

Post Filter Feedback met TPA3118

Introductie

Wilde eens wat experimenteren met Post Filter Feedback en een makkelijke goedkope route leek me met een TPA3118 bordje. Er is natuurlijk een applicatie note over PFFB met de TPA325x serie, maar nadeel hiervan is de lage gain van de TPA325x en dat een bordje ook weer wat complexer en duurder is.

De TPA3118 (of TPA3116) heeft een instelbare gain die ook redelijk wat hoger kan worden ingesteld dan die van de TPA325x. Hierdoor blijft er ook meer over aan gain, om te gebruiken voor de extra externe post filter feedback loop.

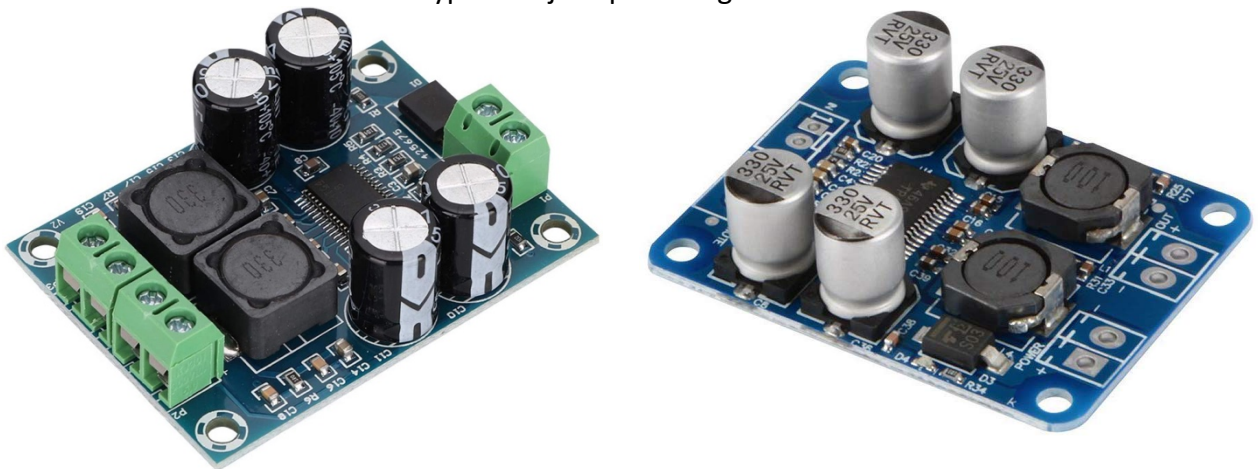
Als het experiment redelijk zou lukken, dan was het de bedoeling om versterker bordje in mijn meet jig kastje te bouwen, dus voorkeur was een mono bordje. Meer als mono had ik niet nodig en zou de boel ook (hopelijk) wat minder complex maken.

Wilde geen complexe oplossing, dus feitelijk een “passieve” Post Filter Feedback oplossing rondom een bestaand TPA3118 bordje. Het was niet de bedoeling om een opamp als stuurtrap te gaan gebruiken. Wilde aanwezige externe geluidsinterface gebruiken om TPA3118 bordje aan te sturen.

De geluidsinterface kan voldoende sterk/hog signaal afgeven en heeft een redelijke lage uitgangsimpedantie. Had gemeten en uitgerekend dat een versterking met factor 6 a 7 voldoende zou zijn om volledige uitsturing te kunnen doen en nog wat reserve over te houden. Factor 6 a 7 is rond de 16dB gain, de TPA3118 heeft een gain die op 20, 26, 32 of 36 dB ingesteld kan worden, er is dus een redelijke marge om Post Filter Feedback toe te passen mogelijk.

Keuze van TPA3118 bordje

Na wat rondzoeken had ik twee type bordjes op het oog.



Figuur 1: De twee verschillende bordjes die in aanmerking kwamen om te gebruiken.

Uiteindelijk het linker bordje gekozen, de kwaliteit van de componenten kwam op het oog iets beter over. De spoelen zijn fysiek wat groter dus gaan die wellicht wat later in

verzadiging. Ook het gebruik van de “through the hole” buffer condensators kwam wat fijner over, omdat die dan eventueel wat gemakkelijker te vervangen zouden zijn door betere exemplaren. Het bordje kostte ongeveer 8.50 Euro.

Op de site stonden wat reviews die vermelden dat het niet ging om een TPA3118, maar om een TPA3110, omdat aantal pinnen van IC en aansluiting op bordje niet overeenkwam met de TPA3118, maar wel met een TPA3110. Op de bordjes die ik ontving klopte aantal pinnen en de aansluitingen wel met de TPA3118.

Was achteraf niet ontevreden met de keuze, want er moesten wat modificaties doorgevoerd worden om PFFB toe te passen. Beide bordjes hebben een unbalanced ingang, waarbij een ingang van de TPA3118 via een condensator gelijk aan massa hangt. Om PFFB toe te passen moet je de TPA3118 feitelijk balanced aansturen want de extra feedback is balanced.

Toen dit eenmaal duidelijk was en ik nog eens goed naar de layout keek van rechter bordje bleek dat de benodigde modificatie lastiger zou zijn met het rechter bordje.

Verskil in fysieke omvang van de spoelen had achteraf gezien misschien ook te maken met verschil in waarde, 33uH vs 10uH. Maar dat soort zaken blijft een beetje gissen en een goede kwaliteit spoel is wel van belang voor een lage THD.

Heb de spoelen uiteindelijk voor de zekerheid vervangen door Würth spoelen (WUE 7447709220). Deze spoelen hebben dezelfde footprint als de originele, maar zijn hoger, ondanks dat de waarde met 22uH lager is. De “Rated Current” is 5.3A en de “Saturation Current” 6.5A.

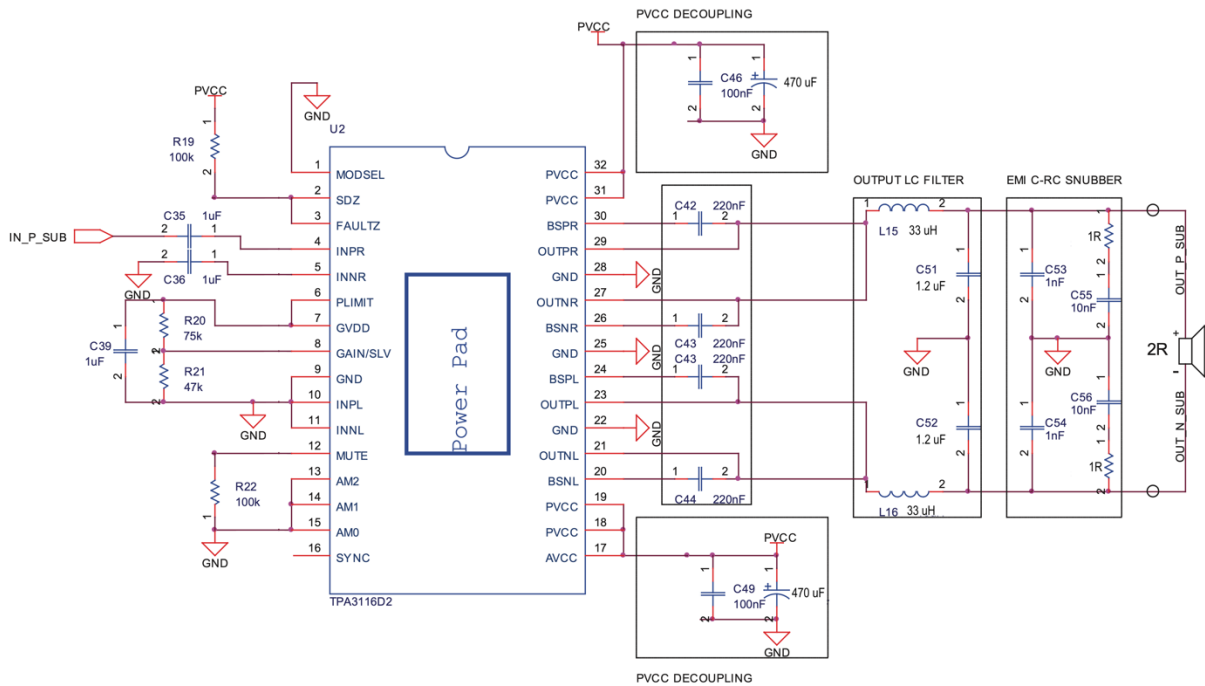
Zie: <https://www.we-online.com/catalog/datasheet/7447709220.pdf>

Het bordje zou gevoed worden met een oude 19V laptop voeding die ik had liggen en de specificatie van deze spoelen leek mij ongeveer het beste wat mogelijk was en ook nog gemakkelijk geplaatst kon worden in de beschikbare ruimte.

Laten we even kijken naar het schema van het gebruikte mono bordje wat in PBTL mode gebruikt wordt. Figuur 2 laat een bestaand schema zien, wat sterk leek op schema wat met het bordje geïmplementeerd is en hierin zijn de andere component waarden met een tekentool aangepast.

De component nummering komt niet overeen met de silk op het bordje (zie ook Figuur 12) en ook zit er op het schema maar twee keer een 470uF buffer condensator terwijl er vier op het bordje aanwezig zijn.

Verder ontbreekt ook R8 van het bordje in het schema die de ingang met massa verbindt, een van de modificaties is ook het verwijderen van deze weerstand.

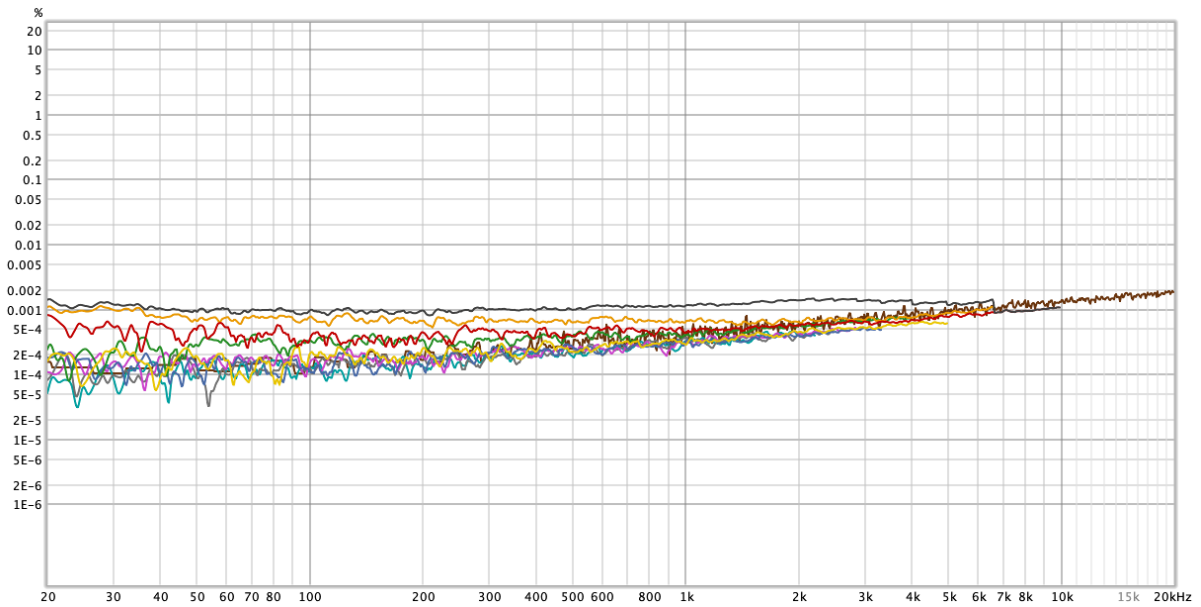


Figuur 2: Schema van het gebruikte bordje.

In schema zijn C51 en C52 (C15 en C15 op bordje) aangeven als 1.2uF, kan best zijn, dat die “officieel” 1uF zijn, maar 1.2uF kwam het dichtste bij de waarde die ik gemeten heb. Ook is te zien dat ingang INNR via een 1uF condensator (C38 in schema en C2 op silk bordje) gelijk aan massa hangt, wat dus aangepast moet worden om PFFB toe te passen.

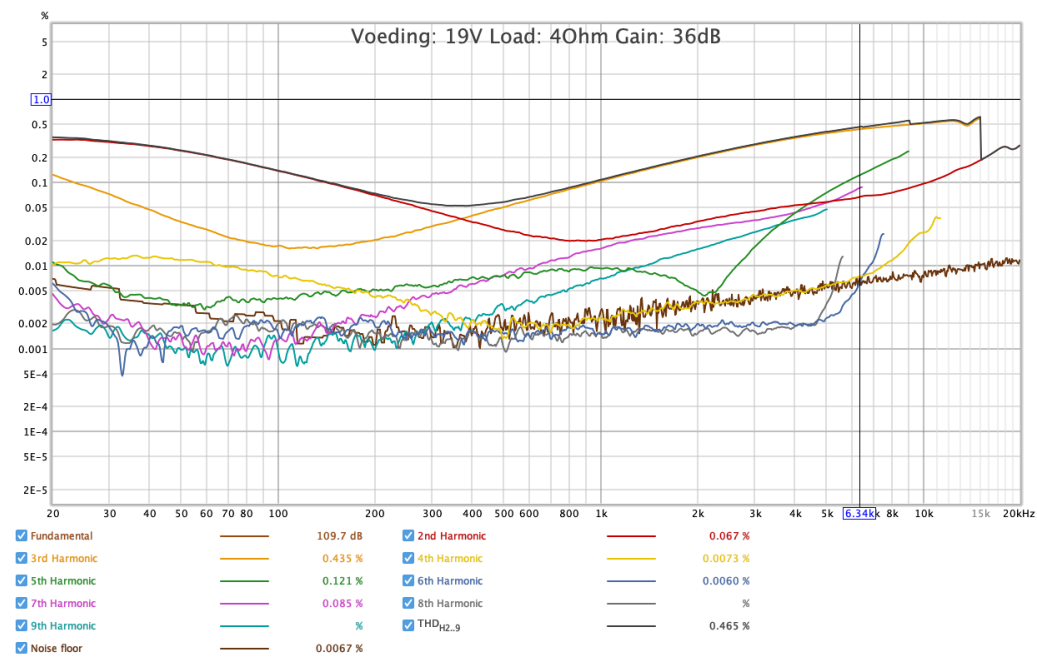
Eerste metingen

Laten we eens kijken wat er “out of the box” is gemeten, maar eerst even een loopback meting van de gebruikte geluidsinterface (Focusrite Scarlet 2i2 3rd gen). Dit geeft een beetje de bodem aan van wat meetbaar is (in mijn situatie). Hoe goed het te meten device ook zou zijn, resultaten lager dan die van deze loopback meting zijn niet mogelijk. Kom je met een meting in de buurt van deze “bodem” dan wordt het onduidelijk welk aandeel nu waarvan afkomstig is. Zolang je iets meet wat duidelijk hierboven meet (dus meer vervorming) dan is het duidelijk aan welk onderdeel we dit moeten toeschrijven.

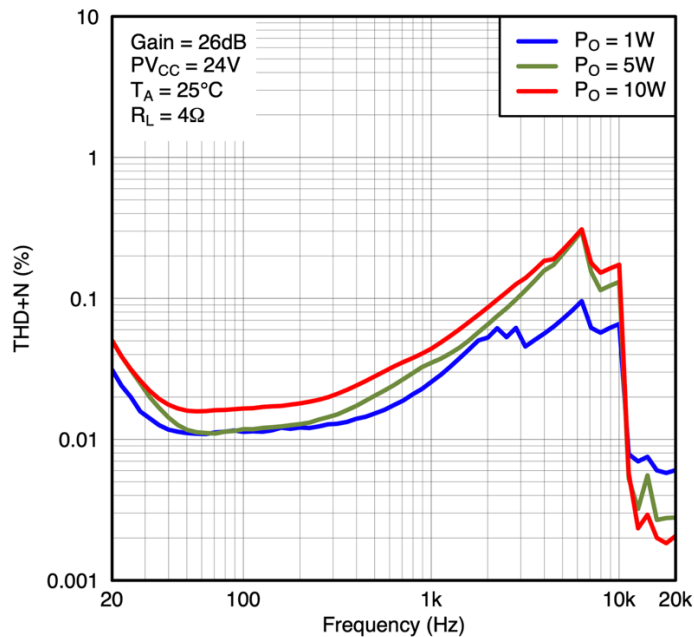


Figuur 3: loopback meting van de gebruikte externe geluidsinterface.

Eerst een unbalanced meting met een belasting van 4 Ohm, zoals geleverd staat het bordje afgesteld op een gain van 36dB en dit is de "out of the box" meting.

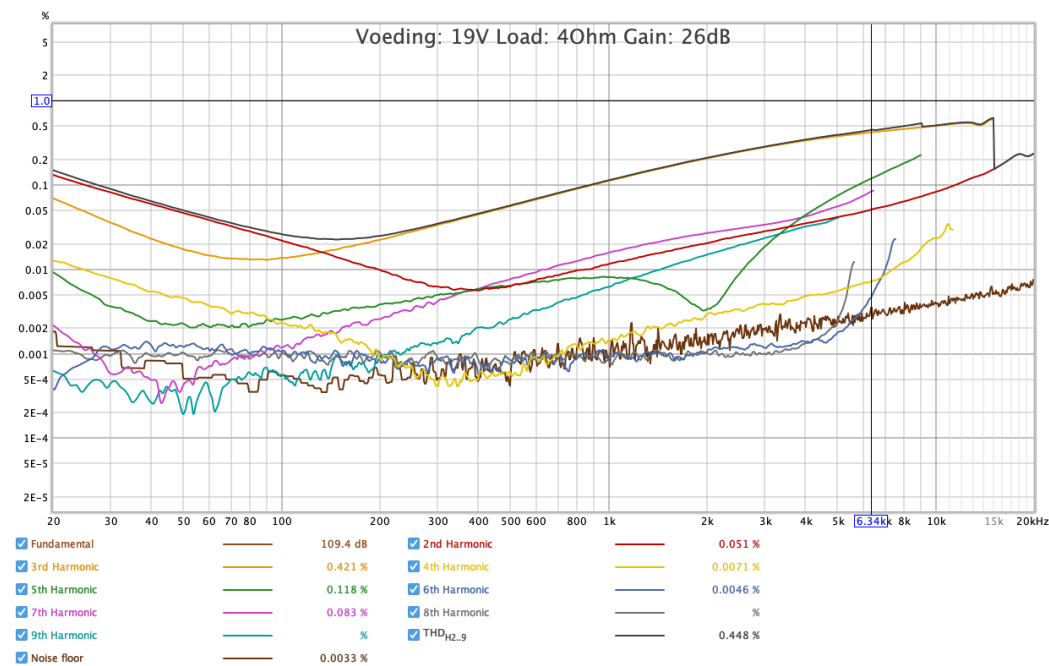


Figuur 4: Unbalanced meting "out of the box" met 19V power supply, 4 ohm belasting en een gain van 36 dB.



Figuur 5: De vervorming van de TPA3118 zoals vermeld in datasheet.

Er zijn wat verschillen tussen mijn meting en die van de datasheet, echter zijn die met een gain van 26dB, wat een deel van verschil kan verklaren. Verder moet je er ook een beetje doorheen kijken, omdat mijn meting ging tot 48kHz, dus de harmonische lopen verder door. De 3^e harmonische is dominant, dus je moet kijken wat de vervorming is iets boven de 6kHz.



Figuur 6: Unbalanced meting met 19V power supply, 4 ohm belasting en de gain terug gebracht naar 26 dB.

Om beter te vergelijken met het THD+N plaatje van datasheet is de gain teruggebracht naar 26dB. Dit is gedaan door een 22k weerstand te solderen boven op de 47k weerstand, deze twee parallel geven een weerstand van 15k en dit samen met de 75k weerstand geeft dezelfde spanningsdeling als 20k met 100k, zoals vermeld in de datasheet om de gain op 26 dB in te stellen.

Verder is de voedingspanning die ik gebruik 19V en een THD+N grafiek met die voedingspanning wordt niet vermeld in datasheet. Die van 12V met een belasting van 4 Ohm wel en die lijkt sterk op die met 24V. Ik ga er dus vanuit de grafieken voor een voedingspanning van 19V niet wezenlijk zullen afwijken van die van 12V en 24V.

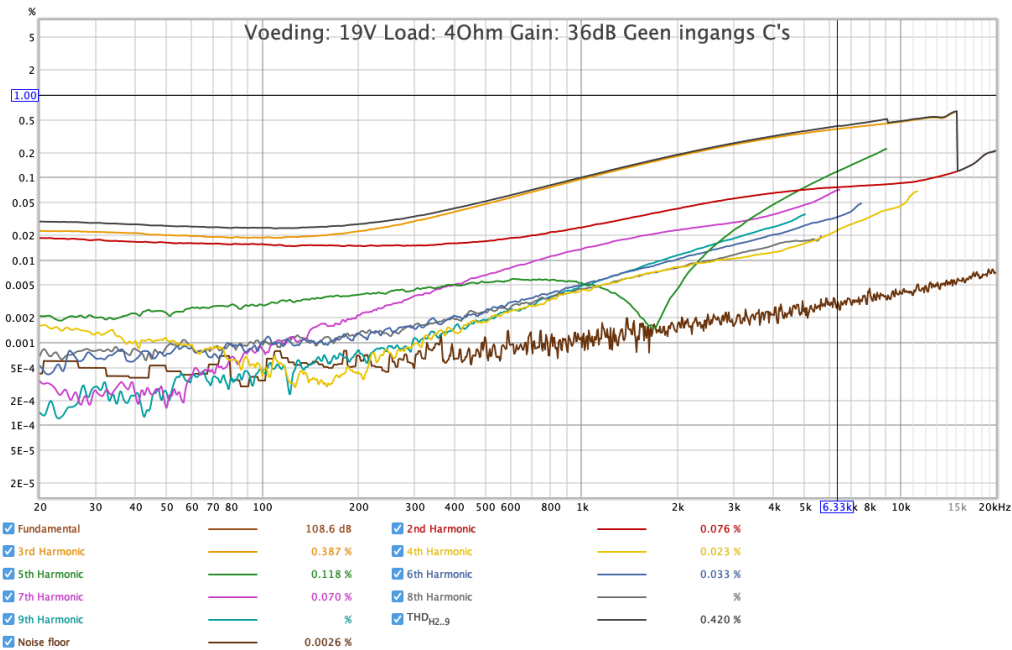
Als je naar de grafieken kijkt, zijn er overeenkomsten, bij beide loopt de vervorming op bij hogere frequenties. Bij beide is de derde harmonische dominant, bij grafiek uit datasheet valt de THD terug iets boven de 6kHz en vervolgens nog verder terug bij 10kHz als de tweede harmonische niet meer voorbij de 20kHz komt waar de meting stopt.

Mijn meting liep door tot voorbij de 40kHz, dus de derde harmonische valt pas bij de 15kHz terug, waar de 2^e dominant wordt, maar als je daar doorheen kijkt, zie je in het hoog hetzelfde patroon.

Bij ruim 6kHz meet ik een vervorming van ongeveer 0.45% en bij uitlezen van grafiek in datasheet kom je iets boven de 0.3% uit. Bij de meting van de datasheet gebruikten ze naar alle waarschijnlijkheid de best mogelijke spoelen om zo gunstig mogelijke getallen te kunnen melden. De spoelen van dit bordje zijn waarschijnlijk minder goed en het is heel goed mogelijk dat daardoor de vervorming wat hoger uitvalt.

Waar wel een verschil zit, is hoe de vervorming oploopt in het laag. De bedoeling is om versterkerbordje met mijn externe geluidskaart balanced aan te sturen. In de focusrite zitten ontkoppelcondensators op de uitgang, dus de ontkoppelcondensatoren op de ingang van het TPA3118 bordje zijn voor deze test niet nodig.

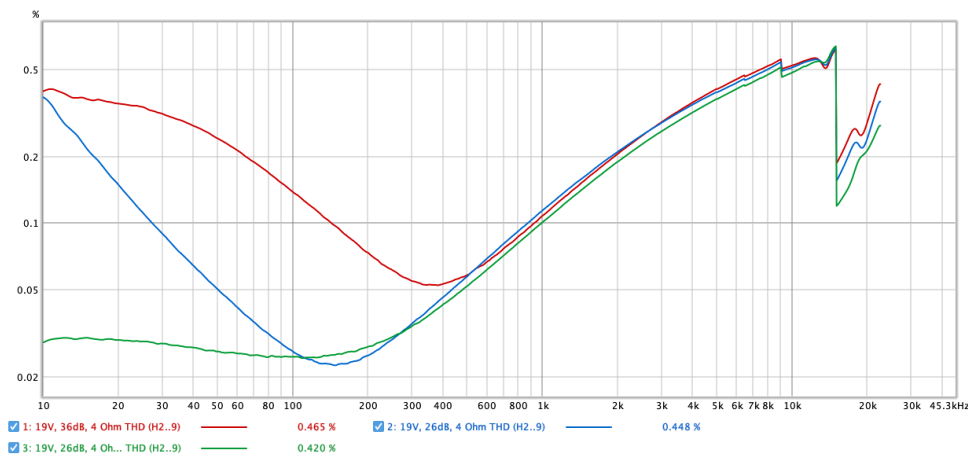
Er worden wat modificaties doorgevoerd, de condensators worden vervangen door een weerstand en er wordt een nieuwe meting gedaan. Dit is ook mede ingegeven dat de ontkoppelcondensators op de ingang "maar" 1uF zijn en het -3dB punt van het gevormde hoog doorlaat daardoor wat te hoog naar mijn zin is. De ontkoppelcondensators op de uitgang van de Focusrite Scarlet geluidsinterface zijn hoger in waarde dus -3dB punt zal ook hierdoor naar beneden schuiven.



Figuur 7: Meting zonder de ingangscondensators.

Dit is interessant, als de ingangscondensators op TPA3118 bordje niet in de signaal keten zitten, dan neemt de vervorming onder de 200Hz drastisch af. Boven de 200Hz is er feitelijk geen verschil. Dit gaan we verderop nader onderzoeken.

Eerst even een plaatje waarbij de vervorming van de drie schakelingen in een grafiek te zien zijn.



Figuur 8: De verschillen in vervorming een grafiek, rood gain 36dB, blauw gain 26dB en groen 26dB gain en geen ontkoppelingscondensator.

In Figuur 9 zijn de verschillende frequentie responses te zien, voor de leesbaarheid zijn de grafieken iets uit elkaar geplaatst. Bij een gain van 36 dB is de ingangsimpedantie volgens "Table 2" van datasheet ongeveer 9k, dit zorgt met de 1uF ingangscondensator voor een relatief hoog -3dB punt (rode grafiek).

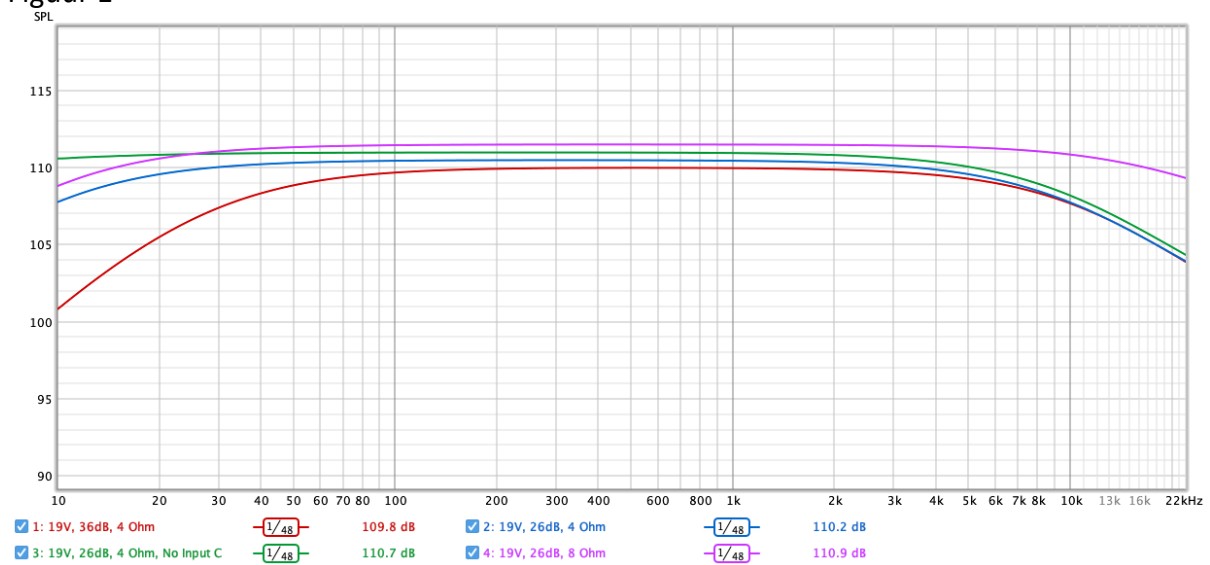
Door de gain op 26dB in te stellen wordt de ingangsimpedantie 30k en schuift het -3dB punt naar een lagere frequentie (blauwe grafiek).

In groen is de frequentieresponse te zien als de ingangscondensators niet gebruikt worden, nu wordt de ont koppeling gedaan door de condensators in de externe geluidsinterface. Deze zijn hoger in waarde dus het -3dB punt schuift nog verder op naar lagere frequenties.

In paars is nog een extra frequentie response opgenomen, deze is vergelijkbaar met de blauwe frequentie response, echter nu is een belasting van 8 ohm gebruikt i.p.v. 4 ohm. Het laat zien dat de frequentieresponse van de versterker afhankelijk is van de load.

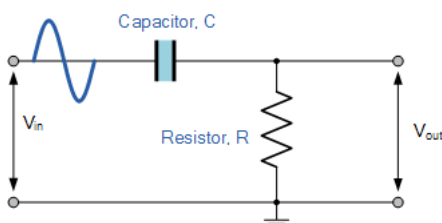
De belasting is een demping op de spoel en condensator die het reconstructie filter vormen van de versterker. Het filter onderdrukt de 400kHz puls breedte modulatie en zijn harmonische, het frequentie verloop van dit filter is mede afhankelijk van de belasting. Dit verschijnsel is een bekend fenomeen van class D versterkers. Het gebruik van Post Filter Feedback zou ook dit aspect moeten verbeteren.

Figuur 1



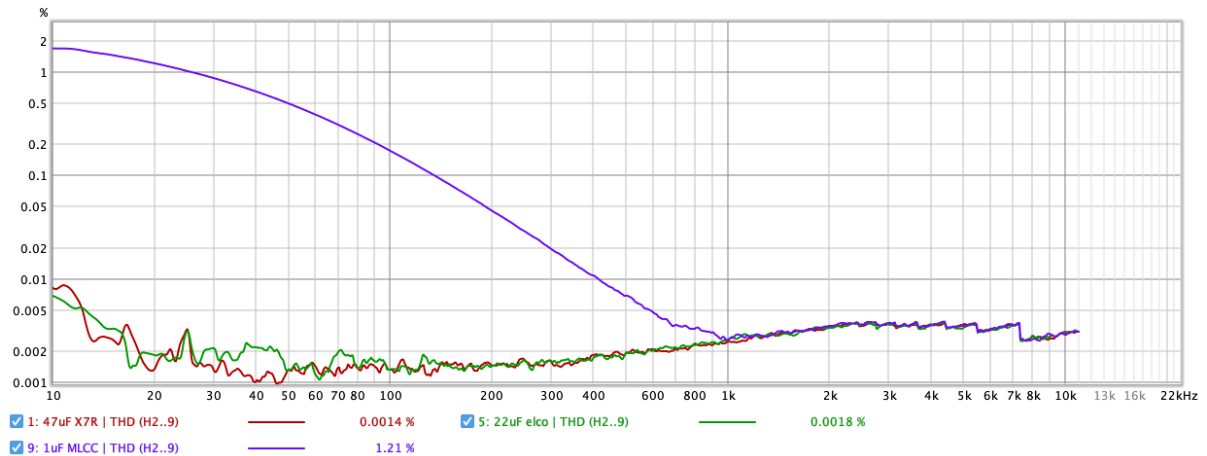
Figuur 9: De frequentieresponses van de verschillende schakelingen.

De ingangscondensators waren verwijderd dus daar kon nader aan gemeten worden. Hiervoor is een eenvoudige schakeling gebruikt, gewoon een C en een R zie Figuur 10.



Figuur 10: De schakeling die gebruikt is om te kijken in hoeverre een ingangscondensator vervorming veroorzaakt.

Met REW en via de Focusrite geluidsinterface wordt een test signaal V_{in} aangeboden en V_{out} wordt gemeten.



Figuur 11: De vervorming van verschillende condensators.

In Figuur 11 is in paars de vervorming te zien van de ingangscondensator die uit het TPA3118 bordje komt. In rood en groen twee andere condensators ter vergelijking. Een SMD X7R condensator in rood en een elco in groen.

Het is duidelijk dat de gebruikte condensators waarschijnlijk niet erg best zijn, zeker in het laag frequent stuk. Voor de zekerheid heb ik bijna alle condensators vervangen door andere, liefst NPO/COG als de waarde dat toestond en anders een X7R type van een gerenommeerd merk.

De genoemde nummering is zoals die vermeld staat op de silk van het TPA3118 bord.



Figuur 12: Afbeelding van gebruikte TPA3118 bordje, waarbij de silk met component nummering goed te zien is.

C1 en C2 zijn de ingangscondensators die dus voor veel vervorming in het laag zorgen. C2 is met de linkerkant op de foto aan GND verbonden. Deze condensators komen met de modificatie te vervallen en hun taak wordt overgenomen door andere condensators op een uitbreidingsprint samen met de Post Filter Feedback componenten.

C3, C8 en C9 heb ik bij beide bordjes niet vervangen. C3 is om de voeding van de spanningsdeling iets te stabiliseren waarmee de gain wordt ingesteld. Deze spanning wordt bij opstarten eenmalig ingelezen om de gain te bepalen die gekozen is, dus deze condensator zou geen invloed moeten hebben op het audiosignaal.

Verder C8 en C9 staan parallel aan de grote 470uF condensators C1, C2, C12 en C13. De grote condensators zijn meer de buffer en filteren laagfrequent dingen eruit. C8 en C9 zouden meer de HF moeten filteren en de problemen met de SMD condensators lijken meer bij lage frequenties te zijn. Dus vandaar deze niet vervangen.

Bij een bordje zijn C4, C5, C6 en C7 wel vervangen en bij een ander niet. Dit zijn boottrap condensators om te zorgen dat bepaalde FET's van de eindtrap in de TPA3118 op de juiste stuurspanning werken. Deze condensators zullen waarschijnlijk moeten werken in het 400kHz gebied waarmee de puls breedte modulatie werkt. De verwachting is dat de kwaliteit van deze condensators niet direct in het audiogebied een verschil zullen maken. Ik kan tussen de twee bordjes niet een significant verschil meten wat ik zou kunnen toeschrijven aan het wel of niet vervangen van deze condensators.

C14, C15, C16, C17, C18 en C19 zijn voor de zekerheid wel bij beide bordjes vervangen. Hoewel ze dienen om de 400kHz samen met de spoelen weg te filteren zitten ze wel in het audio pad en zijn dus vervangen.

Verder zijn de spoelen vervangen door Würth spoelen (WUE 7447709220). Dit om een zo goed mogelijke spoel te gebruiken die past op de print en die een hoge saturatie stroom heeft. Verder is gekozen voor een andere spoel waarde (22uH) vond 33uH best wel hoog als je ook kijkt naar andere ontwerpen. Zeker met een lage impedantie als belasting, zet het afvallen van de frequentie response al vroeg in, dit is ook goed te zien in Figuur 9.

Hoewel C14 en C15 meer richting 1.2uF waren bij meting zijn deze door andere X7R SMD condensators vervangen van 1uF. In simulaties leek dit het beste uit te komen met de andere spoel waarde van 22uH. Later zijn hier op de uitbreidingsprint twee condensators van 470nF aan parallel gezet. Wellicht was dat niet nodig geweest als ter vervanging 1.5uF was gebruikt. Misschien als de spoelen niet waren vervangen was 1uF wel een goede waarde geweest.

Bij mijn experimenten was ik soms ook wat te creatief met wat ik ging uitproberen, je zou het ook onvoorzichtig kunnen noemen. Hierdoor is een bordje overleden. Hier heb ik de meeste onderdelen van gedemonteerd en de waarde van gemeten. Toen voor de zekerheid twee bordjes besteld en ook onderdelen om bepaalde condensators en ook de spoelen te vervangen.

Ik heb ook de 470uF condensators doorgemeten en vergeleken met andere condensators in mijn voorraadbakje en deze condensators leken in tegenstelling tot de SMD ingangscondensators netjes in orde.

Ook de spoelen zaten dicht bij hun gespecificeerde 33uH waarde en met de DC-weerstand leek niets mis mee. Weet niet zo snel hoe ik een verzadigingscurve zou moeten meten, dus hier verder ook niet naar gekeken, ik ging toch andere spoelen gebruiken.

De modificaties

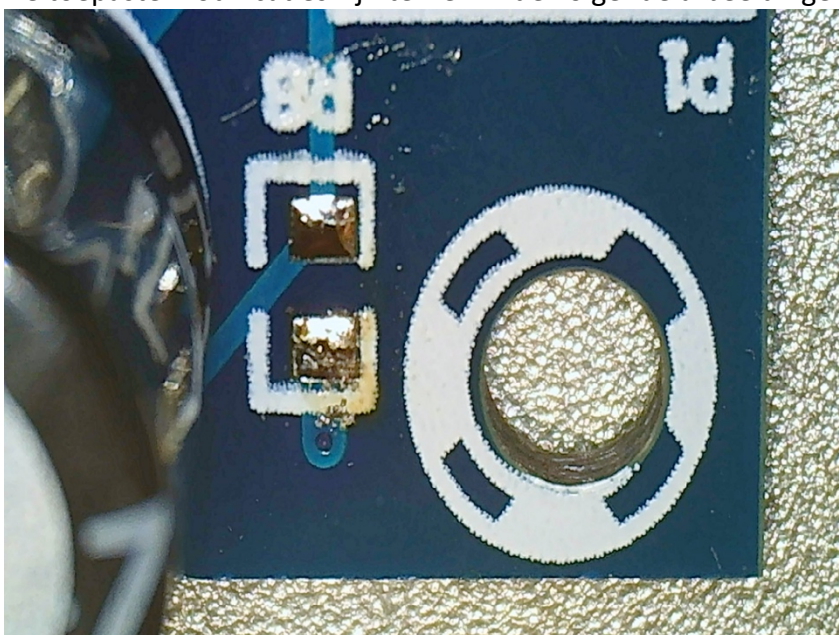
De term "Post Filter Feedback" geeft al aan dat je signaal van na de spoel terugvoert voor tegenkoppeling. Dit signaal voer je terug naar de INPR en INNR ingang van de TPA3118. Dit kan niet zomaar, de INPR en INNR ingang hebben een voorspanning van ongeveer 3V. In de datasheet geven ze dit aan en als je een elco gebruikt als ont koppelingscondensator dat je de positieve kant van de elco naar de ingang van de TPA3118 moet doen.

Echter de situatie is anders met terugkoppeling, de uitgang wordt geschakeld tussen GND en de voedingsspanning en de uitgang zal wat DC betreft gemiddeld dus op de halve voedingsspanning zitten. Bij een voedingsspanning van meer dan 6V, zal de uitgang dus op een hogere DC-spanning zitten als de ingangen.

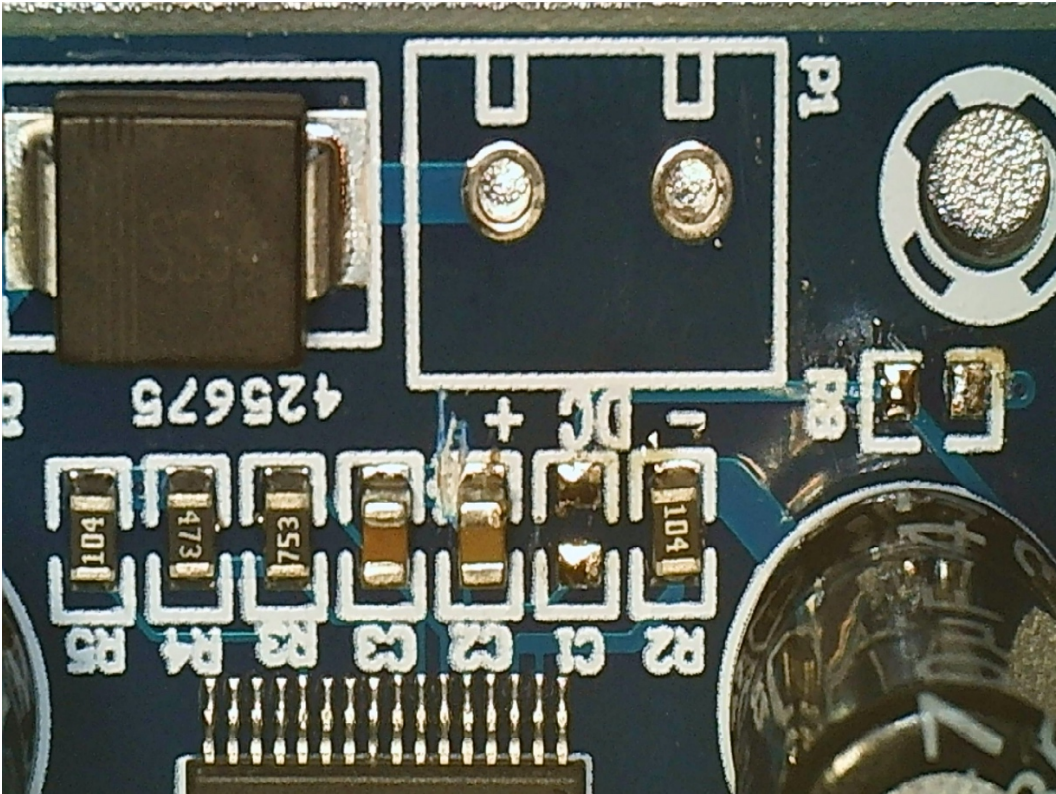
Als je dus een elco als ont koppeling gebruikt is het de verwachting dat je dan de negatieve kant naar de TPA3118 ingangen moet gebruiken. Ik heb voor de zekerheid gekozen voor bipolaire 4.7uF elco's, dan heb je geen issue wat naar welke kant moet. Heb wel in de praktijk de DC-spanning gemeten en inderdaad was dat geheel volgens verwachting. Er kan dus ook gewone elco's gebruikt worden voor de ont koppeling en dan de negatieve kant hiervan naar de TPA3118 ingangen toe.

Vanwege de DC-offset moet er dus ergens een ont koppelingscondensator zitten tussen signaal van na de spoel dat je terugvoert naar de ingangen. Los van de slechte kwaliteit kan je dus de bestaande C2 niet gebruiken om signaal naar terug te voeren, want dat punt zit aan GND. Een terugkoppelingssignaal dat je naar massa terugvoert zal niet veel doen, dus er moet iets gemodificeerd worden.

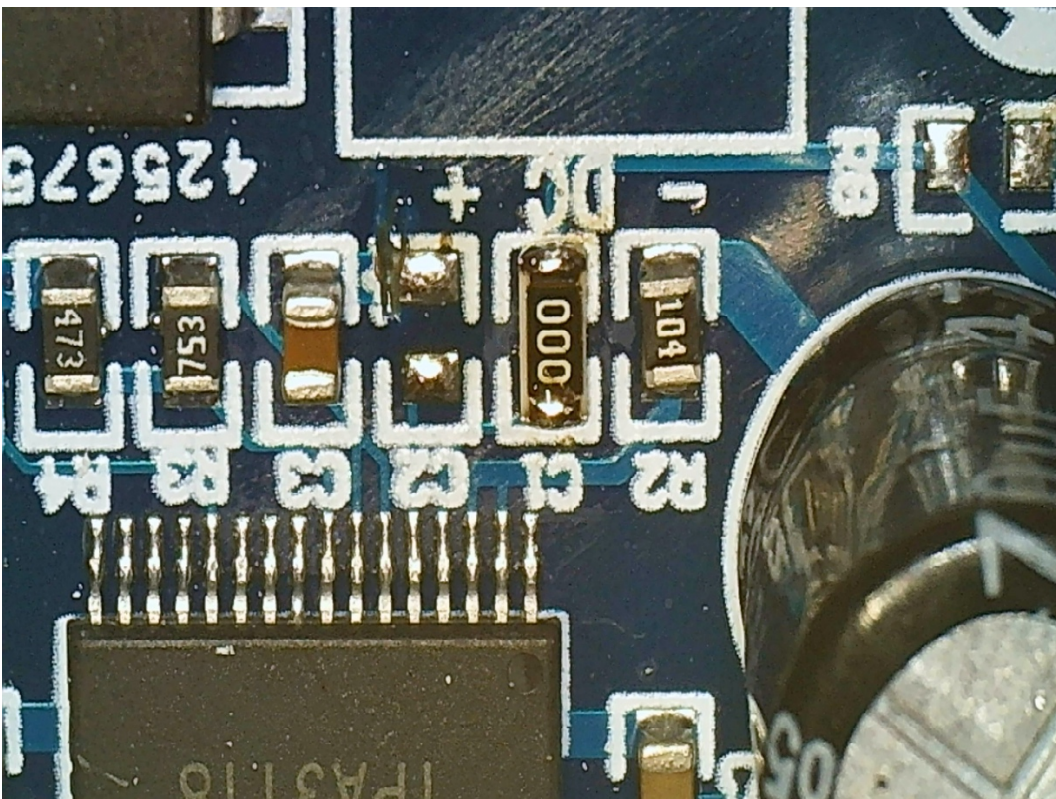
De toe paste modificaties zijn te zien in de volgende afbeeldingen.



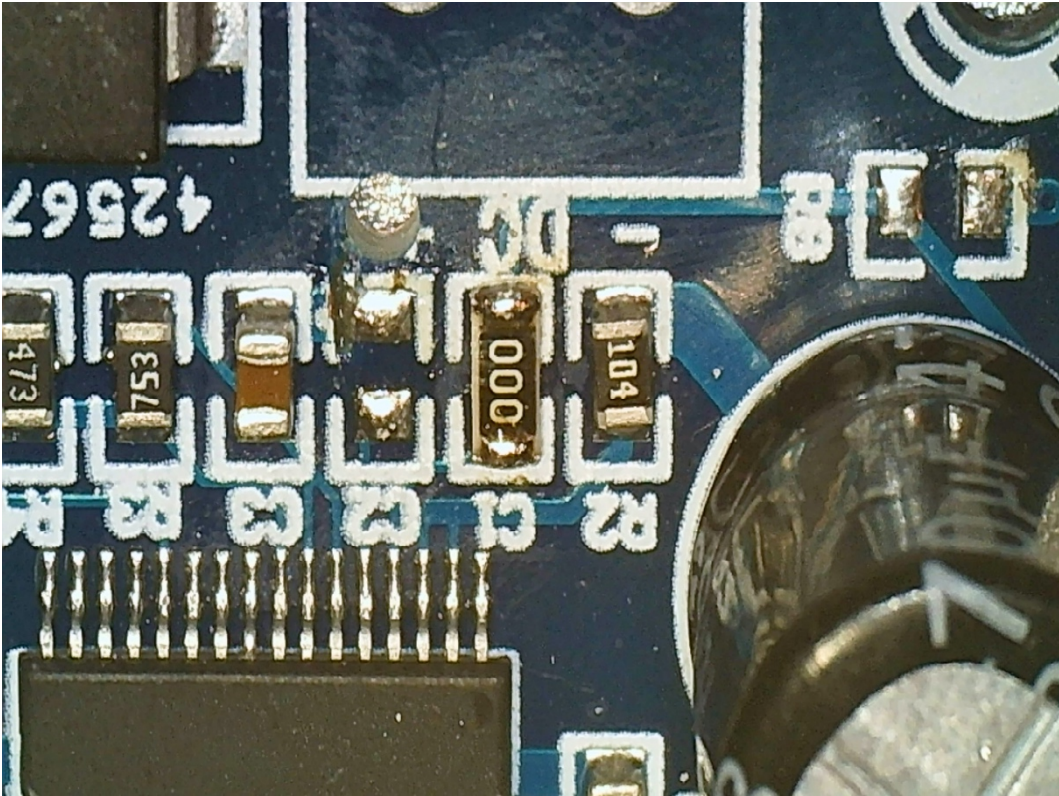
Figuur 13: R8 is verwijderd.



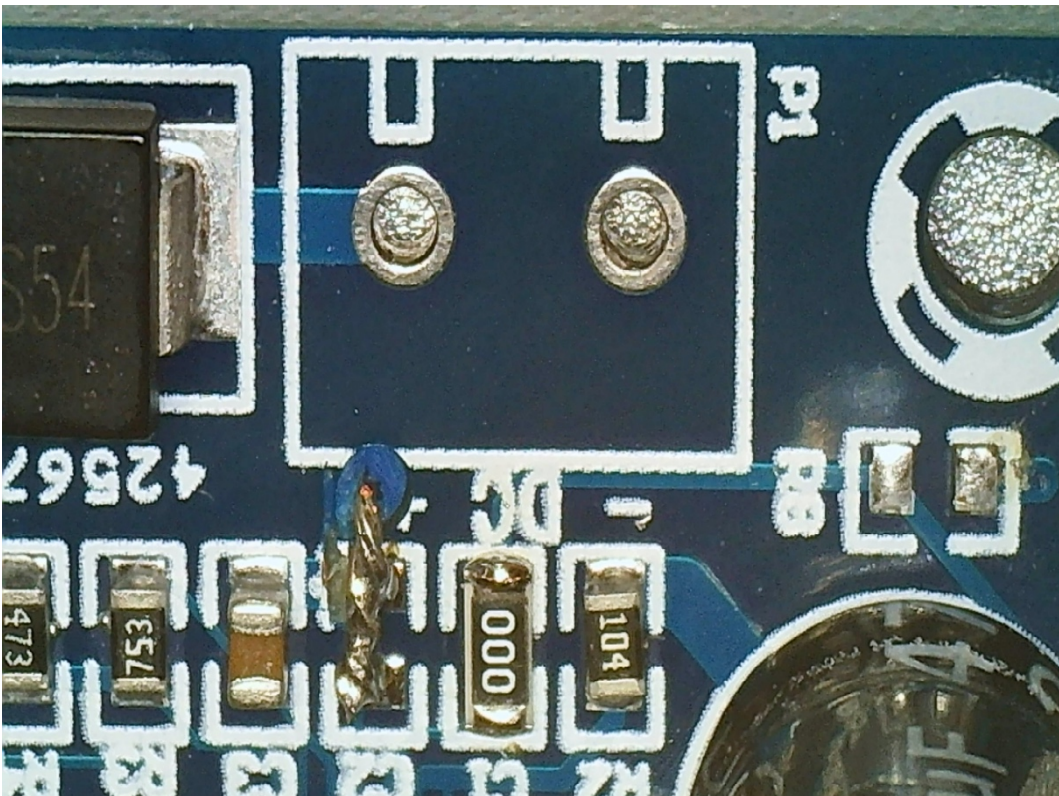
Figuur 14: Spoor naar GND naast C2 is doorgekrast en C1 is verwijderd, de schroefterminal P1 is tijdelijk verwijderd om makkelijker te kunnen werken.



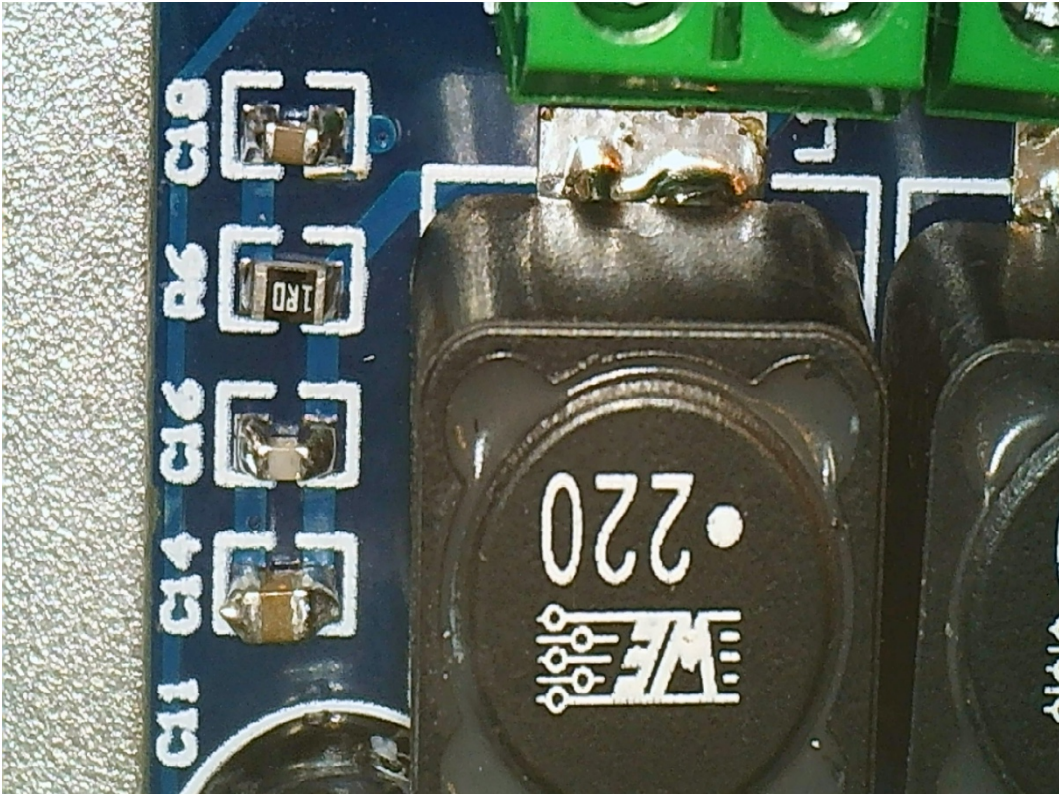
Figuur 15: Een 0 ohm weerstand is geplaatst i.p.v. C1 en C2 is verwijderd.



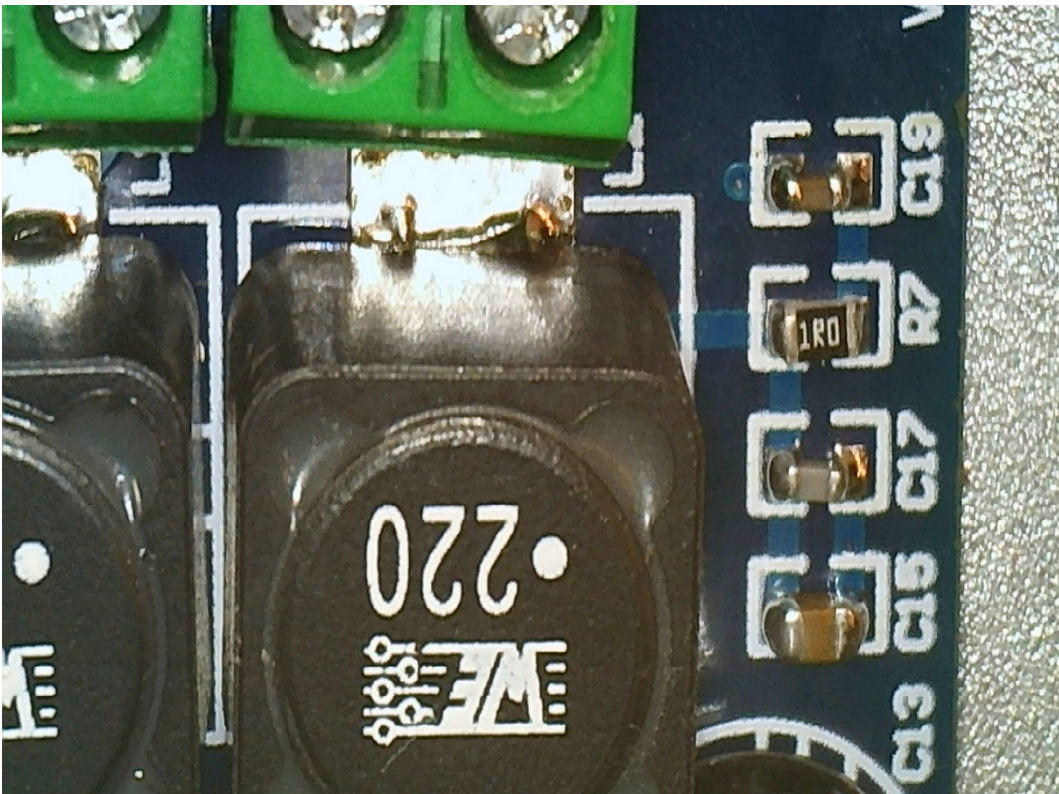
Figuur 16: Een 1.5mm gat geboord bij C2.



Figuur 17: Een draad door gat is op plaats C2 gesoldeerd en is een rechtstreekse verbinding met INNR, is aan achterkant gefixeerd met smeltlijm en gaat aan onderkant naar de uitbreidingsprint.



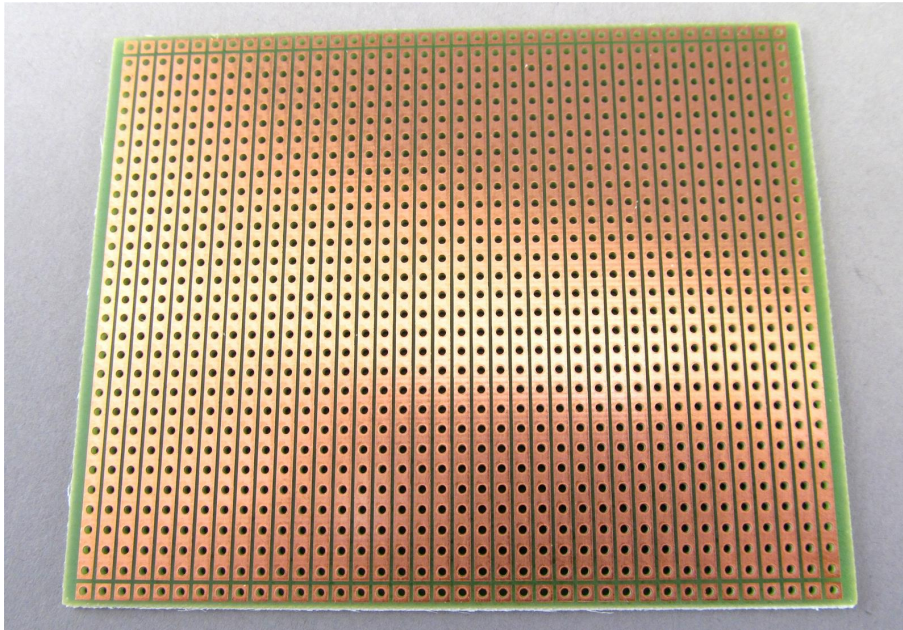
Figuur 18: C14, C16 en C18 zijn vervangen tevens ook de spoel.



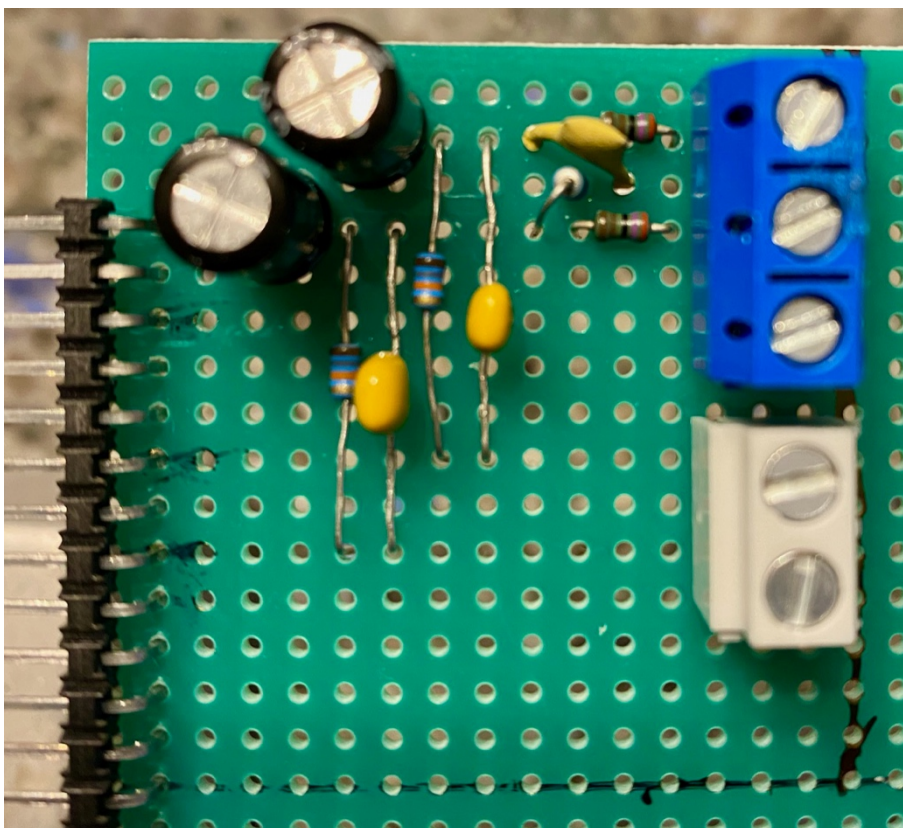
Figuur 19: Zelfde modificatie voor C15, C17 en C19 en de andere spoel is ook vervangen.

De uitbreidingsprint

Als basis voor de uitbreidingsprint is een standaard experimenteer print met lijn sporen gebruikt in mijn geval de "ECL1/2". Hieruit is een kleiner stuk gezaagd met ongeveer de breedte van de TPA3118 print en met voldoende lengte voor wat ik nodig had.



Figuur 20: Voorbeeld van de experimenteer print die gebruikt is.

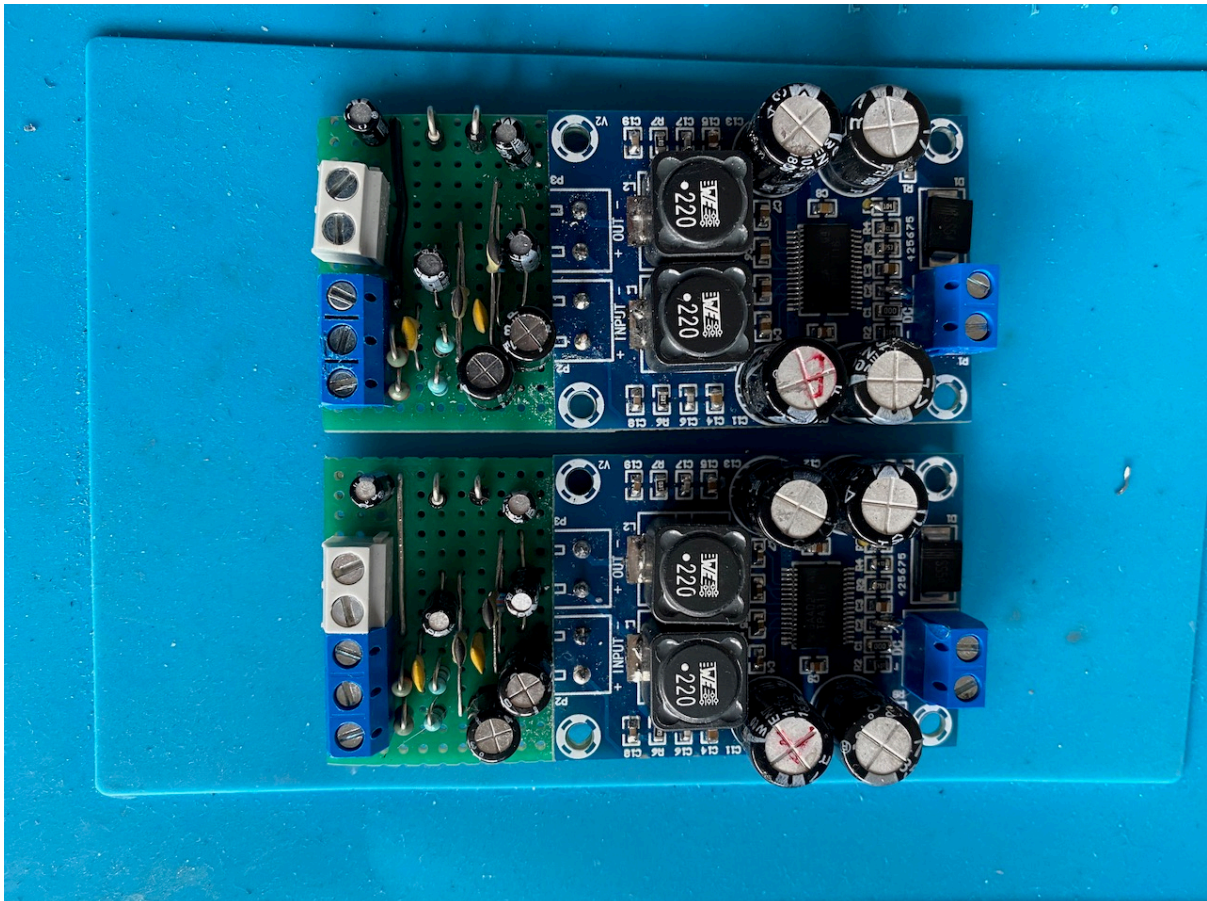


Figuur 21: het proef passen van de onderdelen om te bepalen hoe groot stuk print er nodig is.

Op Figuur 21 zijn helemaal links haakse connector pinnen te zien. In eerste instantie zijn vier pinnen van dit type gebruikt en (op de juiste plaats) op de uitbreidingsprint gesoldeerd. Deze vier pinnen pasten dan rechtstreeks in de schroefterminals van de TPA3118 print en konden worden vastgeschroefd. Het draadje van Figuur 17 werd dan aan de onderkant aan een spoor van uitbreidingsprint gesoldeerd.

Als er dan een andere schakeling of component waarde geprobeerd moest worden, dan was het eenvoudig om de uitbreidingsprint weer los te maken en hieraan te werken, zonder dat de TPA3118 eraan vastzat en in de weg. Ook was het relatief eenvoudig om twee versies te hebben van de uitbreidingsprint en hier snel tussen te wisselen en aan te meten.

Toen de boel meer uitgekristalliseerd was, zijn de schroef terminals van de TPA3118 print verwijderd en zijn de twee printen met pinnen door de gaten in de printen aan elkaar vast gesoldeerd. Deze manier om de twee printen met elkaar te verbinden is te zien in Figuur 22.



Figuur 22: Twee keer de TPA3118 print met uitbreidingsprint.

De steek tussen twee pinnen van een schroefterminal op de TPA3118 print is 5.08 mm, wat dus goed overeenkomt met de steek van 2.54 mm van de experimenteer print. Echter de steek tussen de "OUT +" en "INPUT -" is niet 5.08 of 7.62 mm, maar zit daar precies tussen in en is 6.35 mm.

Om met pinnen de twee printen aan elkaar te verbinden is het een beetje wringen en er zijn ook twee mogelijke manieren om dit voor elkaar te krijgen. Hetzij tussen de "OUT +" en

“INPUT –“ een steek van 5.08mm aanhouden of een steek van 7.62mm. In Figuur 22 is te zien dat bij de bovenste versie 7.62mm is aangehouden als steek en bij de onderste 5.08mm. Dit is met name goed te zien aan relatieve positie van de grijze en blauwe schroefterminal op de uitbreidingsprint.

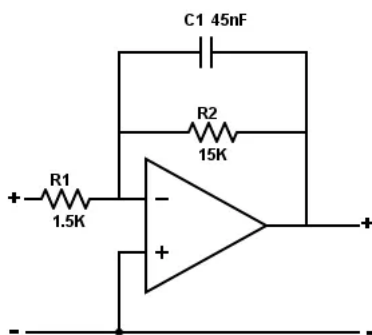
De Post Filter Feedback

Heb het nodige geëxperimenteerd/uitgeprobeerd, zal niet alles uitgebreid de revue laten passeren maar iets laten zien van het proces om tot iets te komen.

Er is op internet wel wat te vinden over Post Filter Feedback met de TPA3118 of TPA3116, maar dat was of met een opamp schakeling ervoor, je stuurt dan de TPA3118 altijd aan met lage impedantie, wat wel fijn is voor de stabiliteit. Of alleen met een condensator als terugkoppeling.

Met alleen een condensator in de terugkoppeling zorg je wel dat de frequentieresponse minder afhankelijk is van de belasting. Maar wordt de terugkoppeling na het filter niet gebruikt om de vervorming wat terug te dringen en als het kan was dat wel de bedoeling.

Eerste idee is gebaseerd op onderstaande opamp schakeling in Figuur 23, een soort van laagdoorlaat in de terugkoppeling. De bedoeling is om wel het audiosignaal terug te koppelen, maar niet de puls breedte modulatie component van 400kHz en zijn harmonische.



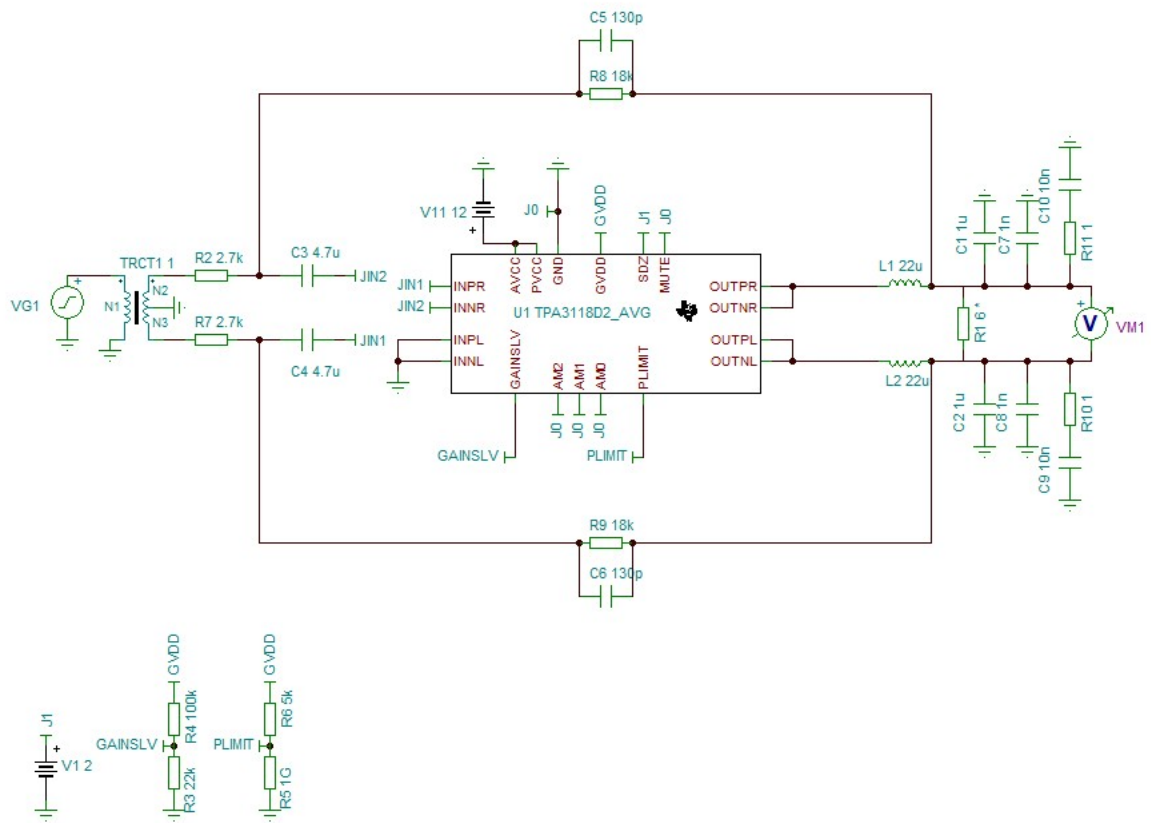
Figuur 23: Voorbeeld van een actieve low-pass opamp schakeling.

Ik heb TI Tina gebruikt om te simuleren, omdat voor deze simulator er een model van de TPA3118 beschikbaar is die je kan downloaden. Het schema zou er dan ongeveer uitzien als in Figuur 24.

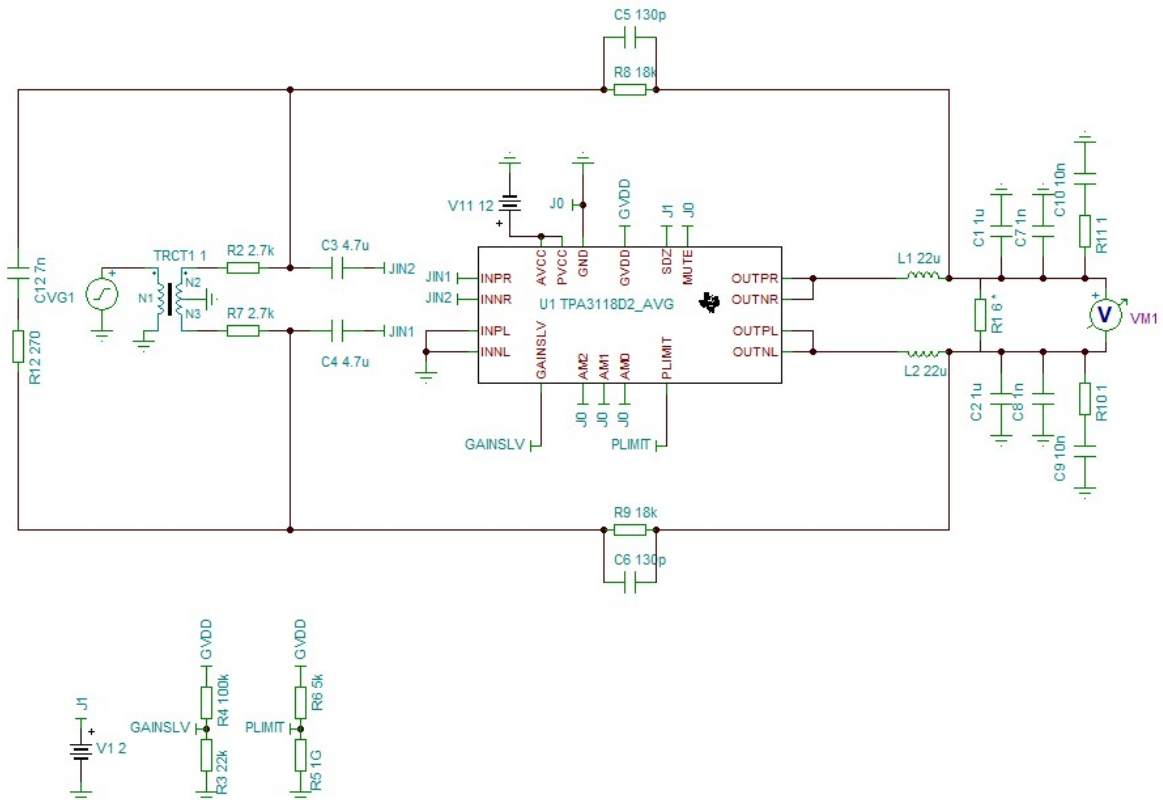
De frequentieresponse was in simulatie best wel oke, maar de stabiliteit was in de praktijk niet zo best. Door het verlagen van de instelbare gain van de TPA3118 was de stabiliteit beter te krijgen, echter dan is er maar weinig marge om Post Filter Feedback toe te passen. Door kleiner verschil tussen de gain van de TPA3118 zelf en de externe terugkoppeling, is er dus minder winst in THD. Ook het minder afhankelijk maken van frequentieresponse van de belasting is beperkter.

130pF komt misschien over als een vreemde waarde, echter was op grond van simulatie besloten om eerst iets te proberen met 150pF. Echter bleken deze condensators in de

praktijk na meting dicht bij de 130pF te zitten, heb dus toen die waarde in de simulatie gezet.



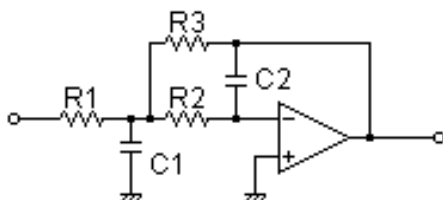
Figuur 24: Een initiële poging om PFFB toe te passen.



Figuur 25: Een volgende poging voor een stabielere PFFB schakeling.

De schakeling van Figuur 25 was stabielere dan die van Figuur 24 maar nog niet helemaal top. Simuleerde qua frequentieresponse best goed maar als je de ingangen openliet ging de schakeling oscilleren. Bij een transient analyse met open ingangen zag je dat ook terug in de simulaties.

Natuurlijk kan je allerlei verschillende waarde van condensator C12 en weerstand R12 proberen in simulator en in de praktijk uitproberen, maar dat leek me niet verstandig. Met de toevoeging van C12 en R12 ging de schakeling meer richting een Multiple Feedback Low-pass filter toe. Dan kun je dat wellicht ook beter helemaal doen en als zodanig ook uitrekenen en implementeren.



Figuur 26: Zo ziet een Multiple Feedback Low-pass filter eruit met een opamp.

Op de site: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/OPttool.php> is een calculator om voor dit type filter de component waarden uit te rekenen. Nu is er natuurlijk de mooie ideale wereld en de werkelijke wereld. Dus eerst voer je in dat je een gain wil van 6 en een cutoff frequentie van rond de 50kHz en je gaat aan de slag met de gegeven component waarden.

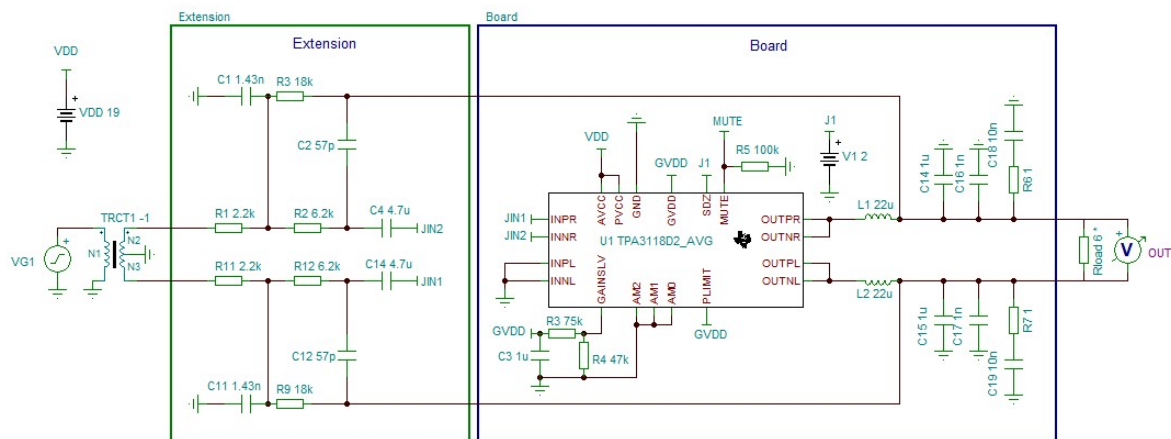
Dan blijkt in de praktijk er maar een gain van 4.5 te zijn. Dan kijk je eens beter in de simulator en verrek dat was daar ook zichtbaar. Achteraf logisch, een opamp heeft natuurlijk een behoorlijk hoge impedantie en een hoge versterkingsfactor. De TPA3118 heeft een impedantie van rond de 9k ohm in de hoogste gain setting en de versterking is dan 36db, wat natuurlijk ook flink lager als een willekeurige opamp.

Dus vervolgens een gain van 8 ingesteld en condensator waarden die gemeten waren. Met de waarden die vervolgens uit de calculator kwamen gaan simuleren en optimaliseren. Voor componenten kun je in Tina een lijst van waarden opgeven en hiermee simuleren. In plaatje zie je dan de verschillende grafieken voor de verschillende component waarden. In de simulator zie je dus dat b.v. een weerstand van 6k2 het wat beter doet dan 7k5.

Op deze manier alle componenten uitgetoetst of er niet net een iets betere was in deze context dan met het design tool uitgerekend was en of er een gain gehaald werd van tussen de 6 en 7. In de simulator wel de gemeten component waarde aangehouden voor de condensators, vandaar ook wat vreemde waarde hier.

De 57pF was gekocht als 68pF maar met drie verschillende meters gemeten waren die toch vrijwel allemaal rond de 57pF. En de 1.43nF was gekocht als 1.5nF. De weerstanden waren bij meting veel dichterbij de opgegeven waarden, dus die verder aangehouden in schema en simulator.

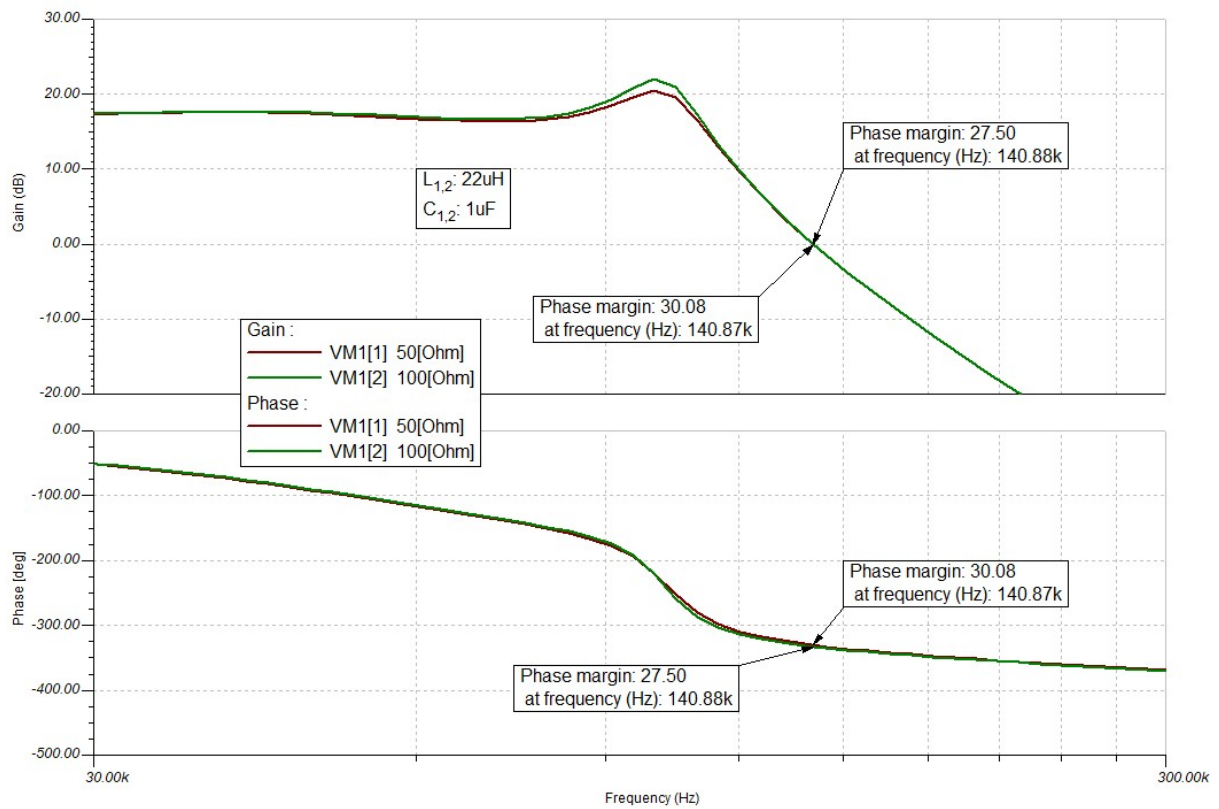
Via simulaties met alternatieve component waarden, kwam ik op schema van Figuur 27.



Figuur 27: Schema met Multiple Feedback Low-pass Filter.

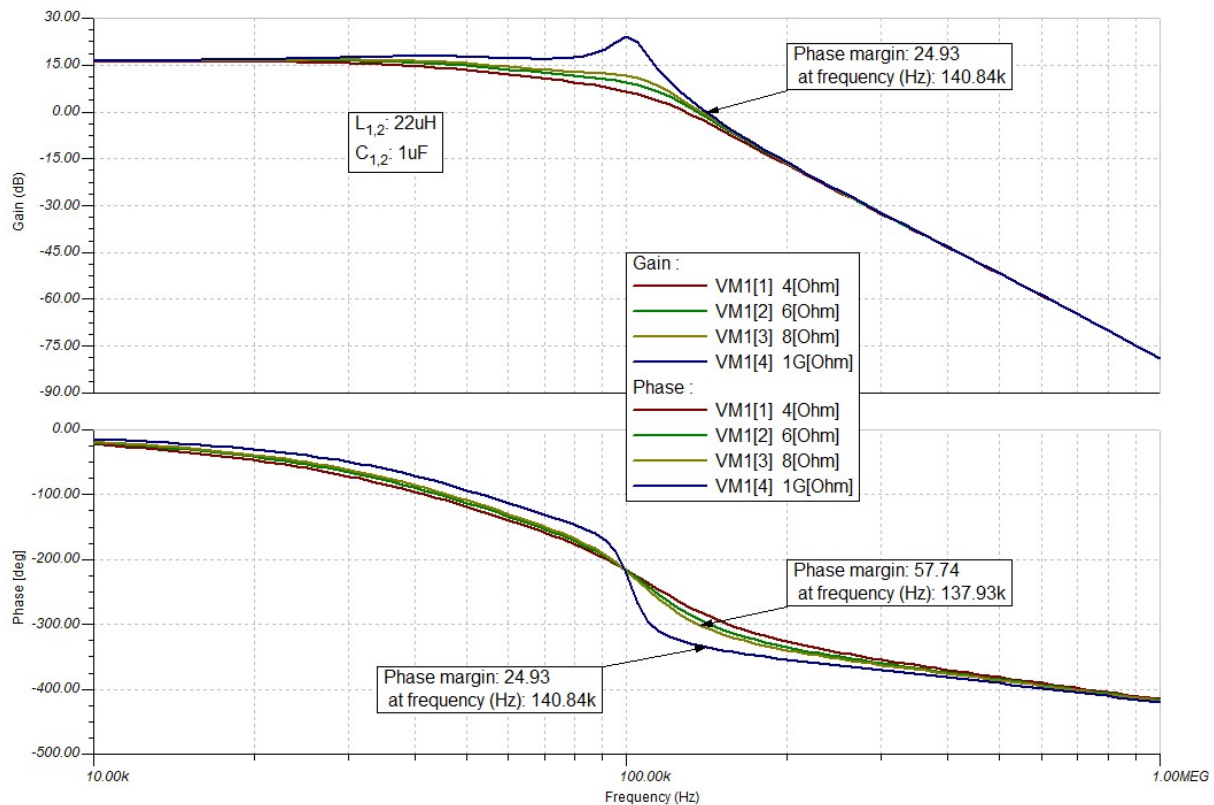
Het schema van Figuur 27 deed het heel behoorlijk in de praktijk, enige was dat het niet stabiel was zonder load. In de simulator was het wel stabiel en was er ook nog een redelijke fase marge, maar de werkelijkheid en de simulator verschillen natuurlijk van elkaar.

Toen is gekeken bij welke load de boel nog niet stabiel was en wanneer wel en welke fase marge ik dan waarschijnlijk minimaal moet hebben om wel stabiel te zijn zonder load. Het bleek dat het met een load van 100 ohm nog niet stabiel was en met 50 ohm wel. Met deze twee waarden toen gesimuleerd en gekeken hoe veel fase marge er was bij 50 en bij 100 ohm.



Figuur 28: De fase marge met load van 50 ohm en 100 ohm

Met een gesimuleerde fase marge van net 30 graden is de schakeling wel stabiel, maar met 27.5 graden niet. Kijken we even wat de situatie is met 4, 6, 8 en 1G ohm load, om de aangepaste situatie mee te vergelijken.



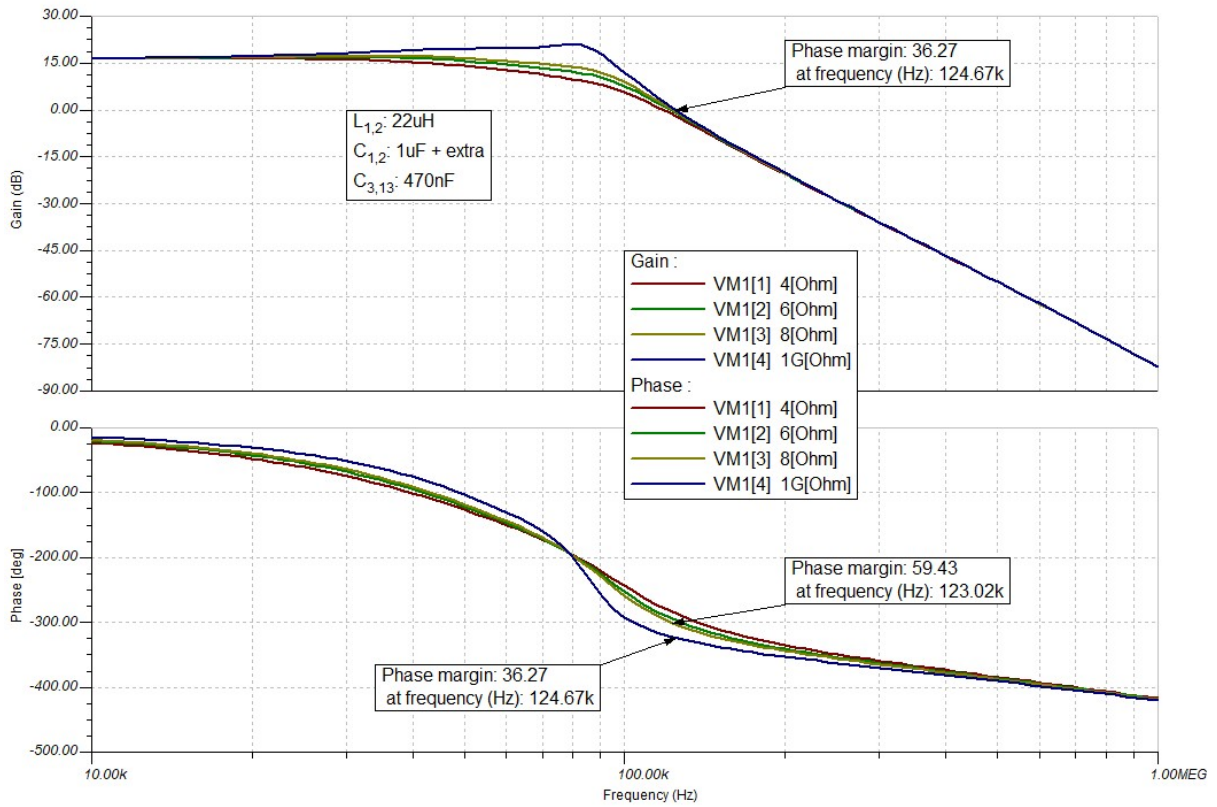
Figuur 29: De huidige situatie die we willen verbeteren, de fase marge van de 1G moet naar boven de 30 graden.

De bedoeling is, dat de situatie van Figuur 29 zodanig veranderen/verbeteren zodat de fase marge van de 1G ohm load naar boven de 30 gaat. Er zijn wat dingen uitgetoetst, maar het blijkt dat het toevoegen van twee condensators van 470nF parallel aan de twee 1uF condensators na de spoel een gunstig effect hebben in de simulatie, zie ook Figuur 30.

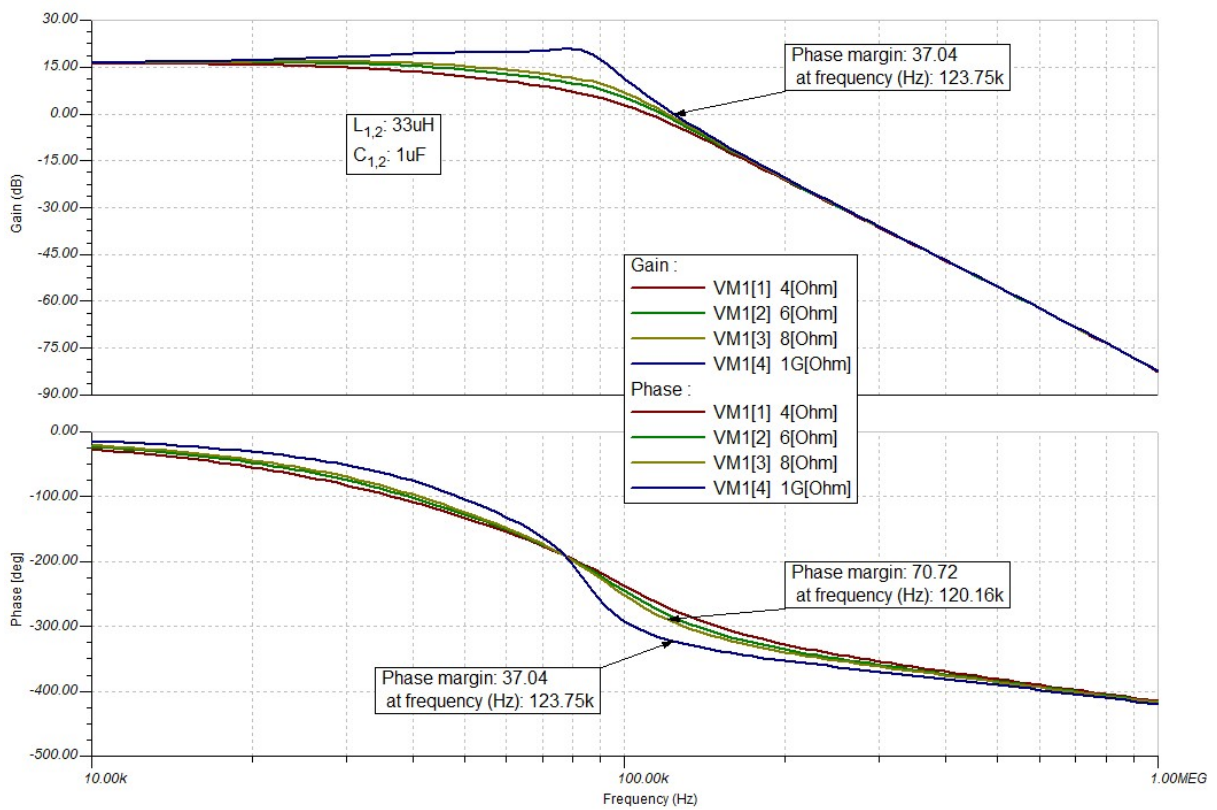
De fase marge van onbelast (1G ohm) verbeterd drastisch naar ruim 36 graden, wat voldoende zou moeten zijn. De frequentieresponsen in het audio deel voor de gebruikelijke belastingen verslechterd niet met deze aanpassing.

Het is heel goed mogelijk dat als de originele spoelen (of andere) van 33uF gebruikt zouden zijn, dat deze extra twee condensators niet nodig waren. In Figuur 31 een simulatie van die situatie.

Ook is het te overwegen als de condensators C14 en C15 toch worden vervangen om daar 1.5uF voor te nemen. Ik had deze al vervangen voor 1uF en zocht dus een oplossing die te plaatsen was op de uitbreidingsprint samen met de componenten voor de Post Filter Feedback.

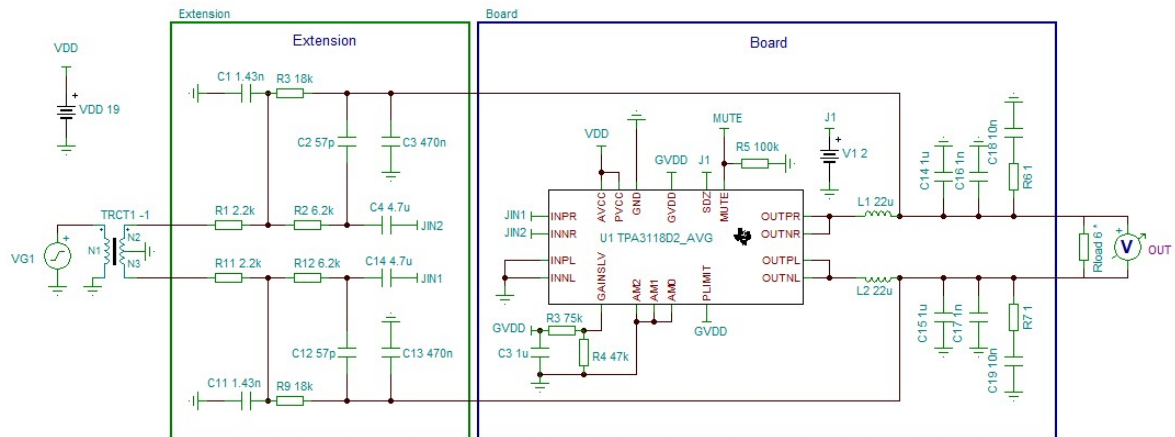


Figuur 30: De situatie in simulatie na toevoegen twee condensators.



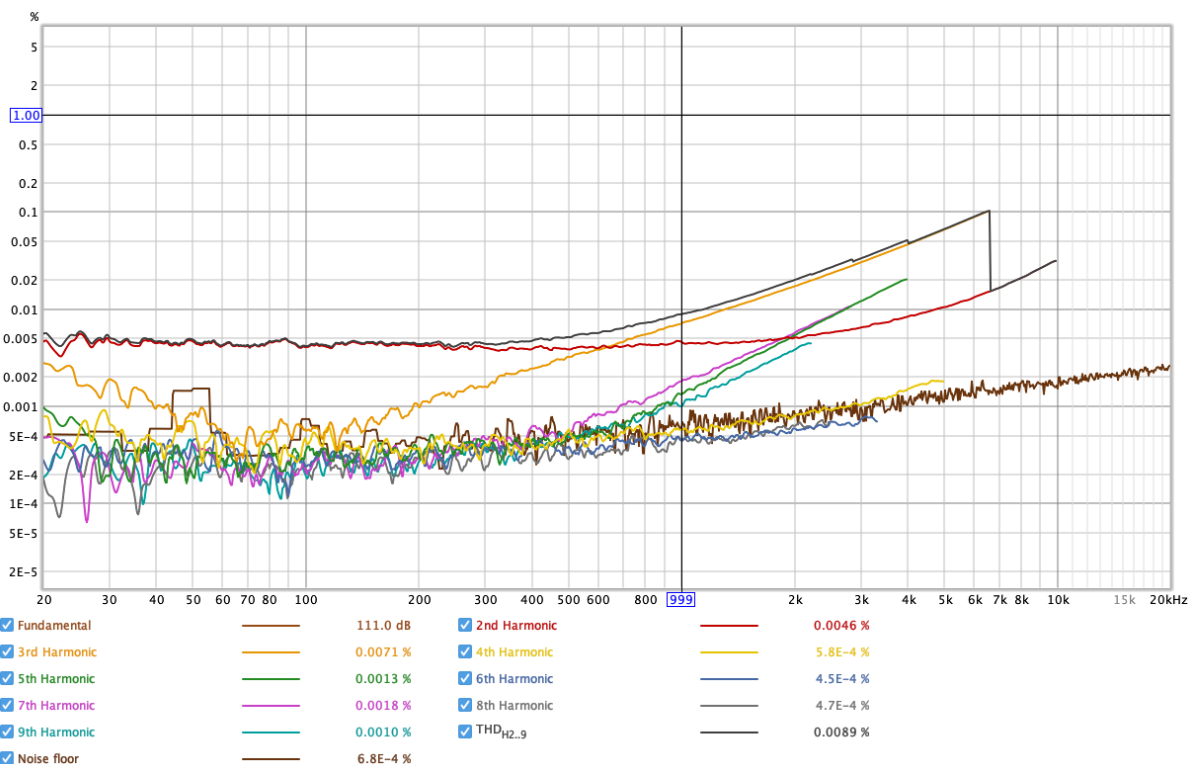
Figuur 31: Situatie met spoel van 33uH in simulator.

Ondertussen zijn we op onderstaande schema van Figuur 32 gekomen.



Figuur 32: Aangepast schema wat stabiel is zonder load.

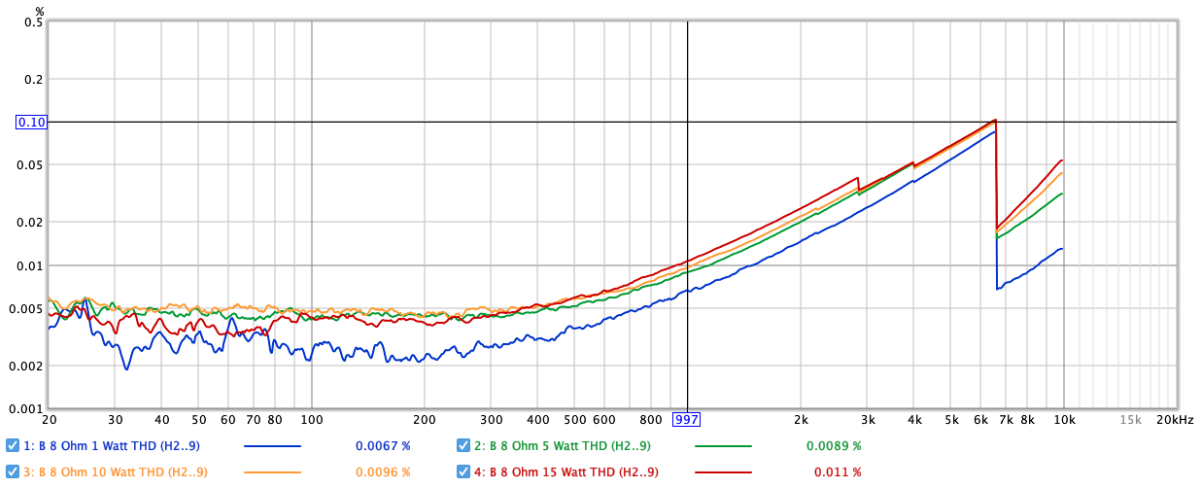
Wat is nu met deze aanpassing de vervorming en de frequentieresponse met 4 ohm en 8 ohm belasting.



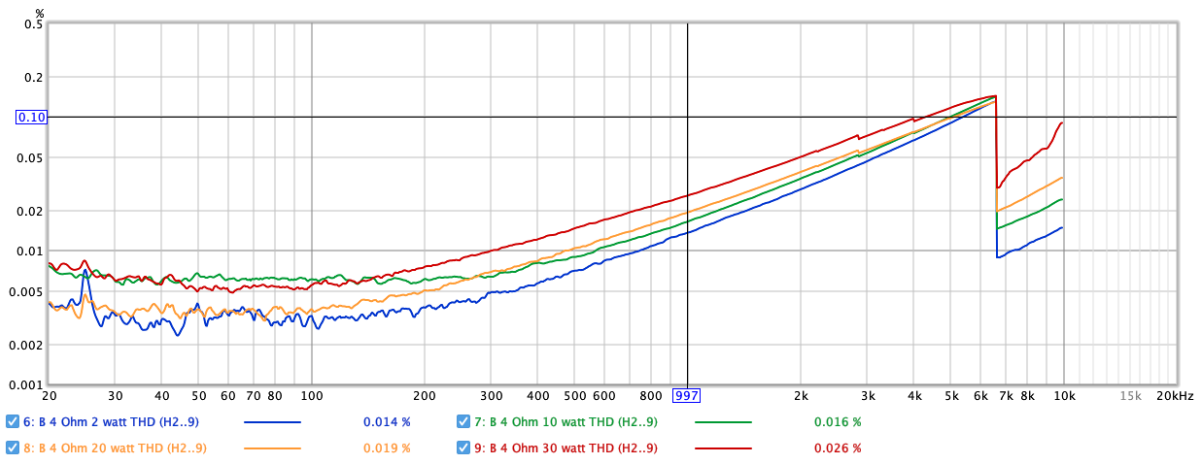
Figuur 33: De vervorming bij 5 watt in 8 ohm, power supply 19V.

In Figuur 33 is te zien wat de vervorming is bij 5 watt in 8 ohm. Voor verschillende belastingen en vermogens zijn er dit soort plaatjes te maken, echter hebben die allemaal hetzelfde globale verloop. Een relatief laag en vlak plateau waarbij de tweede orde harmonische dominant is. De derde gaat stijgen en wordt dominant en de vervorming loopt hierdoor op. Het patroon is een beetje TPA3118 eigen, de TPA325x heeft dat sterke oplopen bij hogere frequenties niet.

Omdat het verloop gelijk is, zijn de vervormingsgrafieken gecombineerd voor verschillende vermogens in 8 ohm in Figuur 34 en voor 4 ohm in Figuur 35.

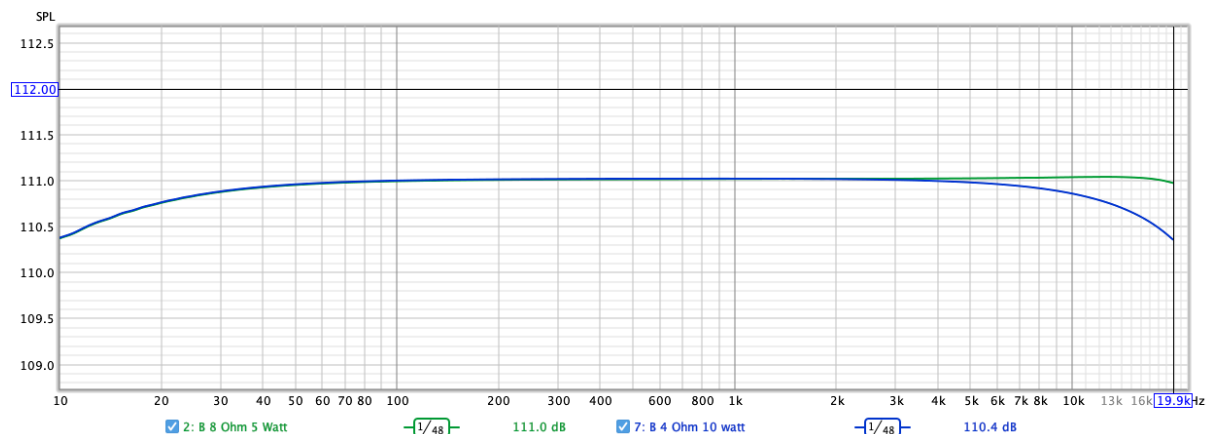


Figuur 34: Vervorming bij verschillende vermogens in 8 ohm belasting met 19V voedingsspanning.



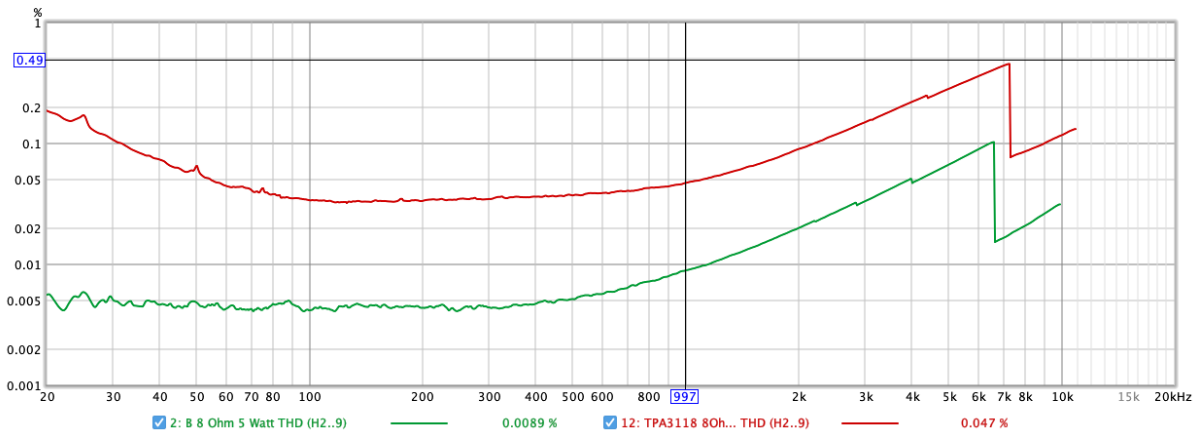
Figuur 35: Vervorming bij verschillende vermogens in 4 ohm belasting met 19V voedingsspanning.

Ook de frequentieresponses zijn minder afhankelijk geworden van de belasting, dit is te zien in Figuur 36.

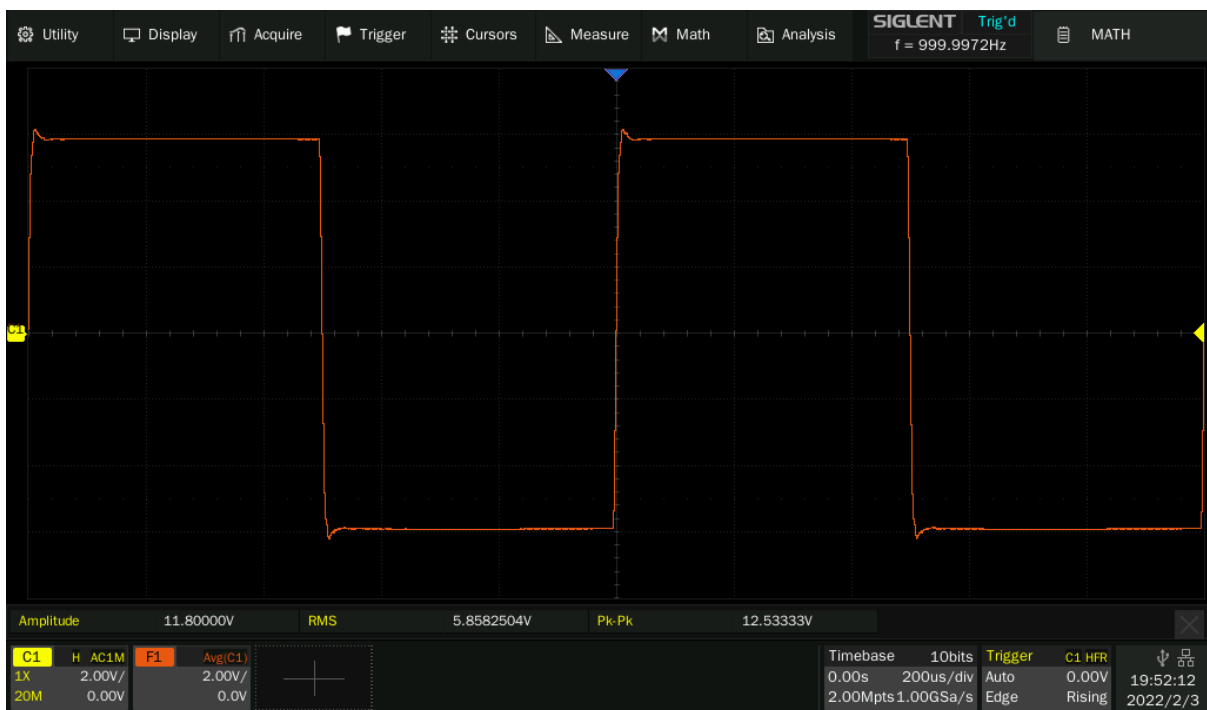


Figuur 36: Frequentieresponse voor 8 ohm in groen en voor 4 ohm in het blauw.

Het verschil bij 20kHz is ongeveer 0.6dB, als we terugkijken naar Figuur 9 dan zien we dat het verschil initieel ongeveer 4dB was. Dit aspect is duidelijk verbeterd, ook de vervorming is met minimaal een factor 4 teruggebracht, zie Figuur 37.



Figuur 37: De vervorming zoals die origineel was in rood en in groen na de Post Filter Feedback modificatie.



Figuur 38: De 1kHz blokgolf weergave, met een kleine overshoot..

In Figuur 38 is de weergave te zien van een 1kHz blokgolf bij een behoorlijke uitsturing in 8 ohm. De voltages die af te lezen zijn moeten verdubbeld worden, omdat dit een meting is t.o.v. een virtual ground.

Als ik de generator gebruikte van REW en dit via de geluidskaart uitspeel, dan is er al sprake van flink wat ringing op hetingangssignaal. Moest voor deze meting dus gebruik maken van een andere functie generator, echter zit deze in de oscilloscoop en de GND hiervan is doorverbonden met de GND van de ingangen van de oscilloscoop.

De versterker is een brugschakeling, vanwege de doorverbonden GND kon ik dus geen meting doen tussen de twee speaker aansluitingen. Mijn 8 ohm belasting bestaat uit twee 4 ohm weerstanden in serie, ik kon dus een meting doen t.o.v. de virtual ground tussen deze twee weerstanden in. Vandaar dat het werkelijke spanningsverschil het dubbele is.

De Mute schakeling

Ik heb een Mute schakeling toegepast, de schakeling trekt soms met inschakelen even kortstondig wat meer stroom. Ook op de uitgang is dan wat zichtbaar, wat vervolgens snel convergeert naar een stabiele situatie.

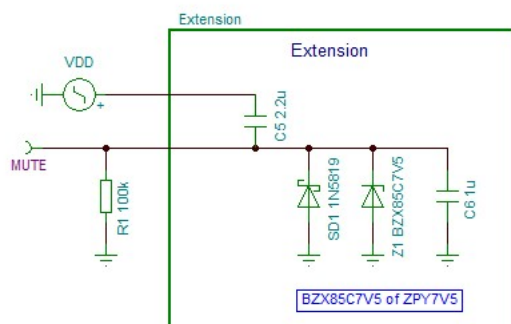
Het vermoeden is dat dit komt door de DC-offset die zich moet instellen op de condensators. Initieel is de spanning over deze condensator 0 V en dat wordt ineens anders en zal even een spike geven op de ingang, die via de terugkoppeling ook weer terugkomt.

De DC spanningen zullen zich stabiliseren en dan is inschakel verschijnsel over. Dit inschakel verschijnsel doet zich alleen voor als de ingang niet met de externe geluidsinterface verbonden is. Als de ingang met lage impedantie wordt afgesloten/aangestuurd dan is er geen inschakel verschijnsel.

Op moment dat de uitgang actief wordt gaat daar de DC spanning van 0V naar halverwege de voedingsspanning. Via de extra feedback en de koppelcondensators zal er dus een spike op de ingangen komen.

Als alle condensators exact gelijk zouden zijn en de rest ook ideaal dan zal dezelfde spike op de differentiële ingang komen, elkaar uitdoven en zal er niets tot weinig gebeuren. De werkelijkheid is niet ideaal, dus zal er door deze DC offset spike er een kortstondig verstoring optreden bij het inschakelen.

De schakeling die is toegepast om het mute signaal aan te sturen is te zien in Figuur 39.

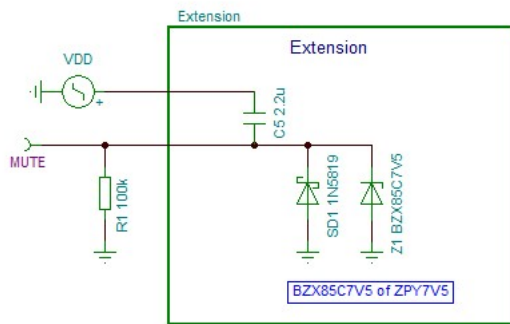


Figuur 39: De toegepaste mute schakeling.

In de schakeling zorgt de zener diode dat de mute ingang nooit een hele hoge spanning kan krijgen en ook wordt de mute tijd zo minder afhankelijk van de voedingsspanning. De Schottky diode zorgt ervoor dat bij afschakelen van spanning er nooit een hele hoge negatieve spanningspiek kan optreden.

De mute tijd is te verkorten door een zener met lagere spanning te nemen en/of kleinere condensator waarden.

De schakeling die eerst werd toegepast is te zien in Figuur 40. In de basis werkte deze schakeling, echter als versterker grotere vermogens moest leveren ging deze aan uit etc, terwijl hij dat zonder mute aanpassing niet deed.

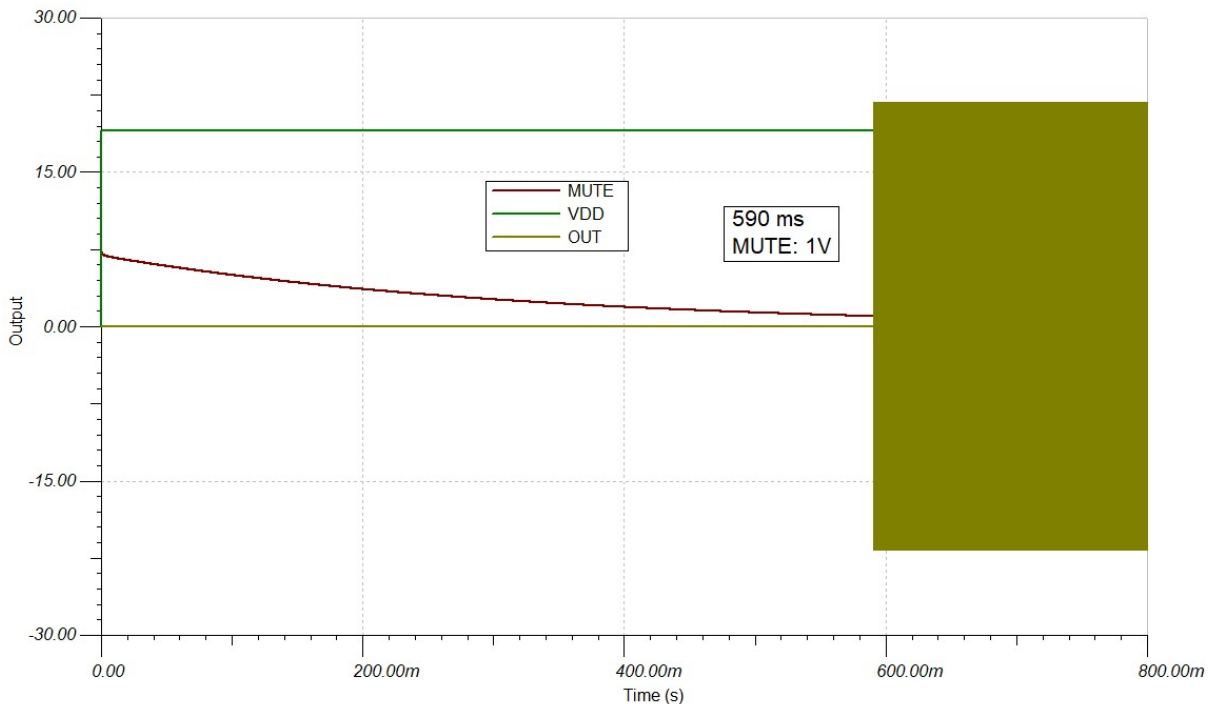


Figuur 40: De oorspronkelijke schakeling om de mute aan te sturen.

Door de modificatie was er een draad van de mute op de print naar de uitbreidingsprint, het enige wat ik kon bedenken was dat deze draad stoorsignaal van de uitgang oppikte. De mute ingang is met een 100k ohm weerstand verbonden met de GND, dus een relatief hoge impedantie en dus gevoelig.

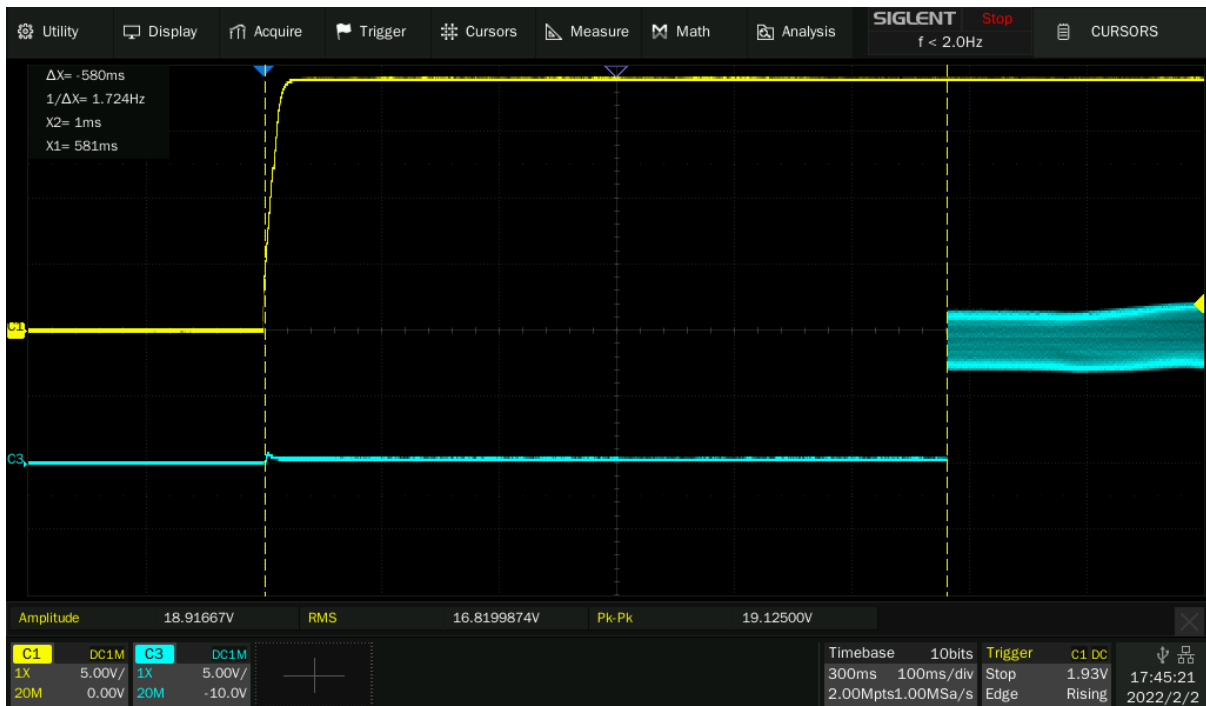
Om het mute signaal stabiel te krijgen is de 1uF condensator C6 toegevoegd, zoals te zien is in Figuur 39. Ik wilde dat deze condensator kleiner was dan C5 die op dat moment 2.2uF was. Kwam daardoor uit op 1uF en bij hogere vermogens ging de schakeling niet meer flipperen tussen aan en uit, dus de aanpassing werkte. Gevolg was wel dat de curve anders gingen lopen en de versterker pas later actief werd en dus langer in de mute stand stond.

Vond dat later actief worden verder niet zo relevant en had geen zin om andere kleine condensator waarden uit te proberen om de mute tijd te verkorten. In simulatie wordt de uitgang actief na ongeveer 590 ms als het mute signaal onder de 1V komt, zie ook Figuur 41.



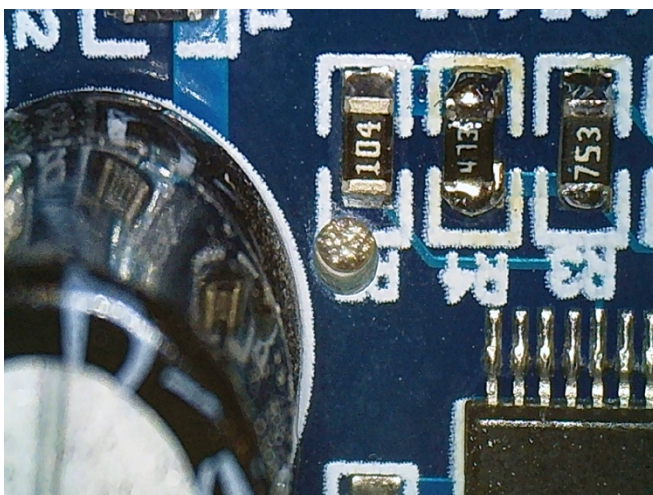
Figuur 41: In simulatie wordt de uitgang actief als signaal op de mute pin onder de 1V komt.

Er is ook gemeten wanneer de uitgang actief wordt, dit is zichtbaar in Figuur 42. Omdat de GND van de ingangen van de oscilloscoop intern verbonden zijn en het een “bridge” versterker is kan ik niet meten op de twee uitgang terminals zoals in de simulatie. Ik meet dus een uitgang t.o.v. GND, het plaatje is daardoor anders als in de simulatie, maar er is wel te zien wanneer de uitgang actief wordt. De simulatie en de werkelijkheid komen dus goed overeen.

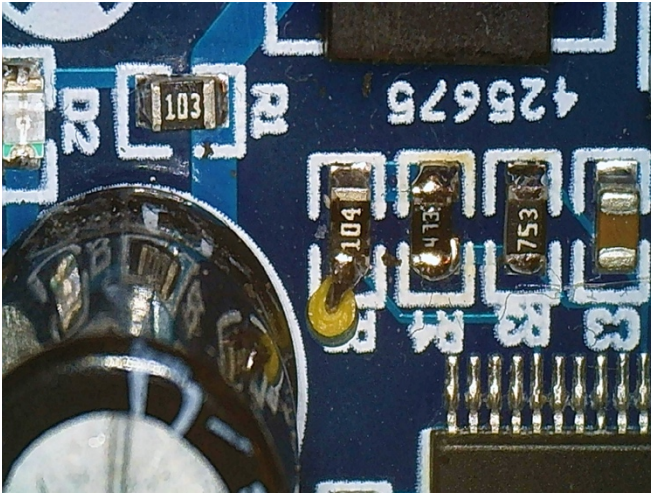


Figuur 42: In werkelijkheid wordt de uitgang na ongeveer 580 ms actief.

De modificatie voor de mute aan te sturen is vrij simpel, kwestie van een gaatje boren en een draadje vast solderen. De bestaande 100k weerstand wordt gebruikt en de draad gaat vervolgens naar uitbreidingsprint. De draad is aan de onderkant van de print gefixeerd met smeltlijm. De draad voor de voedingsspanning wordt aan de onderkant aan een van de 470uF condensators gesoldeerd en gaat naar de uitbreidingsprint voor de mute schakeling.



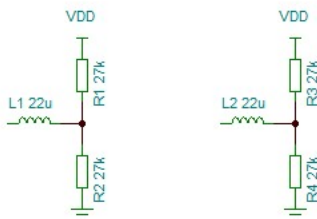
Figuur 43: het 1.5 mm gat om een draad aan de mute vast te maken.



Figuur 44: De draad vast gesoldeerd om het mute signaal aan te sturen.

Met alleen de mute zijn we er nog niet, de 3V DC van de INPR en INNR zijn dan wel ingesteld, maar pas als de uitgangen actief worden, dan zal daar de halve voedingsspanning als DC op komen te staan. Met de mute is nog maar de helft van de DC offset van de condensators opgelost.

Idee was om beide uitgangen via een weerstandsdeling op halve voedingsspanning te brengen zie Figuur 45. Als vervolgens de uitgang actief wordt, dan is er al de juiste DC offset en zou er geen inschakel verschijnsel moeten zijn.



Figuur 45: Het idee om de uitgang alvast op de juiste DC offset te brengen.

De werkelijkheid was weer wat weerbarstiger, als we meten met open ingangen zien we in Figuur 46 dat de halve voedingsspanning niet bereikt wordt. De voedingsspanning komt nog niet tot een kwart en gaat pas naar halve voedingsspanning als de uitgangen actief worden. Het lijkt net alsof er ergens een interne weerstand is parallel aan de 27k weerstand naar GND.



Figuur 46: Met de spanningsdeling halen we niet de halve voedingsspanning, in geel de voedingsspanning die ingeschakeld wordt en in cyan de spanning op een uitgang.

Schakeling aangepast naar die van Figuur 47.



Figuur 47: De tweede poging om gedurende de mute tot halve voedingsspanning te komen.

Met de schakeling van Figuur 47 komen we tot de volgende meting in Figuur 48.



Figuur 48: Met alleen een weerstand naar VDD is er een verbetering.

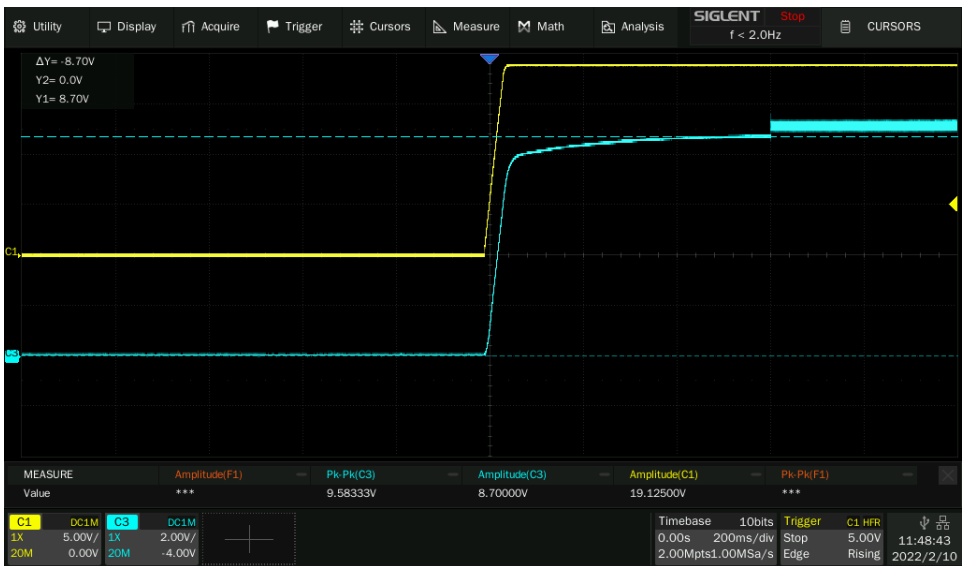
Zonder de 27k weerstand naar GND met alleen 27k naar VDD is er een verbetering maar zijn we er nog niet. Als we wat rekenen aan de meting van Figuur 48, dan lijkt er intern in de TPA3118 een weerstand van ongeveer 15k van de uitgang naar massa te zijn. Er staan in deze uitvoering twee uitgangen parallel (PBTL mode), dus in een andere context kan de waarde anders zijn.

Met een waarde van 15k van uitgang naar VDD wordt de halve voedingsspanning bijna bereikt met een VDD van 9V.



Figuur 49: Bij inschakelen uitgang zijn we bijna op halve voedingsspanning, die hier 9V is.

Ook nog gemeten met VDD 19V deze meting is te zien in Figuur 50.



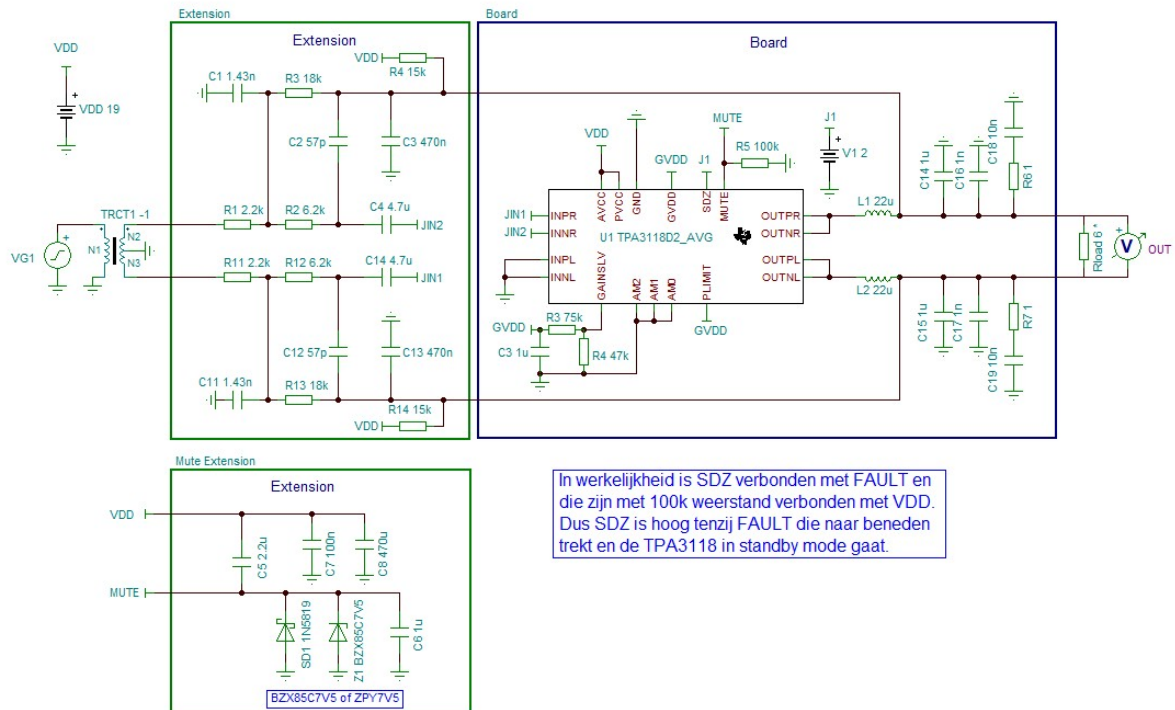
Figuur 50: Meting met 19V voedingsspanning.

Beide exemplaren van de TPA3118 bordjes meten in dit opzicht hetzelfde. Met 15k naar VDD komen we bij twee verschillende voedingsspanningen behoorlijk dicht bij ½ VDD voordat de uitgangen actief worden gedurende de mute. Met iets van 13k a 14k zal ½ VDD nog beter benaderd worden, maar met dit resultaat zijn er al geen inschakel verschijnselen meer.

De spike bij actief worden van de uitgangen vanwege DC offset is nu veel kleiner. De spike komt iets verschillend aan bij de differentiële ingang, vanwege kleine component

verschillen. Het verschil intern na de differentiële ingang is nog weer een stuk kleiner en nu zo klein dat dit geen verstoring meer geeft.

Met deze aanpassing is er geen inschakel verschijnsel meer met een open ingang. Het resulterende schema is te zien in Figuur 51.



Figuur 51: De post Filter Feedback schakeling in zijn geheel.

De condensators C7 en C8 zijn toegevoegd, om te voorkomen dat storing van de voeding via de twee 15k weerstanden binnenkomt. Deze twee condensators zitten lokaal dicht bij deze twee weerstanden om die storing te onderdrukken.

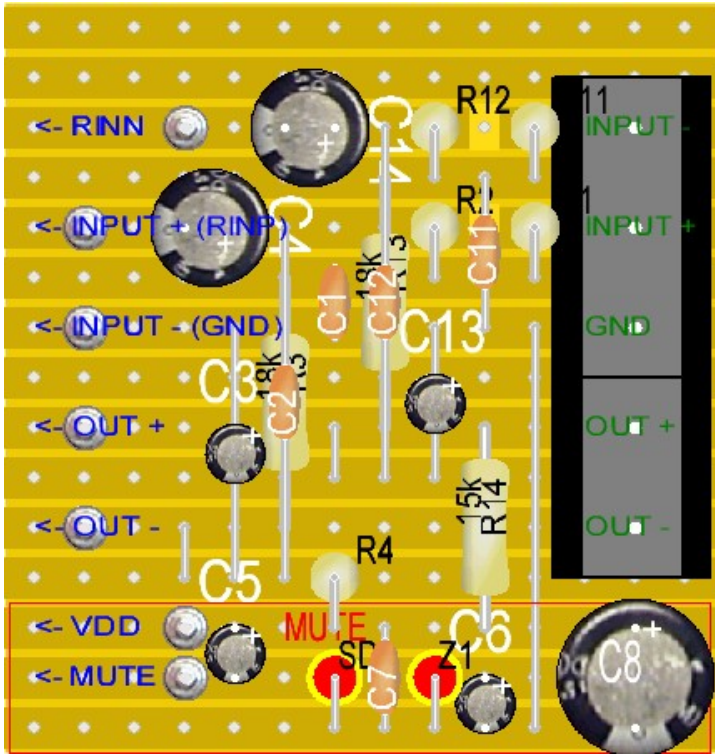
In schema zijn voor een paar condensators de waarde aangegeven zoals die gemeten zijn. De 57pF condensators waren gekocht als 68pF en de 1.43nF als 1.5nF, voor de simulator zijn de gemeten waarden gebruikt. De weerstanden zaten heel dicht bij hun opgegeven waarden. Heb wel de moeite genomen om zoveel mogelijk “matched” paartjes te maken, zodat de differentiële ingang zo goed mogelijk zijn werk kan doen.

Wat op TPA3118 bordje aanwezig is, zit in schema in het blauwe kader. De uitbreiding zit in groen kader. Het mute gedeelte is in apart kader, om wat onderscheid te maken in functionaliteit.

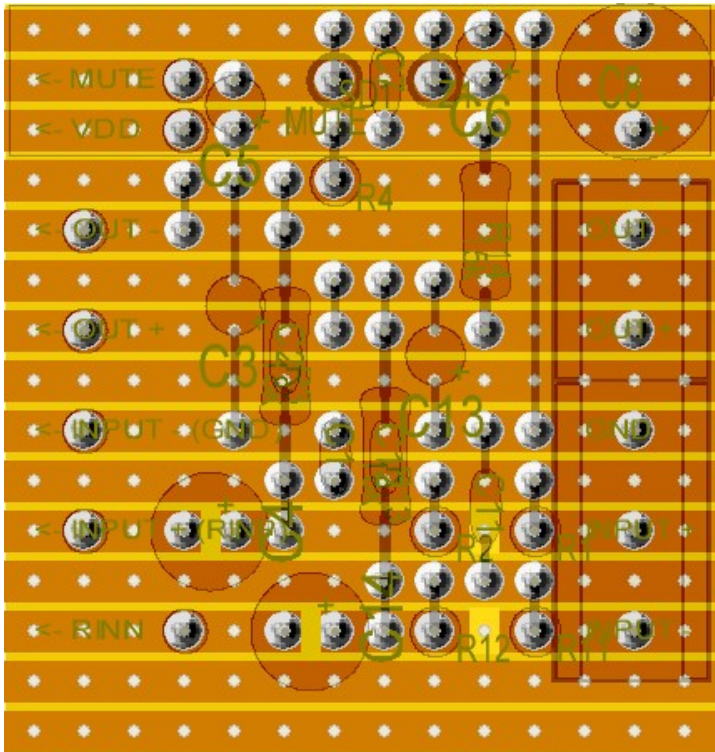
Er is wat voor te zeggen dat de twee 15k weerstanden in het mute kader horen, maar voor de tekening kwam dit beter uit. Kan ook zijn dat zonder de mute schakeling de twee 15k weerstanden er toch voor zorgen dat de schakeling sneller convergeert met inschakelen.

De implementatie

De manier waarop de componenten geplaatst kunnen worden op een uitbreidingsprint met doorlopende sporen is te zien in Figuur 52 en Figuur 53. Ook is op onderaanzicht te zien op welke vier plaatsen de sporen onderbroken moeten worden.

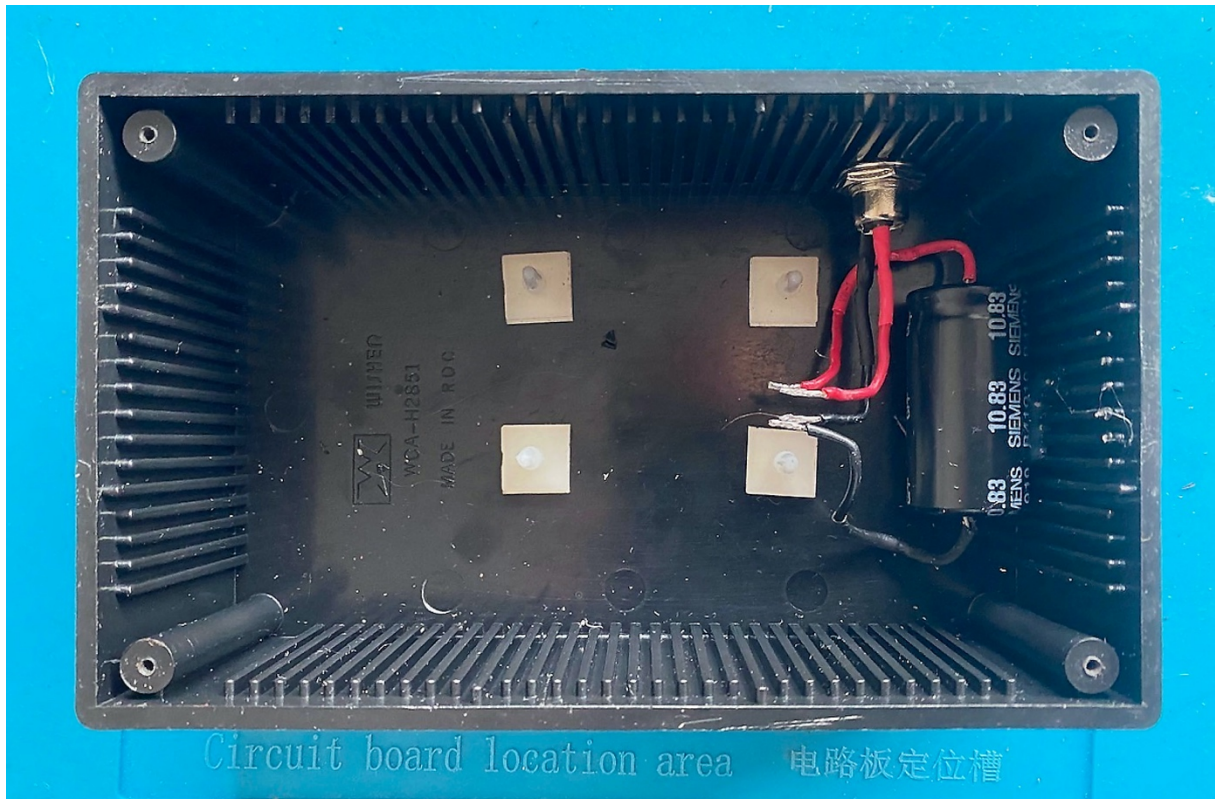


Figuur 52: Het boven aanzicht van de uitbreidingsprint.



Figuur 53: Onderaanzicht van de uitbreidingsprint.

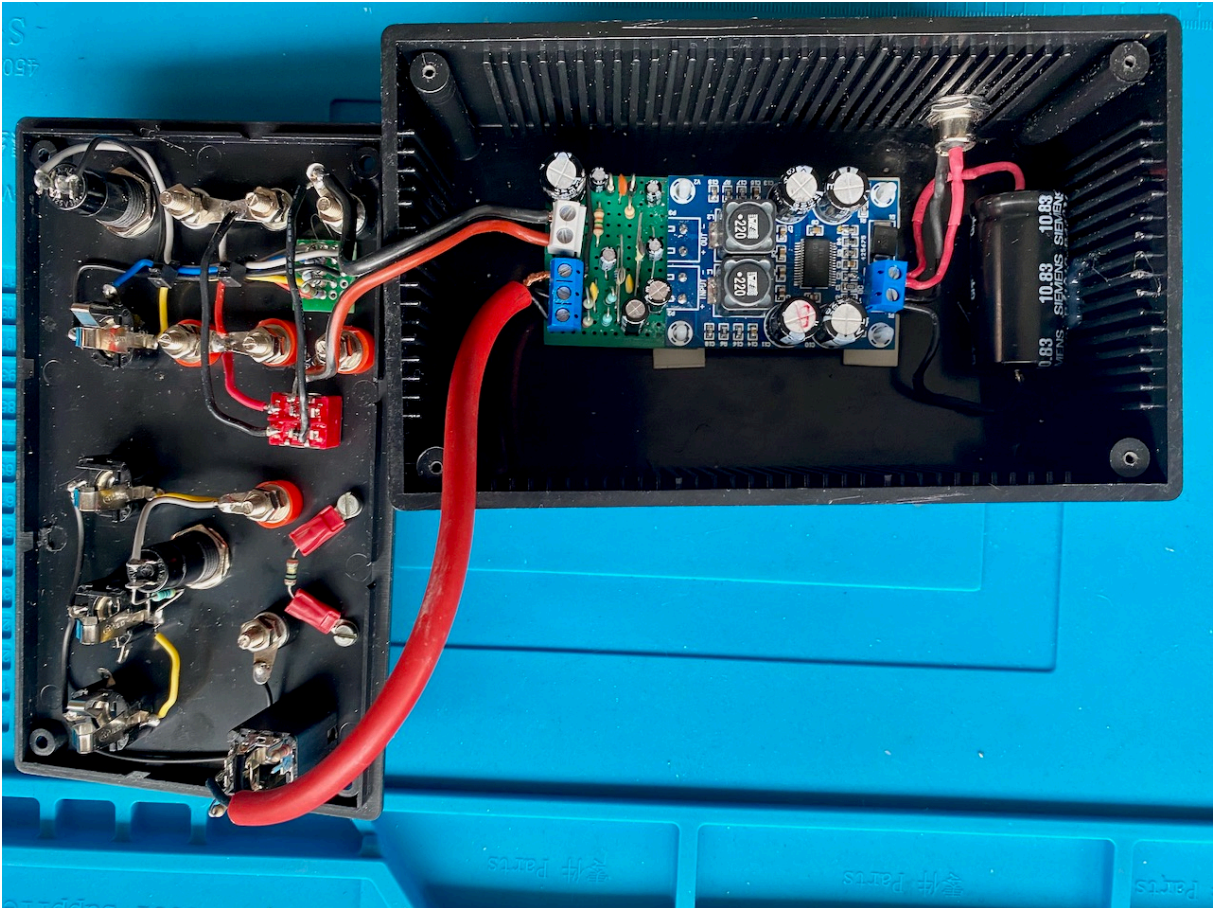
Het soldeerwerk is niet super netjes, dat komt omdat er nogal gesleuteld is aan de schakeling er zijn de nodige alternatieven uitgeprobeerd en daar wordt het niet mooier van.



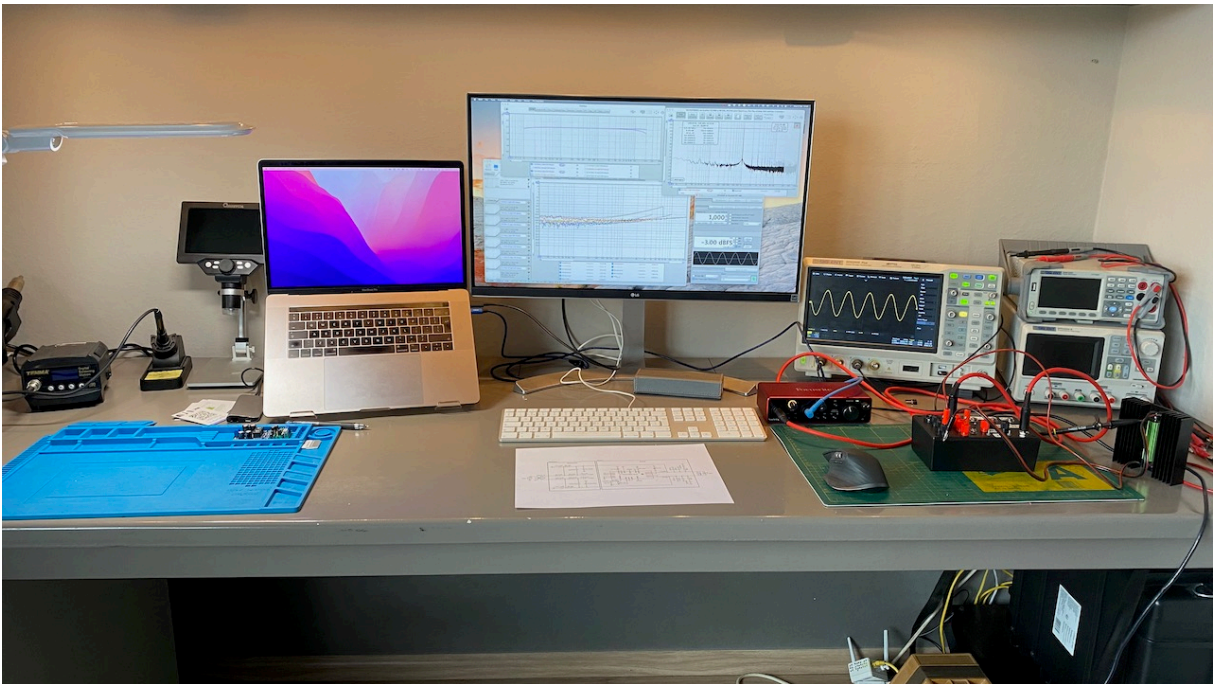
Figuur 56: Het kastje van de meet jig waarin het geheel geplaatst wordt.

Het TPA3118 bordje met uitbreidingsprint wordt geplaatst in het meet kastje, er zijn zelf klevende printvoetjes gebruikt, waar het geheel zo ingeklikt kan worden. Er was nog een geschikte 2200uF condensator in voorraad bakje dus die er maar bijgezet.

Het versterkertje zal gevoed worden door een nog aanwezige 19V laptopvoeding die nog aanwezig was.



Figuur 57: Bordje geplaatst en draden aangesloten.



Figuur 58: De omgeving waar het allemaal tot stand gekomen is.

Figuur 1: De twee verschillende bordjes die in aanmerking kwamen om te gebruiken.	1
Figuur 2: Schema van het gebruikte bordje.	3
Figuur 3: loopback meting van de gebruikte externe geluidsinterface.....	4
Figuur 4: Unbalanced meting "out of the box" met 19V power supply, 4 ohm belasting en een gain van 36 dB.	4
Figuur 5: De vervorming van de TPA3118 zoals vermeld in datasheet.	5
Figuur 6: Unbalanced meting met 19V power supply, 4 ohm belasting en de gain terug gebracht naar 26 dB.	5
Figuur 7: Meting zonder de ingangscondensators.	7
Figuur 8: De verschillen in vervorming een grafiek, rood gain 36dB, blauw gain 26dB en groen 26dB gain en geen ontkoppelingscondensator.....	7
Figuur 9: De frequentieresponses van de verschillende schakelingen.	8
Figuur 10: De schakeling die gebruikt is om te kijken in hoeverre een ingangscondensator vervorming veroorzaakt.	8
Figuur 11: De vervorming van verschillende condensators.	9
Figuur 12: Afbeelding van gebruikte TPA3118 bordje, waarbij de silk met component nummering goed te zien is.	9
Figuur 13: R8 is verwijderd.....	11
Figuur 14: Spoor naar GND naast C2 is doorgekrast en C1 is verwijderd, de schroefterminal P1 is tijdelijk verwijderd om makkelijker te kunnen werken.	12
Figuur 15: Een 0 ohm weerstand is geplaatst i.p.v. C1 en C2 is verwijderd.	12
Figuur 16: Een 1.5mm gat geboord bij C2.	13
Figuur 17: Een draad door gat is op plaats C2 gesoldeerd en is een rechtstreekse verbinding met INNR, is aan achterkant gefixeerd met smeltlijm en gaat aan onderkant naar de uitbreidingsprint.	13
Figuur 18: C14, C16 en C18 zijn vervangen tevens ook de spoel.	14
Figuur 19: Zelfde modificatie voor C15, C17 en C19 en de andere spoel is ook vervangen. .	14
Figuur 20: Voorbeeld van de experimenteer print die gebruikt is.	15
Figuur 21: het proef passen van de onderdelen om te bepalen hoe groot stuk print er nodig is.	15
Figuur 22: Twee keer de TPA3118 print met uitbreidingsprint.....	16
Figuur 23: Voorbeeld van een actieve low-pass opamp schakeling.....	17
Figuur 24: Een initiële poging om PFFB toe te passen.	18
Figuur 25: Een volgende poging voor een stabielere PFFB schakeling.....	19
Figuur 26: Zo ziet een Multiple Feedback Low-pass filter eruit met een opamp.....	19
Figuur 27: Schema met Multiple Feedback Low-pass Filter.....	20
Figuur 28: De fase marge met load van 50 ohm en 100 ohm	21
Figuur 29: De huidige situatie die we willen verbeteren, de fase marge van de 1G moet naar boven de 30 graden.	22
Figuur 30: De situatie in simulatie na toevoegen twee condensators.	23
Figuur 31: Situatie met spoel van 33uH in simulator.	23
Figuur 32: Aangepast schema wat stabiel is zonder load.	24
Figuur 33: De vervorming bij 5 watt in 8 ohm, power supply 19V.....	24
Figuur 34: Vervorming bij verschillende vermogens in 8 ohm belasting met 19V voedingsspanning.	25
Figuur 35: Vervorming bij verschillende vermogens in 4 ohm belasting met 19V voedingsspanning.	25

Figuur 36: Frequentieresponse voor 8 ohm in groen en voor 4 ohm in het blauw.	25
Figuur 37: De vervorming zoals die origineel was in rood en in groen na de Post Filter Feedback modificatie.	26
Figuur 38: De 1kHz blokgolf weergave, met een kleine overshoot.....	26
Figuur 39: De toegepaste mute schakeling.	27
Figuur 40: De oorspronkelijke schakeling om de mute aan te sturen.....	28
Figuur 41: In simulatie wordt de uitgang actief als signaal op de mute pin onder de 1V komt.	28
Figuur 42: In werkelijkheid wordt de uitgang na ongeveer 580 ms actief.	29
Figuur 43: het 1.5 mm gat om een draad aan de mute vast te maken.	29
Figuur 44: De draad vast gesoldeerd om het mute signaal aan te sturen.	30
Figuur 45: Het idee om de uitgang alvast op de juiste DC offset te brengen.....	30
Figuur 46: Met de spanningsdeling halen we niet de halve voedingsspanning, in geel de voedingsspanning die ingeschakeld word en in cyaan de spanning op een uitgang.	31
Figuur 47: De tweede poging om gedurende de mute tot halve voedingsspanning te komen.	31
Figuur 48: Met alleen een weerstand naar VDD is er een verbetering.	31
Figuur 49: Bij inschakelen uitgang zijn we bijna op halve voedingsspanning, die hier 9V is..	32
Figuur 50: Meting met 19V voedingsspanning.....	32
Figuur 51: De post Filter Feedback schakeling in zijn geheel.	33
Figuur 52: Het boven aanzicht van de uitbreidingsprint.	34
Figuur 53: Onderaanzicht van de uitbreidingsprint.	34
Figuur 54: Zo ziet het geheel eruit van TPA3118 bordje met de uitbreidingsprint.....	35
Figuur 55: Aanzicht van de onderkant.	35
Figuur 56: Het kastje van de meet jig waarin het geheel geplaatst wordt.....	36
Figuur 57: Bordje geplaatst en draden aangesloten.	37
Figuur 58: De omgeving waar het allemaal tot stand gekomen is.	37