

Alle begin...

...versterkt verschillen

Eric Bogers (Elektor)

De vorige aflevering is besloten met een korte bespreking van de constante-stroombron en de vraag waarom we in vredesnaam een stroombron nodig zouden hebben die een constante stroom door een variërende belasting stuurt. En het antwoord hebben we toen meteen gegeven: zonder zo'n stroombron zou de verschilversterker niet kunnen bestaan.

De verschilversterker

De verschilversterker is de basisschakeling van elke operationele versterker (opamp). Een verschilversterker heeft twee ingangen: een inverterende ingang (IN-) en een niet-inverterende ingang (IN+). Hij versterkt het *verschil* tussen beide ingangen. Het schema is getekend in **figuur 1**.

De met R8 en R9 opgebouwde spanningdeler levert een spanning die ongeveer 2,7 V boven de negatieve voedingsspanning ligt; de spanning over R7 bedraagt zodoende ongeveer 2 V, resulterend in een stroom van 2 mA – T3 werkt als constante-stroombron.

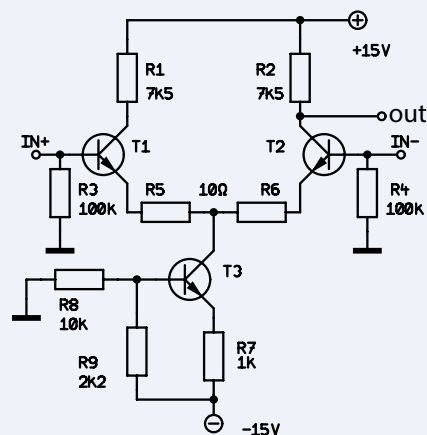
Wanneer op beide ingangen van de verschilversterker dezelfde spanning staat, dan wordt deze stroom van 2 mA netjes verdeeld over de beide 'bovenste' transistoren (elk 1 mA). Zowel over R1 als over R2 staat dan een spanning van 7,5 V.

Nu zetten we op de niet-inverterende ingang (IN+) een spanning van een paar millivolt, zodat de stroom door T1 oploopt tot 1,5 mA. Omdat de constante-stroombron de totale stroom op een constante 2 mA houdt (dat is nu eenmaal de aard van het beestje), loopt er nu door T2 een stroom van 0,5 mA. Dat betekent dat er over R2 nog slechts een spanning van 3,75 V valt – de uitgangsspanning van de verschilversterker neemt dus met 3,75 V toe.

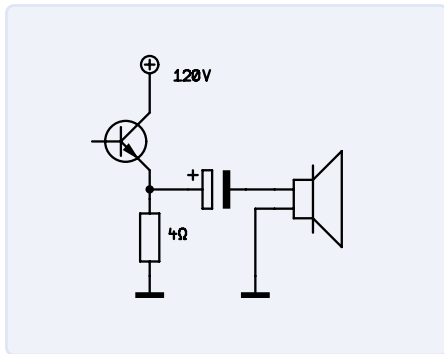
Als we de spanning op de inverterende ingang hadden gezet in plaats van op de niet-inverterende, dan was de stroom door T2 toegenomen in plaats van afgenomen, en zou de uitgangsspanning juist zijn afgenomen.

Wat gebeurt er nu wanneer een spanning op *beide* ingangen wordt gezet? Omdat door de beide transistoren dezelfde stroom loopt als de ingangen dezelfde spanning voeren, verandert de uitgangsspanning niet. Met andere woorden: een verschilversterker versterkt het *verschil* tussen de spanningen op de beide ingangen, en niet de som van die spanningen.

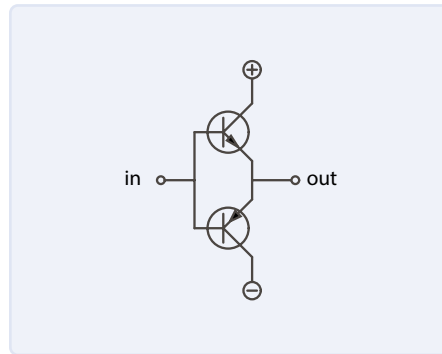
Een van de grootste voordelen van de verschilversterker is de grote temperatuurstabiliteit – zolang beide transistoren in gelijke mate opwarmen. Dat komt omdat de toename van de basis-emitterspanning ten gevolge van een temperatuurstijging bij beide transistoren optreedt en deze elkaar dus compenseren.



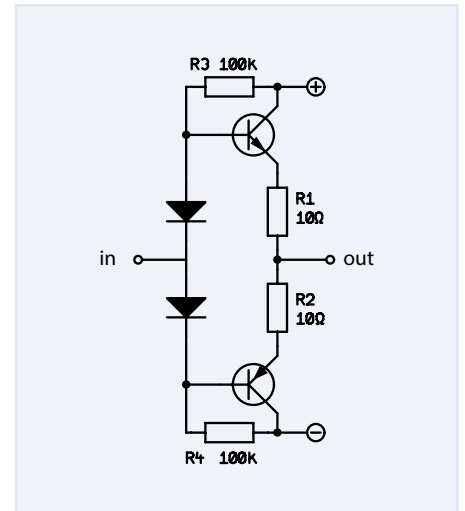
Figuur 1. De verschilversterker.



Figuur 2. Klasse-A uitgangstrap.



Figuur 3. De balanseindtrap.



Figuur 4. De klasse-B-versterker.

De klasse-A-versterker

Veronderstel eens dat we een vermogensversterker willen bouwen die 400 W levert in een belasting van 4 Ω. Daartoe gebruiken we (u raadt het al) een emittervolger - zie **figuur 2**.

In zo'n emittervolger kan de transistor de uitgangscapacitor wel opladen maar niet ontladen – maar dat is iets dat beslist moet gebeuren om ook de negatieve perioden van de signaalwisselspanning te kunnen doorgeven. De condensator wordt in de praktijk daarom ontladen via de emitterweerstand, en die mag dan niet groter zijn dan de uitgangsimpedantie, hier dus ook 4 Ω.

(Voor de scherpshijpers onder de lezers: we laten hier geheel en al het feit buiten beschouwing dat een luidspreker geen ohmse weerstand is, maar een behoorlijk complexe constructie met een navenant complexe impedantie. Om ervoor te zorgen dat een luidspreker doet wat hij moet doen, dient de versterker een zo laag mogelijke uitgangsweerstand te bezitten zodat de membraan gedempt wordt. De verhouding van de belastingweerstand tot de uitgangsweerstand wordt de *dampingsfactor* genoemd, en die moet zo groot mogelijk zijn. Met een emitterweerstand van 4 Ω is echter geen geweldige dampingsfactor haalbaar; de waarde van die weerstand zou daarvoor veel kleiner moeten zijn. Maar laten we het niet ingewikkelder maken dan het al is...)

We berekenen de uitgangsspanning van de versterker als volgt:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{400 \text{ W} \cdot 4 \Omega} = 40 \text{ V}$$

Dit is de effectieve waarde. De topspanning is navenant groter, en omdat we (in dit voorbeeld) uit één voedingsspanning beide halve perioden moeten voeden, moeten we die waarde ook nog eens verdubbelen:

$$U_{\text{tt}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}} = 113,14 \text{ V}$$

Dat is we heel erg minimaal: we hebben ook nog een beetje speelruimte nodig omdat er over de transistor een geringe spanning valt, terwijl de spanning over de bufferelco gedurende een halve periode ook iets inzakt. Hiervoor nemen we (met de natte vinger)

een paar volt extra, zodat we voor de voedingsspanning op 120 V uitkomen. (Voor de goede orde: we werken hier uitsluitend op papier, en maken ons geen zorgen of we in de praktijk een transistor zouden kunnen vinden die voor dit experiment geschikt zou zijn...) We stellen het werkpunt van de transistor zo in dat over de emitterweerstand de helft van deze spanning valt. Dat betekent voor de dissipatie (het verliesvermogen) in zowel de emitterweerstand als in de transistor:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{(60 \text{ V})^2}{4 \Omega} = 900 \text{ W}$$

Met andere woorden: ook wanneer de versterker helemaal geen vermogen aan de luidspreker levert, hebben we met een verliesvermogen van in totaal (schrik niet) 1800 W te maken. Het spreekt voor zich dat dit volkomen onacceptabel is.

De balanseindtrap - klasse-C-versterker

Door toepassing van twee transistoren die beurtelings telkens een halve periode van het ingangssignaal voor hun rekening nemen, kan het verliesvermogen aanzienlijk worden gereduceerd.

In de schakeling van **figuur 3** neemt de NPN-transistor de positieve halve signaalperioden voor zijn rekening, en de PNP-transistor de negatieve. Deze schakeling (die bekend staat als klasse-C-versterker) heeft echter een zeer groot nadeel: bij ingangsspanningen die beneden de doorlaatspanning van 0,7 V van de BE-overgang liggen, geleidt geen van beide transistoren, waardoor het signaal zeer sterk vervormd zal worden.

De klasse-B-versterker

Dit nadeel van de klasse-C-versterker kan eenvoudig worden omzeild door de basis van elke transistor een voorspanning (instelspanning of bias) te geven. In de schakeling van **figuur 4** worden hiervoor twee diodes gebruikt waarover telkens een spanning valt die gelijk is aan de doorlaatspanning van de transistor. Een

‘echte’ klasse-B-versterker heeft geen ruststroom – elke transistor geleidt slechts gedurende zijn ‘eigen’ halve periode van de signaalwisselspanning.

Net boven de doorlaatspanning gedragen transistoren zich echter nog niet bijster lineair, waardoor alsnog vervorming wordt geïntroduceerd. Dit kan worden tegengegaan door de basis van elke transistor een tikje méér voorspanning te geven, zodat er een navenant kleine ruststroom loopt – bijvoorbeeld in de orde van grootte van 1% van de uitgangsstroom. In ons voorbeeld gingen we uit van een uitgangsstroom van 10 A, waaruit een ruststroom van ongeveer 100 mA zou volgen.

Die ruststroom wordt doorgaans verkregen door in serie met de beide dioden een instelpotmeter op te nemen; daarmee wordt de ruststroom op de gewenste waarde afgeregeld. De emitterweerstand zijn van essentieel belang voor de temperatuurstabiliteit van de schakeling – wanneer de transistoren warm worden, neemt (bij gelijkblijvende U_{BE}) de basisstroom (en dus de collectorstroom) fors toe, waardoor de transistoren nog warmer worden en de stroom nog meer toeneemt – en zo vervolgens tot de transistoren uiteindelijk het loodje leggen. Daarom moeten de dioden en de eindtransistoren op hetzelfde koellichaam worden gemonteerd – zodat de doorlaatspanning van die dioden bij toename van de temperatuur afneemt; door middel van de emitterwestanden wordt ervoor gezorgd dat U_{BE} lager wordt.

Emitterwestanden zijn ook onmisbaar bij parallelschakeling van meerdere (eind)transistoren, zodat het verliesvermogen gelijkelijk over die halfgeleiders wordt verdeeld en een groter maximaal vermogen haalbaar is.

Over verliesvermogen gesproken: in rust (zonder signaal) wordt het verliesvermogen bepaald door de grootte van de ruststroom: voor één transistor geldt:

$$P = U \cdot I = 60 \text{ V} \cdot 0,1 \text{ A} = 6 \text{ W}$$

Dat is haast verwaarloosbaar vergeleken met wat er in een klasse-A-versterker wordt verstookt – zelfs wanneer we dit vermogen moeten verdubbelen omdat er twee transistoren aanwezig zijn. We kunnen het totale verliesvermogen gemakkelijk berekenen door het uitgangsvermogen af te trekken van het vermogen dat in de versterker wordt gepompt:

$$P_{in} = U \cdot I = 60 \text{ V} \cdot 10 \text{ A} = 600 \text{ W}$$

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} + P_{quiescent} = 600 \text{ W} - 400 \text{ W} + 12 \text{ W} = 212 \text{ W}$$

(Opmerking: bij de berekening van het ingangsvermogen is de spanning van 60 V – in plaats van 120 V – wel degelijk correct, omdat de twee transistoren elk slechts gedurende de helft van de tijd in geleiding zijn.)

Het bovenstaande rekenvoorbeeld doet helaas niet echt recht aan de praktijk, omdat we de voedingsspanning wel heel erg laag hebben gekozen. Het verschil tussen de voedingsspanning en de maximale uitgangsspanning bedraagt hier niet meer dan zo’n 3,6 V – het dubbele daarvan zou realistischer zijn als we de bufferelco’s van de voeding tenminste niet krankzinnig groot willen maken. Hiermee rekening houdend zou het maximale verliesvermogen oplopen tot 248 W.

Wanneer we het hier hebben over ‘maximaal verliesvermogen’, dan geldt dat voor sinusvormige signalen. Het grootste verliesvermogen doet zich voor bij een blokgolf ter hoogte van de halve voedingsspanning op de uitgang. Het verliesvermogen kan dan oplopen tot 264 W, oftewel 6% meer. ◀

230533-03

De artikelreeks “Alle begin...” is gebaseerd op het boek “Basiscursus elektronica” van Michael Ebner, dat bij Elektor is verschenen.

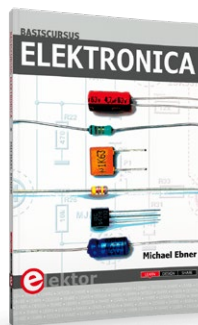
Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Gerelateerd product

> **Michael Ebner, Basiscursus elektronica (e-boek, Elektor)**
www.elektor.nl/18232



wheel.me Genius 2

wheel.me heeft 's werelds eerste autonome wiel uitgevonden dat alles moeiteloos in een autonome robot verandert.



Maximale flexibiliteit

Eindeloze gebruiksmogelijkheden, geen veranderingen in infrastructuur nodig



Robotics-as-a-Service

Alles-in-één pakket, geen hoge kosten vooraf, flexibele voorwaarden



Scherpe prijsstelling

Laag risico, lage prijs en onmiddellijk rendement op investering



Gemakkelijke navigatie

Dynamische obstakeldetectie, beweging in alle richtingen en focus op veiligheid



www.wheel.me

wheel_me