

*Sinds enige tijd zijn er radioruistellen met „directe energie-overdracht“ in de handel, d.z. toestellen waarin de eindhuizen de luidspreker rechtstreeks ronden, zonder tussenkomst van een uitgangstransformator. Met deze laatste is een onderdeel komen te vervallen dat niet alleen vervorming en verlies meebracht, doch dat ook vrij kostbaar was, zelfs als men er slechts matige eisen aan stelde. Door de fusererschuiting die het introduceerde, leette het bovendien dat men ten volle profijt kon trekken van tegenkoppeling.*

*Een nieuwe schakeling van de laatste en de voorlaatste trap van laagfrequentieversterkers, zonder uitgangstransformator, verschilt aanzienlijk van de conventionele en kan aan veel hogere eisen voldoen. Voor de ontbrekende uitgangstransformator treden geen kostbare onderdelen in de plaats.*

De kwaliteit van in de huiskamer gereproduceerde muziek kan een zeer hoog peil bereiken bij het spelen van grammofoonplaten of magnetische bandopnamen en bij ontvangst van frequentiemodulatiezenders. Willen de uitstekende eigenschappen van deze „muziekbronnen“ volledig tot hun recht komen, dan moet natuurlijk de weergeefinstallatie aan hoge eisen voldoen. Er is de laatste jaren dan ook een duidelijk streven waar te nemen naar verbetering van de weergeefapparatuur. Deze bestaat in het algemeen uit één of meer luidsprekers en een laagfrequentieversterker, aangesloten resp. op een groef-taster, een opneemkop of het radiogedeelte van een frequentiemodulatie-ontvanger.

Beperken wij ons hier tot de laagfrequentieversterker en de luidspreker, dan zijn er nog drie aspecten te onderscheiden: een elektronisch, een luidsprekertechnisch en een akoestisch aspect. De beide laatste zijn in dit tijdschrift onlangs uitvoerig ter sprake gekomen in een artikel over een installatie

die aan bijzonder hoge eisen voldoet<sup>1)</sup>. In het onderstaande daarentegen valt de nadruk op de elektronische kant, dus op de ontwikkeling van nieuwe schakelingen. Zoals aanstonds zal blijken, staat deze ontwikkeling niet los van een vernieuwing op luidsprekergebied.

De eisen die men aan laagfrequentieversterkers stelt, hebben betrekking op het uitgangsvermogen, de frequentiekaracteristieken, de niet-lineaire distorsie en de inwendige weerstand.

Wat betreft de frequentiekaracteristieken, is het niet voldoende als de amplitude-frequentiekaracteristiek vlak is in het hoorbare gebied (20-18 000 Hz), aangezien dan de fase-frequentiekaracteristiek slechts over een veel beperkter gebied het juiste

<sup>1)</sup> G. J. Bleeksma en J. J. Schurink, Een luidsprekerinstallatie voor zeer goede weergave in de huiskamer, Philips techn. T. 18, 308-320, 1956 (no. 10).

verloop zou hebben; „juist verloop” betekent evenredigheid van de fazehoek met de frequentie (waarbij de evenredigheidsfactor nul kan zijn). Bij een gebrekkige fazekarakteristiek zouden plotselinge inzetten van de muziek, scherpe medeklinkers e.d. vervormd worden weergegeven<sup>2)</sup>. Een goede fazekarakteristiek is te verkrijgen indien de amplitudekarakteristiek vlak is tot ver in het onhoorbare gebied, b.v. tot 40 kHz. De eis van een vlakke amplitudekarakteristiek neemt overigens niet weg dat men in het algemeen prijs stelt op regelbaarheid van lage en hoge tonen, bij voorkeur onafhankelijk van elkaar.

Niet-lineaire distorsie (disproportie) in een versterker is het gevolg van het niet-lineair zijn van de karakteristieken van buizen en magnetisch materiaal. Disproportie geeft aanleiding tot het ontstaan van harmonischen, die het timbre van het geluid wijzigen. Wat nog erger is: zodra twee of meer tonen tegelijk aanwezig zijn, doet disproportie ook niet-harmonischen ontstaan (intermodulatie). Daar de disproportie vanaf een bepaalde signaalsterkte snel met de amplitude toeneemt, stelt ze een grens aan het maximale uitgangsvermogen waarbij de versterker nog bevredigend werkt.

De inwendige weerstand van de eindtrap ten slotte dient laag te zijn, ten einde een sterk dempende werking uit te oefenen op de luidspreker, die een mechanische resonantie in het gebied van de zeer lage tonen heeft<sup>3)</sup>.

Het is de taak van de ontwerper van versterkers, zo goed mogelijk te voldoen aan de eisen betreffende karakteristieken, distorsie en inwendige weerstand, bij zo laag mogelijke kostprijs. De prijs is uiteraard van veel gewicht wanneer het gaat om massaproducten zoals radiotoestellen. Streven naar een lage prijs sluit ook in dat men een hoog rendement moet zien te bereiken, anders vervalt men in een voedingsgedeelte en eindbuizen van nodeloos groot vermogen.

Als eindbuis heeft in het algemeen de pentode de voorkeur boven de triode; de eerstgenoemde buis heeft namelijk een hoger rendement en vraagt een kleiner ingangssignaal. Bij een pentode is het rendement maximaal (theoretisch 50%) als de belastingsweerstand  $R_0$  gelijk is aan de gelijkstroomweerstand  $R_{ak}$  van de buis [ $R_{ak} = V_{a(w)}/I_{a(w)}$ , waarin  $V_{a(w)}$  en  $I_{a(w)}$  de anodespanning resp. anodestroom in het werkpunt zijn;  $R_{ak}$  moet niet verward worden met de (veel hogere) inwendige weerstand  $R_i = \partial V_a/\partial I_a$  bij constante stuurroosterspanning].

Bij normale eindpentodes heeft  $R_{ak}$  een waarde van vele duizenden ohms.

Volgens de gevestigde techniek geeft men de spoel van elektrodynamische luidsprekers betrekkelijk weinig windingen van vrij dik draad. Daardoor is de impedantie (vrijwel een weerstand) laag, b.v. 7 ohm. Aanpassing van deze lage impedantie bij de veel hogere waarde van  $R_{ak}$  komt tot stand door een omlaag transformerende uitgangstransformator. Deze transformator nu is een onderdeel waarvan de constructie veel aandacht en veel materiaal vergt. Zijn spreidingszelfinductie vormt met parasitaire capaciteiten een of meer trillingskringen, die een bovenste grens aan het weergegeven frequentiegebied stellen. Deze afsnijfrequentie is des te hoger naarmate de spreiding en de windingscapaciteit kleiner zijn, dus naarmate het aantal windingen kleiner is. Een voorwaarde voor goede weergave van de lage tonen echter is een grote primaire zelfinductie, dus juist een groot aantal windingen. Een ongunstige factor is bovendien de anodegelijkstroom, die de kern voormagnetiseert.

Deze laatste moeilijkheid vervalt indien men een balans-eindtrap gebruikt; wegens het ontbreken van gelijkstroommagnetisatie kan dan het compromis tussen grote primaire zelfinductie en geringe spreiding en capaciteit gunstiger worden. Balansschakeling heeft verder nog het bekende voordeel van geringere distorsie: bij symmetrie van de schakeling treden in de uitgangstroom geen harmonischen van even orde op. De complicaties verbonden aan het gebruik van een tweede eindbuis (met bijbehorend faseomkerend element, dat ervoor zorgt dat de twee buizen onderling in tegenfase worden bestuurd), maken de schakeling wel wat duurder, doch voor radiotoestellen en versterkers van de hogere prijsklassen wegen de genoemde voordelen van balansschakeling daartegen wel op.

Behalve het feit dat de uitgangstransformator het frequentiegebied aan weerszijden beperkt, heeft hij het evidente nadeel van energieverlies. Zijn rendement is vaak niet meer dan 50%, zelden meer dan 80%, afhankelijk van de hoeveelheid materiaal (dus van de kosten) die men ervoor over heeft. Ook voor de distorsie, die hij introduceert als gevolg van de niet-lineaire  $B-H$ -kromme van het ijzer, geldt dat verbetering meer materiaal kost.

Wellicht ernstiger dan dit alles is het feit dat de uitgangstransformator in de weg staat aan een te vólle profiteren van de voordelen van tegenkoppeling. Zoals men weet, kan door middel van tegenkoppeling de amplitudekarakteristiek worden verbeterd, de niet-lineaire distorsie verminderd en de inwendige weerstand verlaagd. Bevat de schakeling

<sup>2)</sup> Zie b.v. J. Haantjes, Het beoordeelen van een versterker door middel van de sprongkarakteristiek, Philips techn. T. 6, 193-201, 1941.

<sup>3)</sup> Zie het in <sup>1)</sup> aangehaalde artikel, blz. 319.

echter een fazeverschuivend element — zoals een uitgangstransformator, die nog inductief of capacitef van karakter kan zijn —, dan bestaat de kans dat voor een bepaalde frequentie de beoogde tegenkoppeling ontaardt in een meekoppeling. Om instabiliteit te voorkomen, is men dan gedwongen de tegenkoppeling minder sterk te maken dan men zou wensen.

De consequentie van de opgesomde moeilijkheden is dat men vervalt in een zware en grote (dus prijzige) uitgangstransformator, tenzij men zijn eisen wat lager stelt.

Bij Philips is enige jaren geleden een andere weg gezocht. Men heeft hier namelijk getracht, het zonder uitgangstransformator te doen. Als dit lukte, zou men niet alleen de genoemde bezwaren radicaal hebben opgelost, maar ook van een duur, groot en zwaar onderdeel af zijn. Uit het volgende zal blijken dat deze pogingen succes hebben gehad.

### Luidsprekers met hoge weerstand

Luidsprekerspoelen met weinig windingen van vrij dik draad hebben als voordelen dat het wikkelen vlog gaat, met weinig kans op draadbreek, en dat de isolatie van het draad relatief weinig wikkeldruimte in beslag neemt (grote vulfactor).

Het eerste onderzoek had ten doel, uit te maken hoeveel windingen van hoe dun draad nog in de beschikbare ruimte kunnen worden ondergebracht zonder dat de fabricage te moeilijk resp. de vulfactor te klein wordt. Steunend op ervaring met allerlei fijn wikkelnwerk, is het de luidsprekerfabriek te Eindhoven in 1953 gelukt, spoelen van 4000 ohm in serie te fabriceren met koperdraad van 40  $\mu$ . Deze spoelen waren voorzien van een middenaftakking, zodat ze rechtstreeks konden worden opgenomen in een balansschakeling (fig. 1). De weerstand van 2000 ohm per spoelhelft is nog wat laag voor gewone eindbuizen, maar is een bruikbare waarde voor de buis UL 41, die een vrij lage gelijkstroomweerstand heeft<sup>1)</sup>. Nadat zowel de directe proeven als de levensduurproeven bevredigend waren gebleken, is een deel van de produktie van het radio-toestel BX 521 U met zulk een luidspreker gefabriceerd, zodat op grotere schaal praktijkervaring kon worden opgedaan. Daarbij hebben zich geen klachten over de luidsprekers voorgedaan. Opvallend bij dit toestel was de fraaiere weergave van de lage tonen.

<sup>1)</sup> Buizen van de U-serie zijn bestemd voor toestellen zonder nettransformator. Daarin is de anodespanning laag (100 tot 170 V), zodat de U-eindbuizen, om het nodige vermogen te kunnen geven, gedimensioneerd moeten zijn voor een grote stroom. Daardoor hebben zij een lage gelijkstroomweerstand  $R_{ak}$ .

Overigens was deze oplossing niet zonder nadeel. De eindbuizen werken hier in „klasse A”, d.w.z. met grote anodegelykstroom. Deze stroom loopt door de luidsprekerspoel, die een hoge weerstand heeft. Er treedt dus in de spoel een aanzienlijk

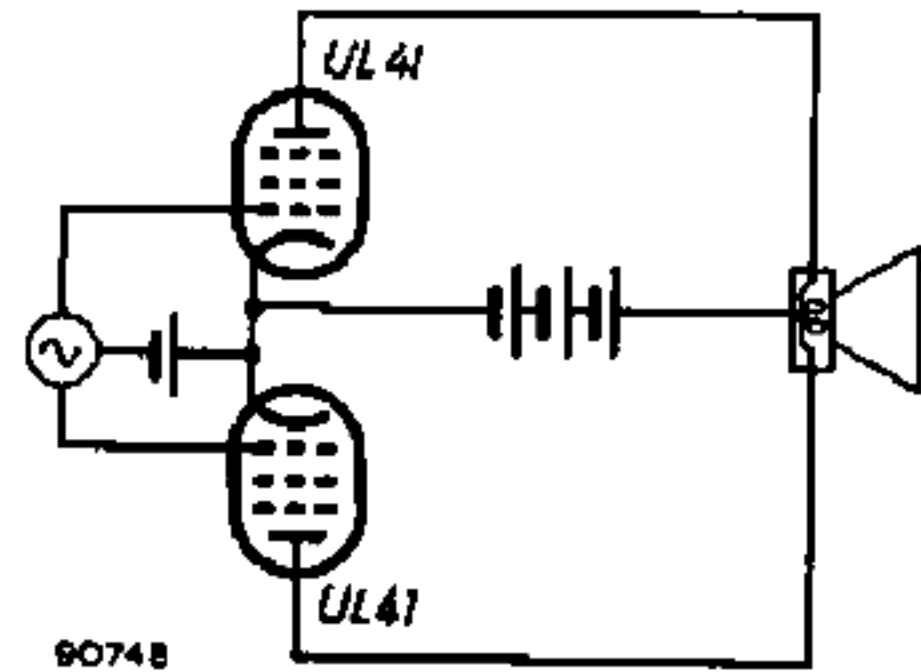


Fig. 1. Eindtrap met twee pentodes UL 41 en een luidspreker (type 9754) zonder uitgangstransformator. De weerstand van de luidsprekerspoel is  $2 \times 2000$  ohm.

spanningsverlies op (veel groter dan in een uitgangstransformator), en ook een grote warmteontwikkeling. Bij een nieuwe, hieronder besproken, schakeling zijn deze bezwaren geheel vervallen.

### De seriebalansschakeling

In fig. 2a is een normale balansschakeling getekend. Elk van de buizen is ingesteld op een ruststroom  $I_{a(w)}$ ; de voedingsbron, met spanning  $V_b$ , levert dus het vermogen  $2V_b I_{a(w)}$ . Fig. 2b toont een iets gewijzigde schakeling, waarbij elke buis weer de voedingspanning  $V_b$  en de stroom  $I_{a(w)}$  heeft. Het totale gelijkstroomvermogen is hier dus eveneens  $2V_b I_{a(w)}$ . Als in beide gevallen de belastingsweerstand  $R_o$  dezelfde zijn, is het rendement ook hetzelfde en kan de schakeling van fig. 2b in totaal dus een even groot wisselstroomvermogen leveren als die van fig. 2a.

Dit laatste blijft waar als men in fig. 2b de verbindingen  $PP'$  en  $QQ'$  maakt. De twee weerstanden  $R_o$  komen dan parallel te staan en kunnen dus vervangen worden door één weerstand  $\frac{1}{2}R_o$  (fig. 2c), d.i.  $\frac{1}{4}$  van de totale weerstand  $2R_o$  die in fig. 2a aanwezig is. Bij gelijke instelling van de buizen is de weerstand  $\frac{1}{2}R_o$  vrij van gelijkstroom; de gelijkstroom  $I_{a(w)}$  loopt alleen rond in de keten gevormd door de voedingsbron (spanning  $2V_b$ ) en de serie-schakeling van de twee buizen. Vandaar dat men spreekt van seriebalansschakeling (de normale balansschakeling, fig. 2a, zou men naar analogie parallelbalansschakeling kunnen noemen).

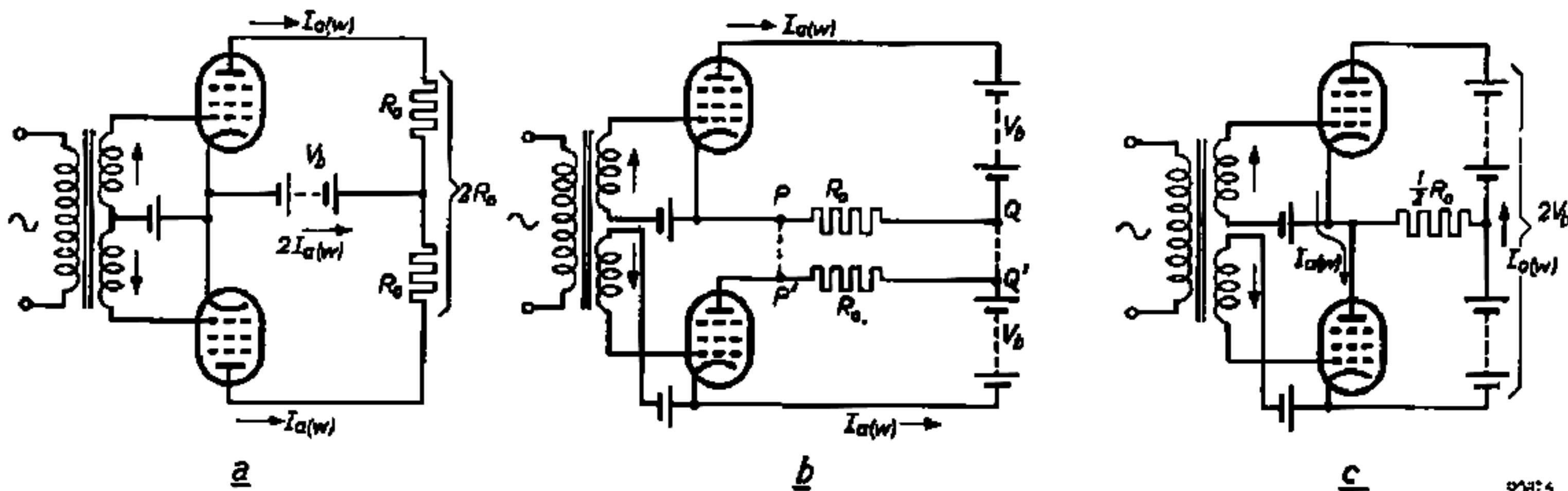


Fig. 2. a) Normale balansschakeling. b) Schakeling die elektrisch gelijkwaardig is met (a). Als men P met P' verbindt en Q met Q', ontstaat de seriebalansschakeling (c), die aanpassing geeft bij een 4 maal zo lage belastingsweerstand ( $\frac{1}{4}R_0$  in plaats van  $2R_0$ ) en waarbij geen gelijkstroom door de belasting loopt.

De seriebalansschakeling heeft in 1951 onder de naam „single-ended push-pull circuit” meer bekendheid verworven<sup>6)</sup>. Het zal duidelijk zijn dat deze schakeling zeer goed in het kader van de „directe energie-overdracht” past: ze vraagt een 4 maal zo lage belastingsimpedantie als de normale balansschakeling, en doordat de belasting vrij van gelijkstroom is, vervallen de bezwaren van het spanningsverlies en de warmteontwikkeling in de luidsprekerspoel. Bovendien behoeft deze geen middenaftakking meer te hebben, wat een vereenvoudiging in de fabricage betekent. Ook de middenaftakking op de voedingsbron kan men overbodig maken, b.v. door de luidspreker  $L$ , in serie met een condensator  $C_0$  van voldoende grote capaciteit, te schakelen volgens fig. 3. Een andere methode komt straks nog ter sprake.

Hiermee is in hoofdzaken de schakeling verkregen die de laatste jaren meer en meer in de Philips toestellen wordt toegepast. Er is hiervoor een nieuwe

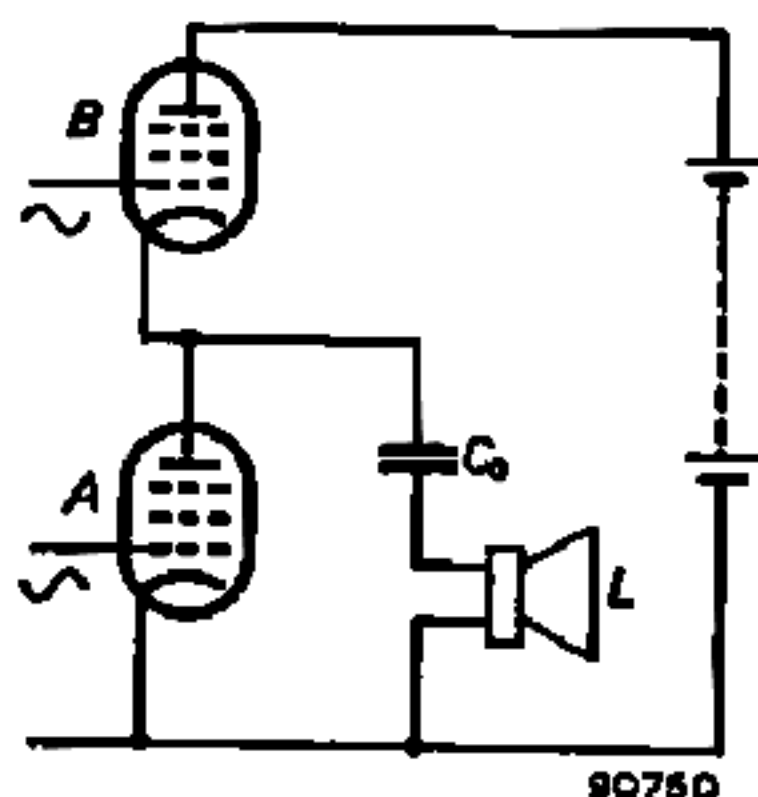


Fig. 3. Seriebalansschakeling met twee pentodes A, B (EL 86), waarbij geen middenaftakking op de voedingsbron nodig is. In serie met de luidspreker  $L$  staat een condensator  $C_0$  met grote capaciteit.

eindpentode ontwikkeld (type EL 86), die bij lage anodespanning en grote anodestroom kan werken<sup>6)</sup>; bij de maximale anodedissipatie is de gelijkstroomweerstand  $R_{ak}$  slechts 1600 ohm. Daarbij behoort dus een luidsprekerweerstand van 800 ohm, een waarde die in de fabricage geen moeilijkheden geeft. Een seriebalansschakeling met twee buizen EL 86 kan een wisselstroomvermogen van max. 10 W leveren; voor 10 tot 20 W kan men aan elke kant twee buizen EL 86 parallelschakelen; de belastingsweerstand dient dan 400 ohm te bedragen, wat men kan verkrijgen door één luidspreker van 400 ohm te gebruiken of twee luidsprekers van 800 ohm parallel te schakelen. Vrijwel alle Philips luidsprekers met een conusmiddellijn van 12,5 cm en groter zijn thans verkrijgbaar in uitvoeringen met 400 of 800 ohm<sup>7)</sup>.

Uit onderstaande vereenvoudigde beschouwing volgen de betrekkingen tussen de belastingsweerstand  $R_0$ , het uitgangsvermogen  $P_0$  en het te kiezen werkpunt  $V_{a(w)}, I_{a(w)}$ .

In fig. 4 is fig. 3 overgetekend met toevoeging van stroom- en spanningaanduidingen. De belastingsweerstand is  $R_0$  genoemd; de reactantie van  $C_0$  is verwaarloosd. Fig. 5 geeft geschematiseerd twee  $I_a-V_a$ -karakteristieken van de gebruikte pentodes. De ene karakteristiek geldt voor de stuurrooster-spanning  $V_{g1} = 0$ , de andere voor een zodanige  $V_{g1}$  dat  $I_{a(w)}$  half zo groot is. Voorts is de werklijn XY getekend, die door de „knie” van de bovenste karakteristiek gaat en met de

<sup>6)</sup> Zoals onlangs in dit tijdschrift is betoogd (K. Rodenhuis e.a., Philips techn. T. 18, 150, 1956, no. 5-6), is zulk een instelling gunstiger voor de levensduur van de buis dan een instelling die dezelfde dissipatie geeft bij hogere spanning en kleinere stroom.

<sup>7)</sup> Luidsprekers met 800 ohm zijn kenbaar aan de letter A, die met 400 ohm aan de letter B achter het typenummer, b.v. 9710 A, 9766 BM; de letter M duidt aan dat het een dubbelconusluidspreker is (zie J. J. Schurink, Philips techn. T. 16, 289-298, 1954, of het in <sup>1)</sup> aangehaalde artikel, blz. 309).

<sup>5)</sup> A. Peterson en D. B. Sinclair, A single-ended push-pull audio amplifier, Proc. Inst. Rad. Engrs. 49, 7-11, jan. 1952.



$V_{a0}$  en een hoek  $\alpha$  maakt zodanig dat  $\cotg \alpha = 2R_0$  deze werklijn is de gunstigste. Hij snijdt de  $V_{a0}$ -as in het punt  $Y$ , dat correspondeert met de spanning  $2V_b$  van de voedingsbron.

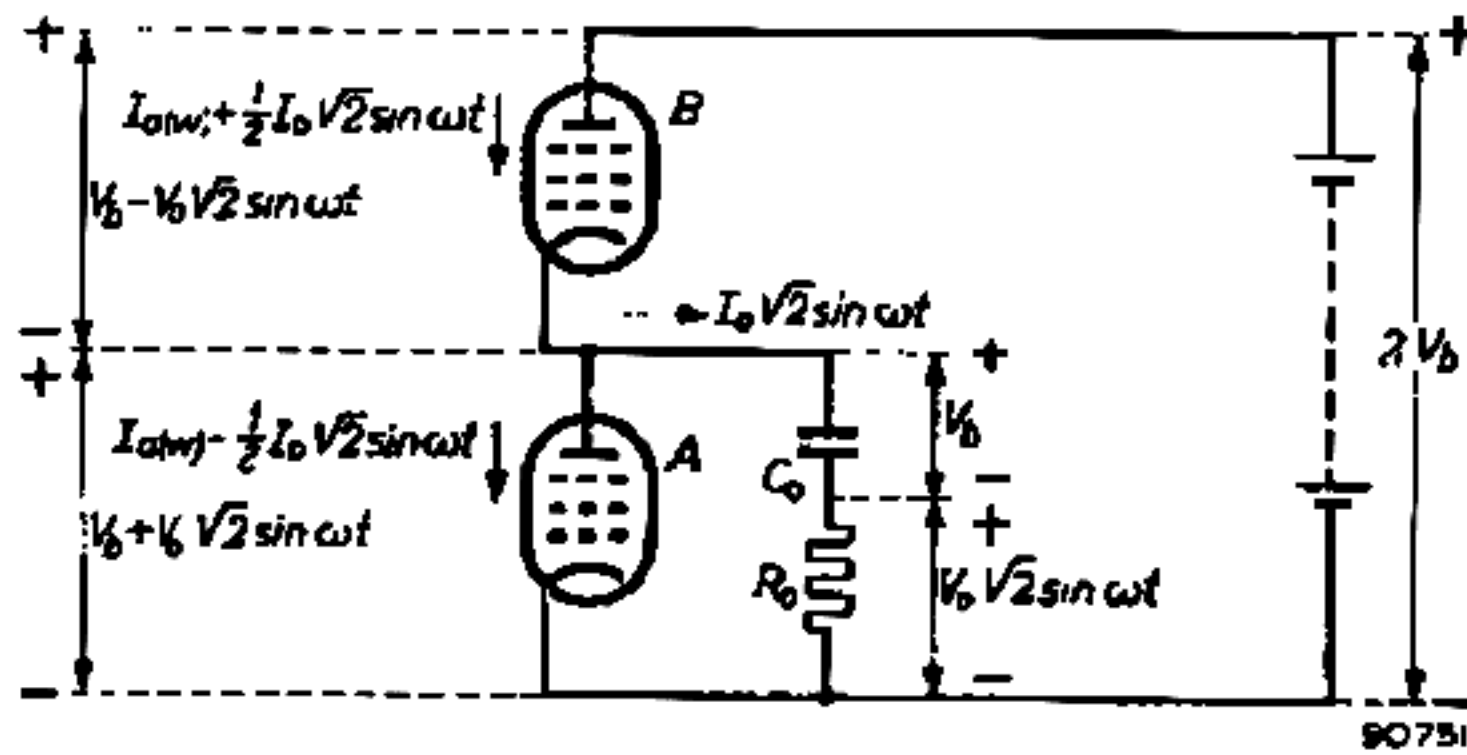


Fig. 4. Schakeling van fig. 3 met aanduiding van stromen en spanningen. In plaats van de luidspreker is een belastingsweerstand  $R_0$  getekend.

Het werkpunt is  $W$ . Men ziet dat tevens geldt:  $\cotg \alpha = [2V_b - V_{a(w)}] / I_{a(w)}$ ; verwaarlozen we de zg. kniespanning  $V_{a\min}$ , waarbeneden  $V_a$  niet mag dalen, dan is  $2V_b = 2V_{a(w)}$ , dus  $\cotg \alpha = V_{a(w)} / I_{a(w)}$ . Bij definitie is  $\cotg \alpha = 2R_0$  en  $V_{a(w)} / I_{a(w)} = R_{ak}$ , zodat aan de aanpassingsvoorwaarde is voldaan.

Voor de wisselstroom  $I_0$  en de wisselspanning  $V_0$  (effectieve waarden) geldt:

$$I_0 = \sqrt{P_0 / R_0}, \quad V_0 = \sqrt{P_0 R_0} \dots (1)$$

Elk van de buizen levert de helft van  $I_0$ . De buisstromen zijn  $I_{a(w)} = \frac{1}{2} I_0 \sqrt{2} \sin \omega t$  (zie fig. 4). Bij uitsturing (maximaal signaal) wordt de gehele werklijn  $XY$  doorlopen en zwaait  $I_a$  van nul tot  $2I_{a(w)}$ . Dan is

$$I_{a(w)} = \frac{1}{2} I_0 \sqrt{2} \dots (2)$$

$V_a$  zwaait van  $V_{a\min}$  (ongeveer nul) tot  $2V_b$ , zodat

$$V_{a(w)} = V_0 \sqrt{2} \dots (3)$$

Voor de spanning  $2V_b$  van de voedingsbron geldt dus:

$$2V_b = 2V_{a(w)} = 2V_0 \sqrt{2} \dots (4)$$

Het vermogen  $P_b$  dat de bron levert, is

$$P_b = 2V_b I_{a(w)} = 2V_0 \sqrt{2} \times \frac{1}{2} I_0 \sqrt{2} = 2V_0 I_0 = 2P_0,$$

waarin men bevestigd ziet dat het rendement  $50\%$  is.

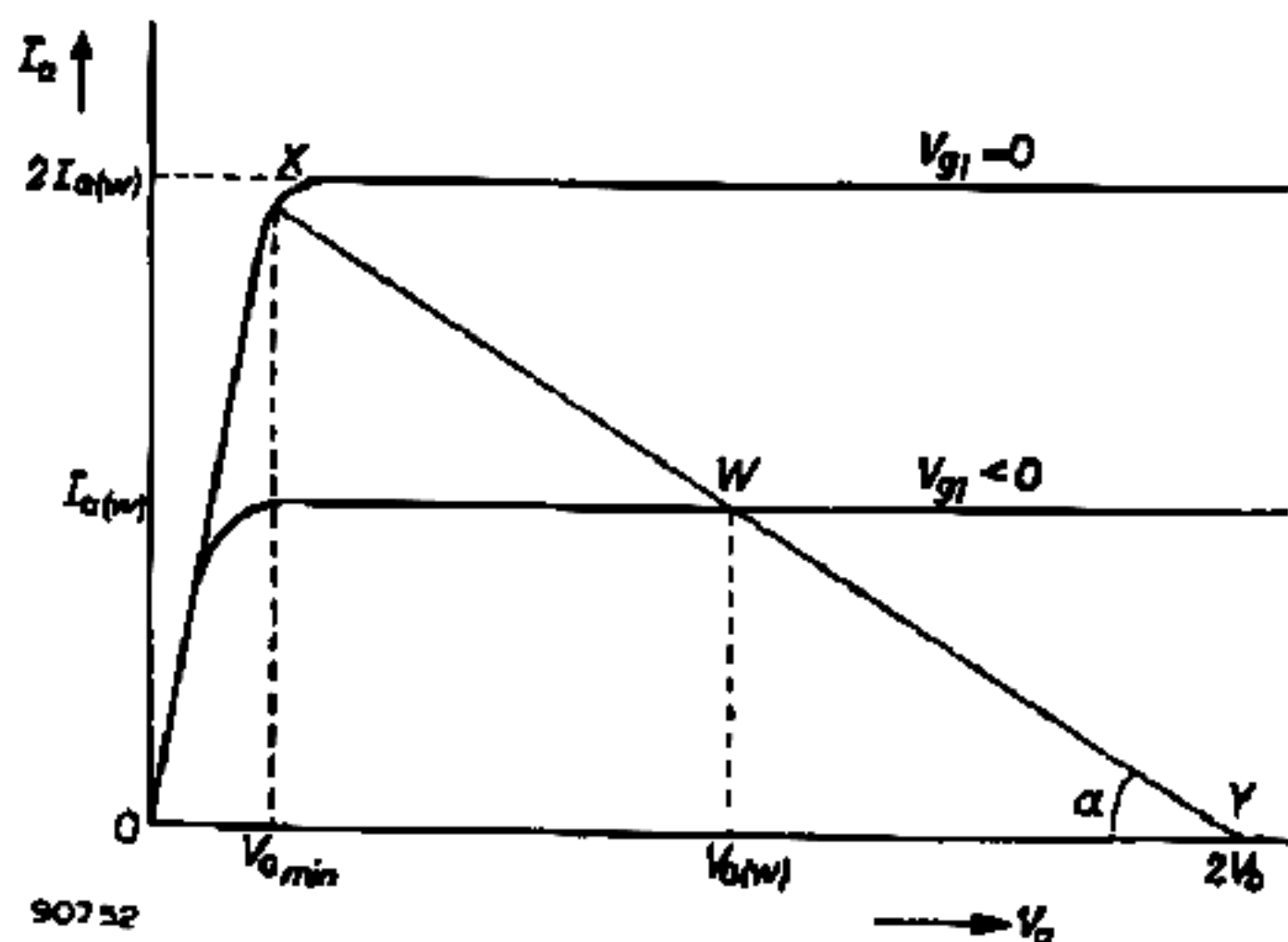


Fig. 5. Geidealiseerde pentodekarakteristieken en werklijn  $XY$ . Het werkpunt is  $W$ .

Bij afwezigheid van een signaal levert de voedingsbron hetzelfde vermogen  $P_b = 2P_0$ , dat nu echter geheel in de buizen wordt gedissipeerd, in elke buis dus een vermogen  $P_0 = V_b I_{a0(w)}$  (wat twee maal zo veel is als bij uitsturing). Men ziet hieruit dat het maximale wisselstroomvermogen dat de schakeling nog leveren, gelijk is aan de maximale anode-dissipatie bij afwezigheid van een signaal. Deze grootte is een gegeven van de buis, 12 W bij de EL 86. Wegens de ingevoerde benaderingen is  $P_0$  in werkelijkheid wat kleiner, namelijk 10 W.

Voor  $P_0 = 10$  W,  $R_0 = 800$  ohm, is volgens (1):  $I_0 = 112$  mA,  $V_0 = 90$  V. De instelling van de buis volgt nu uit (2) en (3):

$$I_{a(w)} = 79 \text{ mA}, \quad V_{a(w)} = 127 \text{ V}.$$

De voedingspanning moet volgens (4) bedragen:  $2V_b = 254$  V, welk bedrag nog vermeerderd moet worden met  $2V_{a\min}$  (en, indien de negatieve roosterspanning van de buis  $A$  in fig. 4 wordt opgewekt in een katodeweerstand, ook nog met  $|V_{g1}|$ ).

Voor vermogens  $P_0$  kleiner dan 10 W kan men instellen op een kleinere ruststroom bij evenredig lagere voedingspanning. De berekening van het werkpunt gaat geheel als boven.

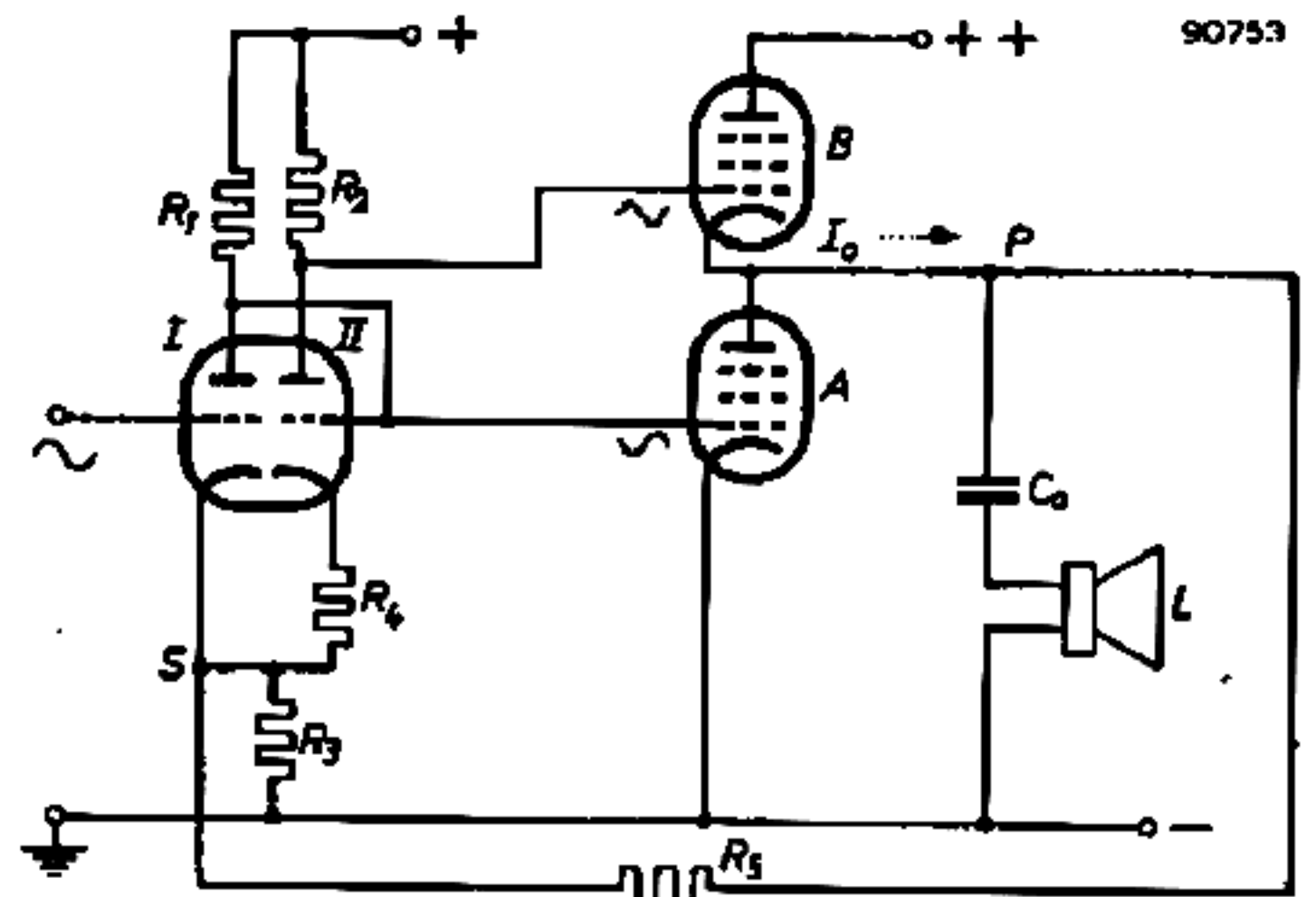


Fig. 6. I-II dubbele triode ECC 83,  $A, B$  pentodes EL 86 in seriebalansschakeling. De voortrap, met triode  $I$ , bestuurt de eindbuis  $A$  en ook de faseomkeerbuis  $II$ , die de stuurspanning voor  $B$  levert. (Voor het begrip niet essentiële onderdelen, zoals koppelcondensatoren, zijn niet getekend.)

Via de katodeweerstand  $R_0$ , gemeenschappelijk aan  $I$  en  $II$ , ontstaat positieve terugkoppeling in de voorversterker-omkeertrap. Negatieve terugkoppeling, van  $P$  naar  $S$ , wordt verkregen via  $R_2$ .

Het te versterken signaal bestaat in het algemeen uit één wisselspanning ten opzichte van aarde. Voor een balansschakeling heeft men echter, om de buizen in tegenfase te besturen, twee stuurspanningen nodig. Men zou deze kunnen verkrijgen door middel van een transformator met twee secundaire wikkelingen, zoals getekend in fig. 2a voor de gewone balans- en in fig. 2c voor de seriebalansschakeling. Reeds lang echter geeft men bij de gewone balansschakeling de voorkeur aan faseomkering door middel van een buis (faseomkeerbuis). Ook bij de seriebalansschakeling kan men voor dit doel van een buis gebruik maken, zoals fig. 6 laat zien. Sectie  $I$  van een dubbele triode

ECC 83 fungeert hier als versterker en werkt op het stuurrooster van de eindbuis *A* (koppelcondensatoren zijn hier duidelijkshalve niet getekend), en ook op het rooster van sectie *II*. Aan de anode van *II* verschijnt het signaal met tegengestelde fase (en, dank zij geschikte keuze van weerstanden, onveranderd in amplitude), zodat met dit signaal de eindbuis *B* kan worden bestuurd.

### Tegenkoppeling

Zoals al werd opgemerkt, bestaat een van de voordelen die het werken zonder uitgangstransformator biedt, in de grote vrijheid van tegenkoppelen. Men kan zelfs zonder gevaar van instabiliteit bepaalde combinaties van tegenkoppeling en meekoppeling maken en daarmee, zoals wij direct zullen aantonen, een bijzonder ver gaande vermindering van de distorsie verkrijgen. Zo is in de schakeling van fig. 6<sup>9)</sup> een tegenkoppeling aanwezig doordat een deel van de uitgangsstroom  $I_o$  (die evenredig met de uitgangsspanning is) via de weerstand  $R_3$  door de katodeweerstand  $R_2$  wordt geleid; tegelijk is er meekoppeling in de voortrap, doordat *I* en *II* de weerstand  $R_3$  als gemeenschappelijke katodeweerstand hebben.

Het effect van gecombineerde mee- en tegenkoppeling zullen wij duidelijk maken met behulp van een geval dat eenvoudiger is dan dat van fig. 6. In fig. 7 stellen  $A_1$  en  $A_2$  twee in cascade geschakelde versterkers voor, b.v. een voortrap en een eindtrap. De versterkingen noemen wij ook  $A_1$  resp.  $A_2$ . Van het uitgangssignaal  $V_1$  van  $A_1$  wordt het gedeelte  $B_1 V_1$  teruggekoppeld naar de ingang van  $A_1$ , en van het uitgangssignaal  $V_o$  van  $A_2$  wordt het gedeelte  $B_2 V_o$  eveneens teruggekoppeld naar de ingang van  $A_1$ . Is  $V_i$  het te versterken signaal, dan geldt:

$$V_1 = A_1(V_i + B_1 V_1 + B_2 V_o)$$

en

$$V_o = A_2 V_1.$$

Hieruit volgt voor de totale versterking  $A$ :

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1 B_1 - A_1 A_2 B_2} = \frac{A_1 A_2}{N},$$

$$\text{als } N = 1 - A_1 B_1 - A_1 A_2 B_2.$$

Op analoge wijze vindt men voor de totale distorsie  $D$ , als  $D_1$  resp.  $D_2$  de distorsie van de afzonderlijke versterkers is:

$$D = \frac{1}{N} D_1 + \frac{1 - A_1 B_1}{N} D_2 \dots \frac{1 - A_1 B_1}{N} D_1 D_2.$$

Men ziet dat er iets bijzonders gebeurt wanneer men  $A_1 B_1 = 1$  maakt: dan reduceert  $D$  zich tot  $D_1/N$ , d.w.z. de distorsie van versterker  $A_2$  draagt in het geheel niet meer tot de totale distorsie bij.

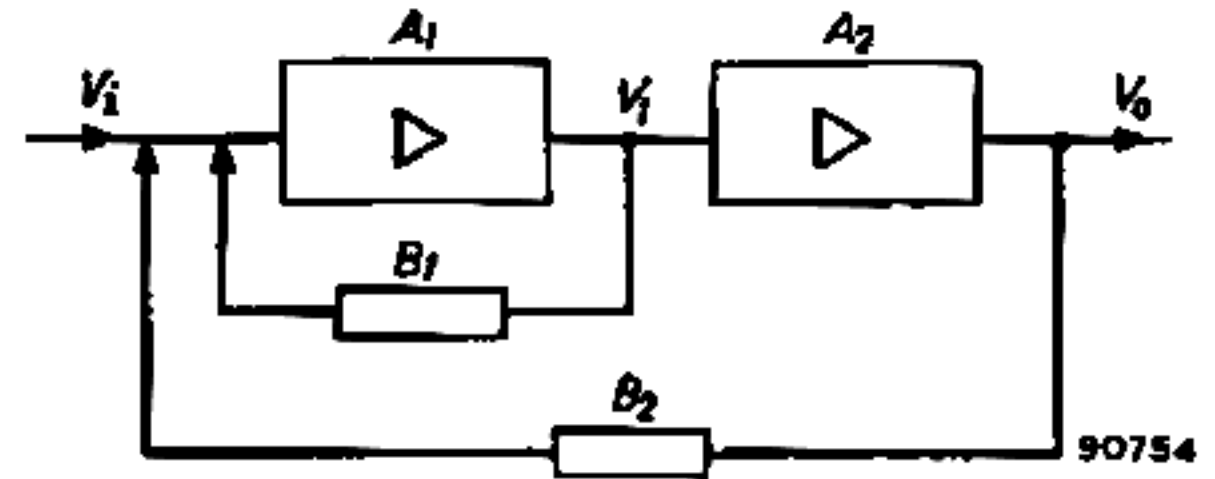


Fig. 7. Cascadeschakeling van twee versterkers,  $A_1$  en  $A_2$ , waarvan  $A_1$  in zichzelf is teruggekoppeld via de weg  $B_1$ , en het geheel is teruggekoppeld via  $B_2$ .

De resterende distorsie,  $D_1/N$ , is bepaald door de meestal toch al geringe distorsie  $D_1$  van de eerste versterker en door de grootte  $N$ , die bij  $A_1 B_1 = 1$  overgaat in  $-A_1 A_2 B_2$ ; in absolute waarde kan  $A_1 A_2 B_2$  aanzienlijk groter dan 1 zijn, en dan is dus de totale distorsie  $D$  zelfs nog veel kleiner dan  $D_1$ . De totale versterking  $A$  wordt in absolute waarde gelijk aan  $1/B_2$  (dus onafhankelijk van  $A_2$ ).

De voorwaarde  $A_1 B_1 = 1$  kan voor een groot frequentiegebied worden vervuld indien  $A_1$  en  $B_1$  in dat gebied reëel zijn, d.w.z. indien de versterker  $A_1$  en de terugkoppelpweg  $B_1$  geen faseverschuivende elementen bevatten. In een voortrap is dit zonder moeite met goede benadering realiseerbaar. Het vervuld zijn van de voorwaarde betekent dat de versterker  $A_1$  een zodanige positieve terugkoppeling  $B_1$  heeft dat hij op de rand van genereren staat. Dit behoeft echter niet te betekenen dat de combinatie  $A_1 B_1 A_2 B_2$  (fig. 7) labiel is: zijn de tweede versterker en zijn terugkoppelpweg vrij van elementen die ongunstige faseverschuivingen veroorzaken, dan kan men, door de terugkoppeling  $B_2$  negatief te maken, de gehele schakeling stabiel houden. Een uitgangstransformator nu is een element dat onvermijdelijk dusdanige faseverschuivingen te weegbrengt dat de stabiliteit in gevaar komt<sup>9)</sup>. Pas door het overbodig worden van deze transformator zijn schakelingen van het bedoelde type realiseerbaar geworden.

<sup>9)</sup> Wel kan men de uitgangstransformator buiten de terugkoppelpweg  $B_2$  houden (zie b.v. fig. 6 van het in <sup>4)</sup> aangehaalde artikel), maar dan blijft de distorsie die hij introduceert, onverminderd in het uitgangssignaal bestaan, en bovendien kan de tegenkoppeling toch niet ver worden opgevoerd wegens de faseverschuiving tussen de primaire spanning en de primaire stroom.

<sup>9)</sup> Afkomstig van E. H. Nielsen, destijds verbonden aan het laboratorium van de Philipsfabriek te Kopenhagen.

## Uitvoeringsvoorbeelden

### Laagfrequentieversterker voor een radiotoestel

Fig. 8 geeft het schema van fig. 6 in verder uitgewerkte vorm, zoals het in een radiotoestel kan worden gebruikt. Men heeft hier de tegenkoppelweerstand  $R_5$  van fig. 6 vervangen door twee netwerken,  $C_1-R_6-R_7$  en  $C_2-R_8-R_9$ . Hierin zijn de klankregelaars opgenomen:  $R_6$  voor de lage,  $R_9$  voor de hoge tonen.

Lage tonen. De condensator  $C_1$  vermindert de tegenkoppeling voor de lage frequenties, zodat deze

Schuift men het glijcontact op  $R_9$  in fig. 8 naar rechts, dan komt een groter deel van  $R_9$  met deze tak in serie te staan, de tegenkoppeling neemt af, en de hoge tonen worden dus sterker.

Zoals gebruikelijk in vele Philips toestellen, is zg. fysiologische sterkteregeling toegepast: de sterkteregelaar  $R_{10}$  is voorzien van de takken  $R_{11}-C_3$  en  $R_{12}-C_4$ , die ervoor zorgen dat bij vermindering van de geluidssterkte de lage tonen relatief minder worden verzwakt. Aldus wordt tegemoet gekomen aan de eigenschap van het oor dat bij vermindering van de geluidssterkte een steeds groter deel van het laagtonengebied beneden de gehoordrempel komt te liggen.

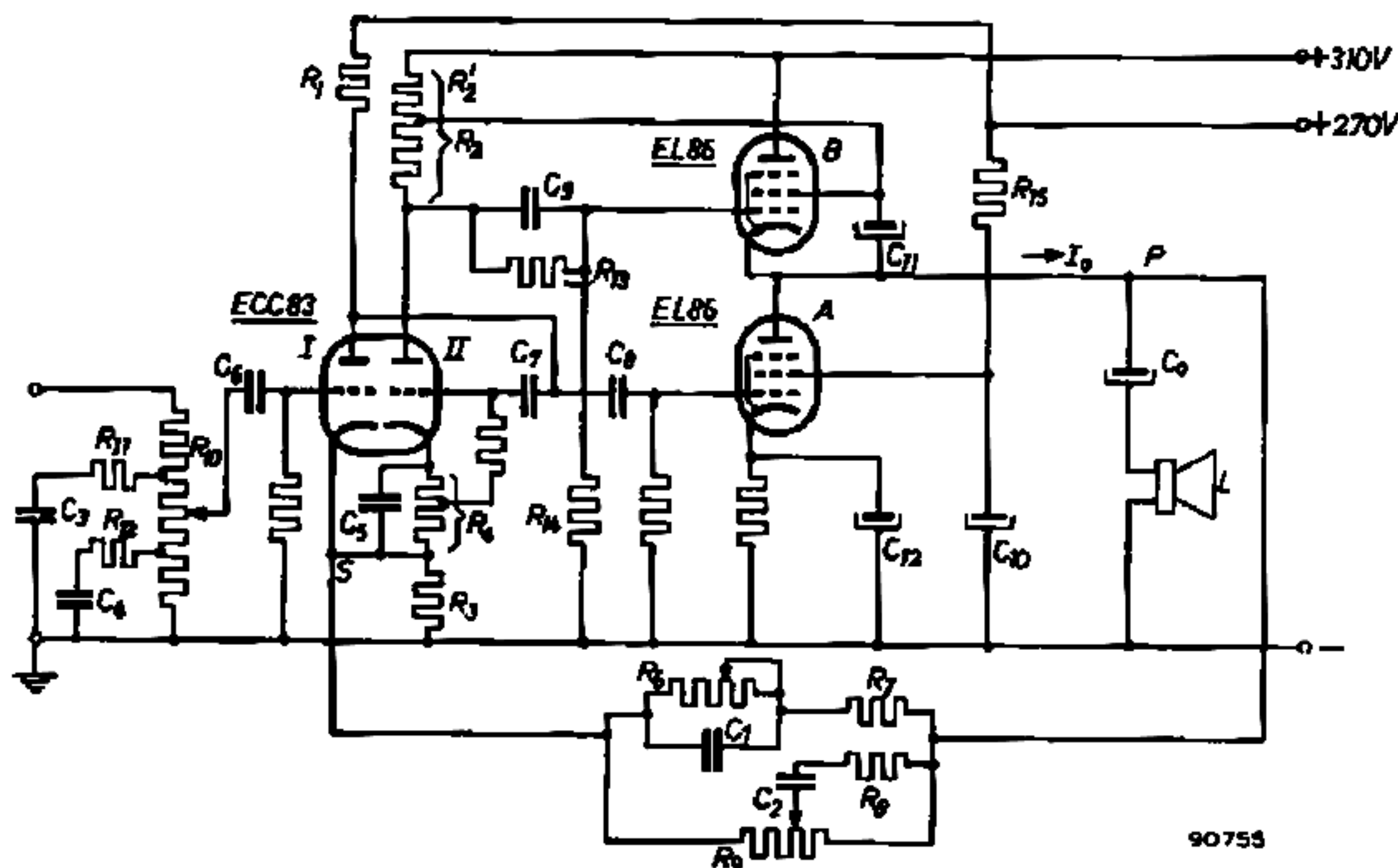


Fig. 8. Het schema van fig. 6 in verder uitgewerkte vorm. In plaats van de tegenkoppelweerstand  $R_5$  zijn hier de netwerken  $C_1-R_6-R_7$  en  $C_2-R_8-R_9$  opgenomen:  $R_6$  regelaar voor de lage,  $R_9$  voor de hoge tonen.  $R_{10}$  sterkteregelaar met takken  $R_{11}-C_3$  en  $R_{12}-C_4$  voor „fysiologische sterkteregeling”.  $C_6$  vermindert de tegenkoppeling door  $R_4$  voor de hoge audiofrequenties.  $C_5$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $C_9$  koppelcondensatoren. Spanningsdeler  $R_2-R_{13}-R_{14}$  zorgt voor de juiste voorspanning op het stuurrooster van eindhuis B. Het schermrooster van eindhuis A wordt gevoed via de weerstand  $R_{15}$ , het schermrooster van B vanuit een aftakking op  $R_2$  (voor andere methodes van schermroostervoeding, zie fig. 11 en 12).

relatief meer worden versterkt. Dit is in een radiotoestel wenselijk, o.a. ter compensatie van het afnemen der straling van de luidspreker wanneer de frequentie lager is dan die waarbij de kast nog een voldoende groot klankscherm vormt. Bij een kast van gemiddelde grootte begint deze afneming bij dalende frequentie (6 dB per octaaf) al bij omstreeks 1000 Hz. Naar behoefte kan men de werking van  $C_1$  verminderen (dus de lage tonen verzwakken) door de weerstand  $R_6$  te verlagen. De vaste weerstand  $R_7$  zorgt ervoor dat de tegenkoppeling niet al te sterk kan worden.

Hoge tonen. De waarden van  $C_2$  en  $R_8$  zijn zo gekozen dat door deze tak in hoofdzaak de componenten met de hogere audiofrequenties lopen.

Aan de hoge kant van het audiospectrum neemt de versterking af als gevolg van de anodecapaciteit van de eindbuizen en van het Miller-effect (terugwerking van anode op stuurrooster). Ter compensatie hiervan is de katodeweerstand  $R_4$  van de faseomkeerhuis II overbrugd met een condensator  $C_5$ . Deze verzwakt de tegenkoppeling in de faseomkeertrap — vergroot dus de versterking —, en wel des te meer naarmate de frequentie hoger is.

Een indruk van de resultaten die met een versterker volgens de beschreven schakeling zijn bereikt, krijgt men uit fig. 9 en fig. 10. De eerste geeft de distorsie als functie van het afgegeven vermogen bij de frequenties 90, 1000 en 8000 Hz, en fig. 10 geeft de amplitude-frequentie karakteris-

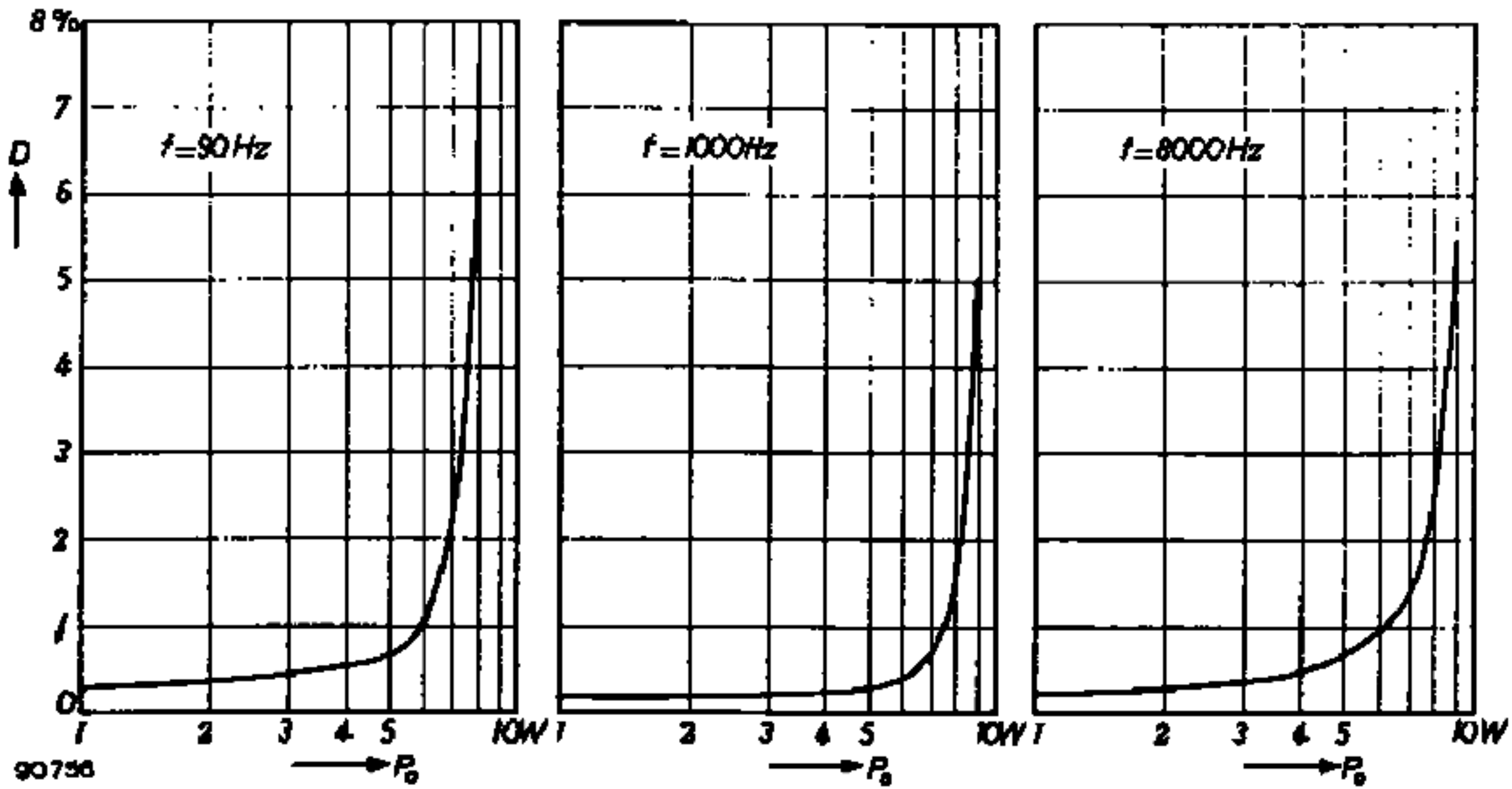


Fig. 9. Distorsie  $D$ , gemeten aan een versterker volgens fig. 8, als functie van het afgegeven vermogen  $P_o$ , bij de frequenties  $f = 90, 1000$  en  $8000$  Hz. Beide klankregelaars op maximum.

tiek, beide voor de stand „maximum” van de klankregelaars. Fig. 10 toont de ten opzichte van het middengebied „opgehaalde” lage en hoge tonen, zoals voor een radiotoestel wenselijk is.

Als maat voor de gevoeligheid van een versterker neemt men gewoonlijk de ingangsspanning die nodig is om het uitgangsvermogen  $50$  mW te doen bedragen, bij de frequentie  $1000$  Hz. Deze spanning is hier  $24$  mV, een normale waarde voor het laagfrequentiegedeelte van een radiotoestel.

De tegenkoppeling reduceert de inwendige weerstand van de eindtrap tot ca.  $20$  ohm, een waarde die laag is in vergelijking met de belastingsweerstand ( $800$  ohm). Dit is gunstig voor een gelijkmatige weergave van de zeer lage tonen (damping van de luidsprekerresonantie).

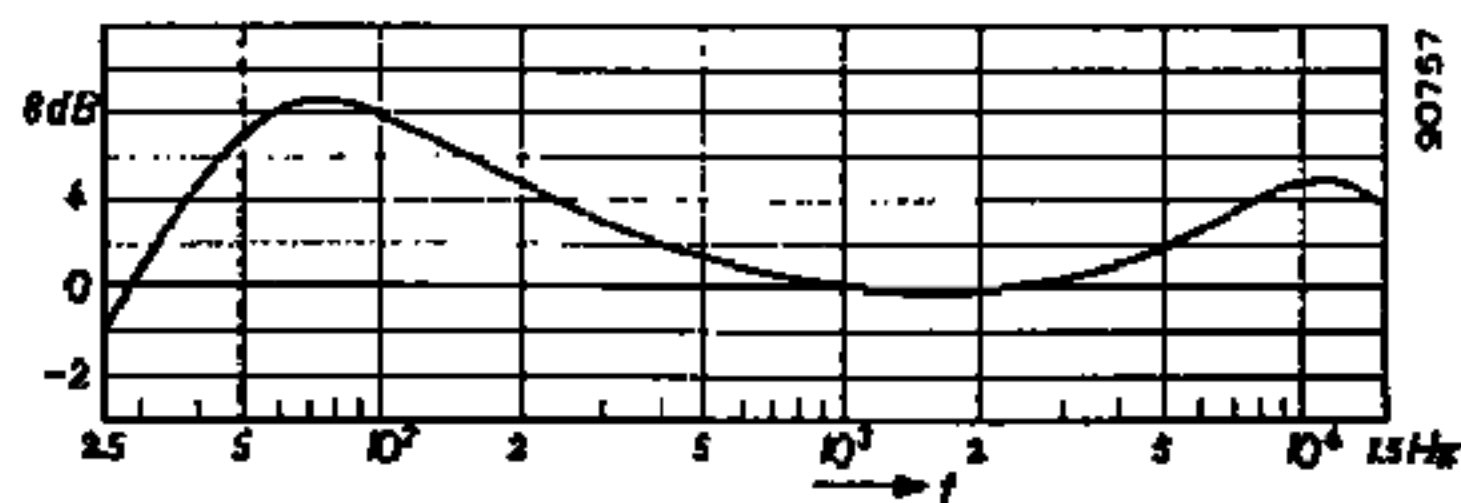


Fig. 10. Uitgangsspanning bij constante ingangsspanning, gemeten aan een versterker volgens fig. 8 bij belasting op een weerstand van  $800$  ohm, als functie van de frequentie  $f$ . Beide klankregelaars op maximum. De toppen bij lage en hoge tonen zijn wenselijk voor de laagfrequentieversterker van een radiotoestel.

Een kwestie die bij de seriebalansschakeling enige aandacht vraagt, is de voeding van de schermroosters der eindbuizen.

Het schermrooster moet een gelijkspanning hebben ongeveer even groot als de anodegelijkspanning, terwijl tussen schermrooster en katode geen wisselspanning mag staan.

Wij gaan eerst na hoe dit ideaal kan worden benaderd bij de eindbuis  $A$  (fig. 8). Hier wordt het schermrooster gevoed over de weerstand  $R_{15}$ , terwijl de elektrolytische condensator  $C_{10}$  (in serie met  $C_{12}$ ) een lage impedantie tussen schermrooster en katode vormt. De schermroosterstroom (ca.  $5$  mA) maakt slechts een klein deel van de gemiddelde katodestroom uit. Deze fractie is niet constant, ze neemt toe met de amplitude van het signaal op het stuurrooster. De gemiddelde waarde van de schermroosterstroom schommelt dus met de signaalsterkte, zodat de aanwezigheid van de serieweerstand  $R_{15}$  de schermroosterspanning doet fluctueren: hoe sterker het signaal, des te lager de schermroosterspanning. Dit verschijnsel verkleint het vermogen dat de buis kan leveren. Om dit euvel te beperken, moet men de weerstand  $R_{15}$  zo laag mogelijk houden, dus het schermrooster voeden vanuit een bron waarvan de spanning zo weinig mogelijk hoger is dan noodzakelijk. Om deze reden wordt het in fig. 8 niet gevoed uit de bron van  $310$  V, maar uit die van  $270$  V (die ook de buishelft  $I$  en het hoogfrequentiegedeelte van het radiotoestel voedt). Beter nog zou voeding met een vaste spanning van ca.  $155$  V zijn. Deze nu kan men op bijzondere eenvoudige wijze verkrijgen indien de spanning van  $310$  V wordt opgewekt door een gelijkrichter in Graetz-schakeling (fig. 11): maakt men op de transformatorwikkeling een middenaftakking, dan kan men daar de halve gelijkspanning afnemen.

Nu de eindbuis  $B$  (fig. 8). De anode heeft hier een vaste potentiaal, terwijl op de katode de uitgangswisselspanning staat. Verbond men het schermrooster rechtstreeks met de anode, dan zou de luidspreker vrijwel kortgesloten zijn via de condensator



$C_{11}$  en de voedingsbron. Er moet hier dus altijd een zekere impedantie tussen schermrooster en anode aanwezig zijn (als men tenminste niet wil vervallen in een afzonderlijke voedingsbron voor dit schermrooster). Deze impedantie moet hoog zijn ten opzichte van de luidsprekerimpedantie (waaraan ze

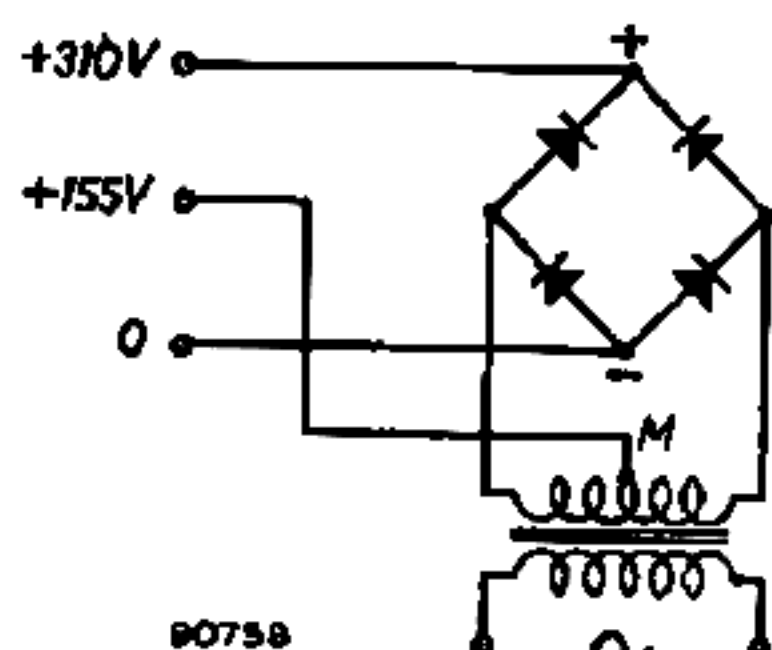


Fig. 11. Gelijkrichter in Graetz-schakeling. Aan de middenaftakking  $M$  op de transformatorwikkeling kan men de halve gelijkspanning afnemen. Hiervan kan men gebruik maken voor de voeding van het schermrooster van buis  $A$  in fig. 8.

immers parallel staat), anderzijds geen hoge gelijkstroomweerstand hebben, anders zou de schermroosterspanning te ver beneden de anodespanning komen te liggen en bovendien te veel afhankelijk worden van de signaalsterkte (zie boven). In sommige opzichten heeft een smoorspoel hier voordelen boven een weerstand, maar daarmee zou men weer een fazeverschuivend element introduceren. In fig. 8 is een compromis tussen een niet te hoge en een niet te lage weerstand getroffen door het schermrooster te verbinden met een geschikt gekozen aftakking op de anodeweerstand  $R_2$  van de fazeomkeerbuis.

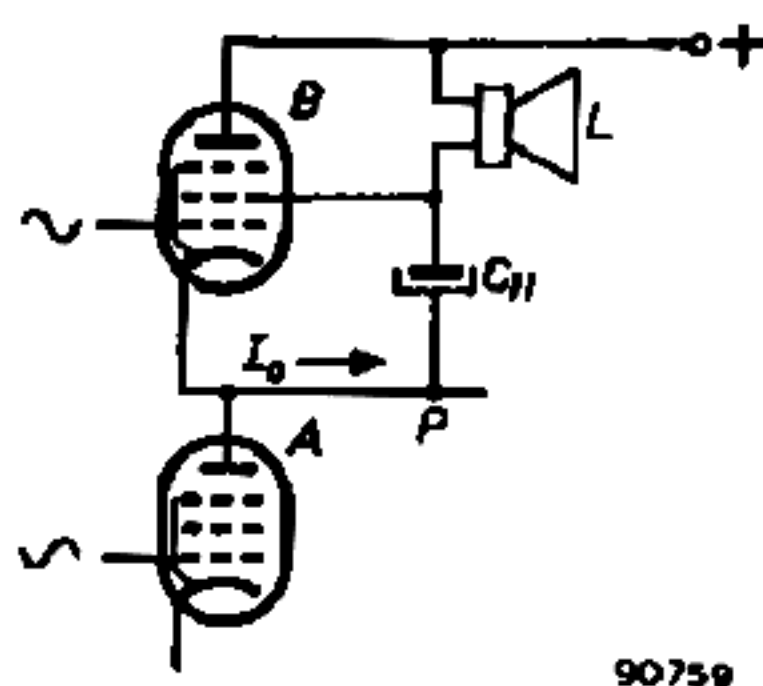


Fig. 12. Voeding van het schermrooster van buis  $B$  in fig. 8 via de luidspreker  $L$ . De uitgangsstroom  $I_0$  (verminderd met de tegenkoppelstroom) loopt door  $C_{11}$  en  $L$ .

Een elegantere oplossing toont fig. 12. Hier is de luidspreker tussen het schermrooster en de anode geschakeld. De uitgangswisselstroom  $I_0$  loopt zonder verlies (afgezien van het deel dat voor tegenkoppeling dient) via  $C_{11}$  door de luidspreker. De condensator  $C_{11}$  komt te vervallen. Dat door de luidspreker ook de schermroosterstroom loopt, is geen bezwaar.

*Geperfectioneerde schakeling*

Men zal wellicht hebben opgemerkt dat in fig. 8 — waaruit de uitgangstransformator met zijn fazeverschuiving was verbannen — toch weer fazeverschuivende elementen zijn binnengehaald, namelijk de klankregelnetwerken in de terugkoppelketen. In principe is zulk een oplossing inderdaad niet ideaal. Dat ze toch wordt toegepast, heeft als reden dat men er een trap voorversterking mee uitspaart (het extra versterken van lage en hoge tonen is hier immers bereikt door vermindering van tegenkoppeling), en zelfs bij de zwakste tegenkoppeling is de distorsie altijd nog aanzienlijk kleiner dan die in een normale schakeling met een gemiddelde uitgangstransformator.

Streeft men naar uiterste perfectie, dan dient men de tegenkoppeling vrij te houden van fazeverschuiving en de klankregeling te doen geschieden in een vóór de buis  $I$  geplaatste extratrap. Aan een aldus uitgevoerde versterker zijn de volgende distorsiecijfers gemeten:

Uitgangsvermogen (in W)	10,4	9,25	4	1
Distorsie (in %)	0,30	0,11	0,05	0,03

Om bij deze meting een ingangssignaal te krijgen dat zelf voldoende vrij van distorsie is, moet men tussen de toongenerator en de versterker een filter opnemen. De harmonischen in het uitgangssignaal van de versterker worden gemeten met een zg. wave analyser, waarmee men de harmonischen één voor één bepaalt.

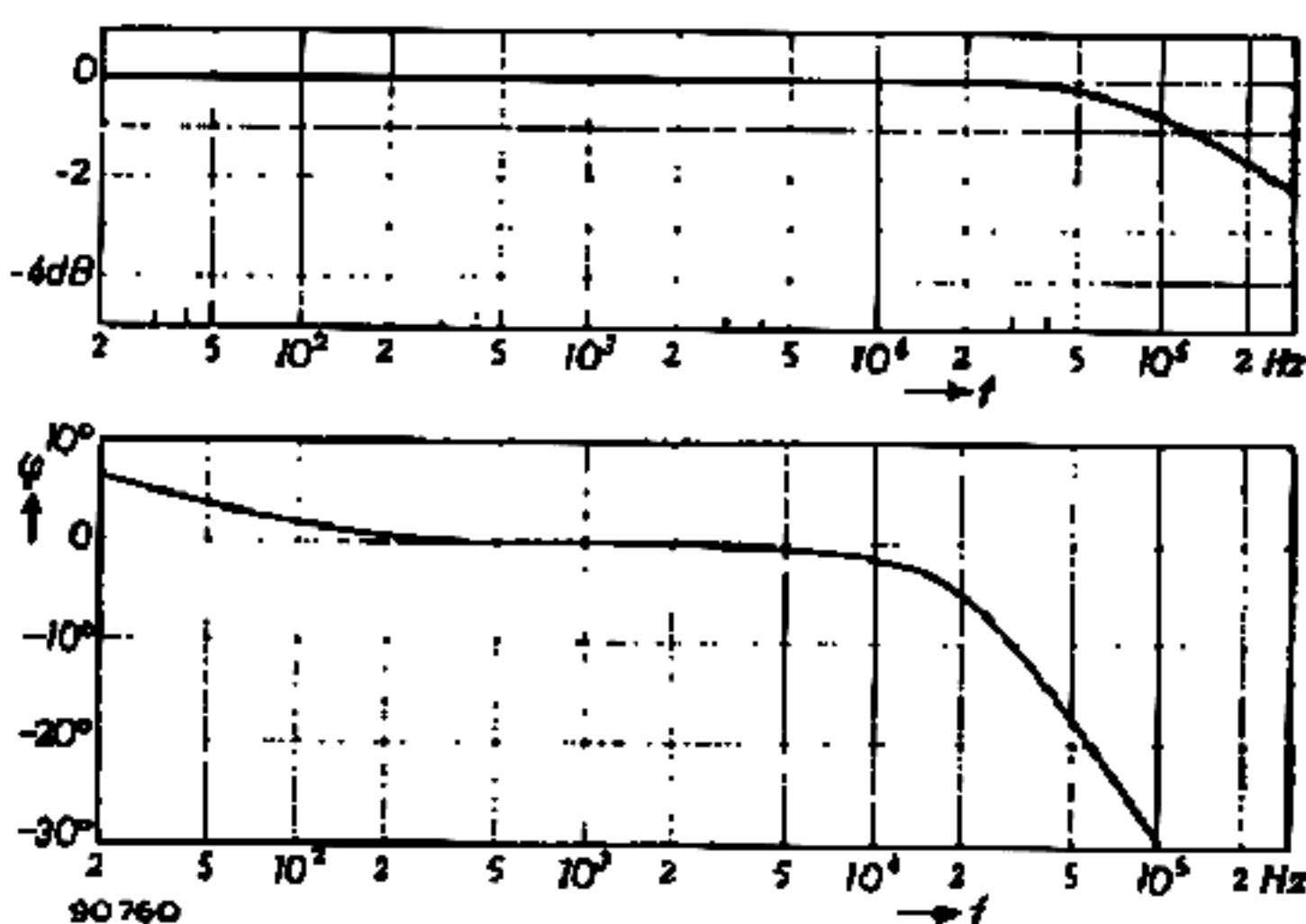


Fig. 13. Amplitudekarakteristiek (boven) en fazekarakteristiek (beneden) van een geperfectioneerde versterker met seriebalansschakeling.

Fig. 13 toont de amplitudes- en de fazekarakteristiek van deze versterker als functie van de frequentie. Men ziet dat de versterking pas bij 250 kHz, dus ver in het ultrasonice gebied, 3 dB is afgenomen, en dat de fazeverschuiving in het hoorbare gebied

niet meer dan enige graden bedraagt. Bij 10 W uitgangsvermogen bedraagt het rendement van deze eindtrap ruim 42%, wat een zeer bevredigende waarde is. De enige weerstandswaarde die kritisch is, is die van de katodeweerstand van de faseomkeerbuis ( $R_4$ ), welke binnen 2% nauwkeurig moet zijn; alle andere weerstandswaarden mogen 10% van de nominale waarde afwijken.

Met deze twee voorbeelden willen wij hier volstaan. Alleen zij nog vermeld dat ook in vele andere gevallen de verscheidenheid van de thans geopende tegenkoppelingsmogelijkheden welkom zal zijn: ze veroorlooft de realisatie van allerlei bijzondere schakelingen, wat tot dusverre door de uitgangstransformator werd belet.

---

**Samenvatting.** De lage weerstand van de gebruikelijke spoelen van elektrodynamische luidsprekers vraagt een transformator ter aanpassing bij de veel hogere gelijkstroomweerstand van de eindpentodes. Deze uitgangstransformator is een onderdeel met vele nadelen: hij begrenst het weergegeven audiospec-

trum aan beide kanten, veroorzaakt energieverlies, intraduceert vervorming en belet, door de fazeverschuiving die hij teweegbrengt, dat van de gunstige uitwerking van tegenkoppeling ten volle kan worden geprofitteerd. Een transformator waarbij deze nadelen binnen redelijke perken zijn gehouden, is onvermijdelijk een zwaar, groot en prijzig onderdeel.

In 1953 heeft Philips luidsprekers gefabriceerd met een spoel van  $2 \times 2000$  ohm, die zonder uitgangstransformator kon worden opgenomen in een normale balansschakeling met twee pentodes EL 41. Beter voor zulk een „directe energie-overdracht” leent zich de seriebalansschakeling („single-ended push-pull circuit”): de belasting (luidspreker) kan hier een 4 maal zo lage weerstand hebben als bij de gewone balansschakeling en is vrij van gelijkstroom. Dit heeft geleid tot de ontwikkeling van de eindpentode EL 86 met een gelijkstroomweerstand van 1600 ohm bij volle belasting, en van bijbehorende luidsprekers met 800 en 400 ohm. Twee buizen EL 86 in seriebalansschakeling kunnen 10 W leveren.

De afwezigheid van een uitgangstransformator maakt schakelingen realiseerbaar waarbij de voortrap in zichzelf is meegekoppeld tot de rand van genereren, en de voortrap en de eindtrap samen zijn tegengekoppeld. Zulk een schakeling is volkomen stabiel. De totale distorsie is slechts een fractie van de distorsie van de voortrap en onafhankelijk van de distorsie in de eindtrap. Besproken worden twee uitvoeringsvoorbeelden, met klankregeling in de tegenkoppeling resp. in een afzonderlijke voortrap. In het laatste geval is de distorsie bij 10 W slechts 0,30%; de amplitudekarakteristiek is pas bij 250 kHz, dus ver in het ultrasonische gebied, 3 dB gedaald, waardoor de fazekarakteristiek in het hoorbare gebied geen afwijkingen groter dan enige graden vertoont.

---

5)  $2 \times EL81 = 20 W$