unten die Umbauten für die Bias-Balanceschaltung. Sie beschränken sich auf den Bereich zwischen C111 und R109, wo sich die Bias-Spannung auf die beiden Widerstände R110 und R111 aufteilt.

Mit zwei Bohrungen durch die Platine wurde die entsprechende Stabilität erreicht.



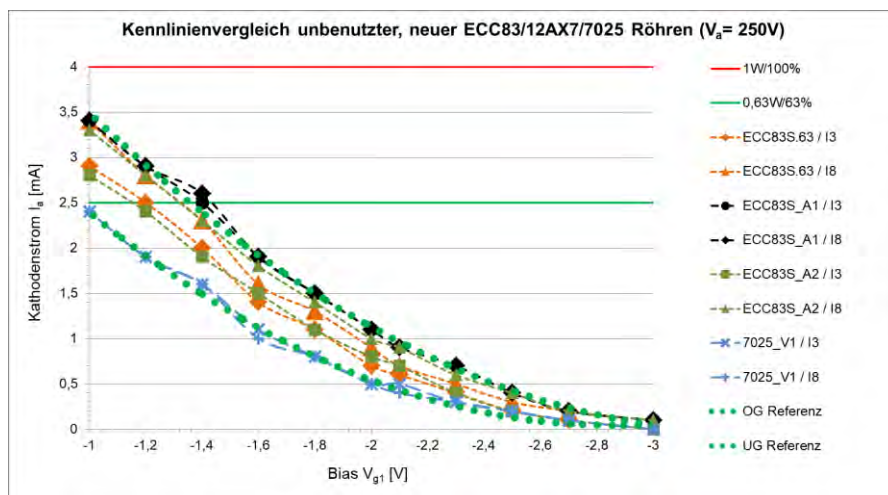
4.9. Die ECC83/12AX7 der Vorstufen incl. Phaseninverter

Um den Anfangsverdacht der deutlich unterschiedlichen Emission der V104 im Phaseninverter aus Kap. 3.1 besser beurteilen zu können, wurden für alle ECC83/12AX7 Röhren die kompletten Kennlinien I_a in Abhängigkeit von V_{g1} bei einer Anodenspannung möglichst nahe an den Bedingungen in der Schaltung aufgenommen.

Kennlinien der ECC83/12AX7-Röhren

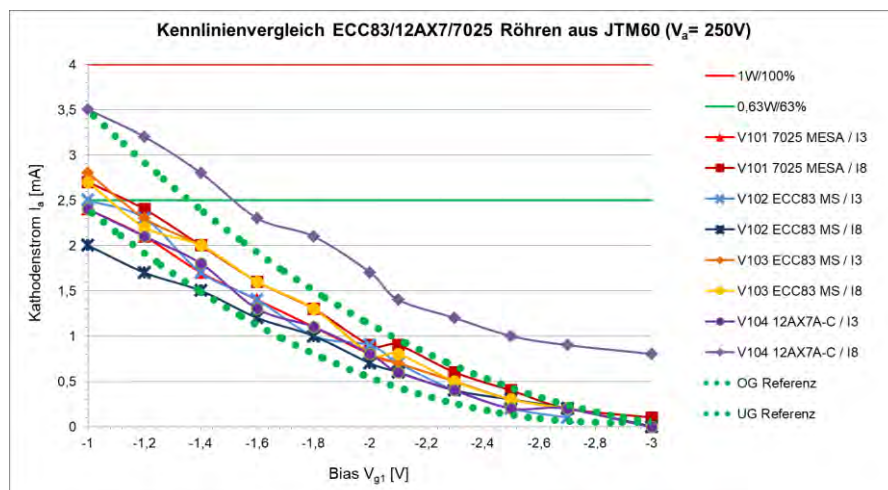
Die ECC83 ist laut Datenblatt (z.B. JJ-ECC83S) eine 1W Röhre, die bis maximal 300V Anodenspannung betrieben werden soll. Wie die Messungen in Kapitel 3.3 gezeigt haben, wird dies in der Schaltung vom Marshall JTM60 eingehalten, bis auf die Anodenspannung an der Treiberstufe für den Tonstack. Hier liegen an Pin 1 von V103 328VDC an. Diese Triode 1-2-3 (V103B) wird als Kathodenfolger betrieben und liegt demnach auch ohne Anodenwiderstand an der Hochspannungsversorgung.

Um die Kennlinien der im JTM60 befindlichen Röhren mit Werten aus den Datenblättern zu vergleichen, wurden zunächst sämtliche unbenutzte, neue ECC83/12AX7/7025 Röhren im Fundus vermessen.



Man erkennt sehr schön den Korridor (UG, OG Referenz), den diese 4 Röhren mit ihren jeweils 2 Trioden aufspannen. Die beiden Trioden in einer Röhre liegen jeweils sehr dicht beieinander. Die scheinbare Welligkeit in den Kennlinien ist durch das Röhrenmessgerät bedingt, das diese kleinen Gitterspannungen nur mit einer Auflösung von 0,1V bereitstellen kann.

Im Vergleich zu diesem von den unbenutzten, neuen Röhren aufgespannten Korridor, können nun die 4 ECC83 aus dem Verstärker JTM60 vermessen werden.



Die Beurteilung der einzelnen Röhren anhand der gesamten Kennlinie fällt deutlich leichter. Bis auf V104 zeigt keine der 3 bereits benutzten Röhren V101 – V103 signifikante Abweichungen vom grün markierten Korridor; insbesondere um den typischen Arbeitspunkt bei -2V Bias.

Die Röhre V104 hat zwar hier noch relativ gleiche Steigung in den beiden Trioden, was den normalen Signalverlauf in Kapitel 3.5 (A.20 und A.21) erklärt. Die 6-7-8-Triode zeigt jedoch bei hohen negativen Bias-Spannungen eine sonderbare Kennlinie, die erst bei 8V bei einem Kathodenstrom von Null ankommt.

Fazit:

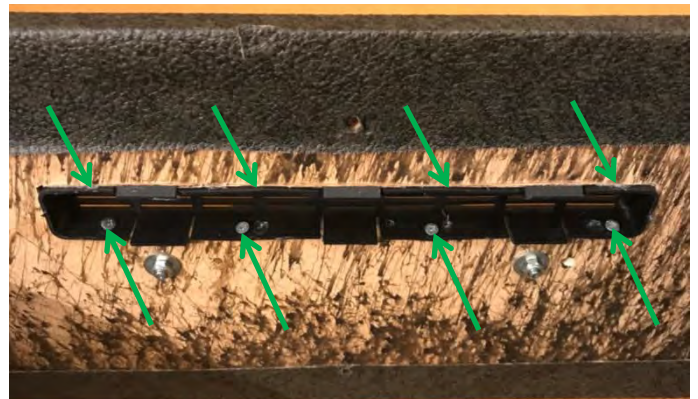
Die V104 des Phaseninverters ist sehr unterschiedlich in den beiden Kanälen. Die Kennlinie der Triode 6-7-8 weicht extrem ab und geht erst bei großen negativen Gitterspannungen auf Null Kathodenstrom. Obwohl diese Röhre bei den Signalmessungen in Kapitel 3.5 (A.20 und A.21) ein sehr symmetrisch invertiertes Signal erzeugt, wird sie ausgetauscht.

4.10. Lüftungsgitter gegen Hitzestau

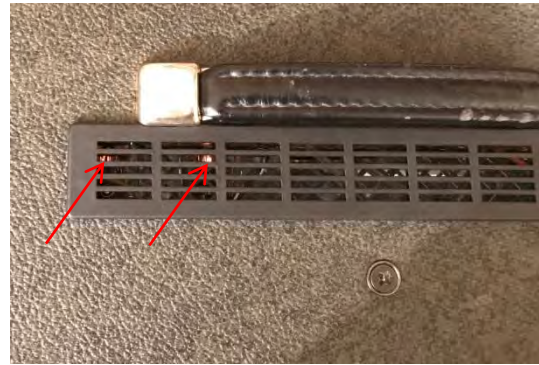
Wie bereits in Kap. 1.5 bei den Modifikationen besprochen, soll an der Oberseite des Gehäuses der Combo wie beim Nachfolgemodell JCM600 ein Lüftungsschlitze zu Unterstützung der Luftzirkulation eingebaut werden. Das Original Marshall Lüftungsgitter „klein“ gibt es z.B. bei TubeTown und hat die Einbaumaße 28mm x 250mm.



Das Plastikteil ist für 15 mm Holzstärke vorgesehen. Damit es in dem ca. 13,5mm dicken Combo-Gehäuse des JTM60 fest sitzt und beim Spielen nicht vibrieren kann, wurde es von der Innenseite an beiden Kanten mit zusätzlichen Schrauben befestigt (grüne Pfeile).



Mit montiertem Chassis kann man im Betrieb durch das Lüftungsgitter die Heizungen (rote Pfeile) der beiden Endstufenröhren sehen, die sich direkt darunter befinden. Mit der Hand kann ein sehr warmer Luftstrom in diesem Teil des Gitters festgestellt werden. Es ist anzunehmen, dass damit das Wärmekonzept nachhaltig verbessert wurde.



4.11. Befestigung Schallwand

Zum Einbau des Lüftungsgitter in Kap. 4.10 wurde die Schallwand ausgebaut. Dabei wurde festgestellt, dass einzelne Schrauben nicht mehr fest genug angezogen waren. Beim Wiedereinbau wurden die vorhandenen Schraublöcher mit Zahnstocher ausfüllt. Außerdem wurden vier zusätzliche Schrauben eingefügt (grüne Pfeile). Alle Schrauben wurden mit Rosetten unterlegt, damit ein „Einsinken“ vermieden wird.



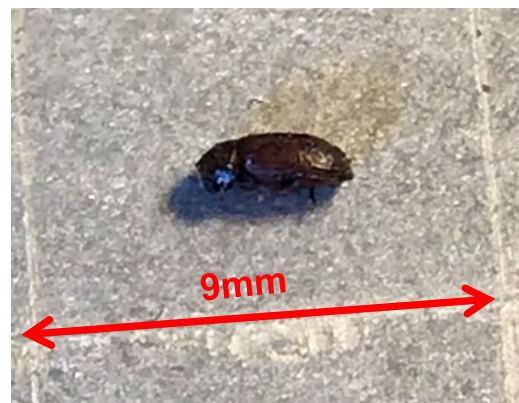
4.12. Röhrenhalter

An den beiden liegend montierten EL34 Röhren werden zusätzlich zu Sicherung Röhrenhalter mit Federn eingesetzt.



4.13. Weitere Funde

Der in der Problembeschreibung enthaltene verbrannte Geruch könnte durch „gegrillte“ Käfer entstanden sein, von denen zwei im Gerät gefunden wurden. Von einem allerdings nur noch Teile.



5. Charakterisierung nach Überarbeitung

5.1. Bias-Abstimmung der Endstufe

Für den finalen Betrieb wurde die Endstufe mit den neuen TAD Röhren (EL34B-STR Duett RT162 Premium matched) bestückt. Mit der Bias-Balance wurden beide Röhren auf ca. 63% der Maximalleistung abgeglichen. Die Anodenspannung wurde am Ausgangsübertrager abgenommen, der direkt mit Pin 3 der EL34 verbunden ist:

Netzspannung*	Röhre	Anodenspannung	Kathodenstrom (Soll**)	Bias Pin5
236VAC	V105 / EL34	484VDC	32,1mA (32,5mA)	-48,1VDC
236VAC	V106 / EL34	484VDC	32,2mA (32,5mA)	-47,0VDC

*: Netzspannung mit Multimeter gemessen; entspricht in Wirklichkeit 231VAC

** Nach <http://www.tedweber.com/webervst/tubes1/calcbias.htm> soll mit 70% der maximalen Leistung 36,3mA gearbeitet werden. Zur Schonung der Endstufe wird der Arbeitspunkt der Endstufen auf 63% gelegt.

Fazit: Die beiden neuen EL34 Röhren können mit der modifizierten Bias-Schaltung sehr schön auf gleiche Kathodenströme abgeglichen werden.

5.2. Heizung der Röhren

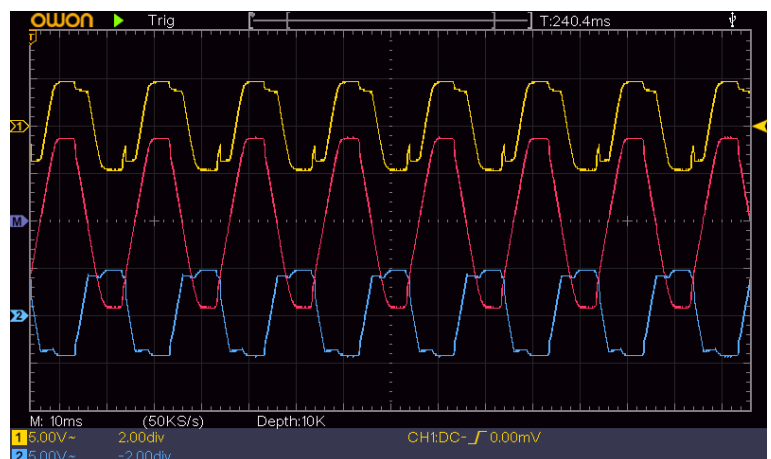
Testpunkt	Pin	Spannung*
Heizspannung V105 / V106	Pin7/Pin2	6,97VAC
Heizspannung V101-V104	Pin5/Pin9	7,25VDC

*Mit Multimeter METEX® gemessen siehe auch Kap. 4.1

B.1) (65_000): DC Differenz $U_{\text{Heiz AC}}$
 $U_{\text{Heiz AC}}$ (Magenta, 50Hz): 18,0VSS → 9,0VS → 6,36Veff

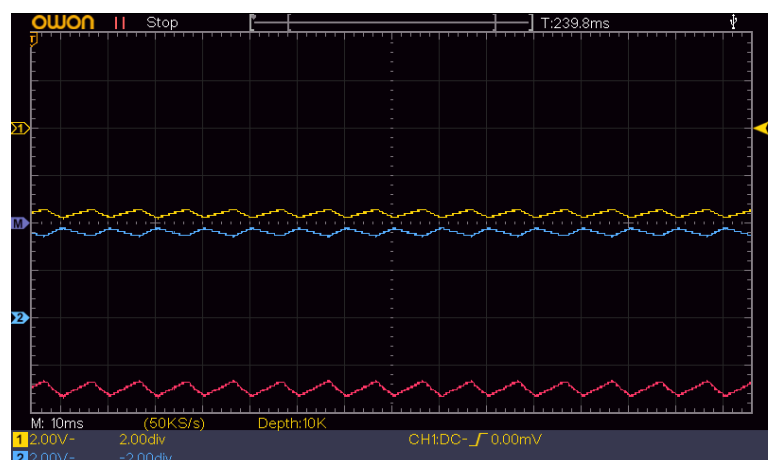
Das METEX® Multimeter zeigt die AC Effektivwerte im 20VAC-Messbereich ca. 5% größer an.

Die deutlich sichtbaren Versätze auf den Einzelmessungen werden durch die Dioden des Brückengleichrichters für $U_{\text{Heiz DC}}$ erzeugt.



B.2) (65_001): DC Differenz $U_{\text{Heiz DC}}$
 $U_{\text{Heiz DC}}$: 6,6VDC mit 0,8V 100Hz Rippel (Magenta)

Das METEX® Multimeter zeigt einen deutlich größeren Wert, was an dem Rippel auf der Spannung liegen könnte.



Kontrolle des Heizstromes beim Anfahren der kalten Röhren

Hier wird die Messung aus Kap. 3.3 mit den neu bestückten TAD EL34 in der Endstufe V105 & V106 und der ausgetauschten V104 (Phaseninverter) wiederholt. Es wird nur die Gesamtstromaufnahme mit allen bestückten Röhren wiederholt.

Testbedingung	Einschaltstrom	Dauerstrom
Alle Röhren bestückt	ca. 10ACA	nach ca.10sec ca.4,1ACA

Fazit:

Im Vergleich zu den Werten aus Kap. 3.3 ist die Anlaufbelastung mit den ausgetauschten Röhren etwas kleiner geworden. Der Heizstrom liegt am Anfang beim Anfahren mit kalten Röhren jedoch immer noch für Sekunden über dem in der Schaltung vorgegebenen Sicherungswert von 6,3ACA. Die bereits in Kap. 3.3 vorgenommene Änderung der Sicherung auf 10A flink wird als deshalb als Dauerlösung übernommen.

5.3. Versorgung Halbleiterelektronik ±15V

Testpunkt	Pin	Spannung
+20V	R44	+22,0VDC
-20V	R43	-23,7VDC
+15V	CN10/2	+15,0VDC
-15V	CN10/1	-14,8VDC

Fazit:

Im Rahmen der Messgenauigkeit unverändert im Vergleich zu den Werten in Kap. 3.3.

5.4. Hochspannungsversorgung für die Röhren

Testpunkt	Pin	Spannung
Nach Gleichrichter	TP1	+485VDC
Nach R113	TP2	+482VDC
V101 /ECC83	6	+195VDC
V101 /ECC83	1	+172VDC
V102 /ECC83	6	+166VDC
V102 /ECC83	1	+188VDC
V103 /ECC83	6	+171VDC
V103 /ECC83	1	+327VDC
V104 /ECC83	6	+250VDC
V104 /ECC83	1	+247VDC
V105 /EL34	3	+481VDC
V106 /EL34	3	+481VDC
Bias V105	5	-47,7VDC
Bias V106	5	-47,0VDC

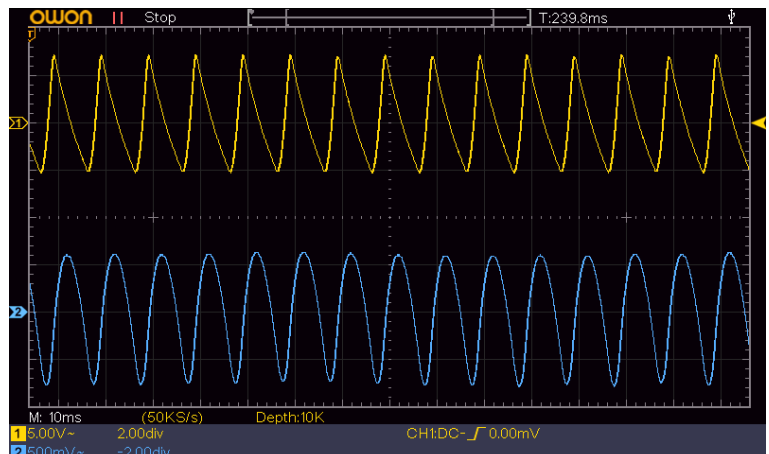
Fazit:

Im Rahmen der Messgenauigkeit unverändert im Vergleich zu den Werten in Kap. 3.3. Die getauschte Röhre V104 zeigt jetzt deutlich gleichere Werte als Vorher.

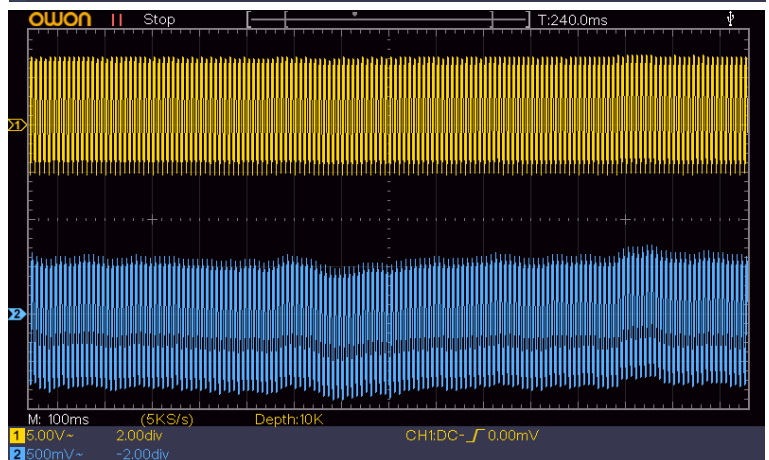
5.5. Ripple auf den Hochspannungen an den Röhren

Bei allen Messungen kein Signal am Eingang des Verstärkers. Eingang kurzgeschlossen. Alle Regler auf 5.

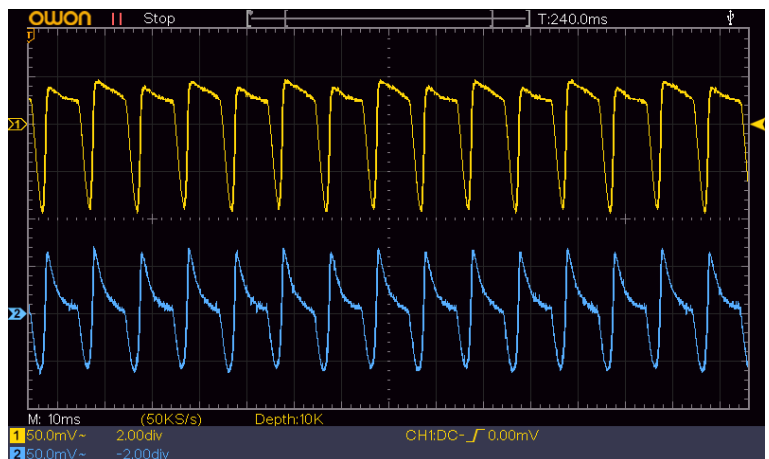
B.4.a) (66_000) DC Hochspannung
 Ch1= TP1 +485VDC/ nach Gleichrichter
 12V 100Hz Restwelligkeit (2,5%)
 Ch2= TP2 +482VDC/ nach Glättung
 1,35V 100Hz Restwelligkeit (0,3%)



B.4.b) (66_001) DC Hochspannung
 Ch1= TP1 +485VDC/ nach Gleichrichter
 Ch2= TP2 +482VDC/ nach Glättung
 Störungen über Zeit.

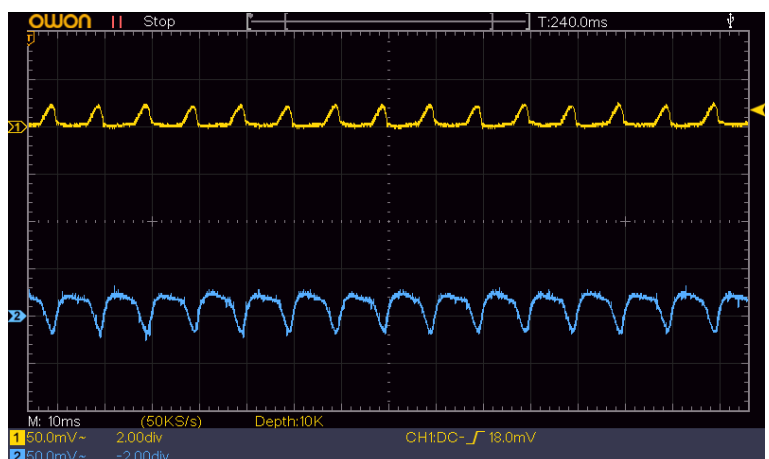


B.5) (66_002) Anoden V101
 Ch1= Pin6 / ECC83 (+195VDC)
 Ch2= Pin1 / ECC83 (+172VDC)
 125mV 100Hz Restwelligkeit (0,07%)
 Die um den Faktor 10 kleinere Restwelligkeit in Kap. 3.3 A.5) kann durch den Austausch von C102 und C106 (siehe Kap. 4.5) verursacht worden sein. Lötstellen wurden nochmals optisch auf eventuelle „kalte“ Lötungen geprüft.



B.6) (66_003) Anoden V102
 Ch1= Pin6 / ECC83 (+166VDC)
 Ch2= Pin1 / ECC83 (+188VDC)
 40mV 100Hz Restwelligkeit (~0,02%)

Signalform anders und tendenziell größer als Vorher (siehe. Kap. 3.3, A.6)



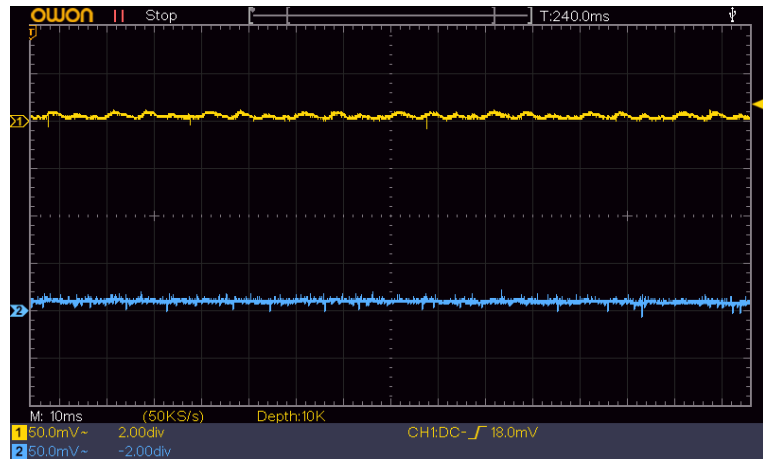
B.7) (66_004) Anoden V103

Ch1= Pin6 / ECC83 (+171VDC)

Ch2= Pin1 / ECC83 (+327VDC)

10mV 100Hz Restwelligkeit (<0,005%)

Unverändert zu Vorher



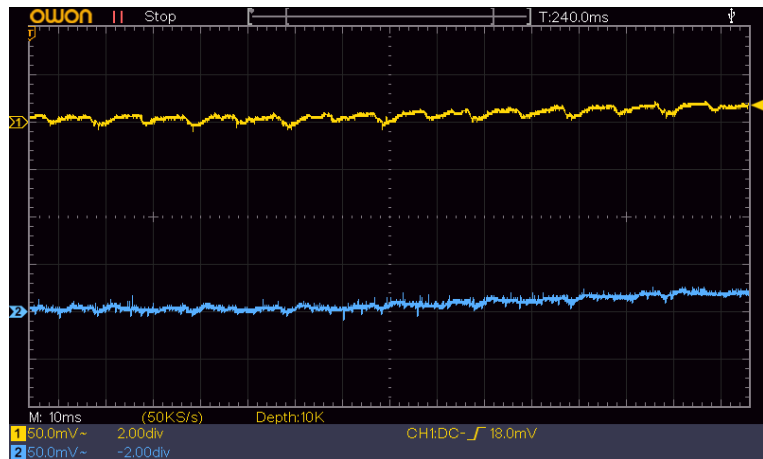
B.8.a) (66_005) Anoden V104

Ch1= Pin6 / ECC83 (+250VDC)

Ch2= Pin1 / ECC83 (+247VDC)

20mV 100Hz Restwelligkeit (0,009%)

Unverändert zu Vorher

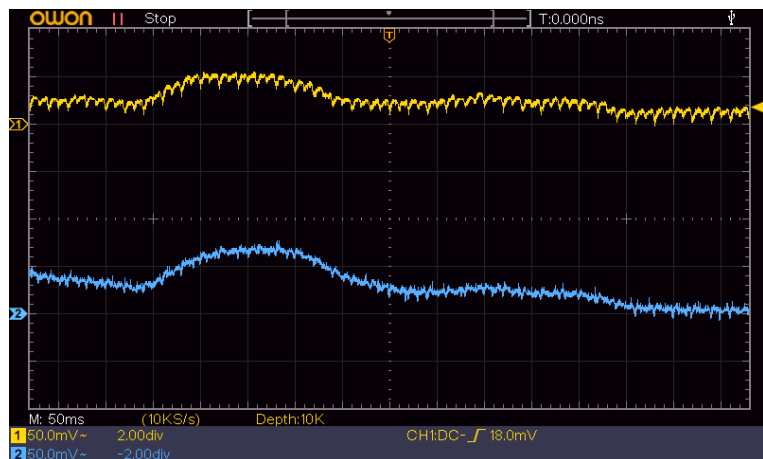


B.8.b) (66_007) Anoden V104

Ch1= Pin6 / ECC83 (+250VDC)

Ch2= Pin1 / ECC83 (+247VDC)

Die beiden Anodenspannungen des Phaseninverters sind jetzt gleicher und nicht mehr ganz so unruhig wie vor dem Röhrentausch (siehe Kap.3.4, A.8.b).



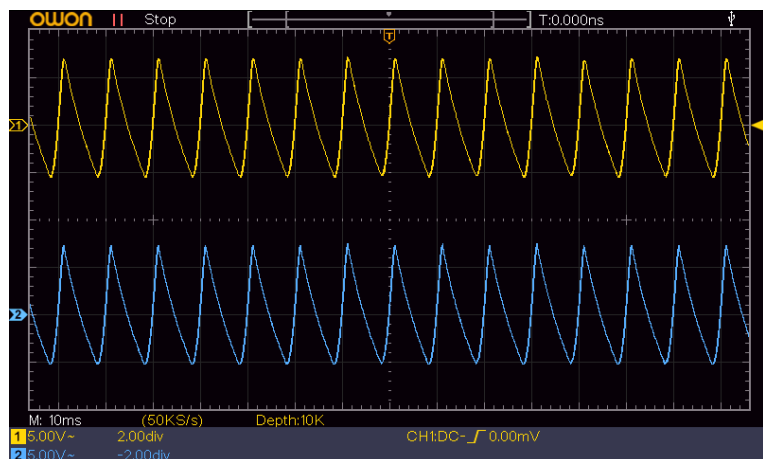
B.9) (66_008) Anode Endstufen EL34 (+481VDC)

Ch1= Pin3 / V105 EL34

Ch2= Pin3 / V106 EL34

12V 100Hz Restwelligkeit (2,5%)

Unverändert zu Vorher



5.6. Ausmessen des Signalpfades

440Hz Sinus aus dem Generator an verschiedenen Punkten im AC Messbetrieb. Alle Regler auf 5 (bzw. Gain 10) außer Effekte auf 0 und Presence auf Rückseite auf 4.



Einfluss aller Regler ist sichtbar. Auch der von Presence auf der Rückseite des Verstärkers. (LED grün = NORMAL; LED rot = BOOST)

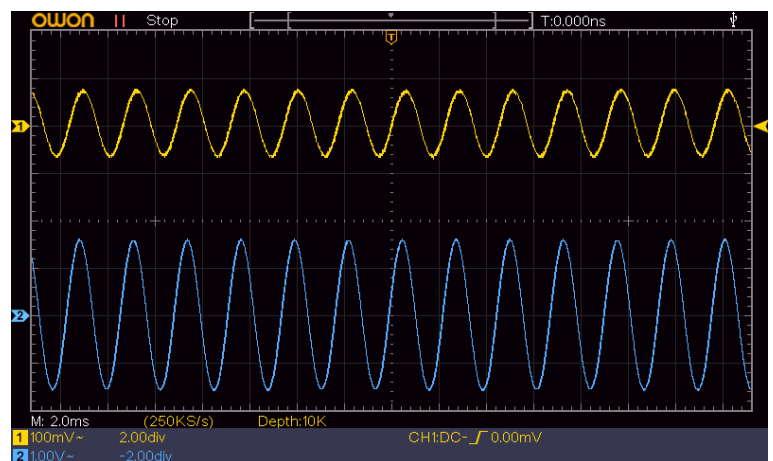
B.10.a) (67_000)

Kompletter Pfad NORMAL

Ch1= Pin7 / V101 ECC83

Ch2= 16Ohm Lautsprechersimulator

Ausgangssignal ruhig, aber verhältnismäßig klein: 3,1VSS



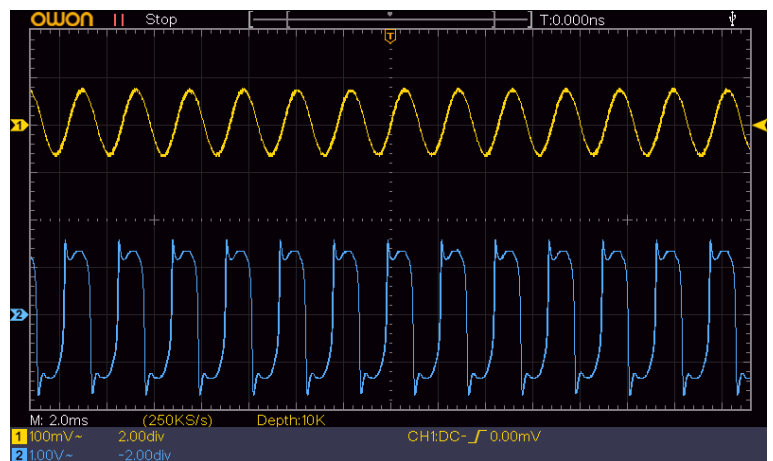
B.10.b) (67_001)

Kompletter Pfad BOOST

Ch1= Pin7 / V101 ECC83

Ch2= 16Ohm Lautsprechersimulator

Man sieht deutlich die Verzerrung des Signals. Mit GAIN kann diese wieder rausgenommen werden.



Fazit: Signalform zeigt keine Auffälligkeiten. Die Signalstärke erscheint auf den ersten Blick für einen 60Watt Verstärker an 16 Ohm Impedanz etwas klein.

Die geringfügig größeren Signale gegenüber Vorher können durch nicht genau reproduzierte Einstellungen der Regler oder elektrische Toleranzen der getauschten Röhren verursacht werden.

Detail Signal Pfad NORMAL bis Phaseninverter

B.11.a) (V101A_IN_OUT, 67_002)

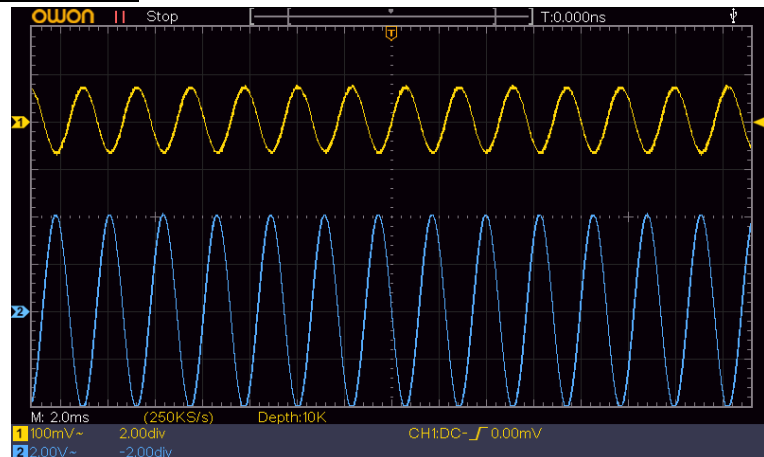
NORMAL Vorstufe

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin6 / V101A ECC83

Ruhiges Signal

Verstärkung der Vorstufe: 57



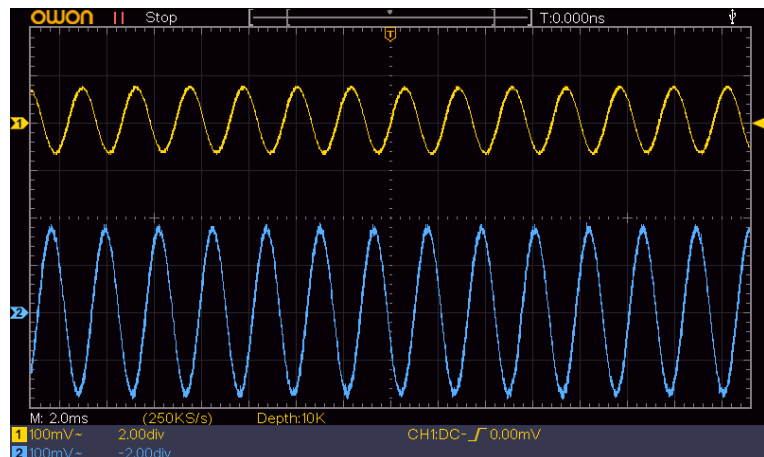
B.16.a) (V103A_IN, 67_003) NORMAL

Tonstack Treiberstufe Eingang

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin7 / V103A ECC83

Ruhiges kleines Signal



B.17.a1) (V103A_OUT_a, 67_004)

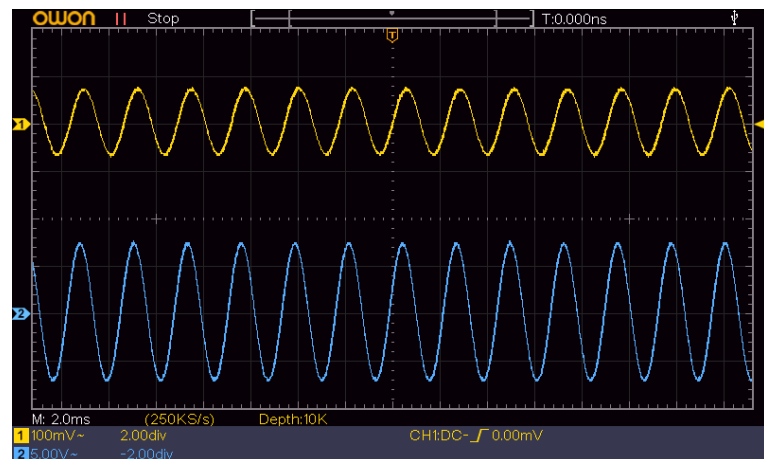
NORMAL Tonstack Treiberstufe

Ausgang A

Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin6 / V103A ECC83

Verstärkung Stufe A: 41



B.17.a2) (V103B_OUT_b, 67_005)

NORMAL Tonstack Treiberstufe

Ausgang B

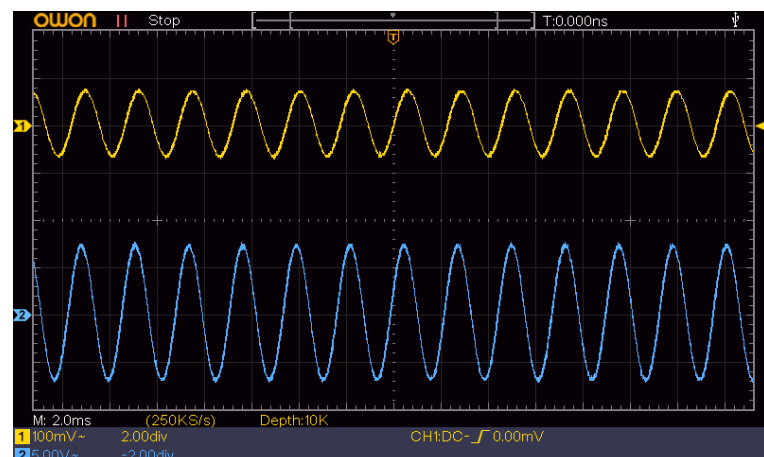
Ch1= Pin7 / V101A ECC83

Ch2= Pin3 / V103B ECC83

Verstärkung Stufe B: ~1

Stufe B ist ein Kathodenfolger als Treiber für den nachfolgenden Tonstack

Es werden ca. 14VSS zur Verfügung gestellt



Detail Signal Pfad BOOST bis Phaseninverter

B.11.b) (V101B_IN_OUT, 68_000)

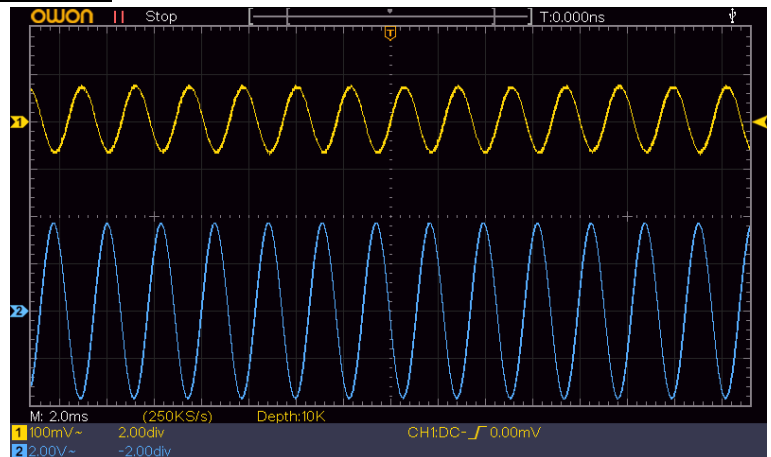
BOOST Vorstufe

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin1 / V101B ECC83

Ruhiges Signal

Verstärkung der Vorstufe: 57

Die beiden Teile der V101 sind
identisch in der Verstärkung.

B.12) (V102A_IN, 68_001)

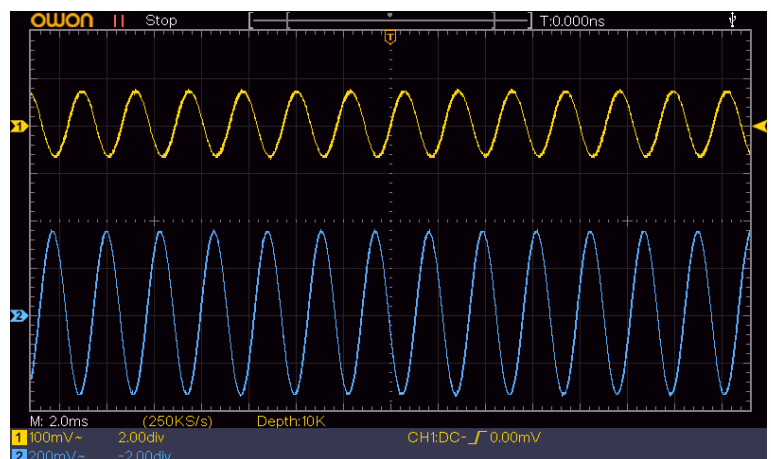
BOOST Gain Stufe

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin7 / V102A ECC83

Ruhiges Signal

680mVSS



B.13.0) (V102A_OUT, 68_002)

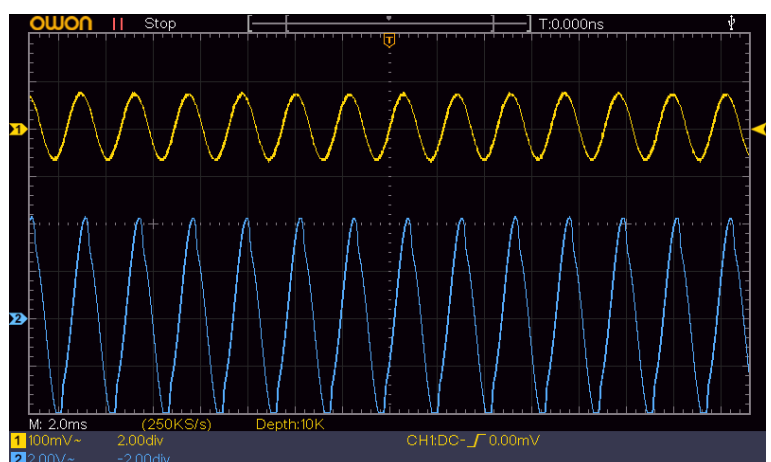
BOOST Gain Stufe vor Klipping

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin6 / V102A ECC83

Ruhiges Signal

Verstärkung der Stufe: 12

Verstärkung kleiner als in Vorstufe,
weil kein Kathodenbypass-
Kondensator vorhanden. Signalform
weicht markant von Sinus ab →
Rückwirkung des Klippings, das nach
dem Koppelkondensator folgt.

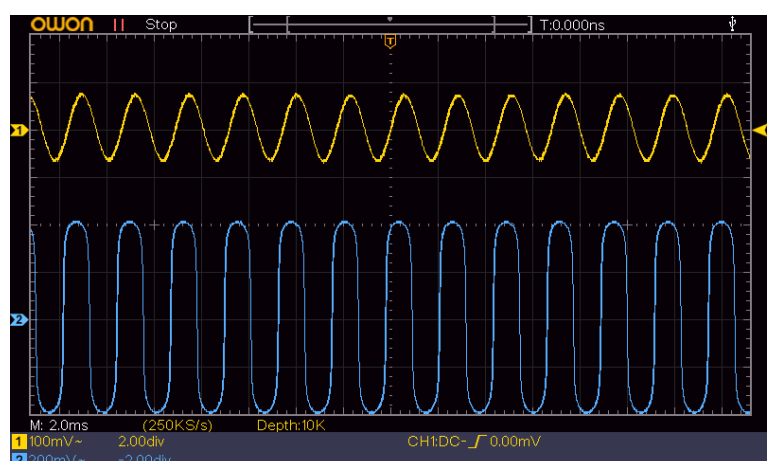
B.14) (V102B_IN, 68_003) BOOST

Gain Stufe nach Klipping

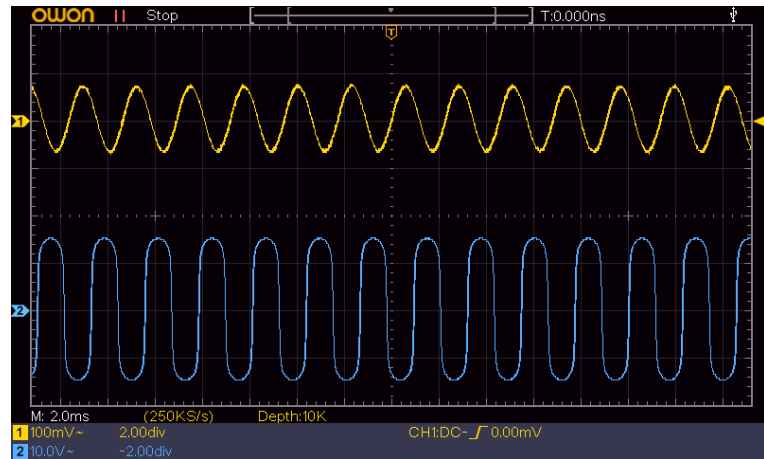
Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin2 / V102B ECC83

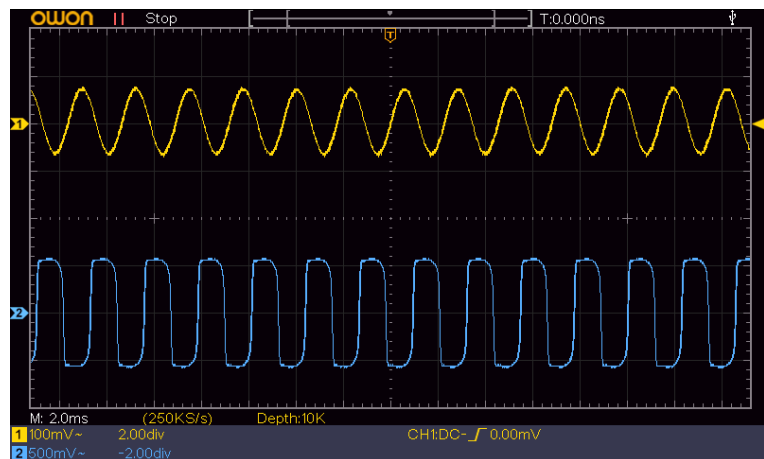
Ruhiges Signal



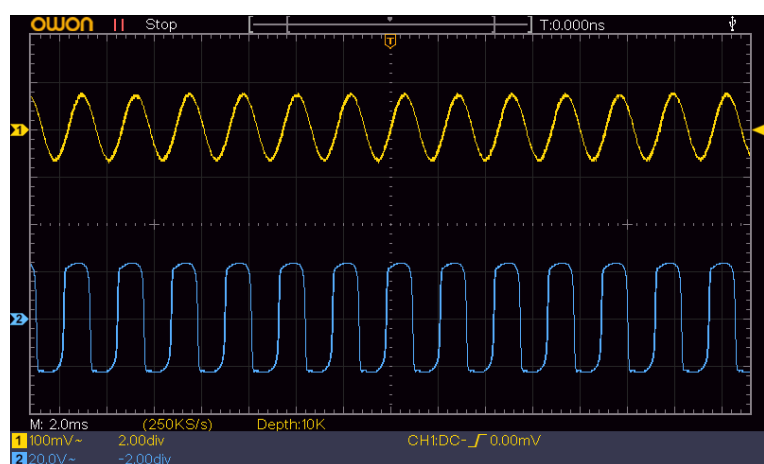
B.15) (V102B_Out, 68_004)
 BOOST Gain Stufe Ausgang
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin1 / V102B ECC83
 Ruhiges Signal
 Verstärkung der Stufe: 37,5



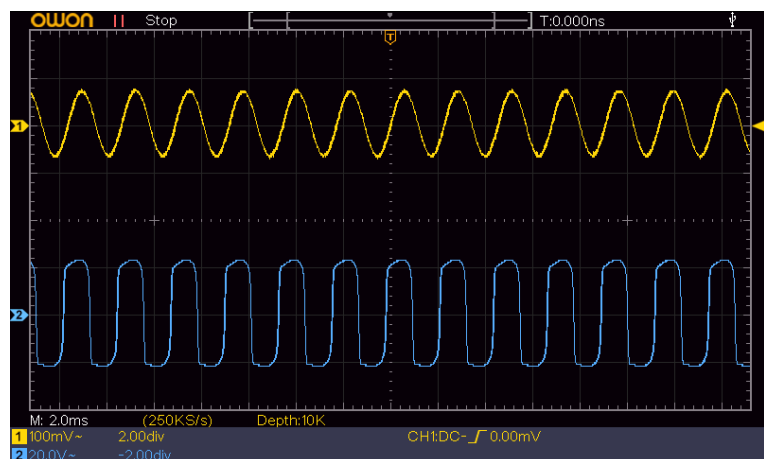
B.16.b) (V103A_IN; 68_005) BOOST
 Tonstack Treiberstufe Eingang; nach
 Volume Boost
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin7 / V103A ECC83
 1,2VSS



B.17.b1) (V103A_OUT_a, 68_006)
 BOOST Tonstack Treiberstufe;
 Ausgang A
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin6 / V103A ECC83
 Verstärkung Stufe A: 38,3



B.17.b2) (V103B_OUT_b, 68_007)
 BOOST Tonstack Treiberstufe;
 Ausgang B
 Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B
 Ch2= Pin3 / V103B ECC83
 Verstärkung Stufe B: ~1
 Stufe B ist ein Kathodenfolger als
 Treiber für den nachfolgenden
 Tonstack
 Es werden ca. 46VSS zur Verfügung
 gestellt

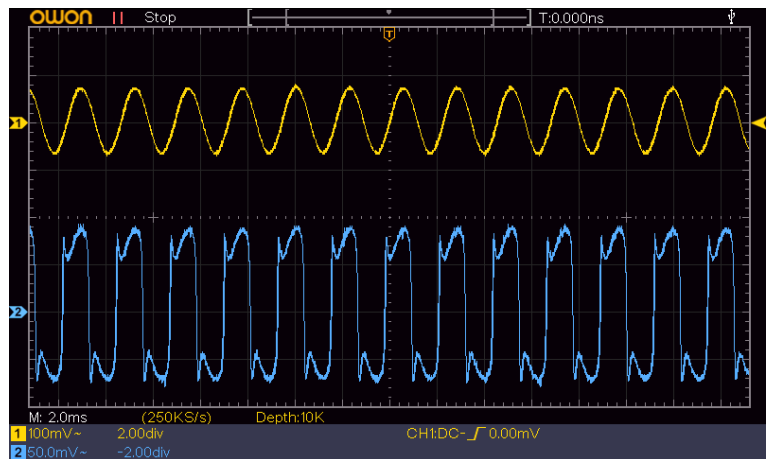


B.19b) (V104A_IN, 68_008) BOOST Eingang Phaseninverter (nach Tonstack)

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin7 / V104A ECC83

Im Tonstack wird das Signal von 46VSS auf 165mVSS abgeschwächt.



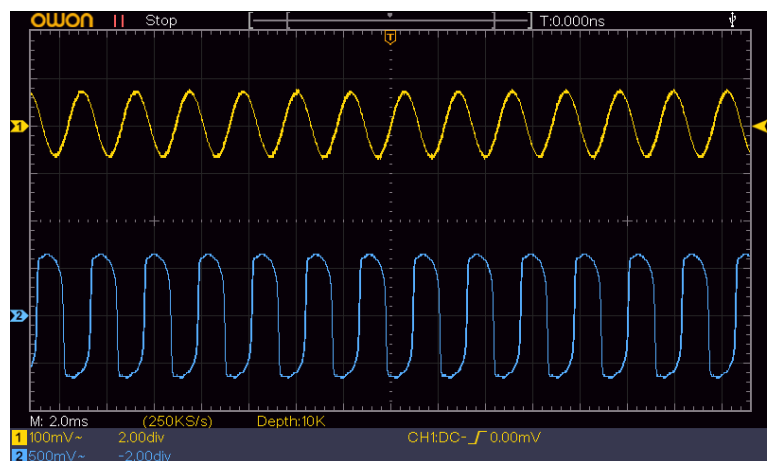
Reverb BOOST

B.16.c) (V103A_IN_Rev_5_B, 68_009) BOOST Tonstack Treiberstufe Eingang; Rev_5

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Pin7 / V103A ECC83

Einfluss Rev in der Signalform (vgl. B.16.b) sichtbar.

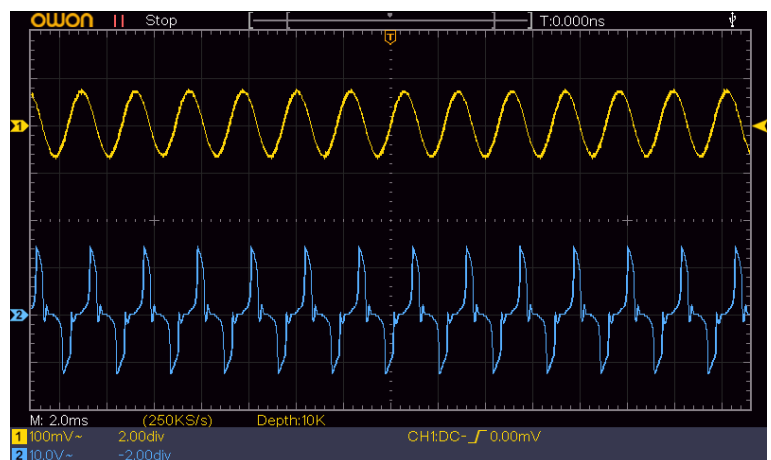


Hallspirale_IN

B.16.d) (REV_IN, 68_010) Eingang Hallspirale; am PH2 Stecker

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

Ch2= Rev_IN, PH1_SEND

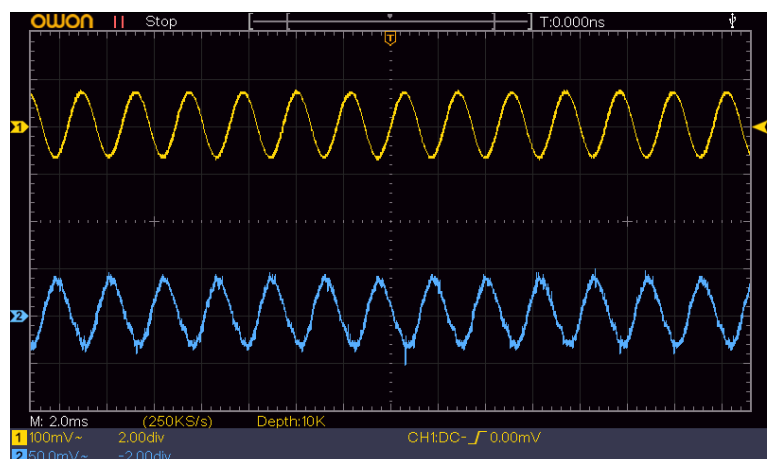


Hallspirale OUT

B.16.e) (REV_OUT, 68_011) Ausgang Hallspirale; am PH1 Stecker

Ch1= Pin7 / V101A = Pin2 / V101B

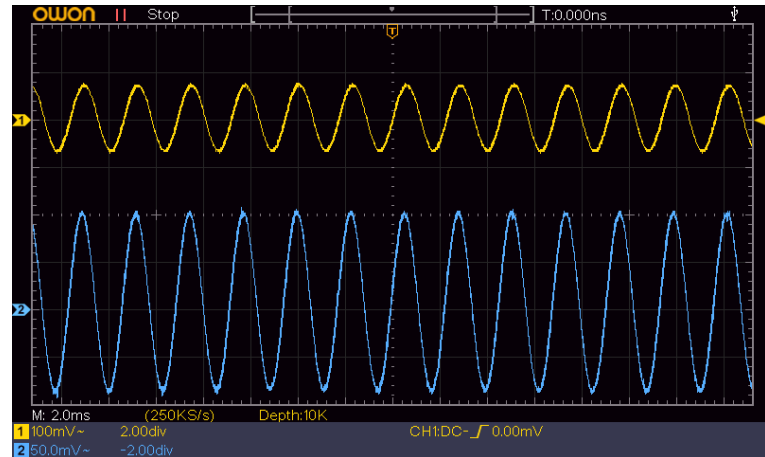
Ch2= Rev_OUT, PH1_RETURN



Detail Signal Pfad NORMAL Phaseninverter/ Endstufe

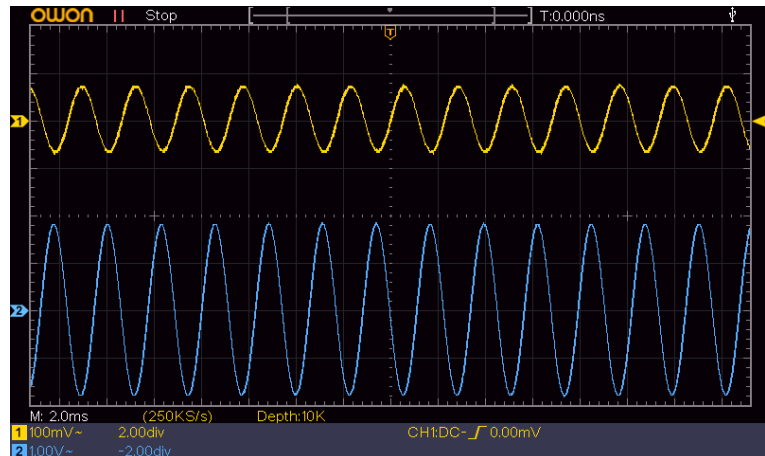
B.19a) V104A_IN) (67_006) NORMAL
 Eingang Phaseninverter
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin7 / V104A ECC83

180mVSS Eingangssignal Phasen-
 inverter aus dem Tonstack



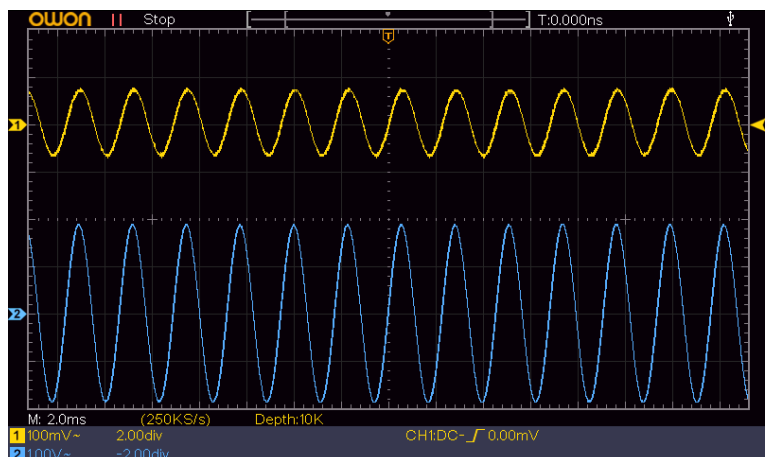
B.20) (V104A_OUT_A, 67_007)
 NORMAL Ausgang A Phaseninverter
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin6 / V104A ECC83

Ausgangssignal 3,6VSS



B.21) (V104B_OUT_B, 67_008)
 NORMAL Ausgang B Phaseninverter
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin1 / V103B ECC83

Ausgangssignal 3,6VSS

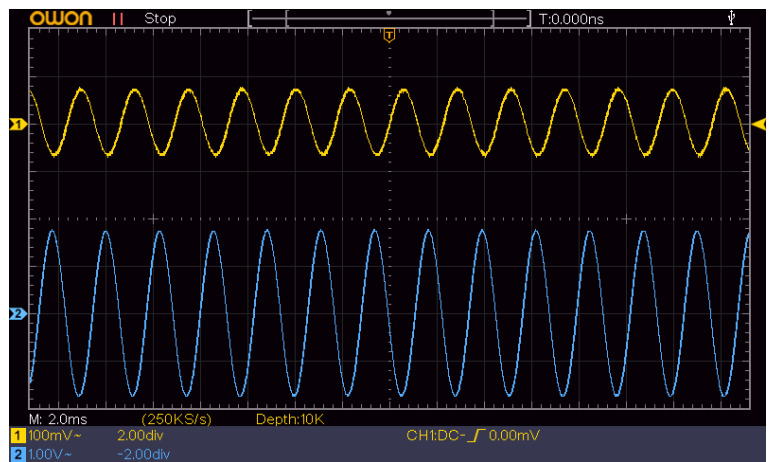
**Fazit:**

Die beiden Ausgangssignale V104A_OUT_A und V104B_OUT_B sind gleich groß und gegenphasig. Der Eingang wird um den Faktor 20 verstärkt. Diese Röhre wurde wegen der Auffälligkeiten in Kap. 4.9 getauscht. Im Vergleich der Signalpfadmessungen Vorher (A.19 bis A.21 Kap. 3.5) zu Nachher war die in der Kennlinie beobachtet Abweichung nicht sichtbar.

Die Nachher geringfügig größere Verstärkung der Stufe könnte auch durch nicht genau reproduzierte Einstellungen der Regler oder elektrische Toleranzen der getauschten Röhre verursacht worden sein.

B.22.a) (V105_IN, 67_009) NORMAL
 Eingang Endstufe V105
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin5 / V105 EL34

Eingangssignal 3,5VSS

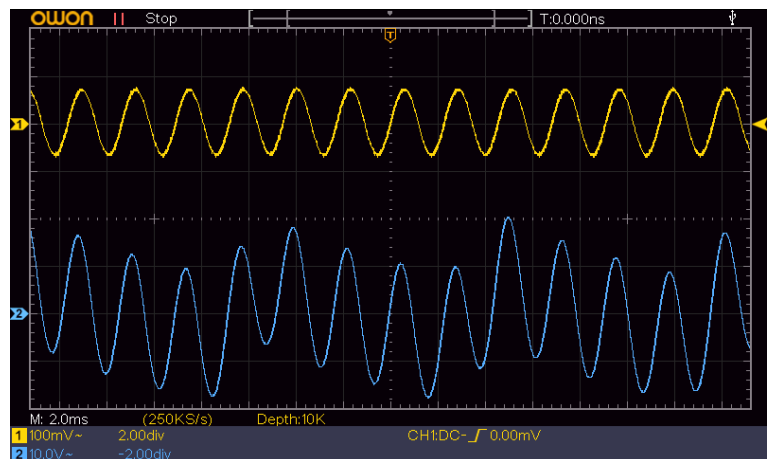


B.22.b) (V105_OUT, 67_010)
 NORMAL Ausgang Endstufe V105
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin3 / V105 EL34

Ausgangssignal ~27VSS

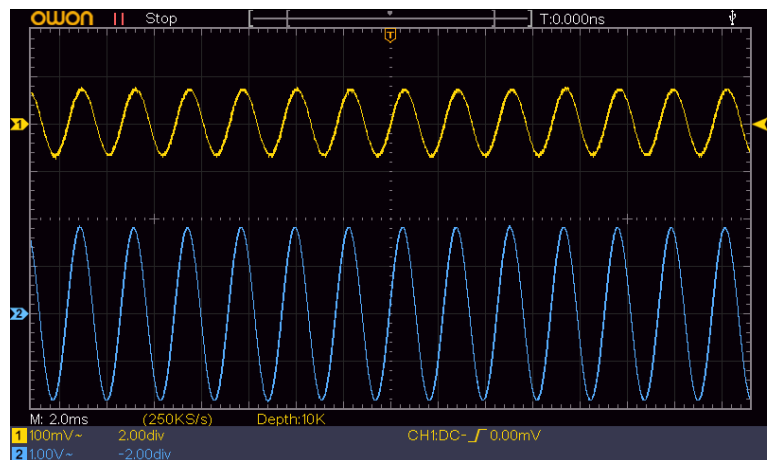
Verstärkung: ~7,7

Signal ist von einer 100Hz Schwebung überlagert.



B.23.a) (V106_IN, 67_011) NORMAL
 Eingang Endstufe V106
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin5 / V106 EL34

Eingangssignal 3,5VSS

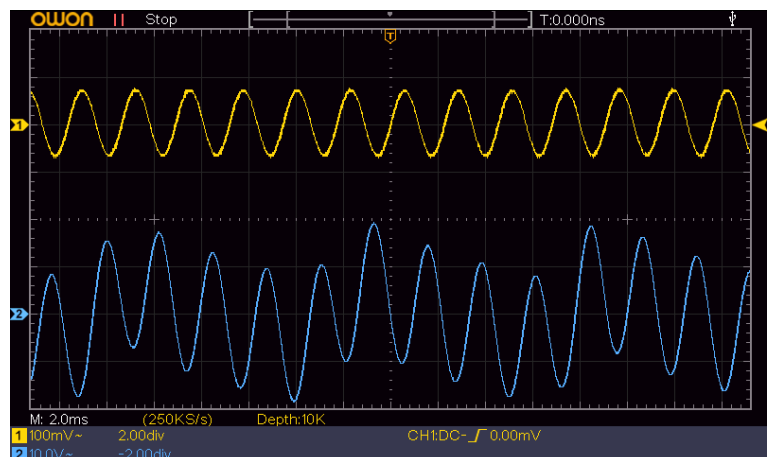


B.23. b) (V106_OUT, 67_012)
 NORMAL Ausgang Endstufe V106
 Ch1= Pin7 / V101A ECC83
 Ch2= Pin3 / V106 EL34

Ausgangssignal ~27VVSS

Verstärkung: ~7,7

Signal ist von einer 100Hz Schwebung überlagert.



B.24) (V105_V106_OUT, 67_013)

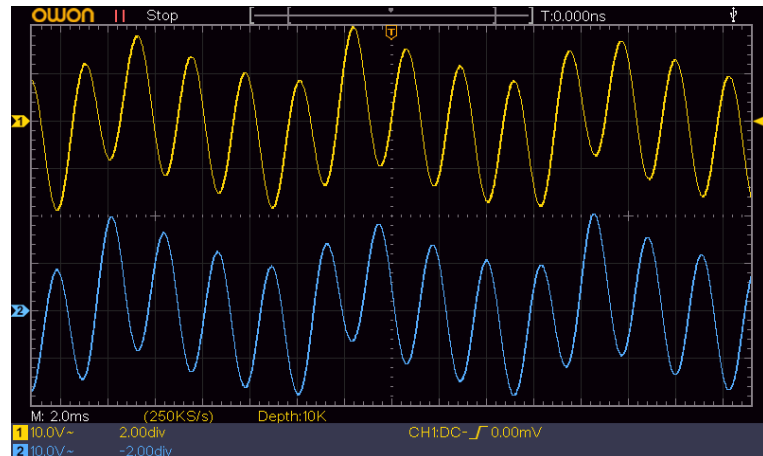
Ausgänge Endstufen

Ch1= Pin3 / V105 EL34

Ch2= Pin3 / V106 EL34

Die 100Hz Schwebung ist in V105_OUT und V106_OUT synchron vorhanden

→ Im Ausgangsübertrager fällt dieser Signalanteil bei der Differenzbildung weg.

**Fazit:**

- Auch nach der Überarbeitung durchgehend stabile Signale.
- Die 100Hz Schwebung auf den beiden Ausgängen der Endstufe vor dem Ausgangsübertrager ist nach wie vor da. Scheint also kein Effekt der alten asymmetrischen Endstufe gewesen zu sein. Sie hebt sich im Ausgangsübertrager auf.
- Im Tonstack werden trotz einer Treiberstufe davor die zugeführten 14VSS Signal auf 180mV im NORMAL Betrieb am Phaseninverter Eingang reduziert. Eine so starke Signalabschwächung im Tonstack ist typisch für diese Art von Schaltungsaufbau. Mit den Detailuntersuchungen in Kap. 3.6 wurden elektrischen Fehler in dem Schaltungsteil ausgeschlossen.
- Der komplette Signalpfad zeigt sich gegenüber Vorher fast unverändert, obwohl Röhren und einige Bauteile darin getauscht wurden. Die Nachher geringfügig größeren Signale an manchen Stellen in der Kette könnten auch durch nicht genau reproduzierte Einstellungen der Regler oder elektrische Toleranzen der getauschten Teile verursacht werden.

5.7. Zusammenbau

Potis pflegen

An sämtlichen Potis wird etwas Tuner 600 in die kleinen Löcher ins Innere geträufelt und anschließend die Regler über den kompletten Bereich betätigt.



Die Platine ist wieder montiert

Die Platine ist wieder in der senkrechten Position im Gehäuse montiert. Die korrekte Verbindung der vielen Kabel zwischen den einzelnen Platinen wurde mit dem 440Hz Sinus auf dem Signalfad überprüft. Das Signal am 16Ohm Lautsprechersimulator reagiert auf alle Potis (auch den Presence Poti auf der Rückseite).

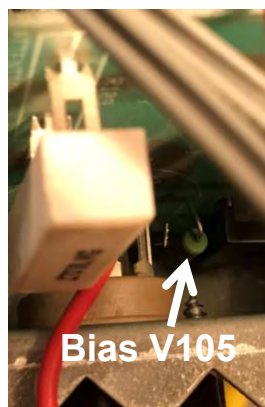
Die beiden Niederspannungsverbindungen (blau, weiß, blau) wurden vor Montage verdreht.



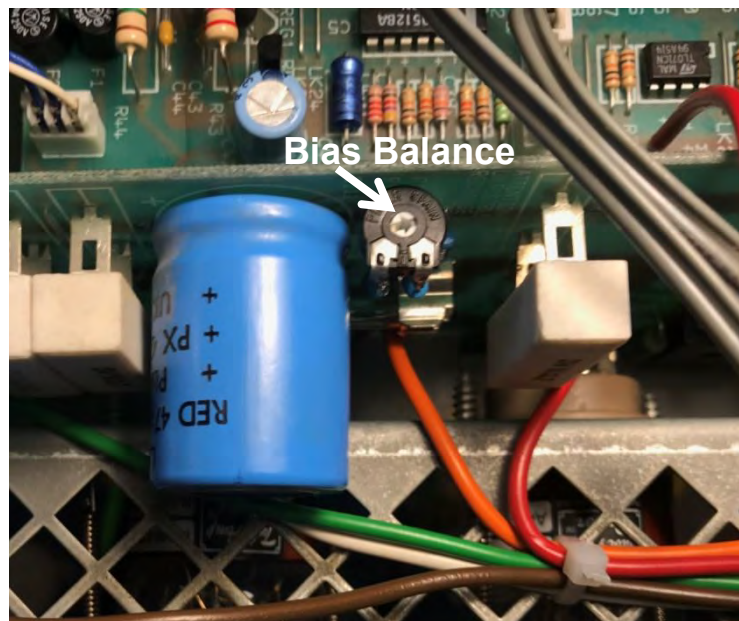
Überprüfen der Bias im montierten Zustand

Im montierten Zustand wurde nochmals die Bias-Einstellung der Endstufe kontrolliert. Mit den Hirschmannklemmen können die mit Abstand zur Platine eingebauten Shuntwiderstände auch in dieser Position kontaktiert werden.

Auf den Bildern unten sind die beiden Shuntwiderstände ohne Klemmen zu sehen. Oben liegt jeweils die mit der Röhre verbundene Seite des Widerstandes.



Der eingebaute Regler für die Bias-Balance ist sehr gut von oben zugänglich.



5.8. Grundrauschen und abschließende Soundprobe

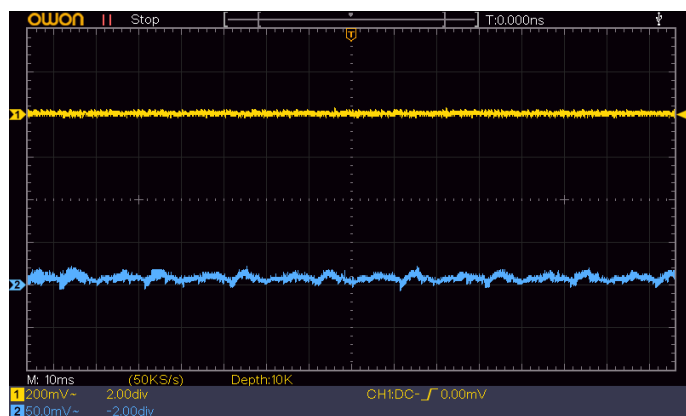
Der Rauschpegel wurde mit angeschlossener Signalgenerator aber ohne Signalpegel ausgemessen. Alle Regler auf 5 (bzw. Gain 10) außer Effekte auf 0 und Presence auf Rückseite auf 4.

B.25. a) (70_000) Signalgenerator ohne Signal

Ch1= C2 nach 1.Stufe NORMAL

Ch2= 16Ohm Lautsprechersimulator

Ca. 10mV Rauschen



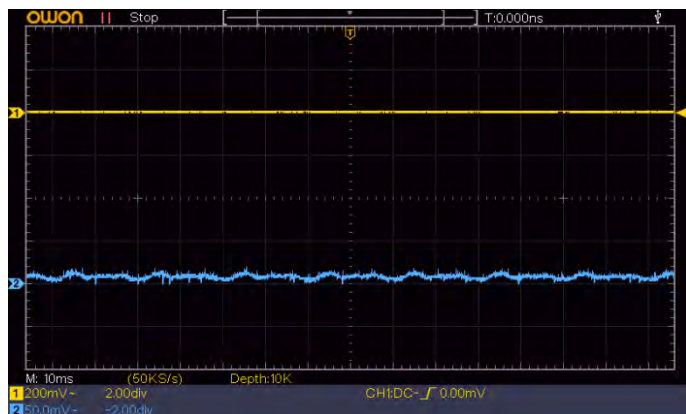
Hier die gleiche Messung ohne gesteckten Eingang am Verstärker.

B.25. b) (70_001) Eingang kurzgeschlossen

Ch1= C2 nach 1.Stufe NORMAL

Ch2= 16Ohm Lautsprechersimulator

Maximal 10mV Rauschen



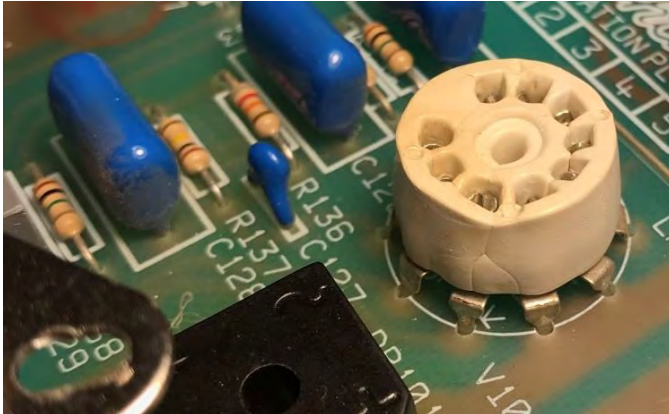
Hörprobe in vollständig montierter Combo

Wie gemessen sehr rauscharm. Rauschpegel ist unabhängig von allen Reglern. Mit angeschlossener Gitarre (Single Coil Pickups) wird über die Gitarre Rauschen eingebracht. Druckvoller, kräftiger Sound in beiden Kanälen mit sehr gutem, langem Nachhall (Sustain).

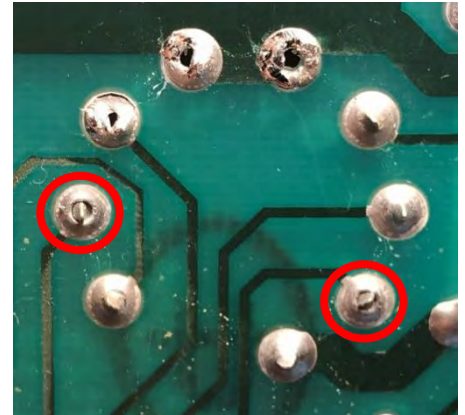
6. Zusammenfassung

6.1. Übersicht Gefundene Fehler/ Überarbeitungen

- Das Gesamtsignal sowohl im NORMAL als im BOOST Kanal blieb im Vergleich Vorher -> Nachher (siehe Kap. 3.5 Abb. A.10a&b und Kap. 5.6 Abb. B.10a&b) unverändert gut.
- Die ursprünglich beschriebenen Probleme des JTM60 wurden vermutlich durch die gefundenen Auffälligkeiten an den Röhrenfassungen der Vorstufen verursacht. Insbesondere die stark deformierte Fassung des Phaseninverters V104 und die gebrochenen Lötstellen an V102. Die thermisch verformten Röhrensockel der Vorstufe V101 bis V104 wurden durch Keramiksockel mit Goldkontakten ersetzt (siehe Kap. 4.2).

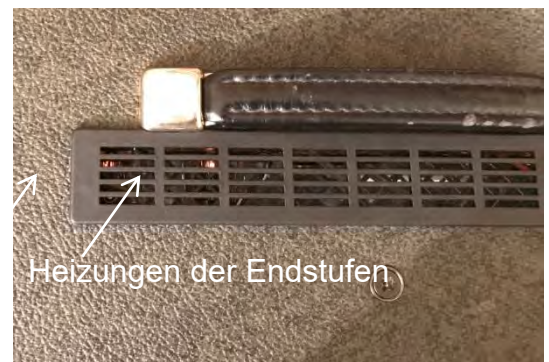


Deformierte Fassung V104



Gebrochene Lötstellen an V102

- Um die Wärme der stark heizenden EL34 Endstufenröhren besser abzuführen, wurde vom technisch identischen JCM600 die Montage eines Lüftungsgitters hinter dem Tragegriff an der Oberseite der Combo übernommen (siehe Kap. 4.10 und Kap. 1.5).



- Die EL34 Röhren der Endstufe wurden wegen dem festgestellten Unterschied von 8mA im Kathodenstrom gegen neue EL34 getauscht: TAD EL34B-STR Duett RT162 Premium matched (siehe Kap. 4.8).
- Um die Kathodenströme direkt in der Schaltung messen zu können wurden in den Masseanschluß der beiden Endstufenkathoden jeweils ein 1 Ohm Shuntwiderstand eingefügt (siehe Kap. 4.8).
- Damit die unterschiedlichen Kathodenströme der beiden Endstufenröhren optimal abgeglichen werden können, wurde die Bias-Schaltung modifiziert und um eine Bias-Balance erweitert (siehe Kap. 4.8).
- An den beiden liegend montierten EL34 Röhren werden zusätzlich zu Sicherung Röhrenhalter mit Federn eingesetzt (siehe Kap. 4.12).

- In Bias-Versorgung wurde die Zenerdiode (BZX85C51) der Spannungsstabilisierung ZD101 getauscht. Die Bias-Spannung geht jetzt weiter ins Negative. Die Zenerspannung der alten Diode lag bei 49V. Mit einer neuen Ersatzdiode liegt sie bei 52V. Damit die neue Diode mit genügend Abstand zum Minimalstrom $I_{ZK} = 0,25\text{mA}$ betrieben wird, wurde der Vorwiderstand R141 von 4K7 auf 3K Ohm runtergesetzt (siehe Kap. 4.8).
- Die ECC83 im Phaseninverter V104 wurde aufgrund der stark abweichenden Gesamtkennlinie gegen eine Spanngitterröhre von JJ ECC83s getauscht (siehe Kap. 4.9).
- Da die kalten Röhren beim Einschalten über Sekunden hinweg einen Strom über dem eingesetzten Sicherungswert von T6,3A ziehen, wird eine 10A flink eingesetzt (siehe Kap. 3.3 und Kap. 5.2).
- In den beiden parallelen, ersten Vorstufen wurden die Auskoppelwiderstände C116 und C118 von 1nF auf 2,2nF vergrößert. Damit wird die Grenzfrequenz des Hochpassfilters von 159Hz auf 72Hz abgesenkt. Das Signal im Bassbereich wird dichter (siehe Kap. 4.4, Kap. 2.2 und Kap. 1.7).
- Die Kondensatoren C102, C106, C109, C110 in der Hochspannungsversorgung, die bei einer vorherigen Überholung durch jeweils $2 \times 10\mu\text{F}$ ersetzt waren, wurden wieder durch Original 22 μF Elkos ausgetauscht (siehe Kap. 4.5).



6.2. Übersicht getauschte/eingebaute Teile

Bauteil	Vorher	Nachher	Bemerkung	Ersatz [€]
Erweiterung Bias Shuntwiderstände				
	-/-	² 10hm/2W	+/- 2 % Toleranz	0,27
	-/-	² 10hm/2W	+/- 2 % Toleranz	0,27
Erweiterung Bias Balance				
Bias Balance	-/-	⁴ 25K/0,15W	Piher PT10LV	0,65
R155	-/-	⁴ 330K/0,5W	+/- 1 % Toleranz	0,01
R160	-/-	⁴ 100K/0,5W	+/- 1 % Toleranz	0,01
R161	-/-	⁴ 100K/0,5W	+/- 1 % Toleranz	0,01
Modifikation Bias				
ZD101	BZX85C51	⁴ BZX85C51	1,3W Zenerdiode	0,30
R141	4K7/0,25W	⁴ 3K/0,5W	+/- 1 % Toleranz	0,01
R147	Drahtbrücke	⁴ 100K/0,25W	+/- 1 % Toleranz	0,005
Röhrenfassungen				
V101 – V104	4x Plastik	⁴ 4x Keramik	mit Goldkontakten	10,16
Röhren				
V105	Marshall EL34V	¹ TAD EL34-STR	Premium matched	59,00
V106	Marshall EL34V	¹ TAD EL34-STR	Premium matched	
-/-	n.v.	² 2x Halter EL34		2,60
V104	TAD 12AX7A-C	³ JJ-ECC83S	Spanngitterröhre	9,90
Koppelkondensatoren				
C116	1n0/500V	⁴ 2,2nF/630V	Preamp V101A	0,41
C118	1n0/500V	⁴ 2,2nF/630V	Preamp V101B	0,41
Kondensatoren in Anodenspannung				
C102	2x10µF 450V	² 22 µF @ 450V	Ersatz für 2x10µF	1,08
C106	2x10µF 450V	² 22 µF @ 450V	Ersatz für 2x10µF	1,08
C109	2x10µF 450V	² 22 µF @ 450V	Ersatz für 2x10µF	1,08
C110	2x10µF 450V	² 22 µF @ 450V	Ersatz für 2x10µF	1,08
Lüftungsgitter im Gehäuse				
-/-	n.v.	² Marshall Gitter	250mm x 20mm	6,95
Sicherung Röhrenheizung				
F101	T6A	F10A	Zu hoher Startstrom	0,50
			Summe	95,79€

¹TubeAmpDoctor²TubeTown³Thomann⁴ebay