

Verslag MJEc-2026

*Stereo push-pull 6V6GT pentode mode eindversterker met ECC82 pre-amp en LTP
fasedraaier*

Cor Slagmolen

TubeSociety – contest 20 juni 2026

Juni 2026



Inhoudsopgave

Inleiding	1
Meetcondities	1
LTSpice schema – totale versterker	2
THD en gain – totale versterker.....	3
Pre-amp	4
Ontwerpkeuzes	4
Instelpunt en berekening	6
Uitgangsimpedantie pre-amp	7
Bandbreedte-check pre-amp → LTP.....	8
THD en gain – pre-amp	8
Fasedraaier (LTP).....	9
Ontwerpkeuzes	9
Instelpunt en berekening	11
Praktische opbouw (KiCad) – pre-amp + LTP	12
THD en gain – pre-amp + LTP gecombineerd	13
Eindtrap	14
Ontwerpkeuzes	14
Instelpunt eindtrap	15
Uitgangstransformator: VDV-8010-TS-PPE	16
THD-vergelijking: pentode, ultralinear en triode	16
Totaal schema en PCB	19
KiCad totaalschema	19
PCB	20
Voedingen	20
Positieve spanningen	20
Negatieve spanningen (LTP en grids).....	21
HT-spanning (310,6V)	22
De Bouw	23
ARTA-metingen.....	29

Inleiding

Als eerstejaars ben ik in september 2025 begonnen bij TubeSociety, de leeracademie van Menno van der Veen. Hoewel ik enigszins geschoold ben in elektronica, had ik nooit eerder een buizenversterker gebouwd — het was dan ook een geweldige leerervaring, van het ontwerpen in LTSpice tot de uiteindelijke bouw in het lab. Met de onmisbare hulp van Menno en TubeSociety is het uiteindelijk gelukt om deze versterker werkend te krijgen. Ik ben als laatste geëindigd in de contest van 20 juni 2026. Hoewel ik dat tot op zekere hoogte had verwacht, viel die uitslag toch enigszins tegen — en juist dat heeft me gestimuleerd om ook na de contest door te gaan. Na afloop bleek dat de pre-amp nog ruimte liet voor verbetering: door het werkpunt te verschuiven daalde de THD merkbaar, zij het ten koste van een iets hogere uitgangsimpedantie. Daarnaast kon ik met ARTA de gridspanningen van de eindbuizen realtime afstellen om de 2e harmonische te minimaliseren — met hoorbaar resultaat.

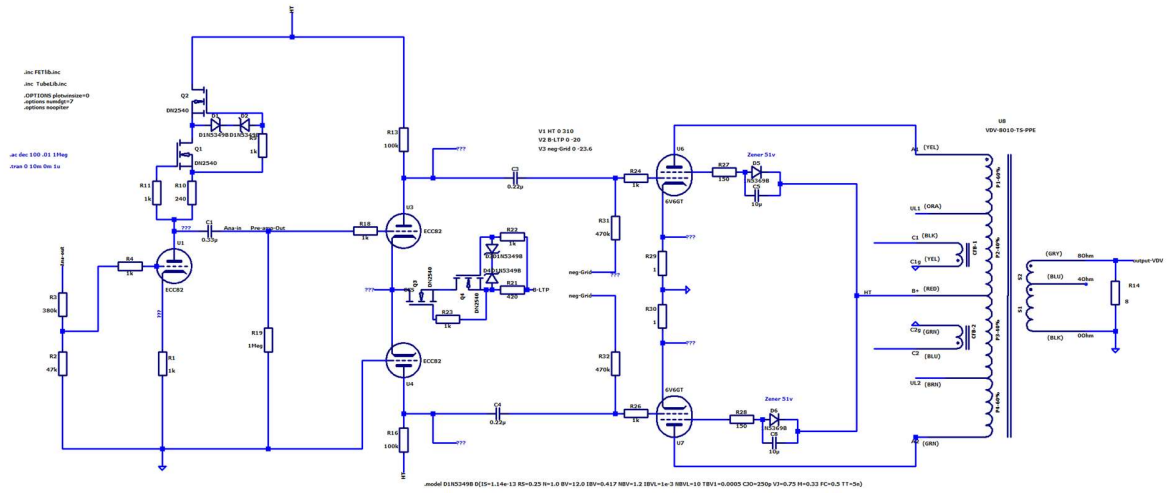
Met de kennis van nu zou ik deze versterker niet meer op dezelfde manier bouwen. In het laatste hoofdstuk van dit verslag zijn de ARTA-metingen opgenomen. Door een defect aan een externe geluidskaart en problemen met ARTA zelf kon ik deze metingen niet vóór de contest uitvoeren en de versterker er nog op afstellen — vermoedelijk had dat de uitslag overigens weinig veranderd. Voor mij telt de leerervaring het meest, en in het bijzonder wat ik een volgende keer anders zou aanpakken. In datzelfde hoofdstuk staan ook foto's van het gebouwde resultaat: daar is in één oogopslag te zien waar het mis is gegaan.

Meetcondities

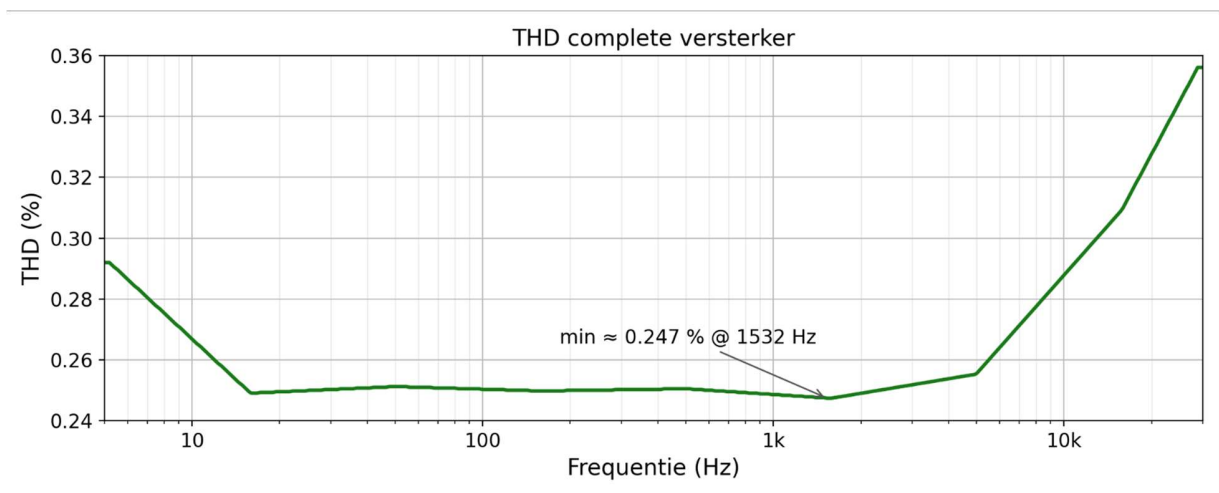
Alle THD-metingen in dit verslag (LTSpice en, waar van toepassing, ARTA) zijn genomen bij een uitgangsvermogen van circa 1W op de 8Ω-load, tenzij anders vermeld. Dit is de gangbare referentieconditie voor THD-vergelijking tussen ontwerpen.

$\begin{aligned}\text{Gewenst uitgangsvermogen: } P &= 1\text{W}, \quad R(\text{load}) = 8\Omega \\ V_{\text{RMS}} &= \sqrt{P \times R} = \sqrt{1 \times 8} &= 2,83 \text{ V RMS} \\ V_{\text{piek}} &= V_{\text{RMS}} \times \sqrt{2} &= 2,83 \times 1,414 = 4,00 \text{ V piek}\end{aligned}$

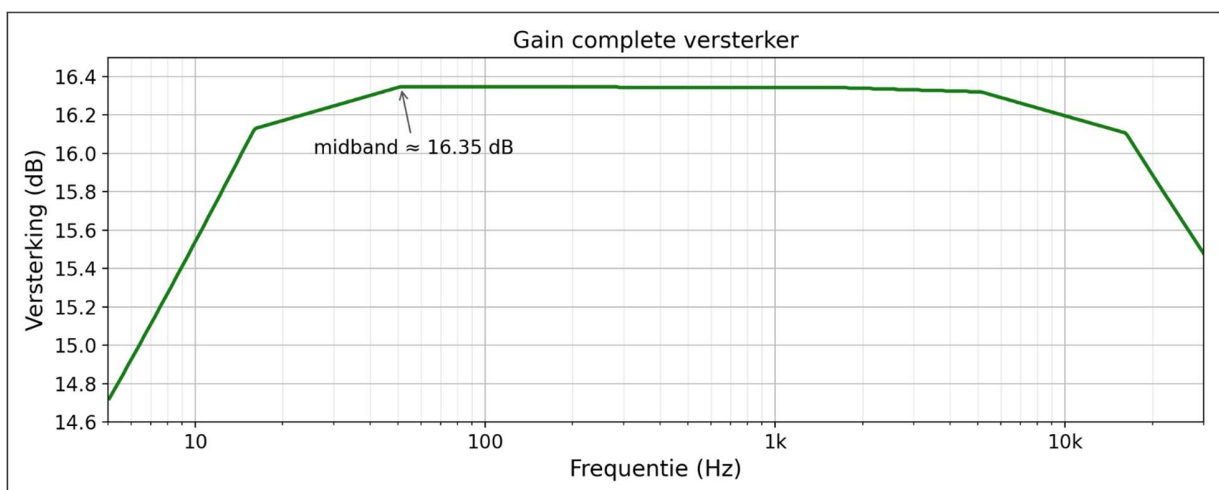
In de praktijk varieert het werkelijk gerealiseerde vermogen per testfrequentie enigszins (gemeten spreiding circa 0,8W – 1,3W), omdat één vast ingangsniveau is gebruikt voor de volledige sweep in plaats van een per-frequentie genormaliseerd niveau.



THD en gain – totale versterker



THD (%) over frequentie, totale versterker, $\approx 1W / 8\Omega$.



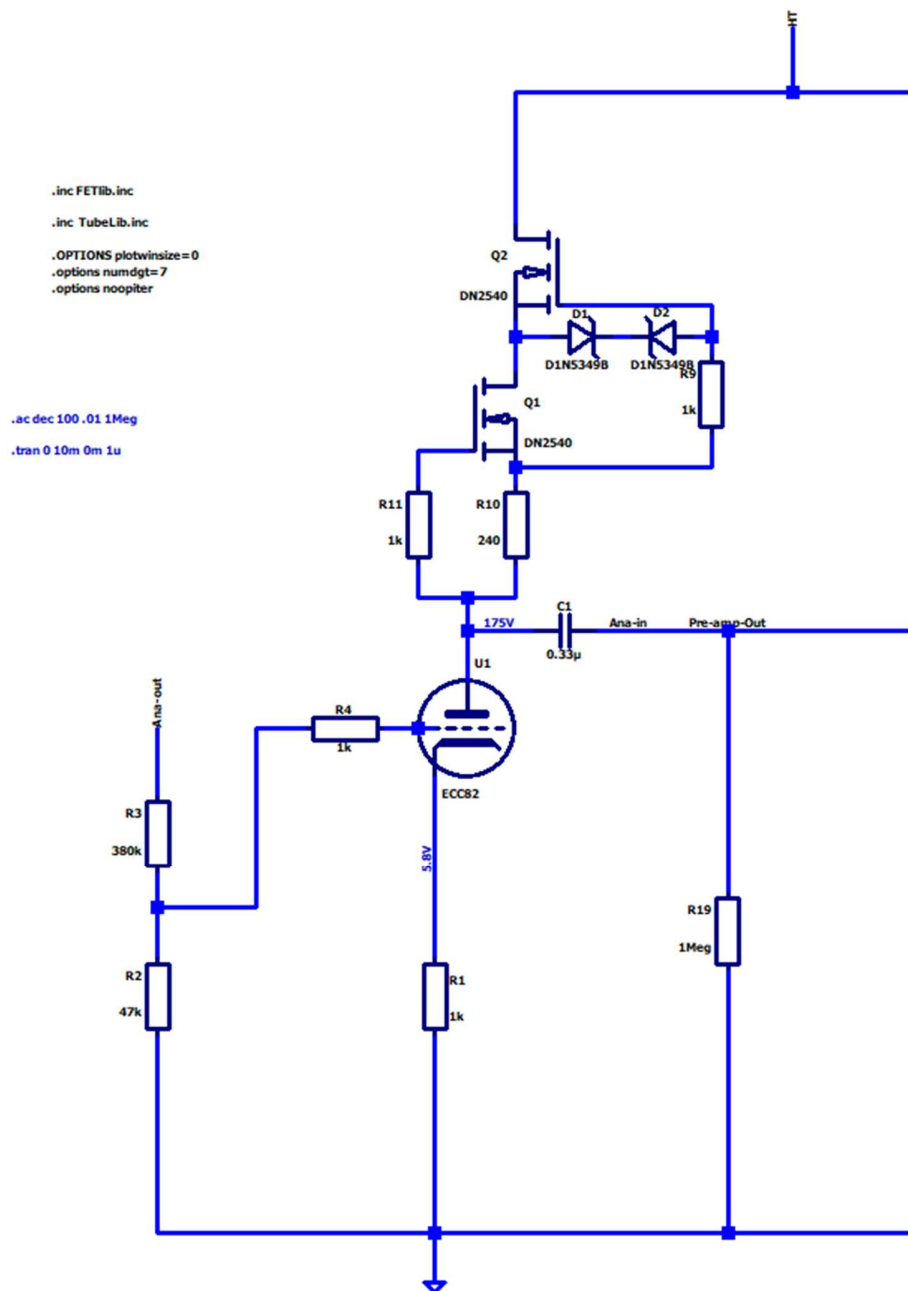
Gain (dB) over frequentie, totale versterker.

Met deze gain is voor $\approx 1W/8\Omega$ circa 0,45V RMS aan de ingang nodig.

Pre-amp

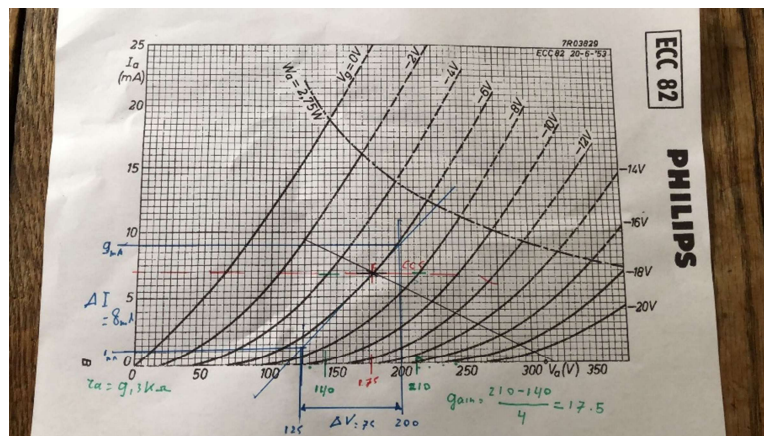
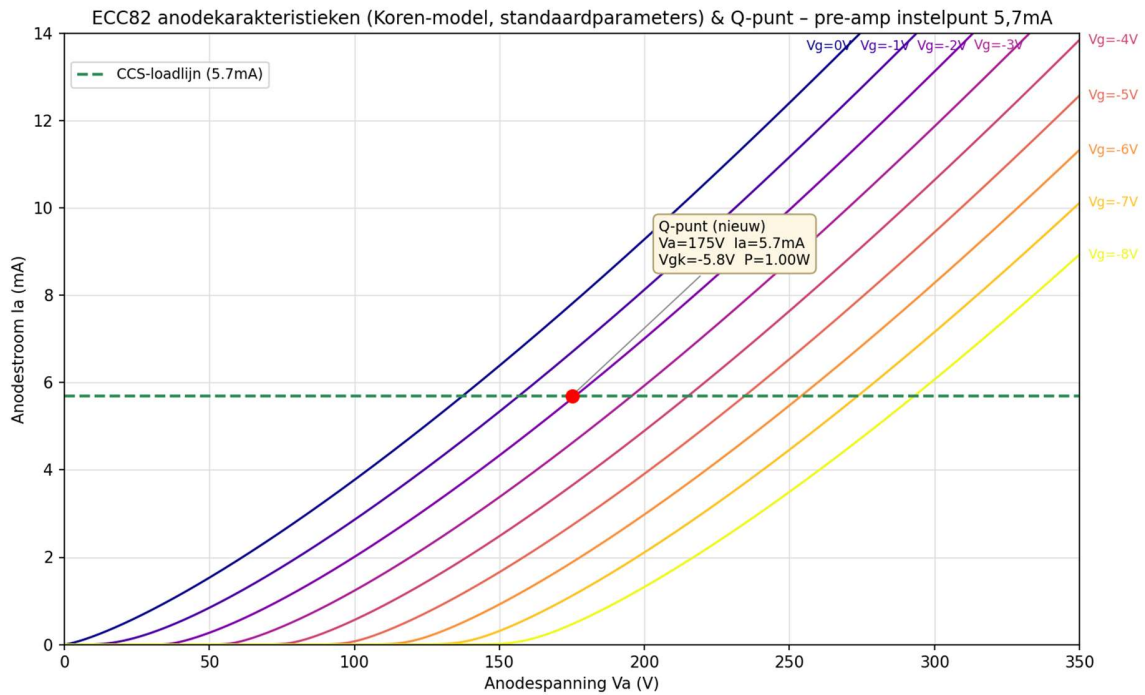
Ontwerpkeuzes

De pre-amp bestaat uit één triode-sectie van een ECC82 (V1A), met als instelpunt $I_a = 5.7\text{mA}$. Om dit instelpunt onafhankelijk te maken van het AC-signaal en van spreiding in de buis, is gekozen voor een actieve constante-stroombron (CCS) in de anode – opgebouwd als DN2540-cascode (Q1/Q2).



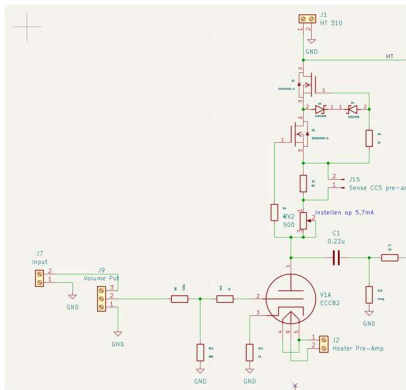
LTSpice-schema pre-amp: ECC82 (V1A) met DN2540-cascode CCS in de anode.

Instelpunt en berekening



Tijdens de contest lag het Q-punt op $I_a = 3.7mA$ en $V_a = 88V$. Leek op zich een goed lineair punt, maar nieuwe Q-punt gaf betere THD.

Kicad Schema met instelbare I_a :



Instelpunt pre-amp: vaste I_a via CCS (sense-weerstand + trimpot), met kathodeweerstand R11 voor de resulterende V_{gk} . (curve-familie op basis van standaard ECC82 Koren-modelparameters, ter illustratie; het Q-punt zelf komt direct uit de simulatie.)

I_a (instelpunt) = 5,7 mA
 $R(\text{CCS-sense} + \text{trimpot, totaal}) = 240\Omega$
 $R1$ (kathodeweerstand) = $1k\Omega$ (was 330Ω)
 $V_{gk} = I_a \times R1 = 5,7\text{mA} \times 1k\Omega \approx -5,7\text{V}$ (doel: $-5,8\text{V}$)
 V_a (gerealiseerd, simulatie) $\approx 175\text{V}$

Doordat de CCS de stroom vastlegt en niet de spanning, blijft I_a constant — V_a volgt vervolgens uit de individuele μ/gm -karakteristiek van de buis bij die vaste I_a en de via Rv2 ingestelde V_{gk} .

Kleine buistolerantie-verschillen tussen de twee kanalen vertalen zich dan rechtstreeks in een verschillende V_a , vooral wanneer het werkpunt buiten het vlakke, lineaire deel van de curve ligt. In de praktijk is dit het geval. Links zit de V_a op 172V en rechts op 174V.

Uitgangsimpedantie pre-amp

Met een CCS in de anode en een ongebypaste kathodeweerstand R11 wordt de uitgangsimpedantie van de pre-amp bepaald door:

$$Z_{out} = [r_a + (\mu+1) \times R_k] \parallel R(\text{CCS})$$

Waarbij $R(\text{CCS})$ van een goede DN2540-cascode typisch honderden $k\Omega$ tot enkele $M\Omega$ bedraagt en daardoor vrijwel altijd wegvalt tegen de buiskant, zodat $Z_{out} \approx r_a + (\mu+1) \times R_k$.

LTSpice .tf-analyse (V_{in} als source, $V(\text{anode_pre})$ als output):
transfer_function = -2,70646 (stage-gain pre-amp alleen)
 $V_{in}\#Input_impedance = 448k\Omega$
output_impedance_at_v(anode_pre) = 27.713,8 $\Omega \approx 27,7k\Omega$

Noot bij deze meting: een .tf-analyse in LTSpice is een kleine-sigitaal DC-analyse en behandelt condensatoren als open. C1 ($0,33\mu\text{F}$) blokkeert daardoor de hele downstream-ketting (R18, R19, de grid van U3) volledig af tijdens deze meting — de gemeten 27.713,8 Ω is dus al de pure, onbelaste Z_{out} van de pre-amp-trap zelf, zonder correctie nodig voor de volgende trap.

Een eerste terugrekening naar r_a met een generieke datasheet- μ (19,5) gaf $r_a \approx 7,21\text{k}\Omega$. Door een tangentlijn te trekken op de ECC82-curve bij $V_{gk} = -5,8\text{V}$ is r_a echter direct empirisch af te lezen: $\Delta V \approx 75\text{V}$ bij $\Delta I \approx 8\text{mA}$, dus:

$$r_a(\text{tangent}) = \Delta V / \Delta I = 75\text{V} / 8\text{mA} = 9.375\Omega \approx 9,375\text{k}\Omega$$

Met deze empirische r_a (i.p.v. een aangenomen μ) is μ nu juist af te leiden uit de gemeten Z_{out} , in plaats van andersom:

$$Z_{out} = r_a + (\mu + 1) \times R_k$$

$$(\mu + 1) = (Z_{out} - r_a) / R_k = (27.713,8 - 9.375) / 1.000 = 18.338,8 / 1.000 = 18,3388$$

$$\mu \approx 17,34$$

Deze $\mu \approx 17,34$ ligt dicht bij gepubliceerde Philips/Mullard-datasheetwaarden voor de ECC82 (doorgaans $\mu \approx 17,0 - 17,7$) en is dus betrouwbaarder dan de eerder aangenomen generieke $\mu = 19,5$. Alle drie de grootheden bevestigen elkaar onderling: $r_a = 9,375\text{k}\Omega$ (tangent), $\mu \approx 17,34$ (afgeleid), $Z_{out} = 27.713,8\Omega$ (tf, gemeten). Zie schets hierboven.

Bandbreedte-check pre-amp → LTP

De verhoogde Z_{out} is gecheckt op laag- en hoogfrequent gedrag richting de koppeling naar V2a (Pre-amp-Out → $C1 = 0,33\mu\text{F}$ → $R7 = 1\text{k}$ in serie naar de grid, met $R10 = 1\text{M}\Omega$ als grid-lekweerstand naar ground).

Laagfrequent (hoogdoorlaat door $C1 + R10$):

$$f(-3\text{dB}) = 1 / [2\pi \times C1 \times (Z_{out} + R19)] = 1 / [2\pi \times 0,33\mu\text{F} \times 1,0277\text{M}\Omega] \approx 0,47\text{Hz}$$

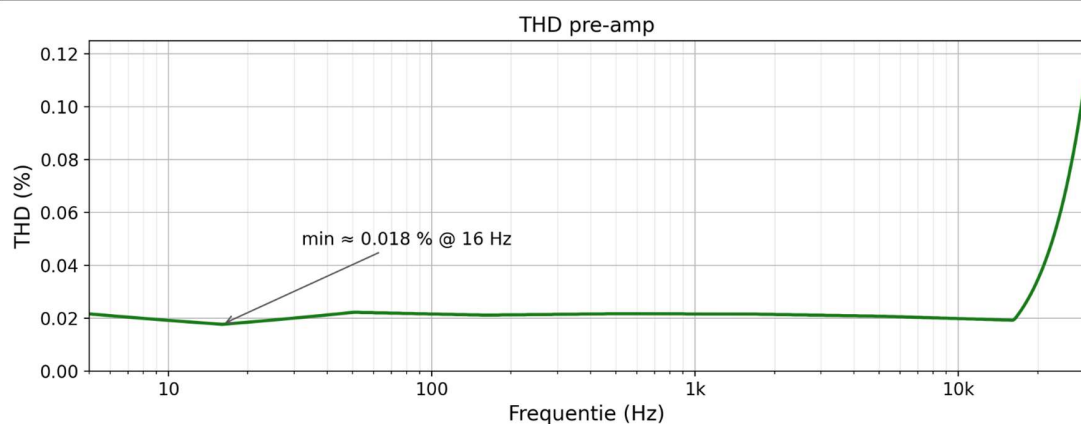
Hoogfrequent (laagdoorlaat door $Z_{out} + R10$ met de Miller-capaciteit van de LTP-grid):

Met ECC82-datasheetwaarden $C_{gk} \approx 1,6\text{pF}$, $C_{ga} \approx 1,5\text{pF}$ en een LTP-stage-gain $A_{v,LTP} \approx 12 \times$:

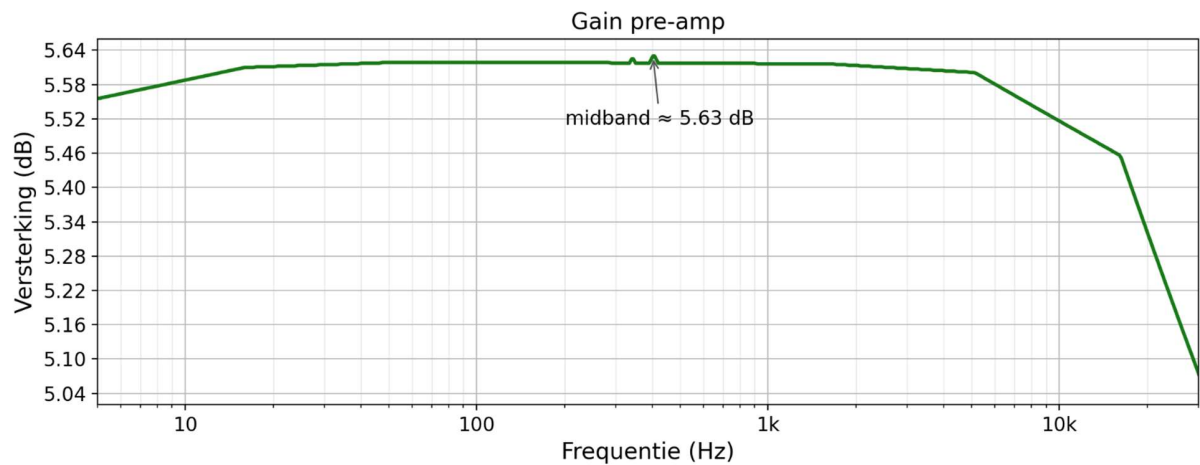
$$C_{in} = C_{gk} + C_{ga} \times (1 + A_{v,LTP}) = 1,6\text{pF} + 1,5\text{pF} \times (1 + 12) = 1,6 + 19,5 = \approx 21,1\text{pF}$$

$$f(-3\text{dB}) = 1 / [2\pi \times (Z_{out} + R18) \times C_{in}] = 1 / [2\pi \times 28.700\Omega \times 21,1\text{pF}] \approx 263\text{kHz}$$

THD en gain – pre-amp



THD (%) pre-amp alleen.

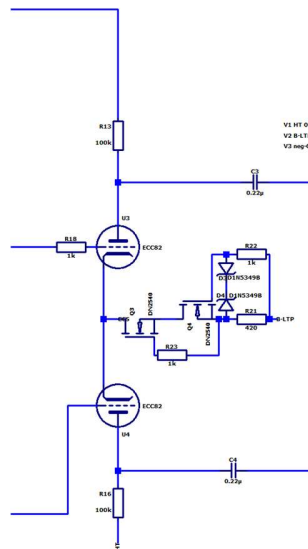


Gain (dB) pre-amp alleen.

Fasedraaier (LTP)

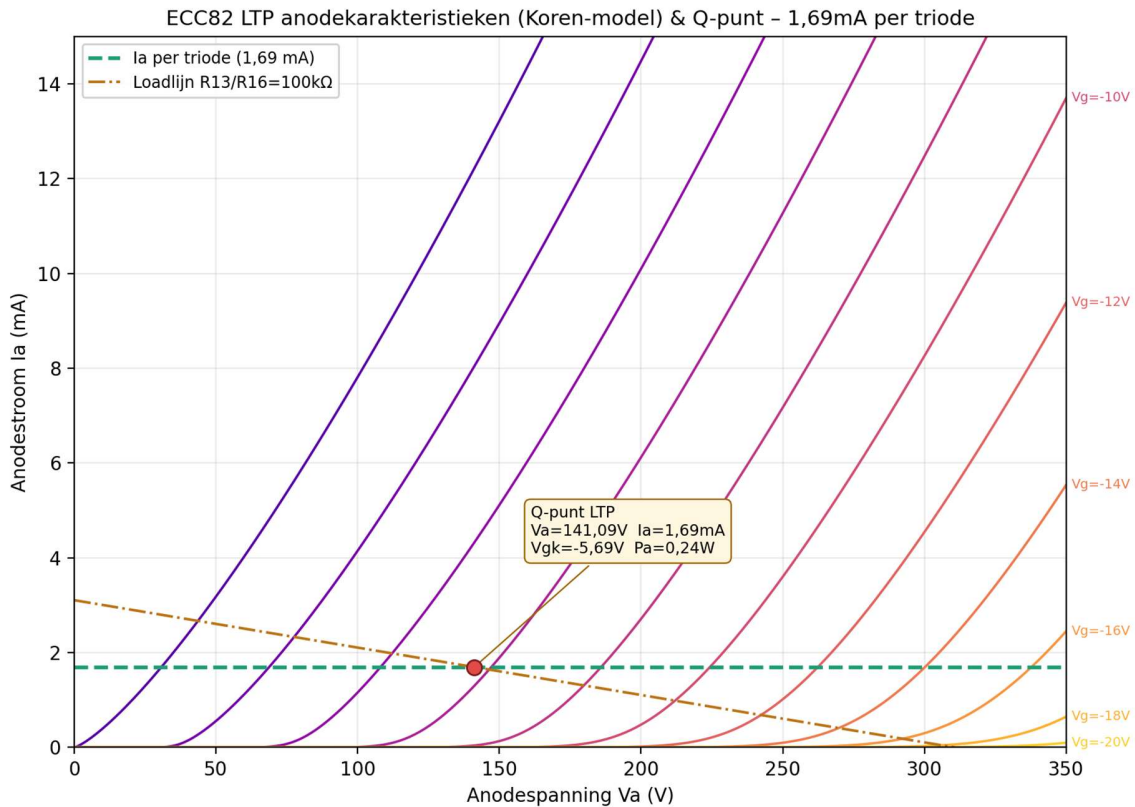
Ontwerpkeuzes

Als fasedraaier is gekozen voor een Long Tailed Pair (LTP) met een CCS in de gedeelde "Tail". Het argument is hetzelfde als bij de pre-amp: de staartstroom constant houden, zodat het instelpunt niet verschuift door het AC-sigitaal of door temperatuur/verouderingseffecten.



LTSpice-schema LTP: twee ECC82-secties (U3/U4) met gedeelde DN2540-cascode CCS in de tail.

Instelpunt en berekening



Instelpunt LTP: gedeelde tail-CCS, sense-weerstand bepaalt de totale staartstroom.

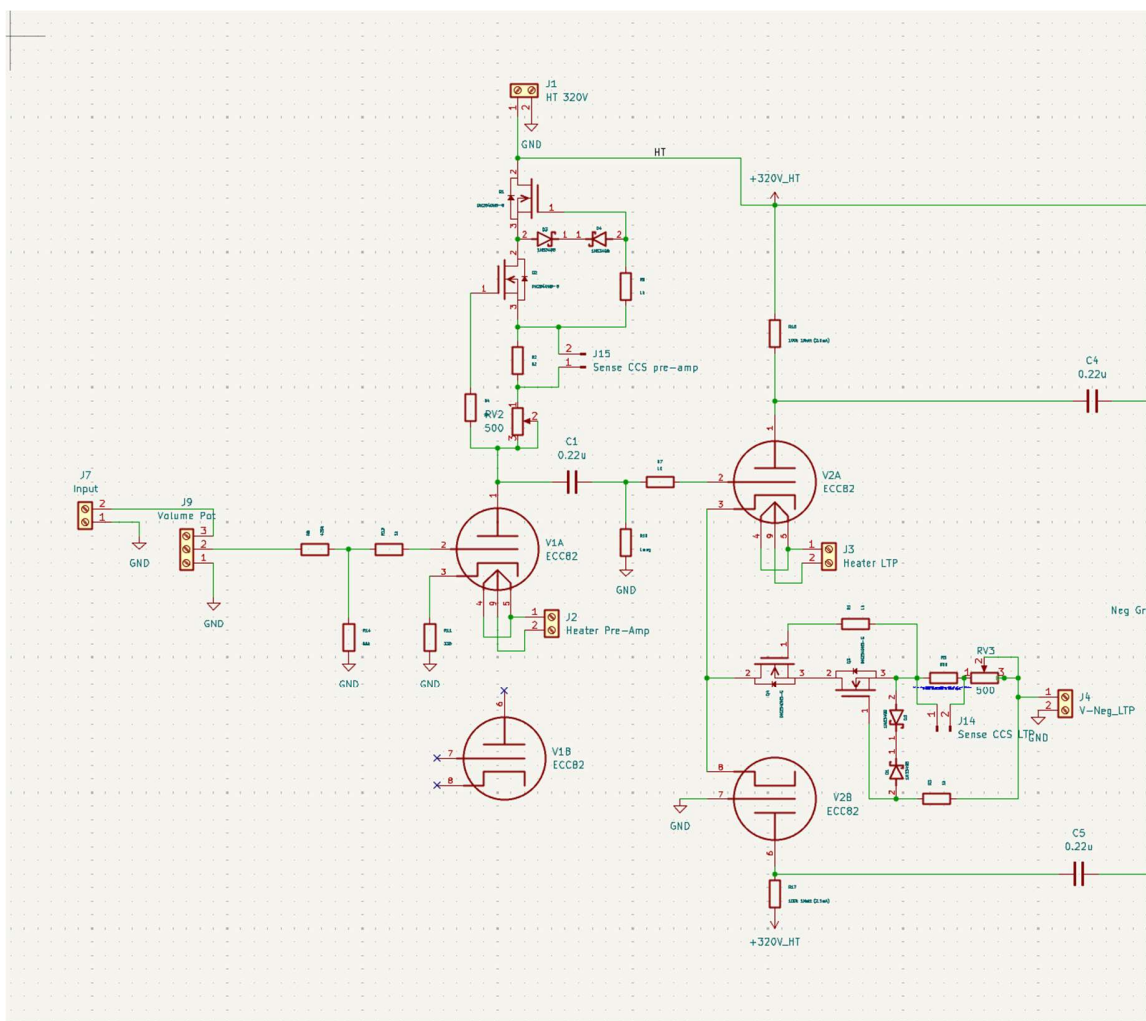
Tail-stroom (instelpunt, laagste THD) = 3,38 mA
 $R(\text{sense, tail}) = 330\Omega$
 $V(\text{sense}) = I \times R = 3,38mA \times 330\Omega = 1,1154 V \quad (\approx 1,115 V)$
Resulterende anodespanning (gemeten) $\approx 141,09 V$

Middels de sense-weerstanden en een instelpotmeter is de tail-stroom instelbaar gemaakt. Echter, door verschillen tussen de buizen onderling zijn niet alle anodespanningen exact gelijk: het verschil tussen de twee kanalen is ongeveer 1V. Omdat de LTP één gedeelde tail heeft (in plaats van twee individuele CCS'en), is de stroom door de twee buizen niet per kanaal afzonderlijk instelbaar – de CCS regelt alleen de totale staartstroom constant, niet de verdeling daarvan over de twee secties.

De CCS in de tail houdt de totale la van de LTP constant (zelfde argument als bij de pre-amp), maar kan het kleine V_a -verschil tussen de twee kanalen ($\approx 1V$, door buistolerantie) niet weggeregelen – dat verschil zit ‘binnen’ de gedeelde tail-stroom verdeeld over twee niet-identieke buishelften.

De heaters van pre-amp en LTP worden DC gevoed (zie hoofdstuk Voedingen) om hum te minimaliseren.

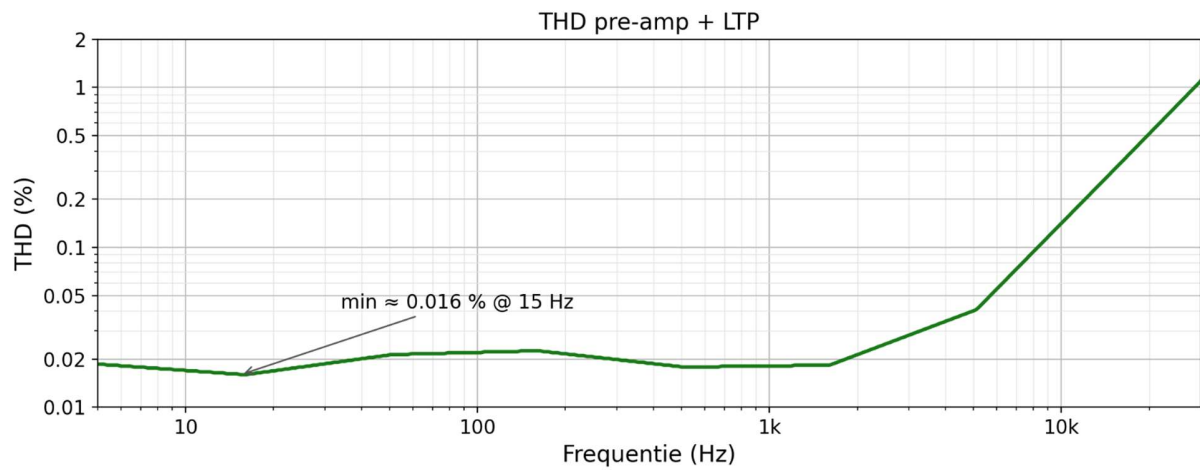
Praktische opbouw (KiCad) – pre-amp + LTP



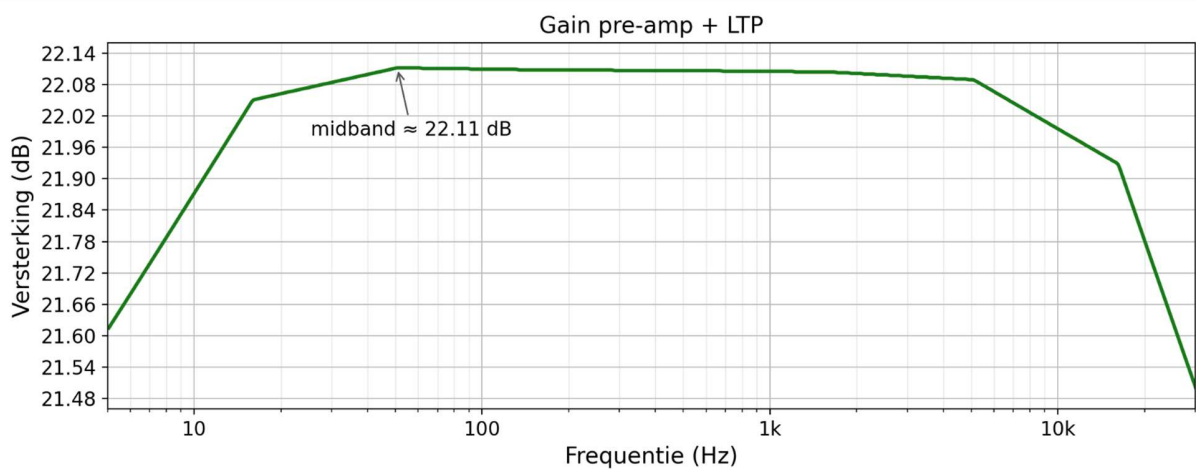
KiCad-schema van de daadwerkelijke opbouw: pre-amp (V1A) en LTP (V2A/V2B) met sense-aansluitingen voor beide CCS'en (J15 "Sense CCS pre-amp" en J14 "Sense CCS LTP").

In dit schema is goed te zien dat zowel de pre-amp-CCS als de tail-CCS een eigen sense-aansluiting hebben gekregen, zodat de werkelijke stroom met een multimeter eenvoudig te controleren is zonder de schakeling te onderbreken.

THD en gain – pre-amp + LTP gecombineerd



THD (%) pre-amp + LTP gecombineerd.



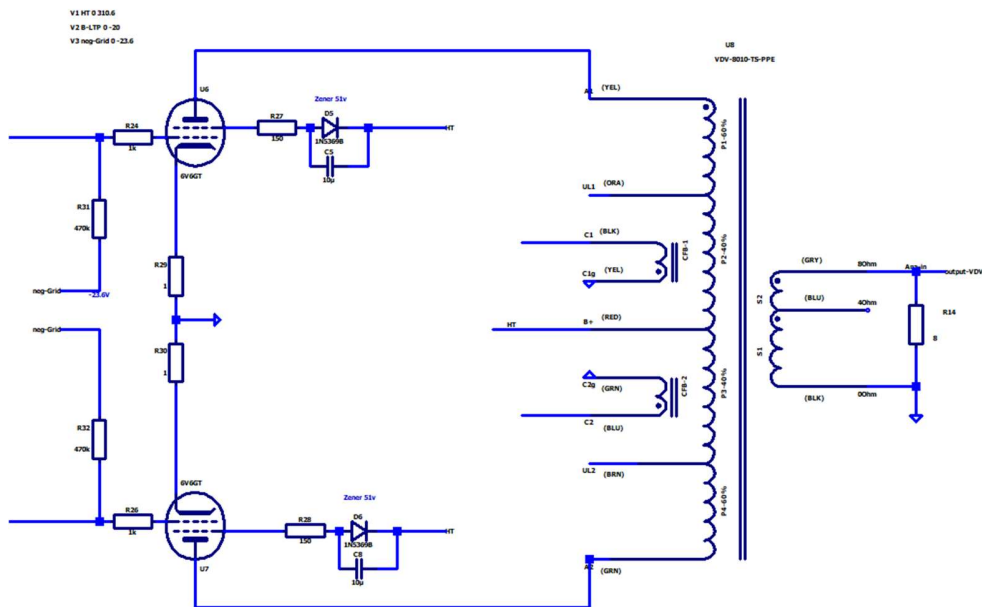
Gain (dB) pre-amp + LTP gecombineerd.

Eindtrap

Ontwerpkeuzes

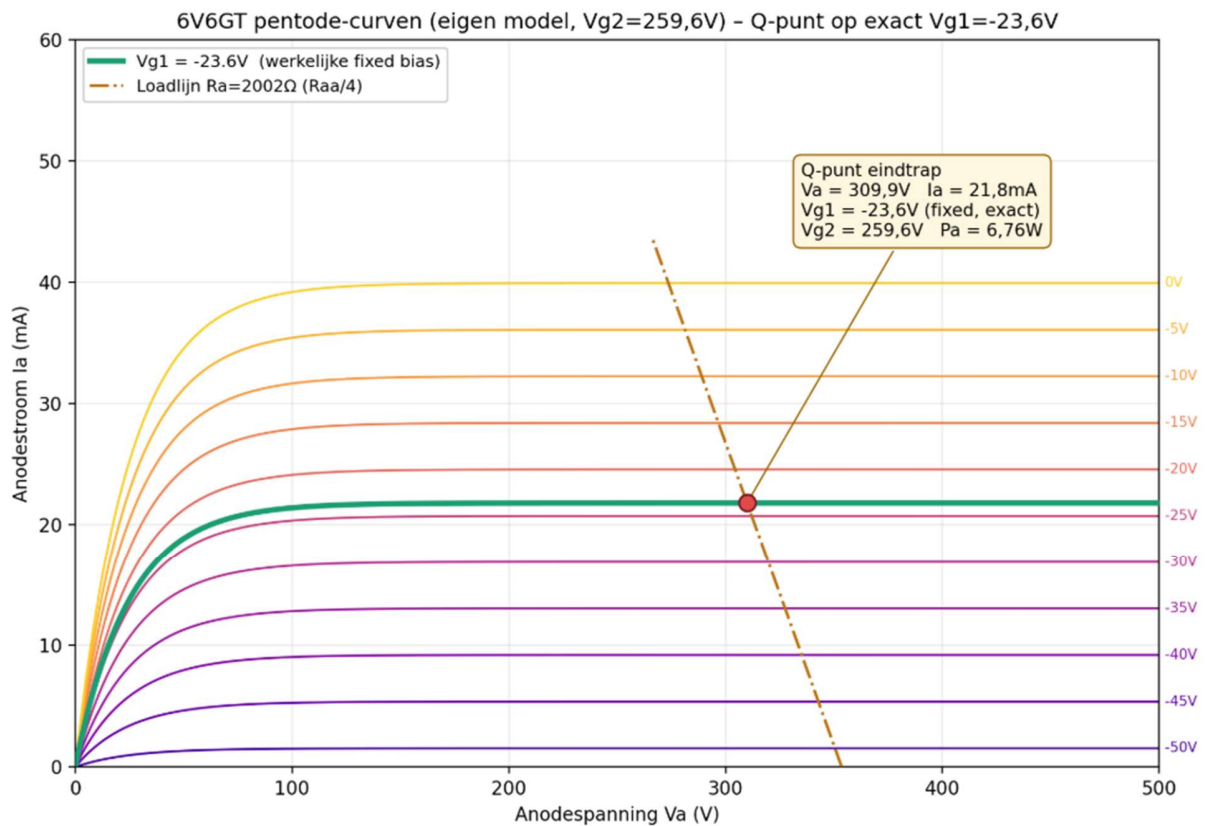
De eindtrap is gebaseerd op twee 6V6GT-buizen in pentode-configuratie. De instelpunten worden gerealiseerd via een fixed-bias constructie met een instelbare negatieve spanning op elk grid.

Het oorspronkelijke plan was een autobias-systeem dat de kathodestroom meet en op basis daarvan de gridspanning aanpast – vergelijkbaar in opzet met de CCS-aanpak elders in de versterker, maar dan actief geregeld in plaats van met een vaste stroombron. Dit autobias-circuit was helaas niet op tijd af voor de TubeSociety-contest (20 juni 2026). Voorlopig zijn de grids daarom allemaal apart, handmatig, met negatieve voedingen ingesteld. Met hulp van Menno is bepaald dat een negatieve gridspanning van $-23,6\text{V}$ de laagste THD geeft.



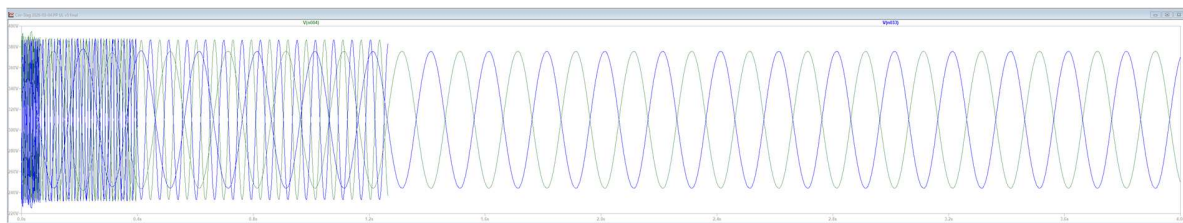
LTSpice-schema eindtrap: $2 \times 6V6GT$ pentode, fixed bias, $HT = 310,6\text{V}$.

Instelpunt eindtrap



HT = 310,6 V
 neg-Grid (beide kanalen, ingesteld) = -23,6 V (minste THD)

In LTSpice geven de beide 6V6's een mooi symmetrisch signaal op de uitgangstransformator (zie onderstaande plot, twee anodespanningen in tegenfase):



Symmetrisch uitgangssignaal op de OT-primaire (beide anodes, in tegenfase).

Uitgangstransformator: VDV-8010-TS-PPE

De push-pull uitgangstransformator is een ontwerp van Menno van der Veen. De specificaties hieronder zijn de werkelijke fabrieksgegevens van deze transformator, en worden gebruikt voor de instelpunt-verificatie van de eindtrap.

Parameter	Waarde	Eenheid
Raa (primair)	8.007	k Ω
Rls (secundair)	8	Ω
Windingsverhouding Np/Ns	31,636	–
UL-tap	40	%
CFB-tap	2,23	%
Nominaal vermogen Pn	15	W
Bandbreedte (–3dB)	2,0 – 87,3	Hz – kHz
–3dB vermogen vanaf	35	Hz
Primaire inductie Lp	516	H
Primaire lekductie Lsp	10,5	mH
Eff. primaire capaciteit Cip	0,35	nF
DC weerstand primair Rip	63	Ω
DC weerstand secundair Ris	0,4	Ω
Ø / Hoogte / Gewicht	93/40 mm	1,1 kg

THD-vergelijking: pentode, ultralinear en triode

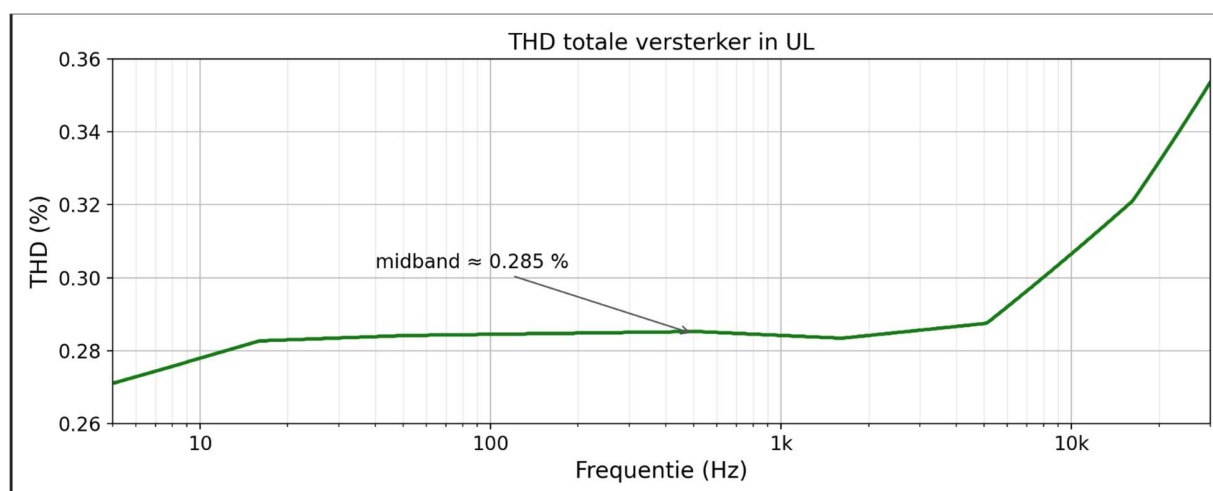
Om de invloed van de configuratie op de vervorming te onderzoeken, zijn voor de uitgangstrap drie configuraties gesimuleerd in LTSpice: pentode (zoals daadwerkelijk gebouwd), ultralinear (UL) en triode. Onderstaande resultaten zijn gebaseerd op een THD-sweep van 5 Hz tot 30 kHz (2 punten per decade), bij gelijk uitgangsvermogen.

Configuratie	THD midband/laag	THD piek (30 kHz)
Pentode (gebouwd)	$\approx 0,25\%$	$\approx 0,36\%$
Ultralinear (UL)	$\approx 0,28\%$	$\approx 0,35\%$
Triode	$\approx 0,24\%$	$\approx 0,33\%$

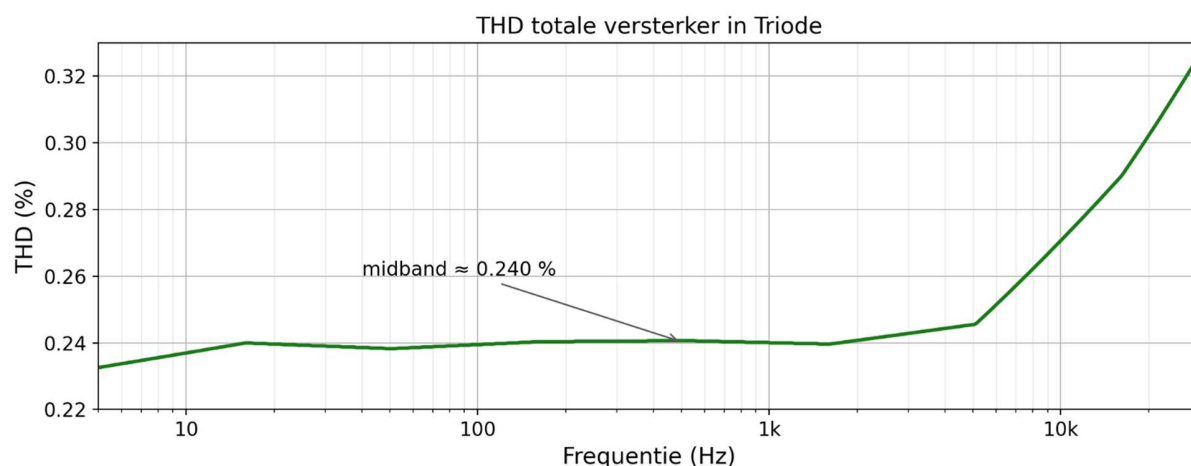
In pentode-configuratie ligt de THD in het laagfrequente/middenbereik vlak rond 0,25%, met een licht minimum van circa 0,247% rond 1,5 kHz, oplopend naar ongeveer 0,36% bij 30 kHz. In ultralinear-modus ligt de THD over de hele band iets hoger, rond 0,28–0,29% in de midband. In triode-modus is de THD het laagst: circa 0,24% in de midband,

oplopend naar ongeveer 0,33% bij 30 kHz. De drie configuraties lopen dus vooral in het laag- en middenbereik uiteen en vertonen boven ~2 kHz een vergelijkbare stijging.

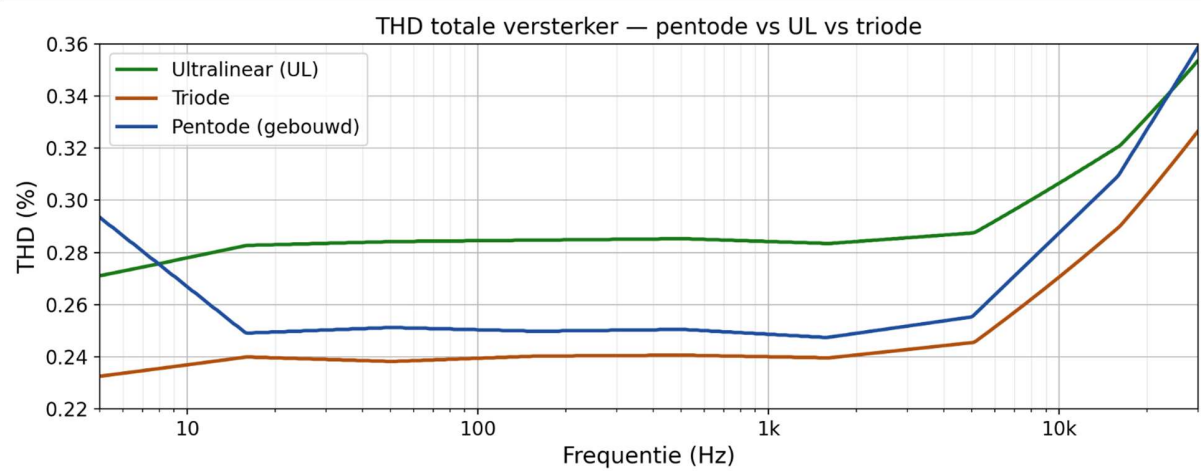
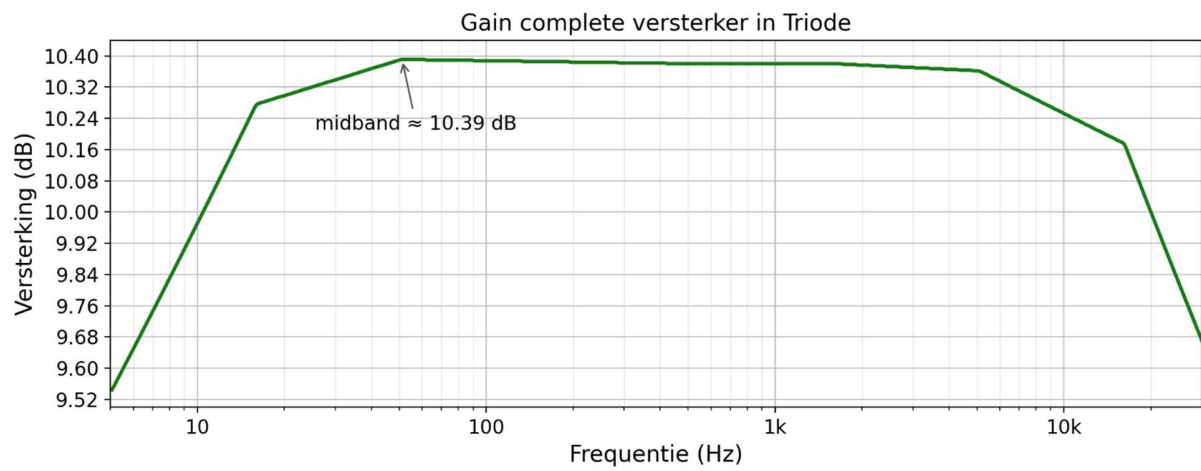
Hoewel triode in simulatie de laagste vervorming geeft, is het verschil met pentode klein: circa 0,01 procentpunt in de midband. Daar staat tegenover dat de totale versterking in triode-modus ongeveer 6 dB lager uitvalt ($\approx 10,4$ dB tegenover $\approx 16,35$ dB in pentode). Opvallend is verder dat ultralinear — vaak gezien als het compromis tussen beide — hier op THD juist boven pentode uitkomt. Op basis van deze resultaten is gekozen voor de pentode-configuratie: deze combineert een vervormingsniveau dat vrijwel gelijk is aan triode met aanzienlijk meer versterking.

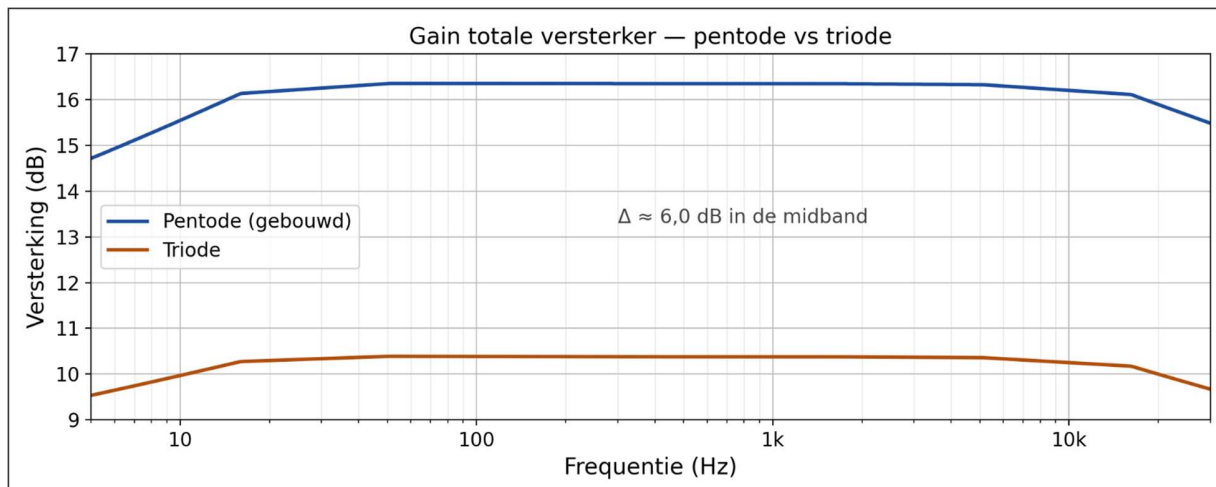


THD (%) over frequentie, eindtrap in ultralinear-modus.



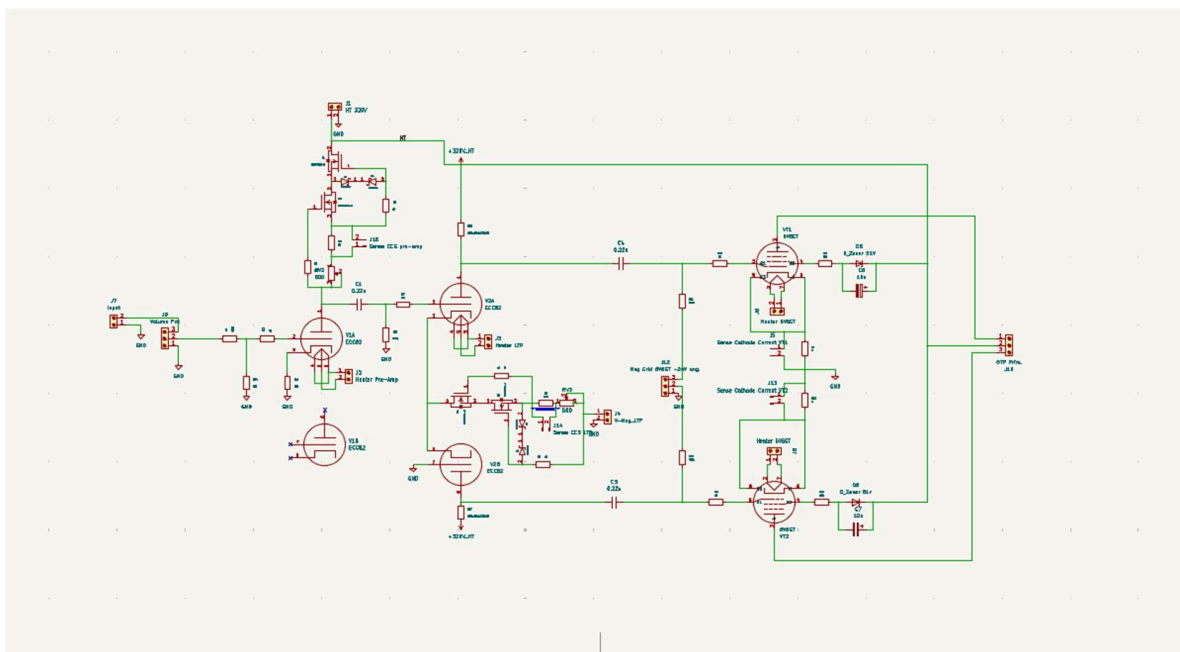
THD (%) over frequentie, eindtrap in triode-modus.





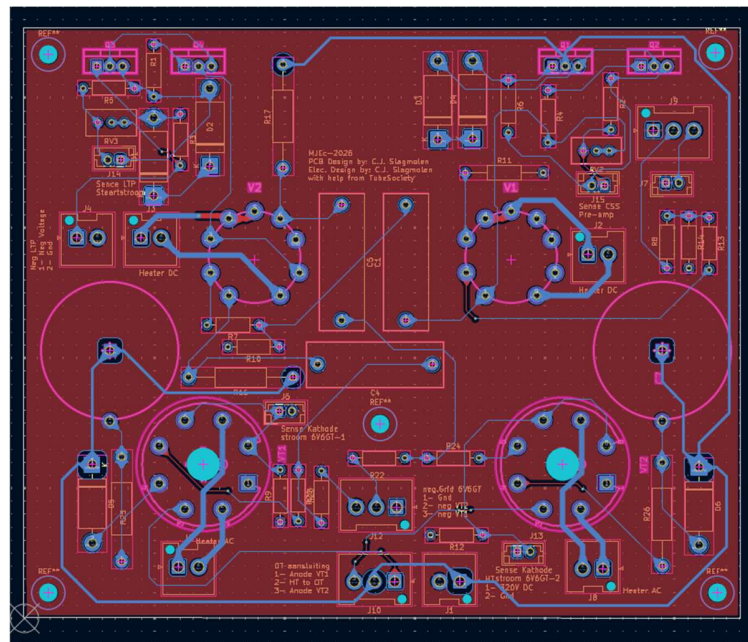
Totaal schema en PCB

KiCad totaalschema



Volledig KiCad-schema: pre-amp, LTP, eindtrap met sense-aansluitingen voor kathodestroom en CCS'en.

PCB



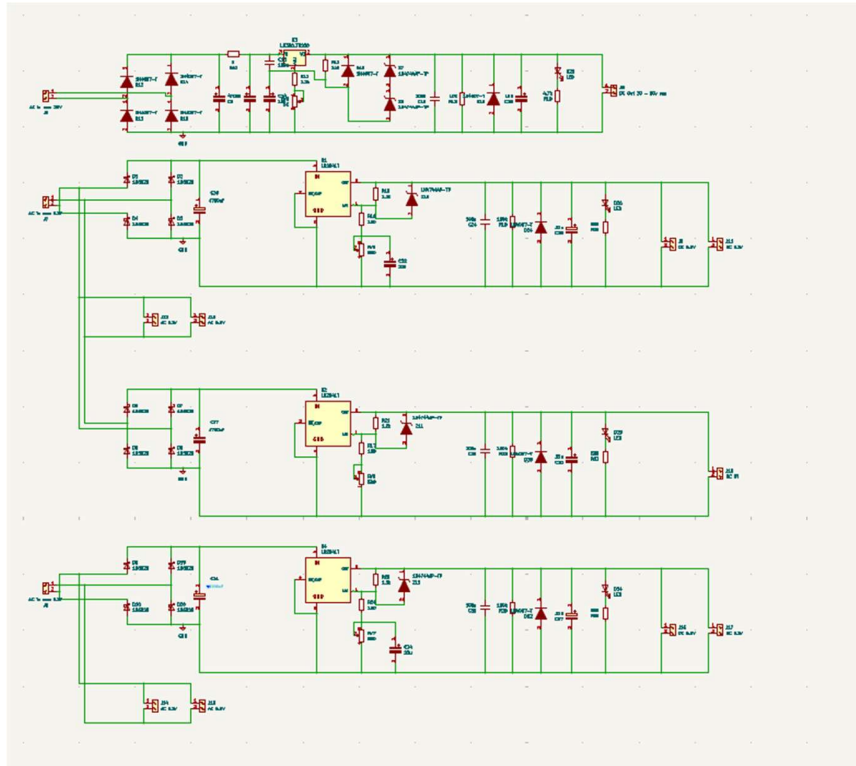
PCB-ontwerp

Voedingen

Drie gescheiden voedingsgroepen: de positieve spanningen (autobias – niet gebouwd – plus de DC/AC heaters voor beide kanalen), de negatieve spanningen (LTP-tail en de grids), en de HT-spanning.

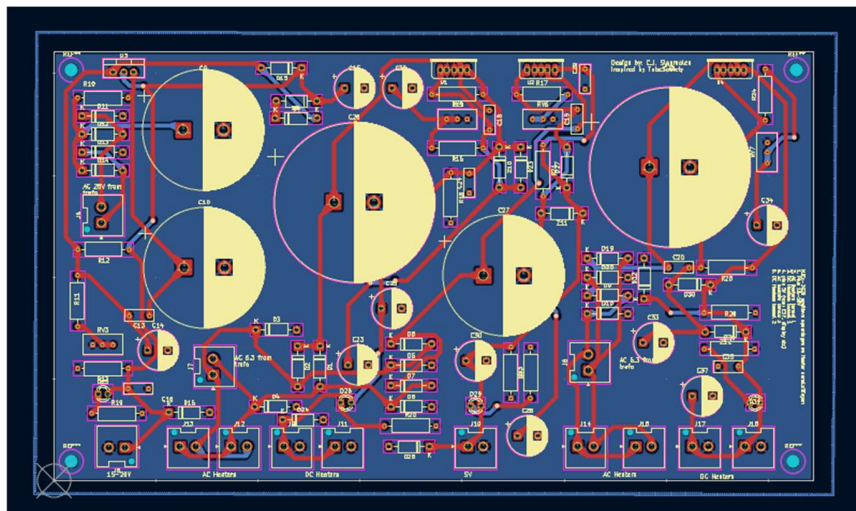
Positieve spanningen

Om van 6,3V AC een 6,3V DC spanning te maken met lage verliezen is gekozen voor een gelijkrichtbrug met Schottky-diodes en stabilisatie met een LDO (Low Dropout Regulator).



Schema positieve spanningen: Schottky-brug + LDO per kanaal, plus 5V- en heater-rails.

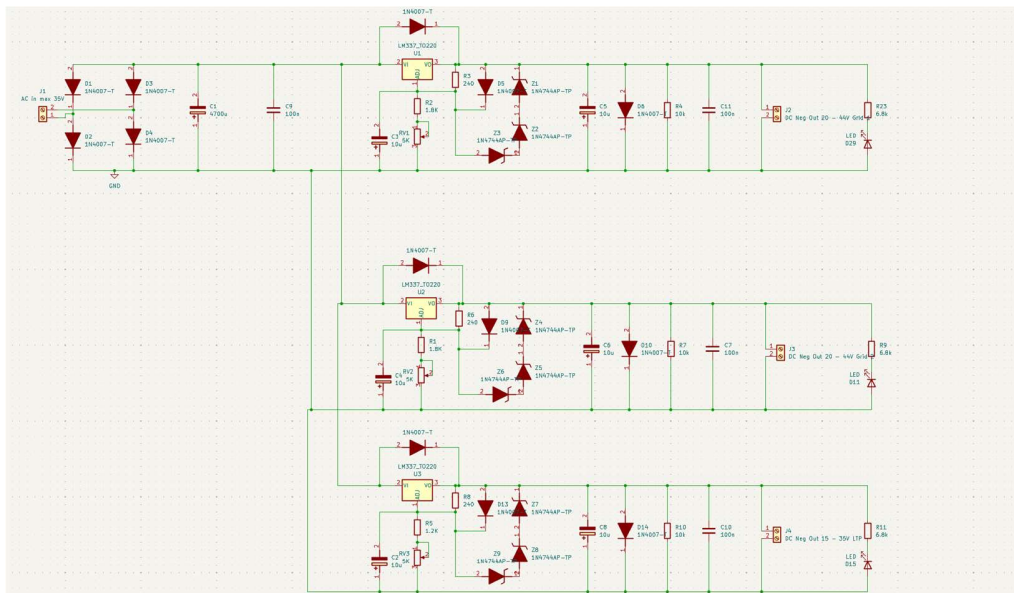
Om de inschakelpiekstromen beperkt te houden zijn de buffercondensatoren op $4700\mu\text{F}$ gehouden (in plaats van een eerder geprobeerde $10000\mu\text{F}$). Uiteindelijk is een rimpelspanning van ongeveer 2mV gemeten.



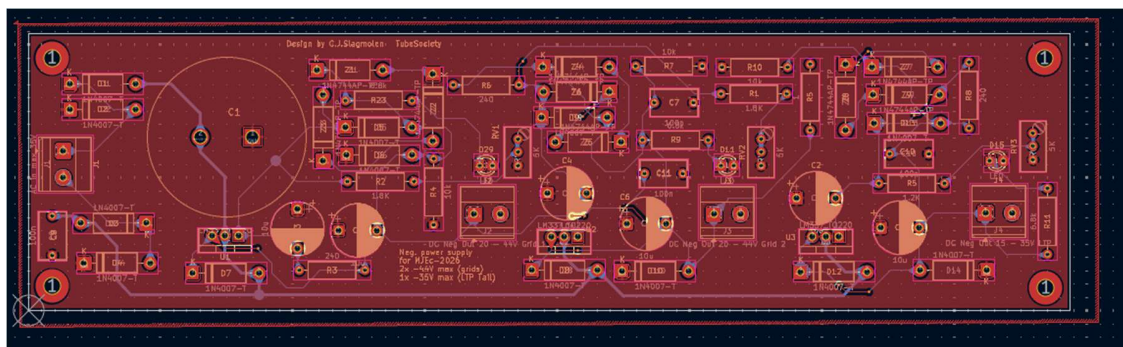
PCB van de positieve spanningen. Met de kleinere 4700µF condensatoren had deze PCB overigens nog compacter gekund t.o.v. de eerste opzet met 10000µF.

Negatieve spanningen (LTP en grids)

Per kanaal zijn drie afzonderlijke negatieve voedingen aanwezig: één voor de LTP-tail en twee voor de grids van de eindtrap.



Schema negatieve spanningen: LM337-regelaars per kanaal voor LTP-tail (-35V max) en grids (-44V max).



PCB van de negatieve spanningen. Deze PCB is langwerpig ontworpen, zodat hij gemakkelijk aan de zijkant in een Nobsound-behuizing geschoven kan worden.

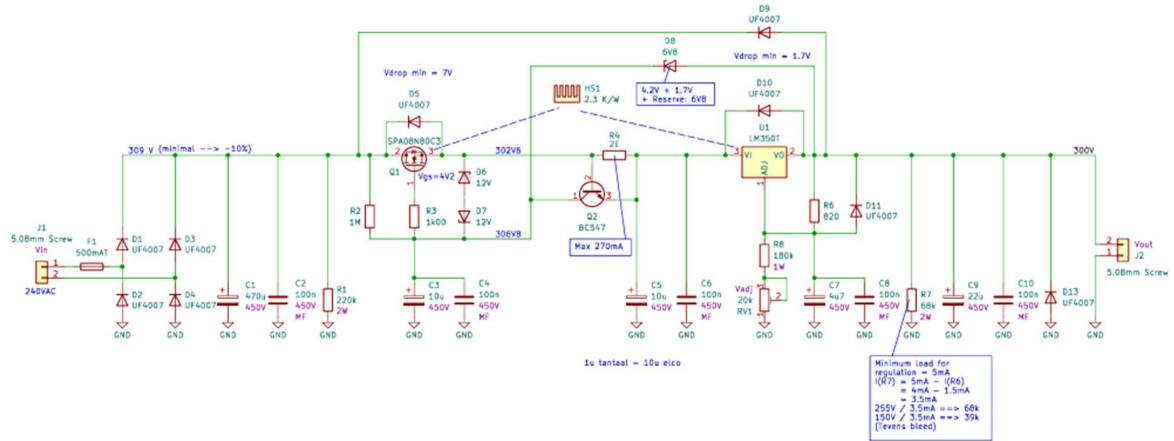
Nobsound



Nobsound-behuizing waarin de PCB's worden gemonteerd.

HT-spanning (310,6V)

Voor de HT-spanning is gebruikgemaakt van de voeding van Joost Breed. Deze kon nog worden afgesteld naar 310,6V – dat was het maximum en bleek voldoende voor dit ontwerp.



Schema HT-voeding (ontwerp Joost Breed), afgesteld op 310,6V.

De Bouw

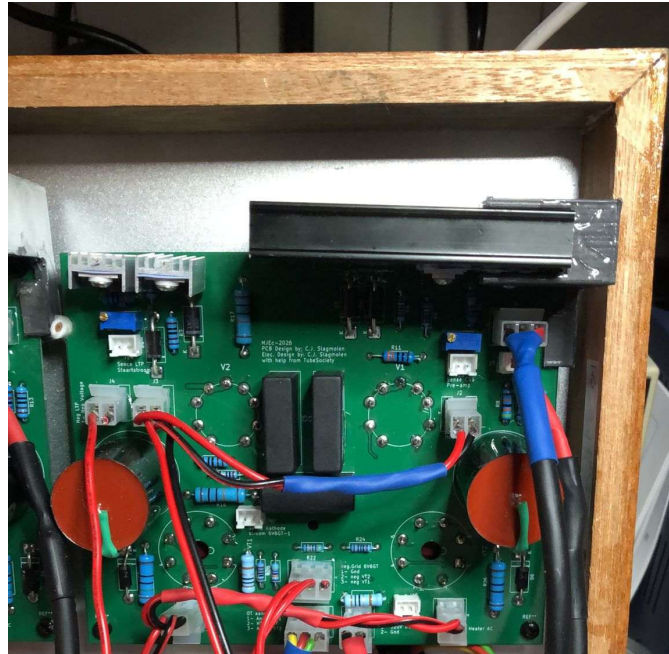
Een impressie van de gebouwde versterker en de gebruikte PCB's.



De gebouwde MJEc-2026, vooraanzicht.

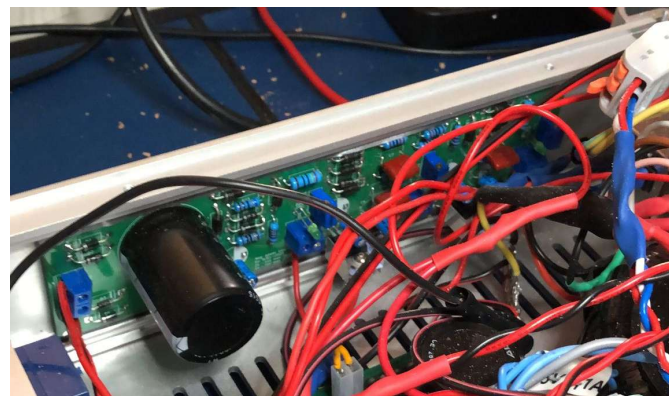


Bovenaanzicht met de buizen.

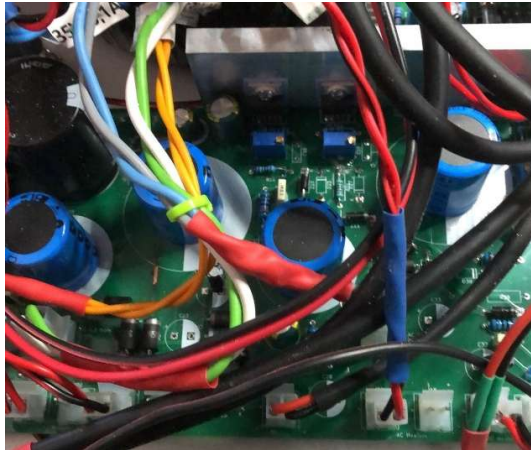


PCB 1: de versterker zelf (pre-amp, LTP en eindtrap-sense).

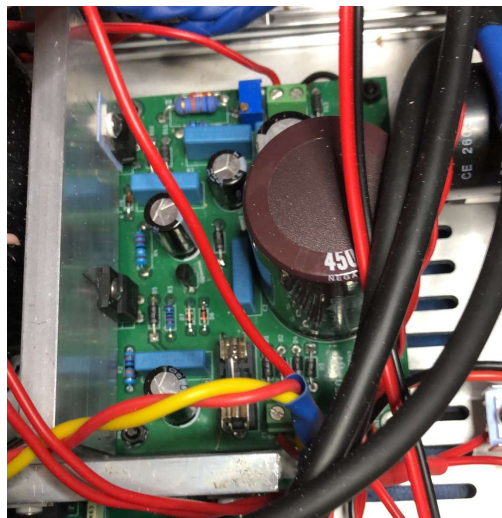
Met extra koeling voor de CCS van de pre-amp en 3D geprinte houder.



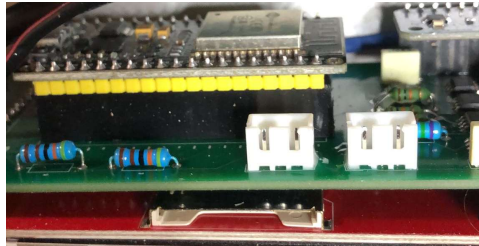
PCB 2: de negatieve voedingen, aan beide zijanten van de kast.



PCB 3: de positieve voedingsprint.



PCB 4: de Maida HT-voeding van Joost.



PCB 5: de niet afgekregen autobias met ESP32.

Het enige wat het display touchscreen doet is dit:



Hoe verder?

- De ARTA-metingen herhalen bij het 1W-referentieniveau (2,83V op 8Ω) en de versterker op basis daarvan verder afstellen.
- Het autobias-systeem afronden.

Waar ben ik tegenaan gelopen

- THD van de eerste trap. De vervorming van de pre-amp zo laag mogelijk houden was een belangrijk aandachtspunt. Een CCS in de anode helpt hierbij: het instelpunt verschuift niet onder invloed van het signaal.
- Complexiteit van de fixed bias. Doordat elke buis een individueel instelbare negatieve gridspanning nodig heeft, werden er per kanaal drie afzonderlijke negatieve voedingen vereist — een aanzienlijke toename in complexiteit ten op zichte van een gedeelde bias-oplossing.
- Galvanische bromlus. Ik kreeg te maken met een aanzienlijke bromcomponent. Het DC voeden van de heaters van pre-amp en LTP leek het probleem te verminderen, maar uiteindelijk bleek de werkelijke oorzaak een grondlus (ground loop) te zijn.
- Behuizing te krap. De complete constructie paste niet meer in de oorspronkelijke Nobsound-kast. Ik heb de behuizing moeten verhogen met een houten rand, aangevuld met 3D-geprinte hoekstukken.
- Bekabeling. Het geheel wordt intern verbonden via een groot aantal losse draden en connectoren — in de praktijk een aanzienlijke mate van chaos in de kast.
- Koeling van de DN2540's. Voor de DN2540-MOSFETs in de CCS-schakelingen waren aparte koellichamen nodig, gemonteerd op 3D-geprinte houders.
- Nauwkeurigheid van sense-weerstanden. Het afstellen via sense-weerstanden vereist 0,5–1%-tolerantie; omdat de stroom indirect via een spanningsmeting wordt bepaald, werkt elke afwijking in de weerstandswaarde direct door in de nauwkeurigheid van de instelling.
- PCB positieve voedingen te groot gedimensioneerd. Door de buffercondensatoren te verkleinen van 10.000μF naar 4.700μF kon de print aanzienlijk compacter — naar schatting de helft van het oorspronkelijke oppervlak — terwijl de rimpelspanning met circa 2mV ruimschoots binnen de specificatie bleef.
- AC-naar-DC-conversie van de heaters. Het omzetten van 6,3V AC naar 6,3V DC vroeg meer uitzoekwerk dan verwacht. Achteraf gezien zou een extra wikkeling op de ringkerntransformator een eenvoudiger oplossing zijn geweest: dan had een gewone bruggelijkrichter met een lineaire regelaar volstaan, in plaats van de huidige combinatie van Schottky-diodes met een LDO.

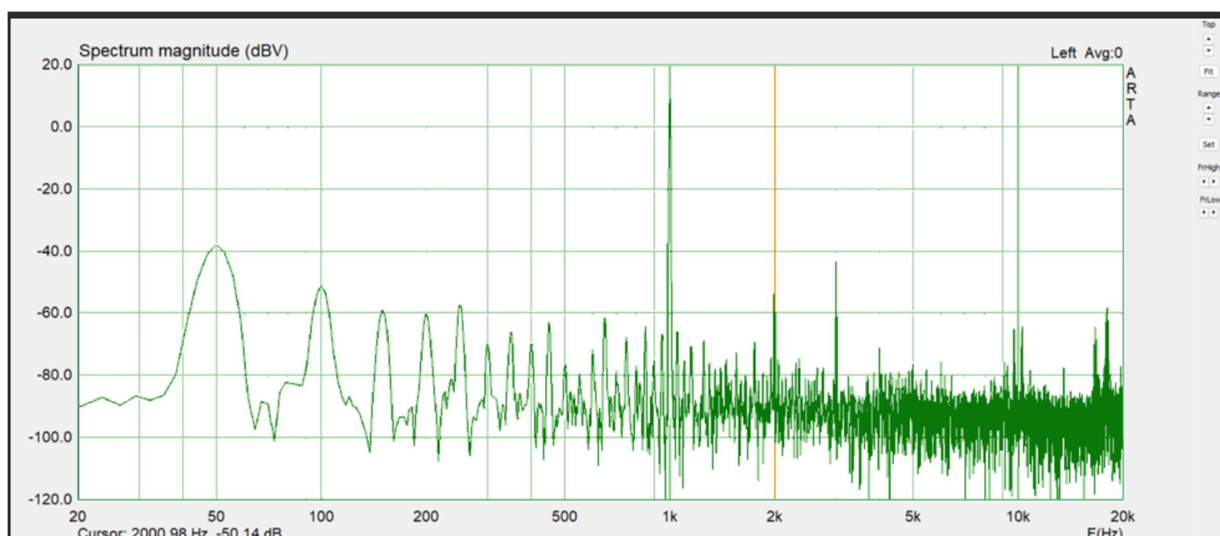
ARTA-metingen (uitgevoerd na de contest)

Meetopstelling

De vervormingsmetingen zijn uitgevoerd met ARTA in SPA-modus (spectrumanalyse): testsignaal een sinus van 1kHz, samplefrequentie 48kHz, FFT-lengte 16.384 punten, Kaiser5-venster. De versterker is per kanaal belast met een 8Ω dummy load; de uitgangsspanning is teruggevoerd naar de line-ingang van de USB-soundcard.

Omdat THD een verhouding is tussen harmonischen en grondtoon, zijn de vervormingscijfers onderling en met de LTSpice-resultaten goed vergelijkbaar.

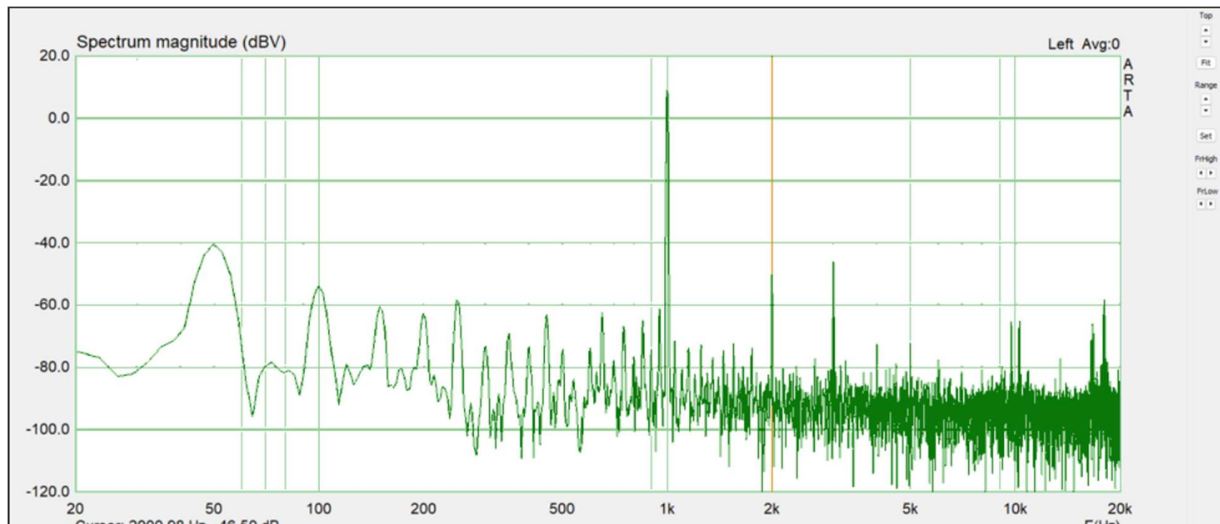
Spectrum rechter kanaal



Spectrum rechter kanaal, 1kHz sinus op 8Ω dummy load. THD = 0,19%, THD+N = 0,51%. (ARTA meet via de linker line-ingang; de aanduiding "Left" rechtsboven betreft het soundcard-kanaal, niet het versterkerkanaal.)

ARTA rapporteert voor het rechter kanaal THD = 0,19% en THD+N = 0,51%. De 2e harmonische (2kHz) ligt circa 59dB onder de grondtoon ($\approx 0,11\%$), de 3e harmonische (3kHz) circa 54dB eronder ($\approx 0,21\%$). De 3e harmonische is daarmee de dominante vervormingscomponent.

Spectrum linker kanaal



Spectrum linker kanaal, zelfde meetcondities.

Voor het linker kanaal ligt de 2e harmonische circa 55dB onder de grondtoon ($\approx 0,17\%$), ongeveer 3,5dB hoger dan rechts; de 3e harmonische oogt juist iets lager dan rechts. [THD en THD+N linker kanaal en het exacte niveau van de 3e harmonische worden bij de herhaalmeting genoteerd.]

Duiding

Even harmonischen (2e, 4e) heffen elkaar in de uitgangstransformator grotendeels op zolang beide 6V6-helften symmetrisch werken; oneven harmonischen (3e, 5e) tellen juist op. De lage 2e harmonische bevestigt dat de LTP-fasedraaier twee goed gelijke antifase-signalen levert en dat de buizen redelijk gematcht zijn. De resterende vervorming wordt gedomineerd door de 3e harmonische uit de eindtrap zelf.

Het kleine verschil tussen de kanalen (links een iets hogere 2e harmonische) wijst op een iets mindere symmetrie in het linker kanaal, bijvoorbeeld door spreiding in de buisparen of in de LTP-instelling. De verhouding tussen 2e en 3e harmonische is daarmee een gevoelige indicator voor de balans en zal bij toekomstige afregelsessies (o.a. met het autobias-systeem) als referentie dienen.

Het verschil tussen THD (0,19%) en THD+N (0,51%) wordt waarschijnlijk veroorzaakt door netbrom in de meetopstelling: het spectrum toont een reeks componenten op 50Hz en veelvoud daarvan, met de sterkste rond -40dBV op 50Hz. Deze brom is niet aanwezig bij normaal gebruik van de versterker en wordt waarschijnlijk door de meetkabels geïntroduceerd (aardlus/instraling). De THD-berekening kijkt uitsluitend naar harmonischen van 1kHz en wordt hierdoor niet beïnvloed; de werkelijke THD+N van de versterker ligt dus dicht bij de THD-waarde.