

# HI-FI VERSTERKER SCHAKELINGEN

DOOR  
E. RODENHUIS



HI-FI VERSTERKER  
SCHAKELINGEN



# HI-FI VERSTERKER SCHAKELINGEN

Samengesteld en bewerkt

DOOR

E. RODENHUIS

Tweede uitgebreide druk

1965

POPULAIRE REEKS  
PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

In de Philips Technische Bibliotheek  
ook uitgaven van dit boek in het Duits, Engels en Spaans.  
Het bevat 133 pagina's, 14,8 × 21 cm, 76 figuren  
U.D.C. Nr. 621.375.2.029.4

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1965  
Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden.

Eerste druk 1959  
Tweede uitgebreide druk 1965

Geen garantie wordt gegeven dat de in dit boek vervatte informatie vrij loopt  
van octrooirechten; door deze publicatie wordt geen enkele licentie  
onder eventueel bestaande octrooien verleend.

## WOORD VOORAF

Hi-Fi of werkelijkheidsweergave was tot voor weinig jaren een ideaal, dat slechts door enkele liefhebbers tegen hoge kosten kon worden benaderd. Deze situatie is thans geheel veranderd.

De beschikbare „signaalbronnen” (langspeelplaten, F.M. uitzendingen en magneetbanden) enerzijds en de afspeelapparatuur (versterkers, pick-ups, draaitafels, luidsprekers, enz.) anderzijds zijn in edele wedijver in kwaliteit verbeterd. De groeiende belangstelling deed de omzet in deze artikelen snel stijgen, met het gevolg, dat het prijspeil daalde of bij gelijkblijvende prijs de kwaliteit werd verhoogd. Hi-Fi is populair geworden.

Dit boek is geschreven voor hen, die er prijs op stellen zelf versterkers van hoge kwaliteit te bouwen en daarmee te experimenteren. Het richt zich tot kleine fabrikanten van Hi-Fi apparatuur, geluids- en servicetechnici, studenten en amateurs, kortom tot allen die zich beroepsmatig of belangstellend in deze boeiende techniek verdiepen.

In een zekere zin is het een vervolg op het vroeger gepubliceerde ELECTRONENBUIZEN VOOR L.F. VERSTERKERS. De daarin gegeven richtlijnen voor versterkerbouw blijven volledig van kracht; de serie versterkerschema's daarin opgenomen, kunnen gedeeltelijk worden vervangen door de thans gepubliceerde, die tegen iets hogere kosten een kwalitatieve verbetering geven; bovendien is thans een serie voorversterkers opgenomen.

Gekozen werden uitsluitend schema's die niet alleen uitmunten door kwaliteit, maar die bovendien tegen redelijke kosten kunnen worden vervaardigd door ieder, die zich tenminste de kennis, vervat in het vorige boek, heeft eigen gemaakt. Slechts een enkel ontwerp, dat van de voorversterker met drie buizen, vereist zeer veel overleg bij de opstelling van de onderdelen en de bedrading. Dit ontwerp kan als een uitdaging aan de meer gevorderde technici onder de lezers worden beschouwd.

In tegenstelling tot vroegere publikaties zijn ditmaal geen buisgegevens opgenomen. Deze vindt men in het PHILIPS ELECTRON TUBE MANUAL

dat bij de erkende radiobuizenhandel verkrijgbaar is. De vele cliché's en tabellen zouden dit boek nodeloos duur maken.

Bij de samenstelling van HI-FI VERSTERKERSCHAKELINGEN werd gebruik gemaakt van werk van de heren: R. S. Babbs, D. H. W. Busby, P. S. Dallosso, P. R. Everaars, C. Hardcastle, Ir. J. Rodrigues de Miranda, J. J. Schuring, C. Vonk en wijlen de Heer Ferguson, van wiens hand een iets gewijzigde versie van de 20 W versterker in „Wireless World” werd gepubliceerd. Voor de bereidwilligheid, de voorlichting en het advies van genoemde heren betuig ik hier graag mijn hartelijke dank.

Rest mij nog de wens, dat dit boek de Lezers veel genoegene moge verschaffen en dat het evenveel belangstelling moge ondervinden als vroegere publikaties.

Juni 1959

E. Rodenhuis

#### VOORWOORD BIJ DE TWEDE DRUK

De tweede druk van HI-FI-VERSTERKERSCHAKELINGEN is uitgebreid met twee nieuwe schakelingen, die speciaal voor de triode-eindpentode ECL 86 zijn ontworpen. Deze buis, die ontwikkeld werd na het verschijnen van de eerste editie van dit boek, heeft zeer gunstige eigenschappen voor het ontwerpen van versterkers. Een van de nieuwe schakelingen werkt met slechts een enkele buis, maar desalniettemin is de werking verbazingwekkend goed. De andere schakeling is een Hi-Fi-versterker met twee buizen ECL 86 in klasse AB balansschakeling. Aan de Heren A. Jansen en W. Blok, die deze schakelingen in hun laboratorium ontwikkelden, betuig ik mijn hartelijke dank.

Verschillende lezers vroegen mij naar aanvullende inlichtingen over een enkel schema. Dit wekte de indruk bij mij op, dat ik onvoldoende duidelijk was in sommige schemabeschrijvingen. In deze tweede druk is de tekst dienovereenkomstig aangepast. Ik wil ook die lezers danken, die mij op enkele drukfouten opmerkzaam maakten.

Dat het huidige boek zijn lezers even veel genoegene als zijn voorganger moge verschaffen, is de wens van

E. Rodenhuis.

April 1965

## INHOUDSOPGAVE

### Hoofdstuk I ALGEMENE BESCHOUWING OVER HET ONTWERPEN VAN HI-FI VERSTERKERS

Kwaliteitseisen voor Hi-Fi versterkers . . . . .	2
De pentode-eindtrap . . . . .	3
De triode-eindtrap . . . . .	6
De ultra-lineaire eindtrap . . . . .	8
De tegenkoppeling . . . . .	10
De uitgangstransformator . . . . .	12
Balanstrap met directe energie-overdracht . . . . .	16
Typische problemen rond de balanstrap met directe energie-overdracht . . . . .	19
Fazeomkeerschakelingen . . . . .	22
Voortrap en fazeomkeerschakeling voor de balanstrap met directe energie-overdracht . . . . .	27
Voeding . . . . .	31

### Hoofdstuk II SCHAKELINGEN VAN KRACHTVERSTERKERS

<i>Eenvoudige 3 W grammofoonversterker . . . . .</i>	34
Algemene gegevens . . . . .	34
Schemabeschrijving . . . . .	36
<i>Eenvoudige 3 W versterker met ECL 86 . . . . .</i>	39
Algemene gegevens . . . . .	39
Schemabeschrijving . . . . .	40
Uitgangstransformator . . . . .	42
Voeding . . . . .	43
Metingen . . . . .	43



<i>10 W Hi-Fi versterker met twee EL 84 Pentodes in Balans</i> . . . . .	47
Schemabeschrijving 1 . . . . .	47
Gevoeligheid . . . . .	50
Frequentiekarakteristiek en toonregeling . . . . .	50
Vervorming . . . . .	53
Schemabeschrijving 2 . . . . .	53
Frequentiekarakteristiek en fazeverschuiving . . . . .	55
Vervorming . . . . .	57
Triode-ingang . . . . .	57
Lage belasting . . . . .	58
Ultra-lineaire instelling . . . . .	59
<i>Hi-Fi versterker met twee buizen ECL 86 in klasse AB balansschakeling</i> . . . . .	61
Algemene gegevens . . . . .	61
Beschouwing over het ontwerp . . . . .	62
Schemabeschrijving . . . . .	64
Meetresultaten . . . . .	69
Frequentiekarakteristiek . . . . .	70
Vermogenskarakteristiek . . . . .	71
Harmonische- en intermodulatievervorming . . . . .	71
Fazeverschuiving . . . . .	73
R.I.A.A.-correctie . . . . .	73
<i>20 W Hi-Fi versterker met 2 x 2 EL 84 Eindpentodes in Balans</i> . . . . .	74
Schemabeschrijving . . . . .	74
Voeding . . . . .	79
Frequentiekarakteristiek en vervorming . . . . .	79
<i>20 W Hi-Fi versterker met 2 x EL 34 in een Ultra-Lineaire Balansschakeling</i> . . . . .	81
Schemabeschrijving . . . . .	81
De tegenkoppeling . . . . .	84
Vervorming . . . . .	86
Gevoeligheid . . . . .	87
Vermogenskarakteristiek . . . . .	87

De uitgangstransformator . . . . .	88
De voeding . . . . .	91
<i>10 W Balansversterker voor directe energie-overdracht met</i>	
<i>2 x EL 86 . . . . .</i>	<i>92</i>
Schemabeschrijving . . . . .	93
Meetresultaten . . . . .	97

### Hoofdstuk III. VOORVERSTERKERS

Inleiding. . . . .	101
<i>Voorversterker met 2 x EF 86 . . . . .</i>	
Algemene gegevens . . . . .	103
Schemabeschrijving . . . . .	106
De pick-up posities . . . . .	106
De microfoon positie . . . . .	107
Band-afspeel positie . . . . .	108
De radio-ingangspositie . . . . .	109
De extra aansluiting . . . . .	109
De volume- en toonregeling. . . . .	109
De uitgangsspanning . . . . .	110
<i>Voorversterker met twee buizen voor gebruik met Magneto-dyna-</i>	
<i>mische Pick-up . . . . .</i>	<i>111</i>
Algemene gegevens . . . . .	111
Schemabeschrijving . . . . .	112
<i>Voorversterker met dreun- en ruisfilter met 2 x EF 86 en ECC 83</i>	
Algemene gegevens . . . . .	118
Schemabeschrijving . . . . .	119
Ruis- en dreunfilters. . . . .	121
Uitgang . . . . .	123
Pick-up ingangskanalen . . . . .	124
Band-afspeel kanaal. . . . .	125

Radioaansluiting . . . . .	126
Extra ingang . . . . .	127
De toonregeling. . . . .	127
<i>Mengversterker voor vier ingangskanalen . . . . .</i>	<i>128</i>
Algemene gegevens . . . . .	130
Schemabeschrijving . . . . .	130
Uitgangsspanning en gevoeligheid . . . . .	132
Frequentiekarakteristiek . . . . .	132
Brom en ruis . . . . .	133

## HOOFDSTUK I

### ALGEMENE BESCHOUWING OVER HET ONTWERPEN VAN HI-FI VERSTERKERS

Algemeen gesproken bestaat een installatie voor werkelijkheidsweergave (Hi-Fi) uit een draaitafel, een opnemer (pick-up), een voorversterker met equalisatie, een krachtversterker en een of meer luidsprekers. Dit samenstel kan nog worden uitgebreid met een bandrecorder en een AM/FM voorzetapparaat. Al deze onderdelen dragen bij tot de kwaliteit van de weergave (of tot de vervorming). Op zijn best kunnen zij evenwel niet meer doen dan het beschikbare signaal van de „bron” reproduceren. Deze bron kan een opname op een plaat of een geluidsband zijn, of een radiouitzending, en zij heeft zeker enige vervorming. Voorzover dat lineaire vervorming is, kan zij door de egalisatie en/of de toonregeling in de voorversterker volledig worden gecompenseerd. Tegenover alle andere vervormingen die in de bron voorkomen staat men machteloos.

De laatste jaren wordt in toenemende mate rekening gehouden met de hoge eisen die vele luisteraars zowel aan platen als aan radiouitzendingen stellen, en de verantwoordelijke ingenieurs doen hun uiterste best om de vervorming bij de „bron” tot een minimum te beperken. Als regel hebben zij daarbij veel succes, met als resultaat weer een toenemende belangstelling van het publiek voor weergaveapparatuur die de goede kwaliteit van de bronnen volledig tot haar recht doet komen.

De versterkers die in de keten van bron tot oor worden gebruikt zijn van grote invloed op de weergavekwaliteit. Bovendien vormen zij de enige schakel in de keten waarvan belangrijke eigenschappen, als versterking en frequentie-karakteristiek naar behoeven kunnen worden ingesteld. Aan de eigenschappen van pick-ups, toonkoppen en luidsprekers kan niets worden ver-

anderd, maar de regelorganen van de versterker openen de mogelijkheid de gehele installatie aan te passen, niet alleen aan de bron, maar ook aan de akoestische eigenschappen van een vertrek. Tenslotte kan de luisteraar daarmee de installatie aanpassen aan zijn persoonlijke smaak en aan de eigenschappen van zijn gehoororgaan.

Daar versterkers de enige instelbare organen in een Hi-Fi installatie zijn, en daarom vanuit het standpunt van de constructeur de meest interessante, zullen allereerst enige algemene beschouwingen over hun ontwerp worden gegeven. Vervolgens zullen schema's van complete krachtversterkers en van voorversterkers met egalisatie worden behandeld. Deze schema's zijn typerend voor de huidige stand van de techniek, voorzover het laag en matig geprijsde apparaat betreft. Gelijk-wisselstroomschakelingen zijn met opzet buiten deze beschouwing gelaten. De in de meeste landen geldende veiligheidsvoorschriften verbieden apparatuur waarbij een stroom tussen een aansluitklem en aarde groter dan 0,7 mA piekwaarde kan worden gemeten. De beperkingen die hieruit voortvloeien zijn van dien aard, dat bijvoorbeeld de aardcondensator bij een 220 V wisselstroomnet niet groter mag zijn dan 7000 pF. Bovendien kan de luidspreker niet in de tegenkoppeling worden opgenomen. Deze beperkingen maken het ontwerpen van Hi-Fi versterkers met serievoeding onmogelijk, alhoewel redelijke resultaten kunnen worden bereikt, als een gevoelige kristal pick-up met ingangstransformator wordt gebruikt.

### *Kwaliteitseisen voor Hi-Fi versterkers*

De eisen die men aan Hi-Fi versterkers stelt kunnen in het kort als volgt worden opgesomd:

1. Geringe harmonische vervorming (0,5).
2. Geringe intermodulatievervorming (2%).
3. Geringe verschiltoonvervorming (0,8%).
4. Lineaire getrouwheidskarakteristiek tot tenminste een octaaf boven het hoorbare frequentiespectrum, dus recht van ongeveer 10—30 000 Hz.
5. Lage fazedraaiing in dit gebied.
6. Lage brom- en ruisniveau (— 52 tot — 62 dB).
7. Voldoende uitgangsvermogen om de krachtigste passages in de muziek zonder overbelastingsverschijnselen weer te geven.

8. Lage uitgangsweerstand, om te voorzien in elektrische demping voor de luidspreker(s).

Deze reeks eisen is natuurlijk van invloed op het gehele versterkerontwerp, maar zij dringen zich in het bijzonder op bij het ontwerp van de eindtrap. Het is noodzakelijk dat deze een behoorlijk vermogen kan afgeven om een realistische weergave van orkestmuziek te garanderen. Over het algemeen wordt aangenomen dat in normale kamers tenminste 5 tot 10 W piekvermogen noodzakelijk is, maar grote kamers en kleine zaaltjes hebben, om de geluidspieken behoorlijk te kunnen verwerken, zeker een uitgangsvermogen van 15 W nodig.

Onder de eindtrappen zijn er twee grondvormen die een nuttig uitgangsvermogen van 10 tot 15 W met geringe vervorming kunnen leveren en wel: ten eerste de klasse AB balansversterker met pentodes, en ten tweede de klasse A of klasse AB balansversterker met triodes. Beide schakelingen hebben hun typische voor- en nadelen, alsook hun voor- en tegenstanders. De keuze er tussen wordt in hoofdzaak bepaald door argumenten van economie en van kwaliteit.

### *De pentode-eindtrap*

De eindpentodes EL 34 en EL 84, die reeds geruime tijd geleden werden gelanceerd, hebben respectievelijk een anodedissipatie van 25 en van 12 W. Zij lenen zich uitstekend voor eindtrappen in klasse AB die beduidend meer dan 25 of 12 W uitgangsvermogen kunnen geven, vooropgesteld dat transformatoren met een rendement van ongeveer 80% worden gebruikt, wat tegenwoordig voor de betere soorten een gemiddelde waarde is.

Het rendement van dergelijke eindtrappen is tamelijk hoog, iets in de orde van 40 tot 50%. De harmonische vervorming evenwel is ook vrij groot, zij ligt in de buurt van 3 tot 5% bij volle uitsturing, zodat een flinke tegenkoppeling noodzakelijk is om het gewenste niveau beneden 0,5% bij het genoemde uitgangsvermogen te bereiken.

De instelgegevens voor klasse AB, als door de buizenfabrikant worden opgegeven, zijn gebaseerd op uitsturing met een enkel sinusvormig signaal. De waarde van de katodeweerstand wordt zo gekozen dat zonder signaal de eindtrap in klasse A staat, terwijl bij volledige uitsturing het werkpunt naar de klasse B instelling wordt verschoven. De belastingsweerstand tussen

de anodes wordt gekozen voor gunstigste aanpassing in de klasse B instelling. De verschuiving van het werkpunt wordt veroorzaakt door de toenemende spanningsval over de katodeweerstand onder invloed van de toenemende anode- en schermroosterstromen bij groter wordendingangssignaal. In een typische eindtrap met twee EL 84 eindpentodes bij een voedingsspanning van 310 V, neemt de katodestroom, en dus de negatieve rooster spanning met ongeveer 40% toe bij volledige uitsturing met een sinusvormig signaal.

Echter, wanneer een dergelijke eindtrap wordt gebruikt voor de weergave van spraak of muziek, is de situatie geheel anders. De gemiddelde amplitude van hetingangssignaal is zeer klein in vergelijking met de pieken die slechts bij tijd en wijle optreden, en dus zijn ook de variaties in de katodestroom maar klein. Tengevolge van de betrekkelijk grote tijdconstante van de RC combinatie, gevormd door de katodeweerstand en de bijbehorende ont koppelcondensator, is de verschuiving van het werkpunt, zelfs bij pieken in het signaal, zo klein dat de eindtrap mag worden beschouwd als te werken met een (schijnbaar) vaste negatieve roosterspanning.

Wanneer men metingen doet aan een normale klasse AB eindtrap (met katodeweerstand), die men de overeenkomstige vaste negatieve rooster spanning geeft, dan blijkt dat bij uitsturing met een sinusvormig signaal de vervorming met vaste negatieve roosterspanning groter is dan wanneer de katodeweerstand wordt gebruikt.

Het verschil tussen beide instellingen blijkt uit Fig. 1. In beide gevallen is de negatieve roosterspanning zonder signaal van gelijke grootte. Kromme *a* geeft de normale instelling met katodeweerstand, zoals opgegeven door de fabrikant, kromme *b* de instelling met vaste negatieve roosterspanning. Uit deze krommen blijkt dat in de praktijk een eindtrap die is ontworpen voor gebruik met een sinusvormig signaal, wegens de grote tijdconstante van de schakelementen in de katodeleiding, bij de weergave van spraak of muziek een onevenredig grote vervorming zal geven in de krachtige passages. Een bruikbare methode om in de praktijk de vervorming kleiner te maken is de volgende: Men stelt met de katodeweerstand de ruststroom van de eind buizen zodanig in, dat deze gelijk wordt aan de gunstigste instelling met vaste negatieve roosterspanning. Dit houdt in dat zowel de ruststroom als de belastingsweerstand tussen de anodes worden verlaagd. Deze veranderingen hebben tot gevolg dat de ogenblikwaarden van de anode- en schermrooster-

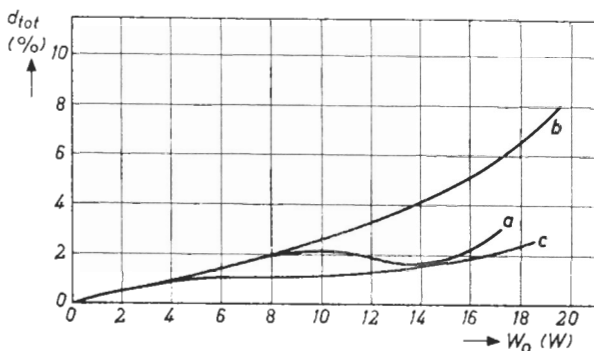


Fig. 1. Vervormingskrommen van twee EL 84 uitgangspentodes balans klasse AB schakeling: (a) met katodeweerstanden, (b) met vaste negatieve roosterspanning onder overigens gelijke condities, (c) met verlaagde belasting voor de meest gunstige instelling met vaste negatieve roosterspanning.

stroom sterker variëren als de eindtrap wordt uitgestuurd. De invloed daarvan wordt evenwel gedeeltelijk gecompenseerd omdat de katodeweerstand hoger is gekozen en daardoor de tijdconstante in de katodeleiding. De verschuiving van het werkpunt blijft dan ook klein als de eindtrap met een spraak- of muziekspanning wordt uitgestuurd.

Met de 10 W versterker die op blz. 47 is beschreven, werd een dergelijke schakeling beproefd. Het bleek dat bij gebruik van grote elektrolytische condensatoren in het voedingsgedeelte, plotselinge pieken in het signaal de anodespanning nauwelijks deden dalen, zodat het momentele uitgangsvermogen niet werd aangetast.

Een tweede voordeel van deze schakeling is, dat de 12 W eindbuizen met een gemiddelde anodedissipatie van slechts 7,5 W worden gebruikt, wat hun levensduur ten goede komt.

De met deze schakeling overeenkomstige instelling met vaste negatieve roosterspanning is gegeven in kromme *c* van Fig. 1. Opgemerkt moet nog worden, dat een dergelijke schakeling alleen geschikt is voor het weergeven van spraak of muziek. Uitsturen met een sinusvormig signaal is niet mogelijk zonder dat zeer grote vervorming optreedt. Daarom is het zeer moeilijk om de vervorming door metingen te bepalen, we hebben alleen het gehoor als criterium.



Een andere methode om de kwaliteit van een pentode-eindtrap te verbeteren is door middel van de zogenaamde „ultra-lineaire” schakeling. Een zonderlinge benaming, daar het lijkt of men het streven naar lineariteit, waarom het in de versterkerbouw gaat, heeft voorbij gestreefd. Maar deze vorm van eindtrap, waarin de belasting over anode en schermrooster wordt verdeeld, heeft onder deze weinig fraaie benaming een hoge mate van gerechtvaardigde populariteit verworven, zodat wij noodgedwongen die naam dan ook maar zullen gebruiken. Dit type eindtrap zal verder in dit boek nog worden behandeld.

### *De triode-eindtrap*

Een zeer lage vervorming kan worden bereikt met balanstrappen uitgerust met triodes in klasse A instelling. Het is zeer wel mogelijk om met 25 W eindpentodes of -tetrodes, die als triodes zijn geschakeld, bij een voedingsspanning van ongeveer 425 V een uitgangsvermogen van 12 tot 15 W bij een vervormingspercentage beneden 1% te bereiken.

Het bereikbare uitgangsvermogen en de overeenkomstige vervorming zijn sterk afhankelijk van de belastingsimpedantie. Dit blijkt duidelijk uit Fig. 2, waarin krommen zijn gegeven die werden gemeten aan de steile eindpentode EL 34. De buizen zijn als triode geschakeld door het schermrooster met de anode te verbinden, en ingesteld iets beneden de als maximum toelaatbare anode-dissipatie van 25 W.

Voor belastingsimpedanties beneden  $7\text{ k}\Omega$  is het gebruik van een gemeenschappelijke katodeweerstand, zowel als van gescheiden katodeweerstanden mogelijk, deze moeten evenwel worden ontkoppeld. Boven  $7\text{ k}\Omega$  werkt de balanstrap beter met een niet ontkoppelde gemeenschappelijke katodeweerstand. De instelling nadert tot klasse A als de belastingsimpedantie wordt verhoogd, en optimale condities worden bereikt bij een belasting van ongeveer  $10\text{ k}\Omega$ . Er wordt dan een uitgangsvermogen van ongeveer 14 W afgegeven bij een totale harmonische vervorming die beduidend lager is dan 0,5%.

Dergelijke eindtrappen (Williamson c.s.) waren enkele jaren geleden zeer populair en vele Hi-Fi versterkers met ongeveer 12 W uitgangsvermogen aan de secundaire van de uitgangstransformator werden volgens dit recept gebouwd. Omdat de eigen vervorming reeds zo gering is behoeft, om een aanvaardbare lineariteit te krijgen, minder tegenkoppeling te worden gebruikt dan met pentodes of tetrodes die hetzelfde uitgangsvermogen leveren. Boven-

dien is in drie- of viertrapsversterkers, waarin het leeuwenandeel van de tegenkoppeling is aangebracht over de gehele versterker, met inbegrip van de uitgangstransformator, de kans op instabiliteit beduidend geringer.

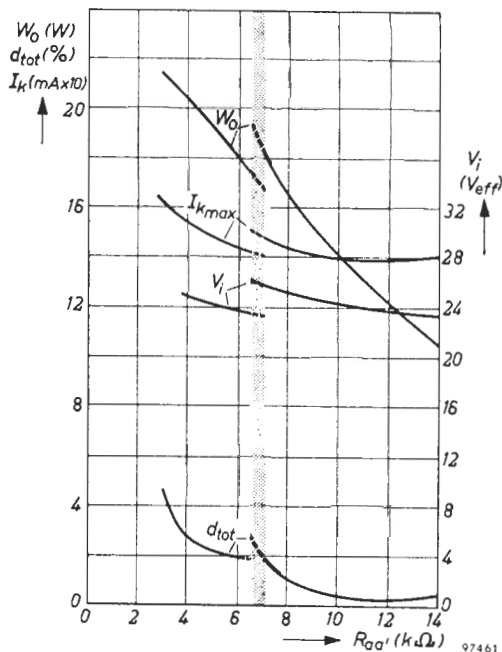


Fig.2. Uitgangsvermogen ( $W_o$ ), vervorming ( $d_{tot}$ ), katedestroom ( $I_k$ ) en ingangswisselspanning ( $V_i$ ), als functies van de belastingsimpedantie, voor twee buizen EL 34 als triode geschakeld in balans klasse A instelling, bij een voedingsspanning van 425 V. Bij de instellingen in de linker helft van de figuur is gebruik gemaakt van een ontkoppelde katodeweerstand; in de meer belangrijke rechterhelft werd een niet ontkoppelde, gemeenschappelijke katodeweerstand van  $235 \Omega$  gebruikt.

Het voornaamste nadeel van de schakeling is het lage rendement, zodat een zware en kostbare voedingsapparatuur, en een dienovereenkomstige uitgangstransformator nodig zijn voor een betrekkelijk gering uitgangsvermogen.

*De ultra-lineaire eindtrap*

Hoewel de triode-balanseindtrap grote kwaliteiten heeft uit een oogpunt van vervorming, worden de reeds genoemde nadelen toch als een groot bezwaar gevoeld. Dit is de reden waarom de reeds genoemde ultra-lineaire eindtrap zich in toenemende populariteit verheugt. Hierbij wordt in de eindtrap zelf tegenkoppeling toegepast. De schermroosters van de eindbuizen worden,

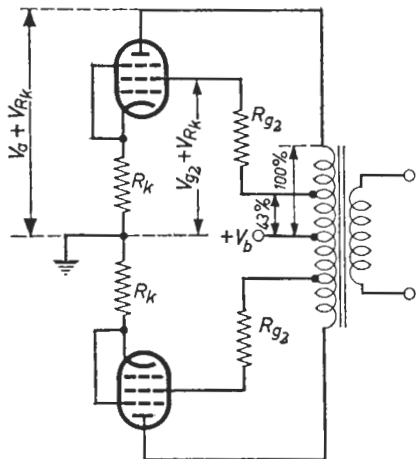


Fig. 3. Schema van een ultra-lineaire balanseindtrap.

als aangegeven in Fig. 3, gevoed via passende aftakkingen op de primaire van de uitgangstransformator, zodat de eindtrap beschouwd kan worden als een waarin tegenkoppeling via de schermroosters wordt aangebracht. De eigenschappen van deze eindtrap houden het midden tussen die van de pentode en de triode-balanstrap, ze naderen de laatste naarmate het aantal gemeenschappelijke windingen in de anode- en schermroosterkringen toeneemt.

Wanneer de instelling optimaal is gekozen, kan met de ultra-lineaire eindtrap ongeveer 65% van het maximale vermogen van de overeenkomstige pentode-eindtrap worden bereikt, evenwel met verhoudingsgewijze beduidend lagere vervorming, terwijl de inwendige weerstand is gereduceerd tot het peil van een triode-eindtrap. Met twee pentodes van de 25 W klasse in een ultra-lineaire balanstrap kunnen Hi-Fi versterkers met een uitgangsvermogen dat 20 W behoorlijk te boven gaat worden ontworpen, zodat het uitgangsvermogen bij zeer geringe vervorming beduidend groter is dan bij de overeenkomstige buizen in triodeschakeling.

Ook bij 12 W pentodes kan een aanzienlijke kwaliteitsverbetering worden bereikt in een ultra-lineaire schakeling, hoewel een zekere teruggang in beschikbaar uitgangsvermogen op de koop toe moet worden genomen. Evenwel, een secundair uitgangsvermogen van 10 tot 12 W kan nog wel worden bereikt. In Tabel 1 is een vergelijking opgenomen tussen de triode-, pentode-

en ultra-lineaire instellingen met twee EL 34 en twee EL 84 eindpentodes. Voor de EL 34 is de vergelijking tussen ultra-lineaire en de triode-instelling de meest belangwekkende, omdat in de ultra-lineaire schakeling met een afgetakte uitgangstransformator het uitgangsvermogen het dubbele is van dat

TABEL 1

Buis type	Schakeling	Instelgegevens					Totale vervorming in % bij $W_0 =$			
		$V_a$ (V)	$V_{g2}$ (V)	$R_k$ ( $\Omega$ )	$R_{a.a}$ ( $k\Omega$ )	$R_{g2}$ ( $\Omega$ )	10 W	14 W	20 W	30 W
2 x EL 34	Triode Balans	400	<sup>1)</sup>	470 per buis	10	<sup>1)</sup>	0,5	0,7		
	Ultra- lineair 43 % gem. winding	400	400	470 per buis	6,6	1000 per buis	0,6	0,7	0,8	1
	Pentode Balans	375	375	130 gem.	3,4	470 gem.	1,5	1,9	2,5	3,8
2 x EL 84	Triode Balans	300	<sup>1)</sup>	150 gem.	10	<sup>1)</sup>	5 W	10 W	15 W	
	Ultra- lineair 20 % gem. winding	300	300	270 per buis	6,6		1			
	Ultra- lineair 43 % gem. winding	300	300	270 per buis	8,0		0,8	1,0	1,5	
	Pentode Balans	300	300	270 per buis	8,0		0,7	0,9		
		300	300	270 per buis	8,0		1,5	2,0	2,0	

<sup>1)</sup> Schermrooster verbonden met de anode.

wat in de triode-balanstrap kan worden bereikt, terwijl toch de vervorming zeer laag is.

Hoewel uit proeven bleek dat met een wikkelingsverhouding van 0,2 – dat wil zeggen dat 20% van de wikkeling gemeenschappelijk was voor de anode- en schermroosterketen – het vervormingspercentage vergelijkbaar was met de triodeschakeling, werd het toch duidelijk dat door vergroting van het aantal gemeenschappelijke windingen een beduidende verbetering in de weergave bij een hoger uitgangsvermogen werd bereikt. Het beste compromis in het algehele gedrag van de eindtrap werd bereikt met een gemeenschappelijk windingspercentage van 40 tot 45%. Hoewel het uitgangsvermogen iets kleiner werd, bleek dat 35 W kon worden bereikt, waarbij de vervorming bij het begin van roosterstroom 2,5% bleek te bedragen.

Bij de EL 84 is de vergelijking tussen de ultra-lineaire en de pentode balansschakeling interessanter. De ultra-lineaire schakeling biedt alweer een belangrijke vermindering in de vervorming. De buizen geven ongeveer 15 W bij een gemeenschappelijk windingspercentage van 20%. De vervorming is hierbij slechts 1,5%. Zoals uit de cijfers van Tabel 1 blijkt, wordt er maar weinig gewonnen als men verder in de richting van de triode-instelling gaat, dus met een grotere gemeenschappelijke wikkeling. Toch zijn hieraan twee voordelen verbonden, in het bijzonder bij gebruik van de EL 34, waarbij toch een behoorlijk uitgangsvermogen beschikbaar is. In Fig. 4 zijn de eigenschappen van deze buis gegeven wanneer er twee stuks in een ultra-lineaire eindtrap worden gebruikt met 43% gemeenschappelijke windingen. De in de figuur gegeven waarden van het uitgangsvermogen  $W_o$  zijn gemeten aan de secundaire van de transformator bij passende belasting.

In deze instelling is het gedrag van de schakeling met vaste negatieve roosterspanning of met katodeweerstand ongeveer gelijkwaardig. Omdat de instelling klasse A met triodes nadert zijn de variaties in anode- en schermroosterstromen klein als de trap wordt uitgestuurd. Het tweede voordeel is dat, evenals met triodes, het uitgangsvermogen en de vervorming weinig afhankelijk zijn van de waarde van de belastingsweerstand. Uit de grafiek is af te lezen dat er maar weinig verandering in werking optreedt als de belastingsweerstand wordt gewijzigd tussen 6 en 10 k $\Omega$ .

### *De tegenkoppeling*

De vervorming die is gegeven in Tabel 1, wordt voor Hi-Fi versterkers niet

als laag genoeg beschouwd. Daarom wordt zij verder verlaagd door het gebruik van tegenkoppeling, over het algemeen van de uitgang van de versterker naar de ingang. Een dergelijke versterker bestaat meestal uit een voortrap, een gecombineerde stuur- en fazeomkeertrap, en een eindtrap. De tegenkoppeling omvat ook de uitgangstransformator, en daar dit een sterk frequentieafhankelijk onderdeel is, wordt de mate van tegenkoppeling die kan worden toegepast vrijwel geheel bepaald door de kwaliteit van de uitgangstransformator.

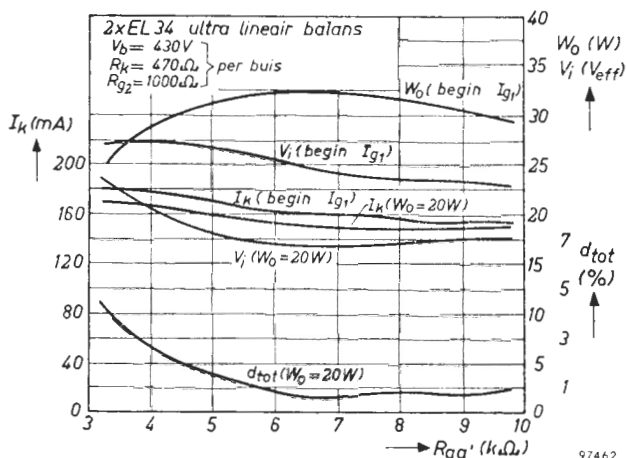


Fig. 4. Uitgangsvermogen  $W_o$ , katodestroom  $I_k$ , totale vervorming  $d_{tot}$  en ingangswisselspanning  $V_i$ , als functies van de belastingsimpedantie  $R_{aa}$  voor twee buizen EL 34 in een ultra-lineaire balansschakeling met de schermroosteraftakking op 43% van het aantal windingen van de uitgangstransformator. De voedingsspanning  $V_b = 430\text{ V}$ , en iedere buis heeft een ontkoppelde katodeweerstand van  $470\ \Omega$  en een schermroosterseriëweerstand van  $1\text{ k}\Omega$ .

In een versterker met tegenkoppeling zal instabiliteit optreden als de „rondversterking”, dat is het product van de versterking zonder tegenkoppeling en de verzwakking van de tegenkoppelketen, groter is dan 1 bij frequenties waarvoor de totale faseverschuiving in de keten hetzij  $0^\circ$  of  $360^\circ$  wordt en zo de tegenkoppelingsspanning in fase brengt met het ingangssignaal. Daar de voorwaarde voor tegenkoppeling een fazedraaiing van  $180^\circ$  inhoudt, zal het duidelijk zijn dat instabiliteit optreedt als de extra

fazeverschuiving in de versterker en de tegenkoppelketen  $180^\circ$  nadert.

Nu is fazeverschuiving zeer moeilijk te meten, maar versterking of verzwakking meet men betrekkelijk eenvoudig. Bij het ontwerpen van versterkers maakt men daarom graag gebruik van het verband dat er bestaat tussen fazeverschuiving en verzwakking.

Een eenvoudig hoog- of laagdoorlaatfilter bestaande uit een weerstand en een condensator heeft een uiteindelijke fazeverschuiving van  $90^\circ$ , en de verzwakking nadert asymptotisch 6 dB per octaaf. Hieruit volgt, dat een uiteindelijke fazeverschuiving van  $180^\circ$  overeenkomt met een verzwakking van 12 dB per octaaf. Wanneer men er nu in een versterkerontwerp voor zorgt, dat de kromme die de rondversterking als functie van de frequentie weergeeft, niet meer valt dan 10 dB per octaaf in dat deel van de kromme waar zij, door versterking = 1, gaat van + 10 dB naar - 10 dB, is men er zeker van dat de versterker voldoende stabiel is.

Hieruit blijkt wel, dat men de versterkerkarakteristiek in de hand moet hebben, ver buiten het hoorbare deel van het frequentiespectrum. Dit wordt steeds moeilijker naarmate de tegenkoppeling sterker wordt, en, daar het tegenwoordig gebruikelijk is om 25 tot 29 dB tegenkoppeling toe te passen, zal het wel duidelijk zijn dat de fazeverschuiving die door de uitgangstransformator wordt geïntroduceerd een grens stelt aan de te bereiken versterking en kwaliteit.

Het is praktisch onmogelijk om in een drie- of viertrapsversterker een constante en sterke tegenkoppeling over het gehele hoorbare deel van het frequentiespectrum aan te brengen als de tegenkoppelketen de gehele versterker en de uitgangstransformator omvat. Voldoende stabiliteit kan dan zeer moeilijk worden bereikt. Daarom zal men gewoonlijk de effectieve tegenkoppeling verminderen voor de laagste en de hoogste hoorbare frequenties. Toch moet een vrij sterke tegenkoppeling aanwezig zijn in het gebied van de eigen resonantie van de luidspreker, om de lage inwendige weerstand te verkrijgen die nodig is voor effectieve elektrische demping. Zij moet ook aanwezig zijn voor de hoogste frequentie waarvan harmonischen in het hoorbare gebied liggen; als grens voor deze frequentie kunnen we 10 kHz stellen.

#### *De uitgangstransformator*

Uit het bovenstaande is wel gebleken dat de uitgangstransformator het

meest kritische onderdeel van iedere versterker is. Een verkeerd ontworpen transformator kan de oorzaak zijn van vervorming, die in een heel ander deel van de versterker wordt gezocht. Vervorming die door de transformator wordt veroorzaakt kan als volgt worden omschreven:

(1) *Frequentievervorming*, veroorzaakt door te lage primaire zelfinductie, door te hoge spreidingsinductie, of door resonantieverschijnselen.

(2) *Fazevervorming*, veroorzaakt door fazeverschuiving als de tegenkoppelspanning wordt afgenomen van de secundaire van de uitgangstransformator. Gewoonlijk openbaart deze vervorming zich in de vorm van parasitaire oscillaties op hoge frequenties, veroorzaakt door de fazeverschuiving ten gevolge van een hoge spreidingsinductie en de eigen capaciteit.

(3) *Intermodulatie- en harmonische vervorming in de eindtrap*, veroorzaakt door overbelasting op lage frequenties wanneer de primaire zelfinductie te laag is. Dit leidt allereerst tot verlaging van de effectieve belastingsimpedantie en ten tweede tot een reactieve belasting op lage frequenties; de elliptische belastingskarakteristiek nadert de vorm van een cirkel, die slecht past in de anodestroom/anodespanningskarakteristiekenbundel van de eindbuizen.

(4) *Intermodulatie- en harmonische vervorming* tengevolge van de niet-lineaire verhouding tussen de magnetische krachtstroom en het magnetische veld in de transformator kern. Deze vervorming is, uiteraard, altijd aanwezig maar kan zeer sterk worden verminderd wanneer  $B_{max}$  beneden een zekere waarde wordt gehouden (ongeveer 7000 gauss bij normaal transformatorblik).

(5) *Harmonische vervorming* veroorzaakt door te hoge weerstand van de primaire, wat ook ongunstig werkt uit een oogpunt van rendement.

Uit deze opsomming volgt dat een goede uitgangstransformator moet voldoen aan een aantal eisen, die we als volgt kunnen specificeren:

- (1) hoge primaire zelfinductie;
- (2) lage spreidingsinductie en lage eigen capaciteit van de wikkelingen;
- (3)  $B_{max}$  binnen veilige grenzen;
- (4) hoog rendement (lage verliezen in wikkelingen en kern);
- (5) nauwkeurige aanpassing.

Het zal zonder meer duidelijk zijn, dat een uitgangstransformator een weloverwogen compromis tussen deze vaak tegenstrijdige eisen moet zijn. Een hoge zelfinductie kan niet anders worden bereikt dan met een groot aantal windingen, maar dit is strijdig met de eis van lage weerstand en lage eigen



capaciteit. Lage  $B_{max}$  betekent een flinke kernddoorsnede, maar dit voert ook weer tot grote afmetingen, met hetzelfde resultaat als een hoge primaire zelfinductie.

De spreidingsinductie en de eigen capaciteit kunnen evenwel binnen redelijke grenzen worden gehouden door gebruik te maken van speciale wikkelmethode. Hierdoor wordt de spreidingsresonantiefrequentie naar een hoger gebied verschoven. Deze resonantiefrequentie is in hoge mate bepalend voor de kwaliteit van de versterker.

Het is misschien goed op deze plaats iets dieper in te gaan op de kwaliteitseisen die aan Hi-Fi versterkers moeten worden gesteld, omdat deze in zo sterke mate afhankelijk zijn van de gebruikte uitgangstransformator.

Waarom versterkers tot 60 kHz en soms hogere frequenties moeten kunnen weergeven als het menselijke gehoor niet verder gaat dan tot 16 kHz en in uitzonderlijke gevallen tot misschien 20 kHz, hangt samen met het feit, dat in de muziek de inzet van veel klanken een zeer plotseling, bijna eruptief karakter heeft. Meet men een versterker met een sinusvormig signaal, dan ziet men de spanning geleidelijk stijgen tot een maximum en vervolgens geleidelijk afnemen tot nul, om daarna in omgekeerde richting eenzelfde faze te doorlopen. Bij een plotseling optredend geluid is de stijgtijd evenwel zeer kort en de spanning lijkt allermintst op een sinusvorm. Daarom is het meten met een kanteelspanning waardevoller dan met een sinus. Het front van een kanteelspanning heeft een stijgtijd die in microseconden kan worden uitgedrukt. Een kanteelspanning kan men, zoals bekend, ontleden in een groot aantal sinusvormige spanningen, alle oneven harmonischen van de grondgolf. De belangrijkste is de derde harmonische, die een amplitude heeft gelijk aan een derde van de grondgolf. De vijfde harmonische heeft een amplitude gelijk aan een vijfde deel van de grondgolf, enzovoort.

Is nu de bandbreedte van de versterker te gering, dan zal de derde harmonische van een grondgolf met enigszins hoge frequentie te zwak worden weergegeven, wat voor de vijfde harmonische in nog sterkere mate het geval is. Van een kanteelspanning gaat de versterker iets maken dat tot een sinusvorm begint te naderen, en er treedt dus een aanzienlijke vervorming op.

Nu is het zo dat in de muziek geen kanteelspanningen voorkomen, maar we mogen, vooral bij percussie-instrumenten, wel zeer korte stijgtijden verwachten, bijvoorbeeld overeenkomend met die van een kanteelspanning van ongeveer 10 kHz. Om deze redelijk weer te geven mag de derde harmo-

nische nauwelijks zijn verzwakt, zodat we al een bandbreedte van 30 kHz nodig hebben. Willen we tot 20 kHz gaan, dan moet de bandbreedte tenminste 60 kHz zijn, dat wil zeggen dat bij 60 kHz de verzwakking niet meer dan 3 dB mag bedragen.

Keren we nu tot onze uitgangstransformator terug. Wanneer in onze versterker parasitaire oscillaties, veroorzaakt door fazeverschuiving in de tegenkoppelketen, moeten worden onderdrukt door het gebruik van een of meer RC filters, en de frequentie karakteristiek mag tot 60 kHz niet worden beïnvloed, dan moet de spreidingsresonantiefrequentie van de uitgangstransformator tenminste 200 kHz bedragen! (Wij brengen hier in herinnering dat de secundaire wikkeling in de tegenkoppeling is opgenomen.)

Nu kan de spreidingszelfinductie laag blijven als men de tegenkoppeling afneemt van een aparte wikkeling, die zeer vast kan worden gekoppeld met de primaire. Dit is zelfs mogelijk met een zeer eenvoudige wikkelmethode. Hiermee is geëxperimenteerd in de op blz. 81 beschreven 20 W versterker met 2 x EL 34. Het bleek evenwel dat, hoewel de stabiliteit uitstekend was met elke vorm van belasting, de frequentie karakteristiek bij 20 kHz al 7 dB was gevallen, omdat de luidsprekerwikkeling niet in de tegenkoppeling was opgenomen. Een transformator waarvan de primaire was verdeeld in een aantal parallel geschakelde wikkelingen, waartussen de eveneens parallel geschakelde wikkelingen secundaire wikkelingen waren aangebracht, gaf veel betere resultaten. Echter kon de koppeling tussen de primaire wikkelingen niet voldoende vast worden gemaakt, zodat de spreidingszelfinductie aan de hoge kant was. Verbetering kan hierin worden gebracht door toepassing van zeer gecompliceerde wikkelmethode, maar dit maakt de productie van een dergelijke transformator moeilijk en kostbaar. Door de wikkeldrichting van verschillende wikkelingen tegengesteld te maken kunnen de capaciteiten worden uitgebalanceerd. De geringste afwijking van de symmetrie of van de precisie in het wikkelen maakt evenwel de verbetering tot een illusie.

De beste resultaten werden bereikt met een wikkelschema waarbij de primaire was onderverdeeld in een aantal in serie geschakelde wikkelingen, waartussen de serie- en parallel geschakelde secundaire wikkelingen werden aangebracht. Voor een dergelijke transformator wordt de spoelvorm door een tussenschot in twee precies gelijke helften verdeeld. Op iedere helft wordt eerst de eerste spoel van de primaire gewikkeld, met het begin van de

draad aan de buitenkant; dan volgt aan iedere kant een secundaire spoel, daaroverheen weer een primaire, enzovoort. In totaal worden bijvoorbeeld tien primaire spoelen gewikkeld, vijf aan iedere kant, waartussen aan iedere kant vier secundaire spoelen liggen, dus in totaal acht. De primaire spoelen worden hetzij inwendig, maar bij voorkeur uitwendig, doorverbonden. De secundaire spoelen worden gedeeltelijk in parallel, gedeeltelijk in serie verbonden, al naar gelang van de gewenste aanpassing. Op deze wijze wordt een bijzonder universele transformator verkregen, waarbij men een groot aantal aanpassingsmogelijkheden heeft, en waarbij bovendien een aftakking op de primaire, voor ultra-lineaire schakelingen, gemakkelijk kan worden gekozen.

Uit het vorenstaande is het zonder meer duidelijk dat de uitgangstransformator een zeer kritisch en bovendien kostbaar onderdeel is, wanneer men werkelijkheidsweergave verlangt.

#### *Balanstrap met directe energie-overdracht*

Het zal niemand verwonderen dat verscheidene pogingen zijn gedaan om een of meer luidsprekers direct aan een conventionele versterker aan te passen zonder gebruik te maken van een transformator. Inderdaad zag men vroeger wel enkelvoudige klasse A eindtrappen met een vrij steile triode, die een belastingsweerstand had van ongeveer  $2000 \Omega$ , waarachter een elektrodynamische luidspreker met een spreekspoelimpedantie van die waarde was geschakeld. Deze spoel kon uiteraard niet de gelijkstroom van ongeveer 60 mA voeren, en daarom was de luidspreker parallel geschakeld aan een forse smoorspoel, die een dermate lage weerstand had dat deze het grootste deel van de gelijkstroom doorliet. Dit kan nauwelijks als een oplossing van het gestelde probleem worden gezien, maar er is wel mee aangetoond dat het wikkelen van luidsprekerspoelen met een hoge impedantie mogelijk is.

Voor een balans-uitgangstrap werd een spoel gewikkeld met middenaftakking en  $2 \times 2000 \Omega$  impedantie, die direct achter een conventionele balans-eindtrap kon worden geschakeld. Dit bleek evenwel geen groot succes, want de koppeling tussen de beide helften van de spoel was veel te zwak. Dit wordt duidelijk als we de balanstrap afgebeeld in Fig. 5a en het vervangingsschema van Fig. 5b beschouwen. Men ziet dat het vervangingsschema uit twee aparte generatoren bestaat, die alleen maar magnetisch zijn gekoppeld door

de uitgangstransformator. Een deel van de vervorming in deze schakeling wordt veroorzaakt door onvolledigheid van deze koppeling. Nu is de koppeling van de beide windingen van de luidspreker met hoge impedantie zeer

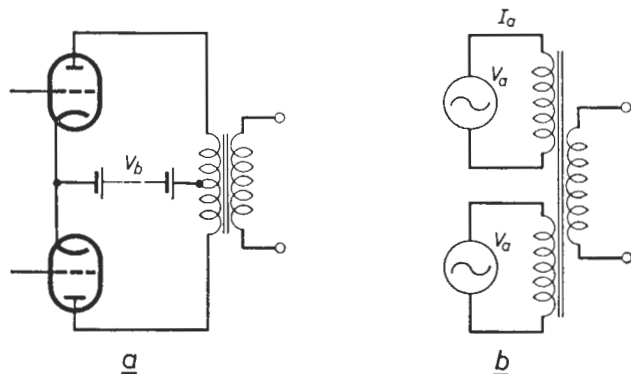


Fig. 5. Principeschema (a) en vervangingsschema (b) van een normale balanseindtrap.

inferieur aan die van een uitgangstransformator, zodat de vervorming eerder toe- dan afneemt.

Uit Fig. 5a blijkt dat de eindbuizen parallel zijn geschakeld ten opzichte van de gelijkstroomvoeding, maar ze staan in serie ten opzichte van de (wisselstroom-) belasting. Verwisselen we deze elementen van plaats, dan krijgen we de schakeling van Fig. 6a, waarin de buizen in serie staan ten opzichte van de gelijkstroomvoeding, maar parallel wat de belastingsweerstand  $R_L$  betreft. Om hetzelfde uitgangsvermogen te krijgen, moeten we nu de dubbele voedingsspanning aanleggen; de anodegelijkstroom is evenwel gehalveerd, zodat we hetzelfde gelijkstroomvermogen toevoeren. De belastingsweerstand, welke is verbonden met de middenaftakking op de voedingsbron, is een vierde van de belastingsweerstand ( $R_{aa}$ ) van de gebruikelijke balanstrap (Fig. 5b) waarin:

$$R_{aa} = \frac{2 V_a}{I_a},$$

terwijl in de balansschakeling met directe koppeling als gegeven in Fig. 6c:

$$R_L = \frac{V_a}{2 I_a} = \frac{1}{4} R_{aa}.$$

De schakeling van Fig. 6a heeft het nadeel dat de luidspreker zich op een hoog potentiaal ten opzichte van aarde bevindt. Uit het schema van Fig. 6b blijkt evenwel, dat de luidspreker van de gelijkstroombron kan worden gescheiden door middel van een seriecondensator en dan aan aarde kan worden gelegd. Een bijkomstig voordeel hiervan is ook nog dat er geen middenaftakking op de spanningsbron behoeft te worden aangebracht. De gunstige

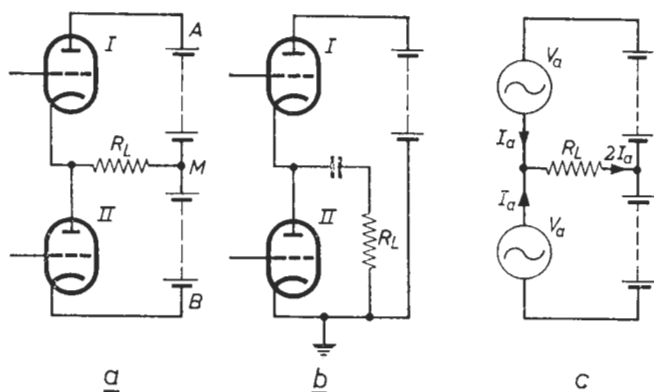


Fig. 6. Principeschema van een balanstrap met directe energie-overdracht: (a) met de belastingsweerstand  $R_L$  aan de middenaftakking van de voeding, (b) met de belastingsweerstand geaard. Het vervangingscircuit is gegeven in (c).

aapasweerstand van de balanstrap met directe energie-overdracht kan nog sterker worden verlaagd door gebruik te maken van buizen als de EL 86, de PL 84 en de UL 84, die speciaal voor dit doel zijn ontworpen. Al deze typen hebben een lage gelijkstroomweerstand, zodat een hoge anodestroom vloeit bij een betrekkelijk lage spanning. Bij deze buizen is de inwendige weerstand, en dus ook de gunstigste aanpasweerstand beduidend lager dan bij de gebruikelijke eindpentoden. Het principe van de balanstrap met directe energie-overdracht kan verder worden ontwikkeld, wat in een bepaalde richting kan leiden tot versterkers van extreem hoge kwaliteit. In een andere richting voert deze ontwikkeling tot enige kostenbesparing bij de productie van radioapparaten en verhoging van de kwaliteit; de eindtrap kan bijvoorbeeld gelijktijdig de fazeomkeer bewerken. Deze schakelingen kunnen met een betrekkelijk klein aantal onderdelen worden uitgevoerd ten koste van

een extra eindbuis. De weergavekwaliteit en het uitgangsvermogen steken gunstig af bij de gebruikelijke klasse A eindtrap met een enkele pentode en een uitgangstransformator.

De beschrijving van deze schakelingen valt evenwel buiten het bestek van dit boekje, waarin uitsluitend schakelingen met de hoogste weergavekwaliteit en het hoogste rendement voor een gegeven buisbezetting zullen worden beschreven.

### *Typische problemen rond de balanstrap met directe energie-overdracht*

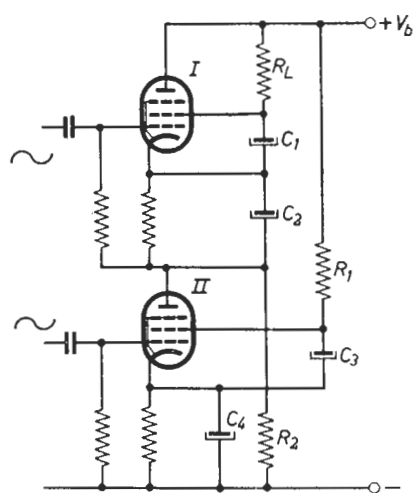


Fig. 7. Balansschakeling voor directe energie-overdracht met pentodes. Het schermrooster van de buis II wordt gevoed via  $R_1$ , dat van buis I via de belastingsweerstand  $R_L$ . De anodestroom van buis II is groter dan die van buis I, omdat de buizen in serie zijn geschakeld. Daarom is  $R_2$  parallel geschakeld aan buis II om de gelijkstroombalans te herstellen.

De balanstrap met directe energie-overdracht, als gegeven in Fig. 6, geeft uitstekende resultaten wanneer triodes of als triode geschakelde pentodes worden gebruikt. Wil men echter pentodes met hun veel hoger rendement gebruiken, dan komen enkele problemen in verband met de schermroostervoeding opdagen. De schermroosters moeten zo worden gevoed (zie Fig. 7) dat ze hetzelfde gelijkstroompotentiaal hebben als de overeenkomstige anodes, maar ze mogen geen wisselspanning voeren ten opzichte van de katode van dezelfde buis. Voor buis II kan men dit op de eenvoudigste manier bereiken door het schermrooster te voeden over een serieweerstand  $R_1$  van de plus hoogspanning, en het ten opzichte van de katode te ontkoppelen door middel van  $C_3$ . De waarde van de serieweerstand moet

zo worden gekozen, dat de schermroosterspanning ongeveer de halve voedingsspanning wordt, wanneer geen signaal wordt toegevoerd. Als evenwel de signaalspanning toeneemt, zal de schermroosterstroom dienovereenkom-

stig stijgen, waardoor de schermroosterspanning daalt en de buisinstelling verandert. Hierdoor neemt de vervorming toe.

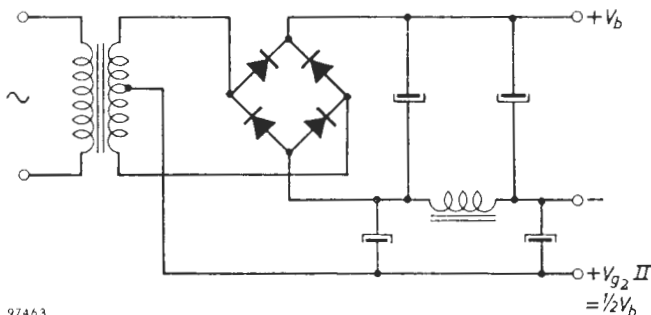
Het is nog lastiger de schermroosterspanning voor buis I te verkrijgen, want het spanningsverschil tussen de anode en het schermrooster van deze buis moet verwaarloosbaar klein zijn. Een serieweerstand voor het schermrooster komt parallel te staan aan de belasting en neemt dus een deel van het uitgangsvermogen op. De eenvoudigste oplossing is, om het schermrooster via de belastingsweerstand  $R_L$  zelf te voeden, dus door de hoogohmige luidspreker rechtstreeks te verbinden tussen de anode en het schermrooster van buis I. De betrekkelijk lage schermroostergelijkstroom zal de werking van de gebruikelijke  $800 \Omega$  luidspreker niet beïnvloeden, en het gehele uitgangsvermogen wordt aan de luidspreker afgegeven. Het bezwaar dat deze schakeling aankleeft is dat de luidspreker alleen maar capaciteef is geaard, en dat hij op een hoog gelijkstroompotentiaal staat. Om overslag tussen de spreekspoel en de metalen delen te voorkomen, moeten deze laatste ook aan de plus hoogspanning worden gelegd, wat meestal in strijd is met de veiligheidsvoorschriften.

Als compromis kan een serieweerstand van  $6,8 \text{ k}\Omega$  in het schermrooster worden geschakeld. De luidspreker wordt dan via een condensator gevoed en kan met aarde worden verbonden. Deze schakeling biedt het voordeel van een redelijk goede instelling voor buis I, maar er gaat bijna 12% van het uitgangsvermogen verloren in de serieweerstand.

Een andere oplossing is het gebruik van een smoorspoel in plaats van een weerstand. De afmetingen kunnen veel kleiner zijn dan die van een uitgangstransformator en de luchtspleet kan nauw zijn omdat er maar een geringe gelijkstroom door vloeit. Een zelfinductie van 5 H is voldoende hoog bij een luidsprekerimpedantie van  $800 \Omega$  en een laagste frequentiegrens van 30 Hz. De schermroosterspanning van buis II kan worden gestabiliseerd door middel van een stabiliseerbuis of met een spanningsafhankelijke weerstand. Een spanning van de halve waarde kan ook van het plaatstroomapparaat worden afgenomen, vooral als dit is uitgerust met vier halfgeleiders in een brugschakeling, zoals aangegeven in Fig. 8. De gewenste spanning kan worden afgenomen van de middenaftakking op de voedingstransformator. De afvlaksmoorspoel moet worden opgenomen in de negatieve verbinding, zodat de schermroosterstroom van buis II ook wordt afgevlakt. De spanningsval over de smoorspoel veroorzaakt enige asymmetrie in de voedings-

spanningen, zodat het uitgangsvermogen iets terug loopt. Wanneer zeer hoge eisen worden gesteld, is het daarom beter de wikkeling van de smoorspoel te verdelen in twee gelijke helften, die in de positieve en de negatieve verbinding worden geschakeld. Door juiste keuze van de stroomrichting kan dan de kernmagnetisatie klein worden gehouden.

Daar de beide eindbuizen ten opzichte van de gelijkstroom in serie staan,



97463

Fig. 8. Schema van een plaatstroomgedeelte met metaal gelijkrichter. De schermrooster spanning van buis II is afgenomen van de middenaftakking op de voedingstransformator.

zal de anodestroom van buis II groter zijn dan die van buis I, omdat de schermroosterstroom van de laatste ook door de eerste vloeit. De instelling van de buizen zal daarom ongelijk zijn, alhoewel de katodeweerstanden even groot zijn. Om dus aan de voorwaarden voor balansinstelling te voldoen, is het nodig parallel aan buis II een weerstand ( $R_2$  in Fig. 7) te schakelen welke de invloed van de schermroosterstroom van buis I compenseert, zodat de katodestromen en dus de instellingen van beide buizen gelijk worden. Het mag dan waar zijn dat deze weerstand parallel staat aan de belasting, maar omdat de waarde betrekkelijk hoog is, treedt hier maar een zeer gering verlies aan uitgangsvermogen op.

De meest effectieve oplossing van het probleem van de schermroostervoeding is gegeven in Fig. 9, welke een vereenvoudigde schakeling van de eindtrap voorstelt. Elk schermrooster wordt via een wikkeling van een dubbele smoorspoel van zijn eigen anode gevoed. Het voordeel hiervan is, dat de schermroosters praktisch op dezelfde gelijkspanning staan als de overeenkomstige anodes en dat de katodestromen van beide buizen gelijk zijn. De



gelijkstroom vloeit in tegengestelde richting door de wikkelingen, zodat de magnetische velden van de spoelen elkaar opheffen en er geen kernmagnetisatie optreedt. De kern kan daarom zonder luchtspleet worden uitgevoerd, zodat een hoge zelfinductie in een betrekkelijk klein onderdeel kan worden verkregen. Het plaatstroomapparaat heeft niet van een middenaftakking

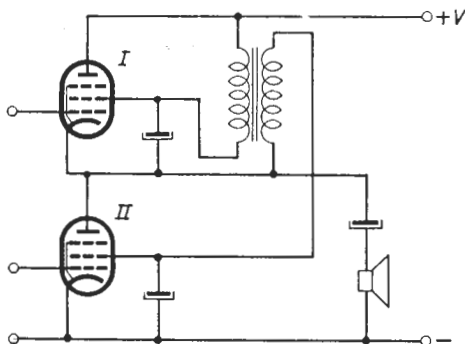


Fig. 9. Schermroostervoeding voor een balanstrap met directe energieoverdracht via een dubbele smoorspoel. De schermroosters staan op hetzelfde gelijkspanningspotentiaal als de bijbehorende anodes. De kernmagnetisatie van de smoorspoel wordt opgeheven door de gelijkstromen in tegengestelde richting door de wikkelingen te doen vloeien. Op deze wijze kan een hoge zelfinductie worden verkregen met een betrekkelijk kleine smoorspoel.

te worden voorzien, en afvlakking met een dubbele elektrolytische condensator en een weerstand is voldoende.

Deze schakeling, waarbij het gebruik van hoogohmige luidsprekers essentieel is, is gebruikt in de versterker met buitengewoon hoge weergavekwaliteit, beschreven op blz. 90.

### *Fazeomkeerschakelingen*

De beide buizen van een balanstrap worden gestuurd met signalen die gelijke amplitude, doch tegengestelde fase hebben. Deze signalen moeten zo mogelijk een geringe vervorming hebben. Als een behoorlijke versterking in de desbetreffende trap kan worden bereikt, zal dit dankbaar worden aanvaard. De tegenkoppeling die over de gehele versterker wordt aangebracht

stelt een grens aan het aantal trappen, omdat de fazeverschuiving tot een minimum moet worden gereduceerd om de vereiste stabiliteit te kunnen behouden.

Sommige ontwerpers geven de voorkeur aan een zo hoog mogelijke versterking, zij het dan ten koste van een grotere vervorming. Zij maken dan dikwijls gebruik van de schakeling van Fig. 10, en voeren de tegenkoppeling

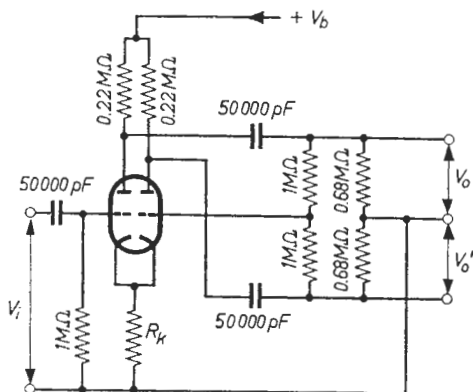


Fig. 10. Fazeomkeerschakeling met vrij hoge versterking en hoge uitgangsspanning, maar ook met tamelijk grote vervorming.

over de gehele versterker zo hoog mogelijk op, om de vervorming weer binnen redelijke grenzen terug te brengen.

Andere ontwerpers, die met een kleinere versterking genoegen nemen als de vervorming laag blijft, verkiezen de schakeling die in Fig. 11 is gegeven. De tegenkoppeling kan dan minder sterk worden gemaakt, zodat de kans op instabiliteit kleiner wordt.

In beide schakelingen wordt tegenwoordig meestal de dubbele triode met hoge versterkingsfactor, type ECC 83 gebruikt. De instelgegevens en verdere eigenschappen van beide schakelingen zijn gegeven in Tabel 2.

Nu neemt bij triodes de vervorming lineair met de uitgangsspanning af, zodat bij vergelijkbare waarden van 20 en 35  $V_{\text{eff}}$  voor de uitgangsspanning, bij voedingsspanningen van 250, respectievelijk 350 V, de vervormingscijfers voor de schakeling van Fig. 10, tot 3,2 en 2,7% teruglopen, bij iets meer dan

TABEL 2

Schakeling	Fig. 10		Fig. 11		Eenheid
Voedingsspanning	250	350	250	350	V
Katodeweerstand	1,2	0,82	68	82	k $\Omega$
Anodeweerstanden	0,22	0,22	0,1	0,15	M $\Omega$
Uitgangsspanning	35	20	45	35	V <sub>eff</sub>
Versterking	58	62	25	27	—
Totale vervorming	5,5	3,2	3,5	2,7	%

de dubbele versterking. De tweede schakeling heeft echter het voordeel van de lagere vervorming en (omdat door de hoge katodespanning, de anode van de voortrap rechtstreeks met het rooster van de fazeomkeerbuis kan worden verbonden) een zeer geringe fazeverschuiving. Daar de versterking van de ECC 83 in de fazeomkeerschakeling met katodekoppeling toch nog

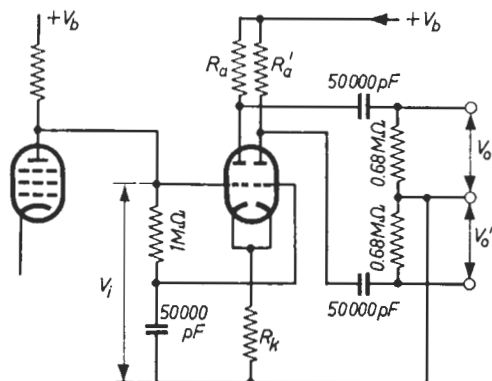


Fig. 11. Fazeomkeerschakeling met katodekoppeling. De versterking is ongeveer de helft van de schakeling in Fig. 10, maar de vervorming is laag.

altijd redelijk genoemd kan worden, heeft deze een grote populariteit verworven bij ontwerpers van versterkers voor werkelijkheidsweergave.

De wisselspanning die nodig is om twee pentodes van het type EL 34 volledig uit te sturen is ongeveer  $2 \times 25 V_{\text{eff}}$ , terwijl twee buizen EL 84  $2 \times 10 V_{\text{eff}}$  nodig hebben. In beide gevallen maakt het geen verschil of de buizen als

pentode, als triode of in de ultra-lineaire schakeling worden gebruikt. Dit houdt in, dat in een versterker, de ingangsspanning voor de ECC 83 ongeveer  $0,4 V_{\text{eff}}$  moet zijn in een trap die voorafgaat aan twee EL 34's in balans, als de schakeling van Fig. 10 wordt gebruikt bij 350 V voedingsspanning. In de schakeling met katodekoppeling is een ingangsspanning van ruim  $0,9 V_{\text{eff}}$  nodig. Voor een balanstrap met  $2 \times$  EL 84 zijn deze cijfers  $0,17 V_{\text{eff}}$  respectievelijk  $0,4 V_{\text{eff}}$ , bij een voedingsspanning van 250 V. Dit houdt in, dat de fazeomkeertrap moet worden voorafgegaan door een voortrap, die meestal wordt uitgerust met een EF 86, een L.F. versterkpentode met lage brom en ruis en zeer geringe microfonie.<sup>1)</sup>

Als deze buis wordt ingesteld op maximale versterking, wat in de praktijk vrijwel algemeen wordt gedaan, is de totale gevoeligheid van de versterker gewoonlijk te groot voor het gebruik met een kristal pick-up, zelfs als 26 dB tegenkoppeling over de gehele versterker wordt aangebracht. In de 10 W versterker die op blz. 47 is beschreven, is daarom de overmaat aan gevoeligheid gebruikt om een zeer effectieve toonregeling in te bouwen. Aan de andere kant is de gevoeligheid toch weer niet groot genoeg om de versterker met een magneto-dynamische pick-up of met een microfoon te bedienen. Moderne versterkinstallaties zijn daarom meestal uitgevoerd met een aparte (en soms ingebouwde) voorversterker, die alle regelorganen en egalisatiefilters bevat, terwijl de krachtversterker alleen van een schakelaar is voorzien.

Uit een en ander volgt, dat hetingangssignaal voor een dergelijke

---

<sup>1)</sup> Het is misschien wel goed hier even stil te staan bij het feit, dat sommige ontwerpers geneigd zijn de ECC 83 ook in de voortrap van zeer gevoelige versterkers te gebruiken. De ECC 83 is evenwel gegarandeerd vrij van microfonie wanneer zij wordt gebruikt in een versterker met een gevoeligheid van 50 mV voor 5 W uitgangsvermogen, en met een luidspreker met 5% rendement, die is geplaatst in de onmiddellijke nabijheid van de buis. Er zijn gevallen gesignaleerd waarbij de ECC 83 werd gebruikt voor gevoeligheden tot 1 mV, en, hoewel sommige exemplaren van dit type inderdaad goede resultaten gaven, kan dit van het merendeel van de buizen niet worden verwacht. Er bestaat uiteraard geen bezwaar tegen het gebruik van de buis in een enkel apparaat, waarvoor dan een exemplaar dat vrij is van microfonie wordt uitgezocht. Zodra echter serieproductie van apparaten met ingebouwde luidspreker – zoals bijvoorbeeld bandrecorders – wordt overwogen, moet dit gebruik van de ECC 83 ten stelligste worden ontraden. De EF 86, die speciaal voor dit doel is ontworpen, is hier het aangewezen type.

krachtversterker vrij groot mag zijn, en dit feit voerde tot de experimentele ontwikkeling van een fazeomkeerschakeling, die een dermate grote versterking heeft, dat de voortrap met EF 86 kan worden weggelaten. In deze schakeling is een combinatie van mee- en tegenkoppeling toegepast, hetgeen leidt tot een zeer hoge versterking bij voldoende stabiliteit en vrij geringe vervorming.

Met de genoemde schakeling bleek een versterking van 800 maal gemakkelijk te bereiken, maar door het Miller effect werden de hoge tonen zodanig verzwakt, dat de praktisch uitgevoerde schakeling, die is gegeven in Fig. 12, moest worden ingesteld op een ongeveer 220-voudige versterking.

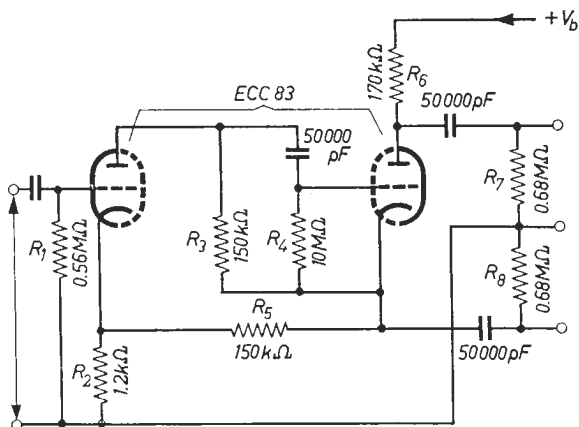


Fig. 12. Fazeomkeerschakeling met positieve en negatieve terugkoppeling. Een versterking van 220 maal kan worden bereikt met behoud van goede stabiliteit. Bij grotere versterkingscijfers is de versterking van de hogere frequenties onvoldoende door het Miller effect.

We zien in het schema dat de katodeweerstand van de linker helft van de ECC 83 niet is ontkoppeld, zodat hier tegenkoppeling optreedt. De aardkant van de katodeweerstand van de rechterhelft van de buis is echter verbonden met de bovenkant van de eerstgenoemde katodeweerstand, zodat de tegenkoppeling van de linker helft wordt teniet gedaan en overtroffen door de meekoppeling van de rechter buishelft.

De meekoppeling via  $R_2$  zou gemakkelijk tot instabiliteit kunnen leiden,

als niet de anodeweerstand van de eerste buishelft was verbonden met de katode van de tweede helft. De katodespanning is in fase met de anodespanning van de eerste buishelft, zodat een beduidende tegenkoppeling optreedt, die de schakeling stabiel houdt.

Deze schakeling, gevolgd door een conventionele balanseindtrap en een tegenkoppeling van 26 tot 30 dB over de gehele versterker maakt het gebruik van een voortrap overbodig, vooropgesteld dat gebruik wordt gemaakt van een aparte voorversterker, die alle regelorganen bevat.

*Voortrap en fazeomkeerschakeling voor de balanstrap met directe energie-overdracht*

Een zeer groot voordeel van de balanstrap met directe energie-overdracht is dat, door het ontbreken van de uitgangstransformator, de fazeverschuiving in de versterker zeer gering is en een zeer sterke tegenkoppeling kan worden toegepast zonder begeleidende instabiliteitsverschijnselen.

Dit biedt voordelen, speciaal bij het ontwerpen van de fazeomkeertrap, waarin de meekoppeling mag worden opgevoerd tot aan de rand van oscilleren, terwijl de tegenkoppeling over de gehele versterker de gewenste stabiliteit oplevert. Het zal zonder meer duidelijk zijn dat op deze wijze in de voortrap een zeer grote versterking kan worden bereikt.

Fig. 13 geeft het principe van de werking van deze schakeling. De linkerhelft van de dubbele triode werkt als voortrap. Het uitgangssignaal van deze buis wordt toegevoerd aan het rooster van de rechter helft, en aan dat van de eindbuis II. De rechter helft van de dubbele triode werkt als fazeomkeerbuis en het uitgangssignaal wordt gevoerd naar het rooster van eindbuis I. In tegenstelling tot de conventionele balanstrap zijn hier de ingangswisselspanningen, hoewel in tegenfase, niet gelijk in amplitude. Men kan buis II beschouwen als een normale eindbuis in klasse A, die een zekere wisselstroom aan de luidspreker levert. Buis I echter kan men beschouwen als een katodevolger, met een belastingsweerstand, die varieert met het uitgangssignaal (buis II) en uiteraard geen spanningsversterking geeft, doch aan de luidspreker een stroom moet leveren van gelijke grootte en fase als die van buis II. Daar het ingangssignaal van een katodevolger in fase is met het uitgangssignaal, moet dus buis I worden uitgestuurd in tegenfase ten opzichte van buis II. Daar de versterking van de eerste buis als katodevolger

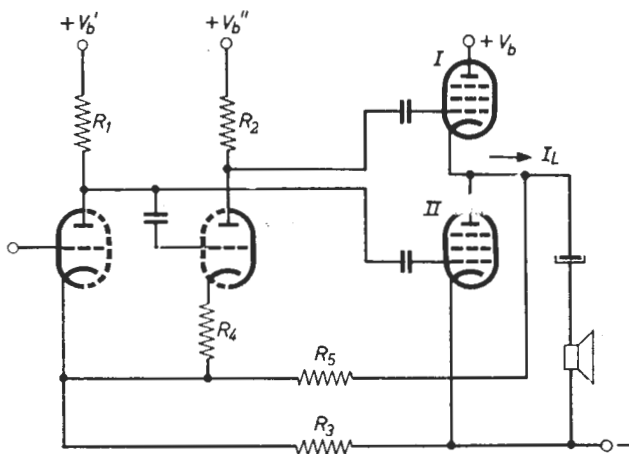


Fig. 13 Vereenvoudigd schema van een faseomkeerschakeling met positieve terugkoppeling gecombineerd met een balanstrap voor directe energie-overdracht. De stabiliteit wordt verkregen door tegenkoppeling van de uitgang naar de ingang via  $R_3$ .

kleiner is dan één, en de katode reeds op een wisselspanning staat die gelijk is aan het uitgangssignaal, moet de faseomkeerbuis een spanning leveren die gelijk is aan de som van de uitgangsspanning, plus de stuurspanning die nodig is om buis I een gelijke uitgangswisselstroom te doen leveren als buis II.

Verondersteld nu, dat de uitgangsspanning 90 V is, en dat de voor buis I nodige stuurspanning 12 V bedraagt, dan zal dus door de faseomkeerbuis een uitgangsspanning van 102 V moeten worden geleverd, een spanning die niet onder normale omstandigheden door de ECC 83 kan worden opgebracht.

Om nu de buis een dergelijke uitgangsspanning te doen geven, zouden we haar moeten voeden vanuit een punt waar de volle gelijkspanning van de voeding aanwezig is, maar waarop de uitgangswisselspanning is gesuperponeerd. Zulk een punt is in de schakeling aanwezig, namelijk het schermrooster van eindbuis I. Wat de gelijkspanning betreft, staat dit rooster op het potentiaal van de anode, wat de uitgangswisselspanning betreft evenwel op katodepotentiaal; met andere woorden: de volledige uitgangsspanning is op dit punt aanwezig.

Daar er in de anodeweerstand van de fazeomkeerbuis enige spanningsval optreedt, moet uiteraard de versterking van deze buis iets groter zijn dan werd beredeneerd. De nodigeingangsspanning voor buis I kan evenwel gemakkelijk worden geleverd wanneer van deze schakeling gebruik wordt gemaakt.

Ook in deze combinatie van voorversterkbuis en fazeomkeerbuis wordt positieve terugkoppeling gebruikt, op dezelfde wijze als in de reeds beschreven schakeling, namelijk door middel van een gemeenschappelijke katodeweerstand. Wanneer deze schakeling in combinatie met de balanstrap voor directe energie-overdracht wordt gebruikt, kan theoretisch de voortrap tot op de rand van genereren worden ingesteld. De schakeling wordt stabiel gehouden door een zeer sterke tegenkoppeling van een deel van het uitgangssignaal. Daar wegens het ontbreken van een uitgangstransformator, de fazedraaiing in de eindtrap zo gering is, kan een mate van tegenkoppeling worden toegepast, die bij een normale versterker tot de heftigste instabiliteit zou leiden. In Fig. 13 vindt dus de positieve terugkoppeling plaats via  $R_3$  en de negatieve via  $R_5$ . Het effect van deze combinatie van positieve en negatieve terugkoppeling kan worden verklaard aan de hand van Fig. 14.

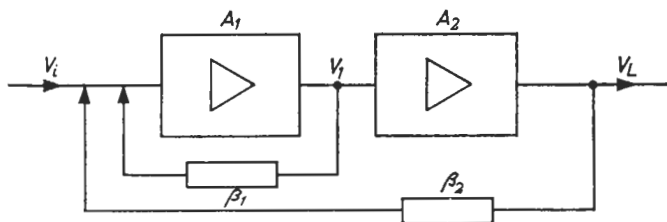


Fig. 14. Blokschema van twee versterkers  $A_1$  en  $A_2$  in cascade. De uitgangsspanning van  $A_2$  is teruggekoppeld naar de ingang van  $A_1$  via  $\beta_2$ .

$A_1$  en  $A_2$  stellen de twee trappen van een versterker voor, die in cascade zijn geschakeld. De spanningsversterking van deze trappen stellen we ook voor door  $A_1$  en  $A_2$ . Het deel  $\beta_1 V_1$  van het uitgangssignaal van  $A_1$  is teruggevoerd naar de ingang, evenals het deel  $\beta_2 V_L$  van het uitgangssignaal  $V_L$ , dat door  $A_2$  wordt geleverd. Als we het ingangssignaal van de totale versterker  $V_i$  noemen, dan is:

$$V_1 = A_1 (V_i + \beta_1 V_1 + \beta_2 V_L)$$

en

$$V_L = A_2 V_1.$$



De totale spanningsversterking wordt dan:

$$A = \frac{V_L}{V_i} = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1 \beta_1 - A_1 A_2 \beta_2} = \frac{A_1 A_2}{N},$$

waarin 
$$N = 1 - A_1 \beta_1 - A_1 A_2 \beta_2.$$

Op een overeenkomstige manier kan worden aangetoond dat, als de vervorming van de beide trappen wordt aangeduid met  $d_1$  en  $d_2$  en de totale vervorming met  $d$ , deze laatste gelijk is aan:

$$d = \frac{1}{N} \cdot d_1 + \frac{1 - A_1 \beta_1}{N} \cdot d_2 + \frac{1 - A_1 \beta_1}{N} \cdot d_1 d_2.$$

Deze vergelijking toont aan dat er iets zeer merkwaardigs gebeurt als  $A_1 \beta_1$  gelijk gemaakt wordt aan een, want in dat geval wordt  $d$  gereduceerd tot  $d_1/N$ , met andere woorden: de vervorming van de trap  $A_2$  draagt niet meer bij tot de totale vervorming.

De nog aanwezige vervorming  $d_1/N$  wordt bepaald door gewoonlijk geringe vervorming van de eerste trap  $d_1$  en door de grootheid  $N$ , die voor het geval dat  $A_1 \beta_1 = 1$ , gelijk wordt aan  $-A_1 A_2 \beta_2$ . In absolute waarden uitgedrukt zal het product  $A_1 A_2 \beta_2$  beduidend groter zijn dan 1, zodat de totale vervorming  $d$  zelfs kleiner wordt dan de reeds kleine waarde  $d_1$ . De absolute waarde van de totale versterking wordt dan gelijk aan  $1/\beta_2$ , en is dus onafhankelijk van  $A_2$ .

De voorwaarde dat  $A_1 \beta_1 = 1$  kan voor een brede frequentieband in vervulling gaan wanneer  $A_1$  en  $\beta_1$  reëel zijn in dat gebied, met andere woorden: mits de versterker  $A_1$  en de terugkoppelketen  $\beta_1$  geen elementen bevatten die fazeverschuiving veroorzaken. Het is goed mogelijk om dit bij benadering in een voorversterktrap te verwezenlijken.

Om aan de voorwaarde  $A_1 \beta_1 = 1$  te voldoen, moet de positieve terugkoppeling van de voortrap zodanig zijn dat deze op de rand van genereren wordt gebracht. Dit houdt evenwel niet in dat hierdoor de combinatie  $A_1 \beta_1$  en  $A_2 \beta_2$  onstabiel is. Vooropgesteld dat de tweede trap geen elementen bevat die een ongunstige fazeverschuiving veroorzaken, kan de gehele schakeling stabiel worden gehouden door de terugkoppeling  $\beta_2$  negatief te maken. De afwezigheid van een uitgangstransformator met zijn onvermijdelijke fazeverschuiving biedt de mogelijkheid om op basis van dit principe

versterkers te realiseren. Er wordt dan een versterker verkregen met opmerkelijk lage vervorming en een betrekkelijk hoge gevoeligheid, daar het verlies in versterking, veroorzaakt door de sterke tegenkoppeling, gedeeltelijk wordt gecompenseerd door de positieve terugkoppeling in de voortrap.

Hoewel dit theoretisch behandelde geval inderdaad praktisch realiseerbaar is, en de voortrap daadwerkelijk op de rand van genereren kan worden gebracht zonder dat instabiliteit optreedt, heeft dit voor een versterker toch een typisch bezwaar. Zolang hetingangssignaal dusdanig is ingesteld dat de eindtrap niet wordt overbelast, zal de versterker geen instabiliteitsverschijnselen vertonen. Wordt evenwel hetingangssignaal tot een te grote sterkte opgevoerd, en wordt de eindtrap overstuurd, dan zal de versterking van deze trap kleiner worden en dus ook de tegenkoppelspanning, die een deel is van het uitgangssignaal. Dit heeft tot gevolg dat de versterker onstabiel wordt en in de voorkeurfrequentie van de totale schakeling gaat uitslingeren. Dit verschijnsel kan bijvoorbeeld worden ingeleid door de weergave van een percussie-instrument, en het behoeft geen betoog dat dan een zeer sterke vervorming optreedt. In de praktijk wordt daarom de voortrap zodanig ingesteld dat een toevallige overbelasting van de eindtrap niet tot deze uitslingerverschijnselen kan leiden.

### *Voeding*

De voeding van kwaliteitsversterkers stelt over het algemeen geen grote problemen. Hoewel de eerste Hi-Fi versterkers meestal werden uitgerust met een gescheiden voedingsapparaat dat van een kostbare afvlakinrichting met smoorspoelen was voorzien, is in de praktijk gebleken dat de voedings-transformator zeer wel met de krachtversterker op hetzelfde chassis kan worden gemonteerd, in het bijzonder wanneer een aparte voorversterker voor zwakke signalen wordt gebruikt. Het behoeft geen betoog dat overleg bij de opstelling van de onderdelen noodzakelijk is, maar toch biedt dit alles betrekkelijk weinig moeilijkheden.

Een afvlaksmoorspoel bleek bij gebruik van elektrolytische condensatoren van grote capaciteit niet noodzakelijk. De anodes van de eindbuizen kunnen worden gevoed van de buffercondensator, en de schermroosters van de tweede afvlakcondensator. In plaats van een smoorspoel kan dan een afvlakweerstand worden gebruikt. De voorversterkbuizen en de fazeomkeer-

buis worden gevoed via afvlakfilters die bestaan uit een serieweerstand en een elektrolytische condensator van 8 tot 25  $\mu\text{F}$ . Op deze wijze kan het bromniveau van — 60 tot — 90 dB beneden het volle uitgangsvermogen worden gehouden.

De gelijkrichtbuizen zijn gewoonlijk van het indirect verhitte type en de opwarmtijd is bij voorkeur iets langer dan die van de eindbuizen. Hierdoor wordt voorkomen dat bij het inschakelen van de versterker de spanning aan de elektrolytische condensatoren boven de bedrijfsspanning stijgt, zodat goedkopere typen kunnen worden gekozen dan wanneer gebruik wordt gemaakt van direct verhitte gelijkrichtbuizen of seleencellen.

Voor gelijkstromen tot 150 mA en transformatorspanningen tot  $2 \times 350 V_{\text{eff}}$  is de EZ 81 de aangewezen buis; voor hogere waarden is de GZ 34 voor stromen tot 250 mA en transformatorspanningen tot  $2 \times 450 V_{\text{eff}}$  het aangewezen type.

Men moet er voor zorgen dat de transformatorweerstand ( $R_t$ ) niet lager is

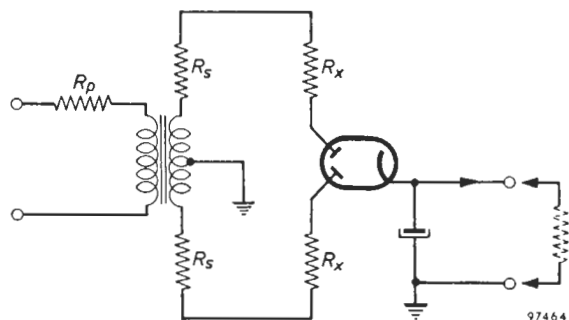


Fig. 15. Schema van een dubbelfazige gelijkrichter. De ohmse weerstand van de primaire wikkeling van de voedingstransformator wordt voorgesteld door  $R_p$ , die van iedere helft van de secundaire door  $R_s$ . De extra weerstand die in serie met iedere anode moet worden geschakeld om de minimaal toelaatbare transformatorweerstand te verkrijgen, wordt voorgesteld door  $R_x$ .

dan de waarde die daarvoor in de grensgegevens van de gelijkrichtbuis wordt gegeven. De transformatorweerstand kan als volgt worden gevonden (zie Fig. 15): Men meet de ohmse weerstand van de primaire en van een van de

secundaire wikkelingen van de voedingstransformator. Noemen we de eerste  $R_p$  en de tweede  $R_s$ , dan is  $R_t = R_s + n^2 R_p$ , waarin  $n$  de wikkelvingsverhouding tussen de primaire en de secundaire wikkeling (dus ook de spanningsverhouding) voorstelt. Als de gevonden waarde lager is dan de als minimum toelaatbare weerstand uit de buisgegevens, dan moet in serie met iedere anode van de gelijkrichtbuis een weerstand  $R_x$  worden geschakeld die een waarde heeft van  $R_x = R_t \min - R_t$ . Elk van deze weerstanden voert een stroom die gelijk is aan de halve gelijkstroom plus de halve rimpelstroom, zodat zij een belastbaarheid van 1,2 maal de totale geleverde gelijkstroom moeten hebben. Eventueel mogen deze twee weerstanden worden vervangen door een enkele weerstand van dezelfde waarde, die dan in serie met de katode wordt geschakeld. Deze moet een belasting van 2,4 maal de gelijkstroom kunnen verdragen.

De buffercondensator van het plaatstroomgedeelte moet er op berekend zijn de rimpelstroom te kunnen voeren. Deze wordt geacht 1,4 maal de gelijkstroom te bedragen. Bij enkelfazige gelijkrichters, die evenwel in Hi-Fi versterkers zelden worden gebruikt, is de rimpelstroom 2,4 tot 2,7 maal de gelijkstroom.

Gebruikt men een afzonderlijke voorversterker en/of een AM/FM radio voorzetapparaat die ook vanuit de krachtversterker worden gevoed, dan verdient het aanbeveling de afvlakweerstand en -condensator in de krachtversterker aan te brengen. Bij het dimensioneren van de voedingsapparatuur moet hiermee natuurlijk rekening worden gehouden.

## HOOFDSTUK II

### SCHAKELINGEN VAN KRACHTVERSTERKERS

#### EENVOUDIGE 3 W GRAMMOFOONVERSTERKER

Eigenlijk mag deze versterker niet tot de Hi-Fi versterkers worden gerekend, gezien het geringe uitgangsvermogen en de beperkte toonregelmogelijkheden. De schakeling is evenwel dermate interessant en de weergavekwaliteit, ondanks de zeer simpele schakeling, zó verrassend goed, dat publicatie op deze plaats alleszins gerechtvaardigd is.

Hoewel slechts twee versterkbuizen zijn gebruikt, is de versterking voldoende voor het gebruik van alle typen kristal pick-ups, waarbij een correctienetwerk tussen de pick-up en de versterker kan worden geschakeld. Het uitgangsvermogen is 3 W, bij een totale harmonische vervorming van 1%.

#### *Algemene gegevens*

Buizen: EF 86 spanningsversterker

EL 84 eindbuis

EZ 80 dubbelfaze gelijkrichtbuis

Uitgangsvermogen: 3 W

Harmonische vervorming: 1%

Getrouwheidskromme: recht binnen  $\pm 1$  dB van 20 Hz tot 40 kHz

Toonregeling: maximale diskantverzwakking 20 dB bij 10 kHz

maximale basversterking 15 dB bij 70 Hz

Gevoeligheid: 100 mV voor 3 W uitgangsvermogen

Brom- en ruisniveau: — 70 dB bij volle uitsturing

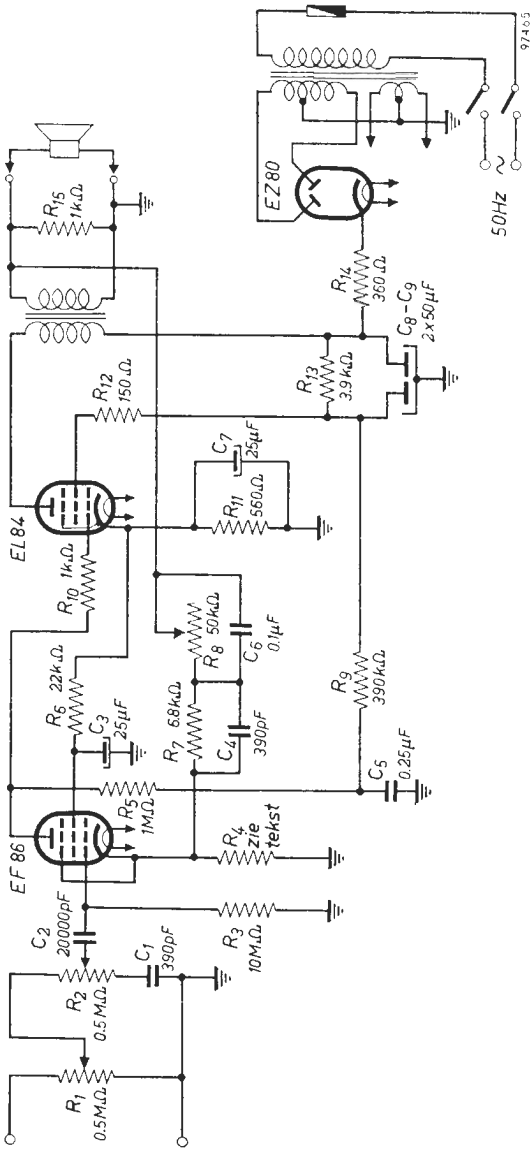


Fig. 16. Schema van de 3 W versterker met EF 86, EL 84 en EZ 80.

$R_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$ , log.  
 $R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$ , lin.  
 $R_3 = 10 \text{ M}\Omega \pm 20\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_4 = \text{zie tekst}$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_5 = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_6 = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_7 = 6,8 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_8 = 50 \text{ k}\Omega$ , log.  
 $R_9 = 0,39 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$

$R_{10} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{11} = 560 \Omega \pm 5\%$ ,  $3 \text{ W}$   
 $R_{12} = 150 \Omega \pm 20\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{13} = 3,9 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{14} = \text{zie tekst}$ ,  $2 \text{ W}$   
 $R_{15} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ ,  $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $C_1 = 390 \text{ pF} \pm 10\%$   
 $C_2 = 22000 \text{ pF}$   
 $C_3 = 25 \mu\text{F}$ ,  $50 \text{ V}$  wksp

$C_4 = 390 \text{ pF} \pm 10\%$   
 $C_5 = 0,25 \mu\text{F}$ ,  $350 \text{ V}$  wksp  
 $C_6 = 0,1 \mu\text{F}$ ,  $\pm 10\%$ ,  $150 \text{ V}$  wksp  
 $C_7 = 25 \mu\text{F}$ ,  $50 \text{ V}$  wksp  
 $C_8 - C_9 = 2 \times 50 \mu\text{F}$ ,  $350 \text{ V}$  wksp

1) Deze weerstand moet van hoge stabiliteit zijn.

## SCHEMABESCHRIJVING

Het merkwaardige in dit schema (zie Fig. 16) is de wijze waarop de EF 86 is geschakeld. In de Engels sprekende landen noemt men dit „starvation” (wat wil zeggen verhongering) schakeling. Het bijzondere hiervan is, dat de buis met een zeer hoge anodeweerstand ( $1\text{ M}\Omega$ ) wordt gebruikt en met een lage schermroosterspanning, welke in dit geval van de katode van de eindbuis wordt afgenomen. De negatieve roosterspanning wordt verkregen door middel van een hoge lekweerstand ( $10\text{ M}\Omega$ ). In deze schakeling zijn de spanningen aan, en de stromen door de buis veel lager dan bij de normale instelling; de versterking is evenwel twee of drie maal zo groot.

De lage anodespanning maakt directe koppeling tussen de anode en het rooster van de eindbuis mogelijk. Om onder deze omstandigheden de negatieve roosterspanning van de eindbuis op de juiste waarde te brengen, moet een katodeweerstand van vrij hoge waarde worden gebruikt, namelijk  $560\ \Omega$  met 5% tolerantie en 2 W belastbaarheid.

De schermroosterspanning van de voorbuis wordt afgenomen van de katode van de eindbuis via het filter  $R_8-C_3$ , respectievelijk van  $22\text{ k}\Omega$  en  $25\ \mu\text{F}$ . Dit filter en de hoge katodeweerstand van de eindbuis leveren een sterke gelijkstroomtegenkoppeling op, zodat de schakeling is gestabiliseerd tegen netspanningsvariaties en spreiding in de buiskarakteristieken binnen de normale fabricagetoleranties.

De grote vervorming, die bij enkelvoudige eindtrappen altijd optreedt, wordt grotendeels teniet gedaan door een sterke tegenkoppeling, die ook de uitgangstransformator omvat. Deze is aangebracht tussen de secundaire wikkeling van de uitgangstransformator en de niet ontkoppelde katodeweerstand van de voorbuis. De waarde van deze weerstand  $R_4$  is afhankelijk van de te gebruiken luidspreker en de bijbehorende uitgangstransformator. De waarde is  $82\ \Omega$  voor aanpassing aan  $15\ \Omega$  spreekspoelimpedantie,  $100\ \Omega$  voor  $7\ \Omega$ ,  $120\ \Omega$  voor  $5\ \Omega$  en  $150\ \Omega$  als een  $3,75\ \Omega$  luidspreker wordt gebruikt, natuurlijk met een passende uitgangstransformator. De primaire van deze transformator moet de gebruikte luidspreker aanpassen aan de  $5\text{ k}\Omega$  belastingsimpedantie van de eindbuis. De vervorming uitgezet tegen het uitgangsvermogen is afgebeeld in Fig. 17. De versterking met slechts twee buizen is niet hoog genoeg om volledige toonregeling toe te laten. Daarom is een regeling aangebracht waarmee de hoge tonen kunnen worden verzwakt:  $R_2$  in serie met  $C_1$ , zodat hinderlijk geruis kan worden onderdrukt. Een

regeling voor de lage tonen is opgenomen in de tegenkoppeling. Hiermee kunnen de lage tonen extra worden versterkt, wat nodig is in verband met de opneemkarakteristieken van grammofoonplaten, waarbij de lagere frequenties worden onderdrukt. De regeling voltrekt zich met  $R_8$  welke parallel is geschakeld aan  $C_6$ . In de uiterste stand van de regelweerstand is  $C_6$  kortgesloten en is de getrouwheidskromme recht beneden 1 kHz. In de andere uiterste stand wordt de tegenkoppeling voor frequenties beneden 1 kHz gedeeltelijk verminderd, zodat de lage tonen relatief versterkt worden weerge-

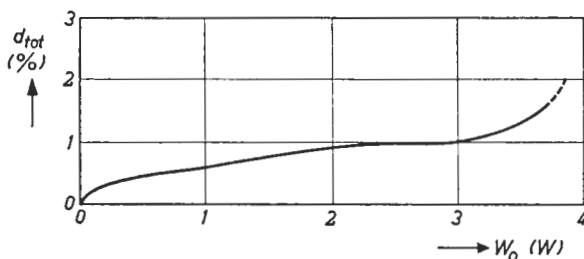


Fig. 17. Harmonische vervorming  $d_{tot}$  als functie van het uitgangsvermogen  $W_0$  gemeten aan de 3 W versterker bij 400 Hz.

geven met een maximum van 15 dB bij 70 Hz.

In het algemeen gesproken moet frequentieafhankelijke tegenkoppeling bij kwaliteitsversterkers worden ontraden. In het onderhavige geval, waar het een zeer eenvoudige versterker met niet groot uitgangsvermogen betreft, kan dit hulpmiddel met succes worden toegepast. De ervaring opgedaan met een groot aantal van deze versterkers was onverdeeld gunstig.

De potentiometers voor geluidsterkeregeling en basregeling zijn beide van het logaritmische type, die voor de diskantregeling is lineair. De netschakelaar mag met de sterkteregeling worden gecombineerd.

De getrouwheidskromme is afgebeeld in Fig. 18. Met de beide toonregelingen in de nulstand is de karakteristiek vrijwel recht tussen 20 Hz en 40 kHz. De krommen voor de maximale standen van de toonregelingen zijn ook gegeven. Bij het opnemen van deze krommen bevond de ene potentiometer zich in de nulstand, terwijl de andere op maximum was gezet.

De stabiliteit van deze versterker is onder alle omstandigheden goed. Een bijdrage hiertoe levert de weerstand van 1 k $\Omega$  die over de secundaire van de uitgangstransformator is geschakeld. Deze dient voor handhaving van de



stabiliteit als de luidspreker niet is aangesloten, of als er een capacitieve belasting wordt aangebracht, bijvoorbeeld door het gebruik van een lang luidsprekersnoer.

De voeding biedt weinig problemen. Een indirect verhitte gelijkrichtbuis EZ 80 is gebruikt, waarvan de gloeidraad, zoals in het schema is aangegeven, op dezelfde wikkeling van de voedingstransformator mag worden aangesloten als de versterkbuizen; het is echter beter een aparte wikkeling te gebruiken. Als een enkele wikkeling wordt gebruikt, moet deze 2 A kunnen leveren bij 6,3 V, gescheiden wikkelingen moeten ieder voor 1 A zijn. De hoogspanningswikkeling is voor  $2 \times 300$  V, 60 mA, maar een  $2 \times 275$  V transformator mag ook worden gebruikt. In dat geval moet de weerstand  $R_{14}$  tot  $100 \Omega$  worden gereduceerd. De primaire wikkeling van de

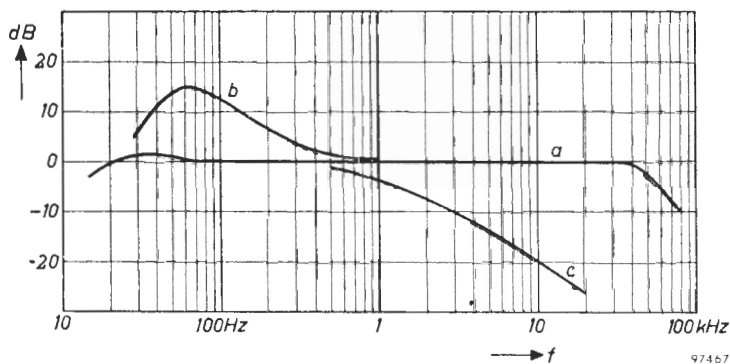


Fig. 18. Frequentiearakteristiek (a), maximale basversterking (b) en maximale diskantverzwakking (c). De frequentiearakteristiek verloopt vrijwel vlak tussen 20 Hz en 30 kHz met de beide regelingen in de minimum positie.

voedingstransformator moet in overeenstemming zijn met de netspanning, of aftakkingen hebben voor bijvoorbeeld 110 V, 127 V, 150 V, 220 V en 240 V wisselstroomnetten.

De anode van de eindbuis is gevoed van de reservoircondensator  $C_9$ , het schermrooster van de eerste afvlakcondensator  $C_8$ . De afvlakweerstand is  $3,9 \text{ k}\Omega$ , de belastbaarheid behoeft slechts  $1/2 \text{ W}$  te zijn. De anodespanning van de voorbuis wordt afgevlakt door middel van een weerstand  $R_9$  van  $390 \text{ k}\Omega$  en een condensator  $C_5$  van  $0,25 \mu\text{F}$ .

## EENVOUDIGE 3 W VERSTERKER MET ECL 86

Enige jaren geleden werd een nieuwe buis in productie genomen die speciaal ontworpen was voor laagfrequent versterkers, met een gering aantal buizen. Deze buis, de ECL 86, verenigt in een noval omhulling een triode met grote versterkingsfactor en een steile eindpentode.

Een dergelijke combinatiebuis is niet nieuw. In de dertiger jaren hadden we reeds de VCL/ECL 11 en de ontwikkeling van de televisie maakte het type PCL/ECL 82 noodzakelijk. De ECL 11 had geen hoge versterking maar oscilleerde zeer spoedig door de vrij hoge capaciteit tussen het rooster van de triode en de anode van de pentode. Een condensator tussen de beide anodes maakte de schakeling altijd wel stabiel, evenwel met groot verlies aan hoge tonen.

De ECL 82 was in dit opzicht veel beter. Men kon er zeer bruikbare laagfrequent versterkers mee maken, maar toen de stereofonie haar intrede deed bleek het dat voor de daarmee gebruikelijke kleinere ingangssignalen, de versterking net iets te gering was om de hoogste kwaliteit te bereiken.

De ECL 86 heeft een triode gelijk aan een halve ECC 83, dus met een versterkingsfactor 100, terwijl de negen watt pentode een steilheid heeft van 10 mA/V bij de nominale anodestroom van 36 mA. Bij het ontwerpen van deze buis was het de opzet dat stabiliteit onder alle omstandigheden zou blijven gehandhaafd zonder dat speciale kunstgrepen in de schakeling noodzakelijk zouden zijn. Dit was geen eenvoudige opgave, en het bleek dat verscheidene afschermplaatjes in het inwendige moesten worden aangebracht. De inwendige verbinding met het ingangsrooster is bijvoorbeeld door een metalen kokertje omgeven. Ook moest voor de ballon een speciale glassoort worden gebruikt om de buis op lange termijn stabiel te houden. Het bleek namelijk dat bij normaal glas de zeer geringe vermindering van weerstand na langdurig gebruik, lekstroompjes konden ontstaan die de stabiliteit in gevaar brachten. Tenslotte was dan een buis ontwikkeld die zeer gunstige eigenschappen heeft voor gebruik in

uiterst eenvoudige versterkers, en in Hi-Fi versterkers waarin men het aantal buizen klein wil houden, zoals vooral bij stereo-versterkers belangrijk is.

De versterker hier beschreven is wel zeer eenvoudig. Een enkele buis ECL 86, een goede uitgangstransformator, wat weerstanden en condensatoren, en de voeding is alles wat nodig is om een zeer acceptabel resultaat te bereiken. Het versterkertje laat zich gemakkelijk met een luidspreker, draaitafel en pick-up in een koffertje inbouwen en kan zo als basis dienen voor een zogenaamde electrofoon.

### *Algemene gegevens*

Buizen : ECL 86, spanningsversterker en eindbuis

EZ 80, dubbelfazige gelijkrichtbuis

Uitgangsvermogen : 3 W

Harmonische vervorming bij 1000 Hz : uitgangsvermogen	1 W	0,6%
	2 W	0,9%
	3 W	1,8%

Tegenkoppeling : 18 dB

Getrouwheidskromme, uitgangsvermogen 50 mW — 3dB bij 10 Hz en  
150 kHz

Vermogenskromme, uitgangsvermogen 3 W, — 3dB bij 60 Hz en 40 kHz

Toonregeling : maximale diskantverzwakking bij 10 kHz 16 dB

15 kHz 18 dB

maximale basversterking bij 75 Hz 13 dB

Brom- en reisiniveau : —70dB bij volle uitrusting

## SCHEMABESCHRIJVING

De goede eigenschappen van deze versterker, de lage vervorming, de goede getrouwheidskarakteristiek, het lage brom- en ruisniveau, zijn te danken aan de correcte instelling van de buis, de juiste bemeten afvlakking en ont koppeling, en aan de uitgangstransformator die speciaal voor dit doel werd ontworpen.

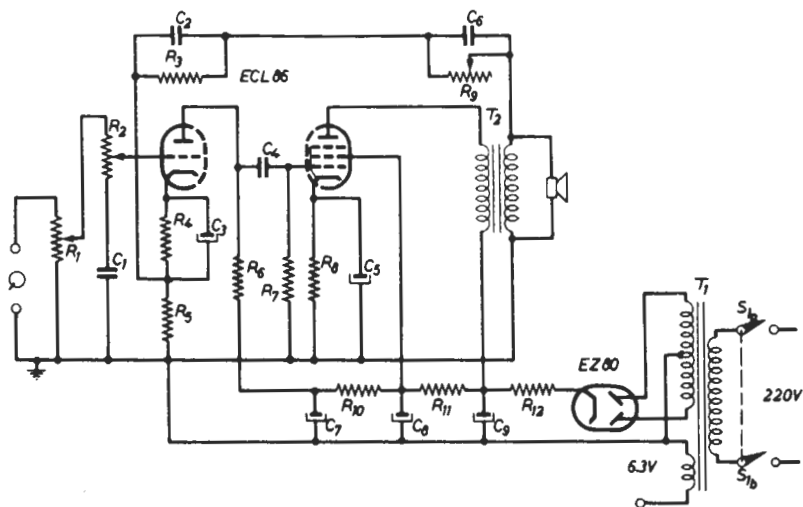


Fig. 19. Schema van de eenvoudige versterker met ECL 86.

### Waarden van onderdelen

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ , log.

$R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$ , log.

$R_3 = 1,2 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$

$R_4 = 1,8 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$

$R_5 = 100 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$

$R_6 = 220 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$

$R_7 = 470 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$

$R_8 = \left\{ \begin{array}{l} 470 \Omega, \frac{1}{2} \text{ W}, 5\% \\ 270 \Omega, \frac{1}{2} \text{ W}, 5\% \end{array} \right\}$  par.

$R_9 = 10 \text{ k}\Omega$ , lin.

$R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$

$R_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega$ ,  $5 \text{ W}$  1)

$R_{12} = 390 \Omega$ ,  $5 \text{ W}$  1)

$C_1 = 150 \text{ pF}$ , ker

$C_2 = 820 \text{ pF}$ , ker

$C_3 = 100 \mu\text{F}$ ,  $4 \text{ V}$  wksp

$C_4 = 0,1 \mu\text{F}$ ,  $400 \text{ V}$  wksp

$C_5 = 100 \mu\text{F}$ ,  $16 \text{ V}$  wksp

$C_6 = 0,22 \mu\text{F}$ ,  $125 \text{ V}$  wksp

$C_7$

$C_8$  } =  $3 \times 50 \mu\text{F}$ ,  $350 \text{ V}$  wksp

$C_9$

$T_1$  = voedingstransformator AD 9027

$T_2$  = uitgangstransformator AD9057

1) Draadgewonden weerstanden.

Afscherming van de buisvoet is gewenst, daarom wordt als buishouder aanbevolen type B870073, of type B870074.

Het schema is gegeven in Fig. 19. Het rooster van de triode is verbonden met de sterkteregelaar via de potentiometer  $R_2$ , die samen met  $C_1$  de diskantregelaar vormt. Even als in de vorige versterker is hier alleen diskantverzwakking mogelijk, zodat ruis van oude platen kan worden onderdrukt.

De triode is ingesteld voor maximale versterking (ongeveer 70 maal) bij een voedingsspanning van 250 V, met een anodeweerstand van 220 k $\Omega$ . Onder deze omstandigheden is de vervorming slechts 0,4% bij een uitgangsspanning van 3,2 V, welke volgens de buisgegevens nodig is voor volle uitsturing van de eindbuis (4 W bij 10% vervorming).

De eindpentode werk ook met anode- en schermroosterspanningen van 250 V. De belastingsweerstand is 7 k $\Omega$  en de katodeweerstand die daarbij nodig is, heeft een waarde van 170 $\Omega$ . Daar deze waarde in de normale reeksen niet voorhanden is, werden twee weerstanden parallel geschakeld, namelijk een van 470 $\Omega$  en een van 270 $\Omega$ . Beide zijn voor 0,5 W belasting en hebben een tolerantie van  $\pm 5\%$ . Al de andere weerstanden in deze versterker zijn uit de reeks met  $\pm 10\%$  tolerantie.

Een tegenkoppelspanning is van de secundaire van de uitgangstransformator via  $C_6R_9$  en  $C_2R_3$  gevoerd naar de katode van de triode. Daarom is een deel van de katodeweerstand niet ontkoppeld. Op deze wijze is een tegenkoppeling van 18 dB verkregen.

Basversterking is mogelijk door de tegenkoppeling voor de lagere frequenties te verzwakken door middel van  $C_6$  en  $R_9$ . Als  $R_9$  wordt vergroot neemt de tegenkoppeling voor de lage frequenties af.

Zonder tegenkoppeling zou voor 3 W uitgangsvermogen een ingangsspanning van 26 mV voldoende zijn. Met de tegenkoppeling is de gevoeligheid tot 300 mV teruggebracht, wat voldoende is voor gebruik met keramische of kristal pick-ups, of met een afstemeenheid. Een grotere gevoeligheid zou maken dat de versterker gemakkelijk overstuurd zou worden als de volumeregelaar op maximum wordt gedraaid.

### *Uitgangstransformator*

De sterke tegenkoppeling, die essentieel is voor het bereiken van de lage vervorming en het grote frequentiebereik, stelt hoge eisen aan de kwaliteit van de uitgangstransformator. Deze moet een lage spreidingszelfinductie

hebben en een lage eigen capaciteit, zodat de resonantiefrequentie hoog is, anders zou een zo sterke tegenkoppeling gemakkelijk tot instabiliteit leiden. De transformator type AD 9057, die speciaal voor deze versterker werd ontwikkeld heeft een georiënteerde C-kern. De primaire is in twee helften verdeeld, waartussen de secundaire is gewikkeld. Op deze wijze is de spreidingszelfinductie laag gehouden. Door het gebruikte kernmateriaal kon de vrij hoge zelfinductie van 10,5 H worden bereikt met een betrekkelijk gering aantal windingen zodat de eigen capaciteit laag bleef. De resonantiefrequentie is nu zo hoog geworden dat 18 dB tegenkoppeling kon worden toegepast zonder dat er sprake is van instabiliteit.

### *Voeding*

Een algemeen verkrijgbaar type voedingstransformator is gebruikt, n.l. AD 9027, met een indirect verhitte gelijkrichtbuis type EZ 80. De transformator is overgedimensioneerd, want de totale gelijkstroom is slechts 42,5 mA bij een spanning van 276 V over  $C_9$ . Als het versterkertje wordt gebruikt in een elektrofoon, verdient het aanbeveling een selenium- of germaniumgelijkrichter te gebruiken. De transformator kan dan worden gewikkeld voor 240 V, 50 mA; de gloeistroomwikkeling moet 6,3 V bij 0,7 A kunnen leveren. De weerstand  $R_{12}$  moet zo worden gekozen dat de spanning over  $C_9$  276 V wordt.

De afvlakketen wordt gevormd door de drievoudige elektrolytische condensator  $C_{9,8,7}$  met de weerstanden  $R_{11}$   $R_{10}$ . De weerstanden  $R_{11}$  en  $R_{12}$  zijn voor 5 W belasting en draadgewonden. De netschakelaar kan met de volumeregelaar  $R_1$  worden gecombineerd.

### *Metingen*

De frequentiekaracteristiek en de vermogenskaracteristiek zijn afgebeeld in Fig. 20, respectivelijk de krommen *a* en *b*. Voor deze meting was de volumeregelaar op maximum gezet en de toonregelingen in de neutrale positie. De krommen *c* en *d* geven de invloed van de bas en de diskantregeling met beide potentiometers in de maximale positie.

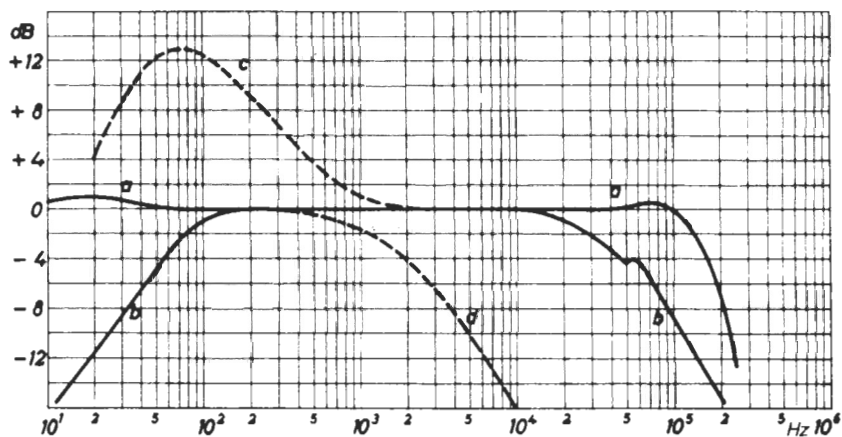


Fig. 20. Frequentiecarakteristiek (a) en vermogenscarakteristiek (b) de laatste gemeten bij 3 W uitgangsvermogen. Kromme c toont de maximale basversterking en kromme d de maximale diskantverzwakking.

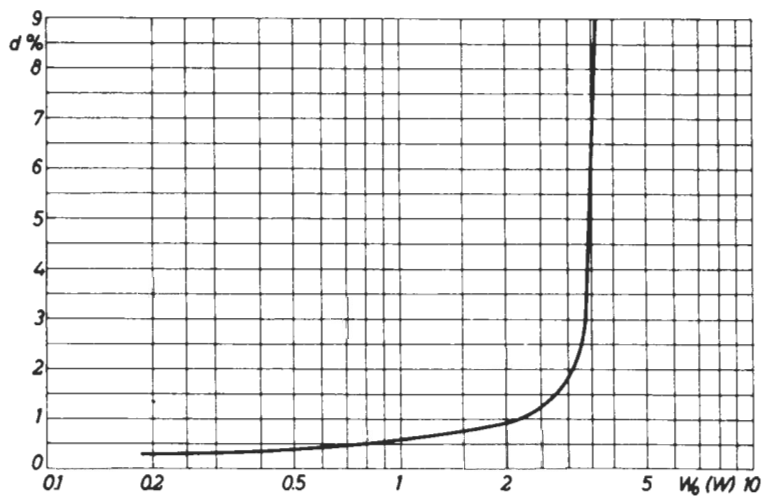


Fig. 21. Harmonische vervorming gemeten bij een frequentie van 1000 Hz.

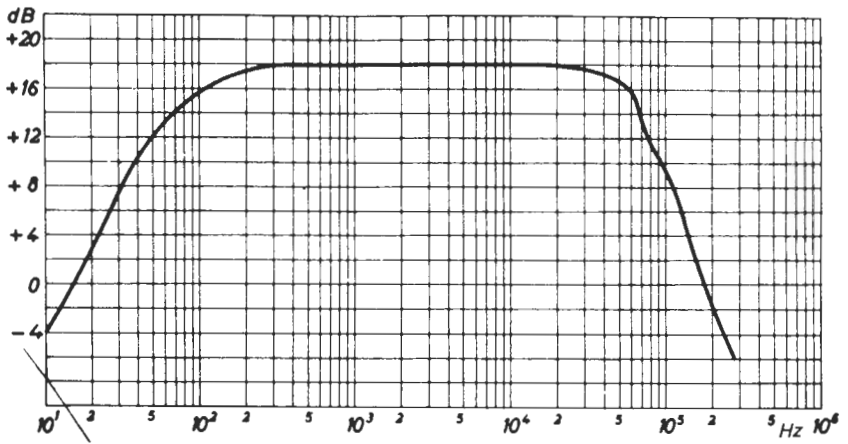


Fig. 22. De rondversterking uitgezet tegen de frequentie.

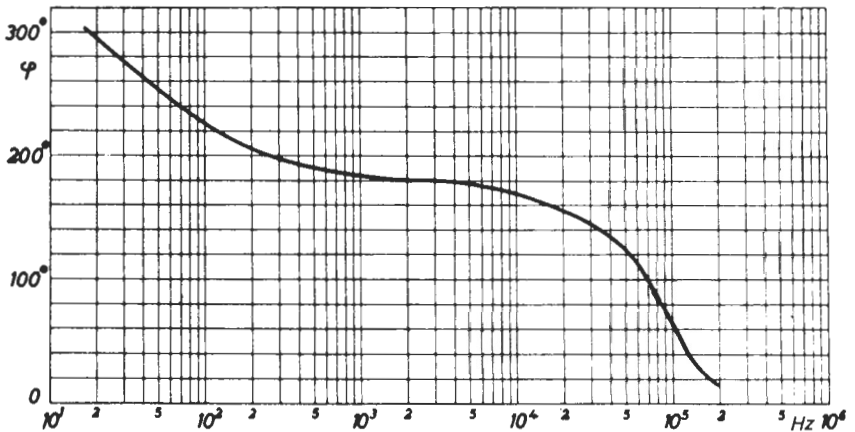


Fig. 23. De fazekarakteristiek van de versterker met ECL 86.



De harmonische vervorming is gemeten aan de secundaire van de uitgangstransformator bij een frequentie van 1000 Hz. Het resultaat wordt getoond in Fig. 21. Dit is een typische vervormingskromme voor een sterk tegengekoppelde versterker waarbij de vervorming plotseling sterk stijgt als een bepaald vermogen is bereikt. Het is duidelijk dat de versterker niet boven 3,5 W uitgangsvermogen moet worden uitgestuurd.

De rondversterking en de fazekarakteristiek die in Fig. 22 en 23 zijn gegeven tonen dat de versterker stabiel is. Op de punten waar de rondversterking kleiner wordt dan 1 (0 dB) is de faseverschuiving aanzienlijk kleiner dan  $180^\circ$ , en daalt de versterking meer dan 6 dB per octaaf.

## 10 W HI-FI VERSTERKER MET TWEE EL 84 PENTODES IN BALANS

Het oorspronkelijke schema van deze versterker werd enkele jaren geleden voor het eerst gepubliceerd. Bijna alle leidende radio- en audiotijdschriften in de wereld namen het over, omdat dit het eerste ontwerp was, dat werkelijkheidsweergave bood tegen een zeer schappelijke prijs.

Er werden veel versterkers naar dit ontwerp gebouwd en zodoende werd er een grote ervaring mee opgedaan, die over het algemeen gunstig was, maar niet in alle gevallen. Sommige exemplaren vertoonden instabiliteit op hoge frequenties, andere op lage, en enkele zowel op hoge als op lage frequenties. Laten we de gevallen van slechte en slordige montage buiten beschouwing, dan blijkt dat de instabiliteit meestal werd veroorzaakt door de uitgangstransformator, die in enig opzicht afweek van het oorspronkelijke ontwerp. Sommige transformatoren hadden een hogere primaire zelfinductie, andere een lagere, en in vele gevallen bleek de spreidingszelfinductie te hoog.

Er werden succesvolle proefnemingen verricht om de invloed van een wijde spreiding in de transformatoreigenschappen op te vangen, zonder de kwaliteit van de weergave hoorbaar te schaden.

Twee gewijzigde schakelingen hebben een zeer grote populariteit verworven en een zeer groot aantal versterkers die geen spoor van instabiliteit vertonen, is naar deze ontwerpen gebouwd. Beide schakelingen zullen worden beschreven.

### SCHEMABESCHRIJVING I

Het schema is gegeven in Fig. 24. Gebruik is gemaakt van de uitgangstransformator type AD 9009, welke een primaire zelfinductie heeft van 40 H, die bij 5 mA gelijkstroom door de windingen terugloopt tot 28 H. De transformator geeft een  $7 \Omega$  en een  $14 \Omega$  aanpassing aan een primaire belasting van  $8000 \Omega$ . In het schema is de  $7 \Omega$  wikkeling gebruikt voor het aansluiten van een  $7 \Omega$  kwaliteitsluidspreker, bijvoorbeeld de 9710 M. De schakeling is bedoeld voor gebruik met een kristal pick-up, de toonregeling is daarom voor de voorversterkbuis geschakeld. Deze buis, type EF 86, is gebruikt in een normale schakeling met een versterking van ongeveer 200 maal. Parallel aan de anodeweerstand is een filter  $R_{11}C_8$  geschakeld dat een

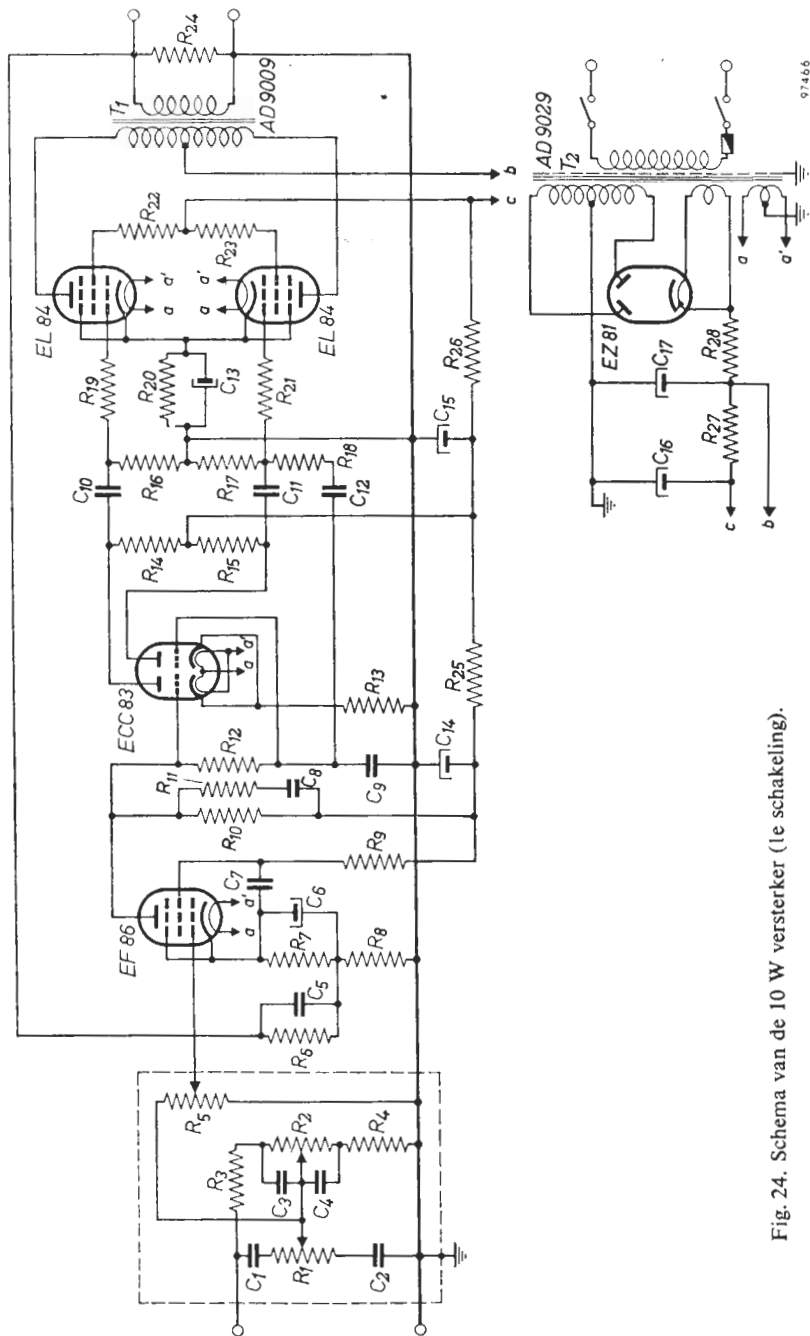


Fig. 24. Schema van de 10 W versterker (1e schakeling).

*Waarden van onderdelen*

$R_1 = 2 \text{ M}\Omega$ , log.	$R_{23} = 220 \Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{2}$ W
$R_2 = 2 \text{ M}\Omega$ , log.	$R_{24} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{2}$ W
$R_3 = 1,5 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{25} = 0,1 \text{ M}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{2}$ W
$R_4 = 0,15 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{26} = 27 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{2}$ W
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega$ , log.	$R_{27} = 1,5 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , 2 W <sup>2)</sup>
$R_6 = 2,7 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{2}$ W <sup>1)</sup>	$R_{28} = 220 \Omega \pm 20\%$ , 6,5 W <sup>2)</sup>
$R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W <sup>1)</sup>	$C_1 = 33 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_8 = 10 \Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{2}$ W <sup>1)</sup>	$C_2 = 680 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_9 = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_3 = 270 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_{10} = 0,18 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{2}$ W <sup>1)</sup>	$C_4 = 3300 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_{11} = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_5 = 470 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_{12} = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_6 = 100 \mu\text{F}$ , 13 V wksp
$R_{13} = 68 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_7 = 47\ 000 \text{ pF} \pm 20\%$
$R_{14} = 0,1 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_8 = 150 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_{15} = 0,12 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_9 = 0,1 \mu\text{F} \pm 20\%$
$R_{16} = 0,33 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{10} = 0,1 \mu\text{F} \pm 20\%$
$R_{17} = 0,33 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{11} = 0,1 \mu\text{F} \pm 20\%$
$R_{18} = 0,56 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{12} = 47\ 000 \text{ pF} \pm 20\%$
$R_{19} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{13} = 50 \mu\text{F}$ , 25 V wksp
$R_{20} = 135 \Omega \pm 5\%$ , 1 W	$C_{14} \left. \vphantom{C_{14}} \right\} 2 \times 50 \mu\text{F}$ , 350 wksp
$R_{21} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{15} \left. \vphantom{C_{15}} \right\}$
$R_{22} = 220 \Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_{16} \left. \vphantom{C_{16}} \right\} 2 \times 50 \mu\text{F}$ , 350 wksp
	$C_{17} \left. \vphantom{C_{17}} \right\}$

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn. <sup>2)</sup> Draadgewonden weerstanden.

vermindering van de versterking bij de hoogste frequenties veroorzaakt. Hierdoor wordt de stabiliteit bij de hoogste frequenties in de hand gehouden.

De fazeomkeerschakeling is uitgevoerd met een ECC 83 met katodekoppeling. Deze schakeling geeft de kleinste vervorming, doch ook de geringste versterking. Een bijkomstig voordeel is dat de koppeling met de voorbuis direct kan zijn omdat de roosters van de dubbele triode op een positieve

spanning moeten staan, in verband met de aanzienlijke spanningsval over de katodeweerstand, welke hier  $68\text{ k}\Omega$  is. Deze trap is voor de laagste frequenties in zichzelf tegengekoppeld met  $R_{18}$ ,  $C_{12}$  en de ontkoppelcondensator van het rooster van de tweede buishelft  $C_9$ . Hierdoor komt een extra belasting parallel aan  $R_{15}$ , die daarom beduidend groter is dan  $R_{14}$ . De waarden zijn respectievelijk  $120\text{ k}\Omega$  en  $100\text{ k}\Omega$ .

De eindtrap is conventioneel, met een enkele ontkoppelde katodeweerstand voor de beide eindbuizen. Stopweerstand zijn in serie met de roosters en de schermroosters geplaatst. De waarde van de ontkoppelcondensator over de katodeweerstand is vrij laag gehouden ( $40\ \mu\text{F}$ .) Dit geeft enige verzwakking bij de laagste frequenties, wat gunstig is uit een oogpunt van stabiliteit. De tegenkoppeling is aangebracht over de totale versterker vanaf de secundaire van de uitgangstransformator naar een niet ontkoppeld deel van de katodeweerstand van de EF 86. Uit H.F. stabiliteitsoverwegingen is de tegenkoppelweerstand van  $2,7\text{ k}\Omega$  door een condensator van  $470\text{ pF}$  overbrugd. Wanneer de  $14\ \Omega$  wikkeling op de uitgangstransformator wordt gebruikt, bijvoorbeeld voor serieschakeling van twee  $7\ \Omega$  luidsprekers, dan moet de weerstand  $R_6$  tot  $3,3\text{ k}\Omega$  worden verhoogd en de condensator  $C_5$  moet dan  $370\text{ pF}$  zijn.

### *Gevoeligheid*

De gevoeligheid van de versterker is ongeveer  $400\text{ mV}$  voor  $10\text{ W}$  uitgangsvermogen, zodat het gebruik van een kristal pick-up wordt aanbevolen. Men kan het in de arcering getekende deel van de versterker vervangen door een vaste weerstand van  $1\text{ M}\Omega$  als de versterker wordt gebruikt met een aparte voorversterker die alle regelorganen bevat. Dan kan men ook magneto-dynamische pick-up, microfoons en afspeelkoppen voor magneetband voorschakelen. De gevoeligheid van de versterker is zonder de regelorganen  $40\text{ mV}$  voor  $10\text{ W}$  uitgangsvermogen.

### *Frequentiekarakteristiek en toonregeling*

De frequentiekarakteristiek is recht van ongeveer  $10\text{ Hz}$  tot ten minste  $30\text{ kHz}$  wanneer de toonregelingen in de middenstand staan. Met deze beide regelorganen in de maximale, respectievelijk de minimale stand verkrijgt men karakteristieken als afgebeeld in Fig. 25.

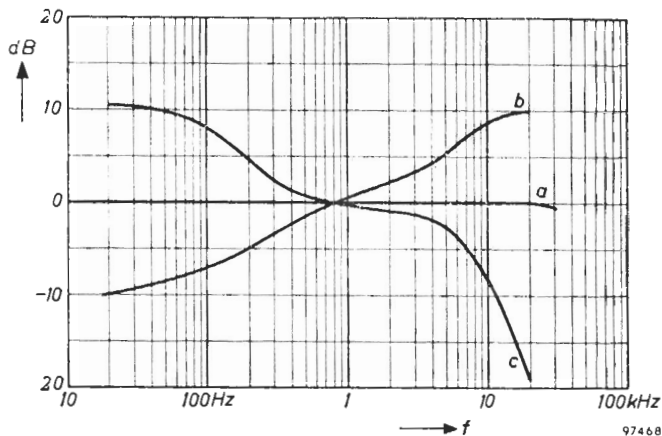


Fig. 25. Frequentie karakteristiek en toonregel karakteristieken van de 10 W versterker volgens de 1e schakeling: (a) met beide regelingen in de middenpositie, (b) met maximale basverzwakking en maximale diskantversterking, (c) met maximale basversterking en maximale diskantverzwakking.

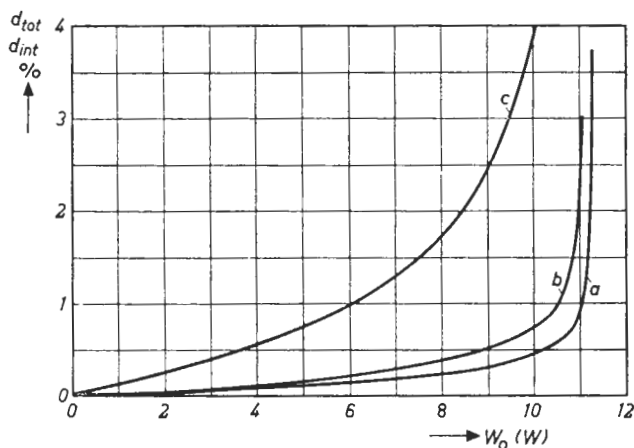


Fig. 26. Harmonische vervorming  $d_{tot}$  gemeten (a) bij 400 Hz en (b) bij 40 Hz. De intermodulatievervorming is gemeten met frequenties van 40 Hz en 10 kHz in een amplitudeverhouding 4 : 1. De harmonische vervorming is uitgezet tegen het uitgangsvermogen, de intermodulatievervorming tegen het equivalente uitgangsvermogen.

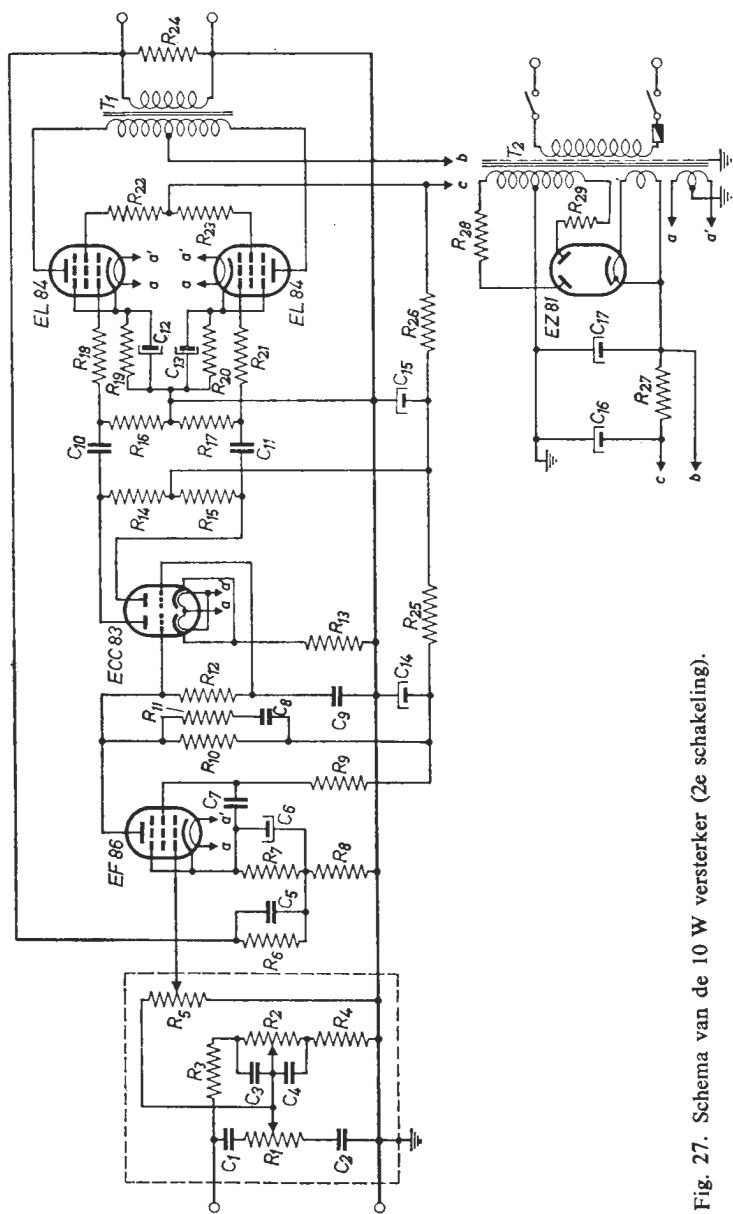


Fig. 27. Schema van de 10 W versterker (2e schakeling).

### Waarden van onderdelen

$R_1 = 2 \text{ M}\Omega$ , log.	$R_{23} = 47 \Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$
$R_2 = 2 \text{ M}\Omega$ , log.	$R_{24} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$
$R_3 = 1,5 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{25} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$
$R_4 = 150 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{26} = 33 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega$ , log.	$R_{27} = 1,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $1 \text{ W}$
$R_6 = \pm 5\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$R_{28} = \text{afhankelijk van } R_{1r}$
3,75 $\Omega$ aanp. 15 $\text{k}\Omega$	$R_{29} = \text{afhankelijk van } R_{1r}$
7 $\Omega$ aanp. 27 $\text{k}\Omega$	
15 $\Omega$ aanp. 33 $\text{k}\Omega$	
$R_7 = 1,8 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_1 = 33 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_8 = 100 \Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_2 = 680 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_9 = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_3 = 270 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_4 = 3300 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_{11} = 10 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_5 = 270 \text{ pF} \pm 5\%$ ; aanp. 3,75 $\Omega$
$R_{12} = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	150 $\text{pF} \pm 5\%$ ; aanp. 7 $\Omega$
$R_{13} = 68 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $1 \text{ W}$	120 $\text{pF} \pm 5\%$ ; aanp. 15 $\Omega$
$R_{14} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_6 = 100 \mu\text{F}$ , 12,5 V wksp
$R_{15} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 47\,000 \text{ pF}$ , 350 V d.c. wksp
$R_{16} = 0,82 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_8 = 330 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_{17} = 0,82 \text{ M}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_9 = 0,1 \mu\text{F}$ , 350 V d.c. wksp
$R_{18} = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{10} = 0,1 \mu\text{F}$ , 350 V d.c. wksp
$R_{19} = 270 \Omega \pm 5\%$ , 2 W (norm. belasting)	$C_{11} = 0,1 \mu\text{F}$ , 350 V d.c. wksp
= 437 $\Omega \pm 5\%$ , 2 W (lage belasting)	$C_{12} = 50 \mu\text{F}$ , 25 V wksp
$R_{20} = 270 \Omega \pm 5\%$ , 2 W (norm. belasting)	$C_{13} = 50 \mu\text{F}$ , 25 V wksp
= 437 $\Omega \pm 5\%$ , 2 W (lage belasting)	$C_{14} = 2 \times 8 \mu\text{F}$ , 350 V
$R_{21} = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{15} =$
$R_{22} = 47 \Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{16} = 2 \times 50 \mu\text{F}$ , 350 V wksp
	$C_{17} =$

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn.

### Vervorming

De vervorming van deze versterker is laag, namelijk kleiner dan 0,5% bij 400 Hz en 10 W uitgangsvermogen. Gemeten bij 40 Hz is de vervorming 0,8% bij 10 W uitgangsvermogen. De intermodulatievervorming is gemeten met signalen van 40 Hz en 10 kHz in een amplitudeverhouding van 4 : 1; het equivalente uitgangsvermogen bleek 8,2 W te zijn voor 2% intermodulatievervorming, welke waarde voor de meest getrainde oren de grens van waarneembaarheid is. De vervormingskrommen zijn gegeven in Fig. 26.

### SCHEMABESCHRIJVING 2

In Fig. 27 vindt men het schema dat werd ontwikkeld voor de landen waar



men beschikte over uitgangstransformatoren met een hogere primaire zelf-inductie dan in het oorspronkelijke ontwerp was aangegeven.

Het bleek dat de rondversterking vaak hoger was dan 26 dB, welke waarde oorspronkelijk was aangegeven. Gemiddeld werd 29 dB gemeten, zodat de stabiliteit in gevaar kwam.

Ten eerste werd daarom de versterking van de voorbuis iets verminderd, zodat de stabiliteit over de gehele linie verbeterde en de rondversterking was teruggebracht tot 26 dB. In dit ontwerp hebben de eindbuizen gescheiden katodeweerstanden die ontkoppeld zijn met condensatoren van  $40 \mu\text{F}$ , om de versterking bij de laagste frequenties te verminderen en de stabiliteit te vergroten. Om dezelfde reden heeft men ook de tijdconstante van de ontkoppeling voor het schermrooster van de voorbuis verkleind.

De stabiliteit bij de hogere frequenties is verbeterd door de tijdconstanten  $R_{11}C_8$  in de anodekring, en  $R_9-C_7$  in de schermroosterleiding van de voorbuis te wijzigen. Dit komt vooral tot uiting bij capacatieve belasting van de versterker, dus als men lange luidsprekerleidingen gebruikt.

De tijdconstante van  $C_5R_6$  in de tegenkoppelleiding is  $4 \times 10^{-6}$ . Over het algemeen zal dit correct zijn, maar bij sommige uitgangstransformatoren kan het nodig zijn de tijdconstante enigszins te wijzigen door de keuze van  $C_5$ .

Bij een goed gebouwde versterker volgens dit schema moet het mogelijk zijn de tegenkoppeling 6 dB op te voeren door verkleining van  $R_6$  zonder dat bij normaal gebruik onstabiele optreedt. Dit is een goede „proef op de som” voor de compleet gemonteerde versterker.

Er zijn in deze schakeling proeven genomen met een groot aantal uitgangstransformatoren, die primaire zelfinducties hadden van 40 tot meer dan 100 H, en waarvan de spreidingszelfinductie lager was dan 30 mH. Het bleek dat volledige stabiliteit kon worden behouden zelfs bij een capacatieve belasting van  $0,05 \mu\text{F}$  en open ingang. Hierbij speelt de weerstand van  $1 \text{ k}\Omega$  over de secundaire van de uitgangstransformator een belangrijke rol. Ook in dit schema is de fazeomkeerschakeling met katodekoppeling gebruikt. Men heeft evenwel de tegenkoppeling laten vervallen, zodat hier enkele eisen aan de montage worden gesteld. Zo moeten de weerstanden  $R_{14}$  en  $R_{15}$  binnen 5% aan elkaar gelijk zijn, en  $R_{15}$  moet de hoogste waarde hebben.

Voorts is het belangrijk de bedradingscapaciteiten in de anodekringen van de fazecomkeerbuis zoveel mogelijk aan elkaar gelijk te houden. Dit houdt in dat de weerstanden en de koppelcondensatoren  $C_{10}$  en  $C_{11}$ , alsook de roosterweerstand van de eindbuizen  $R_{16}$ ,  $R_{17}$ ,  $R_{18}$  en  $R_{21}$ , op vrijwel gelijke afstand van het chassis worden gemonteerd en met draadeinden van gelijke lengte. Hierdoor voorkomt men dat de balans van het stuursignaal voor de eindtrap wordt verstoord bij de hogere frequenties, terwijl de vervorming laag wordt gehouden.

Er is reeds opgemerkt dat de eindbuizen ieder van een eigen katodeweerstand zijn voorzien. Dit heeft het voordeel dat de gelijkstroomtegenkoppeling in de eindtrap voor beide buizen gelijk is en verschillen in de karakteristieken van de eindbuizen min of meer worden gecompenseerd. Dit blijkt zeer gunstig als er tijdens de levensduur verschillen in de buizen optreden, men hoeft ook geen moeite te doen om paren eindbuizen uit te zoeken wanneer men de buizen vernieuwt. De zo verkregen compensatie overbrugt de verschillen binnen de toleranties van de normale buizenproductie. De gevoeligheid van deze versterker is gelijk aan die van Fig. 24, een gevoeligheidskromme is gegeven in Fig. 28.

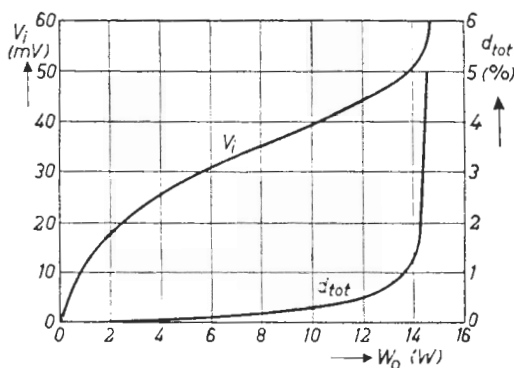


Fig. 28. Totale vervorming  $d_{tot}$  en ingangsspanning  $V_i$  als functies van het uitgangsvermogen  $W_o$  gemeten aan de 10 W versterking volgens de 2e schakeling bij een frequentie van 400 Hz.

### Frequentiekarakteristiek en faseverschuiving

Typische krommen voor de frequentiekarakteristiek, de rondversterking en

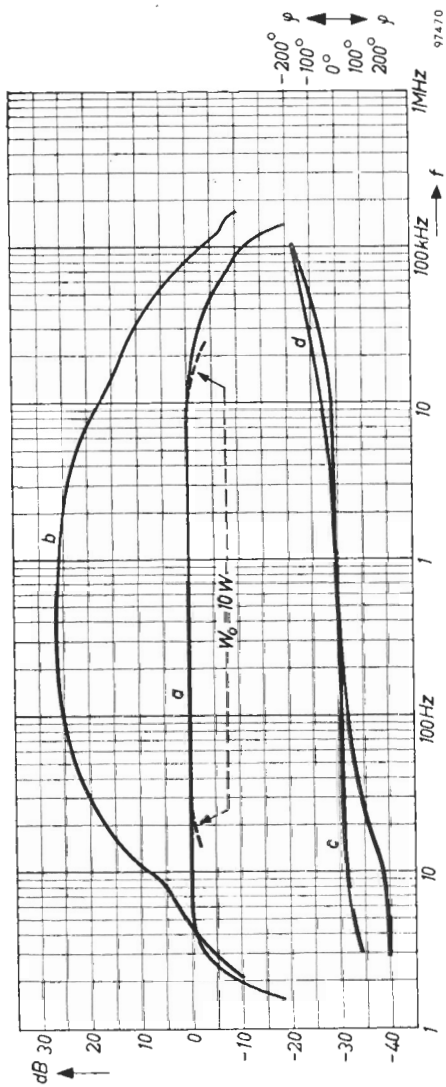


Fig. 29. Frequentiearakteristiek en vermogenskarakteristiek (*a*); rondversterking (*b*); fazedraaiing van de versterker (*c*); en van de tegenkoppelketen (*d*); gemeten aan de 10 W versterker volgens de 2e schakeling.

de fazeverschuiving zijn in Fig. 29 gegeven. De krommen zijn gemeten met een belasting tussen de anoden van de eindbuizen van  $8\text{ k}\Omega$ . De krommen zijn ook doorgetrokken beneden  $10\text{ Hz}$ , zodat een goed beeld van de stabiliteit wordt gegeven.

### Vervorming

De totale harmonische vervorming als functie van het uitgangsvermogen ziet men in Fig. 28, waarin ook een gevoeligheidskromme is opgenomen.

De intermodulatievervorming blijkt uit Fig. 30 zowel voor frequenties

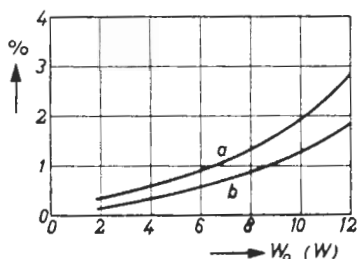


Fig. 30. Intermodulatievervorming als functie van het equivalente uitgangsvermogen gemeten met signalen van  $40\text{ Hz}$  en  $10\text{ kHz}$  (a), en met  $70\text{ Hz}$  en  $7\text{ kHz}$  (b), beide in een verhouding  $4 : 1$ , aan de  $10\text{ W}$  versterker volgens het 2e schema.

van  $40\text{ Hz}$  en  $10\text{ kHz}$  als voor frequenties van  $70\text{ Hz}$  en  $7\text{ kHz}$ . In beide gevallen was de amplitudeverhouding van de meetsignalen  $4 : 1$ , en het signaal van de laagste frequentie het sterkst.

De verschiltoonvervorming is gemeten bij  $9$  en  $10\text{ kHz}$  en bij  $14$  en  $15\text{ kHz}$ , met signalen van gelijke sterkte. Het percentage van de  $1\text{ kHz}$  component dat in het uitgangssignaal aanwezig was, is af te lezen in Fig. 31.

### Triode ingang

Als de versterker met een magneto-dynamische pick-up moet worden gebruikt is de gevoeligheid onvoldoende. Het is dan nodig een van de in Hoofdstuk III beschreven voorversterkers te gebruiken.

Daar in de voorversterker de toon- en volumeregelingen zijn opgenomen kunnen die in de hoofdversterker vervallen. Ze worden gewoonlijk vervangen door een weerstand van  $1\text{ M}\Omega$ .

De gevoeligheid van de versterker neemt dan beduidend toe en wordt ongeveer  $40\text{ mV}$  voor volle uitsturing. Dit is onnodig hoog, want een gevoeligheid van  $200\text{ mV}$  is ruimschoots voldoende. Daarom kan de EF 86

met voordeel als triode worden geschakeld. Dit heeft bovendien het voordeel dat de ruis vermindert.

De volgende wijzigingen in de schakelingen zijn noodzakelijk:

Het schermrooster van de EF 86 wordt verbonden met de anode;  $R_6C_6$  krijgen de volgende waarden:

aanpassing 3,75  $\Omega$ , 3,3 k $\Omega$  en 1200 pF

aanpassing 7 , 5,6 k $\Omega$  en 700 pF

aanpassing 15 , 6,8 k $\Omega$  en 580 pF

Verder wordt  $R_{11}$  verlaagd tot 3,9 k $\Omega$ , en  $R_{25}$  verhoogd tot 180 k $\Omega$ . De gevoeligheid is nu verlaagd tot 200 mV.

### Lage belasting

In Hoofdstuk I is een en ander medegegeeld over lage belasting. Bij normale belasting zijn de buizen ingesteld volgens de buisgegevens voor klasse AB instelling, zoals die door de fabrikant worden gemeten. Gebruikt wordt een katodeweerstand van 270  $\Omega$  voor elke buis, of een gemeenschappelijke weerstand van 130  $\Omega$ . De belastingsweerstand tussen de anodes is in beide gevallen 8 k $\Omega$ , en de anodestroom bedraagt 2 x 36 mA. Bij de instelling met lage belasting wordt de weerstand tussen de anodes tot 6 k $\Omega$  teruggebracht en is de anodestroom slechts 2 x 24 mA. Daarom wordt voor iedere buis een katodeweerstand van 437  $\Omega$  (390  $\Omega$  + 47  $\Omega$ ) gebruikt.

Met spraak en muziek werkt de versterker nagenoeg alsof er vaste negatieve roosterspanning is toegepast (zie Fig. 3). De voordelen van deze instelling blijken uit het volgende: Het maximale uitgangsvermogen van een versterker is alleen gedurende zeer korte passages nodig. Het gemiddelde vermogen dat wordt gebruikt is betrekkelijk laag. Een groot maximaal uitgangsvermogen moet echter beschikbaar zijn om sterk verschillende geluidsniveaus speciaal bij muziek te kunnen verwerken. De instelling met lage belasting geeft juist bij deze geluidspieken minder vervorming dan de normale

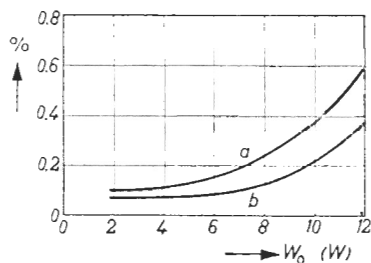


Fig. 31. Verschiltoonvervorming als functie van het equivalente uitgangsvermogen gemeten met signalen van gelijke amplitude van 14 kHz en 15 kHz (a) en van 9 kHz en 10 kHz (b).

instelling. Deze verbetering is niet zo gemakkelijk te onderscheiden, vooral omdat het zulke korte perioden betreft. Het gehoor moet als het ware worden ontwikkeld om de geringe vervorming die bij Hi-Fi reproductie optreedt te onderscheiden.

De anodestroom is lager dan bij de normale instelling; de anodedissipatie is van 11 W teruggebracht tot 7,5 W. De eindbuizen worden dus beduidend beneden de als maximum toelaatbare dissipatie van 12 W gebruikt, wat hun levensduur ten goede komt. Behalve dat is er het economisch voordeel dat de voedingstransformator voor een kleiner vermogen kan worden gekozen en de rimpelstroom is lager, zodat er minder brom optreedt.

Bij de instelling met lage belasting treden grotere piekstromen op dan bij de normale klasse AB instelling. Deze pieken zijn bij muziek en spraak evenwel van zeer korte duur en kunnen door de afvlakcondensator van ten minste 50  $\mu\text{F}$  gemakkelijk worden geleverd.

Een nadeel (doch in feite alleen theoretisch) is dat de versterker niet op het volle uitgangsvermogen met een sinusvormig signaal kan worden getest, zodat ook de vervorming bij volle uitsturing niet is te meten. Er mag met een sinusvormig signaal worden gemeten om de frequentie karakteristiek te bepalen, maar het uitgangsvermogen mag dan niet hoger zijn dan 1 tot  $1\frac{1}{2}$  W; daarboven zal zeer sterke vervorming optreden. Metingen met kanteelspanningen kunnen worden verricht met spanningen van gelijke amplitude als hierboven vermeld.

De verwende en getrainde luisteraar zal echter op het gehoor de zeer geringe vervorming zeker waarderen en dit is toch uiteindelijk de maatgevende proef bij versterkers.

De laatste tijd zijn enkele opnamen van „elektronische muziek” verschenen. Het bleek dat deze muziek vrij veel zuiver sinusvormige tonen bevat bij grote amplitude. Dergelijke platen mogen op dit type versterker met zeer laag uitgangsvermogen worden afgespeeld.

### *Ultra-lineaire instelling*

De versterker is ook onderzocht met een uitgangstransformator voor ultra-lineaire instelling, afgetakt op 43% van het totale aantal windingen gerekend vanaf de middenaftakking. De condensator in de tegenkoppeling  $C_5$  was

20% kleiner gekozen dan is aangegeven in Fig. 27. Hieronder vindt men een vergelijking tussen de drie verschillende schakelingen. A is de normale klasse AB balanstrap, B is de ultra-lineaire eindtrap en C die met lage belasting.

	A	B	C
Nominaal uitgangsvermogen	10	10	10 <sup>1)</sup> W
Overbelastingspunt	14	11	14 W
Gevoeligheid over de volumeregelaar voor nominaal uitgangsvermogen	40	40	— mV
Harmonische vervorming (10 W, 400 Hz)	0,3	0,1	— %
Intermodulatievervorming (10 W <sup>1)</sup> 40 Hz — 10 kHz 4 : 1	2	1	— %
Verschiltoonvervorming (10 W) 9 kHz en 10 kHz	0,25	0,25	— %
14 kHz en 15 kHz	0,4	0,33	— %
Rondversterking bij 1000 Hz	26	20,5	— dB

<sup>1)</sup> Equivalent uitgangsvermogen.

## HI-FI VERSTERKER MET TWEE BUIZEN ECL 86 IN KLASSE AB BALANSSCHAKELING

De beste Hi-Fi versterkerontwerpen zijn die waarin de opeenvolgende trappen zo goed aan elkaar zijn aangepast dat geen compromis of speciale maatregel nodig is om een technisch verantwoord geheel te krijgen. Bovendien moet het aantal buizen zo klein mogelijk worden gehouden, want iedere buis draagt bij tot de vervorming. Daarom moet iedere buis zijn ingesteld voor zo hoog mogelijke versterking bij zo gering mogelijke vervorming.

De frequentie- en vermogenskrommen moeten een geleidelijk afnemend verloop tonen bij frequenties die aanzienlijk buiten het hoorbare gebied liggen. De intermodulatievervorming moet laag zijn.

Een dergelijk, goed uitgebalanceerd, ontwerp wordt hier beschreven. Met slechts vier buizen is deze versterker gevoelig genoeg om met magnetodynamische pick-ups te worden gebruikt; frequentiecorrectie volgens de R.I.A.A. normen en een „Baxandall” schakeling voor toonregeling zijn toegepast.

### *Algemene gegevens*

Buizen :	EF 86	voorversterker	
	ECC 82	tweede voorversterker en toonregeling	
	2 x ECL 86	eindversterker	
	EZ 81	dubbelfazige gelijkrichter	
Uitansvermogen :	maximaal	10 W	
	nominaal	9 W	
Harmonische vervorming bij een uitgangsvermogen van	10 W	9 W	
	en een frequentie van	60 Hz	0,75 0,3%
		1 kHz	0,4 0,2%
		10 kHz	0,75 0,4%
Intermodulatievervorming gemeten met frequenties van			
40 Hz en 10 kHz in een amplitude verhouding 4 : 1 :	1,8	0,5%	
Gevoeligheid bij 10 W uitgangsvermogen			
I. Afstemeenheid		350 mV	
II. Magnetofoon weergave		1,5 V	
	opname	5 mV	
III. Kristal pick-up		45 mV	



IV. Magneto-dynamische pick-up	7 mV
Toonregeling (vergelijkingsfrequentie 1 kHz)	
Bas bij 50 Hz	maximale verzwakking 16 dB
	maximale versterking 14 dB
Diskant bij 10 kHz	maximale verzwakking 10 dB
	maximale versterking 10 dB
Getrouwheidskromme :	recht binnen 1 dB van 20 Hz tot 50 kHz
Vermogenskromme :	bij 9 W recht van 44 Hz tot 15 kHz
Tegenkoppeling :	20 dB
Dempingsfactor :	14,5
Brom en ruis bij 10 W uitgangsvermogen :	
ingangskanalen I, II en III	—70 dB
ingangskanaal IV	—55 dB
Stabiliteit :	Capaciteit over de uitgang waarbij oscillaties inzetten,
	bij een belasting met luidspreker 12 000 pF
	bij een belasting met weerstand 56 000 pF

## BESCHOUWING OVER HET ONTWERP

Een van de problemen bij het ontwerpen van een Hi-Fi versterker is het maken van een toonregeling waarvan de „rechte” positie gemakkelijk kan worden ingesteld. In dit opzicht heeft de Baxandall schakeling vele voordelen:

- (1) bas- en diskantregeling wordt verkregen met lineaire potentiometers,
- (2) de middenpositie van de lopers is de „rechte” instelling,
- (3) een regelbereik van + 15 dB en - 15 dB kan gemakkelijk worden verwezenlijkt,
- (4) in stereoversterkers, waarin gekoppelde potentiometers worden gebruikt, kan gelijkloop gemakkelijker worden verwezenlijkt met lineaire- dan met logaritmische potentiometers,
- (5) de vervorming is laag dank zij de sterke tegenkoppeling.

Dit lijkt alles zeer ideaal, maar er zijn ook enkele nadelen. De diskantregeling moet worden uitgevoerd met een middenafgetakte potentiometer, een onderdeel dat niet algemeen verkrijgbaar is. Men kan evenwel zeer

goed een kunstmatige middenaftakking maken met twee gelijke weerstanden, parallel aan een lineaire potentiometer. De resultaten zijn vrijwel gelijkwaardig.

Behalve dat moet de uitgangsimpedantie van de eerste buis laag zijn. Een katodevolger zou in dit opzicht ideaal zijn, maar dat kost een extra buis. Een buis met hoge versterkingsfactor zoals de ECC 83, heeft een uitgangsimpedantie van 62 k $\Omega$  zodat dit type niet geschikt is voor dit doel, ondanks de hoge versterking. Daarom is de ECC 82 gekozen die een uitgangsimpedantie heeft van ongeveer 7 k $\Omega$  bij een versterking van 10 á 11 maal.

Nu kunnen twee pentodesecties van de ECL 86 in klasse AB, bij een voedingsspanning van 300 V, een uitgangsvermogen van 14,3 W leveren aan de primaire van de uitgangstransformator. De vervorming is dan 5%. Experimenten met verscheidene schakelingen en uitgangstransformatoren wezen uit dat in tegengekoppelde versterkers met lage vervorming een maximum secundair uitgangsvermogen van 10 tot 11 W kon worden bereikt. Onder deze omstandigheden is een ingangssignaal van ongeveer 6,5 V nodig voor volledige uitsturing. Experimenten met verschillende fazeomkeerschakelingen voor de beide triodes, en 20 dB tegenkoppeling over de gehele versterker, toonden aan dat een ingangssignaal van 1,5 V nodig was om deze versterker uit te sturen. Deze gevoeligheid is te gering, het was namelijk de bedoeling om een gevoeligheid van 0,5 V voor de hoofdversterker te bereiken, zodat met een signaal van 50 tot 60 mV aan de ingang van de toonregelschakeling de versterker volledig kon worden uitgestuurd. Een dergelijke gevoeligheid is ruimschoots voldoende voor het gebruik met de moderne keramische en kristal pick-ups van hoge kwaliteit.

De genoemde gevoeligheid kon worden bereikt door zowel positieve- als negatieve terugkoppeling in de hoofdversterker toe te passen. Dankzij een matige meekoppeling in de fazeomkeerschakeling kon de versterking tot 175 maal worden opgevoerd, zonder dat nadelige invloeden van instabiliteit en verzwakking van hoge tonen worden ervaren. Dank zij deze ingreep was de gevoeligheid voldoende opgevoerd zodat verscheidene signaalbronnen, zo als magnetofoons, radioafstemeenheden en kristal pick-ups zonder meer bruikbaar zijn. Alleen voor het gebruik van magnetodynamische pick-ups is de schakeling nog niet toereikend. Dit is ook het geval met microfoons.

Om te voldoen aan de eis dat magneto-dynamische pick-ups kunnen worden gebruikt is een voortrap ontworpen met een EF 86. Deze heeft frequentieafhankelijke tegenkoppeling voor R.I.A.A. correctie.

Een speciale microfooningang is weggelaten. Microfoons worden meestal met tamelijk lange kabels gebruikt, zodat het algemeen gebruikelijk is een (transistor) voorversterker in de voet in te bouwen. Onder deze omstandigheden is een gevoelige ingangsschakeling overbodig want de uitgang van de voorversterker kan worden aangesloten op een van de beschikbare ingangen voor radio of magnetfoon. Deze oplossing biedt de mogelijkheid om een zeer eenvoudige selectieschakelaar te gebruiken, die aan de toonregeltrappen vooraf gaat.

### SCHEMABESCHRIJVING

Fig. 32 is het schema van deze Hi-Fi versterker. Links zien we vier ingangen: (M) voor magneto-dynamische pick-ups; (C) voor keramische- en kristal pick-ups; (TR) voor magnetfoons: en (R) voor een afstemeenheid. Keuze tussen deze ingangen is mogelijk met de selectieschakelaar die vier standen heeft. Een kortsluitsegment legt de niet gebruikte ingangen aan aarde. In positie 1 is het rooster van de EC(C) 82, via de koppelcondensator  $C_5$  verbonden met de anode van de EF 86. De tegenkoppeling over deze buis is aan het zelfde punt verbonden.  $R_4$  is de eigenlijke tegenkoppelingsweerstand. De andere elementen hebben de volgende functies:  $C_1$  geeft een verzwakking die toeneemt bij frequenties die 1 kHz te boven gaan,  $C_2$  haalt de versterking voor de lagere frequenties op, en  $R_5$  begrenst de versterking bij de laagste frequenties die worden weergegeven.

De tegenkoppeling reduceert de ingangsimpedantie van de EF 86 tot een waarde van ongeveer 4 k $\Omega$ , daarom is  $R_1$  (68 k $\Omega$ ) in serie geschakeld zodat de correcte belastingweerstand voor het merendeel van de tegenwoordige magneto-dynamische pick-ups is verkregen. Met de selectieschakelaar in de tweede positie is het ingangskanaal voor kristal pick-ups verbonden met het rooster van de EC(C) 82. De belastingweerstand is nu 1 M $\Omega$ .

Voor de beide pick-up ingangen (en die voor radio) zijn de nieuwe ingangsstripjes volgens de I.E.C. standaard gebruikt. Ze zijn zo verbonden dat zowel stereo- als mono-pick-ups kunnen worden aangesloten.

Magnetofoons worden met de versterker verbonden via een vijfpolige steker volgens de DIN-standaard. Verscheidene moderne magnetofoons zijn van een aansluiting en kabel met deze stekers voorzien. De bovenste pen is de ingang, de onderste de uitgang voor opnemen. Met de spanningsdeler  $R_8R_9$  is de gevoeligheid ingesteld op 1,5 V, welke waarde in overeenstemming is met de uitgangsspanning van moderne magnetofoons, achter de egalisatieschakeling. Voor het geval dat het beschikbare uitgangssignaal lager is, is het een eenvoudige zaak de verhouding van de genoemde weerstanden zodanig te kiezen dat de gevoeligheid in overeenstemming is met de gebruikte magnetofoon.

Tenslotte kan in de vierde positie van de schakelaar een afstemeenheid worden aangesloten.  $R_{12}$  en  $R_{13}$  reduceren de gevoeligheid tot 350 mV.  $C_{26}$  is parallel geschakeld aan  $R_{12}$  om de verzwakking bij de hogere frequenties te compenseren.

Het uitgangssignaal van de EC(C) 82 gaat naar het netwerk voor de toonregeling, maar bovendien naar de ingang van de magnetofoon voor het maken van opnamen.  $C_7$ ,  $R_{10}$  en  $R_{11}$  reduceren de uitgangsspanning tot ongeveer 5 mV, wat voldoende is voor het maken van opnamen.

Het netwerk voor de toonregeling is zo gedimensioneerd dat de versterking van de E(C)C 82 ongeveer één maal is. Zoals in alle trappen van een voorversterker wordt, wel zeer speciaal in deze, het resultaat sterk beïnvloed door de bedrading. Lange afgeschermd verbindingen, of afgeschermd draad met een hoge capaciteit tussen mantel en kern, zijn zeer ongunstig, daar hierdoor de weergaven van hoge tonen in het gedrang komt. Dit geldt wel zeer speciaal voor de roosterverbinding van de E(C)C 82 en de verbinding met de sterkteregeling ( $R_{26}$ ). De koppelcondensator  $C_{11}$  is verbonden aan het knooppunt  $R_{20}, C_{12}, R_{22}$  en  $R_{23}$ . Daar op deze wijze geen gelijkspanning over de condensator staat kan een type voor lage bedrijfsspanning en dus van kleine afmetingen worden gebruikt.

De sterkteregeling bevindt zich aan de ingang van de hoofdversterker. Dit heeft het voordeel dat het onderdeel dat in alle versterkers berucht is voor het veroorzaken van ruis, zich bevindt op een punt waar de signaalsterkte reeds tamelijk groot is. Hierdoor is de invloed op de signaal-ruis verhouding betrekkelijk klein.

De twee triodes in de ECL 86's van de hoofdversterker zijn als voorversterker en fazeomkeerbuis geschakeld. Meekoppeling ontstaat omdat

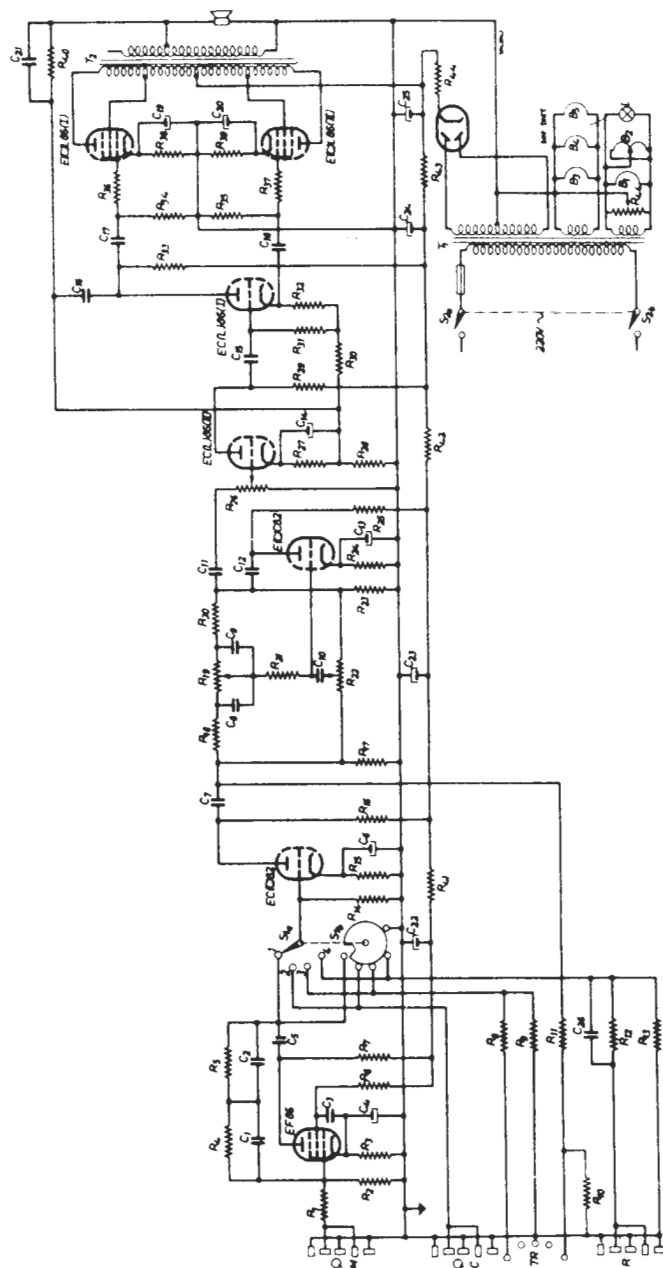


Fig. 32. Schema van de Hi-Fi versterker met 2 buizen ECL 86 in balans klasse AB.

### Waarden van onderdelen

$R_1$	=	68	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{41}$	=	5,6	k $\Omega$ , $\frac{1}{2}$ W	
$R_2$	=	100	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{42}$	=	5,6	k $\Omega$ , $\frac{1}{2}$ W	
$R_3$	=	2,2	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{43}$	=	1,2	k $\Omega$ , 5 W, draadgewonden	
$R_4$	=	470	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{44}$	=	39	$\Omega$ , 5 W, draadgewonden	
$R_5$	=	10	M $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W					
$R_6$	=	1,2	M $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_1$	=	200	pF, keramisch, 2%	
$R_7$	=	220	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_2$	=	560	pF, keramisch, 2%	
$R_8$	=	1	M $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_3$	=	0,1	$\mu$ F, polyester, 400 V wksp	
$R_9$	=	47	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_4$	=	100	$\mu$ F, elektrolytisch, 4 V wksp	
$R_{10}$	=	10	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_5$	=	22	nF, polyester, 400 V wksp	
$R_{11}$	=	1	M $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_6$	=	100	$\mu$ F, elektrolytisch, 4 V wksp	
$R_{12}$	=	820	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_7$	=	0,22	$\mu$ F, polyester, 400 V wksp	
$R_{13}$	=	150	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_8$	=	3,3	nF, keramisch, 10%	
$R_{14}$	=	1	M $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_9$	=	3,3	nF, keramisch, 10%	
$R_{15}$	=	1,2	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{10}$	=	100	pF, keramisch, 10%	
$R_{16}$	=	47	k $\Omega$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_{11}$	=	0,1	$\mu$ F, polyester, 125 V wksp	
$R_{17}$	=	390	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{12}$	=	0,1	$\mu$ F, polyester, 400 V wksp	
$R_{18}$	=	100	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{13}$	=	100	$\mu$ F, elektrolytisch, 4 V wksp	
$R_{19}$	=	1	M $\Omega$ , kool potentiometer lin.	$C_{14}$	=	25	$\mu$ F, elektrolytisch, 25 V wksp	
$R_{20}$	=	100	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{15}$	=	0,1	$\mu$ F, polyester, 400 V wksp	
$R_{21}$	=	220	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{16}$	=	150	pF, keramisch, 10%	
$R_{22}$	=	1	M $\Omega$ , kool potentiometer lin.	$C_{17}$	=	0,22	$\mu$ F, polyester, 400 V wksp	
$R_{23}$	=	390	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{18}$	=	0,22	$\mu$ F, polyester, 125 V wksp	
$R_{24}$	=	2,2	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{19}$	=	100	$\mu$ F, elektrolytisch, 16 V wksp	
$R_{25}$	=	100	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{20}$	=	100	$\mu$ F, elektrolytisch, 16 V wksp	
$R_{26}$	=	500	k $\Omega$ , kool potentiometer log.	$C_{21}$	=	$\left\{ \begin{array}{l} 680 \text{ pF, } 7 \Omega \text{ aanpassing} \\ 390 \text{ pF, } 14 \Omega \text{ aanpassing} \end{array} \right.$		
$R_{27}$	=	1,5	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{22}$	=	16	$\mu$ F, elektrolytisch, 350 V wksp	
$R_{28}$	=	120	$\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{23}$	$\left. \begin{array}{l} C_{23} \\ C_{24} \\ C_{25} \end{array} \right\} = 3 \times 50 \mu\text{F, elektrolytisch, } 350 \text{ V wksp}$			
$R_{29}$	=	220	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{24}$				
$R_{30}$	=	15	k $\Omega$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_{25}$				
$R_{31}$	=	1	M $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_{26}$	=	10	pF, keramisch	
$R_{32}$	=	1	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W					
$R_{33}$	=	15	k $\Omega$ , $\frac{1}{2}$ W					
$R_{34}$	=	470	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W					
$R_{35}$	=	470	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W					
$R_{36}$	=	5,6	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W					
$R_{37}$	=	5,6	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W					
$R_{38}$	=	270	$\Omega$ , $\frac{1}{2}$ W					
$R_{39}$	=	270	$\Omega$ , $\frac{1}{2}$ W					
$R_{40}$	=	2,2	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W, 7 $\Omega$ aanpassing					
		3,3	k $\Omega$ , $\frac{1}{4}$ W, 14 $\Omega$ aanpassing					
				Transformatoren				
				$T_1$	:	AD9026		
				$T_2$	:	AD9058		
				Ingangsaansluitingen				
				M, C, R	:	standaard I.E.C. vijf pens		
				TR	:	standaard DIN vijf pens		

$R_{28}$  gemeenschappelijk is voor beide triodes. Het gevolg is dat een signaal met een fazeverschuiving van  $360^\circ$  aan het rooster van de eerste triode wordt toegevoegd. Met een dergelijke schakeling is een versterking van 700 maal te bereiken, zij het over een smalle frequentie band en met het risico van instabiliteit. Met de gekozen waarden voor de weerstanden is de versterking 175 maal, de versterking van de hoge tonen blijft onaangestast en de stabiliteit is verzekerd.

De uitgangsimpedanties van de fazoomkeerbuis zijn ongelijk, die aan de anode is hoog, die aan de katode laag. Deze asymmetrie kan oorzaak zijn van een beduidend verschil in frequentie karakteristiek voor de beide stuursignalen. Dit verschijnsel wordt bestreden door de waarden van de belastingweerstand,  $R_{30}$  en  $R_{33}$ , laag te kiezen, namelijk slechts  $15\ \text{k}\Omega$ . Om voor beide stuursignalen een gelijke amplitude te krijgen zou de som van de weerstanden  $R_{28}, R_{30}$  en  $R_{32}$  gelijk moeten zijn aan  $R_{33}$ . Omdat de waarden van  $R_{28}$  en  $R_{32}$  klein zijn tenopzichte van  $R_{30}$ , kan deze laatste gelijk worden gemaakt aan  $R_{33}$ , zonder dat de balans wordt verstoord.

De pentodesecties van de ECL 86's worden in een ultra-lineaire schakeling gebruikt. De voordelen van deze schakeling zijn op blz. 8 beschreven.

Speciaal in deze versterker waarin mee- en tegenkoppeling is toegepast, zijn de eisen aan de uitgangstransformator gesteld, hoog. De gewenste stabiliteit en frequentie karakteristiek, waren niet haalbaar met de normaal verkrijgbare typen. Daarom is een speciale transformator met „C”-kern ontworpen, hij heeft het typenummer AD9058. Wanneer een willekeurige transformator wordt gebruikt, is het niet onverschillig welke triode als versterker, en welke als fazoomkeerbuis wordt gebruikt. Het signaal aan de anode van de eindbuis moet dan beslist in fase zijn met het ingangssignaal. Dus moet de fazoomkeerbuis gecombineerd zijn met de bovenste pentode in het schema, en de versterkbuis met de onderste pentode. Als men de triodes andersom schakelt en men gebruikt een willekeurige transformator, dan kan een aanzienlijke verzwakking in het bovenste deel van de frequentiekromme optreden. Bij gebruik van de AD9058 is de verzwakking zeer gering ( $-1,5\ \text{dB}$  bij  $250\ \text{kHz}$ ).

De tegenkoppelspanning is afgenomen van de secundaire van de uitgangstransformator, via  $R_{40}, R_{28}$ ; de tegenkoppeling is  $20\ \text{dB}$ . De condensator  $C_{21}$  is parallel geschakeld aan  $R_{40}$  om bij de hogere frequenties fazecorrectie te krijgen, hiermee is de stabiliteit zeer gediend. De waarden van  $R_{40}$  en  $R_{21}$  zijn uiteraard afhankelijk van de aanpassing.

Het bleek dat de frequentiekaracteristiek van deze versterker bijzonder goed was. Zonder  $C_{16}$  was de verzwakking bij 250 kHz slechts 5 dB. Het bleek evenwel dat uitsturen van de eindtrap tot in het roosterstroom gebied enige onstabiliteit veroorzaakte. Er traden oscillaties op van ongeveer 600 kHz. Dit kon worden voorkomen door enige tegenkoppeling van de anode van de fazeomkeerbuis naar de katode van de voorversterker via  $C_{16}$ . Door deze maatregel worden echter ook de frequenties boven 100 kHz verzwakt.

In deze versterker is een standaard voedingstransformator type AD9026 gebruikt. De totale gelijkstroom is 79 mA, de totale gloeistroom met inbegrip van de gelijkrichtbuis type EZ 81, slechts 2,9 A.

De AD9026 kan evenwel de volgende stromen en spanningen leveren: 2 x 280 V, 90 mA; 6,3 V, 1,1 A; 6,3 V 3,5 A; en 5 V, 1,1 A. Deze transformator is dus enigszins overgedimensioneerd.

De gloeidraden van de beide buizen ECL 86 en van de gelijkrichtbuis zijn met de 3,5 A wikkeling verbonden, pen 4 van de gloeidraden is aan het chassis gelegd. De voorversterkbuisen EF 86 en ECC 82 worden gevoed van de 1,1 A wikkeling welke met het chassis verbonden is via de looper van de potentiometer  $R_{44}$ , zodoende is de mogelijkheid geboden gloeidraadbrom tot een minimum te reduceren.

Er bestaat geen bezwaar om de netschakelaar te combineren met de sterkteregeling, op dit punt is de signaal sterkte al hoog genoeg om de invloed van geïnduceerde brom te kunnen verwaarlozen.

### Meetresultaten

Spanning over	$C_{25}$	317 V	totale gelijkstroom 79 mA	
	$C_{24}$	307 V		
	$C_{23}$	275 V		
	$C_{22}$	270 V		
	ECL 86 (I)		ECL 86 (II)	
Pentodesectie				
Anode	310 V	30 mA	310 V	30 mA
Schermrooster	314 V	4,9 mA	314 V	4,9 mA
Katode	9,5 V		9,5 V	
Triodesectie				
Anode	280 V	1,8 mA	150 V	0,71 mA



Katode	30 V		1,4 V		
ECC 82 (II)					
Anode	95 V	1,8 mA	EF 86		
Katode	4 V		Anode	107 V	0,74 mA
ECC 82 (I)			Schermrooster		
Anode	212 V	3,3 mA		93 V	0,15 mA
Katode	4 V		katode	2 V	

### Frequentiekarakteristiek

De frequentiekarakteristiek is gemeten aan de secundaire van de uitgangstransformator, (a) met de toonregelingen in de middenpositie, (b) met de basregeling op maximum en de diskantregeling op minimum, (c) met de basregeling op minimum en de diskantregeling op maximum (zie Fig. 33). De krommen werden gemeten met de sterkteregeling op maximum.

De kleine afwijking in kromme (a) bij ongeveer 200 Hz blijft binnen 1 dB. Dit kan worden verholpen door de waarde van de ont koppelcon-

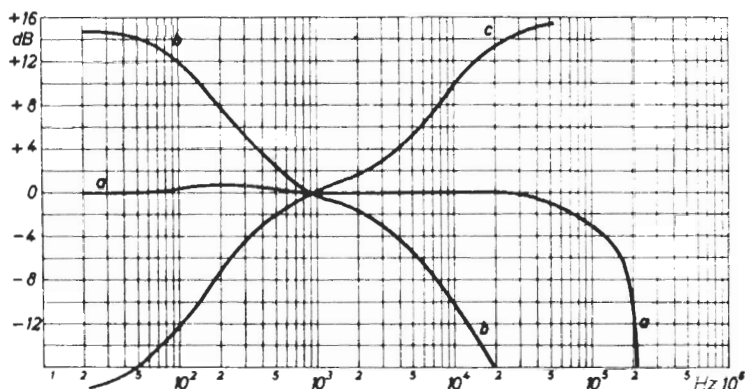


Fig. 33. Frequentiekarakteristieken van de Hi-Fi versterker met 2 x ECL 86 in balans klasse AB; (a) met de toonregelingen in de „rechte” stand, (b) met basregeling op maximum en diskantregeling op minimum, (c) met basregeling op minimum en diskantregeling op maximum.

densator over  $R_{24}$  kleiner te kiezen; deze maatregel zal evenwel ook de maximum basversterking door middel van de toonregeling met enige dB's verminderen. Als  $C_{13}$  een waarde krijgt van  $0,1 \mu\text{F}$ , zal de frequentie-karakteristiek recht zijn tussen 50 Hz en 1 kHz.

### Vermogenskarakteristiek

De vermogenskarakteristiek bij 1% vervorming is in Fig. 34 gegeven. Het blijkt dat een uitgangsvermogen van 10 W beschikbaar is in het frequentiegebied van 60 Hz tot 10 kHz. Bij een uitgangsvermogen van 5 W is het frequentiegebied van 45 Hz tot 15 kHz uitgebreid.

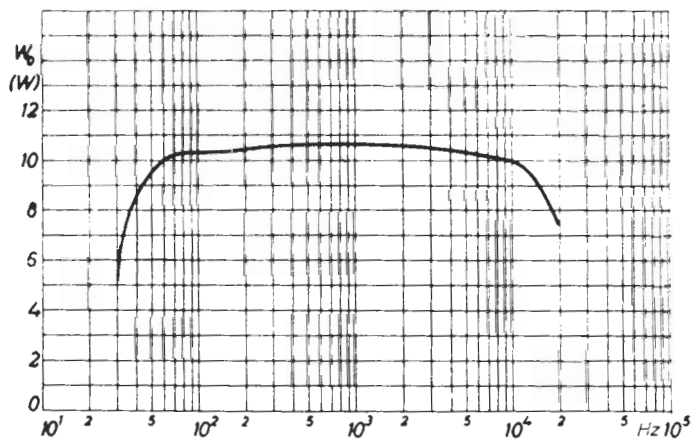


Fig. 34. Vermogenskarakteristiek van de Hi-Fi versterker gemeten bij 1% harmonische vervorming.

### Harmonische- en intermodulatievervorming

De harmonische vervorming is gemeten bij frequenties van 1 kHz, 60 Hz en 10 kHz. De resultaten zijn in de krommen van Fig. 35 afgebeeld. Het blijkt dat bij een uitgangsvermogen van 10 W de vervorming beneden 0,75% blijft, maar dit punt is zeer dicht bij de plotselinge toeneming in vervorming die karakteristiek is voor zwaar tegengekoppelde versterkers.

De kromme voor de intermodulatievervorming is in Fig. 36 opgetekend.

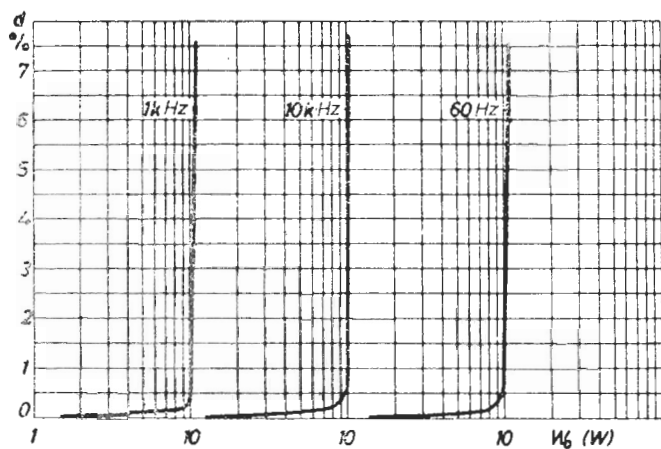


Fig. 35 Harmonische vervorming van de Hi-Fi versterker, gemeten bij frequenties van 1 kHz, 10 kHz en 60 Hz.

Het blijkt dat bij een uitgangsvermogen van 9 W deze vervorming slechts 0,5% is maar dat ze bij 10 W stijgt tot 1,8%.

Omdat de vermogenskarakteristiek en de harmonische- zowel als de intermodulatievervorming uit kwaliteitsoverwegingen een zeer gunstig beeld geven bij een uitgangsvermogen van 9 W, is het goed dit een 9 W versterker te noemen.

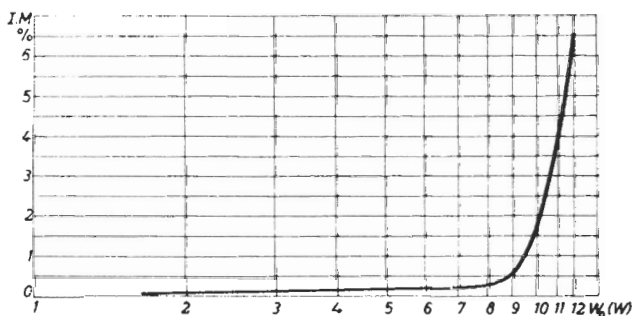


Fig. 36. Intermodulatievervorming gemeten bij frequenties van 40 Hz en 10 kHz, in een amplitudeverhouding van 4 : 1. Het equivalente uitgangsvermogen is op de horizontale as gegeven.

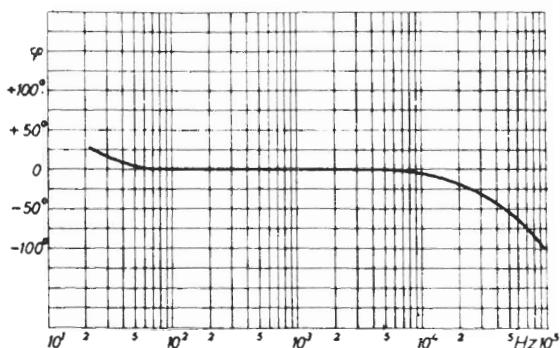


Fig. 37. Faseverschuiving tussen ingangs- en uitgangssignaal als functie van de frequentie.

### Faseverschuiving

Fig. 37 toont de faseverschuiving tussen het ingangs- en het uitgangssignaal. Het blijkt dat de faseverschuiving beneden 25% blijft tussen 25 Hz en 25 kHz. Uit het verloop van de kromme blijkt dat de stabiliteit van de versterker uitstekend is.

### R.I.A.A. Correctie

De correctie karakteristiek voor magneto-dynamische pick-ups is in Fig. 38 gegeven. Het blijkt dat deze geheel in overeenstemming is met de R.I.A.A. standaard.

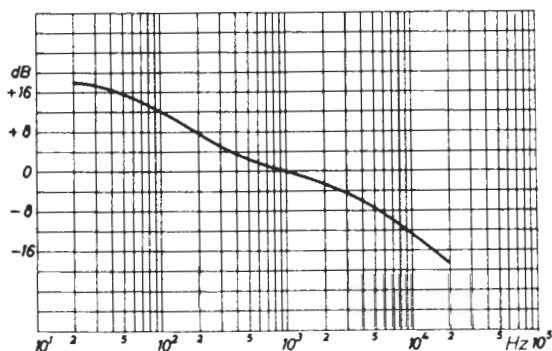


Fig. 38. Correctie karakteristiek van de voortrap met EF 86, voor gebruik met magneto-dynamische pick-up.

## 20 W HI-FI VERSTERKER MET $2 \times 2$ EL 84 EINDPENTODES IN BALANS

Wanneer een groter uitgangsvermogen dan 10 W nodig is, kan men bijvoorbeeld een versterkerontwerp kiezen met twee EL 34 eindpentodes in balans. Men kan evenwel ook twee EL 84 pentodes voor iedere helft van de balanstrap parallel schakelen, zodat men in totaal met vier eindbuizen werkt. Dit heeft het nadeel dat de montage gecompliceerder wordt en men een iets groter chassis nodig heeft, maar aan deze schakeling zijn enkele voordelen verbonden die zeker de moeite van het overwegen waard zijn, namelijk:

1) De eindtrap werkt met lagere anodespanning, zodat de voedingstransformator en de afvlakcondensatoren minder duur zijn.

2) De stuurspanning is gelijk aan die van de 10 W versterker, dus betrekkelijk laag, wat gunstig is voor geringe vervorming in de voortrappen.

3) De gunstigste belastingsweerstand tussen de anodes is belangrijk lager dan bij EL 34 buizen, zodat de spreidingszelfinductie van de uitgangstransformator gemakkelijker laag gehouden kan worden en een sterke tegenkoppeling kan worden aangebracht zonder kans op instabiliteit.

Het hier beschreven ontwerp is vooral voor amateurs zeer interessant omdat het veel mogelijkheden biedt tot experimenteren, zowel met de aanpassing als met de instelling van de eindbuizen.

### SCHEMABESCHRIJVING

Het schema van de versterker is gegeven in Fig. 39. De versterker is met zes buizen uitgerust, namelijk een ECC 83 dubbele triode als voorversterker en faseomkeerbuis in een schakeling met positieve terugkoppeling, vier eindpentodes EL 84 en een GZ 34 gelijkrichtbuis.

De eindbuizen zijn twee aan twee parallel geschakeld, zodat de steilheid is verdubbeld, de inwendige weerstand en de aanpasweerstand zijn gehalveerd, en ook het uitgangsvermogen is verdubbeld in vergelijking met de normale eindtrap met twee buizen. De eindbuizen zijn ingesteld met vaste negatieve roosterspanning. Indien voor iedere buis een individuele katodeweerstand was gebruikt, zouden inderdaad de verschillen in de karakteristieken binnen de normale productiespreiding grotendeels zijn opgeheven door de gelijkstroomtegenkoppeling. De instelling met vaste negatieve

roosterspanning, die kan worden geregeld met  $R_{12}$ , terwijl de gelijkstroombalans kan worden ingesteld met  $R_{13}$ , maakt de schakeling zeer interessant uit een oogpunt van eindtrapinstelling. De eindtrap kan worden ingesteld in klasse AB met normale en met lage belasting, en zelfs kan door regeling van de negatieve roosterspanning de klasse B instelling worden bereikt. Het grote aantal aftakkingen op de secundaire van de gebruikte uitgangstransformator maakt het mogelijk de belasting van de eindbuizen over een groot gebied te variëren. De uitgangstransformator die bij het experimentele model van deze versterker is gebruikt is type 4-U-63 van Unitran, welke toevallig voorhanden was. De specificatie van deze transformator is als volgt:

Maximum uitgangsvermogen	35 W
Primaire aanpassingsimpedantie	3,6 k $\Omega$
Impedantie tussen schermroosteraftakkingen	670 $\Omega$
Secundaire aanpassingsimpedantie	3-5-7-15-400 $\Omega$
Frequentiekarakteristiek recht binnen 1 dB	15 Hz — 50 kHz
Maximum primaire gelijkstroom	$2 \times 175$ mA
Maximum primaire onbalans	7 mA
Primaire gelijkstroomweerstand	$2 \times 95$ $\Omega$
Primaire zelfinductie	90 H
Spreidingszelfinductie tussen de primaire wikkelingen	3,5 mH
Spreidingszelfinductie tussen primaire en secundaire	10 mH
Spreidingsresonantiefrequentie	100 kHz

Uit het bovenstaande volgt dat de transformator ook de mogelijkheid biedt de versterker ultra-lineair uit te voeren met de schermroosteraftakking op ongeveer 23% van het aantal windingen, hetgeen overeenkomt met de tweede instelling gegeven in Tabel 1 (blz. 9) voor twee buizen EL 84. Van dit experiment zijn echter geen metingen voorhanden.

De transformator is gewikkeld op een kern van hoge permeabiliteit, waardoor het mogelijk is hem te gebruiken voor impedanties die  $\pm 30\%$  afwijken van de nominale waarden. Dit maakt het experimenteren met deze schakeling mogelijk en aantrekkelijk. Aanwijzingen omtrent de resultaten die mogen worden verwacht en waarden van onderdelen volgen uit de beschrijving van de vorige versterker.

De fazeomkeerschakeling en de voorversterking die in dit schema zijn gebruikt zijn reeds in het eerste hoofdstuk beschreven. De instelling van de

ECC 83 is zo gekozen dat een ongeveer 220-voudige versterking is bereikt, waardoor een betrekkelijk grote gevoeligheid mogelijk is met weinig buizen en onderdelen.

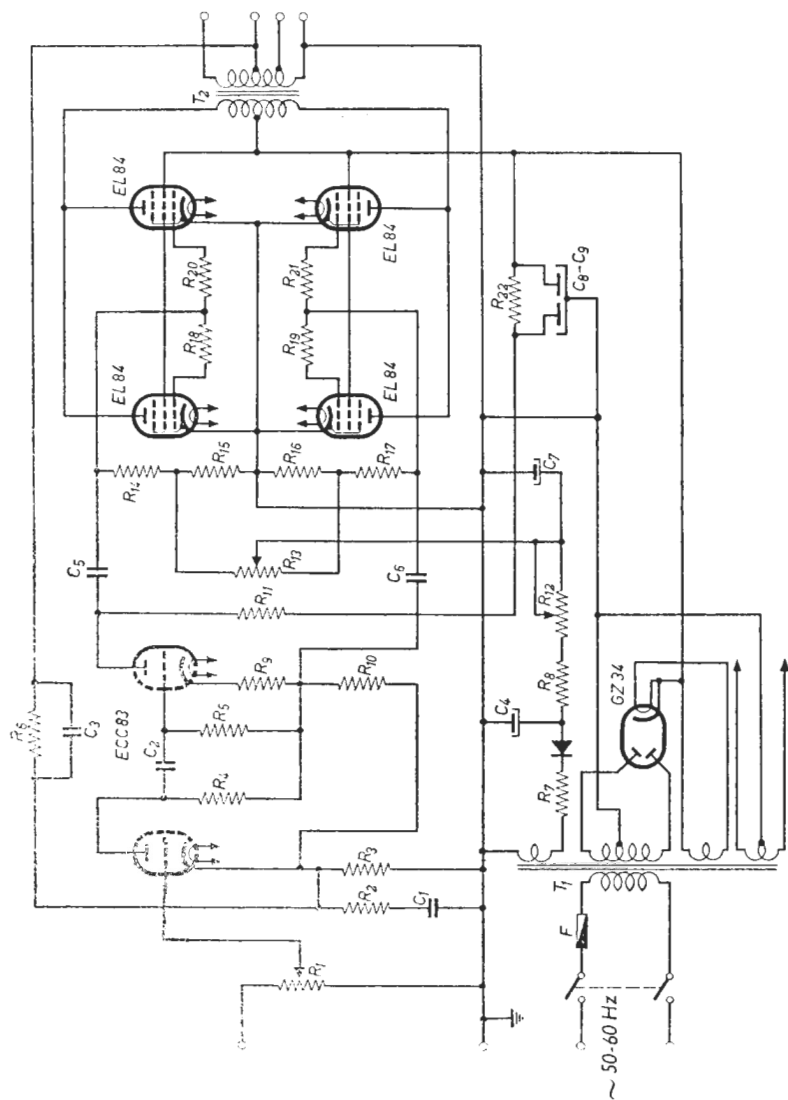


Fig. 39. Schema van de 20 W balansversterker met 2 x eindpentodes EL 84 in de eindtrap.

*Waarden van onderdelen*

$R_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$ , lin.	$R_{17} = 330 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W
$R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{18} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W
$R_3 = 1,2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{19} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W
$R_4 = 150 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{20} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$R_{21} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W
$R_6 = 27 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{4}$ W <sup>1)</sup>	$R_{22} = 27 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W
$R_7 = 2,7 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_1 = 2700 \text{ pF} \pm 5\%$
$R_8 = 27 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_2 = 0,1 \mu\text{F} \pm 20\%$ , 350 V wksp
$R_9 = 3,3 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{2}$ W	$C_3 = 56 \text{ pF} \pm 5\%$
$R_{10} = 150 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{4}$ W <sup>1)</sup>	$C_4 = 25 \mu\text{F}$ , 50 V wksp
$R_{11} = 160 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ , $\frac{1}{4}$ W <sup>1)</sup>	$C_5 = 0,1 \mu\text{F} \pm 10\%$ , 350 V wksp
$R_{12} = 25 \text{ k}\Omega$ , lin.	$C_6 = 0,1 \mu\text{F} \pm 10\%$ , 350 V wksp
$R_{13} = 50 \text{ k}\Omega$ , lin.	$C_7 = 50 \mu\text{F}$ , 25 V wksp
$R_{14} = 330 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_8 = 32 \mu\text{F}$ , 350 V wksp
$R_{15} = 56 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	$C_9 = 64 \mu\text{F}$ , 350 V wksp
$R_{16} = 56 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , $\frac{1}{4}$ W	

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn.

De tegenkoppeling is afgenomen van de  $15 \Omega$  aftakking op de secundaire van de uitgangstransformator. De rondversterking is voor de hoge frequenties verlaagd door  $C_3$  (56 pF) parallel te plaatsen aan de tegenkoppelweerstand  $R_6$ , en door middel van het hoogdoorlaatfilter  $R_2C_1$  (3,9 k $\Omega$  en 2700 pF) parallel aan de katodeweerstand van de eerste triode. In de experimentele versterker – en een vrij groot aantal copieën daarnaar gemaakt – werden geen instabiliteitsverschijnselen waargenomen.

Het is wel goed op dit punt even in te gaan op het verschil in gedrag van een versterker met vaste negatieve roosterspanning en een met automatische negatieve roosterspanning door middel van katodeweerstanden.

Wanneer bij de eerstgenoemde versterker de geluidsterkte met de volumeregelaar langzaam wordt opgevoerd, zullen we een punt bereiken waar de versterker plotseling een zeer sterke vervorming begint te vertonen. Bij de versterker met katodeweerstanden is de overgang van niet vervormd geluid naar goed waarneembare vervorming veel geleidelijker, waardoor het lijkt of bij overigens gelijk gedimensioneerde versterkers, die met automatische negatieve roosterspanning een groter onvervormd vermogen kan afgeven.

Dit verschijnsel kan als volgt worden verklaard. Ernstige vervorming neemt men pas waar als er roosterstroom gaat lopen in de eindtrap. Bij de versterker met vaste negatieve roosterspanning, zal het inzetten van roosterstroom gepaard gaan met een verhoging van de negatieve roosterspanning, door de spanningsval over de roosterweerstanden van de eindbuizen. Nu



was de eindtrap door het verschuiven van het werkpunt bij volle uitsturing al tot B instelling genaderd; de toeneming van de negatieve roosterspanning door de roosterstroom doet er nog een schepje op, zodat er kans bestaat dat het afknijppunt van de buizen wordt gepasseerd, met als gevolg zeer grote vervorming. Het effect wordt nog versterkt door het feit dat, wegens de hoge negatieve roosterspanning in de eindtrap, de anode- en schermroosterstromen verminderen, zodat de voedingsspanning van het plaatstroom gedeelte begint te stijgen. Hierdoor stijgt de spanning op de voorbuizen, die daardoor iets meer gaan versterken, zodat de vervorming nog meer toeneemt. Maar daar bovendien door het afknijpen van de eindtrap het uitgangssignaal afneemt, wordt de tegenkoppelspanning op de voorbuizen verkleind, wat ook nog eens een grotere versterking met zich brengt. Het inzetten van roosterstroom heeft dus tot gevolg een reeks van cumulatieve effecten, die alle tot zeer grote vervorming aanleiding geven.

Bij automatische negatieve roosterspanning, die in feite positieve katodespanning is, verloopt dit verschijnsel heel anders. Het inzetten van roosterstroom heeft ook hier een toeneming van de negatieve roosterspanning tot gevolg. Echter, door het daarmee samenhangende dalen van de anode- en schermroosterstromen, wordt de positieve katodespanning lager, zodat van vastlopen van de buizen niet in dezelfde mate sprake is. Doordat de genoemde stromen niet zo sterk afnemen, blijft de voedingsspanning beter constant, zodat de effecten in de voortrappen ook niet zo sterk optreden. De overgang naar ernstige vervorming is daardoor minder plotseling.

Een tweede punt is, dat de verschijnselen bij de versterker met vaste negatieve roosterspanning een zekere dode gang vertonen. Dit wil zeggen dat, als men een sinussignaal op de ingang zet en het uitgangssignaal met een oscilloscoop bekijkt, men zal waarnemen dat bij het opvoeren van het signaal de vastloopverschijnselen plotseling inzetten, maar dat men de signaalsterkte aanmerkelijk lager moet maken om deze weer op te heffen. Dit houdt in dat bij een plotselinge piek in de weergave van muziek, de direct daarop volgende zachtere passage ook nog vervorming vertoont. Bij de versterker met automatische negatieve roosterspanning is dit niet het geval.

Het spreekt vanzelf dat, wanneer men met ruim gedimensioneerde versterkers werkt, waarbij men nooit tot uitsturing in roosterstroom geraakt, het geen verschil maakt hoe de negatieve roosterspanning wordt verkregen.

### *Voeding*

Voor normale belasting moet de voedingstransformator de volgende secundaire spanningen en stromen kunnen leveren:  $2 \times 300 V_{\text{eff}}$ , 225 mA;  $25 V_{\text{eff}}$ , 5 mA;  $6,3 V_{\text{eff}}$ , 3,5 A en  $5 V_{\text{eff}}$ , 2 A. Het is wel gewenst een extra 6,3 V wikkeling te hebben voor de gloeistroom van de voorversterker, wanneer deze uit de krachtversterker wordt gevoed. De extra 3 tot 5 mA die de hoogspanning moet leveren kan gemakkelijk van het plaatstroomgedeelte worden afgenomen. Een AM/FM voorzetapparaat voor radio-ontvangst kan men beter met een eigen voeding uitrusten. De 30 tot 50 mA die daarvoor nodig zijn bij een betrekkelijk lage spanning (meestal realiseert men zich niet dat men dergelijke apparaten, die alleen een hoog- en middenfrequentiedeel bevatten, gerust met 150 V kan voeden) maken de voedingstransformator nodeloos kostbaar en stellen in verband met de rimpelstroom hoge eisen aan de buffercondensator.

Wanneer met deze versterker uitsluitend met de instelling voor lage belasting wordt gewerkt, kan de voeding nog voordeliger worden gemaakt. Men heeft een transformator voor slechts 160 mA nodig, en daar de gemiddelde anodestroom beneden 150 mA blijft, kan de EZ 81 als gelijkrichtbuis worden gebruikt. Deze buis is gemaakt voor een gemiddelde gelijkgerichte stroom van 150 mA en voor piekstromen van 450 mA. De korte stroomstoten tijdens spanningspieken in de weergave kunnen dus goed worden geleverd.

De roosterspanning voor de eindbuizen wordt verkregen van een 25 V wikkeling op de voedingstransformator, en wordt gelijkgericht met een germanium diode OA 85, welk type betrekkelijk hoge tegenspanningen kan verdragen. Door middel van  $R_{12}$  wordt de spanning zo ingesteld, dat iedere eindbuis 36 mA anodestroom opneemt bij normale belasting, of 24 mA bij lage belasting. De gelijkstroombalans wordt ingesteld met  $R_{13}$ .

### *Frequentiekarakteristiek en vervorming*

In Fig. 40 is de frequentiekarakteristiek opgenomen met en zonder tegenkoppeling. De harmonische vervorming is gemeten bij 40 Hz en 1 kHz en de resultaten zijn gegeven in de krommen van Fig. 41. Het spreekt vanzelf dat deze krommen zijn opgenomen bij normale belasting.

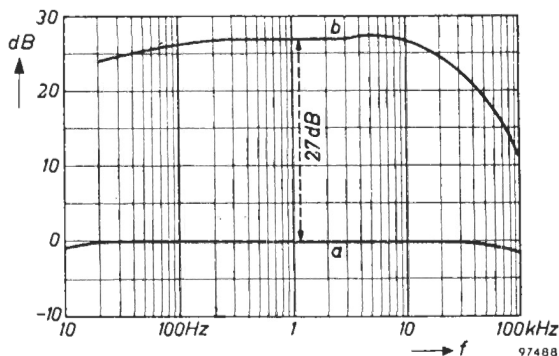


Fig. 40. Frequentiecarakteristiek met tegenkoppeling (*a*) en zonder tegenkoppeling (*b*) van de 20 W versterker met 2 x 2 EL 84 pentodes in de eindtrap. De tegenkoppeling is 27 dB bij 1 kHz.

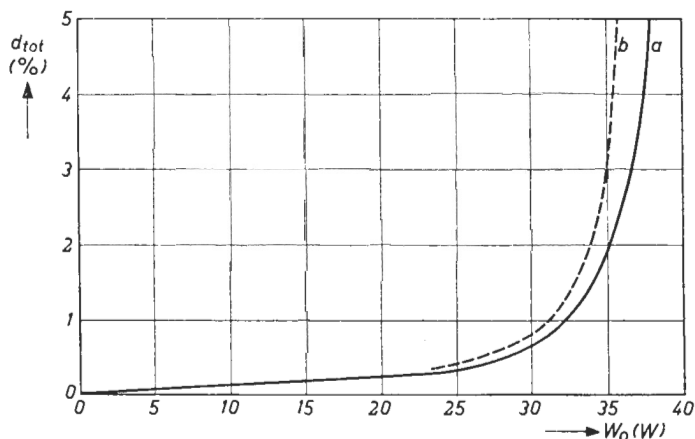


Fig. 41. Harmonische vervorming  $d_{tot}$  als functie van het uitgangsvermogen gemeten bij 1 kHz (*a*) en bij 40 Hz (*b*).

## 20 W HI-FI VERSTERKER MET $2 \times$ EL 34 IN EEN ULTRA-LINEAIRE BALANSSCHAKELING

De hier beschreven versterker is gebaseerd op de in Hoofdstuk I beschreven metingen aan twee EL 34 pentodes in een ultra-lineaire balansschakeling. De resultaten stemmen geheel overeen met de gunstige cijfers die bij die metingen waren verkregen, want de vervorming is bij het nominale uitgangsvermogen buitengewoon laag, namelijk kleiner dan een half promille ( $< 0,05\%$ ), gemeten bij 400 Hz en 20 W uitgangsvermogen. De intermodulatievervorming is slechts  $0,7\%$  bij een equivalent uitgangsvermogen van 20 W, gemeten met frequenties van 40 Hz en 10 kHz in een amplitudeverhouding van 4 : 1. Bij 29 W equivalent uitgangsvermogen is deze vervorming slechts  $1\%$ . De vermogenskarakteristiek is recht binnen 0,5 dB tussen 30 Hz en 20 kHz, vergeleken met het 1 kHz niveau bij 20 W uitgangsvermogen, en de frequentiekarakteristiek gemeten bij 1 W is recht binnen 1 dB van 2 Hz tot 100 kHz. De uitgangsimpedantie is slechts  $0,3 \Omega$ , gemeten bij 40 Hz, 1 kHz en 20 kHz, zodat de luidsprekers uitstekend zijn gedempt.

De gevoeligheid van de versterker is 220 mV voor 20 W uitgangsvermogen, en het is dus nodig gebruik te maken van een voorversterker, bij voorkeur met egalisatie, die alle regelorganen bevat. Een passende voorversterker is in Hoofdstuk III beschreven.

### SCHEMABESCHRIJVING

De versterker is uitgerust met de buizen EF 86, ECC 83,  $2 \times$  EL 34 en de GZ 34 als gelijkrichter, zoals blijkt uit het in Fig. 42 gegeven schema.

De beide eindbuizen zijn gebruikt in een ultra-lineaire balansschakeling met schermroosteraftakkingen op 40% van het aantal windingen gerekend vanaf de middenaftakking. De belastingsweerstand tussen de anodes is  $6,6 k\Omega$ . De voedingsspanning is 440 V aan het midden van de uitgangstransformator; de gezamenlijke anode- en schermroosterdissipatie is 28 W voor elke eindbuis. Het bleek dat bij deze verhouding tussen anode- en schermroosterbelasting betere lineariteit bij vermogens boven 15 W werd bereikt als weerstanden van  $1 k\Omega$  werden geschakeld in serie met de schermroosters. De kleine vermindering van piekvermogen die hiervan het gevolg is, is praktisch verwaarloosbaar.

De eindtrap is met gescheiden katodeweerstanden uitgevoerd, om de on-

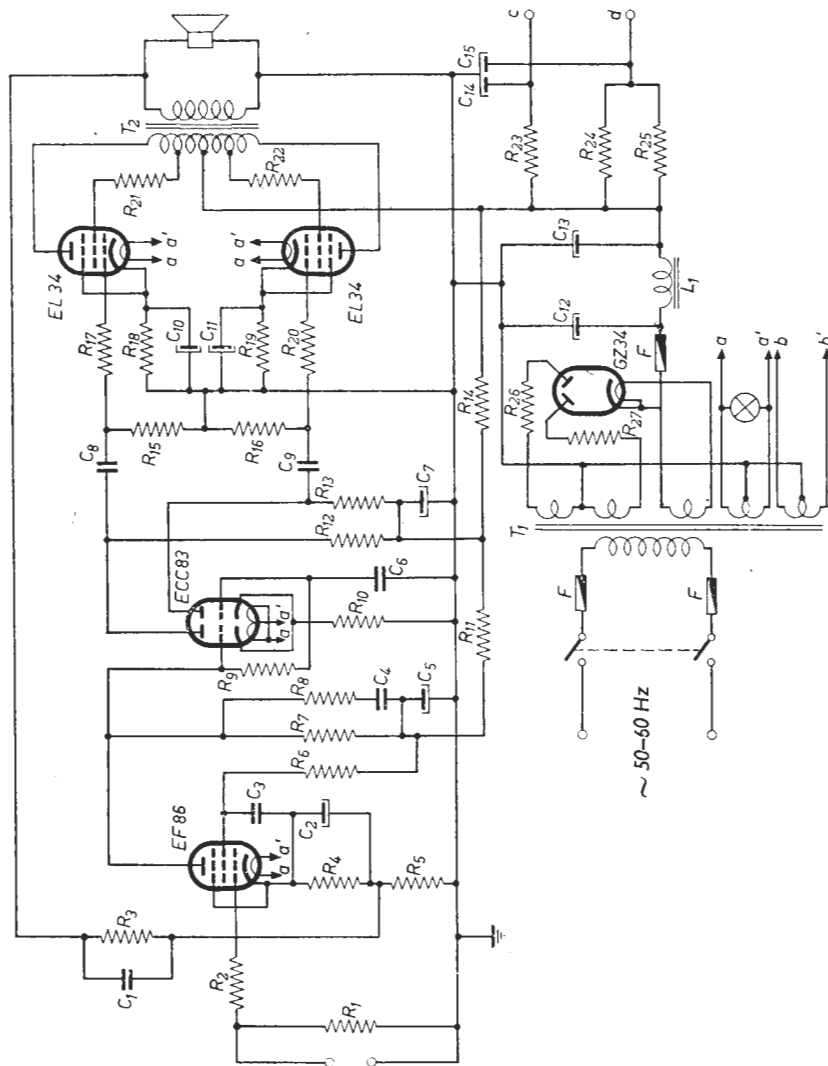


Fig. 42. Schema van de 20 W versterker met 2 x EL 34.

## Waarden van onderdelen

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{22} = 1 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$
$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{23} = 56 \text{ k}\Omega \pm 10\%, 1 \text{ W}$
$R_3 = \text{hoge stab.} \pm 5\%$	$R_{24} = 12 \text{ k}\Omega \pm 20\%, 6 \text{ W}$
$12-16 \Omega \text{ aanp.: } 8,2 \text{ k}\Omega$	$R_{25} = 12 \text{ k}\Omega \pm 20\%, 6 \text{ W}$
$6-8 \Omega \text{ aanp.: } 5,6 \text{ k}\Omega$	$R_{26} = \left. \begin{array}{l} \text{zie tekst blz. 69} \\ \pm 5\% \end{array} \right\}$
$R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%$	$R_{27} = \left. \begin{array}{l} \pm 5\% \\ 12-16 \Omega \text{ aanp.: } 220 \text{ pF} \\ 6-8 \Omega \text{ aanp.: } 330 \text{ pF} \end{array} \right\}$
$R_5 = 100 \Omega \pm 5\%$	$C_2 = 50 \mu\text{F}, 12 \text{ V wksp}$
$R_6 = 390 \text{ k}\Omega \pm 10\%$	$C_3 = 56\,000 \text{ pF}, 350 \text{ V wksp}$
$R_7 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%$	$C_4 = 47 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_8 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_5 = 8 \mu\text{F}, 450 \text{ V wksp}$
$R_9 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_6 = 0,22 \mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{10} = 82 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_7 = 8 \mu\text{F}, 450 \text{ V wksp}$
$R_{11} = 270 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_8 = 0,47 \mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{12} = 180 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^2)$	$C_9 = 0,47 \mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{13} = 180 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^2)$	$C_{10} = 50 \mu\text{F}, 50 \text{ V wksp}$
$R_{14} = 15 \text{ k}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{11} = 50 \mu\text{F}, 50 \text{ V wksp}$
$R_{15} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \tau \text{ W}$	$C_{12} = 50 \mu\text{F}, 450 \text{ V wksp}$
$R_{16} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{13} = 50 \mu\text{F}, 450 \text{ V wksp}$
$R_{17} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{14} = \left. \begin{array}{l} 2 \times 8 \mu\text{F}, 450 \text{ V wksp} \\ C_{15} \end{array} \right\}$
$R_{18} = 470 \Omega \pm 5\%, 3 \text{ W},^3)$	
$R_{19} = 470 \Omega \pm 5\%, 3 \text{ W},^3)$	
$R_{20} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	
$R_{21} = 1 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn.

<sup>2)</sup> Binnen 5 % aan elkaar gelijk,  $R_{13}$  groter dan  $R_{12}$ .

<sup>3)</sup> Draadgewonden weerstanden.

balans in de gelijkstroom door de primaire van de uitgangstransformator zo gering mogelijk te houden. Het afzonderlijk instellen van de gelijkstroombalans wordt niet noodzakelijk geacht, maar het is mogelijk dat enige verbetering op de laagste frequenties kan worden bereikt wanneer dit wel geschiedt. In deze schakeling moeten de katodeweerstanden worden ontkoppeld, zelfs als een gemeenschappelijke weerstand wordt gebruikt. Een lage tijdconstante in de katodekring is noodzakelijk bij automatische negatieve roosterspanning.

Evenals bij de 10 W versterker, is een ECC 83 gebruikt voor de gecombineerde functies van stuurversterker en fazeomkeerbuï. Met de hoge voedingsspanning die beschikbaar is, kan de nodige stuurspanning worden verkregen bij een vervorming van slechts 0,4%. De weerstanden  $R_{12}$  en  $R_{13}$  van 180 k $\Omega$  moeten binnen 5% aan elkaar gelijk zijn,  $R_{13}$  moet de hoogste waarde hebben.

De balans van het stuursignaal is optimaal als de effectieve anodebelastingen van de ECC 83 3% verschillen. Daarom moeten de roosterweerstand

den  $R_{15}$  en  $R_{16}$  onderling weinig van elkaar verschillen, daar zij een deel van de anodebelasting van de stuurtrap vormen. De balans van het stuursignaal bij hoge frequenties wordt geheel beheerst door de montage daar de parallelcapaciteiten in de anodekringen zoveel als mogelijk gelijk moeten zijn.

De balans op de lage frequenties wordt beheerst door de tijdconstante  $R_9C_6$  in de roosterkring van de ECC 83. Bij de gekozen waarde van 0,25 is de balans tot op zeer lage frequenties verzekerd.

Een nadeel van de fazeomkeerschakeling met katodekoppeling is de geringe versterking, die slechts de helft is van die wanneer een buishelft als normale spanningsversterker wordt gebruikt. Het versterkingscijfer van de gekozen schakeling is evenwel toch nog 25, zodat met voorschakeling van een EF 86 de gevoeligheid voldoende is.

De voortrap is voorzien van een EF 86, die bij de gekozen instelling ongeveer 120 maal versterkt. Het gebruik van de zeer stabiele opgedampte koolweerstand in deze trap is aan te bevelen, daar dit in hoge mate bijdraagt tot geringe ruis en lage intermodulatievorming. De voortrap is direct gekoppeld met de fazeomkeerbuis, zodat de roosters daarvan op het gewenste positieve potentiaal worden gebracht en de fazeverschuiving bij lage frequenties is vermeden, terwijl de stabiliteit goed blijft ook bij sterke tegenkoppeling.

### *De tegenkoppeling*

De gevoeligheid van de versterker zonder tegenkoppeling is 6,5 mV voor 20 W uitgangsvermogen; met tegenkoppeling is ongeveer 220 mV nodig voor hetzelfde vermogen, daar de gemiddelde rondversterking ongeveer 30 dB is. De rondversterking, de frequentiekaracteristiek en de fazeverschuiving kunnen worden afgelezen uit de grafieken in Fig. 43.

Niettegenstaande de sterke tegenkoppeling is uitstekende stabiliteit in het proefmodel van deze versterker zelfs in onbelaste toestand verkregen. Vergroting van de tegenkoppeling met 10 dB, verkregen door de waarde van  $R_3$  te verminderen, moet mogelijk zijn voordat verschijnselen van instabiliteit in de hoge frequenties optreden. In een dergelijk ontwerp zullen het eerste oscillatieverschijnselen worden waargenomen met een capacatieve belasting, maar zelfs met zeer lange luidsprekerleidingen behoeft men geen gevaar van instabiliteit te vrezen.

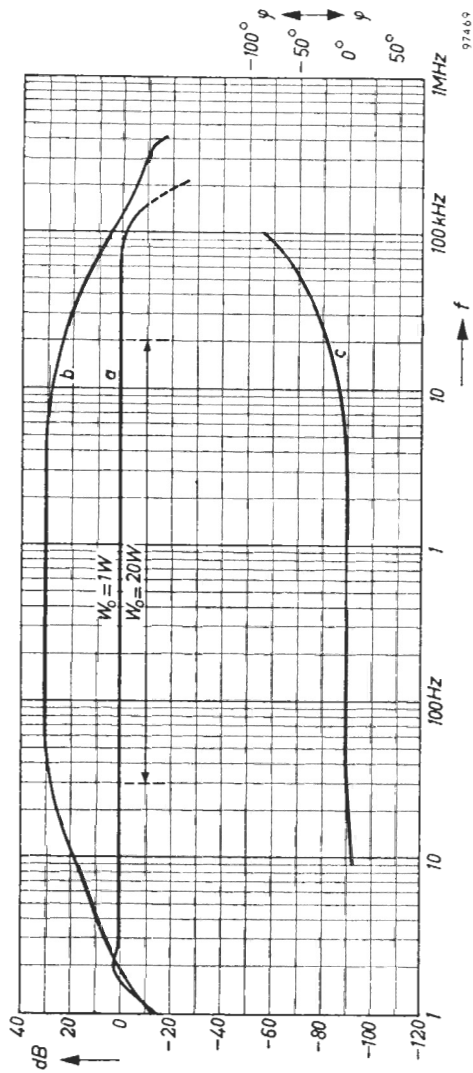


Fig. 43. Frequentiearakteristiek (a); rondversterking (b); en fazedraaing (c); gemeten aan de 20 W ultra-lineaire versterker met  $2 \times EL 34$ .



### Vervorming

De harmonische vervorming gemeten bij 400 Hz, zonder tegenkoppeling en bij belasting met een weerstand, is gegeven in kromme (a) van Fig. 44. De vervorming tot het overbelastingspunt met 30 dB tegenkoppeling is ook gegeven (kromme b). Bij nominaal uitgangsvermogen (20 W) is de vervorming zonder tegenkoppeling beduidend beneden 1%, en met tegenkoppeling zelfs beneden 0,05%. De harmonische vervorming bij 400 Hz bereikt 0,1% bij ongeveer 27 W uitgangsvermogen.

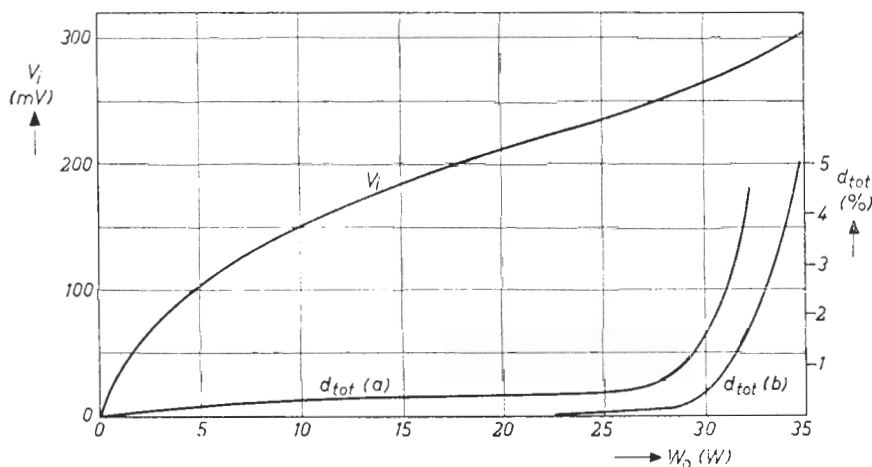


Fig. 44. Totale harmonische vervorming: (a) zonder tegenkoppeling, (b) met tegenkoppeling en de ingangsspanning ( $V_i$ ) als functies van het uitgangsvermogen, gemeten aan de 20 W versterker bij een frequentie van 400 Hz.

De karakteristiek voor de rondversterking is zodanig dat tenminste 20 dB tegenkoppeling gehandhaafd blijft van 15 Hz tot 25 kHz, en 26 dB naar de lage frequenties tot 30 Hz.

De intermodulatievervorming is gemeten met frequenties van 40 Hz en 10 kHz in een amplitudeverhouding van 4 : 1. Met een piek amplitude van het mengsignaal, die overeenkomt met de topwaarde van de amplitude van een sinussignaal bij 20 W uitgangsvermogen, was het intermodulatiesignaal slechts 0,7% van de 10 kHz amplitude, en bij een equivalent vermogen van 29 W ongeveer 1%.

In Fig. 45 is de ingangsspanning uitgezet tegen de uitgangsspanning gemeten over een weerstand van  $15 \Omega$ . Het blijkt dat uitstekende lineariteit is gehandhaafd tot 20 V spanning, wat overeenkomt met een vermogen van 27 W.

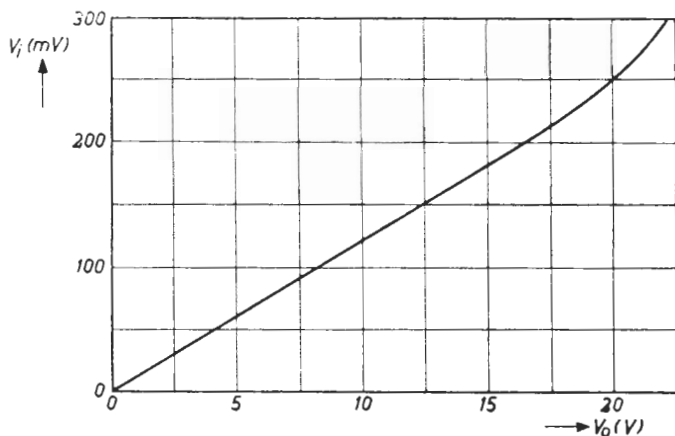


Fig. 45. Ingangsspanning als functie van de uitgangsspanning met  $15 \Omega$  belasting aan de secundaire van de uitgangstransformator.

### Gevoeligheid

De gevoeligheid van de versterker gemeten bij 1000 Hz is ongeveer 220 mV voor 20 W uitgangsvermogen, en 300 mV bij het overbelastingspunt. Het achtergrondgeruis gemeten aan het proefmodel was 89 dB beneden 20 W, bij een signaalgenerator weerstand van  $10k\Omega$ . Dit komt overeen met ongeveer  $5,5 \mu\text{V}$  aan de ingangsklemmen. Het is mogelijk de gevoeligheid 6 dB op te voeren met behoud van het lage ruisniveau, hoge rondversterking en grote stabiliteit. Maar de overwegingen die samenhangen met het ontwerp van een passende voorversterker, in het bijzonder met betrekking tot een gunstige signaal-ruisverhouding, maken dat een hogere gevoeligheid een zeer twijfelachtig voordeel lijkt.

### Vermogenskarakteristiek

De vermogenskarakteristiek bij lage frequenties wordt hoofdzakelijk beheerst door de kwaliteit van de uitgangstransformator. Het is, zoals bij alle

versterkers, gewenst dat de bijbehorende voorversterker de zeer lage frequenties, die de versterker toch niet kan weergeven bij het nominale uitgangsvermogen zonder in vervorming te lopen, voldoende verzwakt. Met de uitgangstransformator die hieronder wordt beschreven, is nog zeker 20 W beschikbaar tot 20 Hz, en de vermogenskarakteristiek is recht van 30 Hz tot 20 kHz. Deze transformator is evenwel zeer kostbaar en moeilijk te vervaardigen. Er is een iets kleinere en minder dure transformator in de handel, type AD 9021, die een lagere primaire zelfinductie heeft en die voor de bovenste frequentiegebieden ongeveer dezelfde resultaten geeft. Wanneer deze transformator wordt gebruikt, begint de frequentiekarakteristiek beneden 10 Hz snel te dalen, en de vermogenskarakteristiek is recht tot ongeveer 45 Hz. Het uitgangsvermogen is uiteraard ook kleiner.

#### *De uitgangstransformator*

De uitgangstransformator is gewikkeld voor aanpassingen van 6 — 8  $\Omega$  en van 12 — 16  $\Omega$ . De primaire zelfinductie, gemeten bij 5 V, 50 Hz, is 72 H; bij 10 V, 50 Hz is zij 120 H. De spreidingszelfinductie is, met de secundaire kortgesloten, 8 mH, en met een helft van de primaire kortgesloten, 6 mH. De totale primaire weerstand is 310  $\Omega$ , die van de secundaire is 0,45  $\Omega$  bij 12 — 16  $\Omega$  aanpassing en 0,18  $\Omega$  bij 6 — 8  $\Omega$  aanpassing. De maximale dichtheid van de magnetische krachtstroom ( $B_{\max}$ ) is 5800 gauss, gemeten bij 20 Hz en 500 V piekspanning.

De spoelen zijn gewonden op een vorm die nauwkeurig door een middenschot is verdeeld in twee gelijke helften, die elk een helft van de primaire wikkeling bergen. Ieder van deze helften is onderverdeeld in vijf secties, waartussen de secundaire wikkelingen liggen. Zodoende zijn er 10 primaire wikkelingen, die alle in serie zijn verbonden en 8 secundaire wikkelingen, die gedeeltelijk parallel, gedeeltelijk in serie zijn geschakeld. De details van de uitgangstransformator zijn als volgt:

Kern:	mantelkern, normaal transformatorblik
Afmetingen buitenwerks:	150 x 125 mm (zie Fig. 46)
Kernbreedte:	50 mm
Stapeling:	zonder luchtspleet
Hoogte van de stapeling:	50 mm
Doorsnede:	25 cm <sup>2</sup>

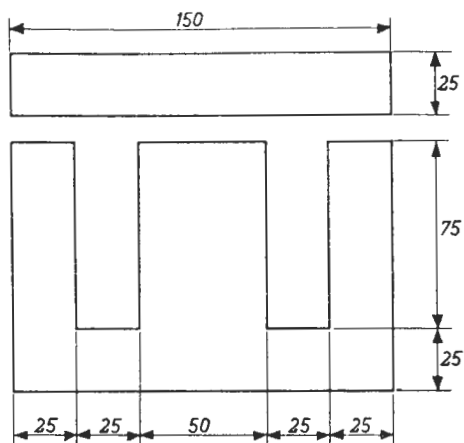


Fig. 46. Afmetingen in mm van de lamellen van de uitgangstransformator.

De afmetingen en de tekening van de kernlamellen zijn in Fig. 46 gegeven. De spoelvorm heeft dubbele flenzen aan de uiteinden en één flens precies in het midden. De wikkelingen beginnen aan de buitenkant en worden opgebracht in de volgorde als aangegeven in de onderstaande tabel.

Wikkeling	Aantal windingen	Draaddikte	Breedte bewikkeld	Aantal lagen
$P_1, P_{10}$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_1, S_8$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_2, P_9$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_2, S_7$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_3, P_8$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_3, S_6$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_4, P_7$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_4, S_5$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_5, P_6$	380	0,28 mm	32 mm	4

Er is uitsluitend geëmailleerd koperdraad gebruikt. In het experimentele model zijn de wikkelingen geïsoleerd met een laag prespahn van 0,1 mm en twee lagen papier van  $60 \mu$ . Het begin en het einde van elke wikkeling komen telkens tegen de eindflenzen.

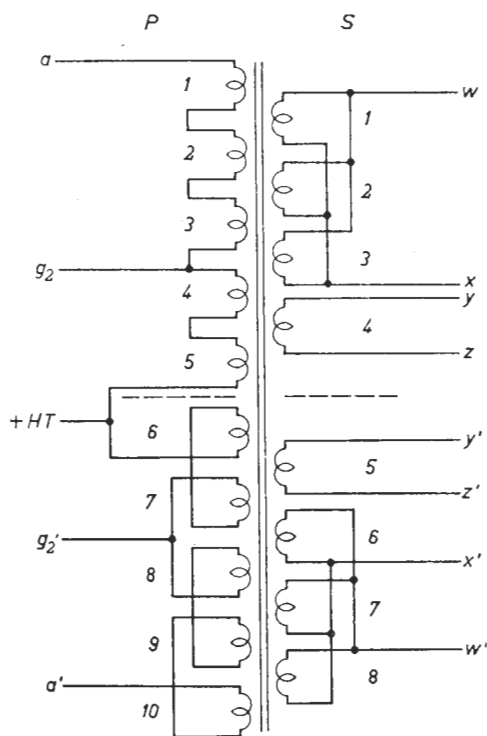


Fig. 47. Verbindingen van de primaire en secundaire windingen.

De volgende inwendige verbindingen moeten worden gemaakt:

einde van $P_1$ aan begin van $P_2$	einde van $P_{10}$ aan begin van $P_9$
einde van $P_2$ aan begin van $P_3$	einde van $P_9$ aan begin van $P_8$
einde van $P_3$ aan begin van $P_4$	einde van $P_8$ aan begin van $P_7$
einde van $P_4$ aan begin van $P_5$	einde van $P_7$ aan begin van $P_6$
einde van $P_5$ aan einde van $P_6$	

Het begin en het einde van elke secundaire spoel  $S_1, S_2, S_3$  en eveneens van

$S_6$ ,  $S_7$ ,  $S_8$  zijn doorverbonden, zodat dit twee groepen worden van drie spoelen parallel; zie ook Fig. 36.

De volgende uitwendige verbindingen worden gemaakt: begin van  $P_1$  naar anode EL 34 (I), begin van  $P_{10}$  naar anode EL 34 (II). De doorverbinding van  $P_3$  en  $P_4$  gaat naar het schermrooster van de EL 34 (I), en die van  $P_7$  en  $P_8$  naar dat van de EL 34 (II). De doorverbinding tussen  $P_5$  en  $P_6$  gaat naar de plus van de hoogspanning.

De verbindingen van de secundaire kunnen het best worden verklaard aan de hand van Fig. 35. Voor  $6 - 8 \Omega$  aanpassing worden de beginpunten van  $S_1$ ,  $S_2$  en  $S_3$  verbonden met het begin van  $S_4$ , en de einden van deze spoelen worden ook met elkaar verbonden; dus  $w$  met  $y$  en  $x$  met  $z$ . Dit geldt ook voor de andere spoelen; dus  $w'$  met  $y'$  en  $x'$  met  $z'$ . De beide aldus gevormde parallelcombinaties worden in serie geschakeld en de luidsprekers worden met  $w$  en  $w'$  verbonden.

Voor  $12 - 16 \Omega$  aanpassing worden de spoelen  $S_4$  en  $S_5$  parallel verbonden ( $y$  aan  $y'$  en  $z$  aan  $z'$ ), de drie groepen worden nu in serie geschakeld, dus  $y$  en  $y'$  aan  $x$ , en  $z$  en  $z'$  aan  $x'$ ; de luidsprekers worden met  $w$  en  $w'$  verbonden.

### *De voeding*

De voedingstransformator moet de volgende secundaire wikkelingen hebben:  $2 \times 410$  V, 180 mA, tenminste wanneer ook een AM/FM radio voorzetapparaat moet worden gevoed. Is dat niet het geval, dan kan met  $2 \times 150$  mA worden volstaan. Verder is er een 5 V, 3 A wikkeling voor de GZ 34; een 6,3 V, 4 A wikkeling voor de gloeidraden van de versterkbuizen en ten slotte een 6,3 V, 3 A wikkeling met middenaftakking voor de gloeidraden van de voorversterker en het AM/FM voorzetapparaat. Wordt dit laatste niet uit de versterker gevoed, dan kan met een stroom van 1 A worden volstaan.

De weerstanden  $R_{26}$  en  $R_{27}$  zijn afhankelijk van de transformatorweerstand, welke voor de GZ 34 ten minste  $2 \times 110 \Omega$  moet zijn.

## 10 W BALANSVERSTERKER VOOR DIRECTE ENERGIE-OVERDRACHT MET $2 \times$ EL 86

Balansversterkers voor directe energie-overdracht werden oorspronkelijk ontworpen voor gebruik in radio-ontvangers, in combinatie met hoogohmige luidsprekers. De schakeling leidt tot een kleine kostenbesparing in de bouw, tot een groter uitgangsvermogen en een betere weergave, vergeleken met de traditionele klasse A eindtrap met een enkele buis. In radio-ontvangtoestellen wordt de toonregeling gewoonlijk in de tegenkoppeling opgenomen, en dikwijls heeft de faseomkering plaats in de eindtrap. Dit leidt niet tot de laagst denkbare vervorming, maar vergeleken met de gebruikelijke ontvanger is de vooruitgang in kwaliteit goed hoorbaar.

De schakeling kan evenwel met meer onderdelen, dus voor hogere prijs, ook zodanig worden gewijzigd dat een buitengewoon geringe vervorming optreedt, en is dan uitermate geschikt voor toepassing in Hi-Fi versterkers. De toonregeling en egalisatie geschieden in een aparte voorversterker, die eventueel met de krachtversterker op hetzelfde chassis kan worden gebouwd.

Een typische moeilijkheid bij het ontwerpen van deze versterkers was gelegen in het feit dat de vervorming niet kon worden gemeten met de gebruikelijke L.F. oscillatoren en vervormingsmeters. De vervorming van de oscillatoren was beduidend groter dan die van de versterker, in het bijzonder bij een klein uitgangsvermogen. Daarom was het nodig om afgestemde L.F. filters tussen de oscillator en de versterker te schakelen; de vervorming werd gemeten met een golfanalysator.

De belangrijkste cijfers van deze versterker zijn:

Nominaal uitgangsvermogen:	10	W
Maximum uitgangsvermogen, vervorming 1%:	11	W
Harmonische vervorming: 11 W	< 1	%
10 W	< 0,3	%
2 W	< 0,02	%
Intermodulatievervorming: equivalent uitgangsvermogen 10 W	< 1,2	%
2 W	< 0,08	%
Frequentiearakteristiek: recht van 7 Hz tot 40 kHz, en — 3,8 dB bij 300 kHz		

Vermogenskarakteristiek bij 1 % harmonische vervorming:

recht van 30 Hz tot 20 kHz. (Wegens het beperkte meetbereik van de vervormingsmeter kon niet bij hogere frequentie worden gemeten.)

Gevoeligheid:

voor 50 mW uitgangsvermogen is het ingangssignaal 40 mV, voor volle uitsturing (11 W), 0,6 V.

Uitgangsimpedantie:

800  $\Omega$

Inwendige weerstand:

50  $\Omega$

#### SCHEMABESCHRIJVING

Het schema van deze versterker is gegeven in Fig. 48. De eindtrap is met twee EL 86 eindpentodes uitgerust, en een ECC 83 dubbele triode is als voorversterker en fazeomkeerbuis gebruikt op de wijze die in Hoofdstuk I is beschreven.

Een van de typische problemen van de balansversterker met directe energieoverdracht is de voeding van de schermroosters van de eindbuizen, speciaal van de „bovenste” buis. In deze versterker is dit probleem op doeltreffende wijze opgelost door gebruik te maken van een dubbele smoorspoel. De schermroosters worden ieder over een winding gevoed, en de gelijkstromen doorlopen de spoelen in tegengestelde zin, zodat de kernmagnetisatie wordt opgeheven. Daardoor kan men een hoge zelfinductie in een betrekkelijk klein onderdeel onderbrengen. Het type AD 9025 is speciaal voor deze schakeling ontwikkeld en heeft een zelfinductie van 60 H per spoel.

Omdat een smoorspoel is gebruikt, kan de luidspreker met een zijde aan aarde worden verbonden en er is geen middenaftakking op het plaatstroomgedeelte nodig. Het verlies aan vermogen is klein, de vermogenskarakteristiek valt snel beneden 30 Hz. Dit is geen groot bezwaar, daar de meeste luidsprekers een hogere resonantiefrequentie hebben.

De EL 86 (II) is normaal geschakeld met een katodeweerstand voor het verkrijgen van negatieve roosterspanning, en met een geaarde lekweerstand. De lekweerstand van 1 M $\Omega$  van de EL 86 (I) is ook geaard, zodat deze buis een zeer sterke tegenkoppeling krijgt, wat bijdraagt tot de lage vervorming. Echter, deze schakeling maakt het nodig het rooster van de EL 86 (I) aan



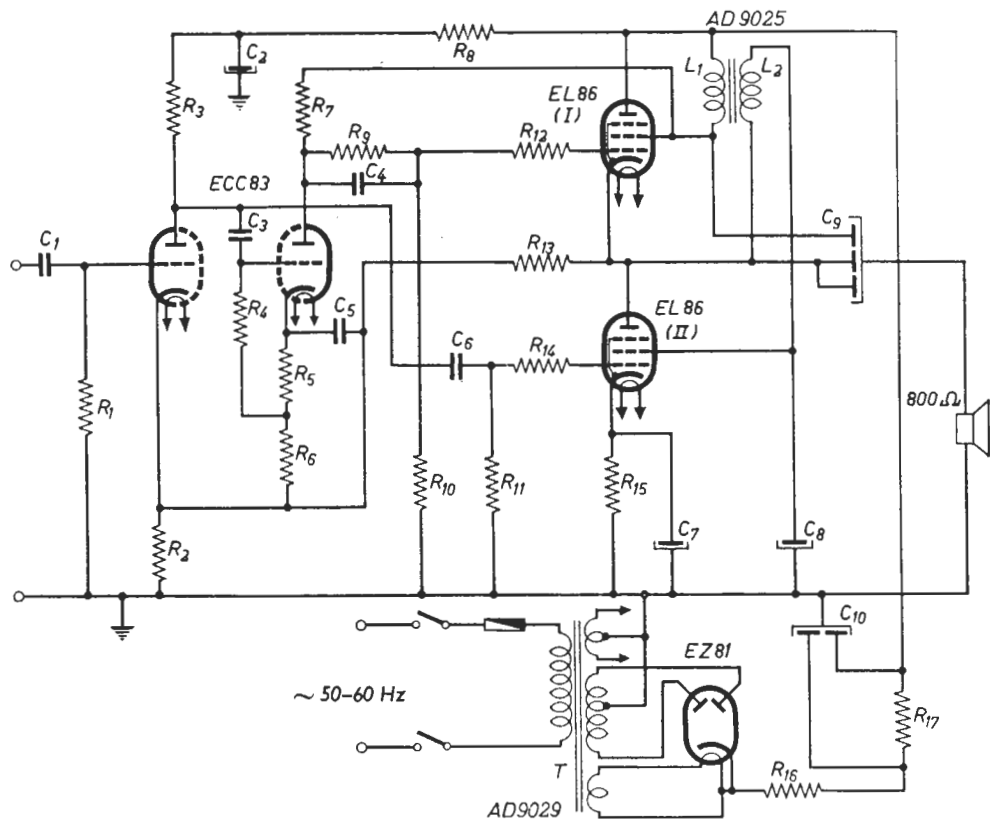


Fig. 48. Schema van de balansversterker voor directe energie-overdracht, met 2 x EL 86.

een positieve spanning te leggen, die lager is dan de anodespanning van de EL 86 (II). Hiertoe is de koppelcondensator ( $C_4$ ) tussen de fazeomkeerbuïs en het rooster van de EL 86 (I) overbrugd met een weerstand van 620 k $\Omega$ .

Dergelijke versterkers worden hoofdzakelijk experimenteel ontworpen. Bij het instellen van de buïzen wordt er uiteraard zorg voor gedragen dat de als maximum toelaatbare stromen en spanningen niet worden overschreden, maar nadat de schakeling op papier en door globale berekening min of meer is vastgelegd, worden de weerstandswaarden gewijzigd en de resultaten gemeten totdat de instelling met minimale vervorming is gevonden. Dan worden buïzen die aan de grenzen van de toleranties voor de belangrijkste ka-

*Waarden van onderdelen*

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{16} = \text{zie tekst}$
$R_2 = 680 \text{ }\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$R_{17} = 150 \text{ }\Omega \pm 20\%, 6 \text{ W}$ draadgew.
$R_3 = 220 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	
$R_4 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	
$R_5 = 5,1 \text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_1 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_6 = 33 \text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_2 = 8 \text{ }\mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_7 = 100 \text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_8 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_4 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_9 = 620 \text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_5 = 47 \text{ pF}$
$R_{10} = 1 \text{ M}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_6 = 47 \text{ 000 pF}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{11} = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 100 \text{ }\mu\text{F}, 25 \text{ V wksp}$
$R_{12} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_8 = 8 \text{ }\mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{13} = 120 \text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_9 = 3 \times 50 \text{ }\mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{14} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{10} = 2 \times 50 \text{ }\mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{15} = 150 \text{ }\Omega \pm 5\%$	

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn.

rakteristieken liggen in de schakeling beproefd, de verschillende metingen worden herhaald, een en ander om te controleren of het behaalde resultaat niet aan een toevallig gunstige buizencombinatie is te danken. Het is dan dikwijls nodig om bepaalde instellingen nog wat te veranderen, tot men eindelijk de instellingen heeft gevonden, die gemiddeld voor al de afwijkingen in buizen en onderdelen binnen de toleranties de beste resultaten geven.

Zo bleek bij de hier beschreven versterker de geringste vervorming op te treden als de anodespanning van de EL 86 (II) iets hoger was dan die van de andere eindbuis. Bij een voedingsspanning van 325 V, werd de anodespanning van de EL 86 (I) 154 V, die van de EL 86 (II) 160 V, en de spanning over de katodeweerstand  $R_{15}$  11 V. De totale gelijkstroom door de eindtrap was dan 73 mA.

Uit het bovenstaande volgt dat de spanning aan het rooster ten opzichte van aarde 160 V moet zijn. Dan vloeit door de lekweerstand  $R_{10}$  een stroom van 0,16 mA, en deze stroom vloeit ook door  $R_9$ , zodat dus de spanning aan de anode van de fazeomkeerbuis 260 V moet zijn.

De weerstand van de wikkelingen van de schermroostersmoorspoel is ongeveer 500  $\Omega$ , de schermroosterstroom, 6 mA, zodat dus de voedingsspanning voor de fazeomkeerbuis 322 V is. Om een anodespanning van 260 V te krijgen moet dus door de anodeweerstand ( $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$ ) een stroom vloeien van 0,62 mA, waarvan 0,16 mA door de roosterpotentiometer en 0,46 mA door de buis. De spanningsval over de buis is ongeveer 240 V, en een dergelijke stroom loopt dan bij een negatieve roosterspanning van 2,3 V.

Dit bepaalt de waarde van de katodeweerstand op  $5,1 \text{ k}\Omega$ . De waarde van  $R_6$  wordt bepaald door de spanning die uiteindelijk aan de anode moet staan om het juiste potentieel voor het rooster van de EL 86 (I) te krijgen, en om de grootte van de versterking in te stellen ter verkrijging van de juiste stuurspanning voor deze buis.

De anodestroom van de eerste triode van de ECC 83 is ongeveer  $0,6 \text{ mA}$ , de negatieve roosterspanning  $1,75 \text{ V}$ . De katodeweerstand  $R_2$  wordt ook doorlopen door de gelijkstroom in  $R_{13}$  en door de katodestroom van de fazeomkeerbuis. Deze weerstand was in eerste instantie hoger gekozen, maar de positieve terugkoppeling bracht de buis zeer dicht bij de rand van genereren, hetgeen aanleiding gaf tot de instabiliteitsverschijnselen die in Hoofdstuk I zijn genoemd. De waarde die nu is gekozen houdt de versterker nog juist stabiel ook zonder tegenkoppeling.

Er is op dit onderwerp nogal uitvoerig ingegaan om te demonstreren dat in dergelijke schakelingen verandering van de waarde van een enkel onderdeel de instelling van bijna alle buizen van de versterker beïnvloedt. Het behoeft ook geen betoog dat vele weerstanden moeten worden gekozen met een tolerantie van  $5\%$ .

Dit geldt ook voor de L.F. instellingen. Over de hoge stuurspanning die voor de EL 86 (I) nodig is werd in Hoofdstuk I al geschreven. Het stuursignaal dat door de fazeomkeerbuis moet worden geleverd is ongeveer 2,5 maal zo groot als dat van de voorversterkbuis, maar door de keuze van de anodeweerstanden alleen is het verschil in versterking onvoldoende om deze verhouding te krijgen. Doordat de niet ontkoppelde katodeweerstand van de fazeomkeerbuis veel groter is dan die van de voorversterkbuis, is de tegenkoppeling van de eerstgenoemde ook veel sterker, zodat de correcte signaalverhouding wordt bereikt.

Bij nauwlettende bestudering van het schema blijkt dat de koppelcondensator  $C_4$  naar het rooster van de EL 86 (I) een waarde heeft van  $0,1 \mu\text{F}$ , terwijl die naar het rooster van de EL 86 (II) slechts  $47\,000 \text{ pF}$  is. Dit is gedaan om de sturing bij lage frequenties in balans te houden; immers, de laatstgenoemde eindbuis wordt rechtstreeks van de voortrap gestuurd, maar de EL 86 (I) via de fazeomkeerbuis, die ook via een  $0,1 \text{ F}$  condensator met de voortrap is gekoppeld. We krijgen dus voor deze buis een cascade van hoogdoorlaatfilters, zodat de waarde van de capaciteiten twee maal zo groot moet worden gekozen.

De weerstanden in de katodeleiding van de fazeomkeerbuis zijn overbrugd door een kleine condensator  $C_5$  (47 pF). Deze dient om het Miller effect, dat oorzaak is van de verzwakking van de hogere geluidsfrequenties, te compenseren. Door het aanbrengen van deze condensator vermindert de tegenkoppeling voor deze frequenties en neemt de versterking toe.

De voeding is zeer eenvoudig. Een transformator met secundaire spanningen van 2 x 300 V, 90 mA; 6,3 V, 2,4 A en 6,3 V, 1 A, is groot genoeg om niet alleen de versterker maar ook nog een voorversterker te voeden. Als gelijkrichtbuis is de EZ 81 gebruikt, die lang niet vol belast wordt. Het afvlakfilter bestaat uit een dubbele elektrolytische condensator van  $2 \times 50 \mu\text{F}$  en een weerstand van  $150 \Omega$ . Dit moet een 6 W draadgewonden weerstand zijn. Voor de EZ 81 moet de transformatorweerstand  $2 \times 200 \Omega$  zijn. Het afvlakfilter kon zo eenvoudig worden gehouden, omdat de schermroosters van de eindbuizen zeer afdoende zijn ontkoppeld door middel van de dubbele smoorspoel, terwijl de voortrap is ontkoppeld met een weerstand van  $100 \text{k}\Omega$  en een condensator van  $8 \mu\text{F}$ . Deze laatste is in één huis ondergebracht met de  $8 \mu\text{F}$  ontkoppelcondensator voor de schermroosterspanning van de EL 86 (II). De condensator van  $50 \mu\text{F}$ , die gebruikt is om het schermrooster van de EL 86 (I) te ontkoppelen, is gecombineerd met de condensator van  $100 \mu\text{F}$ , die in serie met de hoogohmige luidspreker is geschakeld. Voor dit onderdeel wordt een  $3 \times 50 \mu\text{F}$  elektrolytische condensator gebruikt. Dit heeft het voordeel van ruimtebesparing op het chassis, en bovendien behoeft maar een enkele isolatiering te worden gebruikt.

Deze balansversterker voor directe koppeling wordt gebruikt met een aparte voorversterker waarin de toonregelingen, de volumeregelaar en de equalisatie zijn ondergebracht. Hiervoor wordt de schakeling op blz. 111 aanbevolen.

De voorversterker kan desgewenst als een aparte eenheid worden uitgevoerd, maar kan ook met de hoofdversterker op hetzelfde chassis worden samengebouwd. In dat geval is het wel gewenst om enige afscherming tussen de voorversterker en de eindversterker aan te brengen; veel hangt hierbij echter af van de opstelling van de onderdelen.

#### MEETRESULTATEN

De frequentiekaracteristiek van deze versterker ziet men in Fig. 49. De kromme vertoont een praktisch vlak verloop (minder dan 0,5 dB daling)

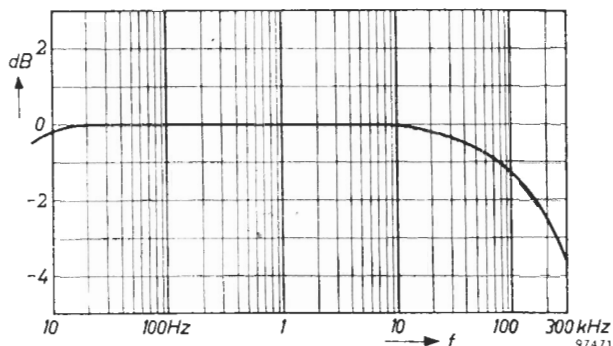


Fig. 49. Frequentiecarakteristiek van de versterker voor directe energieoverdracht.

tussen 7 Hz en 40 kHz. De 3 dB punten liggen bij ongeveer 3 Hz en 230 kHz. Bij 300 kHz is de kromme slechts  $-3,8$  dB gedaald ten opzichte van 1 kHz.

In Fig. 50 is de vermogenscarakteristiek getekend. Deze is gemeten bij 1% vervorming. De kromme daalt steil bij 30 Hz, door de werking van de

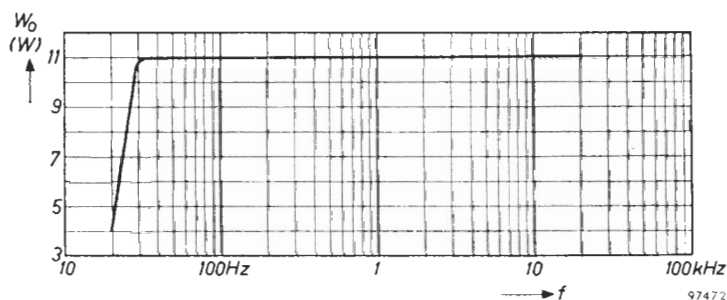


Fig. 50. Vermogenscarakteristiek van de versterker voor directe energieoverdracht, gemeten bij 1% harmonische vervorming.

smoorspoel in de schermroosterleiding van de EL 86 (I). Deze kromme kon, wegens het beperkte bereik van de vervormingsmeter, niet verder worden gemeten dan tot 20 kHz, maar op dat punt is er nog niet de minste daling te bespeuren. Fig. 51 toont de harmonische vervorming als functie van het uitgangsvermogen voor frequenties van 90, 400, 1000 en 4000 Hz. De harmo-

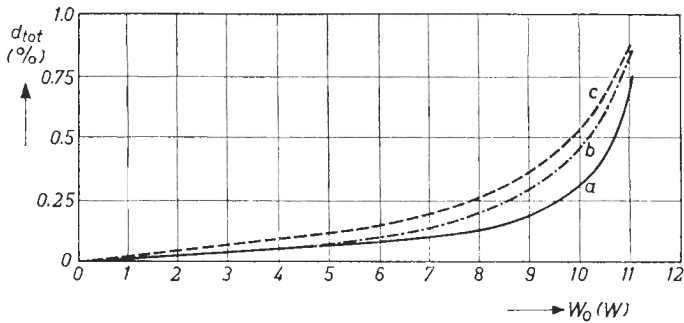


Fig. 51. Totale harmonische vervorming als functie van het uitgangsvermogen: (a) bij 400 Hz en 1 kHz; (b) bij 4 kHz; (c) bij 90 Hz.

nische vervorming was ook gemeten op het volle uitgangsvermogen bij frequenties van 10 en 20 kHz. Bij 11 W was de vervorming bij beide frequenties beneden 1%; voor 10 W werd 0,23% bij 10 kHz en 0,33% bij 20 kHz gemeten.

De versterker is ook nog met een blokspanning getest op frequenties van 20 Hz, en 1, 10, 20 en 60 kHz. De resultaten zijn gegeven in Fig. 52,

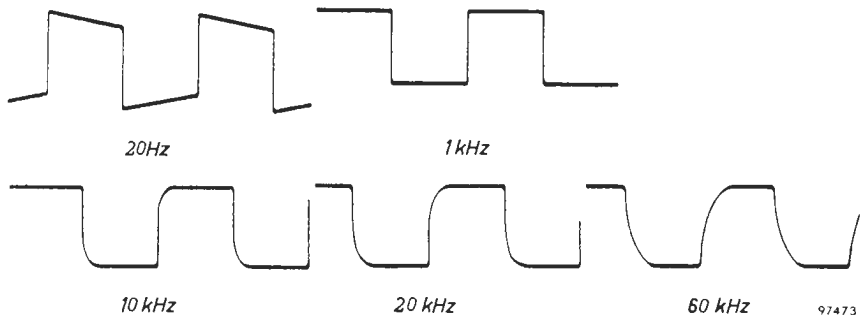


Fig. 52. Blokspanningen van verschillende frequenties geven op de oscilloscoop de bovenstaande beelden.

waaruit blijkt dat de blokspanning ideaal is bij 1 kHz en zeer goed bij de andere frequenties. Ten slotte is de faseverschuiving gemeten, en de kromme is gegeven in Fig. 53.

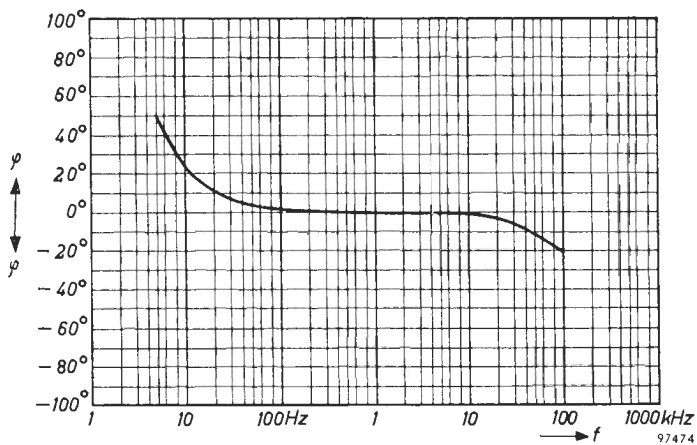


Fig. 53. Fazeverschuiving gemeten aan de 10 W versterker voor directe energie-overdracht.

## HOOFDSTUK III

### VOORVERSTERKERS

#### *Inleiding*

In kleine versterkers is de voorversterker meestal op hetzelfde chassis gebouwd als de hoofdversterker en de schakeling is vrij eenvoudig. De meer uitgebreide versterkinstallaties hebben meestal een aparte voorversterker waarin ook de egalisatie voor verschillende opneemkarakteristieken en voor omroepontvangst is ingebouwd. Een zeer moderne tendentie is om de voorversterker samen te bouwen met een AM/FM voorzetapparaat en de twee delen van de installatie ieder een eigen voeding te geven. Het voorzetapparaat kan een tamelijk platte vorm hebben en behoeft maar iets hoger te zijn dan de afstemschaal. Het laat zich gemakkelijk in een boekenrek onderbrengen, terwijl de krachtversterker, die in het geheel niet behoeft te worden bediend, ergens in een kast kan worden weggeborgen. Een co-axiale capaciteitsarme kabel verbindt de beide apparaten; de luidsprekers worden op de meest gunstige plaatsen in de kamer ondergebracht.

De opnamekarakteristieken die tegenwoordig worden gebruikt zijn gegeven in Fig. 54. De streeplijn is de standaardkromme die in de U.S.A. is aangenomen voor microgroefplaten (de A.E.S. kromme), en die identiek is met de Britse standaardkromme, de R.I.A.A. karakteristiek.

De getrokken lijn is de Decca F.F.R.R. kromme, welke onder andere op de testplaat LXT 2695 is gebruikt. De punt-streeplijn is de nieuwste kromme voor 78-toeren platen. De oude 78-toeren platen hebben een zeer eenvoudige opnamekarakteristiek; beneden 500 Hz valt deze karakteristiek met ongeveer 5 dB per octaaf, daarboven verloopt de kromme vlak.

In voorversterkers wordt de egalisatie dikwijls verkregen door middel



van frequentie-afhankelijke tegenkoppeling. Met een schakelaar kunnen verschillende karakteristieken worden gekozen die aangepast zijn aan de opnamekrommen, zodat een lineaire frequentie karakteristiek wordt bereikt voor de plaat plus de equalisatie.

Behalve de equalisatie, bevatten voorversterkers de nodige regelorganen:

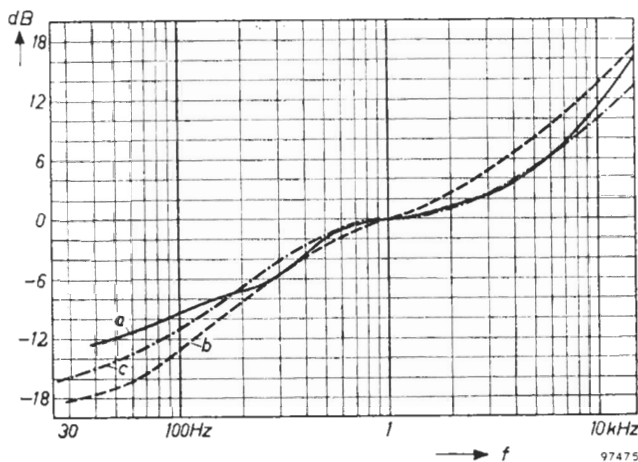


Fig. 54. Opneemkarakteristieken van platen volgens de laatste internationale conventie: (a) Decca F.F.R.R. kromme zoals gebruikt op de testplaat LXT 2695; (b) laatste R.I.A.A. en A.E.S. kromme voor microgroef platen; (c) laatste R.I.A.A. kromme voor 78-toeren platen.

de lage- en hoge-tonenregeling, de sterkeregeling en soms ruis- en dreunfilters. Er zijn zeer gecompliceerde en veelomvattende voorversterkers verkrijgbaar, doch in dit hoofdstuk zijn alleen betrekkelijk eenvoudige schakelingen behandeld. De ingewikkelde schakelingen vragen zeer veel aandacht wat de plaatsing van de onderdelen en de bedrading betreft. Bovendien moeten dikwijls afschermingen worden aangebracht, en zelfs kan de keuze van een onderdeel van ander merk dan in het proefmodel is gebruikt aanleiding geven tot een minder goede werking of tot instabiliteit. Daarom kunnen ze met een behoorlijke kans op succes niet worden gemaakt aan de hand van een gewoon schakelschema, maar moeten uitvoerige bouwaanwijzingen worden verstrekt, wat buiten het bestek van dit boekje valt.

## VOORVERSTERKER MET 2 × EF 86

Deze voorversterker is bedoeld voor gebruik met de 10 W en 20 W versterkers die zijn beschreven in Hoofdstuk II. Zowel magneto-dynamische als kristal pick-ups kunnen worden aangesloten, bovendien een bandafspeelapparaat, een microfoon en een radiovoorzetapparaat. Ten slotte is een extra ingang aanwezig voor elke passende signaalbron.

De ingangskanalen worden gekozen met een schakelaar op de frontplaat, maar de kristal pick-up en de magneto-dynamische pick-up kunnen niet gelijktijdig worden aangesloten, daar voor beide aansluitingen dezelfde equalisatie wordt gebruikt. De posities van de schakelaar zijn van links naar rechts: (1) kristal- of magneto-dynamische pick-up, 78 toeren; (2) idem, maar voor microgroef; (3) microfoon; (4) magnetofoonband; (5) radio- en (6) extra aansluiting.

De equalisatie voor platen is in overeenstemming met de laatste R.I.A.A. of A.E.S. opneemkarakteristieken, die door de meeste grote platenfabrikanten zijn aangenomen. De afspeelkarakteristiek voor magnetofoonkop is aangepast voor het weergeven van opnamen met een bandsnelheid van 19 cm/sec.

De toonregelingen hebben een lage impedantie en een groot regelbereik, zodat voldoende regelmogelijkheden voor de meest uiteenlopende omstandigheden aanwezig zijn.

### *Algemene gegevens*

Uitgangsspanning:	40 mV voor de 10 W versterker
	250 mV voor de 20 W versterker met 2 x EL 34
Gevoeligheid:	kristal pick-up $\begin{matrix} \text{microgroef} & 50 \text{ mV} \\ 78 \text{ toeren} & 150 \text{ mV} \end{matrix}$
	magneto-dynamische pick-up $\begin{matrix} \text{microgroef} & 3 \text{ mV} \\ 78 \text{ toeren} & 9 \text{ mV} \end{matrix}$
	microfoon: 6 mV
	bandafspeelknop: 3 mV bij 5 kHz
	radio-ingang: 250 mV
	extra aansluiting: 250 mV
Brom en ruis:	gemeten met 10 W versterker, — 55 dB ten opzichte van het volle uitgangsvermogen voor beide pick-up

standen voor microgroef, en  $-57$  dB voor de 78-toeren standen

microfoon:  $-44$  dB

band:  $-53$  dB

Ingangsimpedantie:  $100\text{ k}\Omega$  voor alle pick-up standen

$1\text{ M}\Omega$  voor de microfoon-,  $80\text{ k}\Omega$  voor de band- en

$2\text{ M}\Omega$  voor de radio- en extra aansluitingen

Vervorming:

minder dan  $0,15\%$  voor het nominale uitgangsniveau en  $0,24\%$  voor tien maal dat niveau

Toonregeling:

basversterking maximum  $+17$  dB bij  $50$  Hz

basverzwakking maximum  $-14$  dB bij  $50$  Hz

discantversterking maximum  $+14$  dB bij  $10\text{ kHz}$

discantverzwakking maximum  $-15$  dB bij  $10\text{ kHz}$ ,

alles ten opzichte van het  $1\text{ kHz}$  niveau

### Waarden van onderdelen

$R_1 = 330\text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$R_{26} = 68\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$
$R_2 = 560\text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$R_{27} = 39\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$
$R_3 = 10\text{ M}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$R_{28} = 250\text{ k}\Omega, \text{log.}$
$R_4 = 560\text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$R_{29} = 6,8\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$
$R_5 = 5,6\text{ M}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$R_{30} = 250\text{ k}\Omega, \text{log.}$
$R_6 = 220\text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$R_{31} = 30\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$
$R_7 = 2,2\text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	
$R_8 = 2,2\text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_1 = 390\text{ pF} \pm 5\%$
$R_9 = 56\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_2 = 150\text{ pF} \pm 5\%$
$R_{10} = 1\text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_3 = 2200\text{ pF} \pm 5\%$
$R_{11} = 68\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_4 = 560\text{ pF} \pm 5\%$
$R_{12} = 1\text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_5 = 220\text{ pF} \pm 5\%$
$R_{13} = 100\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_6 = 0,1\text{ }\mu\text{F}, 350\text{ V wksp}$
$R_{14} = 100\text{ k}\Omega \pm 5\%, \frac{1}{4}\text{ W}^1)$	$C_7 = 25\text{ }\mu\text{F}, 12\text{ V wksp}$
$R_{15} = 2,2\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_8 = 8\text{ }\mu\text{F}, 350\text{ V wksp}$
$R_{16} = 1\text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}^1)$	$C_9 = 0,1\text{ }\mu\text{F}, 350\text{ V wksp}$
$R_{17} = 220\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_{10} = 0,1\text{ }\mu\text{F}, 350\text{ V wksp}$
$R_{18} = 1\text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_{11} = 25\text{ }\mu\text{F}, 12\text{ V wksp}$
$R_{19} = 33\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_{12} = 0,1\text{ }\mu\text{F}, 350\text{ V wksp}$
$R_{20} = 1,2\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	$C_{13} = 560\text{ pF} \pm 10\%$
$R_{21} = 82\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}^1)$	$C_{14} = 8200\text{ pF} \pm 10\%$
$R_{22} = 390\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}^1)$	$C_{15} = 2200\text{ pF} \pm 10\%$
$R_{23} = 18\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}^1)$	$C_{16} = 20\,000\text{ pF} \pm 10\%$
$R_{24} = 250\text{ k}\Omega, \text{log.}$	$C_{17} = 16\text{ }\mu\text{F}, 350\text{ V wksp}$
$R_{25} = 47\text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4}\text{ W}$	

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn.

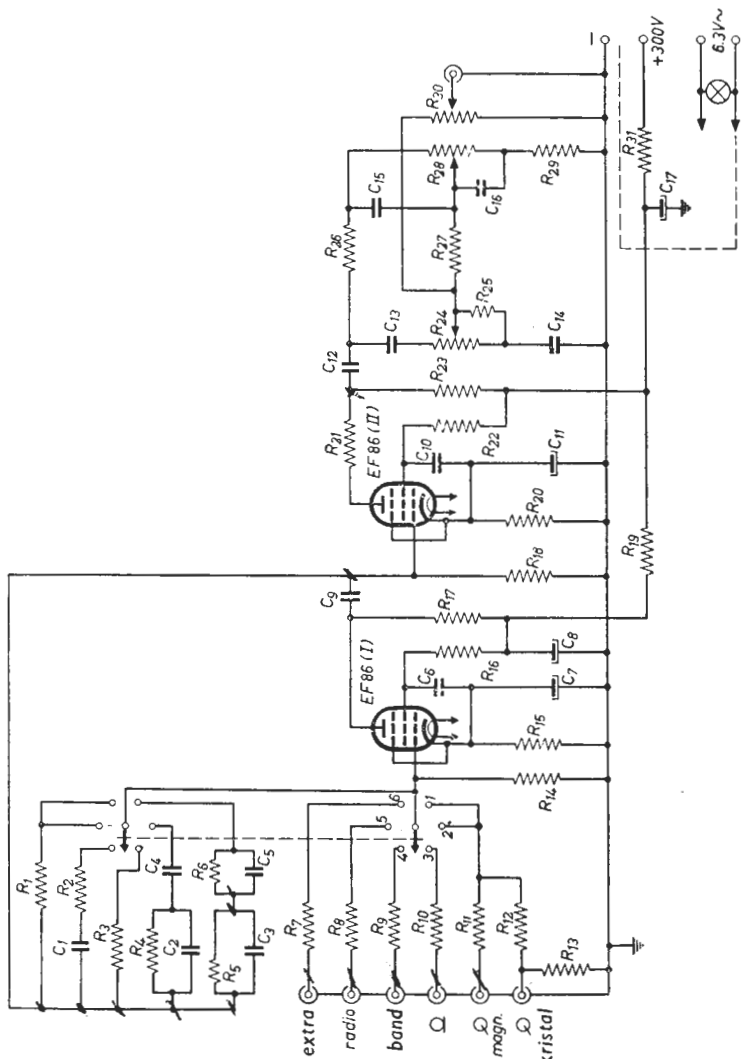


Fig. 55. Schema van de voorversterker met 2 buizen EF 86.

## SCHEMABESCHRIJVING

Deze versterker, waarvan het schema is gegeven in Fig. 55, heeft twee trappen, ieder met een L.F. pentode EF 86. De egalisatie heeft geheel in de voortrap plaats en wordt bereikt door middel van frequentieafhankelijke tegenkoppeling tussen de anode en het rooster van de eerste buis. De tweede trap heeft tegenkoppeling; de uitgangsspanning van de tweede EF 86 wordt direct aan een toonregelsysteem toegevoerd.

Deze schakeling is gekozen om een lage impedantie in de roosterkring van de eerste buis te krijgen. Een lage roosterimpedantie vermindert het risico van brominductie op de ingangskringen. De schakeling leidt ook tot geringe versterking in de eerste trap, wat gunstig is ten aanzien van het Miller effect tussen anode en rooster van de eerste buis; dit kan namelijk zeer hinderlijk worden bij gebruik van hoge serieweerstanden in het eerste rooster.

In alle ingangskanalen zijn serieweerstanden geschakeld, zodat de gevoeligheid en de ingangsimpedantie voor ieder kanaal nauwkeurig kunnen worden ingesteld. De waarden die bij het schema zijn gegeven, zijn bedoeld voor de signaalbronnen die in de praktijk het meest voorkomen, maar de gevoeligheid, en ook de impedantie, kunnen eenvoudig worden veranderd door een andere serieweerstand te kiezen. De ingangsimpedantie van ieder kanaal omvat zowel de door de tegenkoppeling gewijzigde impedantie van de EF 86 als de impedantie van het ingangsnetwork.

De gevoeligheid van de totale versterker kan worden gewijzigd door de uitgangsspanning van de tweede EF 86 te veranderen. Dit wordt bereikt door wijziging van de verhouding tussen de weerstanden  $R_{21}$  en  $R_{23}$  in de anodekring van de buis, hierbij moet de som van deze twee weerstanden op  $100\text{ k}\Omega$  blijven gehandhaafd. De waarden van  $18\text{ k}\Omega$  en  $82\text{ k}\Omega$  zoals gegeven in het schema, zijn bedoeld voor gebruik met de  $10\text{ W}$  versterker waaruit de toonen volumeregelaars zijn weggelaten en zijn vervangen door een weerstand. Voor gebruik met de  $20\text{ W}$  versterkers wordt het uitgangssignaal direct van de anode afgenomen.

Het afvlakfilter, dat bestaat uit  $R_{31}$  en  $C_{17}$ , moet bij voorkeur in de hoofdversterker worden opgenomen. De totale anodestroom van de versterker is slechts  $3\text{ mA}$  bij  $300\text{ V}$ .

*De pick-up posities*

De egalisatie voor beide pick-up posities is gegeven in Fig. 56. Het blijkt

dat zij is aangepast aan de tegenwoordige opnamekarakteristieken als gegeven in Fig. 54. Het kanaal voor de magneto-dynamische pick-up is ook bruikbaar voor elektro-dynamische pick-ups met grotere uitgangsspanning, vooropgesteld dat de serieweerstand  $R_{11}$  wordt vervangen door een van hogere waarde dan die van het schema. Het verschil in gevoeligheid tussen de microgroef- en de 78-toeren positie, is gedeeltelijk bereikt door toepassing van verschillende waarden van de tegenkoppeling, maar hoofdzakelijk door het aanbrengen van de verzwakkerweerstand  $R_{13}$ .

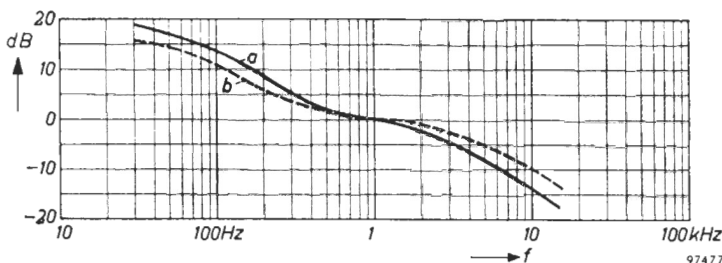


Fig. 56. Egalisatiekarakteristieken: (a) voor microgroefplaten; (b) voor 78-toeren platen.

De lage ingangsimpedantie van de kristal pick-up positie ( $100\text{ k}\Omega$ ) veroorzaakt verzwakking van de lagere frequenties, zodat de frequentie karakteristiek een verloop krijgt als die van een magneto-dynamische pick-up. Daardoor kunnen dezelfde tegenkoppelingselementen voor beide kanalen worden gebruikt, dat is te zeggen, als kristal pick-ups met lage of middelmatige uitgangsspanning worden gebruikt. Is de pick-up echter niet geschikt voor deze belastingsvorm, of geeft hij een hoge uitgangsspanning, dan kan hij worden verbonden aan de extra aansluiting, waarvan de functie nog zal worden behandeld.

Het brom- en ruisniveau ligt voor beide kanalen 55 dB beneden 10 W in het geval van microgroef platen, en 57 dB in het geval van 78-toeren platen. In beide gevallen is de ingangsimpedantie ongeveer  $100\text{ k}\Omega$ . Voor magneto-dynamische pick-ups is de gevoeligheid bij 1 kHz 3 mV, respectievelijk voor microgroef- en voor 78-toeren platen. Voor kristal pick-ups zijn deze cijfers 50 mV en 150 mV, in beide gevallen voor het volle uitgangsvermogen van de eindversterker.

#### *De microfoon positie*

Het microfoon- ingangskanaal is ontworpen voor gebruik met een kristal

microfoon of voor magnetische microfoons met ingangstransformator. De gevoeligheid is 6 mV en de ingangsimpedantie 1 M $\Omega$ . Het brom- en ruisniveau ligt 44 dB beneden 10 W, de frequentiekenarakteristiek is gegeven in Fig. 57.

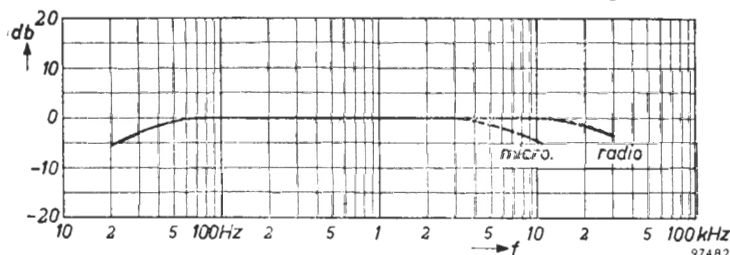


Fig. 57. Frequentiekenarakteristiek voor de radio- en extra aansluiting (getrokken lijn) en voor de microfoon aansluiting (gebroken lijn).

### Band-afspeel positie

De band-afspeelkarakteristiek is gegeven in Fig. 58. Zij volgt de C.C.I.R. kromme tot 100 Hz naar beneden, maar voor nog lagere frequenties is iets minder basversterking toegelaten. De ingangsimpedantie van dit kanaal is ongeveer 80 k $\Omega$ , de gevoeligheid bedraagt 3 mV bij 5 kHz. Het brom- en ruisniveau is 52 dB beneden 10 W.

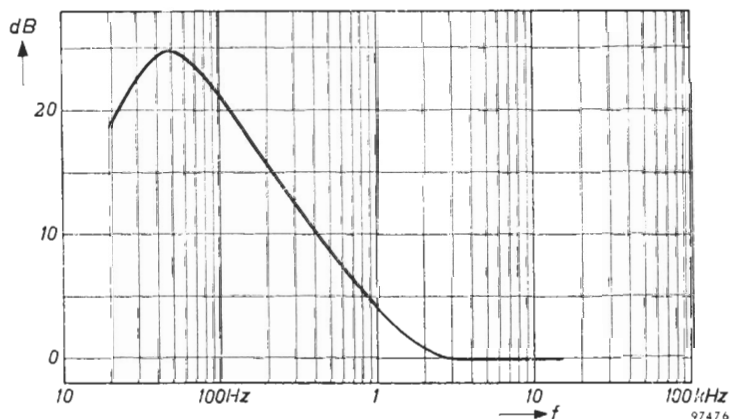


Fig. 58. Egalisatiekromme van de aansluiting voor band-afspeelkoppen.

Dit kanaal is bestemd om opgenomen band te spelen met afspreekoppen van hoge impedantie. De gekozen frequentiekenarakteristiek zal dan een uit-

stekende en evenredige weergave waarborgen. Als voor een bepaalde toonkopp de gevoeligheid te laag is, kan zij worden opgevoerd door de waarde van  $R_9$  (56 k $\Omega$ ) te verlagen tot de gewenste gevoeligheid is bereikt.

#### *De radio-ingangspositie*

De frequentie karakteristiek van de radio-ingang ziet men ook in Fig. 57. Deze verzekert een uitstekende weergave van FM omroepuitzendingen, als de de-emphasis in het voorzetapparaat is aangebracht. Voor normale AM ontvangst op midden- en lange golf zal het wel nodig zijn de hoge frequenties te verzwakken bij ontvangst van andere dan plaatselijke zenders.

De gevoeligheid van dit kanaal is 250 mV bij een ingangsimpedantie van 2 M $\Omega$ ; dit is voldoende voor de meest voorkomende gevallen. Andere waarden kunnen evenwel gemakkelijk worden verkregen door verandering van de tegenkoppelweerstand  $R_1$  (330 k $\Omega$ ) en de serieweerstand  $R_8$  (2,2 M $\Omega$ ). Als de ingangsimpedantie te hoog is, kan zij worden verminderd door een weerstand van de gewenste waarde te verbinden tussen ingangcontact en aarde.

#### *De extra aansluiting*

Uit het schema blijkt dat de extra aansluiting volkomen identiek is met de radio-ingang. De eigenschappen van deze ingang zijn geschikt voor het gebruik met band-afspeelversterkers, wanneer bij voorbeeld band met een andere snelheid dan 19 cm/sec wordt gebruikt, of waarvan de opnamekarakteristiek afwijkt van de C.C.I.R. kromme.

Deze ingang is ook geschikt voor gebruik met zeer gevoelige kristal pickups. Als de ingangsspanning lager is dan 250 mV, kan de weerstand  $R_7$  worden verlaagd tot bijvoorbeeld 1 M $\Omega$ .

#### *De volume- en toonregeling*

De regelorganen, voor volume en toonhoogte zijn aangebracht achter de tweede buis. De waarden van de potentiometers zijn laag gekozen (250 k $\Omega$ ), zodat de capaciteit van een lange co-axiale kabel voor de verbinding tussen de voorversterker en de krachtversterker van geringe invloed blijft op de weergave van de hoge tonen.



De frequentiekaracteristieken van de toonregelingen in de uiterste standen zijn gegeven in Fig. 59. Hieruit blijkt dat voldoende regelbaarheid voor alle in de praktijk voorkomende gevallen wordt geboden.

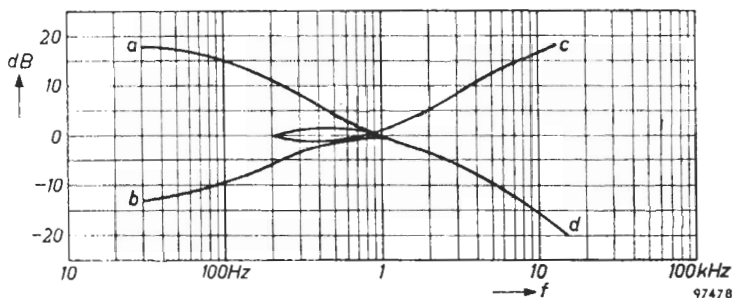


Fig. 59. Toonregelkarakteristieken: (a) bas maximum, discant recht; (b) bas minimum, discant recht; (c) discant maximum, bas recht, en (d) discant minimum, bas recht.

#### *De uitgangsspanning*

De waarden van  $R_{21}$  en  $R_{23}$  zijn gekozen voor gebruik met de 10 W versterkers die in het tweede hoofdstuk zijn beschreven. Als uit deze versterkers de toonregeling en de volumeregelaar zijn weggelaten en vervangen door een weerstand van 1 M $\Omega$ , is de gevoeligheid 40 mV voor 10 W uitgangsvermogen, wat in overeenstemming is met de uitgangsspanning van deze voorversterker. Als de voorversterker wordt gebruikt met de 20 W versterker met 2 x EL 34, moet voor volledige uitsturing de uitgangsspanning tot 250 mV worden opgevoerd. Dit kan worden gedaan door de weerstanden  $R_{21}$  en  $R_{23}$  te vervangen door een enkele weerstand van 100 k $\Omega$  en door  $C_{12}$  met de anode van de tweede EF 86 te verbinden.

Als nog hogere uitgangsspanningen bij gelijke gevoeligheid nodig zijn kan men de waarden van de serieweerstanden in de ingangskringen verlagen; dan worden evenwel de ingangsimpedanties dienovereenkomstig verlaagd.

## VOORVERSTERKER MET TWEE BUIZEN VOOR GEBRUIK MET MAGNETO-DYNAMISCHE PICK-UP

Deze versterker is ontworpen voor gebruik met elk type magneto-dynamische pick-up, en in het bijzonder voor gebruik met de balansversterker met directe energieoverdracht, waarmee hij op een chassis kan worden samengebouwd, mits afgeschermd van de krachtversterker. Het spreekt vanzelf dat de schakeling ook kan worden gebruikt als voorversterker in combinatie met andere krachtversterkers.

De eerste buis wordt gebruikt met frequentie-afhankelijke tegenkoppeling, ter verkrijging van egalisatie voor microgroef-platen met S.A.E. of R.I.A.A. karakteristiek, voor Decca F.F.R.R. opnamen of voor de oude 78-toeren platen. Hiervoor dienen drie standen van de egalisatieschakelaar. In de vierde stand is de eerste trap uitgeschakeld en wordt een tweede ingang direct verbonden met de volumeregelaar, die in het rooster van de tweede buis is geschakeld. Deze ingang kan worden gebruikt voor een radio-voorzetapparaat of achter een bandrecorder.

De voorversterker is voorzien van twee volumeregelaars. Een van deze is ingebouwd en wordt vast ingesteld, de andere is op de frontplaat uitgevoerd en geeft fysiologische regeling. De toonregelingen hebben een ruim regelbereik zodat de versterker kan worden aangepast aan verschillende signaalbronnen, luidspreker-combinaties en akoestische condities van de ruimte waarin hij wordt gebruikt.

### *Algemene gegevens*

Buizen: EF 86 en ECC 83

Versterking: Ingang I 100-voudig  
Ingang II 8-voudig

Vervorming: Bij een uitgangsspanning van  $0,5 V_{\text{eff}}$  en het maximale ingangssignaal ( $V_i = 200 \text{ mV}$ ) is de totale harmonische vervorming  $d_{\text{tot}}$ : bij een frequentie van 1 kHz,  $d_{\text{tot}} < 0,02\%$ ; bij 80 Hz,  $d_{\text{tot}} < 0,06\%$

Brom en ruis: Gemeten in combinatie met de balansversterker voor directe energie-overdracht, bij volledige uitsturing — 60 dB, en met volumeregelaar in de minimum positie 20 mV

Toonregeling: basversterking maximum + 12 dB bij 25 Hz  
 basverzwakking maximum — 18 dB bij 25 Hz  
 discantversterking maximum + 8 dB bij 15 kHz  
 discantverzwakking maximum — 14 dB bij 15 kHz

### Waarden van onderdelen

$R_1 = 8,2 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_1 = 22\,000 \text{ pF}$
$R_2 = 68 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_2 = 470 \text{ pF}$
$R_3 = 680 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_3 = 330 \text{ pF}$
$R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_4 = 330 \text{ pF}$
$R_5 = 390 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}^1)$	$C_5 = 100 \text{ pF}$
$R_6 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}^1)$	$C_6 = 120 \text{ pF}$
$R_7 = 47 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 10\,000 \text{ pF}$
$R_8 = 10 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_8 = 8 \mu\text{F}, 300 \text{ V wksp}$
$R_9 = 800 + 100 + 100 \text{ k}\Omega, \text{log.}$	$C_9 = 100 \mu\text{F}, 3 \text{ V wksp}$
$R_{10} = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{10} = 5600 \text{ pF}$
$R_{11} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_{11} = 33\,000 \text{ pF}$
$R_{12} = 33 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_{12} = 0,1 \mu\text{F}, 125 \text{ V wksp}$
$R_{13} = 100 \text{ k}\Omega, \text{lin.}$	$C_{13} = 10 \mu\text{F}, 70 \text{ V wksp}$
$R_{14} = 120 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{14} = 8 \mu\text{F}, 300 \text{ V wksp}$
$R_{15} = 220 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_{15} = 10\,000 \text{ pF}$
$R_{16} = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{16} = 100 \mu\text{F}, 3 \text{ V wksp}$
$R_{17} = 1 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{17} = 0,1 \mu\text{F}, 400 \text{ V wksp}$
$R_{18} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_{18} = 4700 \text{ pF}$
$R_{19} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{19} = 22\,000 \text{ pF}$
$R_{20} = 1 \text{ M}\Omega, \text{log.}$	$C_{20} = 390 \text{ pF}$
$R_{21} = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{21} = 4700 \text{ pF}$
$R_{22} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{22} =$
$R_{23} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{23} =$
$R_{24} = 10 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	} 2 x 16 $\mu\text{F}, 300 \text{ V wksp}$
$R_{25} = 1 \text{ M}\Omega, \text{log.}$	
$R_{26} = 47 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{2} \text{ W}$	
$R_{27} = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn.

### SCHEMABESCHRIJVING

We zien in het schema (Fig. 60) dat slechts twee buizen zijn gebruikt: een EF 86 en een ECC 83. De eerste buis is met anode-, katode- en schermroosterweerstand van de normale waarden gebruikt in een schakeling met frequentie-afhankelijke tegenkoppeling. Een driepolige keuzeschakelaar met vier posities biedt de volgende mogelijkheden: in stand (1) wordt egalisatie voor microgroef-platen met R.I.A.A. of S.A.E. karakteristiek verkregen. Het

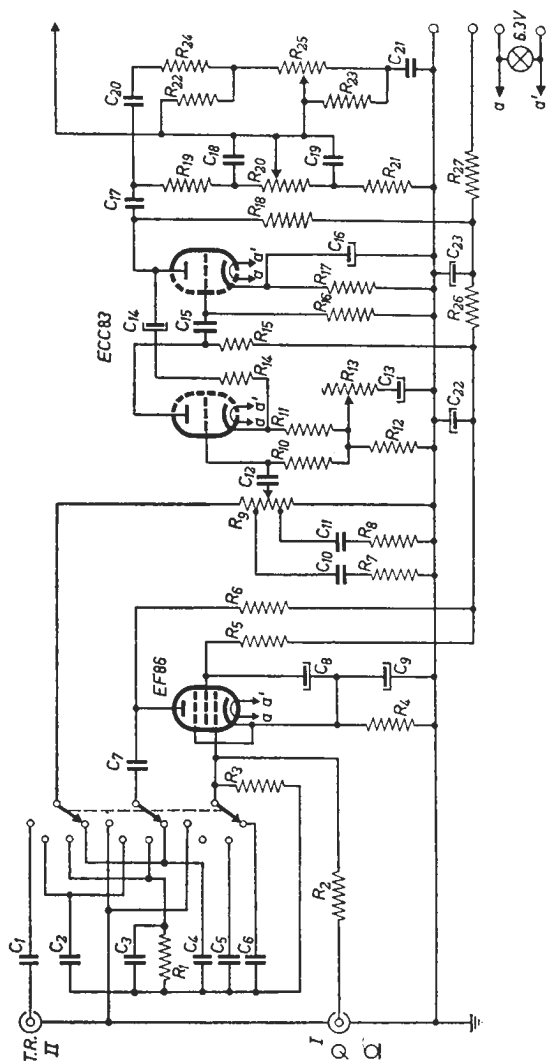


Fig. 60. Schema van de voorsterker met EF 86 en ECC 83 voor gebruik bij de balansversterker voor directe energioverdracht.

uitgangssignaal van de buis wordt via de koppelcondensator  $C_7$  over  $C_4$  geleid naar de bovenkant van  $R_3$ , waaraan  $C_6$  is parallel geschakeld. Het rooster van de voorbuis is geaard via  $R_2$  in serie met de magneto-dynamische pick-up. Deze schakeling heeft het voordeel, dat men niet gecompenseerd heeft voor een bepaald merk of type pick-up, maar dat alle gangbare typen kunnen worden aangesloten. De pick-up moet evenwel aangesloten blijven als de andere ingangsbuis wordt gebruikt.

In de tweede stand van de schakelaar wordt egalisatie verkregen voor Decca F.F.R.R. platen. De condensator  $C_4$  is nu vervangen door de parallelschakeling van  $C_3$  en  $R_1$ , terwijl de weerstand  $R_3$  wordt overbrugd door  $C_5$ .

In de derde stand is egalisatie verkregen voor oude 78-toeren platen. Deze hebben een frequentiekaracteristiek die recht is tot 500 perioden naar beneden, en dan valt met ongeveer 5 dB per octaaf. Voor de compensatie is een zeer eenvoudig filter nodig, dat wordt verkregen door  $C_2$  in serie te schakelen met  $R_{39}$ .

Tenslotte wordt in de vierde positie van de schakelaar de voortrap uitgeschakeld en de tweede ingangsbuis verbonden met de bovenkant van de volumeregelaar. Deze ingang kan worden gebruikt voor het aansluiten van een AM/FM voorzetapparaat of voor geëqualiseerde magneetbandsignalen. Ook kan hier een kristal pick-up worden aangesloten, maar de equalisatie is dan buiten gebruik en moet met de toonregeling worden verkregen.

De beide secties van de volgende dubbele triode ECC 83 zijn in cascade geschakeld, waarbij sterke tegenkoppeling is aangebracht tussen de anode van de tweede sectie en de katode van de eerste, via  $C_{14}$  en  $R_{14}$ . Deze tegenkoppeling reduceert de uitgangsweerstand van de versterker, zodat voor de verbinding met de krachtversterker een lange coaxiaalkabel kan worden gebruikt zonder dat er verlies in hoge tonen optreedt. Er zijn twee volumeregelers aangebracht, waarvan de ene ( $R_9$ ) met een knop op de frontplaat wordt bediend, terwijl de andere ( $R_{13}$ ) aan de achterzijde van het apparaat wordt gemonteerd, bij voorkeur met schroefdraaierinstelling. De eerste volumeregelaar is van het fysiologische type.  $R_9$  heeft een totale weerstand van  $1\text{ M}\Omega$ , met aftakkingen op 0,1 en  $0,2\text{ M}\Omega$  gerekend van de aardzijde. Deze aftakkingen zijn via hoog-doorlaatfilters met aarde verbonden, zodat bij teruggedraaide regelaar de middenfrequenties relatief meer verzwakt worden dan de lage. Bij grote verzwakking wordt ook het hoge niveau relatief iets opgehaald. De verzwakkingskrommen zijn gegeven in Fig. 61 en deze

zijn tegengesteld aan de bekende Flecher-Munson krommen, die de gemiddelde gevoeligheid van het menselijk gehoor, afhankelijk van de frequentie en de geluidsterkte geven.

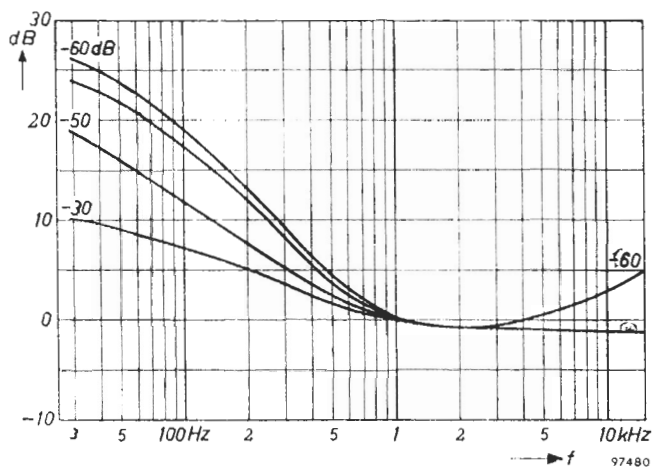


Fig. 61. Relatieve verzwakkingskrommen voor de fysiologische sterkteregeeling.

Bij een dergelijke regeling is men in hoge mate afhankelijk van de grootte en van de akoestische eigenschappen van de ruimte waarin de versterker wordt gebruikt. Daarom is een tweede regelaar aangebracht die vooraf ingesteld wordt op een gemiddeld niveau, zodat bij terugregelen van de met de hand bediende regelaar bijstellen van de toonregeling overbodig is.

De vervorming van deze voorversterker is, o.a. dank zij de sterke tegenkoppeling van 29 dB in de anodekring van de EF 86 en van ongeveer 38 dB over de ECC 83, zeer gering. Ze werd gemeten in combinatie met de 10 W krachtversterker voor directe energie-overdracht en bedroeg 0,02% bij 1 kHz en 0,06% bij 80 Hz. De ECC 83 wordt gevolgd door een conventionele schakeling voor toonregeling waarvan de karakteristieken in de uiterste standen zijn gegeven in Fig. 62.

De egalisatiekrommen vindt men in Fig. 63, en de met de Decca-proefplaat LXT 2695 gemeten weergavekromme in Fig. 64. Hieruit blijkt dat de bereikte egalisatie zeer goed is. De voeding van deze versterker

vraagt ongeveer 4 mA bij 300 V, wat gemakkelijk door de krachtversterker kan worden geleverd. Het verdient aanbeveling de serieweerstand van 5 k $\Omega$  met de gebruikelijke afvlakcondensator in te bouwen in de krachtversterker.

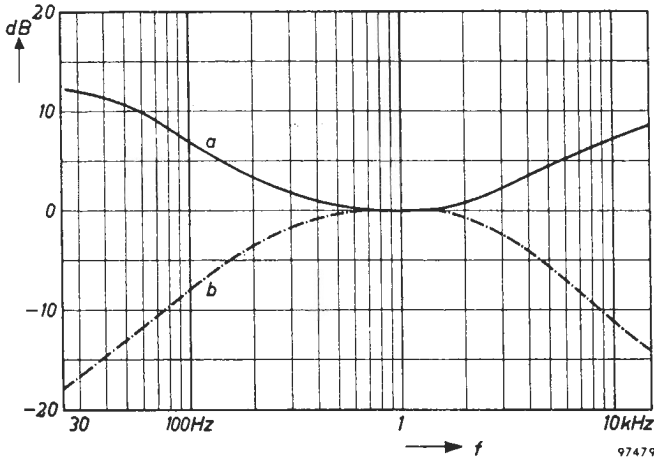


Fig. 62. Toonregelkarakteristieken: (a) bas- en discantregeling op maximum; (b) bas- en discantregeling op minimum.

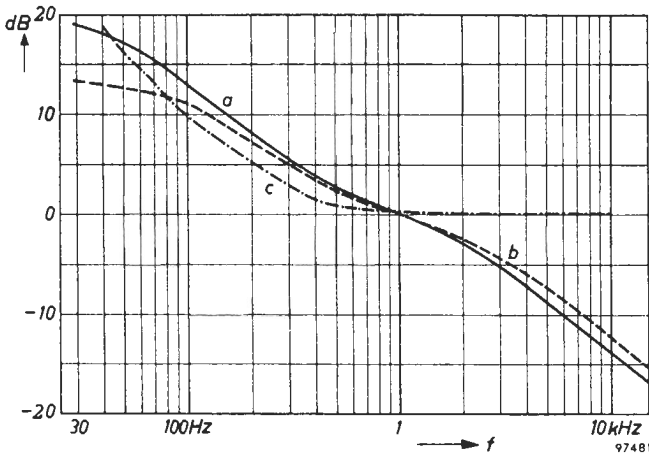


Fig. 63. Egalisatiekrommen: (a) voor microgroefplaten volgens de R.I.A.A. en A.E.S. karakteristiek opgenomen; (b) voor Decca F.F.R.R. platen, en (c) voor oude 78-toeren platen.

De gloeistroom is 0,5 A bij 6,3 V en kan ook door de transformator van de eindversterker worden geleverd, bij voorkeur door een aparte wikkeling met middenaftakking.

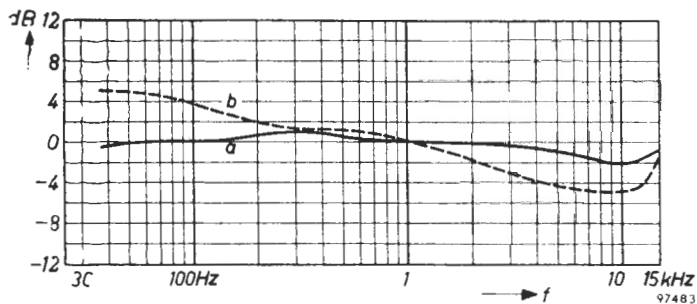


Fig. 64. Afspreekarakteristiek voor R.I.A.A. microgroefplaten, (a) en (b) gemeten met de Decca testplaat LXT 2659.



## VOORVERSTERKER MET DREUN- EN RUISFILTER MET $2 \times$ EF 86 EN ECC 83

Deze voorversterker is ontworpen voor gebruik met de 20 W krachtversterker met  $2 \times$  EL 34, maar kan natuurlijk ook voor andere krachtversterkers worden geschakeld. Er zijn ingangen aanwezig voor magneto-dynamische en kristal pick-ups, voor radio en bandafspeelkop, en bovendien is er een extra ingang. Deze laatste kan voor microfoon ingang worden gebruikt, maar dan is een aparte microfoonversterker nodig.

Behalve de normale uitgang naar de krachtversterker is een uitgang aanwezig waarachter een bandrecorder kan worden geschakeld. Zo kan elk programma dat aan de ingang wordt toegevoerd op de band worden opgenomen terwijl de versterker normaal functioneert voor weergave. Daarom is deze extra uitgang buiten de toonregeling gehouden.

Het verdient aanbeveling de extra ingang en de uitgang voor bandopname aan te brengen op de frontplaat van de versterker; zij zijn dan gemakkelijk toegankelijk. Al de andere aansluitingen worden aan de achterzijde van het apparaat gemonteerd.

De versterker is voorzien van zeer effectieve dreun- (rumble) en ruisfilters, die ieder op drie afsnijfrequenties kunnen worden ingesteld. Om de door deze filters veroorzaakte verzwakking, te compenseren is een ECC 83 dubbele triode als extra versterkbuis gebruikt. Het gevolg is dat deze versterker, die is afgeleid van de op blz. 81 beschreven voorversterker, sterker kan worden tegengekoppeld, zodat de vervorming nog geringer is.

### *Algemene gegevens*

Buizen:	$2 \times$ EF 86, ECC 83	
Uitgangsspanning:	voor krachtversterker	250 mV
	voor bandrecorder	300 mV
Gevoeligheid:	kristal pick-up	microgroef: 150 mV
		78 toeren: 270 mV
	magneto-dynamische pick-up	microgroef: 7 mV
		78 toeren: 12 mV
bandafspeelpositie:	2,5 mV bij 5 kHz	
radiopositie:	250 mV	
extra ingang:	250 mV	

Brom en ruis:	gemeten met 20 W versterker ten opzichte van het volle uitgangsvermogen;
	microgroef-positie: — 53 dB
	78-toeren-positie: — 58 dB
	band-afspeel-positie: — 47 dB
	radio en extra positie: — 63 dB
Ingangsimpedantie:	pick-up posities: 100 k $\Omega$
	band afspeelpositie: 80 k $\Omega$
	radio- en extra positie: 1 M $\Omega$
Vervorming:	bij 250 mV uitgangsspanning < 0,1 %
	bij 2,5 V uitgangsspanning 0,65 %
Toonregeling:	basversterking maximum 18 dB bij 50 Hz
	basverzwakking maximum — 10 dB bij 50 Hz
	discantversterking maximum 17 dB bij 10 kHz
	discantverzwakking maximum — 17 dB bij 10 kHz
Ruisfilter:	afsnijfrequenties 9, 7 en 5 kHz, verzwakking 20 dB per octaaf
Dreunfilter:	afsnijfrequenties 200, 100 en 60 Hz, verzwakking 12 dB per octaaf
Frequentiearakteristiek:	de versterker is recht binnen 1 dB van 25 Hz tot 20 kHz

## SCHEMABESCHRIJVING

Het schema is gegeven in Fig. 65. Het blijkt dat de ingang een sterke overeenkomst vertoont met de op blz. 103 beschreven voorversterker, waaruit deze dan ook is afgeleid. Wat daar voor de EF 86 (I) is geschreven geldt ook hier en behoeft dus geen nadere uitleg. De ingangpositie voor de microfoon is hier weggelaten. Men kan daarvoor de extra aansluiting gebruiken, die dan voor het gemak het beste op de frontplaat kan worden aangebracht. Het gebruik van een microfoonversterker is noodzakelijk; een eenvoudig transistorversterkertje kan deze taak vervullen.

Bij de EF 86 (II) begint deze versterker van de vorige te verschillen. Deze buis is wel tegengekoppeld, via  $R_{19}$  en dit is dan ook de oorzaak dat de vervorming van de thans beschreven versterker kleiner is. Het uitgangssignaal van de EF 86 (II) wordt naar een conventionele schakeling voor toonregeling

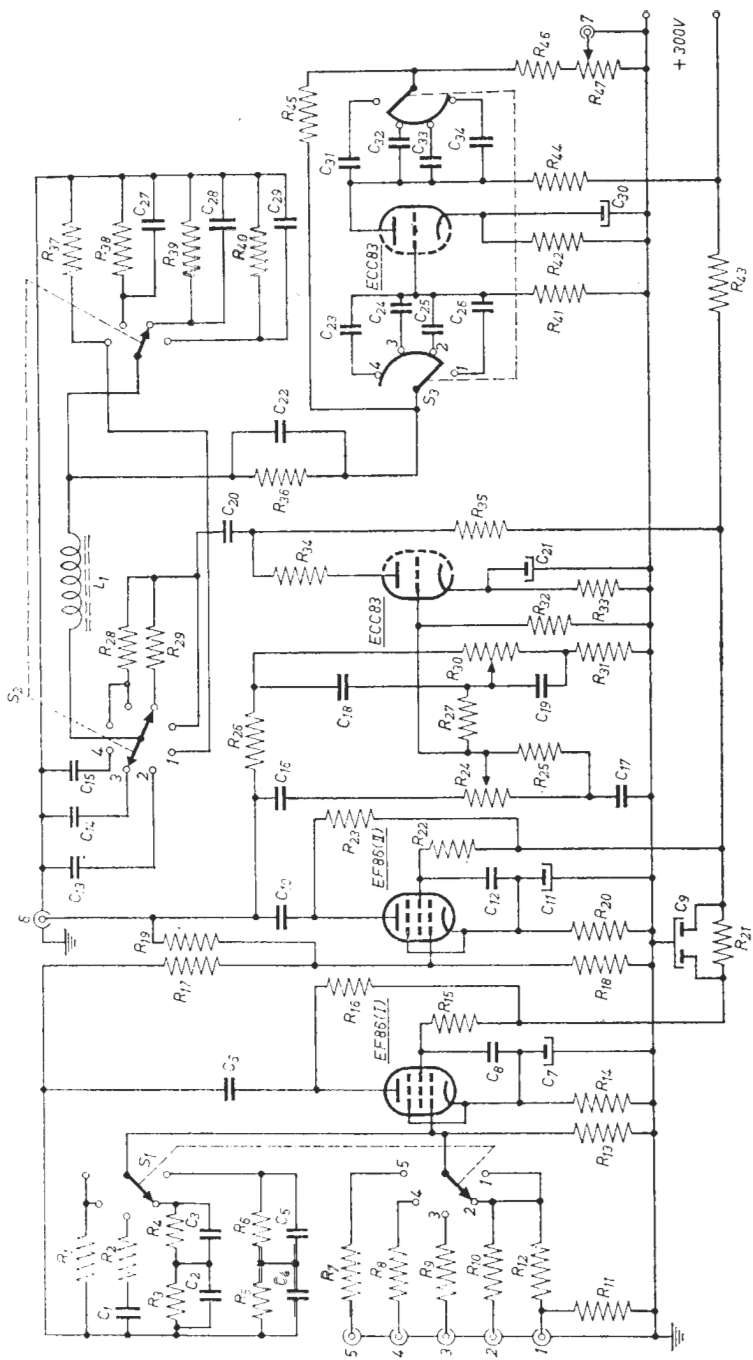


Fig. 65. Schema van de voorversterker met 2 x EF 86 en een ECC 83, met omschakelbare dreun en ruisfilters.

*Waarden van onderdelen*

$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$	$R_{22} = 470 \text{ k}\Omega^1)$	$R_{43} = 12 \text{ k}\Omega$	$C_{16} = 560 \text{ pF}$
$R_2 = 390 \text{ k}\Omega$	$R_{23} = 100 \text{ k}\Omega^1)$	$R_{44} = 47 \text{ k}\Omega$	$C_{17} = 8200 \text{ pF}$
$R_3 = 8,2 \text{ M}\Omega$	$R_{24} = 250 \text{ k}\Omega \text{ log.}$	$R_{45} = 1,5 \text{ M}\Omega$	$C_{18} = 2200 \text{ pF}$
$R_4 = 270 \text{ k}\Omega$	$R_{25} = 47 \text{ k}\Omega$	$R_{46} = 220 \text{ k}\Omega$	$C_{19} = 0,02 \mu\text{F}$
$R_5 = 2,2 \text{ M}\Omega$	$R_{26} = 68 \text{ k}\Omega$	$R_{47} = 50 \text{ k}\Omega \text{ log.}$	$C_{20} = 0,25 \mu\text{F}$
$R_6 = 180 \text{ k}\Omega$	$R_{27} = 39 \text{ k}\Omega$		$C_{21} = 50 \mu\text{F}$
$R_7 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_{28} = 22 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 330 \text{ pF}$	$C_{22} = 33 \text{ pF}$
$R_8 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_{29} = 10 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 820 \text{ pF}$	$C_{23} = 820 \text{ pF}$
$R_9 = 56 \text{ k}\Omega$	$R_{30} = 250 \text{ k}\Omega \text{ log.}$	$C_3 = 330 \text{ pF}$	$C_{24} = 820 \text{ pF}$
$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$	$R_{31} = 6,8 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 2700 \text{ pF}$	$C_{25} = 1500 \text{ pF}$
$R_{11} = 100 \text{ k}\Omega$	$R_{32} = 270 \text{ k}\Omega$	$C_5 = 330 \text{ pF}$	$C_{26} = 3300 \text{ pF}$
$R_{12} = 2,2 \text{ M}\Omega$	$R_{33} = 1,2 \text{ k}\Omega$	$C_6 = 0,1 \mu\text{F}$	$C_{27} = 390 \text{ pF}$
$R_{13} = 100 \text{ k}\Omega$	$R_{34} = 22 \text{ k}\Omega$	$C_7 = 50 \mu\text{F}$	$C_{28} = 820 \text{ pF}$
$R_{14} = 3,9 \text{ k}\Omega$	$R_{35} = 33 \text{ k}\Omega$	$C_8 = 0,1 \mu\text{F}$	$C_{29} = 1800 \text{ pF}$
$R_{15} = 1,5 \text{ M}\Omega^1)$	$R_{36} = 270 \text{ k}\Omega$	$C_9 = 2 \times 8 \mu\text{F}$	$C_{30} = 50 \mu\text{F}$
$R_{16} = 270 \text{ k}\Omega^1)$	$R_{37} = 56 \text{ k}\Omega$	$C_{10} = 0,1 \mu\text{F}$	$C_{31} = 0,01 \mu\text{F}$
$R_{17} = 220 \text{ k}\Omega$	$R_{38} = 56 \text{ k}\Omega$	$C_{11} = 50 \mu\text{F}$	$C_{32} = 4700 \text{ pF}$
$R_{18} = 1 \text{ M}\Omega$	$R_{39} = 47 \text{ k}\Omega$	$C_{12} = 0,1 \mu\text{F}$	$C_{33} = 2700 \text{ pF}$
$R_{19} = 3,9 \text{ M}\Omega$	$R_{40} = 33 \text{ k}\Omega$	$C_{13} = 390 \text{ pF}$	$C_{34} = 2700 \text{ pF}$
$R_{20} = 1,2 \text{ k}\Omega$	$R_{41} = 220 \text{ k}\Omega$	$C_{14} = 820 \text{ pF}$	
$P_{21} = 33 \text{ k}\Omega$	$R_{42} = 1,5 \text{ k}\Omega$	$C_{15} = 1800 \text{ pF}$	$L_1 = 1,2 \text{ H}$

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten van hoge stabiliteit zijn.

gevoerd, deze behoeft geen nadere beschrijving. Behalve dat wordt het signaal ook nog naar een uitgangsbuis gevoerd, die gebruikt kan worden als ingang voor een bandrecorder. Gelijktijdig met het beluisteren van een programma via de versterkinstallatie kan het dus worden opgenomen zonder dat het signaal door de toonregeling en/of de filters wordt beïnvloed.

Het verdient aanbeveling ook deze bus op de frontplaat aan te brengen, evenals de reeds genoemde extra ingang. Het uitgangssignaal voor opnemen is 300 mV.

De toonregeling wordt gevolgd door een sectie van de dubbele triode ECC 83 die als normale, niet tegengekoppelde versterker is geschakeld. De koppelcondensator  $C_{20}$  is op een aftakking van de belastingsweerstand  $R_{34}R_{35}$  aangebracht, om terugwerking van het ruisfilter op de toonregeling via de buis- en bedradingscapaciteit te verminderen.

*Ruis- en dreunfilters*

Het ruisfilter wordt bediend door een driepolige schakelaar met vier standen. In stand I is het filter uitgeschakeld en is de versterker recht. Fig. 66 geeft

een vereenvoudigd schema van de schakelementen tussen de anode van de eerste en het rooster van de tweede sectie van de ECC 83. Via de koppelcondensator ( $C_{20}$ ) wordt het signaal naar het knooppunt  $R_{28} R_{37}$  gevoerd en over het filter  $R_{36} C_{22}$  en de koppelcondensator  $C_{23-26}$  naar het volgende rooster. De potentiometer  $R_{28} R_{37}$  dient om de totale indruk van de signaalsterkte constant te houden bij omschakeling van het ruisfilter, het hoogdoorlaatfilter  $R_{36} C_{22}$  om de verzwakking in het gebied van de hoogste frequen-

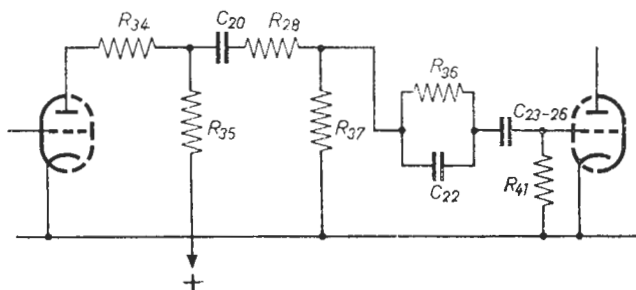


Fig. 66. Vereenvoudigd schema van de schakelementen tussen de anode van de eerste en het rooster van de tweede sectie van de ECC 83 bij uitgeschakeld ruisfilter.

ties, veroorzaakt door buis- en bedradingscapaciteiten, te compenseren. In de volgende standen van de schakelaar wordt een  $\pi$  filter ingeschakeld met een zelfinductie van 1,2 H in de horizontale verbinding (zie Fig. 67), een condensator in het eerste verticale been en een parallelschakeling van een weerstand en condensator in het tweede. In de vierde en laatste stand wordt bovendien nog de serieweerstand  $R_{28}$  of  $R_{29}$  uitgeschakeld. Het filter  $R_{36} C_{22}$

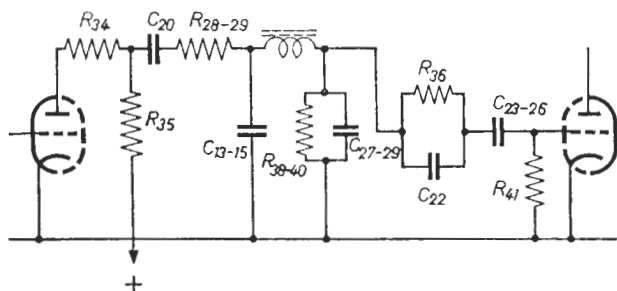


Fig. 67. Als Fig. 66 maar met ingeschakeld filter.

blijft ingeschakeld, het heeft een tijdconstante van  $9 \mu\text{sec.}$  en speelt dus bij het inschakelen van het ruisfilter geen rol.

Het dreunfilter is op zeer eenvoudige wijze verkregen. Het is bekend dat een RC filter een verzwakking veroorzaakt die asymptotisch nadert tot 6 dB per octaaf. Door twee van deze filters in serie te schakelen wordt de verzwakking 12 dB per octaaf. Een hoog doorlaatfilter wordt gevormd door de koppelcondensator en de lekweerstand van een buis. Door nu de koppelcondensator te verkleinen kan men de frequentie, tot waar de frequentie-karakteristiek naar beneden recht is, verhogen. Daar beneden valt de karakteristiek dan met ongeveer 6 dB per octaaf. Door in de anodekring van de buis nog een dergelijk filter te schakelen, krijgt men een verzwakking van 12 dB per octaaf. Deze schakeling is als dreunfilter toegepast bij de tweede sectie van de ECC 83 en zij is vereenvoudigd weergegeven in Fig. 68. In de praktische uitvoering worden de koppelcondensatoren parallel geschakeld door middel van een doorgaand segment op de dubbelpolige viervoudige schakelaar; aldus worden schakelklikken vermeden. De doorlaatkrommen van beide filters vindt men in Fig. 69.

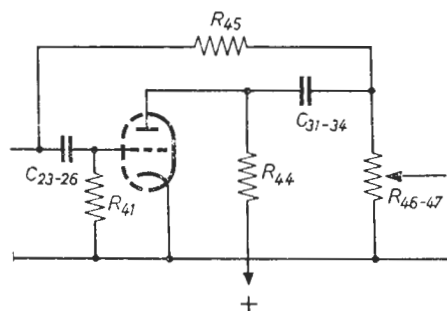


Fig. 68. Vereenvoudigd schema van het dreunfilter.

### *Uitgang*

De uitgang van de versterker is zeer eenvoudig. Hij bevat een potentiometer van  $50 \text{ k}\Omega$  voor de volumeregeling, in serie met een weerstand van  $220 \text{ k}\Omega$ . Deze potentiometer en weerstand vormen samen de weerstandstak van het hoog-doorlaatfilter in de anodekring van de uitgangsbuis. Deze laatste is tegengekoppeld via  $R_{45}$ , waardoor de inwendige weerstand van de buis laag wordt, wat gunstig is aan de ingang van het filter, terwijl bovendien de vervorming wordt verminderd.

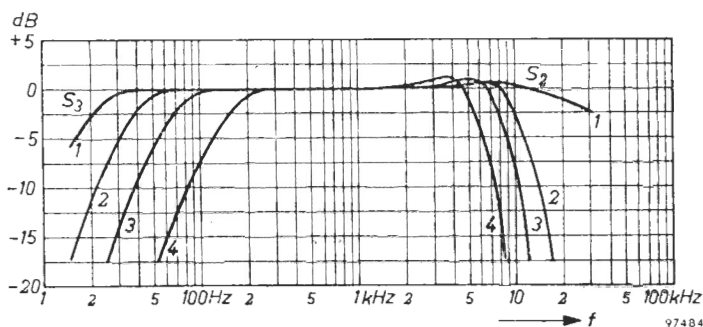


Fig. 69. Doorlaatkrommen van de ruis- en dreunfilters. De schakelstanden van  $S_2$  en  $S_3$  corresponderen met die in het schema van Fig. 65.

De waarden voor brom- en ruisniveaus die hieronder zijn gegeven zijn niet aan de uitgang van de voorversterker gemeten, maar aan de uitgang van een 20 W versterker die door de voorversterker wordt gestuurd. Hierbij waren de ingangen van de laatstgenoemde versterker open. De frequentiekaracteristieken en de toonregelkrommen zijn ook achter deze combinatie gemeten. De gegeven gevoeligheidscijfers zijn voor een uitgangsspanning van 250 mV van de voorversterker; de daarbij optredende harmonische vervorming is kleiner dan 0,1% en bij een tienmaal hogere uitgangsspanning slechts 0,65%. Een snelle toeneming van de vervorming treedt niet op voordat de voorversterker sterk wordt overbelast.

### Pick-up ingangskanalen

De egalisatiekrommen van de ingangskanalen voor magneto-dynamische en kristal pick-ups zijn gegeven in Fig. 70. Het verschil in gevoeligheid tussen

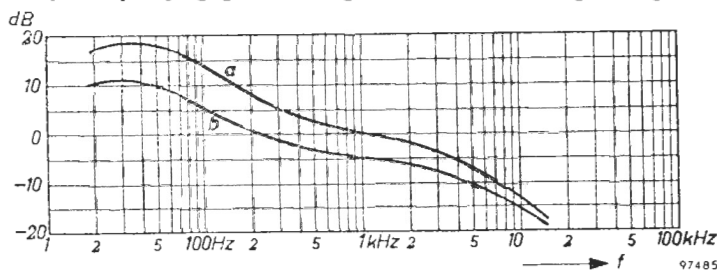


Fig. 70. Egalisatiekrommen voor de pick-up ingangskanalen, (a) voor microgroef platen; (b) voor 78-toeren platen.

de positie voor microgroef- en die voor 78-toeren platen is bereikt door de verschillende mate van tegenkoppeling in de schakelstanden 1 en 2. Het verschil is nodig omdat 78-toeren platen een hogere spanning geven dan die met microgroef. Aan de ingang voor een magneto-dynamische pick-up is de ingangsimpedantie  $100\text{ k}\Omega$ , de gevoeligheid bij  $1\text{ kHz}$  is voor microgroef platen  $7\text{ mV}$ , en voor 78-toeren platen  $12\text{ mV}$ . Het brom- en ruisniveau is dan  $53\text{ dB}$ , respectievelijk  $58\text{ dB}$  beneden  $20\text{ W}$ . De aansluiting is bedoeld voor magneto-dynamische pick-ups maar kan ook worden gebruikt voor electro-dynamische pick-ups, die meestal een hogere uitgangsspanning hebben. In het laatste geval verdient het aanbeveling de waarde van de serie-weerstand  $R_{10}$  dienovereenkomstig te verhogen.

Voor kristal pick-up (aansluiting 1) is de ingangsimpedantie ook  $100\text{ k}\Omega$  en de gevoeligheidscijfers zijn  $150\text{ mV}$  voor microgroef- en  $270\text{ mV}$  voor 78-toeren platen. Het brom- en ruisniveau is gelijk aan dat wat geldt voor de ingang voor magneto-dynamische pick-ups.

De aansluiting is geschikt voor pick-ups met lage of middelmatig hoge uitgangsspanning die worden belast met een weerstand van  $100\text{ k}\Omega$  ( $R_{11}$ ) parallel aan de ingang. Deze weerstand, welke in serie staat met de capaciteit van de pick-up, veroorzaakt verlies in de lage tonen, zodat de karakteristiek overeenkomst gaat vertonen met die van een magneto-dynamische pick-up. Aldus kan hetzelfde tegenkoppelnetswerk voor beide pick-ups worden gebruikt; de gekozen waarden geven het beste compromis voor de meest voorkomende typen. Heeft men evenwel de beschikking over een pick-up die niet geschikt is voor deze vorm van belasting of is de uitgangsspanning te hoog, dan kan men gebruik maken van de extra aansluiting (5). Bij dit kanaal is de belastingsweerstand  $1\text{ M}\Omega$  en wordt de opneemkarakteristiek automatisch gecompenseerd.

### *Band-afspeel kanaal*

Aansluiting 3 is voor het afspelen van magneetband. De ingangsimpedantie is  $80\text{ k}\Omega$ , de gevoeligheid bij  $5\text{ kHz}$   $2,5\text{ mV}$  en het brom- en ruisniveau is  $47\text{ dB}$  ten opzichte van  $20\text{ W}$ . De egalisatiekromme is gegeven in Fig. 71.

Het kanaal is bestemd voor het afspelen van band met behulp van midden- of hoogohmige afspeelkoppen; de weergavekarakteristiek bij afspelen van de E.M.I. testband T.B.T. 1 is opgenomen in Fig. 72.



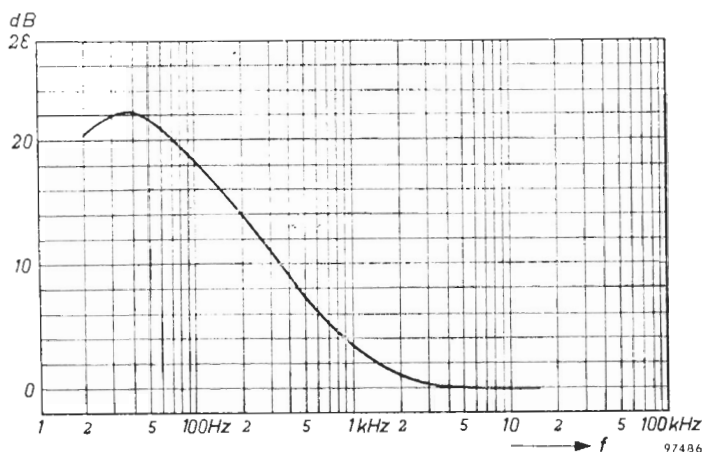


Fig. 71. Egalisatiekromme voor het band-afspeel kanaal.

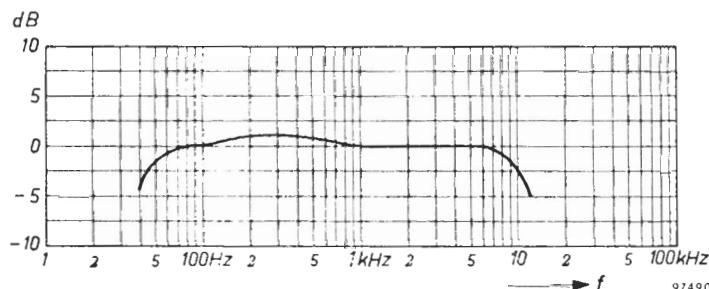


Fig. 72. Frequentiekarakteristiek van het band-afspeel kanaal opgenomen met E.M.I. testband T.B.T. 1.

### Radioaansluiting

De gevoeligheid van het kanaal voor de radioaansluiting (4) is 250 mV; de ingangsimpedantie bedraagt 1 M $\Omega$ . Het brom- en ruisniveau is — 63 dB ten opzichte van 20 W. Met de genoemde waarden van gevoeligheid en ingangsimpedantie zal men met de meeste voorzetapparaten goed uitkomen. Mocht men een lagere ingangsimpedantie nodig hebben, dan kan men deze verlagen door een weerstand tussen de ingangskant van R<sub>s</sub> en aarde te verbinden.

### Extra ingang

Uit het schema van Fig 65 blijkt dat de extra ingang geheel gelijk is aan die voor de radioaansluiting. Met deze eigenschappen is dit kanaal geschikt voor het gebruik van gevoelige kristal pick-ups, of voor het aansluiten achter een band-afspeelversterker. In het proefmodel van de versterker werd deze aansluiting naar de frontplaat gebracht om een gemakkelijk bereikbare verbinding met een draagbare bandrecorder mogelijk te maken.

Desgewenst kan deze ingang ook worden gebruikt voor aansluiting van een microfoon via een microfoonversterker, of via de mengversterker die als laatste in dit boek is beschreven. De gekozen indeling geeft een groot aantal mogelijkheden. Het gebruik van een schakelaar met slechts vijf standen veroorlooft aanbrenging van een extra segment, waarmee de niet gebruikte kanalen worden kortgesloten. Terwille van de overzichtelijkheid van het schema is een dergelijk segment niet in tekening gebracht.

### De toonregeling

De toonregelkarakteristieken zijn gegeven in Fig. 73.

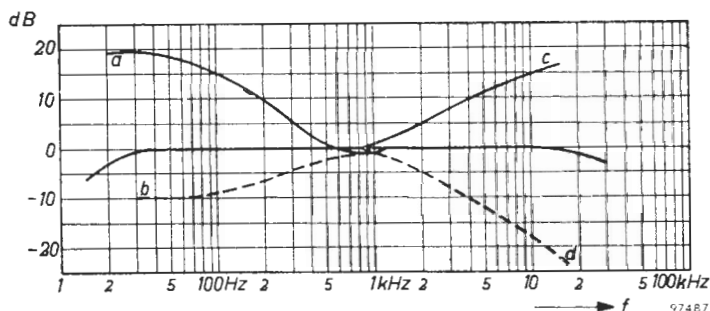


Fig. 73. Frequentie karakteristiek van de voorversterker met toonregelingen in de middenstand en in de uiterste standen. (a) Bas regeling maximum, discant recht; (b) bas minimum, discant recht; (c) discant maximum, bas recht; (d) discant minimum, bas recht.

## MENGVERSTERKER VOOR VIER INGANGSKANALEN

Het komt nog wel eens voor dat men verscheidene ingangssignalen wil toevoeren aan een versterker, die maar voor een enkel ingangssignaal geschikt is. De hier beschreven mengversterker biedt de mogelijkheid gelijktijdig te werken met vier ingangssignalen, die gemengd kunnen worden tot een enkel uitgangssignaal, dat zich leent om toe te voeren aan een kracht- of voorversterker die maar voor een enkel ingangssignaal is ingericht. Twee ingangskanalen van de mengversterker zijn geschikt voor aansluiting van microfoons; het derde kan worden gebruikt voor aansluiting van een radio, of voor een bandrecorder waarin de egalisatie is ingebouwd; het vierde ingangskanaal dient voor aansluiting van een pick-up.

Het schema is getekend voor een uitgangsspanning van 40 mV, op deze wijze is de mengversterker in staat de 10 W versterker op blz. 47 e.v. uit te sturen als de toonregeling niet is verbonden. Met een kleine wijziging in de eindtrap kan de mengversterker uitgangsspanningen tot 800 mV leveren.

Het ontwerp is zeer eenvoudig gehouden, en een minimum aan onderdelen en buizen is gebruikt. Het is een typisch ontwerp voor amateurgebruik en kan goede diensten bewijzen bij het maken van geluidsbanden waarvoor geen professionele maatstaven worden aangelegd.

*Waarden van onderdelen*

$R_1 = 10 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$R_{19} = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$
$R_2 = 390 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$R_{20} = 27 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$
$R_3 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$R_{21} = 1,5 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$
$R_4 = 500 \text{ k}\Omega, \text{ log.}$	$R_{22} = 47 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$
$R_5 = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_1 = 0,05 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_6 = 10 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_2 = 0,25 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_7 = 390 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_3 = 0,1 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_8 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^1)$	$C_4 = 0,05 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_9 = 500 \text{ k}\Omega, \text{ log.}$	$C_5 = 0,25 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_{10} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_6 = 0,1 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_{11} = 390 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 16 \mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{12} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_8 = 50 \mu\text{F}, 12 \text{ V wksp}$
$R_{13} = 500 \text{ k}\Omega, \text{ log.}$	$C_9 = 0,05 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_{14} = 1,5 \text{ M}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{10} = 0,01 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_{15} = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{11} = 16 \mu\text{F}, 350 \text{ V wksp}$
$R_{16} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^2)$	$C_{12} = 0,1 \mu\text{F}, 250 \text{ V wksp}$
$R_{17} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{13} = 50 \mu\text{F}, 12 \text{ V wksp}$
$R_{18} = 5,6 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \frac{1}{4} \text{ W}^2)$	

<sup>1)</sup> Deze weerstanden moeten met hoge stabiliteit zijn.

<sup>2)</sup> Deze waarden kunnen anders worden gekozen voor hogere uitgangsspanningen.

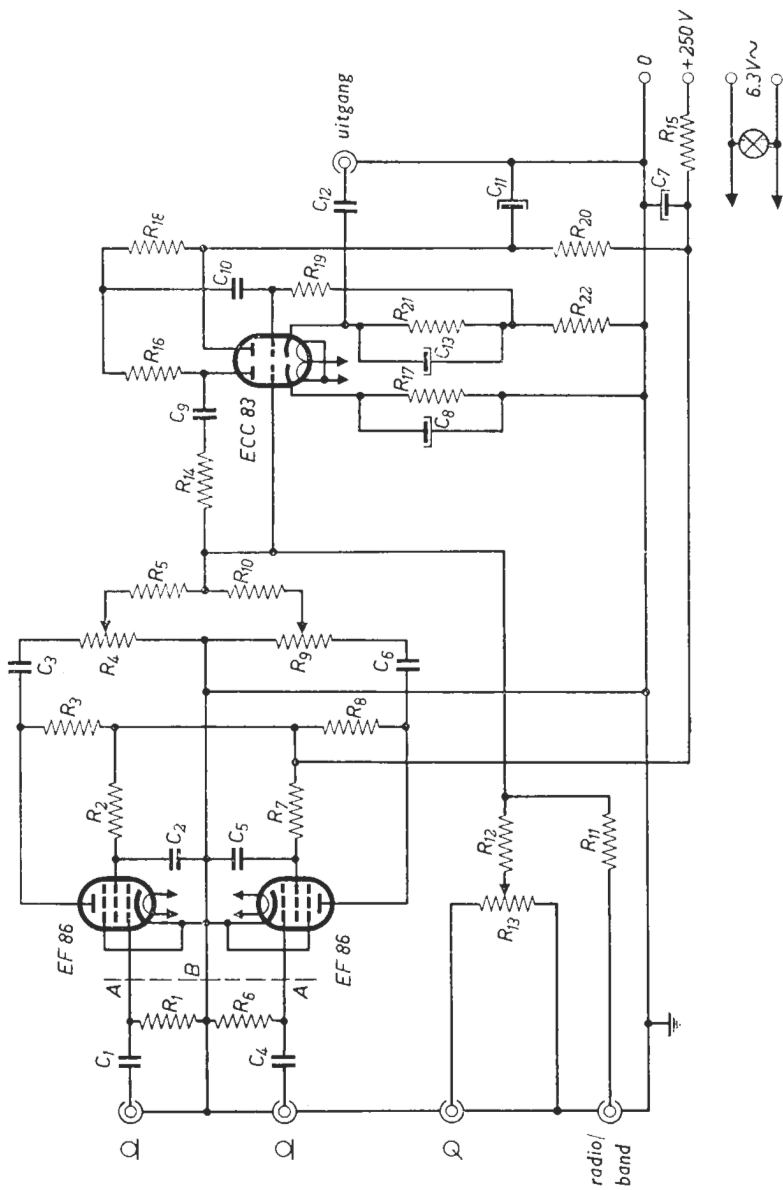


Fig. 74. Schema van de mengversterker voor vier ingangskanalen.

*Algemene gegevens*

Buizen:	2 × EF 86 en ECC 83	
Uitgangsspanning:	geschakeld voor lage versterking	40 mV
	geschakeld voor hoge versterking	800 mV
Gevoeligheid:	microfooningang:	3 mV
	radio-ingang:	230 mV
	pick-up ingang	250 mV
Frequentiekaracteristiek:	voor de microfoonkanalen recht binnen $\pm 3$ dB (ten opzichte van het 1 kHz niveau) van 20 Hz tot 20 kHz	
	voor de radio en pick-up kanalen recht binnen $\pm 2$ dB van 15 Hz tot 20 kHz	
Brom- en ruisniveau:	50 dB beneden het volle uitgangsvermogen gemeten met de 10W versterker	

## SCHEMABESCHRIJVING

Het schema is gegeven in Fig. 74. Het blijkt dat de beide microfooningangstrappen gelijk zijn, en beide zijn uitgerust met een L.F. pentode EF 86, die negatieve roosterspanning krijgt door middel van een lekweerstand van hoge waarde ( $R_1 = R_6 = 10 M\Omega$ ).

De impedantie van een kristalmicrofoon is hoofdzakelijk capacitief en heeft een capaciteit van de orde van grootte van 2000 pF. Om daarbij verlies aan klemspanning bij lage frequenties te voorkomen, moet de microfoon worden aangesloten op een voortrap met hoge ingangsimpedantie. Als bijvoorbeeld voor  $R_1$  een weerstand van  $1,5 M\Omega$  wordt gekozen, zal de combinatie van de seriecaciteit van de microfoon, de condensator in de roosterkring  $C_1$  en de roosterweerstand  $R_1$  oorzaak zijn van een spanningsverlies van een derde deel van de microfoonspanning bij een frequentie van 100 Hz. Aldus is de genoemde hoge waarde voor de lekweerstand gekozen, om de gewenste hoge ingangsimpedantie te krijgen en verlies aan lage tonen te voorkomen.

Moet een elektrodynamische- of een bandmicrofoon worden gebruikt, dan kan de versterker aan hun lage impedantie worden aangepast door gebruik te maken van een ingangstransformator die de lage microfoonspan-

ning optransformeert naar de roosters van de EF 86 pentodes. De lekweerstand die de negatieve roosterspanning verzorgt schakelt men in serie met de transformator. De lekweerstand wordt overbrugd door een condensator van 5000 pF, als aangegeven in Fig. 75. De verbindingen aangeduid met *A* en *B* moeten de in het schema van Fig. 74 overeenkomstig gemerkte vervangen. De verbindingen van de transformator naar het rooster moeten zo kort mogelijk worden gehouden om verlies aan hoge tonen en inductie van bromspanningen te vermijden.

De uitgang van elke microfoonversterker is capacitief gekoppeld met het rooster van een sectie van de ECC 83 dubbele triode. De radio- en pick-up ingangen zijn ook met dit zelfde rooster verbonden door middel van de weerstanden  $R_{11}$ , en  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ . Deze sectie van de ECC 83 is geschakeld als spanningsversterker.

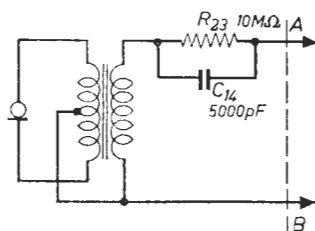


Fig. 75. Aansluitschema voor microfoons met lage impedantie. Dit schema vervangt dan het gedeelte in Fig. 62, dat links van de lijn *A-B* is getekend.

De potentiometers  $R_4$ ,  $R_9$  en  $R_{13}$  dienen voor het instellen van de signaalsterkten en voor het mengen van de microfoon- en pick-up ingangskanalen. Instelling van het vierde kanaal kan geschieden met de volumeregelaar van de gebruikte radio of bandrecorder. Desgewenst kan de radioingang worden geregeld op dezelfde wijze als het pick-up signaal, door middel van  $R_{13}$ . In dat geval wordt een potentiometer over de ingang geschakeld en wordt de weerstand  $R_{11}$  verbonden met de looper.

De waarde van de weerstanden  $R_3$ ,  $R_{10}$ ,  $R_{11}$  en  $R_{12}$  is zo gekozen dat onderlinge beïnvloeding van de signalen wordt voorkomen en dat het rooster van de ECC 83 niet wordt kortgesloten wanneer een of meer potentiometers in de nulstand zijn gedraaid.

Het uitgangssignaal van de eerste sectie van de ECC 83 wordt via een potentiometerschakeling bestaande uit  $R_{16}$  en  $R_{18}$  en via  $C_{10}$  gevoerd naar het rooster van de tweede sectie, welke als katodevolger is geschakeld; hierop zal nog worden teruggekomen. De eerste sectie van de ECC 83 is tegengekoppeld via  $C_9$ ,  $R_{14}$ . Deze tegenkoppeling dient om de ingangsweerstand van de buis te verlagen en het verlies aan hoge tonen door het Miller effect te verkleinen.

De uitgangsspanning van de versterker wordt afgenomen van de katode van de tweede sectie van de ECC 83. Door de sterke tegenkoppeling is de uitgangsimpedantie van een katodevolger zeer laag, in het onderhavige geval ongeveer  $60 \Omega$ . Door deze lage uitgangsimpedantie zal er geen verlies aan hoge tonen optreden als een lange kabel wordt gebruikt tussen de mengversterker en de krachtversterker. De ingangsimpedantie van de laatstgenoemde moet evenwel hoger zijn dan  $100 \text{ k}\Omega$ , om te voorkomen dat de lage tonen worden verzwakt door de aanwezigheid van de koppelcondensator  $C_{12}$ .

#### *Uitgangsspanning en gevoeligheid*

De maximale uitgangsspanning van de versterker is 40 mV; zij wordt bereikt met een ingangsspanning van 3 mV op de microfoon- en 230 mV op de radio ingang. De ingangsgoedigheid voor de pick-up bedraagt 250 mV, zodat deze versterker is bedoeld voor gebruik met kristal pick-ups die een hoge of middelmatige spanning afgeven.

Wanneer deze versterker moet worden gebruikt bij een krachtversterker die een hoger ingangssignaal behoeft, bij voorbeeld indien een tooncorrectienetwerk is ingebouwd, kan de uitgangsspanning worden opgevoerd door de koppeling tussen de beide triodesecties te wijzigen. Als de condensator  $C_{10}$  direct met de anode van de eerste sectie wordt verbonden, is een uitgangsspanning van 800 mV beschikbaar. Tussentijdse waarden van de uitgangsspanning kunnen worden bereikt door de waarden van  $R_{16}$  en  $R_{18}$  te wijzigen. Worden beide weerstanden bij voorbeeld  $47 \text{ k}\Omega$  gemaakt, dan zal de uitgangsspanning 400 mV bedragen.

Als de uitgangsspanning zou worden ingesteld door middel van een potentiometer aan de uitgang, dan zou het voordeel van de lage uitgangsimpedantie van de katodevolger verloren gaan.

#### *Frequentiekarakteristiek*

De frequentiekarakteristiek van de mengversterker, gemeten tussen de microfooningang en de uitgang, is gegeven in Fig. 76. De kromme verloopt vlak binnen 3 dB, vergeleken met het relatieve niveau bij 1 kHz, tussen 20 Hz en 20 kHz. De frequentiekarakteristiek tussen de radio- en pick-up ingangen en de uitgang ziet men ook in Fig. 76. Omdat de EF 86 trappen niet in deze

tweede positie voor de meting zijn opgenomen, is de weergave van lage tonen iets uitgebreid en is de kromme vlak binnen 2 dB, vergeleken met het 1 kHz niveau tussen 15 Hz en 20 kHz.

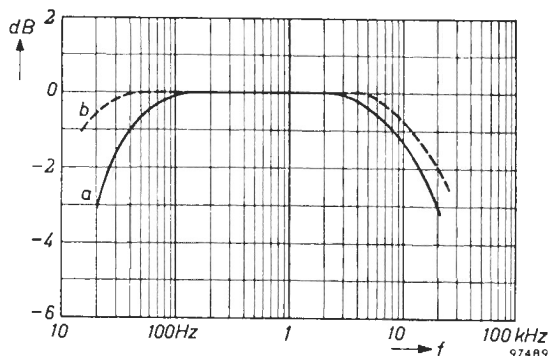


Fig. 76. Frequentiearakteristiek van de mengversterker, (a) voor de microfoonkanalen; (b) voor de radio- en pick-up kanalen.

### Brom en ruis

De brom- en ruismetingen zijn verricht met weerstanden van  $100\text{ k}\Omega$  over de microfoon- en pick-up ingangsklemmen en met de potentiometers geheel opgedraaid. Aldus is een redelijk praktische conditie gesimuleerd. De mengversterker werd verbonden met een  $10\text{ W}$  versterker en de metingen werden gedaan over een  $7\ \Omega$  weerstand aan de uitgang. De spanning over deze weerstand was  $26\text{ mV}$ .

Het nominale uitgangsvermogen van de versterker ( $10\text{ W}$ ) komt overeen met een spanning van  $8,4\text{ V}$  over deze weerstand, zodat het brom- en ruisniveau  $-50\text{ dB}$  is ten opzichte van  $10\text{ W}$ . Het achtergrond geruis van de  $10\text{ W}$  versterker alleen is beter dan  $-70\text{ dB}$  ten opzichte van  $10\text{ W}$ , zodat het getal van  $-50\text{ dB}$  vrijwel geheel moet worden toegeschreven aan de mengversterker.



