# RB
## RADIO BULLETIN

maandblad voor
toegepaste elektronika
jrg. 48 • nr. 1 • januari 1979
ned. ƒ 3,50 – belgië F 60,–

**Zelf voedingen ontwerpen**

**Zonnecellen**

**Bouwpakket kleurenpatroon generator**

1
1979

# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

## TRANSFORMATOREN, GELIJKRICHTERS EN BUFFERCONDENSATOREN

H. J. C. OTTEN

In het volgende wordt een handleiding gegeven voor de keuze van transformatoren, gelijkrichters en buffercondensatoren. Tevens worden aanwijzingen gegeven om te onderzoeken wat de gebruiksmogelijkheden zijn van een transformator zonder gegevens.

Dit is het eerste onderwerp uit een artikelenserie over het onderwerp voedingen. De serie bestaat uit losse artikelen, die wel in volgorde moeten worden gelezen. De nadruk ligt op de keuze van de juiste voedingswijze en de daaruit voortvloeiende componenten. Niet het bouwen van een gestabiliseerde voeding is het moeilijkste onderwerp bij het van spanning voorzien van een schakeling, maar het met overleg kiezen van de onderdelen, en de beste wijze van aansluiten van de voedingsspanningen.

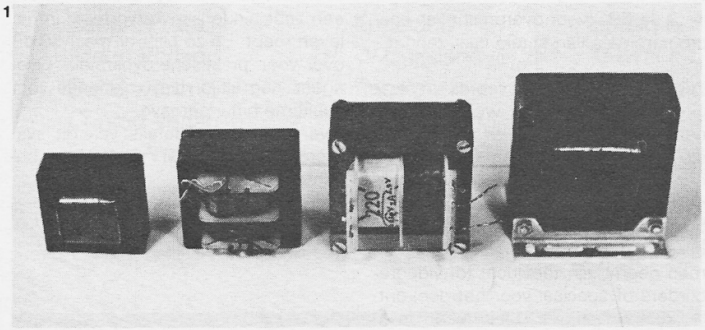
### De noodzaak van een transformator

Om van de beschikbare netwisselspanning van 220 V, 50 Hz, een gelijkspanning te maken, zou een transformator eigenlijk niet nodig zijn. Gelijkrichten zou al voldoende zijn om van de wisselspanning een (hoge) gelijkspanning te maken, en via een weerstandsdeler is de spanning te verlagen tot de gewenste waarde. Nadeel van deze methode is echter het grote vermogen dat in de weerstandsdelen moet worden gedissipeerd. Om bijvoorbeeld een wisselspanning van 20 V bij 1 A te verkrijgen, zou een vermogen van 200 V × 1 A = 200 W in de weerstandsdeler moeten worden gedissipeerd! De moderne halfgeleidertechnologie biedt hier wel een oplossing voor in de vorm van een thyristor– of triacvermogensregeling, waarbij het te dissiperen vermogen klein wordt gehouden. Er zijn dus wel alternatieven voor de transformator, die bijvoorbeeld in televisies veel worden toegepast. Het grote nadeel van het niet gebruiken van de transformator is de directe koppeling die ontstaat tussen netspanning en de elektronische schakeling, waardoor het aanraken van laagspanningsleidingen levensgevaarlijk wordt. Het toepassen van een transformator heeft twee doeleinden, allereerst wordt een goede scheiding van het lichtnet verkregen en als tweede wordt een vermogensoverdracht mogelijk zonder veel verliezen.

### De werking van een transformator

In de allereenvoudigste uitvoering voor voedingsschakelingen bestaat de transformator uit twee spoelen, op dezelfde kern gewikkeld. De primaire spoel of wikkeling zoals men vaak zegt wordt aangesloten op de netwisselspanning en wekt door inductie in de secundaire wikkeling een spanning op.

1



De secundaire spanning wordt bepaald door de volgende formule:

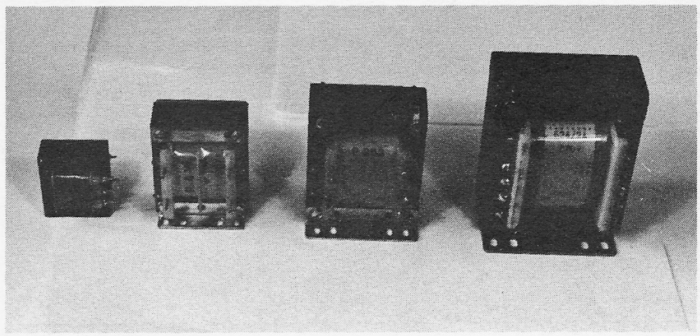
$$\frac{V_{primair}}{V_{secundair}} = \frac{n_{primair}}{n_{secundair}}$$

waarin $V_{primair}$ de netwisselspanning, $V_{secundair}$ de secundaire spanning, $n_{primair}$ en $n_{secundair}$ respectievelijk het aantal wikkelingen primair en secundair zijn. De spanningstransformatie wordt dus bepaald door de wikkelverhoudingen.

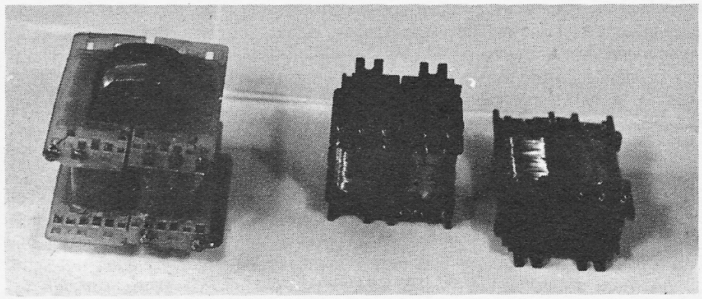
Aan de secundaire zijde wordt vermogen afgenomen door de belasting, dit vermogen wordt aan de primaire zijde opgenomen uit het lichtnet. Deze vermogensoverdracht is vrijwel zonder verlies, er gaat wat vermogen verloren door de ohmse weerstand van de wikkeldraden, en de kern, die zo geconstrueerd is dat de vermogensoverdracht zo goed mogelijk is, geeft ook toch wat verlies. Dit verloren vermogen wordt omgezet in warmte, zodat een transformator voor hoge vermogens niet te klein mag worden gekozen, met het oog op de kernverliezen. Ook de dikte van het wikkeldraad moet worden aangepast aan het over te dragen vermogen. Aan de primaire zijde is

*afb. 1 M-kern transformatoren.*
*afb. 2 E I-kern transformatoren.*
*afb. 3 C-kern transformatoren.*

*tabel 1 Gegevens van M-kernen.*



2



3

door de hoge spanning maar een kleine stroomsterkte nodig om het secundaire vermogen te kunnen leveren en veel wikkelingen die door de kleine stroomsterkte een dunne draaddoorsnede hoeven te hebben. Aan de secundaire zijde is de stroomsterkte veel hoger en het aantel wikkelingen laag, zodat de draaddikte aan de primaire zijde veel groter is.

## Uitvoeringen van een transformator

In de handel zijn vele soorten transformatoren verkrijgbaar met allemaal verschillende secundaire spanningen en vormen van de kern. Een paar kernvormen komen veel voor, de M-kernen en de EI-kernen. De M-kernen zijn vierkant van boven af gezien (zie afb. 1), de EI-kernen zijn langwerpig (zie afb. 2). In tabel 1 zijn de gegevens van veel voorkomende M-kernen verzameld, in tabel 2 die van EI-kernen. De opgegeven vermogens zijn de maximale vermogens die de transformatoren kunnen overdragen bij ohmse belasting. Vandaar is de eenheid van vermogen opgegeven in de voor transformatoren gebruikelijke eenheid VA (volt ampère) in plaats van de gebruikelijke W (watt). Bij inductieve of capacitieve belasting is het over te dragen vermogen in het algemeen lager, wat bij voedingsschakelingen van belang is. In tabel 1 is ook nog vermeld hoeveel wikkelingen er secundair nodig zijn om 1 V secundair te verkrijgen, deze gegevens kunnen nuttig zijn als de secundaire spanningswaarde te hoog of te laag is. Door het afwikkelen of bijwikkelen van de secundaire wikkeling kan de gewenste spanning worden verkregen. Een derde groep, in opkomst zijnde transformatoren, is de C-kern transformator. Anders dan bij de M- en EI-kernen, die uit bliklamellen worden opgestapeld, bestaan de C-kernen uit tot een ringvorm gebogen lamellen van een afwijkend materiaal. De wikkelingen bevinden zich op de ring, waardoor het veld in de ring wordt opgesloten en het bij elke transformator onvermijdelijke strooiveld zeer klein wordt. Door de constructie zijn C-kernen ook zeer laag. In afb. 3 zijn drie C-kerntransformatoren te zien, uit de dump (Radio Service Twente) afkomstig. Nieuw zijn C-kerntransformatoren nogal prijzig door het hoogwaardige materiaal dat er voor moet worden gebruikt. Behalve de kernvorm kunnen transformatoren ook nog verschillen door de wijze waarop de wikkelingen op de kern worden geplaatst. In de afbeeldingen zijn daarvan voorbeelden te zien. Het veiligst is het volledig scheiden van primaire en secundaire wikkelingen door de windingen in twee kamers te wikkelen. Het over elkaar heen wikkelen van de twee wikkelingen komt ook vaak voor. Wat prestaties betreft is er weinig verschil tussen beide wikkelmethodes.

TABEL 1

| Type | Vermogen (in VA) | Hoogte (in cm) | Wind./ V sec |
|---|---|---|---|
| M42 | 4 | 15 | 28 |
| M55 | 12 | 20 | 13,5 |
| M65a | 24 | 27 | 7,5 |
| M65b | 40 | 32 | 5,5 |
| M74 | 40 | 32 | 5,7 |
| M85a | 65 | 32 | 4,3 |
| M85b | 85 | 45 | 4,3 |
| M102a | 100 | 35 | 3,4 |
| M102b | 150 | 52 | 2,4 |

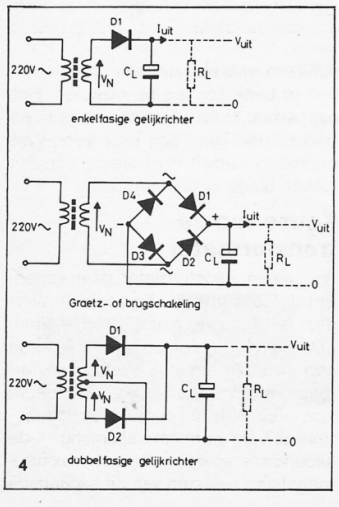
## Keuze van de transformator

Als u een transformator gaat kopen, zijn de specificaties die gegeven worden altijd de nominale spanning(en), het maximale vermogen in VA of de nominale stroom in A. Welke transformator moet u nu kopen? Allereerst, wat hebben deze specificaties voor betekenis? De nominale spanning is de secundaire spanning bij het maximaal toegelaten belasten van de secundaire

TABEL 2

| Type | Breedte x lengte (in cm) | Vermogen (in VA) |
|---|---|---|
| E I 42 | 42x35 | 2,5 |
| E I 48 | 48x40 | 5,5 |
| E I 54 | 54x45 | 9,5 |
| E I 66 | 66x55 | 22 |
| E I 78 | 78x65 | 50 |
| E I 84 | 84x70 | 65 |
| E I 96 | 96x80 | 110 |
| E I 120 | 120x100 | 220 |

wikkeling, waarbij het maximaal toegelaten belasten, opgegeven in VA, geldt bij belasten met een weerstand.
Het nominale vermogen is het maximaal af te nemen vermogen aan de secundaire zijde, alweer bij zuiver ohmse belasting. De nominale stroom tenslotte is het nominale vermogen gedeeld door de nominale spanning. Als er meerdere secundaire spanningen zijn, is het nominale vermogen, zoals dat bijvoorbeeld in tabel 2 en 3 is opgenomen, het totale vermogen, te verdelen over de secundaire spanningen. In de praktijk zal de gemeten onbelaste secundaire spanning hoger zijn dan de nominale waarde, alleen bij de toegelaten nominale belasting daalt de secundaire spanning tot de nominale waarde. Verder is de vorm van belasting belangrijk. Bij de nominale waarden gaat men uit van ohmse belasting, andersoortige belastingen, zoals bij de hierna te beschrijven gelijkrichterschakelingen, mogen de transformator in het algemeen minder zwaar belasten. Andere eigenschappen die bij aankoop van een transformator van belang kunnen zijn, zijn bijvoorbeeld het aanwezig zijn van elektro-statische schermen tussen secundaire en primaire wikkelingen en andere maatregelen die getroffen zijn om capacitieve overspraak tussen primaire en secundaire wikkeling te verminderen. Deze eigenschappen zijn van belang als er gevaar bestaat dat stoorpulsen vanuit het lichtnet op de schakeling kunnen inwerken. We gaan hier verder op in bij de bespreking van de voedingsproblemen bij de audio-apparatuur en digitale schakelingen in een van de volgende artikelen.



4

## Gelijkrichterschakelingen

In afb. 4 zijn de meest gangbare gelijkrichterschakelingen te zien, in afb. 5 en 6 de erbij behorende spanningen en stromen.

**1. De enkelfasige gelijkrichter.**

Het verschil tussen wisselstroom en gelijkstroom is, zoals de namen al suggereren, het voortdurend van richting verwisselen bij wisselstroom en het slechts in één richting vloeien van de gelijkstroom. Als we van de wisselstroom alleen het gedeelte in één richting doorlaten en het gedeelte in de andere richting tegen konden houden, dan zouden we, een weliswaar onregelmatig verlopende, gelijkstroom hebben. Het daarvoor geëigende onderdeel is de diode die de stroom immers maar in één richting doorlaat. Bij de enkelfasige gelijkrichting leggen we een uiteinde van de secundaire wikkeling aan aarde en verbinden het andere uiteinde met de belasting. Als we nu achter de diode kijken zien we wat in afb. 5 gestippeld is aangegeven: alleen de positieve gedeelten van de wisselspanning worden doorgelaten. Toevoegen van de condensator $C_L$ zorgt ervoor dat de pulserende gelijkspanning wordt omgezet in een min of meer constante gelijkspanning. Als de wisselspanning namelijk groter is dan de spanning over de condensator geleidt de diode en wordt de condensator opgeladen. Tussen twee wisselspanningspieken in wordt de condensator weer ontladen door de belasting (gestippeld aangegeven met $R_L$).
Het resultaat is het in afb. 5 getekende spanningsverloop over de condensator, afgezien van de rimpelspanning al een redelijke gelijkspanning.
Ook is in afb. 5 de stroom door de diode aangegeven, deze geleidt alleen bij de positieve toppen van de wisselspanning!
Voor de enkelfasige gelijkrichter gelden de volgende formules:

$$(1)\quad V_{uit} = 1{,}4\ V_N - 0{,}7$$

$$(2)\quad V_{rimpel} = \frac{I_{uit}}{50 \times C_L}$$

waarin:

$V_{uit}$ = de gemiddelde uitgangsspanning
$V_N$ = de nominale secundaire transformatorspanning
0,7 = spanningsval over diode
$V_{rimpel}$ = top-top waarde van de rimpelspanning
$I_{uit}$ = de uitgangsstroom door de belasting vloeiend
50 = herhalingsfrequentie van de wisselspanningspieken, de netfrequentie
$C_L$ = waarde van de capaciteit van de buffercondensator.

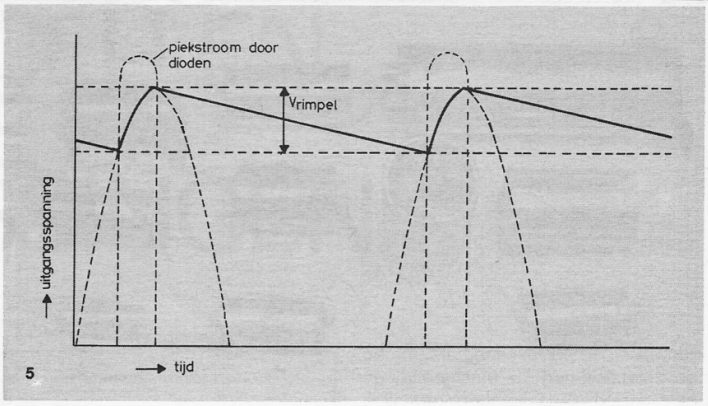
De gemiddelde stroom door de diode is gelijk aan de uitgangsstroom. De trafo mag bij enkelfasige gelijkrichting tot 0,45 maal het nominale vermogen worden belast.

**2. Dubbelfasige gelijkrichter.**

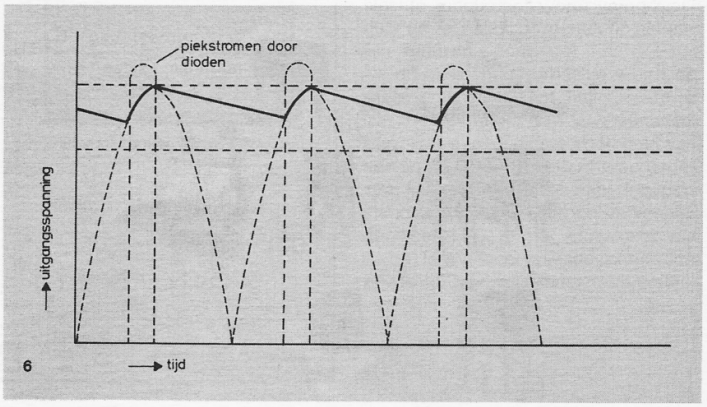
Als we afb. 5 nog eens bekijken, zien we dat, door alleen de positieve wis-

*afb. 4 De mogelijkheden om van een wisselspanning een gelijkspanning te maken.*
*afb. 5 Spanningsverloop bij enkelfasige gelijkrichting.*
*afb. 6 Spanningsverloop bij dubbelfasige en bruggelijkrichting.*

*tabel 2 Gegevens van EI-kernen.*



5



6

selspanningspieken te gebruiken, er tussen twee pieken een gat ontstaat. Als we dit gat ook met een wisselspanningspiek konden opvullen, zou de rimpelspanning veel kleiner worden. De meest voor de hand liggende oplossing is een tweede wisselspanning, in tegenfase met de eerste, ook gelijk te richten en het geheel op te tellen.

Als de ene diode spert, dan geleidt de andere, zodat we het in afb. 6 getoonde spanningsverloop te zien krijgen. Toevoegen van de buffercondensator zorgt weer voor de afvlakking. Bij gelijke belasting en dezelfde buffercondensator is de rimpelspanning de helft van de rimpelspanning bij enkelfasige gelijkrichting.

Rest alleen nog het probleem twee wisselspanningen in tegenfase te verkrijgen. Bij dubbelfasige gelijkrichters gebruiken we daarvoor een transformator die aan secundaire zijde een wikkeling met een middenaftakking heeft. Door de middenaftakking aan aarde te leggen is aan de uiteinden van de wikkeling de gewenste in tegenfase zijnde wisselspanning beschikbaar. Voor de dubbelfasige gelijkrichter gelden de volgende formules:

(3) $V_{uit} = 1{,}4\ V_N - 0{,}7$

(4) $V_{rimpel} = \dfrac{I_{uit}}{100 \times C_L}$

waarin:

$V_N$ = de wisselspanning tussen middenaftakking en een uiteinde van de secundaire wikkeling

100 = de herhalingsfrequentie van de wisselspanningspieken, die de condensator opladen.

De gemiddelde diodestroomsterkte is gelijk aan de halve uitgangsstroomsterkte, de transformator mag tot 0,5 × het nominale vermogen worden belast.

### 3. De bruggelijkrichter

Goed beschouwd is de dubbelfasige gelijkrichter niets anders dan twee handig opgetelde enkelfasige gelijkrichters. We hebben dan ook een trafo nodig met een extra wikkeling. Bij enkelfasige en dubbelfasige gelijkrichters gebruiken we alleen de positieve wisselspanningspieken. Als we zowel positieve als negatieve pieken zouden gebruiken, hebben we het voordeel van de enkelfasige gelijkrichter, slechts één secundaire wikkeling, en het voordeel van dubbelfasige gelijkrichting, een lage rimpelspanning. De oplossing is de bruggelijkrichter, in de Duitstalige literatuur ook wel Graetzgelijkrichter genoemd. De werking is als volgt (zie ook afb. 4). Als de bovenzijde van de secundaire wikkeling positief is, geleiden de dioden $D_1$ en $D_3$, en wordt de condensator opgeladen. Als de bovenzijde vervolgens negatief wordt, gaan de daarvoor sperrende dioden $D_2$ en $D_4$ geleiden. Via $D_2$ wordt de condensator weer op de positieve spanning aangesloten, via $D_4$ op de negatieve spanning. De dioden doen dus niets anders dan de wisselspanning om te schakelen, zodat positieve en negatieve pieken effectief worden gebruikt. Het resultaat is ook weer in afb. 6 te zien.

Voor de bruggelijkrichter geldt:

(5) $V_{uit} = 1{,}4\ V_N - 1{,}4$

(6) $V_{rimpel} = \dfrac{I_{uit}}{100 \times C_L}$

De formules zijn overeenkomstig de formules bij de dubbelfasige gelijkrichter, alleen is de spanningsval over de gelijkrichters nu 1,4 V (twee dioden). De stroom door de dioden is gelijk aan gemiddeld de halve uitgangsstroom, de transformator mag bij bruggelijkrichting tot 0,65 × het nominale vermogen worden belast.

## Keuze van de wijze van gelijkrichten

De keuze tussen enkelfasige gelijkrich-

# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

H. J. C. OTTEN

## TRANSFORMATOREN, GELIJKRICHTERS EN BUFFERCONDENSATOREN DEEL 2

### Rekenen aan een voeding

In het algemeen verloopt de berekening van een voeding van achter naar voren. Men gaat uit van de benodigde uitgangsspanning, en bepaalt wat de ingang voor de stabilisator is. Laten we als voorbeeld een benodigde uitgangsspanning van 12 V bij een uitgangsstroomsterkte van 0,85 A nemen. Bij deze gemiddelde uitgangsspanning tellen we de halve rimpelspanning van 4 V op. Deze rimpelspanning heeft een grootte van 4 V als we de buffercondensator een waarde van 2200 µF geven. In het algemeen is een goede vuistregel, per afgenomen ampère stroomsterkte een capaciteit van 2500 µF te nemen, dit geeft een rimpelspanning van 4 V. Vervolgens tellen we er de spanningsval over de gelijkrichter bij op, 0,7 V bij dubbelfasige gelijkrichting of 1,4 V bij bruggelijkrichting. Laten we hiervoor een dubbelfasige gelijkrichter kiezen. Vervolgens verhogen we het zo ontstane totaal met 10% om netspanningsvariaties op te kunnen vangen. Vervolgens berekenen we de effectieve waarde van de benodigde wisselspanning door het totaal met 0,7 te vermenigvuldigen. De berekening ziet er dan als volgt uit:

| | | |
|---|---|---|
| uitgangsspanning | 12 | V |
| halve rimpel | 2 | V |
| spanningsval diode | 0,7 | V |
| | ——— | + |
| | 14,7 | V |
| 10% netvariatie | 1,47 | V |
| | ——— | + |
| | 16,17 | V |
| Effectieve waarde | 11,3 | V |

We hebben dus nodig een trafo met twee secundaire wikkelingen van 12 V of een secundaire wikkeling van 24 V met een middenaftakking. De nominale stroomsterkte moet 1,7 A zijn.

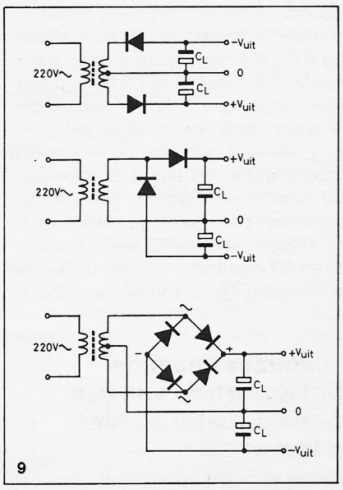
### Enige alternatieve gelijkrichtschakelingen

We hebben niet altijd één uitgangsspanning nodig, maar soms meerdere. Bij schakelingen met opamps is een symmetrische voedingsspanning nodig. In afb. 9 zijn enige gelijkrichterschakelingen te zien waarmee dit mogelijk is. De bovenste twee zijn enkelfasige gelijkrichters, de onderste is een dubbelfasige, waarvoor een bruggelijkrichter bruikbaar is.
Bij voedingen met regelbare uitgangsspanning is een hoge ingangsspanning nodig voor het benodigde grote instelgebied. Voor lage uitgangsspanningen is het spanningsverschil over de stabilisator erg hoog en de vermogensdissipatie evenzo. Het zou dan fijn zijn als we de ingangsspanning wat konden reduceren. Een schakeling waarmee dit mogelijk is, is in afb. 10 te zien. Met een schakelaar is om te schakelen tussen dubbelfasige gelijkrichting en bruggelijkrichting, waarbij de uitgangsspanning bij bruggelijkrichting tweemaal zo groot wordt.

### Spanningsverdubbeling, hulpspanningen

Spanningsverdubbelingsschakelingen zijn al uitgebreid aan bod geweest in Radio Bulletin, namelijk in het meinummer van 1977. Eén mogelijkheid van spanningsverdubbeling willen we hier toch iets nader bekijken, omdat de toepassing in de praktijk erg handig kan zijn. Veelal hebben we behalve de hoofdspanning ook nog een aantal hulpspanningen nodig, bijvoorbeeld de dubbele uitgangsspaning en een negatieve hulpspanning, die maar weinig stroom hoeven te leveren. In afb. 11 is te zien hoe dit mogelijk is. Voorwaarde hierbij is dat de hoofdvoeding altijd meer stroom gebruikt dan de hulpspanningen, omdat de hulpspanningen gebruik maken van de bruggelijkrichterdioden. Een voordeel van het opwekken van hulpspanningen op deze wijze is dat, als de hoofdvoeding uitvalt, ook de hulpspanningen wegvallen, iets waar sommige IC's met meerdere voedingsspanningen erg op zijn gesteld. De hulpspanningen, waarbij we de negatieve hulpspanning als voorbeeld nemen ontstaan als volgt: als de bovenzijde van de secundaire wikkeling positief is, zullen dioden D1 en D3 geleiden en $C_L$ opladen. Tegelijkertijd wordt condensator C2 door D3 aan de nul gelegd. Vervolgens gaan D2 en D4 geleiden en wordt via D7, C2 opgeladen tot de negatieve piekspanning. Bij de volgende fase wordt C2 weer met de nul verbonden via D3. Over C2 staat dus een negatieve wisselspanning die via D8 en C4 wordt omgezet in een negatieve hulpspanning. Essentieel is het geleiden van D3, oftewel het

*afb. 9 Gelijkrichterschakelingen om tot een symmetrische gelijkspanning te komen.*



# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

## BEREKENING VAN EEN GELIJKRICHTER-SCHAKELING

A. RAES

In dit artikel worden de volgende, veelvuldig toegepaste schakelingen behandeld.

1) De enkelfasige gelijkrichtschakeling, afb. 1
2) De dubbelfasige gelijkrichtschakeling, afb. 2

In afb. 1 en 2 vertegenwoordigt R de weerstand teweeggebracht door de primaire en secundaire wikkelingen van de transformator en door de dioden.

In de periode A – B (zie afb. 1 en 2) wordt de condensator C geladen. De spanning Uc van de condensator neemt hierbij toe met ΔUc (rimpelspanning). De ontlading gebeurt in de periode B – C, waarbij de spanning weer afneemt met hetzelfde bedrag ΔUc.

In afb. 1 is de tijdsduur B – C van de ontlading aanmerkelijk groter dan in afb. 2 met als gevolg dat de rimpelspanning ΔUc ook aanmerkelijk groter zal zijn. De enkelfasige gelijkrichter schakeling komt dan ook alleen in aanmerking als de te leveren stroom klein is.

Onderstaande berekeningsmethode is gesteund op het feit dat voor de bepaling van de oppervlakte gelegen boven de lijn A – B, deze mag worden vervangen door de horizontale lijn C – D (zie afb. 3). Het punt 0 ligt in het midden van lijn A – B. Indien lijn A – B niet te steil is, bijv. wanneer ΔUc kleiner is dan $^2/_3$ hUt, dan is de oppervlakte van driehoek ACO praktisch gelijk aan driehoek OBD en dan is de gemaakte fout te verwaarlozen.

De nauwkeurigheid van de methode zal later nog ter sprake komen. Hierbij dient tevens te worden opgemerkt, dat men in de praktijk steeds zal streven naar een kleine rimpelspanning ΔUc om volgende redenen:

1) Vermindering van het spanningsverlies, met als gevolg een hogere uitgangsspanning.
2) Vermindering van de wisselspanningscomponent in de uitgangsspanning.

### Berekening van de hoeveelheid elektriciteit toegevoerd tijdens de lading

Deze wordt gegeven door de integraal

$$\int_0^\beta i.d.\alpha$$

zie afb. 4 $\alpha$ is evenredig met de tijd t.

$$\text{Nu is } i = \frac{Ut}{R}(\cos\alpha - \cos\beta)$$

$$\int_0^\beta i.d\alpha = \int_0^\beta \frac{Ut}{R}(\cos\alpha - \cos\beta)\,d\alpha$$

$$= \frac{Ut}{R}(\sin\alpha - \alpha\cos\beta)\Big|_0^\beta$$

$$= \frac{Ut}{R}(\sin\beta - \beta\cos\beta)$$

$$= \frac{Ut}{R}\cos\beta\,(\operatorname{tg}\beta - \beta)$$

In bovenstaande formules dient $\beta$ in radialen te worden uitgedrukt.

De hoeveelheid elektriciteit geleverd bij de lading moet gelijk zijn aan de hoeveelheid die aan de uitgangsklemmen wordt afgenomen. We nemen aan dat de geleverde stroom een constante waarde heeft zoals dit het geval is bij een gestabiliseerde voeding.

Men bekomt dan de volgende formules (afb. 4):

**1) dubbelfasige gelijkrichting:**

$$\frac{Ut}{R}\cos\beta\,(\operatorname{tg}\beta - \beta) = I\,\frac{\pi}{2} \rightarrow$$

$$\rightarrow \cos\beta\,(\operatorname{tg}\beta - \beta) = \frac{\pi IR}{2Ut}$$

**2) enkelfasige gelijkrichting:**

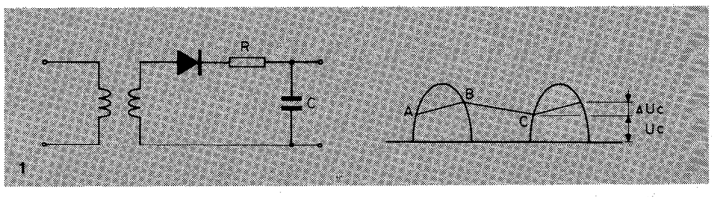
$$\frac{Ut}{R}\cos\beta\,(\operatorname{tg}\beta - \beta) = I\pi \rightarrow$$

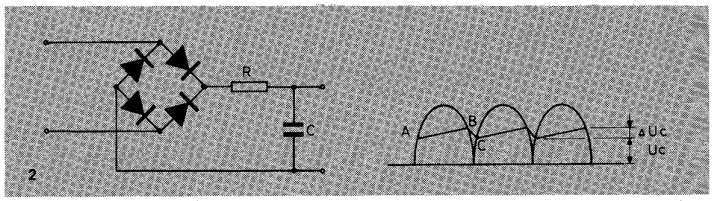
$$\rightarrow \cos\beta\,(\operatorname{tg}\beta - \beta) = \frac{\pi IR}{Ut}$$

**In tabel 1 is de waarde van de oppervlakte = $\cos\beta\,(\operatorname{tg}\beta - \beta)$**

opgenomen voor hoeken gaande van 15° tot 60°, oplopend met trappen van een halve graad.

In de tweede kolom van de tabel is aangegeven de waarde $\frac{2\beta}{\pi}$ (afb. 5).



*tabel 1 Dubbelfasige gelijkrichting:*

$Opp. = \frac{\pi \, I \, R}{2 \, Ut}$.

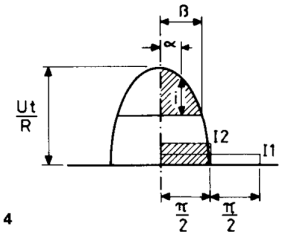
*Enkelfasige gelijkrichting:*

$Opp. = \frac{\pi \, I \, R}{Ut}$ ; *Corr.*: $\times \frac{1}{2}$;

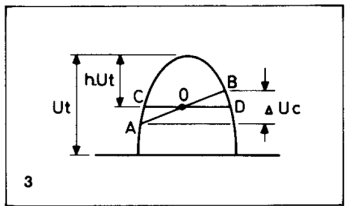
$\frac{Imax}{I} \times 2$; $\frac{Ieff}{I} \times \sqrt{2}$.

$I_1$ = gelijkstroom bij enkelf. gelijkrichting

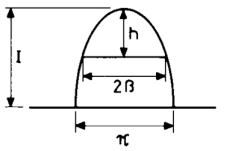
$I_2$ = gelijkstroom bij dubbelf. gelijkrichting




4




3




5

Dit is de verhouding van de ladingsduur op de halve periode. Met β in graden uitgedrukt (n°) is deze verhouding ook gelijk aan $\frac{n}{90}$. Bij een netfrequentie van 50 Hz is de halve periode gelijk aan 0,01 s.

In de volgende kolom is een correctie aangegeven voor de ladingsduur. Deze correctie dient te worden toegepast omdat tijdens de lading evenzo de uitgangsstroom wordt geleverd, hetgeen tot gevolg heeft dat de ladingsduur vermindert. De bepaling van deze correctiecijfers komt later ter sprake.

De berekening van de ontladingsduur geschiedt nu als volgt:

**1) Dubbelfasige gelijkrichting**

Zij $\beta = 30°$; $\frac{2\beta}{\pi} = 0{,}333$; Corr. = 6%

Ladingsduur = 0,333 (1 – 0,06) × 0,01 = 0,00313 s.

Ontladingsduur: 0,01 – 0,00313 = 0,00687 s.

of korter: Ontladingsduur = 0,01 (1 – 0,94 × 0,333) = 0,00687 s.

**2) Enkelfasige gelijkrichting**

In tabel 1 is de correctie aangegeven, die geldt voor dubbelfasige gelijkrichting. Bij enkelfasige gelijkrichting is de correctie de helft zoals later zal worden aangetoond.

Ladingsduur:

0,333 (1 – 0,03) × 0,01 = 0,00323 s.

Ontladingsduur:

0,02 – 0,00323 = 0,01677 s.

of korter: Ontladingsduur:

0,01 (2 – 0,97 × 0,333) = 0,01677 s.

De ontladingsduur to hebben we nodig om de rimpelspanning ΔUc te kunnen berekenen, vermits: $\Delta Uc = \frac{I.to}{C}$

In de volgende kolom zijn de waarden voor h opgegeven. Vermits h=1 – cos β zijn deze waarden gemakkelijk te bepalen.

| (β) n° | opp. | $\frac{2\beta}{\pi}$ | Corr. | h | $\frac{Imax}{I}$ | $\frac{Ieff}{I}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 15° | 0,00594 | 0,167 | | 0,0341 | 9,00 | 2,68 |
| | 0,00655 | 0,172 | 3% | 0,0363 | 8,72 | 2,64 |
| 16 | 0,00720 | 0,178 | | 0,0387 | 8,45 | 2,60 |
| | 0,00788 | 0,183 | | 0,0412 | 8,19 | 2,56 |
| 17 | 0,00861 | 0,189 | | 0,0437 | 7,95 | 2,52 |
| | 0,00938 | 0,194 | | 0,0462 | 7,72 | 2,485 |
| 18 | 0,01020 | 0,200 | 3,5% | 0,0489 | 7,51 | 2,45 |
| | 0,0111 | 0,206 | | 0,0517 | 7,30 | 2,415 |
| 19 | 0,0121 | 0,211 | | 0,0545 | 7,12 | 2,38 |
| | 0,0130 | 0,217 | | 0,0574 | 6,93 | 2,35 |
| 20 | 0,0140 | 0,222 | | 0,0603 | 6,75 | 2,32 |
| | 0,0151 | 0,228 | 4% | 0,0633 | 6,59 | 2,295 |
| 21 | 0,0162 | 0,233 | | 0,0664 | 6,44 | 2,27 |
| | 0,0174 | 0,239 | | 0,0696 | 6,28 | 2,245 |
| 22 | 0,0186 | 0,244 | | 0,0728 | 6,15 | 2,22 |
| | 0,0199 | 0,250 | | 0,0761 | 6,01 | 2,19 |
| 23 | 0,0212 | 0,256 | 4,5% | 0,0795 | 5,88 | 2,165 |
| | 0,0226 | 0,261 | | 0,0829 | 5,75 | 2,14 |
| 24 | 0,0241 | 0,267 | | 0,0864 | 5,63 | 2,12 |
| | 0,0256 | 0,272 | | 0,0900 | 5,52 | 2,10 |
| 25 | 0,0272 | 0,278 | | 0,0937 | 5,41 | 2,08 |
| | 0,0288 | 0,283 | 5% | 0,0974 | 5,31 | 2,06 |
| 26 | 0,0305 | 0,289 | 0,1012 | 5,22 | 2,04 | |
| | 0,0323 | 0,294 | | 0,1050 | 5,12 | 2,02 |
| 27 | 0,0341 | 0,300 | | 0,1090 | 5,02 | 2,00 |
| | 0,0360 | 0,306 | | 0,1130 | 4,92 | 1,98 |
| 28 | 0,0380 | 0,311 | 5,5% | 0,1170 | 4,83 | 1,96 |
| | 0,0400 | 0,317 | | 0,1210 | 4,74 | 1,945 |
| 29 | 0,0422 | 0,322 | | 0,1254 | 4,66 | 1,93 |
| | 0,0444 | 0,328 | | 0,1296 | 4,58 | 1,91 |
| 30 | 0,0466 | 0,333 | 6% | 0,134 | 4,51 | 1,895 |
| | 0,0489 | 0,339 | | 0,138 | 4,44 | 1,88 |
| 31 | 0,0513 | 0,344 | | 0,143 | 4,37 | 1,865 |
| | 0,0538 | 0,350 | | 0,147 | 4,30 | 1,85 |
| 32 | 0,0563 | 0,356 | 6,5% | 0,152 | 4,24 | 1,835 |
| | 0,0589 | 0,361 | | 0,156 | 4,17 | 1,82 |
| 33 | 0,0616 | 0,367 | | 0,161 | 4,11 | 1,805 |
| | 0,0644 | 0,372 | | 0,166 | 4,05 | 1,79 |
| 34 | 0,0672 | 0,378 | | 0,171 | 3,99 | 1,78 |
| | 0,0702 | 0,383 | 7% | 0,176 | 3,93 | 1,77 |
| 35 | 0,0732 | 0,389 | | 0,181 | 3,88 | 1,755 |
| | 0,0763 | 0,394 | | 0,186 | 3,82 | 1,74 |
| 36 | 0,0795 | 0,400 | | 0,191 | 3,77 | 1,73 |
| | 0,0828 | 0,406 | 7,5% | 0,196 | 3,72 | 1,72 |
| 37 | 0,0861 | 0,411 | | 0,201 | 3,67 | 1,71 |
| | 0,0896 | 0,417 | | 0,206 | 3,62 | 1,695 |

| (β) n° | opp | $\frac{2\beta}{\pi}$ | Corr. | h | $\frac{Imax}{I}$ | $\frac{Ieff}{I}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 38 | 0,0931 | 0,422 | | 0,212 | 3,58 | 1,685 |
| | 0,0967 | 0,428 | | 0,217 | 3,53 | 1,67 |
| 39 | 0,100 | 0,433 | 8% | 0,223 | 3,49 | 1,66 |
| | 0,104 | 0,439 | | 0,228 | 3,44 | 1,65 |
| 40 | 0,108 | 0,444 | | 0,234 | 3,40 | 1,64 |
| | 0,112 | 0,450 | | 0,239 | 3,36 | 1,63 |
| 41 | 0,116 | 0,456 | 8,5% | 0,245 | 3,32 | 1,62 |
| | 0,120 | 0,461 | | 0,251 | 3,28 | 1,61 |
| 42 | 0,124 | 0,467 | | 0,257 | 3,24 | 1,60 |
| | 0,128 | 0,472 | | 0,263 | 3,21 | 1,59 |
| 43 | 0,133 | 0,478 | 9% | 0,269 | 3,17 | 1,58 |
| | 0,137 | 0,483 | | 0,275 | 3,13 | |
| 44 | 0,142 | 0,489 | | 0,281 | 3,10 | 1,565 |
| | 0,146 | 0,494 | | 0,287 | 3,06 | |
| 45 | 0,151 | 0,500 | 9,5% | 0,293 | 3,03 | 1,55 |
| | 0,156 | 0,506 | | 0,299 | 3,00 | |
| 46 | 0,161 | 0,511 | | 0,305 | 2,97 | 1,535 |
| | 0,166 | 0,517 | | 0,311 | 2,94 | |
| 47 | 0,172 | 0,522 | 10% | 0,318 | 2,91 | 1,52 |
| | 0,177 | 0,528 | | 0,324 | 2,88 | |
| 48 | 0,182 | 0,533 | | 0,331 | 2,85 | 1,505 |
| | 0,187 | 0,539 | | 0,337 | 2,82 | |
| 49 | 0,193 | 0,544 | 10,5% | 0,344 | 2,79 | 1,49 |
| | 0,199 | 0,550 | | 0,350 | 2,76 | |
| 50 | 0,205 | 0,556 | | 0,357 | 2,73 | 1,475 |
| | 0,211 | 0,561 | | 0,364 | 2,70 | |
| 51 | 0,217 | 0,567 | 11% | 0,371 | 2,68 | 1,46 |
| | 0,223 | 0,572 | | 0,377 | 2,65 | |
| 52 | 0,229 | 0,578 | | 0,384 | 2,63 | 1,45 |
| | 0,235 | 0,583 | | 0,391 | 2,60 | |
| 53 | 0,242 | 0,589 | 11,5% | 0,398 | 2,58 | 1,43 |
| | 0,248 | 0,594 | | 0,405 | 2,55 | |
| 54 | 0,255 | 0,600 | | 0,412 | 2,53 | 1,42 |
| | 0,262 | 0,606 | | 0,419 | 2,51 | |
| 55 | 0,269 | 0,611 | 12% | 0,426 | 2,49 | 1,41 |
| | 0,276 | 0,617 | | 0,433 | 2,47 | |
| 56 | 0,283 | 0,622 | | 0,441 | 2,45 | 1,40 |
| | 0,290 | 0,628 | | 0,448 | 2,43 | |
| 57 | 0,297 | 0,633 | 12,5% | 0,455 | 2,41 | 1,385 |
| | 0,304 | 0,639 | | 0,462 | 2,39 | |
| 58 | 0,311 | 0,644 | | 0,470 | 2,37 | 1,37 |
| | 0,318 | 0,650 | | 0,477 | 2,35 | |
| 59 | 0,326 | 0,656 | 13% | 0,485 | 2,33 | 1,36 |
| | 0,334 | 0,661 | | 0,492 | 2,31 | |
| 60 | 0,342 | 0,667 | | 0,500 | 2,29 | 1,35 |

Met h kan het spanningsverlies worden berekend, dat door de gelijkrichting wordt teweeggebracht.
Men heeft: spanningsverlies = h × Ut.
Hier wordt opgemerkt dat nog een bijkomend spanningsverlies ontstaat door het toe- en afnemen van de condensatorspanning met ΔUc, tijdens de opvolgende ladingen en ontladingen.
Uit afb. 3 volgt dat het totale spanningsveld gelijk is aan: $h.Ut + \frac{\Delta Uc}{2}$

Bepaling van $\frac{I_{max}}{I}$

(I = uitgangsgelijkstroom).

We hebben gezien dat $\mathbf{O} = \frac{\pi IR}{2\,Ut}$

waaruit $I = \frac{2\,Ut}{\pi R}\,\mathbf{O}$

met $\mathbf{O} = \cos\beta\,(\mathrm{tg}\,\beta - \beta)$.

Nu is: $I_{max} = \frac{Ut}{R}(1 - \cos\beta) = \frac{Ut}{R}.h$

Hieruit volgt: $\frac{I_{max}}{I} = \frac{\pi.h}{2\,\mathbf{O}}$ (dubbelfasige gelijkrichting).

Bij enkelfasige gelijkrichting bekomt men

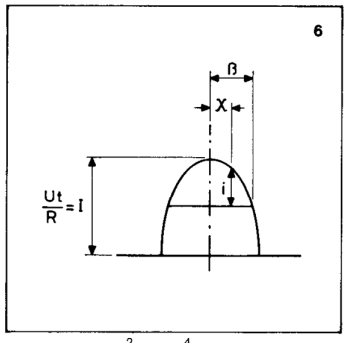
$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{\pi.h}{\mathbf{O}}.$$

De verhouding is hier tweemaal groter. De dioden moeten in staat zijn deze repeterende maximale stroom-Imax in te voeren.

### Berekening van $\frac{I_{eff}}{I}$

In de volgende kolom van tabel 1 is de waarde van $\frac{I_{eff}}{I}$ aangegeven die van groot belang is voor de dimensionering van de trafo en van de dioden, ofwel om bij een gegeven trafo de toegelaten uitgangsgelijkstroom te kunnen bepalen.

De berekening van $\frac{I_{eff}}{I}$ volgens de klassieke methode is zeer omslachtig en stuit op grote moeilijkheden.
Beter is het daarom een benaderende methode toe te passen, die erin bestaat de trigonometrische functies te vervangen door hun reeksen en de termen van hogere orden te laten wegvallen.
Wonderlijk genoeg bekomt men aldus een eenvoudige eindformule die een nauwkeurige uitkomst geeft, zoals uit het volgende blijkt.
De gebruikte reeksen zijn:




$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{24} \ldots\ldots$$

$$\mathrm{tg}\,x = x + \frac{x^3}{3} + \frac{2}{15}x^5 \ldots\ldots$$

In de volgende berekeningen worden telkens de termen met tweemaal hogere orde weggelaten.
1) Berekening van $\mathbf{O} = \cos\beta\,(\mathrm{tg}\beta - \beta)$

$$\mathbf{O} = (1 - \frac{\beta^2}{2})(\beta + \frac{\beta^3}{3} + \frac{2}{15}\beta^5 - \beta)$$

$$= (1 - \frac{\beta^2}{2})(\frac{\beta^3}{3} + \frac{2}{15}\beta^5)$$

$$\mathbf{O} = \frac{\beta^3}{3} + \frac{2}{15}\beta^5 - \frac{\beta^5}{6} = \frac{\beta^3}{3} - \frac{\beta^5}{30}$$

$$\mathbf{O} = \frac{\beta^3}{3}(1 - \frac{\beta^2}{10})$$

2) Berekening van $\frac{I_{eff}}{I}$ (zie afb. 6)

$$I^2_{eff}\,\frac{\pi}{2} = \int_o^\beta i^2 dx.$$ We stellen $\frac{Ut}{R} = 1$

$$i^2 = (\cos x - \cos\beta)^2$$

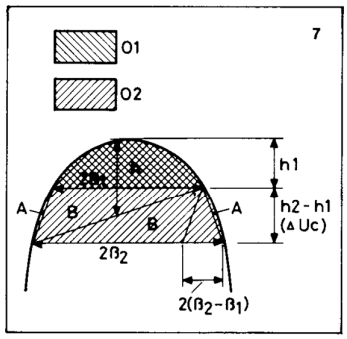
$$= (1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{24} - 1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{24})^2$$

$$i^2 = \frac{x^4}{4} + \frac{\beta^4}{4} - \frac{x^6}{24} - \frac{\beta^2x^2}{2} + \frac{x^2\beta^4}{24} - \frac{\beta^6}{24} + \frac{\beta^2x^4}{24}$$

**De drie termen in de 8e macht zijn hier weggelaten.**
**Integratie levert op:**

$$I^2_{eff}\,\frac{\pi}{2} = \Big[\frac{x^5}{20} + \frac{\beta^4x}{4} - \frac{x^7}{168} - \frac{\beta^2x^3}{6} + \frac{\beta^4x^3}{72} - \frac{\beta^6x}{24} + \frac{\beta^2x^5}{120}\Big]_o^\beta$$

$$= \frac{\beta^5}{20} + \frac{\beta^5}{4} - \frac{\beta^5}{6} - \frac{\beta^7}{168} + \frac{\beta^7}{72} - \frac{\beta^7}{24} + \frac{\beta^7}{120}$$




Na uitwerking vindt men:

$$I^2_{eff}\,\frac{\pi}{2} = \frac{2}{15}\beta^5 - \frac{8}{315}\beta^7$$

$$= \frac{2}{15}\beta^5(1 - \frac{4}{21}\beta^2)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{4\beta^5}{15\pi}(1 - \frac{4}{21}\beta^2)}$$

We hebben gezien dat

$$I = \frac{2\mathbf{O}}{\pi} = \frac{2\beta^3}{3\pi}(1 - \frac{\beta^2}{10})$$

(bij dubbelfasige gelijkrichting).

Dan is:

$$\frac{I_{eff}}{I} = \frac{\sqrt{\frac{4\beta^5}{15\pi}(1 - \frac{4}{21}\beta^2)}}{\frac{2\beta^3}{3\pi}(1 - \frac{\beta^2}{10})}$$

$$= \sqrt{\frac{4\beta^5}{15\pi}\cdot\frac{9\pi^2}{4\beta^6}}(1 - \frac{2}{21}\beta^2 + \frac{\beta^2}{10})$$

$$\frac{I_{eff}}{I} = \sqrt{\frac{3\pi}{5\beta}}(1 + \frac{\beta^2}{210})$$

Nu is $\beta = \frac{\pi n}{180}$ (n in graden)

$$\frac{I_{eff}}{I} \sqrt{\frac{3 \times \pi \times 180}{5 \times \pi \times n}}\Big[1 + (\frac{\pi n}{180})^2 \frac{1}{210}\Big]$$

$$\frac{I_{eff}}{I} = \sqrt{\frac{108}{n}}\Big\{1 + 0{,}0117(\frac{n}{90})^2\Big\}$$

Proef: n = 90°

$$\frac{I_{eff}}{I}\sqrt{\frac{108}{90}}(1 + 0{,}0117)$$

$$= 1{,}095\,(1 + 0{,}0117)$$

$$= 1{,}095 + 0{,}0128 = 1{,}1078.$$

Uit de theorie over wisselstroomgrootheden weten we dat de juiste waarde $\frac{I_{eff}}{I}$ voor één sinusoïde gelijk is aan

$$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11$$

Uit bovenstaande volgt dat als we de formule vereenvoudigen tot:

$$\frac{I_{eff}}{I} = \sqrt{\frac{108}{n}}$$

de fout bij n=90° minder dan 1,5% bedraagt.
Vermits de fout, voor kleinere hoeken n, vermindert in de verhouding $n^2$, zo is het duidelijk dat deze formule voldoende nauwkeurig is voor de bepaling van $\frac{I_{eff}}{I}$ voor n kleiner dan 60°.

**Bij enkelfasige gelijkrichting zouden we**

gevonden hebben: $I^2_{eff}\,\pi = \int_0^{\beta} i^2 dx$

en: $I = \frac{Q}{\pi} = \frac{\beta^3}{3\pi}\left(1 - \frac{\beta^2}{10}\right)$

Dit leidt tot $= \frac{I_{eff}}{I} = \sqrt{\frac{216}{n}} = \sqrt{\frac{108}{n}} \cdot \sqrt{2}$

**3) Berekening van $\frac{I_{max}}{I}$**

Het is nuttig ook over een benaderende formule voor de bepaling van $\frac{I_{max}}{I}$ te kunnen beschikken die vooral van belang is voor kleinere waarden van n. Voor dubbelfasige gelijkrichting hadden we gevonden:

$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{\pi h}{2Q}$$

$$h = 1 - \cos\beta = 1 - 1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{24}$$

$$= \frac{\beta^2}{2}\left(1 - \frac{\beta^2}{12}\right)$$

Men bekomt dan:

$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\frac{\beta^2}{2}\left(1 - \frac{\beta^2}{12}\right)}{\frac{\beta^3}{3}\left(1 - \frac{\beta^2}{10}\right)}$$

$$= \frac{3\pi}{4\beta}\left(1 - \frac{\beta^2}{12} + \frac{\beta^2}{10}\right) =$$

$$= \frac{3\pi}{4\beta}\left(1 + \frac{\beta^2}{60}\right)$$

Met $\beta = \frac{\pi n}{180}$ wordt de formule:

$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{3\pi}{4} \cdot \frac{180}{\pi n}\left[1 + \left(\frac{\pi n}{180}\right)^2 \frac{1}{60}\right]$$

$$= \frac{135}{n}\left\{1 + 0{,}0103\left(\frac{n}{45}\right)^2\right\}$$

Voor enkelfasige gelijkrichting is de verhouding tweemaal groter of:

$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{270}{n}\left\{1 + 0{,}0103\left(\frac{n}{45}\right)^2\right\}$$

We zien dat bij n=45° de fout slechts 1,03% bedraagt. Voor hoeken kleiner dan 30° kan men best de formule vereenvoudigen tot:

a) dubbelfasige gelijkrichting $= \frac{I_{max}}{I}$

$$= \frac{135}{n}$$

b) enkelfasige gelijkrichting $= \frac{I_{max}}{I}$

$$= \frac{270}{n}$$

**Proef: n = 90°**

$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{135}{90}\left(1 + 0{,}0103 \times 2^2\right)$$

$$= 1{,}5\ (1 + 0{,}0412)$$

$$= 1{,}5 + 0{,}062 = 1{,}562$$

Juist is: $\frac{\pi}{2} = 1{,}57$

## Invloed van de rimpelspanning ΔUc bij de berekening van O

Zie afb. 7. De gezochte oppervlakte is O1 + A + B. O1 is de oppervlakte boven de lijn 2β1, O2 is de oppervlakte boven de lijn 2β2.

Als men O1 en O2 samentelt, en daarvan aftrekt de in de afbeelding aangeduide driehoek met oppervlakte $(\beta 2 - \beta 1)(h_2 - h_1)$ dan blijft over: 2 O1 + 2A + 2B. Dit is tweemaal de gezochte oppervlakte.
We zoeken nu de juiste oppervlakte voor het geval dat $\Delta Uc = \frac{2}{3}h$, zie afb. 8. Bij het noteren van de oppervlakte moet men bedenken dat de **O**pp, opgegeven in tabel 1 met 2 moet worden vermenigvuldigd.

| | β | **O**pp. | h |
|---|---|---|---|
| 21° | 0,36652 | 0,0324 | 0,0664 |
| 15° | −0,2618 | +0,01188 | −0,0341 |
| | 0,1047 | 0,04428 | 0,0323 |

gem. = 0,0503

Juiste **O**pp. =

$$\frac{0{,}04428 - 0{,}1047 \times 0{,}0323}{2} = 0{,}02045$$

Voor h = 0,0503 is cos β = 0,9497
β = 18°15'
De oppervlakte is dan volgens tabel 1
2 × 0,01065 = 0,0213

Procentuele fout $= \frac{213 - 204{,}5}{213} = 4\%$

Bovenstaande berekening toont aan dat wanneer $\Delta Uc = \frac{2}{3}h$ de oppervlakte 4% kleiner is dan die welke men bekomt met eenzelfde h maar met ΔUc = 0.
Deze fout geldt voor een kleine hoek van ca. 18°. Maakt men een gelijkwaardige berekening, maar thans voor een grotere hoek β(β1 = 41°; β2 = 60°; β gem = 51°8') dan vindt men een procentuele fout van 4,8%.
Als gemiddelde procentuele fout voor een kleine tot grote hoek nemen we 4,5%.
We hebben in voorgaand hoofdstuk bepaald dat, afgezien van de kleine correctietermen: $Q = K_1\beta^3$; $h = K_2\beta^2$;

$$\frac{I_{max}}{I} = \frac{K3}{\beta};\ \frac{I_{eff}}{I} = \frac{K4}{\sqrt{\beta}}$$

($K_1$, $K_2$, $K_3$ en $K_4$ zijn constanten).
Dit betekent het volgende. Als **O** moet worden verhoogd, dan volgt daaruit een verhoging van β en van h. Volgens bovenstaande formules bekomt men:

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta Q}{Q};\ \frac{\Delta h}{h} = 2\frac{\Delta\beta}{\beta}$$

$$= \frac{2}{3} \cdot \frac{\Delta Q}{Q}$$

M.a.w. als **O** moet worden verhoogd met 4,5%, dan verhoogt β met 1,5% en h met 3%. $\frac{I_{max}}{I}$ is omgekeerd evenredig met β en vermindert dus met $\frac{1}{3}\frac{\Delta Q}{Q}$ of 1,5%. $\frac{I_{eff}}{I}$ is omgekeerd evenredig met $\sqrt{\beta}$ en vermindert bijgevolg met $\frac{1}{6} \cdot \frac{\Delta Q}{Q}$ of 0,75%.

Wanneer we een gelijkwaardige berekening maken, maar nu voor het geval dat ΔUc = h, dan vinden we een gemiddelde procentuele fout van 10,8%. h Neemt in dit geval toe met

$$\frac{2}{3}\ 10{,}8 = 7{,}27\%.$$

Uit het voorgaande kunnen we concluderen dat, wanneer de rimpelspanning ΔUc een waarde bereikt, die gelijk of kleiner is dan $\frac{2}{3}$ van het spanningsverlies, de fouten in de berekening, die hiervan het gevolg zijn, mogen worden verwaarloosd.

# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

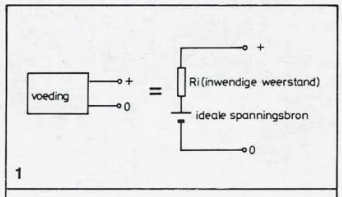
## VOEDINGSSTABILISATIE, HOE EN WAAROM?

H. J. C. OTTEN

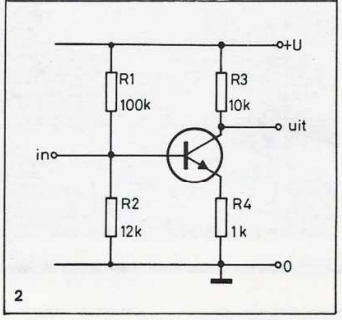
In een voorgaand artikel hebben we geleerd hoe we van de netwisselspanning een ruwe gelijkspanning kunnen maken. De zo ontstane gelijkspanningsbron heeft echter twee nadelen, de inwendige weerstand is nogal hoog en op de gelijkspanning is een rimpelspanning gesuperponeerd. In het volgende artikel worden de meest gebruikte methoden besproken om daar wat aan te doen en tevens aangegeven waar dit zin heeft.

### De inwendige weerstand van een voeding

Een ideale voedingsspanningbron trekt zich er niets van aan wat voor belasting op de voeding wordt aangesloten, onder alle omstandigheden blijft de uitgangsspanning op dezelfde waarde. Een praktische voeding gedraagt zich niet zo ideaal, elke gelijkspanningsbron heeft een inwendige weerstand. Dit betekent dat, als we een belastingsweerstand op de voeding aansluiten, het net lijkt of er in serie met de belastingsweerstand een weerstand is opgenomen in de voeding (zie afb. 1). Bij zware belastingen zal daardoor de uitgangsspanning dalen. Het is duidelijk dat hoe lager de inwendige weerstand is, des te idealer is de voeding.



1



2

### De rimpelspanning

De rimpelspanning heeft zoals in het voorgaande artikel is beschreven, de vorm van een zaagtand. De herhalingsfrequentie is 50 Hz bij enkelfasige gelijkrichting en is 100 Hz bij dubbelfasige en bruggelijkrichting. Door de zaagtandvorm bevat de rimpelspanning niet alleen componenten van de grondfrequentie maar ook alle harmonische frequenties. De rimpelfrequentie kan bij audioschakelingen zeer storend zijn als deze niet afdoende wordt onderdrukt. Als voorbeeld nemen we een zeer eenvoudig, tienmaal versterkend ééntransistor trapje. Via de weerstandsdeler, gevormd door de weerstanden R1 en R2, komt (verzwakt) de rimpelspanning op de ingang terecht, en (versterkt) ook op de uitgang, gemengd met het signaal. Als de signaalsterkte vrij laag is, zal in het uiteindelijk te horen geluid een behoorlijke brom hoorbaar zijn (afb. 2).

### Verdere specificaties van voedingsstabilisatie

Behalve de boven genoemde inwendige weerstand en de onderdrukking van de rimpelspanning zijn een aantal andere specificaties bij stabilisatoren van belang:

a. *Ruisspanning.* Behalve een rimpelspanning kan de voedingsspanning ook verontreinigd zijn door ruis.

b. *Ingangsspanningsvariatie-onderdrukking.* Dit geeft aan wat we van een variatie van de ingangsspanning terug vinden in de uitgangsspanning. Daar dit een verhouding is wordt deze grootheid in dB aangegeven.

c. *Belastingsvariatie-onderdrukking.* Dit hangt samen met de inwendige weerstand, het geeft aan wat de verandering in de uitgangsspanning is bij belastingvariaties, ook aangegeven in dB.

d. *Transiënt response.* Bij snelle belastingvariaties (met een stapvormig verloop) moet de uitgangsspanning zo snel mogelijk op de oude waarde gebracht worden. Een voorbeeld is te zien in afb. 3.

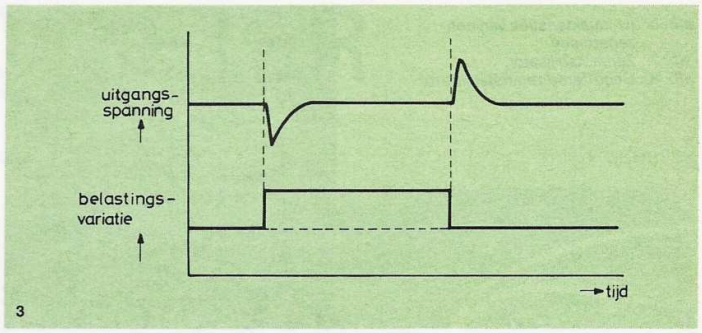
e. *Inschakelverschijnselen.* Bij het inschakelen van de voeding stijgt de uitgangsspanning van 0V tot de gewenste uitgangsspanning. De wijze waarop dit gebeurt, geleidelijk of zeer snel met een doorschieten naar te hoge spanning alvorens te stabiliseren of in het begin oscillerend, kan van belang zijn, bijvoorbeeld de inschakelklik bij audio-apparatuur die de luidspreker kan vernielen of het doorschieten (overshoot) die de maximum voedingsspanning van een IC kan overschrijden.

f. *Temperatuurstabiliteit.* Dit geeft aan hoe de uitgangsspanning varieert bij een temperatuursverandering van de omgevingslucht, meestal in mV/.C aangegeven.

### Toepassen van stabilisatie

Of we voedingsstabilisatie toepassen is volledig afhankelijk van de eisen die door de te voeden schakeling aan de voeding worden gesteld. Als we bijvoorbeeld een versterker hebben, die

afb. 1. Elke voeding heeft in de praktijk een inwendige weerstand.
afb. 2. Hoe de rimpelspanning in een schakeling kan binnen dringen.
afb. 3. De transiënt response van een goede voeding.
afb. 4. RC-rimpelfilter.
afb. 5. Gesimuleerd LC-filter met een transistor.




te scheiden is in een voorversterker (zoals in afb. 2) en een vermogenstrap en we gaan beide uit dezelfde voeding van spanning voorzien, zal de voedingsspanning door de eindtrap flink worden belast. De rimpelspanning zal dan bij een ongestabiliseerde voedingsspanning vrij groot worden. Voor de eindtrap maakt dit niet zoveel uit, maar voor de voorversterker is dit wel ontoelaatbaar. Het resultaat zal een flinke brom in het geluid zijn. De oplossing is duidelijk, voor- en eindversterker moeten niet zomaar op de voeding worden aangesloten, maar de voorversterker moet op een van de rimpel ontdane voeding worden aangesloten.

Een ander voorbeeld waar voedingsstabilisatie nodig is, wordt gegeven door meetapparatuur, waarbij de ijking afhankelijk is van de voedingsspanning. De waarde van de voedingsspanning mag dan zo min mogelijk veranderen.

De twee hier boven gegeven voorbeelden verschillen in de eisen die aan de voeding worden gesteld. Het eerste voorbeeld eist een voedingsspanning zonder rimpelspanning, maar de waarde van de voedingsspanning is niet zo belangrijk. In het tweede voorbeeld is de waarde juist wel belangrijk, en moet zo min mogelijk variëren, bij belastingvariaties, bij temperatuurvariaties en op lange termijn. De tweede voedingsstabilisatie is veel moeilijker te realiseren dan de eerste door de hogere eisen.

Het eerste voorbeeld geeft ook een andere reden om voedingsstabilisatie toe te passen. De problemen ontstaan in het eerste voorbeeld door beïnvloeding van het ene deel van de schakeling, de voorversterker, door het andere deel, de eindtrap. Voedingsstabilisatie dient dus ook beïnvloeding via de voedingslijnen tegen te gaan. Een lage inwendige weerstand is dan ook van belang, zodat veranderingen van de voedingsspanningen niet kunnen doordringen.

## Rimpelfilters

Een eerste groep schakelingen van een voeding wordt gevormd door de rimpelfilters. Zoals de naam al zegt wordt door deze schakelingen de rimpelspanning weggefilterd. In het begin hebben we al vastgesteld dat de rimpelspanning opgebouwd is uit de grondfrequentie en alle hogere harmonischen. Het zal de lezer dan ook niet verwonderen hier laagdoorlaatfilters aan te treffen.

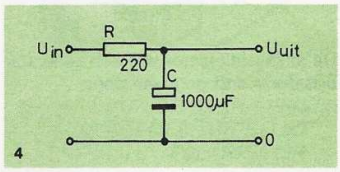
**1. RC – circuit** (afb. 4).

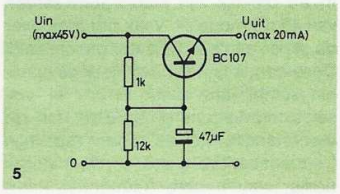
Van dit laagdoorlaat filter is de grensfrequentie, de frequentie waarbij de ingangsspanning 3 dB verzwakt wordt, niet zo belangrijk, maar wel de mate waarin de rimpelspanning wordt onderdrukt. De stabilisatiefactor S definiëren we, in formule:

$$S = \frac{U_{rimpel}\ (in)}{U_{rimpel}\ (uit)}$$

dit is voor het RC - filter:

$$S \approx 6{,}28 \times f_r \times R \times C.$$




waarin $f_r$ de herhalingsfrequentie van de rimpelspanning is. $f_r$ is 50 Hz bij enkelzijdige gelijkrichting en bij de meer toegepaste dubbelfasige en bruggelijkrichting 100 Hz. Nadeel van het RC-filter is dat de inwendige weerstand verhoogd wordt met de weerstand R. De toepassing beperkt zich daarom tot weinig stroomgebruikende schakelingen, waaronder voorversterkers meestal behoren. Bij voorversterkers zal men het RC-filter in de voedingslijn vaak tegenkomen. Zo heeft het in afb. 4 aangegeven RC-filter met de daarbij gegeven waarden een rimpelspanningsonderdrukking van 42 dB. Wel moet rekening gehouden worden met de spanningsval over de weerstand van de door de schakeling opgenomen stroom.

**2. LC - filter**

Dit filter werd vroeger veelvuldig toegepast, maar tegenwoordig wordt de spoel zoveel mogelijk vermeden. Het LC-filter is te vergelijken met het RC-filter, met de weerstand R vervangen door de spoel L. De bromonderdrukking is uitstekend:

$$S \approx 40 \times f_r^2 \times L \times C.$$

Met wat elektronica is een spoel best na te bootsen, dit soort schakeling heet gyrator. Een voorbeeld daarvan is te zien in afb. 5. Een analyse van dit circuit zou hier te ver voeren, maar een rimpelonderdrukking van 60 dB is hiermee haalbaar met een lage inwendige weerstand. Vaak combineert men dit 'LC-filter' met een RC-filter, de rimpelonderdrukking is dan enorm en door de weerstand is de voeding wat meer kortsluitvast. Een lagere inwendige weerstand impliceert namelijk een hogere uitgangsstroom bij kortsluiting, de inwendige weerstand kan als beveiliging dienen. Let eens op de waarde

# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

## VOEDINGSSTABILISATIE, HOE EN WAAROM?

H. J. C. OTTEN

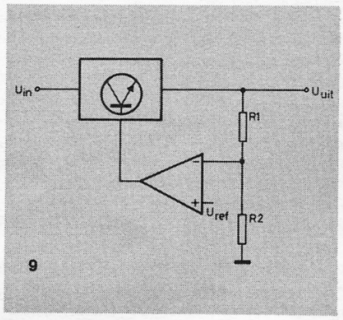
### Voedingen met terugkoppeling

De zenerstabilisator en de gebufferde versie zijn in staat een redelijke spanningsbron te vormen. Veel betere resultaten zijn te verkrijgen als we terugkoppeling gaan toepassen. Het principe is te zien in afb. 9. Hierbij wordt de uitgangsspanning vergeleken met een referentiespanning. De vergelijker, een verschilversterker, maakt van het verschil een foutsignaal wat de serietransistor stuurt. Door de terugkoppeling wordt er voor gezorgd dat de via R1 en R2 gedeelde uitgangsspanning en de referentiespanning $V_{ref}$ aan elkaar gelijk zijn. Een andere manier om tegen een voedingsstabilisatie met terugkoppeling aan te kijken is het opvatten van de schakeling als een sterk teruggekoppelde versterker, met een vaste ingangsspanning, de referentiespanning die versterkt wordt. De uitgangsspanning is dan eenvoudig te berekenen:

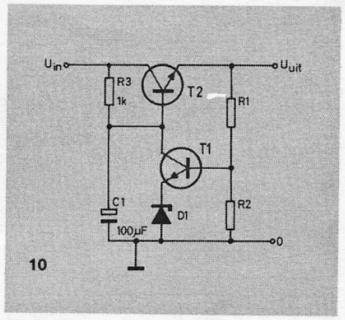
$$U_{uit} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{ref}$$

De kwaliteit van de teruggekoppelde voedingsstabilisator wordt bepaald door de referentiespanning, die dan ook zo nauwkeurig mogelijk moet zijn.

Vaak vindt men hier zenerdioden die worden gestuurd met een constante stroombron. De verschilversterker moet ook een zo hoog mogelijk openlus versterking hebben om de terugkoppeling zo goed mogelijk te laten zijn. De temperatuurafhankelijkheid wordt bepaald door de referentiespanning en de verschilversterker. De transiënt response wordt bepaald door de bandbreedte van de verschilversterker en de serietransistor. De bandbreedte kan niet ongestraft groot worden gemaakt, het gevaar van instabiliteit is bij



9



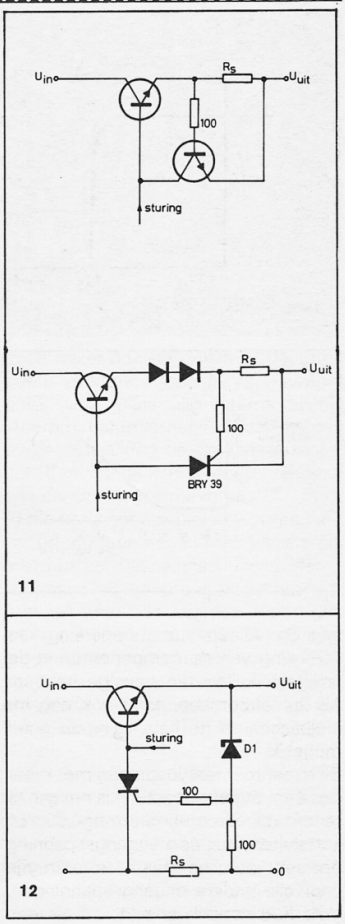
10

terugkoppeling altijd aanwezig. Inschakelverschijnselen kunnen in de hand worden gehouden door de referentiespanning met een lange tijdsconstante op de referentiewaarde te laten komen. Met een uitgekiend ontwerp zijn de eigenschappen van dit soort voedingsstabilisatoren zo goed, dat de meeste voedingen volgens dit principe zijn opgebouwd. Ook experimenteervoedingen met een regelbare uitgangsspanning zijn eenvoudig te realiseren, door weerstand R1 als potmeter uit te voeren is de uitgangsspanning te regelen vanaf de referentiespanning tot de ingangsspanning. Een probleem met dit soort voedingen en in het algemeen met voedingen van het serietype is de vermogensdissipatie van de serietransistor. Voor een goede werking van de serietransistor moet over de serietransistor een spanningsverschil van enige volts worden gehandhaafd, wat met een grote uitgangsstroom een flinke vermogensdissipatie geeft. Bij voedingen met een regelbare uitgang is het warmteprobleem nog groter, bij de laagste uitgangsspanning en de maximum stroomopname is de vermogensdissipatie van de serietransistor het grootst, omdat het verschil tussen in- en uitgangsspanning dan het hoogst is en volledig door de serietransistor moet worden opgevangen.

In afb. 10 is een eenvoudig voorbeeld te zien van een voeding met terugkoppeling. Hierin vervult de transistor T1 de rol van verschilversterker. De inverterende ingang wordt gevormd door de basis, de niet-inverterende ingang is de emitter. De referentie spanning wordt opgewekt in de zenerdiode D1. De uitgang van de verschilversterker is de collector van T1 die de serietransistor T2 stuurt. De terugkoppeling komt tot stand met de weerstanden R1 en R2, die dezelfde rol als in afb. 9 vervullen. De spanning op het knooppunt van R1 en R2 is gelijk aan de zenerspanning plus de basis-emitterspanning van T1, dit is in feite de referentiespanning. R3 voorziet T1 van stroom, een waarde van 1 kΩ is gebruikelijk. Condensator C1 vlakt de ingangsspanning nog wat af om de voeding voor T1 wat schoner te maken. De schakeling in afb. 10 is niet ideaal, de verschilversterker bijvoorbeeld is allesbehalve ideaal. Een betere voeding zal dan ook wat uitgebreider zijn, er wordt meer aandacht besteed aan de referentiespanning en voor de verschilversterker wordt een meer ideaal onderdeel gebruikt, de opamp. Het basisprincipe blijft wel hetzelfde.

afb. 9 Precisiestabilisatie door terugkoppeling.
afb. 10 Practische stabilisator met terugkoppeling.
afb. 11 Stroombegrenzing in de uitgangsleiding.
afb. 12 Stroombegrenzing in de nulleiding en overspanningsbeveiliging.

afb. 13 Diverse beveiligingen bij een voedingsstabilisator.




## Andere stabilisatiemethoden

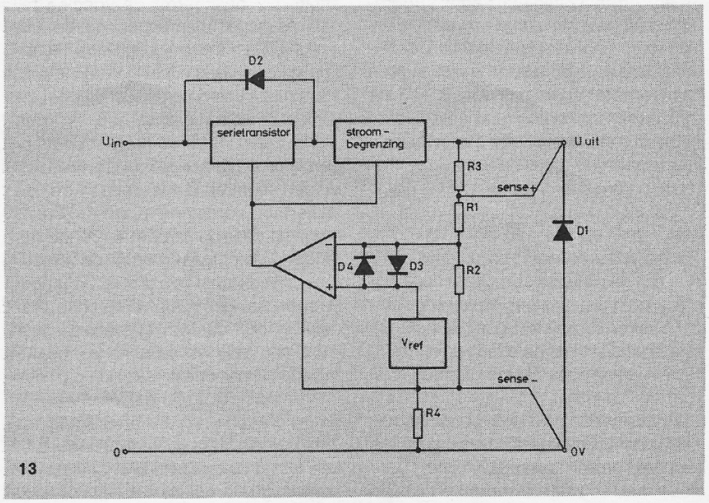
In het voorgaande hebben we ons beperkt tot stabilisatoren van het serietype. Er zijn meer methoden om tot een goede voeding te komen. Een belangrijke groep wordt gevormd door de schakelende voedingen. Het grote bezwaar van serievoedingen is het vermogen dat verloren gaat in de serietransistor. Voor grote uitgangsstromen leidt dit tot grote koelproblemen. De oplossing wordt dan gegeven door schakelende voedingen. Hierbij wordt de ingangsspanning met een hoge frequentie aan en uitgeschakeld. Door de periode dat de ingangsspanning aangeschakeld wordt, aan te passen aan de vraag vanuit de belasting (duty-cycle regeling), wordt de vermogensdissipatie beperkt tot een minimum. Nadeel van dit soort voedingen is dat er een grote spoel nodig is om een goede stabilisatie te krijgen en dat de stabilisatie in het algemeen minder goed is.

## Beveiliging van voedingsstabilisatoren

Het streven bij voedingsstabilisatie naar een zo laag mogelijke inwendige weerstand brengt wel het gevaar mee dat kortsluiten van de uitgang het overlijden van de serietransistor ten gevolge heeft. De inwendige weerstand beperkt de uitgangsstroom tot een waarde $U_{uit}/R_i$. Als $R_i$ erg laag wordt, zal de uitgangsstroom erg hoog kunnen worden. Om de stabilisator te beveiligen zal een stroombegrenzing onontbeerlijk zijn. Nu zijn er twee methoden van stroombegrenzing in gebruik. De eerste methode beperkt de stroom tot een maximum waarde, wordt door de belasting meer stroom gevraagd, dan laat de stroombegrenzing de uitgangsspanning zakken en handhaaft de stroomsterkte op de maximum waarde (afb. 14 links). De voeding is op deze wijze goed beschermd, de schakeling die gevoed wordt echter niet, want de voedingsspanning zakt en er blijft een grote stroom lopen.

De tweede methode, die de naam 'fold-back limiting' draagt, letterlijk vertaald: terugvouwbeperking. Uit afb. 14 (rechts) kan men zien waarom men dit zo noemt. Als namelijk de maximum stroom overschreden wordt, buigt de IU-karakteristiek terug naar een kleine stroomwaarde, $I_{fb}$. De maximum stroom waarbij de beperking in werking treedt noemt men de kniestroom, de IU-karakteristiek lijkt een beetje op een gebogen been. Dit soort beveiliging is zowel voor de voeding als voor de te voeden schakeling veel veiliger, vooral als $I_{fb}$ zo goed als nul is.

Voor (regelbare) experimenteervoedingen komt eigenlijk alleen fold-back current limiting in aanmerking, vooral bij proefschakelingen treedt allicht door een foutieve verbinding een kortslui-



# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

H. J. C. OTTEN

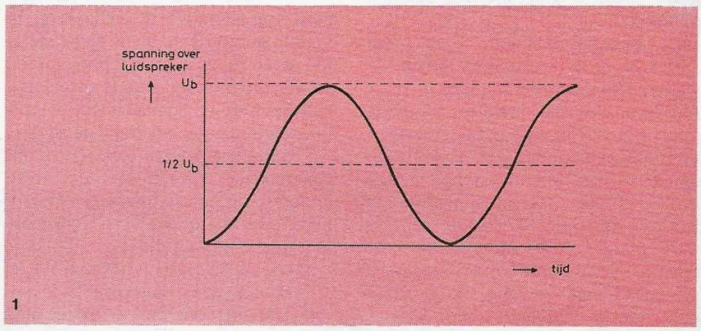
## VOEDINGSPROBLEMEN BIJ AUDIO-APPARATUUR

Na moeizaam alle onderdelen volgens het schema aan elkaar gesoldeerd te hebben, was de versterker klaar. O ja, er moet nog een voeding aangesloten worden, bij het schema staat daarvoor gelukkig een eenvoudig schema. Nu nog de luidsprekers aansluiten en de pick-up en het grote moment is daar: zal ie 't doen? En ja hoor, de zelfgebouwde versterker doet het. Maar bij beter luisteren is een gemene brom hoorbaar en een raar gepruttel en soms lijkt het net of er een motorboot de kamer invaart. Als de plaat afgelopen is, hoeft er geen nieuwe plaat opgezet te worden want Hilversum 3 komt zuiver door. Na verloop van tijd verdwijnt de zelfbouw op de rommelhoop en wordt teleurgesteld afgezien van verdere zelfbouwprojecten. Er is duidelijk wat misgegaan, maar wat?

### Welke problemen treden er op?

Als we een voeding op audio-apparatuur gaan aansluiten stuiten we op een aantal problemen. Het eerste probleem is aan welke eisen de voeding moet voldoen, het tweede probleem hoe we de bedrading van de voeding moeten uitvoeren. De eisen waar een voeding voor audio-apparatuur aan moet voldoen zijn niet alleen de algemene eisen aan voedingen maar ook een paar specifieke voor audio-apparatuur. Bij audio-apparatuur is het belangrijk dat geen enkele ongerechtigheid via de voeding in het eindresultaat, het geluid, terechtkomt. De meest voorkomende ongerechtigheden zijn in de inleiding al geïntroduceerd: brom, laag- en hoogfrequent oscilleren, ongewenste radio-ontvangst en schakelklikken. De meeste van deze kwalen zijn terug te voeren op een slechte voeding of een onjuiste wijze van aansluiten van de voeding. Op deze problemen gaan we nu wat dieper in. Allereerst wordt de juiste keuze van voeding behandeld, daarna gaan we dieper op de storingen in aan de hand van de oorzaken:

– spanningsval over de weerstand van de aardleidingen



1

(vervolg van pag. 15)

Tenslotte het aanpassen van de voorversterkeringang aan het element. De ingangsweerstand van 47kΩ zal doorgaans goed zijn maar voor de juiste ingangscapaciteit zal enig experimenteren nodig zijn. Uitgaande van ca. 20pF ingangscapaciteit van deze schakeling, ca. 30... 100pF voor niet afgeschermde armbedrading (Thorens mk2) en 50... 200pF voor wel afgeschermde armbedrading dient u de grootste capaciteit parallel aan R1 te monteren die geen hoorbare consequenties voor hoog- en pulsweergave heeft. Een te kleine ingangscapaciteit is al snel te herkennen aan het 'ruisen' van bekkens en brushes en de onduidelijke definitie van bv. houten slaginstrumenten. Piano en trompet kunnen er te hard door worden.

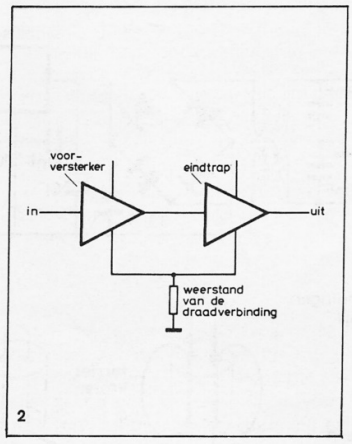
Als alles op de juiste wijze en plaats is gemonteerd moet het geheel naar behoren werken; de schakeling biedt een laag ruisniveau (vooral in de hoge ruisfrequenties), een goede overall-karakteristiek en een excellente pulsweergave. In combinatie met een goede platenspeler/element en verdere installatie is de investering van 5 à 6 tientjes dan ook zeker op zijn plaats.

*afb. 1 Uitsturingsruimte bij een audio-versterker. Ub is de voedingsspanning.*
*afb. 2 Waar de spanningsval over de weerstand van de draadverbinding werkzaam is als storingsbron.*
*afb. 3 De juiste wijze van het leggen van aard- en voedingslijnen.*

– ongewenste koppeling tussen in- en uitgang
– capacitief en elektromagnetisch oppikken van storing
– inductief oppikken van storing.

## Juiste keuze van de voeding

Een voorversteker stelt andere eisen aan de voeding dan een eindversterker. Een eindversterker vraagt een hoge stroomsterkte, een voorversterker eist voornamelijk een voedingsspanning die vrij van rimpelspanning is. Als we voor- en eindversterker uit dezelfde voeding van stroom gaan voorzien komen we dan ook in moeilijkheden. Daarom wordt in het algemeen de volgende werkwijze gevolgd. De eindversterker ontvangt de voedingsspanning rechtstreeks van de buffercondensator, de voorversterer(s) worden voorzien van spanningsstabilisatoren.
Dit heeft tot voordeel dat voedingsspanningsvariaties die optrden door de zware belasting van de eindversterker niet kunnen doordringen tot de voorversterker. Echter, er ontstaat dan via de voedingslijnen een koppeling tussen voor- en eindversterker die aanleiding kan geven tot oscilleren (het motorbootgeluid). Bij stereoversterkers kunnen de voedingslijnen door dezelfde oorzaak aanleiding geven tot overspraak; via de voedingslijnen wordt het geluid van het ene kanaal naar het andere kanaal overgebracht. Bij stereoversterkers moeten de voedingslijnen per kanaal gescheiden worden gehouden en van aparte stabilisatie worden voorzien.
Hoe zwaar de stabilisatie moet worden is afhankelijk van de gevoeligheid van de schakeling voor voedingsspanningsvariaties, in het algemeen zijn schakelingen met een hoge versterking of schakelingen die met een kleine signaalsterkte werken het gevoeligst voor ongerechtigheden in de voedingsspanning. Eindversterkers gebruiken een flink vermogen en de transformator moet dit vermogen te allen tijde kunnen leveren.
Om te berekenen hoe groot dit vermogen moet zijn, is in afb. 1 getekend wat de uitsturingsgrenzen van een eindversterker zijn. In het algemeen wordt de uitgang ingesteld op de halve voedingsspanning zodat, als we een sinus erin sturen, die precies tussen nul en voeding past bij volledige uitsturing.



2

De maximale piekwaarde van de sinus aan de uitgang is dus de voedingsspanning. Aan een luidspreker met een impedantie van R Ω kan zo een vermogen worden afgegeven van:

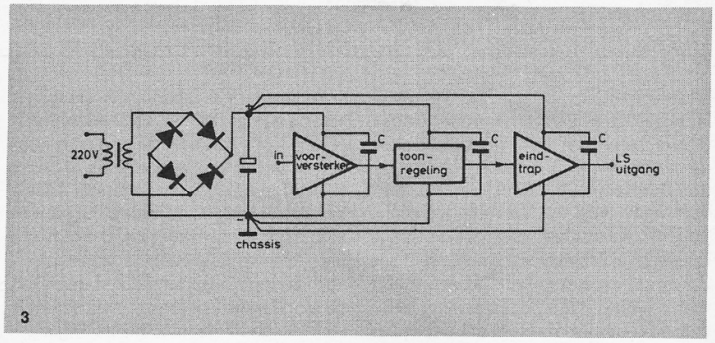
$$W = \frac{U^2eff}{R}$$

waarin $U_{eff}$ de effectieve waarde van de sinusspanning is.
De piek-piekwaarde van de sinus is de voedingsspanning $U_b$, de effectieve waarde is:

$$U_{eff} = {}^1/_2 \times {}^1/_2 \sqrt{2} \times U_b$$

Invullen levert:

Uitgangsvermogen $W = \frac{U^2b}{8R}$



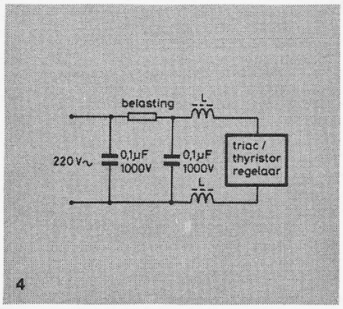
3

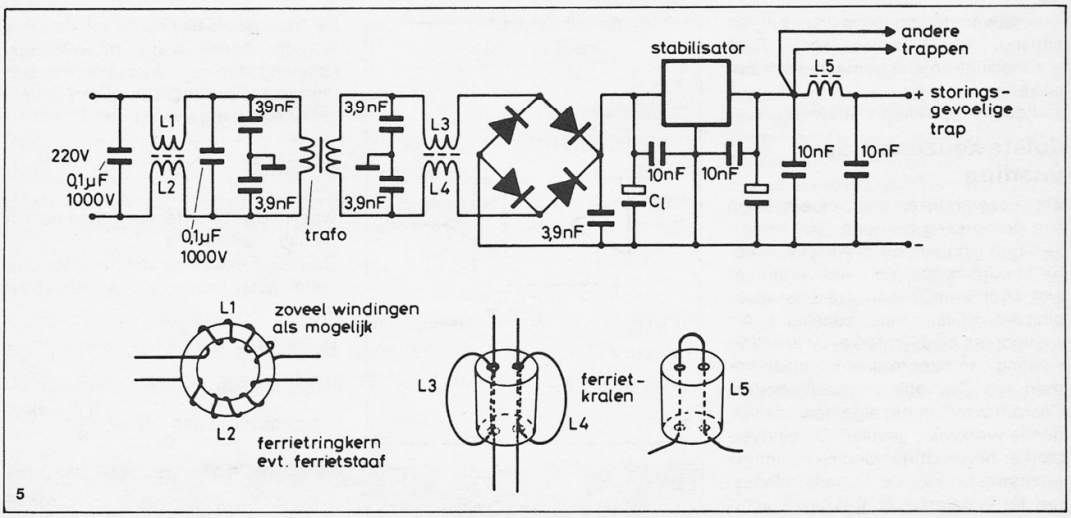
Voor een gekozen maximaal uitgangsvermogen W moet de voedingsspanning bedragen:

$$U_b = 2\sqrt{2WR}$$

De voedingsspanning moet op deze waarde blijven bij volledige belasting, dit betekent dat de voeding een spanning $U_b$ moet leveren bij een vermogensafgifte ter grootte van W. Daarbij moet nog de eventuele ruststroom en voorversterker stroomopname opge-

afb. 4 Ontstoring van TRIAC- en thyristorregelingen.
afb. 5 Een uitgebreid netfilter.
afb. 6 Enige veel gebruikte ferriespoelen en kernen.




teld worden, meestal is dit verwaarloosbaar klein. De transformator moet dit vermogen leveren, afhankelijk van de wijze van gelijkrichten moet de transformator berekend zijn op een vermogen van 1,5 W (bruggelijkrichting) of 2 W (dubbelfasig). Als de transformator te klein wordt gekozen, haalt de versterker het gewenste vermogen niet omdat de voedingsspanning in elkaar zakt op het moment dat deze juist volledig nodig is. De uitgangsspanning loopt dan vast tegen de voedingsspanning, wat aanleiding geeft tot een enorme vervorming.

## Spanningsval over de weerstand van de aardleidingen

Elke koperdraad heeft een weerstand, hoe dikker de draad is, des te lager wordt de weerstand. Aardleidingen worden dan ook zo zwaar mogelijk gemaakt, want, als er een flinke stroom door de draad loopt, krijgen we door de draadweerstand spanningsverschillen tussen aardpunten en deze spanningsverschillen variëren met de stroomopname. In afb. 2 is gepoogd dit in beeld te brengen, een voor- en eindversterker zijn beide geaard via een draadverbinding die een weerstand heeft die niet te verwaarlozen spanningsverschillen oplevert door de stroom van de eindversterker. De voorversterker is zo niet goed geaard, bij de ingangsspanning wordt de spanningsval over de draadweerstand opgeteld. Dit kan aanleiding geven tot oscilleren als de eindversterker het signaal van de voorversterker moet verwerken.

Als de voorversterker bijvoorbeeld het linkerkanaal verwerkt en de eindversterker het rechterkanaal krijgen we door de gemeenschappelijke aarding een slechte kanaalscheiding.

De remedie is in afb. 3 te zien, elk onderdeel van de audio-apparatuur krijgt zijn eigen aardlijn, het verzamelpunt wordt zo dicht mogelijk bij de buffercondensator gekozen. Het chassis wordt ook op dit punt geaard, de beste plaats om het chassis te aarden is meestal bij de meest gevoelige ingang (MD pick-up ingang), alhoewel enig experimenteren met de plaats van de chassisaansluiting soms een nog beter resultaat oplevert.

In afb. 3 is te zien dat ook de voedingslijnen gescheiden aan de deelschakelingen worden toegevoerd, ook vanwege de draadweerstand. Ter plaatse van de deelschakeling wordt de voedingslijn ontkoppeld met een condensator C, hoogfrequent oscilleren via de voedingslijnen wordt hiermee onderdrukt. Goede condensatoren hiervoor zijn tantaalelco's of een parallelcombinatie van elco en keramische condensator.

Draadweerstanden kunnen op nog een andere wijze storend werken, de oorzaak hiervan ligt niet zo voor de hand. Transformatoren hebben, behalve de gewenste inductieve overdracht, ook

RB

H. J. C. OTTEN

# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

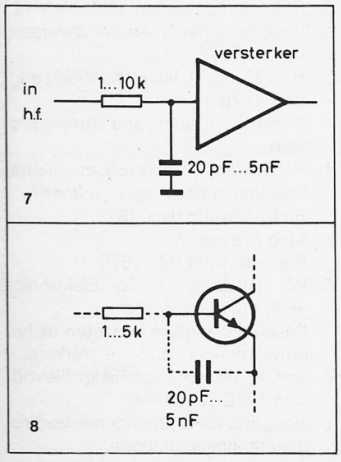
## VOEDINGSPROBLEMEN BIJ AUDIO-APPARATUUR

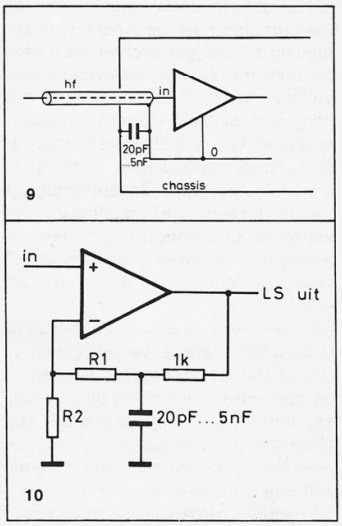
De storing kan op twee manieren op het lichtnet aanwezig zijn: tussen de fasedraden, symmetrische stoorspanning, en tussen een fasedraad en de aarde, asymmetrische stoorspanning. Het netfilter is in staat beide stoorsignalen te onderdrukken. In plaats van ferrietkernen kan men ook ijzerkernen gebruiken, voor beiden geldt dat een flinke inductiviteit moet worden bereikt. De condensatoren zijn bij voorkeur keramische schijfcondensatoren van goede kwaliteit.

Ook kunnen hf-storingen via de ingangen in het apparaat komen. Hier kan een hoogaffilter wat aan doen (zie afb. 7), experimenteel moet voor de componenten de kleinste waarde die nog bruikbaar is worden uitgezocht. Is de ingang uitgerust met een transistor, dan moet de ontstoorcondensator bij voorkeur tussen basis en emitter worden aangebracht, zie afb. 8. Veelal wordt het chassis bij voorkeur maar op één plaats geaard. Als de ingang met een afgeschermde kabel tegen capacitieve overdracht wordt beschermd, kan via de mantel van de ingang het hf-signaal in de kast komen. De remedie is in afb. 9 te zien, een condensator tussen mantel en chassis op de plaats van binnenkomst in de kast is meestal voldoende.

Een andere weg voor hf-storing om de kast binnen te komen is via de uitgangen, de luidsprekeraansluitingen. Dit probleem kunnen we op twee manieren aanpakken, we kunnen de storing onderdrukken in de terugkoppelweg van de versterker, de weg waarlangs de storing op de ingang terecht komt (afb. 10) of het stoorsignaal onderdrukken voordat het in de kast komt. Ingrijpen in de terugkoppelweg is niet zonder gevaren, na de ontstoring moet de frequentieweergave worden gecontroleerd of we niet te veel hoge tonen kwijt raken. In afb. 11 en 12 zijn een aantal filters te zien waarmee stoorsignalen buiten de kast kunnen worden gehouden, de aansluitdraden tussen uitgang en spoel moeten zo kort mogelijk worden gehouden. Ook deze wijze van ontstoren is niet zonder gevaren, bij grote luidsprekerstromen kan de ferrietkern verzadigd raken en tot vervorming aanleiding geven.

De meeste ontstoormogelijkheden zijn hiermee wel behandeld, uitgezonderd de problemen bij radio-ontvangst en antenne-installaties. Voor meer informatie over ontstoren in het algemeen is aan het eind van dit artikel een literatuurlijst opgenomen van interessante artikelen over dit onderwerp.




### Inductief oppikken van storing

Koppeling langs inductieve weg (transformatorwerking) kan grote storing opleveren. In een apparaat hebben we meestal een uitstekende bron van inductieve storing, de transformator. Als we in het veld van de transformator een draadwikkeling houden, die bijvoorbeeld kan worden gevormd door het chassis op twee plaatsen te aarden, dan wekt het veld een bromspanning op in de aardleidingen, die in het geluid terecht kan komen op de wijze die bij de weerstand van aardleidingen is beschreven. We zullen er daarom naar streven geen kringen te maken, dat wil zeggen geen aardlussen door dubbele aarding en de transformator zodanig op te stellen dat het veld zo minimaal mogelijk is (afb. 13). Andere bronnen van inductieve storing kunnen de wisselspanning voerende leidingen

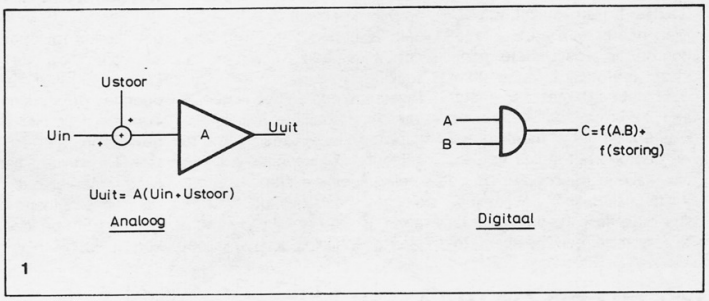
*afb. 7 Laagdoorlaatfilter aan de ingang tegen hf-storing.*
*afb. 8 Hoe de ontstoorcondensator bij een transistortrap moet worden aangesloten.*
*afb. 9 Ook afschermingen kunnen storing in de kast brengen.*
*afb. 10 Ingrijpen in de terugkoppelweg om hf-storingen vanuit de luidsprekeruitgangen te blokkeren.*

# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

H. J. C. OTTEN

## VOEDINGSPROBLEMEN BIJ DIGITALE SCHAKELINGEN

In het volgende artikel wordt duidelijk gemaakt welke storingen mogelijk zijn bij digitale schakelingen en wat de remedie daar tegen is. Er wordt ook aandacht besteed aan hoe een print te ontwerpen met zo min mogelijk kans op storingen en een maximale schakelsnelheid.




1

### Verschil met analoge schakelingen

Veel van wat in het vorige artikel 'Voedingsproblemen bij audio-apparatuur' over het verhelpen van storingen is gezegd is ook van toepassing op digitale schakelingen. Het is echter onjuist om te stellen dat ontstoren bij digitale schakelingen hetzelfde probleem is als bij analoge schakelingen zoals audio-apparatuur. Waarom dit zo is, zullen we met een voorbeeld proberen duidelijk te maken. In afb. 1 zijn naast elkaar een voorbeeld van een analoge schakeling, een versterker, en een voorbeeld van een digitale schakeling, een poort, te zien. Per definitie versterkt de versterker het ingangssignaal met een factor A. Een op de ingang aanwezig stoorsignaal wordt ook met een factor A versterkt en is op de uitgang een veel grotere storing geworden. Bij analoge schakelingen moeten we dus de storing op de ingang zo klein mogelijk maken. Bij digitale schakelingen kennen we maar twee toestanden, de 0 en de 1, en niets daar tussen in. Een stoorsignaal op de ingang is alleen dan op de uitgang merkbaar als het zo groot is dat het bijvoorbeeld een 0 op de ingang tot een 1 maakt. De storingsmarge van digitale schakelingen, een getal wat aangeeft hoe groot een storing moet zijn om op de uitgang invloed te hebben, is bijvoorbeeld bij TTL-schakelingen 400 mV en bij CMOS nog veel groter. Een klein stoorsignaal op de ingang merken we dus niet op de uitgang en we hoeven ons er dan ook niet druk over te maken. Eén van de mogelijke bronnen van storingen op de ingang is de rimpel op de voedingsspanning, die bij audio-apparatuur zo klein mogelijk moest zijn. Bij digitale schakelingen is de rimpelspanning helemaal niet zo belangrijk. Een andere storingsbron is de aardlus, alweer bij digitale schakelingen geen groot probleem.

### Storingsbronnen bij digitale schakelingen

Toch is bij digitale schakelingen een groot aantal storingen mogelijk. De belangrijkste zijn:

1. Doordringen van hoogfrequente stoorpulsen via de lichtnetaansluitingen of door instraling, meestal op in- en uitvoerleidingen.
2. Overspraak tussen dicht bij elkaar gelegen signaalleidingen.
3. Bij de overgang van de 0-toestand naar de 1-toestand is de stroomopname tijdelijk erg hoog (en omgekeerd ook). De voeding kan dat niet zo snel bijsloffen en wordt daar ook nog in tegengewerkt door de parasitaire inductie van de voedingslijnen. Plaatselijk kan de voedingsspanning daardoor wegvallen.

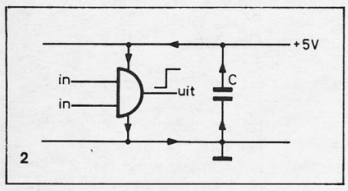
De bij punt 1 genoemde storingen hebben dezelfde remedie als voor analoge schakelingen en de in het vorige artikel gegeven remedies zijn hier ook bruikbaar. Bij digitale schakelingen zijn dit soort storingen wel veel schadelijker. Bij analoge schakelingen is het tijdens het optreden van de storing, bijvoorbeeld schakelklokken van koelkasten en zo, wel hinderlijk maar daarna is het over. Bij digitale schakelingen uit een storing zich door de verandering van de uitgangstoestand van een poort zonder dat de ingangstoestand daartoe aanleiding gaf. Het is duidelijk dat dit de gehele gang van zaken in een digitale schakeling in de war kan schoppen en de storing nog lang kan doorwerken. Een bekend voorbeeld zijn de TTL-klokken die altijd voorlopen. Instraling kan ook een probleem zijn. Directe instraling kan het beste worden bestreden door goede afscherming, een ingreep in het frequentiegebied is bij digitale schakelingen meestal niet toegestaan. Verder moeten we voorzichtig omspringen met losse ingangen. Deze zijn bij TTL-logica wel hoog, maar zeer storingsgevoelig voor pick-up.
Beter is de losse ingang met een

*afb. 1. Storingen werken anders in op digitale schakelingen dan op analoge schakelingen.*
*afb. 2. Een poort tijdens de 0 naar 1 overgang met de daarbij optredende stromen. Let op de daarbij gevormde kring (pijltjes).*
*afb. 3. Links een voorbeeld van ontkoppelen die een kring met hoge inductiviteit vormt, rechts een voorbeeld van laag-inductieve ontkoppeling.*

weerstand aan de voeding te leggen. Voor CMOS-logica is het door de zeer hoge weerstand niet mogelijk een ingang los te laten, de ingangstoestand is dan volledig onbepaald.
In- en uitvoerleidingen zijn bij digitale schakelingen het meest kwetsbaar. Voedingslijnen moeten het liefst niet buiten de kast komen en andere leidingen moeten goed worden afgeschermd, waarbij de mantel aan beide zijden moet worden geaard. De reden hiervoor zal in het vervolg duidelijk worden.

## Overgangen van logische toestand

In punt 3 is aangegeven dat bij verandering van de logische uitgangstoestand van een poort problemen kunnen optreden. We willen daarom de gebeurtenissen bij zo'n overgang eens beter bekijken. In afb. 2 is een poort getekend met in- en uitgangen, de voedingslijn en de aardeverbinding. De voeding is ontkoppeld met een con-




densator. De bedoeling daarvan is snelle belastingvariaties (transiënts), die de voeding, zoals hiervoor al is uitgelegd, niet kan volgen, op te vangen door tijdelijk als spanningsbron te fungeren. Tijdens een 0 naar 1 overgang en omgekeerd levert de condensator de daarvoor benodigde lading. De condensator moet wel geschikt zijn om in de korte schakeltijd (1,5 ns bij Schottky-TTL) de benodigde stroom te leveren. Een belangrijke parameter bij de keuze van een condensator is daarom de door sommige fabrikanten opgegeven maximale pulsstijgtijd, meestal opgegeven in V/µs. Met de formule

$$i = C \cdot \frac{dv}{dt}$$

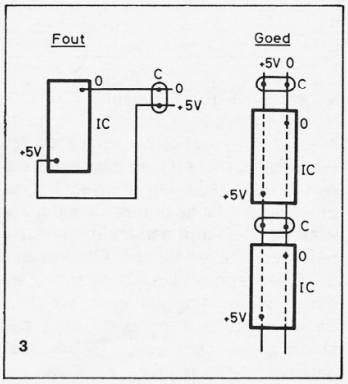
kan worden gecontroleerd of de condensator genoeg stroom kan leveren.
Het model is nu als volgt. De poort ondergaat een verandering in uitgangstoestand van 0 naar 1. Daartoe moet de poortstroom in de uitgangsleiding sturen, deze stroom wordt van de voedingslijn opgenomen. Als voeding fungeert de capaciteit, bij de snelle overgang is de op afstand gesitueerde voeding niet werkzaam. De condensator is zo gekozen in uitvoering en waarde dat de stroom kan worden geleverd. Toch kan het nog misgaan. De voedingsaansluitingen van de poort en de aansluitdraden van de condensator vormen een kring. Afhankelijk van de geometrie heeft deze kring een inductie, die de snelle stroomafname tegenwerkt door een tegen EMK op te wekken volgens:

$$E = -L\frac{di}{dt}$$

De grootte van de inductie L is hoofdzakelijk afhankelijk van de geometrie. De inductie is kleiner te krijgen door het oppervlak van de kring zo klein mogelijk te maken, dat betekent de voedingslijnen zo dicht mogelijk bij elkaar te leggen en de condensator zo dicht mogelijk bij het IC te plaatsen. Een voorbeeld daarvan is in afb. 3 te zien, de condensator is hier voor beide getoonde IC's werkzaam. Deze wijze van ontkoppelen is een veel zwaardere eis dan de meeste halfgeleiderfabrikanten voorschrijven, namelijk één ontkoppelcondensator per 5 à 10 IC's. Uit het bovenstaande is hopelijk duidelijk geworden dat dit voor snelle logica zoals Schottky-TTL niet voldoende is.

## Het nabuureffect

Vele lezers zullen zich verbazen dat de door hun opgebouwde digitale schakeling met een veel minder strenge ontkoppeling zonder problemen werkt. De oorzaak daarvan is het nabuureffect. Als een uitgang van toestand verandert zal plaatselijk de voedingsspanning dalen. Andere poorten in de omgeving die in de 0 uitgangstoestand zijn, gaan dan aanzienlijk minder stroom gebruiken en geven in feite wat stroom aan




de voeding terug. De schade van de plaatselijke spanningsdaling kan daarmee nog best beperkt blijven. Dit gaat natuurlijk alleen op als er poorten in de buurt in de 0 toestand zijn en de kring niet te groot is. Voor TTL gaat dit goed, voor Schottky-TTL niet. Het is duidelijk gevaarlijk op het nabuureffect te vertrouwen, beter ontkoppelen is veel verstandiger.

## Ontstoorcondensatoren

We hadden het net over de eisen, die aan een ontkoppelcondensator worden gesteld, namelijk een goede stijgtijd en een flinke daarmee samenhangende capaciteitswaarde. Hieraan voldoen keramische schijfcondensatoren van bijvoorbeeld 10 tot 100 nF, maar uitstekend zijn ook tantaal-elco's van 1 µF. In vele gevallen voldoet een gewone elco van 10 tot 25 µF ook wel, de slechtere stijgtijd wordt goed gemaakt door de grotere capaciteit.

## Overspraak

Als storingsbron werd in het voorgaande, bij punt 2, genoemd de overspraak tussen twee leidingen. De oorzaak daarvan willen we in het volgende pro-

# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

## KOELPLAATBEREKENINGEN

H. J. C. OTTEN

In het buizentijdperk was een elektronisch apparaat net een elektrisch kacheltje door de warmte die de buizen uitstraalden. De komst van de transistor bracht hier verandering in, elektronische apparaten zijn veel 'koeler' geworden. Toch zijn er nog wel warmte-afvoer problemen overgebleven, een goed voorbeeld daarvan is de serietransistor bij gestabiliseerde voedingen. Deze transistor wordt doorlopen door de volle uitgangsstroom en heeft een spanningsverschil van enige volts nodig om goed te kunnen werken. Vooral bij gestabiliseerde voedingen met een tot lage waarden terug te regelen uitgangsspanning kan het te dissiperen vermogen aanzienlijk zijn. Het opgenomen vermogen wordt geheel in warmte omgezet, deze warmte moet via een koelplaat aan de buitenlucht worden afgestaan, anders wordt de transistor zo heet dat hij de geest geeft.

### Waar is een koelplaat nodig?

Koelen van transistoren is bijna altijd noodzakelijk als de transistor veel vermogen moet regelen, zoals in gestabiliseerde voedingen en in eindversterkers. Meestal wordt in bouw-beschrijvingen het koelprobleem afgedaan met de magische woorden: 'Deze transistor moet goed worden gekoeld!', zonder verder op de grootte van de koelplaat in te gaan. Bij metalen behuizingen is dit vaak ook geen probleem, de behuizing kan zelf als koelplaat dienen. In andere gevallen zal de grootte van de koelplaat moeten worden berekend.

### De wet van Ohm voor warmtetransport (afb. 2)

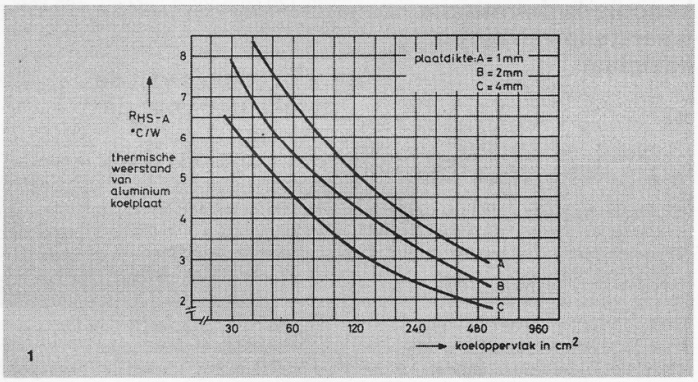
Hoe groot een koelplaat moet worden is met een eenvoudig rekensommetje en de in afb. 1 getekende grafiek globaal te berekenen. De warmte ontstaat in de transistorjunctie en moet via de transistorbehuizing en de koelplaat naar de buitenlucht worden afgevoerd. Voor dit warmtetransport moeten een paar thermische weerstanden worden overwonnen, de volgende thermische of warmteweerstanden zijn van belang:

$R_{J-C}$ = warmteweerstand transistorjunctie naar transistorbehuizing (Engels: case).

$R_{C-HS}$ = warmteweerstand transistorbehuizing naar koelplaat (Engels: heatsink).

$R_{HS-A}$ = warmteweerstand koelplaat naar buitenlucht in omgeving van koelplaat (Engels: air).

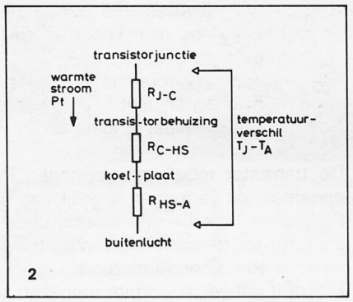
De transistor moet een vermogen P opnemen, dit vermogen is gelijk aan:
$P_{transistor} = U \times I$.... (1) waarbij U de collector-emitterspanning van de transistor is en I de emitterstroom.
$P_t$ wordt geheel in warmte omgezet.
Tussen de transistorjunctie en de buitenlucht ontstaat door de warmteproduktie in de junctie een temperatuurverschil $T_J - T_A$, waarin $T_J$ de junctietemperatuur en $T_A$ de temperatuur van de buitenlucht is.




1

Tussen vermogen $P_t$, temperatuurverschil $T_J - T_A$ en de thermische-weerstanden is het volgende verband, wat wel de Wet van Ohm voor warmtegeleiding wordt genoemd:

$$R_{totaal} = R_{J-C} + R_{C-HS} + R_{HS-A} = \frac{T_J - T_a}{P_t} \quad \ldots (2)$$



2

Het temperatuurverschil $T_J - T_A$ is te vergelijken met het potentiaalverschil U uit de wet van Ohm voor elektrische stromen, $P_t$ (de warmtestroom) met de stroomsterkte I.

## Berekening van de benodigde thermische weerstand van de koelplaat

Uit de wet van Ohm voor warmtegeleiding volgt:

$$R_{HS-A} = \frac{T_J - T_A}{P_t} - R_{C-HS} - R_{J-C} \ldots (3)$$

Om nu de weerstand van de koelplaat te berekenen moeten de waarden voor de verschillende grootheden in formule (3) worden ingevuld.
$T_J - T_A$ is het temperatuurverschil tussen transistorjunctie en de buitenlucht. In de gegevens voor de transistor is de maximale $T_J$ gegeven, meestal is dit zo'n 125 °C. De buitenlucht kan een temperatuur hebben die oploopt tot omstreeks 60 °C, dit is afhankelijk van de behuizing, de plaatsing van de koelplaat etc. $P_{transistor}$ volgt uit formule (1). $R_{J-C}$ volgt uit de transistorgegevens, de waarde verschilt per behuizing, enige veel gebruikte behuizingen hebben de volgende waarden voor de thermische weerstand:

T0–3 : $R_{J-C}$ = 2 ... 3,5 °C/W
T0–220: $R_{J-C}$ = 2,5 ... 3,5 °C/W
T0–5 : $R_{J-C}$ = 30 ... 40 °C/W
$R_{C-HS}$ is meestal in de grootte-orde van 0,5 °C/W.

## Een rekenvoorbeeld

Als voorbeeld nemen we een transistor die een stroom van 1 A moet verwerken en een spanningsverschil van 10 V tussen collector en emitter heeft. De transistor moet dus een vermogen van 10 W dissiperen. De transistor heeft een T0-3 behuizing met een $R_{J-C}$ = 2 °C/W en $R_{C-HS}$ = 0,5 °C/W.
De maximaal toelaatbare temperatuur van de junctie is 125 °C en de buitenlucht heeft een temperatuur van maximaal 60 °C.
Ingevuld in formule (3) levert dit:

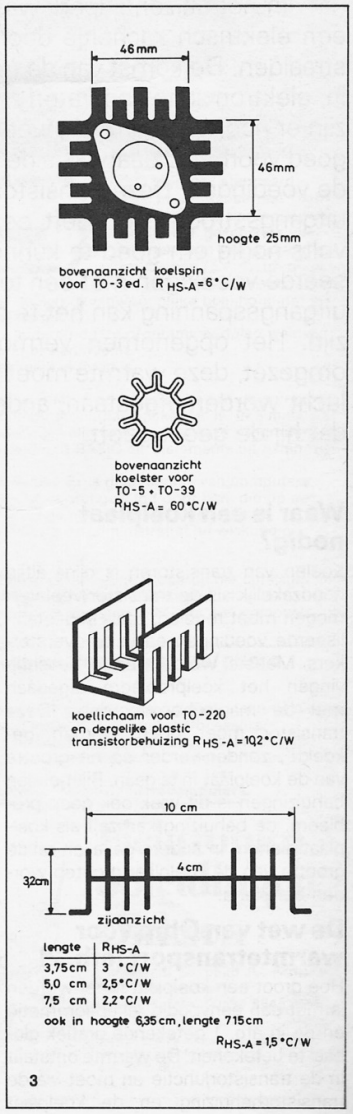
$$R_{HS-A} = \frac{125\ °C - 65\ °C}{10\ W} - 2\ °C/W - 0{,}5\ °C$$
$$= 6{,}5 - 2{,}5\ °C/W$$
$$= 4{,}0\ °C/W$$

In afb. 1 is een grafiek getekend die het verband tussen thermische weerstand $R_{HS-A}$ en het oppervlak van de koelplaat aangeeft voor blank aluminium met een dikte van 1, 2 en 4 mm.
Om op het voorbeeld terug te komen, als de te gebruiken koelplaat een dikte van 2 mm heeft, zullen we bij de benodigde $R_{HS-A}$ van 4 °C/W een oppervlak van 120 $cm^2$ nodig hebben. Een koelplaat van 10 bij 12 cm zal dan voldoen.

## De betekenis van de berekening voor de praktijk

Formule (3) en de grafiek geven de mogelijkheid de minimum afmetingen van een koelplaat te schatten. Het is verstandig de koelplaat iets groter te nemen (bijv. 20%).
De transistor wordt dan niet op de maximaal toelaatbare junctietemperatuur bedreven en beloont u daarvoor met een langere levensduur.
De grafiek in afb. 1 heeft betrekking op blank aluminium, en berust op een gemiddelde van de ervaring die men daar mee heeft opgedaan. Wat er niet in is te zien, is dat het van belang is hoe de koelplaat wordt geplaatst. Als de koelplaat rechtop staat is door het schoorsteeneffect de koeling effectiever dan als de koelplaat ligt. De beweging van de lucht in de omgeving van de koelplaat is ook van belang. Bij veel lucht-

*afb. 1 Verband tussen koeloppervlak (aluminium) en koelweerstand van een koelplaat bij verschillende dikten.*
*afb. 2 Hoe de warmtestroom $P_t$ onder invloed van het temperatuurverschil door de thermische weerstanden moet stromen.*
*afb. 3 Enige veel gebruikte koellichamen (in de handel verkrijgbaar) met de thermische weerstand erbij vermeld.*



3

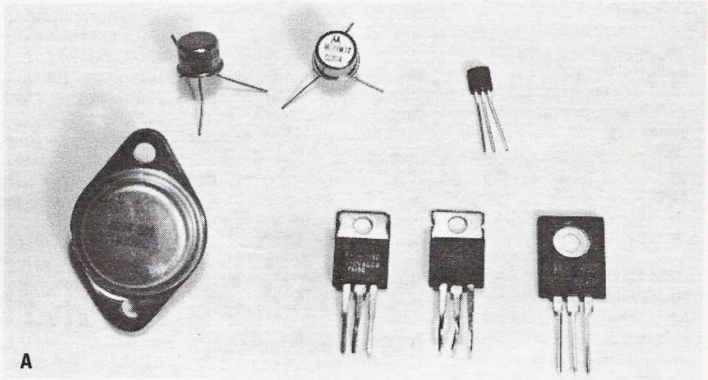
# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

H. J. C. OTTEN

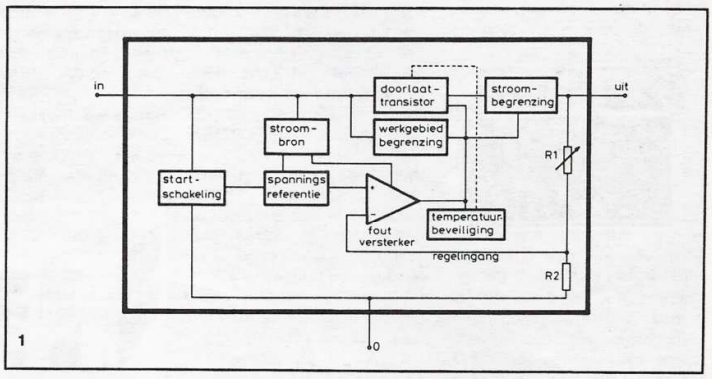
## DRIE- EN VIERPENS IC SPANNINGSREGELAARS

### Een marktoverzicht met uitgebreide informatie over de toepassing

Het is alweer enige jaren geleden, om precies te zijn in oktober 1972, dat in Radio Bulletin de driepens spanningsregelaars van de 78XX-reeks werden geïntroduceert. Deze spanningsregelaars waren toen nog prijzig en slecht verkrijgbaar. Op het moment is de prijs behoorlijk gedaald en de verkrijgbaarheid geen probleem meer, als we de advertentiekolommen zo eens raadplegen. Ook is de serie uitgebreid met spanningsregelaars voor negatieve uitgangsspanningen, de 79XX-reeks, en zijn ook de vierpens spanningsregelaars geïntroduceerd die in plaats van de vaste uitgangsspanning een instelbare uitgangsspanning hebben.



A




1

*afb. A Enige drie-pens IC-spanningsregelaars.*
*afb. 1 Inwendige opbouw van de 78... en 79... IC-spanningsregelaars.*

Andere fabrikanten hebben ook IC-spanningsregelaars met interessante eigenschappen op de markt gebracht. Het is nu tijd om, in plaats van uit discrete componenten opgebouwde voedingen, geïntegreerde spanningsregelaars toe te passen. U zult merken dat voedingen rond deze IC-regelaars zeer eenvoudig zijn te bouwen, goed beveiligd en laag in prijs. Zoals de titel al doet vermoeden valt het artikel uiteen in twee delen, in het eerste gedeelte worden de driepens stabilisatoren met vaste uitgangsspanning besproken, in het tweede gedeelte de vierpens regelaars met in te stellen uitgangsspanning.

### Driepens IC-spanningsregelaars (zie afb. A)

Het marktaanbod van geïntegreerde spanningsregelaars is de laatste jaren enorm uitgebreid. Er zijn nu regelaars voor de meest gebruikelijke (vaste) uitgangsspanningen van 5 tot 24 V, zowel

**Tabel 1**

| Type nummer | Uitgangsspanning | Uitgangsstroom max. | Ingangsspanning min. | Ingangsspanning max. | Ruststroom | Spanningsstabilisatie | Rimpelonderdrukking | Behuizing | Aansluitgegevens in afb : | Opmerkingen |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 78L05 | 5 V | 0,14 A | 7 V | 30 V | 3,8 mA | 1 % | 49 dB | T0-39, T0-92 | 2 | |
| TBA625A | 5 | 0,14 | 8 | 20 | 9 | 0,3 | 60 | T0-39 | 3 | X |
| 78M05 | 5 | 0,5 | 7 | 30 | 4,2 | 1 | 62 | T0-39, T0-220 | 2 | |
| L129 | 5 | 0,85 | 7,5 | 20 | | 1 | 60 | T0-126 | 3 | X |
| 7805 | 5 | 1 | 7 | 30 | 4,2 | 1 | 62 | T0-220, T0-3 | 2 | |
| LM340-5 | 5 | 1 | 7 | 35 | 4,3 | 1 | 62 | T0-220, T0-3 | 2 | |
| LM309K | 5 | 1 | 7 | 35 | 5 | 1 | 50 | T0-3 | 2 | |
| LM323 | 5 | 3 | 7,5 | 20 | 12 | 1 | 50 | T0-3 | 2 | |
| 78H05 | 5 | 5 | 7 | 25 | 10 | 1 | 60 | T0-3 | 2 | |
| 78L06 | 6,2 | 0,14 | 7,9 | 30 | 3,9 | 1 | 49 | T0-39, T0-92 | 2 | |
| 78M06 | 6 | 0,5 | 7,9 | 30 | 4,3 | 1 | 59 | T0-39, T0-220 | 2 | |
| 7806 | 6 | 1 | 7,9 | 30 | 4,3 | 1 | 59 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| LM340-6 | 6 | 1 | 8,0 | 30 | 4,3 | 1 | 59 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| 78L08 | 8,2 | 0,14 | 10 | 30 | 4,0 | 1 | 38 | T0-39, T0-92 | 2 | |
| 78M08 | 8 | 0,5 | 10 | 30 | 4,3 | 1 | 56 | T0-39, T0-220 | 2 | |
| 7808 | 8 | 1 | 10 | 30 | 4,3 | 1 | 56 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| LM340-8 | 8 | 1 | 10 | 35 | 4,3 | 1 | 50 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| 78L12 | 12 | 0,13 | 14 | 35 | 4,2 | 1 | 50 | T0-39, T0-92 | 2 | |
| TBA625B | 12 | 0,12 | 15 | 27 | 10 | 0,5 | 60 | T0-39 | 3 | X |
| 78M12 | 12 | 0,5 | 14 | 35 | 4,2 | 1 | 55 | T0-39, T0-220 | 2 | |
| L130 | 12 | 0,7 | 14,5 | 27 | | 1 | 59 | T0-126 | 3 | X |
| 7812 | 12 | 1 | 14 | 35 | 4,2 | 1 | 61 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| LM340-12 | 12 | 1 | 14 | 35 | 4,3 | 1 | 61 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| 78H12 | 12 | 5 | 14 | 25 | 10 | 1 | 60 | T0-3 | 2 | |
| 78L15 | 15 | 0,12 | 17 | 35 | 4,3 | 1 | 55 | T0-39, T0-92 | 2 | |
| TBA625C | 15 | 0,12 | 18 | 27 | 10 | 0,7 | 60 | T0-39 | 3 | X |
| 78M15 | 15 | 0,5 | 17 | 35 | 4,4 | 1 | 55 | T0-39, T0-220 | 2 | |
| 7815 | 15 | 1 | 17 | 35 | 4,4 | 1 | 60 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| LM340-15 | 15 | 1 | 17 | 35 | 4,5 | 1 | 60 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| 78H15 | 15 | 5 | 17 | 25 | 10 | 1 | 60 | T0-3 | 2 | |
| L130 | 15 | 1 | 17,5 | 27 | | 1 | 60 | T0-126 | 3 | X |
| 78L18 | 18 | 0,1 | 20 | 35 | 4,5 | 1 | 55 | T0-39, T0-92 | 2 | |
| 78M18 | 18 | 0,5 | 20 | 35 | 4,6 | 1 | 60 | T0-39, T0-220 | 2 | |
| 7818 | 18 | 1 | 20 | 35 | 4,5 | 1 | 60 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| LM340-18 | 18 | 1 | 20 | 35 | 4,5 | 1 | 60 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| 78L24 | 24 | 0,1 | 26 | 40 | 4,8 | 1 | 56 | T0-39, T0-92 | 2 | |
| 78M24 | 24 | 0,5 | 26 | 40 | 4,6 | 1 | 56 | T0-39, T0-220 | 2 | |
| 7824 | 24 | 1 | 26 | 40 | 4,6 | 1 | 56 | T0-3, T0-220 | 2 | |
| LM340-24 | 24 | 1 | 26 | 40 | 4,6 | 1 | 56 | T0-3, T0-220 | 2 | |

**Tabel 2**

| Typenummer min. (V) | Uitgangsspanning max. (V) | Uitgangsstroom max. (A) | Ingangsspanning min. (V) | Ingangsspanning max. (V) | Ruststroom | Behuizing | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 7902 | – 2 | 1 | –18 | – 4 | 4,3 | T0-3, | T0-220 |
| 7905 | – 5 | 1 | –20 | – 7 | 4,3 | " | " |
| 7905,2 | – 5,2 | 1 | –21 | – 7,5 | 4,3 | " | " |
| 7906 | – 6 | 1 | –25 | – 8 | 4,3 | " | " |
| 7908 | – 8 | 1 | –27 | –10 | 4,3 | " | " |
| 7912 | –12 | 1 | –30 | –14 | 4,2 | " | " |
| 7915 | –15 | 1 | –30 | –17 | 4,1 | " | " |
| 7918 | –18 | 1 | –32 | –20 | 4,1 | " | " |
| 7924 | –24 | 1 | –35 | –26 | 4,0 | " | " |

*tabel 1 Gegevens van de positieve driepens spanningsregelaars.*

*tabel 2 Gegevens van de negatieve driepens spanningsregelaars. Ook in L-uitvoering (max. stroom 0,1 A) en in M-uitvoering (max. stroom 0,5 A) verkrijgbaar.*

positief als negatief, bij maximale stroomsterkten van 100 mA tot 5 A. Uit dit marktaanbod hebben we een selectie gemaakt waarbij gelet is op de verkrijgbaarheid en de prijs. In tabel 1 zijn de driepens spanningsregelaars voor positieve uitgangsspanningen verzameld, in tabel 2 die voor negatieve spanningen. De aansluitgegevens zijn te vinden in afb. 2, 3 en 4. Let op, van de behuizingen is het bovenaanzicht gegeven! Overheersend in de overzichten zijn de 78XX en 79XX reeksen, aanvankelijk ontwikkeld door Fairchild, maar nu door vrijwel iedere halfgeleiderfabrikant geproduceerd. De inwendige opbouw van onder andere de 78XX en 79XX spanningsregelaars is schematisch in afb. 1 te zien. Hierin is duidelijk de algemene opbouw van een precisie spanningsregelaar terug te vinden zoals die in het artikel 'Stabiliseren, hoe en waarom' is besproken: referentiespanning, foutversterker, doorlaattransistor en stroombegrenzing. De stroombegrenzing is hier van het foldback current type. In de IC's zijn nog twee beveiligingen toegevoegd: een temperatuurbegrenzing tot ongeveer 165° C, en een werkgebiedbegrenzing voor de doorlaattransistor. De uitgangsspanning wordt bepaald door de spanningsdeler, gevormd door de weerstanden R1 en R2. Een meer gedetailleerde beschrijving is te vinden in het oktobernummer 1972 van RB.

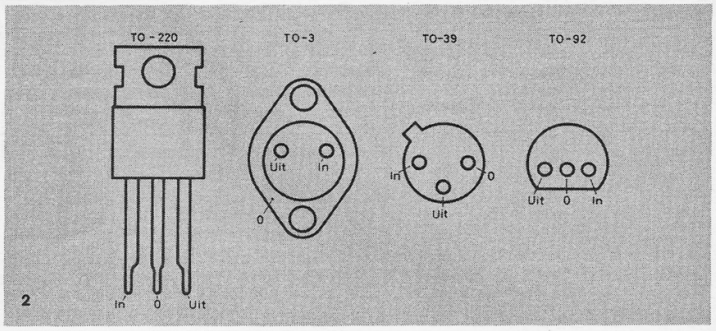
## Keuze van een stabilisator

Welke spanningsregelaar gekozen moet worden uit tabel 1 of 2, is afhankelijk van de eisen die de te voeden schakeling stelt aan de stabilisator. De uitgangsspanning is de eerste keus en vandaar ook het eerste gegeven waarop de spanningsregelaars zijn gerangschikt in tabel 1 en 2. De tweede eis is de maximaal te verwachten uitgangsstroom, de tweede rangschikking in de

*afb. 2 Aansluitgegevens van de positieve drie-pens spanningsregelaars, zoals de 78XX, 78LXX, 78MXX, 78HXX, LM340-XX, LM323.*

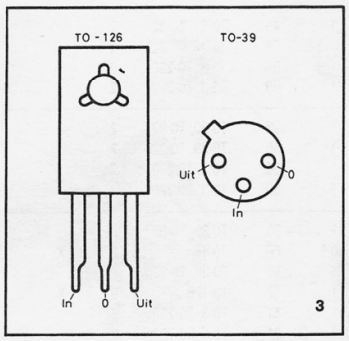
*afb. 3 Aansluitgegevens van de positieve drie-pens spanningsregelaars, zoals de L129, L130, L131 (in TO-126 behuizing) en de TBA625 A, B, C.*

*afb. 4 Aansluitgegevens van de negatieve drie-pens spanningsregelaars zoals de 79XX, 79MXX, 79LXX en de 79HXX.*




tabellen. Een derde eis is de piekstroom die op kan treden, bijvoorbeeld bij het inschakelen. In het algemeen is een piekstroom van 1,5 tot 2 maal de maximale uitgangsstroom toelaatbaar voor de driepens spanningsregelaars.

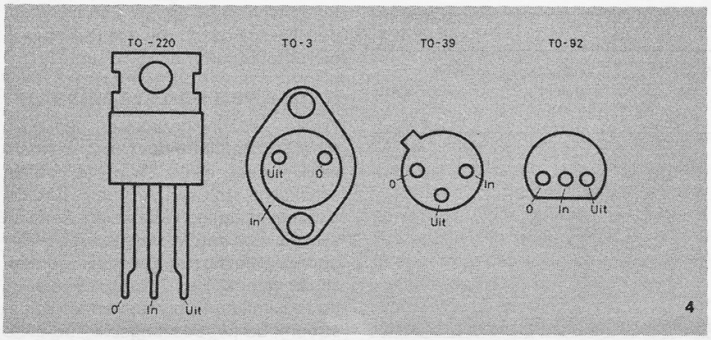
Een verdere eis is de kwaliteit van de stabilisatie, maar voor de meeste doeleinden is dit bij alle stabilisatoren meer dan voldoende. Omdat het van belang kan zijn of de voeding thermisch en/of werkgebied beveiligd is, is in tabel 1 met een X in de kolom opmerkingen aangegeven als dit **niet** het geval is.




## Keuze van de ingangsspanning

De keuze van de spanningsregelaar ligt nu vast, vervolgens moet de ingangsspanning worden gekozen. In de tabellen is de minimale ingangsspanning vermeld. Dit is de laagste ingangsspanning die aan de regelaar aangeboden mag worden zonder de stabilisatie in gevaar te brengen, dit is dus niet de gelijkgerichte en afgevlakte spanning van de transformator, waarop namelijk nog een rimpelspanning is gesuperponeerd. In het algemeen volgt de benodigde transformatorspanning uit de volgende regels:

1. Begin met de minimale ingangsspanning uit de tabellen 1 of 2.
2. Tel hierbij de halve piek-piek rimpelspanning bij maximale stroomsterkte op.
3. Tel ook hierbij de spanningsval over de gelijkrichter op.
4. Bereken de effectieve waarde van de transformatorwisselspanning door het resultaat met 0,7 te vermenigvuldigen.
5. Rond de zo verkregen waarde naar boven af tot een standaardwaarde, een overwaarde van 10% is aan te raden in verband met netspanningsvariaties.




## Een rekenvoorbeeld

Stel we hebben een voedingsspanning nodig van 15 V bij een maximale stroomsterkte van 1A. De spanningsregelaar 7815 is dan een goede keus. Uit tabel 1 blijkt de minimale ingangsspanning 17 V te zijn. Als we hier een halve rimpelspanning van 1,5 V bij optellen, komen we op 18,5 V. Toepassen van een bruggelijkrichter voegt hier nog 1,4 V aan toe, het totaal is nu 19,9 V. De effectieve trafospanning is dus 0,7 × 19,9 = 13,9 V. Afgerond op een standaardwaarde wordt dit een transformator van 15 V bij 1,5 A.
De waarde van de afvlakcondensator volgt uit de formule:

$$C = \frac{I_{uit}}{100 \times 3} = \frac{1}{300} = 3300\ \mu F/25\ V$$

3 is de dubbele halve rimpelspanning, 100 de dubbele netfrequentie door de bruggelijkrichter. Meer informatie over rekenen aan transformatoren etc. is te vinden in het artikel: 'Transformatoren, gelijkrichters en buffercondensatoren'.

## Keuze van de koelplaat

Zoals uit het bovenstaande blijkt is het voor een goede werking van de stabilisator nodig dat er minimaal een spanningsverschil tussen in- en uitgang bestaat van 2 V plus de halve rimpelspanning. De stabilisator moet zo een vermogen dissiperen ter grootte van $(U_{in} - U_{uit}) \times I_{max}$. Dit gedissipeerde vermogen wordt in warmte omgezet en moet via koeling worden afgevoerd. Van belang hierbij is de grootte van de thermische weerstand $R_{J-C}$ tussen IC-chip en de behuizing bij toepassing van een koelplaat of de thermische weerstand $R_{J-A}$ tussen chip en buitenlucht als bij geringe vermogensdissipatie de behuizing al voldoende is als koelplaat. In tabel 3 zijn deze gegevens verzameld voor de meest gebruikte behuizingen van IC-spanningsregelaars. Bij

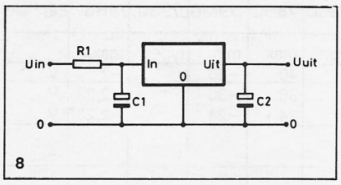
# ZELFVOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

H. J. C. OTTEN

## DRIE- EN VIERPENS IC SPANNINGSTEGELAARS

### Vermogensdeling

We zijn niet altijd vrij in de keuze van de ingangsspanning. Als deze veel hoger is dan nodig is voor een goede werking van de stabilisator, wordt het door de stabilisator op te nemen vermogen door het grote spanningsverschil tussen in- en uitgang van de stabilisator erg groot. Aan de eisen die dan aan de koelplaat worden gesteld kan dan alleen met onhandelbare koelplaten of helemaal niet worden voldaan. De oplossing is de ingangsspanning te reduceren door voor de spanningsregelaar een weerstand te schakelen, zoals in afb. 8 is te zien. De vermogensdissipatie wordt nu verdeeld tussen weerstand R1 en de spanningsregelaar. De spanningsval over de weerstand, die het grootst is



8

bij maximale uitgangsstroomsterkte, mag natuurlijk niet zo groot zijn, dat de ingangsspanning van de stabilisator, beneden de minimaal toegestane waarde komt. Hieraan wordt voldaan als R1 wordt gekozen met de formule:

$$R1 = \frac{U_{in\ (min)} - U_{min}}{I_{max} + I_R}$$

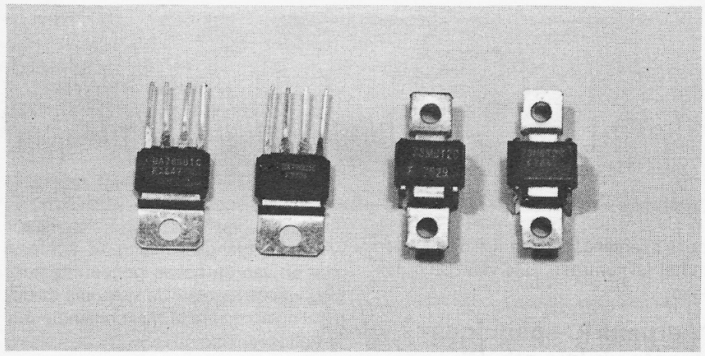
waarin:

$U_{in(min)}$ = minimale ingangsspanning (let op rimpel!)

$U_{min}$ = minimaal toegestane ingangsspanning uit tabel 1 of 2.

$I_{max}$ = maximale uitgangsstroom.

$I_R$ = rustroom uit tabel 1 of 2.



De zo gevonden waarde voor de weerstand wordt naar beneden afgerond. De weerstand moet wel bestand zijn tegen een vermogen van $I^2_{max}$ x R1.

### Enige toepassingen

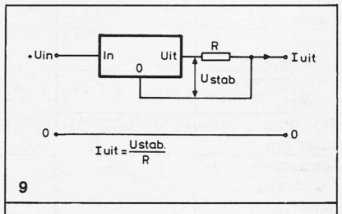
Met een driepens spanningsregelaar is een goede stroombron te realiseren, zoals in afb. 9 is getoond. De spanningsregelaar houdt de spanning tussen nulaansluiting en uitgang op de gespecificeerde vaste waarde. Over de weerstand R staat een welbepaalde spanning, de stroom door R ligt dus vast op de waarde:

$$I_{uit} = \frac{U_{stab}}{R}$$

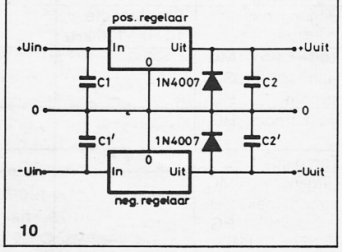
De stroomsterkte $I_{uit}$ moet natuurlijk wel onder de maximaal toegestane waarde blijven.

Met een positieve en een negatieve spanningsregelaar is het eenvoudig om een dubbele voeding te bouwen, zoals in afb. 10 is te zien. De enige toevoeging die nodig is, zijn de beveiligingsdioden, die er zorg voor dragen dat de uitgang van de spanningsregelaars niet op een spanning van tegengestelde polariteit kunnen komen, dit betekent het einde van de regelaar.

Veel meer toepassingen van de drie-



9



10

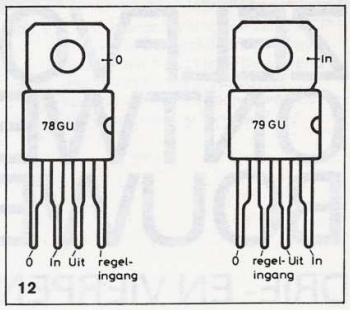
*afb. 8 Toevoegen van een weerstand R1 maakt het mogelijk te werken met een groot verschil tussen in- en uitgangsspanning.*

*afb. 9 Een zeer goede stroombron rond een driepens spanningsregelaar.*

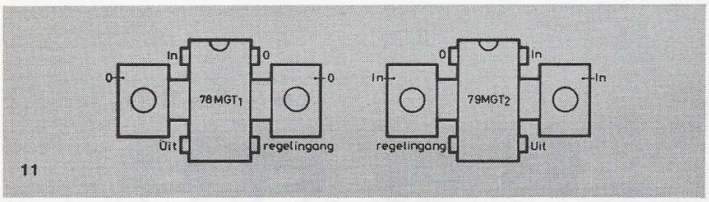
*afb. 10 Positieve en negatieve spanningsregelaars zijn te combineren tot een dubbele voeding.*

afb. 11 Aansluitgegevens en uitvoeringsvormen van de 78MG en de 79MG (bovenaanzicht).
afb. 12 Aansluitgegevens en uitvoeringsvormen van de 78GU en de 79GU (bovenaanzicht).

tabel 4 Gegevens van de vierpens spanningsregelaars met positieve (78MG, 78GU, 78HG) en negatieve (79MG, 79GU, 79HG) uitgangsspanningen.



12



11

pens spanningsregelaars zijn te vinden in het julinummer 1974 van Radio Bulletin.

## Vierpens IC-spanningsregelaars (zie afb. B)

Tot nu toe zijn alleen maar spanningsregelaars besproken met een vaste uitgangsspanning. Vaak zal er echter behoefte zijn aan een spanningsregelaar met een gemakkelijk instelbare uitgangsspanning. Als we nog eens kijken naar de algemene opbouw van de driepens spanningsregelaars zoals die in afb. 1 is te zien, blijkt dat de uitgangsspanning wordt bepaald door twee weerstanden. De regelaar zal er naar streven dat de spanning op het knooppunt van de twee weerstanden gelijk wordt aan de referentiespanning. Door de keuze van de weerstanden kan de uitgangsspanning op de gewenste waarde worden gebracht terwijl verder geen wijzigingen nodig zijn. Als de weerstandsdeler nu eens niet in het IC zou zitten maar extern wordt aangebracht, dan kan de uitgangsspanning op elke gewenste waarde worden gebracht door de keuze van twee weerstanden. Deze gedachtengang heeft geleid tot de invoering van de vierpens spanningsregelaars, waarbij behalve de al bekende ingang, uitgang en nulaansluiting ook nog een regelingang beschikbaar is. Op deze regelingang moet de weerstandsdeler worden aangesloten. Elke berekening aan de weerstandsdeler om tot een gewenste uitgangsspanning te komen, gaat uit van de boven genoemde neiging van de regelaar de spanning op de regelingang gelijk te maken aan de referentiespanning.
Er zijn drie typen van dit soort vierpens spanningsregelaars beschikbaar, als wij kijken naar de maximaal toegestane uitgangsstroomsterkte. De MG typen kunnen 0,5 A leveren, de GU typen 1 A en de HG typen 5 A!
Evenals de driepens typen zijn de 78.... typen voor positieve uitgangsspanningen en de 79.... typen voor negatieve uitgangsspanningen. De relevante gegevens zijn te vinden in tabel 4, de aansluitgegevens in afb. 11, 12 en 13. Let op, van alle behuizingen is het bovenaanzicht gegeven.

## Basisschakeling van de vierpens spanningsregelaars

In afb. 14 is te zien dat ook de vierpens regelaars erg gemakkelijk zijn in het gebruik. De condensatoren aan in-en uitgang vervullen dezelfde rol als bij de driepens regelaars. De enige toevoe-

**Tabel 4**

| Parameter | | Bijzonderheden | 78MG | 78GU | 78HG | 79MG | 79GU | 79HG | Eenheid |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | min. | typ. | max. | min. | type. | max. | |
| | | | 4,8 | | 40 | −40 | | −7 | V |
| Uitgangs- | | | 5 | | 30 | −30 | | −2,23 | V |
| spanning | HG | Uin=Uuit+5V | 5 | | 24 | −24 | | −2,23 | V |
| Spannings-stabilisatie | | | | 1 | | | 1 | | % |
| Belastings-stabilisatie | | | | 1 | | | 1 | | % |
| Rimpelonder-drukking | | | | 80 | | | 65 | | dB |
| Referentie-spanning | | | 4,8 | 5,0 | 5,25 | −2,32 | −2,23 | −2,14 | V |
| Toelaatbare spanning op regelingang | | | 0 | | U uit | −U uit | | 0 | |
| Uitgangsruis | | Bandbreedte 10 Hz...100 kHz | | 25 | | | 125 | | $\mu V_{RMS}$ |
| Kort- | MG | | | 300 | | | −100 | | mA |
| sluit | GU | | | 600 | | | −200 | | mA |
| stroom | HG | | | 7000 | | | −8000 | | mA |
| Ruststroom | HG | | | 2,8 | 4,0 | | −0,5 | −1,5 | mA |
| | | | | | 10,0 | | | −5,0 | |
| Temp.coëff. | | $U_{uit}$ = ± 5V | | −0,5 | | | | −0,4 | mV/°C |
| Uitgangs- | MG | | | 0,5 | | | −0,5 | | A |
| stroom max. | GU | | | 1,0 | | | −1,0 | | A |
| | HG | | | 5,0 | | | −5,0 | | A |

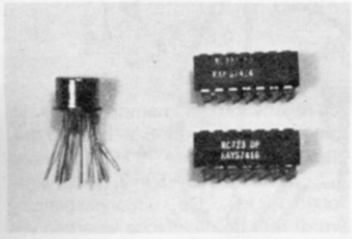
# ZELF VOEDINGEN ONTWERPEN EN BOUWEN

## VOEDINGEN ROND HET IC 723

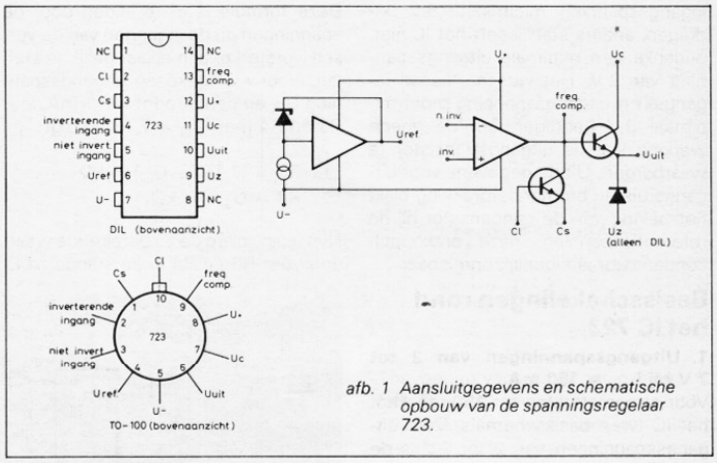
H. J. C. OTTEN

**De oplossing voor die gevallen waarin drie- en vierpens spannings-regelaars niet voldoen.**

Misschien heeft de IC spanningsregelaar 723 niet de beste specificaties, maar het IC is wel een van de meest veelzijdig. Voor alle gevallen waarin de drie- of vierpensstabilisatoren niet voldoen, zoals bij afwijkende spanningen of maximale stroomsterkte is er rond het IC 723 een goede voeding te bouwen.



*afb. A De twee behuizingen van het IC 723.*




*afb. 1 Aansluitgegevens en schematische opbouw van de spanningsregelaar 723.*

### De werking van het IC

De veelzijdigheid van het IC is te danken aan het bereikbaar zijn van alle deelschakelingen van de stabilisator, door het aansluiten van enige weerstanden en condensatoren zijn alle gewenste eigenschappen te kiezen. In afb. 1 is de inwendige opbouw van het IC schematisch te zien en tevens de aansluitgegevens van zowel de DIL- als de TO-100-behuizing (zie afb. A), waarin het IC is te verkrijgen. Het IC is opgebouwd uit de volgende, voor een spanningsstabilisator benodigde deelschakelingen. Allereerst is natuurlijk een referentiespanning beschikbaar met een waarde van ongeveer 7,15 V, de waarde kan per exemplaar verschillen. De referentiespanning is wel goed stabiel en temperatuuronafhankelijk, de reden waarom het IC vaak als referentiespanningsbron wordt gebruikt als een temperatuuronafhankelijke werking nodig is, zoals bij temperatuuropnemers.

Verder is er een foutsignaalversterker beschikbaar, het foutsignaal wordt verkregen door de uitgangsspanning met de referentiespanning te vergelijken. De uitgang van de verschilversterker is inwendig doorverbonden met een als emittervolger geschakelde uitgangstransistor. Deze transistor is voldoende voor het leveren van stromen tot 150 mA aan de belasting, voor hogere uitgangsstromen moeten uitwendig vermogenstransistoren worden aangesloten. De uitgang van de verschilversterker is ook naar buiten gevoerd, op dit punt kan de frequentiecompensatiecondensator worden aangesloten en kan verder worden benut om op de sturing van de uitgang in te grijpen. Een dergelijk ingrijpen is in het IC ook al mogelijk gemaakt door het aanwezig zijn van een transistor voor stroombeperking op de bekende wijze. Als laatste onderdeel is een alleen bij de DIL-uitvoering aanwezige zener van 6,8 V op de uitgang aangesloten.

In tabel 1 zijn de belangrijkste gegevens van het IC opgenomen. Een paar gegevens zijn belangrijk genoeg om apart te worden genoemd. Zo moet de

tabel 1 Specificaties van het IC 723.

afb. 2 Basisschakeling 1 rond de 723 voor uitgangsspanningen van 2 tot +7 V.

$U_{uit} = \frac{R4}{R3 + R4} \times U_{ref}$ ($U_{ref}$ = 7,15 V).

$R1 = \frac{R3 \quad R4}{R3 + R4}$ (min. temp. drift).

$I_{max} = \frac{0,7}{Rs}$ (Rs minimaal 4,5 Ω).

Waarde P1 ≈ $\frac{R3 + R4}{10}$, (bijv. 470 Ω) uitgangsspanning gedeeltelijk te regelen.

ingangsspanning minimaal 9,5 V bedragen, anders stabiliseert het IC niet, ondanks een minimale uitgangsspanning van 2 V. Het verschil tussen ingangs- en uitgangsspanning moet minimaal 3 V bedragen om de goede werking van de uitgangstransistor te waarborgen. Uit de gegevens voor uitgangsruis en bromonderdrukking blijkt het belang van de condensator bij de referentiespanning, deze ontkoppelcondensator is eigenlijk onmisbaar.

## Basisschakelingen rond het IC 723

**1. Uitgangsspanningen van 2 tot 7 V bij $I_{max}$ = 150 mA.**

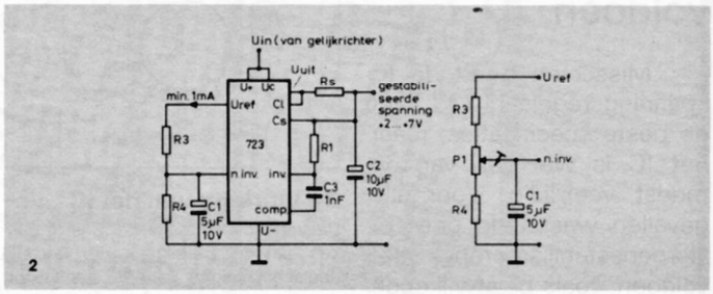
Voor stroomsterkten tot 150 mA kent het IC twee basisschema's. Voor uitgangsspanningen van 2 tot 7 V is de schakeling te zien in afb. 2. De uitgangsspanning is te berekenen met de formule:

(1) $U_{uit} = U_{ref} \frac{R4}{R3 + R4}$

Deze formule is af te leiden door de spanningen op de ingangen van de verschilversterker aan elkaar gelijk te stellen. Voor een gekozen uitgangsspanning $U_{uit}$ en een stroom van 1 mA door R3 en R4 met $U_{ref}$ = 7,15 V volgt:

(2) R3 = (7,15) − $U_{uit}$) in kΩ
R4 = $U_{uit}$ in kΩ

Niet altijd zullen de zo berekende waarden voor R3 en R4 in de standaard E-12 reeks vallen. Om toch de uitgangsspanning precies op de gewenste waarde in te stellen, wordt, zoals in afb. 2 is te zien, de spanningsdeler R3 en R4 uitgebreid met een instelpotmeter P1. De berekende waarden van R3 en R4 worden naar beneden afgerond op de dichtstbijzijnde standaardwaarde, de potmeter P1 krijgt een waarde van 500Ω tot 1000Ω, wat een correctiemogelijkheid van 5 à 10% geeft.
De waarde van R1 volgt uit:



2

(3) $R1 = \frac{R3 \times R4}{R3 + R4}$

R1 mag worden vervangen door een draadbrug, de temperatuurafhankelijkheid neemt dan wel toe.
De maximum af te nemen stroomsterkte is op de bekende wijze door de weerstand Rs beperkt tot $I_{max}$:

(4) $I_{max} = \frac{0,6}{RS} \rightarrow R_S = \frac{0,6}{I_{max}}$

Als rekenvoorbeeld nemen we een uitgangsspanning van 5 V bij 100 mA. Dan wordt R4 = 5 kΩ, afgerond 4,7 kΩ, R3 = 7,15 −5 = 2,15 kΩ, afgerond 1,8 kΩ. De uitgangsspanning wordt met de praktische waarden volgens formule 1: $U_{uit}$ = 5,17 V. Toevoegen van de potmeter P1 met een waar-

**Tabel 1**

| Parameter | Min. | Typ. | Max. | Eenheid | Bijzonderheden |
|---|---|---|---|---|---|
| Ingangsspanningsgebied | 9,5 | | 40 | V | |
| Uitgangsspanningsgebied | 2,0 | | 37 | V | |
| Verschil ingangs-uitgangsspanning | 3,0 | | 38 | V | |
| Uitgangsruis | | 20 | | $\mu U_{RMS}$ | $C_{ref}$ = 0 |
| | | 2,5 | | $\mu U_{RMS}$ | $C_{ref}$ = 5 µF |
| Ingangsspanningvariatie-onderdrukking | | 0,01 | 0,1 | % | $U_{in}$ = 12...15 V |
| Belastingvariatie-onderdrukking | | 0,02 | 0,2 | % | $I_{uit}$ = 1...50 mA |
| Bromonderdrukking | | 74 | | dB | $C_{ref}$ = 0 |
| | | 86 | | dB | $C_{ref}$ = 5 µF |
| Referentiespanning | 6,80 | 7,15 | 7,50 | V | |
| Max.stroomopname uit $U_{ref}$ | | | 15 | mA | |
| Temp. coëff. van $U_{uit}$ | | 0,003 | 0,015 | %/°C | $I_{uit}$ = 1...50 mA |

*afb. 3 Basisschakeling 2 rond de 723 voor uitgangsspanningen van 7 tot +37 V.*

$$U_{uit} = \frac{R1 + R2}{R2} \times U_{ref} \; (U_{ref} = 7{,}15\ V).$$

$$R3 = \frac{R1 \quad R2}{R1 + R2}$$

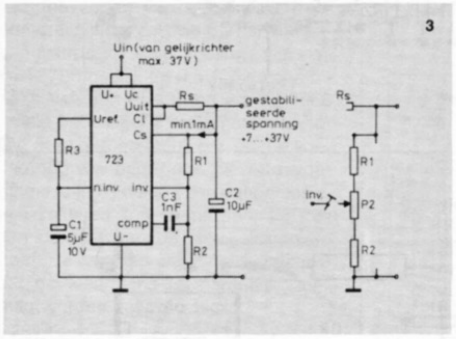
$$I_{max} = \frac{0{,}7}{Rs} \quad (Rs \text{ minimaal } 4{,}5\ \Omega).$$

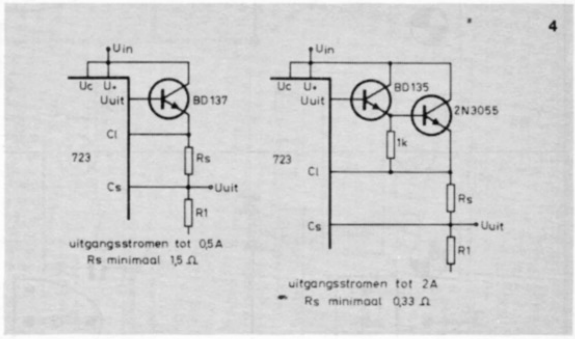
$$P2 \approx \frac{R1 + R2}{10}, \text{(bijv. } 470\ \Omega)$$

*uitgangsspanning gedeeltelijk te regelen.*

*afb. 4 Toevoegingen voor hogere uitgangsstroomsterkten.*

*afb. 5 Printontwerp, van de universele print voor de basisschakelingen rond het IC 723, schaal 1 : 1.*




de van 500 Ω heeft als gevolg dat de uitgangsspanning in te stellen is van 4,8 V tot 5,3 V, zodat de eventuele afwijkende waarde van de referentiespanning ook is weg te regelen. De uitgangsstroom wordt beperkt op een waarde van 100 mA als we volgens formule 4 voor Rs een waarde van 6 Ω, afgerond 6,8 Ω kiezen. De minimale waarde van Rs moet 4,5 Ω bedragen om de maximale stroomsterkte van 150 mA niet te overschrijden.

**2. Uitgangsspanningen 7... 37 V bij $I_{max}$ = 150 mA.**

Deze basisschakeling is te zien in afb. 3. Was bij de voorgaande schakeling de spanning op de ingangen van de verschilversterker gelijk aan de uitgangsspanning tot maximaal de referentiespanning, nu is deze spanning voor alle uitgangsspanningen gelijk aan de referentiespanning. De weerstanden R1 en R2 bepalen nu de uitgangsspanning volgens de formule:

(5) $U_{uit} = U_{ref} \dfrac{R1 + R2}{R2}$

Als we een stroomsterkte van 1,05 mA door R1 en R2 kiezen volgen de waarden van R1 en R2 uit:

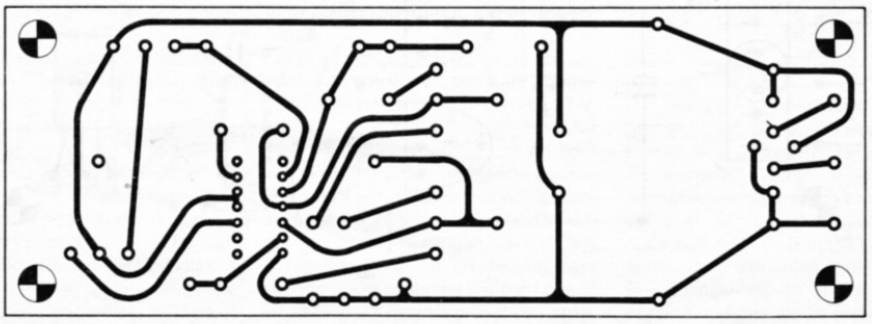
(6) $R2 = 6{,}8\ k\Omega$

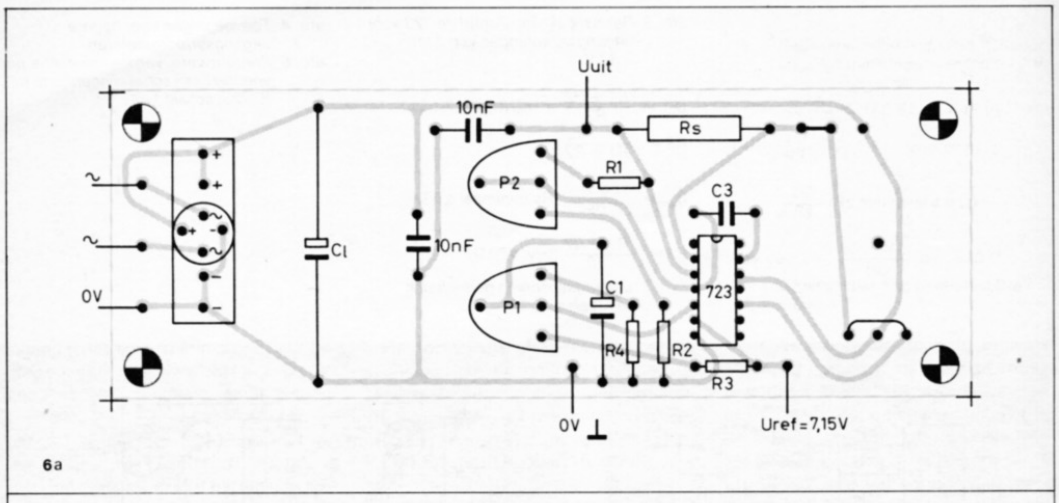
$$R1 = \frac{U_{uit} - 7{,}15}{1{,}05} \text{ in } k\Omega.$$

Toevoegen van een instelpotmeter P2 (afb. 3) met een waarde van 500 à 1000 Ω levert weer een gedeeltelijk instelbare uitgangsspanning op, waarbij de berekende waarde van R1 naar beneden moet worden afgerond.
De weerstand Rs levert op dezelfde wijze als bij de eerste basisschakeling de mogelijkheid tot stroombeperking, ook hier is de minimale waarde van Rs 4,5 Ω.

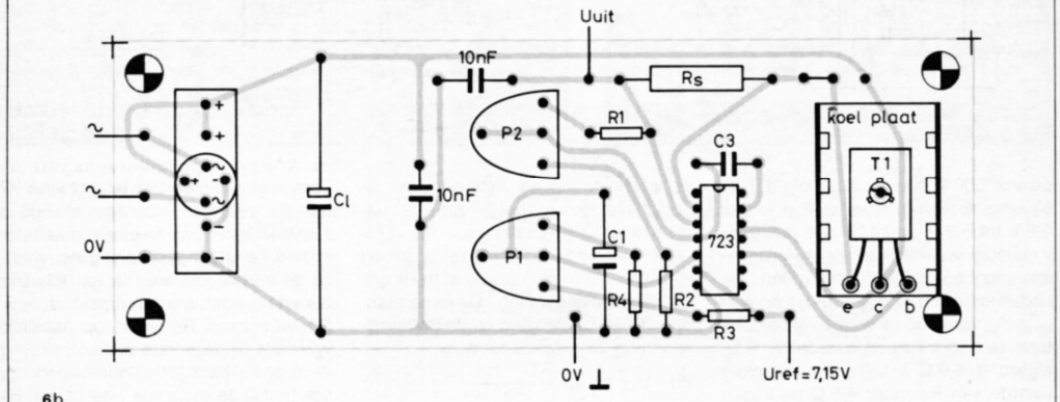
**3. Hogere uitgangsstroomsterkte**

Het is bij beide voorgaande basisschakelingen mogelijk de maximaal te leveren belastingstroom te verhogen. Hoe dit mogelijk is, is te zien in afb. 4. Door

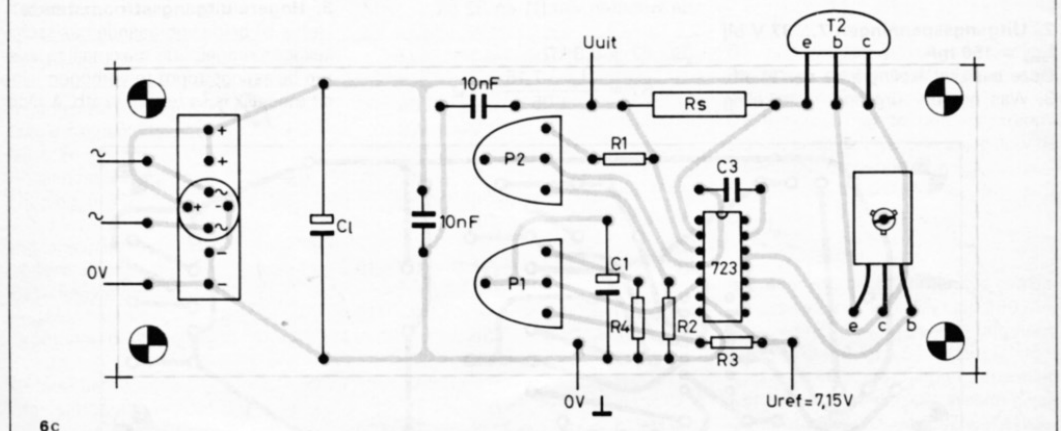



Uuit
10nF
Rs
R1
P2
C3
C1
10nF
723
P1
R4
R2
R3
0V
Uref=7,15V

6a

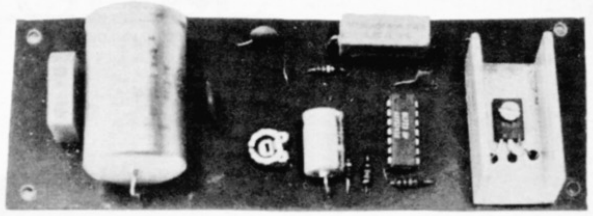

Uuit
10nF
Rs
koel plaat
R1
P2
C3
T1
C1
10nF
723
P1
R4
R2
R3
e c b
0V
Uref=7,15V

6b


T2
e b c
Uuit
10nF
Rs
R1
P2
C3
C1
10nF
723
P1
R4
R2
R3
e c b
0V
Uref=7,15V

6c

*afb. 6A Componentenopstelling voor uitgangsstromen tot 150 mA.*
*afb. 6B Componentenopstelling voor uitgangsstromen tot 500 mA.*
*afb. 6C Componentenopstelling voor uitgangsstromen groter dan 500 mA.*
*afb. 7 Het IC 723 als zwevende spanningsregelaar, zowel voor hoge positieve uitgangsspanningen als voor (hoge) negatieve uitgangsspanningen.*
*afb. B De universele print.*



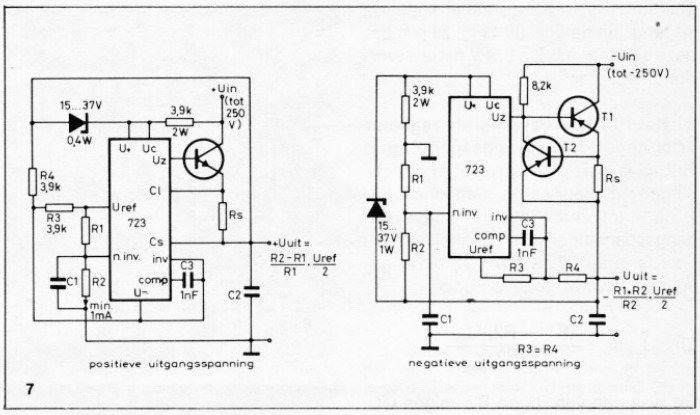
b

het toevoegen van een kleinvermogenstransistor zoals de BD137 zijn uitgangsstromen (bij koeling van de BD137) mogelijk tot 0,5 A. Een combinatie van een BD135 en een 2N3055 maakt het mogelijk stroomsterkten tot 2 A af te nemen en bij een goede koeling nog wel hoger ook. Deze toevoegingen zijn bij beide voorgaande basisschakelingen toe te passen, waarbij aan de rest van de schakeling niets hoeft te worden veranderd, behalve dat de weerstand Rs natuurlijk lager mag worden gekozen.

## Universele print voor de basisschakelingen

Alle basisschakelingen 1, 2 en 3 zijn op te bouwen met het in afb. 5 weergegeven printje. Uit de componentenopstellingen uit afb. 6 blijkt dat alle in afb. 2, 3 en 4 getekende componenten op de print zijn te plaatsen. Juist met dit doel hebben de componenten dezelfde nummering gekregen, al zijn ze niet in iedere basisschakeling nodig. Afhankelijk of basisschakeling 1 of 2 wordt toegepast zal R2 of R4 moeten worden weggelaten. Ook de instelpotmeters P1 en P2 zullen niet altijd nodig zijn, waarbij de aansluitpunten met een draadbrug moeten worden verbonden. De uitgangstransistoren T1 en T2 kunnen worden weggelaten, vandaar dat drie componentopstellingen zijn gegeven. Voor de transistor T1 is op de print ruimte voor een U-vormig koelplaatje, de transistor T2 moet op een grotere koelplaat naast de print worden gemonteerd (zie afb. B). Bij toepassen van T2 is het niet nodig T1 te koelen, gewoon op de print schroeven is voldoende. Om de referentiespanning ook nog ergens anders voor te kunnen gebruiken is op de print een extra aansluitpunt voor de referentiespanning aangebracht, daarbij moet wel op de maximale stroom van 15 mA gelet worden die de referentiespanning mag leveren.

Met de basisschakelingen en de universele print hiervoor is het gat dat de drie- en vierpens spanningsregelaars achterlieten wel gedicht, voor alle in het algemeen voorkomende voedingsproblemen is nu wel een oplossing gevonden. Uit het volgende zal blijken dat het IC 723 zich ook nog voor andere toepassingen leent.




7

## Afwijkende uitgangsspanningen

**1. Het IC 723 als zwevende regelaar voor hoge positieve ingangsspanningen**

Zoals uit de gegevens blijkt is het gebruik van het IC 723 beperkt tot positieve spanningen van maximaal 37 V. Het IC is echter in staat spanningen tot vele honderden volts te regelen door het IC als zwevende regelaar te gebruiken. Door de negatieve voedingsaansluiting van het IC, V−, aan de uitgangsspanning te hangen, 'zweeft' het IC als het ware boven de uitgangsspanning. De spanning die over het IC komt te staan moet wel met een zener tot een acceptabele waarde worden beperkt, zoals in afb. 7 is te zien. De uitgangsspanning volgt uit de formule:

$$(7)\quad U_{uit} = \frac{(R2 - R1)\, U_{ref}}{2R1}$$

Ook deze formule is afgeleid door de spanningen op de ingangen van de verschilversterker gelijk te stellen. Kiezen we een stroom van 1,08 mA door R1 en R2, dan volgt hieruit voor de waarden van R1 en R2:

$$(8)\quad R1 = 3{,}3\ k\Omega$$

$$R2 = \frac{U_{uit} + {}^1/_2\, U_{ref}}{1{,}08}\ \text{in}\ k\Omega\ ;$$

$${}^1/_2 U_{ref} = 3{,}57$$

De maximale stroom wordt weer begrensd door de weerstand Rs, de stroom door de zenerdiode wordt door R5 begrensd. De maximale te stabiliseren uitgangsspanning wordt door de veiligheid van de constructie bepaald, maar ook door de grootte van de rimpelspanning van de ingangsspanning! De uitgangstransistor die bij deze toepassing nodig is wordt niet uit de $U_{uit}$

*afb. 8 Het uitschakelen van de voeding op afstand.*
*afb. 9 Toepassing als temperatuur-beveiliging van de voeding.*

gestuurd maar via de zenerdiode Uz uitgang. Bij de To-100 behuizing moet deze zener van 6,2 à 6,8 V extern worden aangebracht.

**2. Het IC 723 als zwevende regelaar voor negatieve uitgangsspanningen**

Het IC is ook in staat negatieve spanningen te stabiliseren, van ongeveer −3,5 V tot zeer hoge negatieve uitgangsspanningen. De schakeling hiervoor is in afb. 7 te zien. De uitgangsspanning wordt gegeven door:

$$(9)\quad U_{uit} = -\frac{(R1 + R2)\,U_{ref}}{2R2}$$

De waarden van R1 en R2 volgen uit:

$$(10)\quad R1 = 3{,}3\ k\Omega$$

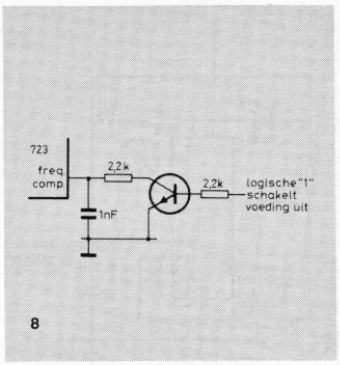
$$R2 = \frac{U_{uit} + 3{,}57}{1{,}08}\ \text{in}\ k\Omega$$

De stroombeperking in het IC is niet bruikbaar voor negatieve uitgangsspanningen, daarom is in afb. 7 een externe transistor aangebracht waarmee stroombeperking mogelijk is (T2 en Rs).

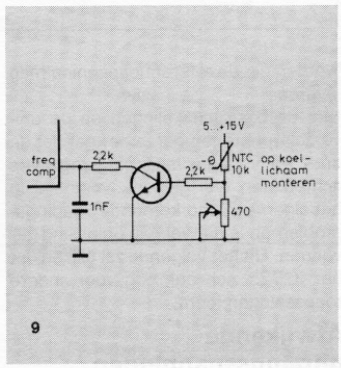
Bij hoge negatieve uitgangsspanningen moet er op worden gelet dat de condensatoren C1 en C2 de uitgangsspanning wel kunnen verdragen, dit geldt ook voor de positieve hoge spanningen. Let u ook op de polariteit.

**3. Uitschakelen van de voeding op afstand**

Zoals reeds bij de bespreking van de werking van het IC is aangegeven kan de frequentiecompensatie-ingang worden gebruikt om in te grijpen op de sturing van de uitgangstransistor. In afb. 8 is te zien hoe het mogelijk is de voedingsspanning die het IC verzorgt, met een logisch signaal aan en uit te schakelen. De transistor wordt door een logische '1' volledig opengestuurd



8



9

en legt de basis van de uitgangstransistor aan aarde, de uitgangsspanning valt dan geheel weg. Een logische '0' op de ingang van de transistor zorgt ervoor dat de uitgang ongemoeid blijft.

In afb. 9 is een toepassing te zien van het op afstand uitschakelen van de voeding. Het IC 723 bezit geen beveiliging tegen te hoge temperaturen. Door de in afb. 9 aangegeven NTC-weerstand op het IC of, als er uitwendige vermogenstransistoren aangesloten zijn, op het koellichaam aan te brengen, zal bij te hoge temperatuur de transistor door de lager wordende weerstand van de NTC-weerstand in geleiding komen en de sturing van de uitgangstransistor wegnemen. De instelpotmeter dient om de temperatuur, waarbij de beveiliging in werking treedt, in te kunnen stellen.

De mogelijkheden van het IC zijn hiermee nog lang niet uitgeput. Het bereikbaar zijn van alle deelschakelingen maakt het aantal toepassingen en variaties zeer groot. Zo moet nog worden genoemd de mogelijkheid om een schakelende voeding rond het IC te bouwen en alternatieve beveiligingsmethoden.

**In het januarinummer van Elektronica ABC treft u o.a. aan:**

Lijst type-goedgekeurde MARC-apparaten
Van Dotje naar Bartje
Digitale klok
Looplicht
Met MARC de lucht in
Veel voorkomende elektronische schakelingen
Beginselen der elektronica 16