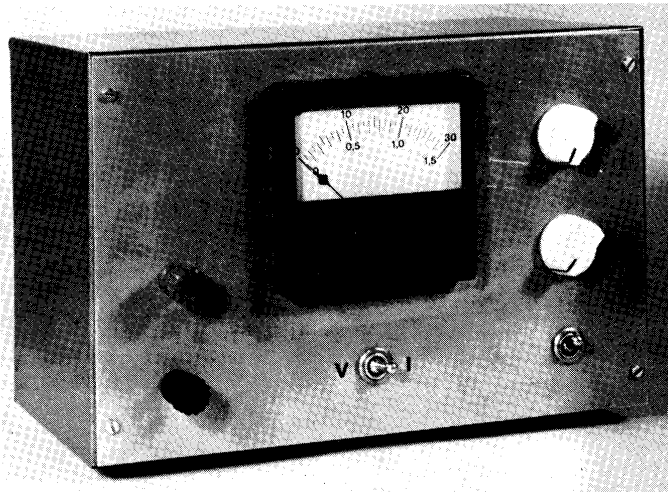


Een goedkope laboratoriumvoeding

B. Th. Krol



In *Electronics* van 20 februari 1975 publiceerde een zekere Frank P. Miles een voeding met gebruikmaking van het IC 723. Deze schakeling was echter volkomen afwijkend van wat als standaard voor de 723 mag heten. Door zijn compositie rond de 723 was het mogelijk geworden zonder hulpspanningen een regelbare voeding te maken met een regelbereik van 0... 38 volt. Deze schakeling ontsnapte blijkbaar aan de aandacht van andere technici, want men vernam er niets over in andere bladen. Mogelijk kan dit ook komen omdat de heer Miles blijkbaar zo verrast was door zijn schakeling dat hij niet het onderste uit de kan haalde. Hij zag namelijk geen kans om de stroombegrenzing uit de 723 te gebruiken, zodat hij een extra transistor nodig had voor zijn stroombegrenzing en dat maakte de schakeling inderdaad weer minder aantrekkelijk.

Maar met een wat ongebruikelijke schakeling voor de stroombegrenzing van de 723 is stroombegrenzing en zelfs stroomregeling mogelijk. Zodat met een handjevol onderdelen een goede laboratoriumvoeding is te bouwen, zoals mag blijken uit de volgende waarden:

Uitgangsspanning: 0... 27 volt
Uitgangsstroom: 0... 1,4 ampère
Spanningsrimpel:
 $I_{uit} = 100 \text{ mA}$ < 1,2 mV tt
 $I_{uit} = 500 \text{ mA}$ < 2,5 mV tt
 $I_{uit} = 1,3 \text{ A}$ < 2,5 mV tt

Stroomrimpel:

$I_{uit} = 1 \text{ A}$ < 4 mA tt
Kortsluitvastheid: 100% tot volle vermogen

De hier beschreven schakeling wijkt af ten opzichte van de bestaande schakelingen met de 723 op de volgende drie punten:

- de schakeling van de foutversterker
- de schakeling voor de instelling van de uitgangsspanning
- en tenslotte, de schakeling rond de stroombegrenzing.

Om deze schakelingen te kunnen doorgronden, is het nodig eerst iets over stabilisatieschakelingen in het algemeen en de standaardstabilisatieschakelingen met de 723 in het bijzonder te zeggen.

Spanningsstabilisatie

Bij veel regelbare en gestabiliseerde voedingen vinden we een transistor die als variabele serieweerstand is geschakeld. De uitgangsspanning wordt dan (eventueel via een spanningsdeler) teruggevoerd naar een regelversterker, waar deze uitgangsspanning wordt vergeleken met een vaste referentiespanning. Met een NPN-transistor in de plusleiding is de schakeling dan zoals weergegeven in afb. 1. Wil deze schakeling stabiliseren, dan moeten de in- en de uitgang van de regeleenheid in tegenfase zijn, omdat de NPN-emittervolger zelf geen fase-omkering geeft. De uitgangsspanning kan in deze schakeling slechts nul volt worden als de uitgangsspanning van de regeleenheid < 0,7 volt kan worden.

Een PNP-serietransistor in de plusleiding is ook mogelijk en biedt zeker bepaalde voordelen. Deze transistor moet dan als in afb. 2 worden geschakeld. Voor stabilisatie moeten nu de in- en uitgangsspanning in fase zijn. De noodzakelijke 180° fasedraaiing van het totaal wordt hier namelijk via de serietransistor verkregen. Nul volt is te bereiken door de PNP-transistor dicht te sturen. Dat wil dus zeggen bij maximale spanning op de basis.

Omdat de goedkoopste vermogens-transistoren (en vermogenstransistoren zijn voor deze serietransistor echt nodig) NPN-transistoren zijn, wordt vaak een PNP-stuurtransistor toegepast samen met een NPN-vermogens-transistor als emittervolger (samen een imitatie-PNP-vermogenstransistor vormend). De daarvoor gebruikte schakeling is getekend in afb. 3. Ten opzichte van de schakeling met een echte PNP-

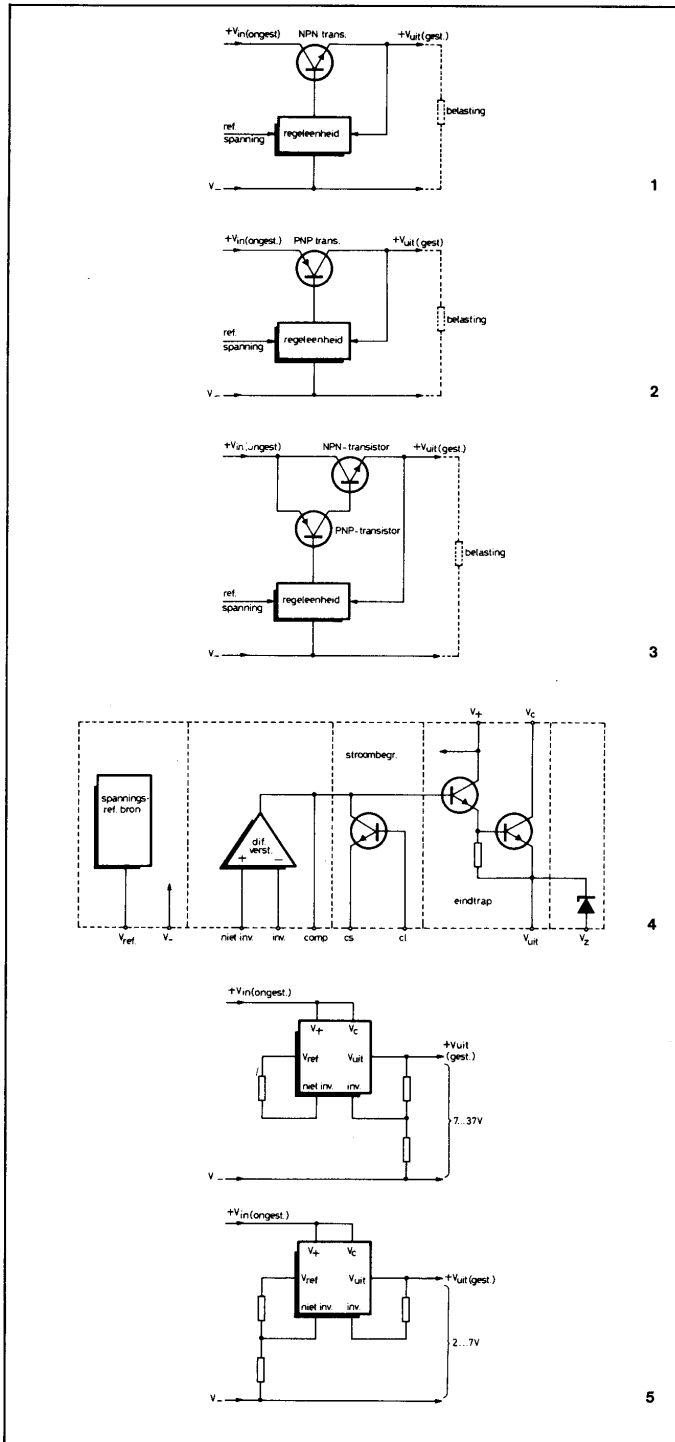
serietransistor is er geen principeel verschil. Ook hier moeten in- en uitgang van de regelenheid in fase zijn. De 180° fasedraaiing wordt dan weer verkregen via de PNP-transistor en de PNP-emittervolger verandert daar niets meer aan.

Het IC 723

De 723 bevat voor zover hier nu belangrijk: een temperatuurgestabiliseerde spanningsreferentiebron, een foutversterker, een eindtrap en een stroombegrenzingstransistor. Verder, en dat is hier heel belangrijk, bevat de DIL-uitvoering van dit IC ook nog een extra zenerdiode. En daar maken we dankbaar gebruik van.

In blokschema ziet dat er allemaal uit als in afb. 4. Op het punt V_{ref} is een zeer nauwkeurige referentiespanning van 7,15 volt beschikbaar. De foutversterker is een verschilversterker met twee ingangen, een inverterende ingang, inv., en een niet-inverterende ingang, niet inv. Zoals bekend mag worden verondersteld, stelt zo'n verschilversterker zich altijd zo in dat de spanningen op beide ingangen gelijk zijn. De eindtrap bevat een tweetal transistoren, waarvan de eerste als emittervolger is geschakeld, waardoor de foutversterker praktisch niet belast wordt. De stroombegrenzingstransistor tenslotte, is in staat het corrigerende werk van de foutversterker volkomen teniet te doen. Als deze transistor gaat geleiden, zal de spanning op zijn collector – tevens de uitgang van de regelversterker – dalen.

De 723 werd eigenlijk altijd in één van de twee schakelingen van afb. 5 (of een eenvoudige variant of combinatie van die twee) toegepast. In het ene geval wordt de referentiespanning uitgedeeld en aan de niet-inverterende ingang toegevoerd, terwijl de uitgangs-

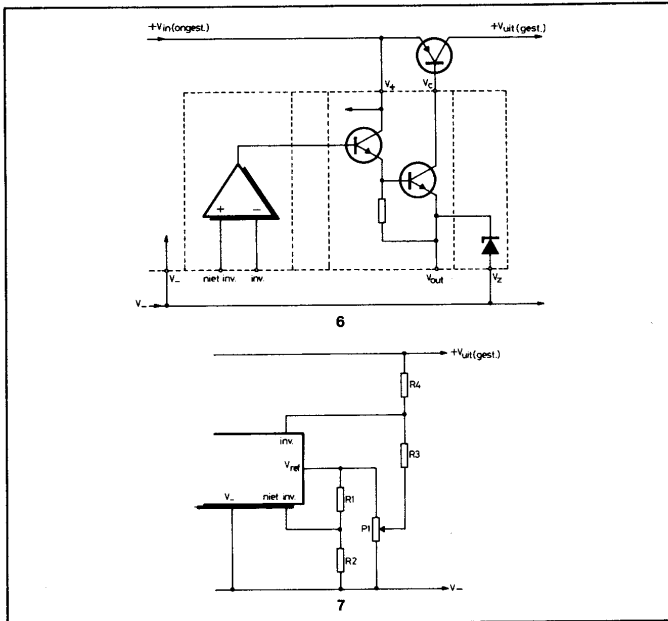


- 1 Basisschakeling voor spanningsstabilisatie met een NPN-serietransistor als variabele weerstand.
- 2 Basisschakeling voor spanningsstabilisatie, maar dan met een PNP-serietransistor.
- 3 Basisschakeling voor spanningsstabilisatie met een 'imitatie-PNP-serietransistor'.
- 4 De inhoud van een 723 - DIL.
- 5 De standaardstabilisatieschakelingen met de 723; boven: voor een spanning van 7... 37 volt, beneden: voor een spanning van 2... 7 volt.

spanning rechtstreeks aan de invertierende ingang wordt gelegd. In het andere geval wordt de referentiespanning direct op de niet-invertierende ingang gezet en wordt de uitgangsspanning uitgedeeld aan de invertierende ingang gelegd. In beide gevallen stelt de 723 zich zo in dat de spanningen op beide ingangen gelijk zijn. Helaas is de laagste spanning die op deze ingangen kan worden aangelegd zo'n 2 volt, waardoor het niet mogelijk is met de 723 in deze schakelingen een gestabiliseerde spanning van nul volt te halen. Nul volt is wel haalbaar door de 723 niet aan de minspanning te leggen, maar de 'onderzijde' van de 723 aan een negatieve spanning te leggen. Daarvoor is dan een extra negatieve spanning nodig die bovendien ook nog zeer nauwkeurig moet worden gehouden, omdat anders de 'goede kwaliteit' van de referentiebron van de 723 weer teniet wordt gedaan. De 723 kan in zijn eentje zo'n 150 mA leveren. Omdat dit meestal te weinig is, wordt dan een extra NPN-vermogenstransistor als emittervolger achter de 723 geplaatst. Dat betekent dan dat drie emittervolgers achter elkaar zijn geschakeld: de beide transistoren uit de eindtrap van de 723 en de extra NPN-transistor.

De 723 anders dan anders

Frank P. Miles kwam op het idee de 723 nu eens niet gewoon te schakelen. Hij paste een grappige toe dat alleen met de DIL-uitvoering mogelijk is, hij legde de onderkant van de extra zenerdiode aan de min! Het resultaat daarvan is dat de emitter van de laatste transistor op een vaste spanning van 6,2 volt komt te staan en daardoor alleen maar als geaarde emitterschakeling is te gebruiken. Maar dat betekent ook extra spanningsversterking en 180° fase-draaiing op het punt Vc. Dit punt staat in deze schakeling in fase met het punt inv. Om de zaak nu weer in tegenfase te krijgen paste hij een PNP-serietransistor toe, zie afb. 6. Het is nu een schakeling zoals in het begin beschreven bij fig. 2. Ook deze PNP-serietransistor geeft nog extra spanningsversterking (ten opzichte van de standaard 723-schakelingen nu al twee trappen) en dat resulteert dan ook in een hogere openlus versterking, dus een betere stabilisatie. En dat is mooi meegenomen. Verder is - zoals in het begin al uiteengezet - met een PNP-serietransistor (of een imitatie-PNP) de mogelijkheid aanwezig om tot nul volt te ko-



men. Het probleem met de 723 is dan nog dat de ingangen een spanning vragen van minimaal 2 volt. Daarvoor gebruikte de heer Miles dan ook een afwijkende weerstandcompositie en deze schakeling is weergegeven in afb. 7.

Bedenk bij deze schakeling dat $R1 = R3$ en $R2 = R4$ en verder dat $V_{inv} = V_{niet\ inv}$. Als we nu een beetje gaan rekenen, dan vinden we:

$$V_{niet\ inv} = \frac{R2}{R1 + R2} \times V_{ref}$$

Voor V_{inv} ligt de zaak iets moeilijker. Om de berekening eenvoudig te houden, verwaarlozen we de spanning die op de looper van de potentiometer staat als gevolg van de stroom door R3 en R4. Verhoudingsgewijs is deze ook klein, zodat onze zonde niet zo zwaar weegt. Bovendien zal deze stroom alleen de lineaire werking van de potentiometer iets aantasten. Immers in de uiterste standen doet deze stroom niets toe of af aan de spanning op de looper. Goed, we stellen dus de spanning op de looper slechts afhankelijk van de spanning over de potentiometer en de stand van de looper. De spanning over de potentiometer is V_{ref} , zodat we de spanning op de looper $p \cdot V_{ref}$ mogen noemen, waarbij $0 \leq p \leq 1$ is. De spanning over de serieschakeling van R3 en R4 is dan:

$$V_{uit} - p \cdot V_{ref}$$

6 De afwijkende schakeling van de foutversterker.

7 De schakeling rond de spanningsinstelling.

De spanning op het punt inv. is dan tenslotte:

$$V_{inv} = p \cdot V_{ref} + \frac{R3}{R3 + R4} \times$$

$$(V_{uit} - p \cdot V_{ref})$$

En omdat $R1 = R3$ en $R2 = R4$, kan ook geschreven worden:

$$V_{inv} = p \cdot V_{ref} + \frac{R1}{R1 + R2} \times$$

$$(V_{uit} - p \cdot V_{ref})$$

Nu zijn $V_{niet\ inv}$ en V_{inv} gelijk, zodat we vinden:

$$\frac{R2}{R1 + R2} \times V_{ref} = p \cdot V_{ref} + \frac{R1}{R1 + R2}$$

$$\times (V_{uit} - p \cdot V_{ref})$$

Een beetje algebra losgelaten op deze vergelijking, levert dan tenslotte (u mag het best narekenen):

$$V_{uit} = \frac{R2}{R1} (1 - p) V_{ref}$$

Wel, met $0 \leq p \leq 1$ betekent dit voor V_{uit} een waarde tussen 0 volt (als $p = 1$, dus de potentiometer in de bovenste stand - de spanning op de looper is gelijk aan V_{ref}) en een spanning gelijk aan $\frac{R2}{R1} \times V_{ref}$ (met de potentiometer in de onderste stand - een loperspanning van 0 volt).

Deze laatste uitgangsspanning kan natuurlijk alleen worden bereikt als de ongestabiliseerde spanning hoog genoeg is, minstens 2 volt hoger dan V_{uit} . De spanning op de niet-inverterende in-

gang is hierbij gelijk aan $\frac{R2}{R1 + R2} \times V_{ref}$

en blijft ver boven de minimumgrens van 2 volt die hier vereist is. (Alleen wanneer u een regelbare voeding zou willen maken met een regelgebied tussen 0 en 2,8 volt of nog lager, moet u deze schakeling maar opzij leggen, want dan voldoet de schakeling niet meer aan de voorwaarde van 2 volt of meer op de ingangen.)

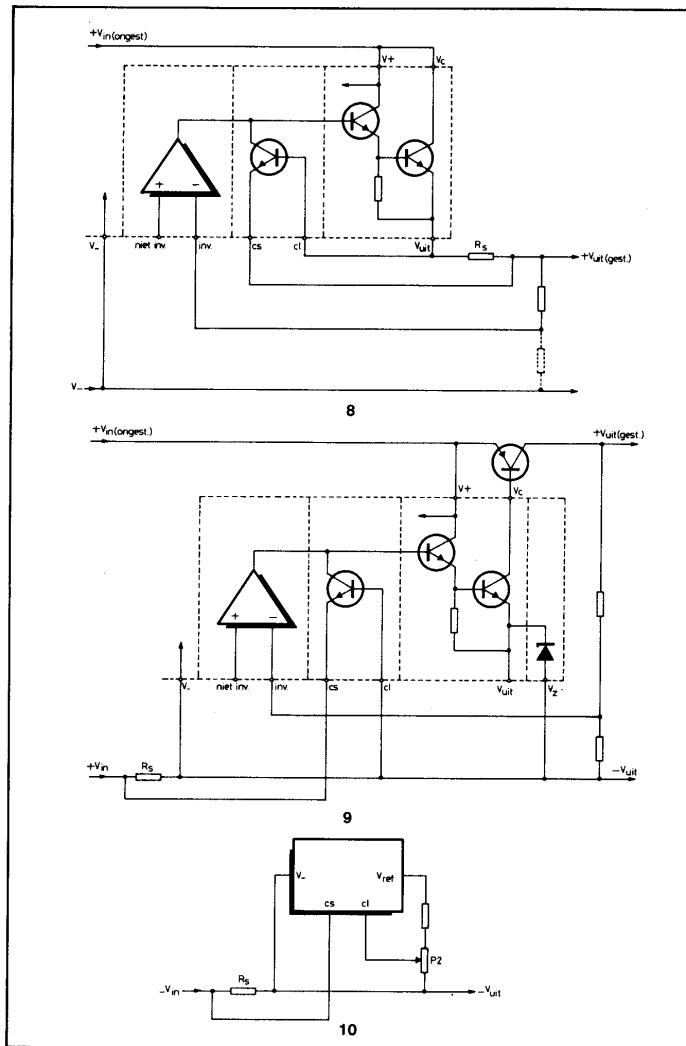
Stroombegrenzing

Ook hier weer even hoe dit bij de standaard-schakelingen wordt opgelost (afb. 8). Bij een zo hoge stroom dat over de weerstand R_s een spanning komt te staan van 0,65 volt, gaat de stroombegrenzingstransistor open. De collectorspanning van deze transistor daalt dan, zodat via de beide eindtransistoren van de 723 de uitgangsspanning ook zal dalen. De stroom wordt dus begrensd tot een waarde van (volgens de wet van Ohm) $\frac{0,65}{R_s}$ ampère.

Zodra deze stroombegrenzingsschakeling in werking treedt, wordt de regelversterker volkomen in de wielen gereden; de regelversterker doet niet meer mee!

Helaas was deze regeling in de schakeling van de heer Miles niet toe te passen. Dit is eenvoudig in te zien. Immers, door de zenerdiode aan de min te leggen, komt het punt V_{uit} op + 6,2 volt te liggen. Voeg daarbij de spanningen over de beide emitter-basis-overgangen en we vinden voor de collector van de stroombegrenzingstransistor een spanning van ca. + 7,5 volt. Zouden we de weerstand R_s nu gewoon in de plusleiding plaatsen, dan zou bij uitgangsspanningen boven de 7,5 volt de stroombegrenzingstransistor omgekeerd aangesloten staan. Hier faalde dan ook de heer Miles, want zoals gezegd, hij had hier een extra transistor nodig.

Stappen we echter af van die geijkte plaats voor de weerstand R_s , dan is er een eenvoudige en goede oplossing mogelijk met gebruikmaking van de stroombegrenzer uit de 723 (afb. 9). Weliswaar komt nu het punt C_s (de emitter van de begrenzingstransistor) op een spanning van -0,65 volt te staan en dat is niet de bedoeling geweest van de ontwerper van dit IC, maar deze



zeer lage negatieve spanning blijkt in de praktijk geen enkel probleem te zijn. Door de basis van de begrenzingstransistor iets positief (tot maximaal 0,65 volt) te maken, is de stroombegrenzing zelfs instelbaar te maken (afb. 10). Die maximum 0,65 volt wordt hier verkregen door de referentiespanning V_{ref} uit te delen.

Frequentiecompensatie

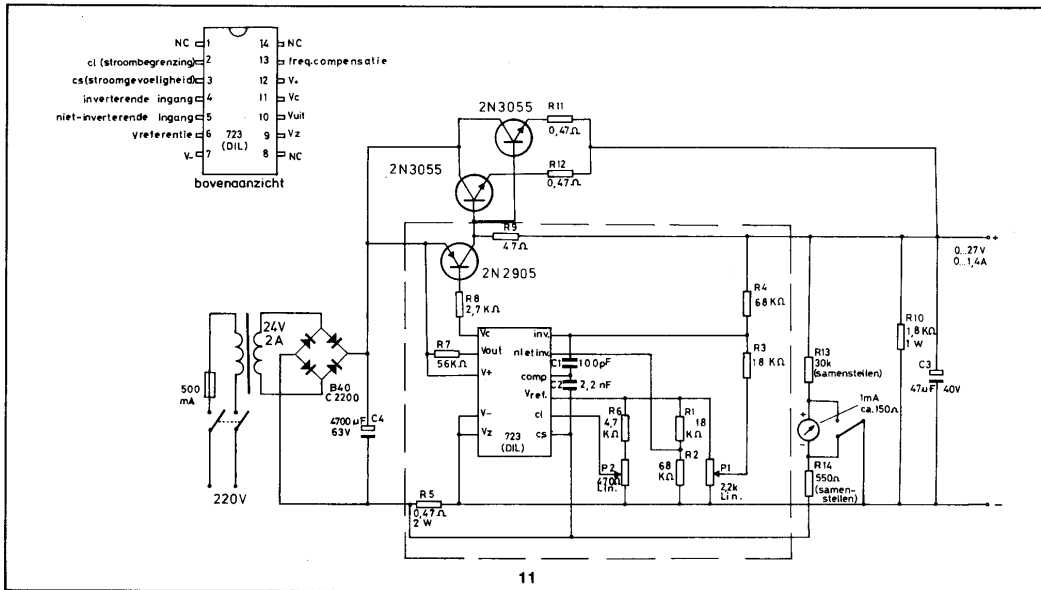
De 723 vraagt – zoals insiders bekend zal zijn – een correctie voor de hogere frequenties. Bij de standaard-schakelingen was dat mogelijk door een condensator-tje van zo'n 47 à 100 pF aan te brengen tussen het punt Comp. en

8 De standaardstroombegrenzing.

9 De stroombegrenzing aangepast aan de gewijzigde foutversterker. De stroombegrenzingsweerstand is naar de minleiding verhuisd.

10 Slechts twee onderdelen zijn extra nodig om de stroombegrenzing instelbaar te maken.

de inverterende ingang. Als gevolg van de gewijzigde schakeling is dit condensator-tje hier niet voldoende. Maar een extra condensator-tje van 2,2 nF tussen de punten Comp. en C_s lost alle problemen eenvoudig op.



Het complete schema (afb. 11)

Eigenlijk is met het voorgaande het schema reeds grotendeels besproken. Om echter berekening van een willekeurige voeding eenvoudig te maken, zullen de componenten zonodig nog wat nader worden bekeken. De waarden bij het schema zijn berekend voor een voeding van 0... 27 volt, bij een instelbare maximale stroom van 0... 1,4 ampère.

De weerstanden R1 t/m R4 zijn al besproken. De verhoudingen liggen vast door de gewenste uitgangsspanning. De waarde van R3 (= R1) wordt zo gekozen dat geen problemen ontstaan met de ingangsstroom, terwijl anderszits geen hinderlijke belasting van P1 optreedt. Daarom is hier voor R3 en R1 een waarde van 18 kΩ gekozen; P1 heeft daarbij een waarde van 2,2 kΩ. R5 is de stroombegrenzingsweerstand. De waarde wordt gevonden uit: $R5 = \frac{0,65}{I_{max}}$ Ω, waarbij I_{max} de maximaal door de voeding te leveren stroom is. R6 en P2 zijn voor elke waarde van I_{max} gelijk.

R7 moet ervoor zorgen dat altijd een kleine stroom door de zenerdiode blijft lopen, ook als de laatste transistor uit de 723 geheel staat afgeknepen. Bedenk dat de spanning over deze weerstand gelijk is aan $V_{ongest} - 6,2$ volt. Kies de stroom 0,5 mA en dan is de weerstand voor alle situaties te berekenen.

R8 begrenst de uitgangsstroom door de 723 op 10 mA. Hier is de spanning over de weerstand $V_{ongest} - 7,5$ volt. R10 is erg belangrijk om bij een onbelaste voeding de uitgangsspanning onder de zeven volt te kunnen krijgen. Verder zorgt hij er bij een onbelaste voeding voor dat de condensator C3 snel ontladen wordt bij terugdraaien van de spanning. Een waarde van 1,8 kΩ voldoet goed bij een waarde van 47 µF voor C3. Deze C3 moet bij voorkeur een tantaalcondensator zijn, omdat de eigenschappen van dit type condensator bij hogere frequenties superieur zijn ten opzichte van een gewone elco. T1 is een PNP-transistor. In deze voeding voldoet een 2N2905 met een koelsterretje. Bij hogere stromen zal echter een PNP-Darlington moeten worden gekozen.

In de eindtrap worden twee stuks 2N3055 toegepast. Dit type is goed verkrijgbaar tegen een redelijke prijs. Om de stroom over beide transistoren eerlijk te verdelen moeten de weerstanden R11 en R12 worden aangebracht. Het in deze transistoren gezamenlijk opgestookte vermogen bedraagt bij maximaal ingestelde stroom bij kortsluiting zo'n 50 watt. Theoretisch is dat nog wel met een enkele 2N3055 te verwerken, maar dan moet wel bijzonder veel aandacht aan de koeling worden besteed. Dat betekent dan een koelelement met een zeer lage R_{th} . Helaas kan lang niet elke winkel u de waarde

11 Het complete schema. Binnen de streeplijn het gedeelte dat op een print werd aangebracht. (R11 en R12 zijn 2 watt).

van de leverbare koelelementen opgeven, zodat het veiliger is hier twee stuks 2N3055 toe te passen. Per transistor wordt nu maximaal 25 watt opgestookt en dat is met een koelelement gemakkelijk te verwezenlijken. Monteert u beide transistoren op één koelplaat, dan mag R_{th} van deze koelplaat maximaal 2 °C/W zijn; gebruikt u twee koelplaten dan mag de waarde per koelplaat 4 °C/W zijn. Mocht uw leverancier u de waarde van het koelelement niet kunnen noemen, blijf dan liever aan de veilige kant en gebruik twee koelplaten (zie afb. 12).

Tenslotte het ongestabiliseerde gedeelte. Een trafo van 24 volt levert na gelijkrichting en afvlakking onbelast zo'n kleine 34 volt gelijkspanning ($24 \times \sqrt{2}$). Bij belasting gaat hier eerst de drempel van de bruggelijkrichter - 1,4 volt - af. En verder zal een rimpel verschijnen waarvan de grootte afhankelijk is van de afgenomen stroom en de gebruikte afvlakcondensator. Ook de inwendige weerstand van de trafo speelt nog een belangrijke rol, maar als u een goede

trafo gebruikt, heeft de fabrikant dat al in zijn ontwerp verwerkt.

In de hier beschreven voeding, waarbij de maximum stroom tot 1,4 ampère beperkt is en een afvlakcondensator van 4700 μ F wordt gebruikt, bedraagt deze rimpel bij maximum stroom zo'n 3 volt. Meer zou ook niet mogen omdat anders een te lage ongestabiliseerde spanning aanwezig is in het geval van maximum spanning.

Om die 1,4 ampère gelijkstroom te kunnen leveren, heeft u wel een trafo nodig die minstens 2 ampère wisselstroom moet kunnen leveren. Immers de spanning gaat een factor 1,4 omhoog en dat moet natuurlijk ergens vandaan komen omdat het produkt van spanning en stroom zowel voor de wisselspanningskant als de gelijkstroomkant gelijk moet zijn. Vermogen komt nu eenmaal niet uit het niets.

Een welgemeend advies: kies uw trafo ruim bemeten, want anders levert uw voeding geen optimale resultaten.

De meter die in dit ontwerp wordt gebruikt, is een 'dumpexemplaar' van 1 mA. De weerstandswaarden werden aan deze meter aangepast en het is dus weinig zinvol de waarden te geven.

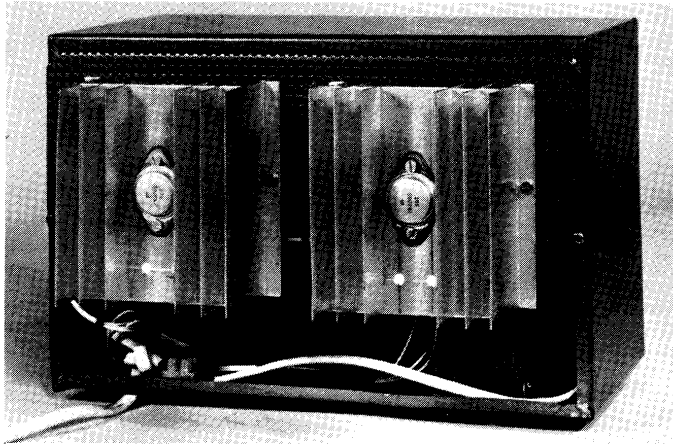
Voor de stroommeting wordt van R5 gebruik gemaakt omdat deze toch al aanwezig is. De stromen door de 723 en de bijbehorende weerstanden zijn zo gering, dat zij niet van invloed zijn. De schakeling kan op een klein printje worden gemonteerd, zie afb. 13. In dit geval werd gebruik gemaakt van een stukje Montaprint. Het geheel werd in een oud Proton-kastje ondergebracht, zie afb. 14; eigenlijk veel te groot voor zo'n kleine schakeling, maar wat doe je als je nog zo'n kastje hebt staan.

Tenslotte

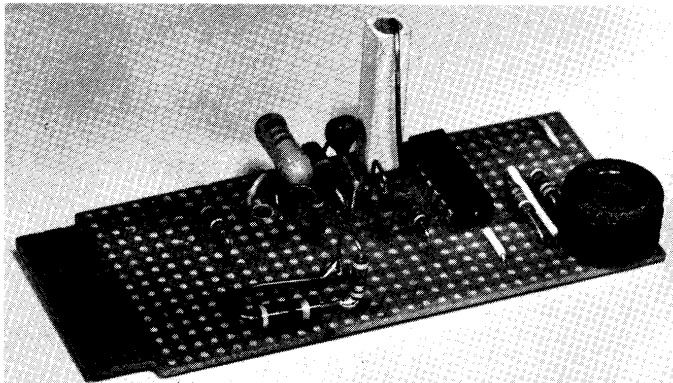
De hier beschreven voeding is nu ruim een half jaar in gebruik zonder ook maar één probleem te geven. Gebaseerd op dit schema zijn tot nu toe een kleine 20 exemplaren gebouwd. Niet alle hebben dezelfde spannings- en stroombereiken. Het laagste spanningsbereik was 0...6 volt, het maximum stroombereik 0...6 ampère. Ook deze voedingen hebben geen problemen gegeven.

De hier beschreven voeding wordt gebruikt zoals de meesten van u hem zullen gebruiken, op de werktafel van een amateur. Maar van de hiervoor genoemde andere exemplaren zijn er ook een aantal in de professionele sector terecht gekomen.

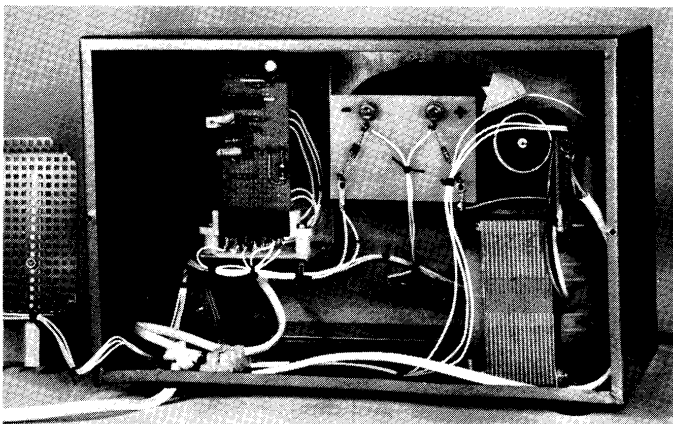
Zoals u ziet, kan eenvoudig ook goed zijn!



12



13



14

12 Voor een goede koeling zijn de twee koelplaten buiten aan de achterkant van de voeding gemonteerd.

13 Het Montaprintje.

14 De voeding kant en klaar. Een oud Amroh kastje werd gebruikt als behuizing, al is het natuurlijk waar dat dit Proton-kastje een veel te ruime jas is voor het kleine aantal onderdelen.