

READER

1-BUIS-AUDIOVERSTERKER

(de 1-pitter)

ir. Menno van der Veen

13 oktober 2012

Inhoud:

- 1) Voorgeschiedenis**
- 2) Keuze versterkende buis: SE of PP**
- 3) Buisinstellingen**
- 4) Ingangstransformator**
- 5) Uitgangstransformator en kathode-condensator**
- 6) Voeding**
- 7) Tegenkoppelen?**
- 8) Eigenschappen van de definitieve 1-pitter**
- 9) Afsluitende overwegingen over horen en meten**

Verkorte inhoud in woorden:

Een complete buizenversterker met slechts één actief versterkend element per kanaal, hoe ontwerp je die? Dit is *de* wedstrijd van het European Triode Festival 2012 in Berlijn. Menno van der Veen heeft zijn ontwerp en metingen zorgvuldig bijgehouden en behandelt ze op deze DVD. Alle problemen rondom buizen en trafo's komen aan de orde. Hoeveel eindvermogen kun je verwachten? Trafovervorming kun je terugdringen, maar hoe doe je dat? Hoe stel je de buis in op maximale prestaties en levensduur bij minimale vervorming? Is tegenkoppeling wel of niet nodig en wat is de argumentatie? Deze DVD geeft een ingekort, maar volledig overzicht van de opleiding TubeSociety van Menno van der Veen. Alle onderwerpen van deze 1 jaar durende cursus passeren de revue. Het ontwerpproces verloopt uiterst gestroomlijnd en is een schoolvoorbeeld van doelgericht ontwerpen. Voor de liefhebbers en de ontwerpers van het puristische buizengeluid is deze DVD een rijke bron van informatie. Inclusief: reader, achtergrond artikelen, buisspecificaties.

Copyright 2012: Menno van der Veen, ir. Bureau Vanderveen

1: Voorgeschiedenis

Ieder jaar wordt aan het einde van de maand November ergens in Europa een bijzonder festival gehouden. Dit European Triode Festival www.triodefestival.net wordt bezocht door audio amateurs en professionals waar ze twee tot drie dagen lang buizenversterkers bouwen en beluisteren en informatie uitwisselen. Ieder jaar is er een bijzondere opdracht, om iets voor te bereiden: buizenversterkers, luidsprekers, platenspelers, kabels, enzovoort. De opdracht van het jaar 2012 in Berlijn staat hieronder aangegeven:

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 singled 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 $2V_{eff}$ 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

Omstreeks juni dit jaar ben ik met deze uitdaging bezig gegaan, met het volgende in mijn achterhoofd:

- 1) De versterker die ik ga bouwen is voor mijn huiskamer waar ik vaak muziek op de achtergrond draai. Veel uitgangsvermogen heb ik dan niet nodig
- 2) Het ontwerp ga ik integreren in mijn opleiding TubeSociety en delen en bespreken met mijn studenten en via DVD met andere belangstellenden.
- 3) Via uitgebreide metingen wil ik laten zien dat de uiteindelijke eigenschappen en wat je hoort grote overeenkomst met elkaar hebben.
- 4) Ik wil de spullen gebruiken die ik al heb liggen in mijn "rommelkast"

In mijn opleiding TubeSociety www.mennovanderveen.nl komen alle elementen van buisversterker ontwerp aan de orde. Gedurende 16 zaterdagen van 10.00h tot 13.00h worden de volgende onderwerpen behandeld: voorversterking, eindversterking, transformatoren en metingen. Tevens bouwen de studenten zelf een versterker, zoals vorig jaar de Aurexx (EL84-SE) en dit jaar de Mable (EL84-PP), waarbij we via gerichte modificaties verbeteringen uitproberen, resulterend in een eindwedstrijd wie de beste versterker heeft gebouwd. Zie meer hierover op mijn website.

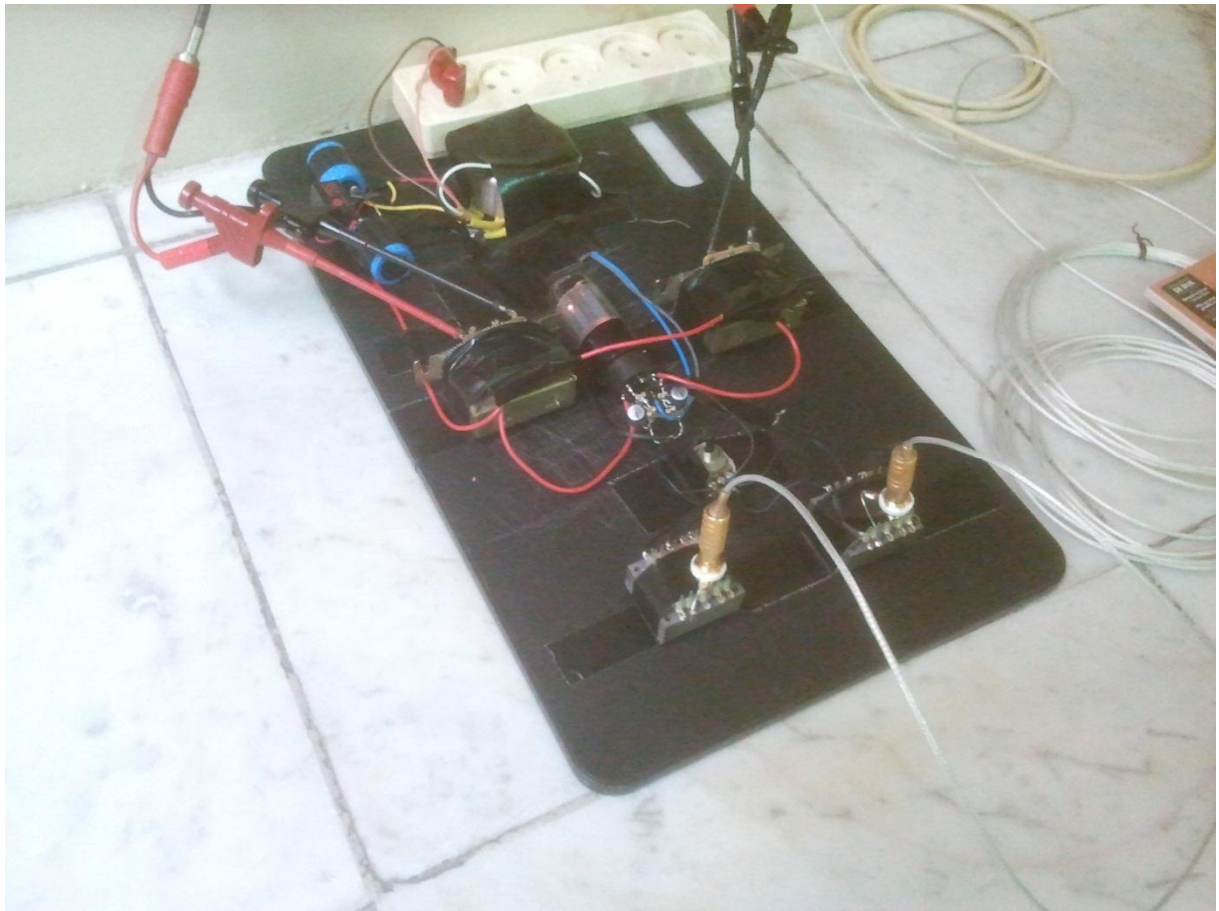
Ook maken we gebruik van Arta meetprogrammatuur www.artalabs.hr/ gecombineerd met een handige Arta meetset. De ARTA-MANUAL staat in de bijlage. Deze meetset wordt gekoppeld aan de geluidskaart van de computer.



Ik bespreek in deze reader hoofdzakelijk de Single Ended oplossing. Push Pull heb ik in mijn leven meer dan voldoende gebouwd. De vele versterkers van Bert Fruitema hebben laten zien en horen dat SE een uiterst fraai geluid oplevert. Dit wilde ik via nieuwe metingen verder gaan verkennen. Ik noem wel enige PP oplossingen, mede doordat ik een tijdje mee heb kunnen denken met Guido Tent over het ontwerp dat hij voor ETF12 gaat inbrengen.

De volgende foto toont de testopstelling die ik voor dit ontwerp heb gebouwd. Gewoon een plank, wat is dat ontzettend handig. De definitieve versie staat er onder. Deze draait al enige maanden in mijn huiskamer. Nog steeds verbaas ik me over de fraaie eigenschappen van dit kleine dingetje.

Zwolle, September 2012
Menno van der Veen.



2: Keuze versterkende buis: SE of PP

Op grond van enige inleidende argumenten kan de keus van de buis vergemakkelijkt worden.

- 1) Dikke buizen (veel vermogen) vragen om hoge stuurspanningen. Er wordt $2V_{\text{eff}}$ geleverd door de voorversterker. Dit is weinig, en daarom kan men beter naar kleinere buizen gaan met een hoge μ -factor of/en hoge steilheid s (transconductance)
- 2) Een ingangstransformator (step-up) is toegestaan. Hierdoor zijn weer buizen met een lagere μ -factor toepasbaar. Hierover vertel ik verderop meer.
- 3) Penthode kan, maar heeft een redelijk hoge inwendige weerstand r_i , waardoor de luidspreker nauwelijks gedempt zal worden. Triode is beter vanwege zijn lagere inwendige weerstand
- 4) Samenvattend in formuletaal: $\mu = s * r_i$
 r_i laag voor goede luidsprekerdemping
 μ is hoog vanwege de geringe stuurspanning
 s moet dus hoog zijn, en daar kun je gericht naar zoeken

Omdat er eindeloos veel buizen zijn, kan ik me nu beperken tot:

triodes of als triode geschakelde penthodes, midden vermogen exemplaren.

Ik geef wat voorbeelden:

ECC81/82/83/99 met voorkeur voor ECC82/99 om hun lage r_i . De ECC99 kan enig vermogen leveren, de andere buisjes nauwelijks.
6BX7 en 6BL7 waarbij ik de 6BX7 goed ken en op voorraad heb
EL84 en E55L als triode geschakeld; Guido heeft de E55L op voorraad.

De specificaties van alle genoemde buizen staan in de bijlage **BUIZEN**

Er zijn veel meer buizen mogelijk, maar om reden van overzichtelijkheid beperk ik me tot de genoemde exemplaren. De ontwerp strategieën die hier worden toegepast zijn algemeen, dus ook voor andere buizen toepasbaar.

Het **uitgangsvermogen** dat je met deze buisjes kunt bereiken wordt hoofdzakelijk bepaald door hun maximale anode dissipatie **P_{a,max}**. Stel je de buis in als triode SE instelling, dan is het maximale uitgangsvermogen 25% van P_{a,max}. In Push-Pull instelling bedraagt dit 50%. Onderstaande tabel geeft een overzicht. Alle genoemde vermogens zijn in [Watt].

BUIS	P_{a,max}	P_{-SE}	P_{-PP}
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

Bereikbaar uitgangsvermogen (Watt) voor SE en PP instelling

De P_{a,max} waardes die bij de 6BX7 en 6BL7 buisjes worden genoemd, gelden als beide triodes vol aan het werk zijn. Belast je slechts één triode, dan kan die 10 Watt aan.

Dit overzicht laat duidelijk zien dat de ECC81/82/83 de zwakkere broeders zijn, en daarom laat ik deze buisjes nu los (tenzij je meerdere triodes parallel schakelt, wat volgens mij binnen het kader van de ETF12-opdracht valt, maar ik ga er nu niet mee bezig).

Ik werk graag met echte triodes in SE-instelling, dus voor mij is de keuze ECC99, 6BX7 of 6BL7. De **6BX7** heb ik op voorraad, dus daar ga ik me nu verder op concentreren.

Guido Tent is de route ingeslagen met de **E55L** in PP-instelling. Zijn benadering zal ik verderop ook behandelen.

3: Buisinstellingen

3.1: 6BX7-SE instelling

Ik behandel nu eerst de instelling van de 6BX7-SE versterkerbuis. De complete buis heeft twee triodes, eentje voor het linker en eentje voor het rechter kanaal. Beide buishelften zijn vol aan het werk, komen in klasse A instelling, dus ik moet rekenen met **$P_{a,max} = 6 \text{ Watt}$** per triode.

Het te verwachten uitgangsvermogen is maximaal 1,5 Watt en dat is voldoende voor mijn huiskamer waar de luidsprekers een rendement hebben van 90dB/W,m. Ik kan dus een maximale luidheid verwachten van:

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

Hierbij heb ik nog niet gecorrigeerd voor stereo-luisteren en voor het feit dat ik ongeveer 3 meter van de luidsprekers mijn bank heb staan. Dat zal misschien nog wat schelen, maar 90dB_{SPL} kan ik zeker verwachten. Dat is luid genoeg voor mij als ik ontspannen een boek zit te lezen of TV kijk. Meer vermogen nodig? Zet dan een aantal 6BX7 triodes parallel.

Ik weet (achteraf) dat de kleine Amplimo ringkern voedingstrafo (type 1N242, zie bijlage) na gelijkrichting en stabilisatie (met de MEC100, zie bijlage) een netto voedingsspanning van 270 V_{DC} oplevert.

Een gedeelte van die spanning zal over de kathodeweerstand (plus elco) en over de weerstand van de primaire wikkeling van de uitgangstrafo komen te staan. Straks zal blijken dat dit ongeveer 30 V bedraagt. Effectief houd ik daardoor **$V_{ak} = 270 - 30 = 240 \text{ V voeding}$** tussen anode en kathode over.

Nu kunnen we de maximaal toegestane ruststroom berekenen die permanent door de buis mag stromen (per triode helft).

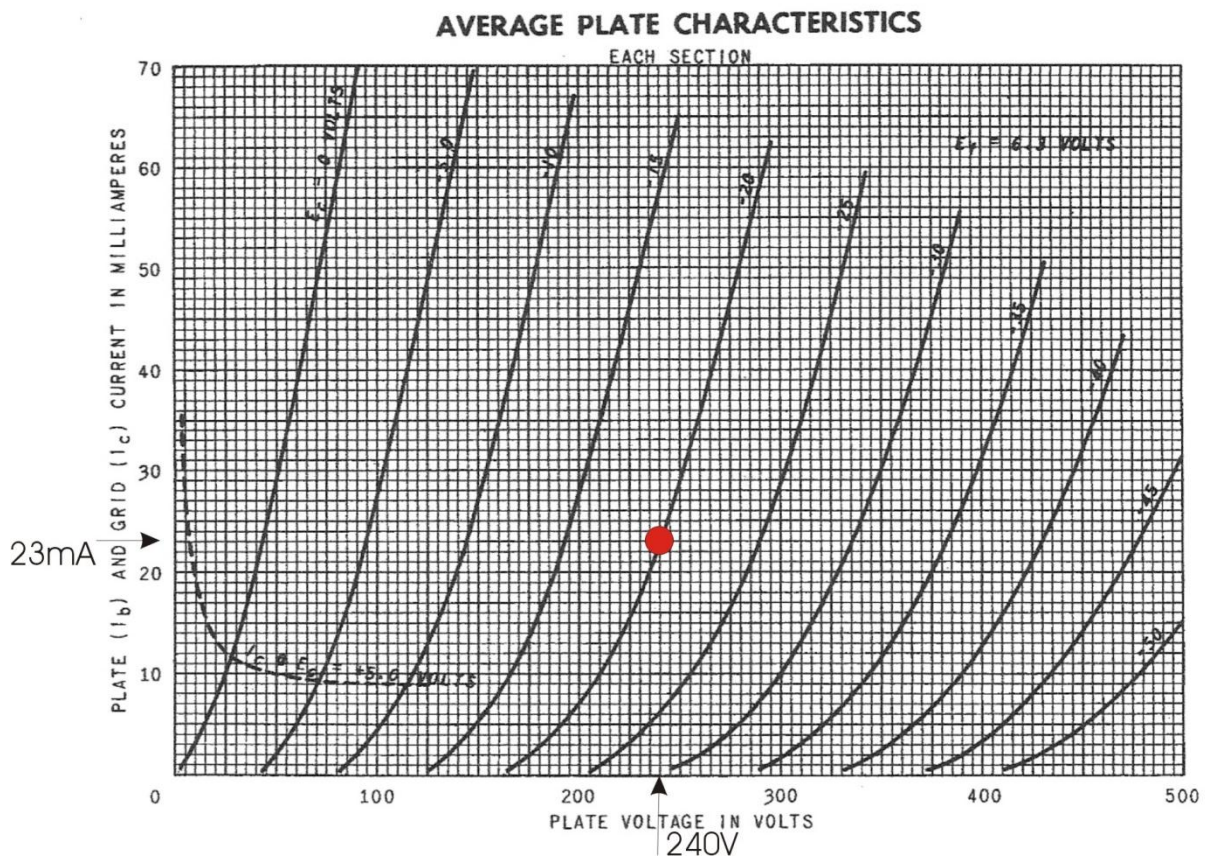
$$P_{a,max} = V_{ak} * I_0 \rightarrow I_0 = 6 / 240 = \mathbf{25 \text{ mA}}$$

Het is verstandig om in verband met de levensduur van de buis de ruststroom iets lager te kiezen. Ergens tussen 20 en 25 mA. Ik heb gekozen voor 23 mA. Dit instelpunt staat rood aangegeven in de karakteristieken van de 6BX7.

We kunnen aldaar aflezen dat V_{gk} ligt rondom $-20V$. Het heeft zin om even goed te letten op de aanduiding boven de karakteristieken: "average plate characteristics". Per buis kunnen hier dus afwijkingen optreden. Plus en min 10% zijn te verwachten en acceptabel.

In mijn buis bedraagt $V_{gk} = -19 V$ bij $V_{ak} = 240 V$ en $I_0 = 23 mA$.

Deze waarden wijken nauwelijks af van de karakteristieken. Hiermee is de rustinstelling van de buis vastgesteld.



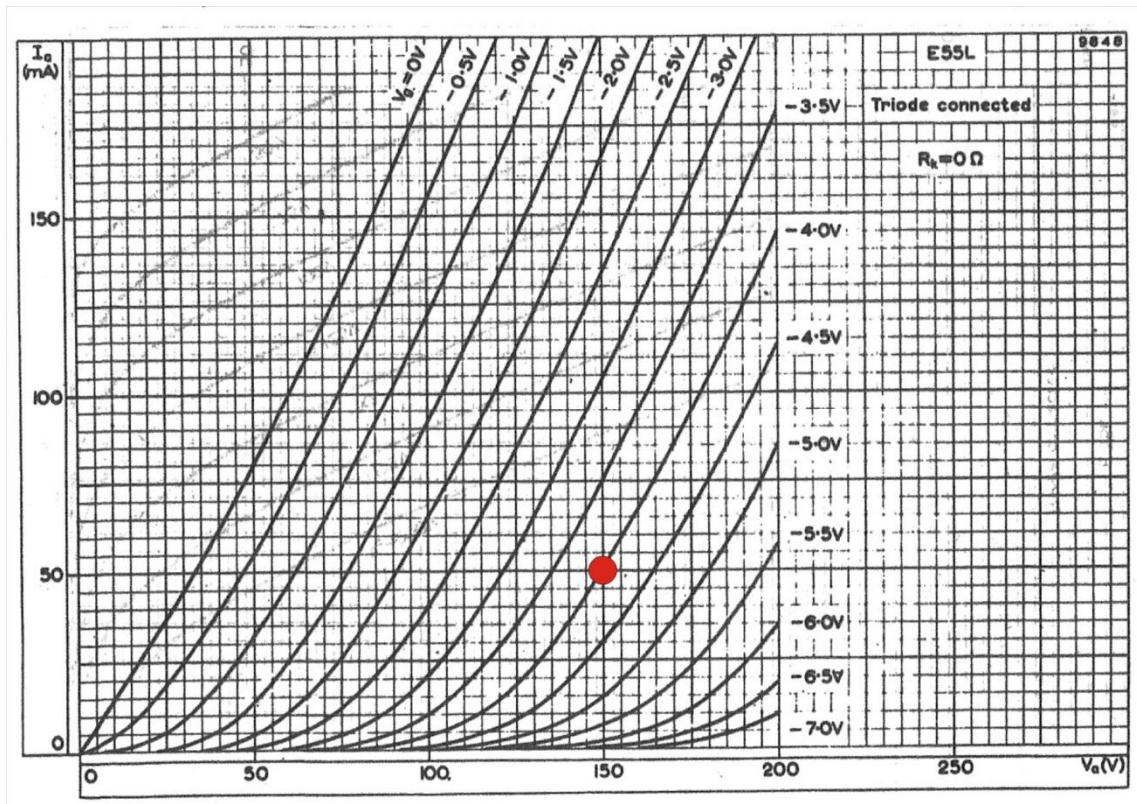
Gemiddelde 6BX7 karakteristieken met instelpunt

In dit figuur kan nu de belastingslijn van de uitgangstrafo worden getekend en daarmee kunnen de vervorming en het werkelijke uitgangsvermogen worden berekend.

Dit doe ik echter verderop, als ik de keuze van de uitgangstransformator bespreek.

3.2: E55L-PP instelling

In de PP-instelling worden twee E55L eindbuizen gebruikt die een balans uitgangstrafo aansturen. Guido heeft gekozen voor een effectieve voedingsspanning van $V_{ak} = 150 \text{ V}$ bij een ruststroom $I_0 = 50 \text{ mA}$ en $V_{gk} = -4 \text{ V}$. Zie onderstaande karakteristiek voor het werkpunt.



E55L werkpunt instelling

Hier is dus sprake van een rustige instelling met $P_a = 150 \cdot 0.05 = 7,5 \text{ W}$ wat voldoende onder het maximum van 10 W ligt om een lange levensduur van de eindbuizen te garanderen.

Hoe hier de belastingslijnen van de uitgangstransformator gaan liggen wordt verderop in hoofdstuk 5 behandeld.

4: De ingangstransformator

Verderop zal blijken dat het ingangssignaal van $2V_{\text{eff}}$ te weinig is om de buizen volledig uit te sturen. Er is dus aanvullende versterking nodig, maar volgens de ETF12 voorwaarden mag dat niet met extra buizen. Het mag wel met step-up transformatoren. Welke eisen daarvoor gelden wordt nu behandeld.

4.1: Ingangstransformator voor SE

De 6BX7 heeft een wisselspanning met **19 V amplitude** nodig, om vanaf het instelpunt bij -19 V, bij volledige uitsturing de roosterspanning tussen 0 V en - 38 V te variëren. De effectieve waarde hiervan is $19/\sqrt{2} = 13,4 V_{\text{eff}}$. Volgens de voorschriften van ETF12 wordt $2 V_{\text{eff}}$ aangeboden, dus is de benodigde

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

Laat ik nou toevallig zo'n soort trafo hebben liggen in mijn rommelkast. Hij is wel ietsje anders, maar toch, ik kan weer verder.

De trafo waar ik op doel heeft een 600 Ohm primaire ingang met middenaftakking en een 10 kOhm secundaire uitgang. Dan geldt:

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

De primaire heeft gelukkig een midden aftakking, dus als ik de helft van de primaire wikkeling gebruik, krijg ik **$N_s / N'_p = 8,2$** en dat overtreft de geëiste 6,7 step-up ratio.

In principe heb ik de noodzakelijke step-up versterking opgelost. Er blijken echter een paar onverwachte vervelende probleempjes de kop op te steken.

Die ga ik nu behandelen omdat ze vast vaker voor zullen komen en mij een prachtige gelegenheid bieden om op dieper niveau transformatoren te bespreken.

4.2: Enige valkuilen van transformatoren

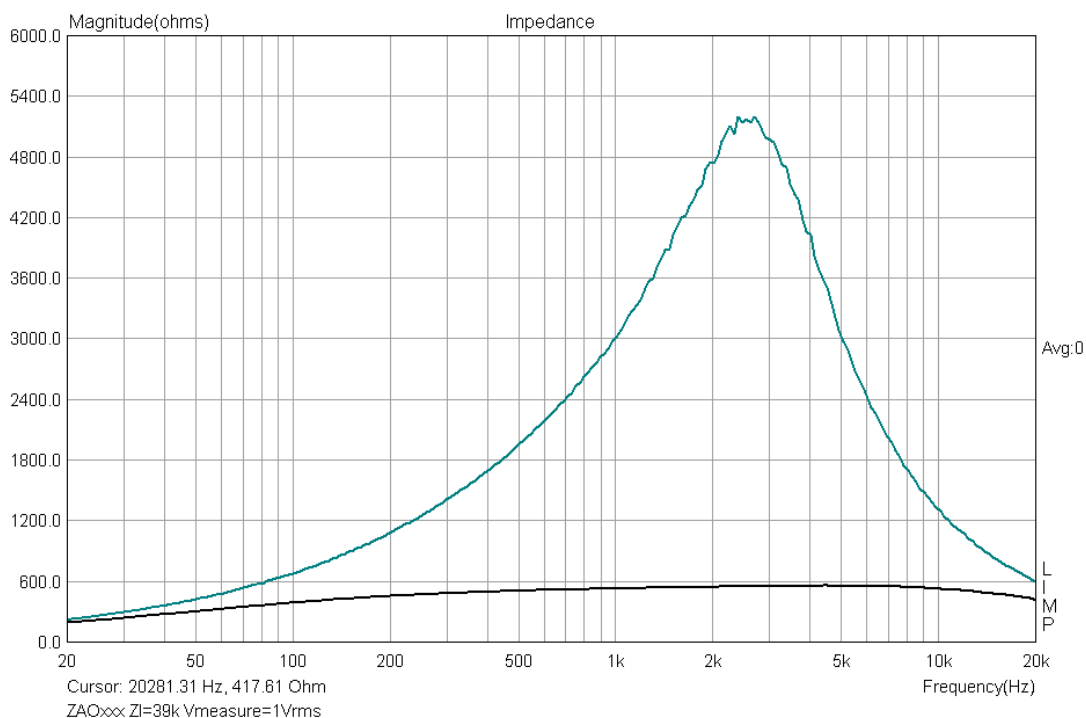
4.2.1: Z-in hangt niet alleen af van de secundaire belasting

Ik gebruik de helft van de primaire, die in zijn geheel ontwikkeld is voor een ingangsimpedantie van 600 Ohm. Impedanties zijn evenredig met het aantal windingen in het kwadraat, dus houd ik nu $0,5^2 = \frac{1}{4}$ -e van 600 Ohm over en dit is **150 Ohm**.

Deze waarde is te laag voor de aansturende voorversterker (600 Ohm), dus zal ik verderop iets moeten bedenken om hieraan tegemoet te komen.

Nu zou men kunnen zeggen: belast de secundaire niet met 10 kOhm, maar met 100 kOhm, dan wordt de primaire impedantie toch ook 10 x zo groot?

Nee, want de zelfinductie van de primaire winding en diens interne capaciteit zijn berekend op een primaire impedantie van 600 Ohm, of je de secundaire nu belast of niet. Zie onderstaande meting, waarbij de helft van de primaire is gebruikt (150 Ohm) en de secundaire wel (onderste kromme) of niet (bovenste kromme) belast wordt met een weerstand.

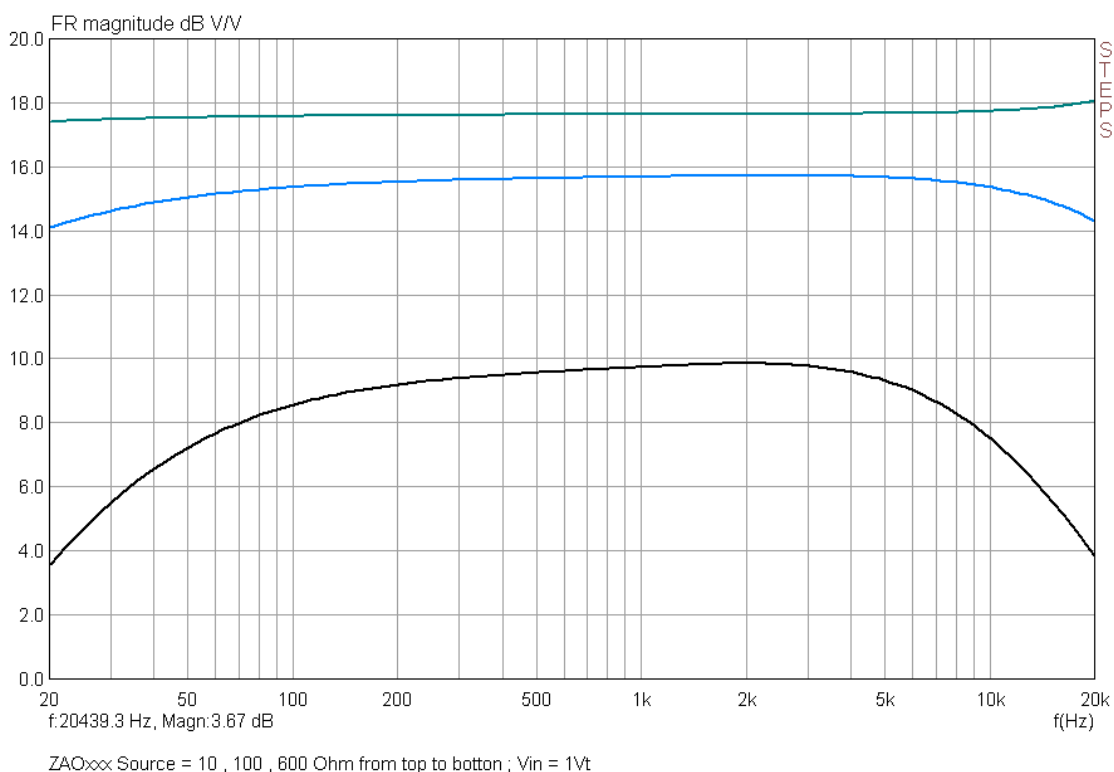


Impedantie van halve primaire, secundair wel/niet belast

4.2.2: Frequentie karakteristiek hangt af van Z-bron

Stel de aansturende versterker heeft een uitgangsimpedantie **Z-uit**. Dit is NIET de optimale impedantie waarmee deze versterker belast kan worden, MAAR de weerstand die je met de versterker in serie met de uitgang kunt denken.

Onderstaande meting geeft daarvan een voorbeeld. De halve primaire is aangestuurd met een ideale voorversterker ($Z_{\text{uit}} = 0 \text{ Ohm}$) waarmee ik respectievelijk 10 en 100 en 600 Ohm in serie heb geplaatst.

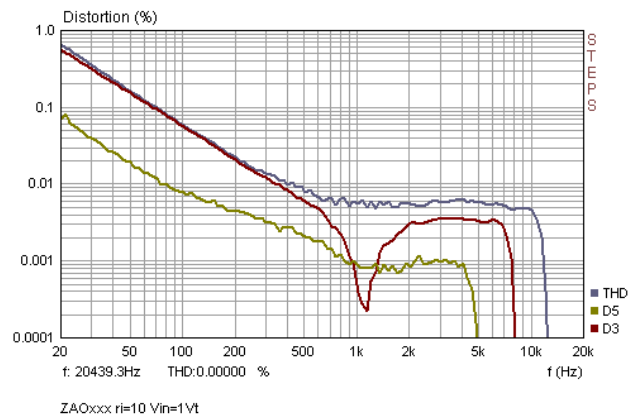


Frequentie karakteristiek met Z-bron is 10, 100 en 600 Ohm (van boven naar beneden)

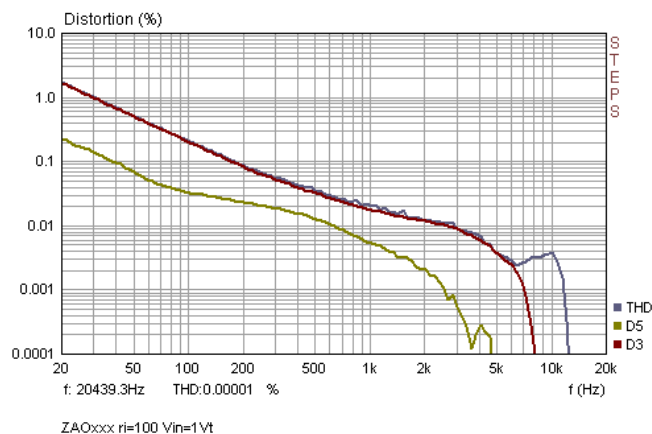
Opnieuw zijn de primaire zelfinductie en diens interne capaciteit er verantwoordelijk voor dat vooral bij 600 Ohm aansturing voor lage en hoge frequenties een fiks verlies optreedt.

4.2.3: Hoe lager Z-bron, des te minder vervorming

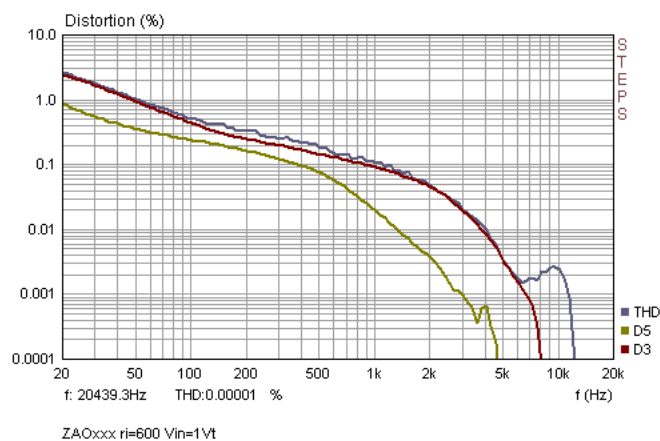
Bij de omzetting van ingangswisselspanning, naar variabel magnetische veld in de trafo kern, naar secundaire uitgangswisselspanning, treedt spanningsvervorming op. Onderstaande metingen laten dit zien voor Z-bron = 10, 100, 600 Ohm. De vervorming is over de secundaire wikkeling gemeten.



Z-bron = 10 Ohm



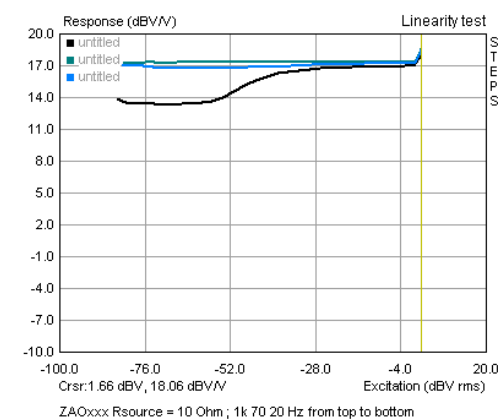
Z-bron = 100 Ohm



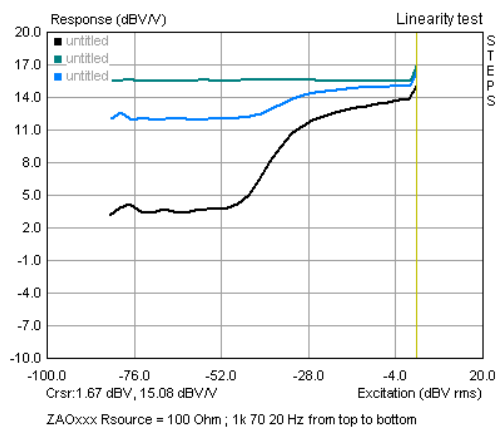
Z-bron = 600 Ohm

4.2.4: Instorten van de kern geeft extra dynamische vervorming

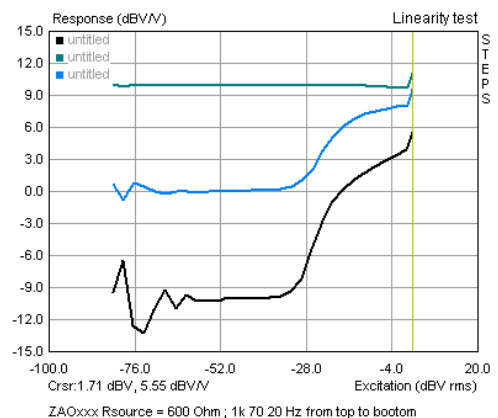
In de bijlage staan twee AES papers ([AES-122](#) en [AES-130](#)) over mijn onderzoek naar het instorten van magnetisme in de kern als er zwakke signalen worden aangeboden. Daar beschrijf ik een meetmethode om dit aan te tonen. Ik meet (verticaal) de versterking ($A = V_{\text{uit}}/V_{\text{in}}$) van een transformator, als functie van hoeveel ingangsspanning ik aanbiedt (horizontaal). Bij 1 kHz blijkt alles goed te gaan, maar vooral onder 70 Hz is de instorting van de kern goed waarneembaar. Zie onderstaande metingen, verricht bij 1000, 70 en 20 Hz (van boven naar beneden).



Z-bron = 10 Ohm



Z-bron = 100 Ohm



Z-bron = 600 Ohm

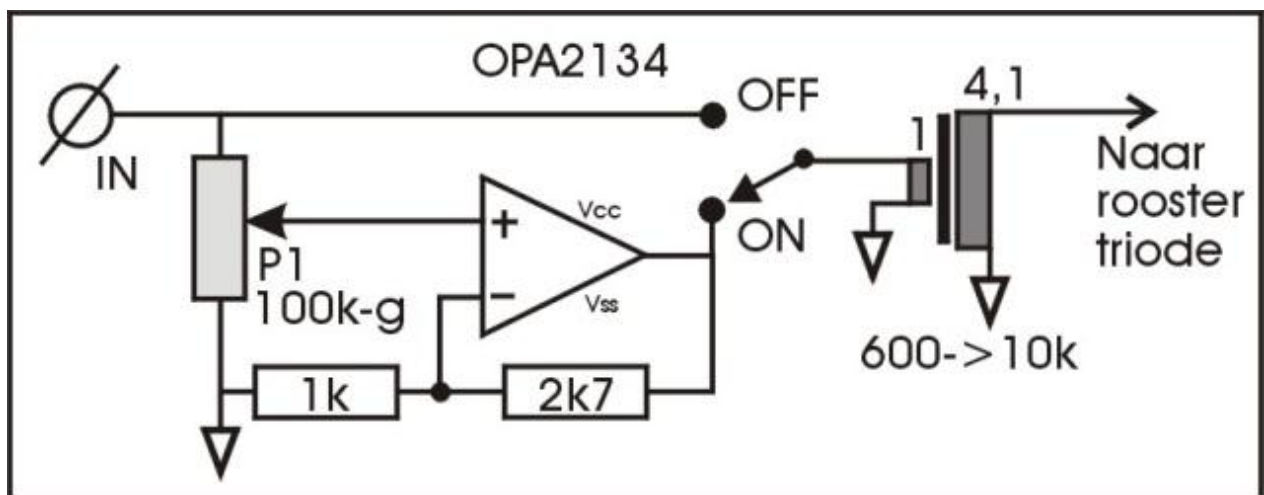
Ook uit deze metingen blijkt dat het "instortingsgevaar" minimaal is als de stuurversterker een lage Z-bron-waarde heeft.

4.3: Mijn step-up oplossing voor ETF12

In de eisen van ETF12 staat dat we gaan werken met een Z-bron van 600 Ohm die maximaal $2V_{eff}$ levert.

Dit betekent dat ik de hele primaire wikkeling moet gaan gebruiken, om zo een passende ingangsimpedantie (600 Ohm) te verkrijgen. Ze willen zelfs een ingangsimpedantie van 10 kOhm, maar daar kan ik met mijn componenten niet aan voldoen; het zij zo.

Maar Wetende dat een lage Z-bron veel minder vervorming oplevert, ga ik voor thuisgebruik toch een IC gebruiken, uitschakelbaar voor ETF12. Zie onderstaande schema.



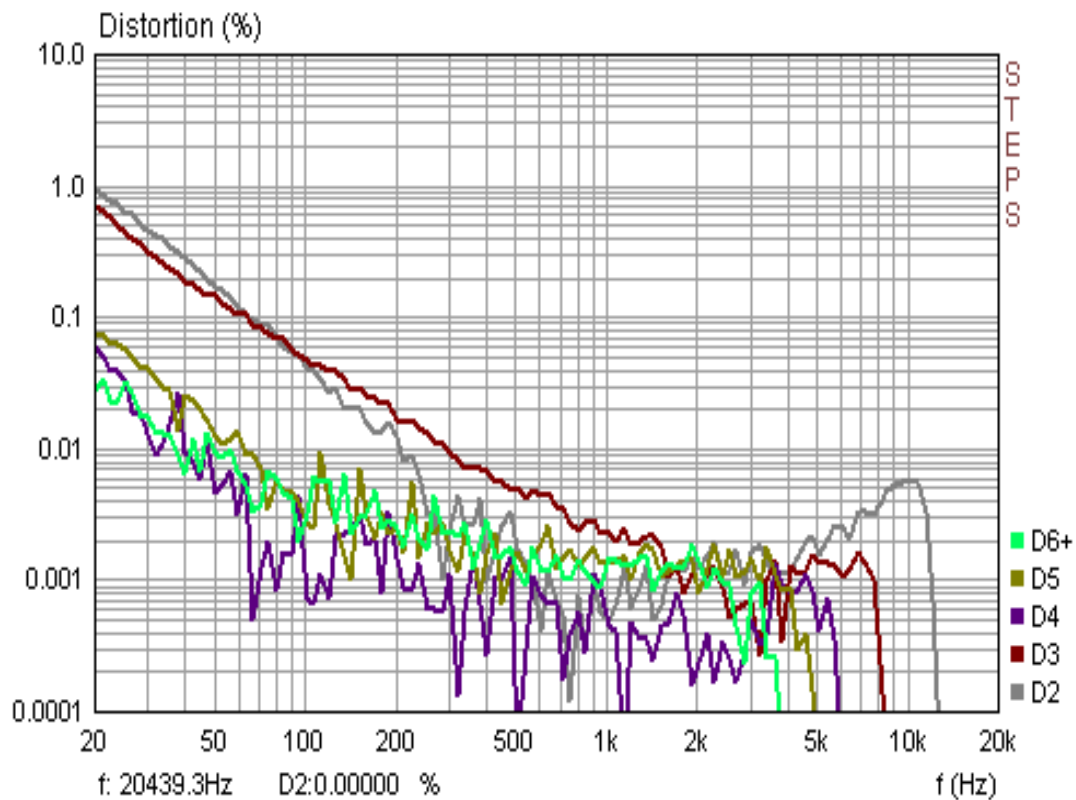
Uitschakelbare voorversterking met lage Z-bron
om aan ETF12- en Menno- voorwaarden te voldoen.

De OPA2134 heeft een zeer lage DC-offset spanning, waardoor geen ontkoppel condensatoren nodig zijn. Met de NE5532/5534 of een TL072 lukt dat beslist niet.

Met IC bedraagt de totale versterking $(2k7/1k + 1) \times 4,1 = 15,2$ maal, dus is er sprake van een ingangsgevoeligheid van $(19/\sqrt{2}) / 15,2 = 884$ mV bij een ingangsimpedantie van 100 kOhm (van de volumeregelaar). Deze waarde past uitstekend bij de apparatuur die ik in mijn huiskamer heb staan.

Zonder ingangsversterker (schakelaar staat op "off") bedraagt de ingangsgevoeligheid $(19/\sqrt{2}) / 4,1 = 3,3$ V. En nu maar hopen dat de ETF12 voorversterker in Berlijn dit kan leveren!

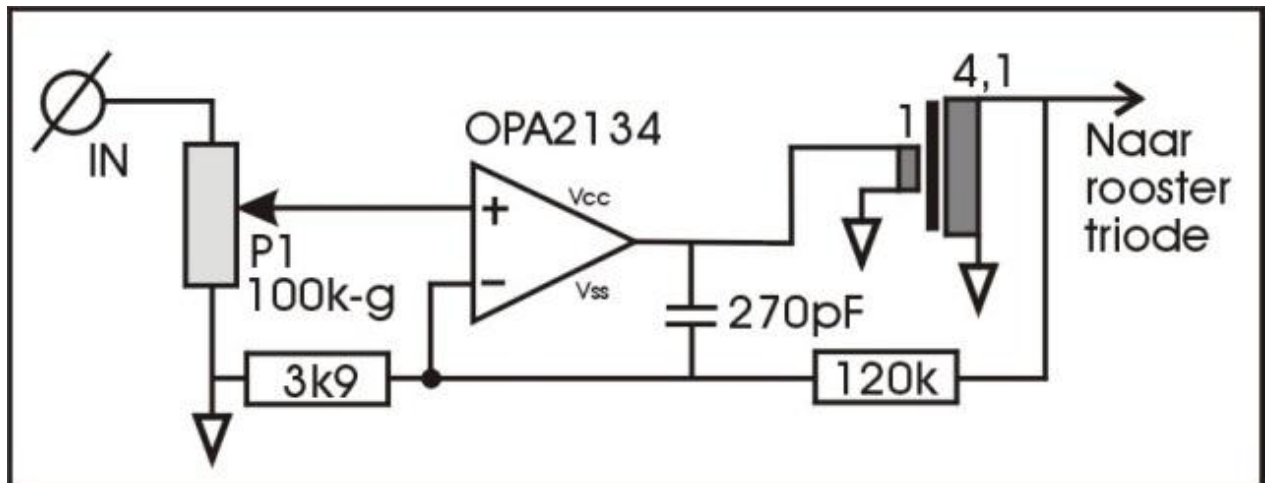
Onderstaande meting toont aan dat de step-up trafo plus aansturend IC zich prima gedraagt. De output van de OPA2134 is echt laagohmig!



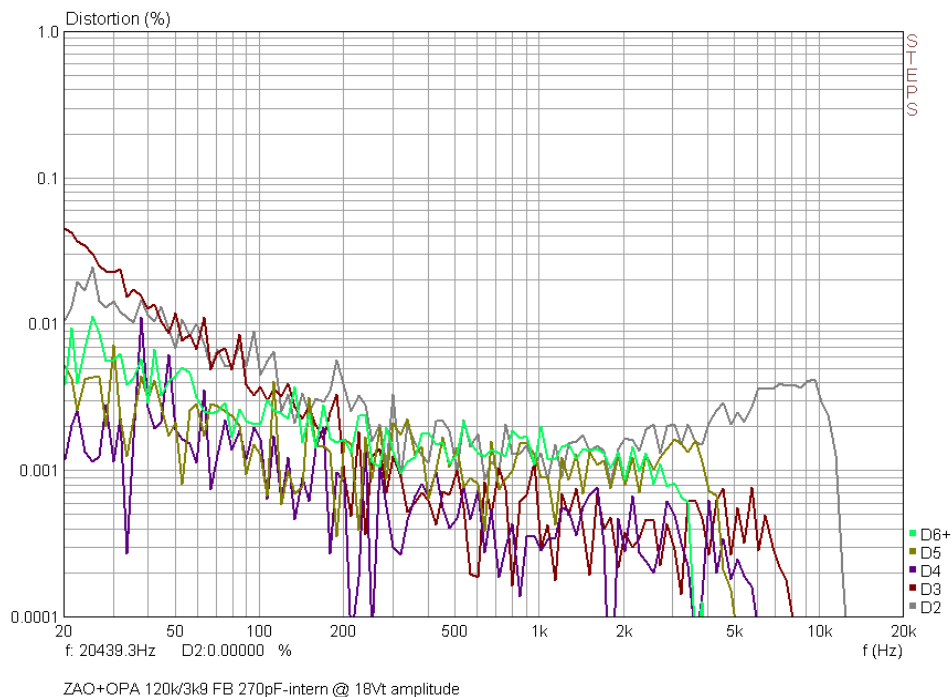
ZAOxxx met OPA2134 bij 18V_{sec} amplitude in 100k load

Step-up trafo plus OPA2134 bij 18V_t uitgangsspanning

Aanvullend heb ik nog een experiment gedaan (dat te ver gaat voor ETF12) waarbij ik de secundaire van de step-up trafo naar de ingang van de OPA2134 terugkoppel. Dan wordt de vervorming nog eens extra terug gedrongen. Subjectief klinkt het echter niet beter, dus ik laat het hier bij.



Experiment met step-up in tegenkoppellus van OPA2134



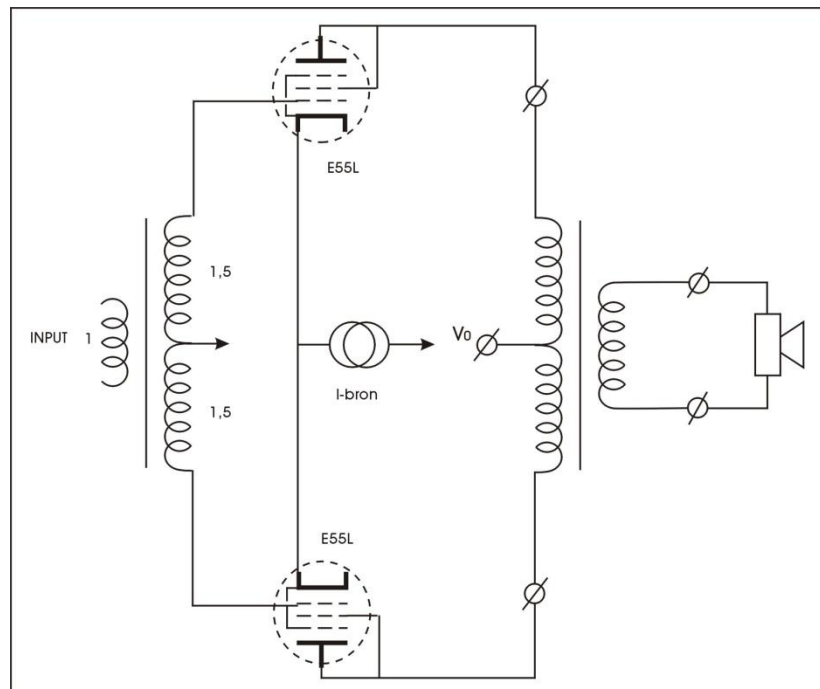
Step-up trafo in de tegenkoppellus van de OPA2134.
De laagfrequente vervorming neemt meer dan een factor 20 af!

4.4: Ingangstransformator voor PP

Uit hoofdstuk 3 weten we dat de E55L per buis een amplitude van 4 V nodig heeft. Dit is een effectieve spanning van $4/\sqrt{2} = 2,8 \text{ V}_{\text{eff}}$.

Ook is bekend dat de roosters van de eindbuizen in tegenfase moeten worden aangestuurd.

Een transformator met wikkilverhoudingen 1: 1,5 : 1,5 kan deze klus klaren.



Mogelijke ingangstrafo voor E55L in push-pull

Een alternatief is de kathodes van beide eindbuizen aan elkaar te koppelen en via een stroombron aan aarde vast te leggen. Dan mag het ene stuurrooster naar aarde, en het andere stuurrooster krijgt de benodigdeingangsspanning aangeboden. De stroombron plus gekoppelde kathodes zorgen dan automatisch voor de benodigde fasedraaiing.

In dat geval bedraagt de benodigdeingangsspanning $2 \times 2,8 = 5,6 \text{ V}_{\text{eff}}$ en moet er toch een step-up trafo worden toegepast met ratio $5,6/2 = 2,8$.

Ik ben benieuwd wat Guido gaat doen en krijg dat wel te horen op ETF12. Hopelijk publiceert Guido Tent zijn oplossing ook.

Kijk januari 2013 eens op www.tentlabs.com Misschien staat het er dan al op.

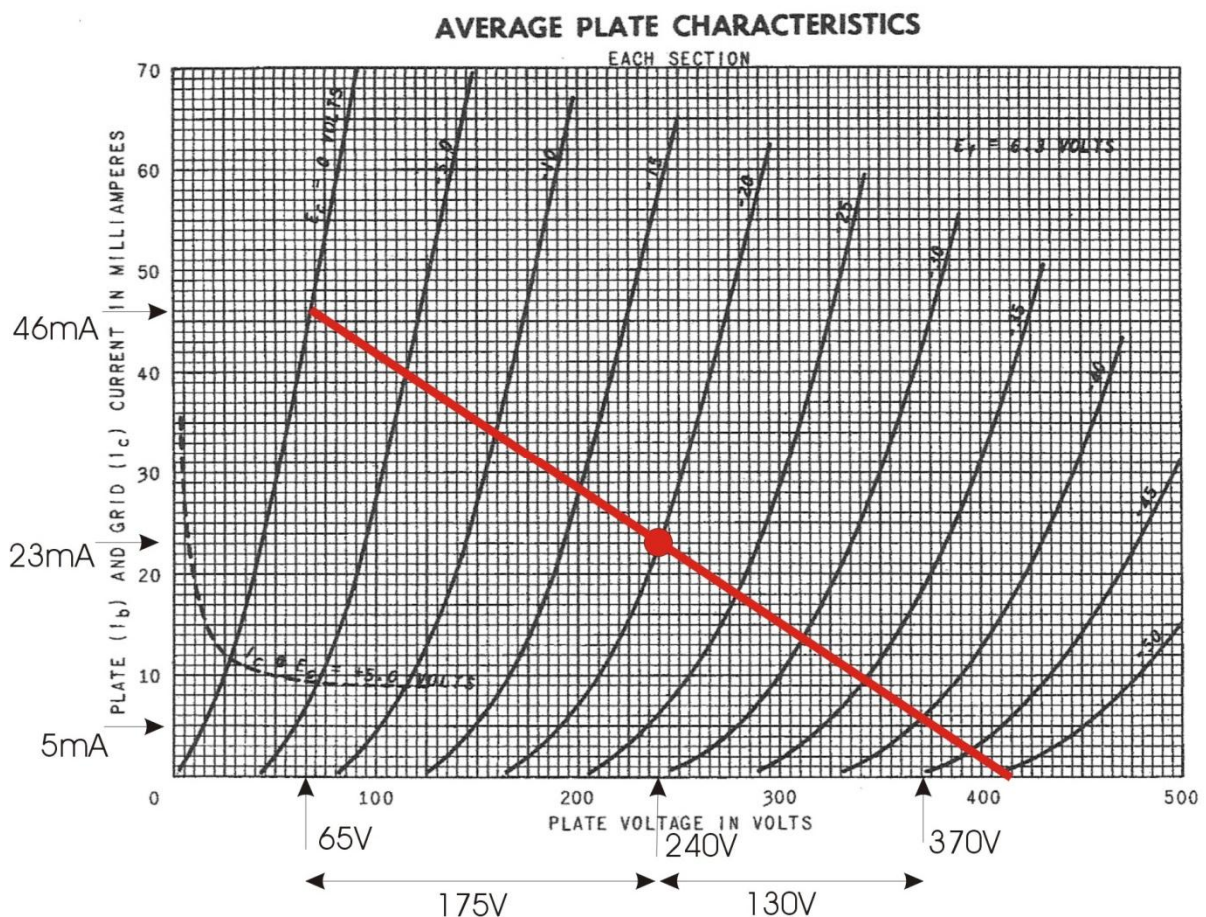
5: Uitgangstransformator en kathode-condensator

Aan de hand van een paar eenvoudige berekeningen en constructies ga ik nu bepalen welke uitgangstransformator toegepast moet worden (en of ik die in mijn voorraadkast heb liggen).

5.1: SE uitgang voor de 6BX7; Z_a en P_{uit} en 2-e HD

Aan de anode van de 6BX7 wordt de uitgangstrafo gehangen. Hierdoorheen loopt permanent een ruststroom van 23 mA, dus de kern van deze trafo moet een spleet hebben om verzadiging te voorkomen.

Bij uitsturing tot $V_{gk} = 0$ V zal de stroom toenemen tot $2 \times 23 = 46$ mA. Bij $V_{gk} = -38$ V zal de stroom door de buis nagenoeg 0 mA zijn, maar niet helemaal, omdat de karakteristieken aldaar iets gekromd verlopen. Dit betekent 2-e harmonische vervorming, die ik verderop ook uitreken.



Belastingslijn Z_a van de uitgangstransformator

Ik heb getekend van $V_{gk} = 0$ V tot -40 V, maar gezien de toegestane 10% marge is dit voldoende nauwkeurig.

De primaire impedantie Z_a van de uitgangstrafo wordt gegeven door (zie de linker helft):

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

Het uitgangsvermogen bedraagt dan:

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

Let op: ik reken aan de linker helft van de belastingslijn ($I > 23\text{mA}$). In de rechterhelft ($I < 23 \text{ mA}$) haal ik minder vermogen, namelijk $0,5*(370-240)*(23-5)*10^{-3} = 1,2 \text{ W}$. Het werkelijke vermogen zal dus ergens tussen 2 en 1,2 W in liggen en gemiddeld 1,6 W bedragen. Vooraf had ik 1,5 W ingeschat op basis van $P_{a,\text{max}}$. Deze berekening zit daar niet ver vanaf.

Nu kunnen we ook de 2-e harmonische vervorming berekenen en die bedraagt:

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

Op zich vind ik deze 7% vervorming van de 2-e harmonische bij vol uitgangsvermogen redelijk groot, maar verderop laat ik zien dat we op minder vervorming zullen uitkomen.

2-e harmonische vervorming klinkt helder en bevordert details. 3-e en hogere harmonischen zijn in zulk soort schakelingen gelukkig veel zwakker, waardoor het geluidsbeeld zelden irritant zal klinken.

In mijn voorraadkast vind ik twee kleine uitgangstrafo's van Loewe Opta, uit een oude buizen stereo radio. Indertijd, in mijn "jeugd", had ik deze uit de radio gesloopt en zorgvuldig bewaard, alsof ik voelde dat ik er ooit eens een goede toepassing voor zou vinden. Die tijd is nu dus gekomen. De eigenschappen zijn:

$$N_p / N_s = 40$$

$$R_{ip} = 379 \Omega$$

$$R_{is} = 1,2 \Omega$$

$$L_{p-AC} = 23 \text{ H}$$

$$L_{p-AC+DC} = 12 \text{ H}$$

$$L_{sp} = 15 \text{ mH}$$

$$C_{ip} = 91 \text{ pF}$$

Eigenschappen van de Loewe Opta uitgangstrafo

Voor de betekenis van deze termen verwijs ik naar mijn eerste twee boeken, waar trafo's uitvoerig worden besproken:

Moderne High-End buizenversterkers (eBook) met ringkern-uitgangstransformatoren
[http://www.elektor.nl/products/books/audio/moderne-high-end-buizenversterkers-\(ebook\).826887.lynkx](http://www.elektor.nl/products/books/audio/moderne-high-end-buizenversterkers-(ebook).826887.lynkx) ISBN: 978-90-5381-089-7

High-End Buizenversterkers 2 Nieuwe modelvorming en toepassingen
<http://www.elektor.nl/products/books/audio/high-end-buizenversterkers-2.81216.lynkx>
 ISBN: 978-90-5381-204-4

Stel ik sluit op deze trafo secundair een luidspreker Z_L aan. Dan wordt de primaire impedantie Z_a gegeven door:

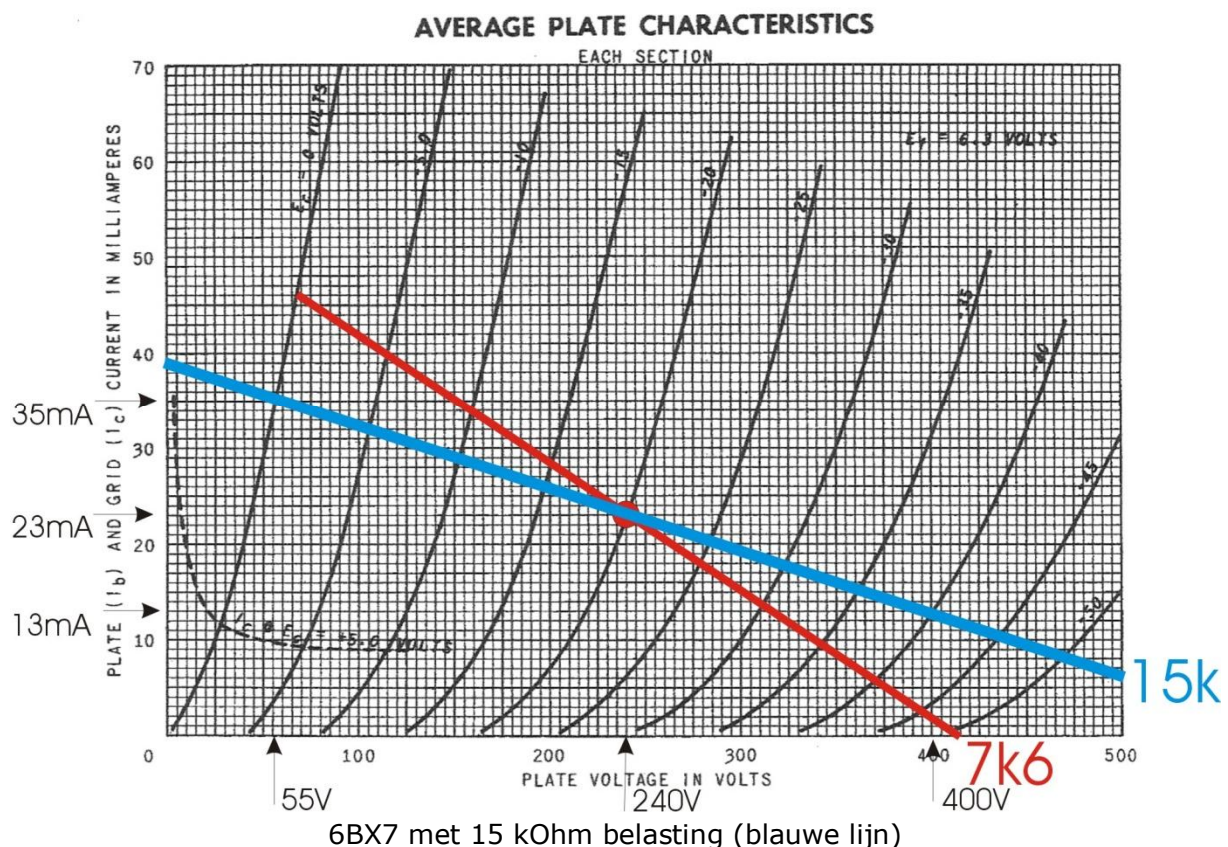
$$Z_a = (N_p/N_s)^2 * (Z_L + R_{is}) + R_{ip}$$

$$Z_a = 8k7 \text{ (voor } Z_L = 4 \Omega \text{)}$$

$$Z_a = 15k \text{ (voor } Z_L = 8 \Omega \text{)}$$

$$Z_a = 28k \text{ (voor } Z_L = 16 \Omega \text{)}$$

De belastingslijn in het vorige figuur was getekend voor maximum vermogen. ETF12 vraagt om een belasting van 8 tot 16 Ohm. Daarom teken ik nu opnieuw een belastingslijn in de karakteristieken, uitgaande van de laagste optredende impedantie $Z_L = 8 \Omega$ met $Z_a = 15 k\Omega$.

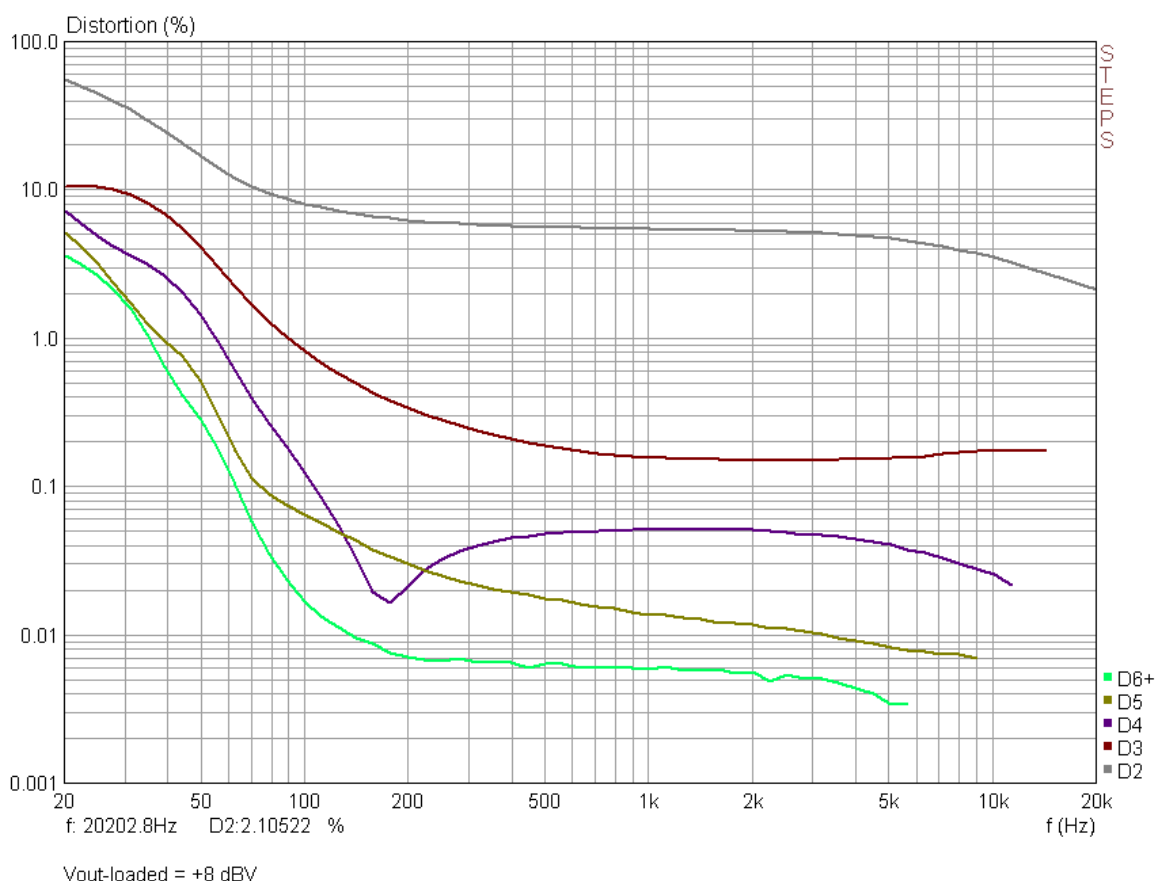


Voor deze 15k belasting worden het uitgangsvermogen en de 2-e harmonische vervorming op dezelfde manier berekend als hiervoor.

$$P_{\text{uit}} = 0,95 \text{ W}$$
$$2\text{-e HD} = 0,04$$

Opmerkelijk is de overeenstemming met mijn metingen: bij 4 Ω belasting vond ik 1,5 W en bij 8 Ω was het uitgangsvermogen 0,83 W. Deze uitkomsten liggen ietsje lager omdat ik in voorafgaande berekeningen de verliezen over R_{ip} en R_{is} niet heb meegenomen. Dat zou ik alsnog kunnen doen, maar zo'n getallenfreak ben ik nou ook weer niet. Ik zit goed in de buurt en ben tevreden.

De gemeten 2-e HD tegen de uitsturingsgrens bij **1kHz meetfrequentie** bedroeg 5%. Ook hier is de overeenkomst met de berekening uitstekend, zie onderstaande meting. Laagfrequent en hoogfrequent gebeuren er nog wat andere zaken die ik verderop bespreek.



Totale vervorming gehele versterker bij $P_{\text{uit}} = 0,8 \text{ W}$ in 8 Ω belasting

5.2: SE uitgang voor de 6BX7; dynamisch gedrag

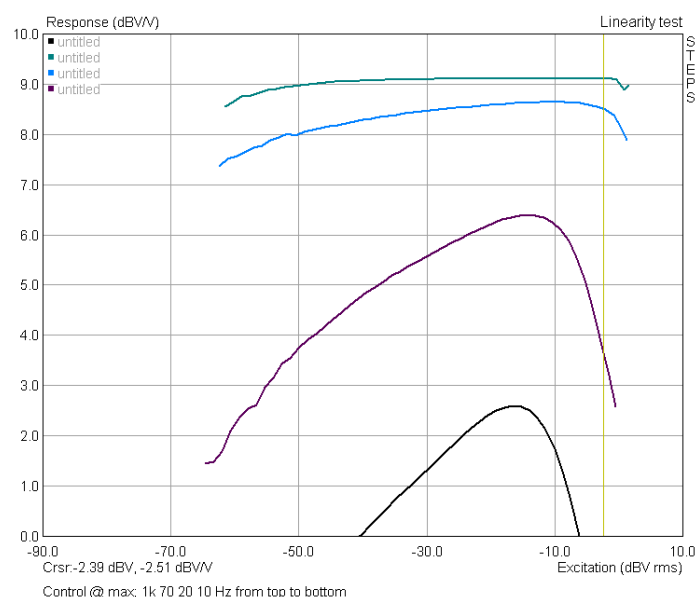
In de meetgegevens van de uitgangstrafo bevinden zich twee specificaties die mij alarmeren.

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

Als ik alleen wisselspanning (AC) aanbiedt op de primaire wikkeling, dan is de primaire zelfinductie 23 Henry. Laat ik er ruststroom (DC) door lopen (zoals in onze toepassing) en biedt ik tevens wisselspanning (AC) aan, dan verlaagt de zelfinductie tot 12 Henry. Wat betekent dit?

De ruststroom I_0 magnetiseert de kern gedeeltelijk (de spleet voorkomt totale magnetisatie). Hierdoor neemt de bewegelijkheid (de relatieve magnetische permeabiliteit) van de Weissgebiedjes af, en daardoor wordt de zelfinductie lager. Normaliter is in een goede SE trafo de spleet (l_g) veel groter dan l_c/μ_δ , waarbij l_c de magnetische weglengte in de kern is, en μ_δ de relatieve magnetische permeabiliteit onder (I_0) voormagnetisatie condities. Die permeabiliteit reageert altijd op de grootte en de frequentie van de wisselspanning. Bij een goede trafo is l_g dominant en merk je niks van variaties. In deze uitgangstrafo speelt l_c/μ_δ wel degelijk een rol, anders was L_p constant geweest.

In de uitgangstrafo is de primaire zelfinductie dus niet constant, maar reageert op de hoeveelheid wisselspanning. Vandaar de volgende meting waarbij de versterking van de gehele versterker op de verticale as (in dB) is uitgezet, als functie van de ingangsspanning.



Overdacht in OPT bij 1000, 70, 20 en 10 Hz (van boven naar beneden)

Heel duidelijk is hier zichtbaar dat bij 20 en 10 Hz de zelfinductie in elkaar stort.

Er is een methode om dit effect te elimineren. Maak de impedantie van de aansturende bron zo laag mogelijk. Deze oplossing kan ik nu niet gebruiken, want de inwendige weerstand van de aansturende 6BX7-buis is een gegeven waarde, tenzij ik tegenkoppeling toe ga passen. Daarover praat ik verderop.

Een korte tussenopmerking is hier op zijn plaats.

Waarom pas ik zulke matige trafo's toe, terwijl ik zelf prachtige ringkerntrafo's ontwerp? De reden dat ik deze Loewe Opta gebruik is juist om fouten onder de aandacht te brengen. Nagenoeg niemand schrijft er over en daarom weet je vaak niet waarom een trafo "matig" of "slecht" klinkt.

Een tweede reden is: ik werk uit de rommelkast, goedkoop, het is één en al experiment, waarbij ik de optredende "fouten" probeer te verklaren en te verhelpen. Zo leer je het meest!

Daarom gebruik ik in TubeSociety bewust goedkope versterkers uit China; die barsten van de fouten. Dat is prachtig; dan heb ik wat uit te leggen en te verbeteren.

Er is nog een specificatie die bij het dynamische gedrag hoort.

Welke laagste frequentie kan vol-vermogen weergegeven worden?

Metingen tonen aan dat onder 57 Hz (bij 0,8 Watt uitgangsvermogen in een 8 Ohm belasting) kernverzadiging begint op te treden.

De -3dB vermogens bandbreedte (dat is halve vermogen) start dan een factor $\sqrt{2}$ lagere frequentie. Dus:

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

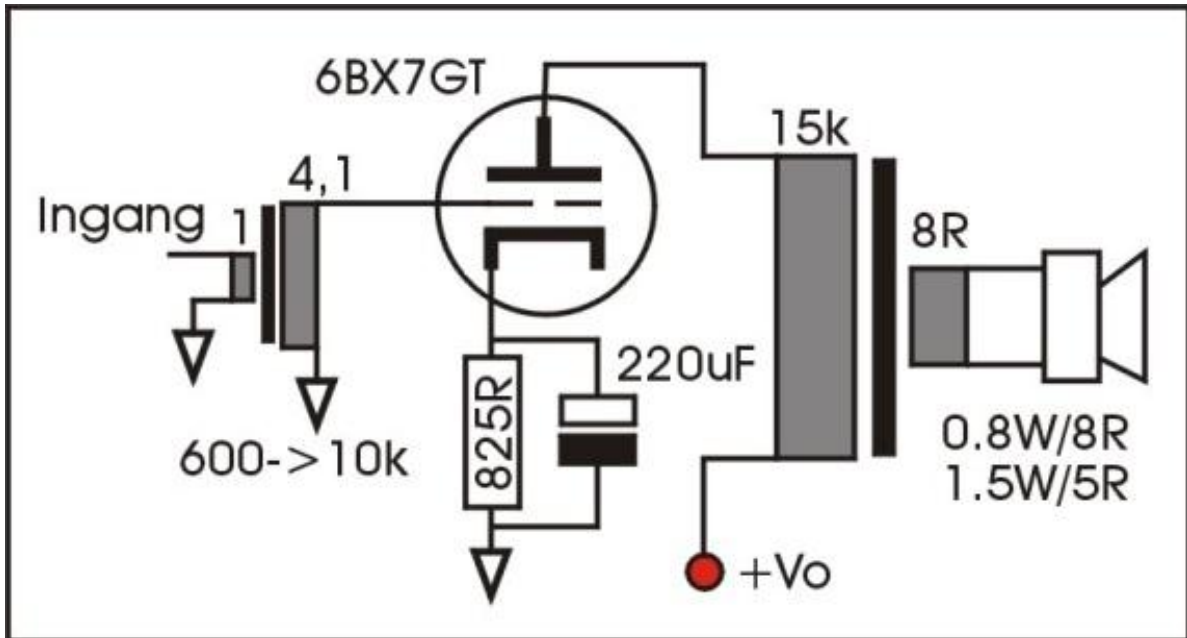
De begrenzing treedt dus alredelijk snel op, wat ook wel logisch is als we zien hoe klein de kern van de Loewe Opta uitgangstrafo is.

Hoor ik deze laagfrequente begrenzing? Nee, in mijn huiskamer valt hij niet op. Nu draai ik ook nooit lage dreunmuziek, maar veel jazz en klassiek. Daarin is rondom 30 tot 40 Hz niet zoveel laagenergie aanwezig.

Ook klinkt het laag krachtig en vol, wat veroorzaakt wordt door de grotere laagfrequente vervorming (passende ondersteunende boventonen). Zie hiertoe de 'totale vervorming grafiek' op enige bladzijden terug.

5.3: SE uitgang voor de 6BX7; frequentie gedrag

Om over de frequentie karakteristiek te kunnen spreken, hebben we het schema van de gehele versterker (exclusief voeding) nodig. Zie hieronder.



Audiodeel van de 1-pitter

De waarde van de kathode-weerstand volgt eenvoudig uit het gekozen werkpunt van de 6BX7:

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

Ik gebruik 4 weerstanden van 3k3 / 0,5W parallel. Die kunnen samen 2W aan terwijl het werkelijke vermogen $19 \cdot 0,023 = 0,5 \text{ W}$ bedraagt. Ik heb dus ruim gedimensioneerd, maar dat kan hier nooit kwaad.

Hoe groot de kathode-condensator C_k moet zijn, kan op twee manieren worden bepaald, wat ik zo ga doen. Maar eerst:

De effectieve inwendige weerstand van de 6BX7 buis MOET zo laag mogelijk zijn om het minste last te hebben van het instorten van de zelfinductie van de uitgangstrafo. Onderstaande formule geeft aan welke factoren bepalend zijn (met "//" wordt parallelschakeling bedoeld):

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

De 6BX7 heeft de volgende waarden: $\mu = 10$ en $r_i = 2 \text{ k}\Omega$ (gemeten via de raaklijn aan de $V_{gk} = -19 \text{ V}$ lijn in het instelpunt. Later is deze waarde nog eens bevestigd door meting van de dempingsfactor aan de uitgang).

Eerste benadering:

op grond van deze formule kunnen we zien dat $r_{i,\text{eff}}$ het laagst wordt als de term $\mu \cdot (R_k // C_k)$ verwaarloosbaar is ten opzichte van r_i . De functie van C_k is het "kortsluiten" van R_k voor wisselspanningen. Dat gaat heel goed bij hoge frequenties, maar bij lage frequenties kortsluit C_k slechter. De impedantie van C_k bij 20 Hz wordt gegeven door:

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

Deze 36Ω staat parallel aan 825Ω en dat levert een impedantie van net iets minder dan 36Ω ($35,97$) (let op: in het complexe domein rekenen met $j = \sqrt{-1}$).

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

Ook gehoorsmatig heb ik met $C_k = 220 \mu\text{F}$ geen laagverzwakking kunnen waarnemen.

Samenvattend: benadering 1 vraagt om een heel grote C_k .

Tweede benadering:

Daarin wordt de samenhang bekeken tussen C_k en r_i en μ en L_p en Z_a . Met deze samenhang wordt een eerste orde hoogdoorlaat filter gemaakt. Hoe dat precies moet staat in de bijlage **ETF-2011-Ck**.

In dit geval kwam deze benadering slecht uit. Het eerste orde filter begon al af te vallen beneden 129 Hz (145 Hz gemeten), en daarmee verlies je een te belangrijk deel van de lage frequenties. Daarom laat ik verdere behandeling nu achterwege.

De laagste -3dB frequentie f_{-3L} wordt bepaald door $Z_a // r_{i,eff}$ die de zelf-inductie $L_{p-AC+DC} = 12 \text{ H}$ aanstuurt. Dit levert op:

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

Deze waarde is ook gemeten, waarmee opnieuw de goede overeenkomst tussen theorie en praktijk wordt aangetoond.

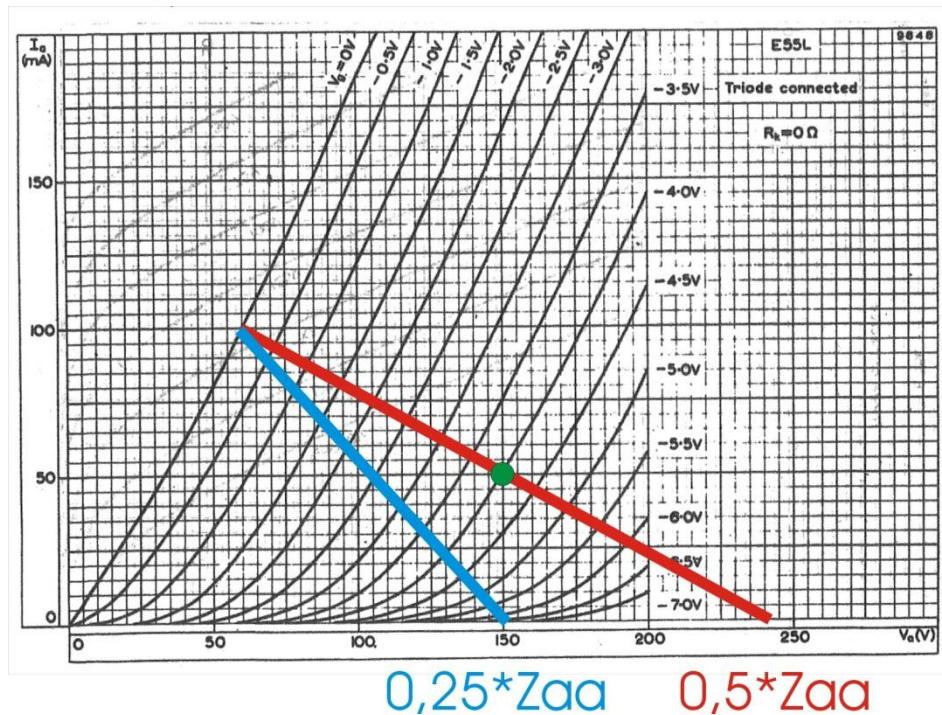
De hoogste -3dB frequentie f_{-3H} wordt bepaald door de lekinductie L_{sp} en de interne primaire capaciteit C_{ip} en Z_a en $r_{i,eff}$. De samenhang tussen al deze grootheden is redelijk complex, maar wordt gelukkig uitgebreid beschreven in mijn tweede boek.

High-End Buizenversterkers 2 Nieuwe modelvorming en toepassingen
<http://www.elektor.nl/products/books/audio/high-end-buizenversterkers-2.81216.lynkx>
ISBN: 978-90-5381-204-4

Gemeten en berekend is **$f_{-3H} = 18,4 \text{ kHz}$** waarbij in dit geval de lekinductie L_{sp} de hoofdoorzaak is van de hoogfrequente afval (dat blijkt later ook uit impedantie metingen).

5.4: PP-uitgang voor de E55L

Onderstaand figuur geeft de belastingslijnen voor de E55L in push-pull, waarbij gebruik is gemaakt van de B.J. Thomson constructie. De versterker is volledig in klasse A ingesteld.



Belastingslijnen voor E55L-PP met de B.J. Thomson constructie

De rode belastingslijn loopt van $V_{gk} = 0 \text{ V}$ en $I_a = 2 \times 50 = 100 \text{ mA}$ naar het gekozen instelpunt en verder door naar rechts bij $V_a = 240 \text{ V}$. Dit is een klasse A instelling waarbij beide eindbuizen hun stroom laten variëren tussen 0 en 100 mA.

De impedantie die deze lijn voorstelt is gelijk aan $0,5 \cdot Z_{aa}$. Er geldt:

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

De blauwe lijn geeft de klasse B situatie wanneer 1 van de eindbuizen door het wisselspanningssignaal momentaan wordt afgeknepen (I_a is dan momentaan 0 en de andere buis neemt de volledige versterking op zich). Doordat ik de blauwe lijn de rode lijn bij $V_{gk}=0\text{V}$ en $I_a=100\text{mA}$ heb laten raken, is op de grens van uitsturing net het punt bereikt van overgang van klasse A naar klasse B. Je kunt nu dus veilig stellen dat de versterker volledig in klasse A opereert, tot aan de uitstuurgrens.

Ik heb Guido voorgesteld om een ringkern voedingstrafo als uitgangstrafo te gebruiken, en hieronder geef ik aan hoe je de specificaties van die trafo kunt berekenen.

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

**Stel een voedingstrafo met primair 2 x 115 V
Zo krijg je 230 V met een middenaftakking.**

Hoe groot moet de secundaire spanning dan zijn?
 $V_s = V_p * (N_s / N_p) = 230/21,2 = 10,8 \text{ V}$

**Neem $V_s = 9 \text{ V}$, want dan wordt Z_{aa} ietsje groter.
Dat is gunstig voor lagere THD**

Amplimo heeft kleine 30VA ringkern voedingstrafo's die 2 x 115 V naar 9 V omzetten, en daarmee nauwkeurig aan de gestelde eisen voldoen. Deze trafo's kunnen bij 50 Hz een vermogen van 30 W aan. Dat betekent dat ze $30*20/50 = 12 \text{ W}$ bij 20 Hz aankunnen.

De schakeling van Guido gaat slechts 6 W gaat leveren. Voor kernverzadiging bij 20 Hz hoeven we daarom niet bang te zijn.

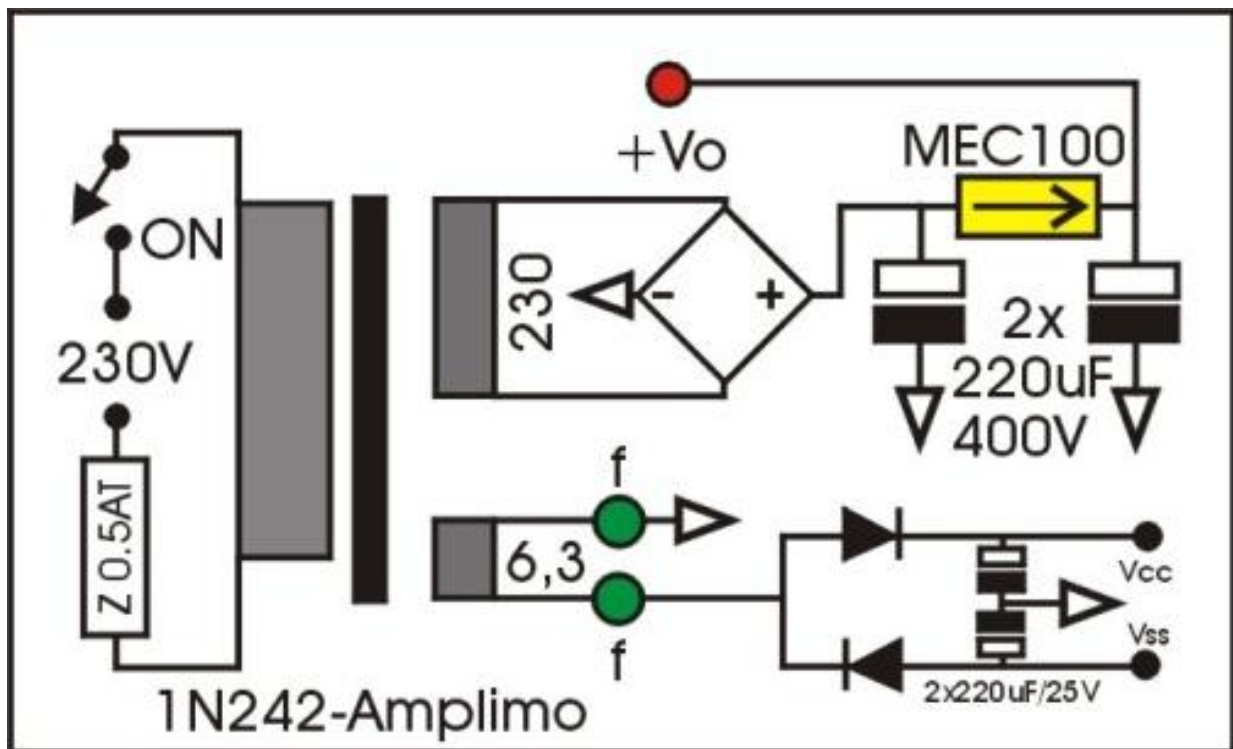
Het laagfrequent gedrag van deze trafo wordt hoofdzakelijk door het gebruikte staal bepaald. Ik weet dat Amplimo uitstekend staal toepast. Daar zijn geen problemen te verwachten.

Deze voedingstrafo's zijn NIET geoptimaliseerd voor correct hoogfrequent gedrag (dat eist zeer geringe L_{sp} en C_{ip}). Toch verwacht ik weinig problemen, omdat de E55L een redelijk lage inwendige weerstand heeft, waardoor L_{sp} en C_{ip} in het audiobereik weinig invloed zullen hebben.

Ik wacht de resultaten van Guido af, maar ik heb deze oplossing zelf al eerder in de Mable (zie TubeSociety Project 2012) toegepast, met uitstekend resultaat, vooral bij de lage frequenties. Afwijkingen werden gevonden rondom 20 kHz, wat mijn waarschuwing hierboven bevestigt.

6: Voeding

Het schema van de voeding voor de SE 1-pitter staat hieronder.



Voeding van de 6BX7 stereo versterker

De kleine 1N424 ringkern-trafo van Amplimo biedt alle noodzakelijke spanningen en stromen. Zie de gedetailleerde beschrijving in de bijlage [1N424-2012](#).

Mijnzekering van 0,5AT is eigenlijk iets te groot. Amplimo schrijft kleinere I2Tzekeringen voor, maar die had ik niet op voorraad liggen.

Gelijkrichting van de hoogspanning vindt plaats met 4 x 1N4007 diode, maar betere exemplaren, zoals de BYX96 zijn hier zeker goed op hun plaats.

Opmerkelijk is de elektronische smoorspoel MEC100 in de hoogspanningsvoeding. Ik heb die kleine dingetjes ontwikkeld. Ze kunnen maximaal 800V_{DC} en 100 mA verwerken, en leveren daarbij een zeer hoge zelfinductie en demping van de voedingsrimpel. Zie de bijlage [MEC-manual-nl](#) voor gedetailleerde beschrijving en metingen. SE versterkers hebben goede voedingen nodig, vaak met dikke smoorspoelen. De kleine MEC100 lost dit allemaal in één klap op.

De 6,3 V wisselspanningsvoeding voor de gloeidraden ff spreek voor zich. De heel eenvoudige Vcc en Vss voeding voor de OPA2134 (die intern een uitstekende voedingsspanning onderdrukking heeft) is meer dan voldoende om geen enkele brom te horen (kan wel gemeten worden, maar dat is nauwelijks interessant).

Voor de voeding van de pp-versterker (per kanaal) van Guido heeft Trafco een ringkern voedingstrafo ontwikkeld met de volgende specificaties:

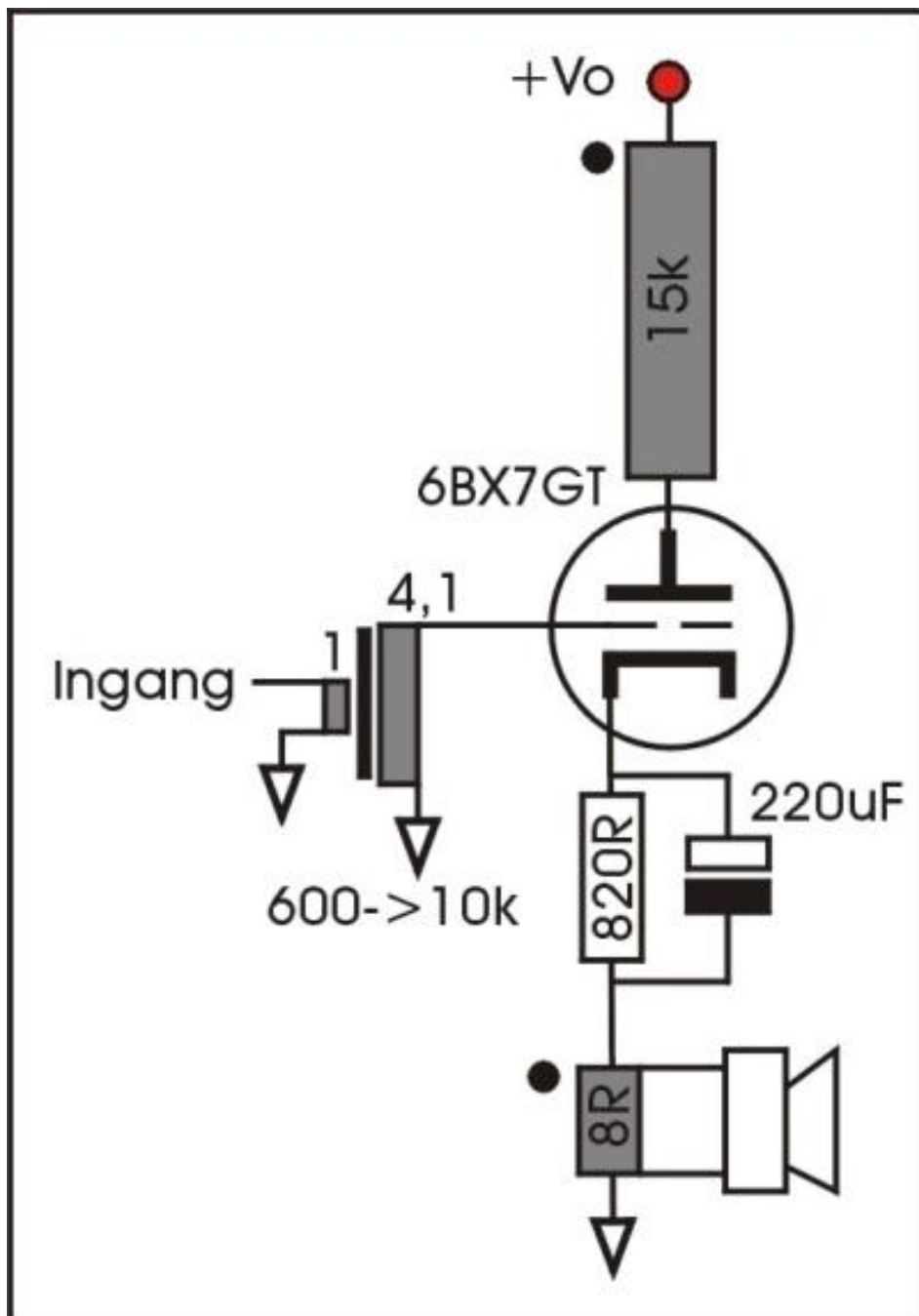
30VA; prim: 230V/50Hz; sec-1: 125V/125mA; sec-2: 6,3V/1,5A.

De nauwkeurige gegevens staan in de bijlage **TRAFCO-30VA-xxxxxx**. Bij voldoende belangstelling zal Amplimo deze trafo ook leveren.

7: Tegenkoppelen?

Uitgaande van de metingen zijn er enige redenen aanwezig om te gaan tegenkoppelen, om zo de eigenschappen te gaan verbeteren. Uitgaande van luisteren is er geen enkele reden om dat te doen. Verderop besteed ik hier meer aandacht aan.

Maar toch, ik kon het niet laten om het experiment van kathode tegenkoppelen uit te voeren. Onderstaand schema geeft aan wat ik heb gedaan.



Tegenkoppelen aan de kathode van de 6BX7

De secundaire wikkeling is aangesloten op de kathode van de 6BX7. Let goed op de stippen bij de primaire en secundaire wikkelingen, want die geven de gelijke fase-aansluiting aan (anders krijg je meekoppeling).

Welke **objectieve** reken en meetwinst kun je van deze actie verwachten? Ik geef een **ruwe snelle intuïtieve berekening**, niet helemaal correct, maar wel dicht bij de waarheid.

De 6BX7 heeft een $\mu = 10$ waarde. Dus de rooster wisselspanning V_{in} verschijnt ongeveer 10 maal versterkt op de anode. Vanaf de anode wordt het via de transformator naar de kathode gebracht met een ratio $N_s/N_p = 1/40$. Dus V_{in} verschijnt $10/40$ maal op de kathode $= 0,25 \cdot V_{in}$. Hierdoor wordt in plaats van de aangeboden V_{in} slechts $0,75 \cdot V_{in}$ werkelijk door de buis versterkt.

De effectieve versterking wordt dan $0,75$ maal kleiner, evenals de uitgangsimpedantie en de vervorming.

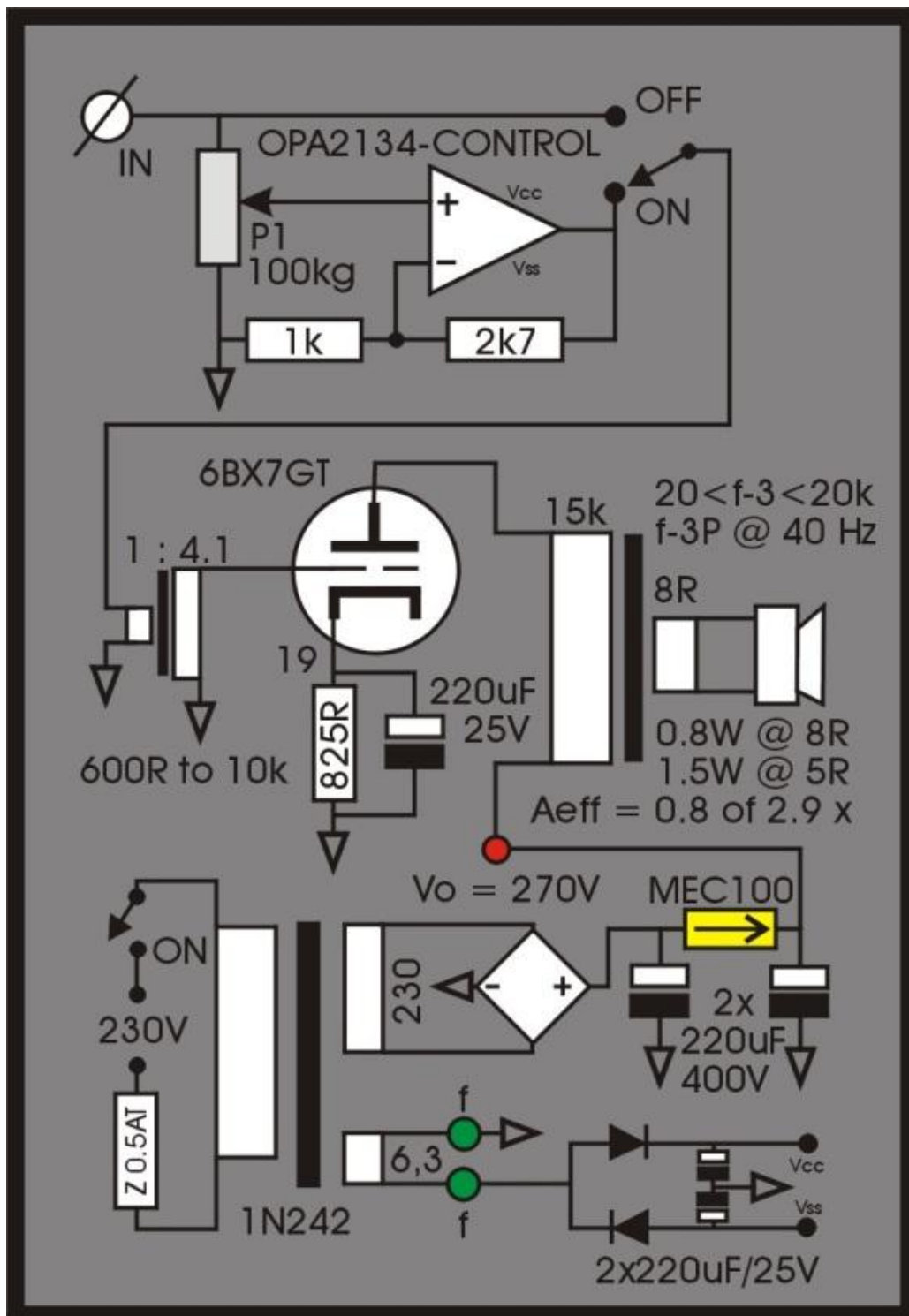
In dB uitgedrukt is er $20 \cdot \log(0,75) = 2,5$ dB tegen gekoppeld. Dat is verwaarloosbaar in termen van het drastische verminderen van vervormingen. Via metingen heb ik enige afname van vervorming kunnen waarnemen, maar zoals berekend is, het is slechts minimaal, nauwelijks de moeite waard!

Maar nu de **subjectieve** kant van de zaak: door deze geringe tegenkoppeling verdwijnt een deel van het doorzichtige lucide karakter van het geluidsbeeld. Je kunt niet meer zo diep luisteren, je wordt er duidelijk minder door geboeid.

Hoe weinig ik ook heb tegen gekoppeld, **het is geen verbetering!**

8: Eigenschappen van de definitieve 1-pitter

Allereerst geef ik het totale schema van de definitieve 1-pitter.

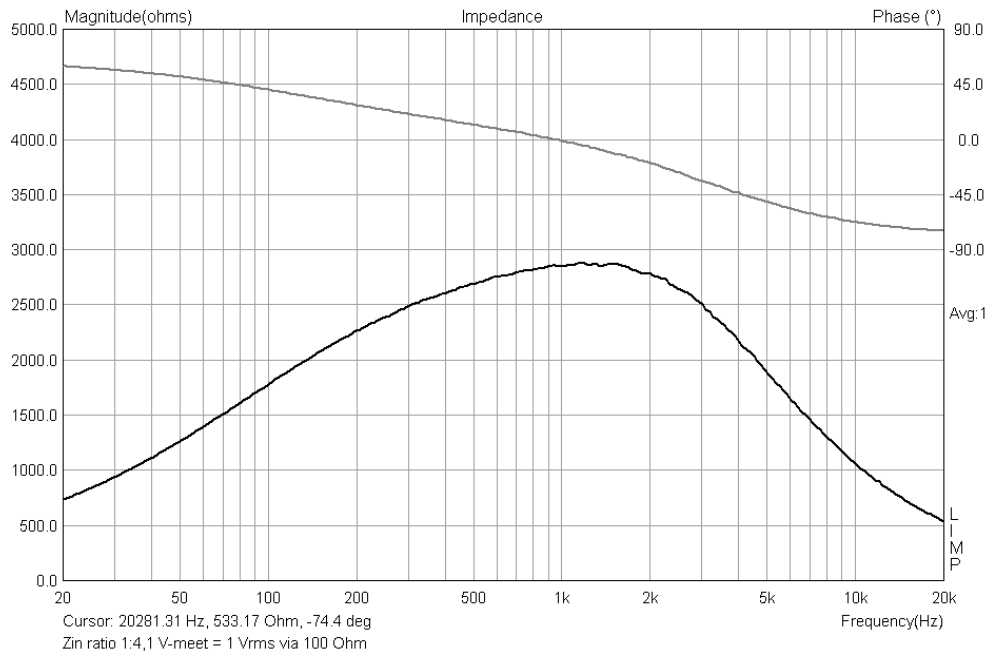


Schema van de definitieve 1-pitter

De belangrijkste meetresultaten staan al in het schema vermeld, maar ik loop ze nu in detail na. De OPA2134 staat daarbij NIET ingeschakeld.

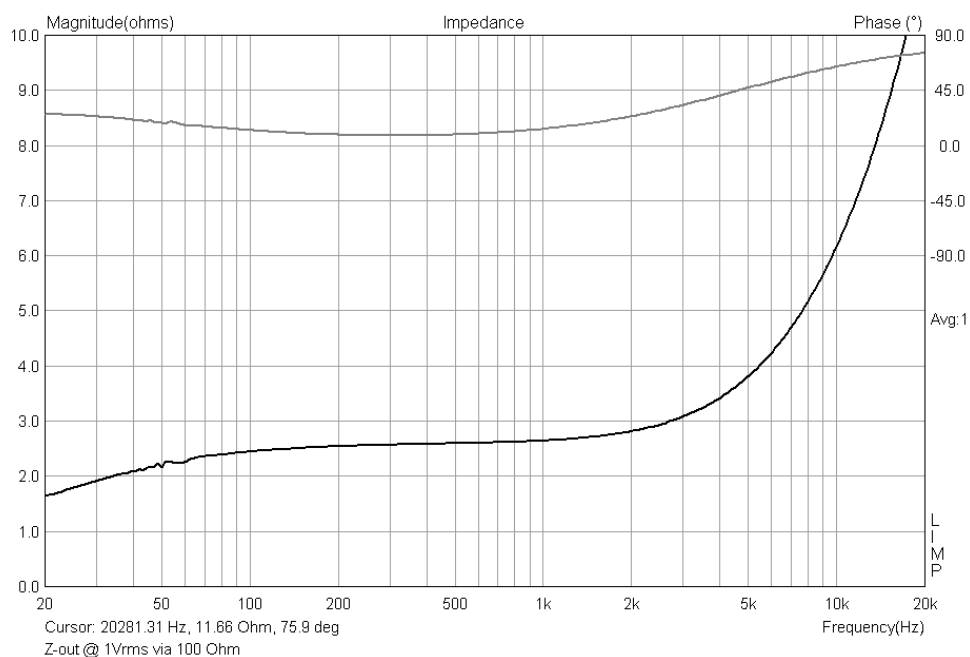
8.1: kan de versterker met 600 Ohm worden aangestuurd?

Ja, zie onderstaande meting van de ingangsimpedantie. Deze is in het gehele frequentiebereik groter dan of gelijk aan 600 Ω .



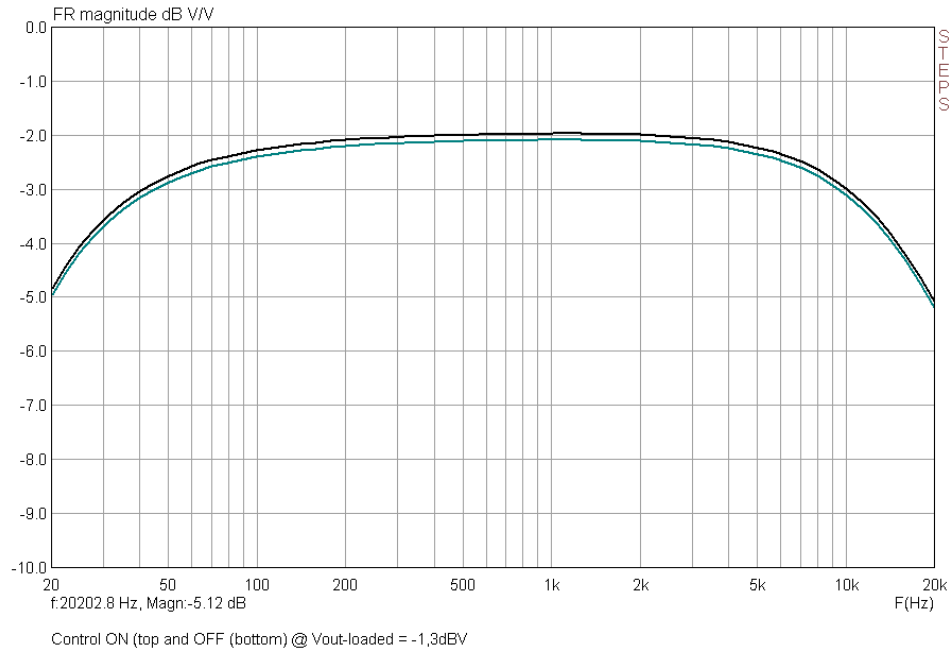
8.2: Dempt de versterker luidsprekers voldoende?

Ja, zie onderstaande meting van de uitgangsimpedantie van de gehele versterker. Bij de hogere frequenties zorgt de lek-zelfinductie voor een toename van de uitgangsimpedantie, maar een gemiddelde tweeter heeft daar niet zoveel last van.



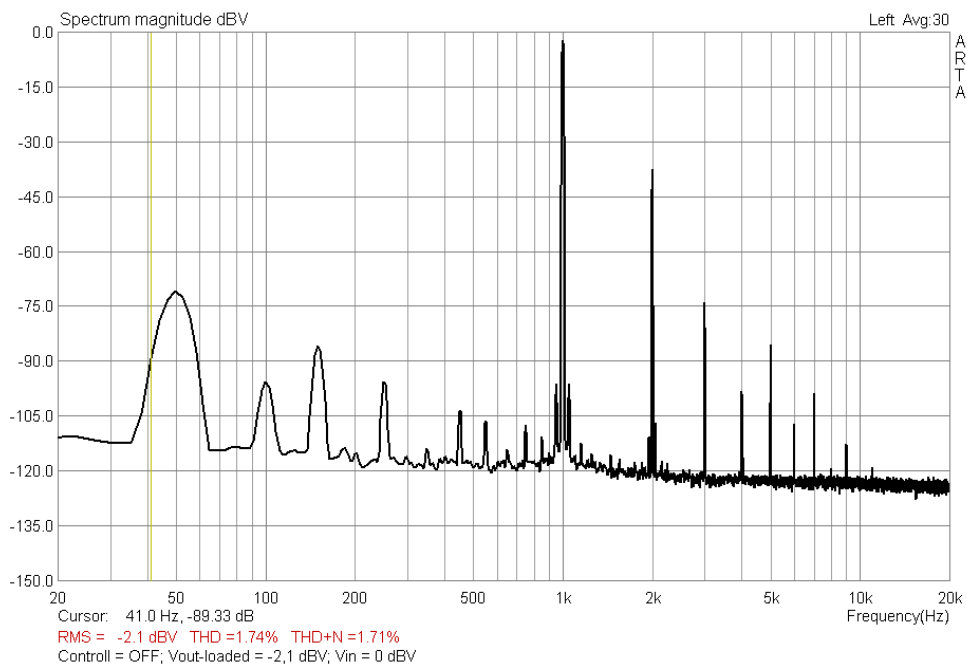
8.3: Is het frequentiebereik voldoende ruim?

Ja, het omvat binnen 3 dB net het bereik dat ik kan horen.



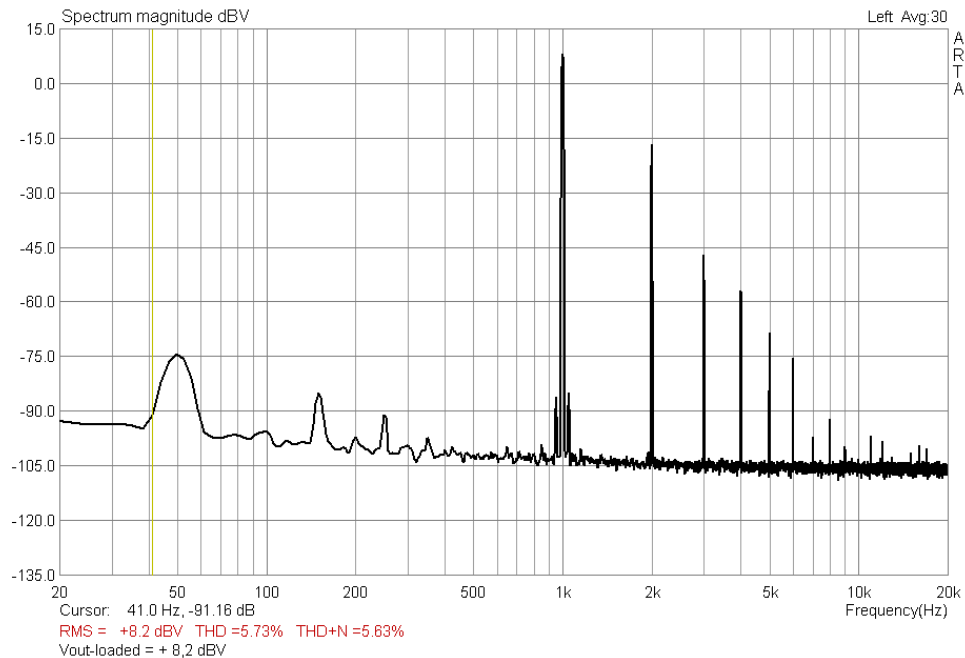
8.4: Is de vervorming acceptabel?

Ja, voornamelijk tweede harmonische vervorming, en die is subjectief weinig storend.



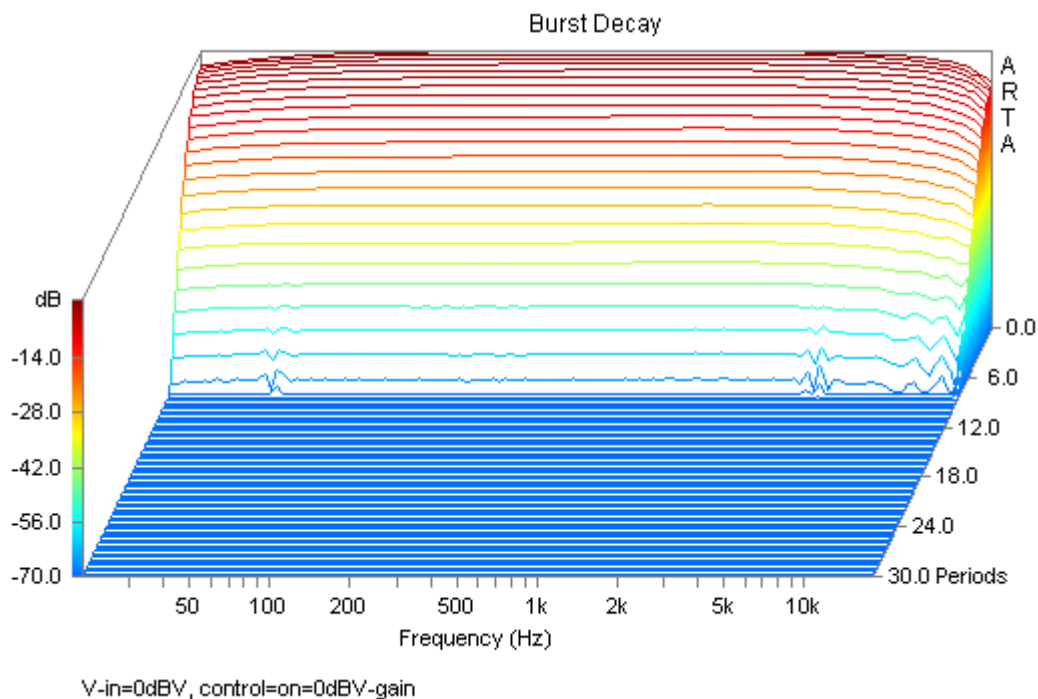
8.5: Is de vervorming acceptabel bij oversturing?

Ja, het karakter blijft voornamelijk tweede harmonische vervorming.



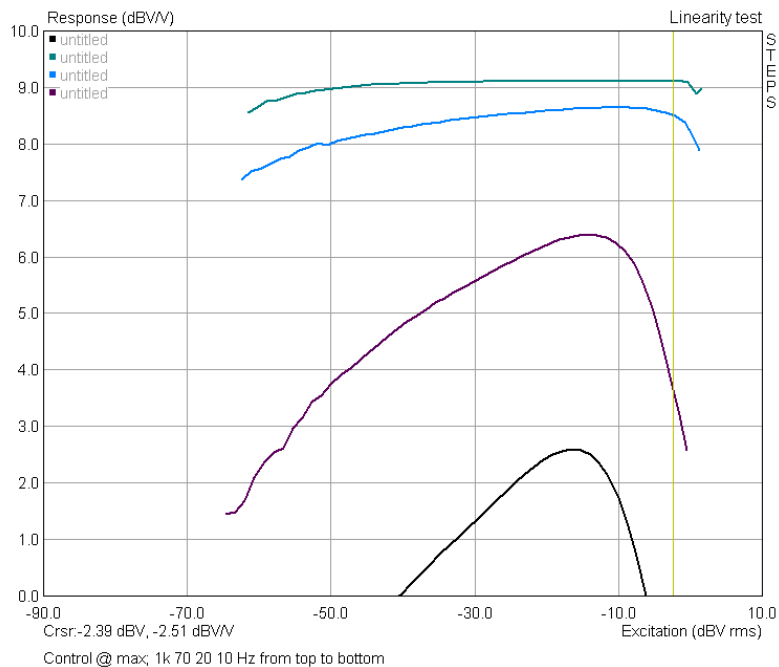
8.6: Slingert de versterker door na impulsen?

Nauwelijks, wel zijn miniatuur resonantietjes zichtbaar, afkomstig uit de a-lineariteit van de trafokernen. Gemeten heb ik deze vaker, maar gehoord nog nooit.



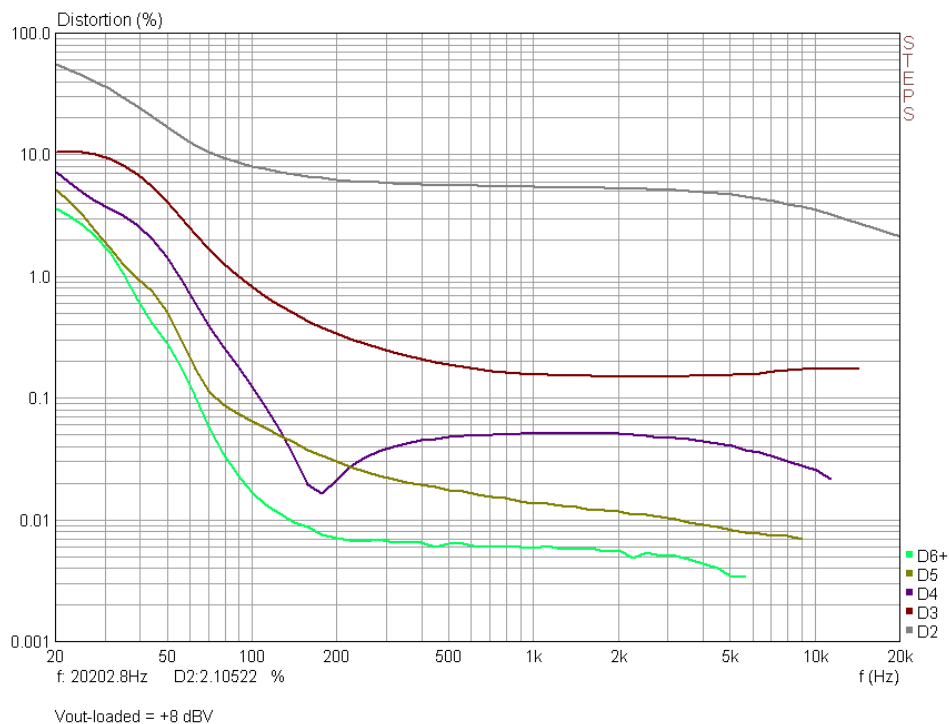
8.7: is de kern lineair bij kleinere spanningen en lage frequenties?

Nee, bij lagere frequenties stort de kern in bij kleiner wordende aansturende spanning, zoals onderstaande meting overduidelijk aantoonst. Ik kom hier in hoofdstuk 9 op terug.



8.8: Worden alle frequenties evenveel vervormd?

Nee, de laagste frequenties het meest. In hoofdstuk 9 bespreek ik dit.



9: Afsluitende overwegingen over horen en meten

Onlangs verscheen in het wetenschappelijk audio tijdschrift JAES⁽¹⁾ een uitmuntend artikel⁽²⁾ over de beoordeling van audiokwaliteit.

1) www.aes.org

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

Dit artikel van Blauert en Jekosch heb ik in het Nederlands vertaald en bewerkt en er ook nog wat eigen opvattingen ingestopt. Zie de bijlage **KWALITEIT BEOORDELEN**.

Het beschrijft een methode om zinvol over audiokwaliteit te spreken. Kwaliteit wordt opgedeeld in vier onderscheiden gebieden, elk met hun eigen taal en meetmethodes. Deze gebieden zijn:

- 1) Kwaliteit van horen (wat kunnen we wel/niet horen)
- 2) Kwaliteit van uitvoering/opname (hoe goed is de bron)
- 3) Audio Meetkwaliteit (wat zeggen de meetgetallen)
- 4) Communicatie kwaliteit (wat doet het emotioneel)

In hoofdstuk 8 hebben de metingen een nummer gekregen. Bij de bespreking verwijs ik daar naar.

9.1: Kwaliteit van horen

8.1: 600 Ohm aansturing: Ik hoop dat de ETF voorversterker mijn 1-pitter kan aansturen, anders zal ik hoorbaar verlies krijgen van de laagste en hoogste frequenties.

8.2: De uitgangsimpedantie: veel tweeters hebben een oplopende impedantie in het hoog. De toenemende Z-uit compenseert daar precies voor. Is echter de luidspreker impedantie constant, dan zal ik een hoogafname waarnemen. Dus, deze versterker reageert op welke speaker je gebruikt. Wat het laag betreft is Z-uit voldoende gering om de woofer goed onder controle te houden. De laagweergave blubbert niet na.

8.3: Frequentiebereik: dit is voldoende. Ik mis geen laag, midden of hoog. De klank is in balans en in overeenstemming met mijn gehoor bereik.

8.4: Vervorming: de 2-e harmonische vervorming klinkt aangenaam, ook al is deze groot. Het geluidsbeeld is helder en doortekend en toont over-

duidelijk details (geeft die zelfs ietwat versterkt weer). De zwakke hogere harmonischen storen niet, worden niet waargenomen (maskering). Het geluidsbeeld irriteert daardoor niet.

8.5: Oversturing: zonder dat we het merken wordt een versterker vaak overstuurd, in signaalpieken bijvoorbeeld. Hier is de oversturing zacht, nog steeds 2-e harmonische achtig en daardoor niet storend.

8.6: Naslingering: Die is er niet, dus details versmeren hoorbaar niet.

8.7: Instorting bij lage frequenties bij zwakkere signalen: over dit gebied is nog niet zoveel bekend, dus ik beroep me nu volledig op mijn eigen ervaring. Pas twee jaar geleden heb ik deze meetmethode voorgesteld.

Als er in geluid veel laag zit, bemoeilijkt dit de waarneming van details. Het lijkt wel alsof het "gemeten afnemende laag" ruimte biedt om hogere details duidelijker te kunnen horen. Dit is zeker geen "rechte draad" theorie, maar overduidelijk een subjectieve waarneming, die langzaam steeds duidelijker voor mij begint te worden.

Van het bovenstaande heb ik geen hard bewijs, deze theorie is nog niet getoetst.

8.8: Laagfrequent vervormt meer: mijn oren interpreteren dit niet als vervorming, maar als een "sterker laag". De achterliggende theorie is die van "the missing fundamental". Hierbij kan men meten dat grondtonen ook gehoord worden als men die weglaat en alleen de harmonischen laat horen. Deze versterker voegt 2-e harmonischen extra toe, en dat versterkt mijn hersenfuncties om de lage tonen goed te kunnen horen.

9.2: Kwaliteit van opname/uitvoering

Ik heb goede Cd's en eigen opnames en Cd-spelers gebruikt. Meer kan ik er niet over zeggen.

9.3: Kwaliteit van meten

Als je de "rechte draad" theorie aanhangt is deze versterker een prul. In de bespreking hiervoor (9.1) heb ik gelukkig "horen" en "meten" goed aan elkaar kunnen koppelen. Het wordt begrijpelijk dat niet alle gemeten afwijkingen onaangenaam zijn voor mijn oor.

9.4: Communicatie kwaliteit

Nu zit ik helemaal in het subjectieve domein. Nu mag ik spreken over wat "ik vind".

Het verbaast me nog steeds dat zo'n klein versterkertje zo'n prachtig gedetailleerd ruimtelijk beeld kan genereren. Natuurlijk kan hij niet hard, maar 90dB_{SPL} haal ik wel en dat is voor mij echt voldoende. Nergens ergens ik irritatie of mis ik iets. Het lijkt wel alsof ik beter dan ooit prachtige details kan horen. Vervorming? Ik hoor het gewoon niet!

Wat zegt mijn vriendin? "Oef Menno dit is heel mooi, wat een sfeer-tekening, jouw andere versterkers krijgen het nog moeilijk".

Conclusie: mijn kleine Vanderveen 6BX7GT 1-pittertje functioneert dus als een volwaardige high-end versterker in mijn woonkamer.

9.5: Slotwoord

Huidige high-end bladen benadrukken sterk de communicatie kwaliteit. Ik snap dat, want dit raakt de mensen. Gelukkig heb ik bij dit project voldoende gereedschap beschikbaar gehad om "horen" en "meten" grondig te onderzoeken en aan elkaar te koppelen. Ik hoop zulke besprekingen vaker in bladen aan te treffen, je leert er zoveel van.