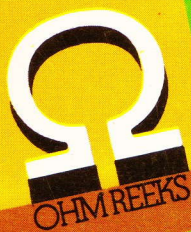


110 OPAMP schakelingen

R. MARSTON



R. M. Marston

110 opamp- schakelingen



De Muiderkring B.V. ~ Bussum

UITGEVERIJ VAN TECHNISCHE BOEKEN EN TIJDSCHRIFTEN

£ 3

110 opamp- schakelingen

Oorspronkelijke titel: 110 Operational Amplifier Projects
for the Home Constructor
Nederlandse bewerking: J.L. Molema

De in dit boek gepubliceerde schakelingen kunnen onderworpen zijn aan de octrooiwet, derhalve is alleen huishoudelijk gebruik toegestaan en mogen de schakelingen niet voor industriële of handelsdoeleinden worden aangewend.

Aan schakelingen en technische gegevens is de grootste zorg besteed.
De uitgeefster kan noch garantie noch juridische of enige andere verantwoordelijkheid aanvaarden voor gevolgen die toe te schrijven zijn aan foutieve opgaven in dit boek.
Wel houdt de uitgeefster zich te allen tijde aanbevolen voor op- en aanmerkingen.

© 1975 R.M. Marston
Verschenen bij Butterworth & Co (Publishers) Ltd. London, 88 Kingsway,
WC2B 6AB

© 1978 De Muiderkring b.v., Bussum

Niets uit deze uitgave mag worden verveelvoudigd en/of openbaar gemaakt door middel van druk, fotocopie, microfilm of op welke andere wijze ook, zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van de uitgeefster.

ISBN 90 6082 145 9

Voorwoord

John Rooday ark.
1978
fl. 18.50

Van de vele nieuwe halfgeleiderprodukten, die in de afgelopen tien jaar op de elektronikamarkt werden geïntroduceerd, is de operationele versterker, kortweg 'Opamp', wel de belangrijkste en zeker de veelzijdigste.

De moderne Opamp is een D.C.-differentiaalversterker met hoge versterkingsfaktor, heeft een of twee hoogohmige ingangen en een laagohmige uitgang, en dat geheel is verkrijgbaar in geïntegreerde vorm. Er zijn legio toepassingen te noemen zowel voor de industrie als voor de doe-het-zelver. In allerlei schakelingen zoals A.C.-versterkers, D.C.-versterkers, oscillatoren, toongeneratoren, en in de meet- en regeltechniek zijn Opamps in gebruik.

Dit boekje is bedoeld voor zowel de elektronika-hobbyist, student en vakman. Met dit doel als uitgangspunt gaat deze uitgave van start met een uiteenzetting van de karakteristieke eigenschappen van de Opamp, en vervolgt dan met een 110-tal nuttige schakelingen, waarin deze component kan worden toegepast. Alle schakelingen zijn ontworpen, gebouwd en aan de tand gevoeld door de schrijver, en strekken zich uit van simpele versterkertjes tot meet- en regelapparatuur van verfijnd gehalte. Het werkingsprincipe van elke schakeling wordt beknopt maar begrijpelijk uitgelegd, terwijl wenken en tips voor de na-bouwer gegeven worden als dit noodzakelijk is.

De oorspronkelijke Engelse uitgave was duidelijk gericht op de Engelse en Amerikaanse lezer. Voor de Nederlandse uitgave werd er naar gestreefd de schakelingen uit te voeren met onderdelen die overal zonder problemen verkrijgbaar zijn.

Alle schakelingen zijn opgebouwd rond de 709- en 741-Opamps terwijl de andere halfgeleiders eveneens goed verkrijgbaar zijn. Tenzij anders vermeld zijn alle weerstanden die worden gebruikt standaard half-watt types.

In het aanhangstel wordt melding gemaakt van de pin-configuratie van zowel de 709 en de 741 in verschillende uitvoeringen, alsmede de aansluitgegevens van de gebruikte transistoren en dioden.

Inhoud

1. Grondslagen en toepassingen	7
2. 25 A.C.- en D.C.-versterkerschakelingen	20
3. 25 schakelingen voor meet- en testapparatuur	48
4. 20 oscillator- en multivibratorschakelingen	77
5. 20 toongenerator- en alarmschakelingen	98
6. 20 schakelingen met relais	116
7. Aanhangsel	137

1 Grondslagen en toepassingen

Opamps waren oorspronkelijk ontworpen om wiskundige bewerkingen uit te voeren in analoge computers, zoals optellen, aftrekken, integreren enz.

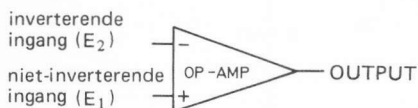
Er zijn echter legio andere toepassingen voor de Opamp zoals D.C.-versterkers, A.C.-versterkers, oscillatoren, toengeneratoren, en meet- en regelapparatuur.

Dit boekje bevat 110 verschillende schakelingen, die gebouwd kunnen worden rond dit veelzijdige component.

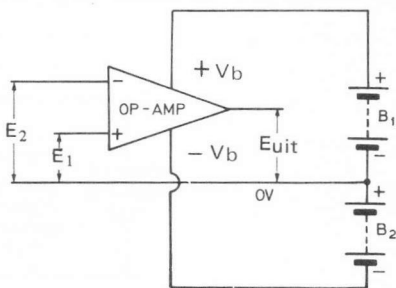
Karakteristieke eigenschappen en basis-schema's

De meeste Opamps hebben een z.g. differentiaal-ingang. Het schema wordt getoond in afb. 1. 1a.

Afb. 1. 1b laat zien hoe we de voedingsspanningen in principe moeten aanleggen. Merk op dat de Opamp werkt met dubbele voeding en een gemeenschappelijke massa, waardoor de uitgang zowel positief als negatief kan worden ten opzichte van de massa.



Afb. 1.1a Schemasympool van de Opamp.



Afb. 1.1b Voedingaansluiting van een Opamp.

De Opamp heeft twee ingangen en heeft direct gekoppelde trappen tussen in- en uitgang. De versterkingsfactor bedraagt in het algemeen ongeveer 100.000 voor signalen met lage frequenties, terwijl de ingangsimpedantie ongeveer 1 M Ω is voor beide ingangen. De uitgangsimpedantie bedraagt enkele honderden ohms.

Een ingang wordt aangeduid met een minteken en wordt inverterende ingang genoemd. De andere ingang wordt aangeduid met een plus-

teken en heet de niet-inverterende ingang. Indien aan de inverterende ingang een positieve spanning wordt gelegd ten opzichte van massa, terwijl de andere ingang met massa is doorverbonden, wordt de uitgang negatief ten opzichte van massa.

Omgekeerd, als we een positieve spanning aan de niet-inverterende ingang leggen en de andere ingang met de massa doorverbinden, zal deingangsspanning niet worden geïnverteerd en de uitgang wordt dus positief ten opzichte van massa.

Als er identieke signalen worden toegevoerd aan de beide ingangen zal de uitgang in het ideale geval nul zijn, omdat door de differentiaalwerking de beideingangssignalen elkaar opheffen.

Opgemerkt kan worden dat de uitgangstoestand van de Opamp-schakeling proportioneel verandert met het verschil tussen de twee ingangen. In formule ziet dat er uit als:

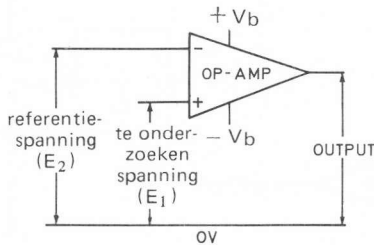
$$E_{uit} = A_0 (E_1 - E_2)$$

waarin A_0 = de open-lus-versterking van de Opamp
(gemiddeld ± 100.000).

E_1 = de spanning op de niet-inverterende ingang

E_2 = de spanning op de inverterende ingang.

Afb. 1. 2a toont een eenvoudige toepassing van de Opamp. Deze schakeling staat bekend als een differentiale spanningsvergelijker, en heeft een vaste referentiespanning, aangelegd aan de inverterende ingang, terwijl een variabele testspanning of de te onderzoeken spanning wordt verbonden met de niet-inverterende ingang.



Afb. 1.2a Eenvoudige differentieële spanningsvergelijker.

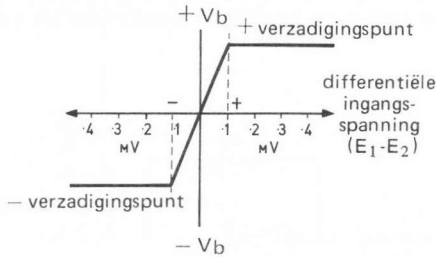
Indien de betreffende spanning een paar honderd microvolts hoger is dan de referentiespanning, zal de uitgang positief worden en wel tot de hoogte van het z.g. verzadigingspunt. Dit ligt doorgaans enkele volts lager dan de voedingsspanning.

Omgekeerd geldt dezelfde redenering: als de spanning aan de niet-inverterende ingang iets lager is dan de referentiespanning, wordt de uitgang negatief in de richting van het verzadigingspunt.

Afb. 1.2b geeft een idee van de spanningsoverdracht karakteristiek van de schakeling die hiervoor werd besproken. Merk op dat de grootte van de **differentiële** ingangsspanning bepalend is voor de grootte van de uitgangsspanning en dat de **absolute waarden** van de beide ingangsspanningen van weinig belang zijn.

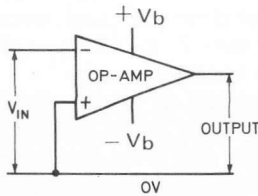
Wanneer bijvoorbeeld de referentiespanning 0,02 % ten opzichte van de te onderzoeken spanning aan de andere ingang, de uitgang van het negatieve naar het positieve verzadigingspunt doen gaan.

De schakeling werkt aldus als een nauwkeurige spanningsvergelijker of balans-detector.



Afb. 1.2b Overdrachtskarakteristiek van de schakeling volgens afb. 1.2a.

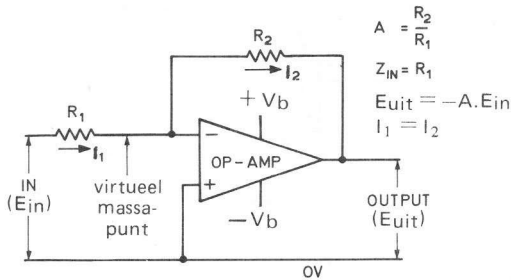
De Opamp kan functioneren als een inverterende D.C.-versterker voor kleine ingangssignalen door eenvoudig de plus-ingang (niet-inverterend) met massa te verbinden en aan de min-ingang (inverterend) het signaal toe te voeren, een en ander volgens afb. 1.3a. De Opamp werkt als 'open-loop'-versterker (open-lus), dat wil zeggen: zonder tegenkoppeling, en geeft op deze wijze een spanningsversterking van ongeveer 100.000. De ingangsimpedantie is ruwweg $1\text{ M}\Omega$. Een nadeel van een schakeling als deze is, dat de parameters worden bepaald door de toegepaste Opamp, en dat kan nogal wat verschillen per exemplaar.



Afb. 1.3a Eenvoudige inverterende open-lus D.C.-versterker.

Een veel meer toegepaste schakeling is die waar de Opamp wordt tegengekoppeld ('closed-loop' oftewel: gesloten lus.) Afb. 1.3b laat zien hoe we door middel van tegenkoppeling een inverterende D.C.-versterker dimensioneren, die een vaste versterkingsfaktor heeft.

Hier liggen de parameters vast door de tegenkoppelweerstanden R_1 en R_2 . De versterking, A , van deze schakeling wordt bepaald door de verhouding van deze weerstanden en is gelijk aan $\frac{R_2}{R_1}$. De versterking is feitelijk onafhankelijk van de eigenschappen van de Opamp, vooropgesteld dat de open-lus versterking (A_0) groot is in verhouding tot de gesloten-lus versterking (A). De ingangsimpedantie van het circuit is gelijk aan R_1 en is eveneens praktisch onafhankelijk van de Opamp-eigenschappen.



Afb. 1.3b Principeschema van een gesloten-lus D.C.-versterker (inverterend).

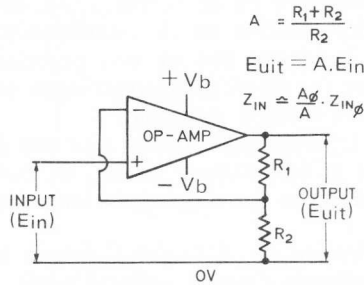
Het verdient aandacht te vermelden dat, ofschoon R_1 en R_2 de versterkingsfaktor van de schakeling als geheel bepalen, zij geen invloed uitoefenen op de karakteristieke eigenschappen van de Opamp zelf, en dat de volledige open-lus versterking ervan nog steeds beschikbaar is tussen min-ingang en de uitgang. Zo behoudt diezelfde ingang nog steeds een hoge ingangsimpedantie, en daardoor vloeit er slechts een uiterst gering deel van de signaalstroom in die inverterende ingang. We kunnen, aldus redenerend vaststellen dat de door R_1 lopende stroom, afkomstig van het ingangssignaal, eveneens door R_2 loopt, en we mogen die signaalstromen, I_1 en I_2 dan ook als gelijk beschouwen, hetgeen in het schema is aangegeven.

Omdat de signaalspanning aan de uitgangskant van R_2 A maal groter is dan die aan de ingangszijde, is de stroom welke R_2 doorloopt, A maal groter dan de stroom die door het ingangssignaal aan de min-ingang wordt geleverd. Daaruit volgt dat, bekeken vanuit de negatieve zijde van R_2 , deze ogenschijnlijk een waarde heeft van $\frac{R_2}{A}$, en het

knooppunt van R1 en R2 zich voordoet als een laagohmig virtueel massapunt.

We kunnen uit de voorgaande beschrijving opmaken, dat het basisprincipe van afb. 1.3b zeer veel mogelijkheden biedt. Versterkingsfactor en ingangsimpedantie kunnen nauwkeurig worden vastgelegd door juiste keuze van R1 en R2, en worden niet beïnvloed door variërende eigenschappen van de Opamp zelf. Hetgeen trouwens ook geldt voor een niet-inverterende D.C.-versterker waarvan afb. 1.4a het schema voorstelt. In deze schakeling is de spanningsversterking gelijk aan: $\frac{(R1 + R2)}{R2}$ en de ingangsimpedantie is gelijk aan: $(A_o/A) \times$

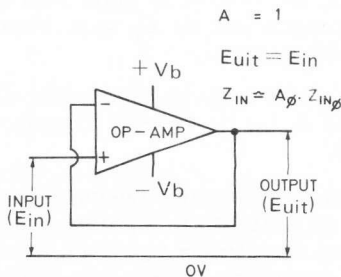
$Z_{in\emptyset}$ waarbij de term $Z_{in\emptyset}$ de openlus-ingangsimpedantie van de Opamp voorstelt.



Afb. 1.4a Niet-inverterende D.C.-versterker.

De operationele versterker kan ook worden gebruikt om te dienen als spanningsvolger; door de schakeling van afb. 1.4b toe te passen beschikken we over een niet-inverterende één-maal D.C.-versterker. In dat geval zijn de ingangs- en uitgangsspanning aan elkaar gelijk maar de ingangsimpedantie is zeer hoog en wel ongeveer gelijk aan:

$A\emptyset \times Z_{in\emptyset}$.



Afb. 1.4b Principeschema van een D.C.-spanningsvolger welke 1 x versterkt.

De basis-schakelingen met de Opamp (afb. 1. 2a t/m 1. 4b) zijn alle vermeld als D.C.-versterkers maar kunnen eenvoudig worden aangepast voor A.C.-gebruik. Opamps vinden hun toepassing ook op ander terrein dan eenvoudige versterkerschakelingen. Ze kunnen functioneren als precisie-fasedraaiers of -splitsers, als optellers of als actieve filters; ze worden benut in selectieve versterkers en oscillatoren; ook precisie gelijkrichters, zowel enkelfasige als dubbelfasige worden met behulp van Opamps opgebouwd.

Een breed scala van nuttige toepassingen wordt beschreven in de volgende hoofdstukken van dit boekje.

Opamp parameters

Een ideale operationele versterker zou een oneindig hoge ingangsimpedantie moeten bezitten en de uitgangsimpedantie zou nul moeten zijn. De versterkingsfactor en de bandbreedte zouden oneindig groot moeten zijn. Tenslotte zou er een perfecte gelijkvormigheid moeten bestaan tussen in- en uitgangsspanningen terwijl faseverschuiving uit den boze moet worden genoemd.

In de praktijk zullen Opamps bij lange na niet aan de idealen voldoen: de versterkingsfactor is nu eenmaal eindig, de bandbreedte beperkt, en fasegelijkloop tussen in- en uitgang is lang niet bij elke Opamp goed te noemen.

Dientengevolge worden op de 'data-sheet' (noem het maar 'het paspoort') van de betreffende Opamp gedetailleerde gegevens vermeld, welke de diverse eigenschappen aangeven van de Opamp benevens de omstandigheden waaronder deze eigenschappen worden opgemeten. Zo'n lijst van parameters geeft een indicatie, en kan maatgevend zijn voor de toepasbaarheid.

De belangrijkste parameters worden hieronder wat uitvoeriger belicht.

Openlusversterking (open-loop voltage gain): A_0 . Deze waarde geeft de spanningsversterkingsfactor weer tussen ingang en uitgang, en wordt uitgedrukt in een getalswaarde of in decibels. Moderne Opamps hebben een A_0 van ongeveer 100.000, resp. 100 dB.

Ingangsimpedantie, Z_{in} . De waarde is maat voor de impedantie, 'kijkend' in de beide ingangen van de Opamp. Voor moderne Opamps is een waarde van 1 M Ω normaal.

Uitgangsimpedantie, Z_{uit} . De uitgangsimpedantie, die meestal in ohmse waarde wordt vermeld is bij de huidige Opamps laag, en bedraagt ruwweg 100 tot 200 Ω .

Ingangssignaal stroom I_b . De meeste Opamps bevatten ingangen met bipolaire transistoren en onttrekken daardoor een zeer geringe stroom aan de ingangsklemmen. De grootte van deze stroom wordt aangeduid met I_b en bedraagt doorgaans slechts een fractie van een microampère.

Voedingsspanningsgrenzen, V_b . Opamps worden meestal gevoed met een positieve en een negatieve spanning. Ook daar hebben we met grenzen te rekenen; zowel minimum als maximum mogen niet worden overschreden omdat de betreffende Opamp dan niet korrekt werkt, respectievelijk de kans loopt vernield te worden. De limieten liggen bij plus en min 3 volt resp. plus en min 15 volt.

Ingangsspanningsbereik (input-voltage range) $V_{in} (max)$.

De grootte van de ingangsspanning van een Opamp mag die van de voedingsspanning nooit overschrijden, anders kan de zaak defekt raken. Doorgaans wordt de waarde opgegeven als zijnde één tot twee volt minder dan V_b .

Uitgangsspanningsbereik (output voltage range) $V_{uit} (V_o)$.

Als een Opamp overstuurd wordt, zal de uitgangsspanning het verzadigingspunt bereiken en vastlopen op enkele honderden millivolts lager dan de voedingsspanning. Het bereik ligt dus vrijwel gelijk aan de gebruikte V_b en wordt veiligheidshalve meestal één tot twee volt lager opgegeven.

Differentiële ingangsspanning om de uitgang op nul te krijgen (differential input offset voltage) $V_{i\emptyset}$.

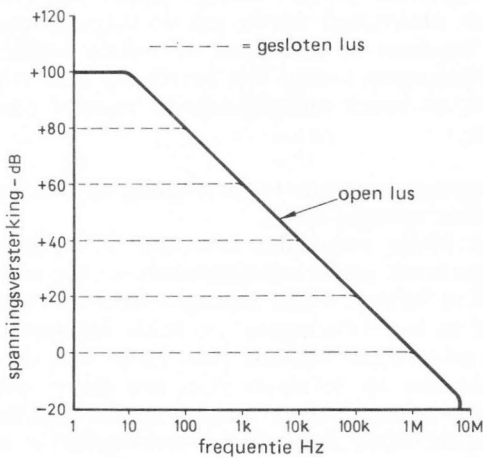
Tengevolge van kleine verschillen binnenin de Opamp zijn de plus- en min-ingangen nooit perfect symmetrisch. In theorie dienen, om de uitgang op nul te krijgen, beide ingangen hetzelfde potentiaal te bezitten. Om dit te bereiken leggen we beide ingangen aan massa en kijken wat er gebeurt. Doorgaans (dat hangt van de schakeling af) blijft de uitgang niet op nul maar is er een zekere uitgangsspanning meetbaar. Met enkele millivolts verschil op de ingangen is dit eventueel te verhelpen. Maar door de versterkingsfaktor van de schakeling rond de Opamp kan zo'n ingangverschil al gauw zo hoog oplopen aan de uitgang, dat het geheel niet meer te gebruiken valt. Gelukkig hebben de meeste Opamps een mogelijkheid om **buiten de ingangen om** dit verschil uit te balanceren. Hoe dit geschiedt, zien we aan het eind van dit hoofdstuk.

Onderdrukking van identieke signalen (Common Mode Rejection Ratio, C.M.R.R.). De ideale Opamp produceert een signaal dat proportioneel is ten opzichte van het verschil tussen de twee signalen aan de ingangen en de uitgang dient op nul te blijven wanneer identieke signalen tegelijkertijd op beide ingangen worden toegevoerd (in het Engels: Common Mode). In de praktijk van de Opamps heffen die twee signalen elkaar niet volledig op maar verschijnt er toch een klein signaal op de uitgang. De 'bereidheid' van een Opamp om gelijke signalen te onderdrukken wordt uitgedrukt in een verhouding, aangeduid met **Common Mode Rejection Ratio (C.M.R.R.)**.

Dit is de verhouding tussen: de versterking van **differentiele** ingangsspanningen, en de versterking van **identieke** spanningen op de ingan-

gen van de betreffende Opamp. C.M.R.R.-waarden van 90 à 100 dB zijn normaal.

Grensfrequentie (Transition-frequency), f_T . Een gemiddelde Opamp bezit een versterking van ongeveer 100 dB bij lage frequenties. Om de stabiliteit te waarborgen is bij open-lus toepassingen het frequentiebereik beknot, en wel zo, dat de versterking afneemt als de frequentie stijgt. Bij het bereiken van de grensfrequentie, aangeduid met f_T is de versterkingsfaktor zelfs gelijk aan 1. Meestal valt de frequentie karakteristiek af met 6 dB per oktaaf of met 20 dB per decade. Afb. 1.5 toont een frequentie karakteristiek van een Opamp met een f_T van 1 MHz, en een A_0 van 100 dB.



Afb. 1.5 Frequentie karakteristiek van de gemiddelde Opamp.

Het is duidelijk, dat wanneer de Opamp in een gesloten-lus-versterker is opgenomen, de bandbreedte van de schakeling afhangt van de gesloten-lus-versterkingsfaktor. Als de versterker 60 dB signaalversterking moet opbrengen, is de bandbreedte beperkt tot 1 kHz, en wanneer de versterker slechts 20 dB versterkt zal de bandbreedte zich uitstrekken tot 100 kHz. Het getal dat de grensfrequentie aangeeft, kan dus dienen als versterking-bandbreedte produkt.

Slew rate, S. Voor deze term bestaat geen goed Nederlands begrip, maar de uiteenzetting zal trachten zowel het verschijnsel als de uitwerking ervan te verduidelijken. Het verschijnsel uit zich in de volgende vorm. Stel, dat we een plotselinge spanningssprong op de ingang toevoeren. De uitgang zal willen volgen of inverteren, maar is gebonden aan een zekere traagheid. De uitgangsspanning heeft even tijd nodig om op peil te komen, een en ander ten gevolge van interne

capaciteiten enz. De bedoelde traagheid die we dus 'slew rate' noemen, wordt uitgedrukt in volt per microseconden ($V/\mu\text{sec.}$).

Waarden van 1 tot $10 V/\mu\text{sec.}$ zijn gebruikelijk.

Een prettige bijkomstigheid van de 'slew rate' (die we (alternatief) de 'zwaaisnelheid' zouden kunnen noemen) is, dat voor kleine uitgangssignalen de bandbreedte groter is dan voor grote uitgangssignalen. De slew rate wordt ook toegepast om van sinusvormige ingangssignalen driehoekgolven te maken; dit geschiedt, als de slew rate-grens wordt overschreden.

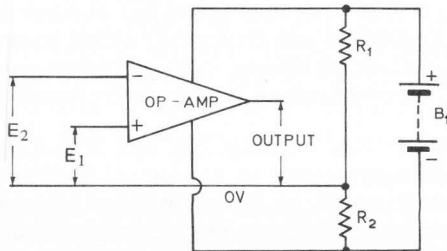
Voedingen voor Opamps

Om naar behoren te kunnen werken hebben Opamps twee voedingsspanningen nodig. Een van deze twee voedingsspanningen moet positief ten opzichte van de massa zijn, de ander negatief. Voorwaarde is dat ook het ingangssignaal de zelfde massa voert. Meestal worden deze voedingsspanningen verkregen door gebruik te maken van twee onafhankelijke voedingsbronnen die zoals getoond in afb. 1.1b, met elkaar zijn doorverbonden. Voor normale toepassingen zijn deze voedingen van het gebalanceerde type, waarbij de voedingsvoltages gelijk in grootte, maar tegengesteld in polariteit zijn.

Opgemerkt dient te worden dat het gebruik van gebalanceerde voedingsspanningen niet altijd noodzakelijk is, en dat ongebalanceerde voedingsspanning gebruikt kan worden in het geval de Opamp-schakeling niet het maximum aan uitgangssignaal behoeft te leveren.

Het is niet noodzakelijk om twee onafhankelijke voedingen te gebruiken om de twee benodigde voedingsspanningen voor de Opamp te leveren, omdat het mogelijk is die twee spanningen te betrekken uit een enkelvoudig voedingsapparaat dat aangepast is.

Afb. 1.6a toont een methode om dit te doen. Er wordt een spanningsdeler bestaande uit R_1 - R_2 geschakeld over de enkelvoudige voedingspanning, terwijl het knooppunt tussen de twee weerstanden gebruikt

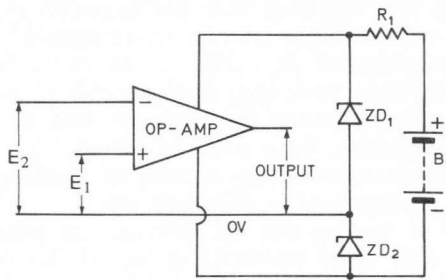


Afb. 1.6a Op deze wijze wordt de Opamp met behulp van een spanningsdeler ingesteld als slechts een enkele voedingsspanning beschikbaar is.

wordt als gemeenschappelijke massa, eveneens voor het inkomend signaal. Op deze wijze ontstaat aan de bovenzijde van R1 een positieve, en aan de onderzijde van R2 een negatieve voedingslijn.

Voor D.C.-toepassingen moeten de waarden van R1 en R2 zodanig gekozen worden dat de ruststroom door deze weerstanden vele malen groter is dan de piekuitgangsstroom die wordt betrokken van de Opamp output, omdat deze weerstanden feitelijk in serie met de output staan. In gevallen waar de Opamp hogere uitgangstromen te leveren heeft zal deze methode problemen opleveren, en wel in de vorm van onaanvaardbaar hoge stromen door R1 en R2.

Een manier om dit probleem te omzeilen is de beide weerstanden te vervangen door een zenerdiode-schakeling, zoals aangegeven in afb. 1.6b.

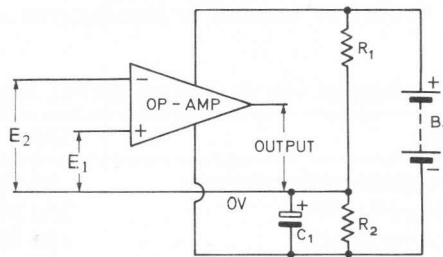


Afb. 1.6b Instelling van de Opamp met behulp van een zenerdioden-spanningsdeler.

De zenerdioden vormen een lage dynamische impedantie in serie met de Opamp-output, zodat in dit geval de ruststroom slechts weinig groter hoeft te zijn als de maximale uitgangsstroom van de Opamp zelf; de ruststroom kan worden ingesteld (R1). De twee enkelvoudige voedingschakelingen die we tot nu toe hebben gezien zijn ontworpen om D.C.-versterkers te voeden, en ze dienen dan ook vrij hoge ruststromen te kunnen leveren omdat zowel het signaal- als de voedingsstroom beide gelijkstromen zijn en door de zelfde weerstanden vloeien. In het geval van A.C.-schakelingen kunnen andere voedingsnetwerken worden gebruikt, en ruststromen kunnen lager worden gekozen.

Afbeelding 1.7 toont een methode om een A.C.-Opamp vanuit een enkelvoudige voedingspanning te voeden. Ook hier wordt de spanningsdeler bestaande uit R1 en R2 aangesloten over een enkelvoudige voedingsbron terwijl het knooppunt van deze weerstanden fungeert als massa voor het inkomende signaal. Maar in dit geval wordt R2 geschunt door een grote condensator (C1), die een grote waarde heeft. Het gevolg hiervan is dat er een zeer lage A.C.-impedantie bestaat tussen de massalijn en de negatieve voedingslijn (via de lage impe-

dantie van C1), en tussen de massalijn en de positieve voedingslijn (via de lage inwendige weerstand van de voedingseenheid B1 in serie met C1), en de waarde van de A.C.-uitgangsstroom van de Opamp wordt dus niet beïnvloed door de waarden resp. ruststromen van R1 en R2.



Afb. 1.7 Instelling van de Opamp wanneer gebruik gemaakt wordt van enkelvoudige voedingsspanning, voor A.C.-toepassingen.

In feite is de enige vereiste dat de ruststromen door R1 en R2 groot zijn ten opzichte van de ingangsstroom-parameter (I_b) van de Opamp, en meestal liggen die ruststromen in de orde van enkele micro-ampères.

Opamps in de praktijk: μA 709 en μA 741

Vele typen operationele versterkers zijn in de handel verkrijgbaar. Enkelen zijn specifiek ontworpen om te dienen als hoog-frequent-versterkers, anderen zijn zo ontworpen dat ze zeer hoge input-impedanties hebben of buitengewoon ongevoelig zijn voor temperatuurwisselingen, weer anderen zijn eenvoudig voor algemeen gebruik. Twee van de meest bekende types voor algemeen gebruik zijn de μA 709 en de μA 741, en de belangrijkste parameters van deze twee componenten zijn vermeld in tabel 1.1. Beide typen worden door een groot aantal fabrikanten geleverd, onder verschillende codenummers die uiteen kunnen lopen van een simpel drie-cijferig nummer tot een ingewikkelde code, terwijl ook de behuizing in meerdere variëteiten voorkomt.

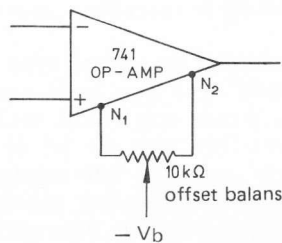
De 709 Opamp is een lichtelijk verouderd type operationele versterker van de 'tweede generatie'. Dit type heeft een aantal minder prettige eigenschappen, maar wordt nog steeds veelvuldig gebruikt. Eén van de minder prettige verschijnselen die bij de 709 voorkomt staat bekend als 'input-latch-up', waarbij het ingangscircuit geblokkeerd raakt wanneer geen speciale maatregelen genomen worden met betrekking tot hetingangssignaal en het ingangscircuit, tevens kan de Opamp vernield worden als het uitgangscircuit per ongeluk wordt kortgesloten. Tenslotte is het mogelijk dat de 709 de neiging vertoont om parasitaire oscillaties op te wekken wanneer hij gebruikt wordt als

lineaire versterker, en er dienen maatregelen zoals externe frequentie-compensatie te worden genomen om de stabiele werking te garanderen. Een belangrijk voordeel van de 709 Opamp is dat de slew rate groter is, en dat de bandbreedte die van de 741 Opamp overtreft. In dit boek wordt de 709 slechts in enkele schakelingen toegepast en wel hoofdzakelijk om zijn goede schakeleigenschappen, zodat de hoge slew rate benut wordt, zonder de nadelen te introduceren van de lineaire werkingwijze.

TABEL 1.1. Eigenschappen van de 709 en de 741 Opamps

	Parameter	709	741
A_o	Open lus spanningsversterking	93 dB	100 dB
Z_{in}	Ingangsimpedantie	250 k Ω	1 M Ω
Z_{uit}	Uitgangsimpedantie	150 Ω	150 Ω
I_b	Ingangs-sigitaalstroom	300 nA	200 nA
V_s (max)	Maximum voedingsspanning	± 18 V	± 18 V
V_i (max)	Maximum ingangsspanning	± 10 V	± 13 V
V_{uit} (max)	Maximum uitgangsspanning	± 14 V	± 14 V
$V_{in\emptyset}$	Differentiële ingangs-offsetspanning	2 mV	2 mV
C.M.R.R.	Onderdrukking identieke signalen	90 dB	90 dB
f_T	Grensfrequentie	5 MHz	1 MHz

De 741 Opamp is een belangrijk verbeterde versie van de 709. Hij behoort tot de 'derde generatie' Opamps. De 741 heeft geen last van het input-latch-up-verschijnsel, heeft een kortsluitvaste uitgang, en heeft een ingebouwde frequentie-compensatie en werkt stabiel als lineaire versterker. De frequentiearakteristiek is identiek aan die van afb. 1.5, en de grensfrequentie (waarbij de versterkingsfactor teruggelopen is tot 1x) is gemiddeld 1 MHz. Er is voorzien in een mogelijkheid om de offset-spanning extern uit te balanceren. Men hoeft slechts een potmeter van 10 k Ω tussen de twee 'offset'-pinnen te plaatsen en de looper door te verbinden met de negatieve voedingslijn, een en ander volgens afb. 1.8.



Afb. 1.8 Met behulp van een instelpotmeter wordt de offsetspanning uitgebalanceerd.

Alle honderdtien in dit boek vermelde schakelingen zijn ontworpen rond de 741 Opamp, en de pin-nummers die in de schema's zijn vermeld hebben betrekking op de zogenaamde 8-pens 'mini-DIL'-uitvoering. Indien Opamps met een andere behuizing worden toegepast, is het mogelijk dat de pin-nummers veranderd moeten worden. Een aantal van de meest voorkomende behuizingen zijn opgenomen in het aanhangsel.

2

25 A.C.- en D.C. versterkerschakelingen

De hoge open-lus spanningsversterking en directe koppeling van Opamps maken het mogelijk deze componenten op velerlei terrein toe te passen in A.C.- en D.C.-versterkersschakelingen. Omdat een Opamp doorgaans over een differentiaal-ingang beschikt, kunnen dit soort versterkereenheden ontworpen worden als zijnde het inverterende, het niet-inverterende of het differentiaal-type.

Wanneer Opamps worden gebruikt als gesloten-lus versterkers dan kunnen de versterkereigenschappen, als gevolg van de hoge versterkingsfactor van de Opamp, worden vastgelegd door de juiste waarde van de externe tegenkoppelcomponenten te kiezen. Door een juiste keuze te maken voor wat betreft het tegenkoppelnetwerk, kunnen Opamps functioneren in schakelingen als lineaire precisie-versterkers, niet-lineaire versterkers, als versterkers met voorkeur voor een bepaald frequentiegebied enz.

Vijfentwintig nuttige schakelingen worden in dit hoofdstuk behandeld, allemaal versterkerschakelingen met de populaire 741, een goedkope Opamp in geïntegreerde vorm, waarvan de pin-aansluitingen in de schema's betrekking hebben op de 8-pens 'dual-in line' uitvoering.

Inverterende versterkerschakelingen

Een Opamp kan functioneren als inverterende versterker door de plus-ingang met massa door te verbinden en het ingangssignaal aan de min-ingang te leggen. Als er gebruik wordt gemaakt van de volle open-lus-versterking zal zo'n schakeling voor laagfrequentsignalen een spanningsversterking van ongeveer 100.000 opleveren, een ingangssignaal van een paar millivolt zal de uitgang in verzadiging sturen. Indien de Opamp als gesloten-lus-versterker wordt toegepast zal de versterkingsfactor afhankelijk zijn van de extern aangebrachte tegenkoppeling, en bijna elke gewenste waarde op het vlak van zowel spanningsversterking als ingangsimpedantie is bereikbaar.

Afb. 2.1a toont het schema van een inverterende D.C.-versterker met een spanningsversterking van 40 dB oftewel 100 maal. In dit schema vinden we de tegenkoppelweerstand R_2 tussen de uitgang van de Opamp en de min-ingang, terwijl het ingangssignaal via R_1 eveneens aan de min-ingang wordt toegevoegd. De plus-ingang ligt via R_3 aan massa.

Er zijn twee belangrijke zaken om bij dit soort schakelingen in gedachten te houden. Ten eerste, dat de feitelijke Opamp een hoge in-

gangsimpedantie bezit (in de buurt van $1M\Omega$), dus vloeit er slechts een zeer gering deel van de signaalstroom in de min-ingang van de Opamp. Het tweede punt om niet te vergeten is, dat de Opamp een zeer hoge open-lus versterking levert. Met deze punten in gedachten gaan we het effect van R2 op de schakeling aan een nadere beschouwing onderwerpen.

R2 is geschakeld als tegenkoppelweerstand tussen de uitgang en de min-ingang van de Opamp. Met punt twee in gedachten kunnen we wel inzien dat een signaal van $100 \mu V$ direkt aan de min-ingang, dus op het knooppunt van R1 en R2, een uitgangssignaal zal opleveren van ongeveer 10 volt, uitgaande van een open-lus versterking van 100.000. Deze spanning staat in feite ook over R2.

Als we doorredeneren, zien we dat de tegenkoppeling tot gevolg heeft, dat R2 zich in feite gedraagt als een veel lagere weerstand met een waarde gelijk aan $R2/A_o$, waarbij vermeld zij dat de faktor A_o de open-lus versterkingsfaktor voorstelt. Deze (lagere) weerstandswaarde staat in feite parallel aan de open-lus ingangsimpedantie van de Opamp, met als gevolg dat de min-ingang zich gaat gedragen als een virtueel massapunt met een lage impedantie. Ofschoon R2 de ingangswaarde van de versterkerschakeling wel beïnvloedt, heeft deze geen effect op de spanningsversterking van de feitelijke Opamp. De versterking van de schakeling (dit in tegenstelling met de spanningsversterking van de Opamp zelf) wordt echter wel veranderd door R1 in de schakeling op te nemen, en wel in serie met de ingangsklem en de min-ingang van de Opamp. Nu vormen R1 en de lage impedantie van het virtuele massapunt een spanningsdeler, die slechts een zeer klein deel van het ingangssignaal aan de min-ingang van de Opamp toevoert, en op deze wijze wordt de versterking van de schakeling als geheel gereduceerd. De uiteindelijke spanningsversterking van de schakeling kan aldus worden geformuleerd:

$$A_v = \frac{R2}{R1 + \frac{R2}{A_o}}$$

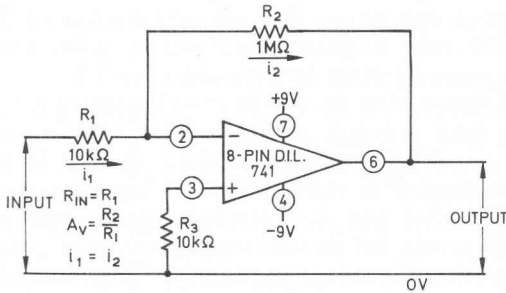
In de praktijk wordt deze formulie verkort tot $A_v = \frac{R2}{R1}$ en wel omdat

de faktor A_o zeer groot is. We mogen stellen dat de versterkingsfaktor van de schakeling van afb. 2.1a gelijk is aan $10^6/10^4 = 100$. En ook hier zien we weer dat de spanningsversterking wordt bepaald door de verhouding van R1 en R2, en blijkbaar niet afhankelijk van de eventuele verschillen in Opamp eigenschappen.

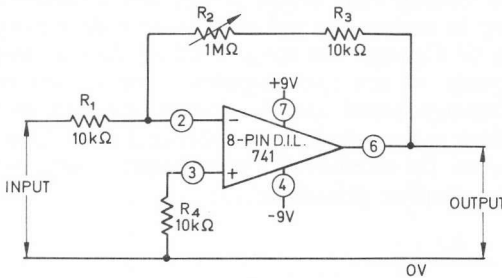
Er zijn nog drie zaken, welke de moeite van het onthouden waard zijn. Ten eerste dient nog eens vermeld te worden dat bij dit soort schakelingen de min-ingang zich gedraagt als 'virtuele massa'. Daardoor is de gangsimpedantie van de schakeling als geheel gelijk aan de

waarde van R_1 . Het logisch gevolg is dat door een aangepaste keuze van de waarden van R_1 en R_2 zowel de gewenste ingangsimpedantie als spanningsversterking kan worden bereikt.

Ten tweede moeten we onthouden dat er slechts een zeer klein stroompje naar de hoogohmige min-ingang vloeit; dientengevolge zal de signaalstroom welke R_1 doorloopt ook door R_2 vloeien. In afb. 2.1a zullen dus de signaalstromen, vermeld als i_1 en i_2 aan elkaar gelijk zijn.



Afb. 2.1a Inverterende D.C.-versterker (100 x).



Afb. 2.1b Inverterende D.C.-versterker met instelbare versterkingsfaktor (1 . . . 100 x).

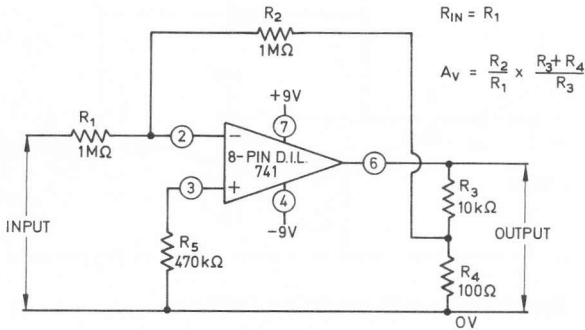
Tenslotte is het belangrijk te weten welke waarde we kiezen voor R_3 , welke de plus-ingang met massa verbindt. Om zo min mogelijk last te hebben van z.g. temperatuur-drift dient R_3 een waarde te hebben welke gelijk is aan de parallelwaarde van R_1 en R_2 .

Het schema van de schakeling volgens afb. 2.1a toont een versterker met vastliggende versterkingsfaktor. We kunnen de schakeling zodanig veranderen, dat de versterking regelbaar wordt en we kunnen dit op een aantal verschillende manieren doen. R_1 kunnen we bijvoorbeeld uitvoeren als regelbare weerstand, hetgeen zowel de versterking als ingangsimpedantie regelbaar maakt, en wel gelijktijdig. Als we daaren-

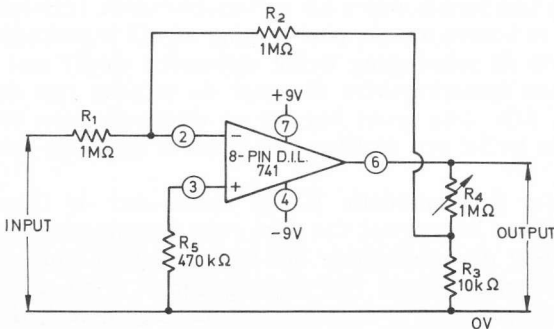
tegen R2 als regelbare weerstand uitvoeren, wordt de versterking regelbaar terwijl de ingangsimpedantie niet wordt gewijzigd. Afb. 2.1b toont ons het schema van de tweede versie, deze schakeling heeft een ingangsimpedantie van 10 kΩ en een spanningsversterking welke regelbaar is van 1 tot 100 maal.

Een variatie op de schakeling van de inverterende D.C.-versterker zien we in afb. 2.2a. In dit schema wordt spanningsdeler R3-R4 over de Opampuitgang geschakeld, terwijl de tegenkoppelweerstand R2 vanaf het knooppunt van R3-R4 naar de min-ingang van de Opamp loopt. Deze configuratie staat het gebruik van zeer hoogohmige weerstandswaarden toe voor zowel R1 als R2, terwijl toch een hoge spanningsversterking wordt bereikt. Als we de versterkingsfactor van de schakeling van afb. 2.2a in formule uitdrukken ziet dat er zo uit:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} \times \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$



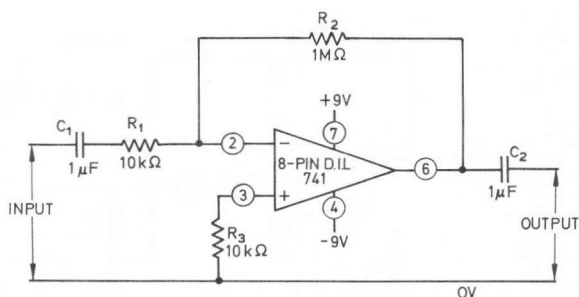
Afb. 2.2a Inverterende D.C.-versterker (100 x) met hoge ingangsimpedantie.



Afb. 2.2b Inverterende D.C.-versterker met instelbare versterkingsfactor (1 ... 100 x) en hoge ingangsimpedantie.

Als we de diverse waarden uit afb. 2.2a invullen dan zien we dat deze schakeling een versterking heeft van 100 maal. De ingangsimpedantie is $1\text{ M}\Omega$. Ook deze schakeling kunnen we veranderen ter verkrijging van een regelbare versterking. Er zijn weer meerdere manieren om dit doel te bereiken. In elk geval moet een van de vier weerstanden regelbaar worden gemaakt, of we dienen de combinatie R1-R2 dan wel R3-R4 uit te voeren als regelbare spanningsdeler. Afb. 2.2b laat zien hoe de versterkingsfaktor kan worden geregeld door middel van R4, bij een constante ingangsimpedantie van $1\text{ M}\Omega$.

De inverterende schakelingen welke tot nu toe werden behandeld zijn bedoeld als D.C.-versterkers. Door in serie met de ingangen en uitgang condensatoren in de schakeling op te nemen, zijn ze ook te gebruiken als A.C.-versterkers. Een voorbeeld hiervan wordt getoond in afb. 2.3.



Afb. 2.3 Inverterende A.C.-versterker (100 x).

Niet-inverterende versterkerschakelingen

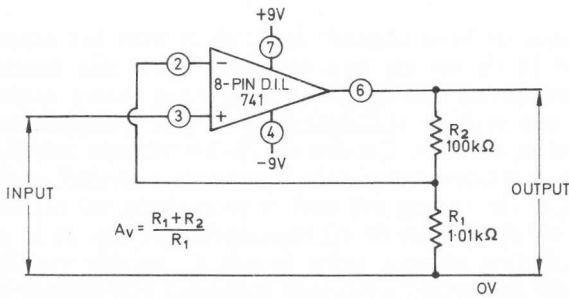
Een Opamp kan functioneren als niet-inverterende versterker door het signaal toe te voeren aan de plus-ingang, terwijl tegenkoppeling wordt toegepast via de min-ingang welke verbonden wordt met het knooppunt van een spanningsdeler die over de uitgang van de Opamp is geschakeld. Afb. 2.4a toont hoe we op deze wijze een versterker dimensioneren welke een vastliggende versterkingsfaktor van 100 maal heeft.

We zien hier de combinatie R1-R2 welke over de Opamp uitgang staat, terwijl het knooppunt van deze twee weerstanden direct verbonden wordt met de min-ingang; het ingangssignaal wordt rechtstreeks aan de plus-ingang gelegd. Het uitgangssignaal is bij een niet-inverterende versterker altijd in fase met het ingangssignaal, dus dat geldt ook voor deze schakeling, waarvan we kunnen vaststellen dat de spanningsversterking wordt bepaald door de verhouding van R1 en R2.

In formulevorm ziet dat er zo uit:

$$A_v = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Deze formule volgend kunnen we stellen, dat, als we de waarde van R_2 terugbrengen naar nul, de versterkingsfactor terugloopt tot een maal, en ook dat wanneer we R_1 kortsluiten de versterkingsfactor theoretisch oneindig hoog wordt. In de praktijk komt het er op neer dat de open-lus versterking van de Opamp als het maximum bereikbare moet worden gezien. De versterking van de schakeling van afb. 2.4a is zoals gemeld, 100 maal.

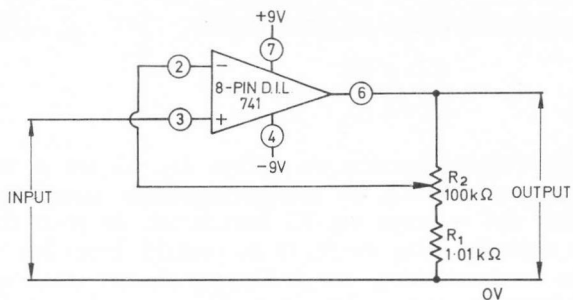


Afb. 2.4a Niet-inverterende D.C.-versterker (100 x).

Een in het oog springend voordeel van de niet inverterende D.C.-versterker is dat de ingangsimpedantie buitengewoon hoog is. Theoretisch is die ingangsimpedantie gelijk aan: het produkt van de open-lus ingangsimpedantie en de open-lus versterkingsfactor, en dit gedeeld door de gesloten-lus spanningsversterkingsfactor. In theorie dus een waarde met zeer veel nullen, in de praktijk is enkele honderden Megohms gemakkelijk haalbaar.

Het basisprincipe van de niet-inverterende D.C.-versterker kan zoals gezegd worden aangepast ter verkrijging van een regelbare versterkingsfactor. We behoeven slechts een van de twee weerstanden uit afb. 2.4a uit te voeren als regelbare weerstand, of beide weerstanden te vervangen door een potentiometer. Afb. 2.4b toont ons het schema van zo'n schakeling, waarvan de versterkingsfactor van 1 tot 100 kan worden gevarieerd door middel van een regelbare weerstand op de plaats van R_2 .

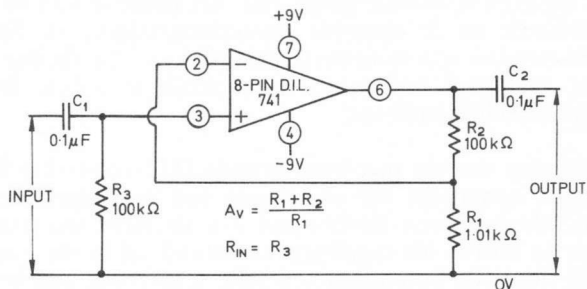
De beide schakelingen van afb. 2.4a en afb. 2.4b vormen het grondprincipe van de niet-inverterende versterker, en kunnen ook weer op verschillende manieren geschikt gemaakt worden om als A.C.-versterkers dienst te doen.



Afb. 2.4b Niet-inverterende D.C.-versterker met instelbare versterkingsfactor (1 ... 100 x).

De meest voor de hand liggende methode is weer het aanbrengen van capaciteiten in de in- en uitgangslijnen, maar dan moeten we een passende weerstand van de plus-ingang naar massa aanbrengen om die ingang een stabiele D.C.-instelling te geven. Een en ander wordt geïllustreerd in afb. 2.5. Zouden we de betreffende weerstand, R3 in het schema, weglaten dan zal de Opamp geen stabiel werkpunt hebben, waardoor de uitgang vrij snel in verzadiging zal raken.

Het zal duidelijk zijn dat de ingangsimpedantie van de in afb. 2.5 getoonde schakeling ruwweg gelijk is aan de waarde van R3, en deze moet omwille van eerder genoemde stabiliteit een relatief lage waarde hebben. De schakeling verliest daarmee een van de aantrekkelijke eigenschappen van de niet-inverterende versterker, namelijk zijn hoge ingangsimpedantie. Het circuit van afb. 2.5 heeft een ingangsimpedantie van slechts 100 kΩ.

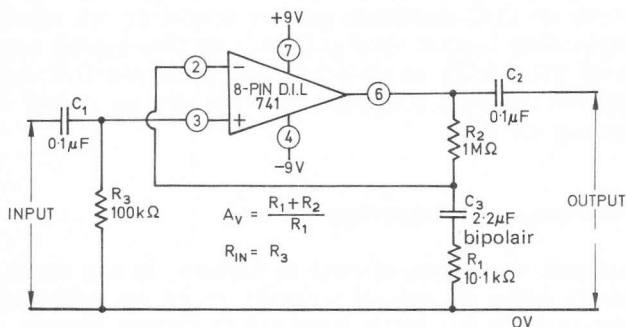


Afb. 2.5 Niet-inverterende A.C.-versterker (100 x).

Een bruikbare variant op het vorige schema zien we in afb. 2.6. Hier wordt een extra condensator in serie geschakeld met de spanningsdeler welke verantwoordelijk is voor de versterkingsfactor. De verbinding tussen R2 en R3 is rechtstreeks met de min-ingang door-

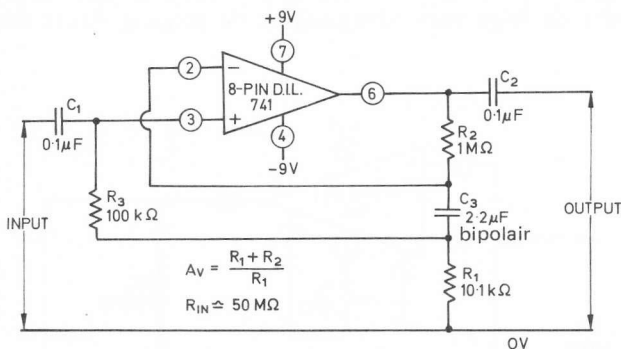
verbonden, en heeft daardoor een uitstekende D.C.-stabiliteit, omdat de D.C.-tegenkoppeling zeer sterk is. De D.C.-spanningsversterking is daarom ook weinig groter dan één maal.

Dit gaat echter niet op voor wisselspanningen, want C3 vormt een nagenoeg ideale doorverbinding tussen R1 en R2, waardoor de A.C.-spanningsversterking weer vastligt door de verhouding tussen R1 en R2. De ingangsimpedantie is weer gelijk aan R3, en heeft een waarde van 100 kΩ.



Afb. 2.6 Niet-inverterende A.C.-versterker (100 x) met gelijkstroom-tegenkoppeling.

De schakeling van afb. 2.6 kan verder worden aangepast ter verhoging van de ingangsimpedantie, en wel op de wijze zoals getoond in afb. 2.7.



Afb. 2.7 Niet-inverterende A.C.-versterker (100 x) met hoge ingangsimpedantie.

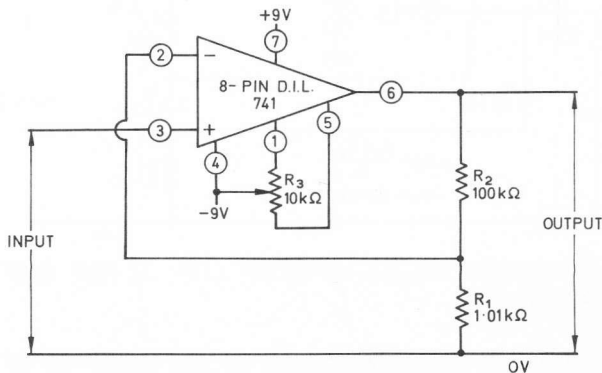
Hier zien we dat de ingangsweerstand R3 van massa wordt losgenomen en aan het knooppunt van C3 en R1 wordt gelegd. Wanneer we de werking nader beschouwen, zien we dat er identieke A.C.-signalen

aanwezig zijn op de plus-ingang van de Opamp en op het knooppunt van C3 en R1, welke deel uitmaken van de spanningsdeler die de versterking bepaalt. Tussen deze twee punten dus gelijke signalen, en als gevolg daarvan loopt er geen signaalstroom door R3, welke zich aldus gedraagt als een vrijwel oneindig hoge weerstand voor het ingangssignaal.

Voor A.C.-ingangssignalen heeft de schakeling van afb. 2.7 dus een zeer hogeingangsimpedantie (in de orde van grootte van 50 M Ω) terwijl tevens de D.C.-stabiliteit goed is omdat er een relatief laagohmige verbinding bestaat voor D.C. van de plus-ingang naar massa (in dit geval 110,1 k Ω), en de schakeling heeft een D.C.-spanningsversterking van ongeveer 1 maal, tengevolge van de vrijwel volledige tegenkoppeling via R2.

Het nut van externe balancering

De operationele versterker, oftewel de Opamp, is een direct gekoppelde eenheid, welke elk signaal versterkt, of dit nu gelijkspanning of wisselspanning is. In het ideale geval zal de Opamp uitgang nul zijn, geen spanning voeren ten opzichte van massa, als de beide ingangen ook met massa zijn verbonden. In de praktijk zal echter de uitgang meestal in verzadiging geraken, zeker als de Opamp werkt als 'open-lus versterker', dit ten gevolge van intern opgewekte spanningen die zich voordoen als een zekere onbalans in het ingangscircuit. Alhoewel deze assymetrie doorgaans een waarde heeft van een of twee millivolt, erg weinig dus, is dat bij open-lus configuraties al niet meer toelaatbaar, omdat de hoge versterkingsfactor de uitgang direct doet 'vastlopen'.



Afb. 2.8 Niet-inverterende D.C.-versterker (100 x) met offset-balancering.

Ook als we de Opamp toepassen in een gesloten-lus versterker wordt deze onbalans versterkt, en wel met een faktor welke gelijk is aan de gesloten-lus waarde. Nemen we als voorbeeld een Opamp schakeling met een versterking van 100 maal, en stellen we de onbalans aan de ingang op 2 millivolt, dan zal de uitgangsspanning zonder ingangssignaal niet nul, maar tweehonderd millivolt bedragen.

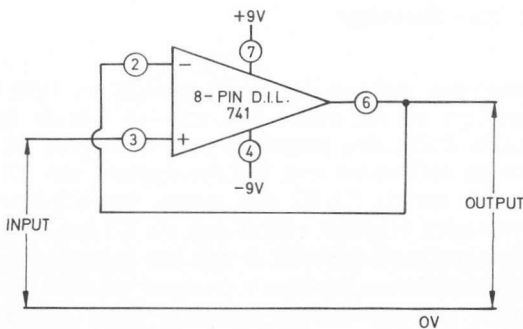
In vele gevallen is dit ontoelaatbaar, reden waarom vele Opamps de mogelijkheid bieden om via een uitwendige voorziening het effect van de onbalans op te heffen. Voor de 8-pens mini-DIL uitvoering van de 741 behoeven we slechts een potmetertje van $10\text{ k}\Omega$ tussen de punten 1 en 5 van de Opamp aan te brengen waarvan we de looper verbinden met de negatieve voedingslijn van de schakeling. Afb. 2.8 geeft een duidelijk beeld van deze mogelijkheid bij een schakeling van een niet-inverterende D.C.-versterker.

Elke schakeling met de 741 kan op deze wijze van een nuttig extra worden voorzien, alhoewel we moeten opmerken dat bij andere behuizingen dan de 8-pens mini-DIL-uitvoering opgelet moet worden, omdat de potmeter dan met andere pen-nummers moet worden doorverbonden.

Spannings-volgerschakelingen

We kunnen de Opamp laten functioneren als precisie-spanningsvolger door hem te schakelen als niet-inverterende versterker met een versterkingsfaktor van één. Afb. 2.9a geeft het principe weer van een nauwkeurige D.C.-spanningsvolger. De ingangsspanning wordt rechtstreeks aan de plus-ingang gelegd, terwijl de min-ingang is doorverbonden met de uitgang. De schakeling wordt dus volledig voor D.C. tegengekoppeld en versterkt dus één maal.

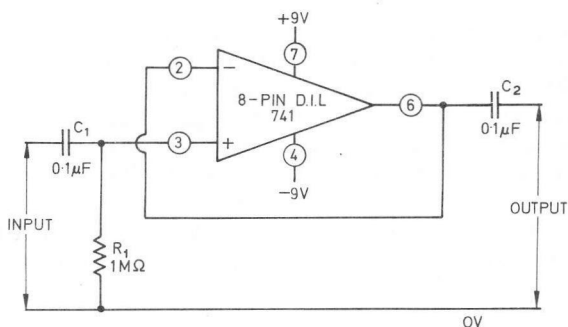
Omdat het circuit niet invertteert is de uitgangsspanning vrijwel gelijk aan de ingangsspanning, we kunnen zeggen dat de uitgang de ingang



Afb. 2.9a D.C.-spanningsvolger.

'volgt'. Het grote voordeel van deze schakeling is de buitengewoon hoge ingangsimpedantie die vele honderden megohms bedraagt, en bovendien ook nog de zeer lage uitgangsimpedantie welke slechts een paar ohm is. De schakeling gedraagt zich als impedantietransformator. In de praktijk kunnen we vaststellen dat de uitgangsspanning van de schakeling van afb. 2.9 deingangsspanning volgt binnen de grenzen welke vastliggen door de gebruikte voedingsspanning; afwijkingen van enkele millivolts kunnen echter voorkomen. Indien een nog grotere nauwkeurigheid gewenst wordt, kunnen we weer gebruik maken van externe balancering (instelpotmeter van $10\text{ k}\Omega$ tussen punt 1 en punt 5 van de Opamp). De spanningsvolger werkt nu binnen een paar microvolts nauwkeurig.

Afb. 2.9b toont hoe de schakeling van afb. 2.9a kan worden gemodificeerd tot A.C.-spanningsvolger. Er worden in de in- en uitgangslijnen capaciteiten opgenomen om eventuele gelijkspanning te blokkeren, en tevens wordt R_1 aangebracht welke borg staat voor een stabiele D.C.-instelling van de Opamp. Door de aanwezigheid van deze weerstand gaat het voordeel van de hoge ingangsimpedantie weer verloren, in deze schakeling is deze slechts $1\text{ M}\Omega$.

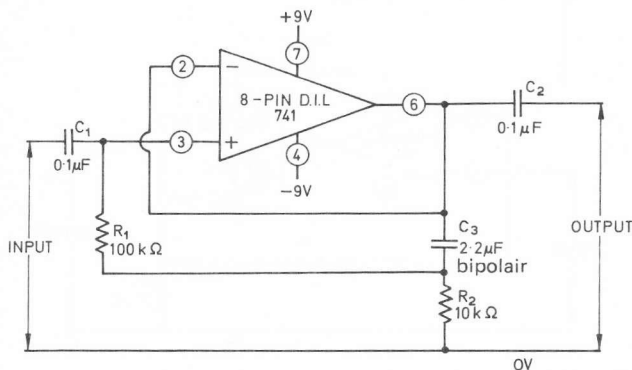


Afb. 2.9b A.C.-spanningsvolger.

Afb. 2.9c is weer een verbetering in dit opzicht en laat zien dat de A.C.-spanningsvolger zo veranderd kan worden dat de ingangsimpedantie zelfs enkele duizenden megohms gaat bedragen. R_1 is losgenomen van massa en verbonden met het knooppunt van R_2 en C_3 . De plus-ingang zit dus nu via R_1 - R_2 aan massa. Op het knooppunt van deze twee weerstanden arriveert echter ook via C_3 het uitgangssignaal. Omdat het uitgangssignaal identiek is aan hetingangssignaal loopt er door R_1 geen signaalstroom, en deze weerstand zal zich dus voor A.C.-signalen gedragen als een vrijwel oneindig hoge impedantie. Deze schakelwijze, waarbij we de waarde van een weerstand schijnbaar 'opkrikken' staat bekend als **bootstrapping**, en deze techniek maakt het

mogelijk dat de betreffende schakeling een ingangsimpedantie vertoont van honderden of zelfs duizenden megohms.

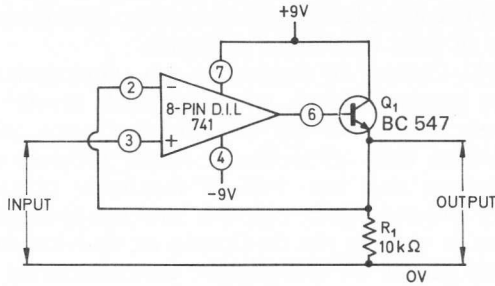
Nu heeft de 741 Opamp de eigenschap om uitgangsströmen te kunnen leveren tot ongeveer 5 mA, en deze waarde moeten we als grens beschouwen voor de tot nu toe behandelde spanningsvolger-schakelingen. We kunnen deze schakelingen echter uitbreiden met een of meer emittervolgers met het doel de maximale uitgangsstroom te vergroten. Deze emittervolgers, ook wel buffertrappen genoemd, schakelen we tussen de uitgang van de Opamp en de feitelijke uitgang van de schakeling als geheel. De uiteindelijke dimensionering van zo'n buffertrap hangt af van de eisen welke we aan het circuit stellen.



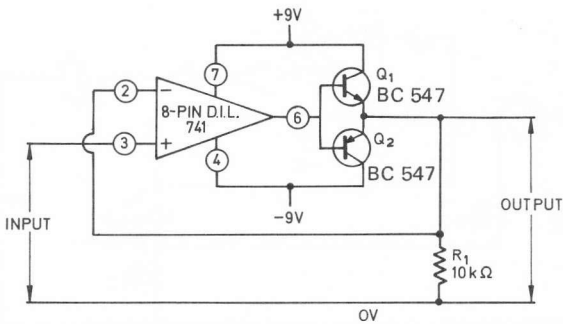
Afb. 2.9c A.C.-spanningsvolger met zeer hoge ingangsimpedantie.

Afb. 2.10a toont ons het schema van een D.C.-spanningsvolger die is uitgerust met een buffertrap. Transistor Q1 is geschakeld als emittervolger en wordt vanuit de Opamp uitgang gestuurd. Een belangrijk punt om te onthouden is dat de tegenkoppeling naar de min-ingang hier wordt betrokken vanaf het emittercircuit van de transistor. Hierdoor wordt de basis-emitter-overgang in de tegenkoppellus meegenomen, met als plezierig gevolg dat de gebruikelijke basis-emitter-spanning van 600 mV verkleind wordt met een factor, welke gelijk is aan die van de open-lus versterking van de Opamp. In de praktijk heeft de transistor dan ook vrijwel geen invloed op de nauwkeurige volgereigenschappen van de schakeling. Het grote voordeel is echter dat we de stroomafname mogen opvoeren tot zo'n 50 mA. Deze grens wordt weer bepaald door de maximum vermogensdissipatie van de BC 547, een gewoon, klein transistortje dat overal goed verkrijgbaar is.

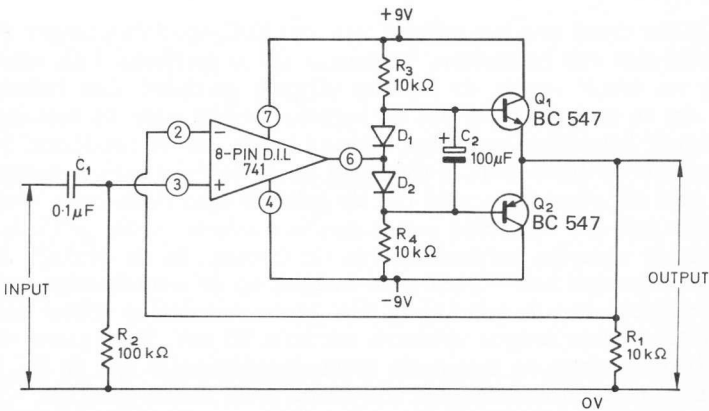
We dienen wel te beseffen dat de schakeling van afb. 2.10a alleen positieve uitgangsspanning kan leveren gezien het feit dat Q1 een NPN-transistor is en dus een positieve sturing nodig heeft. Het circuit is dus alleen bruikbaar voor 'één-richting-verkeer'.



Afb. 2.10a D.C.-spanningsvolger voor positieve spanningen, regelbaar van 0 ... + 8 V bij 50 mA.



Afb. 2.10b D.C.-spanningsvolger voor positieve en negatieve spanningen, regelbaar van 0 ... ± 8 V bij 50 mA.



Opmerking: D1 en D2 = Si-diode

Afb. 2.10c Verbeterde spanningsvolger voor A.C.-toepassingen, uitgevoerd met volgvesterker.

Als we zowel positieve als negatieve spanningen willen 'bewerken' dienen we de schakeling van afb. 2.10b toe te passen. De uitgang kan in dit geval zowel positieve als negatieve stromen leveren tot een waarde van 50 mA continu, en kortstondige (A.C.-)pieken van ongeveer 300 mA.

De werking is eenvoudig. Q1 en Q2 zijn geschakeld als complementaire emittervolger, zodanig dat als de Opamp uitgang positief wordt, Q1 wordt gestuurd en Q2 staat afgeknepen. Q1 levert dan de uitgangsstroom. Omgekeerd zal Q2 gestuurd worden en uitgangsstroom leveren als de Opamp uitgang negatief wordt. In dit geval staat Q1 afgeknepen.

Net als in afb. 2.10a wordt in dit geval de tegenkoppeling betrokken vanuit het emittercircuit van beide transistoren. Ook hier heeft de basis-emitter-overgang nauwelijks invloed op volger-eigenschappen van de schakeling. Toch kan er een kleine verstoring optreden en wel in de nabijheid van nul-niveaus in de uitgangsspanning. Deze treedt op in de vorm van z.g. 'cross-over'-distorsie (nuldoorgangsvorming), speciaal wanneer de schakeling wordt gestuurd met wisselspanning.

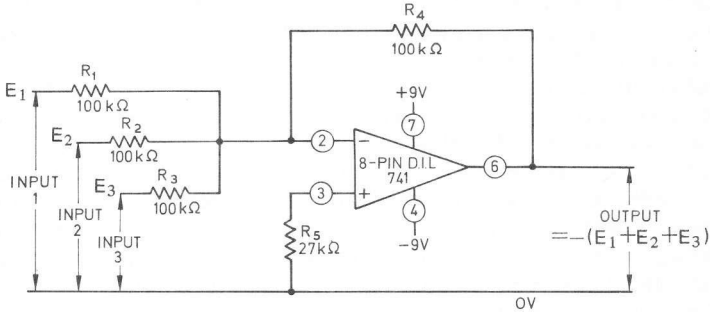
Een aanzienlijke verbetering vinden we in de schakeling van afb. 2.10c. Hier wordt de nuldoorgangsvorming teruggedrongen tot verwaarloosbare grootte door aan de beide eindtransistoren een zekere voorspanning toe te voeren via de spanningsdeler R3-D1-D2-R4. De beide dioden zijn universele silicium type's. Deze schakeling is tevens voorzien van een A.C.-ingang met condensator en lekweerstand, en C2 draagt zorg voor gelijke sturing van de beide transistoren, hetgeen resulteert in minimale vervorming.

Optel-schakelingen

Een operationele versterker kan zodanig geschakeld worden dat hij optelfuncties kan verrichten. We dienen de schakeling op te zetten als inverterende versterker met meerdere ingangen. Als we naar het schema van afb. 2.11 kijken en elk ingangsnetwork individueel beschouwen in combinatie met de tegenkoppelweerstand R4, dan stellen we vast dat we te doen hebben met een inverterende versterker welke één maal versterkt. We hebben reeds eerder opgemerkt dat een belangrijk punt om te onthouden was, dat de ingangsstroom praktisch in zijn geheel (ook) door de tegenkoppelweerstand vloeit. (De min-ingang gebruikt maar een uiterst klein deel immers.) Aldus doorrederend moet het duidelijk zijn dat de totaalstroom door R4 in afb. 2.11 gelijk is aan de som van de drie ingangs-sig-naalstromen die resp. R1, R2 en R3 doorlopen. Omdat alle vier weerstanden gelijke waarden hebben, zal dan ook de uitgangsspanning gelijk zijn aan de som van de drie ingangsspanningen, echter tegengesteld van polariteit. De schakeling van afb. 2.11 kan zodanig worden uitgevoerd, dat de uitgangsspanning gelijk is aan de som van een willekeurig aantal ingangsspanningen, dit is mogelijk door eenvoudig extra ingangsweer-

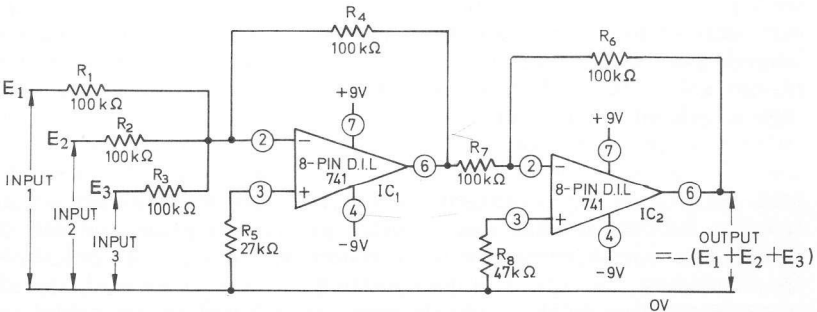
standen aan te brengen. Indien dit gewenst wordt kan de schakeling, behalve optellen, ook nog versterken door de waarde van R_4 te verhogen. De versterkingsfactor kunnen we berekenen met de formule $A_v + R_4/R_{in}$. In deze formule stelt R_{in} de waarde voor van elke ingangsweerstand.

Door in de in- en uitgangslijnen van de schakeling capaciteiten op te nemen is het circuit geschikt voor A.C.-toepassingen. Optelschakelingen van dit type worden vaak toegepast bij zogenaamde 'mixers' in de audio-wereld; het laagfrequent signaal wordt eerst regelbaar gemaakt door middel van een potentiometer, waarna het aan een van de ingangen wordt toegevoerd.



Afb. 2.11 Inverterende spanningsopteller (versterking 1 x).

Het bezwaar van de schakeling van afb. 2.11 is wel, dat de inverterende versterker de polariteit van de ingangssignalen omdraait. We kunnen dit verhelpen door nogmaals te inverteren, zodat de resultaten een echte optelsom te zien geven. Een extra inverterende versterker met een versterking van één maal wordt achter het circuit van afb.2.11 geschakeld; het complete schema vinden we in afb. 2.12.

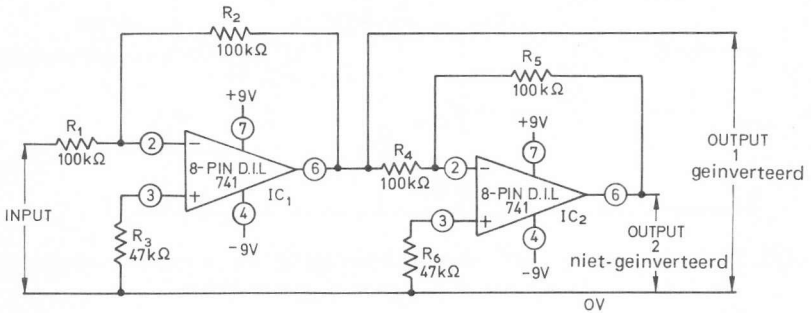


Afb. 2.12 Niet-inverterende spanningsopteller (versterking 1 x).

Fase-splitters

Een tweetal Opamps kan zodanig worden geschakeld, dat het circuit funktioneert als een nauwkeurige balans-fasedraaier. We behoeven de twee individuele Opamps slechts als inverterende éénmaal-versterker achter elkaar te schakelen zoals aangegeven in afb. 2.13. De uitgang van IC₁ wordt direkt doorverbonden met de ingang van de tweede versterkerschakeling. De uitgang van deze inverterende trap is wederom gelijk in amplitude maar tegengesteld in fase vergeleken met het uitgangssignaal van de eerste IC-trap. De beide uitgangen zijn naar buiten gevoerd en we vinden daarop nauwkeurig aan elkaar gelijke signalen, die dezelfde amplitude hebben als het ingangssignaal, maar tegengestelde polariteit (oftewel: fase) bezitten. Op deze wijze werkt het hele circuit als precisie-fasesplitser.

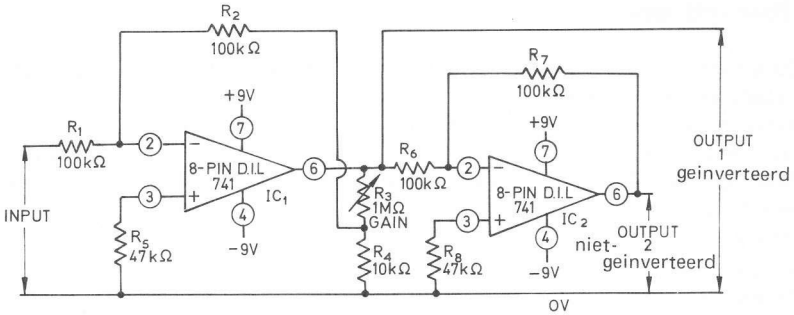
We kunnen de bewuste schakeling nog een extra karweitje laten opknappen. Door de versterkingsfactor van IC₁ op te voeren kan de fasesplitser ook nog versterken.



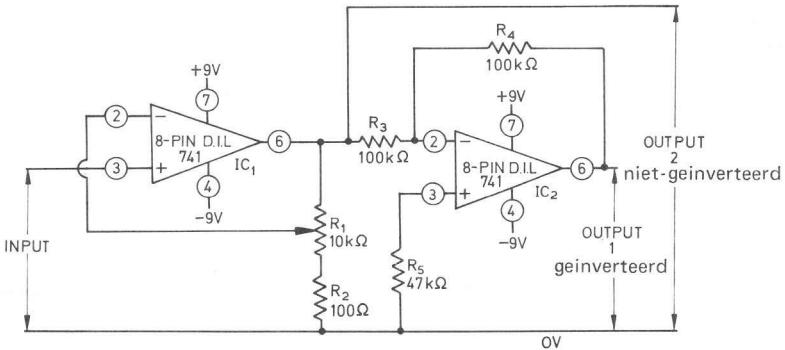
Afb. 2.13 D.C.-fasesplitser met balansuitgang (versterking 1 x).

We kunnen dat bereiken door de schakeling aan te passen volgens afb. 2.14. De uitgang van IC₁ levert het versterkte signaal aan de tweede inverter, die het signaal nogmaals omkeert. De versterkingsfactor kan door middel van de potmeter van 1 MΩ gevarieerd worden tussen één en honderd.

Beide schakelingen hebben een ingangsimpedantie van 100 kΩ. Voor bepaalde schakelingen kan een veel hogere waarde van belang zijn. In die gevallen kan de schakeling van afb. 2.15 uitkomst bieden. De ingangsimpedantie van de niet-inverterende eerste trap bedraagt vele honderden megohms, terwijl de versterking regelbaar is van één- tot honderd maal. De tweede trap is geschakeld als inverterende éénmaal-versterker en levert dus een uitgangssignaal dat even groot (maar in tegenfase) is als het uitgangssignaal van IC₁.



Afb. 2.14 D.C.-fasesplitser met balansuitgang en regelbare versterking (1 ... 100 x).



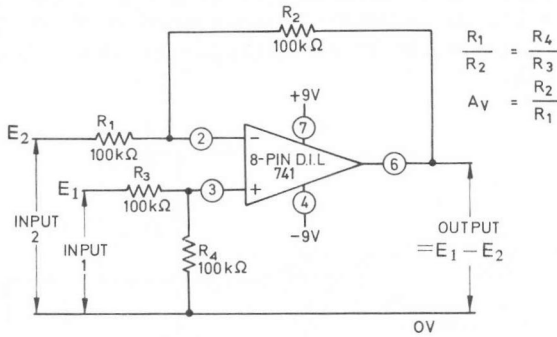
Afb. 2.15 D.C.-fasesplitser met balansuitgang en regelbare versterking (1 ... 100 x) met zeer hoge ingangsimpedantie.

Differentiaal-versterkers

Operationele versterkers zoals de 741 zijn voorzien van een invertende en een niet-invertende ingang, en kunnen zonder meer worden gebruikt als differentiaal- (= verschil)versterkers. Een verschilversterker heeft een uitgangssignaal dat proportioneel is aan het verschil tussen de twee ingangssignalen, d.w.z. de waarde van het ene signaal minus die van het andere. Op deze wijze kunnen dit soort schakelingen functies als aftrekken vervullen. Afb. 2.16 toont het schakelschema van een verschilversterker met een versterking van één maal. Het circuit werkt als een inverterende trap voor wat betreft de ene ingang, en als niet-inverterende trap voor de andere.

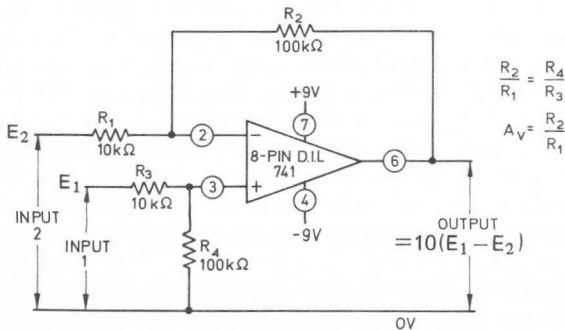
Kijken we eerst naar het ingangscircuit dat wordt gevormd door R3 en R4, dan zien we dat slechts de helft van het ingangssignaal de plus-ingang bereikt. Verbinden we tijdelijk het vrije einde van R1 met

massa, dan werkt de Opamp als een niet-inverterende versterker met een versterkingsfaktor welke 2 bedraagt. Op deze wijze wordt het bewuste ingangssignaal toch één maal versterkt. Beschouwen we de inverterende ingang dan zien we een gewone 1x-versterker welke inverteert. De tegenkoppeling komt op de gebruikelijke wijze tot stand via R₂, terwijl de plus-ingang feitelijk aan massa ligt via R₄. We kunnen constateren, dat het uitgangssignaal gelijk is aan het verschil van de signalen welke toegevoerd worden aan de plus-ingang resp. de minus-ingang.



Afb. 2.16 D.C.-differentiaalversterker of verschilversterker (versterking 1 x).

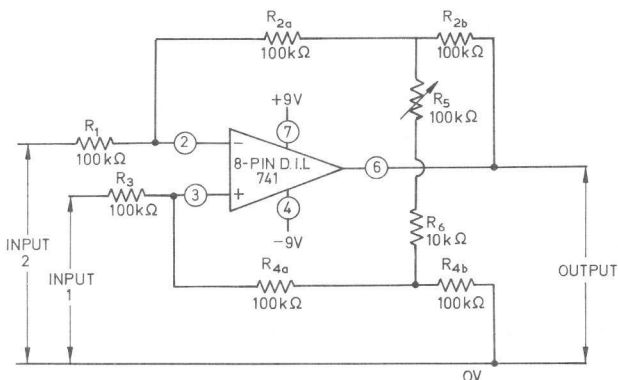
Ook kan de schakeling, indien gewenst, versterken. We kunnen dit bereiken door de waarden van de spanningsdelers aan beide ingangen aan te passen. Het is mogelijk elke gewenste waarde toe te passen, mits er op wordt gelet dat de verhouding van R₁ en R₂ dezelfde is als die van R₃ en R₄. De versterking wordt dan gelijk aan R₂/R₁. Het schema van een aldus opgezette 10x-verschilversterker vinden we in afb. 2.17.



Afb. 2.17 D.C.-differentiaalversterker met een versterkingsfaktor 10.

Tenslotte is het ook nog mogelijk om de versterkingsfactor van een verschilversterker regelbaar te maken. We bekijken het schema van afb. 2.18 waarin we door middel van een regelbare weerstand de versterking kunnen variëren van 4x tot 22x. Als we de schakeling goed in ogenschouw nemen zien we dat R2 en R4 in het midden zijn afgetakt en via een regelbare weerstand R5 zijn doorverbonden. Als R5 wordt ingesteld op maximale waarde zal de schakeling vier maal versterken, indien de weerstand wordt teruggedraaid naar 0Ω zal de spanningsversterking 22 maal bedragen.

De drie verschilversterker-schakelingen van afb. 2.16, 2.17 en 2.18 zijn bedoeld voor D.C.-toepassingen, maar kunnen eveneens met behulp van condensatoren in de in- en uitgangslijnen voor A.C.-doeleinden worden gebruikt.



Afb. 2.18 Instelbare verschilversterker (4 . . . 22 x) voor D.C.-toepassingen.

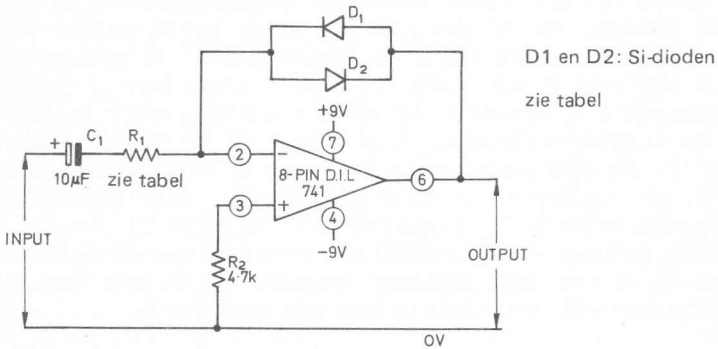
Een niet-lineaire versterkerschakeling

Alle tot nu toe behandelde schakelingen in dit hoofdstuk waren bedoeld om hetzij een vaste dan wel een regelbare versterking te leveren. Doch in beide gevallen lag de versterkingsfactor, welke eenmaal werd ingesteld vast. De tegenkoppeling door middel van weerstanden was telkenmale verantwoordelijk voor een lineair gedrag. We kunnen echter dit lineair gedrag wijzigen door het plaatsen van niet-lineaire elementen in het tegenkoppelcircuit van een Opamp schakeling.

In afb. 2.19 zien we het schema van een specifiek niet lineaire versterkerschakeling. De verhouding van in- en uitgangsspanning is beslist geen vastliggende maar varieert met de grootte van het ingangssignaal.

De verhouding is in dit geval semi-logaritmisch. We bereiken dit door het opnemen van twee anti-parallel geschakelde dioden, D1 en D2, in de tegenkoppellus. Het principe berust op het verschijnsel dat door-gangsstroom van een siliciumdiode ongeveer een logaritmisch verband

heeft met de spanning welke over de diode staat. Als een klein span-
ninkje wordt aangelegd zal de stroom door de diode uiterst gering zijn
en gedraagt zich als een weerstand van zeer hoge waarde. Verhogen
we de spanning een beetje dan zal de stroomdoorgang veel groter wor-
den en de diode zal zich als een veel lagere weerstand gedragen. Nog
iets meer spanning over de diode en de stroom zal zo groot worden,
dat de diode zich als een vrijwel perfecte kortsluiting zal manifeste-
ren. Aldus doorredenerend kunnen we met dioden in de tegenkoppel-
lus de versterkingsfaktor laten hangen van de grootte van het in-
gangssignaal. Een kleine ingangsspanning zal veel versterkt worden
omdat de dioden zich gedragen als een zeer hoge tegenkoppelwee-
erstand, een groot signaal zal weinig worden versterkt omdat de dioden
zich als lage weerstand zullen gedragen. De feitelijke versterking zal
afhangen van onder meer de waarde van de ingangsweerstand R_1 . De
tabel in afb. 2.19 geeft een beeld van de gemeten prestaties van het
prototype bij gebruik van twee verschillende ingangsweerstanden. Bij
gebruik van $1\text{ k}\Omega$ op deze plaats geeft de schakeling 600 mV af bij
 10 V ingangssignaal, en 330 mV bij 10 mV . We constateren dat de
uitgangsspanning nauwelijks verdubbelt, als we het ingangssignaal ver-
duizendvoudigen. Wel dienen we op te merken dat de schakeling blok-
golven afgeeft indien we sinusvormige ingangsspanningen toevoeren.



INPUT VOLTS (R.M.S)	$R_1 = 1\text{ k}\Omega$		$R_1 = 10\text{ k}\Omega$	
	V_{out} (R.M.S)	GAIN	V_{out} (R.M.S)	GAIN
1 mV	110 mV	X 110	21 mV	X 21
10 mV	330 mV	X 33	170 mV	X 17
100 mV	450 mV	X 4.5	360 mV	X 3.6
1V	560 mV	X 0.56	470 mV	X 0.47
10V	600 mV	X 0.07	560 mV	X 0.056

Afb. 2.19 Niet-lineaire A.C.-spanningsversterker. De tabel geeft aan hoe de schakeling bij verschillende waarden van R_1 en uiteenlopende ingangsspanningen reageert.

Dit type schakeling is bij uitstek geschikt om te worden gebruikt als A.C.-balans-detector. In dat geval wordt de uitgang van het circuit verbonden met een A.C.-millivoltmeter, welke is ingeschakeld op bijvoorbeeld het 1 V- of 300 mV-bereik. De uitgangsspanning van een A.C.-meetbrug kan over zeer grote gebieden variëren tussen gebalanceerde en ongebalanceerde toestand, en het is dan ook vaak noodzakelijk om de bereikschakelaar van het toegepaste meetinstrument veelvuldig te bedienen. Door toepassing van een niet-lineaire versterker tussen de bruguitgang en de meter in kwestie kan dit omschakelen vervallen omdat deze niet lineaire versterkertrap enorme verschillen terugbrengt tot waarden welke binnen één enkel bereik van een millivoltmeter zijn te verwerken.

Constant-volume versterkerschakelingen

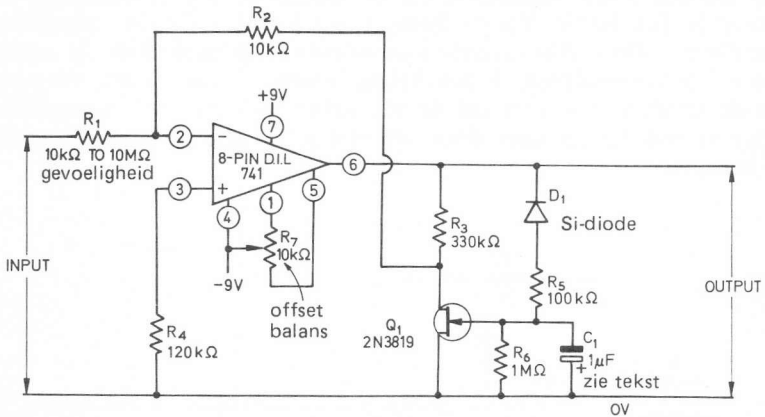
De schakeling welke is weergegeven in afb. 2.19 levert een uitgangssignaal dat binnen zekere grenzen een constante amplitude bezit. Het probleem van de vervorming werd reeds eerder genoemd. Voor bepaalde toepassingen kan het echter gewenst en zelfs noodzakelijk zijn om te beschikken over een schakeling welke uitgangsspanningen produceert van gelijke amplitude maar dan wel zonder dat er vervorming wordt geïntroduceerd. Zo'n schakeling kan gerealiseerd worden als we beschikken over een zichzelf instellend, spanningsgestuurd en óók nog lineair element, dat we dan opnemen in de tegenkoppellus van een inverterende versterker. Een schakeling waarin we dit principe toepassen is afgebeeld in afb. 2.20a. De Opamp wordt hier geschakeld als inverterende D.C.-versterker, terwijl de versterking wordt bepaald door een spanningsdeler die in dit geval bestaat uit R3 en veld-effekt-transistor Q1. De FET wordt hier gebruikt als spanningsgestuurde 'weerstand', de instelling ervan wordt bepaald door uitgangsspanning van de Opamp, welke de FET bereikt via D1, R5, R6 en C1. Zonder stuurspanning gedraagt de FET zich als een weerstand van enkele honderden ohms. Als er een grote negatieve spanning aan de gate van de FET wordt toegevoerd vormt deze in feite een open circuit.

Volgen we bijvoorbeeld een klein ingangssignaal op zijn weg door de schakeling, dan zal de Opamp dit signaal eerst versterken; er komt dus een betrekkelijk klein signaal op de Opamp uitgang en er zal dus ook weinig sturing op de gate van de FET arriveren. Daardoor zal deze zich gedragen als een laagohmige weerstand. De potentiometerwerking van R3 en de FET zal dus zodanig zijn, dat de tegenkoppeling via R2 zeer klein is en de Opamp zal dus meer gaan versterken. Dit zal resulteren in een groter uitgangssignaal.

Aan de andere kant zal zo'n groot signaal ook zorgdragen voor meer sturing van de FET. En dat zal tot gevolg hebben dat deze zich hoogohmig gaat gedragen. Dan zal er meer terecht komen van de tegenkoppeling omdat de serieschakeling van R3 en Q1 de aansturing van de

tegenkoppellus nu op hoger niveau brengt. Omdat meer tegenkoppeling tot gevolg heeft dat de versterking afneemt, zal de Opamp een groot signaal weer minder gaan versterken.

Resumerend kunnen we stellen dat grote signalen weinig, en kleine signalen veel versterkt zullen worden, terwijl voor beide geldt dat het uitgangssignaal zich instelt op een vrij constante waarde, zonder dat er merkbare vervorming plaatsvindt.



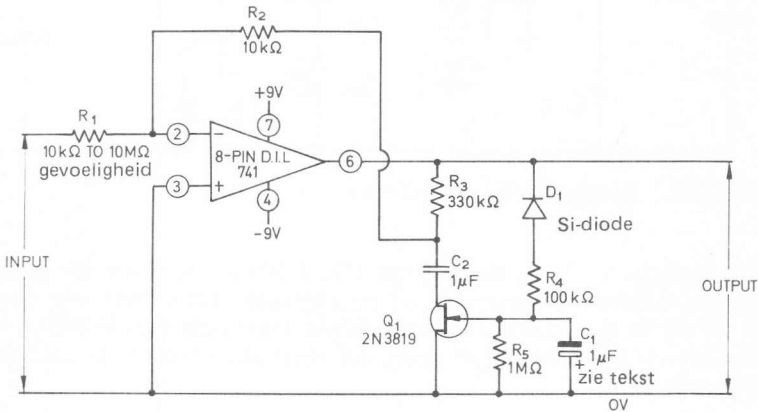
Afb. 2.20a Konstant-volume-versterker.

In de praktijk is de schakeling van afb. 2.20a in staat om bij redelijk constant blijvend uitgangssignaal ingangsspanningen over een bereik van 30 dB te verwerken. De uiteindelijke maximumwaarde welke vervormingsvrij kan worden versterkt (of verzwakt!) wordt bepaald door de waarde van R1.

Een wat minder prettig trekje van de schakeling van afb. 2.20 is de slechte D.C.-stabiliteit welke in deze opzet ook wel te verwachten is. Oorzaak is in feite de geringe D.C.-tegenkoppeling wanneer we werken met kleine signalen. De versterking is dan zeer hoog en we zullen daarom R7 toe moeten voegen om 'offset' uit te balanceren. We kunnen echter deze tekortkoming wegnemen en de noodzaak van een offset-regeling laten varen door een capaciteit op te nemen in de drainleiding van de FET. We zien deze condensator in het schema van afb. 2.20b ingevoerd als C2. Deze condensator gedraagt zich voor D.C. als een onderbreking en de tegenkoppellus welke bestaat uit R3 en R2 zal niet meer worden belast door de lage doorgangswaarde van de FET. Gevolg is dat er een forse D.C.-tegenkoppeling is waarmee een stabiele D.C.-instelling van de Opamp wordt gegarandeerd. Voor A.C. vormt C2 echter een kortsluiting, waardoor de regelwerking

van R3 en Q1 onaangetast blijft en daardoor werkt de schakeling als een constant-volume-versterker voor A.C.-signalen.

De schakelingen van afb. 2.20a en afb. 2.20b leveren vrijwel identieke resultaten. In beide gevallen is de waarde van R1 bepalend voor het bereik v.w.b. signaalamplitude. De waarde dient in overeenstemming te zijn met het maximum signaal dat de schakeling moet kunnen verwerken. In dit geval gaan we uit van 200 kΩ/volt r.m.s. ingangsspanning. Zo kiezen we voor 50 V een waarde van 10 MΩ, en plaatsen we een 10kΩ weerstand als de maximale ingangsspanning niet groter is dan 50mV. Voorts bepaalt condensator C1 de volgtijd van het circuit. De tijdsconstante kan worden verkleind door de waarde van C1 te verminderen, de schakeling 'reageert' dan sneller. Vergroten we de condensator, dan zal de schakeling minder snel 'aanspreken', maar er ook langer over doen om een klein signaal weer op niveau te brengen.



Afb. 2.20b Verbeterde versie van de constant-volume-versterker.

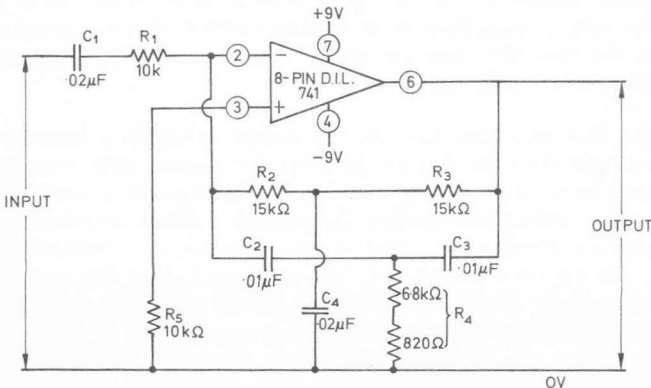
Tabel 2.1 geeft een overzicht van de prestaties welke de schakelingen van afb. 2.20a en 2.20b leveren bij verschillende ingangsspanningen en met diverse waarden voor R1. Bij een waarde van 1 MΩ bijvoorbeeld, zal een ingangsspanning van 100 mV een uitgangsspanning ten gevolge hebben van 1,48 V, terwijl 5 V ingangsspanning 2,85 V uitgangsspanning zal opleveren. De versterking is dus sterk teruggelopen, in het laatste geval kunnen we zelfs van verzwakking spreken. Het uiteindelijke resultaat zal zijn dat we het ingangssignaal sterk gecomprimeerd aan de uitgang terugzien. Het z.g. compressiebereik belooft ruwweg 30 dB. Om dit cijfer te verhogen kunnen we zo nodig twee of meer van deze schakelingen achter elkaar gebruiken.

Tabel 2.1 - Overzicht van de prestaties van de schakelingen van afb. 2.20a en afb. 2.20b.

V_{IN} ($R_I = 10K\Omega$)	V_{IN} ($R_I = 100K\Omega$)	V_{IN} ($R_I = 1M\Omega$)	V_{IN} ($R_I = 10M\Omega$)	V_{OUT}
50 mV	500 mV	5 V	50 V	2.85 V
20 mV	200 mV	2 V	20 V	2.81 V
10 mV	100 mV	1 V	10 V	2.79 V
5 mV	50 mV	500 mV	5 V	2.60 V
2 mV	20 mV	200 mV	2 V	2.03 V
1 mV	10 mV	100 mV	1 V	1.48 V
500 μ V	5 mV	50 mV	500 mV	0.89 V
200 μ V	2 mV	20 mV	200 mV	0.40 V
100 μ V	1 mV	10 mV	100 mV	0.20 V
50 μ V	500 μ V	5 mV	50 mV	0.10 V

Smalband versterkerschakelingen

Het is mogelijk om een Opamp schakeling te laten werken als selectieve versterker. Een bepaald frequentiegebied wordt dan versterkt terwijl andere frequenties onderdrukt worden. We kunnen dit bereiken door filterketens in de tegenkoppellus op te nemen, en een voorbeeld daarvan zien we in afb. 2.21. Met de aangegeven waarden van weerstanden en condensatoren is de centrale doorlaatfrequentie 1 kHz en de schakeling gedraagt zich in feite als een smalbandversterker; we kunnen de werking vergelijken met die van een L-C-afgestemde versterker met een kwaliteitsfaktor van 50.



Afb. 2.21 Selectieve versterker met dubbel-T-filter (1 kHz).

De versterkingsfaktor voor 1 kHz-signalen bedraagt 200, maar bij 500 Hz (dat is een oktaaf lager) is de versterking al teruggelopen tot ruwweg drie maal. Als we een ingangssignaal met een frequentie van 2 kHz toevoeren dan zal de schakeling nog maar twee maal versterken. De grenzen waarbuiten de versterking minder dan éénmaal is, liggen bij 150 Hz en 3,3 kHz.

Als we de werking van de schakeling willen onderzoeken dienen we de Opamp te beschouwen als een inverterende versterker met een dubbel-T-filter in de tegenkoppellus van de uitgang naar de min-ingang. In deze toepassing zal het dubbel-T-filter, bestaande uit R2-R3-R4 en C2-C3-C4 zich gedragen als een frequentie-afhankelijke weerstand welke een zeer hoge impedantie zal introduceren op de centrale frequentie, maar voor elke andere frequentie een lagere weerstand vormt. We kunnen constateren dat de Opamp schakeling op de centrale frequentie veel versterken zal omdat de tegenkoppeling op die frequentie gering is, en dat frequenties die buiten de doorlaat vallen sterker zullen worden tegengekoppeld, waardoor de Opamp die minder versterkt.

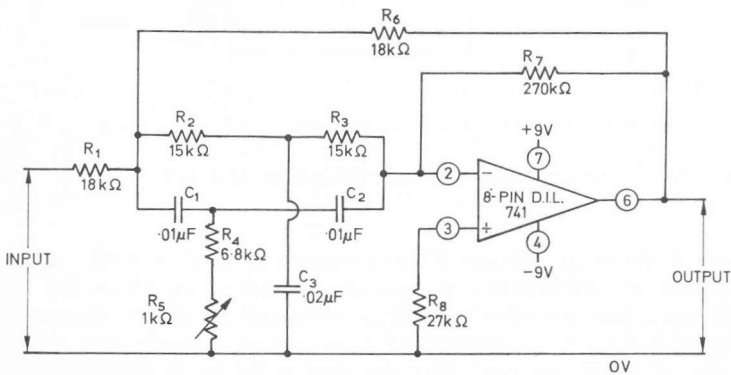
De dimensionering van het dubbel-T-filter hangt af van de wensen met betrekking tot de centrale frequentie; de waarden van de weerstanden dient te worden bepaald met de verhouding $R2 = R3 = 2 \times R4$, terwijl voor de condensatoren de vergelijking geldt: $C2 = C3 = \frac{1}{2} C4$. Als we de betreffende waarden invullen zal de centrale frequentie eenvoudig te berekenen zijn met de formule:

$$f = \frac{1}{6,28 \times R2 \times C3}$$

In de praktijk zal de stabiliteit van de schakeling beduidend verbeteren door de waarde van R2 en R3 een fractie groter te maken dan het dubbele van R4. Een verhoging van ongeveer 20% is toelaatbaar zonder de filterkarakteristiek ernstig te beïnvloeden. Tenslotte is het aan te bevelen om de waarde van de ingangscondensator C1 gelijk te houden aan die van C4, een en ander om de onderdrukking van lage frequenties te bevorderen.

Afb. 2.22 laat ons zien hoe we de vorige schakeling kunnen veranderen met als doel om bij de centrale frequentie juist een zeer lage versterking of onderdrukking van het ingangssignaal te verkrijgen, terwijl signalen welke een andere frequentie hebben ongehinderd door de schakeling worden doorgegeven en uiteindelijk éénmaal versterkt worden. De centrale frequentie ligt weer vast door het dubbel-T-filter, bestaande uit R2-R3-R4-R5 en C1-C2-C3. We zien dat dit dubbel-T-filter nu rechtstreeks tussen ingang en min-ingang is geschakeld, dit in tegenstelling tot de vorige schakeling waar het z'n plaats had tussen de Opamp uitgang en de min-ingang. Dit heeft tot gevolg dat er in de doorlaatkarakteristiek een scherpe 'deuk' zit met als diepste

punt de centrale frequentie van het filter. Het te onderdrukken gebied kan zo smal mogelijk worden gemaakt door R5 in te stellen. Eenmaal afgeregeld geeft de schakeling vrijwel geen verzwakking voor signalen welke 20% of meer verwijderd zijn gerekend vanaf de centrale frequentie. We kunnen het te onderdrukken frequentiebandje nog smaller maken door de waarde van R7 te verhogen (1 MΩ dienen we als maximum aan te houden) maar we moeten er wel rekening mee houden dat het nu moeilijker zal zijn om een perfecte onderdrukking te verkrijgen op de centrale frequentie. We kunnen door de waarde van R6 te verhogen ook nog bereiken dat signalen welke qua frequentie niet worden beïnvloed door de werking van het dubbel-T-filter nog eens extra worden versterkt. Ook hier is de waarde aan een maximum gebonden (1,8 MΩ) maar een en ander heeft ook een nadeel: de scherpte van de 'deuk' wordt minder.



Afb. 2.22 Versterkerschakeling welke een bepaalde frequentie sterk onderdrukt (1 kHz).

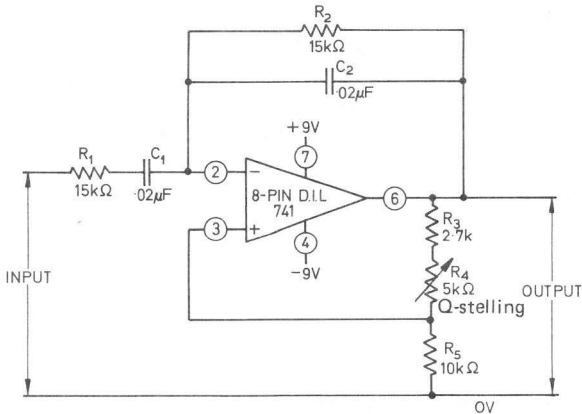
Beide schakelingen welke we 'frequentie-selectief' mogen noemen maken gebruik van het dubbel-T-filter als frequentie-bepalend element. Er bestaan echter andere R-C-netwerken die dezelfde functie kunnen vervullen.

In afb. 2.23 zien we hoe een 'Wien'-netwerk (R1-R2-C1-C2) wordt toegepast in een Opamp schakeling. Op deze wijze geschakeld funktioneert een en ander als selectieve versterker van 1 kHz-signalen.

In deze schakeling wordt zowel tegen- als meekoppeling toegepast. De tegenkoppellus wordt gevormd door het Wien-netwerk en de meekoppeling komt tot stand van de uitgang via spanningsdeler R3-R4-R5 naar de plus-ingang van de Opamp. De werking van de schakeling is als volgt op te vatten:

De meekoppeling doet het effect van de tegenkoppeling op de centrale frequentie te niet, waardoor de Opamp versterking zeer hoog is.

Voor frequenties welke buiten de doorlaat vallen is het effect van de meekoppeling gering ten opzichte van de mate waarin de Opamp wordt tegengekoppeld via het Wien-netwerk. Het resultaat is dat de versterking voor signalen buiten de doorlaatband klein is.



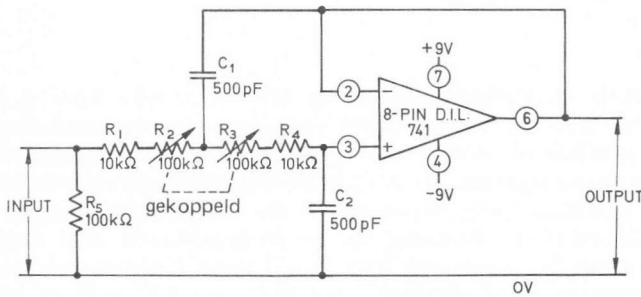
Afb. 2.23 *Selektieve versterker met Wien-filter (1 kHz).*

In het ideale geval behoort R5 een waarde te hebben welke exact gelijk is aan het dubbele van de som der waarden van R3 en R4. Kleine afwijkingen kunnen ofwel oscillatie veroorzaken (R5 is dan te hoog in waarde) danwel de kwaliteitsfaktor nadelig beïnvloeden (R5 heeft dan een te kleine waarde). Met dat doel is R4 in de schakeling uitgevoerd als regelbare weerstand zodat we in staat zijn de meekoppeling zodanig in te stellen, dat een stabiele werking gewaarborgd is terwijl de kwaliteitsfaktor Q met het zelfde regelorgaan kan worden ingesteld op een aanvaardbare 'selectiviteit'. Tenslotte kan de centrale frequentie regelbaar gemaakt worden door R1 en R2 te vervangen door een dubbele potentiometer (een stereo-uitvoering bijvoorbeeld).

Laag-doorlaatfilterschakeling

Afb. 2.24 geeft het schema van een schakeling welke signalen lager dan een bepaalde frequentie éénmaal versterkt, en voor signalen welke boven de z.g. afsnijfrequentie liggen een forse verzwakking introduceert. Onder de afsnijfrequentie verstaan we die frequentie waarbij het uitgangssignaal 3 dB zwakker is geworden in vergelijking met het ingangssignaal. In deze schakeling kunnen we de afsnijfrequentie regelen van 2,2 kHz als de beide potmeters R2-R3 op maximale waarde staan, tot 24 kHz wanneer we deze regelorganen naar nul draaien.

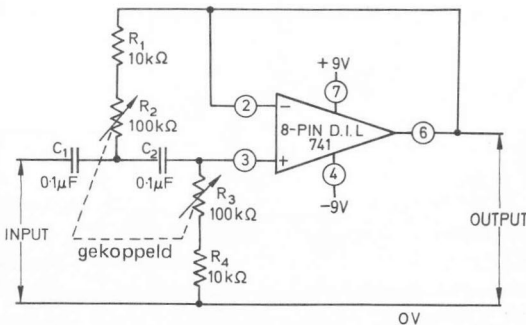
Boven de ingestelde afsnijfrequentie geeft de schakeling een afval van 12 dB per oktaaf volgens een zogenaamde 2e orde karakteristiek, hetgeen neerkomt op 40 dB per decade.



Afb. 2.24 Instelbaar laag-doorlaatfilter (2,2 kHz - 24 kHz).

Hoog-doorlaatfilterschakeling

Tenslotte toont afb. 2.25 de schakeling van een instelbaar hoog-doorlaatfilter dat we kunnen toepassen om signalen lager dan de afsnijfrequentie te onderdrukken en die welke hoger infrequentie liggen met een factor één te versterken. Ook in dit geval wordt de afsnijfrequentie gedefinieerd als die frequentie waarbij het uitgangssignaal 3 dB zwakker is geworden t.o.v. het ingangssignaal. We kunnen wederom met de 'stereo'-potmeter R2-R3 het z.g. kantelpunt instellen. De afsnijfrequentie is instelbaar tussen 235 Hz en 2,8 kHz (R2-R3 instellen op 100 kΩ resp. 0Ω). Tenslotte kunnen we vaststellen dat er beneden de ingestelde afsnijfrequentie weer een verzwakking van 12 dB per oktaaf optreedt, een en ander wederom volgens een 2e orde karakteristiek. En ook hier geldt: 12 dB per oktaaf is gelijk aan 40 dB per decade.



Afb. 2.25 Instelbaar hoog-doorlaatfilter (235 Hz - 2,8 kHz).

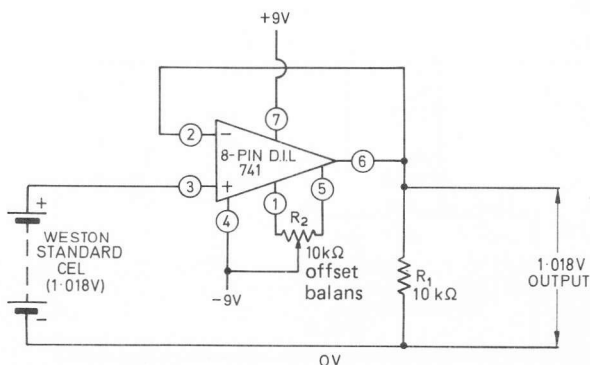
3 25 schakelingen voor meet- en testapparatuur

Operationele versterkers kunnen op velerlei terrein worden ingezet, zo ook ten behoeve van de opzet van meet- en testschakelingen. Ze kunnen geschakeld worden als precisie-spanningsreferentiebron, als regelbare spanningsbron, als gestabiliseerde voedingseenheid, en tevens kunnen Opamps toegepast worden als precisie-gelijkrichter of als A.C.-D.C.-omzetter. Wanneer we ze in combinatie met draaispoelmeetinstrumenten toepassen kunnen Opamps functioneren en wordt het toepassingsgebied uitgebreid tot D.C.- en A.C.-volt en millivoltmeters, accurate D.C.-microamperemeters, terwijl lineaire ohm-meting en capaciteitsmeting tevens mogelijk zijn.

Vijfentwintig bruikbare Opampschakelingen van uiteenlopende aard worden er in dit hoofdstuk beschreven. Alle circuits gaan uit van de populaire 741, waarvan de pin-nummers in alle schema's betrekking hebben op de 8-pens mini-DIL-uitvoering.

Schakelingen welke een nauwkeurige referentiespanning leveren

Elektronica-laboratoria hebben vaak behoefte aan een spanningsbron welke als ijk-referentie dienst moet doen om meetinstrumenten te kalibreren. Een z.g. Weston standaardbatterij levert een buitengewoon nauwkeurige spanning van 1,018 V, en is dus bruikbaar als ijkbron. De inwendige weerstand van dit type batterij is vrij hoog, ongeveer 1 á 2 k Ω , waardoor het onmogelijk is om deze ijkbron met normale



Afb. 3.1 Precisie spanningsbron.

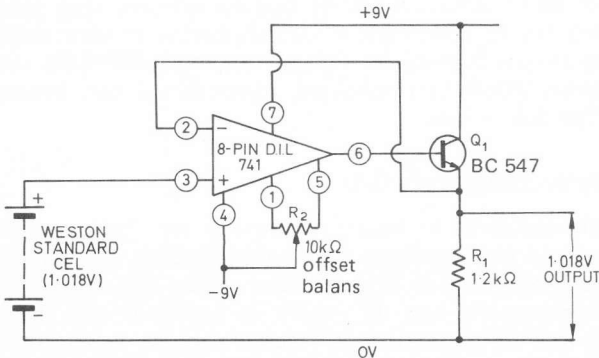
draaispoelmeters te verbinden. De stroom welke de Weston standaard-batterij kan leveren blijft voor zeer nauwkeurige toepassingen dan ook beperkt tot ongeveer één microampere. We kunnen dit bezwaar ondervangen door de Weston-cel op te nemen in een Opamp schakeling volgens afb. 3.1. Dit circuit, waarin we de gewone spanningsvolger zullen herkennen, maakt het mogelijk dat de Weston-cel wordt toegepast als precisie-ijkbron waarvan we een redelijke stroom mogen afnemen.

De spanningsvolgerschakeling heeft een zeer hoge ingangsimpedantie en de Weston-cel, welke met de plus-ingang verbonden is zal hierdoor slechts een uiterst geringe stroom behoeven te leveren. Een waarde van 30 nano-ampere is normaal. De uitgangsimpedantie is vrijwel nul en de schakeling kan uitgangsstroom leveren tot ruwweg 5 milli-ampere, en wel bij dezelfde spanning (1,018 V) als die van de Weston-cel.

Als dat nodig is kan de uitgangsstroom worden opgevoerd door achter de schakeling van afb. 3.1 een emitter-volger te plaatsen. We zien een en ander toegevoegd in het schema van afb. 3.2. Merk op dat de basis-emittor-overgang van de transistor is opgenomen in de tegenkoppellus, waardoor deze hoegenaamd geen invloed uitoefent op de correcte werking van de spanningsvolger.

In beide schakelingen wordt de offset-spanning uitgebalanceerd d.m.v. de tussen punt 1 en 5 aangebracht potmeter van 10 kΩ, dit om de gelijkloop tussen in- en uitgangsspanningen zo nauwkeurig mogelijk te laten zijn. Als afwijkingen van enkele millivolts toelaatbaar worden geacht, mag deze voorziening achterwege blijven.

Nu is het verkrijgen van een Weston-standaard-batterij in Nederland geen eenvoudige zaak, bovendien is de cel erg duur. Willen we toch een dergelijke schakeling toepassen, dan moeten we naar een alternatief uitkijken. Veelvuldige experimenten hebben zo'n alternatief mo-



Afb. 3.2 Precisie spanningsbron met buffertrap.

gelijk gemaakt; bovendien is de oplossing goedkoop. We behoeven de Weston-cel slechts te vervangen door een z.g. **alkaline-batterij**. Voorwaarde is wel dat we er een 1,5 volts penlight-type voor gebruiken welke we van te voren een 'behandeling' geven. Als we de open spanning van zo'n alkaline batterij opmeten zullen we zien dat deze even boven de anderhalf volt ligt, zeker wanneer de batterij nieuw en 'vers' is.

We gaan de batterij nu gedurende vierentwintig uur belasten met een weerstand van 1,5 k Ω . We moeten beslist niet een kortere tijd met een lagere weerstand gaan proberen, daar zal de nauwkeurigheid onder lijden. Na 24 uur is de klemspanning van de batterij gedaald tot exact 1,501 V. Nu brengen we parallel met de batterij een weerstand aan van 1 M Ω en plaatsen dit geheel in de schakeling op de plaats van de Weston-cel.

Deze wijze van 'behandeling vooraf' heeft twee belangrijke voordelen. Ten eerste hebben proeven uitgewezen dat alle alkaline-batterijen op exact hetzelfde voltage uitkwamen na de periode van 24 uur. Een en ander werd digitaal gemeten. De parallel geschakelde 'belastingsweerstand' van 1 M Ω voorkomt dat de klemspanning weer enige millivolts oploopt, omdat de belasting welke de plus-ingang van de Opamp vormt zo gering is dat de batterij die ziet als een open circuit. De digitale meter welke een ingangsweerstand heeft van 1 M Ω op het 2 voltbereik wees na 151 uur kontinu bedrijf een waarde aan van . . . 1,502 V. Een 24 uur oude batterij welke was belast met de bewuste weerstand van 1,5 k Ω deed diezelfde waarde een minuut of wat later ook op de meter verschijnen, maar voor een paar gulden willen we niet op een millivolt meer of minder kijken. Misschien had de meter kuren . . .

Als laatste voordeel kunnen we noemen dat de klemspanning van de alkalinebatterij bijzonder lang op hetzelfde niveau blijft als hij maar niet te zwaar wordt belast. Tenslotte nog een eigenschap van dit type welke van belang is: De cel is niet erg gevoelig voor temperatuurwisselingen en is praktisch lekvrij, ook na extreem lang gebruik.

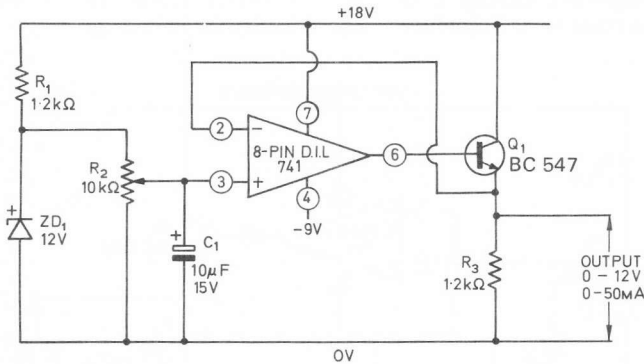
We moeten echter onder alle omstandigheden er voor zorgen dat de verbinding tussen batterij en Opamp ingang **gelijktijdig** met de voedingsspanning wordt uitgeschakeld, bijvoorbeeld met behulp van een dubbelpolige schakelaar.

Regelbare voedingseenheden

Er zijn vele manieren te bedenken waarop we Opamps kunnen laten functioneren in een regelbare voedingsschakeling. Een eenvoudige manier wordt aangegeven in de schakeling welke afb. 3.3 ons toont.

De uitgangsspanning van dit circuit is regelbaar van 0-12 V en de schakeling kan uitgangsströmen leveren tot een maximum van ongeveer 50 mA. De werking is erg eenvoudig uit te leggen. ZD1 is een zenerdiode welke via R1 wordt gevoed vanuit de positieve voedings-

lijn. Een constante referentiespanning van 12 volt welke over de zenerdiode ontstaat wordt aan een regelbare spanningsdeler, R2 toegevoerd. Op de uitgang van deze spanningsdeler vinden we een regelbare spanning welke wordt verbonden met de plus-ingang van de Opamp. Deze staat geschakeld als spanningsvolger, met een versterkingsfactor één, en om meer stroomafname mogelijk te maken is Q1 als emittervolger tussen de Opamp en de uitgang van de schakeling als geheel opgenomen. Op deze wijze is de spanning welke we aan de uitgang ter beschikking hebben, gelijk aan de spanning welke we toevoeren aan de plus-ingang van de Opamp en dus regelbaar van 0-12 V. Wel dient te worden opgemerkt dat deze specifieke schakeling twee **verschillende** voedingsspanningen nodig heeft te weten 18 V positief en 9 V negatief.

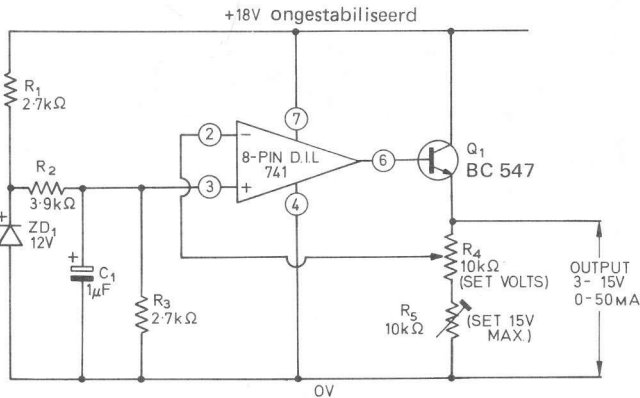


Afb. 3.3 Eenvoudige regelbare voeding.

Een ander type regelbare voedingseenheid is die, waarvan het schema wordt getoond in afb. 3.4. De uitgang levert stromen tot 50 mA terwijl de spanning regelbaar is van +3 tot +15 V. Alhoewel de schakeling het nadeel heeft dat de uitgangsspanning is gebonden aan een onderste grens, is een en ander eenvoudig van opzet omdat slechts een enkelvoudige voedingsspanning nodig is.

De werking van de schakeling is iets ingewikkelder dan die welke werd uiteengezet bij afb. 3.3. In dit geval wordt zenerdiode ZD1 via weerstand R1 gevoed vanuit de positieve voedingslijn. De zenerspanning wordt toegevoerd aan een spanningsdeler welke bestaat uit R2 en R3, en deze spanningsdeler verzorgt de instelling van een vaste referentiespanning op de plus-ingang van de Opamp; deze bedraagt ongeveer 3 V. De Opamp is geschakeld als niet-inverterende D.C.-versterker waarvan de versterkingsfactor regelbaar is met behulp van potentiometer R4, welke is opgenomen in het emittercircuit van de transistor Q1, die op zijn beurt weer de functie vervult van emittervolgtrap.

Draaien we de looper van R4 in de richting van de emitter Q1, dan is de versterker volledig tegengekoppeld, en geeft dus een versterking van 1 x. Op deze wijze gedraagt de schakeling zich als spanningsvolger, en geeft een uitgangsspanning af van 3 V, in feite gelijk aan de referentiespanning welke we aan de plus-ingang toevoeren. Met de looper in de andere positie, dus tegen R5 aan, geeft de schakeling door de geringere tegenkoppeling een vijfvoudige spanningsversterking en produceert aldus een uitgangsspanning van 15 V, oftewel 5 maal de referentiespanning. We dienen in de praktijk R5 zo af te regelen dat de schakeling maximaal 15 V afgeeft en daarna is de uitgangsspanning d.m.v. R4 regelbaar tussen 3 V en 15 V bij stromen tot 50 mA. Omdat de spanningsdeler R4-R5, welke de spanningsversterking bepaalt direct gevoed wordt vanuit de uitgangsklemmen, is de uitgangsspanning over het hele bereik goed stabiel, en wordt ook praktisch niet beïnvloed door wisselende belasting.

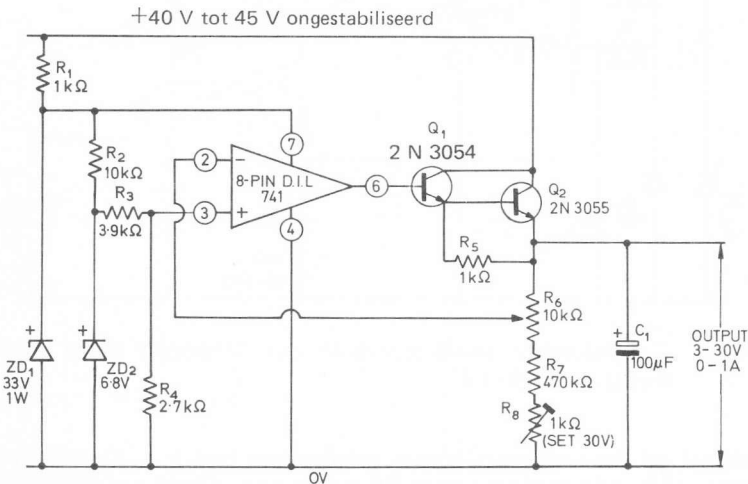


Afb. 3.4 Eenvoudige regelbare voeding (3 . . . 15 V).

Er kunnen een aantal nuttige veranderingen en verbeteringen worden aangebracht in de schakeling van afb. 3.4. De stabiliteit van de uitgangsspanning bijvoorbeeld, is afhankelijk van de nauwkeurigheid van de referentiebron, welke met de plus-ingang van de Opamp is verbonden. In afb. 3.4 wordt de referentiespanning betrokken van een zenerdiode, die op zijn beurt wordt gevoed vanuit de ongestabiliseerde voedingspanning. Een duidelijke verbetering is te bereiken door de zenerdiode te voeden met een spanning welke alvast 'voor'-gestabiliseerd is. Op deze wijze wordt de nauwkeurigheid van de referentiespanning aanmerkelijk vergroot. Een tweetal andere verbeteringen kan worden bewerkstelligd door de transistor Q1 te vervangen door een Darlington-configuratie van twee vermogenstransistoren, hierdoor wordt de maximaal te leveren stroom vergroot, terwijl we tevens de

maximum uitgangsspanning kunnen verhogen door de voedingsspanning van de schakeling te verhogen.

Afb. 3.5 toont het schema van een praktische schakeling van een regelbare voedingseenheid welke de drie opgesomde verbeteringen en modificaties bevat. De schakeling is in staat uitgangsspanningen te leveren van 3 tot 30 V, bij stromen tot 1 A. We zien dat het gehele circuit gevoed wordt vanuit een ongestabiliseerde 40-45 volt voedingsspanning. Deze wordt direct doorverbonden met de collectors van de uitgangstransistoren Q1 en Q2. De voedingsspanning van de Opamp wordt eerst 'voor'-gestabiliseerd d.m.v. R1 en ZD1. Tevens wordt deze spanning van 33 V benut om de tweede zenerdioden te voeden en op die manier te voorzien in een zeer stabiele referentiespanning van 3 V welke de plus-ingang van de Opamp bereikt via spanningsdeler R3-R4. De beide transistoren vormen een z.g. Darlington-emittervolger welke een zeer hoge stroomversterking heeft. In combinatie met de Opamp schakeling vormen de componenten een niet-inverterende D.C.-versterker waarvan de versterking geregeld kan worden via de instelbare spanningsdeler R6-R7-R8. Deze spanningsdeler stelt de versterkingsfactor in tussen één en tien, daardoor is de uitgangsspanning regelbaar tussen 3 V en 30 V, bij stroomsterktes tot 1 A, en de stabilisatie van een eenmaal ingestelde spanning is uitstekend.

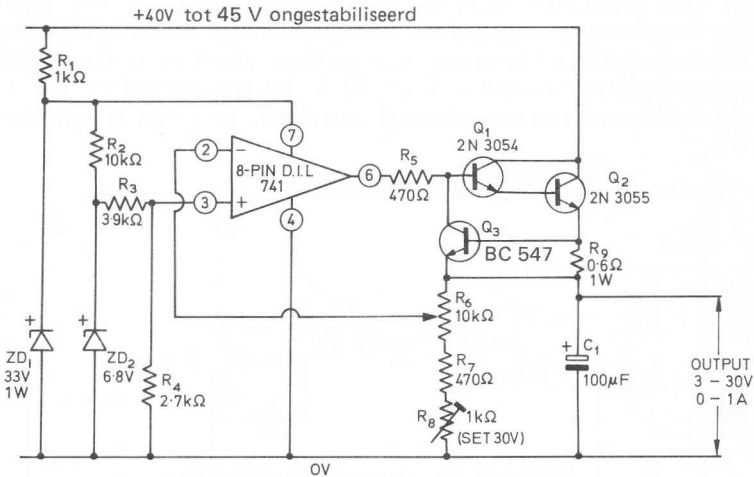


Afb. 3.5 Gestabiliseerde voedingseenheid (3 ... 30 V, 0 ... 1 A).

Een zwak punt van de schakeling volgens afb. 3.5 is wel dat er geen kortsluitbeveiliging aanwezig is; daardoor kan het circuit vernield worden als er bij toeval een kortsluiting ontstaat over de uitgangsklemmen. Een mogelijke oplossing voor dit probleem is een zekering in

serie met de uitgang te zetten, maar we kunnen veel beter een elektronische kortsluitbeveiliging in de schakeling aanbrengen, bijvoorbeeld zoals aangegeven in het schema van de gestabiliseerde voedings-eenheid van afb. 3.6.

Het circuit in deze afbeelding is in principe het zelfde als dat van afb. 3.5. Het enige verschil is de toevoeging van een $0,6\Omega$ weerstand in serie met de uitgang en een stroombegrenzingstransistor Q3, welke is opgenomen tussen de basis van Q1 en de emitter van Q2. De werking is eenvoudig te verklaren. Q1 is een siliciumtransistor welke een basis-emitter-spanning van minstens 600 mV nodig heeft om in geleiding te geraken. De spanning welke aan de basis-emitter-overgang van Q3 wordt toegevoegd is afkomstig van stroombegrenzingsweerstand R9, welke in serie met de uitgang is geschakeld. De stuurspanning van Q3 zal dus afhangen van de uitgangsstroom welke R9 doorloopt.



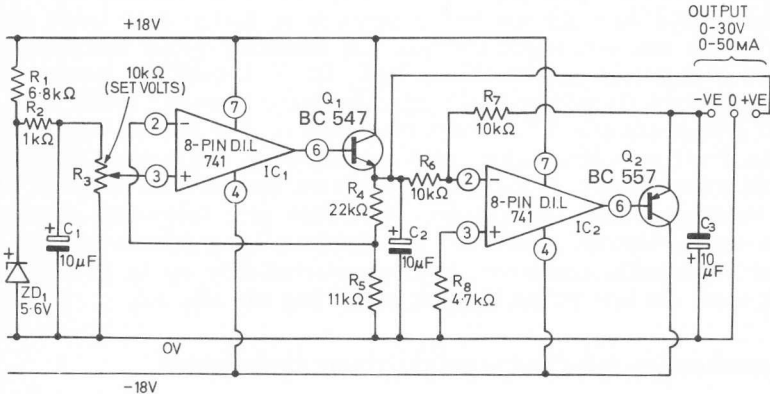
Afb. 3.6 Gestabiliseerde voedingseenheid met beveiliging tegen overbelasting (3... 30 V).

Normaal zal deze uitgangsstroom minder zijn dan 1 A. Gevolg is dat er niet voldoende spanning over R9 wordt ontwikkeld om Q3 open te sturen, deze transistor zal zich dus gedragen als een isolatie tussen de basis van Q1 en de emitter van Q2, en heeft dan ook geen effect op de werking van het systeem.

Gaan we echter de uitgang kortsluiten, dan heeft de uitgangsstroom de neiging om de 1 A te overschrijden en er zal dus minstens 600 mV over R9 ontstaan. Deze spanning is groot genoeg om Q3 in geleiding te brengen, waardoor de transistor zich zal gedragen als een laag-

ohmige verbinding tussen de basis van Q1 en de emitter Q2. De sturing van de beide transistoren neemt hierdoor zienderogen af en daarmee ook de uitgangsstroom. In de praktijk zal er een zo groot deel van de sturing worden afgevoerd via de combinatie Q1-Q2-Q3-R9, dat de uitgangsstroom zichzelf automatisch op 1 A begrenst, wanneer er aan de uitgang een kortsluiting wordt gepresenteerd.

De schakeling van afb. 3.6 beschikt dus over de volgende eigenschappen: de uitgangsspanning is regelbaar van 3 V tot 30 V, bij stroomsterktes tot maximaal 1 A, en is volledig bestand tegen overbelasting en zal dan ook niet vernield worden als de uitgang wordt kortgesloten. Elk van de vier regelbare voedingsschakelingen die we tot nu toe hebben bekeken, is enkelvoudig uitgevoerd. In die gevallen waar we eens voedingsspanningen nodig hebben (zoals dat veelvuldig voorkomt bij Opamp schakelingen) zouden we twee gescheiden voedingseenheden moeten opbouwen en daar weer de noodzakelijke doorverbindingen tussen tot stand brengen om op die wijze toch te beschikken over de voedingsspanningen die we wensen; een mogelijk alternatief kan worden geboden als we uitgaan van de noodzaak dat de twee voedingsspanningen gelijk van amplitude moeten zijn maar tegengesteld in polariteit. We kunnen dan gebruik maken van een enkelvoudige voeding welke is voorzien van een middenaftakking. De schakeling van een eenvoudige voedingseenheid wordt getoond in afb. 3.7.



Afb. 3.7 Eenvoudige voedingseenheid 0 . . . 30 V met middenaftakking voor Opampschakelingen.

De schakeling is voorzien van drie uitgangsklemmen in het schema aangeduid met '+V', '0', en '-V', en kan drie spanningen leveren. Ten eerste kunnen we van 0 V tot + 15 V, en van 0 V tot - 15 V regelen en deze spanningen staan ter beschikking tussen de klemmen '0' en '+V' respectievelijk tussen '0' en '-V', terwijl er ook een

regelbare uitgangsspanning tussen de '+V' en '-V'-aansluitingen ter beschikking staat welke ingesteld kan worden tussen 0 V en 30 V. De uitgangsstroom welke van elk willekeurig stel uitgangsklemmen kan worden afgenomen bedraagt ruwweg 50 mA. De schakeling werkt als volgt: De zenerdiode ZD1 krijgt zijn instelstroom van de positieve voedingslijn via R1. De referentiespanning van 5,6 V, welke deze zener opwekt wordt via R2 aan de regelbare spanningsdeler R3 gelegd, welke op deze wijze een spanning van 0 V tot 5 V aan de plus-ingang van IC1 doorgeeft. Condensator C1 vlakt de resterende rimpel af. IC1 is in combinatie met NPN-transistor Q1 geschakeld als niet-inverterende D.C.-versterker welke drie maal versterkt; de uitgang van het circuit wordt naar buiten gevoerd naar de aansluiting '+V' waar dus een spanning ter beschikking komt welke regelbaar is tussen 0 V en + 15 V, stromen tot 50 mA kunnen worden afgenomen. IC2 en PNP-transistor Q2 vormen in de schakeling een inverterende D.C.-versterker welke één maal versterkt. De ingang van deze schakeling wordt verbonden met de '+V'-aansluiting van de eerste voedingseenheid en de uitgang levert dus een identieke spanning welke tegengesteld in polariteit is vergeleken met de spanning welke aanwezig is op de klem '+V'. Op deze wijze is dus een spanning welke regelbaar is tussen 0 V en - 15 V beschikbaar tussen de aansluitingen '0' en '-V' welke eveneens instelbaar is met R3. Ook van deze uitgang kan een maximum-stroom van 50 mA worden afgenomen.

Omdat zowel de spanning welke '+V' voert en de spanning op '-V' tegelijkertijd door R3 worden geregeld is er tussen deze beide aansluitingen ook een regelbare spanning aanwezig welke met R3 kan worden ingesteld tussen 0 V en 30 V. De '0'-aansluiting kunnen we dan opvatten als middenaftakking welke halve spanning voert.

Het circuit van afb. 3.7 kan een maximum-stroom leveren van 50 mA maar heeft geen beveiliging tegen overbelasting. We kunnen de maximale stroom welke de voeding kan leveren opvoeren door Q1 en Q2 te vervangen door Darlington-configuraties met vermogenstransistoren, en we kunnen tevens een kortsluitbeveiliging inbouwen door in elke uitgangslijn een stroombegrenzingsschakeling op te nemen van het soort dat beschreven is bij de schakeling van afb. 3.6.

Nauwkeurige enkelfasige gelijkrichter-schakelingen

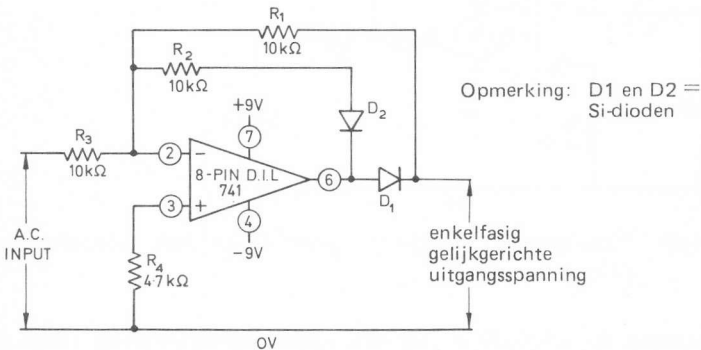
Gewone dioden gedragen zich voor kleine A.C.-signalen niet direkt als ideale gelijkrichters en wel omdat ze nog niet merkbaar geleiden tot aan het punt dat de aangelegde signaalspanning een zekere 'knie'-waarde overschrijdt.

Bij siliciumdioden is de kniespanning in de orde van grootte van 600 mV, dus signalen welke onder dit niveau blijven worden niet goed gelijkgericht.

We kunnen Opamps op een zodanige wijze met siliciumdioden combineren, dat de effectieve kniespanning wordt verkleind met een fak-

tor welke gelijk is aan die van de open-lus-versterking van de Opamp. De combinatie heeft dan ideale gelijkricht eigenschappen, zelfs voor signalen welke amplituden bezitten van slechts delen van millivolts. Afb. 3.8a toont een praktische versie van zo'n nauwkeurige enkel-fasige gelijkrichtschakeling welke een versterkingsfaktor van één bezit. De werking van het circuit van afb. 3.8a is redelijk eenvoudig. De Opamp wordt geschakeld als inverterende versterker, waarbij het ingangssignaal via R3 wordt toegevoerd en de tegenkoppellus bestaat uit de takken R1-D1 en R2-D2. Gaan we ervan uit dat er een positief gaand signaal op de ingang wordt aangeboden dan zal de Opamp uitgang een negatief signaal afgeven. D2 zal geleiden via R2, terwijl D1 spert. Er verschijnt geen uitgangssignaal op het knooppunt van R1 en D1 onder deze omstandigheid.

Als we een negatief gaand signaal aan de ingang toevoeren zal de Opamp uitgang positief worden, en in dat geval geleid D1 via R1 terwijl D2 spert. Daardoor zal er een positief uitgangssignaal op het knooppunt via R1 en D1 beschikbaar zijn. De schakeling vertoont dus eigenschappen als die van een enkelfasige gelijkrichter, waarbij op het knooppunt van R1 en D1 een positieve uitgangsspanning zal verschijnen, terwijl tevens een negatieve spanning ter beschikking is op het knooppunt van R2 en D2.

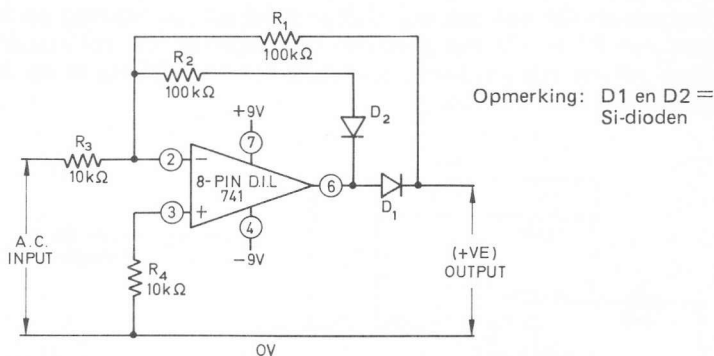


Afb. 3.8a Nauwkeurige enkelfasige gelijkrichter.

Wanneer de aan een diode toegevoerde spanning kleiner is dan de kniespanning zal deze zich gedragen als een vrijwel ideale onderbreking. Van deze werking uitgaande kunnen we stellen dat in de schakeling van afb. 3.8a de dioden zich ook zo zullen gedragen wanneer er geen ingangsspanning aan de Opamp wordt aangeboden. De tegenkoppellus is 'open' en daardoor zal de Opamp geen tegenkoppeling hebben. De open-lus versterking van ongeveer 100.000 staat volledig ter beschikking en op die manier zal een ingangssignaal van slechts $6 \mu\text{V}$ in staat zijn de diodespanning op 600 mV te brengen. Nu kan

er sprake zijn van correcte gelijkrichting. De schakeling draagt er dus in de praktijk zorg voor dat de eigenlijke kniespanning gereduceerd wordt met een factor welke gelijk is aan de open-lus versterking van de Opamp. Is deze kniespanning eenmaal overschreden, dan wordt de versterkingsfactor vrijwel uitsluitend bepaald door de waarden van R1 en R3, dan wel door die van R2 en R3, omdat de dioden zich dan gedragen als een vrijwel volledige kortsluiting. Met de aangegeven waarden geeft de schakeling een versterking van één maal en gedraagt zich op die manier als een vrijwel ideale 'halve-golf'-gelijkrichter met op het knooppunt R1-D1 een negatieve- en op het knooppunt R2-D2 een positieve uitgangsspanning.

De totale spanningsversterking van de schakeling van afb. 3.8 wordt bepaald door de verhouding R1/R3 of R2/R3 zoals dat ook het geval is bij een gewone inverterende versterker. Normaal is dat de waarde van R1 gelijk is aan die van R2, zodat de versterking gelijk is aan de verhouding R1/R3.



Afb. 3.8b Nauwkeurige enkelfasige gelijkrichter met signaalversterking (10 x).

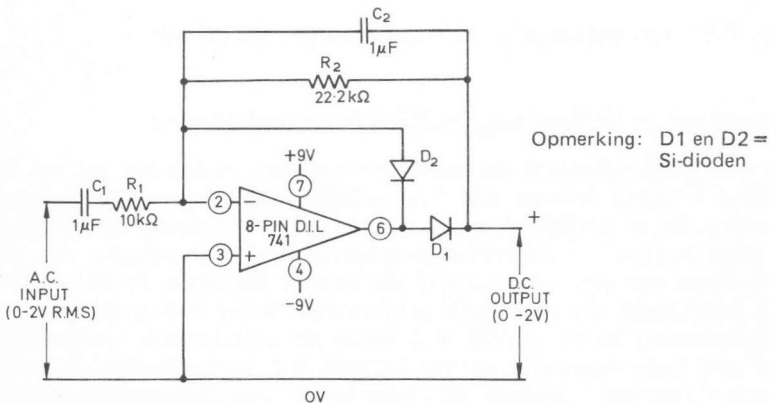
We kunnen de schakeling dus ook spanningsversterking laten geven door de waarden van R1 en R2 groter te kiezen dan die van R3. Een en ander is te zien in de schakeling welke is weergegeven in afb. 3.8b. Een belangrijk aspect van de twee schakelingen is, dat zowel negatieve als positieve uitgangsspannings-'helften' aanwezig zijn. Wordt alleen een positieve uitgangsspanning gewenst dan kan R2 worden weggelaten en vervangen door een kortsluiting. Een eveneens belangrijke zaak is, dat we hier te maken hebben met schakelingen welke een hoge uitgangsimpedantie hebben, het wordt afgeraden om de circuits te belasten met impedanties welke aanmerkelijk lager zijn dan 1 MΩ.

We kunnen de schakelingen van zowel afb. 3.8a als die van afb. 3.8b zodanig wijzigen dat ze de functie kunnen vervullen van halve golf-

A.C.-D.C.-omzeters. We bereiken dit door de schakelingen zodanig te dimensioneren dat de spanningsversterking 2,22 maal is, dit teneinde te voorzien in z.g. vorm-factor-correctie, en tevens door de gelijkgerichte uitgangsspanning te integreren.

Afb. 3.9 levert ons het schema van zo'n schakeling. Weerstand R1 en R2 bepalen de vereiste versterkingsfactor en condensator C2 draagt zorg voor het integreren van het uitgangssignaal. De schakeling is zo opgezet, dat de z.g. conversie-versterking één maal is. Een en ander geldt met betrekking tot ingangssignalen tot 2 V r.m.s. en uitgangssignalen van maximaal 2 V D.C. De lineariteit van de schakeling is beter dan 0,1% bij 'volle schaal', dat wil zeggen dat de nauwkeurigheid bijzonder groot is en dat de fouten die kunnen optreden niet groter zijn dan plus of min 2 mV.

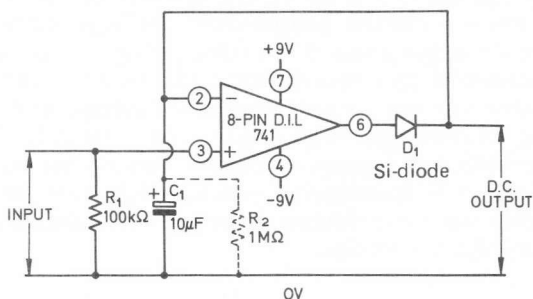
De schakeling van afb. 3.9 is bij uitstek geschikt om te gebruiken als stuurseenheid van een digitale paneelmeter met hoge ingangsimpedantie. Willen we de uitgang van de bewuste schakeling toch laagohmig belasten, bijvoorbeeld met een draaispoelinstrument, dan dienen we gebruik te maken van een spanningsvolgerbuffertrap, welke een hoogohmige ingang en een laagohmige uitgang bezit. De A.C.-D.C.-omvormerschakeling heeft een ingangsimpedantie van slechts 10 k Ω , en we kunnen ook nog een spanningsvolgerschakeling vóór de schakeling van afb. 3.9 plaatsen om zodoende de gehele meetschakeling voor een hoogohmige ingang te voorzien.



Afb. 3.9 Nauwkeurige enkelfasige A.C.-D.C.-omzetter.

Een andere toepassing van de schakeling van afb. 3.8a is de piekspanningsgelijkrichter. We kunnen de schakeling zodanig wijzigen dat hij de piekwaarde van de gelijkgerichte spanning aan de uitgang oplevert. We behoeven daartoe slechts een reservoir-condensator over de uitgangsklemmen te plaatsen.

Een nog eenvoudiger piekwaarde gelijkrichtschakeling is te zien in het schema van afb. 3.10. Hier wordt de Opamp gebruikt als spanningsvolger waarbij D1 deel uit maakt van de tegenkoppellus. Condensator C1 welke van de uitgang naar massa is aangesloten wordt snel via D1 opgeladen omdat de Opamp uitgang laagohmig is. Ontlading van de condensator kan alleen plaatsvinden via de hoogohmige ingangsimpedantie van de min-ingang welke ongeveer $1\text{ M}\Omega$ bedraagt. De mate van ontlasting kan desgewenst verhoogd worden door parallel aan de capaciteit een extra weerstand aan te brengen. We dienen op te merken dat de 'ontladings'-weerstand in feite parallel aan de uitgangsklemmen van de schakeling staat, het gehele circuit gedraagt zich dan ook als een uitgang met een hoge impedantie.



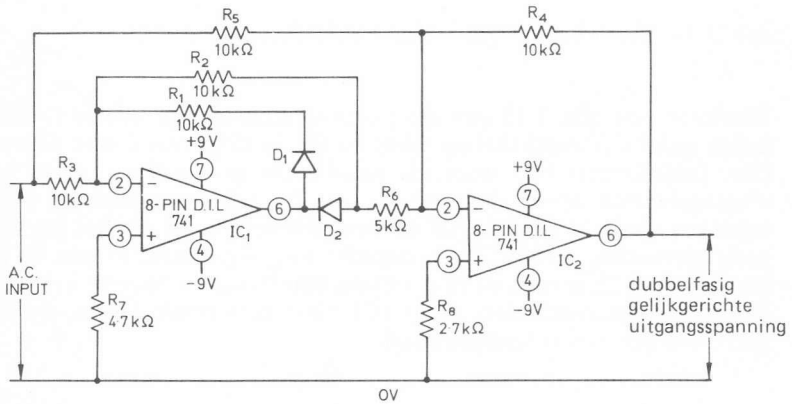
Afb. 3.10 Piekspanningsdetektor voor positieve spanningen.

Nauwkeurige dubbelfasige gelijkrichterschakelingen

De drie gelijkrichterschakelingen met Opamps welke we tot nu toe hebben bekeken leveren alle drie enkelphasig gelijkgerichte uitgangssignalen. De mogelijkheid is echter aanwezig om Opamp schakelingen te laten werken als dubbelfasige gelijkrichters. Het schema van afb. 3.11 toont ons een mogelijkheid dit doel te bereiken. In dit geval is IC1 geschakeld als halve-golf gelijkrichter welke een negatieve uitgangsspanning levert, terwijl IC2 werkt als inverterende optelschakeling met twee ingangen, de ene betreft zijn ingangsspanning direct vanuit de ingangsklemmen, de ander wordt van ingangssignaal voorzien door de uitgang van IC1. Deze optelschakeling heeft een versterkingsfactor één voor het directe ingangssignaal, maar versterkt het uitgangssignaal van IC1 twee maal.

Bij positief gaand ingangssignaal geeft IC2 een negatief uitgangssignaal dat even groot doch tegengesteld in polariteit is als het directe toegevoerde ingangssignaal, een positief uitgangssignaal wordt aan de uitgang van IC2 opgewekt als gevolg van het (negatieve) uitgangssignaal van IC1, dat bovendien nog twee maal versterkt wordt. Het uit-

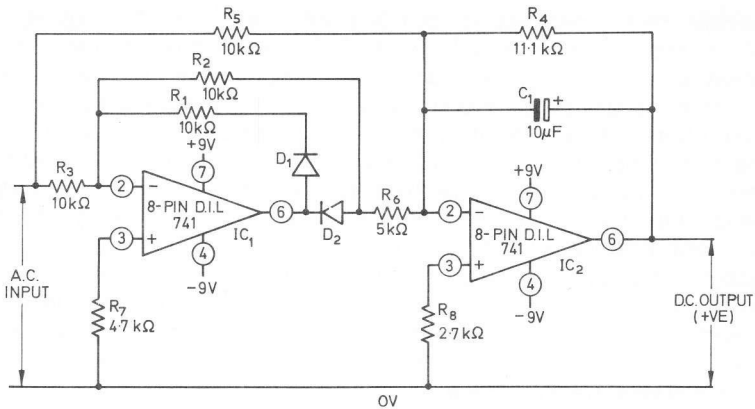
eindelijk 'optel'-resultaat zal een positief signaal aan de uitgang van IC2 dat even grote amplitude bezit als het (positieve) ingangssignaal. Voeren we nu een negatief gaand ingangssignaal toe, dan zal IC2 een positief uitgangssignaal leveren vanuit het directe ingangssignaal. IC1 levert geen uitgangssignaal onder deze omstandigheid, de tweede ingang van de optelschakeling met IC2 krijgt geen sturing. Het resultaat is weer een positief uitgangssignaal dat even groot is als het ingangssignaal. Op deze wijze geeft de schakeling een versterking van één maal voor zowel positieve als negatieve halve perioden van een A.C.-ingangsspanning; de schakeling funktioneert dus als dubbelfasige gelijkrichter. Het is overigens voor een correcte werking van belang dat de waarden van de weerstanden R2 t/m R6 nauwkeurig op elkaar worden afgestemd, en men dient liefst temperatuurgecompenseerde typen hiervoor toe te passen.



Opmerking: D1 en D2 = Si-dioden

Afb. 3.11 Nauwkeurige dubbelfasige gelijkrichter.

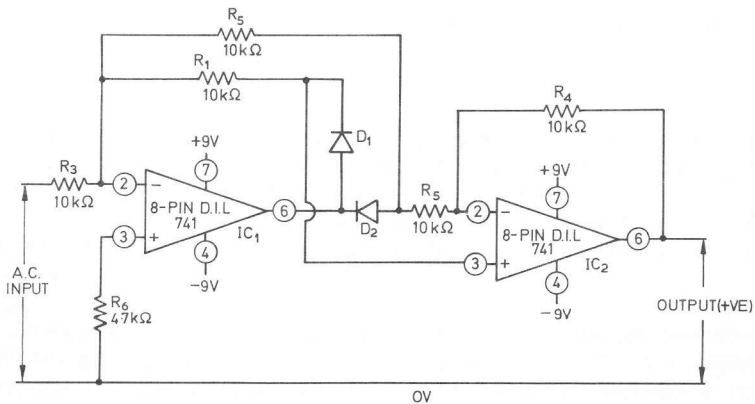
Afb. 3.12 toont de wijze waarop de schakeling van afb. 3.11 kan worden gewijzigd teneinde te funktioneren als nauwkeurige dubbelfasige A.C.-D.C.-omzetter. De schakeling produceert een positieve gelijkspanning welke gelijk is aan de r.m.s.-waarde van de aan de ingang aangeboden sinusvormige wisselspanning. De schakeling is identiek aan die van afb. 3.11, met uitzondering van de waarde van R4, welke is gewijzigd in 11,1 kΩ, dit teneinde vormfactor-correctie te verkrijgen, en de toevoeging van C1, welke de uitgangsspanning integreert en daartoe is aangebracht tussen de uitgang en de min-ingang van IC2. Deze schakeling kan gebruikt worden als omzetter voor ingangsspanningen tot 2 V r.m.s. over een frequentiegebied van 20 Hz tot 15 kHz. De nauwkeurigheid van de omzetter hangt af van de precisie der weerstandswaarden van R2 t/m R6.



Opmerking: D1 en D2 = Si-dioden

Afb. 3.12 Nauwkeurige dubbelfasige A.C.-D.C.-omzetter.

Tenslotte laat afb. 3.13 een alternatieve schakelwijze van een dubbelfasige gelijkrichterschakeling zien, welke is uitgevoerd met Opamps. Hier funktioneert IC1 weer als enkelfasige gelijkrichter, maar beide uitgangshelften zowel de positieve als de negatieve, worden aan de ingangen van IC2 gelegd. Als we een positief gaand signaal op de ingang toevoeren, geeft IC1 een negatief uitgangssignaal af aan de min-ingang van IC2, terwijl de plus-ingang van IC2 geen sturing krijgt. Onder deze omstandigheden werkt IC1 als inverterende 1x-versterker en geeft een positief uitgangssignaal.



Opmerking: D1 en D2 = Si-dioden

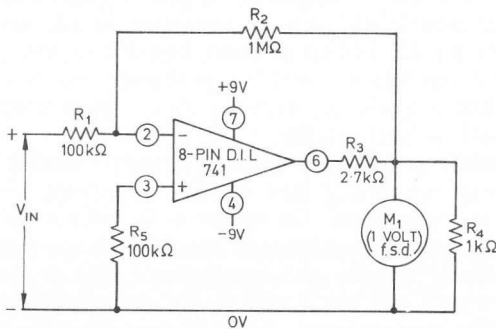
Afb. 3.13 Variatie op de schakeling van afb. 3.11.

Voeren we een negatief gaand signaal toe aan de ingang dan zal IC1 een positief signaal aan de plus-ingang van IC2 presenteren terwijl de min-ingang geen sturing krijgt. Nu werkt IC2 als niet inverterende versterker met een versterkingsfactor één, oftewel als spanningsvolger en geeft dus wederom een positieve spanning op de uitgang. De schakeling als geheel levert dus één maal versterking voor zowel positieve als negatieve ingangssignalen welke beide resulteren in positieve uitgangsspanningen. Het circuit werkt dus als dubbelfasige gelijkrichter. De schakeling volgens afb. 3.13 gebruikt twee weerstanden minder dan die van afb. 3.11 en de ingangsimpedantie is twee maal zo hoog. We mogen de schakeling van afb. 3.13 dan ook bestempelen als de beste van de twee, alhoewel beide circuits gelijke prestaties leveren.

Spannings- en stroommeterschakelingen voor D.C.

Opamps kunnen in combinatie met draaispoelmeters zodanig worden geschakeld, dat ze functioneren als nauwkeurige D.C.-voltmeters, millivoltmeters of stroommeters. Indien gewenst kunnen Opamps benut worden als omzetter teneinde het aantal bereiken uit te breiden van een bestaande D.C.-draaispoelmeter. Afb. 3.14 toont ons het schema van een eenvoudige omzetter welke het mogelijk maakt 100 mV 'volle schaal' af te lezen op een 1 V gelijkspanningsmeter.

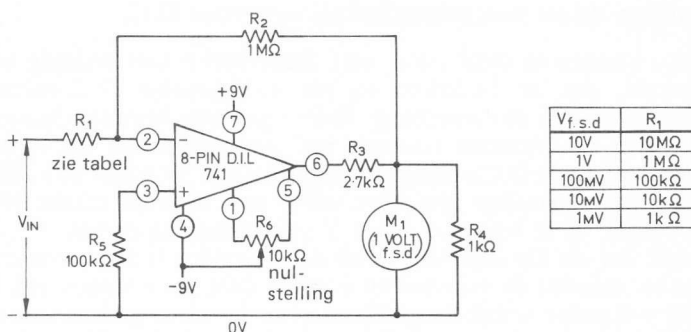
We zien dat de Opamp hier geschakeld wordt als inverterende 10x-versterker waarbij de versterking vastligt door de waarden van R1 en R2. De voltmeter wordt aangesloten over de uitgangsklemmen van de schakeling zodat volle schaaluitslag optreedt bij 100 mV ingangsspanning. Merk op dat de meter niet direkt op pin 6 van de Opamp is aangesloten maar via een spanningsdeler, gevormd door R3 en R4. Als de Opamp in verzadiging gestuurd wordt kan de spanning op pin 6 oplopen tot ongeveer 8 V, waarvan uiteindelijk maximaal 2 V overblijft voor de parallelschakeling van R4 en het meetinstrument.



Afb. 3.14 Eenvoudige D.C.-voltmeter. De schakeling versterkt 10 x en geeft 100 mV volle schaal aan op een 1 V-meter.

Deze spanning is te klein om de meter te kunnen beschadigen, maar groot genoeg om er zeker van te kunnen zijn dat volle schaaluitslag lineair kan worden bereikt, onder normale omstandigheden. De betreffende draaispoelmeter kan in combinatie met deze schakeling elk 1 V-type zijn met een gevoeligheid van $1 \text{ k}\Omega/\text{V}$, of beter.

Afb. 3.15 laat het schema zien van een verbeterde versie van de vorige schakeling. Het circuit is identiek aan dat van afb. 3.14 met als uitzondering dat de waarde van R_1 nu zodanig kan worden gekozen, dat volle schaalaflezing tussen 1 mV en 10 V mogelijk is, en dat er voorzien is in een nulstelling van de meter en wel d.m.v. offset-regeling via potmeter R_6 . Ook hier kan de eigenlijke voltmeter weer elk 1 V-type zijn met een gevoeligheid van $1 \text{ k}\Omega/\text{V}$ of meer.



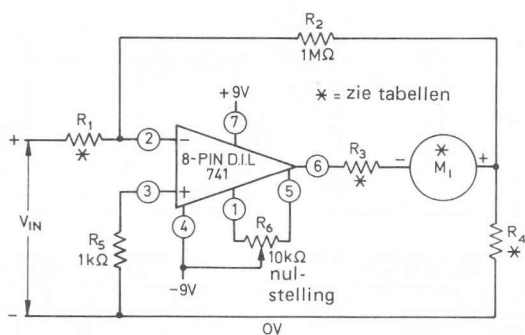
Afb. 3.15 D.C.-voltmeterschakeling van het betere soort. De ingangsweerstand is hoog ($1 \text{ M}\Omega/\text{V}$) en er is voorzien in de mogelijkheid van elektrische nulstelling van de meter.

In beide hiervoor genoemde schakelingen is sprake van een ingangsgevoeligheid van $1 \text{ M}\Omega/\text{V}$, ongeacht de gevoeligheid van de toegepaste meter. De nauwkeurigheid van de omzetter wordt bepaald door de precisie van R_1 en R_2 . Indien gewenst kan R_2 worden uitgevoerd als vaste weerstand van $820 \text{ k}\Omega$ met een potmeter van $500 \text{ k}\Omega$ in serie. De potmeter kan dan als 'ijk'-regelaar dienst doen voor afregeling op een precieze volle schaal waarde.

In afb. 3.16 wordt aangegeven hoe een draaispoelmeter in combinatie met een Opamp schakeling kan worden toegepast als nauwkeurige D.C.-volt- of millivoltmeter. De meter welke wordt gebruikt kan elk type zijn met een volle schaalwaarde van $100 \mu\text{A}$ tot 5 mA en de schakeling kan zodanig worden gedimensioneerd, dat de bereiken elkaars tienvoud zijn van 1 mV tot 1.000 V. De twee tabellen bij afb. 3.16 geven aan welke componenten dienen te worden gebruikt om aan te passen bij diverse typen draaispoelmeters, en die welke moeten worden gemonteerd of ingeschakeld voor de diverse spanningsbereiken.

De ingangsgevoeligheid kunnen we uitdrukken als zijnde $1 \text{ M}\Omega/\text{V}$, ongeacht het meetinstrument, dat wordt gebruikt.

In principe is de schakeling van afb. 3.16 een inverterende D.C.-versterker, waarvan de uitgangsspanning verschijnt over R_4 , en de versterking wordt bepaald door R_1 en R_2 . De meter is opgenomen tussen het knooppunt R_2 - R_4 en (met R_3 in serie) aan de uitgangspin van de Opamp. De meteraflezing geeft in feite een waarde welke gelijk is aan die van de Opamp uitgangsstroom. Omdat R_2 een zeer hoge waarde heeft vergeleken met R_4 is de uitgangsstroom vrijwel uitsluitend afhankelijk van de waarde van R_4 en de uitgangsspanning. Dientengevolge bestaat er een eveneens vrijwel lineair verband tussen ingangsspanning en uitgangsstroom. De balancering van de offset-spanning is bruikbaar als meter-nulstelling. R_2 kan vervangen worden door een serieschakeling van $820 \text{ k}\Omega$ als vaste weerstand en een potmeter van $500 \text{ k}\Omega$ waarmee we de meter kunnen ijkten.



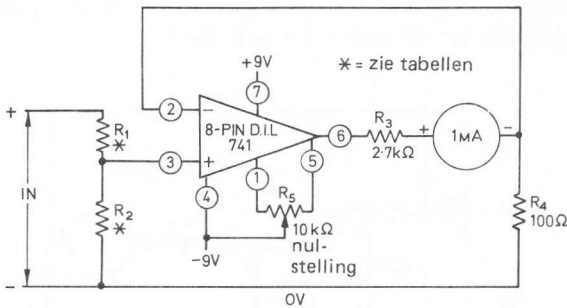
M_1	R_4	R_3
$100 \mu\text{A}$	$10 \text{ k}\Omega$	$27 \text{ k}\Omega$
$500 \mu\text{A}$	$2 \text{ k}\Omega$	$5.6 \text{ k}\Omega$
1 mA	$1 \text{ k}\Omega$	$2.7 \text{ k}\Omega$
2.5 mA	400Ω	$1.5 \text{ k}\Omega$
5 mA	200Ω	470Ω

$V_{f.s.d}$	R_1
1000 V	$1000 \text{ M}\Omega$
100 V	$100 \text{ M}\Omega$
10 V	$10 \text{ M}\Omega$
1 V	$1 \text{ M}\Omega$
100 mV	$100 \text{ k}\Omega$
10 mV	$10 \text{ k}\Omega$
1 mV	$1 \text{ k}\Omega$

Afb. 3.16 D.C.-volt/millivoltmeter, uitgevoerd met andere component waarden.

Afb. 3.17 toont een weer andere schakeling om een Opamp en een draaispoelmeter te combineren tot een simpele stroom- of spanningsmeter. We zien dat de Opamp is geschakeld als niet-inverterende $1x$ -versterker oftewel als spanningsvolger. De uitgangsspanning welke over R_4 verschijnt is dus gelijk aan de spanning op de plus-ingang. Ook in

deze schakeling wordt in feite de uitgangsstroom gemeten welke de Opamp aan R4 levert. Door voor de ingangsspanningsdeler weerstanden te kiezen met juiste onderlinge verhouding zal de spanning op de plus-ingang (en dus ook over R4) een waarde van 100 mV hebben; deze spanning zal dus door R4 en de meter een stroom laten lopen van 1 mA, welke overeenkomt met volle meteruitslag. De twee tabellen geven passende waarden aan voor ingangsspanningsdeler R1-R2 om de schakeling geschikt te maken voor stroommeting van 1 μ A tot 1 A, en voor spanningsmeting van 100 mV tot 1.000 V. Indien gewenst kan R4 worden uitgevoerd als ijkregelaar, we vervangen de 100 Ω weerstand door een serieschakeling van een vaste weerstand van 82 Ω en een regelbare van 50 Ω .



VOLTMETER		
f.s.d	R ₁	R ₂
1000V	10M Ω	1k Ω
100V	10M Ω	10k Ω
10V	10M Ω	100k Ω
1V	900k Ω	100k Ω
100mV	0 Ω	100k Ω

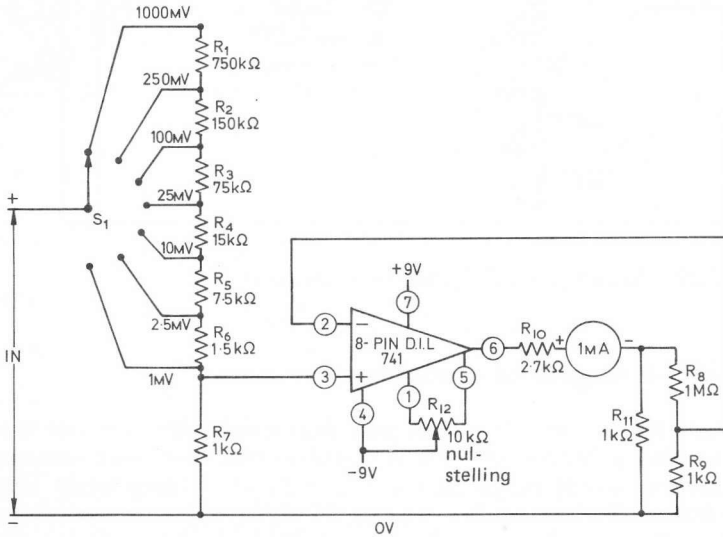
CURRENT METER		
f.s.d	R ₁	R ₂
1 A	0 Ω	0.1 Ω
100 mA	0 Ω	1 Ω
10 mA	0 Ω	10 Ω
1 mA	0 Ω	100 Ω
100 μ A	0 Ω	1k Ω
10 μ A	0 Ω	10k Ω
1 μ A	0 Ω	100k Ω

Afb. 3.17 Eenvoudige D.C.-spanning- of stroommeter.

Een aanpassing van afb. 3.17 levert ons de schakeling op van een nauwkeurige meer-bereiken D.C.-millivoltmeter. We zien het schema in afb. 3.18. De maximale gevoeligheid is 1 mV volle schaal! De Opamp wordt geschakeld als niet-inverterende D.C.-versterker. De versterking welke vastligt door de waarden van R8 en R9 is 1000 maal. De meter wijst de stroom aan welke door belastingsweerstand R11 loopt.

Daar de meter een 1 mA-type is en R11 een waarde heeft van 1 k Ω , kunnen we vaststellen dat de uitgangsspanning welke op het knoep-

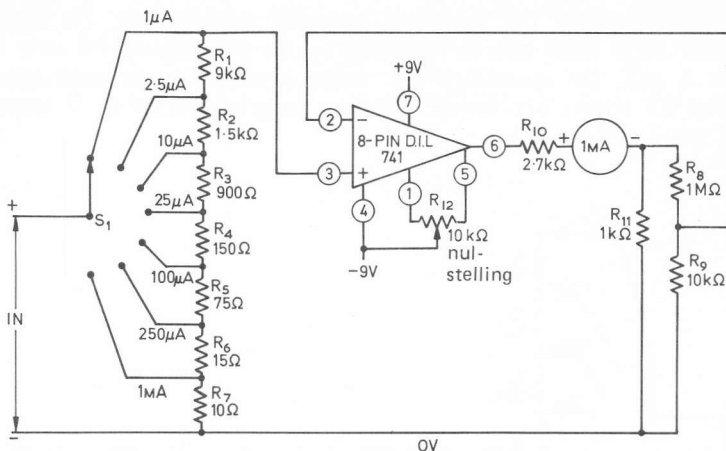
punt R8-R11 staat 1 V bedraagt bij volle meteruitslag. De Opamp versterkt 1000 maal dus de spanning op de plus-ingang (of over R7) is dan 1 mV. De spanningsdeler welke bestaat uit de weerstanden R1 t/m R7 maakt een bereikinstelling mogelijk welke in 7 stappen loopt van 1 mV tot 1 V.



Afb. 3.18 Nauwkeurige D.C.-millivoltmeter.

Tenslotte zien we in afb. 3.19 hoe de schakeling van afb. 3.18 kan worden omgewerkt tot een meer-bereiken D.C.-microamperemeter met een maximale gevoeligheid van $1 \mu\text{A}$ volle schaal. In dit geval zien we dat de Opamp is geschakeld als niet-inverterende $100\times$ D.C.-versterker, welke volle schaal aanwijzing geeft bij een ingangssignaal van 10 mV. De weerstandsketen R1 t/m R7 welke verbonden is met de Opamp dient als aftakbare stroomdoorlaat, en ontwikkelt op de plus-ingang een spanning welke afhangt van de toegevoerde stroom. Op deze wijze is de meteraflezing recht evenredig met de grootte van de stroom welke door de ingangsweerstand of ingangsweerstanden loopt.

We moeten wel in de gaten houden dat de precisie van beide vorige schakelingen wordt bepaald door de nauwkeurigheid van de weerstandswaarden van R8, R9 en R11. Tevens is het van belang om de ingangsweerstanden met zorg te kiezen. Indien nodig kan in beide schakelingen R11 worden vervangen door een samenstelling van een vaste weerstand van 820Ω met een (instel-)potmeter van 500Ω daarmee in serie teneinde ijking mogelijk te maken.



Afb. 3.19 Nauwkeurige D.C.-micro-ampèremeter.

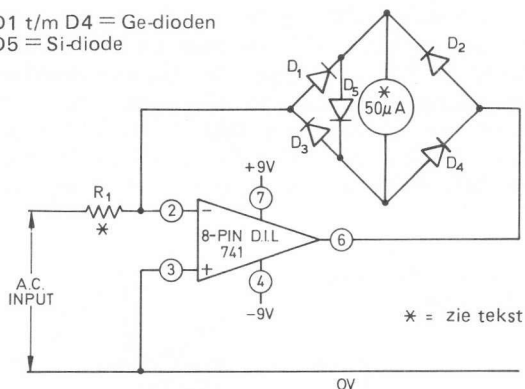
Wisselspanningsmeter-schakelingen

Opamps kunnen in combinatie met draaispoelmeters op vele manieren worden gebruikt, ook als A.C.-voltmeters. Een zeer eenvoudige schakelwijze wordt aangegeven in afb. 3.20. De Opamp werkt hier als inverterende D.C.-versterker, waarbij R1 als ingangsweerstand fungeert en de meter met de vier in brug geschakelde dioden optreden als tegenkoppellus. In deze opstelling is de stroom door R1 en de tegenkoppelcomponenten gelijk, terwijl het knooppunt met de min-ingang zich als schijnbare massa voordoe. Dat is dan ook de reden dat de ingangsstroom welke R1 (en dus ook de meter) doorloopt evenredig is met de grootte van de ingangsspanning, de meter geeft een lineaire aanwijzing van de ingangsspanning.

Feitelijk wordt de Opamp schakeling van afb. 3.20 alleen gebruikt om de niet lineair zijnde karakteristiek van de bruggelijkrichter D1 t/m D4 te omzeilen en de metergevoeligheid wordt niet verhoogd. R1 vervult de taak van voorschakelweerstand en de waarde ervan dient te worden vastgesteld door de basisgevoeligheid voor D.C. van de meter (in ohms per volt!) te vermenigvuldigen met 0,9 teneinde de A.C.-gevoeligheid daarvan te bepalen, en daarna deze waarde te vermenigvuldigen met de gewenste waarde welke het instrument bij volle schaal-aanwijzing dient aan te geven. Een voorbeeld: een draaispoelmeter van $50 \mu\text{A}$ heeft een D.C.-gevoeligheid van $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$, die betekent dat de gevoeligheid voor A.C. $18 \text{ k}\Omega/\text{V}$ bedraagt. Voor 1 V volle schaal is dus $18 \text{ k}\Omega$ als waarde voor R1 vereist, terwijl we $1,8 \text{ M}\Omega$ dienen toe te passen als dezelfde meter 1000 V moet aanwijzen.

De schakeling van afb. 3.20 is in de praktijk geschikt om te worden gebruikt met elke draaispoelmeter welke een volle schaaluitslag heeft van $50 \mu\text{A}$ tot 1 mA en de waarde van R_1 bepaalt de feitelijke meetbereiken welke kunnen variëren tussen 100 mV en 1000 V . De schakeling funktioneert naar behoren tot frequenties van ongeveer 40 kHz . Mocht het nodig zijn om A.C.-componenten te meten welke gesuperponeerd zijn op een gelijkspanning dan is het voldoende om een condensator in serie met de ingangslijn op te nemen om de gelijkspanning te blokkeren.

Opmerking: D1 t/m D4 = Ge-dioden
D5 = Si-diode



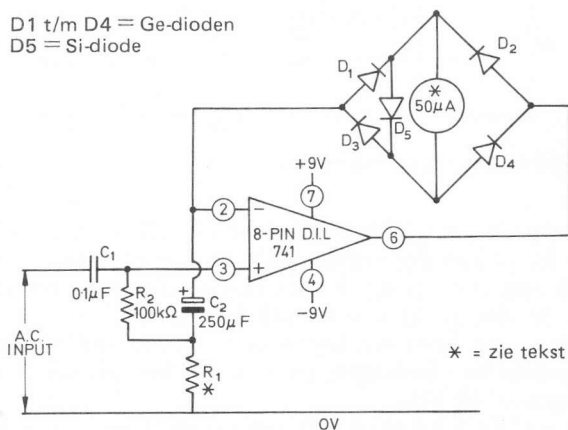
Afb. 3.20 Eenvoudige A.C.-voltmeter.

De ingangsimpedantie van de schakeling van afb. 3.20 is gelijk aan de waarde van R_1 en kan dus vrij laag zijn. Bij menige toepassing kan het noodzakelijk zijn een voltmeter met hogere ingangsimpedantie te gebruiken, en in dat geval kan de schakeling van afb. 3.21 uitkomst brengen. Dit circuit bezit een ingangsimpedantie welke tot enige honderden Megohms kan bedragen, en kan worden gebruikt tot frequenties van ongeveer 40 kHz .

De werking van de schakeling valt eenvoudig te verklaren. De Opamp funktioneert als A.C.-spanningsvolger welke één maal versterkt. De uitgangsspanning verschijnt over R_1 . Daar zowel in- als uitgangsspanning even groot en met elkaar in fase zijn, ontstaat er geen spanningsverschil tussen de beide uiteinden van R_1 . Er loopt dus ook geen stroom met als gevolg dat de weerstand zich voor A.C.-signalen zeer hoogohmig gedraagt. We noemen dit effect 'bootstrapping'. Omdat de meter en de bruggelijkrichter feitelijk in serie met de uitgang staan geeft de meter de signaalstroom aan welke door R_1 loopt. Deze signaalstroom is rechtstreeks afhankelijk van de ingangsspanning, dus we kunnen vaststellen dat de schakeling op deze wijze funktioneert als zeer lineaire wisselspanningsmeter met buitengewoon hoge ingangsimpedantie.

De schakeling van afb. 3.21 kan worden gebruikt in combinatie met elke draaispoelmeter welke een volle schaalwaarde van $50 \mu\text{A}$ tot 1 mA bezit, terwijl de waarde van R_1 kan worden gekozen aan de hand van het gewenste spanningsbereik dat binnen de grenzen van 100 mV tot 1 V valt. Indien hogere spanningen moeten worden gemeten kan de ingang van de Opamp van een spanningsdeler worden voorzien. De wijze waarop de waarde van R_1 wordt bepaald is de zelfde als die welke omschreven werd bij de schakeling van afb. 3.20. Stellen we, dat de schakeling 1 V moet aanwijzen op een $50 \mu\text{A}$ -meter, dan zal R_1 een waarde moeten hebben van $18 \text{ k}\Omega$, gebruiken we een meter welke 1 mA volle schaal aanwijst, dan dienen we 900Ω als waarde voor R_1 aan te houden. In de praktijk levert het gebruik van een $50 \mu\text{A}$ -meter in het prototype een ingangsimpedantie op van $33 \text{ M}\Omega$ en een ingangscapaciteit van 18 pF parallel daaraan, als R_1 een waarde heeft van $1,8 \text{ k}\Omega$ voor 100 mV volle schaal, terwijl bij een waarde van $18 \text{ k}\Omega$ voor 1 V volle schaal de ingangsimpedantie oploopt tot $330 \text{ M}\Omega$ en de ingangscapaciteit terugloopt tot een waarde van 5 pF .

Opmerking: D1 t/m D4 = Ge-dioden
D5 = Si-diode

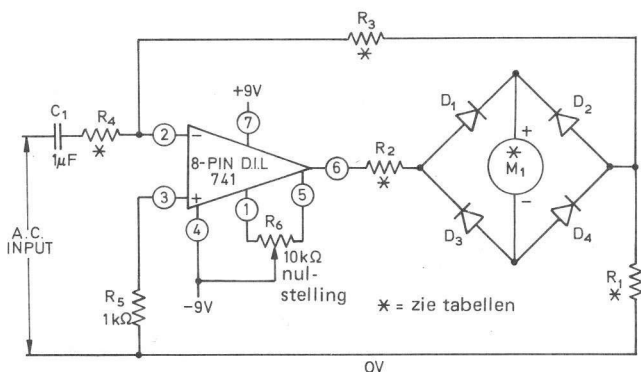


Afb. 3.21 A.C.-voltmeter met hoge ingangsimpedantie.

In beide schakelingen wordt aan de meter nog een diode (D_5) parallel geschakeld, dit met het doel de meter te beschermen tegen overbelasting. Deze diode kan een gewoon silicium-type zijn voor algemene toepassing.

Tenslotte geeft afb. 3.22 ons het schema van een nauwkeurige A.C.-volt- of millivoltmeter. Deze schakeling kan worden gebruikt in combinatie met draaispoelmeters welke volle schaalwaarden hebben van $100 \mu\text{A}$ tot 5 mA , terwijl aanpassing mogelijk is voor spanningsbereiken tussen 1 mV en 1000 V .

Hoe een en ander werkt is eenvoudig uit te leggen. De Opamp schakeling toont het beeld van een inverterende versterker waarbij de meter de grootte van de A.C.-uitgangsstroom aangeeft welke R1 doorloopt. Deze stroom is recht evenredig met de ingangsspanning en de versterkingsfactor van het circuit, met als gevolg dat lineaire werking als wisselspanningsmeter gegarandeerd is. De schakeling is zo ontworpen dat de meter vol uitslaat als er 1 V over R1 ontwikkeld wordt, en we kunnen vaststellen dat de waarde van R3 en die van R4 bepalend zijn voor het spanningsbereik dat we bij volle schaal willen aflezen. De verhouding van deze twee weerstanden bepaalt immers de versterkingsfactor van de schakeling. De tabel met waarden voor R3 en R4 toont hoe we deze waarden dienen te kiezen voor verschillende spanningsbereiken lopend van 1 mV tot 1000 V. De schakeling bezit een beveiliging tegen overbelasting in de vorm van begrenzingsweerstand R2 en de tweede tabel bij afb. 3.22 geeft aan welke waarden we dienen toe te passen voor R1 en R2 bij gebruik van verschillende metertypen. De offset-regeling wordt in het circuit benut als nulstelling voor de meter.



Opmerking: D1 t/m D4 = Ge-dioden

M ₁	R ₁	R ₂
100 μA	9 kΩ	27 kΩ
500 μA	1.8 kΩ	5.6 kΩ
1 mA	900 Ω	2.7 kΩ
2.5 mA	360 Ω	1.5 kΩ
5 mA	180 Ω	470 Ω

waarden van R1 en R2 voor diverse metertypen.

V _{f.s.d}	R ₄	R ₃
1000 V	10 MΩ	10 kΩ
100 V	10 MΩ	100 kΩ
10 V	10 MΩ	1 MΩ
1 V	1 MΩ	1 MΩ
100 mV	100 kΩ	1 MΩ
10 mV	10 kΩ	1 MΩ
1 mV	1 kΩ	1 MΩ

waarden van R4 en R3 voor diverse spanningsbereiken

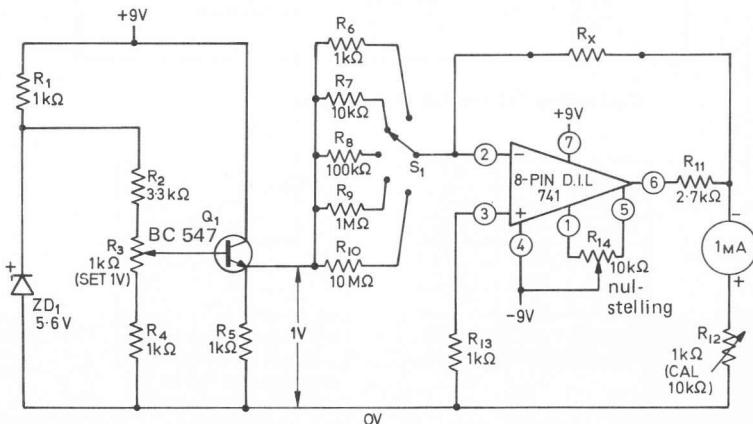
Afb. 3.22 Nauwkeurige A.C.-volt/millivoltmeter.

Schakelingen voor weerstandmeters met lineaire schaal

Het schema van afb. 3.23 toont een schakeling met een Opamp en draaispoelmeter welke een ohmmeter vormen met lineaire schaal, de bereiken lopen van $1\text{ k}\Omega$ tot $10\text{ M}\Omega$ volle schaal. De schakeling wordt gevormd door twee delen en bestaat uit een spanningsbron welke zorgdraagt voor een constante referentie en een meetgedeelte dat de waarde van de onbekende weerstand aangeeft.

De afdeling welke de referentiespanning opwekt bestaat uit zenerdiode ZD1, transistor Q1 en de weerstanden R1 t/m R5. De opbouw van dit circuit is zodanig dat een stabiele spanning van 1 V over R5 wordt opgewekt welke binnen zekere grenzen nog kan worden ingesteld met behulp van R3. Deze referentiespanning wordt toegevoerd aan de Opamp schakeling welke funktioneert als inverterende D.C.-versterker. De 1 mA-meter vormt tesamen met weerstand R12 een spanningsmeter welke 1 V volle schaal aangeeft, terwijl de versterkingsfaktor van de Opamp schakeling wordt bepaald door de verhouding van tegenkoppelweerstand R_x en een der ingeschakelde bereikweerstanden R6 t/m R10. Omdat de ingangsspanning van de versterkerschakeling constant op 1 V wordt gehouden is de uitgangsspanning en daarmee de metaeraanwijzing proportioneel met de waarde van R_x , de meter zal volle schaal aanwijzing te zien geven als de onbekende weerstand gelijk is aan de ingeschakelde bereikweerstand. Op deze manier zal de schakeling funktioneer als ohmmeter met lineaire schaal.

Het circuit heeft vijf bereiken welke in decade-stappen lopen van $1\text{ k}\Omega$ tot $10\text{ M}\Omega$. De lineariteit is uitstekend met uitzondering van het hoogste bereik, waar fouten kunnen optreden tot 10%. De nauwkeurigheid is verder in hoge mate afhankelijk van de precisie van de bereikweerstand R6 t/m R10.

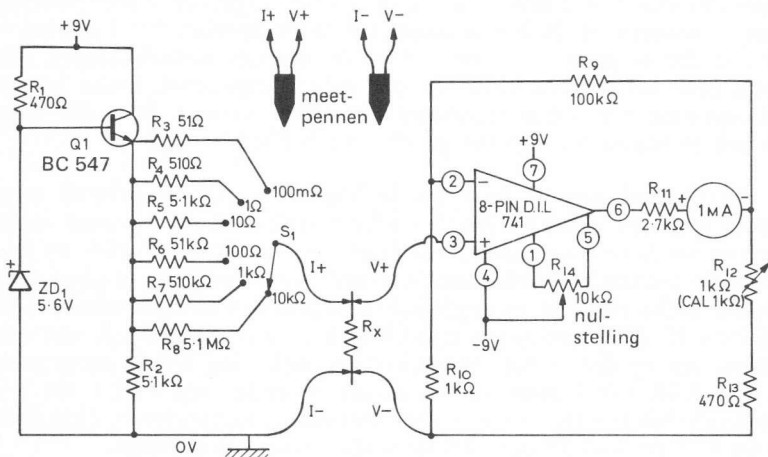


Afb. 3.23 Weerstandsmeter met lineaire schaal.

De afregelprocedure verloopt als volgt: het circuit wordt ingeschakeld op het 10 k Ω -bereik en er wordt een precisieweerstand van 10 k Ω geplaatst in de R_x-klemmen. Er wordt met behulp van R3 een spanning ingesteld over R5 welke nauwkeurig gelijk is aan 1 V. Tenslotte wordt R12 zo ingesteld dat de meter precies volle schaal aanwijst. Bij kortgesloten R_x kan de meter op nul gesteld worden met behulp van de offsetpotmeter R14. Daarmee is de afregeling voltooid en is de schakeling voor gebruik gereed.

De schakeling welke is weergegeven in afb. 3.24 is bedoeld om nauwkeurige aflezing te verkrijgen van lage weerstandwaarden, het is mogelijk om 100 milli-ohm volle schaal af te lezen! Er is bij het ontwerp rekening gehouden met de eis dat eventuele weerstand van meet-snoeren geen invloed op de uitlezing mag hebben.

De schakeling bestaat wederom uit twee delen. Een er van is een circuit dat een constante stroom levert, welke de onbekende weerstand doorloopt, het andere deel is in feite een millivoltmeter welke de gelijkspanning meet die ontstaat over R_x als daar de constante stroom door vloeit. Omdat deze stroom een vaste waarde heeft is de spanning over R_x afhankelijk van de eigenlijke weerstandswaarde en de millivoltmeter funktioneert dus tevens als ohmmeter met lineaire schaal.



Afb. 3.24 Weerstandsmeter voor lage waarden. De uitvoering van de meet-pennen en -snoeren wordt in de tekening aangegeven.

De schakeling rond de Opamp doet zoals gezegd dienst als metersturing en we zien dat deze werkt als niet-inverterende D.C.-versterker met een versterking van honderd maal. Voor volle schaaluitslag is 10 mV aan de ingang nodig, en deze spanning wordt toegevoerd aan de plus-ingang van de Opamp, welke een hoge impedantie bezit.

De constante stroombron welke deel uit maakt van de schakeling is gesitueerd rond emittervolger Q1, welke een spanning krijgt toegevoerd van 5,6 V op de basis. Deze spanning wordt verkregen van uit de positieve voedingslijn via R1 en wordt door middel van zenerdiode ZD1 stabiel gehouden. Op de emitter zal dus een spanning ten opzichte van massa worden opgewekt van 5 V. Via een weerstand welke door de bereikschakelaar wordt gekozen wordt dus stroom gestuurd door de onbekende weerstand. De waarde van weerstand welke ingeschakeld is bepaald de grootte van de meetstroom. Omdat slechts 10 mV benodigd is over R_x teneinde volle schaaluitslag te bewerkstelligen mogen we stellen dat deze spanning een verwaarloosbaar klein effect heeft op de spanning over de bereikweerstand R3 t/m R8, met andere woorden ook de stroom door deze weerstanden is nagenoeg constant. De stromen, welke er door weerstand R_x lopen, variëren met nauwelijks 0,2%, wanneer R_x van nul naar maximum bereikwaarde wordt opgevoerd.

Er zijn twee belangrijke punten welke aandacht vragen bij de nabouw van deze schakeling. De voeding van de ohmmeter wordt betrokken uit twee batterijen. Het is van het grootste belang dat de gemeenschappelijke massa **direct** verbonden wordt met de stroombronafdeling en **niet** met de millivoltmetersectie. De nultoevoer van de meet-schakeling dient te geschieden via de dubbel uitgevoerde meetsnoeren, zoals is aangegeven in het schema. De reden hiervan ligt besloten in het feit dat er geen teststroom door de millivoltmeterleidingen mag lopen, deze hebben tenslotte ook een zekere weerstand, welke bij stevige stromen een eigen spanningsval zouden veroorzaken, die aldus een zekere misaanwijzing tot gevolg zou hebben.

De tweede zaak om in de gaten te houden is, dat er gebruik moet worden gemaakt van **vier afzonderlijke** testsnoeren om redenen welke hiervoor reeds werden aangeduid. Twee van deze snoeren (I+ en I—) voeren de teststroom welke aan R_x wordt toegevoerd. De andere twee snoeren welke naar de meetschakeling lopen worden gebruikt om direct over R_x de spanning op te pikken. Het is in de praktijk wat omslachtig om op die manier te werken, de oplossing wordt aangegeven bij afb. 3.24. We kunnen de bij elkaar horende snoeren I+ en V— respectievelijk I— en V— in korte testpennen vast solderen. Hoe dichter de V+ en V— snoeren bij de spits zitten des te beter.

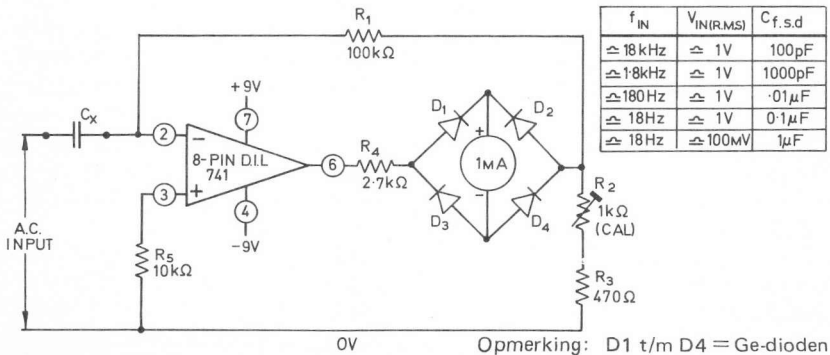
Als de bouw van de schakeling is voltooid kunnen we hem gaan testen en ijken. De eerste test bestaat uit het kortsluiten van de meetpennen, terwijl de schakelaar op het 10 Ω -bereik staat. De meter moet nu met behulp van R14 op nul te stellen zijn. Als dit in orde is wordt de sluiting van de meetpennen opgeheven. Controleer of de meter tot boven volle schaal aanwijst. Indien ook dit het geval is worden de pennen weer kortgesloten en de schakelaar op het 100 m Ω -bereik gezet. We moeten nu een waarde op de meter aflezen die kleiner is dan 2 m Ω , eventueel dient R14 te worden bijgesteld. Als de waarde

welke we aflezen aanmerkelijk groter is dan $2\text{ m}\Omega$, dan is het mogelijk dat de gemeenschappelijke nul van de voeding toch op foutieve wijze met de schakeling is verbonden, of er bestaat een kans dat we de meetpennen niet goed hebben geconstrueerd.

Als verder alles goed is kan de ohmmeter geijkt worden. We behoeven de schakelaar slechts in de stand $1\text{ k}\Omega$ te zetten en (op de plaats van R_x) een precisieweerstand van $1\text{ k}\Omega$ met de meetpennen te verbinden. Daarna stellen we de meteruitslag op volle schaal in met R_{12} . Daarmee is het instrument voor gebruik gereed. Wel dient het belang van nauwkeurige bereikweerstand te worden aangestipt, daar de precisie van het geheel toch in belangrijke mate afhankelijk is van deze componenten.

Een capaciteitsmeter met lineaire schaal

Om dit hoofdstuk mee te besluiten bekijken we het schema van afb. 3.25. We zien hierin de basisschakeling van een capaciteitsmeter met lineaire schaal. De schakeling is in staat volle schaal aanwijzingen te produceren in uiteenlopende waarden van 100 pF tot $1\text{ }\mu\text{F}$, indien passende sinusvormige sturing wordt toegevoerd. Het werkingsprincipe van het circuit is simpel. De Opamp is als inverterende A.C.-versterker geschakeld waarbij de meter met bruggelijkrichter in de uitgangsketen zijn opgenomen. De meter zal volle schaal aanwijzing geven als er op het knooppunt R_1 - R_2 ongeveer 1 V r.m.s. aanwezig is. De versterkingsfactor wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstand R_1 en de reactantie (= wisselstroomweerstand) van C_x , en wordt dus één maal, als deze aan elkaar gelijk zijn.



Afb. 3.25 Principeschema van een capaciteitsmeter met lineaire schaal. In de tabel worden richtlijnen aangegeven voor amplitude en frequentie van het ingangssignaal waarbij de af te lezen condensatorwaarden (volle schaaluitslag) in de derde kolom staat vermeld).

Veronderstel dat er een signaal van 1 V r.m.s. (sinusvormig) aan de schakeling wordt toegevoerd. We gaan de frequentie ervan bijstellen tot ongeveer 1,8 kHz waarbij de impedantie van een 1000 pF condensator gelijk is aan 100 k Ω . Indien we nu op de plaats van C_x dezelfde 1000 pF condensator installeren, zal de meter volle schaal aanwijzen, immers de versterking is één maal onder deze omstandigheid. Verkleinen we daarna de waarde van C_x met een faktor tien, dus tot 100 pF, dan zal de impedantie ervan met een faktor tien worden verhoogd dus tot 1 M Ω . De versterking neemt af tot 0,1 x, waardoor de meter bij gelijkblijvend ingangssignaal toch slechts één tiende van de volle schaalwaarde zal aanwijzen. De aanwijzing is dus recht evenredig met de waarde van C_x en we kunnen de schakeling dan ook gebruiken als capaciteitsmeter met lineaire schaal.

Met het doel andere maximum schaalwaarden te verkrijgen kunnen we volstaan met het wijzigen van de ingangsfrequentie en/of de amplitude van het stuursignaal volgens de aanwijzingen van de tabel bij afb. 3.25. We zetten om de schakeling te ijken een precisie condensator op de plaats van C_x zetten en met behulp van R2 de meter afregelen op de waarde welke overeenkomt met die van de sinus-generator (uitgangsimpedantie kleiner dan 1 k Ω) kunnen we nauwkeurige resultaten verwachten.

4 20 oscillator- en multivibratorschakelingen

Operationele versterkers kunnen op velerlei wijze worden gebruikt om wisselspanningen van diverse golfvorm op te wekken. Zo kunnen ze op eenvoudige manier functioneren als oscillatoren en multivibratoren, ze kunnen zodanig worden geschakeld dat vierkantgolven of sinusvormige spanningen worden gegenereerd, voorts behoren driehoek- en zaagtandspanningen alsmede pulsvormige resultaten tot de mogelijkheden. De herhalingsfrequenties welke kunnen worden opgewekt variëren van enkele perioden per uur tot 20.000 perioden per seconde.

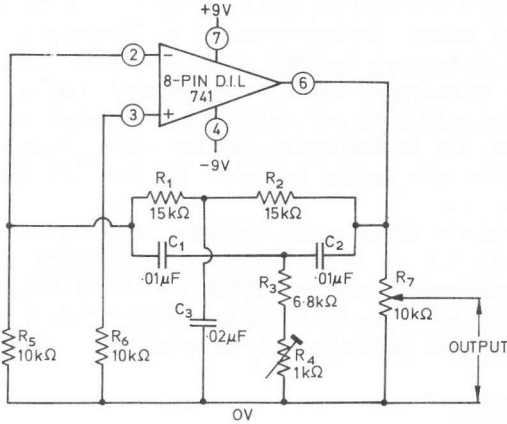
Twintig bruikbare Opamp schakelingen waaronder oscillatoren en multivibratoren worden in dit hoofdstuk beschreven, en alle schakelingen zijn ontworpen rond de populaire 741 Opamp, terwijl de pinnummers in de schema's betrekking hebben op de 8 pins mini-DIL uitvoering van deze geïntegreerde schakeling.

Sinus-oscillators

Laagfrequente sinusgolven kunnen op allerlei manieren worden opgewekt. Een erg eenvoudige wijze is die, waarbij een nauwkeurig afgeregeld 'dubbel-T-netwerk' op te nemen tussen uitgang en ingang van een inverterende operationele versterker, zoals te zien is in afb. 4.1. In dit geval bestaat het dubbel-T-netwerk uit R1-R2-R3-R4 en C1-C2-C3. In een normale dubbel-T-configuratie wordt het netwerk als gebalanceerd beschouwd, als de componenten waarden bezitten welke zich verhouden als: $R1 = R2 = 2 \cdot (R3 + R4)$ en $C1 = C2 = \frac{1}{2} C3$. In het geval dat het netwerk perfect is gebalanceerd gedraagt het zich als een frequentie-afhankelijke verzwakker, en geeft geen uitgangssignaal op de filterfrequentie welke gelijk is aan: $1/6,28 \cdot R1 \cdot C1$, terwijl op alle andere frequenties dan deze wel een zekere uitgangsspanning wordt afgegeven. Als het dubbel-T-netwerk niet goed gebalanceerd is, zal op de centrale frequentie een zekere verzwakking optreden, terwijl de fase van het uitgangssignaal afhangt van de 'richting' waarin de onbalans is veroorzaakt. Is bijvoorbeeld de waarde van de serieschakeling van R3 en R4 te laag, dan is de fase van het uitgangssignaal geïnverteerd ten opzichte van het ingangssignaal.

In het circuit van afb. 4.1 wordt het ingangssignaal van het dubbel-T-netwerk betrokken van de Opamp uitgang. De uitgang van het filter wordt doorverbonden met de inverterende ingang van de Opamp. R4 wordt zodanig afgeregeld, dat de filterconfiguratie een kleine uitgangsspanning afgeeft welke op de centrale frequentie in fase is omgekeerd

ten opzichte van het Opamp uitgangssignaal. Via de inverterende ingang treedt er wederom fasedraaiing op zodat er over de gehele keten geen verandering in fase geschiedt, een en ander op de centrale frequentie van het dubbel-T-filter. De Opamp is dus in feite voor die frequentie 'rond'-gekoppeld en de schakeling genereert. Met de in het schema vermelde waarden oscilleert het circuit op een frequentie van ongeveer 1 kHz.



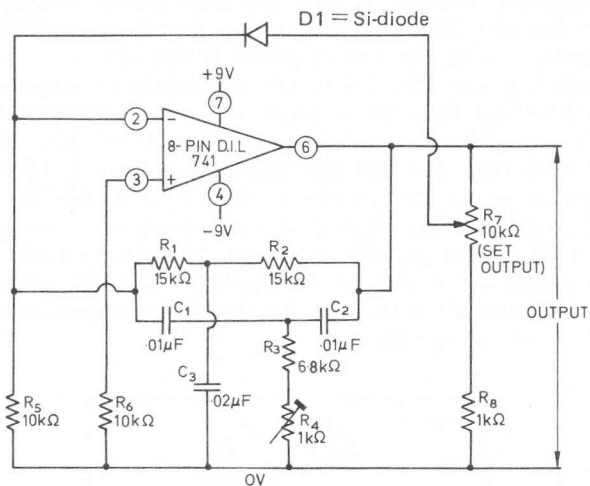
Afb. 4.1 Testoscillator met dubbel T-filter (1 kHz).

De uitgangsamplitude is regelbaar van nul tot vijf volt r.m.s. door middel van R7. De gebruikelijke instelling van R4 is zodanig dat de schakeling zwak oscilleert, op deze wijze bevat het uitgangssignaal doorgaans minder dan 1% vervorming. Automatische amplitudebegrenzing wordt bereikt doordat de Opamp zich meer en meer niet-lineair gedraagt naarmate de amplitude van het uitgangssignaal het verzadigingspunt bereikt.

Een andere wijze van amplitudebegrenzing wordt aangegeven in de schakeling van afb. 4.2. In deze 1 kHz-oscillator wordt siliciumdiode D1 tussen uitgang en ingang van de Opamp aangebracht via spanningsdeler R7. De diode gaat meer geleiden naarmate de uitgangsspanning toeneemt en reduceert daardoor de spanningsversterking van de Opamp zodra de spanning over de diode hoger wordt dan een paar honderd millivolt; op deze wijze treedt automatische amplitudebegrenzing op.

Om de schakeling van afb. 4.2 correct te laten werken, dient R7 eerst in een zodanige stand gezet te worden dat de looper aan de kant van de Opamp uitgang staat. Vervolgens wordt R4 op een punt ingesteld dat het oscilleren ophoudt. Daarna wordt deze instelling langzaam gewijzigd tot juist voorbij het punt waar het oscilleren weer inzet.

Onder deze omstandigheden is het uitgangssignaal zo zuiver mogelijk sinusvormig en heeft een amplitude van ongeveer 500 mV piek-piek, oftewel 170 mV r.m.s. Daarmede is de instelling voltooid en met behulp van R7 kan het uitgangssignaal worden geregeld van 170 mV tot ongeveer 3 V r.m.s.



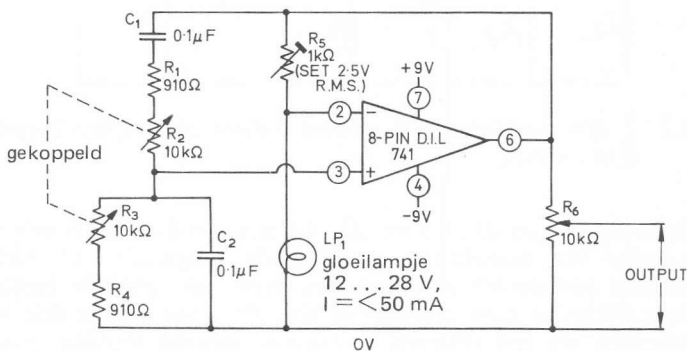
Afb. 4.2 1 kHz oscillator met dubbel T-filter en amplitudebegrenzing d.m.v. diode.

De schakelingen van afb. 4.1 en afb. 4.2 kunnen dienen als testoscillatoren welke een nauwkeurig vastliggende frequentie opwekken, ze worden niet aanbevolen voor het genereren van variabele frequenties daar moeilijkheden niet uitgesloten zijn als tegelijkertijd drie of vier componenten uit het netwerk in waarde moeten worden gewijzigd.

Een betere methode om met behulp van een Opamp schakeling een variabele frequentie op te wekken is het gebruik van een z.g. Wien-netwerk als frequentiebepalend element. In de schakelingen van afb. 4.3, afb. 4.4 en afb. 4.5 worden dergelijke netwerken gebruikt. De werkfrequentie van de drie bedoelde schakelingen kan over een decade worden ingesteld via een duo-potmeter, in de schema's aangeduid met R2 en R3. Het verschil zit hem in feite alleen in de wijze waarop automatische amplitudebegrenzing wordt verwezenlijkt. Wel gelijk is de plaats van het Wien-netwerk in de genoemde schakelingen. Het is opgenomen tussen de Opamp uitgang en de niet-inverterende ingang. De instelling van de automatische amplitudebegrenzing vindt plaats door middel van een spanningsdeler welke een deel van het uitgangssignaal toevoert aan de inverterende ingang van de Opamp.

Het Wien-netwerk, dat bestaat uit de weerstanden R1, R2, R3 en R4 plus de condensatoren C1 en C2 werkt als frequentieafhankelijke verzwakker en op de centrale frequentie bedraagt de verzwakking een faktor drie. De belangrijkste eis welke gesteld kan worden om vervormingsvrije sinusvormige signalen op te wekken is dus, dat de amplituderegeling van het circuit een klein beetje minder verzwakking geeft dan het Wien-netwerk, opdat de totale versterkingsfaktor van het circuit slechts een fractie groter is dan één.

In de schakeling van afb. 4.3 wordt automatische amplitudebegrenzing bewerkstelligd door R5 in serie met een gloeilampje LP1 op te nemen als een zichzelf instellende spanningsdeler. Het lampje mag een willekeurig type zijn met een brandspanning van 12 tot 28 volt mits de nominale stroom minder is dan 50 mA. Als de schakeling juist is afgeregeld zal het uitgangssignaal weinig vervorming bevatten, 0,1% is in de meeste gevallen haalbaar. Het circuit trekt een totale stroom van ongeveer 6 mA uit de voedingslijnen. R5 wordt zo ingesteld dat bij maximale stand van R6 een uitgangsspanning van ongeveer 2,5 V wordt afgegeven.

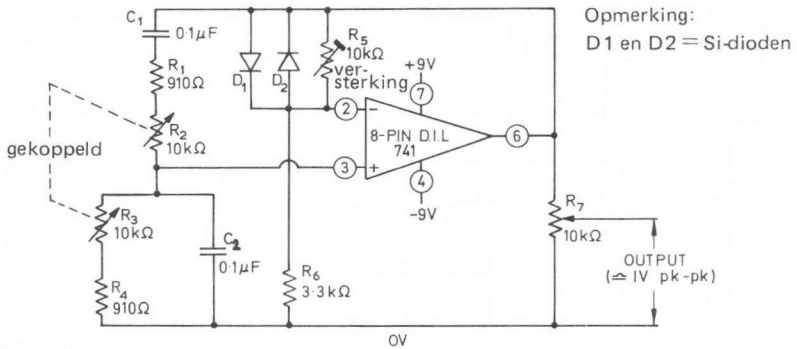


Afb. 4.3 Wien-brug-oscillator (150 Hz - 1,5 kHz).

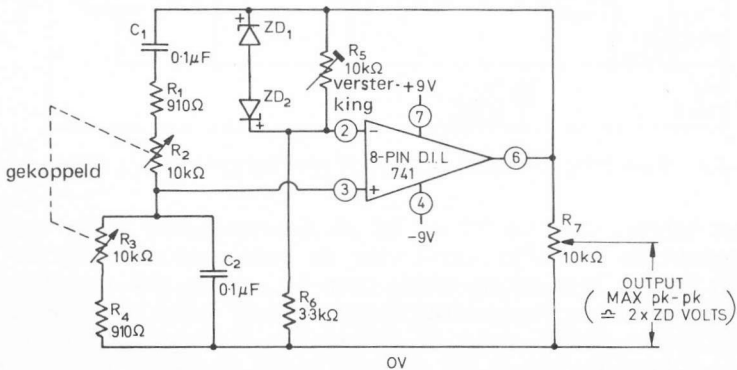
De schakelingen van afb. 4.4 en 4.5 berusten voor wat betreft de amplitudebegrenzing op de beginnende geleiding van dioden of zenerdioden die de versterking terugregelen. Beide schakelingen produceren daardoor onvermijdelijk een zekere vervorming (1 tot 20%) maar bieden het grote voordeel een absoluut constante uitgangsamplitude te geven onder alle omstandigheden, ook tijdens het veranderen van de frequentieinstelling. De maximaal bereikbare uitgangsspanning van beide schakelingen is ruwweg het dubbele van de doorlaatspanning resp. kniespanning van de halfgeleider welke in de regellus wordt toegepast. In het circuit van afb. 4.4 beginnen de dioden te geleiden bij ongeveer 500 mV, zodat de uitgangsspanning ongeveer 1 V piek-piek bedraagt. De schakeling van afb. 4.5, waarin zenerdioden worden

toegepast geeft daarentegen een veel hogere uitgangsspanning. ZD1 en ZD2 staan 'rug-aan-rug' en gaan pas in geleiding als er ongeveer 6,1 V over ontstaat. (De zenerdioden hebben in dit geval een knie-spanning van 5,6 V). Bijgevolg zal de uitgangsamplitude ongeveer 12 V bedragen.

De afregeling van beide schakelingen geschiedt als volgt: Eerst dient R5 ingesteld te worden op een punt waarbij de schakeling juist oscilleert, met minimale vervorming. Verdraai de frequentie-instelling over de gehele band en zoek eventuele punten op waar de schakeling niet of moeilijk wil starten. Regel op deze punten zonodig R5 bij, zodat de schakeling goed funktioneert en dat het oscilleren op elk willekeurig punt spontaan inzet wanneer de zaak wordt ingeschakeld. De stabiliteit van het uitgangsniveau is afhankelijk van de gelijkloop tussen R2 en R3. Om goede resultaten te verzekeren dient een duo-potmeter van hoge kwaliteit te worden benut.



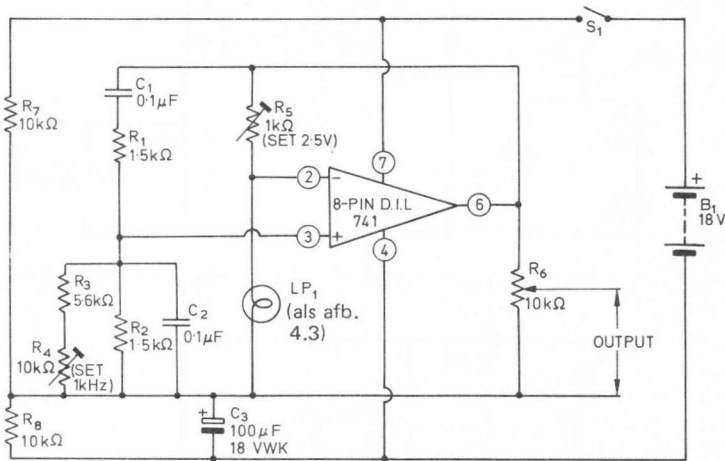
Afb. 4.4 Wien-brug-oscillator met dioden-begrenzing (150 Hz - 1,5 kHz).



Afb. 4.5 Wien-brug-oscillator met zenerdioden-begrenzing (150 Hz - 1,5 kHz).

De schakelingen van afb. 4.3, afb. 4.4 en afb. 4.5 zijn bestemd voor het bereik lopend van 150 Hz tot 1,5 kHz, een en ander gebonden aan de waarden der componenten van het Wien-netwerk. Indien nodig of gewenst kan het frequentiebereik worden gewijzigd door andere waarden toe te passen voor C1 en C2. Maken we de capaciteit groter, dan daalt de frequentie. Omgekeerd zal een kleinere waarde de frequentie doen stijgen. De maximaal bereikbare frequentie is bij kleine vervorming ongeveer 25 kHz. Oorzaak hiervan ligt besloten in de 'slew-rate' van de 741 Opamp. Een en ander geldt weer voor alle drie genoemde schakelingen.

De oscillatorcircuits met Wien-netwerk die we tot nu toe hebben beschouwd zijn te modificeren op allerlei manieren teneinde tegemoet te komen aan speciale eisen. Zo kunnen ze worden aangepast voor toepassingen als vaste frequentie-oscillators, of ze kunnen geschikt gemaakt worden om te worden gevoed uit een enkelvoudige voeding. Afb. 4.6 bijvoorbeeld geeft aan hoe we de schakeling van afb. 4.3 kunnen aanpassen. Het resultaat is een 1 kHz oscillator welke uit een enkelvoudige spanningsbron wordt gevoed.

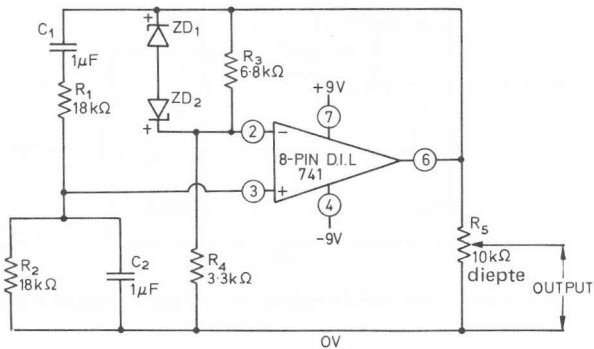


Afb. 4.6 Wien-brug-oscillator met enkele voedingsspanning (1 kHz).

In het schema zien we R7 en R8 als spanningsdeler welke op het knooppunt de massalijn vormt voor de ruststroominstelling (D.C.!) terwijl C3 een kortsluiting vormt voor A.C. welke zich over R8 zou ontwikkelen. Deze condensator vormt op deze wijze een lage impedantie in het circuit, zodat de Opamp een stabiele instelling heeft. Normaal bevinden R3 en R4 zich niet in de schakeling maar de opgewekte frequentie is dan iets lager dan 1 kHz. De beide weerstanden vormen een shunt voor R2 welke deel uit maakt van het Wien-

netwerk en veroorzaken zo een lichte stijging in de frequentie. Met R4 kan precies op 1 kHz worden afgeregeld, ook als de waarden van C1 en C2 niet aan elkaar gelijk zijn.

Tenslotte geeft afb. 4.7 een mogelijke wijziging aan welke de schakeling van afb. 4.5 omvormt tot een vibrato- of tremolo-oscillator met een werkfrequentie van 8 Hz. De waarden welke toegepast worden in het Wien-netwerk zijn aangepast en de spanningsdeler R3-R4 verzorgt de amplitudebegrenzing. De waarde van R3 is iets groter gekozen dan het dubbele van die van R4, teneinde stabiele werking, dus: betrouwbare oscillatie met weinig vervorming, te garanderen.



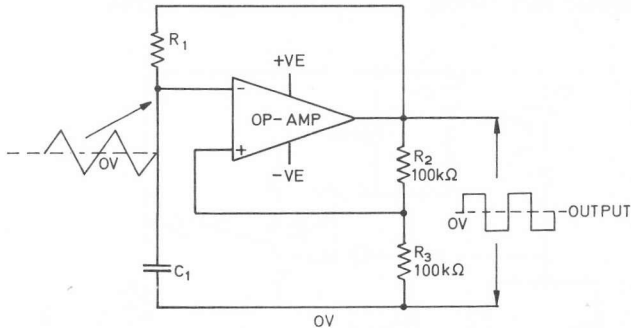
Afb. 4.7 Vibrato- of tremolo-oscillator (8 Hz).

Blokgolfgeneratoren

We kunnen een operationele versterker zo schakelen dat hij zich gedraagt als een laagfrequent vierkantsgolfgenerator. We passen de Opamp toe in een configuratie welke we 'relaxatie-oscillator' noemen, een en ander volgens afb. 4.8a. We zien daarin dat er aan de uitgang van de Opamp twee spanningsdelers zijn verbonden, waarvan de aftakkingen elk op één van de twee Opamp ingangen zijn aangesloten. De ene spanningsdeler bestaat uit de weerstanden R2 en R3, het knooppunt daarvan is verbonden met de plus-ingang van de Opamp. De andere spanningsdeler bestaat uit een weerstand en een condensator, R1 en C1. Deze combinatie levert een tijdgebonden golfvorm aan de min-ingang van de Opamp. De Opamp zelf wordt gebruikt als rondgekoppelde spanningsvergelijker en gedraagt zich als een schakelaar welke geactiveerd wordt door de relatieve niveau's van de beide ingangssignalen.

Om de werking van de basisschakeling te begrijpen maken we een 'moment-opname'. We nemen aan dat op een bepaald ogenblik C1 geheel ontladen is, en dat de uitgang net door de rondkoppeling ge-

schakeld heeft van negatief naar positief. De uitgangsspanning staat 'op verzadigingsniveau', en presenteert aan beide spanningsdelers een grote positieve spanning. Onder deze omstandigheden zal de helft van de verzadigingsspanning worden aangeboden aan de niet-inverterende ingang via spanningsdeler R2-R3, terwijl er een oplopende spanning over C1 ontstaat welke dus ook verschijnt aan de inverterende ingang van de Opamp. De condensator laadt zich immers exponentieel op vanuit de uitgang via R1.



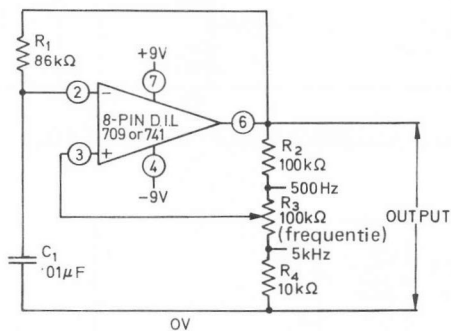
Afb. 4.8a Principeschema van de relaxatie-oscillator met een Opamp.

Nu gaan we kijken wat er gebeurt. Terwijl de tijd verstrijkt zal de stijgende spanning op de min-ingang steeds dichterbij de (vaste) spanning op de plus-ingang komen en deze na verloop van tijd zelfs overschrijden. Op dat tijdstip verlaat de uitgang z'n verzadigingstoestand en zal negatiever worden. Tegelijk daarmee zal de plus-ingang van de Opamp via R2 en R3 ook negatiever worden terwijl de plus-ingang door de lading van C1 nog constant wordt gehouden. Het resultaat is dat het effect versterkt wordt en de uitgang schakelt abrupt naar het negatieve verzadigingspunt.

Op dit moment wordt via R2 en R3 de helft van de negatieve verzadigingsspanning aan de niet-inverterende ingang van de Opamp toegevoerd en C1 begint wederom te laden via R1 maar nu in omgekeerde richting. Op zeker moment zal de spanning over de condensator en dus op de inverterende ingang weer negatiever worden dan de (vaste) negatieve spanning op de niet-inverterende ingang. Nu verlaat de Opampuitgang z'n verzadigingstoestand weer en schakelt terug naar het positieve verzadigingspunt. Op dat tijdstip zijn we weer aangeland bij de beginsituatie en begint het spel van voor af aan. Op deze wijze zal een eindeloze reeks blokgolven aan de uitgang van het circuit verschijnen, terwijl over C1 een ongeveer driehoekvormige spanning ontstaat.

De basisschakeling van de relaxatie-oscillator heeft een aantal interes-

sante eigenschappen. De tijdsduur van elke halve periode en daarmee de frequentie is afhankelijk van zowel de tijdsconstante van het R1-C1-netwerk, als de deelverhouding van de spanningsdeler welke gevormd wordt door R2 en R3. We kunnen de vereiste werkfrequentie instellen door een van deze componenten in waarde te veranderen. We kunnen dus een blokgolfgenerator met een breed frequentiebereik realiseren, met slechts één regelbare component. De werkfrequentie wordt vrijwel uitsluitend bepaald door de waarden van R1, R2, R3 en C1 en wordt bijna niet beïnvloed door voedingsspanningsvariaties, een dergelijke schakeling heeft dus een uitstekende frequentiestabiliteit.

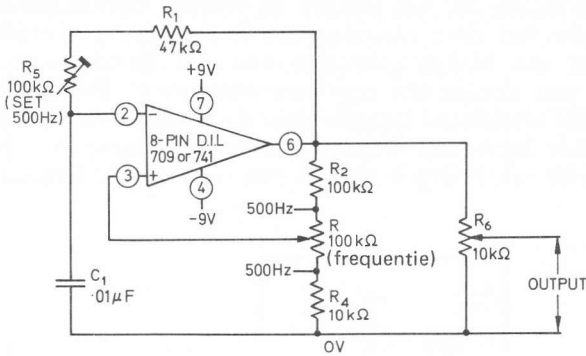


Afb. 4.8b Eenvoudige blokgolfgenerator (500 Hz - 5 kHz).

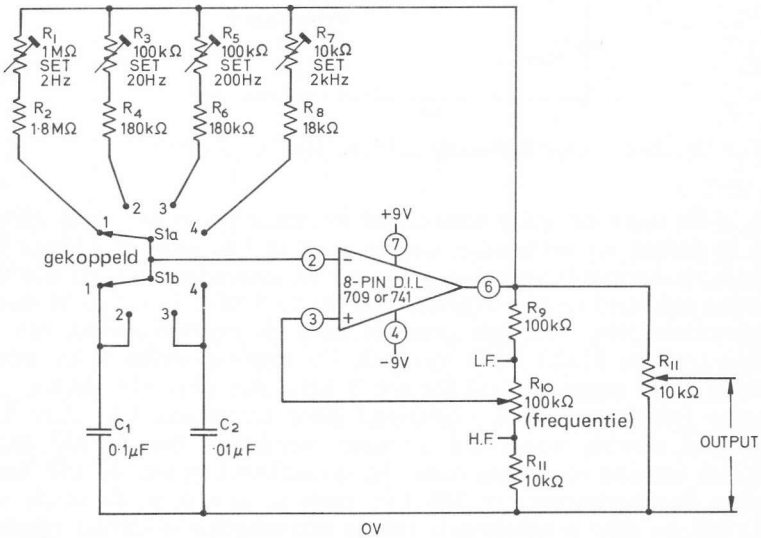
Afb. 4.8b toont de wijze waarop we het circuit van afb. 4.8a dienen aan te passen ter verkrijging van een eenvoudige maar bruikbare variabele vierkantsgolfgenerator welke een frequentiebereik heeft dat kan worden ingesteld tussen ongeveer 500 Hz en 5 kHz. In dit geval wordt frequentieregeling mogelijk gemaakt door de deelverhouding van de spanningsdeler R2-R3-R4 te variëren. De regeling welke aldus wordt bereikt loopt ongeveer 500 Hz tot 5 kHz, dus over één decade. De laagste frequentie wordt vastgelegd door weerstand R1; deze kan eventueel worden uitgevoerd als vaste weerstand van 86 kΩ, maar kan ook worden vervangen door een serieschakeling van 47 kΩ 'vast', en een instelpotmeter van 100 kΩ, zoals te zien is in de versie van afb. 4.9. In deze schakeling is tevens een amplituderegelaar opgenomen waarmee de uitgangsspanning welke de Opamp afgeeft naar wens kan worden verzwakt.

Afb. 4.10 geeft aan hoe de schakeling van afb. 4.9 verder kan worden uitgebreid teneinde in vier decaden het frequentiegebied van 2 Hz tot 20 kHz te bestrijken. Het gewenste bereik wordt door middel van een schakelaar ingesteld. De schakelaar kiest in feite een passende R-C-combinatie uit waarin voor elk bereik een extra instelpotmeter is bijgevoegd welke op elk bereik een precieze beginfrequentie instel-

baar maakt, zodat op de frequentieschaal voor elk bereik gelijkloop mogelijk is.



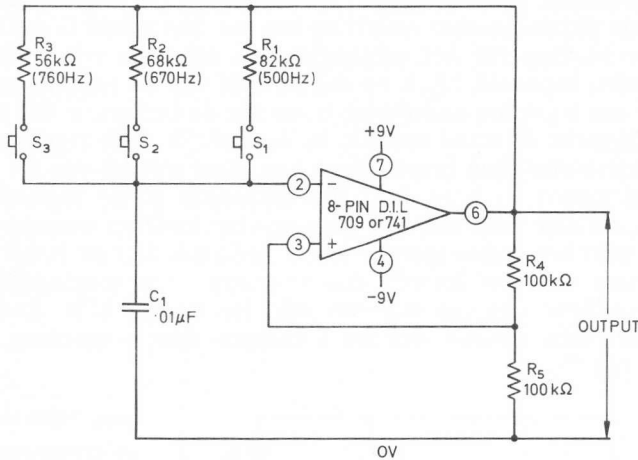
Afb. 4.9 Verbeterde blokgolfgenerator (500 Hz - 5 kHz).



Afb. 4.10 Vierkantsgolfgenerator, 2 Hz - 20 kHz in 4 dekade-bereiken.

Tenslotte laat het schema van afb. 4.11 zien hoe we de blokgolfgenerator kunnen aanpassen voor het gebruik als meer-toongenerator. De bediening vindt plaats door middel van drukknoppen. Met de in de schakeling aangegeven waarden worden de volgende frequenties opgewekt: 500 Hz via S1, 670 Hz via S2 en 760 Hz via S3; andere fre-

quenties kunnen worden bereikt door de waarde van de weerstand in de tijdsketen te veranderen. Deze speciale schakeling kan dienen als uitgangspunt voor toonsignaleringsystemen, zoals die onder andere gebruikt worden voor afstandbediening.



Afb. 4.11 Toongenerator met drukknopbediening.

Merk op dat in de schakelingen van afb. 4.8 t/m 4.11 zowel de 709 als de 741 kan worden toegepast. De 709 heeft een hogere 'slew rate' dan de 741 en geeft een betere blokvorm, zeker bij hogere frequenties. De 741 levert goede resultaten tot ongeveer 2 kHz, terwijl de 709 bruikbare golfvormen produceert bij frequenties tot ongeveer 20 kHz.

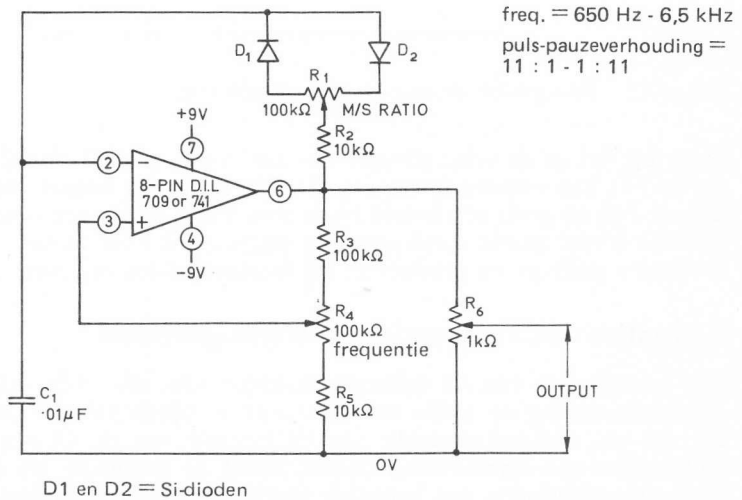
Generators welke een speciale golfvorm opwekken

Het basiscircuit van de relaxatieoscillator van afb. 4.8a levert een driehoekspanning op welke ontstaat over de tijdsbepalende condensator, en een blokgolfspanning aan de uitgang van de Opamp. Beide golfvormen zijn symmetrisch omdat zowel de negatieve als de positieve oplaadperioden een bepaalde vastliggende tijd in beslag nemen. We kunnen de symmetrie verstoren door deze laadtijden onderling verschillende te kiezen. Hoe dit geschiedt is te zien in de schakeling van afb. 4.12. Dit circuit geeft een blokvormige uitgangsspanning af welke zowel in frequentie kan worden gevarieerd, als waarvan de puls-pauze-verhouding kan worden geregeld. Beide functies beïnvloeden elkaar vrijwel niet.

De mogelijkheid tot regeling van de puls-pauze-verhouding wordt mogelijk gemaakt via potmeter R1 en de daarmee in serie staande dioden D1 en D2. De condensator wordt beurtelings opgeladen via

D1, het 'linker' deel van de potmeter en R2, of via D2, het 'rechter' deel van de potmeter en R2. Een en ander geschiedt bij respectievelijk positieve en negatieve halve perioden.

De laadtijd is afhankelijk van de waarde van de weerstand welke in serie met de uitgang van de Opamp de condensator van laadstroom voorziet, omdat deze weerstand hier regelbaar is uitgevoerd kunnen we dus de tijdsconstanten onderling regelen. Het effect is dat de puls-pauze-verhouding van het uitgangssignaal over een vrij groot bereik kan worden ingesteld. Merk op dat de som van de twee tijdsconstanten niet aan wijziging onderhevig is, en dat de frequentie dus constant blijft, ongeacht de stand van R1. In de praktijk is de regeling van de plus-pauze-verhouding begrensd en kan door middel van R1 worden ingesteld tussen 11:1 en 1:11, de frequentie welke ingesteld staat met R4, zal niet meer dan een paar procent variëren wanneer R1 van het ene naar het andere uiterste wordt gedraaid. Met de in het schema aangegeven waarden leverde een prototype een uitgangsfrequentie welke regelbaar was van ongeveer 650 Hz tot 6,5 kHz. Andere frequentiebereiken kunnen worden verkregen door aanpassing van de waarde van C1.

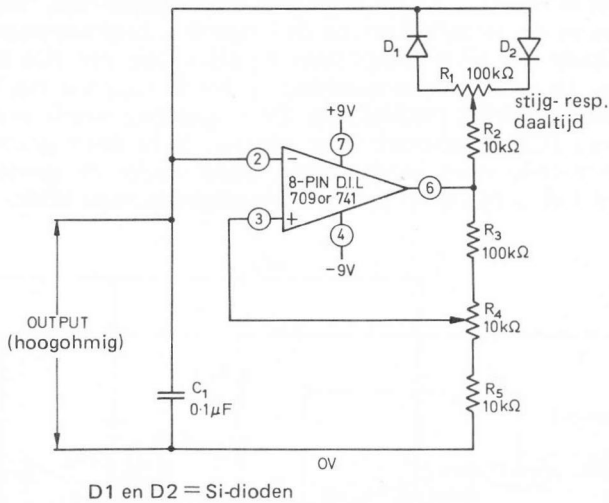


Afb. 4.12 Blok golfgenerator waarvan zowel de frequentie als de puls-pauze-verhouding regelbaar is.

Afb. 4.13 geeft aan hoe de schakeling van afb. 4.12 kan worden omgewerkt tot een zaagtandgenerator met vaste frequentie (300 Hz) waarvan de voor- en achterflank onderling in steilheid kunnen worden gevarieerd. De amplitude van de uitgangsspanning is beperkt tot 1,7 V piek-piek via spanningsdeler R3-R4-R5, een en ander om een te

bereiken dat de golfvorm redelijk linear is; daar hij in dit geval betrokken wordt uit de lading van C1, welke exponentieel oploopt, moet een linear deel van de ladingscurve worden benut. De herhalingsfrequentie kan met behulp van R4 precies op 300 Hz worden ingesteld, alhoewel andere frequenties kunnen worden verkregen door wijziging van de waarde van C1.

De steilheid van voor- en achterflank kan worden geregeld door middel van R1. De totale periodeduur ligt vast op 3,33 milliseconde terwijl het 'oplopende' resp. 'neergaande' deel kan worden ingesteld op een tijdsduur van 0,3 tot 3 ms en 3 0,3 ms. Een belangrijk gegeven is de hoge uitgangsimpedantie van de schakeling, belasting van de uitgang met lage impedanties kan geschieden door tussenschakeling van een passende buffertrap zoals bijvoorbeeld een spanningsvolgver.



Afb. 4.13 Driehoekspanningsgenerator met instelbare stijg- en daaltijd.

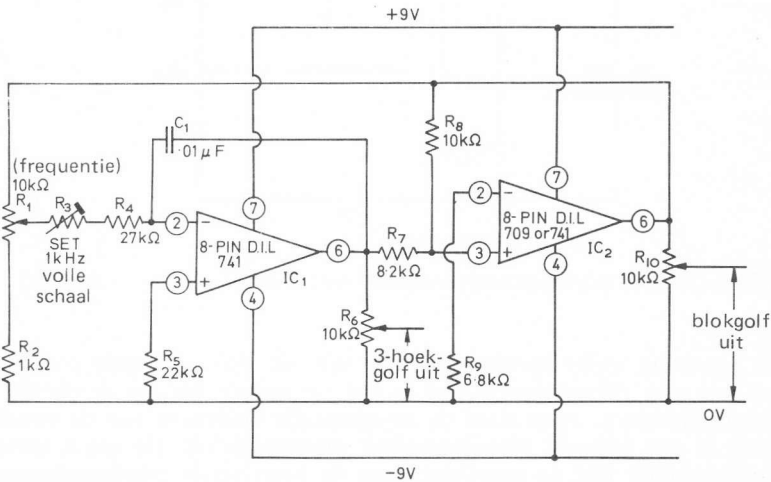
De spanning welke wordt opgewekt over de tijdsbepalende condensator van een relaxatieoscillator is tot op zekere hoogte driehoek- of zaagtandvormig, maar door de exponentiële laadcurve van de condensator is een bepaald niet-lineairiteit onvermijdelijk. De mate waarin, is afhankelijk van de amplitude van de betreffende condensatorspanning. Een heel wat betere manier om een of andere vorm van driehoekspanning op te wekken is aangegeven in de schakeling van afb. 4.14. Dit circuit levert een uitstekende golfvorm over het frequentiegebied 100 Hz 1 kHz, zowel driehoekspanning als blokvolgen kunnen uit de schakeling betrokken worden.

De schakeling van afb. 4.14 is opgebouwd uit twee delen, een integra-

tor welke gevormd wordt door IC1 met bijbehorende componenten, en een differentiële spanningsvergelijker, IC2. Om de werking van de schakeling te doorzien, stellen we ons voor dat op een bepaald moment C1 volledig ontladen is en dat de uitgang van IC2 in verzadiging (positief) staat.

Onder deze omstandigheden wordt een positieve spanning aan het integrerend netwerk R3-R4-C1 toegevoerd via spanningsdeler R1-R2. Dit heeft tot gevolg dat er een lineaire negatiefgaande spanning wordt opgewekt op de uitgang van IC1. Deze spanning wordt via R7 aan de niet-inverterende ingang van IC2 gelegd. Tegelijkertijd wordt aan dezelfde ingang van IC2 via R8 de positieve verzadigingsspanning van IC2 toegediend.

Bekijken we R7 en R8 dan zien we dat deze weerstanden in feite dienen als spanningsdeler tussen de positieve verzadigingsspanning welke afkomstig is van IC2, en de negatieve uitgangsspanning van IC1. Beschouwen we de situatie kort na de besproken begintoestand, dan zal de amplitude van de uitgangsspanning afkomstig van IC1 nog steeds klein zijn. De resulterende spanning op het knooppunt van R7 en R8 zal dan ook duidelijk positief zijn. Deze spanning wordt aan de plus-ingang van IC2 toegevoerd: deze Opamp is in feite geschakeld als niet-inverterende open lusversterker, zodat onder de genoemde omstandigheid de uitgang op positief verzadigingsniveau blijft.



Afb. 4.14 Funktiegenerator 100 Hz - 1 kHz, voor driehoek- en blokgolven.

Terwijl de tijd verstrijkt neemt de amplitude van de uitgangsspanning van IC1 gestadig toe, en de spanning op het knooppunt van R7 en R8 wordt daarmee steeds minder positief, valt zelfs op een zeker ogenblik

terug tot nul volt. Op dat moment wordt de verzadigingstoestand van IC2 beëindigd en de uitgangsspanning neemt af. Deze spanningsdaling wordt via R8 ook aan de plus-ingang van de Opamp medegedeeld, waardoor het effect wordt versterkt en de uitgang abrupt overschakelt richting negatief verzadigingspunt.

Als dit gebeurt wordt daarmee ook de spanning omgekeerd in polariteit welke over het integrerend netwerk, R3-R4-C1, staat. Gevolg daarvan is dat er nu een positief gaande uitgangsspanning door IC1 wordt afgegeven, terwijl tevens op de bovenkant van R8 de negatieve verzadigingsspanning van IC2 staat.

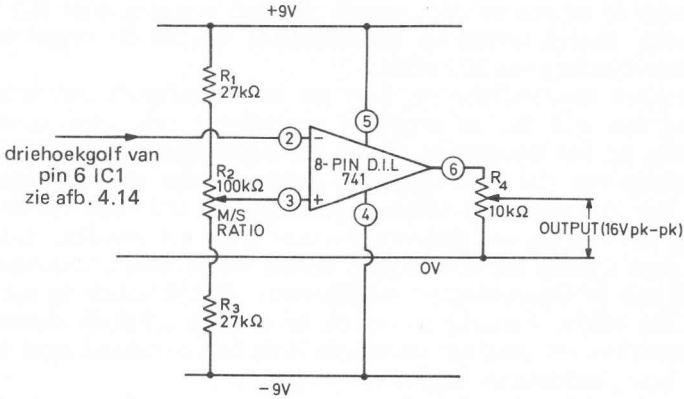
Onder deze omstandigheden, kort na het omschakelpunt, wordt de uitgang van IC2 dus in negatieve verzadiging gehouden, omdat de spanning op het knooppunt R7-R8 voorlopig nog negatief is. Wordt na verloop van tijd deze spanning steeds minder negatief door toename van de (positieve) uitgangsspanning van IC1, dan zal de plus-ingang van IC2 op een gegeven moment weer nul worden; daarmee raakt deze Opamp uit verzadiging, tevens wordt deze spanningsdaling via R8 aan de Opampingang medegedeeld. Het resultaat is dat daarmee het effect versterkt wordt en de uitgang schakelt abrupt over naar positieve verzadiging. Daarmede is de begintoestand weer bereikt en de hele geschiedenis begint van voor af aan.

Resumerend: de schakeling levert een lineaire driehoekspanning via IC1, en een blok golf via IC2. Met behulp van R1 kan de werkfrequentie van de schakeling worden ingesteld tussen 100 Hz en 1 kHz. De hoogste frequentie wordt bereikt met de loper van R1 in de stand 'onderaan', dus het knooppunt van R2 en de potmeter. Met behulp van instelpotmeter R3 kan dan een precieze afregeling op 1 kHz plaatsvinden. Het frequentiebereik is overigens naar wens te veranderen door wijziging van de waarde van C1. Willen we beduidend hoger dan 2 kHz gaan, dan dienen we de 709 op de plaats van IC2 te gebruiken. De driehoekspanning is in amplitude regelbaar met R6, het maximum ligt bij ongeveer 11 V piek-piek. Regeling van de blok golfspanning komt tot stand met R10, de maximale amplitude is ongeveer 16 V piek-piek.

De driehoekspanning welke de schakeling van afb. 4.14 levert kan met behulp van passende circuits worden omgevormd tot sinusvormige spanning of een blok golf met variabele puls-pauzeverhouding.

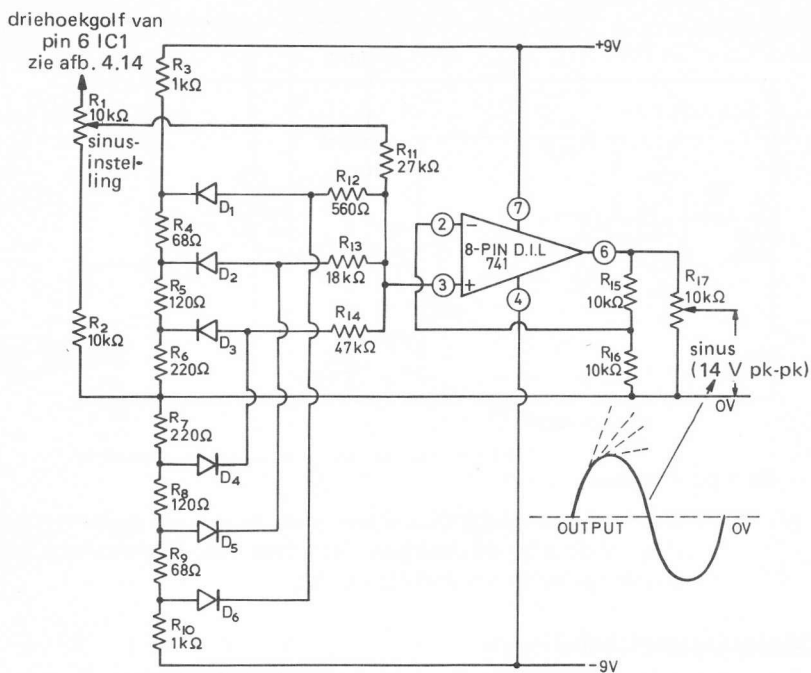
De schakeling van afb. 4.15 toont het beeld van een spanningsvergelijker waarin de Opamp als open-lusversterker funktioneert. Aan de ingangen worden respectievelijk de driehoekspanning, afkomstig van de generator van afb. 4.14, en een regelbare referentiespanning, opgewekt met spanningsdeler R1-R2-R3, toegevoerd. De Opamp schakelt van positieve naar negatieve verzadiging, telkens wanneer de waarde van de driehoekspanning een paar millivolt lager resp. hoger wordt dan het spanningsniveau dat bestaat op de plus-ingang van de Opamp. Dit niveau is instelbaar met behulp van R2. De waarden van de span-

ningsdeler tussen de positieve en negatieve voedingslijn zijn zo gekozen dat de referentiespanning regelbaar is over een gebied dat even groot is als de emplitude van de toegevoerde driehoekspanning. Op deze wijze is het omschakelpunt op elk punt van de driehoekspanning te verwezenlijken, en een blokgolf met regelbare puls-pauzeverhouding staat op de Opampuitgang ter beschikking.



Afb. 4.15 Deze schakeling maakt het mogelijk een regelbare puls-pauzeverhouding toe te voegen aan de schakeling van afb. 4.14.

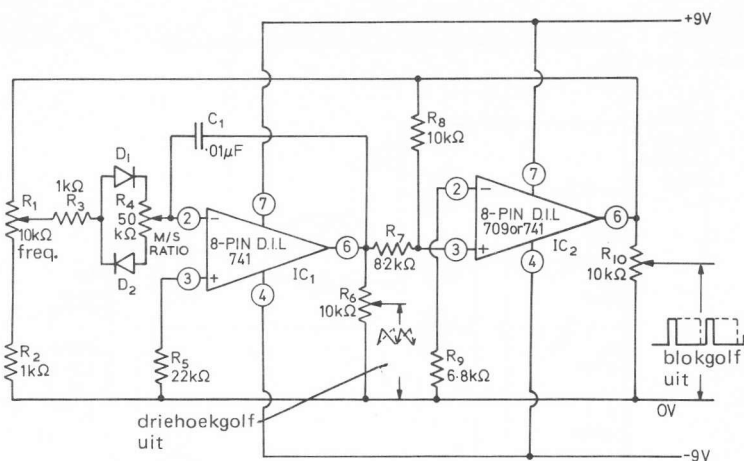
De schakeling van een aanpassingscircuit dat van driehoekspanning sinusgolven maakt is weergegeven in afb. 4.16. De door de generator-schakeling van afb. 4.14 geleverde driehoekspanning wordt hier via de instelbare spanningsdeler R1-R2 toegevoerd aan een matrix welke bestaat uit dioden en weerstanden. Een schakeling als deze verandert de driehoekspanning in een schijnbaar sinusvormige, en wel door in stappen welke elkaar opvolgen de steilheid van de driehoekspanning te verminderen naarmate de amplitude ervan toeneemt. De nagenoeg sinusvormige spanning welke door deze bewerking wordt verkregen, voeren we toe aan de plus-ingang van de als niet-inverterende versterker geschakeld Opamp, welke het signaal 2,2 maal versterkt. Over de uitgangsregelaar R17 is uiteindelijk een signaal van 14 V piek-piek beschikbaar. De golfvorm welke in afb. 4.16 staat aangegeven als sinus geeft een beeld hoe een en ander in zijn werk gaat. De opbouw van het uitgangssignaal bestaat eigenlijk uit een viertal op elkaar volgende lineair oplopende spanningen per kwart periode, bij het naar 'nul' terugkeren van de sinus gebeurt hetzelfde in omgekeerde volgorde. Het uiteindelijke resultaat benadert de sinusvorm, de totale vervorming is minder dan 20% en R1 dient daartoe zodanig te worden ingesteld dat de sinusvorm zo goed mogelijk wordt benaderd. Een en ander als de schakeling signaal ontvangt van de generator uit afb. 4.14.



D1-D6 = Si-dioden

Afb. 4.16 Andere mogelijkheden biedt deze schakeling als achterzet voor de funktiegenerator van afb. 4.14. De uitgangsspanning is nagenoeg sinusvormig.

Tenslotte vinden we in afb. 4.17 nog een modificatie van het schema van afb. 4.14. Op de aangegeven wijze kan de schakeling driehoekspanningen produceren met variable stijg- en daaltijden, benevens blokgolven met instelbare puls-pauzeverhouding. De beide schakelingen zijn in feite identiek met uitzondering van de componenten welke het integrerend netwerk vormen. In afb. 4.17 zijn toegevoegd potmeter R1 en de twee dioden D1 en D2. Op deze wijze in de schakeling opgenomen maken ze de positieve en negatieve laadtijden van C1 onderling regelbaar. Bij positieve halve perioden wordt C1 geladen via R3, D1 en het 'bovenste' deel van potmeter R4, terwijl tijdens negatieve halve perioden R3, D2 en het 'onderste' deel van de condensator van laadstroom voorzien. De stand van de potmeter bepaalt in dit geval de verhouding tussen de twee genoemde laadtijden en daarmee dus de steilheid van de positief gaande resp. negatief gaande flank van de driehoekspanning. Op de blokgolfuitgang heeft dit tot gevolg dat de puls-pauzeverhouding tegelijkertijd wordt meegeresteld, zonder dat dit de werkfrequentie beïnvloedt. Deze kan onafhankelijk ingesteld worden met behulp van R1.



D1 = D2 = Si-dioden

Afb. 4.17 Driehoek- en blok golfoscillator waarvan de puls-pauze-verhouding en de stijg- en daaltijden instelbaar zijn. De frequentie kan worden geregeld van 100 Hz - 1 kHz.

Multivibratorschakelingen

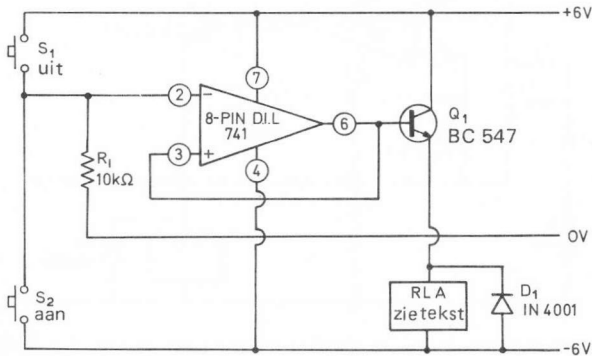
Operationele versterkers zijn uitstekend bruikbaar in tal van multivibratorschakelingen. Afb. 4.18 toont bijvoorbeeld hoe een Opamp kan worden ingezet in een bistabiele multivibrator welke wordt gebruikt om een relais via eenvoudige drukknopbediening te bekrachtigen en weer af te laten vallen.

Een lamp, of andere vorm van weerstandsbelasting kan op dezelfde wijze worden in- en uitgeschakeld. De Opamp doet dienst als elektronische schakelaar, de uitgang is óf positief, óf negatief verzadigd. Teneinde de werking van het circuit te kunnen begrijpen nemen we aan dat de uitgang bijvoorbeeld positief is, terwijl de beide schakelaars S1 en S2 open staan. Onder deze omstandigheden is de min-ingang van de Opamp op massaniveau via R1. De plus-ingang is doorverbonden met de Opampuitgang welke positief is. Op deze wijze is de Opamp als het ware 'vergrendeld', het relais wordt bekrachtigd via transistor Q1, die dienst doet als emittervolger.

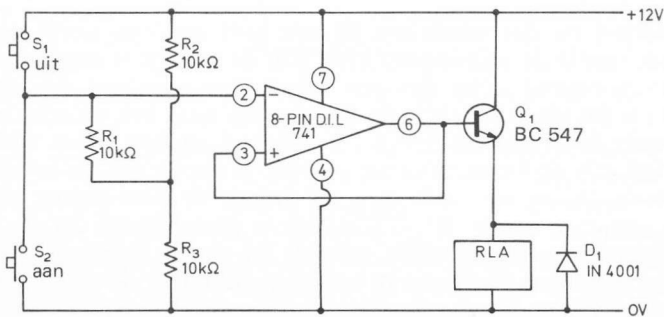
Stel nu, dat we kortstondig drukknop S1 indrukken, daarmee leggen we de min-ingang van de Opamp even aan de positieve voedingslijn. Op dat moment wordt de spanning op de min-ingang positiever dan de spanning op de plus-ingang van de Opamp. (De verzadigingsspanning is een paar volt lager dan de voedingsspanning!) Op dat ogenblik schakelt de Opamp uitgang om naar negatieve verzadiging, de transistor gaat sperren en het relais valt af. Omdat de plus-ingang direct is doorverbonden met de Opamp uitgang zal de toestand automatisch zo blijven, ook nadat S1 weer wordt losgelaten.

Nu nemen we aan dat S2 gesloten wordt. Daarmee zetten we de min-ingang een moment op negatief voedingsspanningsniveau. Gevolg daarvan is, dat die min-ingang kortstondig negatiever is dan de plus-ingang welke op negatief verzadigingsspanningsniveau staat, de Opamp zal omschakelen naar positieve toestand, waardoor via Q1 het relais wordt aangetrokken. Deze toestand zal gehandhaafd blijven ook na loslaten van drukknop S2. Hiermede zijn we weer aangeland bij de beginsituatie, het spelletje kan opnieuw beginnen. Kort indrukken van S2 doet het relais aantrekken, om het weer te laten afvallen is een druk op de knop S1 voldoende.

Als opvallende bijzonderheid valt te constateren, dat gebruik van twee 6 V-voedingen wordt gemaakt. Eventueel kan de schakeling uit een enkelvoudige 12 V-voeding worden geactiveerd. Daartoe dienen R2 en R3 te worden aangebracht volgens afb. 4.19. Deze twee weerstanden vormen een spanningsdeler welke de min-ingang op halve voedingspanning (6 V) brengt.



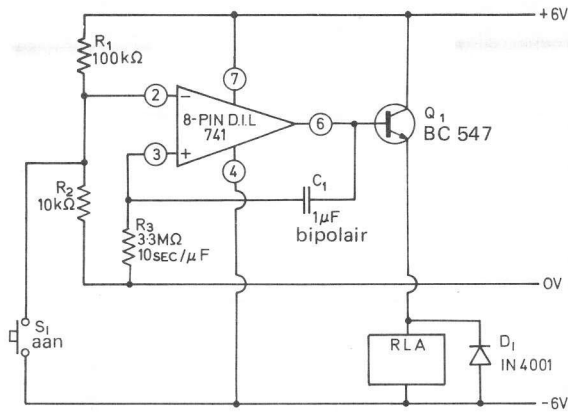
Afb. 4.18 Bistabiele multivibrator met relaisuitgang (drukknopbediening).



Afb. 4.19 De schakeling van afb. 4.18 in de uitvoering voor enkele voedingspanning.

Tenslotte de schakeling van afb. 4.20, welke het schema toont van een monostabiele multivibrator dit via drukknopbediening een relais gedurende een zekere tijd aangetrokken houdt. We bekijken hoe de schakeling werkt.

Veronderstel dat schakelaar S1 open staat en dat het circuit verder in rust is. De plus-ingang van de Opamp is met massa doorverbonden via R3 terwijl de min-ingang een kleine positieve spanning krijgt toegevoerd vanuit spanningsdeler R1-R2. Daardoor staat de Opamp uitgang in negatieve verzadiging, de transistor geleidt niet en het relais wordt niet aangetrokken. In dit geval wordt C1 op een dergelijke wijze opgeladen dat de zijde welke aan de plus-ingang zit enkele volts positief is in vergelijking met die kant, welke aan de basis van Q1 zit.



Afb. 4.20 Monostabiele multivibrator met relaisuitgang. Na bediening van de drukknop blijft het relais 10 seconden aangetrokken en valt dan weer af.

Veronderstel nu dat schakelaar S1 een kort moment wordt gesloten. Daarmee wordt de min-ingang even aan de negatieve voedingslijn gelegd. Deze ingang krijgt dus een negatievere spanning dan de plus-ingang en daardoor schakelt de Opamp om naar het positief verzadigingspunt, de transistor krijgt basissturing en het relais wordt bekrachtigd. Als de Opampuitgang positief is neemt die als het ware de condensatorlading met zich mee en dwingt de plus-ingang naar een niveau van ongeveer + 10 V. Daarmee is gewaarborgd dat de Opamp in positieve verzadiging blijft, ook als S1 wordt losgelaten. De condensator begint nu langzaam te ontladen via R3 en de plus-ingang van de Opamp krijgt dus een langzaam afnemende spanning toegevoerd. Na verloop van tijd zal deze spanning weer gelijk worden aan die welke op de min-ingang staat, (aangenomen dat S1 open is op dit tijd-

stip) en daardoor schakelt de Opampuitgang terug naar het negatieve verzadigingspunt; daarmee ontvangt Q1 geen sturing meer, het relais valt af en de beginsituatie is weergekeerd.

Resumerend: korte bediening van S1 doet het relais aantrekken en na verloop van een bepaalde tijd valt het automatisch weer af. De waarde van condensator C1 in de schakeling van afb. 4.20 is tijdsbepalend: ongeveer 10 seconde per microfarad is de richtwaarde en met de aangegeven capaciteit zal dan ook een vertraging optreden van ruwweg 10 seconde. Er moet een niet-gepolariseerde uitvoering voor de betreffende condensator worden genomen.

De relais, welke in aanmerking komen om in de schakelingen van afb. 4.18 t/m 4.20 te worden gebruikt moeten geschikt zijn voor 12 V, en een spoelweerstand hebben van minstens 180 Ω . In plaats van relais kunnen natuurlijk ook andere belastingen zoals gloeilampjes en dergelijke worden toegepast.

5 20 toongenerator- en alarmschakelingen

Operationele versterkers kunnen op velerlei manieren worden toegepast in toongenerator- en alarmeringsschakelingen. Dergelijke circuits kunnen op eenvoudige wijze worden aangepast teneinde te dienen als morse-sounder-apparaatjes, elektronische deurbellen, eenvoudige muziekinstrumenten en metronoomschakelingen. Tevens behoren vocht-alarmering, licht- of temperatuurafhankelijke signalering of inbraakbeveiliging door middel van hoorbare indicatie tot de mogelijkheden. In dergelijke toepassingen kunnen Opamps een uitgangsvermogen van enkele milliwatts direct leveren aan een passende luidspreker of iets dergelijks. Ook kan met gebruik van een toegevoegde vermogensversterker de uitgangsenergie worden opgevoerd tot een paar watts. In dit hoofdstuk worden twintig schakelingen beschreven welke kunnen dienen als toongenerator, of kunnen worden ingezet als hoorbaar-alarmschakeling.

De schakelingen zijn wederom ontworpen rond de geïntegreerde Opamp van het type 741, in de schakelschema's zijn de pinnummers die van de 8 pins mini-DIL-uitvoering.

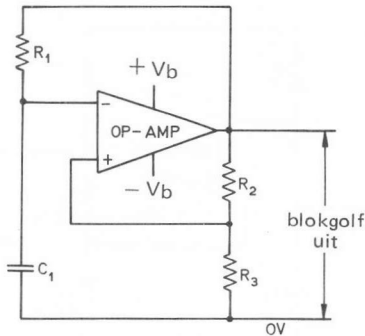
Basisschakelingen van de relaxatie-oscillator

Afb. 5.1a toont het schema van een eenvoudige relaxatie-oscillator, die blokgolven produceert. De Opampschakeling welke ook werd beschreven in hoofdstuk 4, wordt gebruikt als meegekoppelde spanningsvergelijker; de schakeling werkt als volgt: Stel, dat de Opamp zojuist omgeschakeld heeft en in positieve verzadiging staat. De halve verzadigingsspanning is dan aanwezig op de plus-ingang via spanningsdeler R2-R3, en een oplopende spanning wordt aan de min-ingang gepresenteerd via het tijdsbepalend netwerk R1-C1.

Omdat de plus-ingang in feite positiever is dan de min-ingang zal de Opamp in verzadiging blijven. Terwijl de tijd verstrijkt laadt C1 steeds verder op via R1 en op zeker moment zal de spanning op de min-ingang iets meer positief worden als de spanning welke op de plus-ingang van de Opamp aanwezig is. De verzadigingstoestand zal opgeheven worden, de uitgangsspanning wordt minder positief en zal door het meekoppeleffect abrupt omschakelen naar het negatieve verzadigingspunt.

Als de omschakeling heeft plaatsgevonden zal de halve (negatieve) verzadigingsspanning worden toegevoerd aan de plus-ingang van de Opamp via R2-R3. Doordat deze ingang een negatievere spanning voert dan de min-ingang zal de negatieve verzadigingstoestand ge-

handhaafd blijven tot de condensator ver genoeg geladen is om de min-ingang van een negatievere spanning te voorzien dan die welke op de plus-ingang aanwezig is. Op dat moment schakelt de Opamp weer terug naar het positieve verzadigingspunt en de gehele cyclus begint van voor af aan.

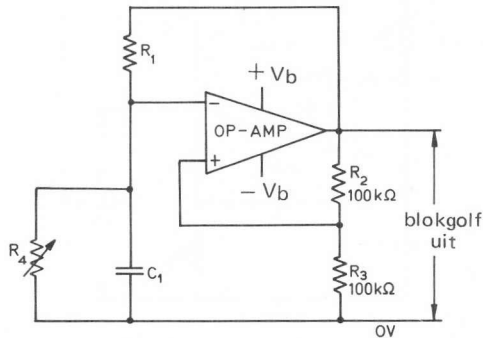


Afb. 5.1a Principeschema van de relaxatie-oscillator met een Opamp.

De schakeling van afb. 5.1a wekt aldus blokgolven op met een frequentie die bepaald wordt door de waarden van R_1 en C_1 , alsmede R_2 en R_3 . De frequentie kan veranderd worden door slechts één van die vier genoemde componenten in waarde te wijzigen. Tevens zal geen oscilleren optreden als R_1 wordt onderbroken. Uit de beschrijving welke aangeeft hoe de schakeling werkt is duidelijk op te maken dat de Opamp telkens van de ene verzadigingstoestand naar de andere schakelt, van positief naar negatief, en omgekeerd. Het omschakelpunt ligt telkens juist bij dat punt, waar de min-ingang een iets hogere spanning krijgt toegevoerd dan de plus-ingang van de Opamp. Als we er dus voor zorgen dat deze toestand niet bereikt kan worden zal de schakeling niet oscilleren. In de schakeling van afb. 5.1b wordt van deze constatering gebruik gemaakt.

Het schema van afb. 5.1b is gelijk aan dat van afb. 5.1a, met uitzondering van regelbare weerstand R_4 , welke parallel staat aan C_1 , en in serie met R_1 . De combinatie R_1 - R_4 kunnen we opvatten als spanningsdeler welke een grens stelt aan de maximum spanning die de min-ingang van de Opamp kan bereiken. Indien de waarde van R_4 bijvoorbeeld kleiner is dan die van R_1 zal de spanning op de min-ingang die van de plus-ingang nimmer kunnen overtreffen, de schakeling kan niet oscilleren. Echter, maken we de weerstandswaarde van R_4 hoger dan die van R_1 , dan zal de schakeling spontaan starten. In de praktijk blijken variaties van 1% of daaromtrent voldoende te zijn om de schakeling al of niet te laten genereren. Zetten we in plaats van R_4 een thermistor (temperatuurafhankelijke weerstand) of een LDR (een

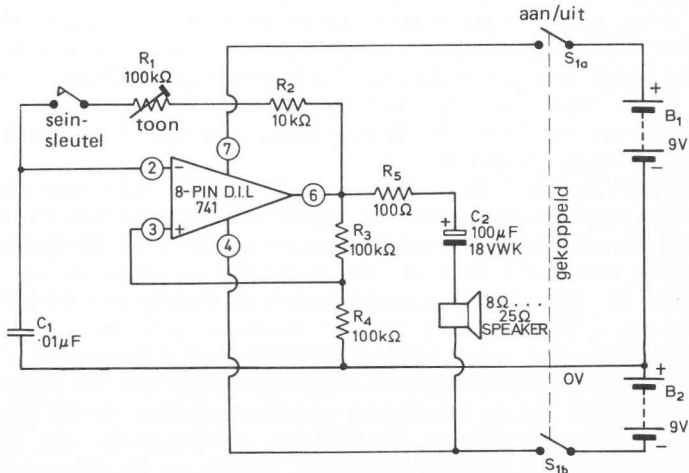
weerstand waarvan de waarde verandert met de hoeveelheid licht die er op valt) in de schakeling, dan kunnen we die laten functioneren als signalering van een (on)gewenste verandering in temperatuur of als alarmgenerator die reageert op variaties in lichtintensiteit. Verscheidene schakelingen welke op deze manier werken worden verder op in dit hoofdstuk beschreven.



Afb. 5.1b Relaxatie-oscillator. Het al dan niet oscilleren hangt af van de stand van regelbare weerstand R_4 .

Oscillator voor seinoefeningen

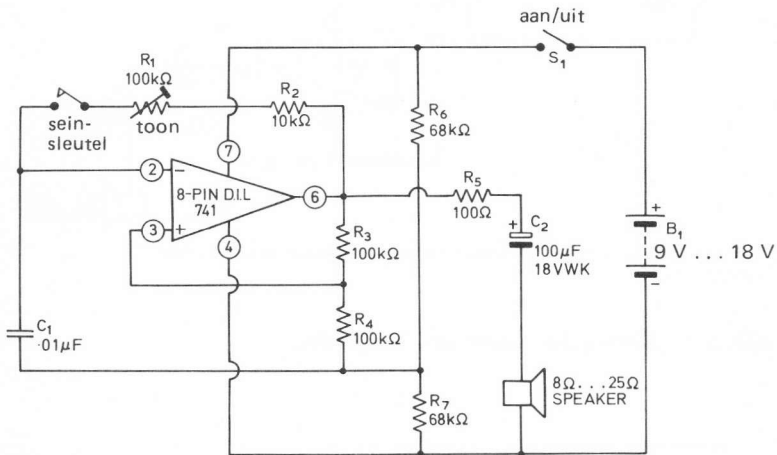
Afb. 5.2a geeft weer hoe het basisschema van de relaxatieoscillator kan worden aangepast om te functioneren als eenvoudig sounderapparaatje. De seinsleutel wordt in serie met R_1 opgenomen, waardoor de



Afb. 5.2a Eenvoudige sounder-oscillator.

schakeling alleen oscilleert, als de sleutel wordt neergedrukt. R1 is uitgevoerd als regelbare weerstand, en maakt het mogelijk de opgewekte toon te variëren tussen ongeveer 400 Hz en 4,4 kHz. Het uitgangsvermogen dat via R5 en C2 naar een luidsprekertje wordt gevoerd is klein, slechts enkele milliwatts, maar dit blijkt in de praktijk voor dit doel ruim voldoende te zijn.

De schakeling van afb. 5.2a heeft een dubbele voedingsspanning nodig. Willen we werken vanuit een enkelvoudige spanningsbron, dan dienen we de schakeling aan te passen volgens afb. 5.2b. De weerstanden R6 en R7 vormen een spanningsdeler die op het knooppunt een kunstmatige 'massa' introduceren. Op deze manier wordt feitelijk toch een dubbele voeding gerealiseerd vanuit één batterij, welke een spanning moet kunnen leveren van minstens 9 V en hoogstens 18 V.



Afb. 5.2b Sounder-apparaatje met enkelvoudige voedingsspanning.

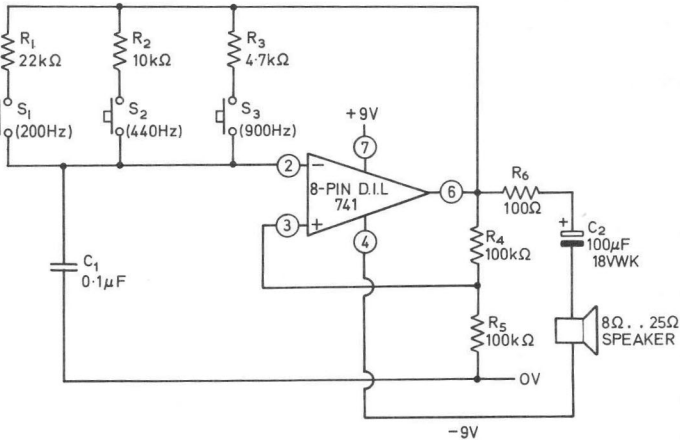
Deurbel signaalgevers

Afb. 5.3 toont een schakeling, waarin de relaxatieoscillator is ingezet als elektronische deurbel. In dit geval is het circuit voorzien van drie verschillende weerstanden welke via drukknopschakelaars kunnen worden gekozen, elke weerstand geeft op zijn beurt in combinatie met C1 een andere toonhoogte.

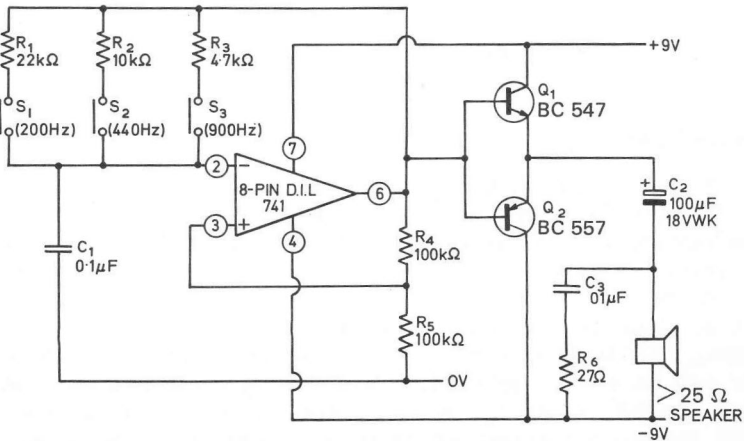
Met de aangegeven waarden produceert de schakeling een toon van ruwweg 200 Hz als S1 wordt ingedrukt, bij bediening van S2 zal ongeveer 440 Hz worden gehoord, terwijl de opgewekte frequentie in de buurt van 900 Hz zal liggen als S3 wordt gesloten. De toonhoogten welke gegenereerd worden liggen ruim een oktaaf uit elkaar, en elke toon is daardoor gemakkelijk van een der andere te onderscheiden.

Plaatsen we de drie schakelaardrukknoppen bijvoorbeeld bij drie verschillende deuren, dan zal aan de hand van de toonhoogte snel duidelijk zijn aan welke deur er iemand staat te bellen. Wellicht zal het lage uitgangsvermogen dat de schakeling aan de luidspreker afgeeft onvoldoende zijn om de aandacht te trekken. Tenslotte is een paar milliwatts niet veel.

We kunnen het uitgangsvermogen opvoeren door een complementaire emittervolger tussen de Opampuitgang en de luidspreker te schakelen.



Afb. 5.3. Eenvoudige elektronische deurbel.



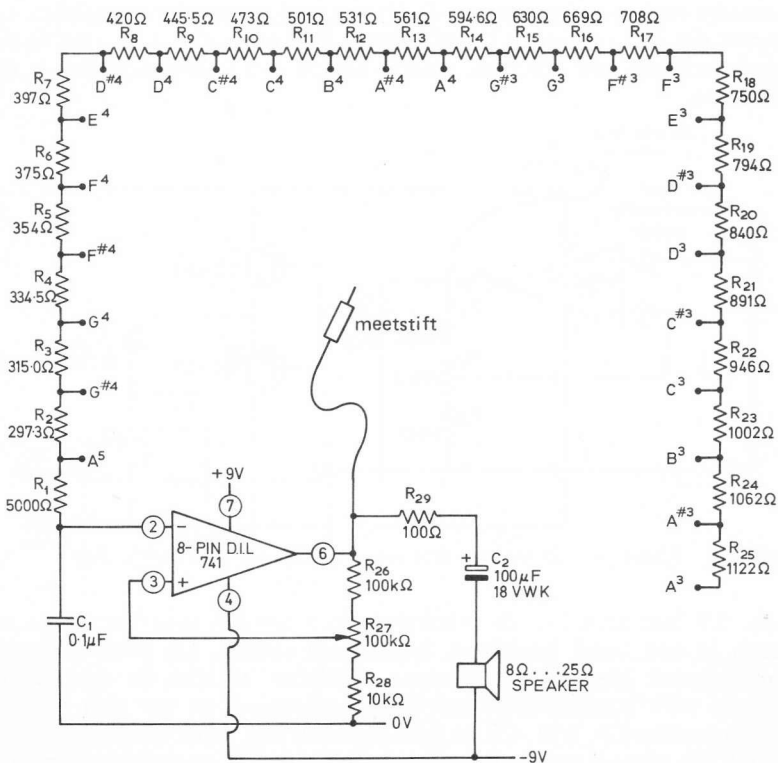
Afb. 5.4 Een deurbelsysteem met hoger uitgangsvermogen.

Met de schakeling van afb. 5.4 is een vermogen van enkele honderden milliwatts haalbaar. Parallel aan de luidspreker welke een impedantie van minstens 25Ω dient te bezitten staat een serieschakeling van R6 en C3. Genoemde componenten vormen een hoogafsnijfilter, dat dient om de stabiliteit van de schakeling te vergroten. De luidsprekerimpedantie mag niet lager dan de aangegeven waarde worden gekozen, omdat de beide transistoren anders te zwaar belast worden.

Elektronische muziekinstrumenten

Met de basisschakeling van de relaxatie-oscillator als uitgangspunt vinden we in afb. 5.5 het schema van een eenvoudig muziekinstrument dat bespeelbaar is via een toetsenbord.

De toonhoogte wordt wederom bepaald door een weerstand, die voor deze gelegenheid is samengesteld uit een serieschakeling van 25 weerstanden. De knooppunten van telkens twee weerstanden uit de keten worden met een 'toetsenbord' verbonden dat bijvoorbeeld gefabri-

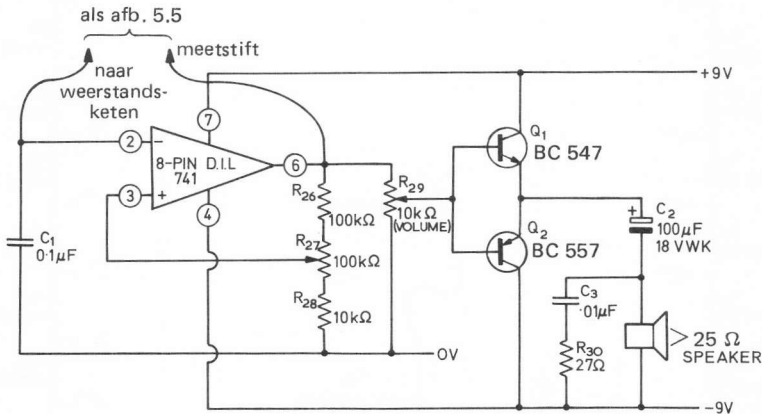


Afb. 5.5 Eenvoudig elektronisch orgeltje.

ceerd kan worden van printplaat of iets dergelijks. Via een testpen aan een snoetje kan de Opampuitgang met een willekeurige toets worden doorverbonden. Op deze manier kunnen de tonen gekozen worden door de meetpen op verschillende 'toetsen' te prikken. Het resultaat is dat na enig oefenen met de meetpen complete melodietjes kunnen worden gespeeld op dit 'mini'-orgeltje.

Met de in het schema aangegeven waarden geeft het elektronisch muziekinstrumentje 25 tonen, en bestrijkt twee oktaven te beginnen bij 220 Hz (A3) en doorlopend naar 880 Hz (A5). We kunnen ons orgeltje zelfs stemmen, dit is mogelijk met behulp van R27. Het regelbereik is ruim één decade en we kunnen de zaak dus ook afstellen op een tonenreeks welke loopt van 2200 Hz tot 8800 Hz. De tabel 5.1 geeft een nauwkeurig beeld van het verband tussen frequentie en weerstandswaarde, terwijl tevens een kolom is opgenomen met weerstandswaarden uit de normaal verkrijgbare reeks waarmee we de 'gekke' waarden kunnen samenstellen. (Zie pag. 139.)

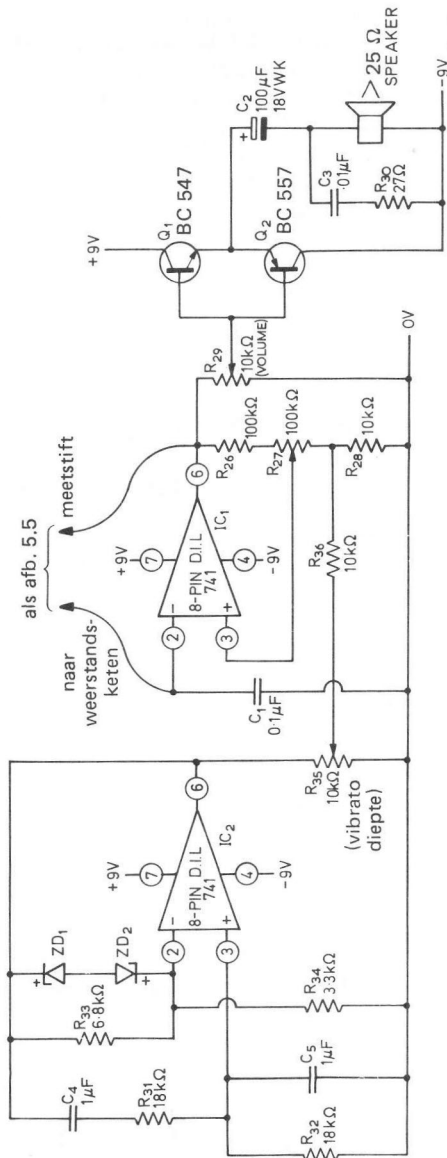
Het muziekinstrumentje van afb. 5.5 kunnen we op een aantal punten verbeteren en aanpassen. We kunnen bijvoorbeeld weer een complementaire emittervolger tussen de Opampuitgang en de luidspreker opnemen om het vermogen op te voeren. Een en ander is te zien in het schakelschema van afb. 5.6, waarin tevens een volumeregelaar is opgenomen.



Afb. 5.6 Elektronisch orgeltje met versterkertje en volumeregeling.

Afb. 5.7 laat zien hoe de schakeling kan worden uitgebreid met een reeds in een vorig hoofdstuk beschreven circuit. De tweede Opamp funktioneert hier als 8 Hz sinus-oscillator, waarin de zenerdioden zorgen voor automatische amplitudebegrenzing en we zien ook dat componenten C4, R31, C5 en R32 tesamen een Wien-netwerk vormen. Het 8 Hz-sigitaal wordt nu om de toon van het muziekinstrument in frequentie te moduleren, de mate waarin dit geschiedt kan worden

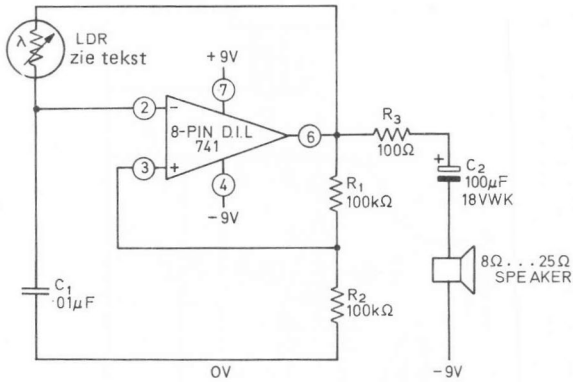
ingesteld met een potmeter van 10 k Ω , zoals aangegeven in het schema.



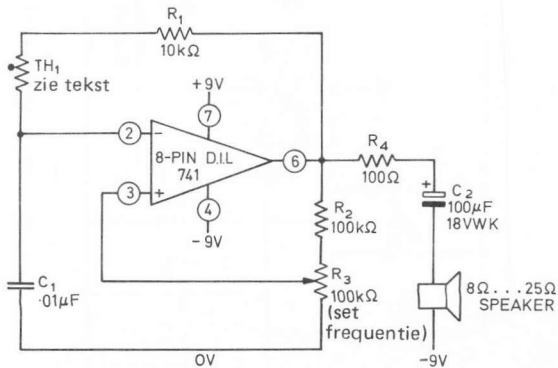
Afb. 5.7 Het muziekinstrumentje van afb. 5.6, maar nu met ingebouwde vibrato-eenheid.

Verscheidene toongeneratoren

Het basisprincipe van de relaxatieoscillator kan gemakkelijk worden ingepast in een groot aantal ontwerpen welke uitgaan van geluidsindicatie als signalering van allerlei verschijnselen. Afb. 5.8 bijvoorbeeld geeft aan hoe we een relaxatie-oscillator dimensioneren welke een toonhoogte produceert die afhankelijk is van de hoeveelheid licht. Op de plaats van de weerstand in het tijdsbepalende netwerk wordt een cadmium-sulfide-cel gezet. Deze CdS-cel, kortweg 'LDR' (Engelse afkorting voor light-dependent resistor) gedraagt zich als een weerstand, waarvan de waarde varieert met de hoeveelheid licht die er op valt.



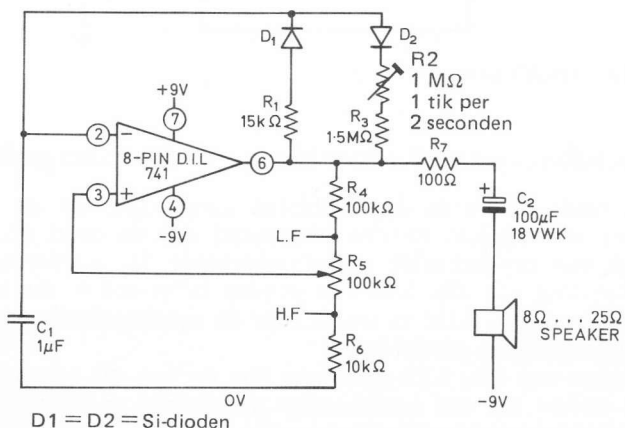
Afb. 5.8 Oscillator waarvan de toonhoogte verband houdt met de lichtintensiteit.



Afb. 5.9 Temperatuur-afhankelijke toongenerator met instelbaar frequentiebereik.

Afb. 5.9 toont, hoe we de schakeling kunnen aanpassen als temperatuurafhankelijke toongenerator door op de bedoelde plaats een weerstand te plaatsen die in waarde verandert tengevolge van temperatuurschommelingen. Dit type weerstanden is verkrijgbaar in twee soorten: die, welke een negatieve temperatuurcoëfficiënt hebben, (NTC-weerstanden) en die, waarvan de weerstandswaarde hoger wordt als de omgevingstemperatuur stijgt (PTC-weerstanden). Merk op, dat er in serie met de 'temperatuurvoeler' een extra weerstand, R1, is opgenomen welke dient om het frequentiebereik van het ontwerp te begrenzen. De gewenste werkfrequentie bij een bepaalde temperatuur kan worden ingesteld door middel van R3. In deze twee schakelingen kunnen de LDR en de temperatuurgevoelige weerstand in de praktijk waarden vertegenwoordigen die uiteenlopen van 500 Ω tot 5 m Ω , een en ander is afhankelijk van de 'werkomstandigheden'; de werkfrequentie van de schakelingen kan dan ook variëren over een bereik dat enorm uitgestrekt is: verhoudingen van 10.000 : 1 zijn haalbaar.

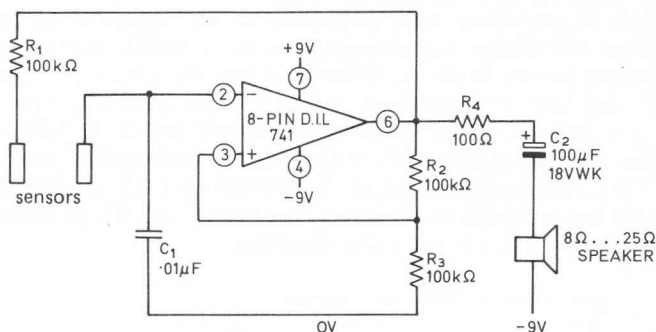
In afb. 5.10 zien we het schakelschema van een metronoom. Er wordt wederom uitgegaan van een relaxatie-oscillator. Het ontwerp kan worden gezien als een aangepaste blokvolggenerator, waarvan de puls-pauzeverhouding van elke periode ongeveer 100 : 1 is. De herhalingsfrequentie is instelbaar met potmeter R5 en regelbaar tussen ongeveer 30 en 300 tikken per minuut. Een ruim bereik, want 'largo', het langzaamste tempo in de muziekwereld telt 40 maten per minuut, en 'presto', dat zeer snel betekent dat de muziek in een tempo van 250 maten per minuut wordt gespeeld. Elke 'tik' wordt in feite gevormd door een dubbele schakelklik welke aan de luidspreker wordt toegevoerd. De werkfrequentie kan zoals vermeld met R5 worden ingesteld, R2 maakt het mogelijk in de stand 'minimum' van R5 de tikfrequentie af te stellen op één tik per twee seconden.



Afb. 5.10 Eenvoudige metronoom (30 ... 300 maat-tikken per minuut).

In afb. 5.11 wordt getoond hoe de relaxatie-oscillator kan worden ingezet als een door vocht of vloeistof geactiveerd alarm. In dit geval wordt een $100\text{ k}\Omega$ weerstand gebruikt als toonhoogtebepalend element, deze weerstand wordt via een stel metalen sensors met de oscillatorschakeling verbonden.

Wanneer de een of andere geleidende vloeistof in aanraking komt met de sensors zal de generator starten en een toon afgeven van een paar honderd Hz. R_1 draagt zorg voor begrenzing van de opgewekte toon tot ongeveer 400 Hz, wanneer de sensors met elkaar worden kortgesloten. Door voor de vorm van de sensors een passende uitvoering te kiezen, hebben we de mogelijkheid om de schakeling te laten functioneren als vloeistofniveau-detektor, of als alarmeenheid die bijvoorbeeld overstrooming in de kelder kan aangeven; we kunnen ook de sensors in een speciale printuitvoering maken: twee 'kammetjes' die met de 'tanden' in elkaar zitten, natuurlijk onderling geïsoleerd, sluiten we die sensorplaatje aan de de schakeling dan zal die oscilleren wanneer er regendruppels op vallen. In rust trekt de schakeling slechts 1 mA uit de voeding, zodat batterijvoeding tot de mogelijkheden behoort.



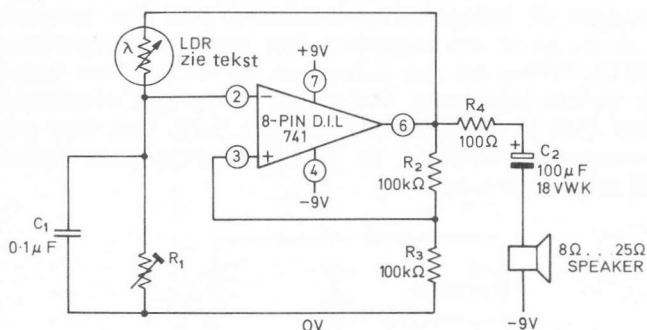
Afb. 5.11 Vochtalarm.

Alarmschakelingen welke door hitte en licht worden geactiveerd

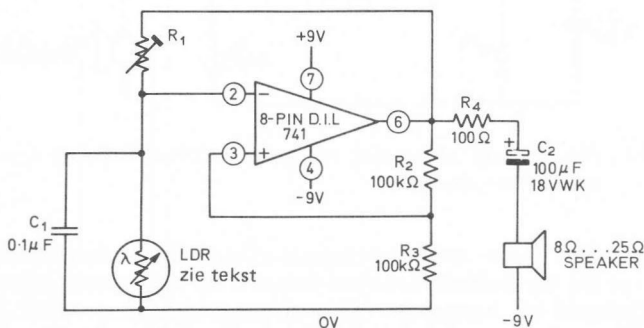
Er was reeds eerder in dit hoofdstuk aangestipt, dat de relaxatie-oscillator zodanig kan worden uitgevoerd dat die start of stopt afhankelijk van een bepaalde weerstandswaarde. De manier waarop de basisschakeling van afb. 5.1a kan worden beïnvloed in die zin, wordt aangegeven in afb. 5.1b: er wordt over de tijdsbepalende condensator een shuntweerstand aangebracht.

Het schema van afb. 5.12 geeft aan hoe we van dit principe gebruik kunnen maken om een nauwkeurige alarmgever te realiseren die op zeer kleine lichtsterktevariaties reageert. In deze schakeling wordt de cadmium-sulfide-cel LDR gebruikt als toonhoogtebepalende weerstand

en instelpotmeter R1 staat parallel aan C1. In de praktijk kan R1 zo worden ingesteld dat het oscilleren juist inzet bij de gewenste lichtsterkte, onder deze omstandigheid vertegenwoordigt LDR een iets lagere weerstandswaarde dan die van R1, waardoor de spanning op de min-ingang van de Opamp de kans heeft die van de plus-ingang te overtreffen: de schakeling kan oscilleren. Als de lichtsterkte welke op LDR valt beneden het gewenste niveau daalt, neemt de weerstand van LDR toe en wordt groter dan die van R1, de oscillator slaat af doordat de spanning op de min-ingang die van de plus-ingang niet meer kan overschrijden. De gevoeligheid van de schakeling is dermate groot, dat het alarm aan en af kan slaan door variaties in lichtintensiteit die zo klein zijn dat het menselijk oog ze niet eens kan waarnemen.



Afb. 5.12 Nauwkeurig alarm dat reageert op overschrijding van een bepaald lichtniveau.



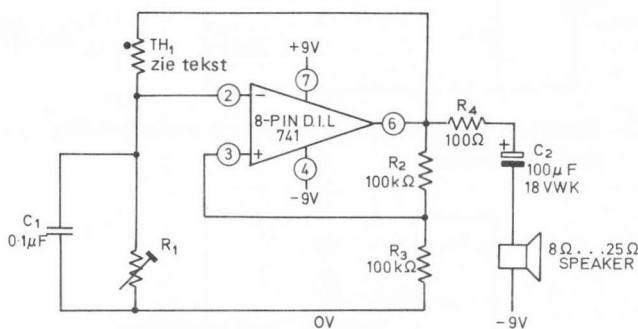
Afb. 5.13 Nauwkeurig alarm dat reageert op dalend lichtniveau.

We kunnen de schakeling van afb. 5.12 ook laten functioneren als alarmeenheid die wordt geactiveerd als de lichtsterkte beneden een bepaald niveau daalt: we verwisselen eenvoudig LDR en R1 van plaats zoals is aangegeven in afb. 5.13. We kunnen deze schakeling ook als

'rook'-alarm benutten door LDR te belichten met een lichtbundel (die wel stabiel van lichtsterkte moet zijn). R1 wordt zo ingesteld dat de schakeling juist niet oscilleert. Door rookontwikkeling in de lichtbundel wordt de intensiteit ervan minder en het alarm 'gaat af'.

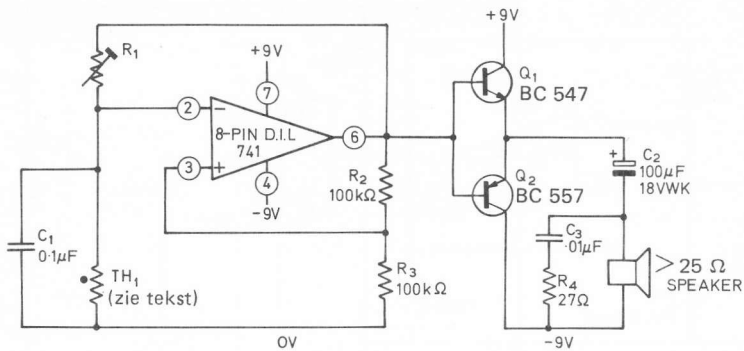
De schakelingen van afb. 5.12 en afb. 5.13 kunnen worden uitgerust met elk type CdS-cel, zolang de weerstand ervan tussen $2\text{ k}\Omega$ en $2\text{ M}\Omega$ ligt bij de gewenste lichtwaarde. De toonhoogte van het alarm, de werkfrequentie, kan worden veranderd door de waarde van C1 te wijzigen. Verhogen we de capaciteit, dan wordt de frequentie lager, en omgekeerd.

Afb. 5.14 toont op welke wijze we het schakelschema van afb. 5.12 kunnen aanpassen teneinde het circuit te laten functioneren als alarmgever welke reageert op overschrijding van een bepaalde temperatuur. We vervangen de lichtgevoelige weerstand door een temperatuurgevoelige, in die geval een exemplaar met negatieve temperatuurcoëfficiënt (NTC). Willen we een daling van de temperatuur beneden een bepaalde waarde signaleren, dan zetten we de NTC-weerstand op de plaats van LDR in de schakeling van afb. 5.13. Ook hier geldt weer, dat de weerstandswaarde bij de gewenste temperatuur tussen $2\text{ k}\Omega$ en $2\text{ M}\Omega$ moet liggen.



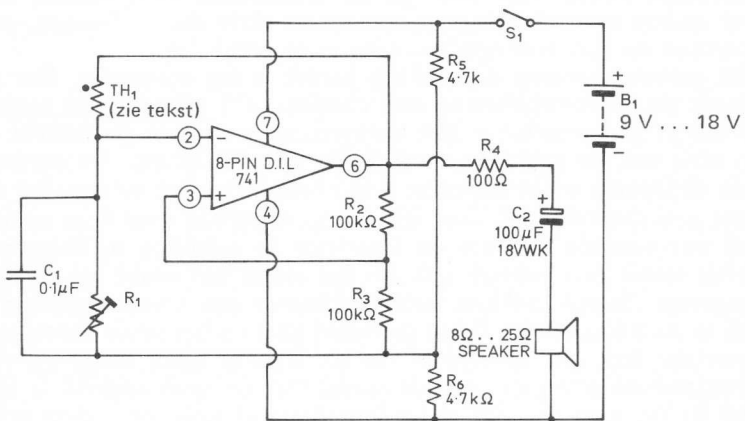
Afb. 5.14 Nauwkeurig alarm dat reageert op overschrijding van een bepaalde temperatuur.

De eenvoudige licht- en temperatuur-afhankelijke alarmschakelingen die we tot nu toe hebben bekeken kunnen op een aantal punten worden uitgebreid en aangepast. Het uitgangsvermogen ervan kan bijvoorbeeld worden opgevoerd tot een paar honderd milliwatts door een versterkertrap tussen de Opampuitgang en de luidspreker op te nemen. Afb. 5.15 geeft daar een beeld van. De schakeling is gedimensioneerd als onder-temperatuur-alarm met signaalversterker. De luidspreker moet wel een hogere impedantie hebben dan $25\ \Omega$, zulks ten gevolge van de maximaal te verwerken stroomsterkte der toegepaste transistoren.



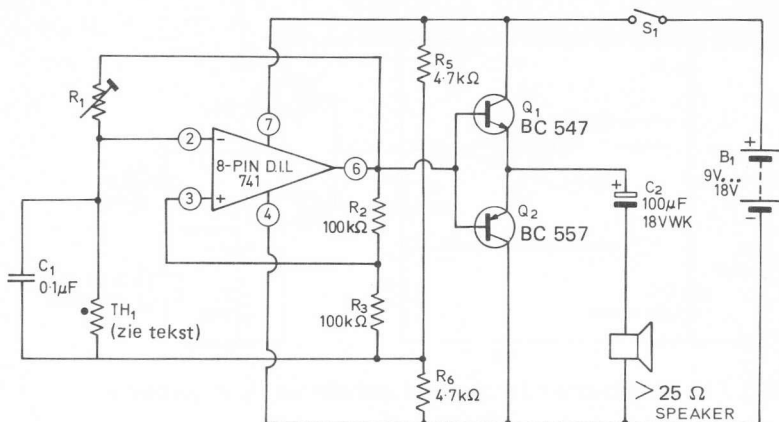
Afb. 5.15 *Temperatuur-daling-alarm met alarmsignaal-versterker.*

Ook in dit soort toepassingen is enkelvoudige voeding mogelijk: we voegen een spanningsdeler toe die voor correcte instelling van de Opamp zorgt. In afb. 5.16 zien we een 'over-temperatuur'-alarm dat op deze wijze is uitgevoerd, R_5 en R_6 zijn de weerstanden welke de spanningsdeler vormen.



Afb. 5.16 *Temperatuur-overschrijding-alarm voor enkelvoudige voeding.*

Indien gewenst kunnen beide modificaties in één schakeling worden toegepast. We zien een en ander verwezenlijkt in het schema van afb. 5.17, een vorstverklikker welke werkt op enkelvoudige voedingsspanning, en een behoorlijk uitgangsvermogen afgeeft. Het ontwerp kan met succes worden ingebouwd in de auto met als doel te dienen als waarschuwingssysteem tegen mogelijke gladheid op de weg. We moeten daartoe de temperatuurgevoelige weerstand zo dicht mogelijk bij de weg in het 'vooronder' van de auto inbouwen.

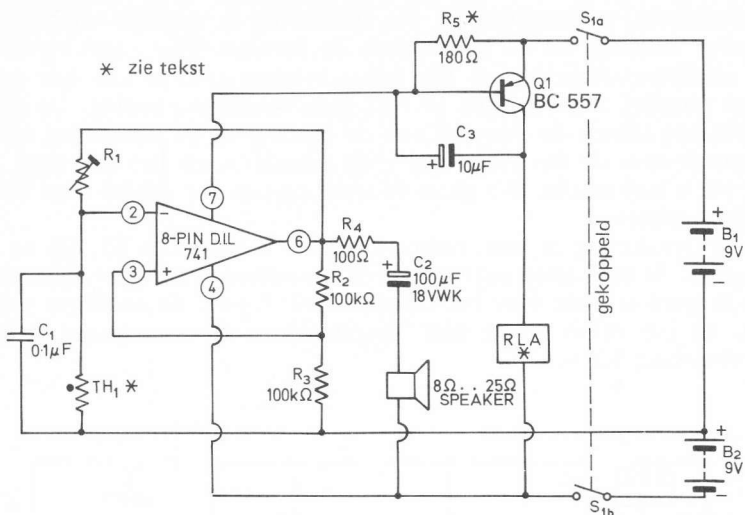


Afb. 5.17 Vorstalarm met versterker voor enkelvoudige voeding.

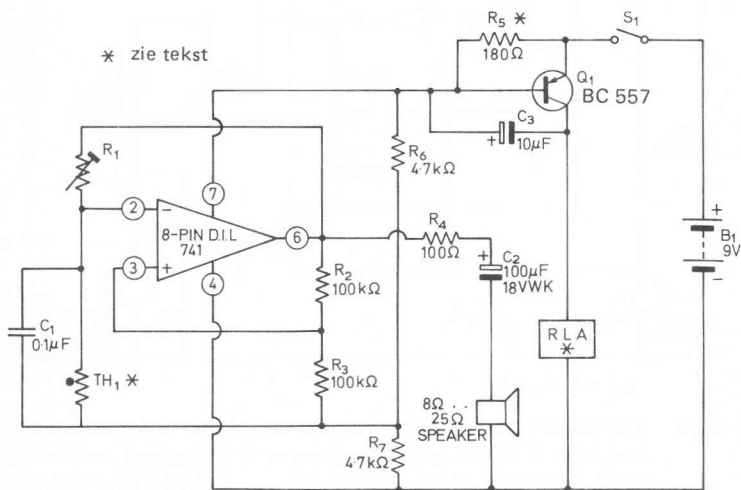
We kunnen de hiervoor behandelde schakelingen ook omwerken naar de circuits van afb. 5.18 en afb. 5.19. Naast een toonalarm wordt dan een relais bekrachtigd waarvan de schakelcontacten kunnen dienen om andere waarschuwingsapparatuur te activeren of lampen, pompmotoren en verwarmingselementen in te schakelen.

Het principe waarop de werking berust is erg eenvoudig. Het relais wordt als collectorbelasting van transistor Q1 gebruikt. De transistor welke in gemeenschappelijke emitterconfiguratie is geschakeld staat in serie met de positieve voedingslijn van de Opamp. De ruststroom van de Opamp welke ongeveer 1 mA bedraagt loopt zo lang het alarm niet geactiveerd wordt door R5. De spanningsval over deze weerstand zal onvoldoende zijn om de transistor in geleiding te brengen, het relais wordt niet bekrachtigd. Als het alarm wel werkt zal de Opamp ongeveer 20 mA trekken, ruim voldoende om zoveel spanning over R5 te ontwikkelen dat Q1 in geleiding gaat en het relais aantrekt. Het grootste deel van de stroom die de Opamp trekt loopt nu via de emitter-basis-overgang van de transistor, de spanningsval is slechts 0,6 V. We zien dus dat zodra het alarm af gaat, het relais ook bekrachtigd wordt. Condensator C2 wordt toegepast om de plusvormige collectorstroom van Q1 af te vlakken met het doel kleppen van het relais te onderdrukken.

Het relais dat in de behandelde schakelingen kan worden toegepast mag elk type zijn met een spoelweerstand van tenminste 180 Ω en een aangepaste werkspanning. De waarde van R5 moet zo laag zijn dat de ruststroom van de Opamp onvoldoende spanningsval teweeg brengt om de transistor in geleiding te sturen. Aan de andere kant toch zo hoog, dat, wanneer het alarm in komt en de Opamp meer stroom trekt, de transistor direkt 'open' gaat: een waarde van ruwweg 180 Ω heeft bewezen te voldoen in vrijwel alle gevallen.



Afb. 5.18 Vorstalarm voor dubbele voeding, met geluid en een schakel-functie via een relais.



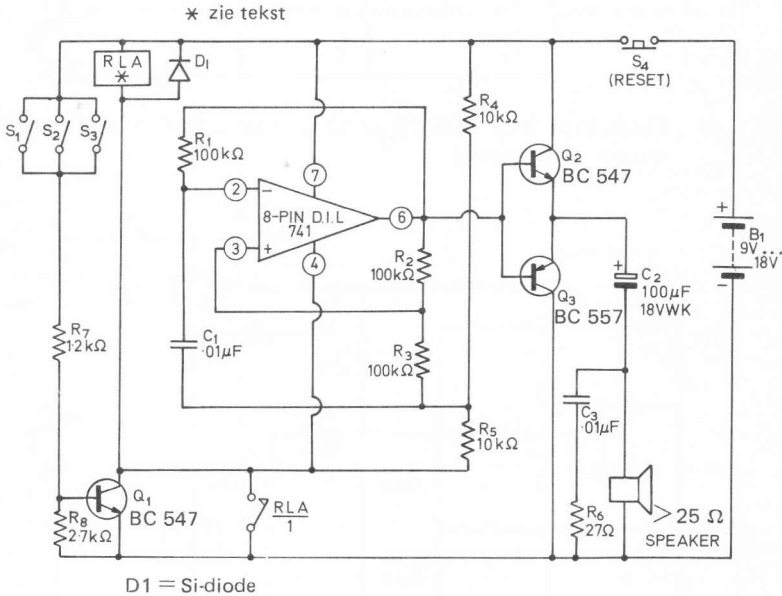
Afb. 5.19 Vorstalarm voor enkelvoudige voeding met geluid en relais.

Zelfhoudend alarm met kontaktbediening

Om dit hoofdstuk te besluiten beschouwen we de schakeling van afb. 5.20, we zien daarin hoe een Opamp relaxatie-oscillator kan worden aangepast teneinde te functioneren als inbraakalarm dat, éénmaal

ingeschakeld, zelfhoudend is. De schakeling is opgezet voor enkelvoudige voeding, R4 en R5 vormen de noodzakelijke spanningsdeler. De oscillatorschakeling en het bekrachtigingsspoeltje van het relais staan parallel, maar krijgen in rust geen voedingsspanning. De enige verbinding tussen de minpool van de batterij en de schakeling wordt gevormd door de (nu nog) sperrende transistor en het (nu nog) geopende relaiscontact. We gaan de werking van het geheel eens onder de loep nemen.

Als de schakeling in rust verkeert zijn de schakelaars S1, S2 en S3 geopend, de transistor ontvangt geen basissturing en spert. Daardoor kan er geen stroom door het Opampcircuit lopen; de oscillator werkt niet, en het relais wordt niet aangetrokken. De ruststroom is verwaarloosbaar klein.



Afb. 5.20 Alarmsysteem dat in werking wordt gesteld door maak-contact. Eenmaal in werking is het systeem zelfhoudend en kan slechts worden uitgeschakeld met behulp van onderbreek-druknop S4.

Stel nu, dat een van de drie schakelaarkontakten (S1... 3) kortstondig wordt gesloten. Op dat moment wordt basissturing aan Q1 medegedeeld, de transistor gaat geleiden en daardoor wordt het relais bekrachtigd. Eén van de maakkontakten van het relais Ry1 houdt de relaisspoel onder spanning, ook als schakelaars S1 t/m S3 even later weer open staan. Tegelijkertijd wordt echter ook stroom doorgelaten

naar de Opampschakeling welke zal gaan oscilleren. Via de reeds onder spanning staande versterkertrap zal een duidelijk hoorbare toon uit de luidspreker klinken. We hebben dus een alarmschakeling voorhanden die bediend wordt door een aantal parallelgeschakelde maakcontacten en die zichzelf vergrendelt als hij eenmaal is ingeschakeld. Onderbreekkontakt S4 maakt het mogelijk de zaak uit te schakelen, eenvoudig door de voedingsspanning van de gehele schakeling voor een kort moment weg te nemen.

Het hier beschreven circuit kan op uitstekende wijze dienst doen als inbraakalarm door voor S1 t/m S3 mikroschakelaars of drukvlakkontakten toe te passen. Mikroschakelaars kunnen door hun geringe afmetingen gemakkelijk worden weggewerkt in deur- of raamspionningen, zodat de beweging welke een opengaande deur maakt gemakkelijk vertaald kan worden in een schakelfunctie. Drukvlakkontakten kunnen onopgemerkt onder het vloerkleed of deurmat een plaatsje krijgen, wanneer er op gestapt wordt sluit het kontakt.

Het relais kan eventueel een uitvoering zijn met meerdere kontakten welke van nut kunnen zijn om bijvoorbeeld een alarmschel of verlichting in te schakelen. Tevens kunnen allerlei andere toepassingsmogelijkheden voor deze schakeling bedacht worden. We moeten weer wel de werkspanning en spoelweerstand van het relais in de gaten houden. De laatste waarde moet liggen in de buurt van 180Ω , de voedingspanning welke bij deze schakeling mag variëren van 9 tot 18 V, is bepa'end voor de werkspanning van het relais. Tenslotte is diode D1 over de relaisspoel geplaatst teneinde de schakeling te beschermen tegen in- en uitschakelpieken die kunnen ontstaan door de zelfinductie van de relaisspoel.

6

20 schakelingen met relais

Operationele versterkers kunnen in combinatie met relais op velerlei terrein worden ingezet als het gaat om nauwkeurige schakelfuncties. We kunnen toepassingen bedenken als schakelaar bij een zeer nauwkeurig vastliggende temperatuur, uiterst gevoelige spannings-afhankelijke schakelaar, tijdschakelaar, en ook kunnen schakelfuncties gerealiseerd worden welke afhankelijk zijn van geluid, toonhoogte of zelfs aanraking.

In dit laatste hoofdstuk van het boek worden een twintigtal uiteenlopende maar wel zeer bruikbare schakelingen besproken, alle met relais. Ook hier wordt uitgegaan van de populaire 741 Opamp, de pinnummers komen overeen met de 8 pins mini-DIL-uitvoering van deze geïntegreerde schakeling.

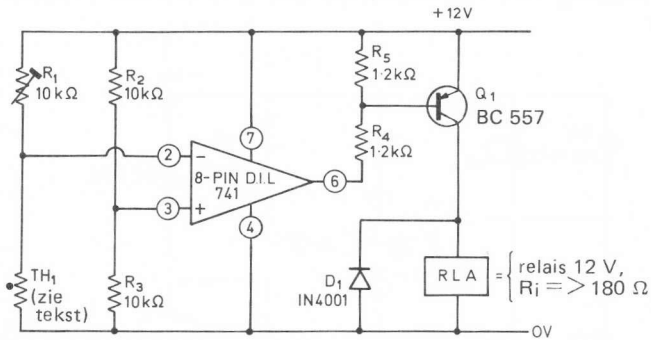
Temperatuurgevoelige schakelingen met hoge nauwkeurigheid

Afb. 6.1 laat het schema zien van een vorstverklikker. (In feite hangt het van de instelling van R1 af bij welke temperatuur het relais aantrekt.)

Het circuit bestaat uit een spanningsdeler, R2-R3, het knooppunt van deze twee weerstanden voert een stabiele referentiespanning toe aan de plus-ingang van de Opamp. Weerstand R1 en de temperatuurafhankelijke weerstand TH1 vormen eveneens een spanningsdeler waarvan het knooppunt aan de min-ingang van de Opamp ligt. De twee spanningsdelers zijn in feite op te vatten als een brug van Wheatstone, waarvan de bruguitgang is verbonden met de als differentiaalversterker werkende Opamp. We mogen ook zeggen dat de Opamp staat geschakeld als open lus-spanningsvergelijker, de uitgang ervan zal in verzadiging staan als de ingangsspanningen op plus- en min-ingang onderling maar een paar honderd microvolt verschillen. Is bijvoorbeeld de min-ingang iets negatiever dan de plus-ingang, dan zal de uitgang positief verzadigd zijn. De Opamp zal omschakelen naar het negatieve verzadigingspunt indien de min-ingang positiever is als de plus-ingang.

De schakeling is zo gedimensioneerd dat inkomen van het relais geschiedt als de Opampuitgang negatief verzadigd is; via R4-R5 wordt de transistor dan opengestuurd. Is de Opampuitgang positief dan staat Q1 afgeknepen en blijft het relais onbetrachtigd. TH1 is in deze schakeling een NTC-weerstand, waarvan de weerstand afneemt bij stijgende, en toeneemt bij een dalende temperatuur. We dienen R1 zo in te stellen dat de brug bestaande uit R1-R2-R3-TH1 in balans is

bij een omgevingstemperatuur welke vlak boven die van het schakelpunt ligt. Daalt de temperatuur beneden de ingestelde waarde dan zal de brug op een zodanige wijze uit balans geraken, dat de min-ingang van de Opamp een iets positievere spanning krijgt toegevoerd als de plus-ingang, hetgeen resulteert in negatieve verzadiging van de uitgang, de transistor wordt aangestuurd, gaat geleiden en het relais trekt aan. Loopt de temperatuur weer op tot boven het gewenste punt, dan zal de brug wederom uit balans geraken maar nu tegenovergesteld: de min-ingang wordt nu negatiever dan de plus-ingang. Daardoor komt de Opampuitgang in positieve verzadiging, de transistor krijgt geen sturing meer en gaat sperren: het relais valt af. Het relais zal dus alleen inschakelen als de temperatuur daalt onder de vooraf ingestelde waarde.



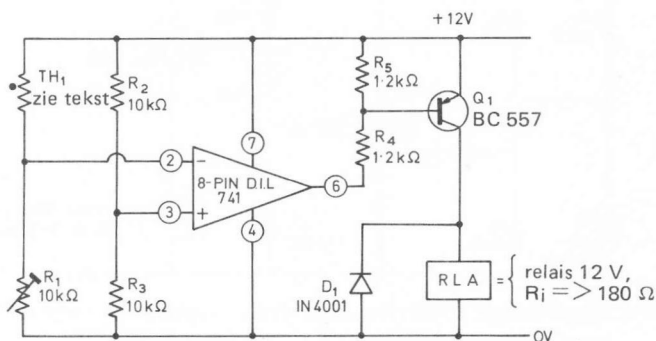
Afb. 6.1 Nauwkeurige schakeleenheid welke reageert op vorst of temperatuurdaling.

We kunnen het effect ook omkeren, dus het relais laten inschakelen als de temperatuur een bepaalde waarde te boven gaat. Er zijn twee mogelijkheden: we kunnen de NTC-weerstand en R1 van plaats laten verwisselen, zoals is aangegeven in afb. 6.2a, ook is het mogelijk ze op hun plaats te laten zitten en de Opampingangen andersom met de brug te verbinden; deze variatie vinden we terug in het schakelschema van afb. 6.2b.

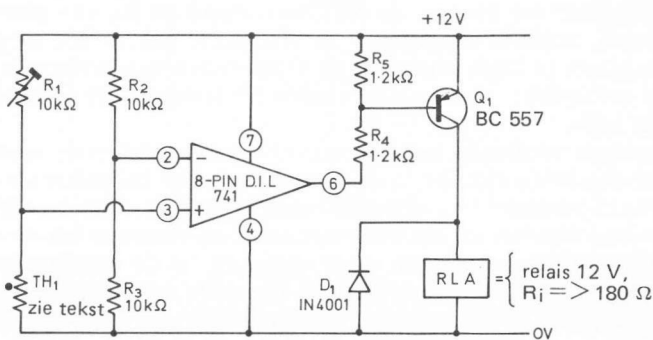
Twee punten verdienen extra aandacht. Ten eerste moet worden opgemerkt dat beide circuits in de 'omschakel'-fase belanden als de brug ongeveer in evenwicht is; doordat beide brugtakken uit dezelfde spanning gevoed worden zal het brugevenwicht en daarmee het omschakelpunt niet beïnvloed worden door variaties in de voedingsspanning. De nauwkeurigheid waarmee bij een bepaalde temperatuur wordt in- of uitgeschakeld is dus eveneens onafhankelijk van voedingsspanningsvariaties.

Het tweede punt dat van belang is wordt gevormd door het feit dat de Opamp van negatieve verzadiging naar positieve schakelen kan (en

omgekeerd) door differentiële ingangsspanningen van enkele honderden microvolts. Vergeleken met de spanning van ongeveer 6 V die aanwezig is op de beide ingangen als de brug in balans is, vormt een zo kleine verandering maar een uiterst gering percentage. Een waarde van 0.01% introduceert reeds verandering, en een weerstandswaardeverloop met het zelfde bedrag tengevolge van de werking van de temperatuur-afhankelijke weerstand doet hetzelfde. We kunnen aan de hand hiervan vaststellen dat de schakeling buitengewoon gevoelig is voor temperatuurschommelingen en de praktijk heeft uitgewezen dat bij kamertemperatuur de schakelfunctie binnen deze grens blijft! De nauwkeurigheid spreekt wellicht het meest uit het feit dat een eenmaal ingestelde temperatuur met minder dan 0,05°C verloopt. De tot nu toe beschreven schakelingen leverden een schakelfunctie bij overschrijding van, respectievelijk daling onder een bepaalde temperatuur.



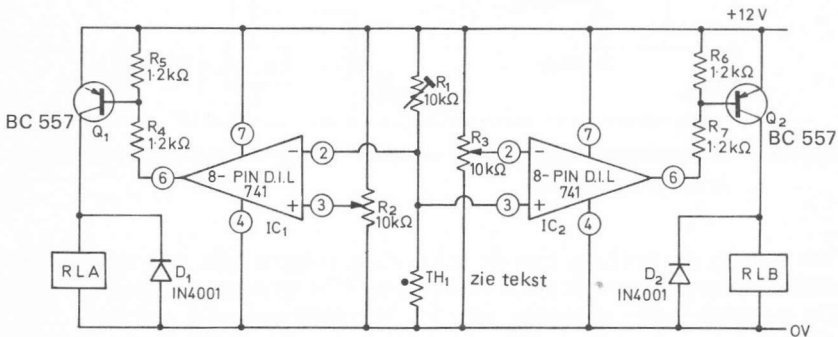
Afb. 6.2a Nauwkeurige schakeleenheid welke reageert op brand of oververhitting.



Afb. 6.2b Een andere schakelwijze van de in afb. 6.2a weergegeven schakeleenheid.

Beide manieren kunnen ook in een gecombineerde eenheid worden samengebracht, gebruik makend van één temperatuurgevoelige weerstand. Een en ander staat aangegeven in het schema van afb. 6.3, waarin het linker deel bij temperatuurdaling het relais activeert, de rechterhelft presenteert een schakelfunctie als de temperatuur een bepaalde waarde overschrijdt. Beide delen hebben de combinatie R1-TH1 als gemeenschappelijke temperatuurgevoelige sectie, maar de instelling voor het aanspreekpunt geschiedt voor elke afdeling apart. De afregeling gaat als volgt: eerst worden R2 en R3 elk ongeveer halverwege gezet; daarna wordt R1 zo ingesteld dat bij 'normale' temperatuur de NTC-weerstand TH1 ongeveer halve voedingsspanning ten opzichte van massa voert. Koel daarna de NTC-weerstand af tot de gewenste temperatuur en regel R2 zo af dat het 'linker' relais juist aanspreekt. Vervolgens wordt de temperatuur opgevoerd tot het gewenste niveau, (controleer of het relais weer afvalt!) en tenslotte wordt R3 zo ingesteld dat het 'rechter' relais inkomt. De schakeling is dan voor gebruik gereed.

De NTC-weerstand welke in de schakelingen van afb. 6.1 t/m 6.3 kan worden toegepast moet bij de gewenste temperatuur een waarde hebben van 900Ω tot 9000Ω . Vrijwel alle typen zijn toelaatbaar, kleine uitvoeringen reageren sneller dan forse typen.

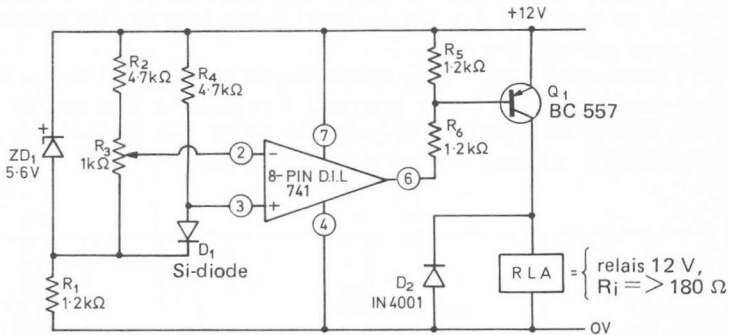


Afb. 6.3 Gekombineerde schakeleenheid welke op zowel stijging als daling van temperatuur reageert. De schakeling heeft voor elke toestand een onafhankelijke uitgang.

In sommige toepassingen waarbij het gaat om temperatuurmeting kan het voorkomen dat een passende NTC-weerstand niet of moeilijk verkrijgbaar is of dat voorhanden zijnde exemplaren niet in de schakeling passen. Vooral wanneer extreem lage temperaturen in het geding zijn is het niet ondenkbaar dat de NTC-weerstand zo laag wordt, dat een zekere vermogensdissipatie optreedt door de grote stroom die nodig is om de schakeling van de brug in balans te brengen. Deze vermogensdissipatie kan tot gevolg hebben dat de weerstand zichzelf

'opwarmt' en daarmee de nauwkeurigheid totaal in de war gestuurd wordt. Hebben we de kans dat dit gebeurt, dan kan de schakeling van afb. 6.4, waarin een gewone siliciumdiode als temperatuurvoeler wordt gebruikt, uitkomst brengen.

Als we een kleine stroom, zeg 1 mA, door een siliciumdiode sturen, ontwikkelt zich in voorwaartse richting een spanning van ongeveer 600 mV over de diode. De precieze waarde van deze 'stap'-spanning is echter ook nog afhankelijk van de omgevingstemperatuur; mits de stroom door de diode constant wordt gehouden vertoont dit type halfgeleider een negatieve temperatuurcoëfficiënt van ongeveer $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Omdat bij de aangegeven stroomsterkte slechts 0,6 mW in de diode wordt gedissipeerd is het effect van 'zelf-opwarming' verwaarloosbaar. De diode kan dus voordeel opleveren als we met lage temperaturen werken.



Afb. 6.4 *Temperatuur-afhankelijke schakeleenheid. De temperatuurvoeler is een siliciumdiode.*

We nemen de werking van de schakeling volgens afb. 6.4 wat nader onder de loep. Er wordt door zenerdiode ZD1 stroom gestuurd via R1. De gestabiliseerde spanning van 5,6 V wordt gebruikt om een constante stroom door diode D1 te sturen via weerstand R4. Tevens wordt deze spanning gebruikt om een spanningsdeler te voeden die het mogelijk maakt een regelbare gestabiliseerde spanning toe te voeren aan de min-ingang van de Opamp. Zoals we zagen voert de diode D1 een constante stroom en er zal dus een eveneens constante spanning worden toegevoerd aan de plus-ingang van de Opamp. Dit alles geldt indien de temperatuur niet verandert. We kunnen nu met behulp van R3 de referentiespanning op de min-ingang gelijk maken aan die op de plus-ingang.

Als we nu de temperatuur van de diode gelijk maken aan het gewenste schakelniveau en de instelling van R3 nog eens nauwkeurig herhalen is de schakeling voor gebruik gereed. Wordt namelijk de gewenste temperatuur overschreden dan zal de spanning welke over de diode

staat kleiner worden, waardoor de plus-ingang negatiever wordt dan de min-ingang van de Opamp. Het gevolg daarvan is dat de Opamp-uitgang overschakelt naar het negatieve verzadigingspunt. Via R6-R5 wordt transistor Q1 aangestuurd en gaat geleiden: het relais trekt aan. Wordt de temperatuur wederom lager dan de waarde welke we hebben uitgekozen, dan zal de diodespanning stijgen. Daardoor wordt de plus-ingang positiever ten opzichte van de min-ingang en zal de Opamp omschakelen naar het positieve verzadigingspunt. Daar is weer het gevolg van dat de transistor gaat sperren en het relais valt af.

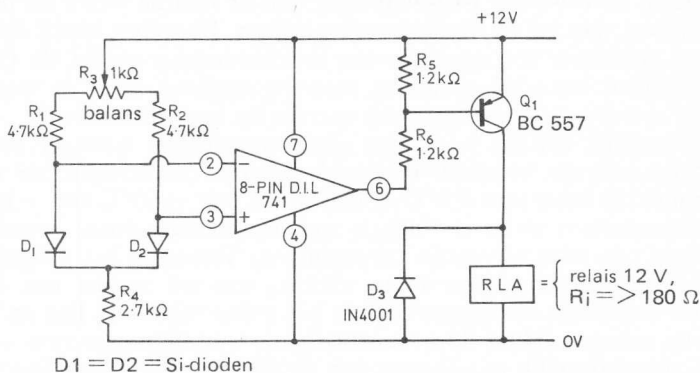
In de praktijk zal het relais dus alleen aantrekken wanneer de temperatuur een van te voren ingestelde waarde overschrijdt, de nauwkeurigheid is beter dan $0,5^{\circ}\text{C}$ in het bereik van -50°C tot $+120^{\circ}\text{C}$! De siliciumdiode welke de functie van temperatuursensor vervult kan elk type zijn voor algemene toepassingen. Tevens is het mogelijk de schakeling 'omgekeerd' te laten werken, dat wil zeggen een lagere, dan de ingestelde temperatuur doet het relais inkomen. Een en ander valt te verwezenlijken door eenvoudig de verbindingpunten van de plus- respectievelijk min-ingang van de Opamp met elkaar van plaats te laten verwisselen.

Afb. 6.5 geeft aan hoe een tweetal siliciumdioden gebruikt kunnen worden als temperatuurvoelers in een schakeling die temperatuurverschillen omzet in een schakelfunctie. Het relais zal alleen dan aantrekken als de temperatuur van diode D2 hoger is dan die van diode D1. De feitelijke temperatuur waarbij dit zal geschieden is niet van belang en oefent ook geen invloed uit. De werking van het circuit is als volgt: De beide siliciumdioden worden als temperatuurgevoelig element gebruikt, er loopt door beide exemplaren een gelijke stroom die met behulp van R3 kan worden gebalanceerd. Kleine verschillen in de voorwaartse spanning die over de dioden kunnen ontstaan worden ook met deze instelpotmeter vereffend. Is de temperatuur van beide dioden gelijk dan zal de differentiële ingangsspanning welke aan de Opamp wordt geleverd nul zijn. Voeren we de temperatuur van beide dioden met bijvoorbeeld 10°C op, dan zal de voorwaartse spanning met ongeveer 20 V afnemen, maar dat gebeurt met beide dioden, het verschil in spanning blijft nul. De schakeling reageert dus niet op gelijktijdige temperatuursveranderingen van de dioden.

Neem nu eens aan dat de temperatuur van diode D2 met 1°C daalt ten opzichte van die van diode D1. In dat geval zal de diodespanning van D2 toenemen en 2 mV positiever worden. Deze spanningstijging in positieve zin zal worden medegedeeld aan de plus-ingang van de Opamp, waardoor deze in positieve verzadiging geraakt. Transistor Q1 zal sperren en het relais trekt niet aan.

Het tegenovergestelde kan ook gebeuren: de temperatuur van diode D2 kan 1°C hoger worden dan die van diode D1. In dit geval wordt de voorwaartse spanning van diode D2 met 2 mV af en de plus-ingang van de Opamp zal negatiever worden dan de min-ingang: de Opamp schakelt naar het negatieve verzadigingspunt om, de transistor wordt

gestuurd en het relais trekt aan. We kunnen dus vaststellen dat het relais alleen aantrekt als de temperatuur van D2 hoger is dan die van D1 (of als de temperatuur van D1 lager is dan die van D2, maar dat is hetzelfde).



Afb. 6.5 Schakeleenheid welke reageert op temperatuurverschil.

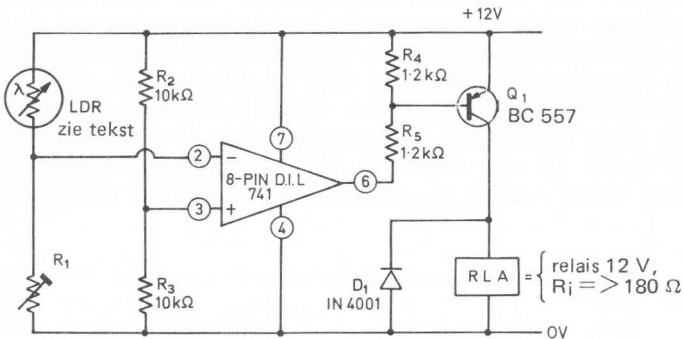
In de uitleg welke hiervoor van de schakeling is gegeven, werd uitgegaan van een instelling van R3 op gelijke stroomsterkte door de beide dioden, en nog preciezer: gelijke spanningen op de Opampingangen. Toch is het mogelijk om een andere instelling te kiezen, we kunnen de voorwaartse spanning van diode D2 een paar millivolts hoger instellen dan die van D1. Een en ander dient dan bij kamertemperatuur te geschieden. De grap hiervan is dat diode D2 nu echt iets meer in temperatuur moet stijgen om het relais te activeren, dan dat het geval was bij de eerste instelling. Het feitelijke verschil in diode-temperatuur is zelfs op deze wijze regelbaar via R3 en kan van vrijwel nul tot ongeveer 10°C worden ingesteld. We zien dus dat de schakeling meerdere mogelijkheden biedt. De afregeling van R3 kan dan op de volgende wijze gebeuren: verwarm diode D2 zover dat het gewenste temperatuurverschil tussen de twee dioden is bereikt, daarna wordt R3 voorzichtig verdraaid tot het relais juist aantrekt, daarna is de schakeling voor gebruik gereed.

Lichtgevoelige schakelingen met relais

We kunnen de temperatuurgevoelige schakelingen van afb. 6.1 t/m 6.3 ook laten reageren op licht, door gebruik te maken van lichtgevoelige, in de plaats van temperatuurgevoelige weerstanden. Ze worden in de brugschakeling welke de Opamp stuurt gezet op dezelfde manier als dat het geval was met de NTC-weerstanden uit voornoemde schakelingen.

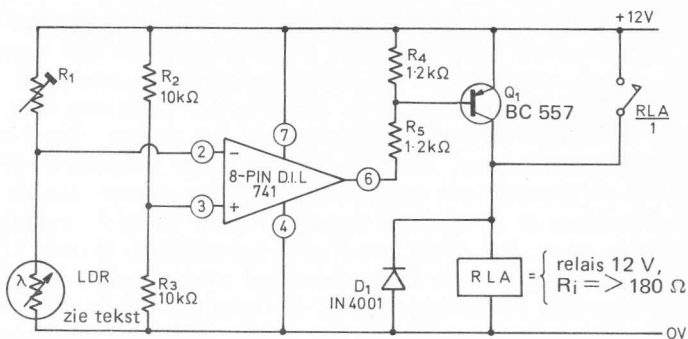
In afb. 6.6 zien we het principeschema van een lichtgevoelige schakeling die een relais bekrachtigt als de lichtintensiteit een vooraf ingestelde waarde overschrijdt. De lichtgevoelige weerstand LDR in dit circuit en de schakelingen van afb. 6.7 t/m 6.9 heeft een lage weerstand bij 'veel licht' en wordt hoogohmig in het donker. Gaan we van deze laatste toestand uit, dan zal door de hoge weerstand de min-ingang van de Opamp een negatievere spanning voeren dan de plus-ingang. Daardoor is de uitgang van de Opamp positief verzadigd en de transistor spert, het relais wordt niet bekrachtigd. Wordt LDR nu wel belicht dan is door de lage weerstand ervan opeens een hogere spanning aanwezig op de min-ingang, de Opamp schakelt om naar het negatieve verzadigingspunt en via Q1 wordt het relais aangetrokken. Het niveau van de belichting waarbij het relais zal aantrekken kan worden ingesteld met behulp van R1.

We kunnen weer de Opampingangen van plaats laten verwisselen waardoor de schakelfunctie zal optreden als de lichtsterkte afneemt tot beneden een zeker niveau. Of, wat nog eenvoudiger is: we laten LDR en instelpotmeter R1 van plaats verwisselen en laten de rest van de schakeling zoals die was.



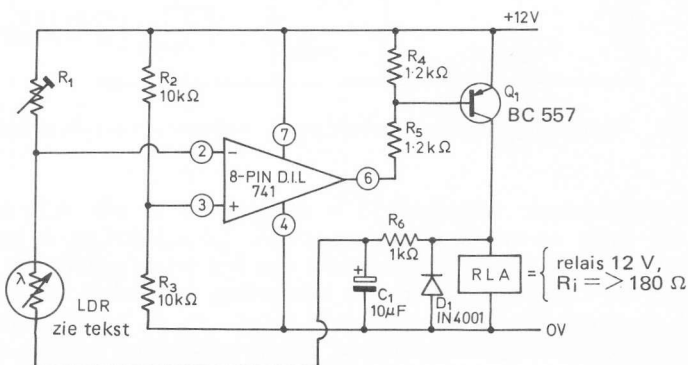
Afb. 6.6 Nauwkeurige schakeleenheid welke reageert op overbelichting.

De laatstgenoemde mogelijkheid is aangegeven in afb. 6.7, waarbij nog een extra voorziening is toegevoegd: De schakeling is zelfhoudend gemaakt door een maakkontakt van het relais parallel te plaatsen aan de transistor. Zodra de schakeling het relais bekrachtigt, wordt de spoel via dit maakkontakt direct op de voedingsspanning aangesloten. De enige mogelijkheid om de schakeling weer in rust te doen terugkeren is het lichtniveau weer boven het omschakelpunt te laten stijgen en daarna de voedingsspanning even te onderbreken. Het is voldoende om een onderbreek-drukknop in serie met de relaisspoel op te nemen.



Afb. 6.7 Zelfhoudende schakeleenheid welke bij onderbelichting wordt geactiveerd.

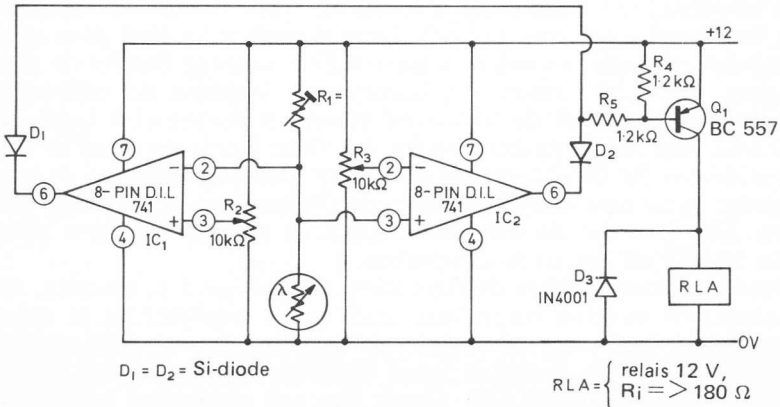
We kunnen de schakeling ook uitvoeren met een puur elektronisch zelf-houd-circuit. Dit zal de enige oplossing zijn als het relais bijvoorbeeld niet over voldoende maakcontacten beschikt. We bekijken het schema van afb. 6.8, waarin we kunnen zien dat de onderzijde van LDR naar de massalijn loopt via R6 en de relaispoel. Normaal, dat wil zeggen als er voldoende licht op LDR valt, zal de schakeling in rust verkeren, en de spanning welke aan de min-ingang van de Opamp wordt gepresenteerd zal worden bepaald door de weerstandswaarden van de potentiaaldivider, gevormd door R1, LDR en R6 plus de inwendige weerstand van de relaispoel. Als de lichtval op LDR vermindert zal het relais aantrekken, de spanning over de spoel ervan zal ten naaste bij op 12 volt uitkomen via de geleidende transistor. Deze spanning wordt aan de min-ingang van de Opamp medegedeeld via



Afb. 6.8 Bij deze schakeling welke op dezelfde wijze reageert als die van afb. 6.7, is de vergrendeling in geactiveerde toestand langs elektronische weg tot stand gebracht.

R6 en LDR, en ondervindt daarbij nog medewerking ook van R1, die het effect versterkt. Op deze wijze wordt de Opamp in negatieve verzadiging gehouden en het relais blijft via Q1 aangetrokken. Uitschakelen kan alleen plaatsvinden door eerst het lichtniveau op te voeren tot boven het kritieke punt waarna de gehele voedingsspanning even dient te worden onderbroken. Condensator C1 wordt in de schakeling benut om de stabiliteit van het circuit te vergroten, storende effecten die kunnen ontstaan doordat de lichtbron met bijvoorbeeld wisselspanning wordt gevoed worden door deze capaciteit op effectieve wijze onderdrukt.

Een gecombineerde licht/donker schakeleenheid met voor beide toestanden een apart relais kan worden gerealiseerd door een LDR toe te passen in de plaats van de NTC-weerstand in het circuit van afb. 6.3. Indien gewenst, kan de schakeling op zodanige wijze gemodificeerd worden dat slechts één relais benodigd is, dat wordt bekrachtigd zodra de lichtsterkte daalt beneden, respectievelijk stijgt boven twee afzonderlijk instelbare niveaus. Is de lichtsterkte van een zodanig niveau dat dit binnen de vooraf bepaalde grenzen blijft dan is het relais niet bekrachtigd. We zien het schema van deze schakeling in afb. 6.9. IC1 funktioneert als schakeleenheid die in actie komt als de lichtsterkte daalt, IC2 reageert op 'overbelichting', terwijl de uitgangen van beide IC's via een poortschakeling met dioden D1 en D2 aan de transistor worden gelegd. De bekrachtiging van het relais komt tot stand als een van beide Opampuitgangen in negatieve verzadiging schakelt, de diodenpoort draagt zorg voor de juiste informatieoverdracht naar de transistor.



Afb. 6.9 Gekombineerde licht/donker-schakeleenheid met enkelvoudige opnemer.

De schakeling van afb. 6.9 kan als volgt worden afgeregeld:

Allereerst worden R2 en R3 ongeveer ingesteld op halve waarde. We voeren een lichtniveau tot aan LDR dat tussen de gewenste schakelniveaus ligt. We stellen nu R1 zodanig in dat er ongeveer halve voedingsspanning staat op het knooppunt van R1 en LDR. Daarna worden R2 en R3 naar respectievelijk de positieve voedingslijn en de massalijn toe gedraaid. Nu moet het relais in elk geval in rustpositie staan. Vervolgens verminderen we de hoeveelheid licht op LDR tot het gewenste 'donker'-punt is bereikt. Hierna wordt R2 voorzichtig zover teruggedraaid tot het relais juist inschakelt. Nu gaan we de belichting van LDR een beetje opvoeren, controleer of het relais weer afvalt.

Tenslotte wordt het lichtniveau opgevoerd tot we het 'overbelichtings'-punt hebben bereikt. Nu regelen we R3 voorzichtig op tot aan de stand waarbij het relais juist aantrekt. Daarmede is de afstelling van de schakeling voltooid, en is het circuit voor gebruik gereed.

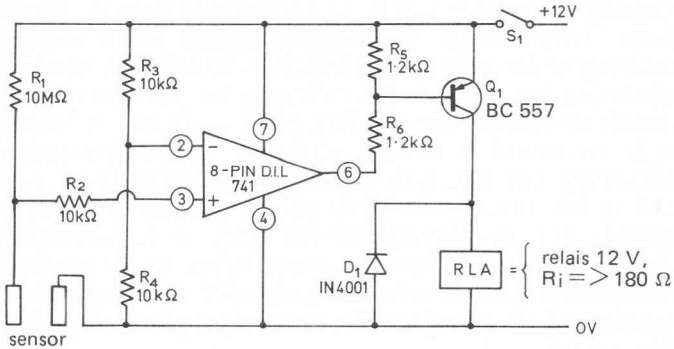
De LDR's welke in de schakelingen van afb. 6.6 t/m 6.9 worden gebruikt kunnen de meest uiteenlopende typen zijn. Cadmium-sulfidecellen welke bij de gewenste lichtintensiteit een waarde vertegenwoordigen in het bereik van 900Ω tot $900 \text{ k}\Omega$ kunnen allemaal worden toegepast.

Een schakelcircuit dat op water of stoom reageert

De schakeling van afb. 6.10 toont, hoe een Opamp kan worden ingezet in een gevoelige schakeleenheid die op water of stoom reageert. We zien het bekende beeld van de spanningsvergelijker die een vaste spanning krijgt aangeboden op de min-ingang via R3 en R4, terwijl een variabele spanning de plus-ingang van de Opamp bereikt via R1 en de weerstand welke aanwezig is tussen de polen van de sensor. Indien de weerstand ter plaatse oneindig hoog is vindt er in feite geen spanningsdeling plaats, vrijwel de volle voedingsspanning bereikt de plus-ingang: het relais wordt niet bekrachtigd. Wijzigen de omstandigheden zich en wordt de weerstand tussen de sensorpolen lager dan $10 \text{ M}\Omega$, dan zal de spanningsdeler die aldus wordt gevormd er zorg voor dragen dat de plus-ingang een lagere spanning voert dan de min-ingang: onder deze omstandigheden zal Q1 het relais bekrachtigd worden. Elke keer dat de weerstand tussen de sensorpolen lager wordt dan $10 \text{ M}\Omega$ zal het relais aanspreken.

Water en stoom hebben de eigenschap redelijk goed te geleiden, dus wanneer de metalen sensor met beide polen tegelijkertijd in aanraking komt met water of stoom zal het relais ingeschakeld worden. Een schakeling als deze kan zowel thuis als voor industriële toepassingen worden ingezet. Het circuit kan een alarmschel inschakelen als er regendruppels op de sensor vallen, als er in een tank of vloeistofbad het niveau een bepaalde stand bereikt, of wanneer er bijvoorbeeld water in een kelder terechtkomt tengevolge van lekkage of over-

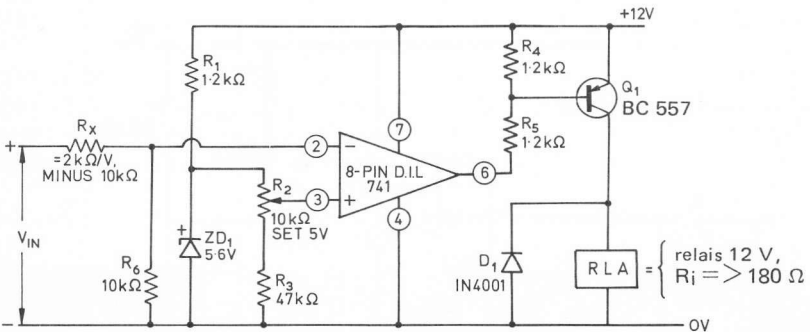
stroming; tevens kan de schakeling zorgen voor het inschakelen van een waarschuwingssignaal als het water in een ketel gaat koken en stoomontwikkeling die daarvan het gevolg is door de sensor wordt waargenomen. De gevoeligheid kan eventueel worden gereduceerd door weerstand R1 een lagere waarde te geven; de weerstand welke via de sensor wordt gepresenteerd moet dan eveneens lager worden om de schakeling te activeren.



Afb. 6.10 Schakeleenheid welke reageert op water en stoom.

Spanningsafhankelijke schakelingen met relais

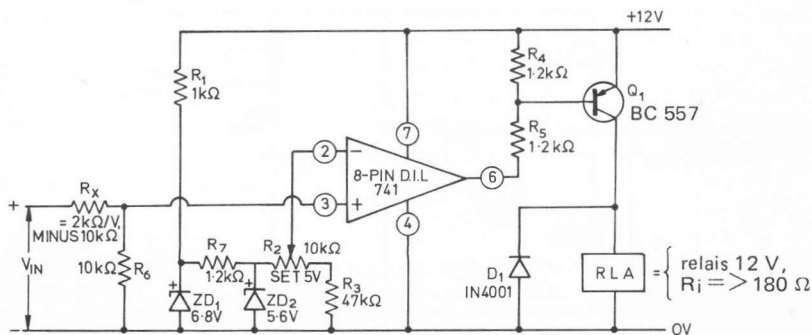
Het is mogelijk met behulp van Opamps om schakelfuncties te realiseren welke afhankelijk zijn van over- of onderspanning, zowel voor A.C.- als D.C.-toepassingen. Het schema van afb. 6.11 toont een schakeling welke dient als D.C.-overspanningsschakelaar, waarbij wordt uitgegaan van het gegeven dat de ingangsspanning 5 V of hoger is. De werking is eenvoudig te verklaren.



Afb. 6.11 Schakeleenheid welke reageert op overspanning. Het relais trekt aan bij ingangsspanningen hoger dan 5 V. Met een verhoging van de waarde van R_X kan het schakelpunt verlegd worden.

Een door middel van zenerstabilisatie verkregen gelijkspanning van 5 V wordt toegevoerd aan de niet-inverterende ingang van de Opamp. De te onderzoeken spanning wordt via een aangepaste spanningsdeler bestaande uit R_x en R_6 aan de inverterende ingang gelegd. Weerstand R_6 is een precisieweerstand van $10\text{ k}\Omega$. De werking van het circuit is dusdanig, dat het relais wordt aangetrokken als de spanning op de min-ingang hoger is dan 5 V, en wederom afvalt als de spanning die de min-ingang bereikt lager wordt dan de referentiespanning op de plus-ingang. De waarde van R_x wordt bepaald door de hoogte van de gewenste 'overspanning'. De feitelijke waarde wordt vastgesteld aan de hand van de formule $R_x = 2\text{ k}\Omega/\text{V} - 10\text{ k}\Omega$. Een voorbeeld: dient de schakeling het relais te bekrachtigen bij een spanning van 50 V, dan wordt de waarde van R_x : $50 \times 2\text{ k}\Omega - 10\text{ k}\Omega = 90\text{ k}\Omega$. Bij 5 V dient de weerstand te worden vervangen door een draadverbinding. De schakeling van afb. 6.11 is erg gevoelig en vertoont vrijwel geen verschil in het niveau waarbij de in- of uitschakeling van het relais plaatsvindt. Een nauwkeurigheid van 0,5% is gemakkelijk haalbaar. Om het onderste uit de kan te kunnen halen zou de voeding van het referentiecircuit met de zenerdiode eigenlijk vóór-gestabiliseerd moeten worden, of de zener zou door een stroombronschakeling moeten worden gevoed.

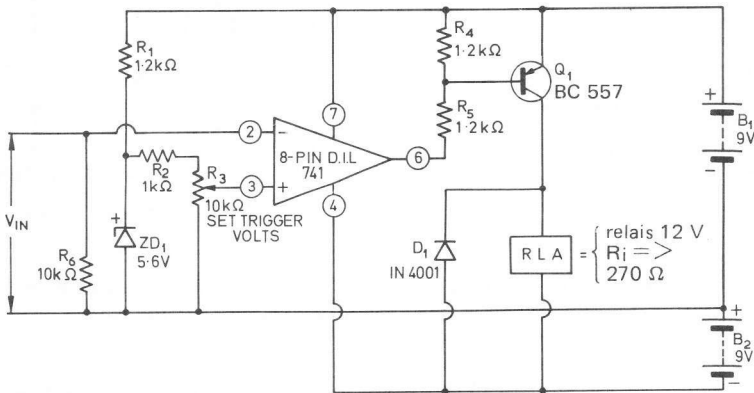
Afb. 6.12 geeft het schema van een zeer nauwkeurige spanningsafhankelijke schakeleenheid die reageert op spanningsdaling beneden een eenmaal ingestelde waarde. We zien hierin de schakeling van afb. 6.11 terug, maar nu zijn de ingangen van de Opamp met elkaar verwisseld. Het circuit is tevens uitgerust met vóór-stabilisatie van de zenervoeding, waardoor een bijzonder nauwkeurige werking verzekerd wordt. Voor beide schakelingen geldt, dat indien de referentiespanning accuraat is ingesteld op 5 V met behulp van R_2 , de uiteindelijke nauwkeurigheid slechts nog wordt bepaald door de precisie van de weerstanden R_x en R_6 . Met het oog op bijvoorbeeld tempera-



Afb. 6.12 Schakeleenheid welke bij spanningsdaling reageert. Het schakelpunt kan worden verlegd door waardeverandering van R_x .

tuursinvloeden kan voor deze typen wellicht de toepassing van metaalfilm- of draadgewonden weerstanden met kleine tolerantie worden aanbevolen.

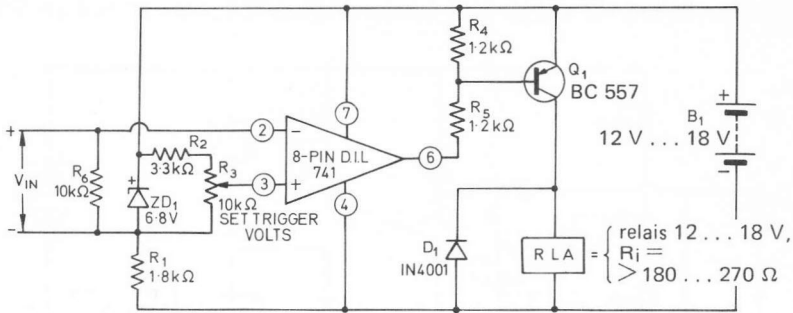
Afb. 6.13 toont hoe de schakeling van afb. 6.11 kan worden aangepast voor gebruik als schakeleenheid welke reageert op overspanning. Het bereik van dit circuit kan worden ingesteld tussen 10 mV en 5 V.



Afb. 6.13 Over-spanning-schakeleenheid welke reageert op ingangsspanningen tussen 10 mV en 5 V. Het schakelpunt kan worden ingesteld m.b.v. R3.

In dit geval wordt de ingangsspanning direct aangesloten op de min-ingang van de Opamp, terwijl er een regelbare referentiespanning wordt toegevoerd aan de plus-ingang. Deze referentiespanning is instelbaar, en dient te worden opgeregeld tot de gewenste hoogte waarbij de schakelfunctie plaats moet vinden. We moeten bij deze schakeling gebruik maken van een dubbele voeding, teneinde de goede instelling van de Opamp te verzekeren. Dat het mogelijk is om toch met enkelvoudige voeding te volstaan bewijst de schakeling van afb. 6.14. De zenerdiode wordt hier vanuit de negatieve voedingslijn via R1 van spanning voorzien, en het knooppunt van deze twee componenten vormt in feite de nul voor het ingangssignaal. Omdat de zenerdiode hier een spanning van 6,8 V aan de voeding onttrekt, kunnen we stellen dat de plus-voedingslijn op 6,8 V positief staat ten opzichte van de ingang-nul, terwijl de voedings-min in feite een spanning voert tussen 5,2 V en 11,2 V negatief ten opzichte van de ingang-nul, een en ander afhankelijk van de stand van R3. We zien, dat de Opamp correct staat ingesteld, ook al wordt enkelvoudige voeding toegepast. Alle spanningsafhankelijke circuits welke we tot nu toe hebben bekeken waren bedoeld als D.C.-triggers. Eventuele A.C.-toepassingen kunnen gerealiseerd worden door tussenschakeling van passende ge-

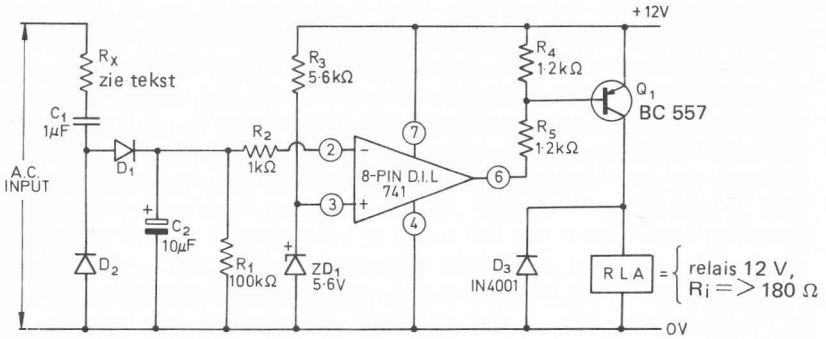
lijkricht- en afvlakeenheden tussen A.C.-signaalbron en de ingangsklemmen, zodat van wisselspanning eerst gelijkspanning wordt gefabriceerd voordat de signalen de eigenlijke triggerschakeling bereiken.



Afb. 6.14 Deze schakeling reageert op dezelfde wijze als die van afb. 6.13, maar is geschikt voor enkelvoudige voedingsspanning.

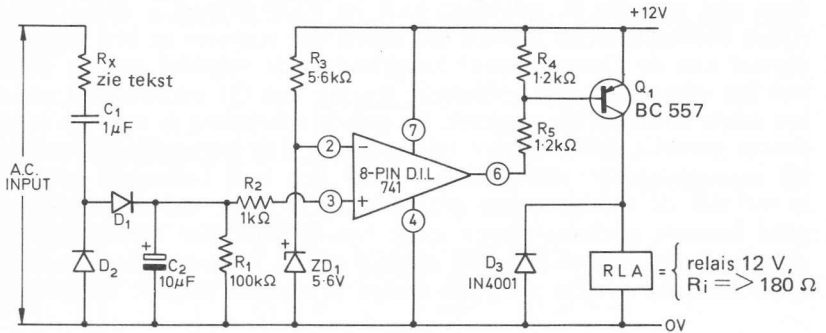
Afb. 6.15a toont het schakelschema van een nauwkeurige schakel-eenheid die reageert op een teveel aan wisselspanning. Het ontwerp is zo gedimensioneerd, dat het relais aanspreekt zodra de sinusvormige ingangsspanning een waarde van 2,5 V r.m.s. overschrijdt. Het signaal passeert allereerst een spanningsverdubbelings- en afvlaknetwerk bestaande uit R_x -C1-D1-D2-C2-R1. De resulterende gelijkspanning wordt via R2 aan de min-ingang van de Opamp toegevoerd. Tevens wordt aan de plus-ingang een zener-gestabiliseerde spanning van 5,6 V gepresenteerd. Het valt aldus eenvoudig vast te stellen dat het relais alleen dan zal aantrekken als de gelijkspanning op de min-ingang een waarde van 5,6 V te boven gaat.

We kunnen er ook voor zorgen dat de werking 'andersom' is: het relais zal aantrekken als de A.C. ingangsspanning beneden 2,5 V r.m.s. daalt. We behoeven daartoe slechts de ingangen van de Opamp onderling te verwisselen, zoals is weergegeven in het circuit van afb. 6.15b. Het is goed te weten dat beide schakelingen van afb. 6.15 een ingangsimpedantie vertonen van 15 k Ω , een en ander met R_x kortgesloten. Onder deze omstandigheden is een sinusvormige ingangsspanning van ongeveer 2,5 V r.m.s. noodzakelijk op de ingangsklemmen om het relais te doen aanspreken. Als voor R_x een bepaalde weerstandswaarde wordt ingezet, funktioneert deze in combinatie met de ingangsimpedantie als een spanningsdeler, zodat verhoging van de triggerspanning aan de ingang mogelijk is. We kunnen de waarde van R_x bepalen als van de voren vaststellen bij welke ingangsspanning het relais moet inkomen. Berekening van deze weerstandswaarde geschied met de formule: $R_x = 6 \text{ k}\Omega/\text{V} - 10 \text{ k}\Omega$.



Opmerking: D1 = D2 = Ge-dioden

Afb. 6.15a Schakeleenheid welke reageert op overschrijding van een eenmaal vastliggende A.C.-amplitude.



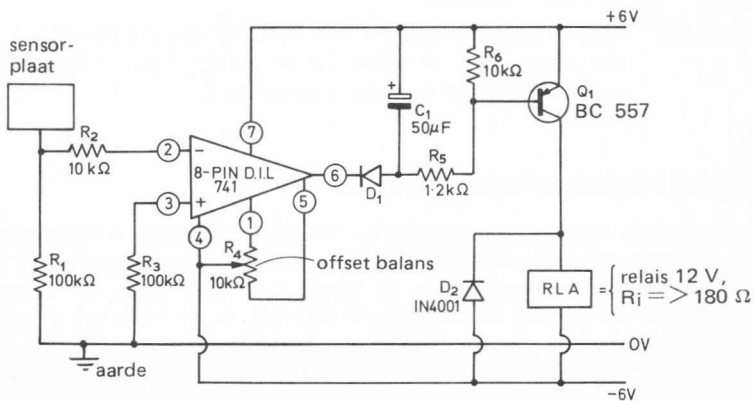
D1 = D2 = Ge-dioden

Afb. 6.15b Deze schakeling reageert tegengesteld aan die van afb. 6.15a. Het relais komt in bekrachtigde toestand als deingangsspanning beneden een bepaalde waarde daalt.

Diverse schakeleenheden met relais

Operationele versterkers kunnen op velerlei manieren toegepast worden in spanningsafhankelijke schakelaars. Zeer gevoelige versies kunnen worden gerealiseerd door de Opamp te gebruiken als open-lus-versterker voor kleine A.C.-signalen, waarbij, na gelijkrichting het uitgangssignaal wordt gepresenteerd aan een transistor die op zijn beurt weer een relais inschakelt. Dergelijke schakelingen kunnen op een aantal punten worden aangepast zodat ze reageren op bepaalde frequenties, of op een zeker frequentiegebied, enzovoorts. De benodigdeingangsspanningen bedragen slechts enkele millivolts om het relais te activeren.

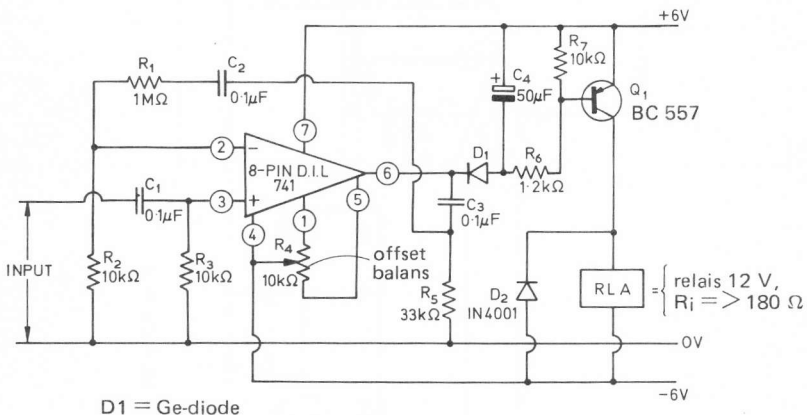
Afb. 6.16 bijvoorbeeld toont een dergelijke schakelwijze waarbij de bromspanning op de huid, afkomstig via capacitieve overdracht vanuit het lichtnet, zorgt voor het aantrekken van het relais. Het door het menselijk lichaam opgepikte brom-sigitaal wordt via een sensorplaat overgedragen aan de min-ingang van de Opamp. R2 dient uitsluitend ter beveiliging. Het uitgangssignaal van de Opamp wordt door D1 en C1 gelijkgericht en afgevlakt en de resulterende gelijkspanning wordt benut om het relais te bekrachtigen via transistor Q1. We kunnen zien dat de gehele uitgangsschakeling D.C.-gekoppeld is met de bedoeling om via de eveneens aanwezige offsetregeling de zaak zo in te kunnen stellen dat optimale gevoeligheid kan worden bereikt. We gaan daartoe als volgt te werk. Met de Opamp-theorie in gedachten stellen we de offsetbelancering zodanig af dat de uitgang dicht bij het positieve verzadigingspunt ligt als er geen ingangssignaal aanwezig is. Dit heeft tot gevolg dat er een zeer kleine basisstroom door Q1 wordt getrokken via D1 en R5, zo weinig in elk geval dat deze niet volledig in geleiding gaat en relaisactivering veroorzaakt. Aldus doorredenerend kunnen we inzien dat wanneer er een ingangssignaal aan de Opamp wordt aangeboden, de negatief gaande delen van het uitgangssignaal voldoende sturing van Q1 veroorzaken zodat het relais onmiddellijk reageert. De gehele schakeling is op deze wijze enorm gevoelig, betrouwbare relaiswerking kan gegarandeerd worden bij ingangssignalen van slechts 1 mV! Een zeer belangrijk gegeven is wel dat de nul-lijn persé geaard moet worden, wil de schakeling goed kunnen werken, tevens moet het lichtnet dat uiteindelijk de signalen levert binnen redelijke afstand zitten. De sensorplaat kan een klein metalen schijfje zijn, een stukje printplaat voldoet uitstekend.



Afb. 6.16 Deze schakeling maakt het mogelijk een relais te bekrachtigen als de sensor wordt aangeraakt.

Als we het circuit gaan afregelen moet eerst R4 (de offset-balansregelaar) worden verdraaid tot het relais duidelijk aantrekt. Daarna wordt deze regelaar voorzichtig teruggedraaid, juist voorbij het punt waar het relais weer afvalt. Als we nu de sensor aanraken moet het relais aantrekken. Daarmede is de afregeling klaar en de schakeling voor gebruik gereed. Overigens moet de afregeling wel plaatsvinden met de sensor op de plek waar hij voortaan zal dienst doen, verplaatsing ervan ten opzichte van de lichtnetleidingen kan de gevoeligheid beïnvloeden.

Afb. 6.17 is in feite een modificatie van de voorgaande schakeling. Het circuit is bedoeld als schakeleenheid welke reageert op de menselijke stem of geluiden welke in het zelfde frequentiegebied vallen. De Opamp is hier geschakeld als niet-inverterende A.C.-versterker met een maximale versterkingsfactor 100. De bandbreedte is beperkt tot het lage deel van het audiospektrum en bestrijkt het gebied van 50 Hz tot 2 kHz. De gevoeligheid in dit bereik is ongeveer 5 mV r.m.s. Als we het relais ook nog willen activeren met frequenties van om en nabij 4,5 kHz moeten we tenminste 10 mV r.m.s. ingangssignaal toevoeren.

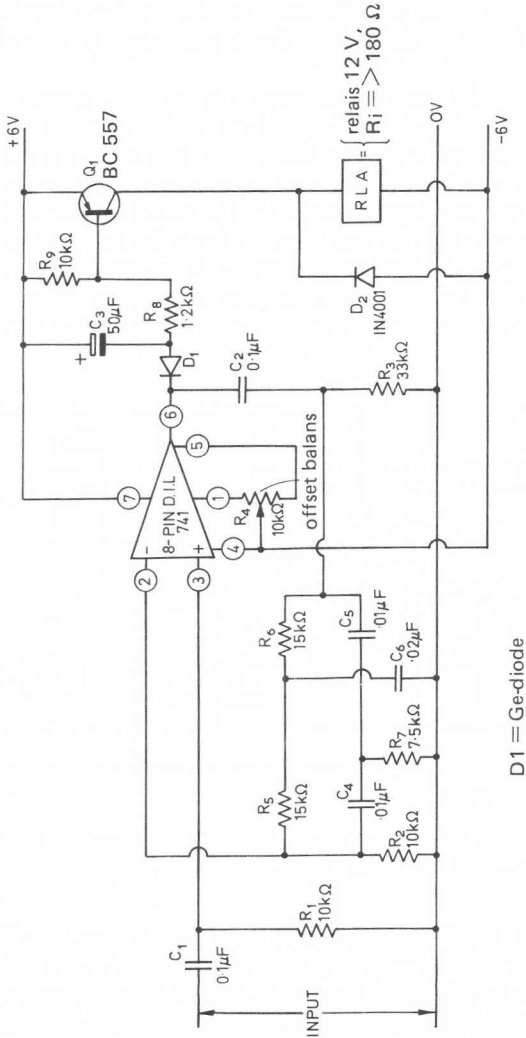


Afb. 6.17 Schakeleenheid met relais welke reageert op laagfrequent-signalen in het spraakgebied.

We regelen de schakeling van afb. 6.17 op de juiste wijze af door eerst R4 zo ver te verdraaien, dat het relais duidelijk bekrachtigd wordt. Daarna wordt deze potmeter voorzichtig teruggedraaid, juist voorbij het punt waar het relais weer afvalt. Het circuit moet dan naar behoren werken, we controleren dit door een signaal toe te voeren van 1 kHz met een amplitude van om en nabij 5 mV. Het relais dient dan onmiddellijk te worden aangesproken. We kunnen deze schakeling benutten als schakeleenheid welke op geluidssignalen rea-

geert, een microfoon met simpele voorversterker is in staat om de gewenste 5 mV aan het schakelcircuit te leveren.

Tenslotte geeft afb. 6.18 een schema dat de wijzigingen bevat welke de vorige schakeling nog een extraatje meegeeft. Nu reageert het hiervoor besproken circuit op geluid- of spraaksignalen. De aangepaste versie van afb. 6.18 maakt het mogelijk om slechts bij één be-



Afb. 6.18 Schakeleenheid met relaisuitgang welke reageert op één bepaalde frequentie. In dit circuit dient een signaal van 1 kHz te worden toegevoerd.

paalde frequentie de schakelfunctie te laten plaatsvinden. We bereiken dit door een dubbel-T-filter op te nemen in de tegenkoppellus van de als niet-inverterende versterker geschakelde Opamp. Evenals in de vorige schakeling is de werking het zelfde: er is een ingangssignaal van 5 mV nodig om het relais te doen inkomen, echter met dien verstande, dat het dan een signaal van 1 kHz betreft!

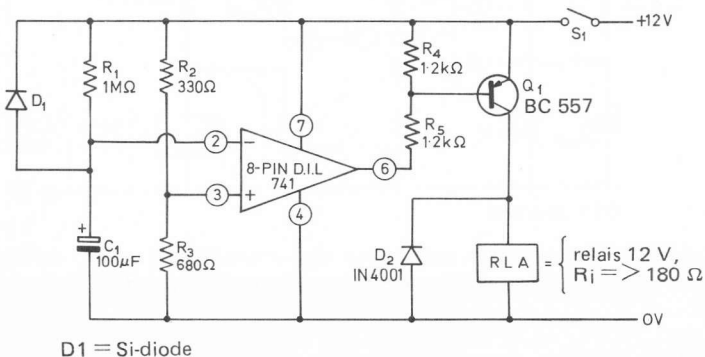
Onder deze omstandigheden is de bandbreedte slechts plus of min 2,5% van de centrale frequentie. Willen we deze waarde aanhouden, – de schakeling gedraagt zich erg selectief – dan dient het ingangssignaal beslist niet groter te worden dan 10 mV r.m.s., omdat de bandbreedte groter wordt, naarmate de amplitude van het ingangssignaal toeneemt.

Tijdschakelaars

Tot besluit van het laatste hoofdstuk van dit boek nog een tweetal schema's. Afb. 6.19 en afb. 6.20 geven aan hoe Opamps een rol kunnen vervullen in schakeleenheden welke tijdsafhankelijk reageren. Beide circuits hebben wederom een relais dat de schakelfunctie voor zijn rekening neemt.

Het circuit van afb. 6.19 werkt met een vertraging van 100 seconden, dat wil zeggen: het relais spreekt niet eerder aan dan 100 seconden na het tijdstip waarop schakelaar S1 gesloten werd. De schakeling van afb. 6.20 werkt als conventionele 'tijdschakelaar': zodra schakelaar S1 gesloten wordt trekt het relais aan, nadat 100 seconden verstreken zijn valt het weer af, mits de startschakelaar dan eveneens in ruststand staat.

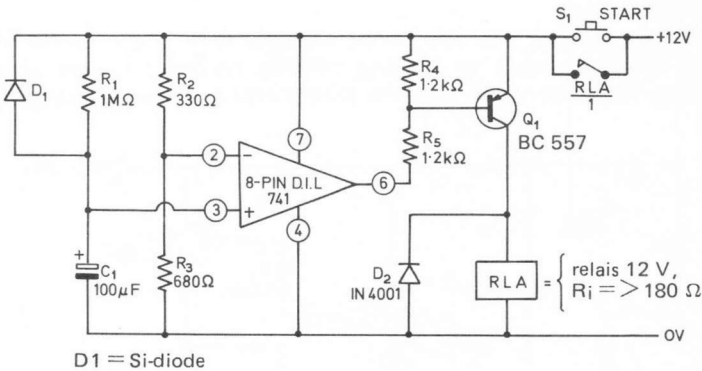
We gaan de werking van het circuit van afb. 6.19 nog eens na. Wanneer S1 wordt gesloten en C1 nog volledig ontladen is, ligt de min-ingang op dat moment in feite op massaniveau, de plus-ingang wordt



Afb. 6.19 Tijdschakelaar met relais dat 100 seconden na bediening van de start-schakelaar S1 wordt aangetrokken.

positief door spanningsdeler R2-R3. Daardoor wordt de Opampuitgang in positieve verzadiging gestuurd, Q1 spert en het relais wordt niet bekrachtigd. C1 begint via R1 exponentieel op te laden zodra S1 gesloten wordt en naarmate de tijd vordert stijgt de spanning over deze condensator. Na 100 seconden overschrijdt deze spanning die, welke op de plus-ingang staat, waardoor de Opamp omschakelt naar negatieve verzadiging; daardoor gaat transistor Q1 geleiden en het relais wordt aangetrokken. Totdat schakelaar S1 weer geopend wordt zal de laatste toestand gehandhaafd blijven. Diode D1 doet dienst om de condensator snel via R2-R3 te ontladen zodra S1 wordt geopend. Daardoor kan de schakeling vlot terugkeren naar de begintoestand. In afb. 6.19 bepalen de componenten R1 en C1 de tijdsvertraging welke in dit geval 100 seconden bedraagt. Met de aangegeven waarde van R1 is de vertraging dus $1 \text{ sec.}/\mu\text{F}$, we kunnen de tijd regelbaar maken door R1 uit te voeren als potmeter van $1 \text{ M}\Omega$.

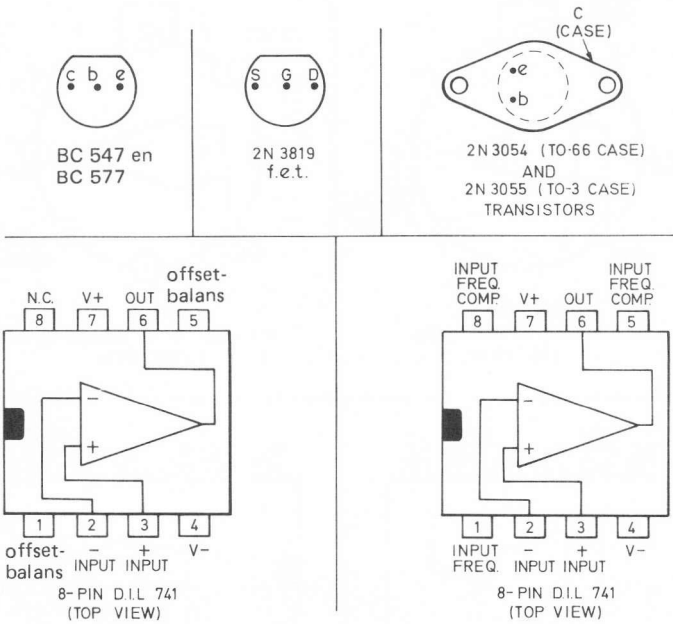
Afb. 6.20 geeft aan hoe we de tijdvertraging ook op andere wijze kunnen benutten, hier is sprake van uitschakeling na een bepaalde tijd, en we bereiken dit door de plus-ingang en de min-ingang van de Opamp met elkaar van plaats te laten verwisselen. Tevens is S1 een drukkcontact geworden en aan deze schakelaar staat een maakkontakt van het relais parallel. Eventuele schakelfuncties kunnen dan via andere kontakten van hetzelfde relais verlopen. Mocht de belasting welke in- en uitgeschakeld dient te worden op dezelfde voedingsspanning werken als de voor deze schakeling gebruikte, dan is het ook mogelijk om deze belasting eenvoudig parallel aan het gehele circuit te zetten.



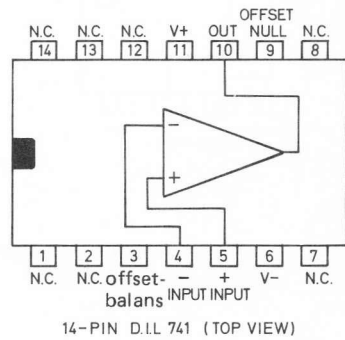
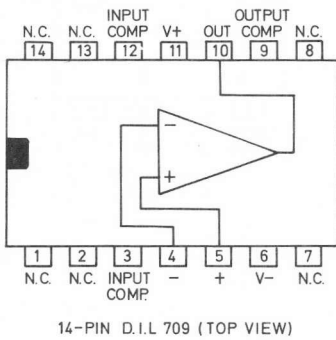
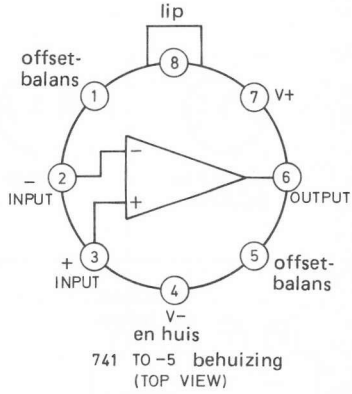
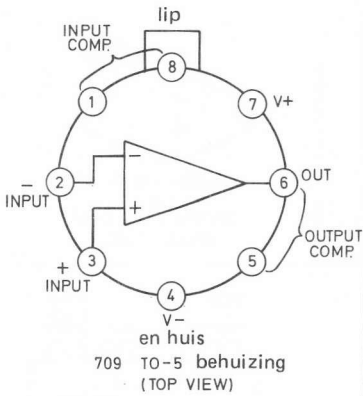
Afb. 6.20 Tijdschakelaar met relais dat onmiddellijk wordt bekrachtigd zodra S1 wordt bediend, en pas na 100 seconden weer afvalt.

De relais, welke in de schakelingen van afb. 6.19 en afb. 6.20 worden gebruikt, dienen een werkspanning van 12 V te hebben, terwijl de spoelweerstand ervan tenminste 180Ω dient te bedragen.

7 Aanhangsel



Afb. 7.1 Pin-configuratie en aansluitgegevens van de in deze uitgave gebruikte componenten.



Afb. 7.2 Aansluitingen van de 709 en 741 in afwijkende behuizingen.

Tabel 5.1 Het verband tussen weerstand, frequentie en toonhoogte van de schakeling van afb. 5.5.

Toon	Frequentie (Hz)	Totaalwaarde van de weerstandsketen	'Stap'-waarde per toon	Praktische waarde per toon als gebruik gemaakt wordt van 'normale' waarden
A ³	220.000	20 109 Ω	1 122 Ω	1 kΩ + 120 Ω = R ₂₅
A# ³	233.082	18 787 Ω	1 062 Ω	1 kΩ + 68 Ω = R ₂₄
B ³	246.942	17 985 Ω	1 002 Ω	1 kΩ = R ₂₃
C ³	261.626	16 923 Ω	946 Ω	860 Ω + 86 Ω = R ₂₂
C# ³	277.183	15 977 Ω	891 Ω	860 Ω + 33 Ω = R ₂₁
D ³	293.665	15 086 Ω	840 Ω	680 Ω + 150 Ω = R ₂₀
D# ³	311.127	14 246 Ω	794 Ω	680 Ω + 120 Ω = R ₁₉
E ³	329.628	13 452 Ω	750 Ω	680 Ω + 68 Ω = R ₁₈
F ³	349.228	12 702 Ω	708 Ω	680 Ω + 27 Ω = R ₁₇
F# ³	369.994	11 994 Ω	669 Ω	560 Ω + 100 Ω = R ₁₆
G ³	391.995	11 225 Ω	630 Ω	560 Ω + 68 Ω = R ₁₅
G# ³	415.305	10 595 Ω	594.6 Ω	560 Ω + 33 Ω = R ₁₄
A ⁴	440.000	10 004.3 Ω	561 Ω	560 Ω = R ₁₃
A# ⁴	466.164	9 443.0 Ω	531 Ω	470 Ω + 56 Ω = R ₁₂
B ⁴	493.883	8 912.3 Ω	501 Ω	470 Ω + 33 Ω = R ₁₁
C ⁴	523.251	8 411.3 Ω	473 Ω	470 Ω = R ₁₀
C# ⁴	554.365	7 938.3 Ω	445.5 Ω	390 Ω + 56 Ω = R ₉
D ⁴	587.330	7 492.8 Ω	420.0 Ω	390 Ω + 27 Ω = R ₈
D# ⁴	622.254	7 072.8 Ω	397.0 Ω	390 Ω + 6.8 Ω = R ₇
E ⁴	659.255	6 675.8 Ω	375.0 Ω	330 Ω + 47 Ω = R ₆
F ⁴	698.456	6 300.8 Ω	354.0 Ω	330 Ω + 22 Ω = R ₅
F# ⁴	739.989	5 946.8 Ω	334.5 Ω	330 Ω = R ₄
G ⁴	783.991	5 612.3 Ω	315.0 Ω	270 Ω + 47 Ω = R ₃
G# ⁴	830.609	5 297.3 Ω	297.3 Ω	270 Ω + 27 Ω = R ₂
A ⁵	880.000	5 000.0 Ω	5 000 Ω	10 kΩ // 10 kΩ = R ₁

John Runday art.
1978

84 24642
Fl. 0.50