

Voorversterker voor pickup met bewegende spoel

Wim Jak

Bij een groeftaster met bewegende spoel behoort een voorschakeltransformator of een voorversterker. Voor de doe-het-zelfer volgt hier de schakeling van zo een versterker, namelijk een eigen versie op inspiratie van de voorversterker MCA76 van Ortofon.

Omdat groeftasters met bewegende spoel over een lage impedantie (bij de Ortofon MC's is deze 2,5 à 3 Ω) een zeer kleine signaalspanning afgeven, namelijk 0,01 à 0,02 mV cm/s, terwijl de ingangsgevoeligheid van een pickupversterker 1 mV cm/s is en de ingangsimpedantie 50 k Ω bedraagt, is het nodig een impedantietransformator tussen pickup en versterker op te nemen. Er bestaan daarvan van Ortofon en Denon bijvoorbeeld verschillende typen.

Het is echter ook zeer wel mogelijk een voorversterker tussen te schakelen, die de zeer zwakke signaalspanning van de pickup tot de passende grootte voor de pickupversterker opvoert. Men omzigt dan de beperkingen van de transformator, welke zijn: gevoelig voor strooiveld van voedingstransformator, uitslingerverschijnselen, niet-lineaire vervorming (geen rechte frequentie karakteristiek) en hysteresisvervorming. Deze laatste drie zijn bij een goed gedimensioneerde transformator nauwelijks van invloed, maar een versterker is natuurlijk iets fraaier, al moet hij op zijn beurt zeer goed zijn ontworpen en gebouwd om niet te ruisen of te brommen.

De schakeling van de MCA76 van

Ortofon is een zeer goed ontwerp, waarin aan deze voorwaarden is voldaan en waarvan de oorspronkelijke specificaties luiden:

Frequentiekarakteristiek: 20...50000 Hz \pm 1/2 dB
 Spanningsversterking: 34 dB
 Ingangsimpedantie: 75 Ω
 Uitgangsimpedantie: 140 Ω
 Max.ingangsspanning: 60 mV
 Kanaalscheiding: > 6 dB
 Vervorming:

2de harmonische: 0,04 %
 3de harmonische: 0,01 %

IM-vervorming: < 0,01 %
 Ingangruis ($R_s = 2 \Omega$): 0,05 μ V
 Signaal/ruisverhouding: > 69 dB

De eigenruis van deze versterker is in het gevoelige middengebied van het geluidsspectrum slechts 6 dB hoger dan de theoretisch minimaal mogelijke ruis van een bron met een weerstand van 2 Ω .

Geïnteresseerd als ik ben in het technische werk, niet in het laatst om daarvan in dit vakblad verslag te doen en/of om er zonodig zelf eens aan te prutsen, heb ik met een persoonlijk goed woordje voor de

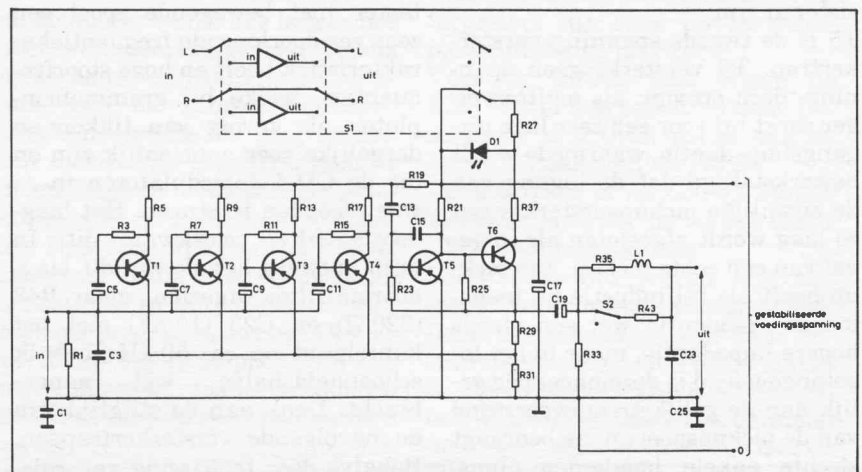
lezer de schakeling van de MCA76 van zijn hoeders los weten te pulken. Het schema dat ik kreeg bevatte echter geen opgave van de weerstand- en condensatorwaarden en type-aanduidingen; deze gaf men liever niet vrij.

Ik achtte het toch een dusdanig interessant ontwerp, dat ik het de lezerskring niet wilde onthouden. De schakeling van één kanaal van de MCA76 is weergegeven in afb. 1. De voedingsspanning voor deze schakeling moet zeer goed gestabiliseerd en vooral afgevlakt zijn om brom te elimineren.

Uw verslaggever als detective

In het nu volgende beschrijf ik mijn gedachtengang bij de evalua-

Afb. 1 De oorspronkelijke schakeling van de versterker voor groeftaster met bewegende spoel van Ortofon, type MCA76, zonder opgave van de componentenwaarde. Deze versterker is aangepast aan Ortofon's eigen assortiment. Wie deze versterker bij groeftaster met hoge impedantie als die van Denon (40 Ω) wil toepassen, kan R31 verhogen tot 10 à 15 Ω .



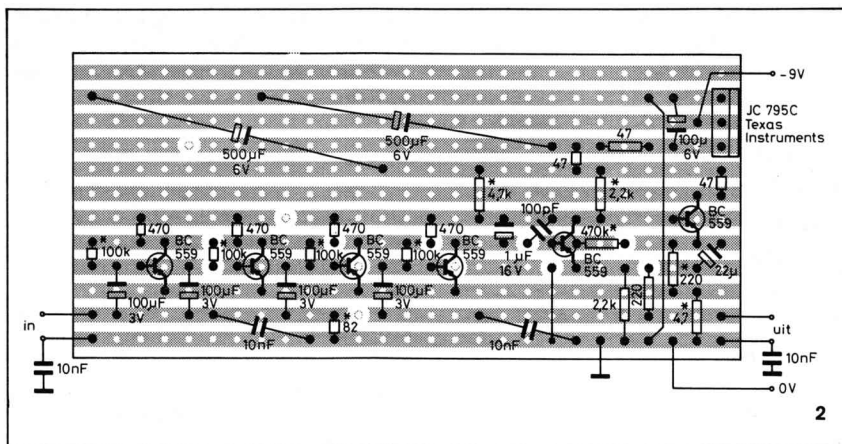
Afb. 2 Constructie van één kanaal van de voorversterker op Veroboard o.i.d. Zicht op de koperen geleidingsbanen. Let op, de aansluitingen van het stabilisatie-IC wijken af van de normale, positieve typen. Alle weerstanden 1/4 W, die met een sterretje zijn metaalfilmweerstanden. De eigenschappen van deze versterker komen nagenoeg overeen met die van de Ortofon voorversterker MCA76, de signaal/ruisafstand bedraagt om en nabij 67 dB, JHF-A gewogen.

tie en de verwerking van het blinde Ortofon-schema tot een even goed functionerend praktisch ontwerp. Voor de constructie werd gebruik gemaakt van een plaatje Veroboard met twaalf geleidende banen en zeventwintig gaatjes per baan, groot genoeg voor één versterkerkanaal met afvlakfilter voor de voedingsspanning, zie afb. 2. Het tweede kanaal moet op een tweede montageplaatje worden ondergebracht zonder de componenten van het afvlakfilter. Het meest opvallende detail is wel het gebruik van vier parallel geschakelde transistoren in de ingangstrap, zie afb. 1. Men verkrijgt daarmee een grotere signaal/ruisafstand dan met één transistor in de ingangstrap, doordat de versterking van deze trap evenredig met het aantal transistoren groter wordt, terwijl de ruis slechts met de wortel van deze versterkingswinst toeneemt. De signaal/ruiswinst bedraagt derhalve 6 dB. Gebruik wordt gemaakt van PNP-transistoren, de voedingsspanning is negatief. Dit doet men omdat de ruisarmste transistoren in het marktaanbod silicium-PNP-transistoren zijn.

T5 is de tweede spanningsversterkertrap. T6 versterkt geen spanning, doch stroom: als emittervolgert zorgt hij voor een zeer lage uitgangsimpedantie, waarmee wordt bewerkstelligd dat de ingang van de eigenlijke pickupversterker net zo laag wordt afgesloten als in geval van een echte pickup. Een pickup heeft als zelfinductie bij toenemende frequentie wel een steeds hogere impedantie, maar in het laagtonengebied is deze nagenoeg gelijk aan de gelijkstroomweerstand van de pickupspoel en die bedraagt slechts enkele honderden ohms.

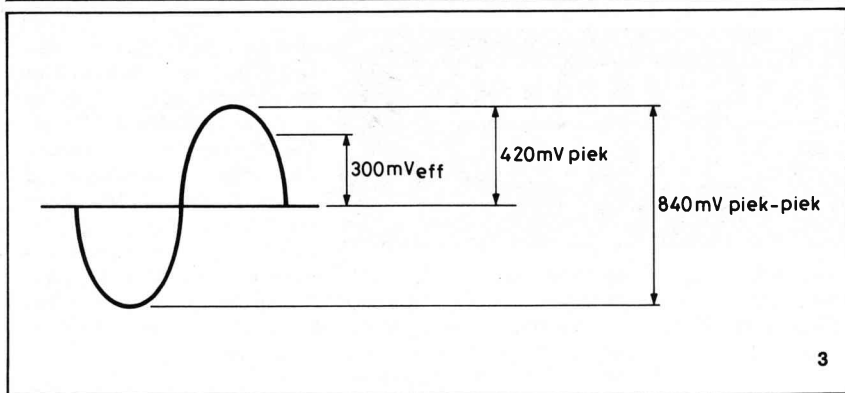
Voor de laagtoneruis en -stabiliteit van menige pickupversterker is het gewenst deze afsluitimpedantie even laag te houden als bij toepassing van een pickup. Door de stroomversterking van de emittervolgert kon het tegenkoppelnetswerk, gevormd door R29 en R31, met zeer lage weerstandswaarden worden uitgevoerd. Dit houdt de gelijkstroomweerstand aan de emitters van de vier ingangstransistoren en daarmee de bronimpedantie (ruis!) laag. Om-

arme silicium-PNP-transistoren zal men de ruis van de schakeling laag kunnen houden door voor alle weerstanden metaalfilmweerstand of opgedampte koolweerstand te nemen, welke tot 1/4 W belastbaar zijn. Voor de met een sterretje gemerkte weerstanden in afb. 2 zou ik in ieder geval aanraden metaalfilmweerstand te nemen. Alle elco's zijn tantaal typen, behalve die in het afvlakfilter van de voedingsspanning. Voor de keuze



dat we hier een voorversterker hebben als aanvulling bij een bestaande pickupversterker, vindt in deze schakeling geen opneemcorrectie plaats: het is een versterker met een lineaire frequentiearakteristiek. Om in geval van CD-4 quadrofonie, waarvan we tegenwoordig niets meer horen, de storingsgevoeligheid voor supersonische frequenties te verminderen, is aan de uitgang van de versterker voorzien in het uitschakelbare laagdoorlaat filter met L1 en C23. Dit werd gedaan omdat een groeftaster met bewegende spoel een zeer ver doorlopende frequentiearakteristiek heeft en hoge stoorfrequenties, welke bij grammofoonplaten als gevolg van tikken en dergelijke zeer aanzienlijk zijn en die de CD-4 demodulatoren in de war pleegden te sturen. Het laagdoorlaatfilter voorkwam dit. In mijn ontwerp heb ik van dit laagdoorlaatfilter afgezien, maar R43 (220 Ω) en C23 (10 nF) met het kantelpunt op ca. 50 kHz heb ik schoonheidshalve wèl aangebracht. Denk aan de stijgtijd van de navolgende versterkertrappen. Behalve door toepassing van ruis-

van de grootte van de voedingsspanning kijken we hoe groot de signaalspanning van de uitgang moet zijn. In de gegevens vinden we dat de maximumingangsspanning 6 mV en de versterking 34 dB bedraagt. De maximum uitgangsspanning is ongeveer $6 \times 50 = 300$ mV. Dat is de effectieve spanning, de piekspanning is dan $1,4 \times 300$ mV = 420 mV. De piekpiekspanning, welke onvervormd moet kunnen worden afgenomen is het dubbele, 840 mV, zeg 1 V (zie afb. 3). Behalve dit spanningsgebied neemt T6 een kniespanning van ca. 0,7 V van de voedingsspanning af, en over de emitterweerstand moet bij de negatieve signaaltoppen altijd nog wat spanning vallen, terwijl de ontwerpers er geen bezwaar in zagen om door middel van signalering-LED D1 wat spanningsverlies aan de collectorkant van de uitgangstrap te introduceren. Al met al zal men aan een voedingsspanning van 7 V voldoende hebben, maar doordat ik D1 en de daarbij horende componenten R27, R37 en C17 heb weggelaten, is 5 V voldoende. We kunnen dan een ge-



Afb. 3 Effectieve waarde, piekwaarde en piek-piekwaarde van een sinusvormige wisselspanning.

makkelijk verkrijgbaar stabilisatie-IC in de voedingslijn toepassen. R37 (zonder C17) vind ik als stopweerstandje ten behoeve van de hoogfrequente stabiliteit echter zeer nuttig: ik koos $47\ \Omega$. C19 en R33 kregen van mij een waarde van $22\ \mu\text{F}$ en $2,2\ \text{k}\Omega$.

De spanningsversterking wordt bepaald door de verhouding van R29, en R31, namelijk

$(R29 + R31) : R31$. Deze verhouding is 50 (34 dB). Hun grootte kunnen we afleiden van de gewenste ruststroom door T6 en de rustspanning aan de uitgang (emitter) van T6. De ruststroom moet nogal hoog zijn, want we zien dat deze oorspronkelijk voor de voeding van de LED (D1) wordt gebruikt. Met minder dan 10 mA zal deze geen genoegen nemen. Voor de rustspanning kiezen we de halve voedingsspanning of iets minder, zeg 2 V. Bij een ruststroom van 10 mA worden R29 en R31 gezamenlijk ongeveer $200\ \Omega$. Met $R31 = 4,7\ \Omega$ en $R29 = 220\ \Omega$, zit men in de goede richting.

De stroom door R21 is grotendeels de ruststroom van T5, al vloeit er ook nog een onzekere hoeveelheid naar de basis van T6 en R25. Deze laatste weerstand achtte ik niet noodzakelijk. Voor T5 lijkt me een ruststroom van 1 mA zeer geschikt (grote versterking en weinig ruis). Omdat de rustspanning van de uitgang van de emitter van T6 ongeveer 2 V bedraagt, moet de spanning op diens basis en de collector van T5 ongeveer 2,5 V zijn. Bij een voedingsspanning van 5 V moeten we over R21, 2,5 V kwijt, zodat we zijn waarde $2,2\ \text{k}\Omega$ kiezen. Proefondervindelijk kwam ik daarmee voor R23 op een waarde van $470\ \text{k}\Omega$.

C15 voorkomt parasitaire oscilla-

ties, een waarde van $100\ \text{pF}$ is voldoende.

Dan nu de ingangstrap met de vier parallel geschakelde transistoren. R19 is de gemeenschappelijke collectorweerstand, terwijl R5, R9, R13 en R17 individuele collectorweerstand zijn, over de functie waarvan ik langdurig heb zitten dubben tot ik de uiteindelijke proeven nam. Aanvankelijk dacht ik dat ze voorzien waren om elk van de vier ingangstransistoren de gelegenheid te geven zich optimaal naar hun eigen aard in te stellen. Ik maakte daarom R5, R9, R13 en R17 even groot als R19, bij voorbaat het versterkingsverlies verwaarlozende. Er is binnen de tegekoppellus immers versterking te over! Maar de praktijk wilde anders.

De grootste signaal/ruisverhouding ontstaat als R5, R9, R13 en R17 een waarde van ca. $470\ \Omega$ hebben en R19 een waarde van $4,7\ \text{k}\Omega$. Het zijn blijkbaar niet meer dan stopweerstand ten behoeve van de stabiliteit. De basisweerstand kregen een waarde van $100\ \text{k}\Omega$. Wat betreft de weerstandswaarden zijn we er op R1 na. Aangezien de ingangsimpedantie van de versterker op zich net onder de $10\ \text{k}\Omega$ ligt, bepaalt R1 nagenoeg in zijn eentje de gewenste (zeer lage) ingangsimpedantie van de versterker in zijn geheel: neem voor hem $82\ \Omega$. De overige condensatoren koos ik proefondervindelijk. Met de gekozen waarden voor C5, C7, C9 en C11 ($100\ \mu\text{F}$) en C13 ($1\ \mu\text{F}$) ontstaat een goede laagfrequente stabiliteit bij een zodanig lage grensfrequentie (ca. $1/2\ \text{Hz}$) dat stommel- en armresonantiefrequenties geen kans hebben te worden opgeslingerd en de duur van het instellen na inschakelen binnen twee se-

conden valt. C3 nam ik $10\ \text{nF}$.

De schakeling wordt gevoed en is met de metalen behuizing verbonden aan het voetpunt van R31. Aan de ingangs- en uitgangsbuis is de aardleiding ook nog via de condensatoren C1 en C25 met de metalen behuizing doorverbonden. Ze geven een hoogfrequente kortsluiting zonder een aardlus (brom) te vormen.

Hun waarde: $10\ \text{nF}$ keramisch.

Met S1 wordt de versterker gepaseerd, wat erg handig is als men wil overgaan op een groeftaster met bewegende magneet.

En dan tenslotte, maar niet als onbelangrijkste punt: de transistoren. Ik koos voor alle zes het type BC559 (of BC560) van Siemens of Philips en verkreeg daarmee een signaal/ruisafstand van... 67 dB. Dat vond ik zo mooi dat ik geen andere typen heb uitgeprobeerd, maar wie dat zo uitkomt kan mijns inziens ook goed terecht met de BC416 of 2N3965 van Motorola.

Wie het heel bont wil doen kan de dure BCY67 nemen. Let op de prijzen!

Voeding

De voedingsspanning moet goed zijn afgevlakt, dat hoeft geen betoog. De daartoe strekkende elco's komen voor op de montageplaat van afb. 2, alsmede een stabilisatie-IC om de voedingsspanning mooi op 5 V te houden. Kinderspel. Voor stroomtoevoer bouwde ik geen netvoedingstransformator in (en had dus ook geen last van bromstrooiveld), maar ik maakte gebruik van een goedkope kant en klare netstekervoeding, zoals deze van oriëntaalse makelij momenteel voor een habbekrats verkrijgbaar zijn. 9 V bij 100 mA is al een bruikbare voeding.