

A-30, een nieuwe hybride eindversterker (2)

Zoals in het vorige nummer werd aangekondigd zijn er twee prototypen van de nieuwe A-30 vervaardigd. Eén met een 160 VA trafo en één met een 300 VA trafo. Van dit laatste model volgt nu een beschrijving en een vergelijking van de specificaties van de twee modellen.

door Matthijs van Laar en John van der Sluis

voeding

Zoals gemeld zijn er meerdere voedingsmogelijkheden. Een zwaardere voeding heeft ontegenzeggelijk voordelen maar er hangt ook een (beduidend) hoger prijskaartje aan. Een keus die we nu gemaakt hebben is dat er binnen de gekozen elektronische configuratie niet naar de prijs van de componenten is gekeken.

Al eerder hadden we de ervaring dat de kwaliteit van de voedingselco's in belangrijke mate bijdraagt aan de uiteindelijke geluidskwaliteit. Voedingselco's zijn te kust en te keur te koop van de grote Europese fabrikanten zoals Philips, Siemens, Fraco en Roederstein. In onze prototypen werden tot nog toe in de voeding veelal Franse elco's toegepast van het fabriekje SicSafco of CEF. De 'professionele' Siemens elco's voldoen ook redelijk maar halen niet de (gehoormatige!) kwaliteit van de genoemde Franse typen. Voor de eerder besproken versie van de A-30 hebben we SicSafco gebruikt, met klinkend resultaat. Dat ging goed totdat een

lezer bij ons binnenstapte met een door hem vervaardigde versie van de A-25. Daarin waren de Amerikaanse Mallory elco's toegepast. De versterker had nog nooit aangestaan daar de betreffende lezer ons eerst een eindcontrole op zijn montage wilde laten verrichten (het was zijn allereerste elektronica project!). Na de controle en metingen werd de versterker aangesloten en gingen we luisteren. Die versterker klonk beter dan enige versie die we ooit van de A-25 gehoord hadden! En dat terwijl het apparaat nog geen uur had aangestaan. Daar de overige componenten niet afweken van onze eigen versie was de enige logische verklaring dat het verschil in de Mallory's moest zitten.

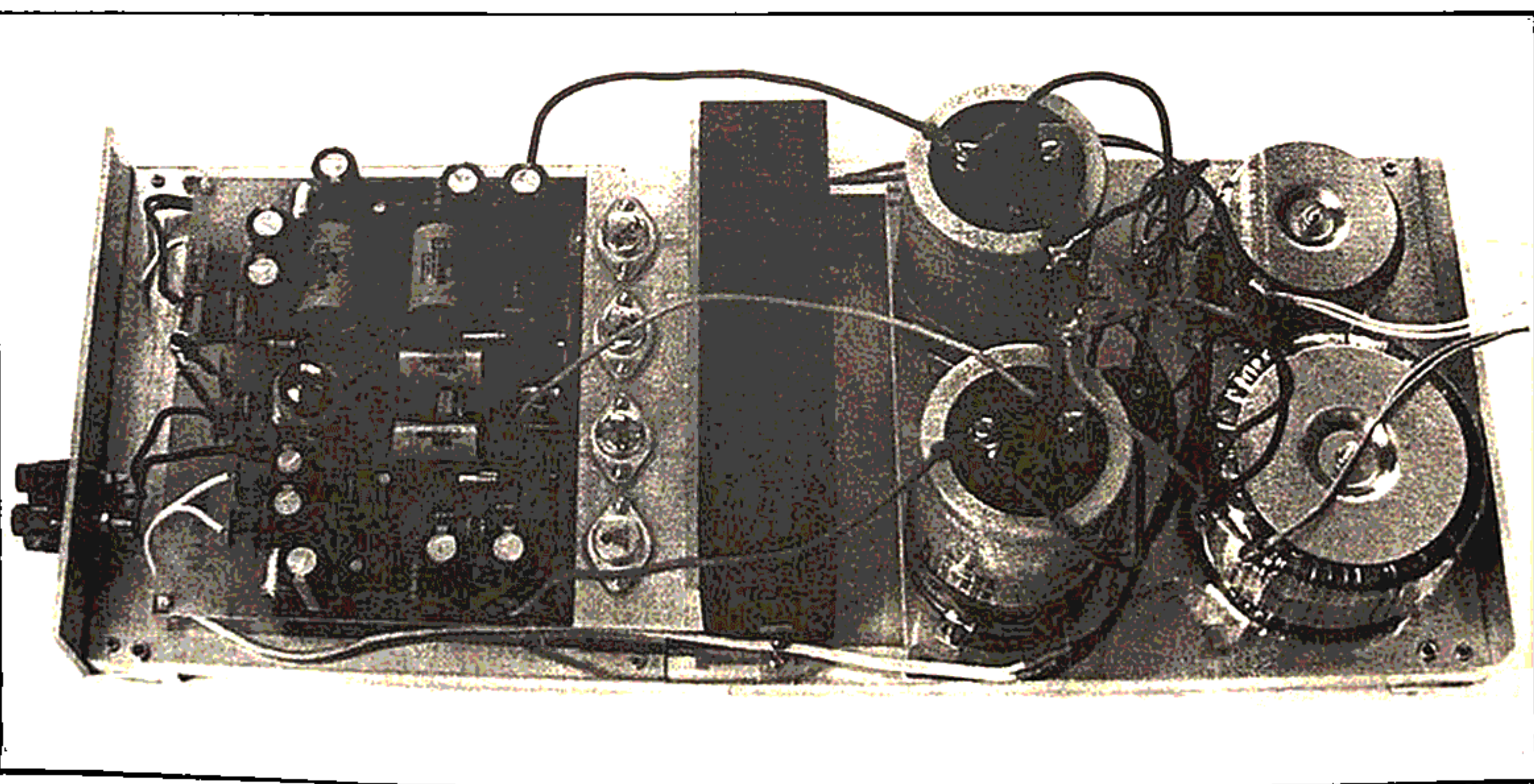
U begrijpt het al, we hebben als een haas Mallory elco's in de tweede A-30 gestopt. Die Mallory elco's waren ook voor een hogere spanning gespecificeerd en ook dat scheelt gehoormatig. De gelijkspanning die na de bruggelijkrichter ontstaat met een zwaardere trafo en grotere elco's is een paar volt hoger dan met een 'kleine' voeding. We gingen van + en -31 Volt bij

een 160 VA voedingstrafo naar + en -34 Volt. Dat was tevens aanleiding om de elco's van 2200 μ F-35 Volt op de printplaat te vervangen door typen van 2200 μ F-50 Volt. Ook dát zou kunnen uitmaken. Het schema bleef verder ongewijzigd op één weerstandswaarde na. Wél is de voedingsbedrading in het tweede prototype met massief draad gemaakt.

luisteren

Na gedane arbeid is het goed luisteren! Dat bleek inderdaad het geval. De versterker klonk vanaf het eerste moment van aansluiten op een aantal punten beter dan het eerste prototype. Het zijn overigens geen grote verschillen maar meer een soort punten op de 'i'. Het stereobeeld blijkt nog wat 'losser' in de ruimte te staan en verschillende instrumenten in een groot orkest zijn beter te 'pinpointen'. Aardig is ook dat aanslagen, attacks, in de hogere registers feller klinken. Het grootste verschil is in het laagste register te horen: de autoriteit waarmee een dikke 32 voets orgelpijp of een paukenroffel wordt neergezet is ongekend. Juist dat laagfundament blijkt heel belangrijk voor het totaalbeeld, de 'overall' indruk.

We geven hieronder een tabel met vier kolommen, twee met meetgegevens van onze prototypen en twee met te verwachten 'slechtste' waarden bij zelfbouw.



de nieuwe A-30 in zware uitvoering. Links de printplaat, in het midden de fet's met koelplaat, rechts daarvan de twee Mallory elco's en geheel rechts de speciale hoogspanningstrafo en de vermogenstrafo, beide van Amplimo.

Ned. Ver. v. Historie v/d Radio

gegevens A-30 hybride eindversterker

Beding met trafo	175 VA gemeten	300 VA gemeten	175 VA worst case	300 VA worst case
Vermogen bij 10 kHz in Watts aan:				
8 Ohm	45	60	40	55
8 Ohm//2 μ F	36	60	30	55
4 Ohm	64	90	60	70
4 Ohm//2 μ F	64	90	60	70
2 Ohm	153	190	125	160
2 Ohm//2 μ F	162	220	125	160
1 Ohm	256	289	220	240
Overshoot in % aan:				
8 Ohm//2 μ F	6	18	20	25
2 Ohm//2 μ F	10	10	15	20
Bandbreedte (Hz-kHz)				
	<5-250	<5-210	5-200	5-180
Verzwakking t.o.v. 8 Ohm in db bij 1 Watt aan:				
4 Ohm	0.25	0.25	0.4	0.4
2 Ohm	0.5	0.5	0.7	0.7
1 Ohm	0.75	1	1.5	1.5
THD bij vol vermogen en 10 kHz in % aan:				
8 Ohm//2 μ F	0.55	0.48	<1	<1
4 Ohm//2 μ F	0.65	0.38	<1	<1
2 Ohm//2 μ F	0.53	0.29	<1	<1
1 Ohm	1.15	1.26	<1,5	<1,5
Slew Rate (V/μs)				
	10	15	8	12
Transfer Time (μs)				
	1.5	1.0	2	1,5
S/N t.o.v. 1 W aan 8 Ohm in dB				
	79	79	75	75
Gevoeligheid voor 1 W (mV)				
	74	90	90	100
DC offset (mV)				
	2	1,7	<5	<5

De prestaties van de schakeling worden beïnvloed door de buiseigenschappen. In onze prototypen werden gepaarde E88CC Golden Dragon buizen gebruikt. Om aan de genoemde specificaties te komen is het van belang een 'merkbuis' te nemen van bijv. Philips, Siemens, General Electric e.d. De printplaten worden geleverd met complete onderdelenlijsten en tekeningen voor beide versies.

Onderdelenlijst A-30

Printplaat AT-935

R 1 = 100 k

R 2 = 5,62 k

R 3 = 1 K

R 4 = 100

R 5 = 1 k

R 6 = 1 M

R 7 = 100

R 8 = 3,32 k

R 9 = 1 k

R 10 = 1 k

R 11 = 681

R 12 = 681

R 13 = 20 k

R 14 = 20 k

R 15 = 16,9 k

R 16 = 16,9 k

R 17 = (3,9 k - 1 W)

R 18 = (3,9 k - 1 W)

R 19 = 604

R 20 = 402

R 21 = 604

R 22 = 402

R 23 = 10 - 1 W

R 24 = 1 k

R 25 = 100 k

R 26 = 100 k

R 27 = (2,2 k - 1 W)

R 28 = (2,2 k - 1 W)

R 29 = 1 k

R 30 = 68,1 k

R 31 = 100

R 32 = 10

R 33 = 100

R 34 = 475

C 1 = 150 pF styroflex of MKP - 63 V

C 2 = 47 à 100 NF styroflex of MKP - 63 V

C 3 = 3,3 uF - MKP - 250 V - Intertechnik of Audyn

C 4 = 3,3 uF - MKP idem

C 5 = 2200 uF - 35 Volt

C 6 = 2200 uF - 35 Volt

C 7 = 2200 uF - 50 Volt

C 8 = 2200 uF - 50 Volt

C 9 = 2200 uF - 50 Volt

C 10 = 2200 uF - 50 Volt

C 11 = 68 NF - MKP

C 12 = 68 NF - MKP

C 13 = 100 NF - 200 V - MKP

^C 14 = 470 NF - MKP

C 15 = 47 NF - MKP

*C 16 = 680 NF - MKP

*C 17 = 680 NF - MKP

C 18 = 100 uF - 35 Volt

C 19 = 100 uF - 35 Volt

×C 20 = 10 NF - 400 Volt - MP of MKP

×C 21 = 10 NF - 400 Volt - MP of MKP

×C 22 = 10 NF - 400 Volt - MP of MKP

×C 23 = 10 NF - 400 Volt - MP of MKP

C 24 = 47 uF - 350 Volt

C 25 = 47 uF - 350 Volt

C 26 = 10 uF - 250 Volt - MKP Intertechnik of Audyn

C 27 = 10 uF - 250 Volt - MKP idem

C 28 = 2200 uF - 35 Volt

C 29 = 2200 uF - 35 Volt

C 30 = 220 NF - 63 Volt - MKP

C 31 = 47 uF - 35 Volt

C 32 = 10 NF - 63 Volt MKP

C 33 = 10 nF - styroflex

C 34 = 10 nF - styroflex

C 35 = 470 uF - 35 Volt

C 36 = 470 uF - 35 Volt

D 1 = zenerdiode 12 Volt

D 2 = zenerdiode 12 Volt

D 3 = 1N4148

D 4 = 1N4148

D 5 = 1N4148

D 6 = 1N4148

D 7 = zenerdiode 15 Volt

D 8 = zenerdiode 15 Volt

D 9 = 1N4007

D 10 = 1N4007

D 11 = 1N4007

D 12 = 1N4007

D 13 = zenerdiode 75 Volt

D 14 = zenerdiode 75 Volt

D 15 = zenerdiode 75 Volt

D 16 = 1N4004

D 17 = 1N4004

D 18 = 1N4004

D 19 = 1N4004

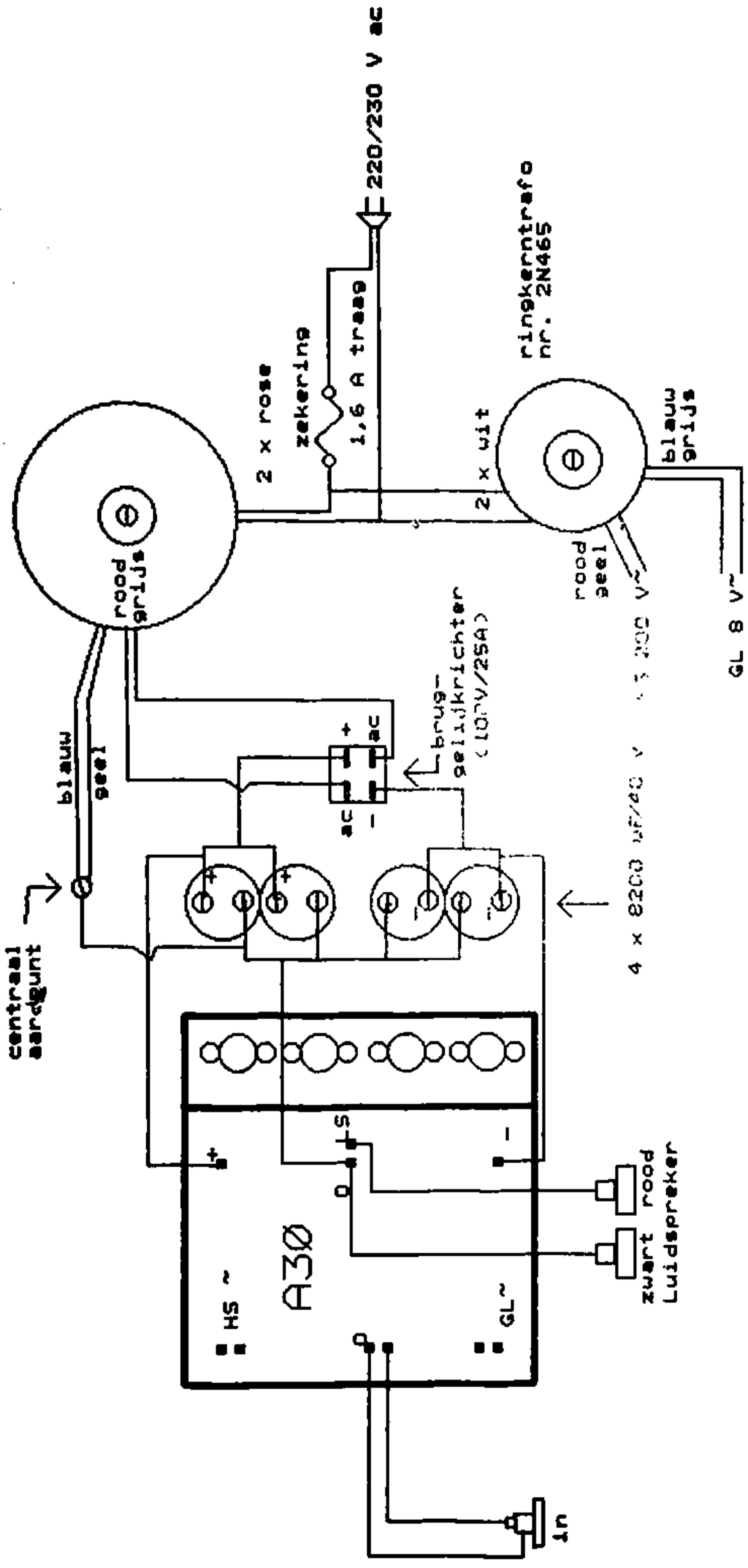
IC 1 = uA78L12

IC 2 = uA79L12

IC 3 = TL071

IC 4 = uA7906

ringkerntrafo
nr. 51015



Audio & Techniek Rotterdam Holland	
Copyright 1993	0.0
Title	Bedrading A-30
Size Document Number	A
Date:	August 6, 1993 Sheet 1 of 3

Q 1 = 2SK135
Q 2 = 2SJ50
Q 3 = 2SK135
Q 4 = 2SJ50
Q 5 = BF459
Q 6 = BF459
Q 7 = BF459
B 1 = E88CC

weerstand tussen haakjes voor de zware uitvoering
(met hogere trafospanning!)

alle elco's Marcon

MKP condensatoren Wima

per printplaat AT-935 zijn voorts nodig:

1 buisvoet printuitvoering (lieft keramisch met
verzilverde kontakten)

2 kleine (opsteek-) koelers voor Q5 en IC4

Voeding A-30

onderdelen die NIET op de printplaat geplaatst kunnen
worden:

T 2 = trafo Amplimo 2N465 = 2 x 8 Volt - 1 A + 25 V
Volt 0,07 A

Let op!

De 0 (nul) van de voeding is NIET verbonden met de
ofwel de aarde van de ingang. U heeft de keus tussen
het doorverbinden van de ingangsaarde met het centra-
le aardpunt (of de 0-aansluiting op de print). De conse-
quentie is dat dan de ingangsbuss geïsoleerd moet zijn
van het chassis.

Het alternatief is dat de ingangsaarde van de printplaat
via de ingangskabel en de ingangsbuss verbonden wordt
met het chassis.

Voeding A-30 zware uitvoering

idem als boven echter:

T 1 = trafo Amplimo 71016 = 2 x 25 Volt - 300 VA

1 bruggelijkrichter 200 Volt - 25 A

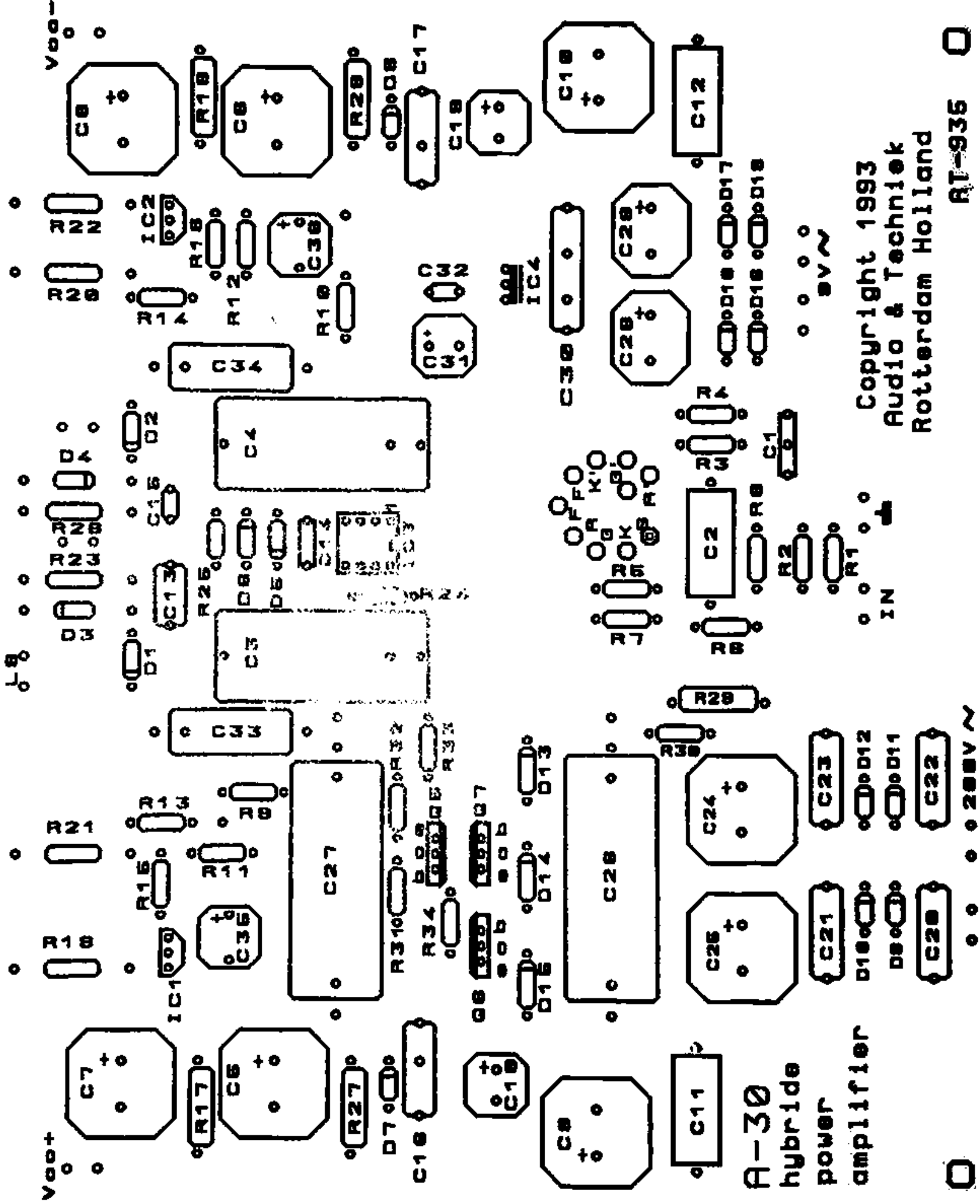
1 zekering + houder 3,0 A traag

28K136 G1

28K136 G3

28J58 G2

28J58 G4



A-30
hybride
power
amplifier

Copyright 1993
Audio & Techniek
Rotterdam Holland

De A-30 Hybride eindversterker

De A30 is een hybride klasse-A eindversterker welke gebruik maakt van een SRPP-buisschakeling voor de spanningsversterking en MOSFETs voor de stroomversterking. De versterker is zeer eenvoudig van opzet om een goede geluidskwaliteit met een goede reproduceerbaarheid te kunnen combineren.

Gehoormatig is gebleken dat deze versterker zeer zeker niet onder doet voor zijn voorganger de A25. Sterker nog, op de meeste punten (o.a. dynamiek) wordt de A25 overtroffen.

Het gehele ontwerp is, in vergelijking tot de A25, met het terugbrengen van het aantal benodigde printplaten veel eenvoudiger geworden. Mede hierdoor is het geheel voor zelfbouwers een stuk aantrekkelijker geworden. Wel is de bouw prijs iets hoger geworden door het gebruik van betere componenten en het dubbele aantal power mosfets. De geschatte bouw prijs bedraagt omstreeks fl. 1800,- voor twee mono kanalen, maar daarvoor heb je dan ook een 'dijk' van een versterker die zich goed verhoudt tot de in de winkel aangeboden eindversterkers met het dubbele prijskaartje.

door Matthijs van Laar

Ontwerpfilosofie

Het ontwerp van de eindversterker is een afgeleide van een reeds bestaande eindversterker, de A25. De A25 eindversterker is in 1990 door Audio & Techniek ontwikkeld. Die eindversterker levert een vermogen van 25 Watt aan 8 Ohm. De reden dat het ontwerp van deze versterker wordt gemodificeerd is met name de meer rigoureuze ont koppeling van de diverse voedingsspanningen van waaruit de versterker wordt gevoed. Het doel hiervan is dat de diverse gelijkspanningsbronnen over een breed frequentiegebied een lage impedantie voor het signaal vormen. Mits er condensatoren van goede kwaliteit worden gebruikt, komt dit ten goede van de geluidskwaliteit. Een nadeel wat onmiddellijk om de hoek komt kijken is natuurlijk dat met het toenemen van het aantal componenten de prijs van de versterker er niet minder op wordt. Ook zal de afmeting van de printplaat er niet kleiner op worden. Daarom is bij het ontwerpen van de nieuwe eindversterker (A30) flink bezuinigd op het aantal ont koppelcondensatoren. Tevens is de configuratie van de buisvoorversterker gemodificeerd.

Vermogen en rendement

Het rendement van luidsprekers wordt gemeten met een spanning van 2,83 Volt op de aansluitklemmen; deze spanning komt overeen met een vermogen van 1 Watt aan 8 Ohm. Het rendement wordt (in de meeste gevallen) aangegeven in deciBels per meter per Watt, terwijl de meting toch is uitgevoerd met een aangelegde spanning van 2,83 Volt en niet met een geleverd vermogen van 1 Watt. Het is daarom correcter om het rendement aan te geven in deciBels per

meter per 2,83 Volt.

Wanneer niet het maximaal vermogen van een versterker wordt opgegeven maar de maximum spanning in deciBels (met 2,83 Volt als 0 dB) dan kan de maximaal bereikbare geluidsdruk van de combinatie versterker en luidspreker gemakkelijk bepaald worden door het optellen van deze waarde bij het maximale rendement van de luidspreker.

Luidsprekerimpedantie

De nominale impedantie van luidsprekers bedraagt meestal 4 of 8 Ohm. Een versterker dient beide te kunnen aansturen. Echter in de praktijk is niets ideaal, zo ook een luidspreker niet, de impedantie hiervan varieert namelijk afhankelijk van de frequentie. Hierbij kunnen minima van onder de 2 Ohm en maxima van boven de 30 Ohm optreden. Nog erger voor een versterker zijn de optredende fase draaiingen tussen de spanning en de stroom; samen met de minima en maxima kan dit gedrag leiden tot een momentele laagohmige belasting voor de versterker. De versterker dient onder alle belastingen en signalen stabiel te blijven, ook bij hoge spanningen. De uitgangsimpedantie dient dus klein te zijn en de maximaal te leveren stroom groot.

Configuratie

Transistoren hebben parasitaire capaciteiten die afhankelijk zijn van de instel- en signaalspanningen. Het resultaat is dat een gegeven transistorversterker een bandbreedte heeft welke afhankelijk is van de signaalspanning; hoe hoger de signaalspanning is, hoe kleiner de bandbreedte wordt. Dit kan waargenomen wor-

den als compressie van de hoge tonen bij de weergave van muziek. Nog erger is dat de fasekarakteristiek van de versterker afhankelijk is van de signaalspanning. Hierdoor worden het stereobeeld en de klankkleur van de instrumenten aangetast. Daar de fase draaiing tot één decade beneden het hoogfrequent kantelpunt merkbaar is moet het kantelpunt wel erg hoog liggen wil het geen negatieve invloeden hebben. Buiszen daarentegen hebben parasitaire capaciteiten die onafhankelijk zijn van instel- en signaalspanningen; mede hierdoor klinken buisversterkers beter dan transistorversterkers.

Een nadeel van buisversterkers is de hoge uitgangsimpedantie ten opzichte van transistorversterkers. Een uitgangstransformator verlaagt deze wel maar heeft zo zijn eigen problemen; namelijk het kleine frequentiebereik en de niet-lineariteit (verzadiging). Zonder uitgangstransformator kan het ook. Maar dan zullen er, gezien de stroomvraag, een aantal eindbuizen parallel geschakeld moeten worden terwijl de uitgangsimpedantie nog steeds hoog zal zijn. Het gebruik van MOSFETs in plaats van bipolaire transistoren verdient de voorkeur daar MOSFETs een vervormingsspectrum leveren dat voor het gehoor aangenamer klinkt dan dat van bipolaire transistoren. Een ander voordeel van MOSFETs is dat ze bij gebruik (of misbruik) minder snel kapot gaan.

Vervormingen

De verschillende vervormingen die in een versterker kunnen optreden zijn:

- 1 lineaire
- 2 harmonische
- 3 crossover
- 4 intermodulatie
- 5 slewing geïnduceerde
- 6 transiënt intermodulatie
- 7 thermische

ad.1

Lineaire vervorming is een gevolg van de beperking van de bandbreedte, zowel voor het laagfrequent als voor het hoogfrequent kantelpunt. Als bijvoorbeeld een hoogfrequent kantelpunt alleen maar hoorbaar zou zijn door het zwakker weergeven van de hoogste frequenties dan zou het niet zo erg zijn. Echter een kantelpunt gaat gepaard met fase draaiingen en vooral dát heeft negatieve invloeden op de geluidskwaliteit. De oplossing is om de bandbreedte zo groot mogelijk te maken, liefst tot enkele octaven boven het 'normale' doorlaatgebied. Een bandbreedte van meer dan 100 kHz is vanuit dit oogpunt gewenst.

ad.2

Harmonische vervorming is een gevolg van de niet-lineaire karakteristieken van de gebruikte componenten binnen de versterker. Hierdoor neemt de vervorming toe naarmate de amplitude van het signaal toeneemt. Bij muziekinstrumenten nemen de harmonischen eveneens toe naarmate er luider gespeeld wordt. Om deze reden wordt harmonische vervorming van een audio-installatie niet zo gauw als onnatuurlijk ervaren door het gehoor. Omdat muziekinstrumenten voornamelijk even harmonischen produceren zullen audioinstallaties die voornamelijk oneven harmonischen toevoegen minder prettig in het gehoor liggen dan audioinstallaties waar de even harmonischen de boventoon voeren. Het is dus niet nodig om een eindversterker te ontwikkelen waarvan de harmonische vervorming zeer laag is.

ad.3

Crossover vervorming is een vervorming die evenals harmonische vervorming harmonischen aan het signaal toevoegt. Het grote verschil is echter dat de vervorming afneemt naarmate de signaalsterkte toeneemt. Deze eigenschap plus het gegeven dat de harmonischen die ontstaan oneven zijn heeft als resultaat dat crossover vervorming uitermate onnatuurlijk in het gehoor ligt. Bij het ontwerpen van een audioversterker dient daarom crossover vervorming vermeden te worden.

ad.4

Net zoals een muziekinstrument harmonischen aan de grondtoon toevoegt ontstaan er in een muziekinstrument ook intermodulatieproducten. Intermodulatievervorming in een versterker is daarom niet ernstig voor de geluidskwaliteit doch wel minder aangenaam dan harmonische vervorming.

ad.5

Slewing geïnduceerde vervorming (Slewing Induced Distortion = SID) kan ontstaan door het vastlopen van één of meerdere versterkertrappen tegen de voedingsspanning ten gevolge van een te zwak tegenkoppelsignaal. De tegenkoppeling maakt namelijk de gesloten-lus bandbreedte groter dan de open-lus bandbreedte en doet dit door het tegenkoppelsignaal te verkleinen bij toenemende frequentie. Er ontstaat dus een compressie van voornamelijk de hogere frequenties, dit gaat gepaard met sterk toenemen van de harmonische vervorming. Het resultaat is een onnatuurlijk geluid bij voornamelijk de hogere niveaus.

En andere oorzaak van slewing zijn spanningsafhankelijke capaciteiten die de bandbreedte bij toenemende signaalsterkte beperken. Een derde manier waarop slewing kan optreden is het capaciteef belasten van de versterkertrap. Bij hogere spanningen en frequenties kan de door de (capacitieve) belasting gevraagde stroom hoger zijn dan de transistor aan stroom kan leveren.

ad.6

Transiënt intermodulatie (Transiënt Inter Modulation = TIM) is evenals de eerstgenoemde vorm van SID een product van overall tegenkoppeling. Het resultaat is dan ook hetzelfde, namelijk het vastlopen van één of meerdere versterkertrappen tegen de voeding. Het verschil tussen deze vorm van SID en TIM-vervorming is de reden van het vastlopen. Bij TIM-vervorming gaan we uit van transiëntvormige signalen (bijvoorbeeld blokgolven), waarbij er momenten zijn dat er geen tegenkoppelsignaal aanwezig is op de ingangstrap, waardoor deze vastloopt. De reden van het afwezig zijn van het tegenkoppelsignaal is de looptijd van de ingang van de schakeling naar de uitgang hiervan en de looptijd in de tegenkoppelschakeling. Echter het grootste gedeelte van de TIM-vervorming wordt veroorzaakt door (parasitaire) capaciteiten in de schakeling.

ad.7

Doordat de eigenschappen van de componenten afhankelijk van de temperatuur veranderen, veranderen de hierboven beschreven vervormingen van de versterker. Dit wordt thermische vervorming genoemd. Het resultaat is een slechte definitie van de muziekinstrumenten en een slecht stereobeeld. Om dit tegen te gaan dienen alle componenten onderhevig te zijn aan een constante temperatuur, onafhankelijk van de signaalsterkte en signaalduur. Een klasse-A schakeling is hierom aan te raden.

Componentkeuze

Keuze van de MOSFETs

Voor de MOSFETs is gekozen voor de n-channel 2SK135 en de p-channel 2SJ50. Redenen hiervoor zijn:

- 1 complementair leverbaar
- 2 redelijk lineair
- 3 zeer degelijk

ad.1

De eindtrap zal niet voor het volle vermogen in klasse-A ingesteld worden; er moet daarom gebruik gemaakt worden van een complementaire of semicomplementaire schakeling. De semicomplementaire schakeling valt af vanwege de extra fasedraaier die nodig is om één van de twee helften aan te sturen; er ontstaat dan namelijk een looptijdsverschil tussen de positieve en de negatieve signaalhelft die uiteraard niet gewenst is.

ad.2

In vergelijking met andere MOSFETs zijn de gekozen types meer lineair. Hierdoor is het gebruik ervan zonder tegenkoppeling mogelijk waardoor de (harmonische) vervorming binnen de beperken blijft.

ad.3

Het voordeel van degelijke onderdelen is onder

andere dat beveiligings-schakelingen grotendeels achterwege kunnen blijven. Hierdoor kan het schema simpel blijven en zal de geluidskwaliteit niet aangetast worden door extra schakelingen.

De degelijkheid van deze MOSFETs wordt onder ander bewerkstelligd door de 45 Ampère piekstroom die ze kunnen leveren; het kortstondig kortsluiten of zwaar belasten van de versterker zal daarom niet gauw leiden tot het "overlijden" van de MOSFETs. Vanwege de metalen TO-3 behuizing is de warmtegeleiding van het kanaal naar de koelplaat beter dan die van plastic MOSFETs; een kortstondig hoog vermogen in het kanaal dissiperen is hierdoor mogelijk.

De andere oorzaak voor de degelijkheid van de MOSFETs is te vinden in de interne beveiligingen die aangebracht zijn. De enige reden tot bezorgdheid (bij normaal gebruik van een hybride HIFI-versterker) is de maximale gate-source spanning die 14 Volt positief of negatief mag bedragen. De eindversterker moet dusdanig ontworpen worden dat deze situatie zich niet kan voordoen of de MOSFETs moeten hiervoor extra beveiligd worden (er zijn al twee anti-serie geschakelde zenerdiodes intern parallel aan de gate-source geplaatst).

Beperkingen van de MOSFETs

Eén van de problemen die het gebruik van MOSFETs met zich mee brengt is de hogere uitgangsimpedantie ten opzichte van bipolaire transistoren. Net als bij bipolaire transistoren is de uitgangsimpedantie afhankelijk van de ruststroom (hoe hoger de ruststroom hoe lager de uitgangsimpedantie). De ruststroom kan echter niet oneindig opgevoerd worden. Als praktische bezwaren komen de vermogensdissipatie in de MOSFETs en het verhogen van de voedingsrimpel naar voren (de voedingsrimpel zal eerder een probleem zijn dan de vermogensdissipatie). Het tweede probleem van MOSFETs is de capacitieve belasting die ze vormen voor de voorgaande versterkertrap. Samen met de uitgangsimpedantie van de voorgaande versterkertrap is deze parasitaire capaciteit een laagdoorlaatfilter. De capaciteit van de 2SK135 is niet constant en loopt op tot ongeveer 600 picoFarad, van de 2SJ50 bedraagt deze waarde 900 picoFarad. Het probleem van deze capacitieve belasting voor de voorgaande versterkertrap is de mogelijkheid tot oscillatie. De capacitieve belasting kan ohms gemaakt worden door het toepassen van gate-weerstanden. Het nadeel van gate-weerstanden is dat de MOSFETs een hogere uitgangsimpedantie van de voorgaande versterkertrap zien waardoor de bandbreedte beperkt wordt. Nog een probleem van de parasitaire capaciteit van de MOSFETs is de stroom die voorgaande versterkertrap moet kunnen leveren bij hogere spanningen en frequenties. Ook dit kan beperkt worden door het toepassen van gate-weerstanden.

Keuze van de buizen

De keuze van de te gebruiken buizen is gevallen

op de E88CC. Deze buizen zijn eveneens gebruikt in de eerdere A25 versterker, de voorganger van de A30. De redenen voor het gebruik van deze buizen zijn:

- 1 triode
- 2 dubbelbuis
- 3 15 milliAmpère anoderuststroom

ad.1

Een alternatief voor een triode is een penthode. Het nadeel van een penthode is dat de oneven harmonischen sterker aanwezig zijn dan de even harmonischen; dit is niet bevorderlijk voor de geluidskwaliteit. De twee extra roosters in de penthode worden namelijk zodanig geschakeld dat er een soort push-pull-schakeling ontstaat. En push-pull-schakelingen onderdrukken de even harmonischen.

ad.2

Vanaf het begin van het ontwerpen van de A25 eindversterker werd gerealiseerd dat de specificaties niet gehaald zouden worden wanneer er slechts één triode toegepast zou worden; er moest dus gebruik gemaakt worden van twee triodes. Het gebruik maken van één dubbeltriode in plaats van twee enkele triodes is in zo'n praktisch geval aan te bevelen vanuit voornamelijk financieel oogpunt. Een ander voordeel is dat één behuizing minder plaats in beslag neemt op de printplaat dan twee stuks.

ad.3

Zoals eerder vermeld is zal de versterkertrap voorafgaande aan de MOSFET-spanningsvolger redelijk hoge stromen moet kunnen leveren. Dit om de capacatieve belasting, die de MOSFETs vormen, ook bij hogere signaalsterktes van stroom te kunnen voorzien zonder vast te lopen tegen de voeding. De 15 milliAmpère anoderuststroom van de E88CC is de door de fabrikant aanbevolen waarde (de nominale anoderuststroom). Dit is een beduidend hogere waarde dan gemiddeld voor een dubbeltriode. De maximaal gespecificeerde anoderuststroom van de E88CC is 20 milliAmpère. Buizen met een hogere nominale anoderuststroom zouden wat betreft het aansturen van de MOSFETs ook bruikbaar zijn, maar dergelijke types zijn moeilijk verkrijgbaar en duurder.

De SRPP-schakeling in zijn meest simpele vorm.

Deze schakeling blinkt uit door eenvoud. Met behulp van twee weerstanden wordt eigenlijk alles bepaald wat voor een versterker belangrijk is. (zie ook afstudeerverslag A-50.) Die weerstanden bepalen de instelstroom, de versterking en ook de uitgangsimpedantie. Het probleem is nu dat een lage uitgangsimpedantie gecombineerd moet worden met een vrij lage versterking.

Met behulp van onderstaande formules is de versterking en daarnaast de uitgangsimpedantie te berekenen.

$$A_v = \frac{-S \cdot R_i \cdot (S \cdot R_{kb} + 1)}{(R_{kb} + R_{ka}) \cdot (S + 1/R_i) + 2} \text{ formule 1}$$

$$R_{uit} = \frac{R_i + R_{kb} + R_{ka} \cdot (S \cdot R_i + 1)}{(R_{kb} + R_{ka}) \cdot (S + 1/R_i) + 2} \text{ formule 2}$$

In de praktijk moet men om een goede instelling te bereiken er voor zorgen dat de kathode weerstanden tussen de 100 en 200 Ohm komen te liggen. In combinatie met een E88CC (die in dit geval werd toegepast) moet men voor de steilheid (S) met 12 milliAmpère/Volt rekenen en dat betekent dat voor de verliesweerstand (Ri) 2,5 kiloOhm genomen moet worden. Bij kathodeweerstanden van 150 Ohm komt de versterking dan op -15x en de uitgangsimpedantie op 1,3 kiloOhm.

Een andere benadering is het ontkoppelen van de kathode weerstand van de onderste buishelft. In formule 3 en 4 staat aangegeven hoe de versterking en uitgangsimpedantie berekend kunnen worden.

$$A_v = \frac{-S \cdot R_i \cdot (S \cdot R_{kb} + 1)}{R_{kb} \cdot (S + 1/R_i) + 2} \text{ formule 3}$$

$$R_{uit} = \frac{R_i + R_{kb}}{R_{kb} \cdot (S + 1/R_i) + 2} \text{ formule 4}$$

Wanneer dezelfde waarden genomen worden als uit het eerdere praktische voorbeeld dan komt de versterking op -22x en de uitgangsimpedantie op ongeveer 690 Ohm. Een nadeel van deze schakeling is echter de condensator Cka. Die moet van een zeer grote waarde zijn omdat deze condensator het laagaf kantelpunt van de versterker bepaalt. Daarnaast is ook de kwaliteit van deze condensator zeer belangrijk.

Het verder vergroten van de kathodeweerstand van de bovenste buishelft zorgt ervoor dat de versterking toeneemt en de uitgangsimpedantie afneemt. Het mooiste is dus om de weerstand oneindig groot te maken. Met formule 5 en 6 is dan de versterking en de uitgangsimpedantie te berekenen.

$$A_v = \frac{-S \cdot R_i}{1 + 1/(S \cdot R_i)} \text{ formule 5}$$

$$R_{uit} = \frac{1}{S + 1/R_i} \text{ formule 6}$$

Het maakt in deze opzet niet uit of de ontcouplcondensator wel of niet aanwezig is. De kathode weerstand Rka komt tenslotte niet meer in de formules voor.

Praktisch levert dit een spanningsversterking van -29x op in combinatie met een uitgangsimpedantie van 81 Ohm. Het is een schakeling met een zeer hoge ingangsgevoeligheid in combinatie met een lage uitgangsimpedantie. Deze schakeling lijkt zeer geschikt.

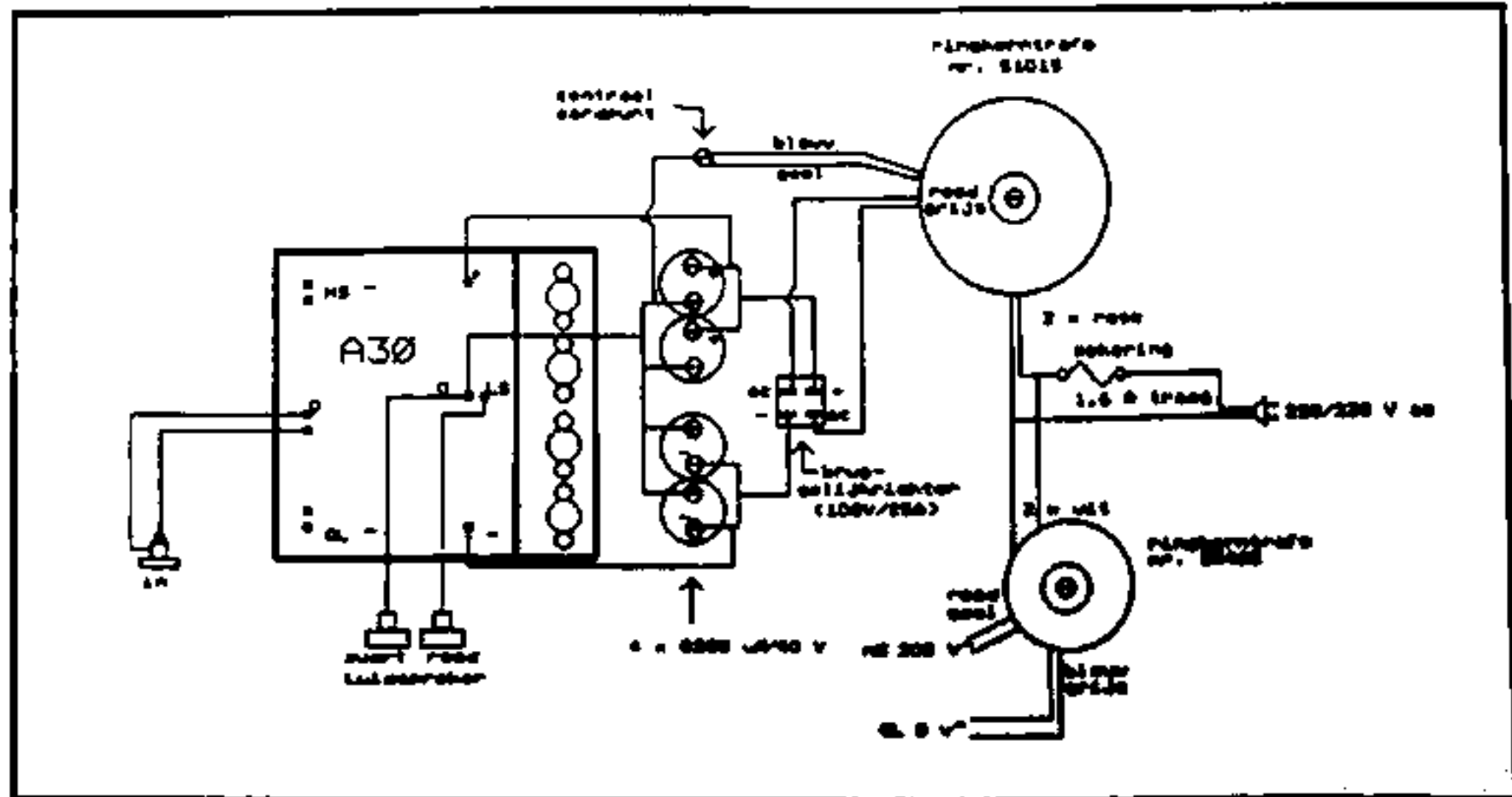
Het probleem is echter dat de kathodeweerstand van de bovenste buishelft niet alleen voor signalen aanwezig is. Deze weerstand bepaalt ook de gelijkstroom instelling. Een weerstand die groter is dan 200 Ohm is dan ook praktisch onmogelijk wanneer men gebruik maakt van een E88CC. Om die reden wordt de weerstand dan opgedeeld in twee weerstanden. De extra gelijkspanningsval die over weerstand Raa ontstaat moet opgevangen worden door het verhogen van de voedingsspanning. Dit moet gedaan worden wanneer men de situatie wil vergelijken met de voorgaande gevallen. Het rooster van de bovenste buishelft "ziet" nog steeds Rkb als kathodeweerstand voor gelijkspanning. Voor signalen "ziet" het rooster echter de weerstanden Rkb en Raa. De enige beperking, wanneer Raa verhoogd wordt, is dat de voedingsspanning evenredig verhoogd moet worden.

Het belangrijkste nadeel van de SRPP-schakeling zoals die ontstaan is, is de condensator Cmu tussen de onderste anode en het bovenste stuurrooster. Deze condensator zorgt voor een laagaf kantelpunt. In onderstaande formule (7) staat de berekening voor deze condensator.

$$C_{mu} = \frac{S \cdot R_{kb} + 1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{mu} \cdot (S \cdot (R_{kb} + R_{aa}) + 1)} \text{ form. 7}$$

Vanwege de hoge waarde van Rmu kan Cmu een lage waarde krijgen terwijl het laagaf kantelpunt nog steeds laag gehouden kan worden.

De voedingsbedrading



De buisschakeling

In het schema zien we het uiteindelijke ontwerp. De weerstand R1 bepaalt in hoofdzaak de ingangsimpedantie van de schakeling. De condensator C1 vormt samen met R2 het hoogaf kantelpunt van de versterker (190 kiloHertz). Het plaatsen van een hoogaf kantelpunt is verstandig om hoogfrequente invloeden te voorkomen. Door zeer hoge (radio-) frequenties kan intermodulatie vervorming ontstaan.

De weerstanden R3 en R5 zijn zogenaamde stopweerstand. Deze weerstanden moeten oscillaties in de schakeling tegengaan. De waarde van deze weerstanden luistert niet erg nauw en is niet bepalend voor het resultaat. Het belangrijkste is dat het rooster van de buis (de ECC88 is ontworpen als UHF-versterker!) geen capaciteitslading voor zich "ziet". De capaciteit van de koperbanen van de print speelt in dit geval al een rol. Om die reden moeten de stopweerstand dicht bij de buisvoet geplaatst worden om die invloeden te minimaliseren.

De waarde van condensator C2, die het laagaf kantelpunt van de versterker bepaalt, kan vanwege het feit dat R6 hoogohmig is laag gehouden worden. Dan is het tevens mogelijk om voor deze condensator een zeer goed type te kiezen. In dit geval is er voor een styroflex condensator gekozen.

De schakeling is ingesteld via de weerstanden R4 en R7. Deze weerstanden bepalen naast de DC-instelling voor een deel ook de versterking. De totale versterking van de buis is nu middels R8 ingesteld op een versterking van ongeveer -20x. De uitgangsimpedantie van de buisschakeling wordt daarmee 1 kilo-Ohm.

De hoogspanningsvoeding

Er zijn tegenwoordig veel ontwikkelingen te zien in voedingen voor buisschakelingen. De stabilisatie is tegenwoordig veel beter doordat er gebruik kan worden gemaakt van halfgeleiders. Ook bij een buis is het belangrijk om voor een goede gestabiliseerde voeding te zorgen. Een factor die daarbij in overweging moet worden genomen is de 'onderdrukking' (common mode rejection) van de voedingsspanning. Bij een SRPP is dat omstreeks 3 dB. Je kunt daarom ook zeggen dat de voeding in de signaalweg zit. Na de gelijkrichting en de eerste afvlakking met de elco C24 is er een RC-netwerk opgenomen, de weerstand R29 en condensator C25. Dit RC-netwerk zorgt ervoor dat de voedingsspanning en de aardlijn zo min mogelijk door het lichtnet verontreinigd worden. Ook de rimpel in de afgevlakte spanning wordt hierdoor verder onderdrukt.

De zenerdiodes dienen voor de stabilisatie van de afgevlakte spanning. Om ervoor te zorgen dat de zenerstroom en daarmee de zenerspanning zo min mogelijk door de schakeling worden beïnvloed zijn de transistor Q5 en Q7 toegevoegd.

De RC-sectie rond R30 en C26 zorgen voor een verdere onderdrukking van hoogfrequente sig-

nalen (uit het lichtnet). Een vergelijkbaar RC-netwerk wordt gevormd door weerstand R33 en condensator C27. Voor de condensatoren C26 en C27 is gekozen voor goede kwaliteit filmcondensatoren (MKP).

De transistors Q5, Q7 en weerstand R32 dienen als stroombegrenzing. Dit is belangrijk voor de levensduur van de buis omdat de maximale anodestroom van de buis, zoals die door de fabrikant opgegeven wordt in de datasheets, niet te ver overschreden mag worden. Bovendien geeft het een extra zekerheid voor het geval men de voeding kortsluit.

De gloeispanningsvoeding

Voor een goede geluidskwaliteit zonder brom is het belangrijk dat de gloeidraadspanning een goede stabilisatie krijgt. Een nadeel van een gestabiliseerde spanning is dat de levensduur van de buis verkort wordt. De levensduur van een buis zou sterk verlengd worden wanneer de gloeidraad met een wisselspanning aangestuurd wordt. Vroeger werd de gloeidraad vaak symmetrisch met wisselspanning aangestuurd. In dit ontwerp is ervoor gekozen de voedingsspanning te stabiliseren om het bromniveau zo laag mogelijk te houden. Om de levensduur toch zo lang mogelijk te maken is de gloeidraadspanning negatief gemaakt ten opzichte van de kathodespanning.

De spanning over de gloeidraad van een E88CC moet volgens de datasheets 6,3 Volt zijn. Voor een langere levensduur is het echter verstandig om een iets lagere spanning te kiezen. IC1 is een spanningsregelaar die voor de spanningsstabilisatie moeten zorgen. Er is hier gekozen voor een negatieve regelaar de uA7906.

Een belangrijk voordeel van de spanningsregelaar is dat deze in een stroombegrenzing voorziet. Hierdoor kan er, ook tijdens het inschakelen van de versterker, nooit te veel stroom lopen wat de levensduur van de buis weer ten goede komt.

De laagspanningsvoeding

De laagspanningsvoeding bestaat uit één ringkerntrafo per kanaal. Deze trafo's leveren twee keer een spanning van 22 Volt en kunnen een vermogen leveren van 160 VA. Hierna volgt per kanaal een 25 Ampère bruggelijkrichter en twee bekerelko's (8200 microFarad/35 Volt). De twee bekerelko's staan parallel en vormen bij elkaar een capaciteit van zo'n 16000 microFarad.

De uitgangsspanning die deze schakeling aflevert bedraagt voor de positieve en voor de negatieve spanning +30 Volt respectievelijk -30 Volt. Het is het overwegen waard een groter type te kiezen, bijvoorbeeld 225 VA of zelfs 300 VA. In die gevallen dienen ook de voedingselektro's groter gekozen te worden (respectievelijk 2 x 15000 microFarad en 2 x 22000 microFarad per kanaal). De winst die met een zwaardere voeding gehaald kan worden is dat langdurig aangehouden lage tonen (orgelmuziek, popmuziek) beter gecontroleerd uit de luidsprekers komen.

Het nadeel van een zwaardere voeding is dat de behuizing groter wordt.

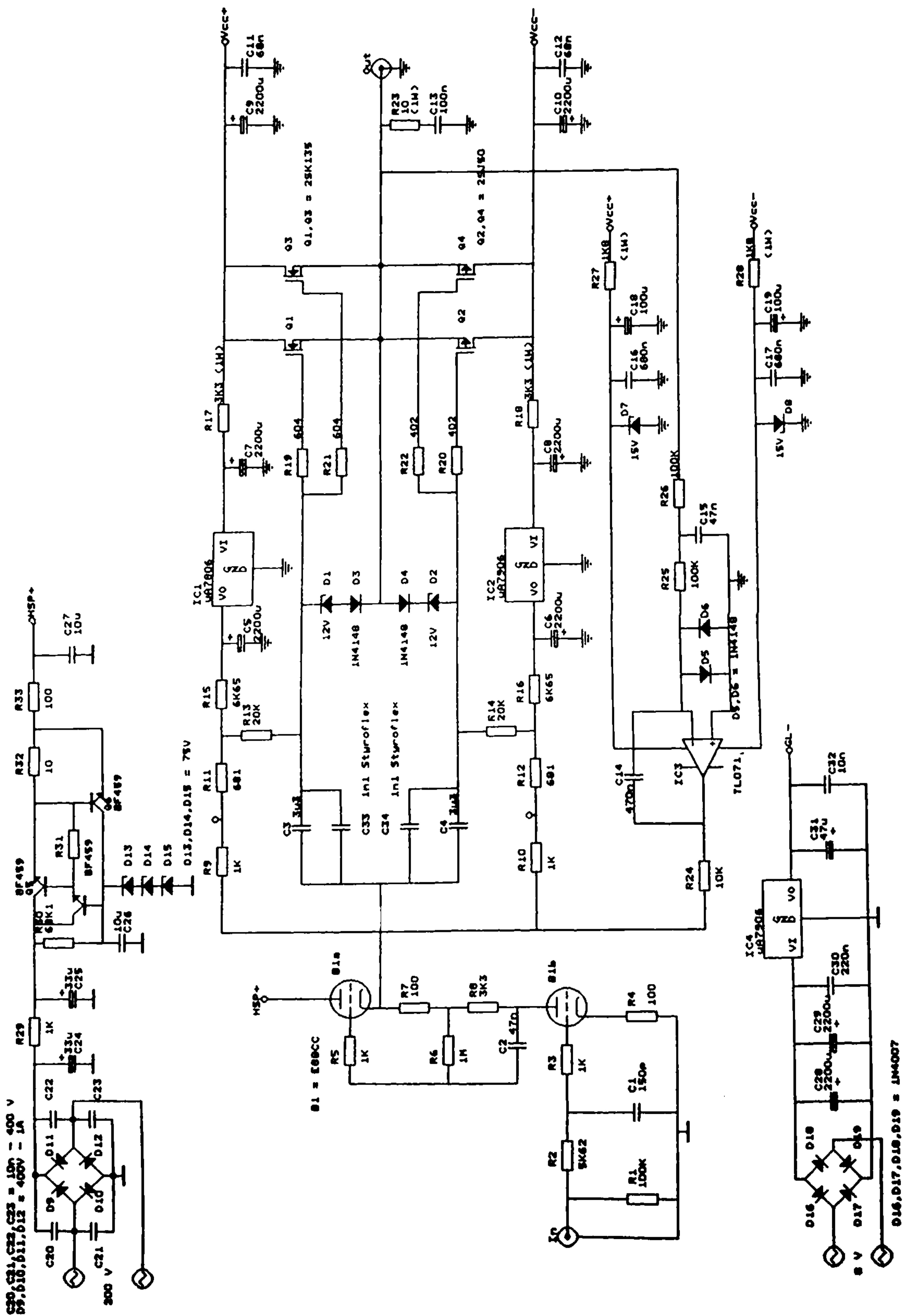
De MOSFET-schakeling

In het schema zijn de MOSFET- en de buisschakeling weergegeven. Via de condensatoren C3, C33, C4 en C34 worden de gates van de FETs aangestuurd. Ten opzichte van de A25 versterker is op dit punt ook bezuinigd: voor de koppeling van de buisschakeling met de MOSFET-schakeling waren in de A-25 drie condensatoren per signaalhelft gebruikt terwijl er nu slechts twee zijn toegepast. Die condensatoren hebben een grote invloed op de gehoormatige kwaliteit van de versterker. Het is daarom van belang hiervoor een zo goed mogelijke kwaliteit toe te passen. De gelijkspanning aan de anode van B1b is omstreeks 100 Volt en de gelijkspanning op de gates van de FETs omstreeks 0 Volt. Afhankelijk van de grootte van het muzieksignaal varieert de spanning op de anode van B1b. C3, C4, C33 en C34 moeten daarom een minimale gelijkspanning van 160 Volt kunnen verdragen. Hoger is beter en klinkt ook beter.

De gates van de FETs worden ingesteld met een gestabiliseerde spanning. Voor de positieve en de negatieve signaalhelft worden hiervoor spanningsregelaars gebruikt: de 7806 respectievelijk de 7906. Een eventuele restrimpel van de voeding op deze regelaars wordt onderdrukt door de capaciteiten C5 en C6. Die hebben een waarde van 4700 microFarad.

Om crossover en thermische vervorming te beperken moet door de MOSFETs een hoge ruststroom lopen. Omdat de gebruikte MOSFETs van het normaly-off type zijn dient er een gelijkspanning te staan tussen de gates van de n-channel en de p-channel MOSFETs. Deze gelijkspanning wordt ingesteld door de spanningsdeler bestaande uit de weerstanden R9 tot en met R16. Deze spanningsdeler zorgt ervoor dat de spanning tussen de gates van de FETs van positieve en de negatieve signaalhelft omstreeks 2 Volt bedraagt. De FETs worden beveiligd tegen overspanning (wat gezien de hoge spanning op de buis noodzakelijk is) door de diodes D1 tot en met D4. D1 en D2 zijn 12 Volt zeners; het spanningsverschil tussen de gates en de sources kan nu nooit groter worden dan 12 Volt. Tussen de sturende schakeling en de gates van de FETs zijn de weerstanden R19 tot en met R22 aangebracht. Deze weerstanden verschillen per signaalhelft in waarde omdat de inwendige capaciteiten van de FETs per signaalhelft verschillen. De gate-weerstanden vormen samen met die inwendige capaciteiten een tweede kantelpunt in de versterker. Door de gateweerstand zo dicht mogelijk bij de fysieke aansluiting van de FETs aan te brengen wordt voorkomen dat de hoogimpedante gate-aansluiting oscillatie verschijnselen gaat vertonen.

De sources van de positieve en de negatieve FETs zijn met elkaar verbonden en sturen zo de luidspreker aan. Om fase draaiende terugwerking vanuit de luidspreker bij hoge frequenties te onderdrukken is het Zobel-netwerk R23 en



C13 aangebracht. Hoogfrequent oscillaties kunnen hiermee worden voorkomen.

De DC-instelling van de uitgang wordt op nul gehouden door een zogenaamde servo-loop. Deze schakeling is opgebouwd rond IC1, een TL071. Deze vormt met C14 in de tegenkoppeling een integrator. Het IC heeft op deze manier een hoge versterkingsfactor tot beneden de 1 Hertz. De positieve ingang van het IC refereert aan 0 Volt en vergelijkt deze 0 Volt met de uitgang van de versterker. Indien de DC-spanning (en lage frequenties tot 1 Hertz) aan de uitgang gaat afwijken van 0 Volt stuurt het IC een verschilsignaal naar de gates van de FETs.

De condensator C15 vormt met de weerstanden R25 en R26 een extra hoogaf filter, waardoor een steilere filtering beneden 1 Hz wordt bereikt en de servo niet op de gewenste audiosignalen reageert.

De voeding van de opamp wordt onttrokken van de voeding van de MOSFETs en gestabiliseerd door twee zenerdiodes; voor extra rimpelonderdrukking zijn de condensatoren C16 tot en met C19 aangebracht.

Het grote voordeel van deze schakeling is dat er niets afgeregeld hoeft te worden en dat de restspanning (offset) aan de uitgang ook na jaren niet groter kan worden dan enkele millivolts.

Conclusie en aanbevelingen

De versterker is naar aanleiding van de metingen "A30" genoemd. Alle metingen aan de A30 verliepen naar behoren; puur technisch gezien voldoet het ontwerp aan alle eisen.

Luistertechnisch viel de versterker in eerste instantie tegen, maar na enkele dagen opwarmen overtrof hij zijn oudere broertje op veel punten.

Het voornaamste doel: het vereenvoudigen en

modificeren van het ontwerp van de A25, is geheel bereikt.

Literatuurlijst

1. P. van Willenswaard en J.C. van der Sluis, 'Ontwikkelingen in Moderne Audio versterker techniek' Radio Elektronica, 1979 - 8/9/11/13
2. 'Buizen, Fabricage Levensduur Gebruik', Audio Discussions nr. 4 onder redactie van J.C. van der Sluis, Rotterdam, Uitgeverij Audio & Techniek, 1991
3. H. de Vries, 'De SRPP een nieuwe benadering', Audio & Techniek, 1990 - 9 p.25 - 27.
4. H. de Vries, A50 een audiofiele eindversterker, afstudeerverslag TH-Rijswijk, juli 1992.

Naschrift

door John van der Sluis

In een volgend nummer worden de meetresultaten met een zwaardere voeding gepubliceerd. Nu al kunnen we zeggen dat de huidige schakeling (met 160 VA voedingstransformator) de meeste 'moeilijk' aanstuurbare luidsprekers goed controleert.

In combinatie met de P-11 regelversterker valt op dat de versterker (ten opzichte van de A-25) transparanter is geworden. Het geluidsbeeld staat 'losser' in de ruimte. Dat kan veroorzaakt zijn doordat er minder koppelcondensatoren zijn toegepast. Een tweede verschil met de A-25 is dat het beeld rustiger is geworden hetgeen te maken kan hebben met de gestabiliseerde hoogspanning. Het totaalbeeld van de versterker komt nog dichterbij dat van een 'goede' buizenversterker. Een verschil met de meeste buizenversterkers is dan dat de A-30 in het laagste register strakker klinkt en het luidsprekergedrag beter controleert.

Meetresultaten

Vermogen bij 10 kHz	Watt	THD (%)
8 Ohm	45	0,37
8 Ohm/2 µF	36	0,55
4 Ohm	64	0,57
4 Ohm/2 µF	64	0,65
2 Ohm	153	0,58
2 Ohm/2 µF	162	0,53
1 Ohm	256	-
Overschoot aan 8 Ohm/2 µF	6 %	
idem aan 2 Ohm/2 µF	10 %	
Bandbreedte	4 Hz - 188 kHz	
Verzwakking bij 1 Watt t.o.v.	8 Ohm	
bij 4 Ohm	0,5 dB	
bij 2 Ohm	0,65 dB	
bij 1 Ohm	0,75 dB	
Slew Rate	15 V/µs	
Transfer Time	1,5 µs	
S/N t.o.v. 1 Watt	79 dB	
Gevoeligheid	500 mV voor 1 Watt uit	
Ingangsimpedantie	93 kΩ	
DC-offset	2 mV	