

Hans van Maanen

Actieve scheidingsfilters voor HiFi-systemen

Het frequentiebereik van ons gehoor loopt grofweg van 20...20 000 Hz. Voor een natuurgetrouwe weergave van geluid moet minimaal dit drie decaden omspannende gebied worden weergegeven, en waarschijnlijk nog wel wat meer. Door dit grote bereik worden aan een luidspreker zulke tegenstrijdige eisen gesteld, dat het niet mogelijk is om dit gehele gebied met één luidspreker weer te geven zonder vergaande concessies aan de kwaliteit te doen. Daarom zijn bijna alle luidsprekersystemen voor HiFi-weergave meerweg-systemen, waarbij verschillende luidsprekers verschillende frequentiegebieden voor hun rekening nemen. (Zelfs de zogenaamd full-range elektrostaten zijn inwendig nog weer onderverdeeld en zijn dus in feite een meerweg elektrostatisch systeem.) Zowel instrumentele als gehoormatige vergelijking levert een onbetwistbaar beter resultaat op voor de meerweg-systemen in vergelijking met de eenweg-systemen. (Veelal, doch niet altijd, is het zo dat een drieweg weer beter klinkt dan een tweeweg.) Zoals echter de wet van behoud van ellende al voorspelt, zijn er ook minder plezierige kanten aan de zaak, waarop wij nu zullen ingaan.

Nadelen van meerweg-systemen

Een meerweg-systeem impliceert het gebruik van meerdere luidsprekers en afgezien van een enkel speciaal type is het veelal niet of slecht doelnijk de luidsprekers op één plaats te monteren. Het naast elkaar plaatsen heeft echter het gehoormatig vreemde effect dat de verschillende delen van het samengestelde geluidssignaal uit verschillende richtingen komen. Voor de overname laag/midden valt dit nog wel mee, omdat de golflengte daar meestal nog ongeveer een meter is, wat nog betrekkelijk lang is t.o.v. de afstand tussen laag- en middenweergever, maar voor de overname midden/hooft kan dit vervelend wor-

den. De nadelen zijn gedeeltelijk op te vangen door er in ieder geval voor te zorgen dat de looptijd naar de luisteraar zo gelijk mogelijk is (in veel commerciële boxen is dit echter niet het geval) en de midden- en hogetonenweergever zo dicht mogelijk bij elkaar te plaatsen.

Vanuit de versterker gezien wandelen de verschillende tonen niet spontaan naar de

voor hen bedoelde luidspreker. Ook is het uit overweging van levensduur niet aanbevelenswaardig de midden- en hogetonenweergever vol te stoppen met lage tonen. Anderzijds krijgt de lagetonenweergever letterlijk de bibbers van midden en hoge tonen. Er moet dus regelend worden opgetreden en dat doet het zgn. scheidingsfilter voor ons. Vanwege het feit dat men algemeen een versterker en een luidsprekerbox als aparte dingen beschouwt (dit wordt aardig geïllustreerd door het feit dat er talrijke fabrikanten zijn die of alleen boxen of alleen versterkers maken. Deze zouden geen droog brood verdienen als (eind)versterker en box als één geheel werden gezien) wordt deze scheiding na de versterker door een zgn. passief filter, in de luidsprekerbox ondergebracht, verzorgd. En toen kwamen de problemen.

Het streven van velen zou een rechthoekig filter zijn, waarvan de karakteristiek is afgebeeld in fig. 1, maar zoiets is net zo onmogelijk als de kwadratuur van de cirkel. We zullen dus met minder genoeg moeten nemen, en veelal worden filters met hellingen van 12 of 18 dB/octaaf toegepast. Een voorbeeld van een veel toegepast filter met flanksteilheden van 12 dB/oct. staat afgebeeld in fig. 2. Zelfs als we de luidsprekers als ideale weerstanden beschouwen (wat een nogal grove aanname is), is een dergelijk filter noch in amplitude noch in fase recht. De totaalkarakteristiek heeft een bult van een paar dB, die gewoonlijk door grotere narigheid van de luidsprekers wordt gemaskeerd, maar erger nog is de faseonreinheid van dit filter. Dit heeft nl. een desastreuze uitwerking op pulsen (tonebursts). De misvorming van een toneburst door dit filter is gegeven in fig. 3. Dit is uitgerekend met aanname van ideale componenten en de luidsprekers als ideale weerstanden, en de gekozen frequentie is iets beneden de scheidingsfrequentie. Bo-

Fig. 1. De karakteristiek van door velen als ideaal beschouwd scheidingsfilter. Het realiseren hiervan is echter fysisch onmogelijk.

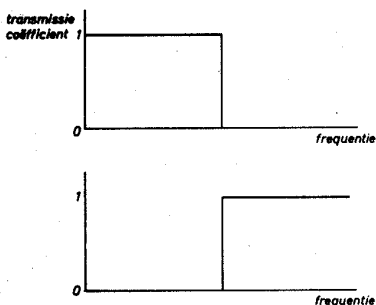


Fig. 3. Berekende impulsresponsie van het scheidingsfilter van fig. 2; a = ingangssignaal, b = uitgangssignaal (de frequentie ligt iets beneden de scheidingsfrequentie).

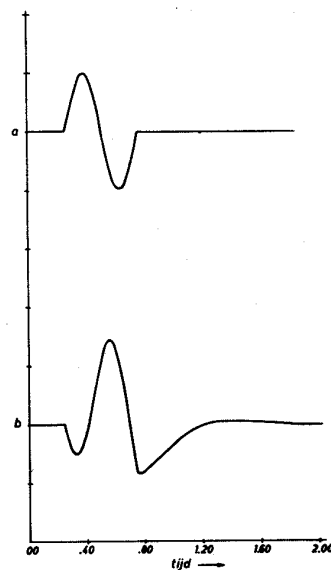
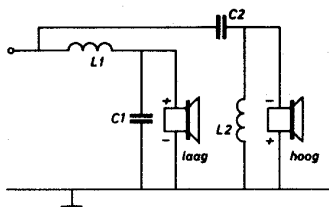


Fig. 2. Een veel toegepaste filterschakeling voor tweeweg-systemen met een helling van 12 dB/oct. Gelijksortige schakelingen zijn te vinden in drieweg-systemen.



elektro-akoestiek

venop deze reeds door het filter geïntroduceerde narigheid komt de ellende dat het filter zich minder ideaal gaat gedragen als het ingewikkelde elektromechanische gedrag van een luidspreker wordt genomen i.p.v. een ideale weerstand, en natuurlijk de narigheid van de luidsprekers zelf. Desondanks is de misvorming veroorzaakt door het scheidingsfilter duidelijk waarneembaar in gemeten pulsresponsies van systemen tot $f = 3000$, – per stel toe, zoals fig. 4 laat zien. Om concurrentievervalsing te voorkomen vermelden wij niet van welk systeem dit is; de oplettende lezer is nu gewaarschuwd.

Een ander nadeel is dat er altijd iets in serie hangt met de luidspreker, hetzij een spoel, hetzij een condensator, hetzij beide. Hierdoor heeft de versterker het directe contact met de luidspreker verloren, en omdat de lucht een gewone conusluidspreker nauwelijks dempt, zal de versterker dit moeten doen, maar kan dit minder goed omdat er een impedantie in serie geschakeld is. Vooral de spoel in serie met de basweergever is in dit opzicht een boosdoener, en zijn weerstand maakt dan ook dat het volmaakt onbelangrijk is of de inwendige weerstand van de versterker nu $0,05$ of $0,01 \Omega$ is. Een ander nadeel wordt gevormd door de verliezen die optreden in het scheidingsfilter. De oorzaken hiervan zijn:

- verschillend rendement van de luidsprekers, wat een verzwakking tot het niveau van de laagste als consequentie heeft (nivellering naar beneden)
- om het scheidingsfilter nog redelijk te laten functioneren moet veelal wat narigheid (bijv. resonantie) van de luidspreker worden afgedempt d.m.v. een weerstand parallel aan de luidspreker. Het vermogen dat hierin wordt gedissipeerd levert echter weinig geluid op.

De totale verliezen kunnen hierdoor oplopen tot wel 20 à 30% van het ingevoerde vermogen. Voor luidsprekerboxen die betrekkelijk grote vermogens moeten kunnen verwerken kan bij kernspoelen kernverzadiging optreden, waardoor met luchtspoelen moet worden gewerkt. Dit ver-

hoogt het kopergebruik echter aanzienlijk, evenals de prijs en het gewicht. Een goed scheidingsfilter is dan ook een kostbare zaak, zeker als dit een 18 dB/oct. filter is. Helaas vertonen dit soort filters voornoemde problemen en feilen nog erger. Al met al genoeg redenen om naar alternatieven uit te zien.

Actieve scheiding

Voornoemde nadelen kunnen worden gesplitst in twee groepen, te weten de akoestische en de elektronische. Over de eerste kunnen we kort zijn: zij zijn inherent aan het gebruik van meerweg-systemen. Zij kunnen zo goed mogelijk worden onderhouden door weldoordachte plaatsing van de luidsprekers. Ook het gebruik van luidsprekers die van nature al een ruim gebied „aankunnen” (zoals bijv. elektrostaten) vermindert deze nadelen omdat dan met minder luidsprekers per box kan worden volstaan. Vooral de combinatie van midden en hoog heeft wat dit betreft grote voordelen.

De elektronische nadelen zijn toe te schrijven aan het passieve scheidingsfilter. Scheiding blijft echter nodig, en moet dus verhuizen. Hoewel het in principe mogelijk is dit akoestisch te doen met goed uitgekende behuizingen en behandeling van luidsprekers, is dit zonder goede meetapparatuur eigenlijk niet te doen. Daarom is niet voor deze benadering gekozen, en is de scheiding verplaatst naar vóór de eindversterker. Dit heeft als consequentie dat er voor iedere luidspreker een aparte eindversterker moet komen. Dit lijkt nogal kostbaar, maar dat valt bij nadere bestudering nogal mee, zeker als de voordelen in aanmerking worden genomen:

- bij goed ontwerp (zie volgende paragraaf) kan een actief scheidingsfilter zowel in amplitude als in fase „recht” zijn:
 - geen verliezen;
 - maximale demping van de luidsprekers wat vooral hun pulsgedrag ten goede komt;
 - geen duur scheidingsfilter meer vereist;
 - grotere vrijheid in keuze van luidsprekers omdat verschillende rendementen en/of impedanties geen probleem meer opleveren;
 - de gebruikte eindversterkers kunnen van kleiner vermogen zijn voor dezelfde geluidsdruk.

Dit laatste vergt enige uitleg, omdat hier meer in het spel is dan alleen het elimineren van de verliezen in het scheidingsfilter. Het gemakkelijkst is dit te verduidelijken aan de hand van het volgende voorbeeld. We denken ons een geïdealiseerd drieweg-systeem, d.w.z. een verliesvrij scheidingsfilter en ideale luidsprekers. De impedantie van het systeem stellen wij op 8Ω , onafhankelijk van de frequentie. Het toegevoerde signaal bestaat uit:

- a) een lage toon, vermogen 4 W , amplitude 8 V ,
- b) een midden toon, vermogen 4 W , amplitude 8 V ,
- c) een hoge toon, vermogen 1 W , amplitude 4 V .

Totaal geleverd vermogen is dus 9 W . Op het eerste gezicht zou een 10 W versterker voldoende moeten zijn. Willen wij echter dat de versterker nooit gaat clippen, dan moeten wij een andere berekening toepassen. Volgens het beginsel van de meeste pech is er een moment waarop al deze tonen precies met elkaar in fase zijn. De spanning die de versterker dan moet leveren is de som van de amplituden en bedraagt dus 20 V . Het sinusvermogen van een versterker die dit kan is echter 25 W . Bij het toepassen van elektronische scheidingsfilters treedt dit verschijnsel niet op en zouden in dit voorbeeld twee 4 W en één 1 W versterker voldoende zijn geweest. Natuurlijk is dit iets te simplistisch gereedeneerd, maar toch maakt dit voorbeeld duidelijk dat in het algemeen met versterkers van een geringer vermogen kan worden volstaan voor een bepaald geluidsniveau zonder het oversturingsgedrag nadelig te beïnvloeden. Bij een systeem met actieve scheiding worden de extra kosten beperkt door het gebruik van versterkers van geringer vermogen en het vervallen van het passieve scheidingsfilter.

Berekening van een actief filter

Gezien de bovenvermelde ellende eisen wij een filter dat zowel in amplitude als in fase recht is. Dit betekent dat het zinloos is om filters met een steilere helling dan 12 dB/oct. toe te passen. Het waarom hiervan valt buiten het bestek van dit verhaal. Laten we om te beginnen de scheiding laag/midden eens onder de loep nemen. Voor de laagweergever kiezen we een helling – van 12 dB/oct. en kantelfrequentie

Fig. 4. De gemeten responsie van een luidsprekersysteem van drieduizend gulden bij een ingangssignaal volgens fig. 3a.

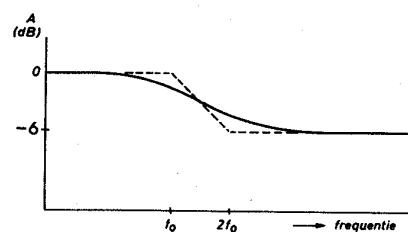
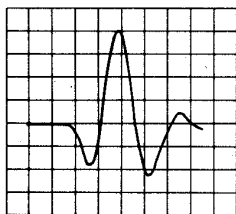
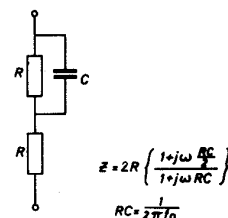


Fig. 5. Amplitude karakteristiek van de overdrachtsfunctie $\left(\frac{1 + j\omega\tau/2}{1 + j\omega\tau} \right)$

Fig. 6. Dit RC-netwerk heeft een amplitudekarakteristiek volgens fig. 5.



elektro-akoestiek

f_0 . De overdrachtsfunctie hiervan kan worden voorgesteld door:

$$G(\omega) = \left(\frac{1}{1 + j\omega\tau} \right)^2$$

waarin ω = cirkelfrequentie = 2π -frequentie

$$\tau = \text{tijdconstante} = RC = \frac{1}{2\pi f_0}$$

De vraag is nu hoe moet de overdrachtsfunctie van het midden-hoog filter eruit zien? Vanwege het feit dat we een perfect filter willen, moet gelden:

$$G_l(\omega) + G_{m+h}(\omega) = 1$$

waar $\approx G_l$ de overdrachtsfunctie voor het laag en G_{m+h} voor het midden en hoog voorstelt.

Hieruit volgt dan onmiddellijk:

$$G_{m+h}(\omega) = 1 - \left(\frac{1}{1 + j\omega\tau} \right)^2 = \frac{2j\omega\tau + j^2\omega^2\tau^2}{(1 + j\omega\tau)^2}$$

$$= 2 \left(\frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \right) \cdot \left(\frac{1 + j\omega\tau/2}{1 + j\omega\tau} \right)$$

Hierin staan 3 termen:

- een versterkingsfactor 2,
- een eerste orde hoogdoorlaatfilter,
- een moeilijke term, die enige bestudering vraagt.

Het limietgedrag voor $\omega \rightarrow 0$ levert 1, voor $\omega \rightarrow \infty$ wordt dit $1/2$. Het verloop van de modulus als functie van de frequentie is geschetst in figuur 5. Een netwerk dat in zijn impedantieverloop dit soort termen heeft is het RC-netwerk van figuur 6 (waarbij $\tau = RC$). Voor een dergelijk netwerk als collectorbelasting van een transistor te nemen kan op eenvoudige wijze een trap worden gerealiseerd die de gewenste karakteristiek heeft. In één moeite door kan de versterkende term 2 erbij worden gestopt, zoals in figuur 7 is gebeurd. Toevoegen van een eerste orde hoogdoorlaatfilter en een emittervolger om belasting van het netwerk te voorkomen, completeren het geheel. Merk in het uitgewerkte schema van figuur 8 nog twee trimpots op van 22 k Ω . Deze dienen om de rendementen van de luidsprekers te kunnen aanpassen. De kantelfrequentie van het tweede orde laag-

doorlaatfilter is gekozen op 410 Hz, het filter voor het midden-hoog is hiervan het complement. Wil men een andere frequentie als kantelpunt moeten de met een * gemerkte condensatoren worden aangepast en wel volgens de formule

$$C_f = C_{410} \cdot \frac{410}{f}$$

waarin C_f = condensatorwaarde bij de gekozen frequentie

C_{410} = condensatorwaarde bij 410 Hz (van fig. 8)

f = gekozen frequentie in Hz.

Voor de tweeter zal men in het algemeen ook een tweede orde filter willen hebben, maar dan hoogdoorlaat. De overdrachtsfunctie hiervan is

$$G_h(\omega) = \left(\frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \right)^2$$

Op analoge wijze vindt men voor het complement van dit filter

$$G_{l+m}(\omega) = 1 - \left(\frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \right)^2$$

Fig. 8. Een 2e orde actief laagdoorlaatfilter en het complement daarvan. De uitgangspotentiometers dienen om de rendementen van de luidsprekers te kunnen aanpassen. Wisselfrequentie 410 Hz.

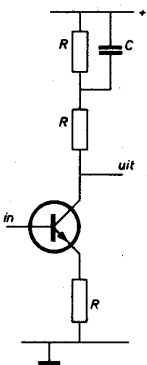
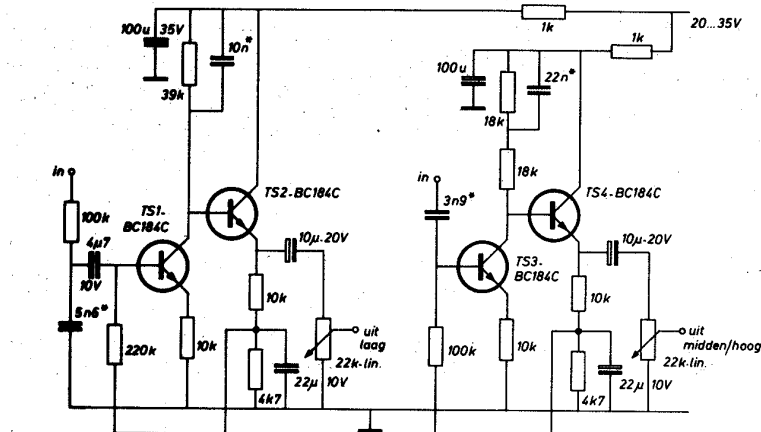
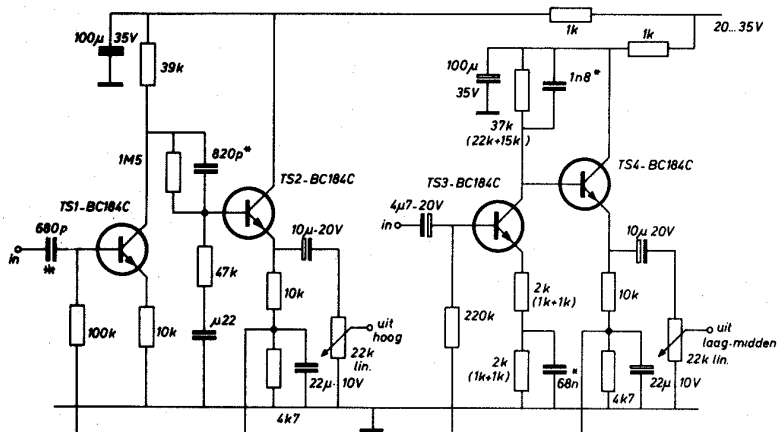


Fig. 7. Het RC-netwerk opgenomen in de collectorleiding van een transistor geeft het gewenste resultaat.

Fig. 9. Een 2e orde actief hoogdoorlaatfilter met bijbehorend complementair filter. De wisselfrequentie hiervan ligt op 2350 Hz.



Elektro-akoestiek

$$= \left(\frac{1}{1 + j\omega\tau} \right) \cdot \left(\frac{1 + j\omega 2\tau}{1 + j\omega\tau} \right)$$

De eerste term is een eerste orde laagdoor-aanfilter, de tweede term een met het vorige geval vergelijkbare correctieterm, maar dan op z'n kop. Het RC-netwerk van figuur 6 moet daarom in de emitterleiding worden geplaatst. Dit doende krijgt men de schakeling van fig. 9. In het tweede orde hoogdoorlaanfilter is een weerstand van 1,5 MΩ parallel aan de condensator opgenomen om de basisstroom van TS2 te voeren. Hierdoor is het geen zuiver tweede orde filter, maar de verzwakking is daar al zo groot dat het geen nadelige invloed heeft op de filterwerking. De kantelfrequentie ligt op 2350 Hz, en wijziging hiervan gaat analoog aan het vorige geval:

$$f_c = C_{2350} \cdot \frac{2350}{f}$$

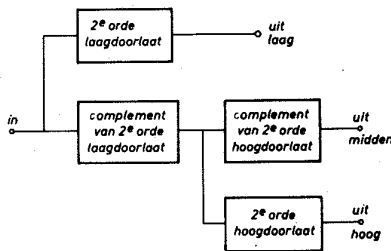
Voor alle filters geldt dat zij laagohmig getuurd moeten worden ($Z_{uit} \leq 3 \text{ k}\Omega$).

Praktische kanttekeningen

Een drieweg-systeem kan worden opgebouwd door combinatie van de schakelingen van fig. 8 en 9 volgens het blokschema van fig. 10. De eerste van de twee trimpots voor het midden kan dan vervallen. De filters voor de laag- en hoogweergever zijn net hun hellingen van 12 dB/oct redelijk teel. De complementen hiervan zijn echter naar 6 dB/oct en in de buurt van het kantelpunt worden ze nog wat opgekrikt om het afvallen van de 12 dB/oct filters te corrigeren. Dit is de prijs die betaald moet worden voor het nastreven van een fase-ein-systeem, dat alle discussie ten spijt toch een hoorbaar beter resultaat oplevert, evenals een beter stereobeeld.

Deze hellingen van 6 dB/oct, zowel aan de lage als aan de hoge kant van het midlengtegebied zijn echter wel van belang voor de keuze van de squaker, want die moet een bereik hebben van ruim een octaaf be-

Fig. 10. Het blokschema van een scheidingsfilter voor drieweg-systemen.



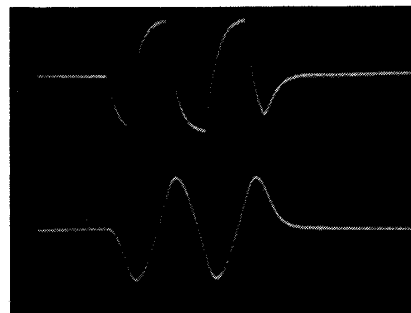
neden het onderste kantelpunt tot ruim een octaaf boven het bovenste kantelpunt. Ook de behuizing van de middenweergever moet hierop berekend zijn. Voor het behoud van de fasereinheid is de plaatsing van de luidsprekers van groot belang en verdient de uiterste zorg. Veelal zullen de midden- en hoogweergever naar achteren geplaatst moeten worden t.o.v. de laagweergever.

Experimentele resultaten

Om het gedrag van de filters te testen is de keus gevallen op een ingewikkeld signaal, zowel in frequentie als fase, nl. een dubbele driehoek (een tone-burst van een driehoek van twee perioden dus). De responsie hierop van de filters staat in fig. 10. Het lijkt op het eerste gezicht ongeloofwaardig, maar toch levert de som van deze signalen weer keurig de twee driehoeken op, zoals is te zien in fig. 12. Dit is niet het ingangssignaal, zoals een aantal boze tongen beweerden, maar echt de som van de twee bovenstaande signalen. Dit is ook te constateren door de inversie van het signaal, en de (overigens kleine) invloed van het ultra-hoog afsnij condensatorpje.

Het filter voor de scheiding midden/hoog levert vergelijkbare resultaten, mits eveneens precisie condensatoren worden gebruikt, en het is dus niet nodig om dit hier ook nog eens te laten zien. Nu dus is gebleken dat de filters volledig voldoen aan de te stellen eisen blijft nog de vraag hoe het klinkt, want daar is het allemaal om begonnen. Er zijn nu twee systemen mee gebouwd, een tweeweg en een drieweg. Het tweeweg-systeem is een combinatie van een transmissielijn en een middelgrote elektrostaat, het drieweg-systeem is een combinatie van een transmissielijn, een middenweergever en een kleinere elektrostaat. Luisterproeven leveren een zeer goed resultaat en een zeer diep stereobeeld. Hiervoor is voor een belangrijk deel de fasereinheid verantwoordelijk (zoals wel eens vaker is geconstateerd) evenals

Fig. 11. Oscilloscoopbeeld van het actieve scheidingsfilter met een 230 Hz, dubbele driehoek ingangssignaal. Het bovenste spoor geeft het signaal op de midden-hoog uitgang- en het onderste spoor geeft het laag uitgangssignaal.



voor de grote natuurgetrouwheid van menselijke stemmen, die door de aanwezigheid van zeer kort durende impulsen hiervoor erg kritisch zijn.

Concluderend kunnen wij stellen dat deze benadering, waarbij (eind)versterker en luidsprekerbox veel meer als één geheel worden gezien, grote voordelen biedt in vergelijking met de klassieke benadering. Voor optimale resultaten blijft echter een zowel in amplitude- als fase-ein-scheidingsfilter een essentiële noodzaak.

Onderdelenlijst bij fig. 8.

Weerstanden	condensatoren
2 × 1 k	1 × 3 n9
2 × 4 k7	1 × 5 n6
4 × 10 k	1 × 10 nF
2 × 18 k	1 × 22 nF
1 × 39 k	1 × 4,7 μF, 10 V
2 × 100 k	2 × 10 μF, 20 V
1 × 220 k	2 × 22 μF, 10 V
	2 × 100 μF, 35 V

Instelweerstand

2 × 22 k lin.

Halfgeleiders

4 × BC 184C, BC 107B/C, BC 547B/C o.i.d. ($V_{ce(max)} \geq 30 \text{ V}$, $h_{fe} \geq 200$)

Onderdelenlijst bij fig. 9.

Weerstanden	condensatoren
6 × 1 k	1 × 680 pF
2 × 4 k7	1 × 820 pF
3 × 10 k	1 × 1 n8
1 × 15 k	1 × 68 nF
1 × 22 k	1 × 220 nF
1 × 39 k	1 × 4,7 μF, 20 V
1 × 47 k	2 × 10 μF, 20 V
1 × 100 k	2 × 22 μF, 10 V
1 × 220 k	2 × 100 μF, 35 V
1 × 1 M5	

Instelweerstand

2 × 22 k lin.

Halfgeleiders

4 × BC 184C, BC 107B/C, BC 547B/C o.i.d. ($V_{ce(max)} \geq 30 \text{ V}$, $h_{fe} \geq 200$)

Fig. 12. Wanneer we de signalen van fig. 11 optellen, krijgen onderstaand beeld. Het signaal is door de eerste trap omgekeerd.

