



30 Watt buisenversterker

met variabele dempingsfactor

DOOR JONATHAN MELISSANT

In deze buizenversterker wordt een heel oud en bijna vergeten principe van stal gehaald. Door stroom en spanningtegenkoppeling te combineren kan de dempingsfactor aan de uitgang van de versterker gewijzigd worden.

Hoge damping zoals bij transistorversterkers is nu ook met een buizenversterker realiseerbaar. Vooral bij de basweergave is dit belangrijk, omdat hiermee de weergave van uiterst strak tot week ingesteld kan worden.

■ Inleiding

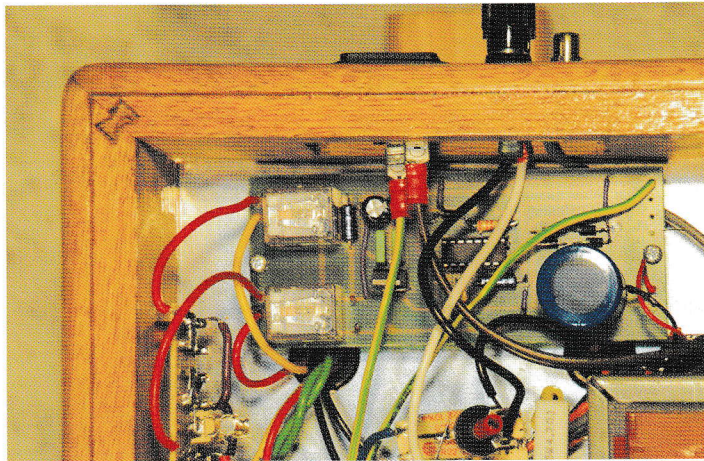
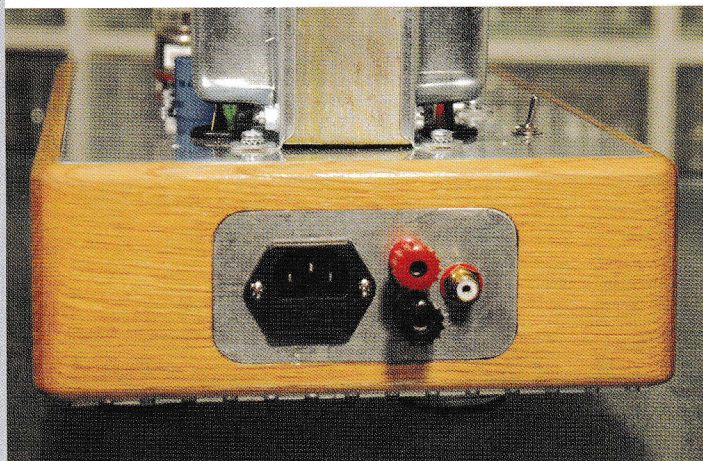
Iedere audio versterker heeft aan zijn luidsprekeruitgang een schijnbare weerstand zitten, die de uitgangsimpedantie Z_{uit} genoemd wordt. Bij transistorversterkers is deze Z_{uit} meestal heel klein, in de orde van 0,1 Ohm, of nog minder. Bij buizenversterkers is de situatie anders; waarden van 1 tot 10 Ohm zijn daar normaal.

Nu moet die uitgangsimpedantie in serie gedacht worden met de impedantie Z_L van de aangesloten luidspreker. De stromen naar en van de luidspreker lopen dus

door $(Z_{uit} + Z_L)$. De damping van de eigenbeweging van de luidspreker heeft rechtstreeks met deze totale impedantie te maken. Als de luidspreker naslingert, of eigen bewegingen wil uitvoeren, wordt in de luidspreker zelf een spanning opgewekt, die men de tegen-EMK noemt. Die spanning ontstaat doordat de spreekspoel beweegt in het magneetveld van de luidspreker. Dit is vergelijkbaar met de spanningsopwekking bij een fietsdynamo, waar de magneet beweegt ten opzichte van de spoel in de dynamo.

Nu is het in principe niet de bedoeling dat de luidspreker eigen bewegingen uitvoert; de luidspreker moet weergeven wat de versterker hem vertelt te doen. Dus moeten die eigenbewegingen gedempt worden. Dat gebeurt dan ook in de praktijk, want de stroom door de spreekspoel die de eigenbeweging dempt is gelijk aan de tegen-EMK gedeeld door $(Z_{uit} + Z_L)$. Als nu Z_{uit} een grote weerstand is, dan kan de dempstroom nooit groot worden, en slingert de luidspreker gemakkelijk na.

Men heeft de zogenaamde "dempingsfactor" DF als maat ingevoerd om de damping van die eigenbeweging in een getal uit te drukken. Er geldt: $DF = Z_L / Z_{uit}$. Meestal voegt men aan DF een subscript 4 of 8 toe, om aan te geven met welke luidspreker impedantie men rekent. Bijvoorbeeld: $DF_4 = 4 / Z_{uit}$; dus men beschouwt nu een



Aansluitingen achterkant

Print inschakel- vertraging

luidspreker met een impedantie van 4 Ohm. Neem als voorbeeld een transistorversterker met $DF_4 = 100$. Deze versterker heeft een Z_{uit} van $4 / 100 = 0,04$ Ohm. Neem een buizenversterker met $DF_4 = 2$; dan is $Z_{uit} = 4 / 2 = 2$ Ohm. Uit deze getallen wordt duidelijk dat Z_{uit} bij buizenversterkers groter is dan bij transistorversterkers. Hierdoor is het logisch dat buizenversterkers de eigenbeweging slechter dempen. In de volksmond heet het dat buizenversterkers "warmer" klinken. Wat men zo omschrijft is dat vooral de basweergave minder kort en afgebakend is dan bij transistorversterkers. Of dit mooier klinkt of niet staat op dit moment buiten de discussie.

■ Spanning tegenkoppeling

Er bestaan verschillende manieren om de DF van een versterker te wijzigen. De belangrijkste daarvan worden nu besproken.

De eerste methode is de toepassing van negatieve spanning tegenkoppeling. Daarbij wordt de uitgangsspanning van de versterker voor een deel teruggevoerd naar de ingang en aldaar vergeleken met de werkelijke ingangsspanning. Als er tussen die twee een verschil bestaat, dan wordt dit verschil omgekeerd in fase opnieuw door de versterker gevoerd, zodat deze zelf zijn eigen fouten gaat corrigeren. De totale versterking neemt hierdoor af; een deel daarvan wordt immers voor de correctie gebruikt. Op dezelfde manier neemt tegelijk ook de uitgangsimpedantie Z_{uit} af, waardoor de versterker een grotere dempingsfactor krijgt. Dit is de situatie die we bij de meeste transistorversterkers aantreffen en minder bij buizenversterkers, omdat bij de laatste nauwelijks wordt tegengekoppeld. In het schema van de hier besproken versterker zorgt R25 samen met R5 voor deze spanning tegenkoppeling.

■ Stroom tegenkoppeling

De tweede methode om de dempingsfactor te veranderen is dat men de "stroom" door de luidspreker gaat tegenkoppelen. In het hoofdschema van de versterker is zichtbaar dat aan de onderkant van de secundaire wikkeling van de uitgangstransformator een weerstand zit van $R23 = 0,22$ Ohm. Ook zit een de onderkant van de luidspreker een gelijke weerstand $R26 = 0,22$ Ohm. Met de instelpotentiometer P4 van 100 Ohm kan gekeken

worden naar de spanning over R23 of over R26 of daar ergens tussen in. De stroom door de luidspreker loopt in een gesloten kring vanaf de bovenkant van de secundaire door de luidspreker, vervolgens door R26 naar aarde, vanaf aarde door R23 weer terug naar de onderaansluiting van de secundaire. Door P4 loopt een verwaarloosbare stroom. De stroom door de luidspreker verschijnt nu als een spanning over R23 en een spanning over R26. Alleen de fase (het teken) van de spanning bij R23 is precies omgekeerd als bij R26. Staat de loper van P4 helemaal naar links, dan wordt de spanning over R23 gebruikt; naar rechts wordt de spanning over R26 gebruikt. Staat P4 precies in het midden, dan heffen de tegenfase spanningen van R23 en R26 elkaar op. Via de weerstand R24 wordt deze met de stroom evenredige spanning naar de ingang (naar R5) gevoerd. De versterker controleert vervolgens zelf of er vreemde eigenbeweging stromen aanwezig zijn en onderdrukt deze (P4 staat naar links) door zelf een tegenstroom op te wekken. Of hij kan die eigenbeweging stroom juist versterken (P4 staat naar rechts) en groter maken. Het eindeffect is dat bij P4 naar links de dempingsfactor toeneemt en zelfs oneindig groot wordt ($Z_{uit} = 0$ Ohm). Staat P4 naar rechts dan wordt de demping sterk verzwakt en wordt Z_{uit} juist groter; de dempingsfactor wordt klein. Door P4 te verdraaien kan de dempingsfactor van de versterker dus gewijzigd worden van oneindig groot tot nagenoeg niks. Zie 1) voor een meer uitleg. Daar wordt ook de wiskunde van deze bijna vergeten tegenkoppeling behandeld.

■ Audio schematuur

Direct achter de ingang zit de volumeregelaar P1. De gevoeligheid aldaar is voldoende om rechtstreeks een CD-speler aan te sluiten en te regelen. Heeft men bronnen met minder uitgangsspanning, dan is een extra voorversterking gewenst. Dat kan bijvoorbeeld met de tweede nu nog niet gebruikte helft van de 6SN7 dubbeltriode. Bij alle buizen in deze versterker zit voor de stuurroosters een 'grid stopper' weerstand van 1 kOhm, die ongewenste hoogfrequente oscillatie voorkomt. Bij de eerste buis wordt op de kathode, tussen R4 en R5 het tegenkoppelsignaal aangesloten. In de eerste buis vindt dus het vergelijk plaats tussen de ingangsspanning en de uitgangsspanning en de uitgangsstroom. Om dit vergelijk zo nauwkeurig mogelijk te laten zijn mag de

bandbreedte van deze trap niet beperkt worden en moet het werkgebied verre overtreffen. Daarom is de anodestroom door de eerste triode redelijk hoog en de bijbehorende anodeweerstand R3 redelijk laagohmig. Dan heeft de Miller capaciteit van de volgende buizen nauwelijks enige bandbreedte beperken de invloed.

De tweede buis is als long tailed (= gekoppelde kathodes met daaronder de stroombron R9) fasedraaier geschakeld. De anodewestanden R8 en R10 zijn iets verschillend om de beide buishelften van de ECC99 evenveel te laten versterken. De stroombron R9 is namelijk niet oneindig ohm, maar slechts 1k8 waardoor de balans in versterking bij de anodes gecorrigeerd moet worden.

Vervolgens gaat het versterkte signaal naar de eindbuizen. Deze krijgen op hun stuurroosters een instelbare negatieve voorspanning om de ruststroom in te stellen. Heel bijzonder zijn de weerstanden R14 en R17 die er voor zorg dragen dat, zelfs bij half defecte instelpotentimeters P2 en P3, de roosters gegarandeerd een negatieve voorspanning krijgen. Zo wordt slim voorkomen dat de eindbuizen zich kunnen opblazen. De ruststroom door de eindbuizen bedraagt 60 mA, die in rust te meten valt door een spanning van 600 mV over R13 en R18. De eindbuizen zijn ultra lineair aangesloten op de GIT80 uitgangstrafo; zie 2) voor gedetailleerde gegevens daarvan. De aansluitingen van deze trafo zijn hier zo gekozen dat de primaire impedantie $Z_{aa} = 4 \text{ k}\Omega$. Aan de secundaire zijde kunnen luidsprekers van 2 en 4 en 8 Ohm aangesloten worden. De waarden van de gecombineerde spanning en stroomtegenkoppeling is hier gedimensioneerd voor de 8 Ohm aansluiting. Herberekening daarvan, of een gewijzigde instelling van P4, is nodig als er 2 of 4 Ohm luidsprekers worden gebruikt; zie verderop.

De voeding

Daarover valt niet zoveel te vertellen; het is allemaal redelijk standaard. De voedingstrafo is de POW80; zie 2) voor nadere gegevens. Daarop zit nog extra een ongebruikte hoogspanningswikkeling die eventueel parallel gesteld kan worden aan de bovenste voor meer stroomleverantie, maar nodig is dat niet. De waarden van de gebruikte voedingsspanningen staan in het voedingsschema vermeld en behoeven ook nauwelijks verdere toelichting. De gloeidraads spanning is in verband

met minimale brom kunstmatig in het midden geaard door de twee weerstanden van 100 Ohm, maar enkelzijdige aarding werkt ook goed.

Berekenen van tegenkoppeling

In de rechter bovenhoek van de audio schematuur staan de meeste spanningen en stromen vermeld. Deze gegevens betreffen de rustinstelling, maar ze zeggen nagenoeg niks over de berekening van de bijzondere tegenkoppeling. Daarvoor zijn andere gegevens nodig en die volgen nu.

De open lus versterkingsfactor A_0 bedraagt 151 maal bij 1 kHz. Daarbij is aan de uitgang geen luidspreker aangesloten en zijn R24 en R25 nog niet aangesloten. Met een luidsprekerbelasting van 8 Ohm zakt de versterkingsfactor in elkaar tot $A_{0,load} = 56,6$ maal. Uit het verschil tussen A_0 en $A_{0,load}$ kan de uitgangsimpedantie van deze versterker berekend worden en deze bedraagt $Z_{uit} = 13,3 \text{ Ohm}$. In tegengekoppelde toestand is een versterkingsfactor gewenst van $A_{eff} = 15$ maal.

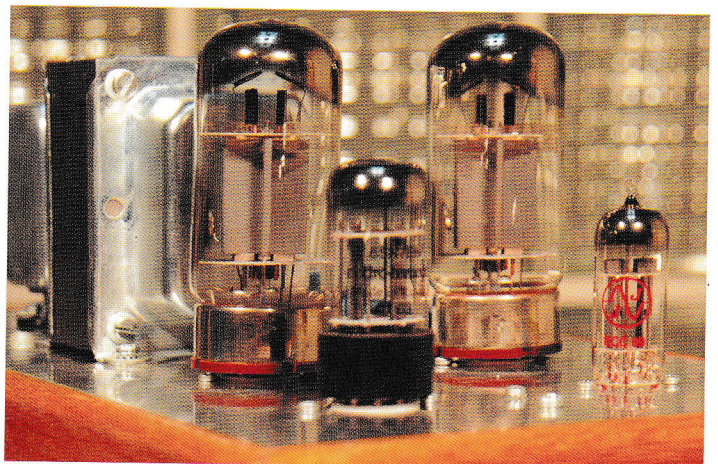
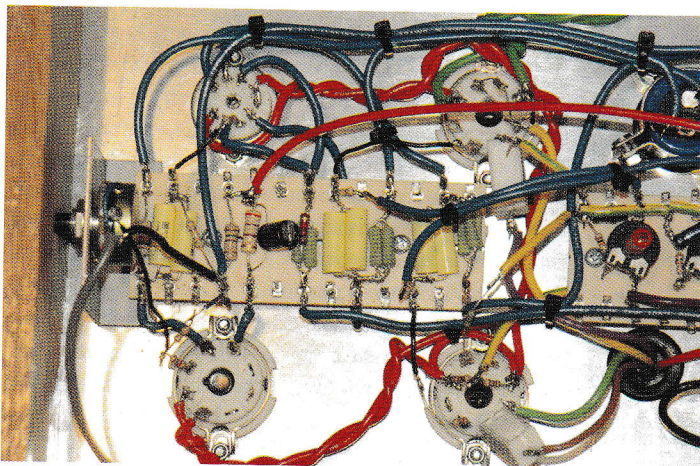
Met verwijzing naar de formules in hoofdstuk 5.3 van 1), kunnen nu de weerstanden R24 en R25 berekend worden ten opzichte van de kathodeweerstand R5 in de eerste versterkingstrap. Daarbij gaan we er van uit dat P4 helemaal naar links staat en de "stroom" door R23 leest. Dat levert op: $\beta_1 = 0,0600$ (formule 5.3.3); $\beta_2 = 0,407$ (formule 5.3.4 met teller gelijk aan nul). Met gebruik van $R5 = 150 \text{ Ohm}$ (dit is R1 in de formules) kunnen nu de tegenkoppelweerstand berekend worden. Dat levert op: $R25 = 1333 \text{ Ohm}$ (R2 in de formule 5.3.6) en $R24 = 196 \text{ Ohm}$ (R3 in de formule 5.3.7). Deze waarden zijn niet zo maar te koop, dus het beste is om ze met enige EI2 weerstanden in serie of parallel samen te stellen. Ook is het hier zinvol om rekening te houden met het feit dat Z_{uit} sterk afhangt van de ruststroom door de twee eindbuizen. Stelt men die hoger in (maximaal 110 mA), dan daalt Z_{uit} evenredig en krijgen R24 en R25 overeenkomstige andere waarden. In de start van de bouw is het daarom verstandig om R24 en R25 waarden te geven die ongeveer in de buurt liggen.

Wat gebeurt er als P4 helemaal naar rechts staat en de stroom door R26 leest? Dan wordt $\beta_2 = -0,406$ (het teken van β_2 wijzigt dus). Uit formule 5.3.4 volgt dan dat $Z_{uit} = 2,7 \text{ Ohm}$.

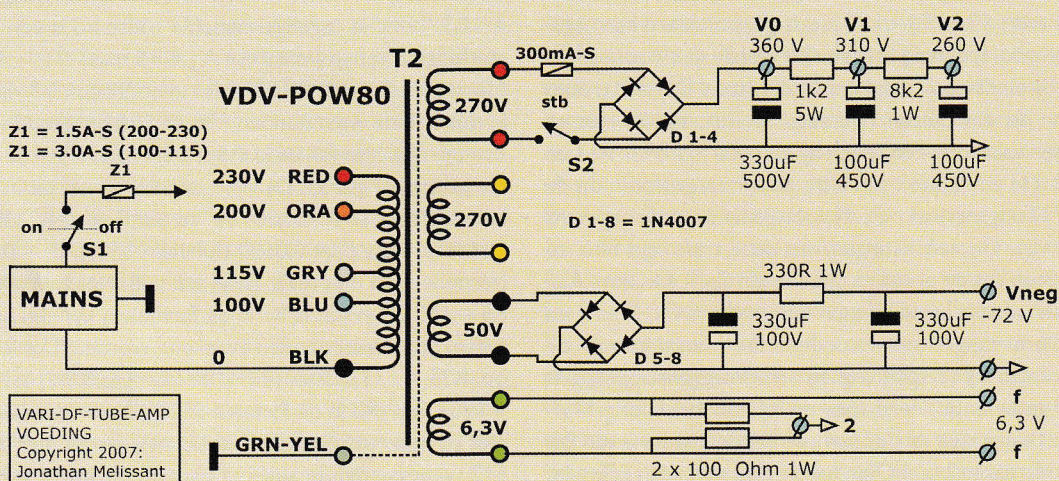
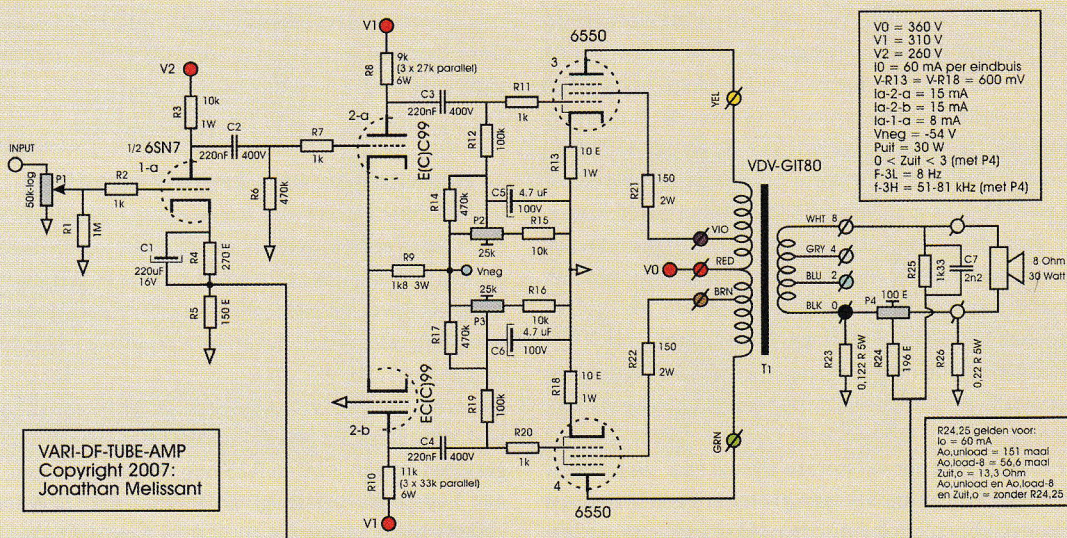
Met behulp van P4 kan de dempingsfactor dus geregeld worden van $DF_8 = 8/2,7 = 3$ tot oneindig. Waarlijk een

7

Buisbedrading onder
Buizen in volle glorie



figuur 2:
Schema van de voeding
van de versterker



Meetresultaten

De belangrijkste meetresultaten staan in het schema, voedingsspanningen en stromen zijn daar eveneens aangegeven. Het maximum continue vermogen is gemeten vlak voordat enige clipping begint. Het frequentiebereik is bepaald bij een uitgangsspanning van $8 V_{tt}$ in de luidsprekerbelasting van 8 Ohm. Dit is identiek aan een vermogen van 1 Watt, wat overeenkomt met het gemiddelde luistervermogen in een huiskamer bij een luidspreker met een rendement van 90 dB/W,m. Opmerkelijk is het ruime laagfrequente bereik, waarvan de -3 dB fre-

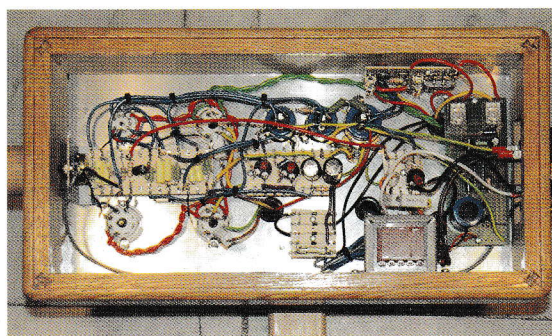
quantie op 8 Hz ligt, wat veroorzaakt wordt door de koppelcondensatoren C3,4 plus R12,17. Hier vormt de uitgangstrafo dus niet de begrenzing, want die heeft meer dan voldoende primaire zelfinductie ($L_{P,max} > 1000 \text{ H}$) om lage frequenties ongestoord weer te geven. In het hoog ligt f_{-3H} op 24 kHz als de versterker open lus werkt, dus zonder R24,25. Met deze weerstanden erbij wijzigt het frequentiebereik in het hoog. Als P4 naar links staat wordt $f_{-3H} = 54 \text{ kHz}$; staat P4 naar rechts dan is $f_{-3H} = 81 \text{ kHz}$.

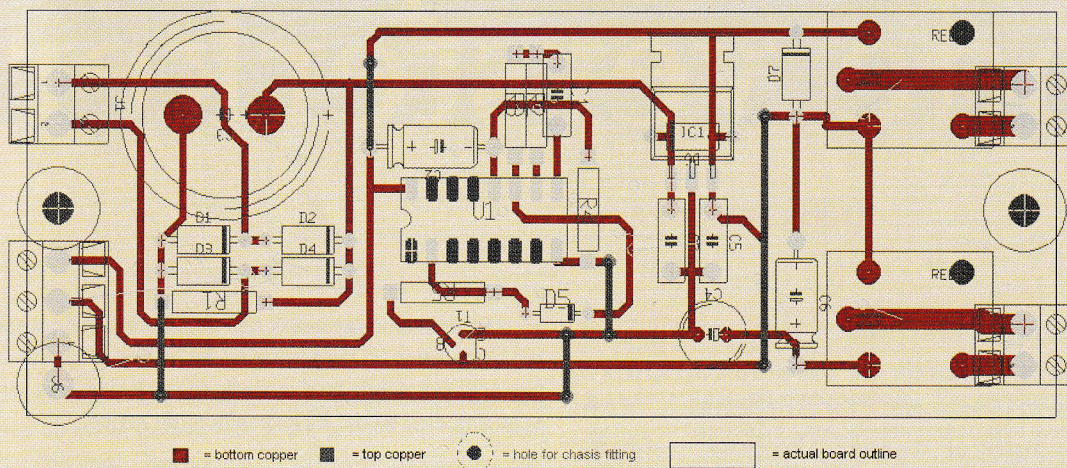
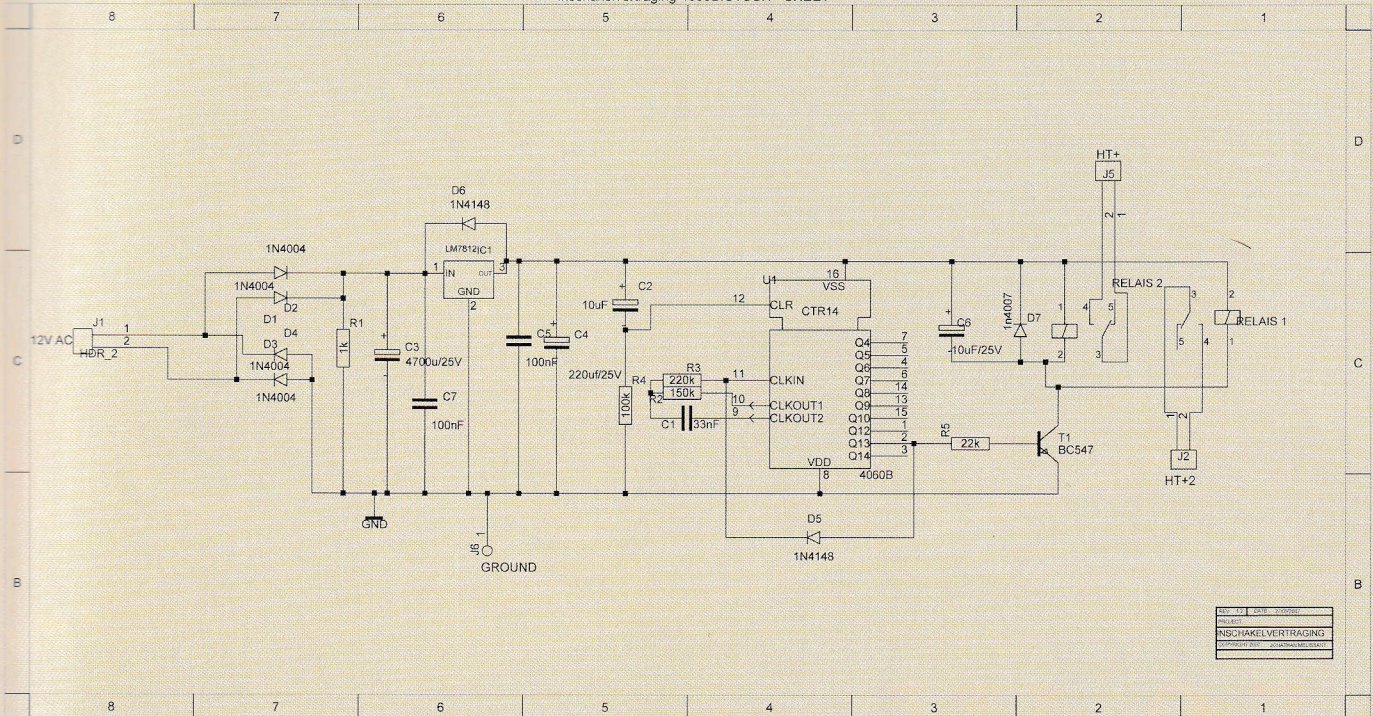
De brom en ruis restspanning aan de luidsprekeruitgang bedraagt slechts 3 mV_r en is dus verwaarloosbaar klein.

■ **Inschakelvertraging**

Aan de versterker is extra een inschakelvertraging toegevoegd die de hoogspanning na ongeveer 20 seconden via een relais op de plaats van S2 inschakelt. Daarbij wordt gebruik gemaakt van de HEF4060B 14-traps teller/deler en oscillator van Philips. Door slechts twee weerstanden en een condensator vallen de vertragingstijden soepel in te stellen. Deze gehele schakeling heeft een voedingsspanning van 12 V nodig, die hier door een extra kleine trafo wordt geleverd, want de POW80 heeft die wikkeling niet. Ook is hiervoor een print layout bedacht, die overigens niet in de handel is. Be-

Overzicht bedrading





figuur 3:
Schema van de 20
seconden inschakel-
vertraging

figuur 4:
Voorbeeld van een
print van de inschakel-
vertraging

schouw deze layout als een hulp voor eventueel eigen printontwerp.

■ Luisterindrukken

Het ontbreekt deze versterker aan niets: veel diepe details, grote open ruimte, stabiel rustig luisterbeeld, enzovoort. Wat nu interessant is zijn de gevolgen van draaien aan P4. Zoals al voorspeld werd, is de basweergave snel als P4 naar links staat, en klinkt de bas warm als P4 naar rechts staat. De typische warme buizenklank wordt dus ook in hoge mate bepaald door de lage dempingsfactor die de meeste buizenversterkers bezitten. Bij oneindige damping is na lang luisteren het geluidsbeeld wat korrelig. Dit is in het boek van Van der Veen al voorspeld en wordt daar gewijd aan deelresonanties in de speakerconus die nu niet meer optimaal gedempt worden maar reflecteren tegen de nu starre spreekspoel. Deze verklaring heb ik niet kunnen bewijzen, maar wel heb ik het aldaar beschreven verschijnsel kunnen

horen. Daarom heb ik P4 zelden helemaal links staan en vind ik de optimale balans ergens bij P4 driekwart naar links. Het is smaak en luidspreker afhankelijk, maar met P4 kun je prachtig op een aangename klankbalans afstellen. De ruimte en diepte en klankkleur wijzigen bij mijn speakers nauwelijks als P4 verdraait wordt. Wat ook goed hoorbaar is, is de toename van de detaillering in het geluidsbeeld als de ruststroom door de eindbuizen wordt verhoogd. Bij maximaal 110 mA per eindbuis (vlak bij $P_{a,max} = 40 \text{ W}$) is de rust en resolutie extra goed, maar de buizen leven dan niet zo lang. Ik ben met 60 mA per buis ook al helemaal tevreden.

Literatuur, Bronnen

- 1) Menno van der Veen: *High-End Buizenversterkers 2*; hoofdstuk 5.2 en volgt; Segment; ISBN 90-5381-204-0
- 2) www.mennovanderveen.nl sectie 'project' en sectie 'transformatoren'
- 3) voor vragen: jonathanmelissant@quicknet.nl