

# READER

## 1-RÖHREN-AUDIOVERSTÄRKER

**Dipl. Ing. Menno van der Veen**

**12 Oktober 2013**

**(NL-version: 13-10-2012)**

### **Inhalt:**

- 1) Vorgeschichte**
- 2) Wahl der Verstärkerröhre: Single Ended (SE) oder Gegentakt**
- 3) Röhreneinstellungen**
- 4) Eingangstransformator**
- 5) Ausgangstransformator und Kathoden-Kondensator**
- 6) Netzteil**
- 7) Gegenkopplung?**
- 8) Eigenschaften des endgültigen 1-Röhren-Verstärkers**
- 9) Abschließende Erwägungen zum Hören und Messen**

### **Zusammenfassung**

Ein kompletter Röhrenverstärker mit nur einem aktiven verstärkenden Element pro Kanal – wie soll man den entwickeln? Das war die Frage beim Wettbewerb des Europäischen Triodenfestivals 2012 in Berlin. Die zu diesem Thema von Menno van der Veen sorgfältig durchgeführte Entwicklung einschließlich der dazu gehörenden Messungen sind Gegenstand der vorliegenden DVD, auf der alle Probleme rund um Röhren und Trafos zur Sprache kommen: Wie viel Leistung darf man erwarten? Wie lassen sich Trafoverzerrungen unterdrücken? Wie erzielt man bei der eingesetzten Röhre die maximale Leistung und Lebensdauer bei minimaler Verzerrung? Gegenkopplung: Ja oder nein – und wie lauten die Argumente?

Diese DVD vermittelt eine zusammengefasste, aber vollständige Übersicht des TubeSociety-Lehrgangs von Menno van der Veen, wobei wir alle Themen dieses ein Jahr dauernden Kurses Revue passieren lassen. Der Entwicklungsprozess verläuft äußerst gestrafft und ist ein Musterbeispiel für zielgerichtete Entwicklungen. Für Liebhaber und Entwickler des puristischen Röhrenklangs stellt diese DVD eine reiche Informationsquelle dar. Hinzu kommen noch: Reader, Hintergrund-Artikel und Röhrendaten.

**Copyright 2013: Menno van der Veen, Ir. Bureau Vanderveen**

## 1: Vorgeschichte

Jedes Jahr findet Ende November irgendwo in Europa eine besondere Veranstaltung statt: Das europäische Triodenfestival [www.triodefestival.net](http://www.triodefestival.net). Diese Veranstaltung wird sowohl von Amateuren als auch von Profis auf dem Gebiet der Audiotechnik besucht, die dort zwei oder drei Tage lang mit dem Bauen und Anhören von Audioverstärkern beschäftigt sind und dabei Informationen austauschen. Zu jedem Festival gibt es ein bestimmtes Thema, auf das sich die Teilnehmer vorbereiten können: Röhrenverstärker, Lautsprecher, Plattenspieler, Kabel und Ähnliches. Die für die Veranstaltung in Berlin im Jahre 2012 vorgegebenen Themen lauten wie folgt:

### THE SPUD AMP

Every participant is to build a stereo power amp (or two mono blocks) with a SINGLE active amplification stage per channel. It is of no consequence whether that stage is single ended or push/pull in nature.

- 1) One stage in single ended or Push Pull topology
- 2) Both tubes and solid state devices are permitted.
- 3) The use of CCS' (Constant Current Source) or voltage regulation is permitted. So we don't consider this to ruin the one amplified stage concept. Integrated Circuits are not allowed, if they violate the one stage topology. (No Gain clones for example)
- 4) The use of input and/or output transformers is permitted
- 5) The preamp driving the amps will have an output impedance of approx. 600 Ohms, so the input impedance of the Spud should be high (10k or more)
- 6) Input level will be  $2V_{\text{eff}}$  max for full output
- 7) Overall gain is not fixed
- 8) The amps shall be capable of driving an 8-16ohm load
- 9) The speaker will have at least 95dB/W/m from around 60 Hz. No active subwoofer will be used.
- 10) Input connectors shall be RCA female
- 11) Loudspeaker connection via 4mm banana jacks

Irgendwann im Juni 2012 habe ich diese Herausforderung mit folgenden Hintergedanken angenommen:

- 1) Der Verstärker, den ich bauen werde, ist für meine Wohnung gedacht, in der ich oft nur Musik im Hintergrund abspiele. Eine hohe Ausgangsleistung ist daher nicht erforderlich.
- 2) Ich werde diese Entwicklung in meinen TubeSociety Lehrgang integrieren, mit meinen Studenten besprechen und über DVD auch anderen Interessenten zur Verfügung stellen.
- 3) Mittels umfangreicher Messungen werde ich zeigen, dass die Hörergebnisse und die technischen Eigenschaften in hohem Maße übereinstimmen.
- 4) Ich werde die Bauteile verwenden, die bereits in meiner Bastelkiste liegen.

In meinem TubeSociety-Lehrgang [www.mennovanderveen.nl](http://www.mennovanderveen.nl) werden alle Gesichtspunkte einer Röhrenverstärker-Entwicklung besprochen.

An 16 Samstagen von 10.00 bis 13.00 Uhr werden folgende Themen erörtert: Vorverstärkung, Endverstärkung, Transformatoren und Messungen. Außerdem werden die Teilnehmer selbst einen Verstärker bauen: Im 2011 handelte es sich dabei um einen Aurexx (EL84-SE), und in 2012 ging es um den Mable (EL84-Gegentakt), wobei wir durch zielgerichtete Veränderungen versuchten, den Verstärker zu verbessern.

Das Ganze resultierte in einem End-Wettbewerb, bei dem es um den besten Verstärker geht. Mehr zu diesem Thema finden Sie auf meiner Webseite.

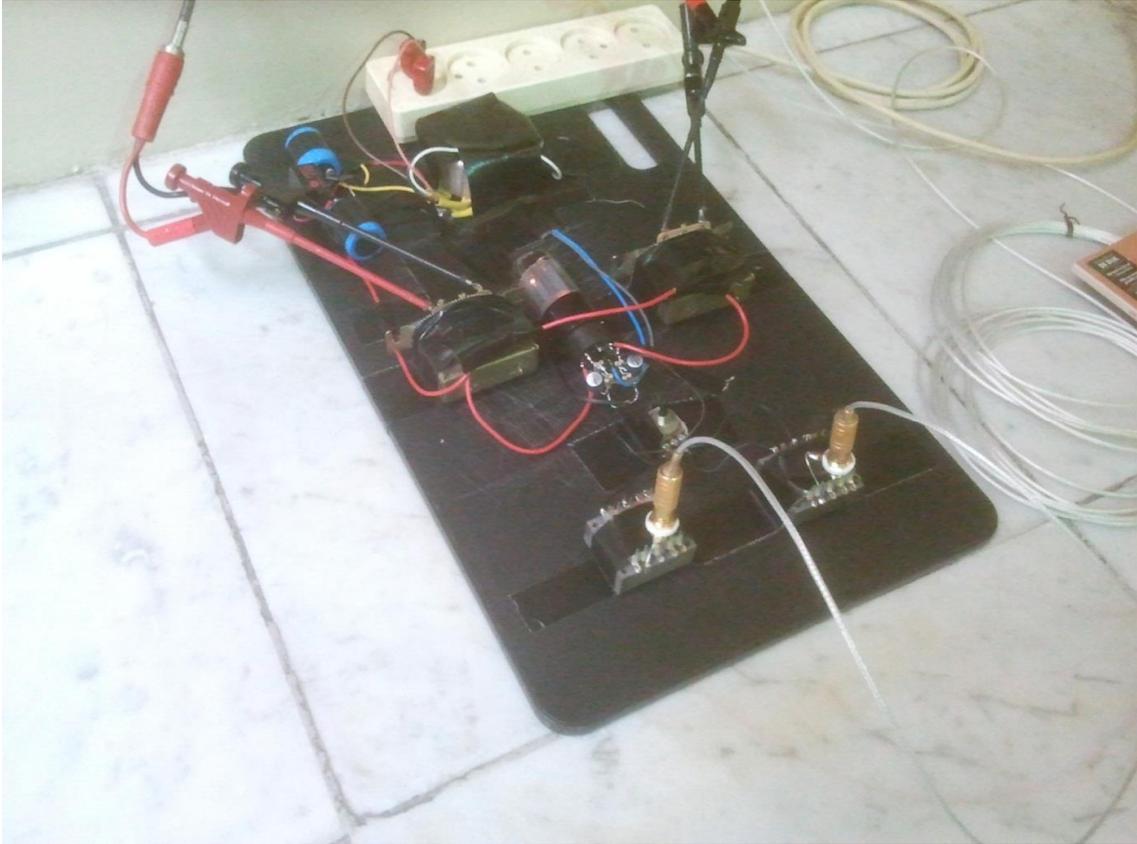
Außerdem haben wir von der Arta-Mess-Software ([www.artalabs.hr/](http://www.artalabs.hr/)) in Verbindung mit dem handlichen Arta-2 Messgerät Gebrauch gemacht. Das **ARTA-MANUAL** ist Teil Anhangs. Dieses Mess-Set wird an die Soundkarte des Computers angeschlossen und ist Special für TubeSociety entwickelt.



In diesem Reader werde ich hauptsächlich die Single-Ended-Lösung besprechen. Gegentaktstufen habe ich in meinem Leben bereits mehr als genug gebaut. Die zahlreichen Verstärker von Bert Fruitema haben gezeigt, dass SE-Stufen ein sehr schönes Klangbild liefern. Dies will ich mittels neuer Messungen weiter erkunden. Ich werde dabei auch auf einige Gegentakt-Lösungen zu sprechen kommen, bei denen ich eine Weile zusammen mit Guido Tent über seine für das ETF12 Entwicklung nachdenken konnte.

Das folgende Foto zeigt die von mir aufgebaute Test-Schaltung für die vorliegende Entwicklung. Ein einfaches, kleines Brett ist dabei immer noch am handlichsten. Die endgültige Version ist darunter abgebildet und läuft schon seit einigen Monaten in meinem Wohnzimmer. Noch immer bin ich über die hervorragenden Eigenschaften des kleinen Gerätes erstaunt.

Zwolle, September 2012  
Menno van der Veen.



## 2: Wahl der Verstärkerröhre: Single Ended (SE) oder Gegentakt

Auf Grund einiger einleitender Argumente kann die Wahl der geeigneten Röhre leichter gemacht werden.

- 1) Große Röhren (viel Leistung) brauchen hohe Steuerspannungen. Der Vorverstärker liefert  $2V_{\text{eff}}$ . Das ist wenig, und darum sollte man besser kleinere Röhren mit einem höheren  $\mu$ -Faktor und/oder einer höheren Steilheit  $s$  (transconductance) verwenden.
- 2) Ein Eingangstransformator (step-up) ist erlaubt. Dadurch können wiederum Röhren mit einem niedrigeren  $\mu$ -Faktor verwendet werden. Mehr dazu später.
- 3) Eine Pentode kann verwendet werden, besitzt jedoch einen recht hohen Innenwiderstand  $r_i$ , wodurch der Lautsprecher kaum gedämpft wird. Eine Triode ist daher wegen ihres niedrigeren Innenwiderstandes besser.
- 4) In einer Formel zusammengefasst lautet das Ganze:  
$$\mu = s * r_i$$

$r_i$  niedrig zwecks guter Lautsprecherdämpfung

$\mu$  ist hoch zwecks geringer Steuerspannung

$s$  muss daher hoch sein, und es kann gezielt danach gesucht werden

Da es fast endlos viele Röhren gibt, kann ich mich nun beschränken auf:

### Trioden oder als Triode geschaltete Pentoden, Exemplare mit mittlerer Leistung

Hier einige Beispiele:

**ECC81/82/83/99** vorzugsweise ECC82/99 wegen ihres niedrigeren  $r_i$ . Im Gegensatz zur ECC99 bringen die anderen Röhren kaum Leistung.

**6BX7 und 6BL7** wobei ich die 6BX7 gut kenne und auf Lager habe.  
**EL84 und E55L** als Triode geschaltet; Guido hat die E55L auf Lager.

Die Daten aller genannten Röhren stehen im Anhang **RÖHREN**

Es gibt natürlich noch viel mehr Röhren, aber aus Gründen der Übersicht beschränke ich mich auf die genannten Exemplare.

Die hier angewendeten Entwicklungsstrategien sind allgemeiner Natur und können daher auch auf andere Röhren angewendet werden.

Die mit diesen Röhren erzielbaren **Ausgangsleistungen** werden in erster Linie durch deren maximale Anodenverlustleistung  $P_{a,max}$  bestimmt. Arbeitet die Röhre als Triode im SE-Betrieb, dann beträgt die maximale Ausgangsleistung 25% des Wertes  $P_{a,max}$ . Bei Gegentaktbetrieb beträgt der Wert 50%. Die untenstehende Tabelle zeigt eine Übersicht. Alle Leistungen sind in Watt angegeben.

Röhre	$P_{a,max}$	$P_{-SE}$	$P_{-Gegentakt}$
ECC81	2,5	0,63	1,3
ECC82	2,75	0,69	1,4
ECC83	1	0,25	0,5
ECC99	5	1,25	2,5
6BX7	6	1,5	3
6BL7	6	1,5	3
EL84	12	3	6
E55L	10	2,5	5

Erreichbare Ausgangsleistung (Watt) für Single-Ended- und Gegentakt-Betrieb

Die bei den Röhren 6BX7 und 6BL7 genannten Werte für  $P_{a,max}$  sind gültig, wenn beide Trioden voll in Betrieb sind. Wird nur eine Triode belastet, so kann diese bis zu 10 Watt liefern.

Die Übersicht zeigt, dass es sich bei den Typen ECC81/82/83 um die weniger leistungsfähigeren "Brüder" handelt. Aus diesem Grunde möchte ich diese Röhren nun nicht mehr weiter berücksichtigen (es sei denn, man schaltet mehrere dieser Trioden parallel, was nach meiner Meinung in den ETF12-Bereich fällt; aber damit werde ich mich nicht beschäftigen).

Da ich gerne mit echten Trioden im SE-Betrieb arbeite, stellen die Röhren ECC99, 6BX7 oder 6BL7 für mich die richtige Wahl dar. Von der **6BX7** besitze ich noch Vorräte, so dass ich mich nun weiterhin auf dieses Exemplar konzentriere.

Guido Tent hat sich für den Weg der E55L im Gegentaktbetrieb entschieden. Seine Annäherung an dieses Thema werde ich später ebenfalls behandeln.

### 3: Röhreneinstellungen

#### 3.1: 6BX7-SE-Einstellung

Wenden wir uns nun zuerst der Einstellung der 6BX7-SE zu. Die vollständige Röhre enthält zwei Trioden, eine für den linken und eine für den rechten Kanal. Beide Röhrenhälften werden im Klasse A-Betrieb voll genutzt, so dass mit  $P_{a,max} = 6 \text{ Watt}$  pro Triode gerechnet werden muss.

Die zu erwartende Ausgangsleistung beträgt maximal 1,5 Watt, was für mein Wohnzimmer völlig ausreicht, in welchem Lautsprecher mit einem Wirkungsgrad von 90dB/W,m aufgestellt sind. Die maximal zu erwartende Lautstärke beträgt dann:

$$\text{Lautstärke} = 90 + 10 \cdot \log(1,5/1) = 92 \text{ dB}_{\text{SPL}}$$

In diese Rechnung ist der Stereobetrieb noch nicht mit einbezogen; auch nicht die Tatsache, dass meine Sitzgelegenheit ungefähr 3 m vor den Lautsprechern angeordnet ist. Der Wert kann sich vielleicht noch etwas ändern, aber 90dB<sub>SPL</sub> kann ich sicher erwarten. Das ist laut genug für mich, um mich bei einem Buch oder beim Fernsehen zu entspannen. Mehr Leistung gefällig? Dann schalten Sie einfach noch einige 6BX7-Trioden parallel.

Ich weiß (im Nachhinein), dass der kleine Amplimo-Ringkern-Netztrafo (Typ 1N242, siehe Anhang) nach Gleichrichtung und Stabilisierung (mit dem MEC100, siehe Anhang) eine Netto-Versorgungsspannung von 270 V<sub>DC</sub> liefert. Ein Teil dieser Spannung soll über dem Kathodenwiderstand (plus Elko) und über dem Widerstand der primären Wicklung des Ausgangsrafos stehen. Es wird schnell klar, dass diese Spannung ungefähr einen Wert von 30 V aufweist. Dadurch bleibt eine effektive Versorgungsspannung  $V_{ak}$  von  $270 - 30 = 240 \text{ V}$  zwischen Anode und Kathode übrig. Nun können wir den maximal zulässigen Ruhestrom berechnen, der permanent durch die Röhre (pro Triodenhälfte) fließen darf.

$$P_{a,max} = V_{ak} * I_0 \rightarrow I_0 = 6 / 240 = 25 \text{ mA}$$

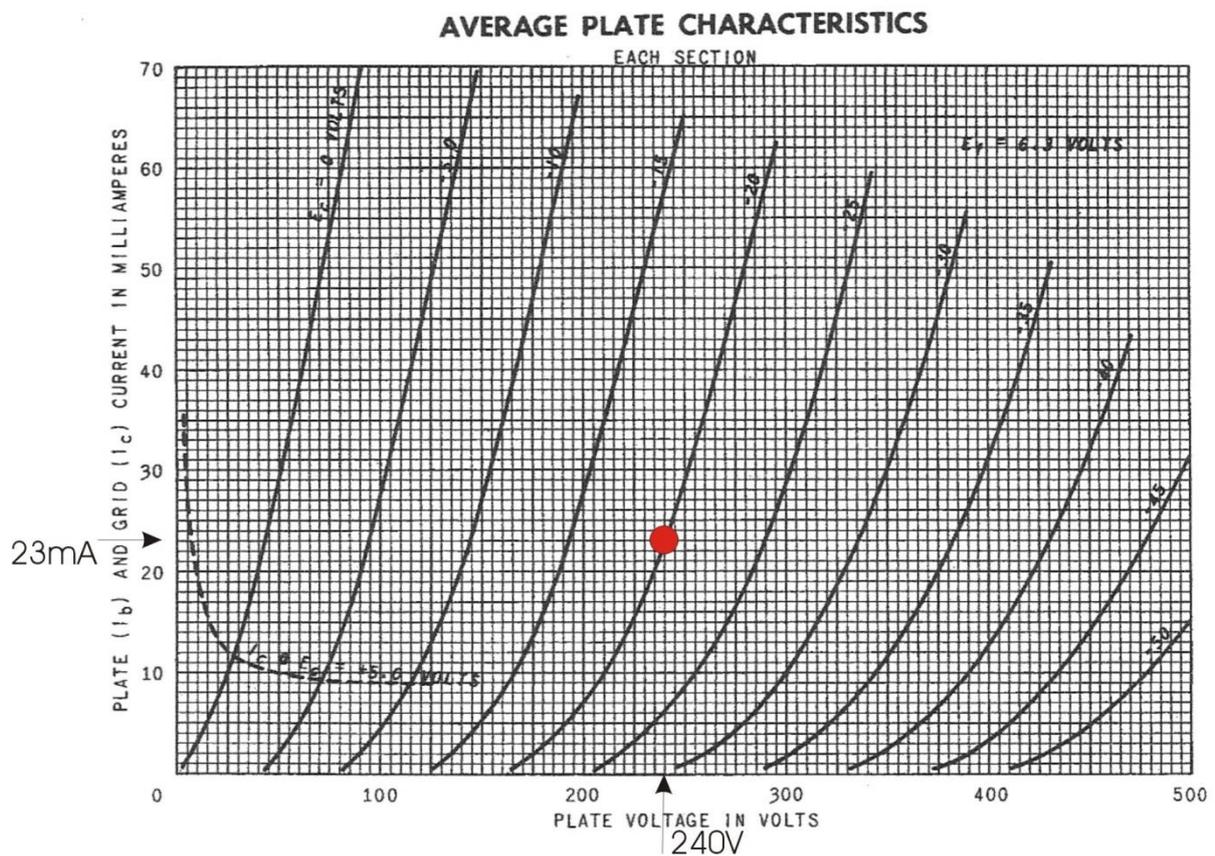
Es liegt nahe, den Ruhestrom im Hinblick auf die Lebensdauer der Röhre etwas niedriger zu wählen – irgendwo zwischen 20 und 25 mA. Ich habe

mich für 23 mA entschieden. Dieser Einstellwert ist in den technischen Daten der 6BX7 in roter Schrift angegeben.

Wir erfahren dort, dass der Wert von  $V_{gk}$  etwa bei -20 V liegt. Es ist sinnvoll, auch die Bezeichnungen oberhalb der technischen Daten einer ausführlichen Beachtung zu unterziehen: "average plate characteristics". Hier können für die einzelnen Röhren Abweichungen auftreten. Plus-minus 10 % sind hier zu erwarten und durchaus akzeptabel.

Bei meiner Röhre beträgt  $V_{gk} = -19 \text{ V}$  bei  $V_{ak} = 240 \text{ V}$  und  $I_0 = 23 \text{ mA}$ .

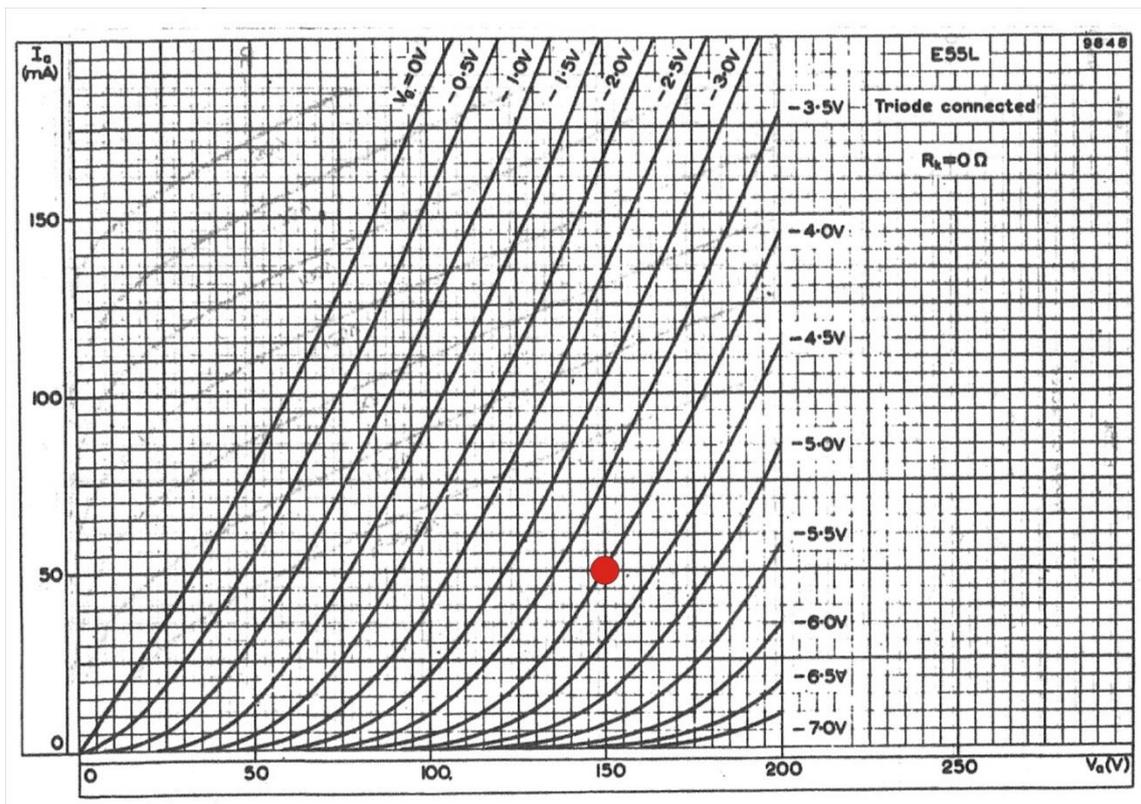
Diese Werte weichen kaum von den Kennlinien ab. Damit ist die Ruhestromeinstellung der Röhre festgelegt.



In dieses Bild kann nun die Belastungskennlinie des Ausgangstrafos eingezeichnet werden. Damit können die Verzerrung und die tatsächliche Ausgangsleistung berechnet werden. Diesem Thema werden wir uns bei der Besprechung der Wahl des Ausgangstrafos zuwenden.

### 3.2: E55L-Gegentakt-Einstellung

In der Gegentakt-Einstellung werden zwei E55L-Endröhren benötigt, die einen Gegentakt-Ausgangstrafo ansteuern. Guido hat sich für eine effektive Versorgungsspannung  $V_{ak} = 150 \text{ V}$  bei einem Ruhestrom  $I_0 = 50 \text{ mA}$  und einer Gitter-Kathodenspannung  $V_{gk} = -4 \text{ V}$  entschieden. Der Arbeitspunkt ist aus unten stehendem Diagramm ersichtlich.



E55L Arbeitspunkt-Einstellung

Hier haben wir es mit  $P_a = 150 \cdot 0.05 = 7,5 \text{ W}$  also mit einer relativ sicheren Einstellung zu tun; ein Wert, der sich weit unter dem Maximum von 10 W befindet und damit eine lange Lebensdauer der Endröhren garantiert.

Wie es sich hier mit den Belastungskurven des Ausgangsrafos verhält, wird in Kapitel 5 beschrieben.

## 4: Der Eingangstransformator

Es ist einleuchtend, dass das Eingangssignal von  $2V_{\text{eff}}$  nicht ausreicht, um die Röhren vollständig auszusteuern, so dass eine ergänzende Verstärkung notwendig ist. Gemäß der ETF12-Bedingungen dürfen jedoch keine zusätzlichen Röhren verwendet werden. Step-Up-Transformatoren sind jedoch erlaubt. Welche Bedingungen dazu erfüllt sein müssen, wird im Folgenden erläutert.

### 4.1: Eingangstransformator für SE

Die 6BX7 benötigt eine Wechselspannung mit einer **Amplitude** von **19 V**, damit sie den sich um den Abgleichpunkt von -19 V erstreckenden Bereich zwischen den Werten von 0 und -38 V voll aussteuern kann. Der Effektivwert dieses Wertes beträgt  $19/\sqrt{2} = 13,4 V_{\text{eff}}$ . Nach den Vorschriften von ETF12 wird ein Wert von  $2 V_{\text{eff}}$  angeboten. Daher ergibt sich das notwendige Step-Up-Verhältnis aus:

$$\text{step-up ratio} = N_s / N_p = 13,4/2 = 6,7$$

Die Werte des in Frage kommende Trafo aus meiner Bastelkiste sind zwar ein wenig anders, aber er hilft mir trotzdem weiter: Seine primäre Eingangsimpedanz beträgt  $600 \Omega$  und er verfügt über eine Mittelanzapfung. Die Impedanz der Sekundärwicklung beträgt  $10 \text{ k} \Omega$ .

$$N_s / N_p = \sqrt{(Z_s / Z_p)} = \sqrt{(10.000 / 600)} = 4,08$$

Die Mittelanzapfung besitzt den Vorteil, dass ich die Hälfte der Primärwicklung  $N'_p = \frac{1}{2} N_p$  nutzen kann. Dadurch ergibt sich das Verhältnis  $N_s / N'_p = 8,2$ , ein Wert, der das geforderte Step-Up-Verhältnis von 6,7 sogar noch übertrifft.

Im Prinzip habe ich das Problem der geforderten Step-Up-Verstärkung gelöst. Nun bleiben nur noch ein paar unerwartete, lästige "Problemchen" übrig, die es zu lösen gilt. Sie werden im folgenden Abschnitt besprochen, da sie häufiger vorkommen und mir eine wundervolle Gelegenheit bieten, ein wenig gezielter auf die Thematik der Transformatoren einzugehen.

## 4.2: Transformatoren und ihre Fallstricke

### 4.2.1: Eingangsimpedanz hängt nicht nur von der sekundären Belastung ab

Ich verwende die Hälfte der Primärwicklung, die eine komplette Eingangsimpedanz von  $600\ \Omega$  besitzt. Die Impedanz steigt mit der Anzahl der Windungen zum Quadrat, so dass sich der bei Verwendung der Hälfte übrig bleibende Wert wie folgt errechnet:

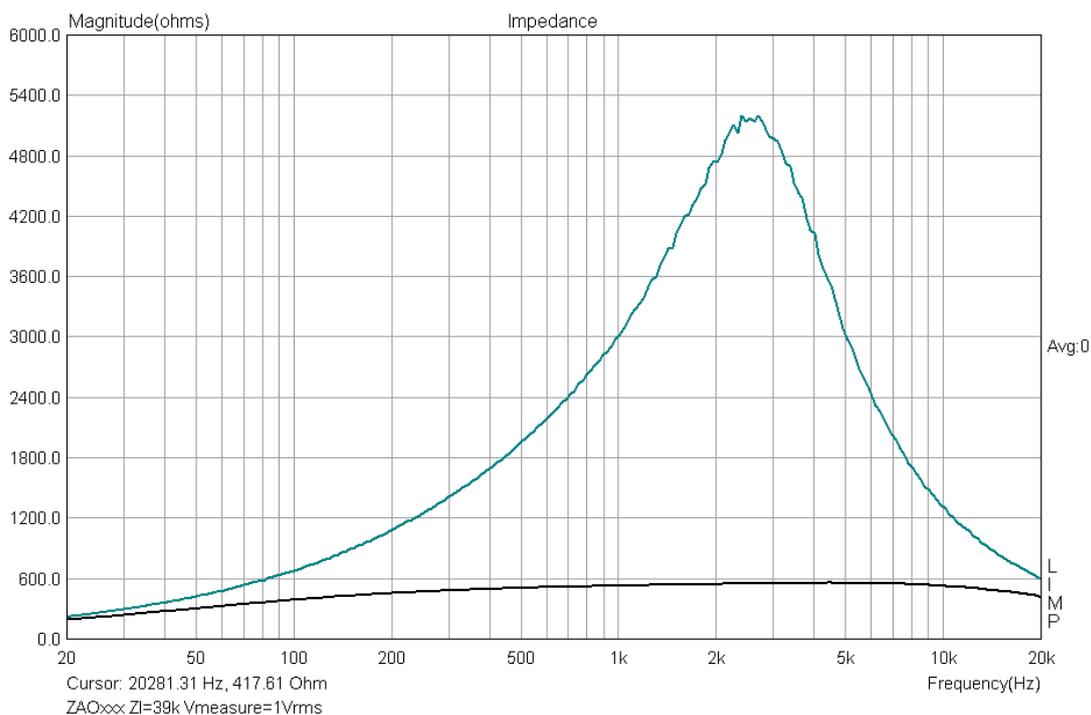
$0,5^2 = \frac{1}{4}$ . Ein Viertel von  $600\ \Omega$  ergibt **150  $\Omega$** .

Dieser Wert ist zu niedrig für den ansteuernden Vorverstärker ( $600\ \Omega$ ), so dass ich mir eine entsprechende Lösung einfallen lassen muss.

Eine spontane Lösung könnte lauten: Belaste die Sekundärwicklung nicht mit  $10\ \text{k}\ \Omega$ , sondern mit  $100\ \text{k}\ \Omega$ . Dadurch wird die primäre Impedanz doch auch zehn Mal so hoch?

Nein, denn die Berechnungen der Selbstinduktion der Primärwicklung und deren interne Kapazität basieren auf einer primären Impedanz von  $600\ \Omega$ , ganz gleich, ob die Sekundärwicklung nun belastet wird oder nicht.

Siehe dazu auch die unten abgebildete Messung, bei der die Hälfte der Primärwindung verwendet wird. Die untere Kurve zeigt das Messergebnis bei Belastung– und die obere Kurve bei Nicht-Belastung der Sekundärwicklung mit einem Widerstand

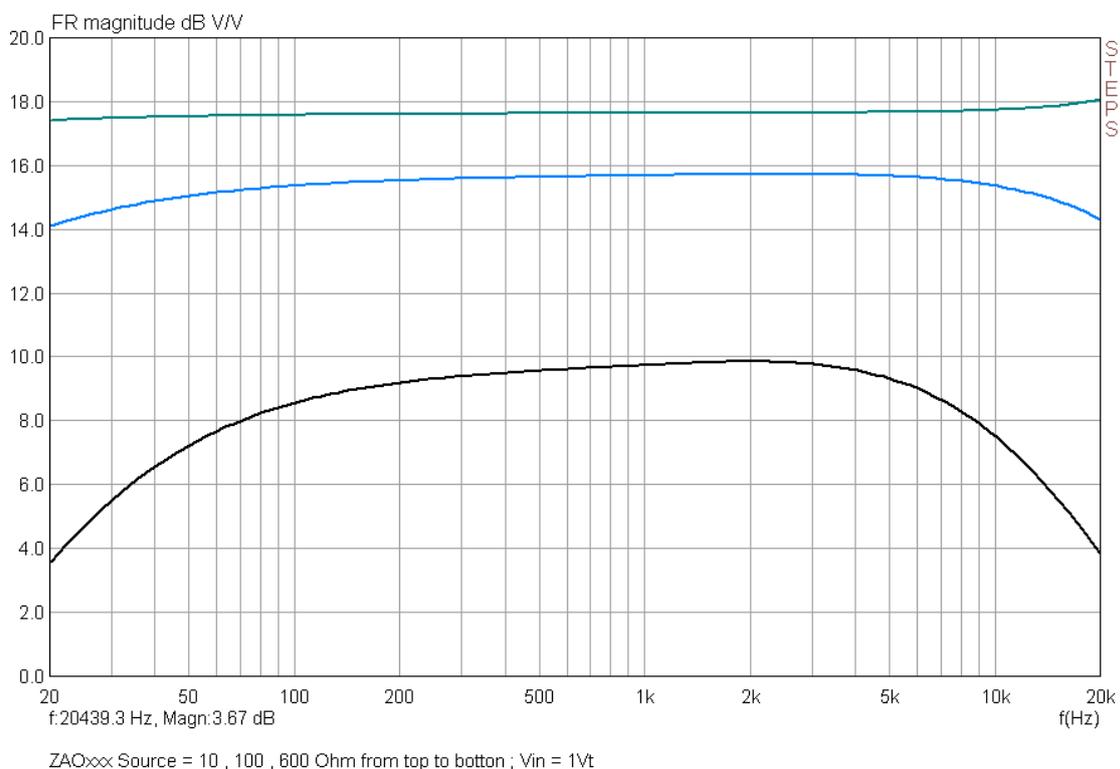


Impedanz der halben Primärwicklung. Sekundärwicklung belastet/nicht belastet

## 4.2.2: Frequenzkennlinie abhängig von Quellenimpedanz

Der ansteuernde Verstärker besitzt eine Ausgangsimpedanz **Z<sub>aus</sub>**. Hierbei handelt es sich NICHT um die optimale Impedanz, mit der dieser Verstärker belastet werden kann, ABER um den Widerstand, den man sich mit dem Ausgang des Verstärkers in Serie geschaltet vorstellen kann.

Die unten abgebildete Messung zeigt dazu ein Beispiel: Die halbe Primärwicklung wird mit einem idealen Vorverstärker angesteuert ( $Z_{\text{aus}} = 0 \Omega$ ) zu dem ich jeweils 10, 100 und 600  $\Omega$  in Serie geschaltet habe.

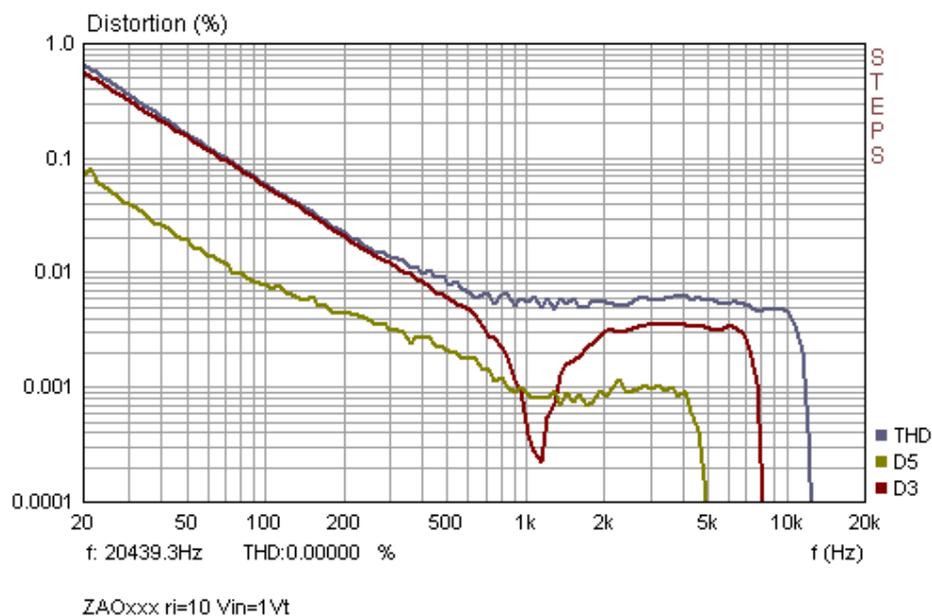


Frequenzgang bei Quellimpedanz von 10, 100 und 600  $\Omega$  (von oben nach unten)

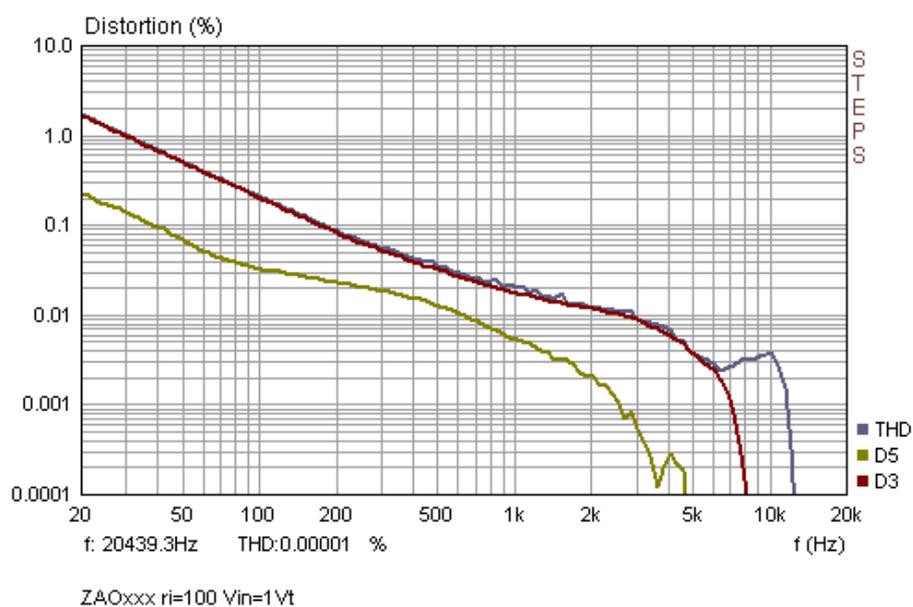
Auch hier sind die Selbstinduktion der Primärwicklung und deren interne Kapazität dafür verantwortlich, dass vor allem bei einer 600- $\Omega$ -Ansteuerung zu den tieferen und höheren Frequenzen hin eine deutlich erkennbare Absenkung erfolgt.

### 4.2.3: Je niedriger die Quellimpedanz, desto niedriger die Verzerrung

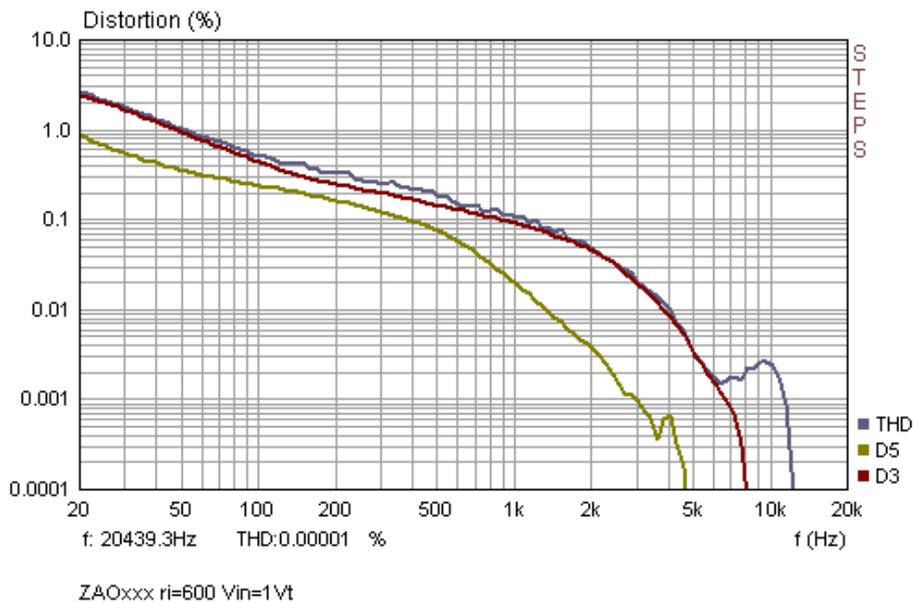
Beim Übertragungsweg von der Eingangswchselspannung über ein veränderliches, magnetisches Feld im Trafokern bis zur Ausgangswchselspannung entstehen Spannungsverzerrungen. Die unten abgebildeten Messergebnisse zeigen dies anhand der Quellimpedanzen 10, 100 und 600  $\Omega$ . Die Verzerrung wurde über der Sekundärwicklung gemessen.



Z-Quelle = 10  $\Omega$



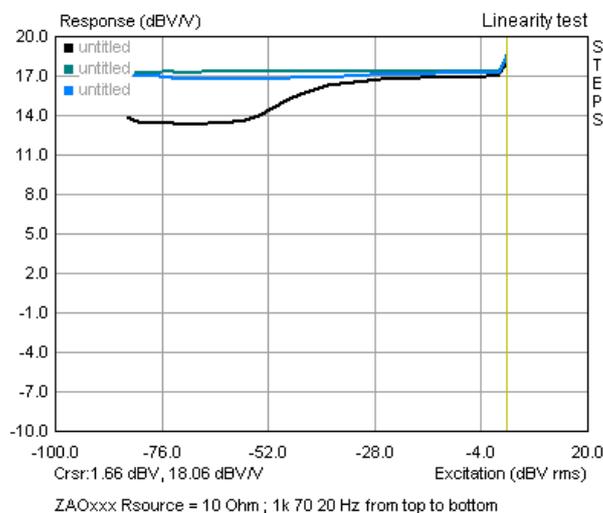
Z-Quelle = 100  $\Omega$



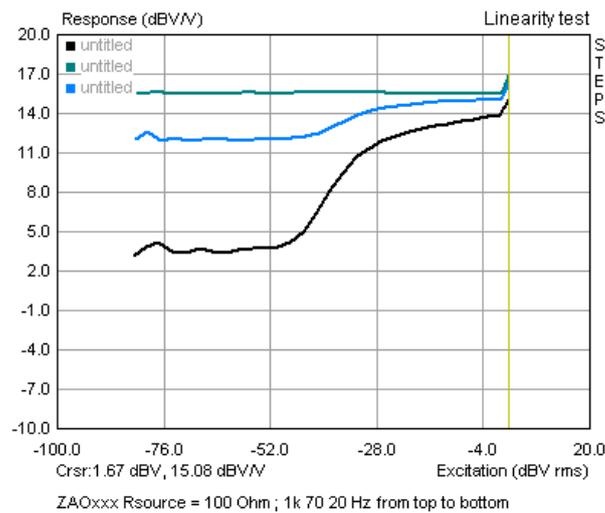
Z-Quelle = 600  $\Omega$

#### 4.2.4: Kern Defekten führen liefern dynamischen Verzerrungen

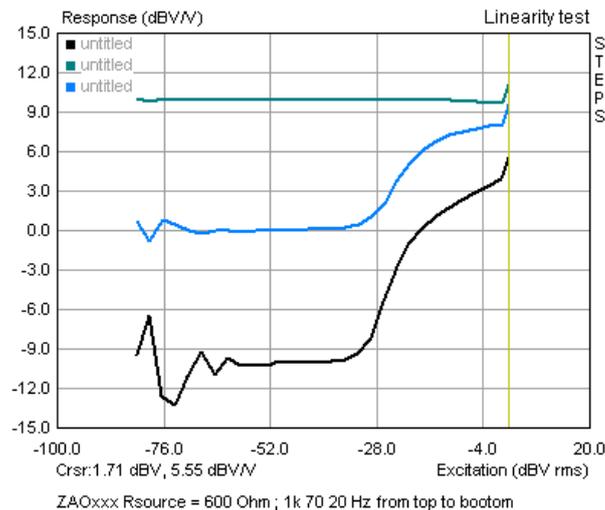
Im Anhang befinden sich zwei AES paper ([AES-122](#) und [AES-130](#)) über meine Untersuchungen über Magnetfeld Abweichungen im Kern bei schwachen Signalen. Dort wird von mir auch eine Methode zum Nachweis beschrieben. Ich messe (vertikal) die Verstärkung ( $A = V_{out}/V_{in}$ ) eines Transformators als Funktion der anliegenden Eingangsspannung  $V_{in}$  (horizontal). Bei 1 kHz scheint alles noch in Ordnung zu sein, aber vor allem unter 70 Hz ist der Feldeinbruch des Kerns gut zu erkennen. Siehe Messungen im Bild unten, durchgeführt bei 1000, 70 und 20 Hz (von oben nach unten).



Z-Quelle = 10  $\Omega$



Z-Quelle = 100  $\Omega$



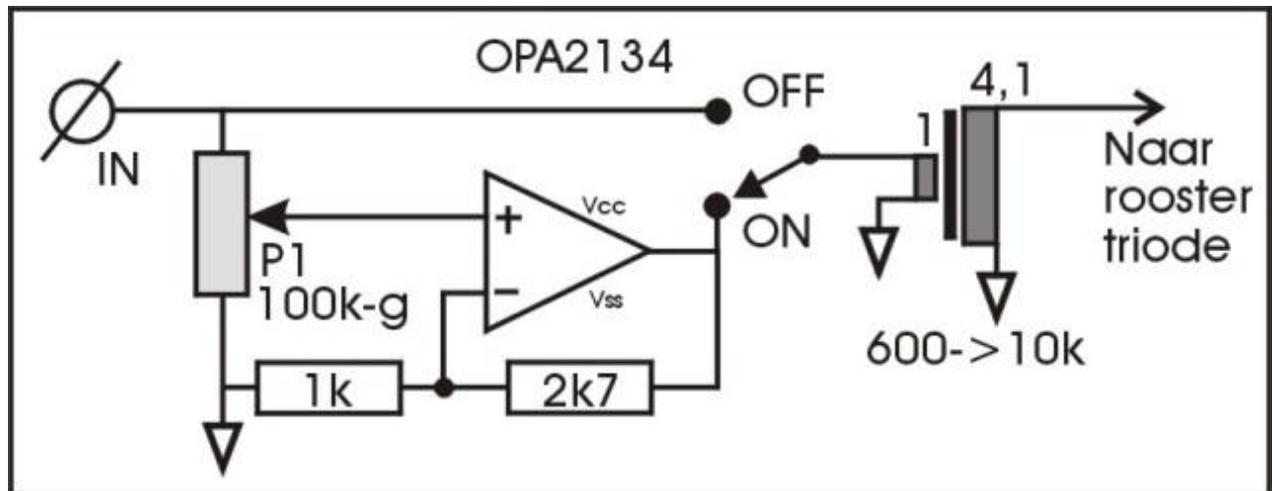
Z-Quelle = 600  $\Omega$

Auch aus diesen Messungen geht hervor, dass die Gefahr des Feldeinbruchs minimal ist, wenn der Vorverstärker für eine niedrige Quellimpedanz sorgt.

### 4.3: Meine Step-Up-Lösung für das ETF 12

In den Bedingungen für das Europäische Triodenfestival 2012 steht, dass wir mit einer Quellimpedanz von 600  $\Omega$  arbeiten, die maximal  $2V_{\text{eff}}$  liefert. Das bedeutet, dass ich die komplette primäre Wicklung verwenden muss, um zu einer passenden Eingangsimpedanz (600  $\Omega$ ) zu gelangen. Eine Eingangsimpedanz 10 k  $\Omega$  wäre Ihnen wahrscheinlich lieber, aber dann könnte ich meine vorhandenen Bauteile leider nicht mehr verwenden.

Doch... wohl wissend, dass eine niedrige Quellimpedanz viel weniger Verzerrungen erzeugt, verwende ich für den Hausgebrauch ein IC, das für ETF12 ausgeschaltet werden kann. Siehe unten stehendes Schaltbild:



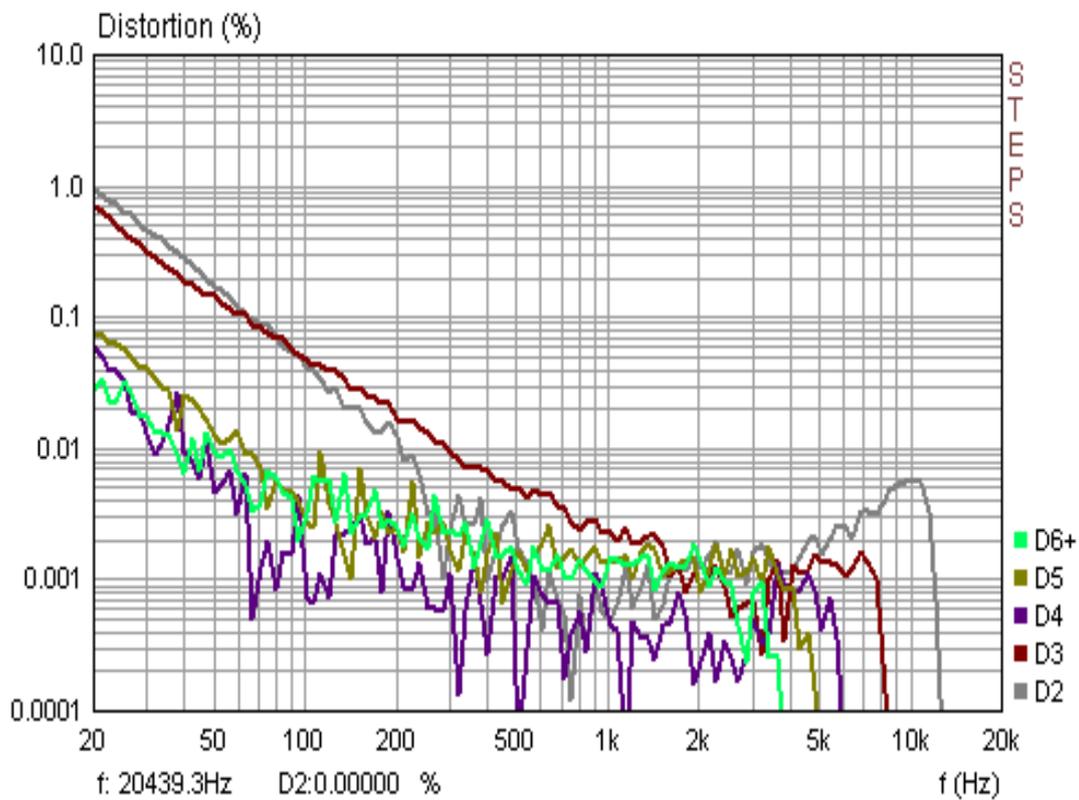
Abschaltbare Vorverstärkung mit niedriger Quellimpedanz zur Erfüllung der ETF12- und Menno-Bedingungen.

Der OPA2134 zeichnet sich durch einen extrem niedrigen DC-Offset aus, was den Einsatz von Entkopplungskondensatoren überflüssig macht; ein Ziel, das mit den NE5532/5534 oder dem TL072 nicht erreicht werden kann.

Zusammen mit dem IC errechnet sich der Gesamtverstärkungsfaktor nach der Formel:  $(2k7/1k + 1) \times 4,1 = 15,2$ . Daraus folgt eine Eingangsempfindlichkeit von  $(19/\sqrt{2}) / 15,2 = 884$  mV bei einer Eingangsimpedanz von 100 k  $\Omega$  (Wert des Lautstärkereglers). Dieser Wert passt ausgezeichnet zu der Anlage in meinem Wohnzimmer.

Ohne Eingangsverstärker (Schalterstellung "off") beträgt die Eingangsempfindlichkeit  $(19/\sqrt{2}) / 4,1 = 3,3$  V. Wollen wir hoffen, dass der ETF12-Vorverstärker in Berlin diesen Wert liefern kann.

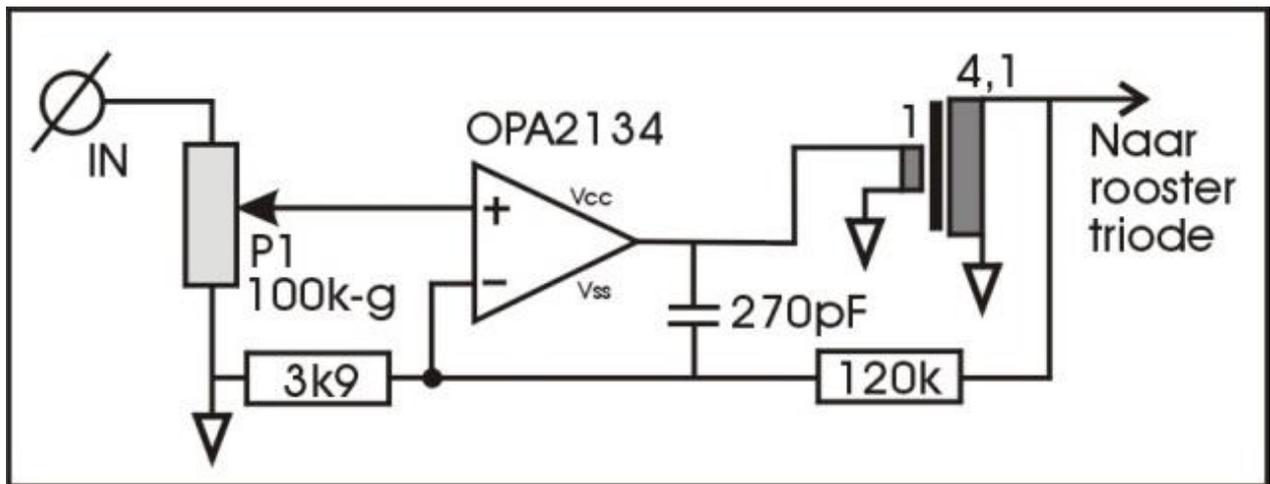
Die unten stehende Messung zeigt, dass der Step-Up-Trafo und das vorgeschaltete IC gut miteinander auskommen. Der Ausgang des OPA2134 ist wirklich niederohmig!



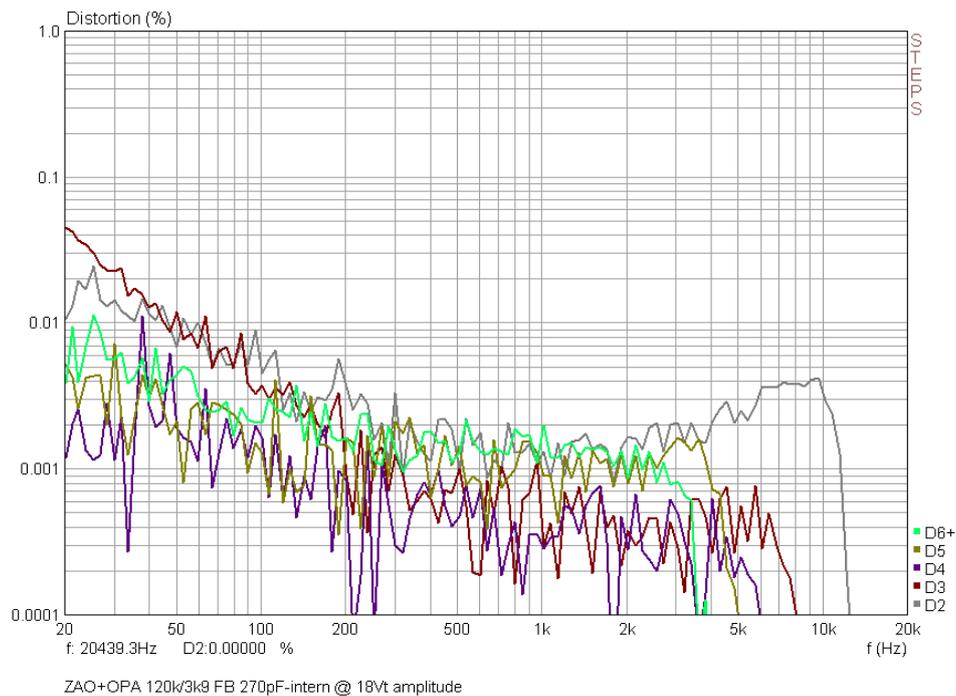
ZAOxxx met OPA2134 bij 18V-sec amplitude in 100k load

Step-Up-Trafo plus OPA2134 bei 18V<sub>t</sub> Ausgangsspannung

Als Erweiterung habe ich noch ein Experiment durchgeführt (das für das ETF 12 zu weit geht), bei dem ich den Sekundäranschluss des Step-Up-Trafos auf den Eingang des OPA2134 zurückkopple. Dadurch wird die Verzerrung noch einmal zusätzlich zurückgedrängt. Da es subjektiv allerdings nicht besser klingt, will ich die Sache hiermit auf sich beruhen lassen.



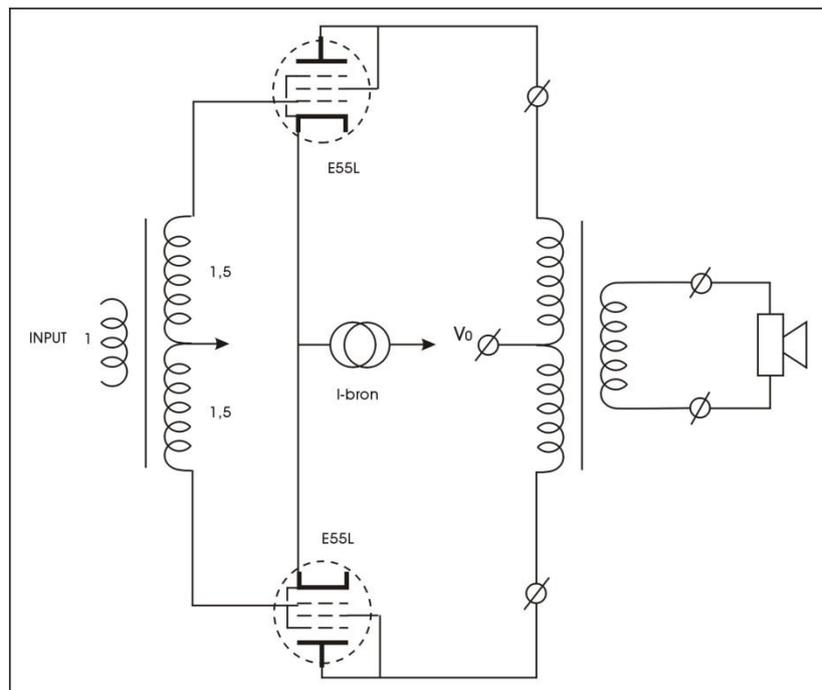
Experiment: Step-Up-Trafo in der Gegenkopplungsschleife des OPA2134



Step-Up-Trafo in der Gegenkopplungsschleife des OPA2134. Die niederfrequente Verzerrung nimmt mehr als um den Faktor 20 ab!

#### 4.4: Eingangstransformator für Gegentakt-Stufe

Aus Kapitel drei wissen wir, dass die E55L pro Röhre eine Amplitude von 4 V benötigt. Dies entspricht einer Spannung von  $4/\sqrt{2} = 2,8 V_{\text{eff}}$ . Außerdem ist bekannt, dass die Gitter der Endröhren in Gegenphase angesteuert werden müssen. Ein Transformator mit den Wicklungsverhältnissen 1: 1,5 : 1,5 kann diese Aufgabe erfüllen.



Möglicher Eingangstrafo für die E55L in Gegentaktbetrieb

Eine Alternative besteht darin, die verbundenen Kathoden beider Endröhren über eine Stromquelle fest mit Masse zu verbinden. Zusätzlich wird ein Steuergitter an Masse gelegt. Das Eingangssignal wird dem zweiten Steuergitter zugeführt. Die Stromquelle und die gekoppelten Kathoden sorgen dann automatisch für die benötigte Phasendrehung.

In diesem Fall hat die erforderliche Eingangsspannung einen Wert von  $2 \times 2,8 = 5,6 V_{\text{eff}}$ . Zusätzlich muss noch ein Step-Up-Trafo mit einem Verhältnis von  $5,6/2 = 2,8$  hinzugefügt werden.

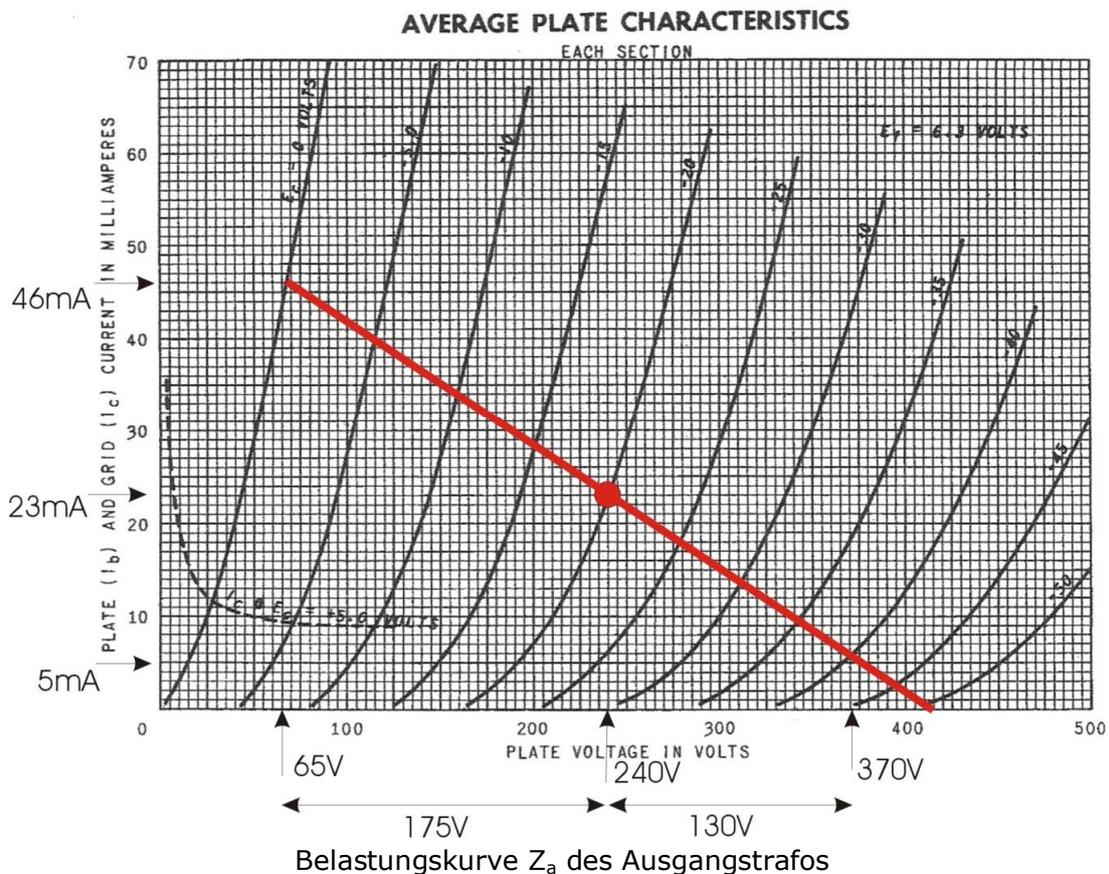
## 5: Ausgangstransformator und Kathodenkondensator

Anhand einiger einfacher Berechnungen und Konstruktionen werde ich nun herausfinden, welcher Ausgangstransformator angeschlossen werden muss (und ob sich dieser in meiner Bastelkiste befindet).

### 5.1: SE-Ausgang für die 6BX7; $Z_a$ , $P_{out}$ und zweite harmonische Verzerrung (2-nd HD)

Der Ausgangstrafo wird an die Anode der 6BX7 angeschlossen. Dadurch fließt permanent ein Ruhestrom von 23 mA. Daher muss der Kern dieses Trafos einen Spalt besitzen, der eine Sättigung verhindert.

Bei einer Aussteuerung bis zur Gitter-Kathodenspannung von  $V_{gk} = 0$  V wird der Strom bis zu einem Wert von  $2 \times 23 = 46$  mA zunehmen. Bei der Spannung  $V_{gk} = -38$  V wird der Strom ziemlich nahe am Wert 0 mA liegen, aber er wird nicht genau den Wert 0 besitzen, da die Kennlinien leicht gekrümmt verlaufen. Das führt zu einer zweiten harmonischen Verzerrung, die ich nun berechnen werde.



Der eingezeichnete Bereich erstreckt sich von  $V_{gk} = 0 \text{ V}$  bis  $-40 \text{ V}$ , aber angesichts der zugestandenen Spanne von 10 % ist dies ausreichend genau. Die primäre Impedanz  $Z_a$  des Ausgangsrafos ergibt sich aus (siehe linke Seite):

$$Z_a = (240 - 65 \text{ V}) / (46 - 23 \text{ mA}) = 7,6 \text{ k}\Omega$$

Die Ausgangsleistung beträgt demnach:

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} * (240-65)*(46-23)*10^{-3} = 2 \text{ W}$$

Achtung: Meine Berechnungen beziehen sich auf den linken Teil der Belastungskennlinie ( $I > 23 \text{ mA}$ ). Auf der rechten Seite ( $I < 23 \text{ mA}$ ) erhalte ich weniger Leistung:  $0,5*(370-240)*(23-5)*10^{-3} = 1,2 \text{ W}$ . Die wirkliche Leistung liegt daher irgendwo zwischen 2 und 1,2 W, wobei der Mittelwert dann 1,6 W beträgt. Zuvor lag meine Schätzung bei 1,5 W auf der Basis von  $P_{a,\text{max}}$ . Diese Berechnung weicht nicht allzu sehr davon ab.

Nun können wir noch die zweite harmonische Verzerrung berechnen. Sie ergibt sich wie folgt:

$$2\text{-nd HD} = 0,5*(175-130) / (175+130) = 0,074$$

Eigentlich finde ich den Anteil von 7% bei der zweiten Harmonischen bei voller Ausgangsleistung recht hoch, aber wir werden später noch sehen, wie er sich reduzieren lässt. Die zweite harmonische Verzerrung führt zu einem helleren Klang, der die Details hervorhebt. Die dritte Harmonische und noch höhere Obertöne sind in solchen Schaltungen zum Glück wesentlich schwächer ausgeprägt, so dass sie nur in den seltensten Fällen zu einem irritierenden Klangbild führen.

In meiner Bastelkiste fand ich zwei kleine Ausgangsrafos von Loewe Opta, die aus einem alten Röhren-Stereo-Radio stammen. Als hätte ich es vorausgesehen, später einmal eine gute Verwendung für sie zu finden, hatte ich sie in meiner "Jugend" aus einem Radio ausgeschlachtet und sorgfältig aufgehoben. Dieses "später" ist nun gekommen. Die Trafos besitzen folgende Eigenschaften:

$$\begin{aligned}
N_p / N_s &= 40 \\
R_{ip} &= 379 \Omega \\
R_{is} &= 1,2 \Omega \\
L_{p-AC} &= 23 H \\
L_{p-AC+DC} &= 12 H \\
L_{sp} &= 15 mH \\
C_{ip} &= 91 pF
\end{aligned}$$

Eigenschaften des Loewe Opta Ausgangstrafos

Hinsichtlich der Bedeutung der aufgezählten Begriffe möchte ich auf meine ersten beiden Bücher verweisen, in denen Trafos ausführlich besprochen werden:

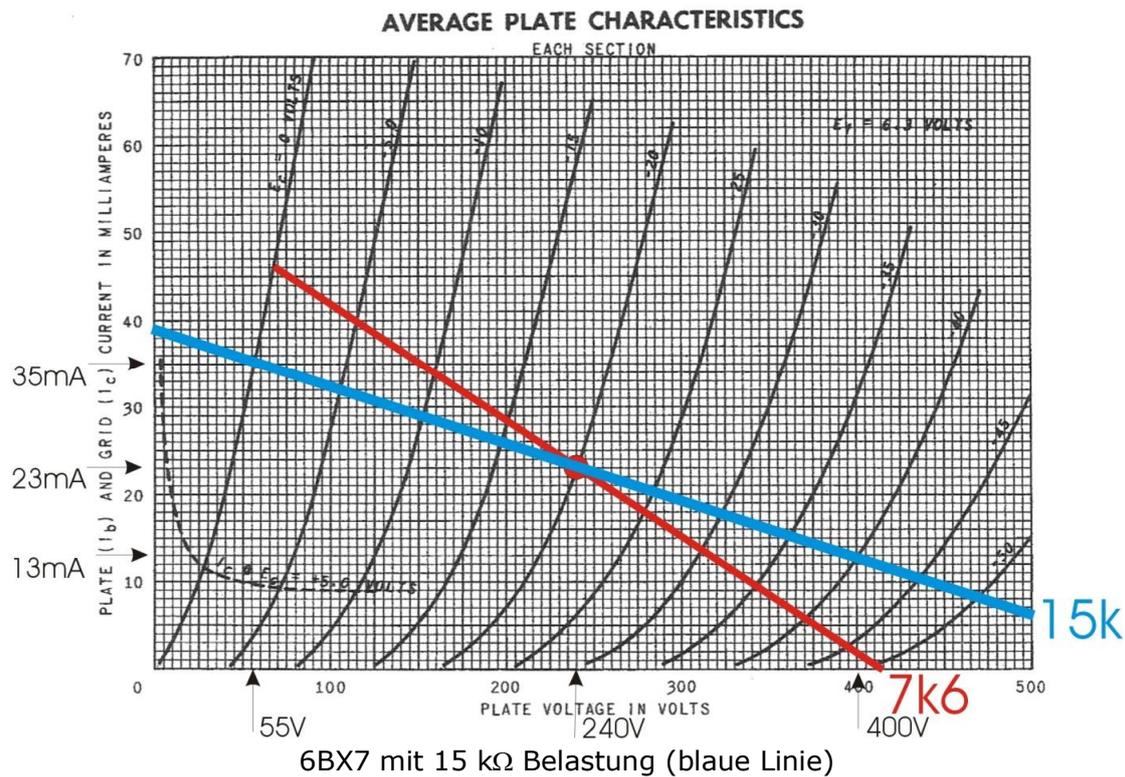
**Moderne High-End Röhrenverstärker (eBook)** mit Ringkern-Ausgangstrafos  
<http://www.elektor.de/products/books/e-books/moderne-high-end-rohrenverstarker.760782.lynkx>  
 ISBN978-3-89576-069-3

**High-End Röhrenverstärker** Neue Theorien für neue Lösungen  
<http://www.elektor.de/products/books/amplifiers/high-end-rohrenverstarker.259711.lynkx>  
 ISBN: 978-90-5381-204-4

Schließe ich an die Sekundärseite dieses Trafos einen Lautsprecher an, dann ergibt sich die primäre Impedanz  $Z_a$  wie folgt:

$$\begin{aligned}
Z_a &= (N_p/N_s)^2 * (Z_L + R_{is}) + R_{ip} \\
Z_a &= 8k7 \text{ (für } Z_L = 4 \Omega) \\
Z_a &= 15 k \text{ (für } Z_L = 8 \Omega) \\
Z_a &= 28 k \text{ (für } Z_L = 16 \Omega)
\end{aligned}$$

Die Belastungskennlinie in der vorhergehenden Abbildung wurde für maximale Leistung eingezeichnet. Das ETF12 fordert eine Belastung von 8 bis 16  $\Omega$ . Darum zeichne ich nun eine neue Belastungskennlinie in das Diagramm ein; ausgehend von der niedrigsten auftretenden Impedanz  $Z_L = 8 \Omega$  mit  $Z_a = 15 k \Omega$ .



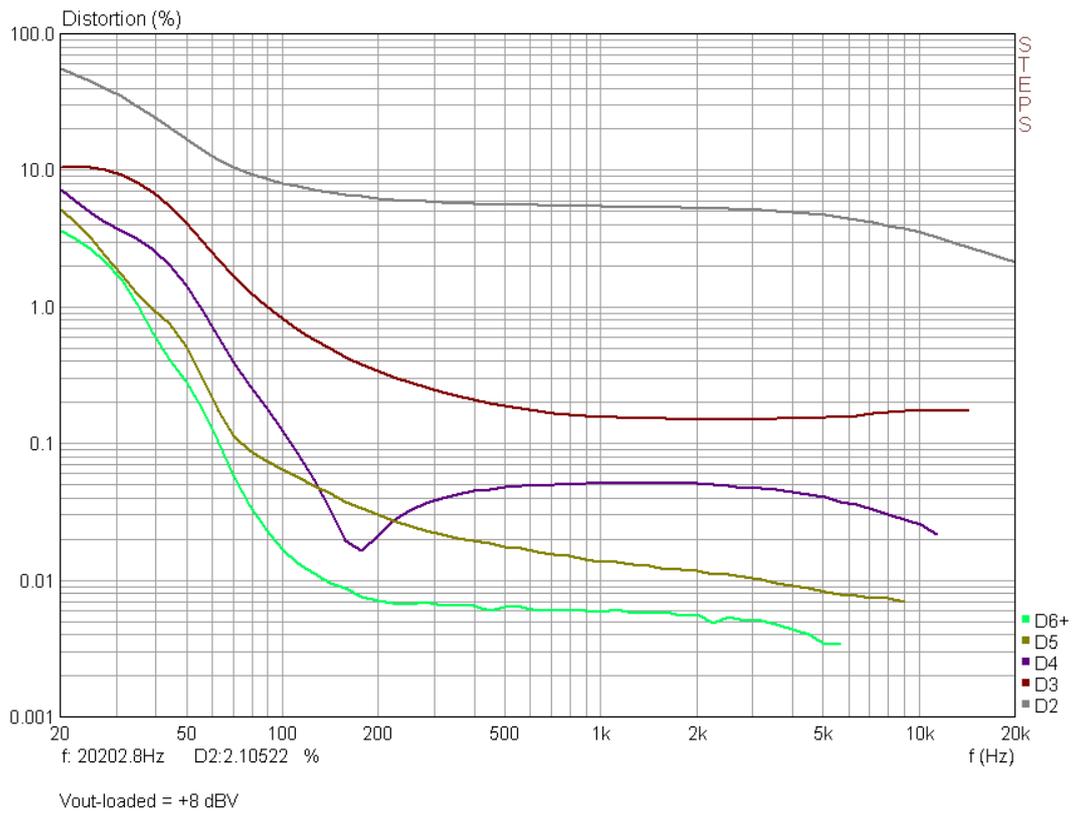
Für diese 15-k-Lastung werden die Ausgangsleistung und die zweite harmonische Verzerrung auf dieselbe Weise berechnet.

$$P_{\text{out}} = 0,95 \text{ W}$$

$$2^{\text{nd}} \text{ HD} = 0,04$$

Auffallend ist die Übereinstimmung mit meinen Messergebnissen: Bei 4-Ω-Lastung kam ich zu einem Wert von 1,5 W, und bei 8 Ω betrug die Ausgangsleistung 0,83 W. Diese Werte sind ein klein wenig niedriger, da ich in den vorausgehenden Berechnungen die Verluste über  $R_{ip}$  und  $R_{is}$  nicht berücksichtigt habe. Das könnte ich zwar noch machen, aber so ein großer Zahlenfreak bin ich nun auch wieder nicht. Ich bin nah dran und zufrieden.

Die gemessene zweite harmonische Verzerrung gegenüber der Aussteuerungsgrenze bei **1 kHz Messfrequenz** betrug 5%. Auch hier ist die Übereinstimmung mit der Berechnung hervorragend, was folgende Abbildung zeigt. Was für die hohen und tiefen Frequenzen noch benötigt wird, werde ich später noch erörtern.



Totale Verzerrung des kompletten Verstärkers bei  $P_{out} = 0,8 \text{ W}$  und  $8 \Omega$  Belastung

## 5.2: SE Ausgang für die 6BX7; dynamisches Verhalten

In den Messergebnissen des Ausgangsrafos befinden sich zwei Angaben, die mich stutzig machen:

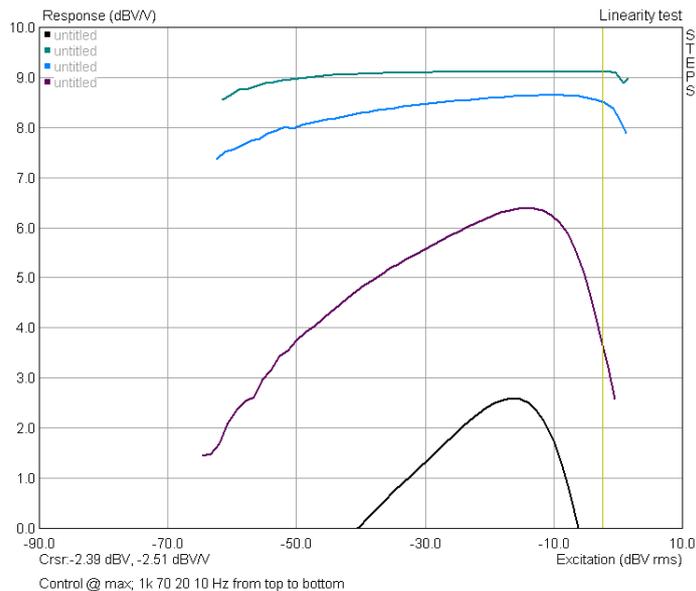
$$\begin{aligned}L_{p-AC} &= 23 \text{ H} \\L_{p-AC+DC} &= 12 \text{ H}\end{aligned}$$

Wenn ich an der primären Wicklung nur die Wechselspannung (AC) anschlieÙe, dann beträgt die primäre Selbstinduktion 23 Henry. FlieÙen jedoch (wie in unserem Beispiel) ein Ruhestrom (DC) und eine zusätzliche Wechselspannung (AC) durch den Trafo, dann vermindert sich die Selbstinduktion auf 12 Henry. Was hat dies zu bedeuten?

Der Ruhestrom  $I_0$  magnetisiert den Kern zum Teil (der Spalt verhindert eine vollständige Magnetisierung). Dadurch nimmt die Beweglichkeit (die relative magnetische Permeabilität) der Eisen Atome (Weiss Gebiete) ab, was zu einer niedrigeren Selbstinduktion führt.

Normalerweise ist bei einem guten Trafo der Spalt ( $l_g$ ) erheblich groÙer als  $l_c/\mu_\delta$ , wobei  $l_c$  die magnetische Weglänge im Kern darstellt, und  $\mu_\delta$  die relative magnetische Permeabilität unter ( $I_0$ ) Vormagnetisierungsbedingungen. Die Permeabilität reagiert immer auf die Höhe und die Frequenz der Wechselspannung. Bei einem guten Trafo ist  $l_g$  dominant und es machen sich keine Veränderungen bemerkbar. In diesem Ausgangsrafo spielt  $l_c/\mu_\delta$  aber tatsächlich eine Rolle, da sonst  $L_p$  konstant gewesen wäre.

Im Ausgangsrafo ist die primäre Selbstinduktion also nicht konstant, aber sie reagiert auf die Höhe der Wechselspannung. Daraus ergibt sich die folgende Messung, bei der die Verstärkung des kompletten Verstärkers auf der vertikalen Achse (in dB) als Funktion der Eingangsspannung dargestellt ist.



Übertragung im OPT bei 1000, 70, 20 und 10 Hz (von oben nach unten)

Es ist sehr deutlich zu erkennen, dass die Selbstinduktion bei 10 und 20 Hz nicht linear bleibt. Es gibt eine Methode, um diesen Effekt zu eliminieren: Man macht die Impedanz der ansteuernden Quelle so niedrig wie möglich. Diese Lösung kann ich jedoch hier nicht übernehmen, da der Innenwiderstand der 6BX7 ein vorgegebener Wert ist, so dass ich zur Gegenkopplung greifen werde. Doch mehr darüber später.

*An dieser Stelle ist eine kurze Zwischenbemerkung angebracht:*

*Warum verwende ich hier solch durchschnittliche Trafos, wo ich doch selbst hervorragende Ringkerntrafos entwickle? Der Grund, warum ich das Loewe-Opta-Exemplar verwende, besteht darin, dass ich auf gewisse Fehler aufmerksam machen möchte, über die niemand schreibt. So kommt es, dass oft auch niemand genau weiß, warum ein Trafo nur "mäßig" oder "schlecht" klingt.*

*Ein zweiter Grund: Ich experimentiere gezielt mit kostengünstigen Teilen aus der Bastelkiste, wobei ich versuche, die auftretenden Fehler zu erklären und bei ihrer Behebung zu helfen. Auf diese Weise lernt man am meisten.*

*Darum verwende ich auch bei TubeSociety ganz bewusst preiswerte Verstärker aus China, bei denen es von Fehlern nur so wimmelt. Ich finde das herrlich, denn dann gibt es immer etwas zu Erklären und zu Verbessern.*

Es gibt noch weitere technische Daten in Bezug auf das dynamische Verhalten:

**Wie hoch ist die niedrigste Frequenz, die bei voller Leistung wiedergegeben werden kann?**

Messungen zeigen, dass unter 57 Hz (bei 0,8 W Ausgangsleistung und 8  $\Omega$  Belastung) das Auftreten der Kernsättigung beginnt.

Die Leistungsbandbreite von -3dB (das entspricht der halben Leistung) führt dann zu einer um den Faktor  $\sqrt{2}$  niedrigeren Frequenz, also:

$$f_{p,-3dB} = 40 \text{ Hz}$$

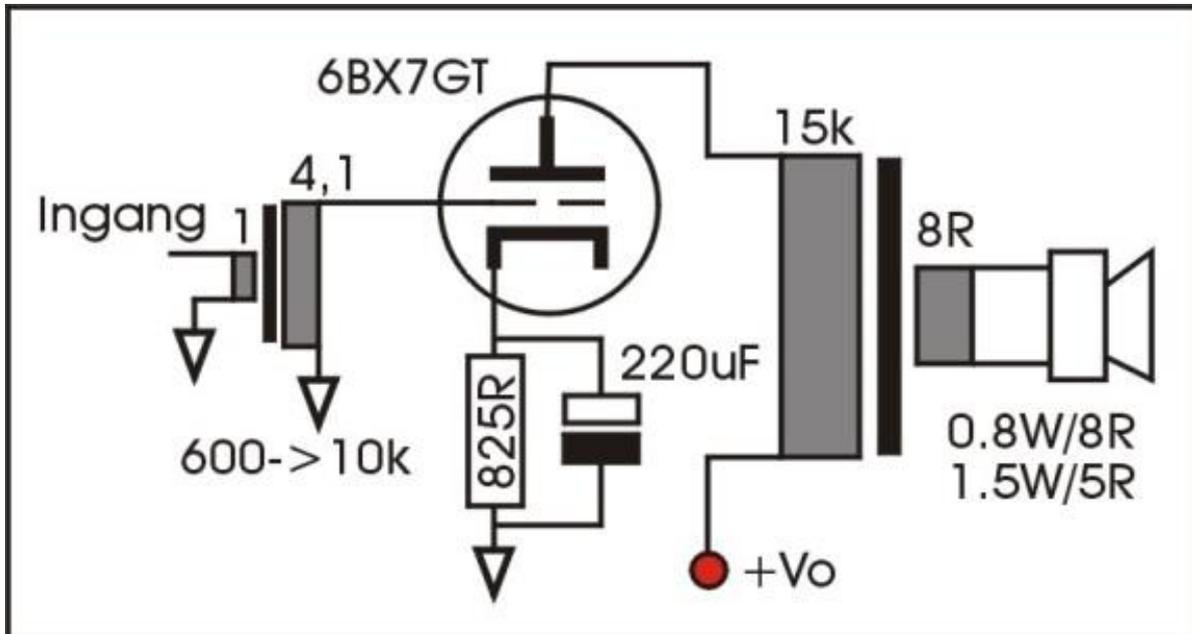
Die Begrenzung tritt also recht schnell auf, was bei dem kleinen Kern des Loewe Opta Ausgangsrafos auch logisch erscheint.

Kann man diese niederfrequente Begrenzung hören? Nein, in meinem Wohnzimmer fällt sie nicht auf. Nun höre ich jedoch keine tieffrequente, dröhnende Musik, aber viel Jazz und Klassik. Bei dieser Musikrichtung ist rund um den Bereich von 30 bis 40 Hz nicht sehr viel tieffrequente Energie vorhanden.

Die Bässe klingen kräftig und voll, was durch die höhere tieffrequente Verzerrung verursacht wird (passende unterstützende Obertöne). Siehe hierzu auch die auf einer der vorhergehenden Seiten abgebildete Grafik "Totale Verzerrung des kompletten Verstärkers".

### 5.3: SE Ausgang für die 6BX7; Frequenzverhalten

Um über das Frequenzverhalten zu sprechen, benötigen wir das unten gezeigte Schaltbild des kompletten Verstärkers (abgesehen vom Netzteil).



Audio-Teil des 1-Röhren-Verstärkers

Der Wert des Kathodenwiderstandes ergibt sich recht einfach aus dem gewählten Arbeitspunkt der 6BX7:

$$V_{gk} = -19V \text{ en } I_0 = 23 \text{ mA} \rightarrow R_k = 19/0,023 = 827 \Omega$$

Ich habe vier Widerstände von 3,3 k  $\Omega$  und jeweils 0,5 W parallel geschaltet. Zusammen vertragen sie eine Belastung von 2 W, wogegen sich die tatsächliche Leistung wie folgt berechnet:  $19 * 0,023 = 0,5 \text{ W}$ . Ich habe also eine großzügige Dimensionierung vorgenommen, aber das kann hier nicht schaden. Die Kapazität des Kathodenkondensators  $C_k$  kann auf zwei verschiedene Arten berechnet werden. Dazu kommen wir noch, aber zuerst:

Der effektive Innenwiderstand der 6BX7 MUSS so niedrig wie möglich sein, um die niedrigste Belastung beim Einbrechen der Selbstinduktion des Ausgangsrafs zu erzielen.

Die untenstehende Formel zeigt, welche Faktoren hier von Bedeutung sind ("//" bedeutet: Parallelschaltung):

$$r_{i,eff} = r_i + \mu * Z_k = r_i + \mu * (R_k // C_k)$$

Für die 6BX7 gelten folgende Werte:  $\mu = 10$  und  $r_i = 2 \text{ k}\Omega$  (gemessen beim Einstellpunkt  $V_{gk} = -19 \text{ V}$  und  $I_o = 23 \text{ mA}$ ). (Diese Werte werden später noch einmal durch die Messung des Dämpfungsfaktors am Ausgang bestätigt).

#### Erste Annäherung:

Auf Grund dieser Formel ist ersichtlich, dass  $r_{i,\text{eff}}$  am niedrigsten wird, wenn der Ausdruck  $\mu \cdot (R_k // C_k)$  gegenüber  $r_i$  vernachlässigbar ist. Die Funktion von  $C_k$  besteht darin,  $R_k$  für Wechselspannungen kurzzuschließen. Das funktioniert bei hohen Frequenzen ganz gut, aber bei niedrigen Frequenzen ist die Kurzschlusswirkung von  $C_k$  schlechter. Die Impedanz von  $C_k$  bei 20 Hz berechnet sich wie folgt:

$$Z_{Ck} = 1 / (2\pi f C_k) = 1 / (2\pi \cdot 20 \cdot 220 \cdot 10^{-6}) = 36 \Omega$$

Diese  $36 \Omega$  liegen parallel an  $825 \Omega$ , und dies ergibt eine Impedanz von etwas weniger als  $36 \Omega$  ( $35,97$ ). (Achtung: im Bereich der komplexen Bereich wird mit  $j = \sqrt{-1}$  gerechnet).

$$\rightarrow r_{i,\text{eff}} = 2 \text{ k}\Omega + 10 \cdot 36 \cdot j = 2032 \Omega$$

Auch gehörmäßig habe ich mit  $C_k = 220 \mu\text{F}$  keine Abschwächung der Tiefen wahrnehmen können.

Zusammenfassung: Annäherung 1 benötigt einen sehr großen Wert für  $C_k$ .

#### Zweite Annäherung:

Hier wird der Zusammenhang zwischen  $C_k$  und  $r_i$  und  $\mu$  und  $L_p$  und  $Z_a$  betrachtet. Daraus ergibt sich ein Hochpass-Filter erster Ordnung. Wie das genau geht, steht im Anhang [ETF-2011-Ck](#).

In diesem Fall schnitt die Annäherung schlecht ab. Das Filter erster Ordnung begann schon zwischen 129 Hz ( $145 \text{ Hz}$  gemessen) abzufallen. Damit verliert man einen wichtigen Teil der niedrigen Frequenzen. Darum werde ich nicht näher auf dieses Thema eingehen.

**Die niedrigste -3dB Frequenz  $f_{-3L}$**  wird bestimmt durch  $Z_a // r_{i,eff}$ , der die Selbstinduktion  $L_{p-AC+DC} = 12 \text{ H}$  ansteuert. Daraus ergibt sich:

$$Z_a // r_{i,eff} = 1790 \Omega \rightarrow f_{-3L} = (Z_a // r_{i,eff}) / (2\pi L_p) = 24 \text{ Hz}$$

Dieser Wert wurde auch gemessen, womit sich erneut die gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis bestätigt.

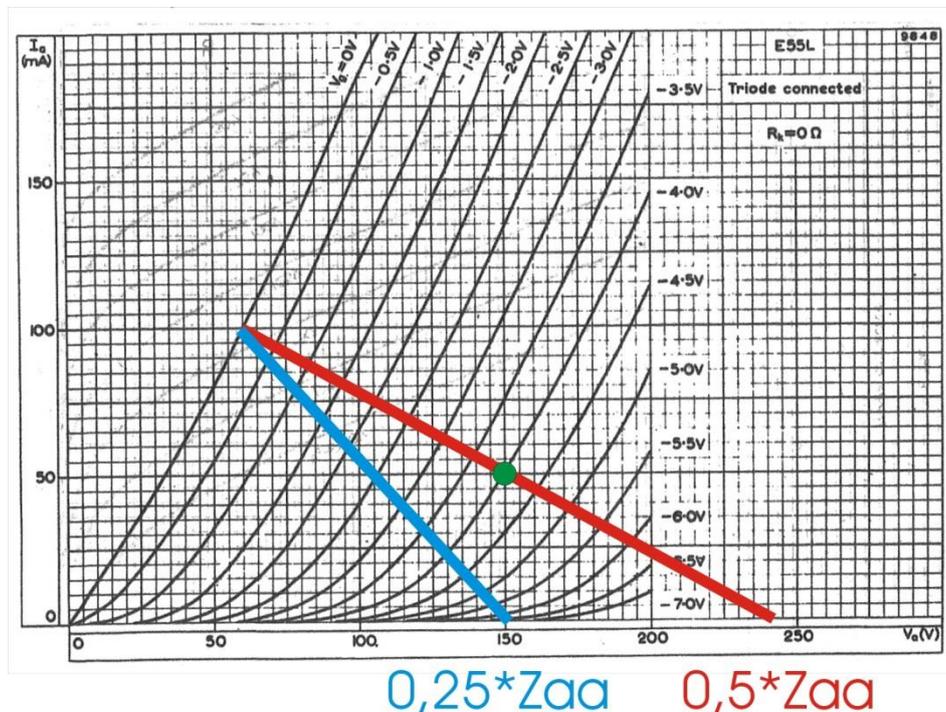
**Die höchste -3dB Frequenz  $f_{-3H}$**  wird bestimmt durch die Streuinduktion  $L_{sp}$  und die interne primäre Kapazität  $C_{ip}$  und  $Z_a$  und  $r_{i,eff}$ . Der Zusammenhang zwischen all diesen Größen ist ziemlich komplex, wird zum Glück aber ausführlich in meinem zweiten Buch beschrieben:

**High-End Röhrenverstärker** Neue Theorien für neue Lösungen  
<http://www.elektor.de/products/books/amplifiers/high-end-rohrenverstarker.259711.lynkx>  
ISBN: 978-90-5381-204-4

Der gemessene und berechnete Wert für  **$f_{-3H}$**  beträgt **18,4 kHz**, wobei in diesem Falle die Streuinduktion  $L_{sp}$  die Hauptursache des Abfallens bei hohen Frequenzen ist (das zeigt sich später auch bei Impedanzmessungen).

## 5.4: Gegentakt-Ausgang für die E55L

Die unten stehende Grafik zeigt die Belastungskurven für die E55L im Gegentaktbetrieb unter Verwendung der Berechnung von B.J. Thomson. Der Verstärker ist vollständig auf Klasse-A-Betrieb eingestellt.



Belastungskennlinien für die E55L im Gegentaktbetrieb  
nach der B.J. Thompson-Berechnung

Die rote Belastungskennlinie erstreckt sich von  $V_{gk} = 0 \text{ V}$  und  $I_a = 2 \times 50 = 100 \text{ mA}$  über den gewählten Abgleichpunkt und weiter nach rechts bis zum Punkt  $V_a = 240 \text{ V}$ . Dies ist eine Klasse-A-Einstellung, wobei in beiden Endröhren ein Strom zwischen 0 und 100 mA fließt.

Die dieser Linie entsprechende Impedanz ergibt sich aus:  $0,5 * Z_{aa}$ . Es gilt:

$$0,5 * Z_{aa} = (240 - 60) / 0,1 \rightarrow Z_{aa} = 3,6 \text{ k} \Omega$$

Die blaue Kennlinie zeigt das Ganze im Klasse-B-Betrieb, wenn eine der Endröhren durch das Wechselspannungssignal für einen Moment gesperrt wird ( $I_a$  ist in diesem Moment 0 und die andere Röhre übernimmt die komplette Verstärkung).

Da die blaue und die rote Linie bei  $V_{gk}=0\text{V}$  und  $I_a=100\text{mA}$  zusammentreffen, ist bei der Aussteuerungsgrenze kaum der Punkt des Übergangs von Klasse A zur Klasse B erreicht. Damit ist sichergestellt,

dass der Verstärker bis zur Aussteuerungsgrenze vollständig im Klasse-A-Bereich arbeitet.

Ich habe Guido vorgeschlagen, einen Ringkern-Netztrafo als Ausgangstrafo zu verwenden. Hier die Daten, die sich für diesen Trafo errechnen lassen:

$$\begin{aligned}Z_{aa} &= 3,6 \text{ k } \Omega \\Z_L = Z_s &= 8 \Omega \\N_p / N_s &= \sqrt{(Z_{aa}/Z_s)} = 21,2\end{aligned}$$

**Bei einem Netztrafo mit primär = 2 x 115 V ergibt sich eine 230-V-Version mit Mittelanzapfung.**

**Wie groß muss dann die Sekundärspannung sein?**

$$V_s = V_p * (N_s / N_p) = 230/21,2 = 10,8 \text{ V}$$

**Bei  $V_s = 9 \text{ V}$  wird  $Z_{aa}$  ein wenig größer.  
Das ist günstiger für eine niedrigere THD**

Amplimo bietet kleinere 30-VA-Ringkernnetztrafos mit zwei Primärwicklungen von jeweils 115 V an, die eine Sekundärspannung von 9 V erzeugen und somit die gestellten Bedingungen erfüllen.

Bei 50 Hz liefern sie eine Leistung von 30 W. Somit errechnet sich bei einer Frequenz von 20 Hz eine Leistung von  $30 * 20 / 50 = 12 \text{ W}$ .

Die Schaltung von Guido bietet eine Leistung von 6 W. Vor einer Kernsättigung bei 20 Hz brauchen wir daher keine Angst zu haben.

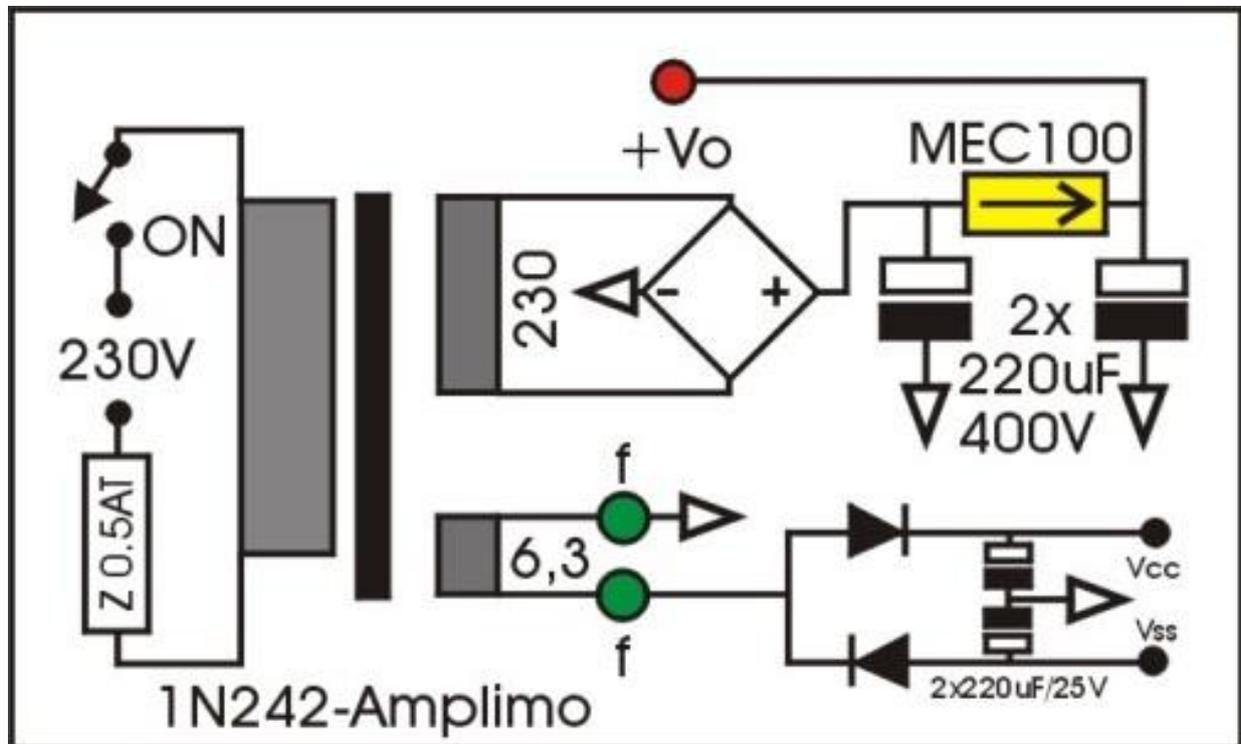
Das niederfrequente Verhalten dieses Trafos wird hauptsächlich vom verwendeten Stahl bestimmt. Da ich weiß, dass Amplimo stets hochwertigen Stahl einsetzt, sind keine Probleme zu erwarten.

Diese Netztrafos sind für ein korrektes Verhalten bei hohen Frequenzen NICHT optimiert (was sehr geringe  $L_{sp}$ - und  $C_{ip}$ -Werte bedingt). Dennoch erwarte ich wenig Probleme, da die E55L einen sehr niedrigen Innenwiderstand besitzt, was zur Folge hat, dass die Werte von  $L_{sp}$  und  $C_{ip}$  den Audibereich nur geringfügig beeinflussen.

Ich habe diese Lösung früher selbst schon einmal mit guten Ergebnissen im *Mable* angewendet (siehe *TubeSociety Project 2012*), vor allem im Bereich niedriger Frequenzen. Im Hochfrequenz Bereich um 20 kHz gab es jedoch Abweichungen, was meine oben ausgesprochene Warnung untermauert

## 6: Netzteil

Hier nun das Schaltbild für das Netzteil des 1-Röhren-Verstärkers.



Netzteil des 6BX7-Stereo-Verstärkers

Der kleine Ringkerntrafo 1N424 von Amplimo bietet alle benötigten Spannungen und Ströme. Siehe ausführliche Beschreibung im Anhang unter [1N424-2012](#).

Meine Sicherung von 0,5 AT ist eigentlich etwas zu groß. Amplimo schreibt kleinere Sicherungen vom Typ I2T vor, aber ich hatte nun mal nichts anderes auf Lager.

Die Hochspannungsgleichrichtung erfolgt mit vier Dioden des Typs 1N4007. Natürlich sind hier auch hochwertigere Exemplare wie die BYX96 nicht fehl am Platz.

Die elektronische Drosselspule MEC100 im Hochspannungszweig habe ich selbst entwickelt. Sie kann Spannungen bis 800 V<sub>DC</sub> und Ströme bis 100 mA verarbeiten. Die Selbstinduktion ist dabei sehr hoch und die 100 Hz Störspannung der Versorgungsspannung wird gut unterdrückt.

Weitere Beschreibungen und Messergebnisse finden Sie im [MEC-Manual](#) im Anhang. SE-Verstärker benötigen gute Netzteile mit großzügig

dimensionierten Drosselspulen. Die kleine MEC100 erfüllt all diese Anforderungen auf einmal.

Die 6,3-V-Wechselspannungsversorgung für die Röhrenheizung (ff) spricht für sich selbst. Die einfache Versorgung für den OPA2134 (mit ausgezeichneter interner Versorgungsspannungs-Stör-Unterdrückung) ist mehr als ausreichend, um nicht einmal das leiseste Brummen hören zu lassen (es ist zwar messbar, aber dies wird wohl kaum von Interesse sein).

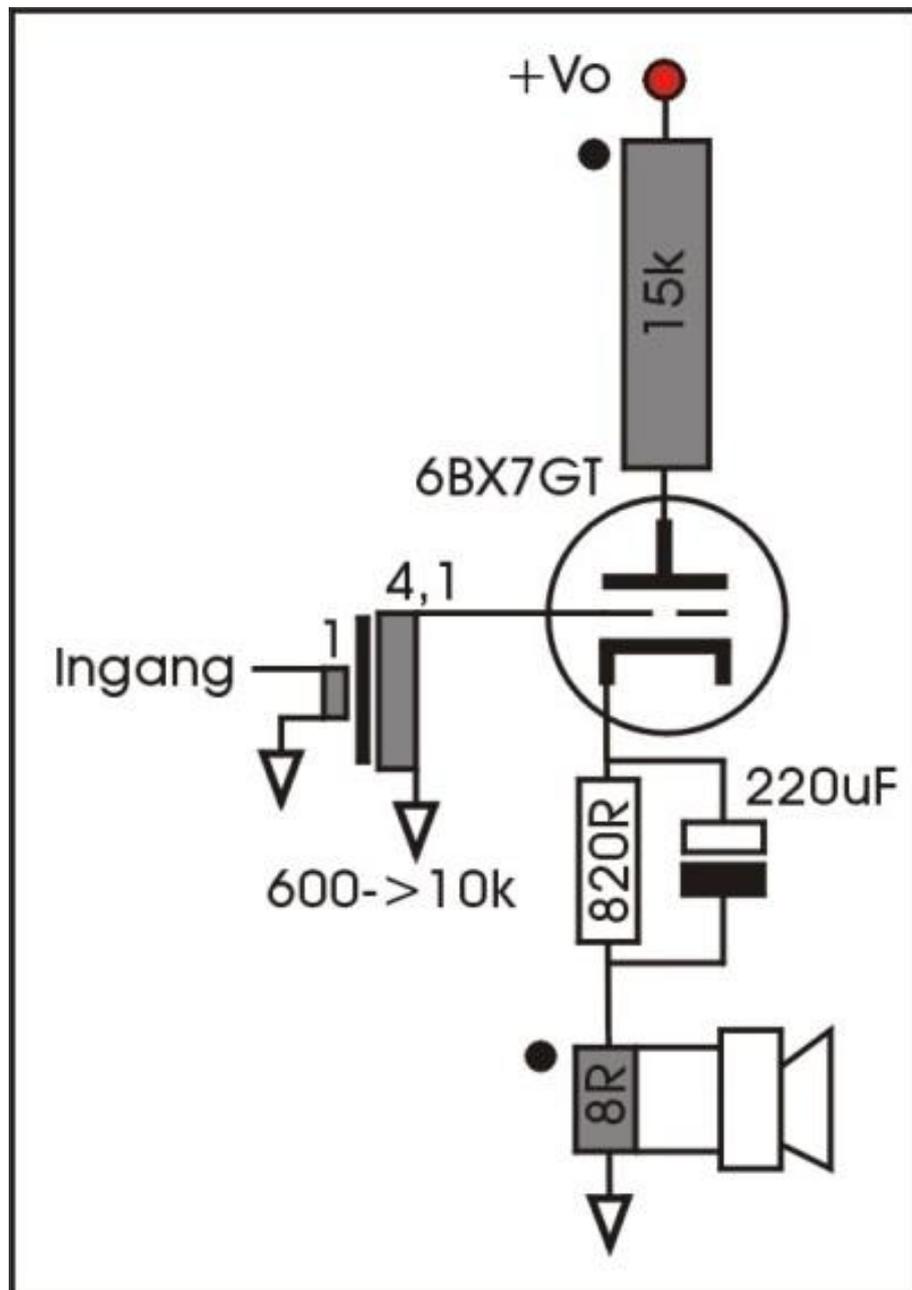
Für die Versorgung des Gegentaktverstärkers (pro Kanal) von Guido Tent wurde von Trafco ein Ringkern-Netztrafo mit folgenden Daten entwickelt:

30VA; prim.: 230V/50Hz; sek. 1: 125V/125mA; sek. 2: 6,3V/1,5A.

Weitere Einzelheiten finden Sie im Anhang unter [TRAFCO-30VA-xxxxxx](#). Bei entsprechend großem Interesse wird Amplimo diesen Trafo auch liefern.

## 7: Gegenkopplung?

Aus den Messungen ergeben sich einige gute Gründe für die Anwendung von Gegenkopplung zur Verbesserung der Schaltungseigenschaften. Die Hörversuche dagegen lassen es eher sinnvoll erscheinen, auf eine Gegenkopplung zu verzichten. Wir wollen uns diesem Thema später ausführlicher zuwenden. An dieser Stelle möchte ich jedoch jetzt schon mit einem unten gezeigten Schaltbild auf ein von mir durchgeführtes Experiment zu Kathodengegenkopplung verweisen.



Gegenkopplung an der Kathode der 6BX7

Die sekundäre Wicklung ist an der Kathode der 6BX7 angeschlossen. Achten Sie gut auf die Anschlussdrähte der Primär- und Sekundärwicklungen, die für einen phasengleichen Anschluss (mit Punkt angedeutet) nicht verwechselt werden dürfen (bei Verpolung ergibt sich eine Mitkopplung).

Welche **objektiven** Verbesserungen können von diesem Schaltungskniff erwartet werden? Hier eine **grobe, schnelle und intuitive Berechnung**, die zwar nicht ganz korrekt ist, sich aber dennoch sehr nahe an der Wahrheit befindet.

Der Verstärkungsfaktor  $\mu$  der 6BX7 hat einen Wert von 10, so dass die Wechsellspannung am Gitter  $V_{in}$  an der Anode um den Faktor 10 verstärkt vorliegt. Sie wird über den Transformator mit dem Verhältnis  $N_s/N_p = 1/40$  an die Kathode weitergeleitet. Demnach tritt die Spannung  $V_{in}$  um den Faktor  $10 \cdot 1/40$  an der Kathode auf, was einem Wert von  $0,25 \cdot V_{in}$  entspricht.

Dadurch werden von der anliegenden Eingangsspannung  $V_{in}$  nur  $0,75 \cdot V_{in}$  tatsächlich von der Röhre verstärkt. Die effektive Verstärkung wird also 0,75 mal kleiner – genau wie die Ausgangsimpedanz und die Verzerrung.

In dB ausgedrückt ergibt sich somit eine Gegenkopplung von  $20 \cdot \log(0,75) = - 2,5$  dB. Das ist vernachlässigbar wenn es um die drastische Verminderung von Verzerrungen geht: Nach Messungen konnte ich zwar eine geringfügige Abnahme der Verzerrungen beobachten, aber die Berechnungen ergeben, dass dies nur minimal und die damit verbundene Arbeit kaum der Mühe wert ist.

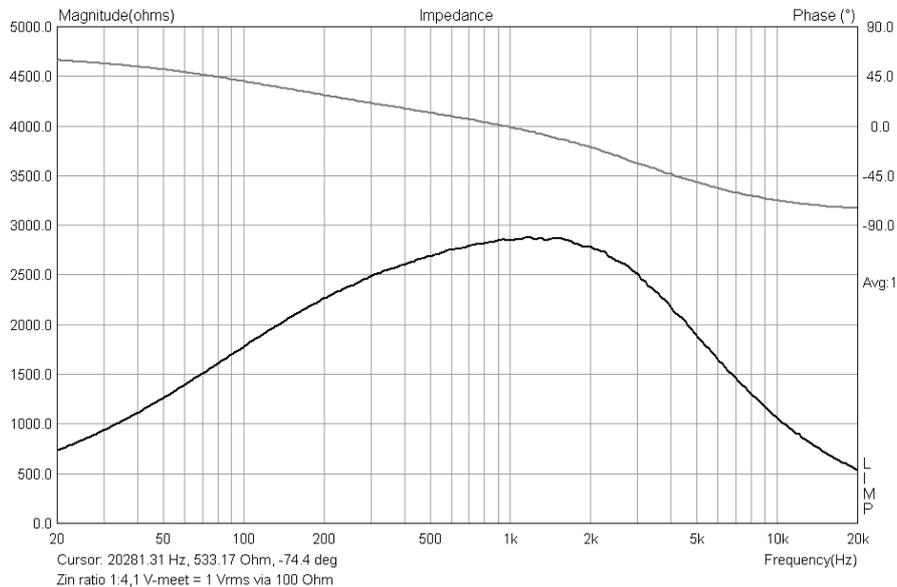
Aber nun die **subjektive** Seite der ganzen Angelegenheit: Durch diese geringe Gegenkopplung verschwindet ein Teil des durchsichtigen, klaren Charakters des Klangbildes.

Man kann nicht mehr so tief hinein hören, Details sind verschwunden, als ob ein dicker Vorhang vor die Lautsprecher hängt und die Klarheit dämpft. Diese winzige Gegenkopplung **bringt keine Verbesserung**.



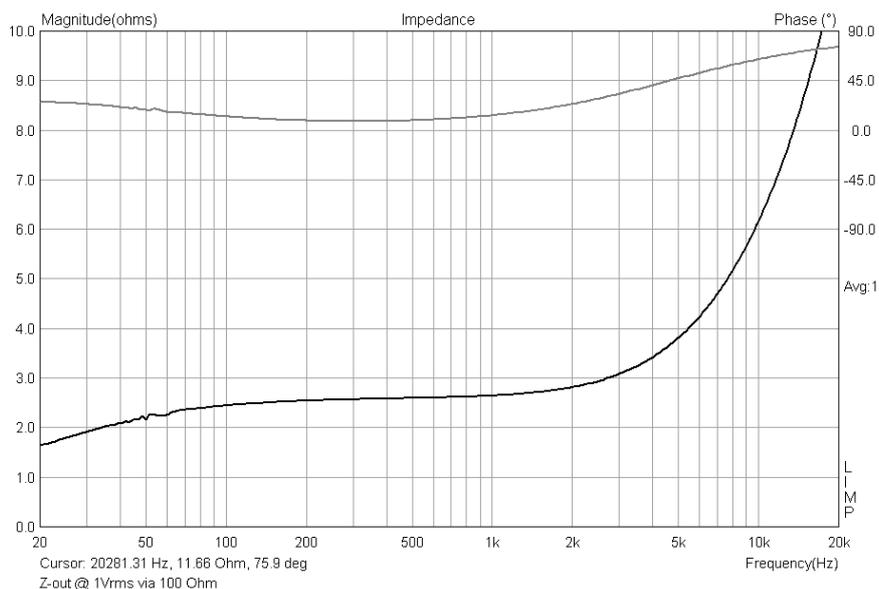
## 8.1: Kann der Verstärker mit $600\ \Omega$ angesteuert werden?

Ja, dies wird durch die unten stehende Grafik zur Messung der Eingangsimpedanz gezeigt. Diese ist im ganzen Frequenzbereich größer oder gleich  $600\ \Omega$ .



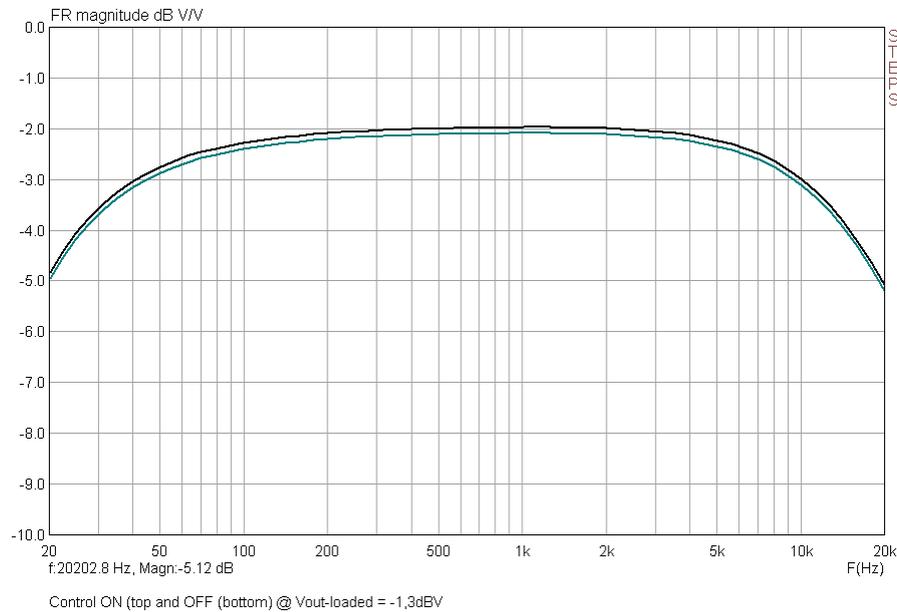
## 8.2: Dämpft der Verstärker die Lautsprecher ausreichend?

Ja, siehe unten gezeigte Grafik der Messung der Ausgangsimpedanz des kompletten Verstärkers. Bei den höheren Frequenzen sorgt die Streuinduktion für eine Zunahme der Ausgangsimpedanz, aber ein durchschnittlicher Hochtöner hat damit keine allzu großen Probleme.



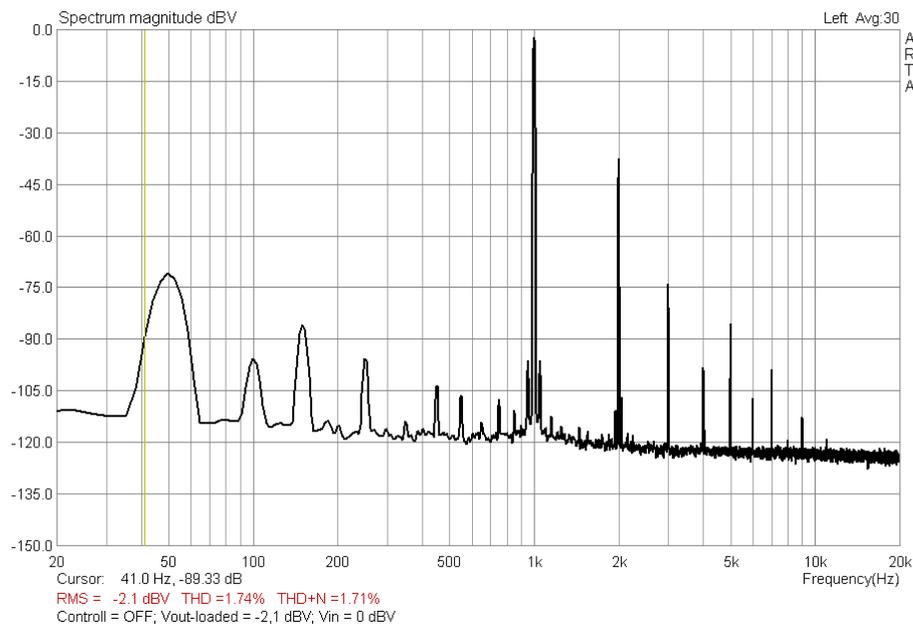
### 8.3: Ist der Frequenzbereich ausreichend?

Ja, er umfasst innerhalb der -3-dB-Grenzen ganz gut den Bereich, den ich hören kann.



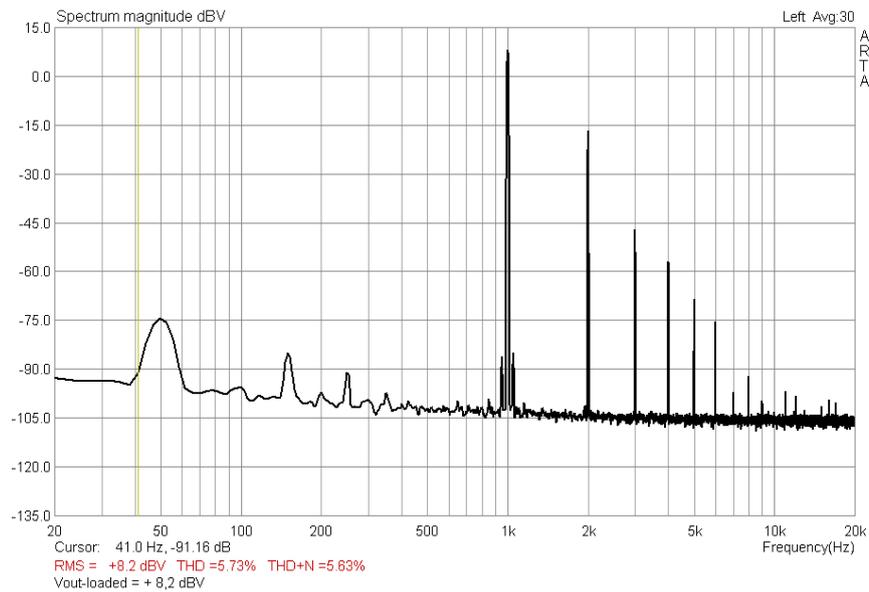
### 8.4: Ist die Verzerrung akzeptabel?

Ja, vor allem ist nur die zweite harmonische Verzerrung anwesend, und die stört rein subjektiv betrachtet am wenigsten.



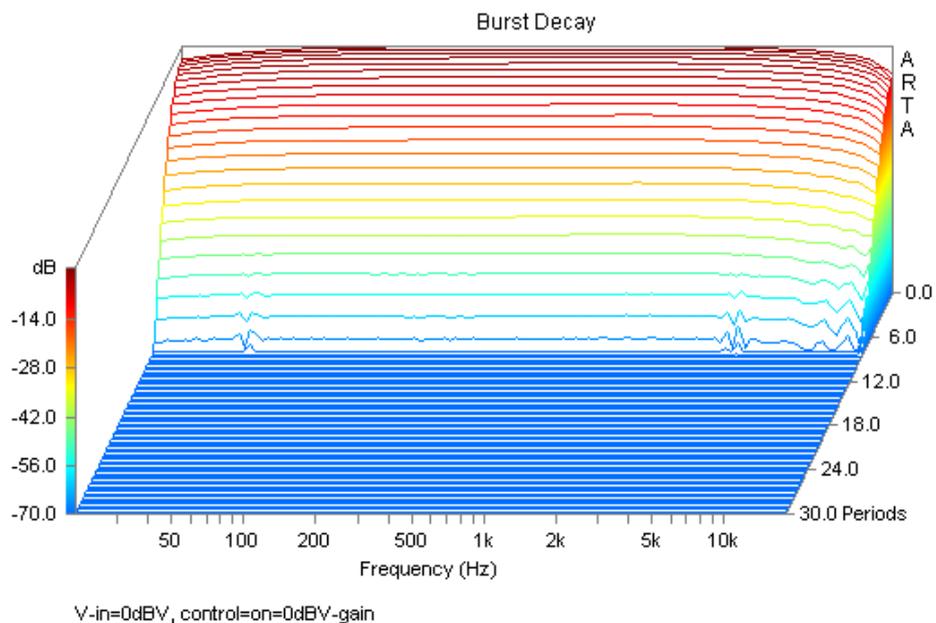
## 8.5: Ist die Verzerrung bei Übersteuerung akzeptabel?

Ja, denn der Klangeindruck wird hauptsächlich durch die zweite harmonische Verzerrung bestimmt.



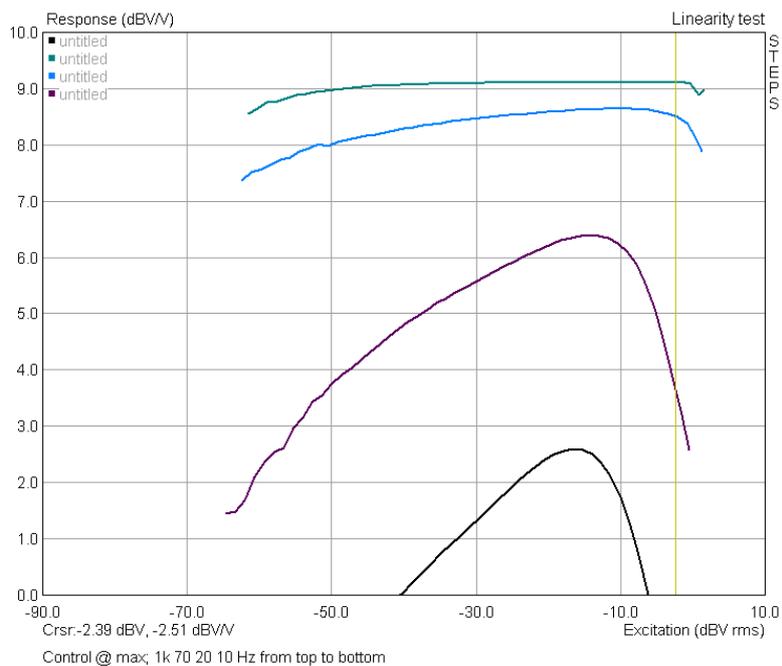
## 8.6: Gibt es ein Nachschlingern nach Impulsen?

Kaum, es sind aber Mini-Resonanzen sichtbar, die aus der Nichtlinearität der Trafokerne resultieren. Gemessen habe ich sie oft, gehört jedoch nie.



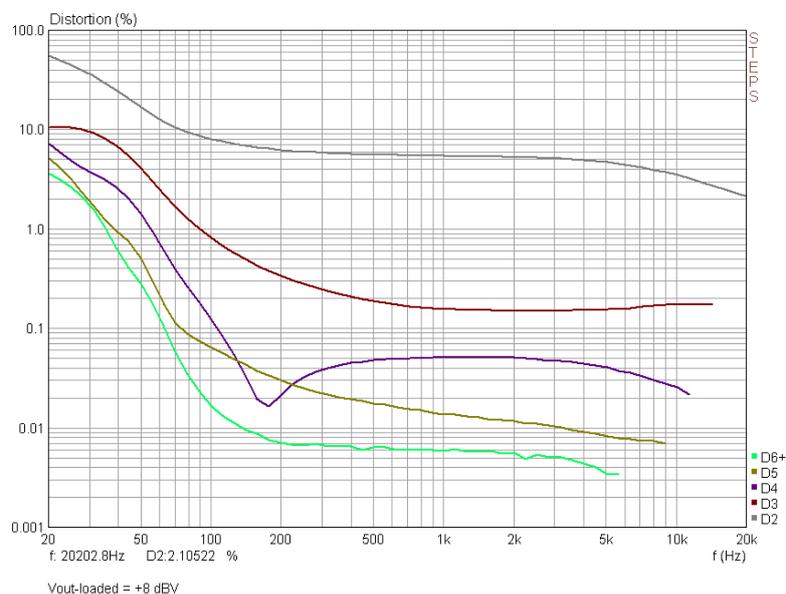
## 8.7: Ist der Kern linear bei kleineren Spannungen und niedrigen Frequenzen?

Nein, bei tiefen Frequenzen stört der Kern bei kleiner werdender Ansteuerungsspannung, wie unten gezeigte Messergebnisse sehr deutlich belegen. Ich werde in Kapitel 9 darauf zurückkommen.



## 8.8: Werden alle Frequenzen gleich stark verzerrt?

Nein, die tiefsten Frequenzen werden am stärksten verzerrt. Mehr darüber in Kapitel 9.



## 9: Abschließende Gedanken zum Hören und Messen

Vor nicht allzu langer Zeit erschien in der wissenschaftlichen Audio-Zeitschrift JAES<sup>(1)</sup> ein ausgezeichnete Artikel<sup>(2)</sup> über die Beurteilung von Audioqualität

1) [www.aes.org](http://www.aes.org)

2) Blauert and Jekosch: "A Layer Model of Sound Quality"; JAES, Vol. 60, Jan/Feb 2012, pp. 4-12

Diesen Artikel von Blauert und Jekosch habe ich ins Niederländische übersetzt, bearbeitet und mit eigenen Anmerkungen versehen. Siehe für die deutsche Übersetzung der Anhang: **QUALITÄT BEURTEILEN**.

Der Artikel beschreibt eine Methode zur sinnvollen Beurteilung von Audioqualität. Qualität wird in vier verschiedene Bereiche unterteilt, wobei jeder dieser Bereiche seine eigene Sprache und seine eigenen Messmethoden besitzt. Diese Bereiche sind:

- 1) Qualität des Hörens (was können wir gut bzw. überhaupt nicht hören)
- 2) Qualität der Darbietung bzw. Aufnahme (wie gut ist die Quelle)
- 3) Audio Messqualität (was sagen die Zahlen der Messergebnisse)
- 4) Kommunikationsqualität (wie wirkt es emotional)

In Kapitel 8 sind die Messungen nummeriert. Bei der Besprechung beziehe ich mich darauf.

### 9.1: Qualität des Hörens

8.1: 600  $\Omega$  Ansteuerung: Ich hoffe, dass der ETF-Vorverstärker meinen Single-Tube-Verstärker ansteuern kann. Wenn nicht, werde ich mit hörbaren Verlusten bei den höchsten und tiefsten Frequenzen rechnen müssen. (Nachschrift in 2013: es gab keinerlei Probleme).

8.2: Ausgangsimpedanz: Bei vielen Hochtönern steigt die Impedanz mit den Höhen an. Der zunehmende Z-out-Wert kompensiert dies jedoch recht genau. Ist die Lautsprecherimpedanz jedoch konstant, dann ist eine Abnahme der Höhen wahrnehmbar. Das bedeutet, dass der Verstärker auf den verwendeten Lautsprecher reagiert. Was die Tiefen betrifft, so ist Z-out ausreichend niedrig, um den Woofer gut unter Kontrolle zu halten. Die Tiefenwiedergabe ist nicht durch ein "Nachblubbern" gekennzeichnet.

8.3: Frequenzbereich: Völlig ausreichend. Ich vermisse keine Tiefen, Mitten oder Höhen. Der Klang ist ausbalanciert und befindet sich in Übereinstimmung mit meinem Hörbereich.

8.4: Verzerrung: Die zweite harmonische Verzerrung klingt angenehm, auch wenn sie hoch ist. Das Klangbild ist hell und durchzeichnend und zeigt in überdeutlicher Weise Details und gibt selbst diese etwas verstärkt wieder. Die schwachen, höheren Harmonischen stören nicht und werden nicht wahrgenommen (Maskierung). Das Klangbild wirkt dadurch nicht irritierend.

8.5: Übersteuerung: Ohne dass wir es merken, wird ein Verstärker oft übersteuert; zum Beispiel bei Signalspitzen. Hier ist die Übersteuerung sehr sachte, noch immer nach zweiter Harmonischer klingend und dadurch nicht störend.

8.6: Nachschlingern: Dies ist nicht der Fall, das heißt, Details verschmieren nicht hörbar.

8.7: Einbrüche bei tiefen Frequenzen schwacher Signale: Über dieses Gebiet ist noch nicht so viel bekannt, so dass ich mich hier völlig auf meine eigene Erfahrung berufe. Erst vor drei Jahren habe ich diese Messmethode vorgestellt.

*Da in Klängen viele tiefe Töne enthalten sind, erschwert dies die Wahrnehmung von Details. Es sieht also so aus, als ob bei einem gemessenen, reduzierten Anteil der Tiefen die Details in den Höhen deutlicher gehört werden können. Das ist sicher keine handfeste Theorie, aber doch eine überdeutliche, subjektive Wahrnehmung, die langsam für mich immer klarer zu werden beginnt.*

Für diese Aussagen habe ich allerdings keinen harten Beweis, da diese Theorie noch nicht getestet wurde.

8.8: Bei tiefen Frequenzen ist die Verzerrung stärker: Meine Ohren interpretieren dies nicht als Verzerrung, sondern als einen "stärkeren Bass". Die dahinter steckende Theorie hat den Namen "The missing fundamental". Die Theorie besagt, dass man den Grundton auch hört, wenn dieser unterdrückt wird und nur die Harmonischen hörbar sind.

Dieser Verstärker fügt die zweite Harmonische extra hinzu, und dies verstärkt die Eigenschaft meines Gehörs, tiefe Töne gut wahrnehmen zu können.

## **9.2: Qualität der Aufnahme/Ausführung**

Ich habe gute CDs, eigene Aufnahmen und CD-Spieler verwendet. Mehr kann ich dazu nicht sagen.

## **9.3: Qualität der Messungen**

Nach rein theoretischen Gesichtspunkten ist dieser Verstärker wohl eher ein Flop. In der Besprechung dazu (9.1) konnte ich jedoch durch eine geschickte Gegenüberstellung von "Messen" und "Hören" deutlich machen, dass nicht alle gemessenen Abweichungen für meine Ohren unangenehm waren.

## **9.4: Kommunikationsqualität**

Natürlich sind meine Aussagen rein subjektiv und ich beschreibe die Gegebenheiten so, wie ich sie persönlich finde. Es erstaunt mich jedoch immer noch, dass solch ein kleiner Verstärker solch ein hervorragendes, detailliertes räumliches Klangbild liefern kann. Natürlich handelt es sich nicht um einen der lautesten Verstärker, aber die 90 dB<sub>SPL</sub>, die er liefert, genügen mir völlig. Der Klang irritiert nicht und ich vermisse auch nichts. Es scheint, als ob ich besser als je zuvor ganz wunderbare Details hören kann. Verzerrungen? Höre ich nicht.

Und was sagt meine Freundin dazu? "Toll Menno ... sehr schön, was für eine Atmosphäre, das kriegen andere Verstärker nicht hin".

Fazit: Mein kleiner Vanderveen 6BX7GG 1-Röhren-Verstärker arbeitet als vollwertiges High-End-Gerät in meinem Wohnzimmer.

## **9.5: Schlusswort**

Heutige High-End-Magazine heben die Kommunikationsqualität stark hervor. Ich verstehe dies, denn es interessiert die Menschen. Zum Glück hatte ich bei diesem Projekt alle benötigten Geräte zur Verfügung, um das gute "Hören" und das gute "Messen" gründlich zu praktizieren und miteinander zu verbinden. Ich hoffe, solche Besprechungen zukünftig häufiger in Zeitschriften zu finden, weil man sehr viel dabei lernen kann.