

Hoogspanningsversterker voor de elektrostatische luidsprekers van Frank Verwaal

High-voltage amplifier for Frank Verwaal's electrostatic loudspeakers

Versie 2, Marcel van de Gevel, 6 dagen na Sinterklaas (11 december) 2003

0N. Samenvatting

Dit is het ontwerpverslag van een versterker die ontworpen is om de elektrostatische zelfbouwluidsprekers van Frank Verwaal rechtstreeks aan te sturen. Het betreft een klasse-A-versterker met transistoren in de ingangstrap en een buizeneindtrap. Er is naar gestreefd om alle hoogspanningselektronica zo eenvoudig mogelijk te houden, dit om eindeloos geëxperimenteer met alle risico's van dien te voorkomen. Het verslag is geschreven in het Nederlands, maar de meeste hoofdstukken hebben een samenvatting in het Engels.

De in dit verslag beschreven schakelingen zijn levensgevaarlijk. De hoogspanningsvoeding en de versterker kunnen voldoende stroom leveren om een hart van slag te brengen, terwijl de spanning hoog genoeg is om de beschermende werking van de huidweerstand teniet te doen. Tot minuten na het uitschakelen komt er nog een gevaarlijke spanning uit de hoogspanningsvoeding en uit de versterker. Wie ze na wil bouwen, zij uiterst voorzichtig. Daarnaast worden sommige delen van de schakeling behoorlijk heet, dus wees ook voorzichtig met brandbare materialen.

Ik garandeer niet dat de schakelingen in dit verslag aan enige nationale of internationale norm voldoen, zoals, maar niet beperkt tot, de veiligheidsnormen voor elektriciteit, Röntgenstraling en brandveiligheid en de EMC-normen.

0E. Summary

This is the design report of an amplifier designed to drive Frank Verwaal's do-it-yourself electrostatic loudspeakers directly. It is a class A amplifier with transistors in the input stage and valves in the final stage. Attempts have been made to keep the high voltage electronics as simple as possible, in order to prevent an endless series of risky experiments. The report has been written in Dutch, but most chapters have a summary in English.

The circuits described in this report are lethally dangerous. The high voltage supply and amplifier can supply enough current to disrupt the proper functioning of a heart, while the voltage is high enough to overcome the protective effect of the skin resistance. Until several minutes after switch-off, a dangerous voltage comes out of the high voltage supply and out of the amplifier. Anyone who wants to build circuits like this should be extremely careful. Further, some parts of the circuit become quite hot, so be careful with inflammable materials.

I do not guarantee that the circuits in this report comply with any national or international standard, such as, but not limited to, the safety regulations for electricity, X-ray radiation and fire hazards and the EMC standards.

1. Inleiding

In de loop van 2001 besloot mijn collega Frank Verwaal dat hij zelf elektrostatische luidsprekers zou gaan bouwen. In een vraag van verstandsverbijstering heb ik aangeboden een bijpassende versterker te ontwerpen en één exemplaar te bouwen. Belofte maakt schuld, vandaar dit verslag.

Volgens de huidige inzichten worden Franks elektrostatische luidsprekers drieweg D'Appolitosystemen met scheidingsfilters van de eerste orde. Voor het hoog, midden en laag wordt hetzelfde membraan gebruikt, maar door middel van gesegmenteerde statoren wordt bereikt dat het hoog alleen door het middelste stuk van het membraan wordt uitgestraald. Voor het middengebiet wordt dan een wat groter stuk om de hoogluidspreker heen gebruikt, voor de bas de rest van de luidspreker.

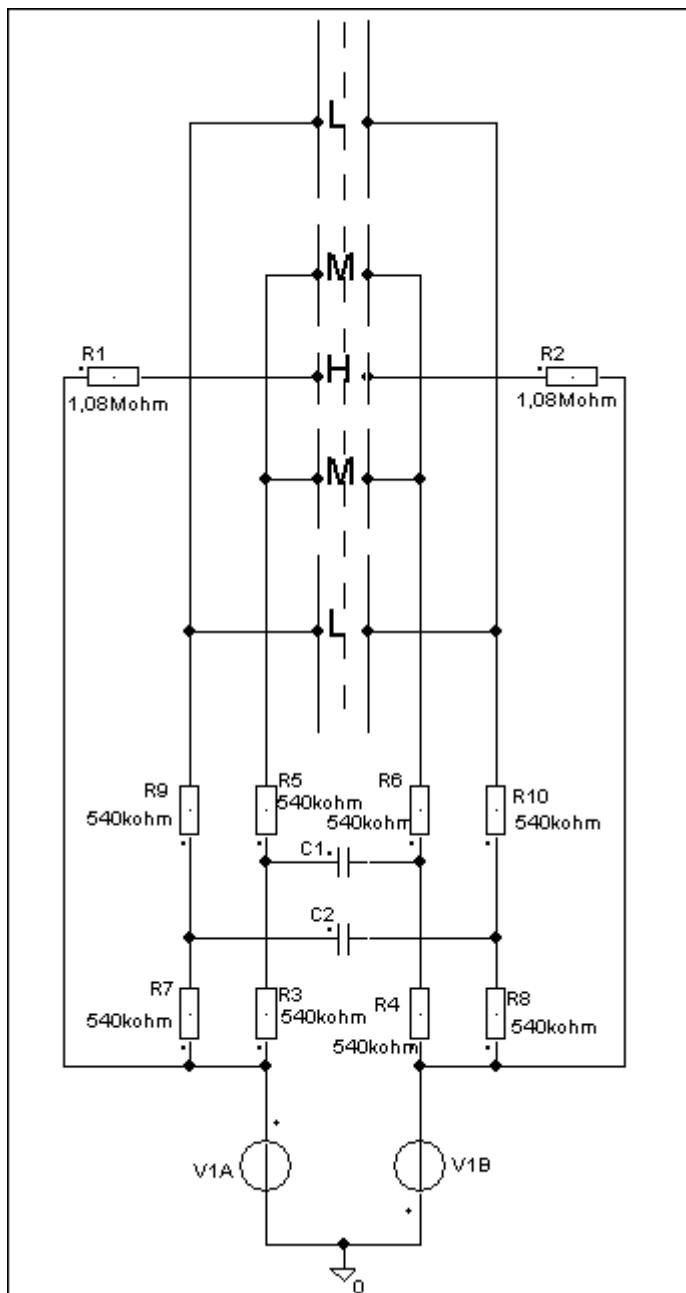
Het segmenteren van de statoren is nodig om de volgende redenen. Volgens de vergelijking van Peter Walker (zie [1], [2], [3]) is de geluidsdruk in het verre veld bij een vlakke elektrostaat met een verwaarloosbaar licht membraan met een verwaarloosbaar slappe ophanging rechtstreeks afhankelijk van de signaalstroom door de statoren. Om bij lage frequenties voldoende stroom door de statoren te krijgen, moet de capaciteit redelijk groot zijn. Daarom is een elektrostaat met een grote oppervlakte in het voordeel bij lage frequenties. Daarnaast zakt de overdracht snel in onder de membraanresonantiefrequentie, in dit gebied gaat de vergelijking van Walker niet meer op. Die frequentie neemt af als de elektrostaat groter wordt gemaakt.

Voor hoge frequenties zijn grote afmetingen echter niet handig. Enerzijds begint een grote elektrostaat bij hoge frequenties veel te sterk te bundelen, anderzijds ontstaan er op praktische luisterafstanden interferentieverschijnselen tussen het door verschillende delen van het membraan afgestraalde geluid. (In het verre veld treedt dit laatste probleem niet op, maar het verre veld begint dan pas op een afstand die ruim boven de grootste afmeting van de elektrostaat in het kwadraat gedeeld door de kleinste golflengte ligt, en dat kan in de honderden meters lopen.) Om dit te vermijden, mag bij hoge frequenties slechts een deel van het membraan worden aangestuurd.

Eerste-orde scheidingsfilters hebben als voordeel dat de (vector-)som van de uitgangssignalen van de diverse delen in principe geen amplitude- of fasefouten bevat. Een voorwaarde is dan wel dat de fasedraaiing van de luidsprekers nauwkeurig hetzelfde moet zijn van ver voor tot ver voorbij de overnamefrequenties. In de praktijk betekent dit dat de luidsprekers in hetzelfde vlak moeten staan en tot een octaaf of drie à vier voorbij de kantelpunten een vlakke of gelijke overdracht moeten hebben. Bij dynamische luidsprekers is dit onpraktisch, bij Franks gesegmenteerde elektrostaat hoeft het geen probleem te zijn.

Verder levert het faseverschil tussen de uitgangssignalen van de hoog- en laagdoorlaatsecties een gekantelde hoofdlob op rond de overnamefrequentie als de middentoner zich uitsluitend of boven, of onder, of links naast, of rechts naast de hoogluidspreker bevindt. Hetzelfde geldt voor de basluidspreker en de middentoner [4], [5]. Het probleem van de gekantelde hoofdlob valt echter te verhelpen door er een D'Appolitoconfiguratie van te maken, waarbij de middentoner in een aantal delen gesplitst wordt die symmetrisch om de hoogluidspreker staan, en de basluidsprekers op dezelfde wijze om de middentoners heen staan. Zoals gezegd zijn Franks hoog-, midden- en bassegmenten in een dergelijk patroon opgesteld.

Een vereenvoudigd schema van het door Frank gebruikte scheidingsfilter, althans een voorlopig ontwerp ervan, staat in Figuur 1 [3]. De condensatoren C_1 en C_2 voorkomen respectievelijk dat het hoog bij het middensegment komt en dat het midden en het hoog bij het bassegment komt. De overige kantelpunten worden bepaald door de weerstanden in samenwerking met de capaciteiten van de statorsegmenten.



Figuur 1 Franks scheidsfilter. V1A en V1B stellen de uitgang van de versterker voor, L, M en H zijn de statorsegmenten voor het laag, midden en hoog. *Frank's cross-over filter. V1A and V1B represent the amplifier output, L, M and H are the stator segments for low-, medium- and high-frequency sound.*

Bij zeer lage frequenties wordt de stroom door de segmenten bepaald door de impedantie van de segmenten, die bij benadering capacitief is. De stroom neemt dus met 20dB/decade toe, evenals de geluidsdruk in het verre veld. Rond 40Hz is de reactantie van het bassegment gelijk aan zijn voorschakelweerstand. De stroom door het bassegment wordt hier dus frequentieonafhankelijk. De stroom door de overige segmenten is vele malen lager vanwege hun veel grotere reactantie. Dit levert vanaf 40Hz een vlakke geluidsdruk in het verre veld op, waarbij het geluid door het bassegment wordt uitgestraald.

Bij het eerste kantelpunt neemt de stroom door het bassegment af door de invloed van C_2 , maar bereikt de stroom door het middensegment net de maximale waarde, die gelijk is aan de stroom die bij

bassen door het bassegment loopt. Uiteindelijk blijft de overdracht in het verre veld daardoor gelijk, alleen wordt het geluid vanaf het eerste kantelpunt door het veel kleinere middensegment afgestraald.

Bij het tweede kantelpunt wordt het uitstralen van het geluid op dezelfde wijze door het hoogsegment overgenomen van het middensegment.

Al met al is de vectorsom van de stromen door de membraansegmenten constant vanaf 40Hz, daaronder daalt die met 20dB/decade. Daarmee gedraagt de luidspreker zich dus als een eerste-orde elektroakoestisch hoogdoorlaatfilter op 40Hz, althans volgens de vergelijking van Walker, die alleen in het verre veld bij verwaarloosbare membraanmassa, volledig geluiddoorlatende statoren en een oneindig slappe ophanging geldt. In de praktijk betekent dit dat er in het laagste laag en hoogste hoog nog afwijkingen optreden.

In het laagste laag treden er afwijkingen op door de membraanresonantie en als de luisterafstand eindig is door het nabijheidseffect. De membraanresonantie levert een extra tweede-orde hoogdoorlaateffect op. Op het moment waarop het ontwerp van de versterker begon, was Frank nog niet zo ver dat hij de frequentie en kwaliteitsfactor van deze resonantie kon voorspellen. Daarom heb ik besloten om vooralsnog geen correctie voor dit effect in de versterker in te bouwen. Het was Franks probleem om ervoor te zorgen dat de frequentie laag genoeg is en dat de kwaliteitsfactor ergens in de buurt van $0,5\sqrt{2}$ komt te liggen. Mocht dat niet lukken, dan is het mogelijk om de instellus aan te passen of een correctiefilter toe te voegen, zie bijlage B, paragraaf B.2.

Het nabijheidseffect levert een toename van 20dB/decade vergeleken met het verre veld op onder de frequentie waarbij de afstand van de luisteraar tot de luidspreker met 1 radiaal van de weergegeven golf overeenkomt. Dat komt neer op 16Hz bij een luisterafstand van ongeveer 3,38m.

In het hoogste hoog ontstaan er afwijkingen door de membraanmassa en door het niet volledig geluiddoorlatend zijn van de statoren. Het tweede effect kon Frank niet voorspellen en er is derhalve niet voor gecorrigeerd noch verbeterd in de versterker. Het eerste effect zou bij 6µm dik Mylar membraan een eerste-orde daling in de overdracht vanaf ongeveer 17kHz moeten opleveren. Hier corrigeert de versterker wel voor.

Zoals al eerder gemeld, ontstaan er bij eindige luisterafstanden daarenboven nog afwijkingen door interferentie tussen het door verschillende delen van het membraan afgestraalde geluid. Dit effect heeft Frank aangepakt door met zijn scheidingsfilter en zijn gesegmenteerde statoren het afstralende deel van het membraan bij hogere frequenties kleiner te maken. Anders zou het bij praktische luisterafstanden al vanaf het middengebied problemen hebben opgeleverd.

Al met al is er bij het ontwerp van de versterker vanuit gegaan dat de spanning-geluidsdrukoverdracht van de luidspreker in het verre veld een combinatie is van een eerste-orde hoogdoorlaat op 40Hz en een eerste-orde laagdoorlaat ergens rond 17kHz. Bij eindige luisterafstanden houdt de overdracht onder 40Hz op met dalen bij de frequentie waarbij er 1 radiaal van de golf tussen de luidspreker en de luisteraar past. Dat is bij 16Hz bij een luisterafstand van ongeveer 3,38m. De afwijkingen veroorzaakt door membraanresonantie en het niet perfect geluiddoorlatend zijn van de statoren zijn niet in beschouwing genomen bij het ontwerpen van de versterker.

Een fijne bijkomstigheid van het door Frank gekozen systeem is dat de impedantie die de versterker aan moet sturen bij hoge frequenties niet naar nul zakt, maar blijft hangen op 432kΩ. Dat is voor de versterker veel prettiger dan een ontwerp waarbij een frequentieonafhankelijke spanning op de statoren wordt opgedrukt. Overigens kan een elektrostaat waarbij een frequentieonafhankelijke spanning op de statoren wordt opgedrukt volgens de vergelijking van Walker ook nooit een vlakke overdracht in het verre veld hebben. Deze manier van aansturen is eigenlijk alleen geschikt voor beluistering in het nabije veld, zoals in hoofdtelefoons [3].

Summary

The amplifier was designed for Frank Verwaal's do-it-yourself electrostatic loudspeakers. These are three way D'Appollito systems, using a single diaphragm and segmented stators. This set-up restricts the area transmitting high frequency sounds, which minimises interference effects between various parts of the diaphragm and reduces beaming.

Frank's cross-over filter [3], a simplified schematic of which is shown in Figuur 1, keeps the vector sum of the stator currents constant for all frequencies above 40Hz. In theory, according to Peter Walker's equation [1], [2], [3], this results in a flat far-field response from 40Hz onwards, provided that the diaphragm has negligible mass, that the stators are perfectly acoustically transparent and that the mechanical diaphragm compliance is infinite. The influence of the finite diaphragm mass, resulting in a first-order roll-off above about 17kHz for a 6 μ m thick Mylar diaphragm, is corrected in the amplifier. The influences of the stators and of the diaphragm resonance are not corrected.

Besides, at a practical listening distance of 3.38m, the first-order roll-off below 40Hz stops around 16Hz due to the proximity effect.

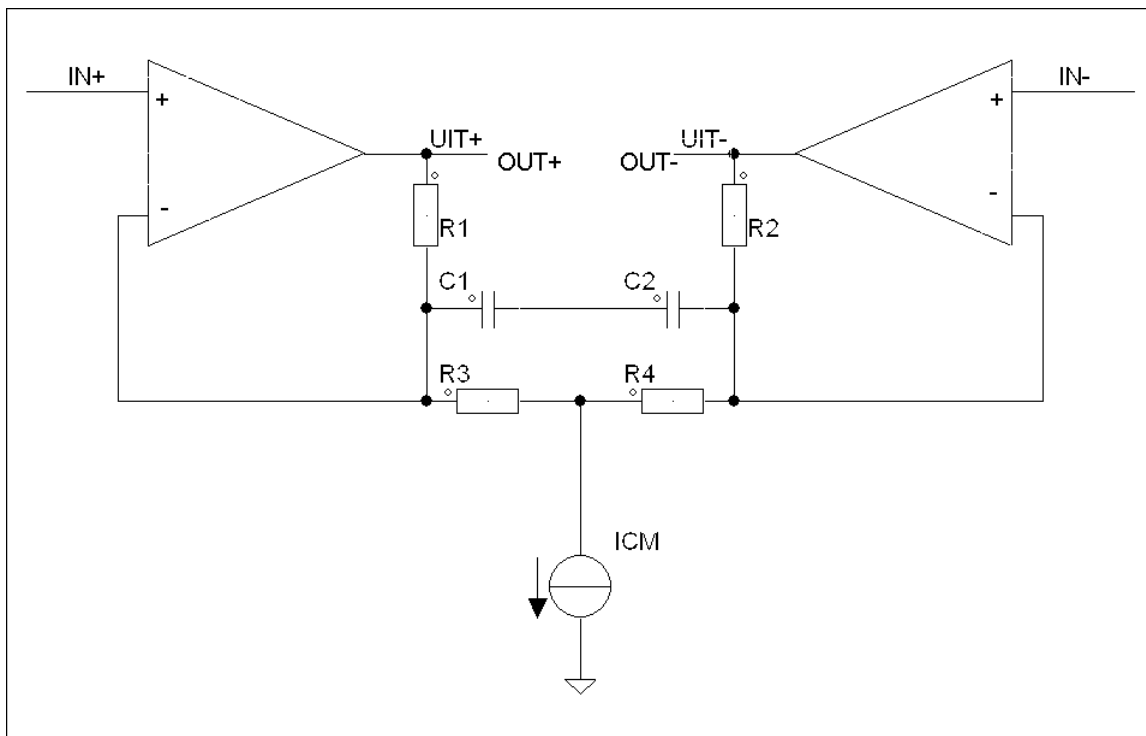
The input impedance of Frank's cross-over filter becomes 432k Ω at high frequencies. For the amplifier, this is much easier to drive than an electrostatic loudspeaker where the stators are directly driven with a frequency-independent voltage. In any case, voltage drive is only suitable for near field listening, as in electrostatic headphones [3].

2. Versterkerconfiguratie

2.1. Basisconfiguratie

In de hoop een redelijk lage vervorming te bereiken, is er gekozen voor een tegengekoppelde versterker. Door een misverstand uit 1966 hebben tegengekoppelde versterkers ten onrechte de naam gekregen altijd veel TIM te veroorzaken. Feitelijk hebben tegengekoppelde versterkers doorschot in het foutsignaal (het verschil tussen het ingangssignaal en het teruggekoppelde signaal) als het ingangssignaal snel verandert. Zolang de trappen voor de dominante pool of voor de voornaamste polen zo ontworpen zijn dat ze het doorschot aankunnen zonder noemenswaardig te vervormen, is er niets aan de hand. Zie [6], [7] en [8] voor meer informatie. [7] is het artikel dat het misverstand destijds de wereld in bracht.

De in dit verslag beschreven versterker kan in de problemen komen bij buitensporig steile ingangssignalen, hoewel dit bij praktische geluidssignalen niet snel zal gebeuren. Een indicatielichtje waarschuwt de gebruiker als de versterker de steilheid van het ingangssignaal niet aan kan (hellingsoversturing, slewing, harde TIM, harde SID) of gewoon overstuurd wordt. De gebruiker kan dan het geluidsniveau terugdraaien tot het lichtje weer uitgaat.



Figuur 2 Symmetrische spanningsversterker. De rechthoekige blokken zijn geen operationele versterkers maar discrete versterkers met buizen en transistoren. De stroombron I_{CM} bepaalt met R_1 en R_2 de common-modespanning op de uitgang. C_1 en C_2 zorgen voor de zwaar-membraancorrectie. *Symmetrical voltage amplifier. The triangular blocks are no op-amps, but discrete amplifiers made of valves and transistors. The current source I_{CM} and R_1 and R_2 set the common-mode voltage at the output. C_1 and C_2 take care of the heavy diaphragm correction.*

Hoewel het uiteindelijk de som van de *stromen* door de statoren is die onafhankelijk van de frequentie moet zijn (tussen 40Hz en 17kHz), dient de versterker een laagimpedante spanningsuitgang te hebben. De spanning-stroomomzetting vindt namelijk plaats in Franks scheidingsfilter. Vanwege de symmetrische structuur van de luidspreker is er gekozen voor een symmetrische spanningsversterker, zie het vereenvoudigde schema in Figuur 2.

De schakeling in Figuur 2 heeft voor differentiële signalen een veel grotere versterking dan voor common-modesignalen. Daarnaast heeft een symmetrische elektrostaat met een hoogohmig membraan zelf ook een aardige common-modeonderdrukking. Vandaar dat de versterker probleemloos vanuit een ongebalanceerde bron kan worden aangestuurd. De negatieve ingang moet dan eenvoudigweg aan massa gelegd worden.

2.2. De uitgangstrap

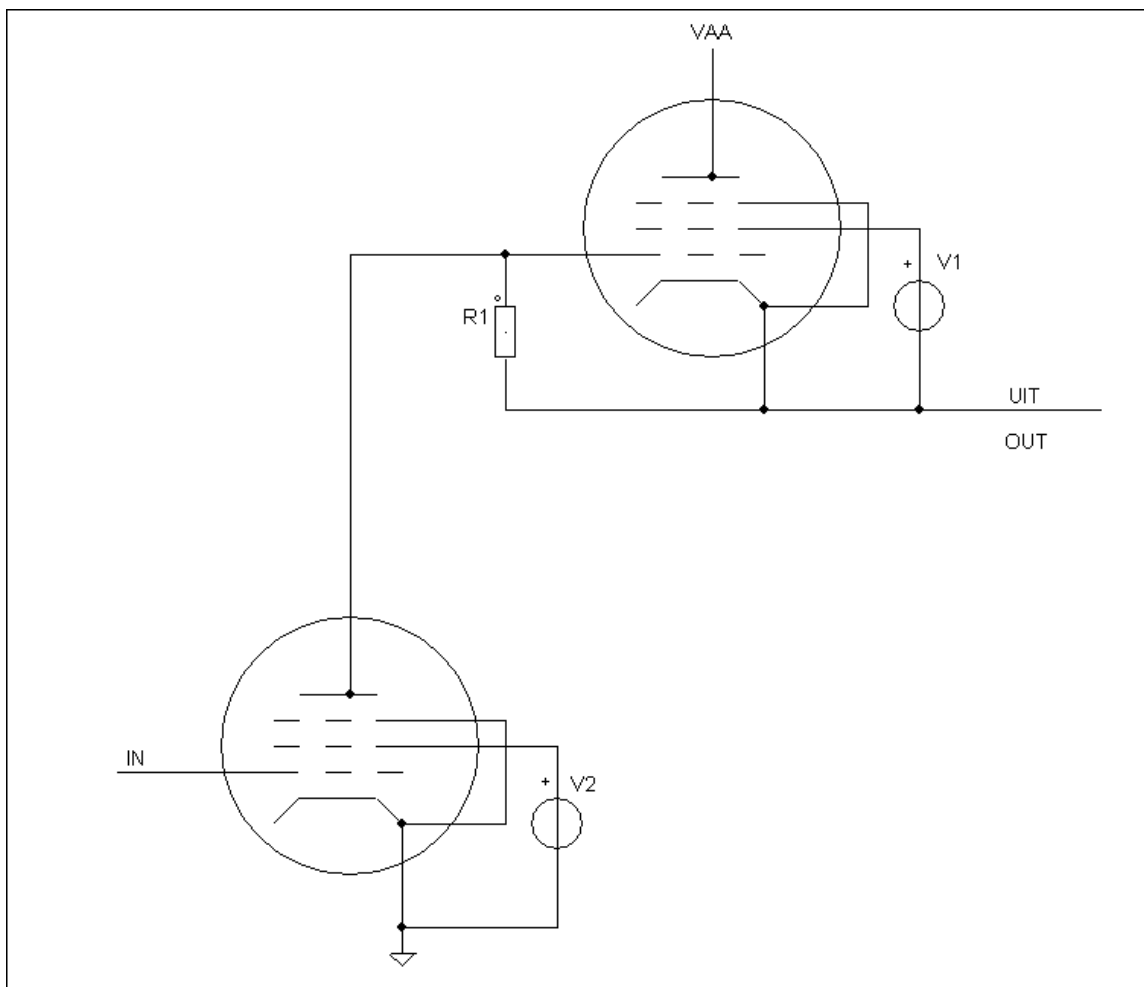
De uitgangstrap moet hoge spanningen kunnen leveren, in de orde van enkele kilovolten. Men kan dan kiezen voor een versterkend onderdeel (transistor, buis, MOSFET) dat de spanning in z'n eentje aankan, of voor een hele stapel boven elkaar die de spanning onderling verdelen. Het tweede is uiteraard ingewikkelder, vooral omdat het verdelen van de spanning ook goed moet gaan tijdens snelle veranderingen van de uitgangsspanning, bij aanschakelen, bij uitschakelen en bij oversturing. Vermoedelijk wordt het hoogfrequentgedrag er ook niet eenvoudiger op met zo'n stapel transistoren, MOSFET's of buizen in de uitgangstrap.

Vanwege de eenvoud heb ik gekozen voor de eerste oplossing. De eindtrap bevat een lijnpenthode/-straaltetrode van het type PL519, dat vroeger veel in televisies werd gebruikt. Deze buis kan

piekspanningen van 8kV aan, terwijl de transistoren die tegenwoordig meestal in lijneindtrappen gebruikt worden niet veel verder dan 1200V ofzo komen en bovendien zeer langzaam zijn. Hoogspannings-MOSFET's voor schakelende voedingen en dergelijke komen meestal ook niet veel verder dan een volt of 800 tot 1200.

Het is duidelijk dat de uitgangstrap bij voorkeur een flinke spanningsversterking moet hebben, anders moeten de trappen ervoor ook hoge spanningen verwerken. Daarom kon er gekozen worden voor een gemeenschappelijke-kathodetrapp of een gemeenschappelijk-roostertrap. Ik heb gekozen voor het eerste, omdat dat tevens stroomversterking oplevert.

Het zou voor het vermogensgebruik prettig zijn als de uitgangstrap (enigszins) in klasse AB zou werken. Dit zou mogelijk zijn door een SRPP-trap of een variant daarop te maken, zie Figuur 3. De bovenste buis, die als een soort kathodevolger werkt, wordt door de onderste aangestuurd, zodanig dat de bovenste minder stroom gaat leveren als de onderste buis meer stroom trekt. Alleen de eindbuizen hoeven hoge spanningen aan te kunnen.



Figuur 3. SRPP-trap (niet gebruikt in de versterker). *SRPP stage (not used in the amplifier).*

Helaas zou deze constructie problemen met de gloeidraad van de bovenste buis kunnen opleveren. Zijn gloeidraad-kathodespanning loopt namelijk in de signaalpieken op tot duizenden volts als de gloeidraad in de buurt van 0V wordt gehouden. Eventueel zou men de bovenste buis een eigen gloeistroomtrafo kunnen geven, die dan aan de uitgang gekoppeld wordt. Dan moet die trafo uiteraard wel erg goed geïsoleerd zijn, wat misschien eenvoudig bereikt kan worden door twee trafo's voor dubbelgeïsoleerde apparatuur (getest

met 3kV effectief sinus, 4242V piek) achter elkaar te zetten. De eerste, die een 1:1-verhouding kan hebben, dient dan voor de voorgeschreven isolatie van het lichtnet, de tweede voor de isolatie tussen de gloeidraad van de bovenste buis en het laagspanningsdeel van de schakeling.

Je houdt dan wel het probleem dat de parasitaire capaciteit van de gloeistroomtrafo de uitgang rechtstreeks belast. Vandaar dat ik voor een simpele klasse A-trap met weerstanden voor het instellen van de anode gekozen heb.

2.3. De ingangstrap

Dankzij de keuze voor een eindtrap met een flinke spanningsversterking, hoeft de ingangstrap geen buitensporig hoge spanningen te leveren. Vandaar dat gewone, kleine bipolaire transistoren hier heel goed bruikbaar zijn.

Om een eenvoudige, ongestabiliseerde hoogspanningsvoeding te kunnen gebruiken, is het belangrijk dat laagfrequente rimpelstromen door de eindbuizen weinig rimpelspanning op de uitgang veroorzaken. Daarom is ervoor gekozen de lusversterking bij lage frequenties flink hoog te maken. Vandaar dat de eerste trap een gecascadeerd verschilpaar met een gecascadeerde stroombron eronder geworden is.

2.4. De hoogspanningsvoeding

De simpelste manier om met alledaagse onderdelen een bruikbare hoogspanningsvoeding te maken, is door een 1:1-nettrafo ("scheidingstrafo") met een hoogspanningscascade erachter te gebruiken. In de cascade kunnen dan elco's gebruikt worden die gewoonlijk voor primair geschakelde voedingen worden gebruikt.

Een probleem met hoogspanningscascades is dat de inwendige weerstand (voor gelijkstroom) snel stijgt als het aantal secties toeneemt. Door simulatie heb ik vastgesteld dat dit bij benadering met de 2,83ste macht van het aantal secties gaat; waarschijnlijk moet dit op theoretische gronden $2\sqrt{2}$, 3 of π zijn, maar ik heb niet de moeite genomen dat uit te zoeken. De onbelaste spanning (Théveninspanning, EMK) neemt slechts ongeveer evenredig met het aantal secties toe.

Dat betekent dat er voor een gegeven waarde van de condensatoren een optimaal aantal secties moet bestaan, waarboven de belaste spanning weer daalt omdat de spanningsval over de inwendige weerstand sneller stijgt dan de onbelaste spanning. In bijlage A wordt hier in detail op ingegaan.

De uiteindelijk gekozen hoogspanningscascade heeft tien secties en levert een belaste spanning van ongeveer 2660V af (gemiddeld, 2608V in de dalen). De haalbare piekspanning op de ingang van het scheidingsfilter van de luidspreker bedraagt hiermee ongeveer 2kV. Volgens de berekeningen in bijlage A is dit ongeveer 1dB minder dan maximaal haalbaar is met de in de cascade gebruikte condensatoren van 220 μ F, 450V, aangenomen dat men om de kosten enigszins binnen de perken te houden geen condensatoren parallel wil zetten. Voor die laatste decibel zou het aantal secties moeten worden uitgebreid van 10 tot ergens tussen 14 en 17, wat de kosten en het vermogensgebruik aanzienlijk zou verhogen.

2.5. Subsoonfilter en correctiefilters

Om de offset op de uitgang beperkt te houden, is de versterker voorzien van een instellus die gelijkspanning op de uitgang wegregelt. Deze instellus filtert tevens eventuele subsone signalen weg en voorkomt daarmee onnodige intermodulatievervalsing en vermindert de kans dat het membraan aan een stator gaat kleven. De instellus is zo ontworpen dat deze samen met de luidspreker een tweede-orde Butterworth-hoogdoorlaatkarakteristiek oplevert, althans zolang de invloed van de membraanresonantie verwaarloosbaar is. Het filter is omschakelbaar tussen drie standen:

1. Tweede orde Butterworth, 40Hz, verre veld

2. Tweede orde Butterworth, 16Hz, verre veld
3. Tweede orde Butterworth, 16Hz, 3,38m luisterafstand.

Een tweede-orde Butterworthfilter heeft een aanzienlijk vlakkere overdracht in de doorlaatband dan een filter van de eerste orde, terwijl tegelijkertijd de staprespons er nog behoorlijk uitziet. In stand 2 en stand 3 wordt de diepe bas tussen 16Hz en 40Hz opgehaald om te compenseren voor het afvallen van de luidspreker.

Zoals gezegd is dit alles bedacht voordat duidelijk werd waar de membraanresonantie precies zou liggen. Later is gebleken dat de membraanresonantie hoger uitpakt dan de bedoeling was, zodat bassen tot 16Hz er nooit met goed fatsoen uit zullen komen. Zie bijlage B, paragraaf B.2 voor mogelijkheden om de instelling zo aan te passen dat er met een relatief sterke membraanresonantie toch een redelijk vlakke overdracht ontstaat.

Zoals eerder is opgemerkt, is de versterker verder voorzien van een zwaar-membraancorrectiefilter. Dit bestaat uit C_1 en C_2 in Figuur 2, die ervoor zorgen dat de overdracht boven ongeveer 17kHz met een eerste-ordehelling toeneemt. Dit is ongeveer juist voor Mylarmembraan van 6 μ m dik.

2.6. Summary

The amplifier is a symmetrical negative-feedback voltage amplifier, see Figuur 2. Because its differential-mode transfer is much greater than its common-mode transfer and because symmetric electrostatic loudspeakers with a high resistance diaphragm also have common-mode rejection, the amplifier can be driven from a single-ended source if desired. In this case, the negative input has to be grounded.

For simplicity, I didn't want to stack output devices. I therefore chose a PL519 pentode/beam tetrode valve as the output device. This valve can single-handedly handle 8kV peak voltages, while most common modern high voltage bipolar transistors and MOSFET's can only handle 800V...1200V.

The output stage is a simple common-cathode stage with resistive anode biasing. Using an SRPP stage, see Figuur 3, has been considered as an alternative. An SRPP stage has the advantages that it could work in push-pull and (to some extent) in class AB, but it could lead to problems because of the high voltages at the cathodes of the upper valves. To prevent cathode-heater breakthrough, it would have been necessary to use separate heater transformers with the secondaries coupled to the amplifier outputs. The required isolation could have been obtained with two double-isolated transformers in cascade, but then the parasitic capacitance of the separate heater transformers would still add an unknown capacitive load to the amplifier output.

The input stage is a simple cascoded bipolar differential stage. Cascoding increases the low-frequency loop gain, which helps to reject ripple from the high voltage supply.

The high voltage supply is a simple cascade structure made with commonly available 220 μ F, 450V electrolytic capacitors and a 1:1 (230V to 230V) mains transformer. For a given value of the capacitance per section, the internal DC resistance increases faster with an increasing number of sections than the unloaded voltage. That is why there is an optimum number of sections at which the loaded voltage is maximal, see appendix A. In order to save money and power, the actual number of sections used is below optimal, the difference in maximum SPL being about 1dB.

The amplifier has a DC servo loop which reduces the DC offset at the output and which filters subsonic signals, preventing them from causing unnecessary intermodulation distortion in the loudspeaker, and preventing them from making the diaphragm stick to a stator. Neglecting the influence of the diaphragm resonance and of baffling effects due to the frame in which the loudspeaker is mounted [2], the DC servo loop and the loudspeaker together theoretically have a second-order Butterworth high-pass response. The loop can be switched between three modes:

1. Second-order Butterworth, 40Hz, far field
2. Second-order Butterworth, 16Hz, far field
3. Second-order Butterworth, 16Hz, 3.38m listening distance

In modes 2 and 3, the bass between 16Hz and 40Hz is lifted to extend the bass response of the loudspeaker from 40Hz to 16Hz.

Long after the DC bias loop was designed, it became clear that the diaphragm resonance will have a substantial influence on the low-frequency response. See appendix B, section B.2, for a discussion on how the bias loop can be modified to obtain a reasonably flat over-all response with a relatively high- Q diaphragm resonance.

The amplifier further has a heavy-diaphragm correction which is approximately correct for 6 μ m thick Mylar membranes. Capacitors C_1 en C_2 which are more or less in parallel with R_3 and R_4 in Figuur 2 lift the treble with a first-order slope above approximately 17kHz, compensating for treble loss due to diaphragm mass.

3. De volledige schakeling

3.1. Beschrijving

Het schema van de volledige schakeling staat in de bestanden AMP.pdf en AmpSUPP.pdf. Naast de in het vorige hoofdstuk beschreven delen bevat de schakeling een tijdschakelaar die de hoogspanning pas na ongeveer 40s aanschakelt en een oversturingsindicatieschakeling die de gebruiker waarschuwt door een rood lichtje te laten branden als de versterker gewoon overstuurd of hellingsoverstuurd wordt. Het omschakelen tussen de verschillende standen van de instellus / bascorrectie gebeurt met rietrelais. Vergeleken met gewone schakelaars heeft het gebruik van rietrelais het voordeel dat de signaalbedrading kort gehouden kan worden, wat lagere bedradingscapaciteiten en –zelfinducties en minder parasitaire koppeling met andere draden oplevert, en dat rietrelais zeer betrouwbaar contact maken. Voor het omschakelen van de spoelen van de relais kan een goede schakelaar met zilvercontacten gebruikt worden; aangezien de stromen niet extreem laag zijn, zijn goudcontacten niet nodig.

Na wat berekeningen en wat simulaties met LINDA (Linear Dynamic Circuit Analyzer, DOS-versie, een computerprogramma van Catena Microelectronics BV te Delft) is voor de frequentiecompensatie de volgende strategie gekozen:

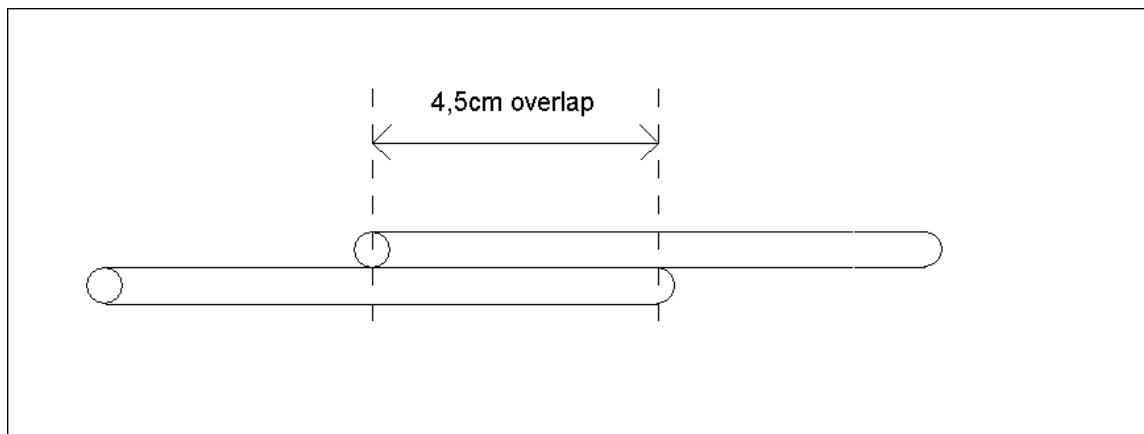
- A. De anode-stuurroostercapaciteit, nominaal 2,5pF, van de PL509 of PL519 vormt een soort Millercondensator en zorgt ervoor dat de uitgangstrap een integrerende stroom-spanningoverdracht krijgt,
- B. De condensatoren van de zwaar-membraancorrectie leveren een tweede pool op,
- C. Condensatorpjes over de terugkoppelweerstand leverden een nulpunt op dat als het goed gekozen wordt de gesloten-luspolen in goed gedempte posities, bijvoorbeeld Butterworthposities, kan brengen,
- D. De weerstanden in serie met de uitgangen voorkomen dat de (moeilijk voorspelbare) capaciteiten van de draden naar Franks scheidingsfilter de stabiliteit verzieken,
- E. Voor de common-modestabiliteit moest nog een RC-netwerk worden toegevoegd van het middenpunt tussen de zwaar-membraancorrectiecondensatoren en massa. Dit verslechtert de common-modeonderdrukking boven een bepaalde (audio-)frequentie. Dat maakt weinig uit, want de elektrostaat zelf is alleen gevoelig voor zeer laagfrequente common-modesignalen. Alleen die kunnen namelijk de lading op het slecht geleidende membraan moduleren.

In Linda zag dit er wel goed uit, maar in werkelijkheid stond de versterker met deze compensatie op het randje van instabiliteit. Common-mode ging het nog wel, maar differentieel zag de staprespons er niet uit en was het aansluiten van een universeelmeter voldoende om oscillaties te veroorzaken. Vermoedelijk was het gedrag van de eindbuis ingewikkelder dan het simpele model dat ik in Linda had ingevoerd (bestuurde stroombron van 5mA met 37pF tussen stuurrooster en kathode, 2,5pF tussen stuurrooster en anode). Het kan ook zijn dat de noodzakelijkerwijs vrij lange draden een niet verwaarloosbare invloed hadden, of de parasitaire capaciteit en zelfinductie van de anodeinstelweerstand. Daarom heb ik na wat experimenteren de volgende aanvullende maatregelen getroffen:

- F. Extra 2,5pF tussen het stuurrooster en de anode van elke PL519,
- G. Weerstandje van de common-modecompensatie verwijderd en in plaats daarvan 68 Ω in serie met de zwaar-membraancorrectiecondensatoren gezet, zodanig dat dit ook voor de differentiële overdracht een compensatienulpunt oplevert,

H. Weerstandjes in serie met de uitgang verhoogd tot $5,6\text{k}\Omega$.

De onder F genoemde condensatortjes moeten 3kV kunnen hebben, vandaar dat ik ze van een stuk tweelingsnoer voor dubbelgeïsoleerde apparaten heb gemaakt. De gemeten capaciteit daarvan was ongeveer 54pF/m , zodat $4,5\text{cm}$ overlap ongeveer de juiste capaciteit oplevert. Zie Figuur 4.



Figuur 4 Deze figuur illustreert hoe een hoogspanningscondensator van ongeveer $2,5\text{pF}$ van tweelingsnoer gemaakt kan worden. *This figure shows how a high-voltage capacitor with a value of about 2.5pF can be made from power cord.*

De laagdoorlaatfiltertjes aan de ingang ($1\text{k}\Omega$ - 100pF en 100Ω - 100pF) zijn bedoeld om hoogfrequent rommel die op de ingangen inspeelt te onderdrukken. De filters zijn niet afdoende om hellingsoversturing (slew rate limiting) te voorkomen als er een grote blokgolf op de ingang staat. Gelukkig hebben gewone geluidssignalen een veel kleinere dv/dt dan grote blokgolven. Mocht iemand toch naar blokgolven of andere ongebruikelijk steile signalen willen luisteren, dan geeft het rode lichtje aan hoe ver de geluidssterkte moet worden teruggedraaid om hellingsoversturing (of gewone oversturing) te voorkomen.

3.2. Opbouw

De schakeling is opgebouwd op experimenteerprint. Voor de hoogspanningscascade is een lange print van ongeveer 40cm lang en 10cm breed gebruikt, daar past die net op. De rest zit op een aantal aan elkaar gekoppelde printen met een totale lengte van ongeveer 40cm , 10cm breed. Dat is wat aan de krappe kant. Vanwege de hoge spanningen is er gebruik gemaakt van experimenteerprinten zonder koper, en is er overal minstens 6mm afstand gehouden tussen draden waar hoge spanningen tussen kunnen staan. Scherpe punten schijnen ook niet wenselijk te zijn omdat ze coronaontladingen kunnen veroorzaken. Voor de eindbuizen heb ik PL519's gebruikt, maar PL509's moeten ook nog kunnen.

Zoals gebruikelijk moet het gebruik van onnodig lange draden worden afgeraden, met name in de tegenkoppellus. Overbodig lange draden hebben meer parasitaire capaciteit, zelfinductie en koppeling met andere draden, wat de kans op instabiliteit vergroot.

Het is met name belangrijk dat de ingangsbedrading ver van de uitgangsbedrading verwijderd blijft. Vanwege de hoge versterking is een kleine (capacitieve) koppeling tussen de uitgang en de ingang voldoende om instabiliteit te veroorzaken. Dat geldt vooral met open ingang. Gebruik afgeschermd snoer tussen het XLR-chassisdeel en de print om capacitieve koppeling en brom te beperken.

Vanwege de grote 50Hz -wisselspanning (115V) die erop staat kunnen de diode en de weerstand van $4,7\text{k}\Omega$, $0,5\text{W}$ voor het opwekken van de schermroosterspanning het beste ver van het signaalpad verwijderd blijven. Zet ze bijvoorbeeld bij de trafo of bij de cascade. De draad tussen de weerstand en de elco's bij de schermroosters ($47\mu\text{F}$, 125V of twee keer $100\mu\text{F}$, 63V) kan probleemloos vrij lang zijn, want daar staat een gelijkspanning met een betrekkelijk kleine rimpel op. Ik heb overigens twee elco's van $100\mu\text{F}$, 63V gebruikt, aangesloten zoals rechtsboven op het schema aangegeven is.

Zoals gewoonlijk dienen de stopweerstandten zo dicht mogelijk bij de buizen in de buurt te worden geplaatst. Hoewel ik dat niet gedaan heb en het bij het "prototype" ook niet noodzakelijk bleek te zijn, is

het wellicht verstandig om ook dichtbij elke basis een stopweerstandje van 47Ω ... 100Ω te zetten, althans bij de bipolaire transistoren die niet als verzadigde schakelaar gebruikt worden (dat wil zeggen, alle torren die op hetzelfde deel van het schema staan als de buizen). Stopweerstandjes zijn bedoeld om hoogfrequent oscillaties die verband houden met de bedradingszelfinductie en –capaciteit te dempen. Dergelijke oscillaties treden gewoonlijk in de buurt van de f_T van de transistoren of buizen op, wat bij audioschakelingen vaak op een paar honderd MHz neerkomt. Met mijn 150MHz-scoop zijn ze gewoonlijk goed te zien, zonder snelle scoop of spectrumanalysator zijn ze waar te nemen doordat ze meestal extreme vervorming en handeffect veroorzaken. Handeffect is het effect dat het instelpunt verandert als je je hand bij de schakeling in de buurt houdt of een punt van de schakeling aanraakt met een goed geïsoleerde schroevendraaier. Bij deze versterker is het overigens zeer af te raden om je hand erin te steken!

Uit de hoogspanningscascade komt een aanzienlijke 50Hz-rimpelspanning, ongeveer 100V piek-piek volgens simulaties, zodat er ook een rimpelstroom door de 9W-anodeinstelweerstandjes en de eindbuizen loopt. Om te voorkomen dat deze rimpel ook op de uitgang verschijnt, zijn de 9W-weerstandjes, het tegenkoppelnetswerk en de uitgang op de volgende wijze aangesloten:

- A. Er loopt een draad van de 9W-weerstandjes naar de anodeaansluiting (de topaansluiting van de buis),
- B. een aparte draad loopt van de topaansluiting naar het tegenkoppelnetswerk,
- C. een $5,6k\Omega$ -weerstand zit meteen aan de topaansluiting en aan weer een andere draad naar de luidspreker.

Op deze manier komt de spanningsval over de draden waar rimpelstroom door loopt (die van de 9W-weerstandjes naar de anodes) niet rechtstreeks op de luidspreker terecht. Dit wordt in het schema ook min of meer gesuggereerd door de manier van tekenen. Overigens is dit slechts een zeer klein effect.

Er zij nogmaals op gewezen dat de schakeling **gevaarlijk is tot minuten na het lostrekken van de netstekker**. Vermijd elk contact van je lichaam met de schakeling als deze aangeschakeld of kortgeleden uitgeschakeld is. Trek de netstekker los, wacht 10 minuten en meet dan na of de hoogspanningselco's leeggelopen zijn voordat je er iets aan verandert. Voor alle zekerheid droeg ik tijdens het meten dikke rubberen huishoudhandschoenen en bedekkende kleding.

3.3. Meetresultaten

Aangezien ik weinig tijd had en vooral omdat ik het doodeng vond, heb ik niet veel gemeten aan de versterker; eigenlijk heb ik alleen het instelpunt, de werking van de drie indicatielichtjes en de stabiliteit (staprespons) gecontroleerd, gekeken of de zwarmembraancorrectie enigszins klopte en wat harmonische vervormingsmetingen gedaan. De weinige meetresultaten die er zijn, staan in Tabel 1.

Die vervormingsmetingen zijn steeds op een aftakking van het tegenkoppelnetswerk gedaan, steeds maar aan één kant in plaats van differentieel omdat mijn vervormingsmeter nu eenmaal een ongebalanceerde ingang heeft. Om precies te zijn, een 1:10-probe werd aangesloten op de $1M\Omega$ -ingang van een antieke Radiometer type BKF6 buizenspanningsmeter en vervormingsmeter. Na het afregelen van de probe (op gelijke gevoeligheid bij 10kHz en bij 100Hz) werd deze aangesloten op de bovenkant van de onderste $82,5k\Omega$ -weerstand van de negatieve kant van de versterker. Een CD-speler (Aristona CD1380) met een test-CD (Disky TCDD864612) en een klasse-A-voorversterker met flinke tegenkoppeling (zelfbouw) leverden het testsignaal aan de plusingang van de versterker (XLR poot 2), terwijl de minusingang (XLR poot 3) naar massa was kortgesloten. Theoretisch is de differentiële uitgangsspanning van de versterker met deze meetmethode 278,57 keer de spanning op de meter, als we de invloed van de eindige lusversterking, van de bascorrectiecondensatoren van $2,2\mu F$ en $1,5\mu F$ en van de $10M\Omega$ ingangsweerstand van de probe verwaarlozen.

Door het ongebalanceerd meten zal de gemeten vervorming aanzienlijk hoger zijn dan de werkelijke vervorming, aangezien de even harmonischen bij de meting niet zijn weggevallen, terwijl ze dat in het echt gedeeltelijk wel zullen doen. Er was geen belasting aangesloten. De 9W-weerstandjes die voor de instelling van de anodes dienen vormen echter op zich al een zwaardere belasting dan Franks scheidingsfilter met zijn ingangsimpedantie van $432k\Omega$ (bij hoge frequenties, nog veel meer bij lage frequenties). Ik zou denken dat de belasting alleen een noemenswaardige invloed op de vervorming kan hebben als de versterker bijna overstuurd wordt, aangezien dan de stroom door de bijna afgeknepen eindbuis met belasting dicht bij nul komt.

Tabel 1 Meetresultaten

Parameter en meetomstandigheden <i>Parameter and measurement conditions</i>		Gemeten waarde <i>Measured value</i>
Aanschakelvertraging van de hoogspanningsvoeding (<i>switch-on delay time of the high voltage supply</i>)		41s (daar zal een aanzienlijke spreiding op zitten! (<i>A considerable spread can be expected!</i>)))
Harmonische vervorming, onbelast, ongebalanceerd gemeten op een aftakking van het tegenkoppelnetwerk, vermoedelijk gebalanceerd aanzienlijk beter, bovendien was het testsignaal niet helemaal zuiver (<i>THD, unloaded, measured unbalanced at a tap of the feedback network, probably substantially better when measured balanced, moreover, the test signal was not entirely pure. Voltage at the meter between 4.5V and 5V RMS, corresponding differential output voltage between 1254V and 1393V RMS.</i>)	100Hz, 4,8V effectief op de meter, dus 1337V effectief uit, instellus op 40Hz, verre veld	0,225%
	1kHz, 4,5V effectief op de meter, dus 1254V effectief uit	0,33%
	1kHz, 5V effectief op de meter, dus 1393V effectief uit	0,36%
	10kHz, 4,5V effectief op de meter, 1254V effectief uit	0,2%
Geluiden die uit de versterker zelf komen (<i>sounds produced by the amplifier itself</i>)		Duidelijk hoorbaar gepiep bij verre uitsturing met sinussen van 1kHz...15kHz, getik, waarschijnlijk van de buizen, na een flinke verandering van de amplitude (<i>clearly audible beeping when driven with sine waves between 1kHz and 15kHz, ticking sounds, probably in the valves, after a substantial change in signal amplitude</i>)
Slew rate, gemeten met een iets afwijkende frequentiecompensatie, onbelast (<i>slew rate, measured with a slightly different frequency compensation, unloaded</i>)		344,5MV/s
Instelspanningen op de uitgangen, schakelaar op 16Hz met of zonder nabije-veldcorrectie (<i>bias voltages at the outputs, switch at 16Hz with or without near field correction</i>)		1079V en 1099V
-74V-voedingsspanning (<i>-74V supply voltage</i>)		-71,3V
Instelspanningen op de stuurroosters (<i>bias voltages at the control grids</i>)		Rond -47V
Spanningen over de paren in serie geschakelde 120 Ω -weerstand in de oversturingsindicatieschakeling (<i>voltages across the pairs of series-connected 120Ω resistors in the clipping indicator circuit</i>)		1,203V en 1,254V
Spanning uit de TL071's (<i>voltage coming out of the TL071's</i>)		Rond -2,65V
+3,01dB-punt van de zwaar-membraancorrectie gemeten met een afwijkende frequentiecompensatie (<i>+3.01dB point of the heavy diaphragm correction, measured with a different frequency compensation</i>)		16kHz
Bandbreedte (<i>bandwidth</i>) f_n , hierboven is de overdracht niet meer ongeveer het omgekeerde van de overdracht van de tegenkoppeling (<i>above this frequency, the transfer is no longer close to the reciprocal of the feedback network transfer</i>)		~ 90kHz

De gemeten vervorming bij 1kHz is hoger dan bij 100Hz en 10kHz. Dat was geheel tegen mijn verwachtingen in; ik had juist verwacht dat de vervorming bij hoge frequenties zou toenemen (en mogelijk ook bij lage, aangezien dan de aanstuurimpedantie toeneemt door de invloed van de koppelcondensatoren, wat tot enig verlies van lusversterking leidt). Daarom heb ik nog wat zitten experimenteren. Zo heb ik eens op een aftakking van het tegenkoppelnets aan de positieve kant van de versterker gemeten, later de vervormingsmeter weer aan de negatieve kant gehangen en tegelijkertijd een 150MHz-oscilloscoop aan de positieve kant gehangen om te zien of er kleine oscillaties of andere ongerechtigheden te zien waren, de bascorrectie op verschillende standen gezet en het 250Hz-hoogdoorlaatfilter van de vervormingsmeter aangezet. Ik heb ook een andere opname op de test-CD geprobeerd, waarop de 1kHz-sinus op 0dB-niveau in plaats van -10dB staat, en het niveau dat naar de hoogspanningsversterker ging bijgesteld met de volumeknop van de voorversterker. In alle gevallen was het resultaat nagenoeg hetzelfde: tussen 0,33% en 0,4%. Op de oscilloscoop was geen enkele ongerechtigheid te zien.

Later bleek dat de CD-speler vouwproducten op $44,1\text{kHz} \pm f_{\text{signaal}}$ produceerde die niet verwaarloosbaar zijn, met name bij een signaalfrequentie van 1kHz. Vanwege de zwaar-membraancorrectie worden deze producten meer versterkt dan de testtoon zelf. Dit verklaart een aanzienlijk deel van de gemeten vervorming; de vouwproducten alleen leveren al een resultaat van ongeveer 0,28% bij 1kHz testtoon op als de versterker in het geheel niet vervormt. Zie bijlage G. Wegens logistieke redenen kon ik de meting niet herhalen met een beter gefilterd testsignaal.

3.4. Summary

As mentioned before, **the circuit is lethally dangerous until several minutes after unplugging the mains plug**. Do not touch anything when the circuit is operating or has just been switched off. Disconnect the mains, wait ten minutes and check if the high voltage electrolytic capacitors are properly discharged before touching anything. I always wore thick rubber gloves and clothes covering as much of my body as practicable as an added safety measure.

The schematic diagram of the entire circuit is shown in the files AMP.pdf and AmpSUPP.pdf. Besides the parts already described in the previous chapter, the circuit contains a timer which switches the high voltage on after about 40s and a clipping indicator which turns on a red light in case of clipping or slew-rate limiting. The switching between the three different modes of the bias loop / bass correction filter is done with reed relays. Using reed relays prevents several long wires which might otherwise cause stability or crosstalk problems, particularly when they are in the feedback loops. Besides, reed relay contacts are very reliable. The reed relay coils can be switched with a good switch with silver contacts, there is no need for gold because the currents are not extremely low.

After some calculations, LINDA simulations (Linear Dynamic Circuit Analyzer, DOS-version, a computer programme written by Catena Microelectronics BV in Delft, the Netherlands) and experimentation, the following frequency compensation scheme has been chosen:

- A. Miller compensation in the final stage by means of the approximately 2.5pF anode to control grid capacitance of the PL519 or PL509 in parallel with an additional 2.5pF made of splittable mains cord for double-isolated 230V equipment (see Figuur 4),
- B. The heavy diaphragm compensation capacitors give a second pole,
- C. Capacitors in parallel with the feedback resistors and 68Ω resistors in series with the heavy diaphragm compensation capacitors create compensation zeroes (phase lead compensation),
- D. Resistors in series with the outputs prevent the (difficult to predict) capacitance of the wires to Frank's cross-over filter from disturbing the stability,
- E. A capacitor from the midpoint between the heavy diaphragm compensation capacitors to ground has been added to ensure common-mode stability. This worsens the common-mode rejection above a certain (audio) frequency. This doesn't matter much, because the electrostatic loudspeaker itself is only sensitive to very-low-frequency common-mode signals; only those can modulate the charge on the high-resistivity diaphragm.

The low-pass filters at the input (1kΩ-100pF and 100Ω-100pF) are there to suppress spurious RF signals received by wiring connected to the input. The filters are not sufficient to prevent slew-rate limiting when

large square waves are put on the input. Fortunately, normal audio signals have a much smaller dv/dt than large square waves. If one wishes to listen to unusually steep signals, the red light indicates how far the volume has to be reduced to prevent slewing or ordinary clipping.

The valves I used are PL519's. PL509's should also be acceptable.

The high-voltage cascade has been built on an experimenting PCB with no copper with holes in a 2.54mm grid. The length is about 40cm, the width about 10cm, which is just sufficient. The rest of the circuit is built on a couple of similar PCB's which together have about the same size. This is a bit too small. A 6mm clearance has been kept between nodes having a large (peak) voltage difference.

As usual, using unnecessarily long wiring is disrecommendable for reasons of stability. In particular, the input wires have to be kept far away from the output wires. Because of the huge gain, a little (capacitive) coupling is sufficient to cause instability, particularly with open input. Definitely use shielded wires between the XLR input connector and the PCB to minimise capacitive crosstalk.

The diode and 4.7k Ω , 0.5W resistor used for generating the screen grid voltage have to be placed far away from the signal path. The wire from the 4.7k Ω , 0.5W resistor to the electrolytic filter capacitors for the screen grid voltage is much less harmful, because it carries a DC voltage with a relatively small ripple.

As usual, the 100 Ω grid stoppers have to be placed close to the valves. It might be a good idea to add 47 Ω ...100 Ω base stoppers to all bipolar transistors not used as saturated switches (that is, all bipolar transistors shown on the same part of the schematic diagram as the valves), although this has not been done and wasn't necessary in the "prototype".

Because there is a considerable ripple voltage coming out of the cascade (100V peak to peak according to simulations), there is also a ripple current flowing through the 9W anode bias resistors. The 9W resistors, feedback network and outputs have been connected in the following way to prevent ripple voltage drop across the wiring from affecting the signal going to the loudspeaker (which would be a small effect anyway):

- A. There is a wire going from the 9W-resistors to the anode (top cap of the valve),
- B. A separate wire runs from the top cap to the feedback network,
- C. A 5.6k Ω resistor is directly soldered to the top cap and to a wire going to the loudspeaker.

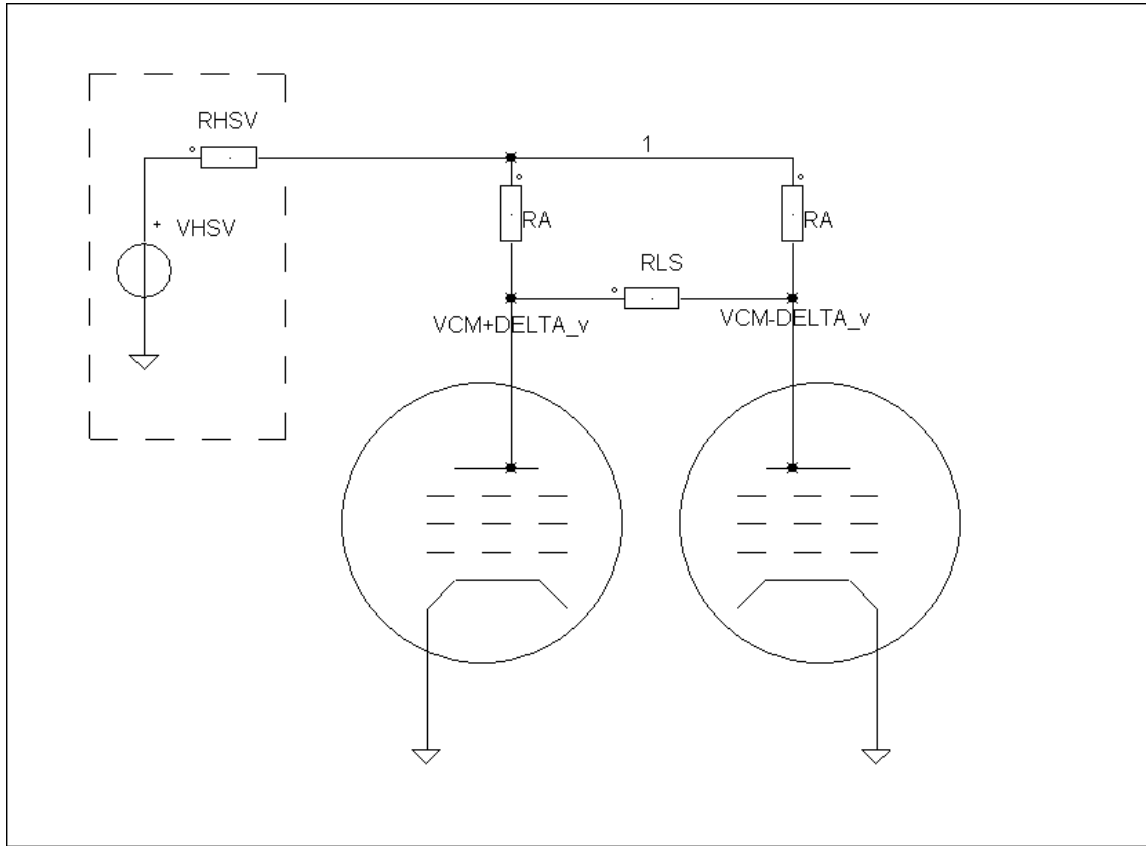
Not many measurements have been made, on one hand because of a lack of time, but more importantly because of a lack of guts. Basically, I only checked the bias point, the functionality of the three LED's, the high-frequency stability (step response), the functionality of the heavy diaphragm correction and the harmonic distortion. Because my distortion meter has an unbalanced input, I measured the distortion single-endedly, on a tap of the feedback network. As a consequence, there was no cancellation of even harmonics, which will occur (to some extent) in normal use (with a balanced load). The measured distortion levels can therefore be expected to be significantly higher than would have been found with differential measurements. There was no load connected to the outputs when I measured the distortion. However, the 9W anode bias resistors load the outputs more than Frank's 432k Ω cross-over filter. Presumably, adding a load will only affect the distortion significantly for signal levels very close to the clipping point, as the minimum momentary value of the current flowing through the valves will get closer to zero with a load. The results are in Tabel 1.

I found it rather remarkable that the distortion at 1kHz was higher than at 10kHz. It was later found that the CD player used to produce the test signal produces significant imaging products at $44.1\text{kHz} \pm f_{\text{signal}}$, particularly when the signal frequency is 1kHz. Due to the heavy-diaphragm correction, the high-voltage amplifier amplifies the imaging products more than the test tone itself. The distortion and imaging of the test-CD and CD player produce a substantial part of the measured distortion values (about 0.28% due to the imaging products alone in the 1kHz case). See appendix G. Due to logistic reasons, I could not repeat the measurement with a better-filtered test signal.

Bijlage A. Optimalisatie van de anodeinstelweerstand en de cascade

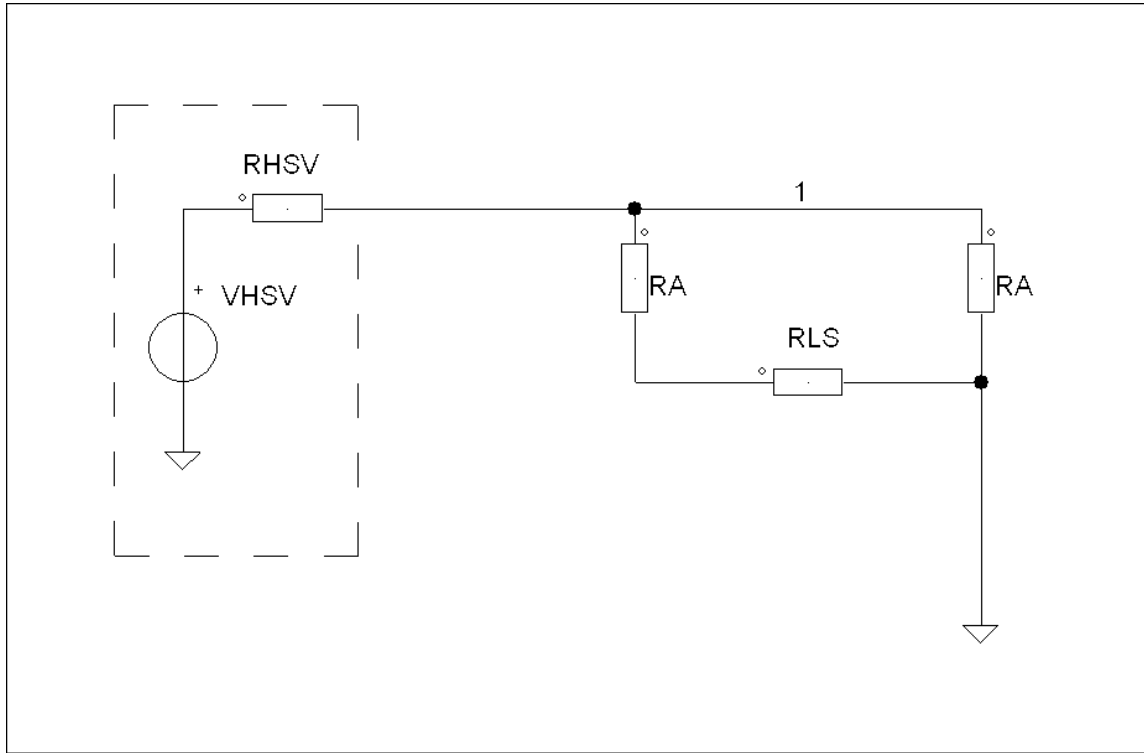
A.1. Optimalisatie van de anodeweerstand bij een gegeven inwendige weerstand van de hoogspanningsvoeding

In Figuur 5 staat een hoogspanningsvoeding met inwendige (gelijkstroom-)weerstand R_{HSV} , aangesloten op een versterker met anodeinstelweerstand R_A en een belastingsweerstand R_{LS} . Als R_{HSV} en R_{LS} gegeven zijn, kunnen we de haalbare piekspanning over de belasting nog optimaliseren door de common-modespanning op de anodes V_{CM} en de anodeinstelweerstand R_A handig te kiezen. We zullen de minimale anodespanning verwaarlozen, dat wil zeggen, we zullen aannemen dat in elke signaalpiek de spanning op één van de twee anodes tot 0V kan worden uitgestuurd, terwijl de anodestroom van de andere buis dan 0A kan worden.



Figuur 5 Hoogspanningsvoeding met inwendige gelijkstroomweerstand R_{HSV} aangesloten op een eindtrap met anodeinstelweerstand R_A en belastingsweerstand R_{LS} . *High-voltage supply with internal DC resistance R_{HSV} connected to an output stage with anode bias resistors R_A and load resistance R_{LS} .*

In Figuur 6 staat een vereenvoudigd schema voor het geval dat de buizen maximaal uitgestuurd zijn. De spanning op de rechteranode is 0V, vandaar dat deze buis in dit geval door een kortsluiting naar massa kan worden weergegeven. De linkerbuis is uitgestuurd tot een anodestroom van 0, hier weergegeven met een open tak.



Figuur 6. Vereenvoudigde versie van de schakeling van **Figuur 5** bij maximale uitsturing. *Simplified version of the circuit of **Figuur 5** when it is driven to the clipping limit.*

De spanning op knooppunt 1 is nu:

$$V_1 = V_{HSV} \frac{\frac{(R_{LS} + R_A)R_A}{R_{LS} + 2R_A}}{\frac{(R_{LS} + R_A)R_A}{R_{LS} + 2R_A} + R_{HSV}} = V_{HSV} \frac{(R_{LS} + R_A)R_A}{(R_{LS} + R_A)R_A + R_{HSV}(R_{LS} + 2R_A)},$$

waarbij V_{HSV} de Théveninspanning (open spanning, elektromotorische kracht) van de hoogspanningsvoeding is, en knooppunt 1 het punt waar de hoogspanningsvoeding aan de anodeweerstanden vastzit. V_1 is dus eenvoudigweg de belaste spanning van de hoogspanningsvoeding.

De spanning over de belastingsweerstand R_{LS} wordt:

$$V_{LS} = V_1 \frac{R_{LS}}{R_{LS} + R_A} = V_{HSV} \frac{R_{LS}R_A}{(R_{LS} + R_A)R_A + R_{HSV}(R_{LS} + 2R_A)} = V_{HSV} \frac{R_{LS}R_A}{R_A^2 + (2R_{HSV} + R_{LS})R_A + R_{HSV}R_{LS}}$$

De afgeleide naar R_A is:

$$\frac{dV_{LS}}{dR_A} = V_{HSV} \frac{R_{LS}(R_A^2 + (2R_{HSV} + R_{LS})R_A + R_{HSV}R_{LS}) - (2R_A + 2R_{HSV} + R_{LS})R_{LS}R_A}{(R_A^2 + (2R_{HSV} + R_{LS})R_A + R_{HSV}R_{LS})^2}$$

Deze uitdrukking wordt nul als:

$$R_{LS} \left(R_A^2 + (2R_{HSV} + R_{LS})R_A + R_{HSV}R_{LS} \right) - (2R_A + 2R_{HSV} + R_{LS})R_{LS}R_A = 0$$

Na enig uitwerken volgt hieruit:

$$R_{LS}R_A^2 = R_{LS}^2R_{HSV} \Rightarrow R_A = \pm\sqrt{R_{LS}R_{HSV}} \vee R_{LS} = 0$$

Aangezien R_{LS} niet nul is en R_A niet negatief kan worden gemaakt, is de optimale R_A dus

$$R_{A,optimaal} = \sqrt{R_{LS}R_{HSV}}$$

De bijbehorende piekspanning over de belastingsweerstand kan worden berekend door de optimale R_A in te vullen in de vergelijking voor V_{LS} . Aangezien we hebben aangenomen dat in de pieken één anode op 0V ligt en de andere op V_{LS} , is de bijbehorende common-modespanning eenvoudigweg de helft van de piekspanning over de belastingsweerstand V_{LS} .

A.2. Optimaal aantal secties van de cascade

Vanwege de verkrijgbaarheid heb ik gekozen voor elco's van 220μF, 450V. Lagere werkspanningen zijn niet bruikbaar vanwege de redenen die in paragraaf A.3 staan. Om de kosten enigszins binnen de perken te houden, wou ik geen elco's parallelschakelen. Daarmee bleef alleen het aantal secties van de cascade als ontwerpvrijheid over.

Met PSpice zijn cascades van verschillende lengtes gesimuleerd. Zie de resultaten in de tabel hieronder. Tenzij anders vermeld is er aangenomen dat er steeds twee 68kΩ-weerstanden over elke elco zouden komen om de spanningsverdeling tussen in serie geschakelde elco's voorspelbaarder te maken. Bij de onderste elco is aangenomen dat er een weerstand van twee keer 220kΩ overheen zou worden gezet.

Tabel 2 Simulatieresultaten van hoogspanningscascades *Simulation results of high-voltage cascades*

Aantal secties <i>Number of cascade sections</i>	Aantal elco's <i>Number of electrolytic capacitors</i>	Open spanning (in de dalen) <i>Unloaded voltage (in the troughs)</i>	Belaste spanning (in de dalen) <i>Loaded voltage (in the troughs)</i>	Belastingsstroom <i>Load current</i>	Hieruit volgende R_{HSV} <i>Resulting R_{HSV}</i>	Opmerkingen
6	11	1920V	1660,2V	67,892mA	3,826665881k Ω	Vereffeningssweerstand 2 keer 33k Ω per elco
8	15	2531,7V	1878,1V	77,892mA	8,391105633k Ω	Vereffeningssweerstand 2 keer 33k Ω per elco
10	19	3181V	2608V	36,37588309mA	15,7521949k Ω	
11	21	3485,7V	3070,4V	20mA	20,765k Ω	
			2654,4V	40mA	20,7825k Ω	
14	27	4367,5V	3544,7V	20mA	41,14k Ω	
21	41	6245,9V	3683,3V	20mA	128,13k Ω	
			1825,2V	40mA	110,5175k Ω	
28	55	7701,2V	2626,1V	20mA	253,755k Ω	

Met de vergelijkingen uit paragraaf A.1 en door te interpoleren tussen de gesimuleerde resultaten, is vastgesteld dat het optimale aantal secties ergens tussen 14 en 17 ligt als de belastingsweerstand 432k Ω is. Die 432k Ω is de ingangssweerstand van Franks scheidingsfilter voor hoge frequenties. De invloed van de toename van de impedantie van het scheidingsfilter bij lagere frequenties is verwaarloosd, evenals de invloed van de extra belasting die het tegenkoppelnetwerk vormt. Hopelijk heffen de hierdoor veroorzaakte onnauwkeurigheden elkaar min of meer op.

Met 10 secties daalt de bereikbare uitgangsspanning slechts zo'n 1dB, terwijl de besparing in het aantal elco's en het vermogensgebruik aanzienlijk is. Daarom is uiteindelijk voor 10 secties gekozen.

A.3. Werkspanning van de elco's

De condensator in de onderste sectie hoeft slechts één maal de piekwaarde van de spanning die uit de trafo komt aan te kunnen, in alle overige secties kan de dubbele spanning optreden (in ieder geval als de cascade onbelast is). Vandaar dat er steeds twee elco's in serie gebruikt worden. De maximale spanning op een elco enige seconden na het aanschakelen bedraagt nu:

$$230\sqrt{2}V \cdot 1,1 \cdot 1,2 \approx 429,3552375V$$

als de trafo exact 1:1 transformeert. Hierbij brengt de factor 1,1 de netspanningstolerantie in rekening en de factor 1,2 de ongelijkheid in de verdeling van de spanning tussen elk paar in serie geschakelde elco's ten gevolge van hun tolerantie van $\pm 20\%$. (Lang na het aanschakelen bepalen de toleranties van de weerstanden van 68k Ω en de ongelijkheid van de lekstromen van de elco's hoe nauwkeurig de spanning in elk paar in serie geschakelde elco's verdeeld wordt, maar kort na het aanschakelen wordt dit door de capaciteitsverhoudingen bepaald.)

Met 450V-elco's hebben we nog een marge van 4,80831738% voor de tolerantie op de transformatieverhouding en voor het verschil tussen de secundaire spanning bij vollast en bij een lagere belasting. Dit is dus al vrij krap, vandaar dat het gebruik van elco's met een lagere werkspanning dan 450V stellig moet worden afgeraden.

A.4. Summary

The calculations in section A.1 show that with a high-voltage supply having an internal DC resistance R_{HSV} and a load resistance R_{LS} , the optimum value for the anode bias resistors equals

$$R_{A,optimal} = \sqrt{R_{LS} R_{HSV}}$$

See Figuur 5 and Figuur 6. This is assuming that each anode can swing between 0V and two times the common-mode anode voltage, that is, the minimum anode voltage is neglected.

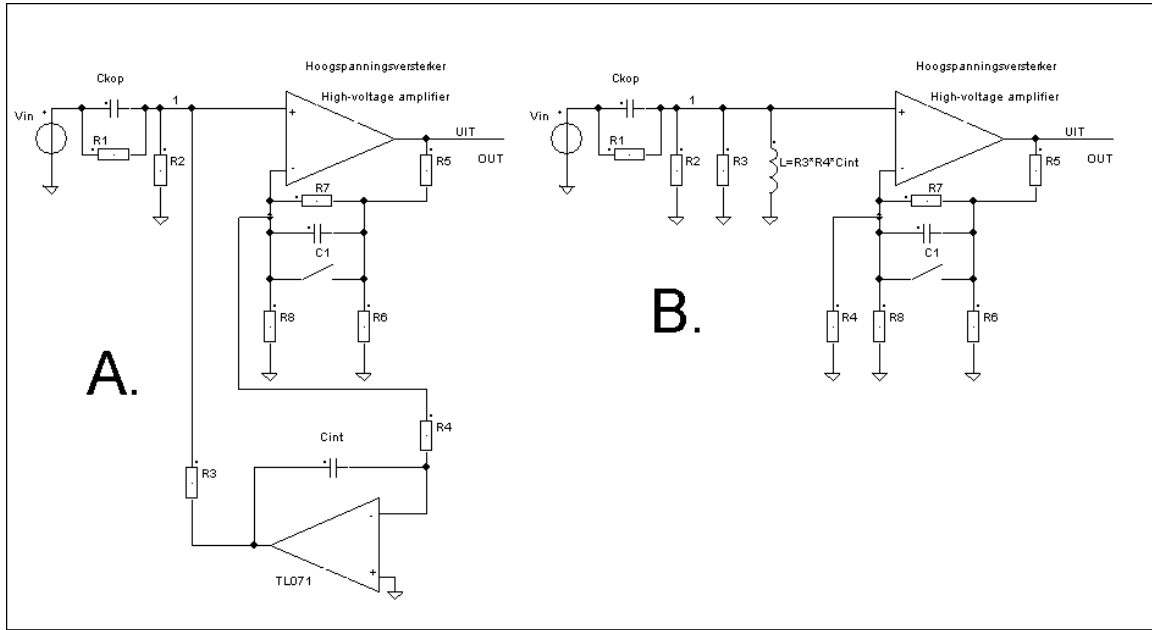
Using this equation and interpolating between the PSpice simulation results in Tabel 2 in section A.2, the optimum number of cascade stages is found to be somewhere between 14 and 17 when 220 μ F, 450V capacitors are to be used and when using parallel connections is rejected. I chose 220 μ F for reasons of availability and rejected parallel connections for financial reasons. Only 1dB is lost when the number of stages is reduced to 10, which considerably reduces the costs and power draw. All of this is under the assumption that the load resistance is 432k Ω , which is the input resistance of Frank's cross-over filter at high frequencies. The influence of the finite resistance of the feedback network has been neglected, as has the influence of the fact that the input impedance of the cross-over filter increases at low frequencies.

In section A.3, the maximum voltage across the electrolytic capacitors is estimated and it is shown that 450V maximum working voltage is really required when the tolerances of the mains voltage and of the electrolytic capacitor values are taken into account. Only little margin is left for transformer inaccuracy and the difference in transformer output voltage between maximum and actual load.

Bijlage B. De instellus / bascorrectie / het subsoonfilter

B.1. Dimensionering bij verwaarlozing van de invloed van de stijfheid van het membraan

Een vereenvoudigd, enkelzijdig schema van de instellus staat in Figuur 7A. Stel dat er een stapvormige spanning op knooppunt 1 wordt opgedrukt, springend van 0 naar V_{stap} . Meteen na de sprong zal er een stroom V_{stap}/R_3 door R_3 gaan lopen, aangezien de spanning op de uitgang van de integrator dan nog nul is. De integratoruitgangsspanning zal echter dalen. In een tijd $R_4 C_{int}$ daalt de integratoruitgangsspanning van nul tot $-V_{stap}$, zodat de stroom door R_3 in een tijd $R_4 C_{int}$ met V_{stap}/R_3 toeneemt. Dit is equivalent aan het gedrag van een ideale spoel met waarde $R_3 R_4 C_{int}$ parallel aan een weerstand met waarde R_3 . Dit volgt ook uit een wat formelere berekening.



Figuur 7A en B. Enkelzijdig model van de instellus (A) en een vereenvoudigde versie (B). *Single-ended model of the bias loop (A) and a simplified version (B).*

Hiermee komen we bij Figuur 7B. Hierin zien we een soort RLC-laagdoorlaatfilter waarvan de overdracht naar knooppunt 1 gelijk is aan die van Figuur 7A, mits $L = R_3 R_4 C_{int}$.

Voor het bepalen van de poolposities van de kring in Figuur 7B kunnen we de signaalspanningsbron op nul zetten, zodat die een kortsluiting wordt. Er blijft dan een RLC-parallelkring over met R_1 , R_2 en R_3 als dempweerstand. De kwaliteitsfactor wordt dus:

$$Q = \frac{R_1 // R_2 // R_3}{\sqrt{\frac{L}{C_{kop}}}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \sqrt{\frac{C_{kop}}{R_3 R_4 C_{int}}}$$

en de resonantiehoekfrequentie

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC_{kop}}} = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_{int} C_{kop}}}$$

De gewone resonantiefrequentie f_n (in Hz) is uiteraard de hoekfrequentie ω_n (in rad/s) gedeeld door 2π .

Laten we nu R_1 weg ($R_1 = \infty$) en kiezen we R_2 en R_3 zodanig dat $Q = 0,5\sqrt{2}$, dan is de overdracht van de spanningsbron naar knooppunt 1 een nette tweede-orde Butterworth-hoogdoorlaatoverdracht met een kantelpunt f_n . De overdracht heeft dan twee nulpunten in de oorsprong ($s=0$), waarvan er één veroorzaakt wordt door de bij $s=0$ oneindige impedantie van de koppelcondensator en de andere doordat de spoel bij $s=0$ een kortsluiting naar aarde vormt.

Met R_1 komt één van de twee nulpunten van de overdracht naar knooppunt 1 buiten de oorsprong te liggen. Het nulpunt schuift naar

$$n = -\frac{1}{R_1 C_{kop}},$$

wat logisch is, aangezien bij $s = -1/R_1 C_{kop}$ de admittantie sC_{kop} van de koppelcondensator het tegengestelde is van de admittantie $1/R_1$ van de weerstand R_1 . De parallelschakeling krijgt daardoor een oneindige impedantie bij deze complexe frequentie, wat een nulpunt in de overdracht oplevert.

Onder verwaarlozing van de invloed van de stijfheid van het membraan gedraagt Franks luidspreker zich in het verre veld voor lage frequenties als een eerste-orde hoogdoorlaatfilter op 40Hz. Zo'n filter heeft een nulpunt in de oorsprong en een pool bij $s = -2\pi \cdot 40$ rad/s.

Door nu een nulpunt van de instellus middels R_1 naar $s = -2\pi \cdot 40$ rad/s te verplaatsen en $R_1 // R_2 // R_3$ zo te kiezen dat ze samen een Q van $0,5\sqrt{2}$ opleveren, krijgt de totale overdracht van de instellus plus de luidspreker in het verre veld een tweede-orde Butterworth-karakteristiek. Het verschoven nulpunt bedekt dan de pool van de luidspreker, terwijl het nulpunt van de luidspreker de tweede nul in de oorsprong vormt. Hierbij neem ik aan dat de overdracht van knooppunt 1 naar de luidspreker vlak is, wat betekent dat C_1 in Figuur 7A en B kortgesloten moet zijn.

De op deze manier bereikbare verhouding tussen het nulpunt n en ω_n is voor een gegeven Q beperkt. Dit betekent dat het met kortgesloten C_1 niet mogelijk is om de basweergave vlak te trekken tot ver onder het 40Hz-kantelpunt.

Als we C_1 in Figuur 7A en B niet kortsluiten kan dat wel. Condensator C_1 veroorzaakt met de omringende weerstanden een overdracht van knooppunt 1 naar de luidspreker met een pool bij een lage frequentie (-32π rad/s, overeenkomend met 16Hz kantelfrequentie) en een nulpunt op een frequentie die overeenkomt met het theoretische kantelpunt van de luidspreker (-80π rad/s, overeenkomend met 40Hz kantelfrequentie). Dit nulpunt bedekt de pool van de luidspreker. De overdracht van knooppunt 1 naar de geluidsdruk in het verre veld wordt daarmee een eerste-orde hoogdoorlaatoverdracht met een kantelpunt van 16Hz.

Door de instellus nu te dimensioneren op een bandbreedte van 16Hz ($\omega_n = 32\pi$ rad/s) en een nulpunt op -32π rad/s, wordt de totale overdracht van de ingang naar de geluidsdruk in het verre veld een tweede-orde Butterworthoverdracht met een kantelpunt van 16Hz.

De overdracht van knooppunt 1 naar de uitgang is (bij oneindige lusversterking) het omgekeerde van de spanning-spanningoverdracht van het tegenkoppelnets van de hoogspanningsversterker. De pool van de spanning-spanningoverdracht van het tegenkoppelnets wordt dus het nulpunt van de overdracht van knooppunt 1 naar de uitgang, en het nulpunt van het tegenkoppelnets wordt de pool van de overdracht van knooppunt 1 naar de uitgang. Uit inspectie volgt nu voor de overdracht van knooppunt 1 naar de uitgang met niet kortgesloten C_1 :

$$p_{C_1} = -\frac{1}{R_7 C_1}$$

en

$$n_{C_1} = -\frac{1}{(R_7 // (R_5 // R_6 + R_4 // R_8)) C_1},$$

waarbij

$$R_x // R_y = \frac{R_x R_y}{R_x + R_y}$$

Vaak zal de luidspreker beluisterd worden op een afstand die groot genoeg is om interferentie tussen verschillende delen van het membraan beperkt te houden (aangezien Frank zijn best gedaan heeft om het membraan zo te segmenteren dat dit effect op praktische luisterafstanden gering is), maar wel klein ten opzichte van de golflengte van diepe bassen. Door het nabijheidseffect (*proximity effect*) levert dit een toename van de bas op vergeleken met het verre veld. Het +3,01029...dB-punt ligt in theorie bij die frequentie waarbij één radiaal van de weergegeven golf gelijk is aan de afstand tussen de luidspreker en de luisteraar. Bij een afstand van ongeveer 3,38m komt dat neer op 16Hz. Onder het kantelpunt neemt de bas met een eerste-ordehelling toe vergeleken met het verre veld.

Dit betekent dat als C_1 niet kortgesloten is en de instellus op 16Hz staat, de weergave op praktische luisterafstanden in de buurt van 3,38m theoretisch vlak wordt als de beide nulpunten van de instellus in de oorsprong worden gelegd, in plaats van één in de oorsprong en één op -32π rad/s. Dit valt te bereiken door R_1 oneindig te maken en R_2 te verlagen zodat de Q hetzelfde blijft. In de praktijk betekent dit dat de linkerkant van R_1 aan massa in plaats van aan de spanningsbron moet worden gehangen. Vandaar dat er relais met wisselcontacten in de versterker zitten.

B.2. Invloed van de stijfheid van het membraan

De stijfheid van het membraan veroorzaakt samen met de massa van de door het membraan aangedreven lucht een resonantie in de bas. Onder deze resonantie ontstaat een extra tweede-orde afval. Toen aan het ontwerp van de versterker begonnen werd, hadden Frank en ik nog de hoop dat hij de resonantie op een zeer lage, nagenoeg subsonic, frequentie zou kunnen leggen en afdoende zou kunnen dempen, bijvoorbeeld tot $Q=0,5\sqrt{2}$. In de praktijk blijkt dit nogal tegen te vallen.

De methode die QUAD gebruikt om de membraanresonantie in de ESL-63 onder controle te houden, is de volgende [2]:

- A. Middels fijne gewezen doeken die op de binnenkant van de statoren geplakt zijn, wordt de resonantie gedempt tot $Q \approx 2$,
- B. Door onder een bepaalde frequentie over te gaan van stroomsturing op spanningssturing, ontstaat een eerste-orde hoogdoorlaateffect dat samen met de resonantie een redelijk vlakke overdracht oplevert.

Dit doet denken aan de manier waarop bij een Chebyshevfilter één of meer resonanties en nul of één eerste-orde secties samen een redelijk vlakke overdracht geven [9].

Mocht Frank de Q van zijn membraanresonantie tot een redelijk lage waarde die echter wel ruim boven $0,5\sqrt{2}$ ligt weten te dempen, dan zijn er (minstens) twee manieren om toch tot een redelijk vlakke overdracht te komen. Deze manieren zijn:

A. Het toepassen van een apart correctiefilter ergens tussen de voorversterker en de hoogspanningsversterker. Dit kan dan een filter met twee complexe nulpunten en twee complexe polen zijn, waarbij de nulpunten de polen van de membraanresonantie bedekken en de polen van het correctiefilter goed worden gedempt, bijvoorbeeld tot tweede-orde Butterworthposities ($Q=0,5\sqrt{2}$). Een betrekkelijk bekende filterschakeling met twee complexe polen en twee complexe nulpunten is de zogenaamde Linkwitztransformatieschakeling (*Linkwitz transform circuit*), waarover veel informatie op Internet te vinden is, maar er zijn wel meer mogelijkheden. In dit verslag zal hier niet verder op worden ingegaan.

B. Er valt te overwegen om de overdracht van de instellus van de hoogspanningsversterker zo aan te passen dat de versterker en luidspreker samen een vierde- of vijfde-orde Butterworth- of Chebyshevoverdracht krijgen.

Bij een vierde-orde Butterworthfilter heeft het meest complexe polenpaar een $Q \approx 1,306562965$, bij een filter van de vijfde orde wordt dit $Q \approx 1,618033989$. Voor een Chebyshevfilter met een rimpel van een halve decibel wordt dit $Q \approx 2,94$ bij de vierde orde en $Q \approx 4,54$ bij een filter van de vijfde orde [9]. Met een rimpel van 1dB wordt dit $Q \approx 3,56$, respectievelijk $Q \approx 5,55$.

Zonder enige correctie zou een membraanresonantie met een Q van 3 een piek van omstreeks 10dB veroorzaken, en een Q van 5 een piek van omstreeks 14dB. Door de instelling zo aan te passen dat de combinatie van de instelling en membraanresonantie een Chebyshevfilter vormt, valt de overdracht binnen 1dB vlak te krijgen. In die zin is er dus een aanzienlijke verbetering mogelijk. Het uitdempen van de resonantieverschijnselen gaat echter even langzaam, aangezien het reële deel van de meest complexe polen niet wordt veranderd.

De polen van een Chebyshevlaagdoorlaatfilter vallen uit die van een Butterworthfilter af te leiden door alle reële delen met een factor $\alpha < 1$ te vermenigvuldigen. Hierbij verandert wel de afsnijfrequentie; zie [9] voor de juiste procedure als men de afsnijfrequentie precies op 1rad/s wil krijgen.

Na een hoogdoorlaattoomformatie (s wordt $1/s$) blijven de Q 's van de verschillende secties hetzelfde, alleen wordt de verhouding tussen de ω_n 'en omgekeerd; de secties met de laagste ω_n in de laagdoorlaatversie krijgt de hoogste ω_n na de hoogdoorlaattoomformatie.

Vanaf hier noemen we het meest complexe polenpaar $p_{1,2}$, het wat minder complexe polenpaar heet vanaf nu $p_{3,4}$ en de reële pool in het geval van een vijfde-ordefilter heet p_5 .

B.2.1. Vierde-orde Chebyshev

Bij een vierde-orde genormaliseerd Butterworthlaagdoorlaatfilter liggen de meest complexe polen op $-\cos(67,5^\circ) \pm j \sin(67,5^\circ)$. Na schaling van de reële delen met een factor $\alpha < 1$ om er een Chebyshevfilter van te maken wordt dit dus $-\alpha \cos(67,5^\circ) \pm j \sin(67,5^\circ)$. De bijbehorende kwaliteitsfactor Q_{12} is

$$Q_{12} = \frac{\omega_{n12}}{-2 \operatorname{Re}(p_{1,2})} = \frac{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(67,5^\circ) + \sin^2(67,5^\circ)}}{2\alpha \cos(67,5^\circ)}$$

Na enig omwerken volgt hieruit dat

$$\alpha = \tan(67,5^\circ) \sqrt{\frac{1}{4Q_{12}^2 - 1}}$$

De minst complexe polen liggen bij het laagdoorlaatfilter op $-\alpha \cos(22,5^\circ) \pm j \sin(22,5^\circ)$. Hieruit volgt voor de Q :

$$Q_{34} = \frac{\omega_{n34}}{-2 \operatorname{Re}(p_{3,4})} = \frac{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(22,5^\circ) + \sin^2(22,5^\circ)}}{2\alpha \cos(22,5^\circ)}$$

en voor de verhouding tussen de ω_n 'en:

$$\frac{\omega_{n12}}{\omega_{n34}} = \frac{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(67,5^\circ) + \sin^2(67,5^\circ)}}{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(22,5^\circ) + \sin^2(22,5^\circ)}}$$

Bij een hoogdoorlaatfilter gelden dezelfde Q 's, alleen is de ω_n -verhouding precies het omgekeerde.

Hieruit volgt de volgende ontwerpprocedure:

- Probeer de membraanresonantie akoestisch of mechanisch te dempen tot een Q van 3,56 of minder.
- Stel door laagfrequent impedantiemetingen [1], [2] of met een andere methode vast wat de resonantiefrequentie en Q (dus Q_{12}) geworden is.

- C. Bereken de benodigde α .
- D. Bereken de kwaliteitsfactor van de minst complexe polen Q_{34} , dit wordt de vereiste Q van de instellus.
- E. Bereken de ω_n -verhouding en bereken met de gemeten membraanresonantiefrequentie wat de ω_n van de instellus moet worden. We zijn met een hoogdoorlaatfilter bezig, dus vergeet niet om het omgekeerde van de uitdrukking voor laagdoorlaatfilters te nemen. Als het goed is, komt de f_n van de instellus ($\omega_n/2\pi$) hoger uit dan de membraanresonantiefrequentie.
- F. Gebruik nu de vergelijkingen uit B.1 om de instellus te herdimensioneren. Kies R_1 zodanig dat de reële pool van de luidspreker door het nulpunt $-1/(R_1 C_{kop})$ bedekt wordt.

B.2.2. Vijfde-orde Chebyshev

Voor een filter van de vijfde orde wordt het:

$$\alpha = \tan(72^\circ) \sqrt{\frac{1}{4Q_{12}^2 - 1}}$$

$$Q_{34} = \frac{\omega_{n34}}{-2 \operatorname{Re}(p_{3,4})} = \frac{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(36^\circ) + \sin^2(36^\circ)}}{2\alpha \cos(36^\circ)}$$

$$\frac{\omega_{n12}}{\omega_{n34}} = \frac{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(72^\circ) + \sin^2(72^\circ)}}{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(36^\circ) + \sin^2(36^\circ)}}$$

voor het laagdoorlaatgeval, precies het omgekeerde bij een hoogdoorlaatfilter.

Daarnaast moet er een reële pool bij. Bij een laagdoorlaatfilter geldt:

$$\frac{\omega_{n12}}{-p_5} = \frac{\sqrt{\alpha^2 \cos^2(72^\circ) + \sin^2(72^\circ)}}{\alpha},$$

bij een hoogdoorlaatfilter is de verhouding precies omgekeerd.

De ontwerpprocedure wordt nu:

- A. Probeer de membraanresonantie akoestisch of mechanisch te dempen tot een Q van 5,55 of minder.
- B. Stel door laagfrequent impedantiemetingen [1], [2] of met een andere methode vast wat de resonantiefrequentie en Q (dus Q_{12}) geworden is.
- C. Bereken de benodigde α .
- D. Bereken de kwaliteitsfactor van de minst complexe polen Q_{34} , dit wordt de vereiste Q van de instellus.
- E. Bereken de ω_n -verhouding en bereken met de gemeten membraanresonantiefrequentie wat de ω_n van de instellus moet worden. We zijn met een hoogdoorlaatfilter bezig, dus vergeet niet om het omgekeerde van de uitdrukking voor laagdoorlaatfilters te nemen. Als het goed is, komt de f_n van de instellus ($\omega_n/2\pi$) hoger uit dan de membraanresonantiefrequentie.
- F. Gebruik nu de vergelijkingen uit B.1 om de instellus te herdimensioneren. Laat R_1 weg!
- G. Bereken p_5 en vergeet weer niet het omgekeerde van de uitdrukking voor laagdoorlaatfilters te nemen.
- H. Pas C_1 of het scheidingsfilter in de luidspreker zodanig aan dat de reële pool op de berekende positie p_5 komt te liggen.

B.3. Summary

The design of the DC feedback loop and low-frequency correction circuit is covered in this appendix. A simplified single-ended version of the DC loop is shown in Figuur 7A. Throughout this appendix and actually throughout this report, poles are indicated as $p_{something}$ and zeroes as $n_{something}$, where the n stands for nulpunt.

In section B.1, it is shown that the circuit in Figuur 7A is equivalent to the circuit in Figuur 7B as far as the node voltages at node 1 and at the output are concerned. Without R_1 , that is, with $R_1 = \infty$, the transfer to node 1 is a simple second-order high-pass response. Equations are derived for the natural radian frequency ω_n and quality factor Q of this response. With R_1 , one of the zeroes of the second-order high-pass response is moved from the origin to $-1/(R_1 C_{kop})$.

When the DC bias loop was originally designed, the assumption was made that the far field response of the loudspeaker has a first-order high-pass characteristic with a 40Hz cut-off frequency, which means that the influence of the diaphragm stiffness (which causes a resonance with the mass of the air load and a second-order roll-off below resonance) was neglected. The first-order high-pass response is then due to the transfer from the input voltage of the cross-over filter in the loudspeaker to the (vector) sum of the stator segment currents. That is, below 40Hz, Frank's stators are voltage rather than current driven, giving a first-order roll-off.

The shifted zero realised with R_1 can compensate for this, resulting in a second-order rather than third-order response from the amplifier input voltage to the summed stator currents (and thus, according to Walker's equation, to the far-field sound pressure when the diaphragm stiffness is negligible). However, it is not possible to simultaneously make the cut-off frequency of the DC bias loop much smaller than 40Hz, to make its Q equal to $0.5\sqrt{2}$ for a maximally flat response and to cover the pole of the loudspeaker. That is why C_1 is needed if we want to extend the bass response significantly.

The transfer from node 1 to the loudspeaker is, in theory, frequency-independent as long as C_1 is short-circuited. When C_1 is not shorted, the transfer rises with decreasing frequency between 40Hz and 16Hz. Down to 16Hz, this compensates for the roll-off of the transfer from the input voltage of the cross-over filter in the loudspeaker to the (vector) sum of the stator segment currents. Multiplying all time constants of the DC bias loop by 2.5, so that its cut-off frequency and the zero made with R_1 also shift from 40Hz to 16Hz, then theoretically results in a 16Hz second-order high-pass response from amplifier input signal to far field sound pressure. This is the 16Hz far field mode.

However, the proximity effect may come into play at practical listening distances and very low frequencies. This effect causes a first-order increase of the sound pressure with decreasing frequency, compared to the far-field response, below the frequency at which 1 radian of the sound wave fits between the loudspeaker and the listener. For 3.38m listening distance, this comes down to about 16Hz.

As a result, for practical listening distances and with the bass extended to 16Hz, there is no need to shift one of the zeroes of the DC feedback loop response out of the origin. The proximity effect compensates for the additional roll-off below 16Hz. Therefore, in the 16Hz mode with near field compensation for 3.38m listening distance, both zeroes of the DC feedback loop are placed in the origin (at 0 rad/s).

As mentioned before, when the DC bias loop was originally designed, the influence of the diaphragm stiffness (which causes a resonance with the mass of the air load and a second-order roll-off below resonance) was neglected. This is a reasonable assumption if the diaphragm resonance occurs at an extremely low, preferably subsonic, frequency and is well-damped.

However, practice shows it is difficult to realise a well-damped subsonic or nearly subsonic diaphragm resonance. There are at least two ways to obtain a reasonably flat response with an insufficiently damped diaphragm resonance. The first method is to add a separate correction filter between the preamplifier and the high-voltage amplifier. This filter should have two zeroes which cover the poles of the diaphragm resonance and two poles in suitable properly damped positions. A relatively well-known circuit for this application is the so-called Linkwitz transform circuit, covered extensively at some Internet sites, although often even simpler circuits can be used. This is not discussed in this report.

In section B.2, a second way to compensate for the diaphragm resonance is treated. The DC bias loop can be designed to give a fourth- or fifth-order Chebyshev response together with the diaphragm resonance, the diaphragm resonance giving the most complex pole pair. In this way, the response can be kept flat to within 1dB with diaphragm resonance quality factors in the order of 3 to 5, which would otherwise give response peaks in the order of 10dB to 14dB. This is somewhat similar to the method QUAD uses in the ESL63, where a diaphragm resonance damped to $Q \approx 2$ with fine cloths glued to the stators is combined with a first-order high-pass response obtained by going from current to voltage drive below a certain frequency [2].

In section B.2.1, the fourth-order Chebyshev case is treated. The design procedure involves the following steps:

- A. Try to damp the diaphragm resonance acoustically or mechanically to a Q smaller than or equal to 3.56.
- B. Use low-frequency impedance measurements [1], [2] or some other method to determine the diaphragm resonance frequency and Q , which is called Q_{12} in section B.2.1.
- C. Calculate α , which is a scaling factor by which the real parts of the poles of the equivalent low-pass Chebyshev filter are derived from fourth-order Butterworth poles.
- D. Calculate the quality factor Q_{34} of the least complex poles, this is the required Q of the bias loop.
- E. Calculate the ω_n -ratio of the least and most complex poles and calculate the required ω_n of the bias loop using the measured diaphragm resonance frequency. It should be noted that the equation for the ω_n -ratio in section B.2.1 is derived for the low-pass case. Since we are dealing with a high-pass, one should take the reciprocal. If calculated properly, the f_n of the DC bias loop ($\omega_{n34}/2\pi$) should be higher than the diaphragm resonance frequency.
- F. Use the equations in section B.1 to find the modified values for the DC bias loop. Choose R_1 such that the real pole of the loudspeaker (due to the transfer from the input voltage of the cross-over filter to the (vector) sum of the stator segment currents) is covered by the zero $-1/(R_1 C_{kop})$.

In section B.2.2, the fifth-order Chebyshev case is dealt with. The design procedure for this case is:

- A. Try to damp the diaphragm resonance acoustically or mechanically to a Q smaller than or equal to 5.55.
- B. Use low-frequency impedance measurements [1], [2] or some other method to determine the diaphragm resonance frequency and Q , which is called Q_{12} in section B.2.2.
- C. Calculate α , which is a scaling factor by which the real parts of the poles of the equivalent low-pass Chebyshev filter are derived from fifth-order Butterworth poles.
- D. Calculate the quality factor Q_{34} of the least complex poles, this is the required Q of the bias loop.
- E. Calculate the ω_n -ratio of the least and most complex poles and calculate the required ω_n of the bias loop using the measured diaphragm resonance frequency. It should be noted that the equation for the ω_n -ratio in section B.2.2 is derived for the low-pass case. Since we are dealing with a high-pass, one should take the reciprocal. If calculated properly, the f_n of the DC bias loop ($\omega_{n34}/2\pi$) should be higher than the diaphragm resonance frequency.
- F. Use the equations in section B.1 to find the modified values for the DC bias loop. Delete R_1 !
- G. Calculate the required real pole p_5 , using the reciprocal of the equation for ω_{n12}/p_5 in B.2.2, because it is derived for the low-pass case.
- H. Adjust C_1 or the cross-over filter in the loudspeaker in such a way that the real pole ends up at the calculated position p_5 .

It should be noted that although a reasonably flat magnitude response can be obtained by adjusting the DC bias loop response as discussed in section B.2, the resonant phenomena still take equally much time to damp out. After all, the real part of the most complex poles (those due to diaphragm resonance) is not made any more negative.

Bijlage C. Leveranciers en prijzen

In deze bijlage staat een overzicht van waar de voornaamste onderdelen gekocht zijn en hoeveel ze kosten (bij afname van kleine aantallen, inclusief BTW).

Omschrijving	Leverancier	Prijs
PL519's	Stuut en Bruin, Den Haag	2•22,27 euro=44,54 euro
Twee anodetopkapjes en twee magnoval buisvoeten	Radio Service Twenthe, Den Haag	Samen 12,60 euro
1%-polystyreen- en polypropyleencondensatoren	Farnell	Geen idee
Ringkerntransformator 2 keer 115V, 225VA	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	45,36 euro
Ringkerntransformator 2 keer 22V, 50VA	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	Vermoedelijk 31,05 euro
Günther rietrelais	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	3•6,78 euro=20,34 euro
Hamlin rietrelais	Farnell	2•11,11 euro=22,22 euro
Relais type AZ-696-1C, 24V	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	Vermoedelijk 3,35 euro
Elco's 220µF, 450V	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	19•9,95 euro=189,05 euro
100V-elco's	Radio Service Twenthe, Den Haag	Geen idee, niet veel
Draadgewonden 9W-weerstand	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	12•1,59euro=19,08euro
Keramische klasse I-condensatoren (NP0) 15pF, 500V	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	28•0,34 euro=9,52 euro
Overige onderdelen	Display Elektronika / Eurosound Elektronica, Haarlem	Ongeveer 100 euro, inclusief XLR-chassis- en -kabeldeel
Totaal		Ruw geschat 509,11 euro

Appendix D. English translations of the Dutch annotations on the schematics

In AMP.pdf:
onderaanzicht: bottom view

Anode aan topaansluiting: anode (plate) connected to the top connection

16Hz met nabije-veldcorrectie voor ongeveer 3,38m luisterafstand: 16Hz with near-field correction for approximately 3.38m listening distance

Alle dioden BAW62, tenzij anders vermeld: All diodes BAW62, unless noted otherwise

Günther DIL-rietrelais uit de 3570-1220-reeks, 24V en 2kΩ spoel, 2 keer maak: Günther DIL reed relay from the 3570-1220 series, 24V and 2kΩ coil, double pole normally open

Hamlin HE721C2410 rietrelais, 24V, 2kΩ spoel, 1x om, ingebouwde vrijlooptiode: Hamlin HE721C2410 reed relay, 24V, 2kΩ coil, single pole changeover, built-in diode

Klasse I keramisch: Class I ceramic

Twee keer 47nF: Two times 47nF

Naar de oversturingsindicatieschakeling: To the clipping indicator circuit

Bij de cascade of bij de trafo monteren: Mount close to the cascade or close to the transformer

ongeveer 80V tot 90V verwacht: about 80V to 90V expected

van trafo: from transformer

punt X, van de tijdschakelaar: point X, from the timer

naar wat dioden, de LM339 en de TL071's: to some diodes, the LM339 and the TL071's

naar wat dioden, de TL071's en de 4538B en LM339 in de oversturingsindicatieschakeling: to some diodes, the TL071's and the 4538B and LM339 in the clipping indicator circuit

In AmpSUPP.pdf:

van de linkerhelft van de versterker: from the left-hand half of the amplifier

van de rechterhelft van de versterker: from the right-hand half of the amplifier

gewone groene LED: normal green LED

OVERSTUURD, rode LED voor lage stroom: CLIPPING, red low-current LED

geel, lage stroom: yellow, low-current

vooraanzicht: front view

naar de CM-stroombron, punt X: to the CM current source, point X

ongekoeld: not cooled

van de ene TL071: from one TL071

van de andere TL071: from the other TL071

naar de gloeidraden (via weerstanden): to the filaments (through resistors)

extra traag: extra slow-blow

contact voor 8A, 380V, isolatiespanning 6kV tussen spoel en schakelaar, VDE-keur: contact for 8A, 380V, isolation voltage 6kV between coil and switch, VDE approved

Bijlage E. Andere optima voor de eindtrap

In bijlage A is berekend wat voor uitgangsspanning haalbaar is met een hoogspanningsvoeding met een gegeven Théveninspanning (open spanning, EMK) en een gegeven uitgangs-(gelijkstroom-)weerstand. Stel echter eens dat we een betere hoogspanningsvoeding zouden hebben, met vrij te kiezen spanning en

verwaarloosbare uitgangsweerstand. In dat geval zijn andere optima van toepassing; twee daarvan worden in deze bijlage berekend.

In E.1 wordt aangenomen dat de enige beperking de maximale anodedissipatie van de eindbuizen is. Onder deze aanname komen we op een totaal onpraktisch optimum uit waarbij de hoogspanning, de anodeinstelweerstand en het totaal uit de voeding opgenomen vermogen naar oneindig naderen. Dit optimum kan eigenlijk alleen gebruikt worden om te zien hoe ver een praktisch geval onder het met een gegeven type buis haalbare ligt.

In E.2 wordt de maximaal haalbare uitgangsspanning voor een gegeven totaal uit de hoogspanningsvoeding opgenomen vermogen berekend.

E.1. Maximale spanning bij een gegeven anodedissipatie

Stel dat in Figuur 5 R_{HSV} nul is en dat we V_{HSV} onbeperkt kunnen opvoeren. In dat geval is het het handigste om V_{HSV} en R_A flink te vergroten, zodat $2R_A \gg R_{LS}$. De signaalstroom door de buizen komt dan vrijwel volledig in de belastingsweerstand terecht, het signaalverlies dat ontstaat doordat een deel van de signaalstroom de R_A 's in loopt is dan verwaarloosbaar. De combinatie van de hoogspanningsvoeding met de anodeinstelweerstand gedraagt zich dan bij benadering als twee stroombronnen met waarde $I = V_{HSV}/R_A$.

In het instelpunt bedraagt de anodedissipatie van elke eindbuis nu:

$$P_A = V_{CM} I$$

Bij uitsturing wordt de dissipatie minder. De maximale signaalspanning over de belasting is:

$$V_{LS, piek} = R_{LS} I$$

mits de stroom de haalbare uitgangsspanning bepaalt. Als de minimale anodespanning van de buizen verwaarloosbaar is, wordt hieraan voldaan zolang

$$V_{CM} \geq \frac{1}{2} V_{LS, piek},$$

waarbij het voor minimale anodedissipatie het handigste is om te kiezen voor

$$V_{CM} = \frac{1}{2} V_{LS, piek}$$

De anodespanningen zwaaien dan bij maximale uitsturing in tegenfase op en neer tussen 0V en $V_{LS, piek}$, de anodestromen zwaaien tussen 0A en $2I$.

Er geldt nu dus voor de anodedissipatie in het instelpunt:

$$P_A = \frac{1}{2} V_{LS, piek} \bullet \frac{V_{LS, piek}}{R_{LS}} = \frac{V_{LS, piek}^2}{2R_{LS}}$$

waaruit volgt dat:

$$V_{LS, piek} = \sqrt{2R_{LS} P_A}$$

waarbij gebruik is gemaakt van de kennis dat de piekspanning een positieve waarde moet hebben.

Met buizen die 45W anodedissipatie kunnen hebben (maximum voor een PL519) en met een belastingsweerstand van 432kΩ vinden we aldus:

$$V_{LS,peik} \approx 6235,382907V$$

$$V_{CM} \approx 3117,691454V$$

$$I \approx 14,43375673mA.$$

Uiteraard zal de berekende piekspanning op de luidspreker in de praktijk niet gehaald kunnen worden aangezien de toelaatbare hoogspanning en de toelaatbare totale dissipatie in de anodewestanden in praktische gevallen wel degelijk beperkt zal zijn. Men dient dit dan ook zuiver als een theoretische bovengrens te beschouwen.

E.2. Maximale uitgangsspanning bij een gegeven uitgangsvermogen van de hoogspanningsvoeding of minimaal benodigd vermogen van de hoogspanningsvoeding voor een gegeven piekspanning op de uitgang

Laten we aannemen dat $R_{HSV}=0$ in Figuur 5, dat V_{HSV} vrij kan worden gekozen en dat de bereikbare spanning over R_{LS} moet worden gemaximaliseerd voor een gegeven door de hoogspanningsvoeding geleverd vermogen. Dit komt op hetzelfde neer als het minimaliseren van het door de hoogspanningsvoeding te leveren vermogen voor een gegeven piekspanning over R_{LS} .

Het door de hoogspanningsvoeding geleverde vermogen is:

$$P_{HSV} = 2V_{HSV} \frac{V_{HSV} - V_{CM}}{R_A}$$

Als de minimale anodespanning verwaarloosbaar is, wordt de piekspanning over de belasting

$$V_{LS,peik} = V_{HSV} \frac{R_{LS}}{R_{LS} + R_A}$$

als één buis tot 0V anodespanning en de andere tot 0A anodestroom wordt uitgestuurd in de pieken. Voor de common-modespanning moet dan gelden

$$V_{CM} = \frac{1}{2} V_{LS,peik} = V_{HSV} \frac{R_{LS}}{2(R_{LS} + R_A)}$$

Uit deze vergelijkingen volgt:

$$P_{HSV} = 2 \frac{R_{LS} + R_A}{R_{LS}} V_{LS,peik} \frac{\frac{R_{LS} + R_A}{R_{LS}} V_{LS,peik} - \frac{1}{2} V_{LS,peik}}{R_A}$$

dus

$$P_{HSV} = \frac{(R_{LS} + R_A)(R_{LS} + 2R_A)}{R_{LS}^2 R_A} V_{LS, piek}^2 = \frac{2R_A^2 + 3R_A R_{LS} + R_{LS}^2}{R_{LS}^2 R_A} V_{LS, piek}^2$$

De afgeleide naar R_A van de eerste factor van het rechterlid is nu:

$$\frac{(4R_A + 3R_{LS})R_{LS}^2 R_A - R_{LS}^2 (2R_A^2 + 3R_A R_{LS} + R_{LS}^2)}{R_{LS}^4 R_A^2} = \frac{2R_{LS}^2 R_A^2 - R_{LS}^4}{R_{LS}^4 R_A^2}$$

Door de teller gelijk te stellen aan nul en te beseffen dat R_{LS} niet nul is, vinden we:

$$2R_A^2 = R_{LS}^2 \Rightarrow R_A = \pm \frac{1}{2} \sqrt{2} R_{LS}$$

waarbij de positieve oplossing om praktische redenen uiteraard de voorkeur verdient.

Invullen in de vergelijking voor P_{HSV} levert nu op:

$$P_{HSV} = \frac{V_{LS, piek}^2}{R_{LS}} (2\sqrt{2} + 3)$$

oftewel

$$V_{LS, piek} = \pm \sqrt{\frac{P_{HSV} R_{LS}}{2\sqrt{2} + 3}}$$

E.3. Summary

In this appendix, some other optima are calculated for the output stage, now assuming a perfect high-voltage supply with zero internal resistance ($R_{HSV}=0$) and a voltage V_{HSV} which can be chosen arbitrarily. See Figuur 5.

In section E.1, the maximum peak output voltage for a given anode dissipation in the valves is calculated, assuming that V_{HSV} and R_A can be made extremely high, such that the combination of the high-voltage supply and the anode bias resistors approximately behaves as a pair of current sources. It should be noted that this is completely unpractical, as it leads to an excessive power dissipation. This should only be regarded as a theoretical optimum, which can be used to calculate an upper limit to the possible peak output voltage.

In section E.2, the total power drawn from the high-voltage supply is minimised for a given peak output voltage or, equivalently, the peak output voltage is maximised for a given power drawn from the high-voltage supply.

Bijlage F. Benodigde zwaar-membraancorrectie

Volgens [3] veroorzaakt de membraanmassa bij vlakke golven een eerste-ordeafval boven

$$f = \frac{2\rho_o c}{2\pi\sigma},$$

waarbij σ de membraanmassa per oppervlakte-eenheid is en $\rho_o c$ de zogenaamde akoestische karakteristieke impedantie van lucht, ongeveer 407Ns/m^3 . De dichtheid van Mylar is 1390kg/m^3 , overeenkomend met $0,00834 \text{kg/m}^2$ bij een dikte van $6 \mu\text{m}$. Hiermee komen we op het volgende theoretische kantelpunt:

$$f \approx 15534 \text{Hz}.$$

De vlakke-golfbenadering is echter alleen van toepassing als het (in fase) afstralende deel van het membraan veel groter is dan de golflengte, wat nu juist zeer ongewenst is vanwege de bundeling die hierdoor ontstaat.

Het hoogsegment wordt ongeveer 5cm bij 10cm. Voor een cirkelvormig membraan van dezelfde oppervlakte staat er dan volgens [3, in de buurt van bladzijde 234] een soort akoestische stralingsinductie $2L_a$ parallel aan σ , waarbij L_a gegeven wordt door:

$$L_a = \rho_o \sqrt{\frac{A}{2\pi}},$$

waarbij A de oppervlakte is en ρ_o de dichtheid van lucht (ongeveer $1,18 \text{kg/m}^3$). We vinden aldus:

$$L_a \approx 0,03328718543 \text{kg/m}^2,$$

$$\sigma/2L_a \approx 0,007411531948 \text{kg/m}^2, \text{ waarbij } \sigma/2L_a = 2\sigma L_a/(\sigma + 2L_a),$$

$$f \approx 17480 \text{Hz}.$$

Frank rekent met cirkelvormige in plaats van rechthoekige membranen om de berekeningen te vereenvoudigen. Hij hoopt maar dat de hierdoor veroorzaakte onnauwkeurigheid klein is.

Om voor de invloed van de membraanmassa te corrigeren, moet de overdracht van de versterker dus boven een kHz of 17 met een eerste-ordehelling toenemen.

Summary

The required heavy-diaphragm correction has been approximately calculated twice using the equations in [3]. According to the first approximation, which assumes plain waves (which implies excessive beaming), the cut-off frequency for a $6 \mu\text{m}$ thick Mylar diaphragm is 15534Hz. According to the second approximation [3, around page 234], which approximates the 5cm wide and 10cm long radiating surface of the tweeter segment with a circle having the same area, the cut-off frequency is 17480Hz. The response drops off at a first-order rate above the cut-off frequency, which has to be compensated for by the heavy-diaphragm correction in the amplifier.

Bijlage G. Vervorming en vouwproducten in het vervormingstestsignaal

Vervorming en vouwproducten van een Aristona CD1380 CD-speler met een Disky TCDD864612 test-CD, gemeten met een HP (nu Agilent) 3589A spectrumanalysator. De vervorming is gemeten met de ingangsweerstand van de 3589A op $1 \text{M}\Omega$ en met de ingang op 50Ω , maar dan met $10 \text{k}\Omega$ tussen de CD-speler en de 3589A.

Distortion and imaging products of an Aristona CD1380 CD player with a Disky TCDD864612 test-CD, measured with an HP (now Agilent) 3589A spectrum analyser. The distortion has been measured with the input resistance of the 3589A set to 1M Ω and with the input set to 50 Ω , but in that case there was a 10k Ω resistor between the CD-player and the 3589A.

Opname 57, 1kHz, -10dB, op het linkerkanaal gemeten:

HP3589A op 1M Ω , lage vervorming, 0...100kHz, resolutiebandbreedte 36Hz:

1kHz: 8,71dBm ten opzichte van 50 Ω

Palen ten opzichte van 1kHz:

1kHz: 0dB

2kHz: -66,92dB

3kHz: -72,71dB

4kHz: -75,43dB

5kHz: -70,02dB

43kHz: -62,985dB

45kHz: -63,97dB

Totale harmonische vervorming tot en met 5kHz (*THD up to and including 5kHz*): 0,06204818195%

Totaal van de vouwproducten (*total of the imaging products*): 0,09506776443%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,1135246965%

HP3589A op 50 Ω , 10k Ω tussen CD-speler en spectrumanalysator, lage vervorming, bandjes van 100Hz om de gemeten frequentie, resolutiebandbreedte 1,1Hz:

1kHz: -36,88dBm in 50 Ω

Palen ten opzichte van 1kHz:

1kHz: 0dB

2kHz: -68,17dB

3kHz: -71,46dB

4kHz: -75,13dB

5kHz: -72dB

43,1kHz: -62,47dB

45,1kHz: -63,95dB

87,2kHz: -77,9dB

89,2kHz: -78,27dB

Rond 1,01kHz en 959Hz valt ook wat troep waar te nemen.

De palen op 131,3kHz, 133,3kHz, 175,4kHz en 177,4kHz liggen onder de meetvloer (<-83,12dB)

Totale harmonische vervorming tot en met 5kHz (*THD up to and including 5kHz*): 0,05635963647%

Totaal van de vouwproducten (*total of the imaging products*): 0,1000034017%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,1147915022%

Gemeten met mijn antieke Radiometer BKF6 vervormingsmeter en een goed afgeregelde 1:10-probe

(*measured with my antique Radiometer BKF6 distortion meter and a properly adjusted 1:10-probe*): 0,13%

Opname 67, 10kHz, -10dB, op het linkerkanaal gemeten:

HP3589A op 1M Ω , lage vervorming, 0...100kHz, resolutiebandbreedte 36Hz:

10kHz: 8,25dBm ten opzichte van 50 Ω

Palen ten opzichte van 10kHz:

10kHz: 0dB

20kHz: -72,2dB

34kHz: -72,62dB

54kHz: -67,76dB

78,25kHz: -74,85dB (vermoedelijk verband houdend met het scherm van de HP)

Totale harmonische vervorming tot en met 20kHz (*THD up to and including 20kHz*): 0,02454708916%

Totaal van de vouwproducten (de 78,25kHz is niet meegenomen) (*total of the imaging products, not including the 78.25kHz peak*): 0,04713765839%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,0531461986%

HP3589A op 50Ω, 10kΩ tussen CD-speler en spectrumanalysator, lage vervorming, bandjes van 100Hz om de gemeten frequentie, resolutiebandbreedte 1,1Hz:

10kHz: -37,23dBm in 50Ω

Palen ten opzichte van 10kHz:

10kHz: 0dB

20kHz: -69,58dB

34,1kHz: -71,63dB

54,1kHz: -68,16dB

Ongeveer 34Hz boven en onder de 10kHz-paal valt ook wat troep waar te nemen.

Totale harmonische vervorming tot en met 20kHz (*THD up to and including 20kHz*): 0,03318944576%

Totaal van de vouwproducten (*total of the imaging products*): 0,0470599033%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,05758622932%

Gemeten met mijn antieke Radiometer BKF6 vervormingsmeter en een goed afgeregelde 1:10-probe

(*measured with my antique Radiometer BKF6 distortion meter and a properly adjusted 1:10-probe*): 0,12%

Gemeten met mijn antieke Radiometer BKF6 vervormingsmeter en een 1:1-probe (*measured with my antique Radiometer BKF6 distortion meter and a 1:1-probe*): 0,08%

Opname 52, 100Hz, -10dB, op het linkerkanaal gemeten:

HP3589A op 1MΩ, lage vervorming, 0...100kHz, resolutiebandbreedte 36Hz:

100Hz: 8,72dBm ten opzichte van 50Ω,

niets te zien rond 44,1kHz, ook niet in een bandje van 43,6kHz tot 44,6kHz met 9,1Hz resolutiebandbreedte.

HP3589A op 1MΩ, lage vervorming, 0...1kHz, resolutiebandbreedte 9,1Hz:

100Hz: 8,8dBm ten opzichte van 50Ω (9,07dBm op een 10dB hoger bereik gemeten)

Palen ten opzichte van 100Hz:

100Hz: 0dB

200Hz: -63,14dB (-63,23dB op een 10dB hoger bereik gemeten)

300Hz: -58,75dB (-60,46dB op een 10dB hoger bereik gemeten)

400Hz: -79,4dB

500Hz: -72,8dB

Totale harmonische vervorming tot en met 500Hz (*THD up to and including 500Hz*): 0,137214147%

Totaal van de vouwproducten (*total of the imaging products*): 0%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,137214147%

HP3589A op 50Ω, 10kΩ tussen CD-speler en spectrumanalysator, lage vervorming, gemeten van 0Hz...1kHz en van 43,6kHz...44,6kHz, resolutiebandbreedte 9,1Hz:

100Hz: -36,81dBm in 50Ω

Palen ten opzichte van 100Hz:

100Hz: 0dB

200Hz: -62,18dB

300Hz: -58,39dB

niets te zien tussen 43,6kHz en 44,6kHz

Totale harmonische vervorming tot en met 300Hz (*THD up to and including 300Hz*): 0,1433217614%

Totaal van de vouwproducten (*total of the imaging products*): 0%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,1433217614%

Gemeten met mijn antieke Radiometer BKF6 vervormingsmeter en een goed afgeregelde 1:10-probe

(*measured with my antique Radiometer BKF6 distortion meter and a properly adjusted 1:10-probe*): 0,17%

Opname 35, 1kHz, 0dB, op het linkerkanaal gemeten:

HP3589A op 1M Ω , lage vervorming, 0...100kHz, resolutiebandbreedte 36Hz:

1kHz: 18,53dBm ten opzichte van 50 Ω

Palen ten opzichte van 1kHz:

1kHz: 0dB

2kHz: -69,02dB

3kHz: -69,17dB

43kHz: -62,10333333dB

45kHz: -63,97333333dB

Totale harmonische vervorming tot en met 3kHz (*THD up to and including 3kHz*): 0,04963606862%

Totaal van de vouwproducten (*total of the imaging products*): 0,1008306049%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,1123857206%

HP3589A op 50 Ω , 10k Ω tussen CD-speler en spectrumanalysator, lage vervorming, 0...100kHz, resolutiebandbreedte 36Hz:

1kHz: -27,41dBm in 50 Ω

Palen ten opzichte van 1kHz:

1kHz: 0dB

2kHz: -69,39dB

3kHz: -71,2dB

43kHz: -62,37dB

45kHz: -63dB

Totale harmonische vervorming tot en met 3kHz (*THD up to and including 3kHz*): 0,04369642965%

Totaal van de vouwproducten (*total of the imaging products*): 0,1039526782%

Vervorming en vouwproducten samen (*distortion and imaging together*): 0,1127631911%

Vervorming van de HP3589A zelf:

Distortion of the HP3589A itself:

harmonische vervormingsproducten gegarandeerd <-80dBc, gewoonlijk <-90dBc met de ingang op 50 Ω , lage-vervormingsstand

harmonische vervormingsproducten gegarandeerd <-75dBc, gewoonlijk <-80dBc met de ingang op 1M Ω , lage-vervormingsstand

Theoretische versterking van een filter waarvan de overdracht vanaf 17kHz met een eerste-ordehelling stijgt en 1 maal (0dB) is bij lage frequenties:

Theoretical amplification of a filter the response of which rises with a first-order slope above 17kHz with unity amplification at low frequencies:

1kHz: 1,00172861 (0,015001551dB)

10kHz: 1,160181348 (1,290517586dB)

34,1kHz: 2,241330858 (7,010119407dB)

43,1kHz: 2,725383691 (8,708553054dB)

44,1kHz: 2,780188189 (8,88148388dB)

45,1kHz: 2,835153768 (9,051532366dB)

54,1kHz: 3,335771311 (10,46392539dB)

Met vouwproducten van ongeveer 0,1% en een versterker die rond 44,1kHz ongeveer 2,8 keer meer versterkt dan bij 1kHz, kan ongeveer 0,28% van de gemeten vervorming bij 1kHz het gevolg zijn geweest van de vouwproducten.

With approximately 0.1% of imaging products and an amplifier which amplifies 2.8 times more near 44.1kHz than near 1kHz, about 0.28% of the measured distortion at 1kHz can actually have been due to the imaging products.

Literatuurlijst

- [1] Peter James Walker, “New developments in electrostatic loudspeakers”, *Journal of the Audio Engineering Society*, jaargang 28, nummer 11, november 1980, blz. 795...799
- [2] Peter J. Baxandall, “Electrostatic loudspeakers”, hoofdstuk 3 van John Borwick (redacteur), *Loudspeaker and headphone handbook*, Focal Press, Oxford, 1997, ISBN 0-240-51371-1
- [3] Frank Andries Adriaan Verwaal, *Elektrostatistische luidsprekers*, 29 december 2002, niet gepubliceerd, maar diverse Nederlandse ESL-liefhebbers hebben er kopieën van
- [4] Joseph A. D’Appolito, “A geometrical approach to eliminating lobing error in multiway loudspeakers”, *Audio Engineering Society preprint*, nummer 2000, 74th Convention, New York, 8...12 oktober 1983
- [5] Siegfried H. Linkwitz, “Active crossover networks for noncoincident drivers”, *Journal of the Audio Engineering Society*, jaargang 24, nummer 1, januari/februari 1976, blz. 3...8
- [6] Marcel van de Gevel en Richard Visée, “Geachte redactie” (reactie op “Tegenkoppeling van de werkelijkheidsweergave?”), *RB elektronica*, nummer 2, 1994, blz. 13...15.
- [7] D. G. Daugherty en R. A. Greiner, “Some design objectives for audio power amplifiers”, *IEEE Transactions on audio and electroacoustics*, AU-14.1, maart 1966, blz. 43...48
- [8] Peter Garde, “Transient Distortion in Feedback Amplifiers”, *Journal of the Audio Engineering Society*, jaargang 26, nummer 5, mei 1978, blz. 314...322
- [9] Mac Elwyn van Valkenburg, *Analog filter design*, hoofdstuk 8: “The Chebyshev response”, Holt, Rinehart and Winston, Inc., New York, 1982, ISBN 0-03-059246-1