

**www.Hobby-Electronics.info**  
**Elektronicacursus**



---

# Inhoudsopgave

1. Gelijk- en wisselspanningen .....	1
Gelijkspanningsbronnen .....	1
Wisselspanningsbronnen .....	2
Spanning meten met een multimeter .....	3
2. Stroom en weerstanden .....	5
Inleiding .....	5
Kleurcode .....	5
Weerstanden in serie .....	6
Weerstanden parallel .....	7
Spanningsdeler maken met weerstanden .....	8
Stroom meten met een multimeter .....	9
Weerstand meten met een multimeter .....	9
3. Vermogensdissipatie .....	10
Inleiding .....	10
Vermogensdissipatie van een weerstand .....	10
Vermogensdissipatie van weerstanden in serie .....	10
Vermogensdissipatie van parallelgeschakelde weerstanden .....	11
4. Condensators .....	12
Inleiding .....	12
Opschrift .....	13
De impedantie van een condensator .....	13
Faseverschuiving .....	13
Relatie tussen spanning en stroom .....	14
Frequentiefilters .....	14
ESR .....	15
Vermogensdissipatie in een condensator .....	16
Timer-schakelingen .....	17
Soorten condensators .....	17
5. Diodes .....	18
Inleiding .....	18
Een AC-spanningsgelijkrichter .....	18
LED's .....	19
Inleiding .....	19
LED's parallel zetten .....	20
LED's aansluiten op het lichtnet .....	20
Zenerdiodes .....	21
Diodes testen met een multimeter .....	22
6. Bipolaire Transistoren .....	23
Inleiding .....	23
De transistor als schakelaar .....	23
Flipflop .....	24
One-shot .....	24
Knipperlicht .....	25
De Darlington .....	28
De transistor als versterker .....	29
Transistors testen met een multimeter .....	31
7. Project: Een simpele regelbare voeding .....	32
De transformator .....	32
Het schema .....	32
8. Verschilversterker .....	35
Typisch voorbeeld .....	35
Stroombron .....	35
9. Operationele Versterker .....	37
Inleiding .....	37
Opamp als versterker .....	37

Opamp als drempelschakelaar .....	39
Opamp als spanninggestuurde stroombron .....	40
Diode- en transistortester .....	40
10. Project: Laboratoriumvoeding .....	43
Het schema .....	43
De LM723 .....	44
Spanningsterugkoppeling .....	45
Stroombegrenzing .....	46
Componenten kiezen .....	47
Uitlezing voor spanning en stroom .....	47
Opbouw .....	48
11. Koelplaten .....	50
Inleiding .....	50
Berekenen .....	50
12. Vermogensversterkers .....	52
Inleiding .....	52
Emittervolger .....	52
Balansversterker .....	52
Voorspanning .....	53
Darlington's .....	54
Opamp .....	54
13. Spoelen (Zelfinducties) .....	56
Inleiding .....	56
De impedantie van een spoel .....	56
Relatie tussen spanning en stroom .....	56
Frequentiefilters .....	57
Kwaliteitsfactor .....	58
14. Decibels (dB) .....	59
Vermogens- en spanningsverhoudingen .....	59
Referentie-gerelateerde dB's .....	59
15. Project: Vocal Eliminator .....	60
Inleiding .....	60
Schema .....	60
Componenten kiezen .....	61
Testen .....	61
Opbouw .....	62
16. Symmetrische voeding .....	63
Inleiding .....	63
Tot ongeveer 25mA .....	63
Tot 1A .....	64
17. JFET's .....	66
Inleiding .....	66
JFET-versterker .....	69
JFET-stroombron .....	69
18. MOSFET's .....	71
Inleiding .....	71
MOSFET-versterker .....	72
Dual-gate MOSFET's .....	72
19. LC-filters .....	74
Inleiding .....	74
Resonantie .....	74
Hoogdoorlaat-filter .....	74
Banddoorlaat-filter .....	75
Een smaller banddoorlaat-filter .....	77
Afgestemde kring .....	79
20. Diverse filters .....	81
Inleiding .....	81
Gekoppelde filters .....	81

Dubbel T-filter .....	82
Overbrugde T-filters .....	83
21. Frequentie-onafhankelijke spanningsdeler .....	85
Inleiding .....	85
HF-probe .....	85
Ingangsverzwakker oscilloscoop .....	86
22. DIAC's, Thyristors en TRIAC's .....	87
DIAC .....	87
Thyristor .....	87
TRIAC .....	88
23. Afbuigingscircuit in een tv .....	90
Waarschuwing .....	90
De beeldbuis .....	90
Afbuigspoelen .....	90
Afbuigcircuit .....	91
Lineariteitscorrectie .....	92
S-Correctie .....	93
OW-Correctie .....	94
Praktijkvoorbeelden .....	95
24. Automatische volumeregeling .....	97
Inleiding .....	97
Schema .....	97
Componenten kiezen .....	98
Voeding .....	98
Opbouw .....	98
25. Kabelweerstand .....	100
Inleiding .....	100
Skin Effect .....	100
26. Kabelimpedantie .....	102
Inleiding .....	102
Reflectie .....	102
Gevaren van reflectie .....	103
27. Frequentiestabiliteit van versterkers .....	104
Inleiding .....	104
Stabiliteitsonderzoek .....	105
Instabiliteit voorkomen .....	107
Fasemarge .....	107
28. Schakelende voeding .....	109
Inleiding .....	109
Principe .....	109
Oscillator .....	110
Terugkoppeling .....	110
A. Berekenen RMS-waarde .....	112
B. Binnenin halfgeleiders .....	113
Binnenin een diode. ....	113
P-type en N-type halfgeleiders. ....	113
P en N samenvoegen. ....	113
Zenerdiodes .....	114
Varicap-diodes .....	114
Binnenin een transistor. ....	114
Drie lagen P en N samevoegen. ....	114
Spanningen aansluiten op een transistor. ....	114
Binnenin een JFET. ....	115
Drie lagen P en N samenvoegen. ....	115
Spanningen aansluiten op een JFET. ....	115
Binnenin een MOSFET. ....	116
Drie lagen P en N samenvoegen. ....	116
Spanningen aansluiten op een enhancement-MOSFET. ....	116

Depletion-MOSFET's. ....	117
C. Buffercondensator .....	118
Berekening van de waarde van een buffercondensator. ....	118
ESR .....	118
D. Stabiliteit van een versterker .....	121
Inleiding .....	121
Stabiliteit .....	121
E. Complexe wiskunde .....	123
Berekeningen aan een serieschakeling van een condensator en een weerstand. ....	123
Berekeningen aan een serieschakeling van een spoel en een weerstand. ....	125
Berekeningen aan een serieschakeling van een spoel en een condensator. ....	125
Berekeningen aan een afgestemde LC-kring. ....	125
F. Printplaten maken .....	127
Van ontwerp naar print. ....	127
Afwrijfsymbolen. ....	127
Fotografische methode. ....	127
Toner transfer .....	127
Etsen. ....	128

---

## Lijst van tabellen

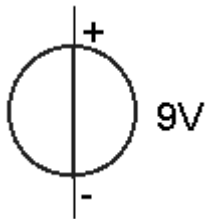
2.1. Kleurcode weerstanden .....	6
25.1. Soortelijke weerstand voor verschillende metalen .....	100

---

# Hoofdstuk 1. Gelijk- en wisselspanningen

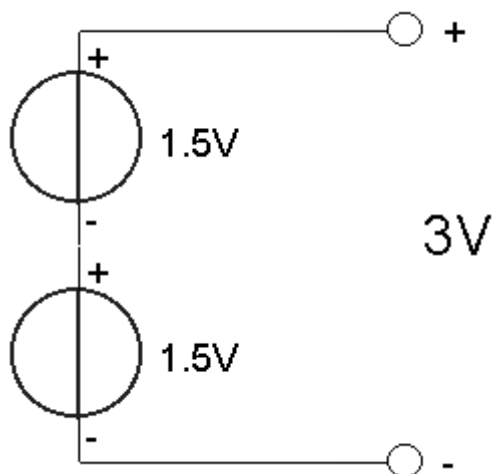
## Gelijkspanningsbronnen

Voor gelijkspanning (en -stroom) wordt vaak de afkorting DC gebruikt. DC staat voor: Direct Current. Gelijkspanningsbronnen hebben een positieve en een negatieve pool. Het symbool voor een DC spanningsbron is



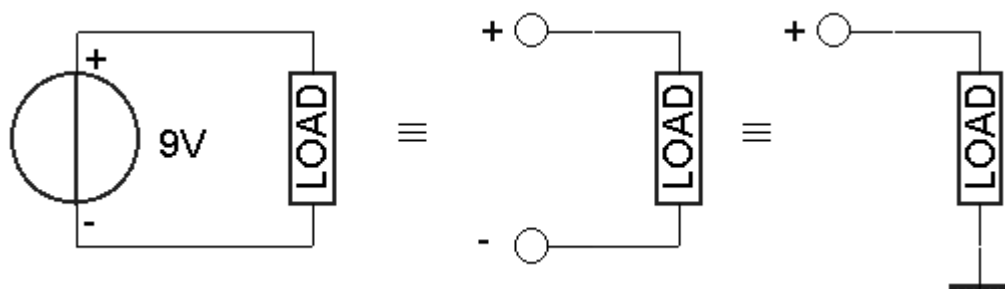
Een voorbeeld van een gelijkspanningsbron is een batterij of een DC-voeding.

Om de spanning te verhogen kunt u een meerdere spanningsbronnen in serie te schakelen:



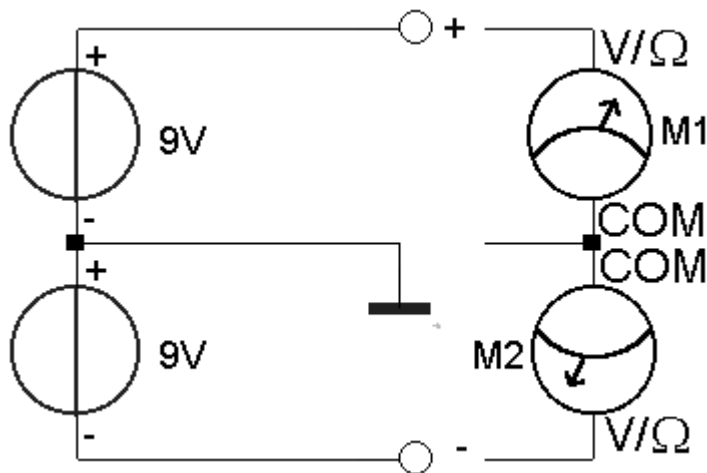
De totale spanning is de som van de afzonderlijke spanningsbronnen. Dus als we twee spanningsbronnen van 1,5 volt in serie zetten, meten we een totale spanning van 3 volt.

Veel ontwerpers tekenen trouwens alleen de aansluitpunten van de spanningsbronnen in hun schema's:





De derde tekening is het meest gebruikelijk. Het horizontale streepje aan de onderkant is het massa-symbool. Massa is niet altijd de negatieve pool. Veel audioapparatuur gebruikt een zogeheten symmetrische voeding. Symmetrische voedingen bestaan uit twee DC in serie geschakelde spanningsbronnen:

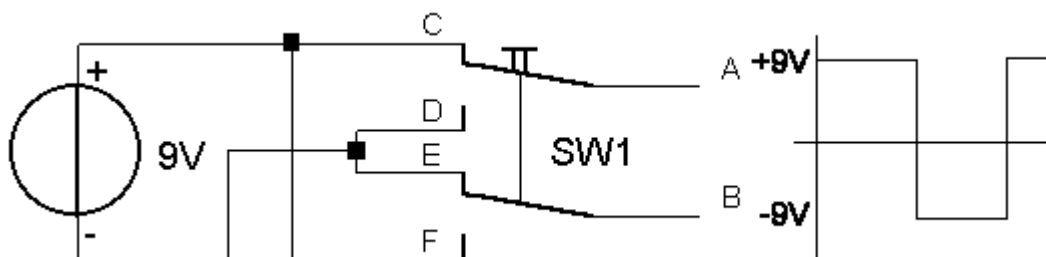


Hier is de massa het middelpunt waar beide spanningsbronnen aan elkaar zitten. Massa is altijd het referentiepunt. Dit betekent dat alle spanningen die in het schema of de beschrijving genoemd worden, ten opzichte van massa zijn. Met andere woorden: de zwarte draad (verbonden met de COM-bus) van de spanningsmeter moet altijd verbonden zijn met massa, zoals in de afbeelding hierboven. In dit geval meet spanningsmeter M1 +9V en M2 -9V. En dit verklaart ook meteen waarom dit een symmetrische voeding wordt genoemd.

Later in deze cursus zullen we zien waar symmetrische voedingen voor worden gebruikt en [gaan we er een bouwen](#).

## Wisselspanningsbronnen

Voor wisselspanning (en -stroom) wordt vaak de afkorting AC gebruikt. AC staat voor: Alternating Current. AC spanningsbronnen hebben geen positieve en negatieve polen: de polariteit wisselt steeds. Kijk eens naar de afbeelding hieronder.



Hierin is SW1 een schakelaar. In de getekende positie is A verbonden met C en daarmee met de positieve kant van de DC bron. B is verbonden met E en dus met de negatieve pool van de 9V-bron. Wanneer de schakelaar wordt omgezet, wordt de polariteit omgekeerd: A wordt dan - via D - verbonden met de negatieve kant van de spanningsbron, en B wordt dan verbonden met de positieve kant. Stelt u zich nu eens voor dat schakelaar SW1 regelmatig wordt omgezet. Het signaal tussen de punten A en B is nu een wisselspanning.

De topwaarde van een AC-spanning wordt de amplitude genoemd. In dit geval is de amplitude  $9V_t$ . De spanning tussen de twee toppen heet de top-top-waarde; in dit geval  $18V_{tt}$ .

Als we SW1 in precies 1 seconde heen- en weer terugzetten, creëren we een 1Hertz-sigitaal. Hertz is de eenheid van frequentie: het aantal keer dat een signaal zichzelf herhaalt in een seconde.

Hertz wordt normaal afgekort tot Hz. De tijd die nodig is voordat een signaal zich herhaalt, wordt de periodetijd genoemd, symbool  $T$ ; in dit geval is  $T = 1$  s. Een '10Hz-signaal' betekent dat het signaal zich 10 keer per seconde herhaalt; in dat geval is  $T = 0.1$  s. Dus:

$$T = \frac{1}{f} \text{ en } f = \frac{1}{T}$$

Het is gebruikelijk dat voor DC-signalen symbolen in hoofdletters worden gebruikt en dat voor AC-signalen kleine letters worden gebruikt.  $U_A$  betekent bijvoorbeeld de gelijkspanning op punt A, en  $i_{R4}$  betekent de wisselstroom door weerstand R4. Overigens wordt in Engelstalige literatuur niet de U, maar de V gebruikt als symbool voor spanning. In deze cursus zullen we in sommige afbeeldingen daarom ook een V zien als symbool voor spanning.

Voorbeelden van wisselspanningsbronnen zijn: een microfoon, een wandcontactdoos ('stopcontact'), en de luidsprekeraansluitingen van een versterker.

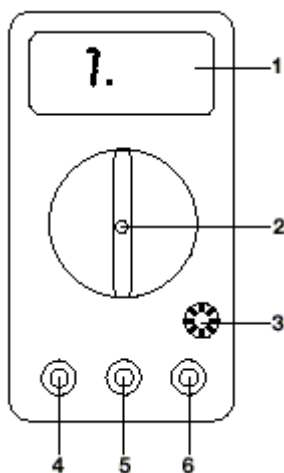
Een wisselspanningsbron heeft niet echt een eigen symbool. Ze worden gewoonlijk getekend als een of twee aansluitpunten met een ~-teken. Als er maar een aansluiting wordt getekend, is de andere verbonden met massa.

Sommige wisselspanningsbronnen hebben hun eigen symbool, bijvoorbeeld een microfoon:



## Spanning meten met een multimeter

De meeste digitale multimeters zien er zo uit:



1 = Display, 2 = Functieschakelaar, 3 = Transistorvoetje (optioneel), 4...6 = Bussen voor de testsnoeren

Om gelijkspanningen te meten, zetten we de functieschakelaar op het DC spanningsbereik dat we willen gebruiken. Als we bijvoorbeeld de spanning over een 9V-batterij willen meten, zetten we de schakelaar op 20V DC. Als we geen idee hebben, zetten we de schakelaar op het hoogste bereik en vervolgens steeds lager totdat we iets zinvol meten.

Nadat we de functieschakelaar in de gewenste stand hebben gezet, kunnen we de testsnoeren aansluiten. Multimeters worden meestal geleverd met twee testsnoeren: een zwarte en een rode. Om spanningen te meten, verbinden we het zwarte snoer met de COM-bus en het rode met de V/ $\Omega$ -bus. De andere uiteinden van de testsnoeren verbinden we met de component waarover we de spanning willen meten. In geval van een 9V-batterij verbinden we het zwarte snoer met minpool en het rode met de pluspool van de batterij. Als we de testsnoeren verwisselen, meten we een negatieve waarde.

Om wisselspanningen te kunnen meten, zetten we de functieschakelaar in het gewenste AC spanningsbereik. Verbind de testsnoeren weer met de component. Het verwisselen van de testsnoeren maakt nu (uiteraard!) geen verschil.

---

# Hoofdstuk 2. Stroom en weerstanden

## Inleiding

Wanneer we de polen van een spanningsbron met elkaar verbinden ontstaat er kortsluiting. Dit betekent dat er veel stroom gaat lopen. We gebruiken een weerstand om de hoeveelheid stroom te beperken. Het symbool van een weerstand is:



Weerstand, spanning en stroom zijn als volgt aan elkaar gerelateerd:

$$R = \frac{U}{I}$$

U is de spanning over de weerstand [eenheid: volt, of V]; I is stroom door de weerstand [eenheid: ampère, of A]; R is de weerstand [eenheid: ohm, of  $\Omega$ ]. Deze formule noemen we de "wet van Ohm".

**Voorbeeld:** Stel voor dat we een weerstand van  $1000\Omega$  (of  $1k\Omega$ ) verbinden met een batterij van 9V. In dat geval is de stroom door de weerstand (en door de batterij natuurlijk!):  $I = U/R = 9V / 1000\Omega = 9mA$  (milli-ampère). Wanneer we een weerstand van  $1\Omega$  aansluiten op een spanningsbron van 1V, gaat er een stroom van 1A lopen. Dit is tevens de definitie van de eenheid Ohm.

We kunnen geen weerstanden van iedere willekeurige waarde kopen. We moeten kiezen uit een reeks, bijvoorbeeld de goedkope E12-reeks. De E12-reeks heeft de volgende waarden: 10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82. Elk vermenigvuldigd met een macht van 10. Zo kunnen we bijvoorbeeld weerstanden krijgen van 12, 120, 1200, enz. ohm. Als we andere waarden nodig hebben, zullen we die moeten kiezen uit andere (duurdere) reeksen, of ze zelf maken door meerdere weerstanden in serie of parallel te zetten.

Wellicht vraagt u zich af waarom de E12-reeks van die vreemde waarden bevat. Waarom niet gewoon veelvouden van 5 of 10? Weerstanden in de E12-reeks hebben een tolerantie van 10%. Dit betekent dat de waarde maximaal 10% kan afwijken van de waarde die erop staat. Wanneer we dus een weerstand van  $100\Omega$  kopen, kan deze een waarde hebben die ligt tussen de 90 en  $110\Omega$ . De waarde van een weerstand van  $120\Omega$  kan liggen tussen de 108 en  $132\Omega$ . We zien dus dat de maximumwaarde van een weerstand van  $100\Omega$   $110\Omega$  is en de minimumwaarde van een weerstand van  $120\Omega$   $108\Omega$ . Een weerstand van  $680\Omega$  heeft een maximumwaarde van  $748\Omega$  en de minimumwaarde van een weerstand van  $820\Omega$  is  $738\Omega$ . Als we zo alle waarden zouden uitschrijven, dan zien we dat telkens de maximumwaarde van een weerstand nagenoeg gelijk is aan de minimumwaarde van de volgende weerstand in de reeks. Zo is deze reeks dus ontstaan.

## Kleurcode

Wanneer we naar een weerstand kijken, zien we dat daar niet gewoon de waarde op gedrukt staat. In plaats daarvan staan er allemaal gekleurde ringen op. Die ringen geven de waarde en de tolerantie aan. Het voordeel van de ringen is dat de waarde zo van alle kanten te lezen is. En een beschadiging kan zo nooit net de opdruk wegvagen.

Elke kleur geeft een bepaald cijfer aan:

**Tabel 2.1. Kleurcode weerstanden**

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	-1	-2
	1%	2%								5%	10%
Zwart	Bruin	Rood	Oranje	Geel	Groen	Blauw	Violet	Grijs	Wit	Goud	Zilver
Zij	Brengt	Rozen	Op	Gerrits	Graf	Bij	Vies	Grauw	Weer		

De onderste rij geeft een handig ezelsbruggetje aan om de volgorde van de kleuren te onthouden.

Goedkope koolweerstanden hebben vier ringen. De waarde van de eerste twee ringen zetten we achter elkaar. De derde ring geeft de macht van tien aan. De vierde ring geeft de tolerantie aan.

Als voorbeeld nemen we een weerstand met kleurcode Geel-Violet-Rood-Goud. De waarden van geel en violet zetten we achter elkaar: 47. De derde ring is de macht van 10; in dit geval dus  $10^2 = 100$ . Dit is dus een weerstand 4700 ohm. De gouden ring geeft een tolerantie van 5% aan.

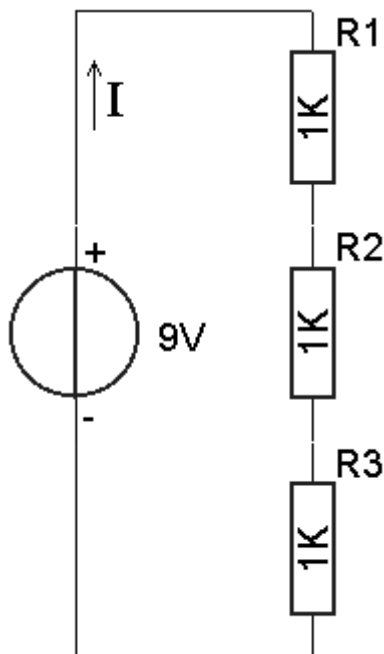
Als tweede voorbeeld nemen we een weerstand met kleurcode Bruin-Zwart-Groen-Zilver. Die heeft dus een waarde van  $10 \cdot 10^5 \text{ ohm} = 1\text{M}\Omega$  en een tolerantie van 10%.

Nauwkeurigere (en ook wat duurdere) metaalfilmweerstanden hebben vaak vijf ringen. Bij deze weerstanden zetten we de eerste 3 waarden achter elkaar, is de vierde ring de macht van 10 en de vijfde de tolerantie.

Een weerstand met kleurcode Groen-Blauw-Zwart-Goud-Bruin heeft dus een waarde van  $560 \cdot 10^{-1} \text{ ohm} = 56\Omega$  en een tolerantie van 1%.

Op de site staat een handig [programmaatje waarmee u de kleurcode kunt omzetten naar de waarde](#). Het is ook te [downloaden als Windows Sidebar Gadget](#).

## Weerstanden in serie



We sluiten nu 3 weerstanden in serie aan op de batterij (zie bovenstaande afbeelding). Wat zal de totale weerstand zijn van R1, R2 en R3?

De spanning over R1 (U1) is:  $U_1 = I \cdot R_1$ . En  $U_2 = I \cdot R_2$ , en  $U_3 = I \cdot R_3$ .

We weten dat  $U_1 + U_2 + U_3 = U_{bat}$ , dus:

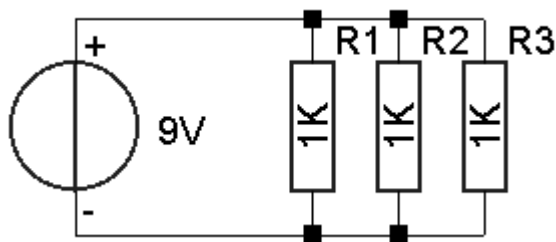
$$U_{bat} = I \cdot R_1 + I \cdot R_2 + I \cdot R_3 = I \cdot (R_1 + R_2 + R_3).$$

De totale weerstand is van een serieschakeling is dus  $R_1 + R_2 + R_3 + \dots$ , of:

$$R_{tot,serie} = \sum R$$

In dit geval is de totale weerstand dus  $3k\Omega$ . De stroom zal zijn:  $9V / 3k = 3mA$ .

## Weerstanden parallel



De afbeelding rechts toont een DC spanningsbron verbonden met 3 parallelgeschakelde weerstanden. Opnieuw luidt de vraag: wat is de totale weerstand?

De stroom door R1 ( $I_1$ ) bedraagt:  $I_1 = U_{bat}/R_1$ . En  $I_2 = U_{bat}/R_2$ , en  $I_3 = U_{bat}/R_3$ . De totale stroom  $I_{tot}$  is  $I_1 + I_2 + I_3$ , dus:

$$I_{tot} = U_{bat}/R_1 + U_{bat}/R_2 + U_{bat}/R_3.$$

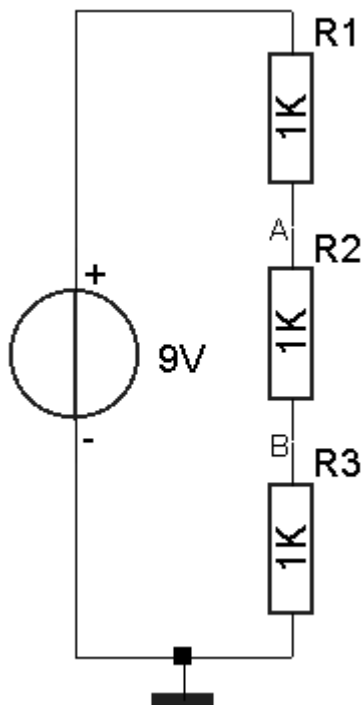
Dit betekent dat de totale weerstand van parallelgeschakelde weerstanden gelijk is aan:

$$1/R_{tot} = 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + \dots \text{ of:}$$

$$\frac{1}{R_{tot,parallel}} = \sum \frac{1}{R}$$

In dit geval is de totale weerstand  $333\Omega$ . De totale stroom (door de spanningsbron) is dus  $9V/333\Omega = 27mA$ . De stroom door 1 enkele weerstand is natuurlijk  $9V/1k = 9mA$ , zodat we opnieuw zien dat de totale stroom  $3 \cdot 9mA = 27mA$  is.

## Spanningsdeler maken met weerstanden



Kijk eens naar de afbeelding hierboven. We zien drie weerstanden in serie. We hebben al geleerd dat de totale weerstand  $3k$  is. De stroom  $I$  zal dus  $9V / 3k = 3mA$  zijn. De spanning op punt B,  $U_B$ , bedraagt  $1k \cdot 3mA = 3V$ . (Weten we nog wat bedoeld wordt met de 'spanning op punt B'? Het betekent: sluit de rode draad van de spanningsmeter aan op punt B en verbind de zwarte draad met massa.)

De algemene manier om de spanning over een weerstand in serie te berekenen is:

$I = U_{bron} / R_{totaal}$ , en  $U_R = I \cdot R$ . Dus:

$$U_R = U_{bron} \cdot \frac{R}{R_{totaal}}$$

Hierin is  $U_{bron}$  de spanning van de spanningsbron (in ons geval dus  $9V$ ).  $R$  is de weerstand waarover we de spanning willen berekenen en  $U_R$  de spanning over die weerstand.  $R_{totaal}$  is uiteraard de totale weerstand (in ons geval  $3k$ ).

Er zijn verschillende manieren om de spanning op punt A te berekenen:

1. De totale weerstand van  $R_2$  en  $R_3$  is  $2k$ , dus  $U_A = 2k \cdot 3mA = 6V$ .
2. De spanning over elke weerstand is  $3V$ , dus  $U_A = 6V$ .
3. Gebruik de bovenstaande formule:  $U_A = 9V \cdot (2k/3k) = 6V$ .

Betekent dit dat we onze  $3V$  draagbare cassettespeler op punt B kunnen aansluiten? Wel, dat kunnen we proberen, maar het zal niet werken! De speler gedraagt zich als een weerstand van, zeg,  $50\ \Omega$ . Die weerstand staat parallel met  $R_3$ , wat resulteert in een weerstand van  $47.6\ \Omega$ . Dus  $U_B$  keldert naar  $9V \cdot (47.6/2047.6) = 0.2V$ . En daar zal de speler echt niet genoeg aan hebben.

Conclusie: Als we een spanningsdeler ontwerpen, moeten we niet vergeten rekening te houden met de belastingsweerstand!

## Stroom meten met een multimeter

Om gelijkstroom te meten, zetten we de functieschakelaar van de multimeter op het DC stroombereik dat we willen gebruiken. Als we bijvoorbeeld een stroom van 1mA verwachten, zetten we de schakelaar op 2mA DC. Als we geen idee hebben, zetten we de schakelaar op het hoogste bereik en vervolgens steeds lager totdat we iets zinvol meten.

Na de functieschakelaar in de juiste stand te hebben gezet, kunnen we de testsnoeren aansluiten. Om stromen te meten, verbinden we het zwarte snoer met de COM-bus en het rode met de A-bus. De andere uiteinden van de testsnoeren verbinden we in serie met de component waarvan we willen meten hoeveel stroom er doorheen loopt. Als de stroom van de rode draad naar de zwarte loopt, meten we een positieve waarde. Anders meten we een negatieve waarde.

Om wisselstroom te kunnen meten, zetten we de functieschakelaar in het gewenste AC stroombereik. Verbind de testsnoeren weer in serie met de component. Het verwisselen van de testsnoeren maakt nu (uiteraard!) geen verschil.

Opmerking: vele meters hebben een aparte bus voor hoge stromen. Met de A-bus kunnen we gewoonlijk tot 200mA meten. De aparte bus is meestal gekenmerkt met '10A' of '20A'. Deze bus werkt alleen als de functieschakelaar ook op 10A of 20A staat. Waarschuwing: deze bus is vaak niet gezekeerd! Overbelasting kan de multimeter ernstig beschadigen.

Tip: om de stroom door een component te meten, moet de meter in serie met die component worden aangesloten. Dit kan betekenen dat we een kant van de component moeten lossolderen. Als dezelfde stroom echter ook door een weerstand loopt, kunnen we ook de spanning over die weerstand meten en zo de stroom berekenen.

Na een stroommeting altijd de aansluitsnoeren uit de meter verwijderen. Wanneer we dit vergeten en vervolgens weer spanningen willen meten, kunnen we een geweldige kortsluiting veroorzaken!

## Weerstand meten met een multimeter

Om weerstand te meten, zetten we de functieschakelaar in het weerstandsbereik dat we willen gebruiken. Als we bijvoorbeeld een weerstand van 1k $\Omega$  verwachten, zetten we de schakelaar op 2k $\Omega$ . Als we geen idee hebben, zetten we de schakelaar op het hoogste bereik en vervolgens steeds lager totdat we iets zinvol meten.

Hierna kunnen we de testsnoeren aansluiten. Om weerstanden te meten, verbinden we het zwarte snoer met de COM-bus en het rode met de V/ $\Omega$ -bus. De andere uiteinden verbinden we met de te meten weerstand.

Wanneer we een weerstand meten die in een schakeling zit, dan kunnen we afwijkende waarden te zien krijgen; er kunnen nog andere componenten parallel aan de weerstand zitten. Zorg er tevens voor dat het te testen apparaat uitstaat! Zorg tevens dat eventuele condensators zijn ontladen. Wat condensators zijn, bespreken we in een [latere les](#). Voorlopig is het genoeg te weten dat het onderdelen zijn die elektrische lading kunnen vasthouden en zo de weerstandsmeting kunnen verstoren. Hoogspanningscondensatoren kunnen er zelfs voor zorgen dat de multimeter defect raakt!



---

# Hoofdstuk 3. Vermogensdissipatie

## Inleiding

Als er een stroom door een component loopt, zal het hierdoor warm worden. Dit proces noemen we dissipatie en wordt gemeten in Watt. De vermogensdissipatie van een onderdeel kan heel eenvoudig worden berekend:

$$P = U \cdot I$$

## Vermogensdissipatie van een weerstand

Laten we de vermogensdissipatie berekenen van een weerstand van 100 ohm die verbonden is met een 9V-batterij.

De spanning over de weerstand is 9V. De stroom door de weerstand is  $9V/100\Omega = 90mA$ . Het gedissipeerde vermogen is dus:  $9V \cdot 90mA = 810mW$ .

Het is erg belangrijk om bij het ontwerpen van een schakeling het gedissipeerde vermogen van de onderdelen te berekenen. Een reguliere weerstand kan maximaal 0.25W (= 250mW) dissiperen. Wanneer we een dergelijke weerstand in het voorbeeld hierboven zouden hebben gebruikt, dan zou het zijn doorgebrand. Een 1W-weerstand zou het wel hebben overleefd.

Aangezien het zo belangrijk is, laten we kijken of er een makkelijke manier is om het gedissipeerde vermogen in een weerstand te berekenen. We weten:

$$(1) P = U \cdot I \quad (2) U = I \cdot R \quad (3) I = U / R$$

Wanneer we (2) in (1) of (3) in (1) substitueren, dan krijgen we:

$$P = I^2 \cdot R \quad P = U^2 / R$$

Met deze formules kunnen we heel eenvoudig berekenen wat het gedissipeerde vermogen is van een weerstand die is aangesloten op een DC bron. Maar wat zal het vermogen zijn als we een weerstand aansluiten op een AC spanningsbron? In dat geval vervangen we U door  $u_{RMS}$  en I door  $i_{RMS}$ . RMS staat voor het Engelse Root Mean Square, hetgeen zoveel betekent als: de wortel uit het gemiddelde van de kwadraten. De RMS-waarde is gedefinieerd als het DC-equivalent dat dezelfde hoeveelheid vermogen oplevert als het originele signaal. Laten we eens de RMS-waarde schatten van een sinusvormig signaal van  $f=1Hz$  met een amplitude A van  $1V_t$ :  $u = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) = \sin(2 \cdot \pi \cdot t)$ . We nemen 4 punten: op 0s, 0.25s, 0.5s en op 0.75s. De waarden zijn 0, 1, 0, en -1. Vervolgens berekenen we het kwadraat van elke waarde: 0, 1, 0, en 1. Het gemiddelde van deze kwadraten is  $(0 + 1 + 0 + 1)/4 = 2/4 = 0.5$ . Tenslotte berekenen we de wortel uit het gemiddelde van de kwadraten:  $\sqrt{0.5} = 0.707V$ . Dus de geschatte RMS-waarde van een  $1V_t$  sinusvormig signaal is 0.707V. Uiteraard wordt de schatting nauwkeuriger als er meer punten worden genomen. Gebruikmakend van wat [wiskunde](#), kunnen we bewijzen dat  $u_{RMS} = A/\sqrt{2}$  (voor een sinusvormig signaal). Hierin is A weer de amplitude van het signaal. De RMS-waarde is dus onafhankelijk van de frequentie! Deze formule kunnen we nu gebruiken om de RMS-waarde van ons voorbeeldsignaal te berekenen:  $u_{RMS} = 1/\sqrt{2} = 0.707V$ .

Met de bovenstaande theorie kunnen we het gedissipeerde vermogen berekenen van een weerstand van 100 ohm die verbonden is met een  $9V_t$  sinusvormig signaal:  $P = u_{RMS}^2 / R = A^2 / 2R = 81/200 = 0.401W$ .

## Vermogensdissipatie van weerstanden in serie

Als we geen 1W-weerstand van 100 ohm hebben, en we willen toch bovenstaand experiment uitvoeren, dan kunnen we ook vier weerstanden van 25 ohm in serie zetten. We hebben als geleerd

dat weerstanden in serie als een spanningsdeler werken: de spanning over elke weerstand is  $9V/4 = 2.25V$ . De stroom is nog steeds 90mA omdat de totale weerstand hetzelfde is gebleven. Elke weerstand dissipeert dus  $2.25V \cdot 90mA = 0.20W$ . (Uiteraard hadden we ook een van onze 'makkelijke' formules kunnen gebruiken:  $P = I^2 \cdot R = (90mA)^2 \cdot 25 = 0.20W$ .)

Wees voorzichtig: neem altijd weerstanden van dezelfde waarde. We kunnen natuurlijk ook een weerstand van 100 ohm maken met drie weerstanden van 33 ohm en eentje van 1 ohm, maar het gaat wel branderig ruiken! Welke weerstand zal doorbranden? Die van 1 ohm omdat die het kleinst is? We zullen zien. Omdat we weten dat de stroom 90mA is, gebruiken we de formule  $P = I^2 \cdot R = (90mA)^2 \cdot 1 = 8.1mW$ . De weerstand van 1 ohm overleeft het dus wel! De vermogensdissipatie van elke 33 ohm-weerstand is  $(90mA)^2 \cdot 33 = 0.27W$ . Het zal misschien even duren, maar we raken wel drie weerstanden kwijt!

## Vermogensdissipatie van parallelgeschakelde weerstanden

Een andere manier om een vermogensweerstand te maken is het parallel-zetten van meerdere weerstanden. Laten we een weerstand van 100 ohm maken door 4 weerstanden van 400 ohm parallel te zetten. Dit geheel verbinden we vervolgens met een 9V-batterij. De spanning over elke weerstand is 9V. Dus het gedissipeerde vermogen in elke weerstand is  $P = U^2 / R = 9^2 / 400 = 0.20W$ . In totaal wordt er dus 0.8W gedissipeerd.

Ook nu geldt: gebruik altijd weerstanden van dezelfde waarde.

---

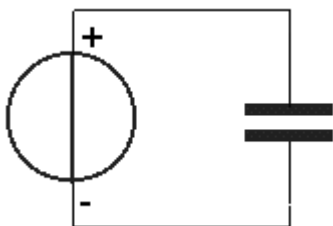
# Hoofdstuk 4. Condensators

## Inleiding

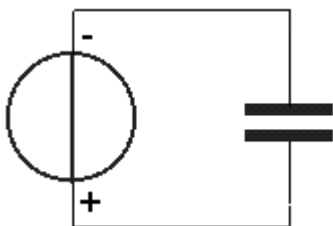
Een condensator bestaat uit twee metalen platen met een isolator ertussen, zoals het symbool ook laat zien:



Wat zal er gebeuren als we een condensator met een DC spanningsbron (batterij) verbinden?



De positieve pool van de batterij trekt de elektronen in de bovenste plaat van de condensator aan. Deze plaat zal hierdoor positief geladen worden. Omdat de isolator tussen de platen erg dun is, zal de bovenste plaat de elektronen in de onderste plaat aantrekken. De gaten die deze elektronen achterlaten, worden opgevuld met elektronen uit de negatieve pool van de batterij. Het lijkt dus wel alsof er stroom dwars door de condensator heen loopt, net alsof er helemaal geen isolator tussen de platen zit. Maar dit kan uiteraard niet eeuwig zo doorgaan. Uiteindelijk zijn er in de bovenste plaat geen elektronen meer over, en is er in de onderste plaat geen ruimte voor nog meer elektronen. De condensator is nu volledig geladen en er loopt geen stroom meer.



Laten we nu de polen van de batterij eens omdraaien. De plus-pool van de batterij zal nu de elektronen van de onderste condensatorplaat aantrekken en uit de negatieve pool van de batterij stromen elektronen die de gaten in de bovenste plaat opvullen. Dit proces gaat door totdat de condensator weer geladen is.

Als we de polen van de batterij nu continu omdraaien, zal er continu stroom blijven lopen. Met andere woorden: een condensator geleidt **AC-stroom**, maar houdt DC-stroom tegen.

De capaciteit wordt bepaald door de grootte van de platen en het materiaal dat tussen de platen zit. Dit materiaal noemen we het diëlektricum en zorgt ervoor dat het elektrisch veld tussen de platen kleiner wordt. Hierdoor wordt de capaciteit groter.

De capaciteit kunnen we berekenen met:  $C = \epsilon A/d$ , waarin  $\epsilon$  de diëlektrische constante is,  $A$  het oppervlak van 1 plaat en  $d$  de afstand tussen de platen. Aangezien condensators gewoon in de winkel te koop zijn, zullen we deze formule zelden nodig hebben.

De eenheid van capaciteit is Farad, symbool F. Deze eenheid is over het algemeen veel te groot; uF (micro Farad), nF (nano Farad), and pF (pico Farad) zijn gebruikelijker.  $1\text{F} = 1000000\text{uF}$ ,  $1\text{uF} = 1000\text{nF}$ ,  $1\text{nF} = 1000\text{pF}$ .

De definitie van de eenheid Farad luidt: een condensator heeft een capaciteit van 1F wanneer een constante laadstroom van 1A gedurende 1s een spanningstoename van 1V over de condensator tot gevolg heeft. Later in dit hoofdstuk zullen we de relatie tussen capaciteit, spanning, stroom en tijd nader bekijken.

## Opschrift

Vooraf oudere condensators hebben geen opschrift maar een kleurcode. Deze code is gelijk aan de [kleurcode van weerstanden](#). Op de meeste moderne kleine condensators staat echter een soort cijfercode die de waarde aangeeft.

Deze code is gelukkig makkelijk te 'kraken'. Het derde cijfer is gewoon de macht van 10 en het resultaat geeft de waarde in pF aan. De opdruk "104" geeft dus  $10 \cdot 10^4 \text{pF} = 100\text{nF}$  aan en "122" betekent  $12 \cdot 10^2 \text{pF} = 1.2\text{nF}$ .

Let op als het laatste cijfer 0 is, bijvoorbeeld "270". Dit zou kunnen betekenen dat de waarde  $27 \cdot 10^0 \text{pF} = 27\text{pF}$  is. Het kan echter ook betekenen dat de fabrikant geen code heeft gebruikt en dat de waarde dus gewoon 270pF is. In zo'n geval is meten de enige manier om zekerheid te krijgen. Als er maar twee cijfers op de condensator gedrukt staan, is dit altijd de waarde in pF. De opdruk "47" geeft dus een waarde van 47pF aan.

## De impedantie van een condensator

De impedantie van een component is de weerstand van die component voor wisselspanningen. Het symbool voor weerstand is R; het symbool voor impedantie is X. De impedantie van een condensator is niet nul; het hangt af van de capaciteit en de frequentie van het signaal (het aantal batterijompolingen (heen en terug) per seconde). De impedantie kan worden berekend met de volgende formule.

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

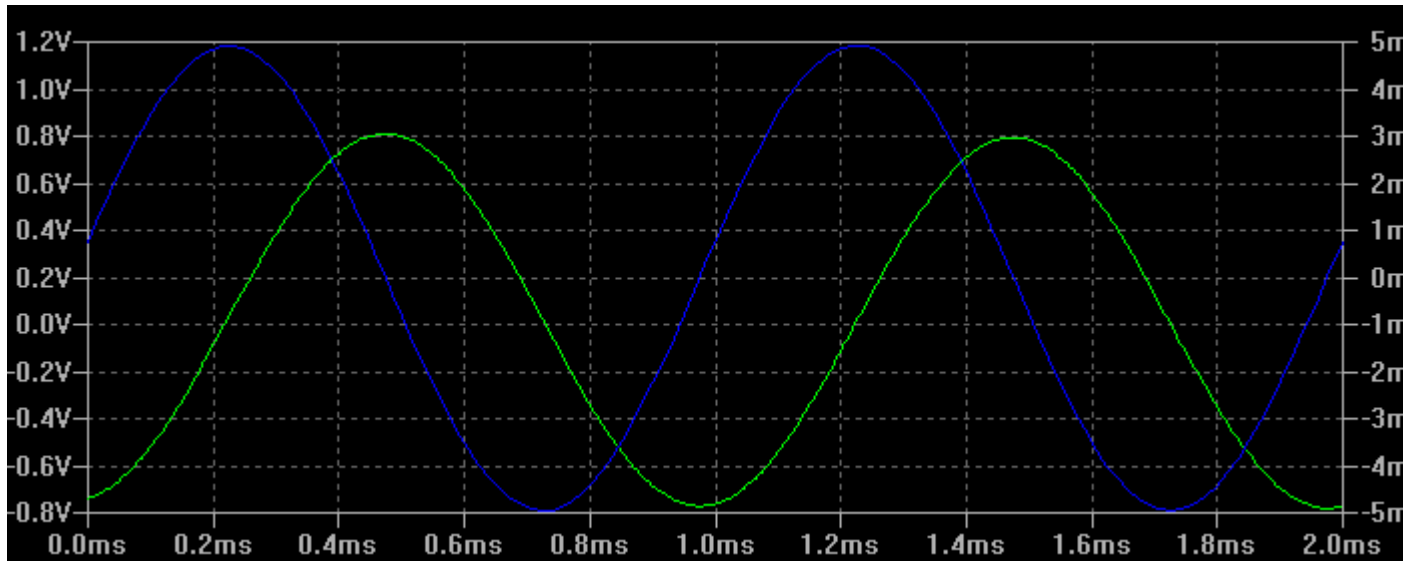
f is de frequentie in Hertz; C is de capaciteit in Farad

Voorbeeld: We hebben een condensator van 1nF en verbinden het met een AC spanningsbron van 50Hz. Bereken de impedantie van de condensator.

$$X_C = 1/(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^{-9}) = 3.18\text{M}\Omega.$$

## Faseverschuiving

Wanneer over een bepaalde weerstand de spanning toeneemt, dan zal de stroom door die weerstand ook toenemen (en andersom). Bij een condensator is dat anders. We zagen in de inleiding al dat als de condensator vol is (en de spanning erover dus maximaal is), er geen stroom meer loopt. De stroom zal juist maximaal zijn als de condensator leeg is. Laten we eens kijken wat er gebeurt als we een condensator aansluiten op een sinusvormige spanning..



We hebben hier een condensator verbonden met een 1kHz-spanningsbron. De groene curve toont de spanning over de condensator en de blauwe curve laat de stroom zien. We zien dat de stroom zijn topwaarde 1/4 periode voor de spanning bereikt. Aangezien een 1/4 periode van een sinus overeenkomt met 90 graden, kunnen we ook zeggen dat bij condensators de stroom 90 graden *voorijlt* op de spanning. Of dat de spanning 90 graden *naijlt* op de stroom.

## Relatie tussen spanning en stroom

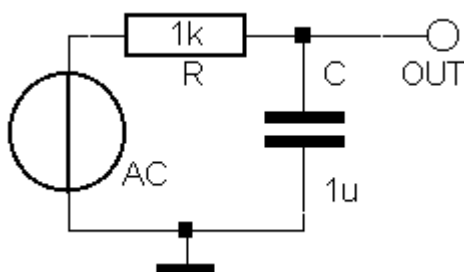
Hoe zal de spanning eruit zien als we de stroom erdoor heen laten variëren? De formule voor een willekeurige stroom  $i(t)$  is:

$$u(t) = v(0) + \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

Wanneer we voor  $i(t)$  een sinus invullen, dan blijkt ook hier de faseverschuiving van 90 graden. De integraal van een sinus is immers (-)cosinus. Tevens zien we dat als we een condensator laden met een constante stroom  $I$ , de spanning erover lineair toeneemt volgens  $u(t) = u(0) + (1/C) \cdot I \cdot t$ .

Wanneer een condensator een capaciteit van 1F heeft en we deze gedurende 1s opladen met de constante stroom van 1A, dan zal de spanning dus met 1V toenemen. Dit komt overeen met de definitie van de eenheid Farad die we in het begin van dit hoofdstuk al tegenkwamen.

## Frequentiefilters



Kijk eens naar het bovenstaande schema. Neem aan dat de spanningsbron een signaal afgeeft van 1V/10kHz (dit houdt in dat de amplitude 1V is en de frequentie 10kHz = 10000Hz bedraagt).

De impedantie van condensator C is  $X_C = 1/(2 \cdot \pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-6}) = 15,9\Omega$ . De uitgangsspanning (spanning over condensator C) is  $1V \cdot (X_C/Z_{R+C})$ . Hierin is  $Z_{R+C}$  de totale impedantie van R en C. Doordat een

condensator een faseverschuiving in de stroom veroorzaakt, kunnen we niet zomaar stellen dat  $Z_{R+C} = R + X_C$ . Met wat [complexe wiskunde](#) is aan te tonen dat:

$$|Z_{R+C}| = \sqrt{R^2 + X_C^2} \text{ en } \varphi = \arctan(-X_C/R)$$

Hierin is  $|Z_{R+C}|$  de absolute waarde van de totale impedantie en  $\varphi$  de faseverschuiving.

In ons geval is  $|Z_{R+C}| = \sqrt{(1k^2 + 15.9^2)} = 1000.13\Omega$ . De uitgangsspanning wordt daarmee  $1V \cdot (15.9/1000.13) = 0.0159V$ .

Stel nu eens voor dat de spanningsbron een signaal afgeeft van 1V/10Hz. De impedantie van condensator C bedraagt nu  $X_C = 1/(2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^{-6}) = 15,9k\Omega$ . De uitgangsspanning is  $1V \cdot (X_C/(Z_{R+C})) = 1V \cdot (15.9k/\sqrt{(1k^2 + 15.9k^2)}) = 0.998V$ . We hebben hier dus een simpele frequentiefilter gebouwd met een weerstand en een condensator.

In dit geval hebben we een laagdoorlaatfilter (LDF) gemaakt aangezien het lage frequenties doorlaat en hoge frequenties tegenhoudt. Als we R en C omwisselen krijgen we een hoogdoorlaatfilter (HDF).

Laten we de afsnijfrequentie van ons filter berekenen. De afsnijfrequentie geeft aan tot welke frequentie (in geval van een LDF) of vanaf welke frequentie (bij een HDF) de signalen worden doorgelaten. Uiteraard moeten we dan wel afspreken vanaf welke spanningsverhouding tussen in- en uitgang we een spanning 'doorgelaten' noemen. Meestal is die verhouding **3dB**, hetgeen overeenkomt met  $1/\sqrt{2}$ . Dit is het geval als  $R=X_C \Rightarrow R = 1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C) \Rightarrow$

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

In ons geval:  $f = 1/(2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}) = 159Hz$ .

## ESR

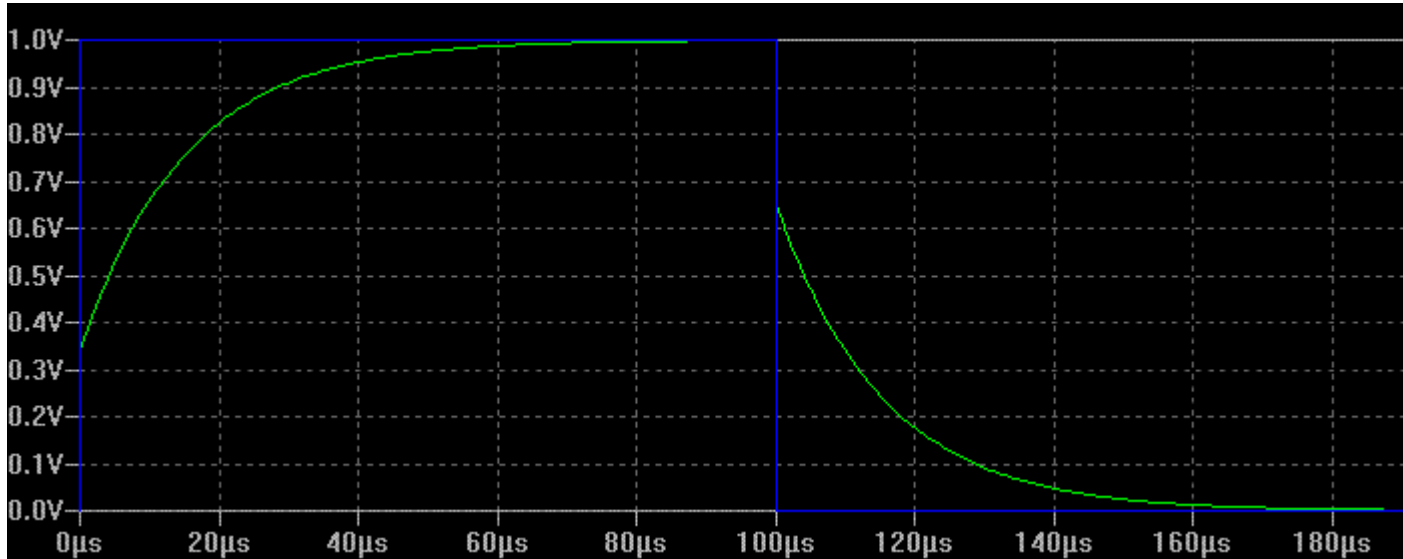
Elke condensator heeft een bepaalde serieweerstand. Deze wordt niet alleen gevormd door de aansluitdraden, maar ook door de metalen platen en diëlektricum waar de condensator van is gemaakt. Het totaal van deze weerstanden wordt de ESR, Equivalent Series Resistance, genoemd. Deze weerstand blijft niet altijd gelijk, maar kan toenemen door veroudering.

Wanneer hebben we last van de ESR? Dat hangt natuurlijk af van de grootte van de ESR en de toepassing van de condensator. Stel dat de ESR van condensator C in bovenstaand filter  $10\Omega$  is. Bij zeer hoge frequenties zal de uitgangsspanning niet 0V, maar  $1V \cdot (10/1010) = 10mV$ . Dat zal in de meeste gevallen geen probleem zijn. Wanneer weerstand R eveneens  $10\Omega$  was geweest, was de uitgangsspanning maar liefst 0.5V geweest!

Verder kunnen we ESR-problemen verwachten wanneer er grote op- en ontlaadstromen door de condensator lopen. Een grote stroom betekent immers een grote spanning over de serieweerstand. Hierdoor kan de condensator zelfs warm worden. Als een condensator warm wordt, kan de ESR toenemen. Hierdoor wordt de condensator nog warmer, enzovoort. Op een gegeven moment (dit kan maanden duren) zal het apparaat defect raken. Dit kan doordat de condensator defect is. Ook kan het zijn dat het apparaat niet meer functioneert omdat de ESR te hoog is. Foutzoeken kan in het laatste geval problematisch zijn; een eenvoudige capaciteitsmeter meet met lage stromen en merkt dus niet dat de ESR van de condensator is toegenomen.

Hoe kunnen we de ESR meten? Hiervoor zijn speciale ESR-meters in de handel. Deze zijn echter vrij prijzig. Meestal is de precieze waarde niet van belang. We kunnen dan de condensator via een bekende weerstand R en een schakelaar aansluiten op een spanningsbron. Als de schakelaar openstaat, zal de spanning over de condensator en ESR 0V zijn. Op het moment dat de schakelaar gesloten wordt, is de condensator nog leeg. De spanning die we over de condensator meten staat dus volledig over de ESR. Bedraagt die spanning de halve voedingsspanning, dan is de ESR dus gelijk aan de bekende weerstand R. Hier geldt uiteraard: hoe lager de spanning, hoe lager de

ESR. Het nadeel van deze methode is dat de voeding een flinke piekstroom moet kunnen leveren. Bovendien moeten we rekening houden met de inwendige weerstand van de voeding. Daarom wordt vaak de omgekeerde methode gebruikt: we laden een condensator op tot een bepaalde spanning en ontladen hem dan via een bekende weerstand. Uiteraard geldt nu: hoe hoger de spanning op het moment van ontladen, hoe lager de ESR. Hieronder staat een plaatje van beide methodes. Weerstand  $R$  is  $10\Omega$ . De voedingsspanning bedraagt  $1V$ .



Op  $t=0$  is de spanning over de ESR ongeveer  $0.34V$ . Dus  $ESR/(R+ESR)=0.34 \Rightarrow ESR=R(0.34/(1-0.34)) = 10(0.34/0.66) = 5.2\Omega$ .

Op  $t=100\mu s$  wordt de condensator ontladen over dezelfde weerstand  $R$ . De spanning daalt dan direct tot  $0.66V$ .

Dus  $R/(ESR+R)=0.66 \Rightarrow ESR=R((1-0.66)/0.66) = 10(0.34/0.66) = 5.2\Omega$ .

## Vermogensdissipatie in een condensator

We hebben al gezien dat we het **gedissipeerde vermogen** in een onderdeel kunnen berekenen met de formule

$$P = U \cdot I$$

En wanneer we een wisselspanning aansluiten geldt:

$$P = u_{RMS} \cdot i_{RMS}$$

Dit geldt echter alleen voor zuiver ohmse belastingen, voor weerstanden dus. Wanneer er condensators in het spel zijn, moeten we rekening houden met de **faseverschuiving**. Met wat **complexe wiskunde** kunnen we aantonen dat voor het werkelijk gedissipeerde vermogen geldt:

$$P = u_{RMS} \cdot i_{RMS} \cdot \cos(\varphi)$$

$\cos(\varphi)$  wordt ook wel de vermogensfactor genoemd. Overigens kunnen we deze formule ook voor weerstanden gebruiken. De faseverschuiving is dan immers  $0$  graden en  $\cos(0) = 1$ . Bij weerstanden is de vermogensfactor dus  $1$ .

Wanneer we deze formule voor een condensator gebruiken, dan zien we dat zich in een condensator nooit warmte kan ontwikkelen. Een condensator veroorzaakt immers een faseverschuiving van  $-90$  graden en  $\cos(-90) = 0$ . De vermogensfactor van een condensator is dus  $0$ . Dit geldt uiteraard alleen voor een ideale condensator waarbij de ESR  $0$  is.

## Timer-schakelingen

Nu vervangen we de AC spanningsbron door een DC spanningsbron van 1V. Aangezien de frequentie 0Hz is, is  $X_C$  oneindig, dus loopt er geen stroom. Dat klopt, maar niet voor de eerste periode nadat we de bron hebben aangesloten. Dit hadden we ook al in de inleiding van dit hoofdstuk gezien.

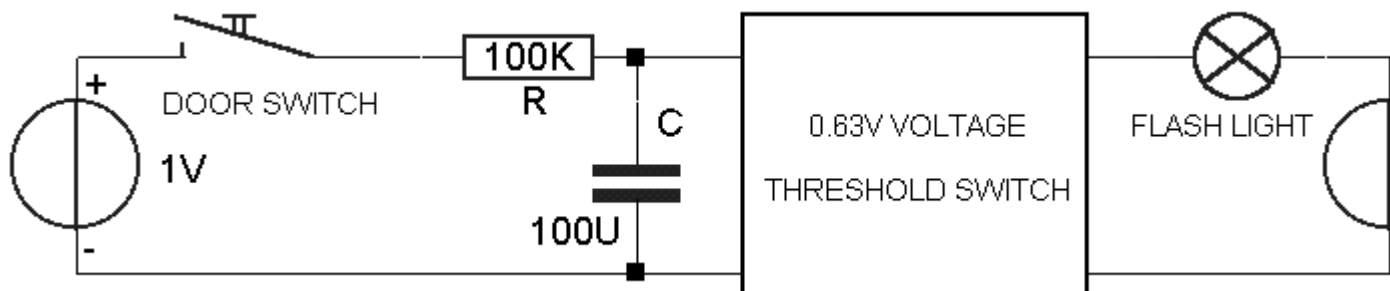
Neem aan dat condensator C volledig ontladen is:  $U_C=0 \Rightarrow U_R=1V$ . De stroom door weerstand R zal dus 1mA zijn. Aangezien die stroom nergens anders heen kan, moet hij wel 'door' de condensator lopen, waardoor deze wordt opgeladen. Terwijl de condensator zich oplaadt, zal de spanning erover stijgen, waardoor er minder spanning overblijft voor weerstand R. Dit betekent dat de stroom afneemt. Veronderstel dat na T seconden, de halfvol zit:  $U_C=0.5V$ . In dat geval is  $U_R=0.5V \Rightarrow I_R = I_C = 0.5mA$ . Na 2T seconden, zal de condensator dus niet volledig zijn geladen omdat de stroom geen 1mA meer is. Om de spanning op een bepaald tijdstip te berekenen, kunnen we de volgende formule gebruiken.

$$U_C = U_B \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

$U_B$  is de batterijspanning.  $t$  is de tijd in seconden sinds de condensator met de batterij werd verbonden.  $e$  is het getal van Euler (2.7182818).

Als  $t=RC$ , is  $-t/(RC)$  gelijk aan -1 en is  $U_C = 0.63V$ , en zit de condensator dus voor 63% vol. Deze tijd wordt ook wel de 'RC-tijd' genoemd.

RC circuits worden vaak gebruikt in timers, bijvoorbeeld in een eenvoudig inbraakalarm:



Wanneer we ons eigen huis binnenstappen, willen we niet dat het alarm meteen afgaat; we willen wat tijd hebben om het uit te zetten. In de schakeling hierboven hebben we  $R \cdot C = 100k \cdot 100\mu = 10$  seconden om dat te doen. Na 10 seconden is de spanning over condensator C meer dan 0.63V, waardoor een schakelaar wordt gesloten die verbonden is met een flitslicht.

## Soorten condensators

Er zijn eigenlijk twee soorten condensators: gepolariseerde en bipolaire. De eerste hebben een positieve en een negatieve aansluiting; bipolaire condensators hebben dit niet. In gepolariseerde condensators is de isolator tussen de platen gewoonlijk een elektrolyet; vandaar de naam elektrolytische condensators, of elco's. Het elektrolyet stelt fabrikanten in staat om condensators te maken met grote capaciteit en toch kleine afmetingen. Daarom zullen condensators met een hoge capaciteit (1uF en meer) bijna altijd elco's zijn.



---

# Hoofdstuk 5. Diodes

## Inleiding

Een diode is een onderdeel dat de stroom in slechts één richting geleidt: de richting van de pijl in het diodesymbool, dat er zo uit ziet:



De linkerkant noemen we de anode en de rechterkant de kathode. Op de behuizing van een diode is de kathode meestal voorzien van een ring.

De belangrijkste karakteristieken van een diode zijn: maximum voorwaartse stroom, spanningsval, maximum vermogensdissipatie en maximum sperspanning.

De voorwaartse stroom is de stroom in de richting van de pijl in het diodesymbool, dus van anode naar kathode. Deze stroom zorgt ervoor dat er een bepaalde spanning over de diode valt: de spanningsval.

Elke diode heeft een minimum spanningsval. Deze wordt de kniespanning genoemd. De diode zal niet geleiden zolang de spanning erover lager is dan deze kniespanning. De kniespanning van een gewone siliciumdiode bedraagt ongeveer 0.6V.

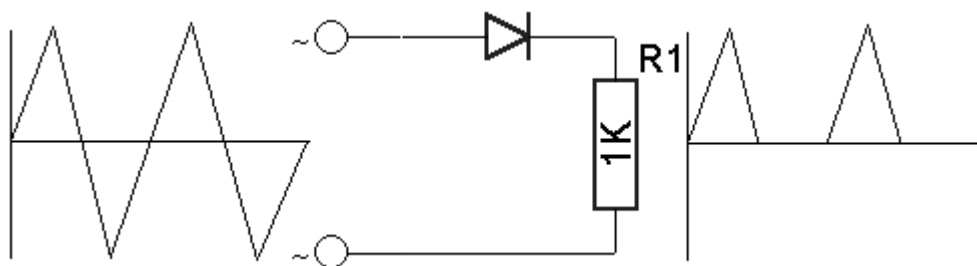
De vermogensdissipatie van een diode is gelijk aan de voorwaartse stroom vermenigvuldigd met de spanningsval.

De maximum sperspanning is de maximale spanning die over de diode mag vallen wanneer deze in sperrichting is geschakeld.

Wie te weten wil komen hoe een diode intern werkt, moet even [naar binnen gluren](#).

## Een AC-spanningsgelijkrichter

Aangezien diodes de stroom in slechts één richting geleiden, kunnen ze gebruikt worden als een gelijkrichter voor [AC-spanningen](#). Kijk eens naar het onderstaande schema.

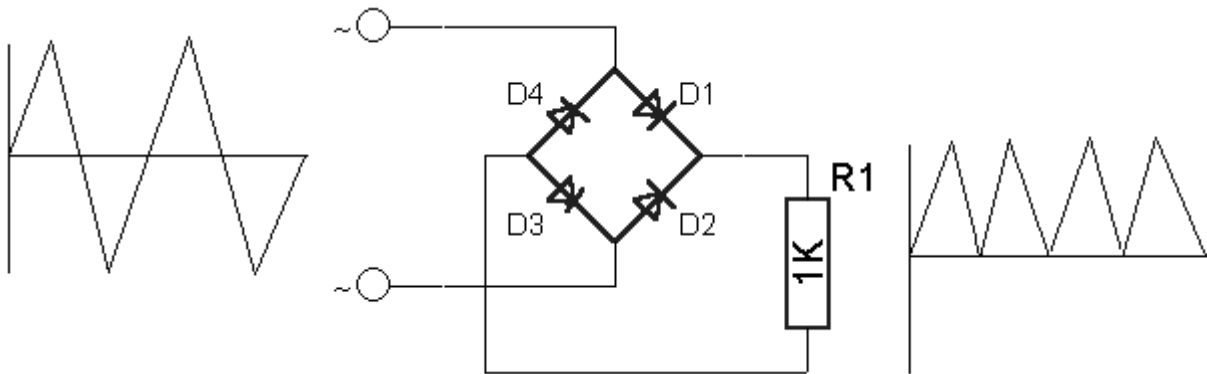


Een driehoekvormige wisselspanning wordt verbonden met een gelijkrichter. De uitgangsspanning wordt gemeten over weerstand R1. Als de bovenste aansluitpin positief is, zal er een stroom vloeien door de diode en de weerstand. Deze stroom veroorzaakt een spanning over R1. Stel dat de piekspanning van de bron (plus en min) 9V is, en de spanningsval over de diode 0.7V is. De piekstroom zal dan  $(9V - 0.7V) / 1k = 8.3mA$  zijn. De vermogensdissipatie van de diode bedraagt tijdens de piek  $0.7V \cdot 8.3mA = 5.8mW$ .

Wanneer de spanning op de bovenste aansluitpin negatief wordt, is de diode in sperrichting geschakeld en loopt er (bijna) geen stroom. Omdat een sperrende diode een zeer grote weerstand heeft, zal alle spanning over de diode vallen. Deze spanning mag de maximum sperspanning van de diode niet overschrijden.

Wanneer we dit experiment willen uitvoeren, hebben we dus een diode nodig met als belangrijkste karakteristieken: een maximum voorwaartse stroom van 8.3mA of hoger; de maximum vermogensdissipatie moet 5.8mW of hoger zijn; en de maximum sperspanning dient 9V of meer te zijn. Elke kleinsignaaldiode voldoet hieraan. De weerstand kan een gewone 0.25W-weerstand zijn aangezien de maximale vermogensdissipatie  $(8.3\text{mA})^2 \cdot 1\text{k} = 69\text{mW}$  is.

Het schema hierboven wordt een 'enkelzijdige gelijkrichter' genoemd, omdat de uitgangsspanning enkel bestaat uit de positieve helft van de ingangsspanning. Onderstaand schema toont een 'dubbelzijdige gelijkrichter'.



Het werkt als volgt. Als het ingangssignaal positief is, loopt de stroom van de bovenste aansluitpin, via diode D1, weerstand R1, en diode D3 naar de onderste pin. Als het ingangssignaal negatief is, loopt de stroom van de onderste aansluiting, via diode D2, weerstand R1, en diode D4 naar de bovenste pin. Merk op dat de stroom altijd door twee diodes vloeit: of door D1 en D3, of door D2 en D4. Dit betekent dat de uitgangsspanning altijd ongeveer 1.4 volt (twee 'spanningsvallen') lager is dan de ingangsspanning.

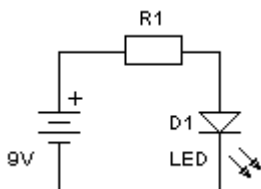
D1...D4 worden samen een bruggelijkrichter genoemd. Wanneer u naar een bruggelijkrichter kijkt, zult u er iets als 'B80C5000/3300' op zien staan. Het getal na de 'B' geeft de maximum (sper-) spanning aan, in dit geval 80V. Het getal na de 'C' geeft aan wat de maximale piek-/continuïestroom is in mA. In dit geval is de maximum piekstroom 5A en de maximum continuïestroom 3.3A. Kleine bruggelijkrichters geven alleen de maximum spanning en stroom aan, bijv. 'B40C800'.

## LED's

### Inleiding

De afkorting LED staat voor Light Emitting Diode (lichtgevende diode). LED's dissiperen veel minder vermogen dan lampen, en hebben een veel langere levensduur: ongeveer 100000 uur. Een gewone LED brandt al bij een stroom van 10...20mA, en heeft een spanningsval van 1.5 tot 2 volt, afhankelijk van de kleur.

Met onderstaand schema kunnen we LED's testen en ermee experimenteren.



Vraag: Wat is een goede waarde voor R1? Veronderstel dat de spanningsval over LED D1 2 volt is, en we er een stroom van 15mA door willen laten lopen.

Antwoord: De spanning over R1 zal  $9\text{V} - 2\text{V} = 7\text{V}$  zijn. De stroom door R1 is uiteraard ook 15mA. R1 moet dus een waarde van  $7\text{V} / 15\text{mA} = 467\text{ohm}$  hebben. Uit de E12-serie is 470ohm een goede keus.

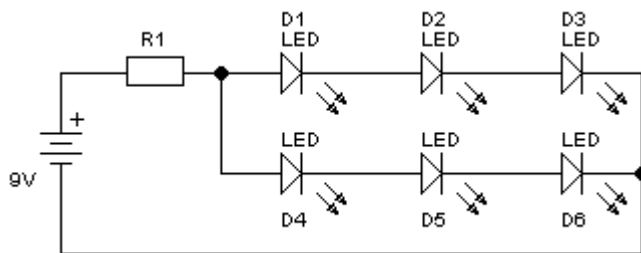
Bij een LED zit de kathode overigens aan de iets afgeplatte kant van de behuizing.

Wanneer we twee LED's in serie zetten, wordt de spanningsval natuurlijk ook tweemaal zo groot. Voorschakelweerstand R1 wordt dan  $(9V - 4V) / 15mA = 333\Omega$ . Uit de E12-serie kiezen we dan  $330\Omega$ .

## LED's parallel zetten

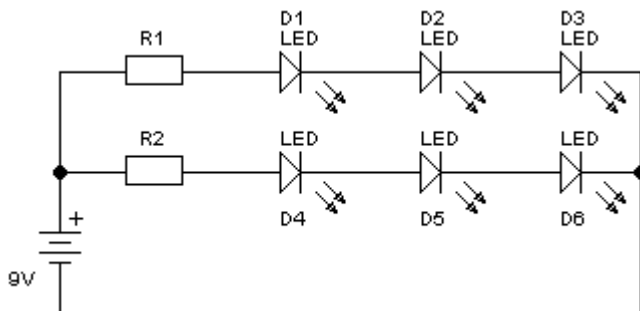
We hebben al gezien dat als we meerdere LED's op een spanningsbron willen aansluiten, we de LED's in serie kunnen zetten. Het zal echter duidelijk zijn dat de spanning die de bron afgeeft dan wel hoog genoeg moet zijn. Stel dat we 6 LED's willen aansluiten. Wanneer we deze allemaal in serie zetten, wordt de spanningsval  $6 \cdot 2V = 12V$ . Dit zal natuurlijk niet werken op een 9V-batterij.

We kunnen de 6 LED's verdelen over 2 strengen van 3 LED's elk:



De spanningsval over 3 LED's is 6V. Over de voorschakelweerstand staat dus  $9V - 6V = 3V$ . De stroom door elke streng blijft natuurlijk 15mA. De totale stroom door R1 is dus  $2 \cdot 15mA = 30mA$ . De voorschakelweerstand R1 moet dus  $3V / 30mA = 100\Omega$  zijn.

Helaas zijn twee LED's nooit identiek. De spanningsval over de ene zal altijd iets hoger zijn dan over de andere. Wanneer we LED's parallel willen schakelen, kunnen we daarom beter elke streng zijn eigen voorschakelweerstand geven:



Over elke weerstand staat 3V en loopt 15mA. Elke weerstand moet dus  $200\Omega$  zijn. Uit de E12-reeks kiezen we  $220\Omega$ .

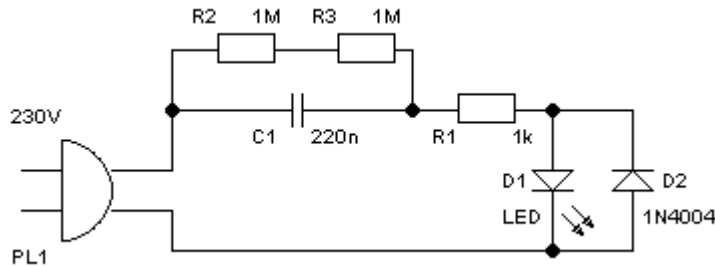
## LED's aansluiten op het lichtnet

Allereerst een waarschuwing: raak bij het experimenteren nooit onderdelen aan wanneer de schakeling nog onder spanning staat! Wanneer u een schakelaar gebruikt om de spanning in- en uit te schakelen, zorg dan dat dit een dubbelpolige schakelaar is. Een simpele lampschakelaar schakelt meestal maar één van beide draden waardoor er nog spanning kan staan op de andere draad. Trek eventueel zekerheidshalve steeds de stekker uit de contactdoos.

Op het eerste gezicht lijkt het aansluiten van een LED op het lichtnet niets bijzonders; de spanning is 230V, de stroom 15mA, dus de voorschakelweerstand moet  $(230V - 2V)/15mA = 15.2k\Omega$  zijn. Maar zo simpel is het helaas niet.

Allereerst is lichtnetspanning wisselspanning. De LED zal dus de helft van de tijd sperren. Gedurende die tijd staat de volledige netspanning over de LED. Dat zal de LED niet overleven.

Het tweede probleem is het verstookte vermogen in de weerstand. Deze bedraagt ongeveer  $228V \cdot 15mA = 3.42W$ . Opeens is die LED toch niet zo zuinig meer.



In bovenstaand schema is het eerste probleem opgelost door een 'gewone' diode (D2) anti-parallel over de LED te zetten. Als de LED spert, geleidt deze diode. Hierdoor kan er nooit meer dan zo'n 0.7V over de LED staan. Zorg er zekerheidshalve voor dat deze diode wel de lichtnetspanning aankan; dan sneuvelt deze tenminste niet wanneer de LED wordt losgekoppeld of kapot gaat. Een 1N4004 is prima geschikt.

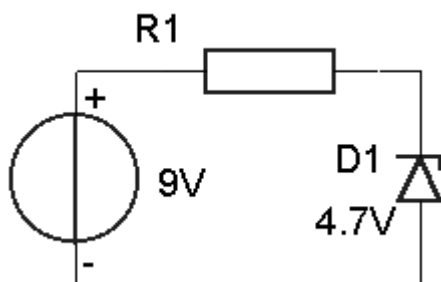
Het probleem van het hoge vermogen hebben we opgelost door een deel van de voorschakelweerstand te vervangen door een condensator. Een condensator verstookt immers geen [vermogen](#). De frequentie van het lichtnet is 50Hz. De impedantie van 220n is dus  $1/(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 220n) = 14.5k\Omega$ . Ook deze condensator moet geschikt zijn voor het lichtnet. In serie met deze condensator zetten we nog een weerstand die de inschakelstroom beperkt. Parallel over de condensator staan nog twee weerstanden die hem ontladen wanneer de spanning wordt uitgeschakeld. Die zitten er dan ook voor onze eigen veiligheid: ze voorkomen dat we toch nog een schok kunnen krijgen nadat de stekker uit de contactdoos is verwijderd.

De totale weerstand van C1 en R1 is bij 50Hz:  $\sqrt{(1k^2 + 14.5k^2)} = 14.5k$ . De stroom bedraagt dus  $228/14.5k = 15.7mA$ . Het in R1 verstookte vermogen is nu  $I^2 \cdot R = 15.7mA^2 \cdot 1k = 0.247W$ . Kies voor de zekerheid een weerstand van 0.5W.

Nog een laatste opmerking. Die 230V spanning waar we steeds mee rekenen is de [RMS-waarde](#) van de spanning. De topwaarde (amplitude) is  $230V \cdot \sqrt{2} = 325V$ . Er zal dus nooit meer stroom kunnen lopen dan  $(325V - 2V)/(14.5k) = 22mA$ . Een gewone LED kan dat prima verdragen. Het piekvermogen in R1 is dus  $22mA^2 \cdot 1k = 0.484W$ . Temeer reden er een exemplaar van 0.5W voor te nemen.

## Zenerdiodes

Een zenerdiode in geleiding gedraagt zich als een normale diode. Pas in sperrichting onderscheidt de zener zich van een normale diode. Kijk eens naar het onderstaande schema.

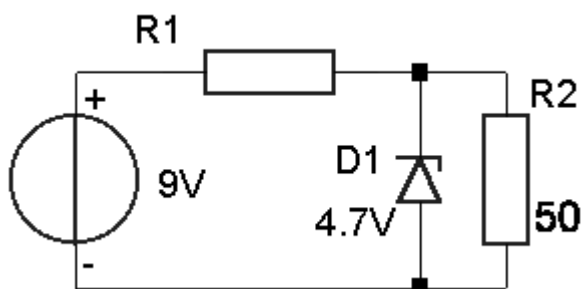


Hierin zien we een zenerdiode in sperrichting. De 'waarde' van een zenerdiode wordt in volt gegeven; dit is de sperspanning. Een zenerdiode gaat echter niet kapot wanneer de spanning hoger dreigt te

worden. Een zenerdiode stabiliseert de spanning op de sperspanning. De spanning over de zener in het schema zal dus nooit hoger worden dan 4.7 volt, zelfs wanneer de batterijspanning toeneemt.

Opnieuw moeten we de waarde van R1 berekenen. Helaas is het moeilijk om te bepalen wat de ideale zenerstroom is. (Jazeker, ook al is de zener in sperrichting geschakeld, er loopt stroom!) In de meeste gevallen voldoet 5mA. Aangezien de spanning over R1  $9V - 4.7V = 4.3V$  bedraagt, is  $4.3V/5mA = 860\Omega$  een goede waarde.

Fabrikanten van zenerdiodes geven aan wat de maximum vermogensdissipatie is van een bepaald type. 0.4 of 0.5W is heel gebruikelijk voor een kleine zenerdiode. Gebruikmakend van dit gegeven kunnen we de minimumwaarde van R1 berekenen: Stel dat we een 0.4W-zener gebruiken in het bovenstaande ontwerp. Omdat de spanning over de zener 4.7V is, is de maximum stroom hierdoor  $0.4W/4.7V = 85mA$ . De spanning over R1 is  $9V - 4.7V = 4.3V$ . De minimumwaarde van R1 is dus  $4.3V/85mA = 51\Omega$ . De waarde van R1 moet dus tussen 51 en 860 $\Omega$  zitten. 820 $\Omega$  is uit de E12-serie is een goede keus. Merk overigens op dat de bovenstaande berekeningen alleen kloppen als de zener niet belast wordt. Kijk eens naar de figuur hieronder.



In dit ontwerp wordt zener D1 belast met een weerstand van 50 $\Omega$  (R2). Opnieuw gaan we een geschikte waarde voor R1 berekenen. Aangezien de spanning over de belastingsweerstand R2 altijd 4.7V is, is de stroom door R2 altijd  $4.7V/50 = 94mA$ . De stroom door D1 moet liggen tussen 5 en 85mA. Dus de stroom door R1 moet liggen tussen de 99 en 179mA. De spanning over R1 is altijd 4.3V. Bij 99mA is  $R1 = 4.3V/99mA = 43\Omega$ . Bij 179mA is  $R1 = 4.3V/179mA = 24\Omega$ . R1 moet dus tussen de 24 en 43 $\Omega$  liggen. 39 $\Omega$  is een geschikte keus. De vermogensdissipatie in R1 bedraagt  $4.3^2/39 = 0.47W$ . We kunnen dus beter een 1W-weerstand nemen!

Maar wat moeten we doen als de 50 $\Omega$  belasting losgekoppeld kan worden, bijvoorbeeld omdat het een externe belasting is? Met R2 is de *maximum*waarde van R1 43 $\Omega$ , maar zonder R2 is de *minimum*waarde 51 $\Omega$ !

Het antwoord is simpel: gebruik een zenerdiode met een hoger vermogen, bijv. 1.3W. In dat geval is de maximum stroom door D1  $1.3W/4.7V = 276mA$ . Dit betekent dat, zonder belastingsweerstand, de minimumwaarde van R1  $4.3V/276mA = 16\Omega$  is. Nu hebben we een overlappend gebied van waarden voor R1 waaruit we er een kunnen kiezen. Opnieuw is een weerstand van 39 $\Omega$  / 1W een goede keus.

## Diodes testen met een multimeter

Om diodes te kunnen testen, zetten we de functieschakelaar van onze multimeter op "diode-test".

Hierna kunnen we de testsnoeren aansluiten. Verbind het zwarte snoer met de kathode en het rode snoer met de anode. Het display zal nu ongeveer 0.6V (600mV) aangeven. Als we de testsnoeren verwisselen, geeft het display een overflow-indicatie.

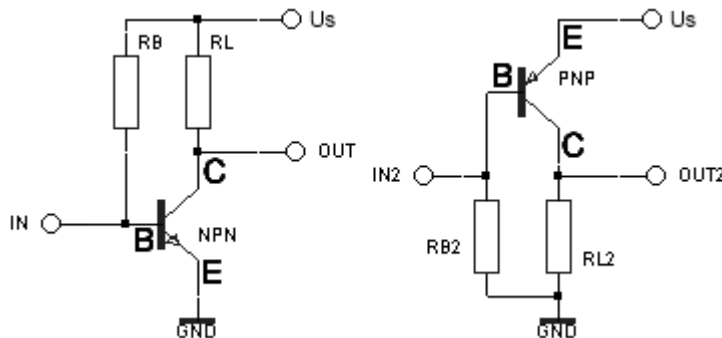
Wanneer we een diode testen die in een schakeling zit, dan kunnen we afwijkende waarden te zien krijgen; er kunnen nog andere componenten parallel aan de diode zitten. Zorg er tevens voor dat het te testen apparaat uitstaat en dat eventuele condensators zijn ontladen!

[Verderop in deze](#) cursus bouwen we een handig apparaatje waarmee diodes (en transistoren) kunnen testen.

# Hoofdstuk 6. Bipolaire Transistoren

## Inleiding

Bipolare transistoren zijn onderdelen waarmee we signalen kunnen versterken. Tevens kunnen ze gebruikt worden als schakelaar. Er zijn twee typen: NPN en PNP. Onderstaande afbeelding toont een voorbeeld.



Een bipolaire transistor heeft drie aansluitingen: Basis, Collector and Emitter. In geval van een NPN-transistor, veroorzaakt een lage stroom van B naar E ( $I_B$ ) een grote stroom van C naar E ( $I_C$ ). De verhouding  $I_C/I_B$  wordt de stroomversterking genoemd, symbool  $h_{FE}$ .

Binnenin de transistor bevindt zich een diode tussen B en E en tussen B en C, dus  $U_{BE,max}$  en  $U_{BC,max}$  zijn ongeveer 0.6V tot 0.7V.

Laten we veronderstellen dat  $R_B = 1M$ ,  $R_L = 1k$ ,  $U_S = 9V$ ,  $h_{FE} = 300$  en  $U_{BE} = 0.6V$ .

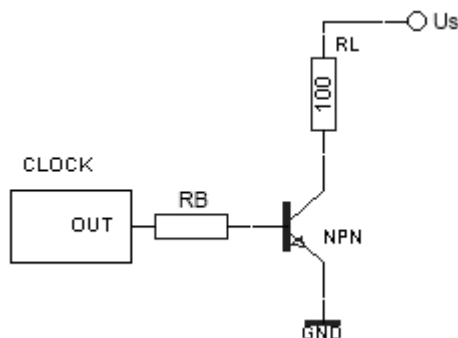
De spanning over  $R_B$  is  $U_S - U_{BE} = 8.4V$ , dus  $I_B = 8.4/1M = 8.4\mu A$ .  $I_C = I_B \cdot h_{FE} = 8.4\mu A \cdot 300 = 2.52mA$ . De spanning over  $R_L$  zal dus 2.52V zijn.

## De transistor als schakelaar

Wat zal er gebeuren als in bovenstaand voorbeeld  $R_B$  100k is in plaats van 1M?

$I_B = 8.4/100k = 84\mu A$ . We zouden misschien verwachten dat  $I_C = 84\mu A \cdot 300 = 25.2mA$  wordt, maar dit is onmogelijk aangezien de spanning over  $R_L$  dan 25.2V zou zijn, hetgeen hoger is dan  $U_S$ .  $I_{C,max}$  is in deze schakeling  $U_S/R_L = 9/1k = 9mA$ . Dus zelfs als  $I_B = 84\mu A$  is, zal  $I_C$  9mA zijn.  $I_C/I_B = 107$ , hetgeen lager is dan  $h_{FE}$ . In zo'n geval, als  $I_C/I_B < h_{FE}$ , dan zeggen we dat de transistor verzadigd is, en beschouwd kan worden als een gesloten schakelaar (tussen C and E).

Laten we eens kijken naar het onderstaande schema.



Links zien we een batterij-gevoede klok, werkend op 3V. Deze klok heeft een alarmfunctie: op de ingestelde tijd klinkt er een pieptoon. Stel nu dat we geen pieptoon willen horen, maar een of ander

apparaat willen aanzetten, bijvoorbeeld een radio die op 9V werkt. Deze radio heeft een interne weerstand van  $100\Omega$ . Op het moment dat het alarm afgaat, staat er 3V op de uitgang.  $U_{BE}=0.6V$ .  $h_{FE}=100$ . In de praktijk is de spanning tussen C en E van een verzadigde transistor afhankelijk van de collectorstroom. In ons voorbeeld is de stroom echter zo laag dat we deze spanning mogen verwaarlozen. Bij hoge collectorstromen kan deze spanning oplopen tot 1V of nog meer!

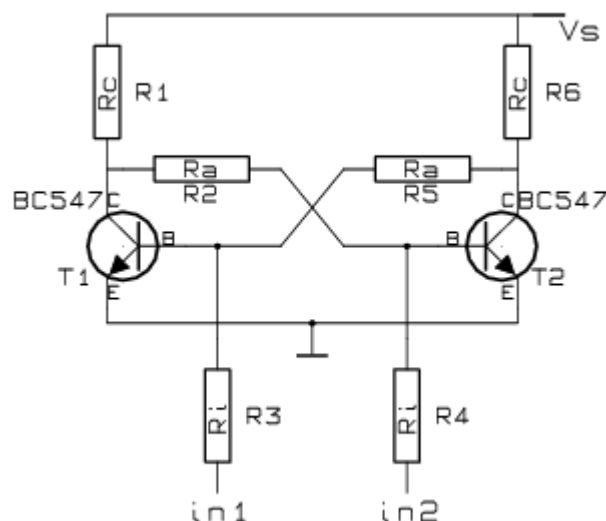
Wat is nu een geschikte waarde voor  $R_B$ ? Een hoge waarde zal de transistor niet verzadigen; een lage weerstandswaarde kan het alarmcircuit van de klok overbelasten.

$I_{C,max}=9/100=90mA$ .  $I_C/I_B < h_{FE} \Rightarrow I_B > I_C/h_{FE} \Rightarrow I_B > 90mA/100 = 0.9mA$ . De spanning over  $R_B$  bedraagt  $3-0.6=2.4V$ . Dit betekent dat  $R_B < 2.4V/0.9mA = 2.7k$ . Voor alle zekerheid nemen we een weerstand van  $2.2k$ .  $I_B$  is dan  $2.4/2k2 = 1.09mA$ .

Merk overigens op dat dit alleen zal werken wanneer de "massa" van de klok (meestal de min-pool van diens batterij) wordt verbonden met de massa van onze schakelaar (de emitter).

## Flipflop

Een transistor blijft alleen geleiden zolang er voldoende basisstroom loopt. Wanneer we met behulp van pulsen iets willen aan- en uitschakelen, dan kunnen we onderstaande schakeling gebruiken.

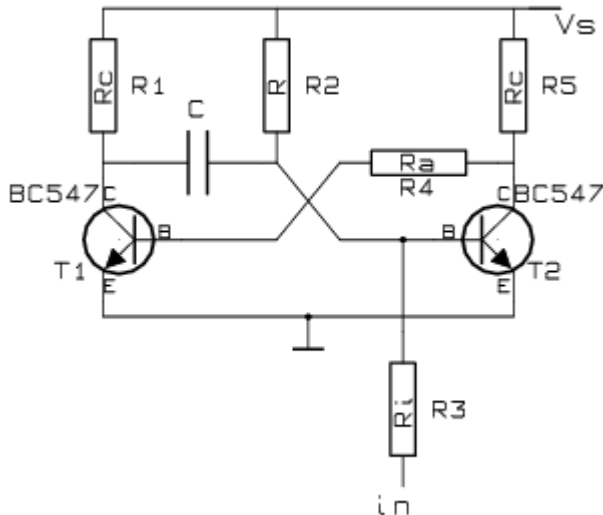


Deze schakeling wordt ook wel een flipdlop genoemd. Stel dat T1 geleidt. De collectorspanning van T1 is dan nagenoeg 0V. T2 zal dus sperren. T1 blijft van basisstroom voorzien via R6 en R5 en zal dus blijven geleiden. Zolang we niets doen, blijft deze toestand stabiel. Als we een positieve puls aanbieden op in2, dan zal T2 gaan geleiden. Diens collectorspanning wordt 0V, waardoor T1 zal gaan sperren. Via R1 en R2 kan er nu basisstroom blijven vloeien naar T2 die dus zal blijven geleiden. Deze toestand blijft stabiel tot er een puls op in1 wordt aangeboden.

Omdat een flipflop twee stabiele toestanden kent, wordt het ook wel een bistabiele multivibrator (BMV) genoemd.

## One-shot

Vaak willen we dat bijvoorbeeld een lamp niet door een tweede puls, maar na verloop van een bepaalde tijd vanzelf uitgaat. Dit kunnen we bereiken door de [flipflop](#) een klein beetje aan te passen:

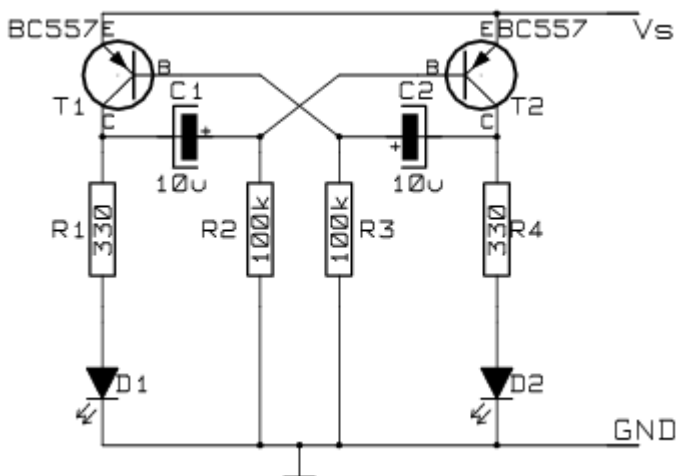


Wanneer T1 spert, kan condensator C zich (als hij geladen is) via R1 en R2 ontladen. T2 wordt via R2 van basisstroom voorzien en zal dus geleiden. Hierdoor kan er geen basisstroom lopen door T1, dus deze toestand blijft stabiel tenzij we punt 'in' kortstondig verbinden met massa. T2 gaat hierdoor sperren, waardoor T1 gaat geleiden. (We kunnen dit natuurlijk ook bereiken door een positieve puls aan te boeden op de basis van T1, net als bij de flipflop.) De collectorspanning van T1 zakt hierdoor van voedingsspanning  $V_s$  naar 0V. Deze spanningsval wordt door C doorgegeven aan de basis van T2. Die zakt hierdoor van zo'n 0.7V naar 0.7V -  $V_s$ . De basisspanning wordt hierdoor dus flink negatief. Zorg dat de transistor hiertegen kan. De  $U_{BE}$  van een BC547 mag niet lager worden dan -6V. Zorg er zekerheidshalve dus voor dat de voedingsspanning niet hoger is dan 6V! Nu T1 geleidt, staat de basisspanning van T2 ook over condensator C. Wanneer we een bipolaire condensator gebruiken, moet de 'plus' ervan verbonden zijn met R1 en de 'min' met R2. C kan zich nu via R2 opladen. Zodra de spanning hoog genoeg is, zal T2 weer gaan geleiden en T1 weer gaan sperren.

Omdat deze schakeling 1 puls produceert, wordt het ook wel een one-shot genoemd. Een andere benaming is 'monostabiele multivibrator' (MMV), omdat het maar 1 stabiele toestand kent.

## Knipperlicht

De in de vorige paragraaf beschreven MMV, kunnen we heel eenvoudig transformeren tot een knipperschakeling. Door de collectorweerstand ( $R_c$ ) te vervangen door LED's, kunnen we een knipperlicht maken. Bijvoorbeeld voor een spoorweginrichting op een modelspoorbaan. Voor de verandering gebruiken we een keer PNP-transistoren:



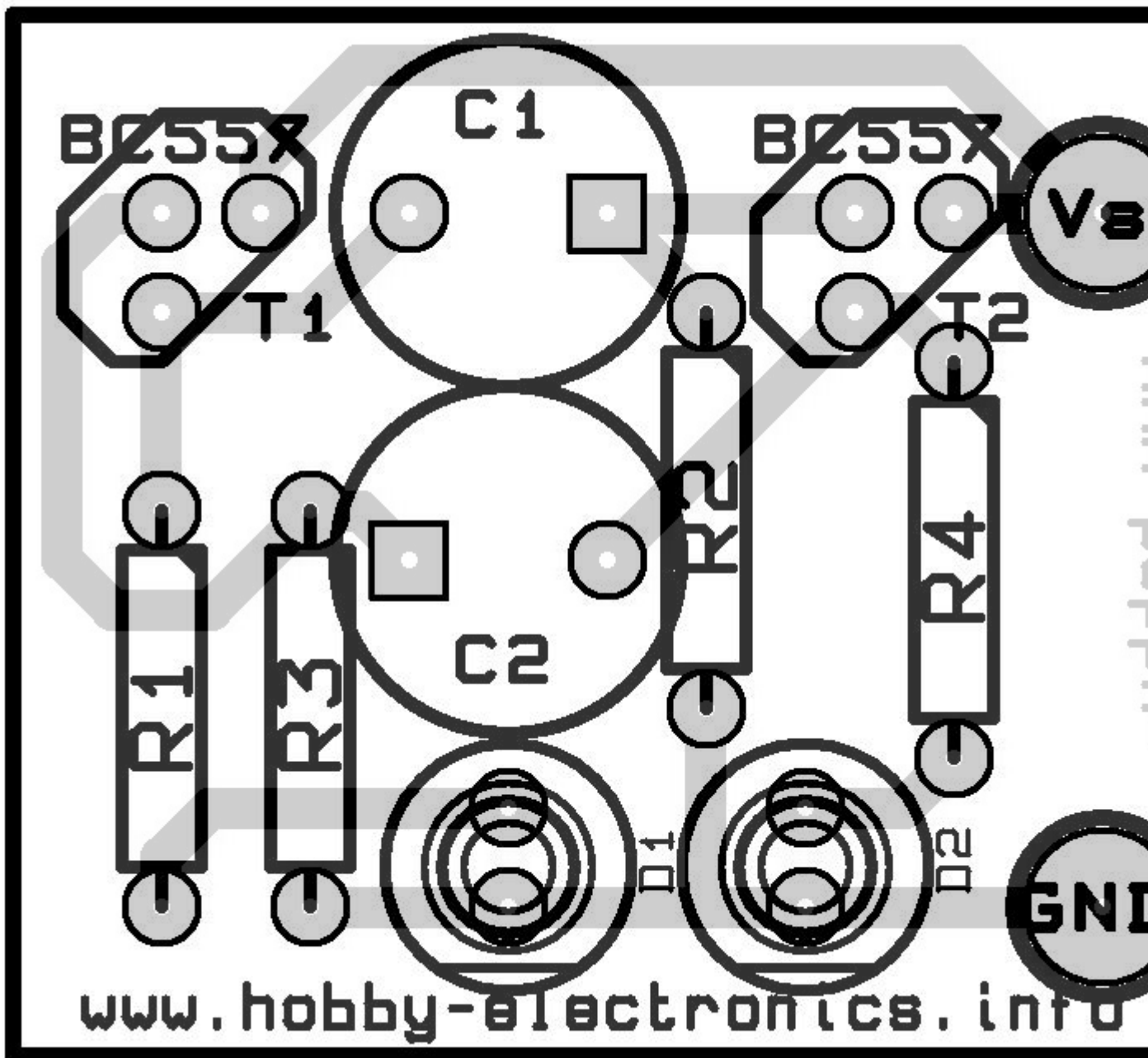
Deze schakeling wordt ook wel een astabiele multivibrator (AMV) genoemd, omdat het geen enkele stabiele toestand heeft.



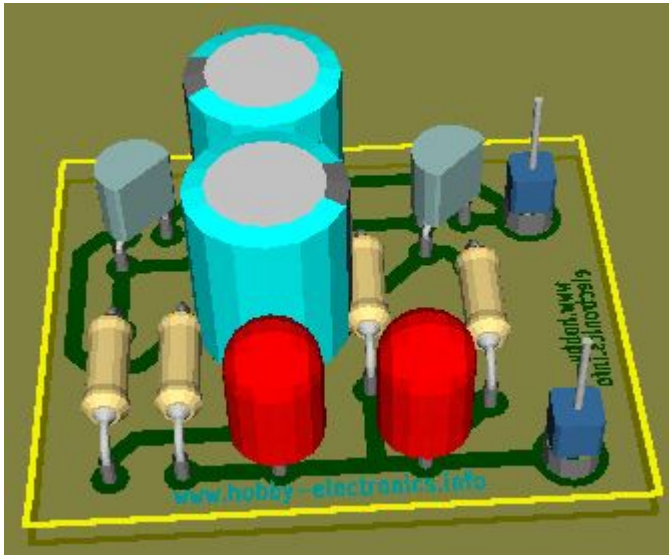
Laten we aannemen dat T1 spert. Als C1 geladen is, dan kan die zich via R1, D1 en R2 ontladen. Deze stroom is echter veel te laag om D1 te laten oplichten. T2 wordt via R2 van basisstroom voorzien en geleidt dus. D2 zal dus branden. Toen T2 nog sperde en T1 geleidde, was de spanning op de basis van T1 gelijk aan  $V_s - U_{BE}$ . Op het moment dat T2 gaat geleiden, wordt de spanning op de min-pool van C2 plotseling van 0 naar  $V_s$  getrokken. Deze verandering wordt door C2 doorgegeven aan zijn plus-pool en dus aan de basis van T1. Deze spanning zal nu stijgen van  $V_s - U_{BE}$  naar  $V_s - U_{BE} + V_s = 2 V_s - U_{BE}$ . Omdat de basisspanning hoger is dan de emitterspanning, zal T1 blijven sperren. C2 zal zich echter ontladen via R3. De spanning op de basis van T1 neem hierdoor dus af. Zodra de spanning laag genoeg is, zal T1 gaan geleiden waardoor D1 zal oplichten. De collectorspanning schiet van van 0V naar  $V_s$ . Deze verandering wordt weer door C1 doorgegeven aan de basis van T2. Daar stond uiteraard een spanning op van  $V_s - U_{BE}$ , en die zal nu stijgen naar  $V_s - U_{BE} + V_s = 2 V_s - U_{BE}$ . T2 zal hierdoor sperren en D2 gaat uit. C1 ontladst zich via R2 tot de spanning laag genoeg is om T2 weer te laten geleiden en alles begint weer van voren af aan.

De spanning op de basis van de gebruikte transistoren mag niet meer dan 5V hoger zijn dan de emitterspanning. In deze schakeling kan de spanning echter oplopen tot  $2 V_s - U_{BE}$ . Zorg daarom de de voedingsspanning  $V_s$  niet hoger is dan 5V.

Zin om dit knipperlicht na te bouwen? Dat kan! Er is een printlayout voor ontworpen die gedownload kan worden in de formaten [JPEG](#), [PostScript](#), [HPGL](#) en [Gerber](#). Hoe we hiervan een printje kunnen maken, wordt uitgelegd in een van de [bijlagen](#) van deze cursus. In de afbeelding hieronder is te zien waar elke component gemonteerd moet worden.

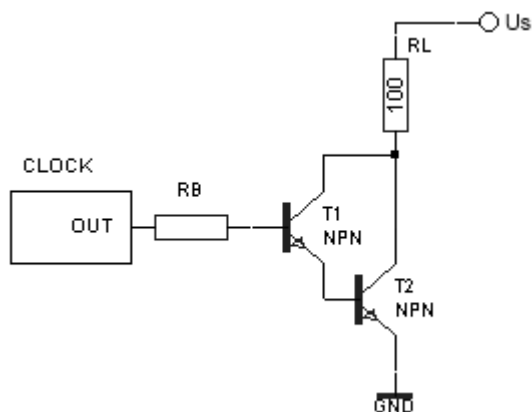


Als het goed is, ziet het eindresultaat er als volgt uit.



## De Darlington

Als het klokje in het bovenstaande schema een polshorloge is, kan zelfs 1.09mA het alarmcircuit al overbelasten. In dat geval kunnen we twee transistoren gebruiken. Dit wordt een darlington genoemd.



Een darlington kan beschouwd worden als een enkele transistor met de volgende eigenschappen.

$$I_{B,darlington} = I_{B1} \quad I_{C1} = h_{FE1} \cdot I_{B1} \quad I_{C2} = h_{FE2} \cdot I_{B2} = h_{FE2} \cdot I_{E1} = h_{FE2} \cdot (h_{FE1} + 1) \cdot I_{B1} \\ I_{C,darlington} = I_{C1} + I_{C2} = h_{FE1} \cdot I_{B1} + h_{FE2} \cdot (h_{FE1} + 1) \cdot I_{B1} = (h_{FE1} + (h_{FE1} + 1) \cdot h_{FE2}) \cdot I_{B1}$$

$$h_{FE,darlington} = I_{C,darlington} / I_{B,darlington} = h_{FE1} + (h_{FE1} + 1) \cdot h_{FE2}$$

Omdat  $h_{FE1} \gg 1$ , kunnen we stellen dat  $h_{FE,darlington} = h_{FE1} + h_{FE1} \cdot h_{FE2}$ .

En omdat  $h_{FE1} \cdot h_{FE2} \gg h_{FE1}$  kunnen we de formule vereenvoudigen tot:

$$h_{FE,darlington} = h_{FE1} \cdot h_{FE2}$$

En uiteraard geldt voor de BE-spanning van een darlington:

$$U_{BE,darlington} = U_{BE1} + U_{BE2}$$

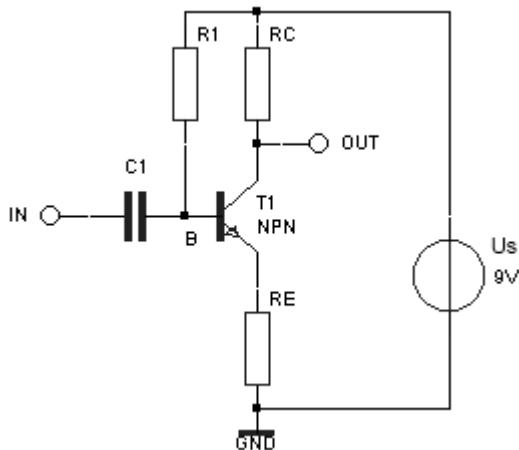
Laten we nu weer een geschikte waarde voor RB berekenen. Neem aan dat de stroomversterking van T1 300 is en die van T2 100.

$$I_{C,darlington} = 9/100 = 90\text{mA} \quad h_{FE,darlington} = 300 \cdot 100 = 30000 \quad U_{BE,darlington} = 1.2\text{V}$$

De spanning over  $R_B$  bedraagt  $3V - 1.2V = 1.8V \Rightarrow R_B < 1.8V / 3\mu A = 600k$ .  $560k$  is een veilige waarde.  $I_{B,darlington}$  is nu  $1.8/560k = 3.21\mu A$ .

## De transistor als versterker

Zoals reeds vermeld in het eerste deel van dit hoofdstuk, is een transistor een uitstekende versterker. Onderstaande afbeelding toont een voorbeeld.



Het ingangssignaal wordt met de versterker verbonden via  $C1$ .  $C1$  voorkomt dat er gelijkstroom gaat lopen via  $R1$  door de signaalbron, bijvoorbeeld een microfoon. Gelijkstroom kan de microfoon beschadigen (tenzij het een elektretmicrofoon is; een microfoon met ingebouwde versterker).

De eigenschappen van transistor  $T1$  zijn:  $h_{FE}=100$  en  $U_{BE}=0.6V$ .

De OUT-aansluiting wordt verbonden met een eindversterker die in ingangsweerstand heeft van  $10k$ . Voor maximale vermogensoverdracht moet de uitgangsweerstand van onze versterker gelijk zijn aan de ingangsweerstand van de eindversterker. De uitgangsimpedantie van een versterker is gedefinieerd als  $u_{OUT}/i_{OUT}$ . (Weten we het nog? Kleine letters geven wisselspanningen en -stromen aan, hoofdletters gelijkspanningen en -stromen.) In ons geval is  $U_{OUT} = U_S - U_{RC} = 9V - U_{RC} \Rightarrow u_{OUT} = -u_{RC}$ .  $i_{OUT} = i_{RC}$ . Dus de uitgangsimpedantie van onze versterker is  $u_{RC}/i_{RC} = R_C$ .  $R_C$  moet, voor maximale vermogensoverdracht, dus  $10k$  zijn. Om de schakeling **stabiel** te houden bij een zo hoog mogelijke versterking moet  $U_{RE}$   $U_S/5$  zijn. Aangezien  $U_S = 9V$ , moet  $U_{RE}$   $1.8V$  zijn. Dit betekent dat de spanning op de OUT-pin kan variëren tussen  $1.8$  en  $9V$ . De maximale AC uitgangsspanning ( $u_{OUT,max}$ ) is dus  $9 - 1.8 = 7.2V_{tt}$ . Uiteraard kan dit alleen bereikt worden als de rustspanning (als  $u_{IN}=0$ ) precies tussen  $1.8$  en  $9V$  ligt. Dit betekent dus dat  $U_{OUT}=1.8+(9-1.8)/2=5.4V$ . We weten al dat  $R_C=10k$ , dus  $I_C = (9-5.4V)/10k = 0.36mA$ . We verwaarlozen  $I_B$ , dus  $I_E$  zal ook  $0.36mA$  zijn.  $R_E=U_{RE}/I_E=1.8/0.36m=5k$ .

$U_B = U_{BE} + U_{RE}$ .  $U_{BE}$  is altijd  $0.6V$ , dus  $u_{RE} = u_B$ . Als  $C1$  groot genoeg is, is  $u_{IN} = u_B = u_{RE}$ .

Nu we dit weten, kunnen we de versterking  $A$  van de versterker berekenen, die gedefinieerd is als:  $A = u_{OUT}/u_{IN} = -u_{RC}/u_{RE} = -(i_C \cdot R_C)/(i_E \cdot R_E)$ . Aangezien  $i_C=i_E$  ( $h_{FE}$  is groot genoeg is om  $i_B$  te verwaarlozen), is  $A = -(i_C \cdot R_C)/(i_C \cdot R_E) = -R_C/R_E$ . De versterking bedraagt dus  $-10k/5k = -2$ .

$U_{R1} = U_S - U_{BE} - U_{RE} = 9 - 0.6 - 1.8 = 6.6V$ .  $I_{R1}=I_C/h_{FE}=0.36mA/100=3.6\mu A$ .  $R1 = 6.6V/3.6\mu A = 1.8M$ .

Helaas hebben transistors met dezelfde type-aanduiding een groote spreiding in de  $h_{FE}$ . Zo kan een 2N3904-transistor een stroomversterking hebben die ligt tussen de  $100$  en  $300$ . De vraag is is: zal onze versterker nog steeds werken als  $h_{FE} = 300$ ? Laten we een kijken...

$I_B = (U_S - U_{BE} - U_{RE})/R1$ .  $I_C = h_{FE} \cdot I_B$ . We verwaarlozen  $I_B$ , dus  $I_E = I_C$ .

$U_{RE} = I_E \cdot R_E = I_C \cdot R_E = h_{FE} \cdot I_B \cdot R_E = h_{FE} \cdot R_E \cdot (U_S - U_{BE} - U_{RE})/R1$ .  $U_{RE}$  uit de haakjes werken geeft:

$$U_{RE} = h_{FE} \cdot RE \cdot (U_S - U_{BE}) / R_1 - h_{FE} \cdot RE \cdot U_{RE} / R_1 \Rightarrow$$

$$U_{RE} + (h_{FE} \cdot RE / R_1) \cdot U_{RE} = h_{FE} \cdot RE \cdot (U_S - U_{BE}) / R_1 \Rightarrow (1 + h_{FE} \cdot RE / R_1) \cdot U_{RE} = h_{FE} \cdot RE \cdot (U_S - U_{BE}) / R_1$$

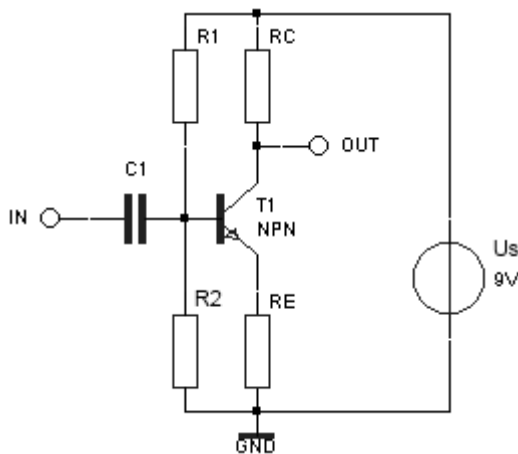
Hierin in  $U_{RE}$  de enige onbekende. Als we alle andere variabelen invullen, krijgen we:

$$(1 + 300 \cdot 5k / 1.8M) \cdot U_{RE} = 300 \cdot 5k \cdot (9 - 0.6) / 1.8M \Rightarrow 1.833 \cdot U_{RE} = 7 \Rightarrow U_{RE} = 7 / 1.833 = 3.8V.$$

$$I_B = (8.4 - 3.8) / 1.8M = 2.6\mu A. I_C = 300 \cdot 2.6\mu A = 0.767mA.$$

Echter,  $I_{C,max} = U_S / (R_C + R_E) = 9 / 15k = 0.6mA$ . Dus is  $h_{FE} \cdot I_B > I_{C,max}$ , hetgeen betekent dat de transistor verzadigd is en zich dus gedraagt als een gesloten schakelaar!

Oplossing: Zorg dat  $U_{RE}$  (en daarmee  $I_C$ ) onafhankelijk is van  $h_{FE}$ . Omdat  $U_{BE}$  een (nagenoeg) vaste waarde heeft, bereiken we dit als we de basisspanning (ten opzichte van massa) constant houden. Dit kunnen we realiseren door een extra weerstand ( $R_2$ ) toe te voegen die samen met  $R_1$  de spanning  $U_S$  door een vaste waarde deelt:

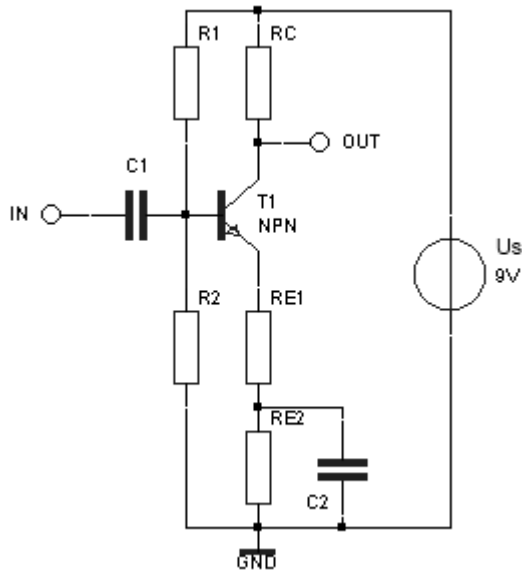


Zorg dat  $I_{R1} \gg I_B$ . Anders is de basisspanning alsnog afhankelijk van  $I_B$  en dus ook van  $h_{FE}$ . Laten we de juiste waarde voor  $R_1$  en  $R_2$  bepalen.

Als we de basisstroom mogen verwaarlozen, geldt:  $I_{R1} \approx I_{R2}$ .

$U_{R2} = U_{BE} + U_{RE} = 0.6 + 1.8V = 2.4V$ .  $U_{R1} = U_S - U_{R2} = 9 - 2.4 = 6.6V$ . Dus  $R_1 : R_2 = 6.6 : 2.4$ . Bijvoorbeeld  $R_1 = 33k$  and  $R_2 = 12k$ . In dat geval is  $I_{R1} (= I_{R2}) = 6.6V / 33k = 0.2mA$ , hetgeen veel groter is dan  $I_B$  (enkele  $\mu A$ ).

Zoals gezegd bedraagt de spanningsversterking van deze schakeling slechts (-)2. In veel gevallen zal dat niet genoeg zijn. We kunnen de versterking heel eenvoudig verhogen door een weerstand en een condensator toe te voegen zoals in onderstaande afbeelding: de meestgebruikte transistorversterker.



Condensator C2 sluit RE2 kort voor wisselspanningen. Dus voor gelijkspanningen geldt  $RE = RE1 + RE2$ , en voor wisselspanningen geldt  $RE = RE1$ . Als  $RE1 = 500\Omega$  en  $RE2 = 4.5k$ , hebben we een versterker met dezelfde eigenschappen als voorheen, alleen bedraagt de versterking nu  $10k/500=20$ .

De impedantie van C2 moet veel kleiner zijn dan RE1:

$1/(2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot C2) \ll RE1 \Rightarrow C2 \gg 1/(2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot RE1)$  waarin  $f_{\min}$  de laagste frequentie is die de versterker moet kunnen verwerken.

Voorbeeld: als  $f_{\min} = 20Hz$ ,  $C2 \gg 1/(2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 500) = 16\mu F$ . 47 of  $100\mu F$  is een goede keus.

De AC ingangsweerstand is ongeveer  $R1//R2 = 8.8k$ . De impedantie van C1 moet dus veel lager zijn dan  $8.8k \Rightarrow C1 \gg 1/(2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 8.8k) = 0.9\mu F$ .  $10\mu F$  is een goede keus. De plus-pool van C1 moet verbonden zijn met de versterker, tenzij de bron een DC-component heeft die hoger is dan  $U_{R2}$  (in ons voorbeeld 2.4V).

## Transistors testen met een multimeter

Wanneer we beschikken over een meter met een transistorvoetje, zetten we de functieschakelaar op hFE en prikken we de pootjes van de transistor in de juiste contacten van het voetje. Om erachter te komen welk type (NPN/PNP) transistor we in onze handen hebben en welk pootje de B, C en E is, gebruiken we de [datasheet](#) van de transistor. Het display toont nu de stroomversterking ( $h_{FE}$ ) van de transistor.

Als we geen meter met hFE-test hebben, kunnen we in elk geval wel de BE- en CB-diodes testen met de [diodetest](#).

[Verderop in deze cursus](#) bouwen we een apparaatje waarmee we transistors (en diodes) kunnen testen.

# Hoofdstuk 7. Project: Een simpele regelbare voeding

## De transformator

In dit project gebruiken we alle componenten die we in de vorige lessen hebben leren kennen. De enige nieuwe component is de transformator. Een transformator zet hoge spanningen om in lage spanningen (of omgekeerd). Hij bestaat uit twee spoelen die gewikkeld zijn om een weekijzeren kern. Wanneer we een van de spoelen aansluiten op een wisselspanning, zal er een wisselend magnetisch veld in de kern ontstaan. Dit magnetisch veld loopt dus ook door de kern van de tweede spoel. Dit zorgt voor een wisselstroom in die tweede spoel.

De spoel die met de bron is verbonden noemen we de primaire spoel; de tweede spoel, die met de belasting is verbonden, wordt de secundaire spoel genoemd.

De spanningsverhouding is gelijk aan de verhouding van het aantal windingen van de spoelen:

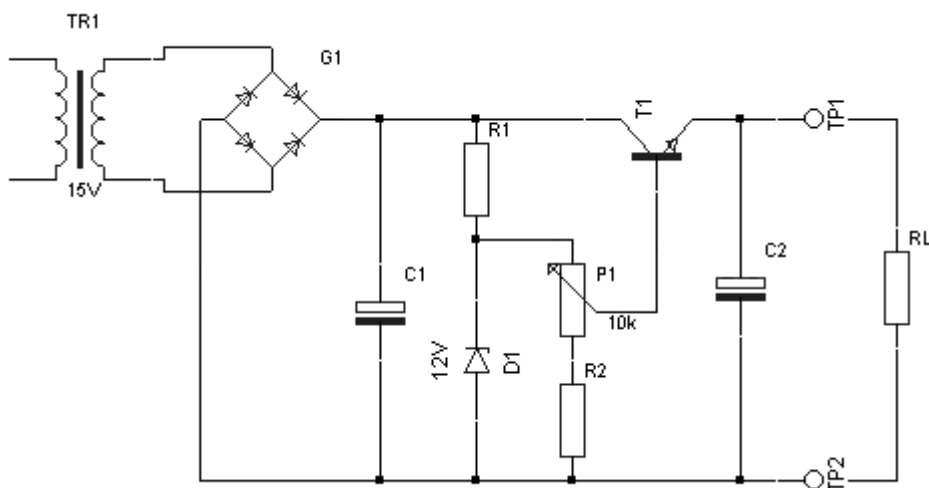
$$u_s : u_p = N_s : N_p$$

Voor het gemak nemen we aan dat de transformator verliesvrij is. Dit betekent dat er geen energie verloren gaat. Als er geen energie verloren gaat, moet het ingangsvermogen van de transformator gelijk zijn aan het uitgangsvermogen, dus:  $u_p \cdot i_p = u_s \cdot i_s$ . Hieruit kunnen we afleiden dat voor de stroomverhouding geldt:

$$i_s : i_p = u_p : u_s = N_p : N_s$$

## Het schema

Laten we eens kijken naar onderstaand schema.



Links zien we de transformator waar we het over hadden. In dit geval is de uitgangsspanning 15V AC. Deze wisselspanning wordt gelijkgericht door [bruggelijkrichter](#) G1. De gelijkgerichte spanning wordt afgevlakt door [condensator](#) C1. Zonder C1 zou op de uitgang slechts een gelijkgerichte sinus staan. Als we hiermee een walkman zouden voeden, zouden we een vervelende 100Hz bromtoon horen. Het resultaat van een computersimulatie laat zien wat C1 doet.

---

33

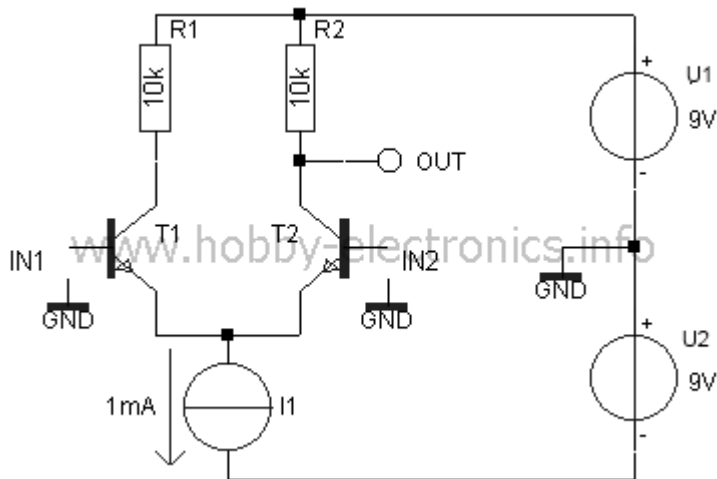


$2 \cdot 0.6V = 27V$ .  $I_{R1} = (27-12)/470 = 32mA$ .  $P_{R1} = (27-12) \cdot 32m = 0.48W$ . R1 moet dus een 1W-weerstand zijn.  $I_{D1} = 32 - 1.15 = 30.85mA$ .  $P_{D1} = 12 \cdot 30.85m = 0.37W$ . Hoewel dit nog net onder de 0.4W ligt, kan D1 misschien toch beter door een wat zwaarder exemplaar worden vervangen.

Een andere methode is C1 vergroten zodat de rimpelspanning kleiner wordt. Stel dat we nog maar een rimpelspanning van 2V hebben.  $U_{C1,min}$  is dan  $20-2=18V$ .  $R1 = (18-12)/6.15m = 976\Omega$ . We nemen een weerstand van  $820\Omega$ . Wanneer  $U_{C1}=27V$  nu 27V wordt, wordt  $I_{R1}$  nog maar  $(27-12)/820 = 18.3mA$ .  $P_{R1} = (27-12) \cdot 18.3m = 0.27W$ . Een weerstand van 1/3 of 1/2W is nu voldoende.  $I_{D1} = 18.3 - 1.15 = 17.15mA$ .  $P_{D1} = 12 \cdot 17.15m = 0.21W$ . Een 0.4W-zener kan dit makkelijk verwerken.

# Hoofdstuk 8. Verschilversterker

## Typisch voorbeeld



In het plaatje hierboven zien we het typische schema van een verschilversterker.

De gelijkstroombron I1 levert een constante stroom van 1mA.

Transistors T1 en T2 hebben dezelfde karakteristieken, bijvoorbeeld  $h_{FE1}=h_{FE2}=100$ . Derhalve zijn de emitterruststromen van T1 and T2 ook gelijk:  $I_{E1}=I_{E2}=0.5\text{mA}$ . De spanning over R1 (en R2) is:  $U_{R1}=10\text{k}\cdot 0.5\text{mA}=5\text{V}$ . De spanning op OUT is dus  $U_1-U_{R2}=9\text{V}-5\text{V}=4\text{V}$ .

Als we een stroom van  $1\mu\text{A}$  injecteren in IN1 zal  $I_{E1}$  toenemen met  $1\mu\text{A}\cdot 100=0.1\text{mA}$ , dus  $I_{E1}=0.6\text{mA}$  en  $I_{E2}$  wordt  $0.4\text{mA}$  aangezien de som 1mA moet zijn.  $U_{R2}=0.4\text{mA}\cdot 10\text{k}=4\text{V}$  en  $U_{OUT}=9\text{V}-4\text{V}=5\text{V}$ . We kunnen dus de volgende (DC-) formule opschrijven voor  $U_{OUT}$ :  $U_{OUT}=U_1-U_{R2}=9\text{V}-(0.5\text{mA}-I_{IN1}\cdot h_{FE})\cdot R_2=9\text{V}-5\text{V}+I_{IN1}\cdot h_{FE}\cdot R_2=4\text{V}+I_{IN1}\cdot h_{FE}\cdot R_2$ . Wanneer we de DC-component weglaten, krijgen we deze AC-vergelijking:  $u_{OUT}=i_{IN1}\cdot h_{FE}\cdot R_2$ .

Natuurlijk kunnen we ook een stroom in IN2 injecteren, hetgeen oplevert:  $u_{OUT}=-i_{IN2}\cdot h_{FE}\cdot R_2$  (Let op het min-teken). Combineer beide vergelijkingen en we krijgen:

$$u_{OUT}=(i_{IN1}-i_{IN2})\cdot h_{FE}\cdot R_2$$

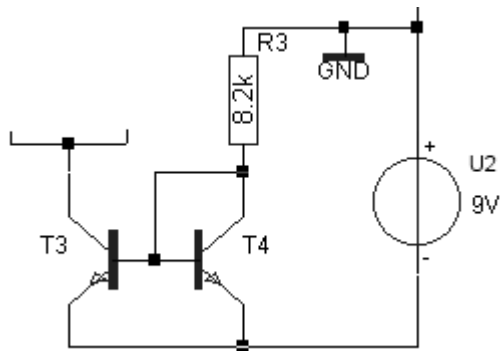
Vandaar de naam *verschil*versterker.

Alle zogeheten operationele versterkers zijn gebaseerd op de verschilversterker. In het volgende hoofdstuk zullen we deze operationele versterkers onder de loep nemen. Eerst kijken we nog even hoe we een gelijkstroombron moeten maken.

## Stroombron

Als we de verschilversterker uit de vorige paragraaf ook daadwerkelijk willen bouwen, hebben we een probleem. De weerstanden, transistors en batterij kunnen we in de winkel kopen, maar waar kopen we een stroombron? Het antwoord is simpel: ga niet opzoek naar zo'n ding; niemand verkoopt ze. We zullen er zelf een moeten maken.

Hier zijn verschillende manieren voor. Wij zullen een zogeheten stroomspiegel gebruiken.



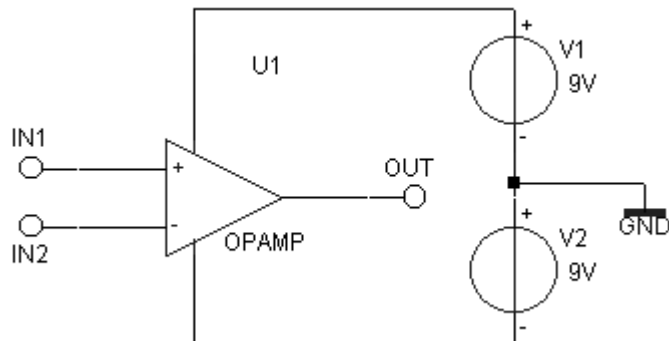
Ook deze transistors hebben dezelfde karakteristieken.  $U_{R3} = 9V - 0.6V = 8.4V$ , dus  $I_{R3} = 8.4V / 8.2k = 1.02mA$ . Aangezien de transistors dezelfde karakteristieken hebben en  $U_{BE1} = U_{BE2}$ , moeten beide collectorstromen gelijk zijn:  $I_{C3} = I_{C4} = I_{R3} = 1.02mA$ .

We kunnen elke stroom krijgen die we willen door R3 aan te passen.

Om de stroombron in onze verschilversterker te gebruiken, sluiten we de collector van T3 aan op de emitters van T1 en T2.

# Hoofdstuk 9. Operationele Versterker

## Inleiding



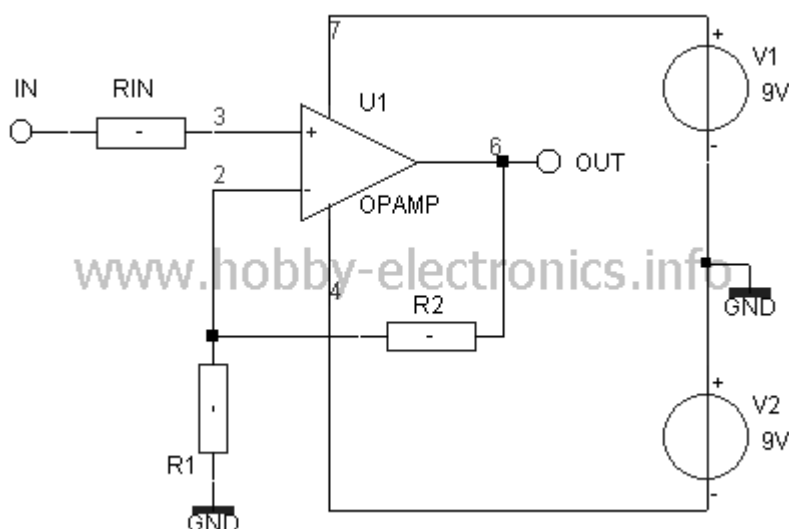
De bovenstaande afbeelding toont het symbool van een operationele versterker, of opamp (Engels: operational amplifier). Opamps zijn [verschilversterkers](#) met een hele grote versterkingsfactor:  $U_{OUT} = (U_{IN1} - U_{IN2}) \cdot A$ . Versterkingsfactor  $A$  is meestal meer dan 100000. Dit houdt in dat  $U_{IN1} - U_{IN2}$  heel klein moet zijn: zelfs 1mV zou resulteren in een uitgangsspanning van meer dan 100V, hetgeen uiteraard onmogelijk is, aangezien de voedingsspanning slechts 18V is. In de volgende paragraaf zullen we zien hoe we de versterking met wat weerstanden omlaag kunnen brengen.

De ingangsweerstand is zeer hoog: »1GΩ. Dit betekent dat er (bijna) geen stroom loopt door de ingangen van een opamp.

IN1 wordt de niet-inverterende ingang genoemd; IN2 heet de inverterende ingang, omdat zijn signaal geïnverteerd wordt: als  $U_{IN2}$  stijgt, daalt  $U_{OUT}$  en omgekeerd. De spanning op de niet-inverterende ingang noemen we  $U_p$ ; de spanning op de inverterende ingang duiden we aan met  $U_n$ . In dit geval geldt dus:  $U_p = U_{IN1}$  en  $U_n = U_{IN2}$ .

## Opamp als versterker

In deze paragraaf zullen we leren wat de makkelijkste manier is om de enorme versterking te verkleinen. Eerst kijken we naar een niet-inverterende versterker:



R1 en R2 vormen samen een spanningsdeler:  $U_n = U_{OUT} \cdot R1 / (R1 + R2)$ , dus

$$U_{OUT} = (U_p - U_n) \cdot A = \left( U_{IN} - U_{OUT} \cdot \frac{R1}{R1 + R2} \right) \cdot A = U_{IN} \cdot A - U_{OUT} \cdot A \cdot \frac{R1}{R1 + R2} \Rightarrow$$

$$U_{OUT} + U_{OUT} \cdot A \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = U_{IN} \cdot A$$

Omdat A bijna oneindig is, is term  $U_{OUT}$  verwaarloosbaar, dus

$$U_{OUT} \cdot A \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = U_{IN} \cdot A \Rightarrow$$

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{R1 + R2}{R1}$$

En wat was ook alweer de eerste vergelijking in deze paragraaf?  $U_n = U_{OUT} \cdot R1 / (R1 + R2)$ .

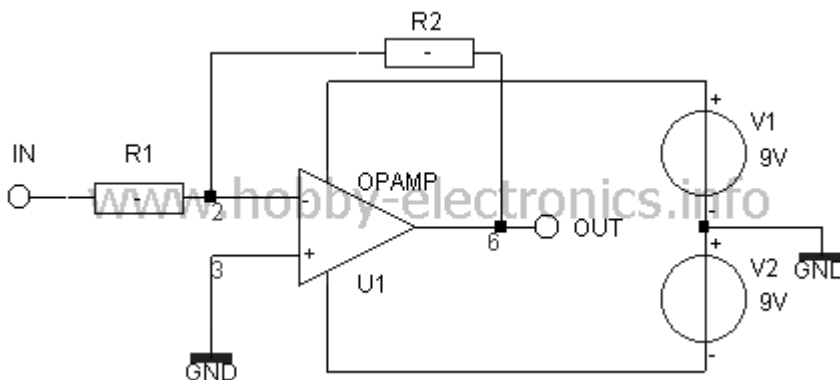
Dit is gelijk aan:  $U_{OUT} = U_n \cdot (R1 + R2) / R1$ . En we hebben zojuist bewezen dat  $U_{OUT} = U_{IN} \cdot (R1 + R2) / R1$ . Dit betekent dat  $U_{IN} = U_n$ , en omdat  $U_{IN} = U_p$ , moet  $U_p$  gelijk zijn aan  $U_n$ !

Dit is altijd het geval.

Als een opamp gebruikt wordt als versterker mogen we aannemen dat geldt:  $U_p = U_n$

Opmerking: de versterking van een niet-inverterende versterker is altijd groter dan of gelijk aan 1.

Om een versterker te maken met een versterking kleiner dan 1 (een verzwakker), verbinden we het ingangssignaal met R1. Zo krijgen we een inverterende versterker:



Aangezien  $U_p = 0$  is en  $U_p = U_n$ ,  $U_n = 0$ . Dit betekent dat  $U_{OUT} = -U_{IN} \cdot \frac{R2}{R1}$ .

$$U_{R2} = (U_{OUT} - U_{IN}) \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow U_{OUT} = (U_{OUT} - U_{IN}) \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow$$

$$U_{OUT} = U_{OUT} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} - U_{IN} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow U_{OUT} - U_{OUT} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} = -U_{IN} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow$$

$$U_{OUT} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} - U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow \left( \frac{R2}{R1 + R2} - 1 \right) \cdot U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow$$

$$-\frac{R1}{R1 + R2} \cdot U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow -R1 \cdot U_{OUT} = R2 \cdot U_{IN} \Rightarrow$$

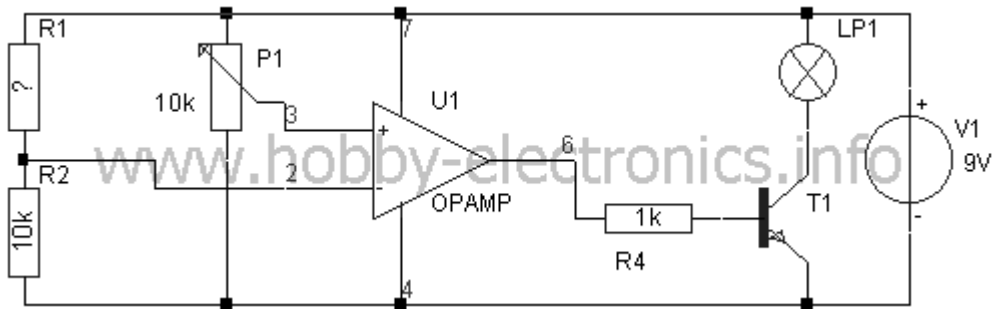
$$U_{OUT} = -\frac{R2}{R1} U_{IN}$$

Let op het min-teken: hetingangssignaal wordt geïnverteerd.

Deze versterker wordt een verzwakker als  $R_1 > R_2$ .

## Opamp als drempelschakelaar

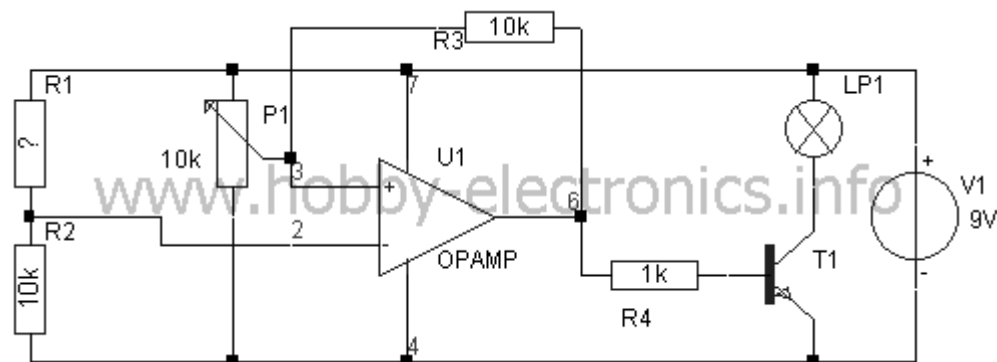
Aangezien  $U_{OUT} = (U_p - U_n) \cdot A$  en  $A$  oneindig is, is het niet moeilijk om te zien dat een opamp gebruikt kan worden als drempelschakelaar: als  $U_p > U_n$  dan is  $U_{OUT}$  gelijk aan de positieve voedingsspanning; als  $U_p < U_n$  dan is  $U_{OUT}$  gelijk aan de negatieve voedingsspanning. Kijk eens naar de afbeelding hieronder.



Veronderstel dat P1 in de middenstand staat. Laten we het bovenste deel P1a noemen en het onderste deel P1b. In de middenstand geldt  $P1a = P1b = 5k \Rightarrow U_p = 4.5V$ . Als  $R_1 > R_2$ ,  $U_n < U_p$  en gaat de lamp aan. Als  $R_1 < R_2$ ,  $U_n > U_p$  en de lamp gaat uit.

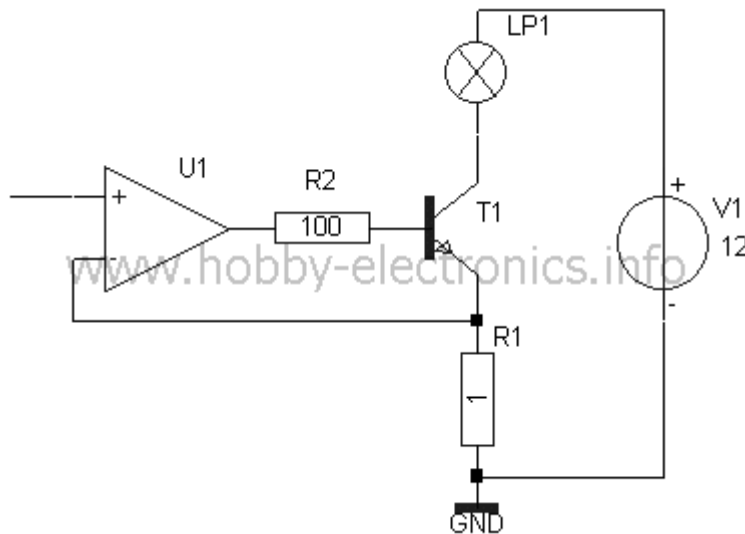
Als  $R_1$  een lichtafhankelijke weerstand (LDR; light dependent resistor) is, wordt dit circuit een schakelaar die de lamp automatisch aanschakelt als het donker wordt. LDRs hebben hoge weerstand in het donker en een lagere weerstand wanneer er licht op schijnt. Dus in het donker is  $U_n < U_p$  en gaat de lamp aan. Als het licht wordt, zal  $U_n$  hoger worden dan  $U_p$  en gaat de lamp weer uit. Met P1 kunnen we de drempel instellen.

Maar wat gebeurt er nu als  $U_n = U_p$ ? In dat geval kan de lamp snel gaan knipperen. Gelukkig valt dit te voorkomen door een extra weerstand toe te voegen:



Terugkoppelweerstand R3 zorgt ervoor dat  $U_p$  afhankelijk is van de stand van de schakelaar. We nemen weer aan dat P1 in de middenstand staat. Als de lamp aan is, is  $U_{OUT} = 9V$ , dus is R3 **parallelgeschakeld** met het bovenste deel van P1 (P1a):  $U_p = 9V \cdot P1b / (P1b + [P1a // R3]) = 9V \cdot 5k / (5k + [5k // 10k]) = 5.4V$ . De lamp gaat dus pas weer uit als  $U_n > 5.4V$ . In dat geval is  $U_{OUT} = 0V$ , dus is R3 parallelgeschakeld met P1b:  $U_p = 9V \cdot [P1b // R3] / (P1a + [P1b // R3]) = 9V \cdot [5k // 10k] / (5k + [5k // 10k]) = 3.6V$ . Dus gaat lamp weer aan als  $U_n < 3.6V$ . Het verschil  $5.4V - 3.6V = 1.8V$  wordt de hysteresis genoemd.

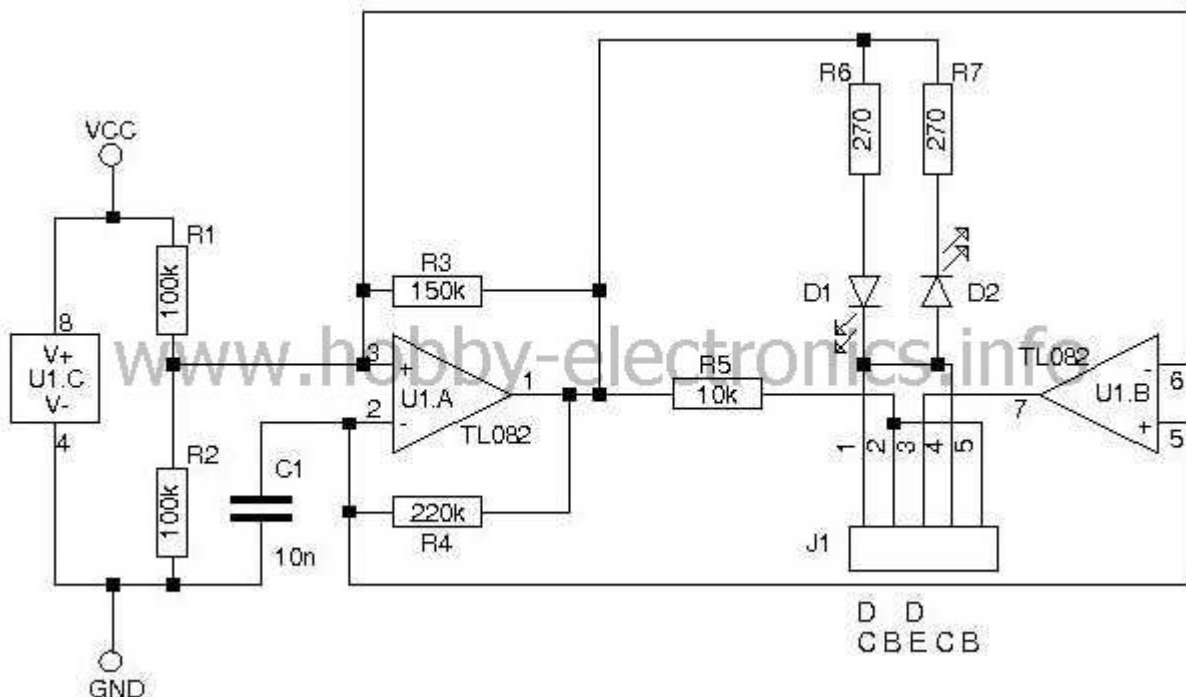
## Opamp als spanninggestuurde stroombron



De stromen door de collector en emitter zullen nagenoeg aan elkaar gelijk zijn. De stroom door de lamp en R1 zullen dus ook gelijk zijn. De spanning over R1 is evenredig met de stroom die erdoor heen loopt; deze spanning is dus ook evenredig met de stroom door de lamp.

De opamp zal proberen de spanningen op de inverterende en niet-inverterende ingangen gelijk te houden. Dit betekent dus dat we met de spanning op de niet-inverterende ingang de stroom door de lamp kunnen regelen. Omdat R1 gelijk aan 1 ohm is, zal een spanning van 1V dus zorgen voor een stroom van 1A. Deze spanning zal ook over R1 staan, zodat er maximaal 11V overblijft voor de lamp. R1 dissipeert 1W.

## Diode- en transistortester



Met deze schakeling kunnen we heel eenvoudig diodes en transistors testen. Bij diodes vertelt het ons welke kant de kathode is en bij transistors of het een NPN- of PNP-transistor is.

Rond opamp U1.A is een oscillator opgebouwd. Wanneer de voeding wordt aangesloten, is C1 nog leeg en de spanning erover dus 0V. De uitgang zal daarom gelijk zijn aan de voedingsspanning. We zeggen ook wel dat de uitgang 'hoog' is. Via R4 wordt C1 opgeladen. Zodra de spanning erover groter is dan de spanning op pen 3, wordt de uitgang van de opamp 0V, ofwel 'laag'. C1 ontlad zich nu via R4 totdat de spanning lager is dan die op pen 3. En dan begint alles weer van voren af aan. Weerstand R3 zorgt voor de nodige [hysteresis](#).

De inverterende ingang van U1.B is verbonden met de niet-inverterende ingang van U1.A en vice versa. De spanning op pen 7 is dus in tegenfase met de spanning op pen 1. Dat wil zeggen: als pen 1 'hoog' is, is pen 7 'laag' en omgekeerd.

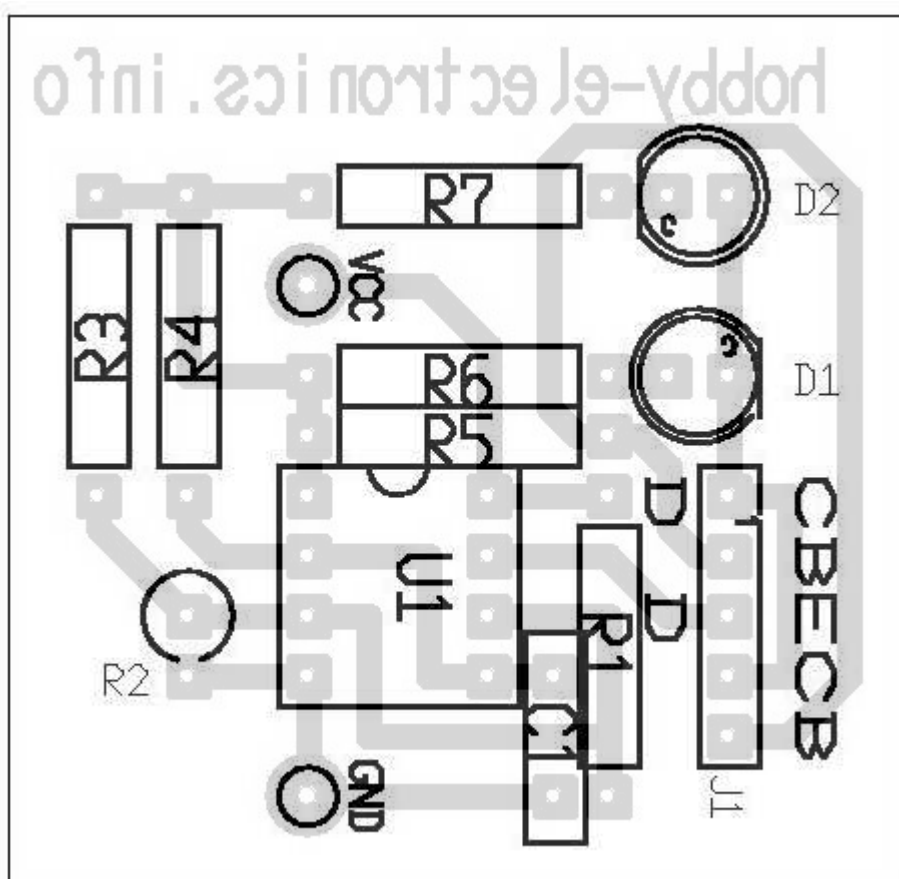
We sluiten nu een testdiode aan tussen de pennen 1 en 3 van J1, met de kathode aan pen 1. Wanneer de uitgang van U1.B 'hoog' is (en de uitgang van U1.A dus 'laag'), dan kan er een stroom lopen van de uitgang van U1.B via de testdiode, D2 en R7 naar de uitgang van U1.A. LED D2 zal dan dus branden. Wanneer de oscillator de uitgangen van de opamps laat omklappen, kan er geen stroom meer lopen. De testdiode staat immers in sperrichting. Eigenlijk knippert D2 dus, maar de frequentie van de oscillator is zo hoog dat we dit niet zien; D2 lijkt continu te branden. Draaien we testdiode om, dan kan alleen D1 branden. Zo kunnen we dus eenvoudig zien aan welke kant de kathode zit. Ook kunnen we zien of de diode goed werkt: als beide LED's branden, geleidt de testdiode blijkbaar in beide richtingen en is dus defect. Als geen van beide LED's oplichten, dan spert de diode in beide richtingen en kunnen we haar ook in de prullenbak gooien.

Nu sluiten we een NPN-transistor aan op J1. De plaats waar de collector, basis en emitter moeten komen, staan in het schema vermeld. Wanneer de uitgang van U1.A 'hoog' is, kan er stroom lopen van de uitgang via R5, de basis en emitter van de testtransistor naar de uitgang van U1.B die op dat moment uiteraard 'laag' is. Een werkende testtransistor gaat nu geleiden, zodat er stroom loopt van U1.A, via R6, D1, de collector en emitter van de testtransistor naar U1.B. Bij een NPN-transistor licht D1 dus op. Bij een PNP-transistor zal D2 oplichten. En ook hier geldt: als beide LED's oplichten of gedoofd blijven, dan is de transistor defect.

Om het nabouwen te vergemakkelijken is er een print ontworpen waarop alle componenten een plaatsje krijgen. Het printontwerp is te downloaden in de formaten [JPEG](#), [EPS](#) en [HPGL](#). Hoe we zelf printjes kunnen maken, wordt in [een van de appendices](#) uitgelegd.

Onderstaande afbeelding toont waar welke component geplaatst moet worden.





J1 is een 5-polig voetje. We hebben aan 3 polen natuurlijk genoeg om een transistor te testen, maar deze opzet heeft als voordeel dat we elke transistor kunnen testen ongeacht of de basis, de collector of de emitter in het midden zit. Met een 3-polig voetje zouden we bij sommige transistoren de pootjes in allerlei bochten moeten wringen met mogelijk kortsluiting als gevolg.

Als voeding kunnen we een 9V-batterij gebruiken of 4 penlites in serie.

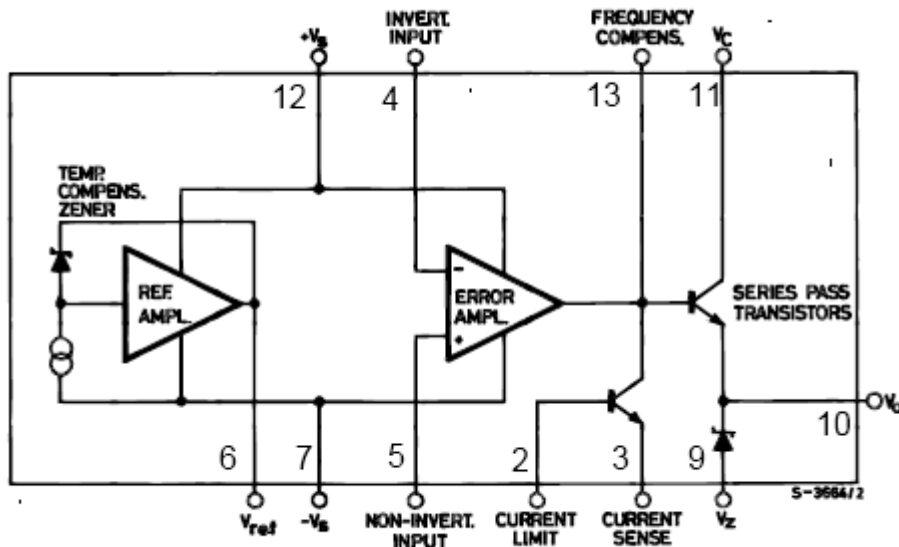
## Het schema



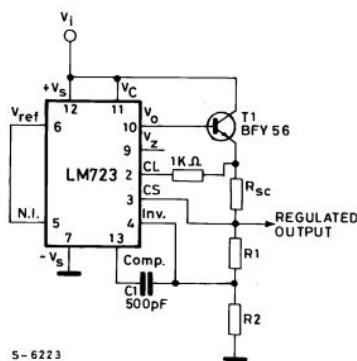
Het bovenste gedeelte lijkt op de voeding die we in [een vorige les](#) gebouwd hebben: transformator TR1 zet de lichtnetspanning om in een veilige 30V, hetgeen gelijkgericht wordt door bruggelijkrichter D5 en afgevlakt door condensator C6. Transistors T1, T2 en een interne transistor in de LM723 vervangen transistor T1 in Les 7. De basisspanning van de interne transistor wordt echter niet bepaald door een simpele potmeter, maar door een 'elektronische potmeter' met spanningsterugkoppeling. Het voordeel van deze terugkoppeling is een belasting-onafhankelijke uitgangsspanning.

## De LM723

De LM723 is een chip die in veel voedingen gebruikt wordt. Het bevat een nauwkeurige referentiespanning, een opamp en een stuurtransistor. Onderstaande afbeelding geeft een kijkje in het inwendige van de chip. Dit plaatje komt uit de datasheet van STMicroelectronics, een van de fabrikanten van de chip.



Het linker driehoekje genereert een stabiele referentiespanning. Het rechter driehoekje is een opamp zoals we die al kennen. De rechter transistor is de stuurtransistor waar de uitgangsstroom doorheen loopt. Met de transistor links ervan kunnen we de stuurtransistor afknijpen wanneer de stroom te hoog wordt. Onderstaande afbeelding komt uit dezelfde datasheet en toont hoe met weinig onderdelen een simpele voeding kan worden gemaakt.



De referentiespanning op pin 6 is aangesloten op de niet-inverterende ingang van de opamp in de LM723. R1 en R2 vormen een spanningdeler die een deel van de uitgangsspanning naar de inverterende ingang van de opamp voert. Als deze spanning lager is dan de referentiespanning, dan staat de voedingsspanning op de uitgang van de opamp. Hierdoor zal de stuurtransistor in de LM723 gaan geleiden. Hierdoor zal ook T1 gaan geleiden, waardoor de uitgangsspanning toeneemt. Hierdoor stijgt natuurlijk ook de spanning op de inverterende ingang van de opamp. Zodra die hoger wordt van de referentiespanning, zullen de stuurtor en T1 weer gaan sperren en neemt de uitgangsspanning weer af. Zoals het een goed opamp betaamt, zorgt die in de LM723 er dus voor dat de spanning op de inverterende ingang gelijkblijft aan die op de niet-inverterende ingang. De uitgangsspanning hangt dus af van de verhouding R1:R2. De referentiespanning is ongeveer 7V. Als R1 en R2 gelijk zijn, is de uitgangsspanning dus 14V (mits de voedingsspanning hoog genoeg is natuurlijk). Als R1 0 is, dan is de uitgangsspanning 7V. Is R2 0, dan is de inverterende ingang

natuurlijk altijd lager van de niet-inverterende ingang en staat dus (bijna) de volle voedingsspanning op de uitgang. Deze simpele voeding is dus regelbaar van 7V tot ongeveer de voedingsspanning.

Weerstand  $R_{sc}$  zorgt dat er geen onderdelen sneuvelen bij een te hoge uitgangsstroom. Immers, hoe hoger de uitgangsstroom, hoe hoger de spanning over  $R_{sc}$ . Zodra deze spanning hoger wordt van zo'n 0.6V, gaat de transistor tussen pin 2 en 3 geleiden, waardoor de stuurtransistor wordt afgeknepen. Hierdoor daalt de uitgangsspanning en dus ook de uitgangsstroom.

Dit voedinkje heeft als grootste nadeel dat de uitgangsspanning niet lager kan worden dan 7V. Dat valt natuurlijk enigszins te verhelpen door de spanning op de niet-inverterende ingang met een spanningsdeler te verlagen. Deze spanning mag echter niet lager worden dan 2V. De minimale uitgangsspanning is dus ook 2V. Een ander beperking is de maximale uitgangsspanning. Die wordt natuurlijk bepaald door de maximale voedingsspanning. Die bedraagt 40V. De maximale uitgangsspanning staat daarmee vast op 37V. De derde handicap is dat de maximale uitgangsstroom niet instelbaar is. Natuurlijk kunnen we een potmeter gebruiken om slechts een deel van de spanning over  $R_{sc}$  naar de afknijptransistor te sturen. Maar hiermee kunnen we de maximale uitgangsstroom alleen verhogen, nooit verlagen. Het verlagen van de maximale uitgangsstroom kan alleen door het verhogen van  $R_{sc}$ . Willen we de maximale uitgangsstroom kunnen instellen op 100mA, dan moet  $R_{sc}$  dus  $0.6V \cdot 0.1A = 6\Omega$  zijn. Moet de voeding echter ook 2A kunnen leveren, dan staat over  $R_{sc}$  12V. De maximale uitgangsspanning is dan dus nog maar 25V. Bovendien verstoekt  $R_{sc}$   $12V \cdot 2A = 24W$ .

De labvoeding in dit hoofdstuk heeft al deze nadelen niet.

## Spanningsterugkoppeling

Stel dat we onze 'Les 7'-voeding gebruiken om een apparaat te voeden dat een lamp aan- en uitschakelt. Dit apparaat werkt alleen correct bij een voedingsspanning tussen de 4.75 en 5.25V. Wanneer de lamp uit is, trekt het apparaat 5mA. Wanneer de lamp aan is, loopt de stroom op tot 1A. We verbinden het apparaat met de voeding door middel van draden die een totale weerstand van  $1\Omega$  hebben. We stellen de uitgangsspanning met P2 in op 5V. Na enige tijd schakelt het apparaat de lamp aan. De spanningsval over de draden is nu 1V; er blijft dus maar 4V over voor het apparaat. Dit is onvoldoende om het apparaat te laten werken en de lamp gaat weer uit. Het apparaat ontvangt nu weer 5V en de lamp gaat weer aan. De spanning daalt weer naar 4V en de lamp gaat weer uit, enzovoort, enzovoort...

Dit valt op te lossen met hele dikke draden of met spanningsterugkoppeling. Wanneer het apparaat permanent met de voeding wordt verbonden, is de eerste optie waarschijnlijk de beste, vooral als de draden kort zijn. Maar in dit hoofdstuk willen we een labvoeding bouwen. Wellicht is in bovenstaand schema R11 al opgevallen. Dit is een stroommeetweerstand van  $0.5\Omega$  die we later in dit hoofdstuk zullen bespreken. Dit betekent dat zelfs als we dikke draden gebruiken, de uitgangsspanning toch altijd met minstens 0.5V per ampère zal dalen.

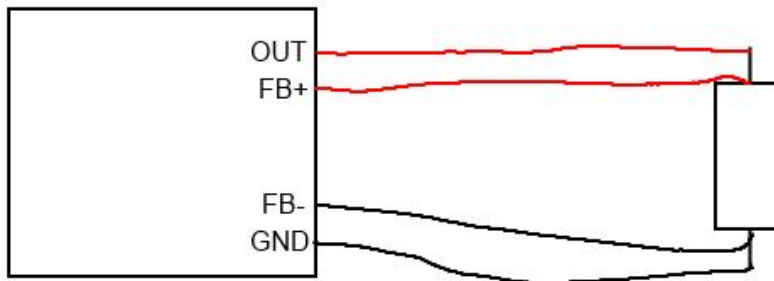
In het schema zijn FB+ en FB- de terugkoppelpinnen.  $R_5$  en  $R_8$  delen de uitgangsspanning. Via potmeter P2 wordt hier een deel van de referentiespanning bij opgeteld en naar de inverterende ingang van de opamp geleid. De niet-inverterende ingang is via spanningsdeler  $R_7/R_9$  aangesloten op een vast deel van de referentiespanning. Op deze manier is de uitgangsspanning tot 0V terug te regelen, kijk maar: in de minimale stand van P2 is de loper (de middelste aansluiting) verbonden met de referentiespanning op pin 6 van de LM723. We willen dan dat de uitgangsspanning 0V is. Om de spanning op de inverterende ingang gelijk te laten zijn aan de spanning op de niet-inverterende ingang, moet de verhouding  $R_7/R_9$  gelijk zijn aan  $R_8/R_5$ . Voor het gemak nemen we  $R_7 = R_8$  en  $R_9 = R_5$ . Deze weerstanden bepalen ook wat de maximale uitgangsspanning is. De loper van P2 is in dat geval verbonden met massa. De spanning op de inverterende ingang is dan  $U_{OUT} \cdot R_8/(R_5+R_8)$ . De spanning op de niet-inverterende ingang is zoals altijd  $U_{REF} \cdot R_9/(R_7+R_9)$ . De opamp zal deze spanningen gelijk proberen te houden. Verder hadden we al aangenomen dat  $R_7 = R_8$  en  $R_9 = R_5$ . Dus:

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot \frac{\frac{R_9}{R_7+R_9}}{\frac{R_8}{R_5+R_8}} = U_{REF} \cdot \frac{\frac{R_9}{R_7+R_9}}{\frac{R_7}{R_7+R_9}} = U_{REF} \cdot \frac{R_7}{R_9}$$

$U_{REF}$  is zoals gezegd ongeveer 7V. Voor een uitgangsspanning van 30V kunnen we  $R7 = R8 = 10k$  en  $R5 = R9 = 47k$  nemen. Voor 40V kunnen we  $R7 = R8 = 10k$  en  $R5 = R9 = 56k$  nemen.

U3 is een goedkope 15V spanningstabilisator. Om diens uitgangsspanning zo stabiel mogelijk te houden, wordt het gevoed via een aparte trafowikkeling (of een aparte transformator), bruggelijkrichter (D1) en afvlakelco (C3). Hiermee wordt de LM723 gevoed. Om de voeding toch hoge spanningen aan de uitgang te kunnen laten leveren, stuurt de stuurtor in de LM723 PNP-transistor T1 aan. We hebben gezien dat de stuurtor gaat geleiden als de uitgangsspanning te laag wordt. De emitter kan echter aan een veel hogere spanning hangen, bv 50V. Op de basis van T2 staat dan dus ook 50V, waardoor er  $50V - 0.6V = 49.4V$  op de uitgang kan verschijnen.

Via FB+ en FB- wordt de uitgangsspanning gemeten. Ze kunnen apart naar buiten uitgevoerd worden, of direct verbonden worden met de uitgangsbussen. FB+ wordt dan verbonden met OUT en FB- met GND. Feitelijk komt dit neer op het vervangen van R1 en R10 door draadbruggen. Een aparte aansluiting voor FB+ en FB- heeft als voordeel dat een eventuele spanningsval over de aansluitdraden gecompenseerd kan worden. Het te voeden apparaat wordt dan aangesloten zoals op onderstaande afbeelding.



OUT en GND worden aangesloten zoals we gewend zijn. FB+ en FB- worden aangesloten over de punten waarvan we de spanning zo constant mogelijk willen houden.

R1 en R10 zijn heel belangrijk. Zonder deze weerstanden zouden we de voeding pas aan mogen zetten als FB+ en FB- beide waren aangesloten! Als FB+ en FB- niet zijn aangesloten en R1 en R10 zouden ontbreken, zou de opamp denken dat de uitgangsspanning 0V en dus te laag is, waardoor er een spanning van 40V of meer op de uitgang zou verschijnen!

## Stroombegrenzing

Wanneer de uitgangsstroom toeneemt, neemt ook de spanning over R11 toe. Deze spanning wordt versterkt door het circuit rond opamp U2. De versterking wordt bepaald door potmeter P1. Wanneer de uitgangsspanning van U1 hoger wordt dan 0.6V, gaat T4 geleiden. Dit veroorzaakt een stroom door T3, die daardoor ook gaat geleiden. De stroom door R19 laat de afknijptor in de LM723 geleiden en de uitgangsspanning wordt 0V. De uitgangsstroom wordt hierdoor natuurlijk 0A, en  $U_{R14}$  wordt 0V. Echter, T3 voedt ook T4 via R16, dus blijft de uitgangsspanning 0V totdat schakelaar S1 wordt gesloten.

**WAARSCHUWING:** verwijder eerst de belasting en sluit dan pas S1. De stroombegrenzing werkt niet zolang S1 gesloten is!

Op het eerste gezicht is het misschien vreemd om te zien dat de spanning over R14 eerst gedeeld wordt door R12 en R13 en vervolgens versterkt wordt door U1. In het ergste geval wordt de OUT-klem kortgesloten met de GND-klem. Dit betekent dat de volledige uitgangsspanning over R14 staat. Deze spanning kan wel 30V of meer zijn. De voedingsspanning van U2 is echter maar 15V. Als de niet-inverterende ingang direct verbonden zou zijn met de GND-klem, zou opamp U1 defect raken, omdat de ingangsspanning nooit hoger mag zijn dan de voedingsspanning. R12 en R13 zorgen ervoor dat de ingangsspanning van U2 nooit hoger wordt dan 15V.

Condensator C1 voorkomt dat de stroombegrenzing al bij kortstondige stroompieken in werking treedt.

## Componenten kiezen

Als we deze voeding willen bouwen, kunnen we op een paar problemen stuiten tijdens de aanschaf van de componenten. Of misschien willen we een voeding bouwen met andere eigenschappen.

Voor transformator TR1 gebruik ik een 30V-trafo met een extra 20V-wikkeling. Maar we kunnen natuurlijk ook twee trafo's gebruiken.

De maximum spanning over C6 is  $30V \cdot \sqrt{2} \cdot 1.4 = 41V$ . Dus ik heb voor D5 een B80C5000/3300 genomen. (80 = maximum spanning; 5000 = maximum piekstroom [mA]; 3300 = maximum continuustroom [mA]). C6 moet 50V aankunnen.

T2 is een vermogenstransistor. Zorg dat het flink gekoeld wordt door een [geschikte koelplaat](#). Tevens heb ik T2 gemonteerd tegen de metalen behuizing van de voeding. De minimum stroomversterking van T2 is 20, dus de stroom door T1 is maximaal  $2A/20 = 0.10A$ . T1 dissipeert dus maximaal  $41V \cdot 0.10A = 4.1W$ . Volgens de datasheet is het maximale vermogen zonder koelplaat 2W, dus heeft deze transistor een kleine koelplaat nodig. N.B. Gebruik alleen een TIP30 wanneer de voedingsspanning niet hoger is dan 40V. Een TIP30A kan 60V aan.

Voor T3 en T4 kan elke NPN-transistor genomen worden.

R11 verstoekt maximaal  $2^2 \cdot 0.5 = 2W$ . We nemen er eentje van 5W.

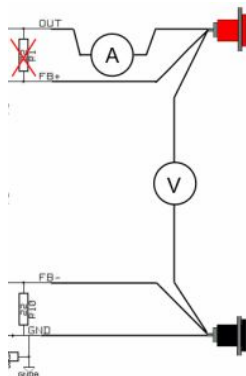
Voor opamp U2 gebruik ik een CA3140. Gebruik geen goedkope 741 ofzo; deze zijn hiervoor niet geschikt. De reden hiervoor is dat de ingangsweerstand relatief laag is en de offset redelijk hoog. Hierdoor is de uitgangsspanning niet netjes 0V wanneer dat theoretisch gezien wel zou moeten. Hierdoor kan T4 zelfs opengestuurd worden terwijl dit niet moet!

Wanneer we een uitgangsspanning willen hebben van meer dan 30V, moeten we meer aanpassen dan enkel de transformator. Ook C1, C6 en T1 moeten tegen de hogere spanning kunnen. We hebben al gezien dat R5, R7, R8 en R9 de maximale uitgangsspanning bepalen; die weerstanden moeten dus ook een andere waarde krijgen. Ook de spanningsdeler R12/R13 dient wellicht aangepast te worden. Als we bijvoorbeeld een voeding van 40V willen bouwen, kiezen we  $C1 = 100\mu F/50V$  en  $C6 = 10000\mu F/63V$ . T1 MOET een TIP30A worden. Als we verder niets doen, kan de spanning op de niet-inverterende ingang van U2  $40V/2.8 = 14.2V$  worden. Hoewel dit minder is dan 15V, kunnen we R13 toch beter vervangen door een weerstand van 2k2.

Als we juist minder dan 30V nodig hebben, hoeven we alleen trafo TR1 en de weerstanden R5, R7, R8 en R9 aan te passen.

## Uitlezing voor spanning en stroom

Eventueel kunnen we onze voeding nog wat verfraaien door een uitlezing toe te voegen voor spanning en/of stroom. Hiervoor zijn kant-en-klare draaispoelmeters en digitale displays in de handel.



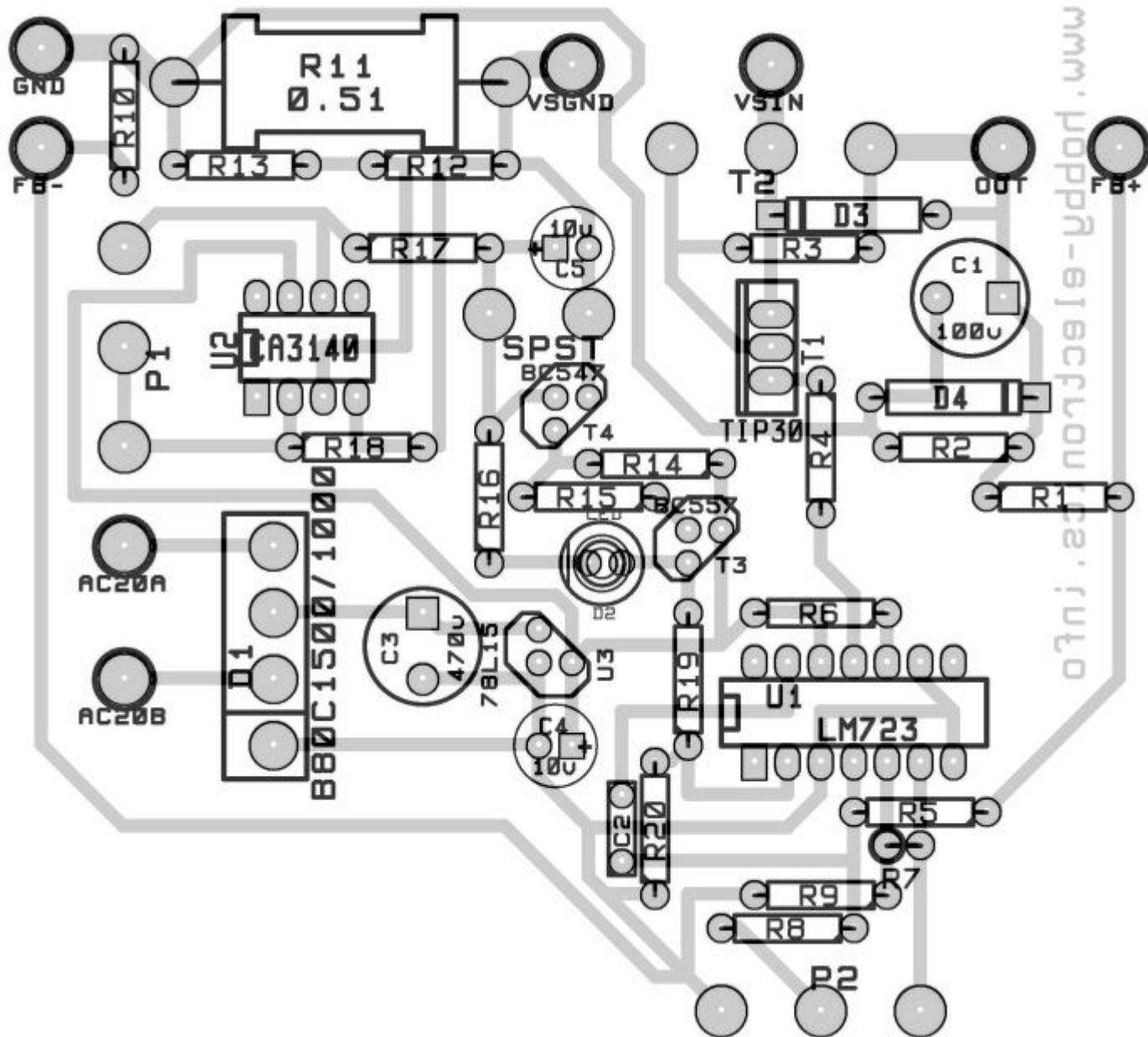
De spanningsmeter wordt aangesloten over de uitgangsbussen.

Een stroommeter kan het beste worden aangesloten tussen OUT en de uitgangsbuss. Als FB+ niet apart naar buiten wordt gevoerd, moet deze op de uitgangsbuss worden aangesloten. Over een stroommeter valt namelijk altijd een bepaalde spanning die afhankelijk is van de stroom die er doorheen loopt. Deze spanningsval moet natuurlijk wel door FB+ en FB- gemeten worden. Laat ook R1 weg. Deze staat anders parallel aan de stroommeter die daardoor geen goed resultaat zal laten zien.

## Opbouw

De printlayout is hier in verschillende bestandsformaten op te halen: [JPEG](#), [PostScript](#), [HPGL](#) en [Gerber](#). In een van de [bijlagen](#) wordt uitgelegd hoe we hiervan een printje kunnen maken.

De componentenlayout ziet er zo uit:



Componenten die niet op de print zitten, zijn: transformator TR1, bruggelijkrichter D5 en condensator C6. Deze komen los van de print in de behuizing te zitten. De plus-pin van C6 wordt verbonden met pin VSIN op de print, en de negatieve met pin VSGND.



De 20V-wikkeling van de transformator wordt op de pinnen AC20A en AC20B aangesloten.

Transistor T2, potmeters P1 and P2, schakelaar S1 en LED D2 staan wel op de print vermeld, maar worden er niet direkt op vastgesoldeerd. Ik heb T2 op de metalen achterkant van de behuizing gemonteerd (elektrisch geïsoleerd!) en via drie draadjes met de print verbonden. De overige componenten worden aan de voorkant gemonteerd.

De pinnen OUT en GND zijn de uitgangen van de voeding. FB+ en FB- zijn de terugkoppelingsspinnen. Ik heb deze aansluitingen niet afzonderlijk naar buiten gevoerd, maar direkt aan de uitgangsbussen gesoldeerd.

Het is sterk aan te bevelen IC-voetjes te gebruiken voor U1 en U2: het uitsolderen van een defekte chip is een ramp.

Wanneer we erop letten de diodes en elko's niet verkeerd-om te monteren, moet dit project ons geen problemen opleveren. En mocht het niet direkt werken, dan hebben we nu voldoende kennis om zelf de oorzaak te vinden!

Succes!



Een foto van de voeding van een van de cursisten. Deze heeft de aansluitingen FB+ en FB- duidelijk wel naar buiten uitgevoerd.



# Hoofdstuk 11. Koelplaten

## Inleiding

Koelplaten worden gebruikt om te voorkomen dat transistors of andere componenten te heet worden. Lucht en kunststof zijn slechte warmtegeleiders; de warmte die een transistor produceert wordt niet gemakkelijk overgedragen aan de omringende lucht. Metaal is echter een hele goede warmtegeleider. Daarom hebben kleine vermogenstransistoren een klein metalen plaatje en hebben grote vermogenstransistors zelfs een volledig metalen behuizing. Hoe groter het metalen oppervlak, hoe gemakkelijker de warmte aan de omgeving wordt overgedragen. En dat is precies wat een koelplaat doet: het metalen oppervlak van een transistor vergroten.

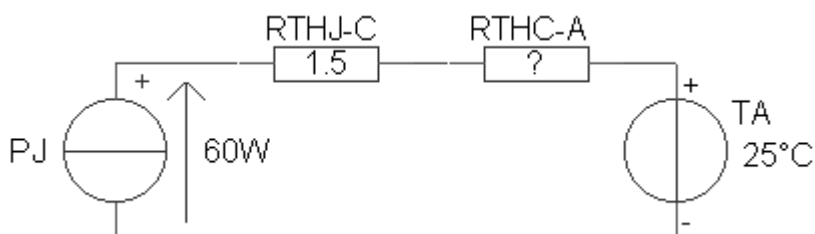
Dit hoofdstuk beschijft hoe we kunnen berekenen welke koelplaat we nodig hebben.

## Berekenen

Het vermogen om warmte over te dragen heet thermische geleiding, maar we gebruiken altijd de reciproke waarde: de thermische weerstand. De thermische weerstand ( $R_{th}$ ) wordt uitgedrukt in  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Als de  $R_{th}$  van een koelplaat  $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$  is, neemt de temperatuur toe met  $1^{\circ}\text{C}$  per Watt gedissipeerd vermogen. Dus:

$$R = T/P$$

Ziet deze formule er niet bekend uit? Inderdaad, als we  $T$  door  $U$  vervangen en  $P$  door  $I$ , krijgen we de formule voor elektrische weerstand. Deze analogie maakt het heel eenvoudig om te berekenen welke koelplaat we nodig hebben: vervang alle warmtebronnen door stroombronnen en temperaturen door spanningen. Kijk eens naar het onderstaande plaatje.



Dit schema toont transistor T2 van onze [labvoeding](#), een 2N3055 die 60W verstoekt in z'n junctie. (De junctie is de silicium chip in de transistor.) De thermische weerstand van junctie naar behuizing is  $1.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . De omgevingstemperatuur is  $25^{\circ}\text{C}$ . Weerstand RTHC-A is de thermische weerstand van de koelplaat. Dit is wat we willen gaan berekenen.

De maximale junctietemperatuur van de 2N3055 is  $200^{\circ}\text{C}$ . De 'temperatuursval' over RTHJ-C is  $60\text{W} \cdot 1.5^{\circ}\text{C}/\text{W} = 90^{\circ}\text{C}$ . Er blijft dus  $200 - 90 - 25 = 85^{\circ}\text{C}$  over voor de koelplaat. Dus  $R_{THC-A} = 85^{\circ}\text{C}/60\text{W} = 1.4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Laten we nu de koelplaat berekenen voor T1, een TIP30A. De maximum junctietemperatuur is  $150^{\circ}\text{C}$ . The datasheet zegt: wanneer de temperatuur van de behuizing  $25^{\circ}\text{C}$  is, kan de transistor 30W dissiperen. Dit betekent dat  $R_{THJ-C} = 125^{\circ}\text{C}/30\text{W} = 4.1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . De transistor dissipeert 4.1W, dus de totale weerstand van junctie naar omgeving mag niet groter zijn dan  $125^{\circ}\text{C}/4.1\text{W} = 30.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . De thermische werstand van de koelplaat mag dus niet hoger zijn dan  $30.5 - 4.1 = 26.4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Een hele kleine koelplaat is al voldoende.

Belangrijke opmerkingen:

- Wanneer we een transistor op een koelplaat monteren, zullen er zich altijd luchtbelletjes tussen de metalen platen bevinden. En lucht is een slechte warmtegeleider. Om de thermische

weerstand tussen de transistorbehuizing en de koelplaat te verminderen, moeten we een speciale warmtegeleidende pasta gebruiken. Gebruik niet teveel, maar ook niet te weinig. Een dun laagje is voldoende.

- Houd in gedachten dat een van de aansluitingen (basis, collector of emitter) altijd verbonden zal zijn met het metalen huis van de transistor. Als we twee transistors op een koelplaat willen monteren, moeten we ervoor zorgen geen kortsluiting te maken. Voorbeeld: bij zowel de TIP30A en de 2N3055 is de collector verbonden met de behuizing. In onze labvoeding, zijn beide collectors toch al met elkaar verbonden, dus kunnen we beide transistors op dezelfde koelplaat schroeven. Maar het zal duidelijk zijn dat dit niet altijd het geval is! Gelukkig zijn er isolatieplaatjes te koop die we tussen de transistor en de koelplaat kunnen zetten. Houd er wel rekening mee dat deze plaatjes de thermische weerstand weer laten toenemen!
- In sommige catalogi zijn thermische weerstanden uitgedrukt in K/W (Kelvin per Watt). Dit is hetzelfde als °C/W:  $1\text{K/W} = 1^\circ\text{C/W}$ .
- [Datasheets van transistors kunnen op het Internet gevonden worden.](#)

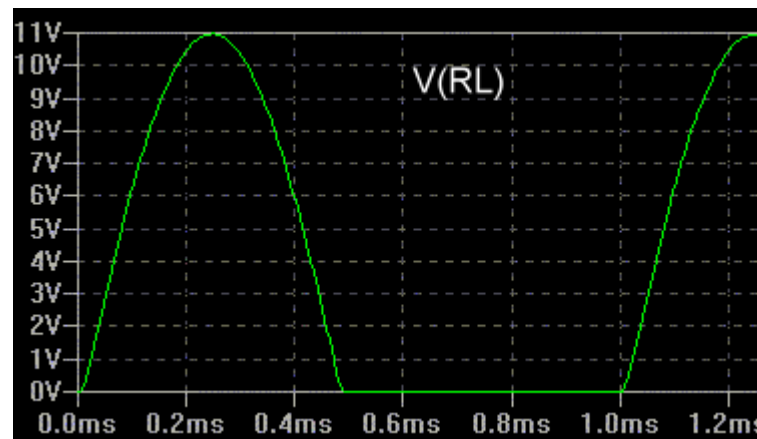
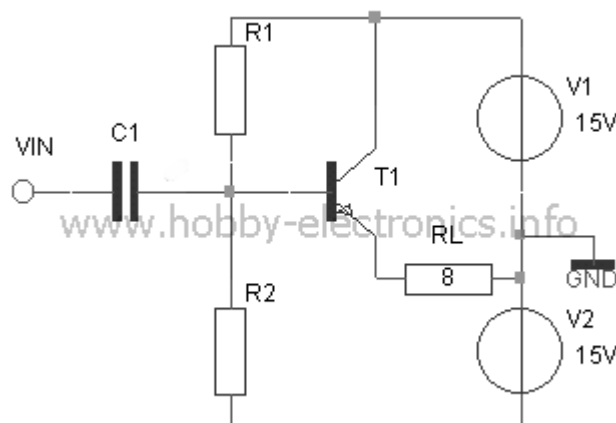
# Hoofdstuk 12. Vermogensversterkers

## Inleiding

Tijdens deze cursus hebben we al geleerd hoe we kleine spanningen kunnen versterken met transistors en opamps. De maximale uitgangsstroom van deze versterkers was altijd erg laag en dus niet voldoende voor een luidspreker. In deze les leren we hoe we die uitgangsstroom kunnen vergroten.

## Emittervolger

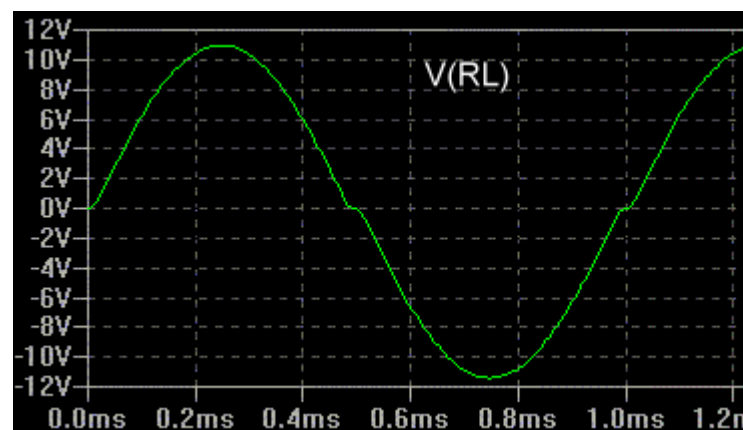
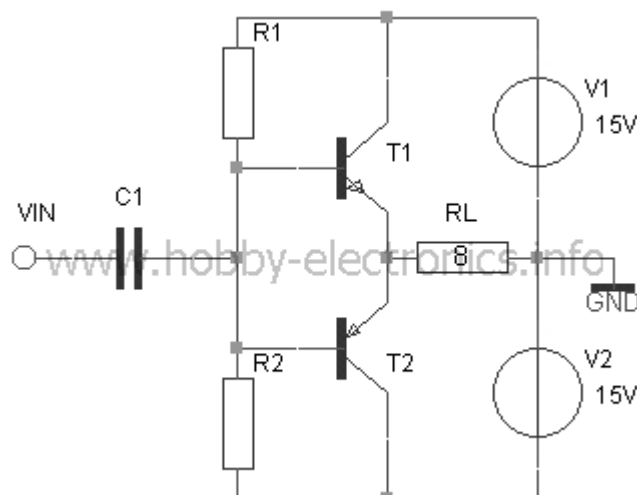
We weten al dat transistors hiervoor gemaakt zijn. Kijk maar eens naar de onderstaande afbeelding.



RL is een 8Ω luidspreker.  $U_{BE}$  is onafhankelijk van de AC ingangsspanning; het is altijd ongeveer 0.6V. Dit betekent dat voor wisselspanningen  $u_{BE} = 0 \Rightarrow u_E = u_B \Rightarrow u_{RL} = u_{IN}$ . De AC emitterspanning 'volgt' dus de basisspanning; dit soort versterkers worden dan ook 'emittervolgers' genoemd.

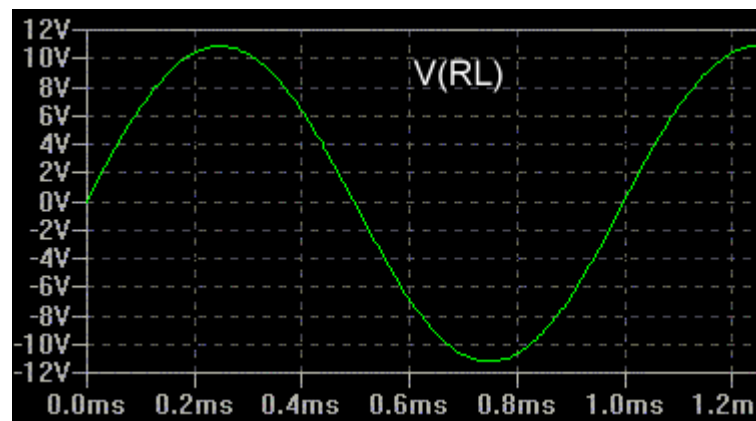
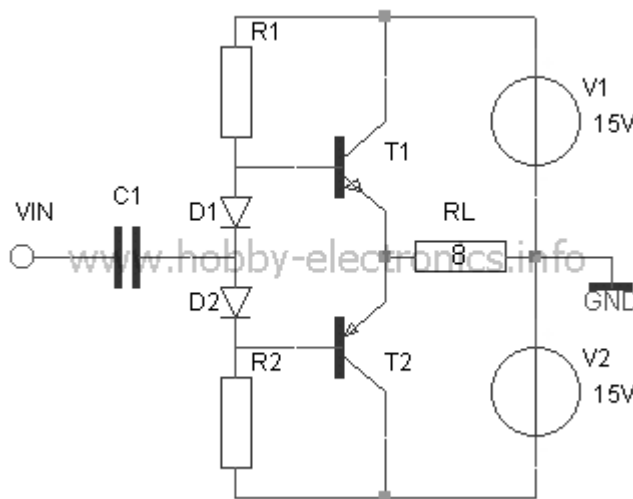
Het plaatje naar het schema geeft het uitgangssignaal aan. Zoals we kunnen zien, werkt de schakeling alleen voor de positieve helften van het ingangssignaal. Tijdens de negatieve helft daalt de basisspanning van T1 onder de 0V en spert deze transistor dus. Als we T1 door een PNP-transistor vervangen (en de collector met -15V verbinden), werkt de versterker alleen voor de negatieve helften van het ingangssignaal. We moeten deze twee dus combineren.

## Balansversterker



Ah, dat ziet er al veel beter uit. Maar wat is dit vreselijke vervorming rond de 0V-lijn? Als  $U_{RL} = 0V$  is, zal T1 pas gaan geleiden wanneer  $U_{B1} > 0.6V$  (de drempelspanning van de B-E-diode). T2 zal pas geleiden wanneer  $U_{B2} < -0.6V$ . In rust (wanneer  $u_{IN} = 0V$ ) is  $U_{B1} = U_{B2} = 0V$  (aangenomen dat  $R1 = R2$ ). Dit betekent dat wanneer  $u_{IN}$  tussen de  $-0.6$  en  $0.6V$  ligt, T1 en T2 beide niet geleiden. De uitgangsspanning is dan dus  $0V$ . Dit gebeurt gewoonlijk wanneer  $u_{IN}$  door de 0V-lijn gaat. Dit wordt daarom ook wel aangeduid met de Engelse term 'cross-over'-vervorming. Om hier vanaf te komen moet de rustspanning  $U_{BE1}$   $0.6V$  zijn en  $U_{BE2}$   $-0.6V$ . Dit kan simpel geregeld worden met twee diodes:

## Voorspanning



Nu ziet het signaal er perfect uit. Laten we de juiste waarden voor  $R1$  en  $R2$  berekenen. We nemen aan dat  $RL$  een luidspreker van  $8\Omega$  is,  $U_{BE}$   $0.7V$  is en  $h_{FE}$  20. We weten dat voor vermogen geldt:  $u_{rms}^2/RL$ . Dus bij maximale uitsturing van de luidspreker geldt:  $u_{rms}^2/RL = 8W \Rightarrow u_{rms}^2 = 8W \cdot RL = 8W \cdot 8\Omega \Rightarrow u_{rms} = 8V$ .

Ook weten we dat voor de topspanning geldt:  $u_{top} = u_{rms} \cdot \sqrt{2}$ . In ons geval geldt dus:  $u_{top} = 8V \cdot \sqrt{2} = 11.3V \Rightarrow U_{RL,max} = U_{E1,max} = 11.3V$ .

$U_{E1} = U_{B1} + U_{BE} \Rightarrow U_{B1,max} = 11.3 + 0.7 = 12V$ .

$U_{R1} = V1 - U_{B1}$ . Bij maximale uitsturing is  $U_{R1}$  dus  $15 - 12 = 3V$ .  $I_{RL,max} = U_{RL,max}/RL = 11.3/8 = 1.4A$ .  $I_{E1,max}$  is dus ook  $1.4A$ .  $I_{B1,max} = I_{E1,max}/(h_{FE}+1) = 1.4A/21 = 67mA$ .

We hebben al gezien dat de uitgangsspanning de ingangsspanning 'volgt'. Wanneer de uitgangsspanning maximaal is, is de ingangsspanning dat dus ook. De spanning over en daarmee de stroom door  $D1$  zal dan nagenoeg 0 zijn. We nemen dus aan dat  $I_B \gg I_{D1}$ . Dus  $I_{R1} = 67mA$ .  $R1 = U_{R1}/I_{R1} = 3V/67mA = 45\Omega$ . Een hogere waarde zorgt voor een hogere spanningsval over de weerstand en dus voor een lagere maximale uitgangsspanning. Een lagere waarde zorgt voor een onnodig hoge ruststroom en voor een onnodig lage ingangsweerstand van de versterker.

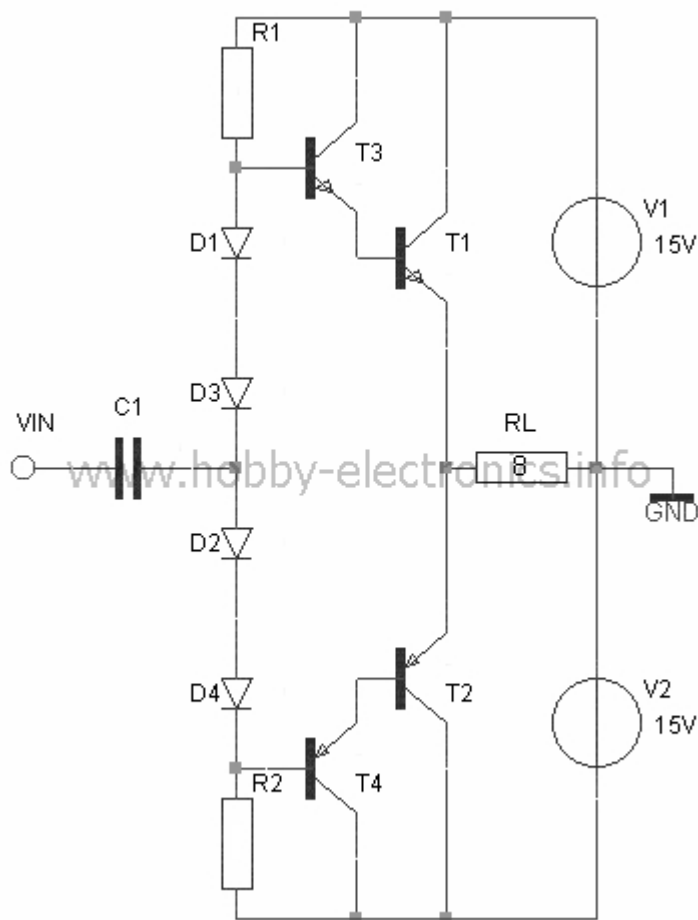
De ruststroom door de diodes is  $(2 \cdot 15V - 2 \cdot 0.7V)/(2 \cdot 45\Omega) = 302mA$ .  $R1$  en  $R2$  verstoken elk  $I^2 \cdot R = 3.6W$ ! Onnodig te zeggen dat dit geen erg economische versterker is. En om het nog erger te maken: elke diode heeft een zekere weerstand. Zelfs als deze weerstand slechts  $5\Omega$  is, resulteert dit hier al in een spanningsval van  $302mA \cdot 5\Omega = 1.5V$ . Dit betekent dat de spanning over de diodes toeneemt van  $0.7V$  naar  $2.2V$ ! En dus nemen ook de spanningen  $U_{BE1}$  en  $U_{BE2}$  toe. En als  $U_{BE}$  toeneemt, neemt ook  $I_C$  toe. Resultaat: de ruststroom door de collector wordt erg hoog!

Natuurlijk kunnen we de diodes door weerstanden vervangen, ervoor zorgend dat  $U_{BE}$  altijd  $0.7V$  blijft. Diodes hebben echter een enorm voordeel: thermische stabiliteit. Transistor- en diode-parameters hangen af van de temperatuur. Als we  $U_{BE}$  (of  $U_D$ ) constant houden, neemt  $I_C$  ( $I_D$ ) toe als de temperatuur stijgt. En omgekeerd: als we  $I_C$  constant houden, neemt  $U_{BE}$  af met  $2mV/^\circ C$ . Dus als we

weerstanden gebruiken om  $U_{BE}$  op 0.7V te houden, zorgt een toename in temperatuur voor een stijging van  $I_C$ . Hierdoor kan de transistor nog warmer worden, waardoor  $I_C$  nog hoger wordt, enzovoort... Dit wordt het sneeuwbaaleffect genoemd. Echter, als we diodes in plaats van weerstanden gebruiken en de diodes op de transistors plakken (om ervoor te zorgen dat ze dezelfde temperatuur hebben) dan krijgen we geen sneeuwbaaleffect: als de transistor opwarmt, warmt ook de diode op; hierdoor wordt  $U_{BE}$  lager en wordt een verhoging van  $I_C$  voorkomen.

De enige manier om de vermogensdissipatie van R1 en R2 en de spanningsval over D1 en D2 te verlagen, is het verlagen van de ruststroom door deze componenten. En dat is alleen mogelijk met hogere  $h_{FE}$ -waarden. We hebben dus darlingtonts nodig!

## Darlingtonts

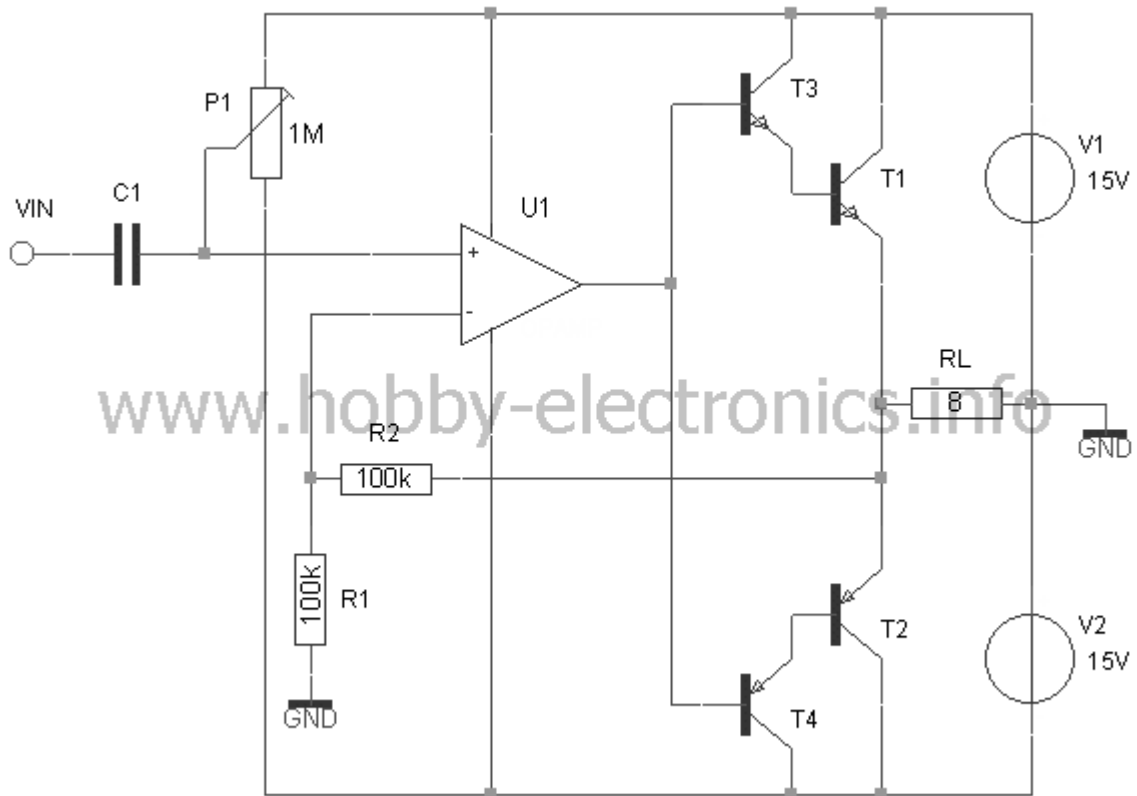


Neem aan dat  $h_{FE3} = h_{FE4} = 100$ . De totale  $h_{FE}$  van elke darlington is 2000.  $I_{RL,max} = 1.4A \Rightarrow I_{E1,max} = 1.4A$ .  $I_{B3,max} = I_{E1,max}/(h_{FE}+1) = 1.4A/2001 = 0.7mA$ . We verwaarlozen weer de stroom door D1 en D3, dus  $I_{R1} = 0.7mA$ .  $U_{B3,max} = 11.3 + 2 \cdot 0.7 = 12.7V \Rightarrow U_{R1} = V1 - U_{B3} = 15 - 12.7 = 2.3V$ .  $R1 = U_{R1}/I_{R1} = 2.3V/0.7mA = 3.3k\Omega$ .

Laten we nu de maximale vermogensdissipatie van T1 en T2 berekenen.  $P_{T1} = U_{CE1} \cdot I_{E1} = (V1 - U_{RL}) \cdot (U_{RL}/RL) = (V1 \cdot U_{RL} - U_{RL}^2)/RL$ .  $P_{T1}$  bereikt z'n maximum als  $dP_{T1}/dU_{RL} = V1 - 2 \cdot U_{RL} = 0 \Rightarrow U_{RL} = V1/2 = 7.5V$ .  $P_{T1,max} = (15 \cdot 7.5 - 7.5^2)/8 = 7W$ . Aangezien T1 alleen gedurende de positieve helft van het ingangssignaal werkt, is de maximumdissipatie van T1 (en T2) 3.5W.

## Opamp

Als we een operationele versterker en een vermogensversterker in een apparaat willen bouwen, kan dat op deze manier:



We hebben geen diodes of weerstanden meer nodig om cross-over-vertorming te voorkomen; de opamp neemt dit voor z'n rekening. Aangezien de opamp probeert  $U_p$  gelijk te houden aan  $U_n$ , is de spanningsversterking 2. Met potentiometer  $P1$  kunnen we de uitgangsspanning op precies 0V afstellen.

Een geschikte symmetrische voeding wordt in [een andere les](#) beschreven.

---

# Hoofdstuk 13. Spoelen (Zelfinducties)

## Inleiding

Een spoel, of zelfinductie, is eigenlijk een klos draad, zoals ook aan het symbool te zien is:



Deze afbeelding toont twee spoelen. Spoel L1 heeft geen kern; het draad van L2 is gewikkeld om een kern van ferriet (weekijzer).

Wat zal er gaan gebeuren als we de spoel aansluiten op een gelijkspanningsbron (batterij)?

Als kind hebben we misschien wel eens een elektromagneet gemaakt door koperdraad om een spijker te wikkelen en het met een batterij te verbinden. Zonder het te weten maakten we eigenlijk een zelfinductie. We weten nu dus wat er gebeurt als we een spoel aansluiten op een batterij: we krijgen een elektromagneet. Wees echter wel voorzichtig; de spoelen die we in de winkel kopen zijn van heel dun draad gemaakt. Als we het op een batterij aansluiten, kan de spoel binnen een seconde defect raken door oververhitting

Al zijn elektromagneten erg handig, het wordt pas echt interessant als we een spoel aansluiten op een wisselspanning. Wanneer we de verbinding tussen een spoel en de batterij verbreken, wil die spoel het magnetisch veld in stand houden. Het magnetisch veld omkeren gaat dan ook niet zomaar. Maar dat is wel precies wat wisselstromen willen doen: het wil telkens het magnetisch veld omkeren. Hoe hoger de frequentie, hoe moeilijker dit is. Met andere woorden: een spoel houdt [wisselstroom](#) tegen, maar geleidt gelijkstroom.

De eenheid van inductie is Henry, symbool H. In schema's treffen we gewoonlijk mH (miliHenry) en uH (microHenry) aan.

## De impedantie van een spoel

De impedantie van een component is de weerstand van die component voor wisselspanningen. Het symbool voor weerstand is R; het symbool voor impedantie is X. De impedantie van een spoel is niet nul; zij hangt af van de inductie (het aantal windingen en het soort materiaal van de kern) en de frequentie van het signaal. De impedantie kan met de volgende formule berekend worden.

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

f is de frequentie in Hertz; L is de inductie in Henry

Voorbeeld: We hebben een zelfinductie van 1mH en verbinden het met een wisselspanningsbron van 50Hz. Bereken de impedantie van de spoel.

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 0.31\Omega.$$

## Relatie tussen spanning en stroom

Wanneer we de spanning over een spoel variëren, dan geldt voor de stroom door de spoel:

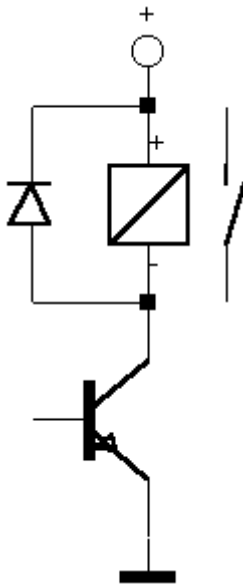
$$i(t) = i(0) + \frac{1}{L} \int u(t) dt$$

Wanneer we voor  $v(t)$  een sinus invullen, dan blijkt ook hier een faseverschuiving van 90 graden. De integraal van een sinus is immers  $(-)\cosinus$ . Overigens veroorzaakt een spoel een faseverschuiving van  $+90$  graden, in tegenstelling tot een condensator die een verschuiving van  $-90$  graden veroorzaakt.

Tevens zien we dat als we een spoel op een constante spanning  $U$  aansluiten, de stroom erdoor lineair toeneemt volgens

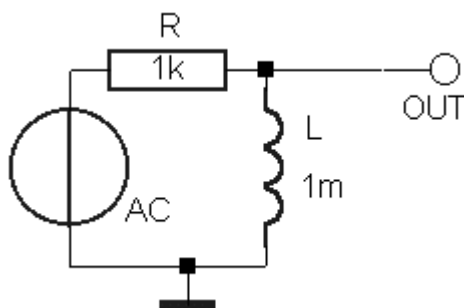
$$i(t) = i(0) + U \cdot t / L.$$

Wanneer we deze spanning  $U$  plots wegnemen, zal er dus stroom door de spoel blijven lopen, op voorwaarde natuurlijk dat die stroom ergens heen kan. Als de stroom nergens heen kan, zal er een hoge spanningspiek over de spoel verschijnen. Dat verklaart ook de aanwezigheid van de diode die we over een transistor-gestuurd relais zien staan:



Een relais bestaat namelijk uit een elektromagneet en een schakelaar die zich sluit zodra er stroom door de elektromagneet gaat lopen. De magneetstroom wordt vaak gestuurd door een transistor. Zodra de transistor spert, kan de spoelstroom nergens meer heen. Hierdoor kan er een spanningspiek over het relais komen te staan die de transistor vernielt. Door de diode wordt dit voorkomen. Na het uitschakelen zal de spoelstroom door de diode gaan lopen.

## Frequentiefilters



Kijk eens naar de bovenstaande afbeelding. Neem aan dat de spanningsbron een signaal afgeeft van  $1V/10kHz$  (dit betekent: de amplitude is  $1V$  en de frequentie is  $10kHz = 10000Hz$ ).

De impedantie van spoel  $L$  is  $X_L = 2 \cdot \pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-3} = 62.8\Omega$ . De uitgangsspanning (de spanning over spoel  $L$ ) is  $1V \cdot (X_L / (Z_{R+L}))$ . Hierin is  $Z_{R+L}$  de totale impedantie van  $R$  en  $L$ . Doordat een spoel, net als



een condensator, een faseverschuiving in de stroom veroorzaakt, kunnen we niet zomaar stellen dat  $Z_{R+L} = R + X_L$ . Met wat [complexe wiskunde](#) is aan te tonen dat:

$$Z_{R+L} = \sqrt{R^2 + L^2}$$

In ons geval is  $Z_{R+L}$  dus  $\sqrt{(1k^2 + 62.8^2)} = 1002\Omega$ . De uitgangsspanning bedraagt dus  $1V \cdot (62.8/1002) = 0.0627V$ .

Nu nemen we een spanningsbron van  $1V/10MHz$ . De impedantie van L is nu  $X_L = 2 \cdot \pi \cdot 10^7 \cdot 10^{-3} = 62.8k\Omega$ . Dus  $Z_{R+L} = \sqrt{(1k^2 + 62.8k^2)} = 62.8k$ . Weerstand R is dus verwaarloosbaar; de uitgangsspanning is  $1V$ . We hebben nu dus een simpel frequentiefilter gemaakt bestaande uit slechts een weerstand en een spoel.

In dit geval hebben we een hoogdoorlaat-filter (HDF) gemaakt, omdat het hogere frequenties beter doorlaat dan lage frequenties. En als we R en L van plaats verwisselen, krijgen we een laagdoorlaat-filter (LDF).

Laten we nu eens de [afsnijfrequentie](#) van ons filter eens berekenen. De afsnijfrequentie is de frequentie waarbij  $R = X_L \Rightarrow R = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \Rightarrow$

$$f = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L}$$

In ons geval is  $f = 1k / (2 \cdot \pi \cdot 10^{-3}) = 159kHz$ .

## Kwaliteitsfactor

In de vorige paragrafen hebben we alleen naar een ideale spoel gekeken. Elke spoel heeft echter ook een bepaalde serieweerstand. Deze wordt niet alleen gevormd door de draadweerstand, maar ook door het soort materiaal waar de draad omheen is gewikkeld. Deze weerstand lijkt in serie te staan met de spoel en is dus te vergelijken met de [ESR](#) van een condensator. Alleen bij een spoel spreken we niet over de ESR, maar over de kwaliteitsfactor Q. Deze is gedefinieerd als:

$$Q = \frac{X_L}{r_L}$$

Hierin is  $r_L$  de serieweerstand.  $X_L$  en  $r_L$  zijn beide frequentie-afhankelijk, maar niet in dezelfde mate. Q is dus ook frequentie-afhankelijk.

Stel dat de serieweerstand van de spoel in de vorige paragraaf bij  $159kHz$   $20\Omega$  is. Dan is de kwaliteitsfactor bij  $159kHz$  dus  $1k/20 = 50$ .

De Q speelt een belangrijke rol in het het bepalen van de opslinging in en de bandbreedte van LC-filters. Hier gaan we in [Les 19](#) naar kijken. Daar leren we tevens hoe we de kwaliteitsfactor kunnen meten zonder dure meetapparatuur.

---

# Hoofdstuk 14. Decibels (dB)

## Vermogens- en spanningsverhoudingen

Wanneer we door de technische specificaties van een stereotoeren ofzo bladeren, dan zien we dat enkele parameters gespecificeerd worden in dB. Bijvoorbeeld: S/N ratio (=signaal/ruis-verhouding): 70dB; kanaalscheiding: 60dB.

Wat betekent dat?

Het aantal dB is gedefinieerd als:  $10 \cdot \log(P_1/P_2)$

Omdat  $P_1 = U_1^2/R$  en  $P_2 = U_2^2/R$ , kunnen we ook schrijven:  $\text{dB} = 10 \cdot \log(U_1^2/U_2^2) = 20 \cdot \log(U_1/U_2)$

In geval van signaal/ruis-verhouding (S/N ratio of SNR) geldt:  $\text{dB} = 20 \cdot \log(U_{\text{sig}}/U_{\text{noise}})$

Nu we dit weten kunnen we de verhouding  $U_{\text{sig}}:U_{\text{noise}}$  berekenen als de 'S/N ratio' 70dB is:

$70\text{dB} = 20 \cdot \log(U_{\text{sig}}/U_{\text{noise}}) \Rightarrow \log(U_{\text{sig}}/U_{\text{noise}}) = 70/20 = 3.5 \Rightarrow U_{\text{sig}}/U_{\text{noise}} = 10^{3.5} = 3162$ . Dit betekent dat het muzieksignaal 3162 keer sterker is dan de ruis die de versterker produceert.

Kanaalscheiding geeft aan hoeveel van het signaal dat bedoeld is voor het rechterkanaal aanwezig is in het linkerkanaal en omgekeerd. Als de kanaalscheiding 60dB bedraagt, is het gewenste signaal op elk kanaal  $10^{60/20} = 1000$  keer sterker dan het signaal van het ongewenste kanaal. Met andere woorden: als we alleen naar de linker luidspreker luisteren, horen we ook het signaal dat eigenlijk alleen uit de rechter luidspreker had moeten komen. Echter, dit 'signaal van het ongewenste kanaal' is 1000 keer zwakker dan het signaal dat uit de rechter luidspreker komt.

In de vorige les hebben we geleerd dat de verzwakking van een RL-filter ongeveer een factor 10 per decade is. Hoeveel is dit in dB?

Aangezien we het over spanningsverzwakking hebben, is de verzwakking van een RL-filter is  $20 \cdot \log(10) = 20\text{dB}$  per decade.

## Referentie-gerelateerde dB's

Referentie-gerelateerde dB's zijn gedefinieerd als:  $10 \cdot \log(P/P_{\text{ref}})$  of  $20 \cdot \log(U/U_{\text{ref}})$ . In de onderstaande tabel staan de meestvoorkomende dB's.

dBV	$U_{\text{ref}} = 1U_{\text{RMS}}$	$\text{dBV} = 20 \cdot \log(U/1V_{\text{RMS}})$
dBW	$P_{\text{ref}} = 1W$	$\text{dBW} = 10 \cdot \log(P/1W)$
dBj	$U_{\text{ref}} = 1mV_{\text{RMS}}$	$\text{dBj} = 20 \cdot \log(U/1mV_{\text{RMS}})$
dBm	$P_{\text{ref}} = 1mW$	$\text{dBm} = 10 \cdot \log(P/1mW)$
dBu (=dBv)	$U_{\text{ref}} = \sqrt{0.6V} = 0.775V_{\text{RMS}}$ (0.6V is de spanning over een weerstand van 600 ohm die 1mW dissipeert)	$\text{dBu} = 20 \cdot \log(U/0.775V_{\text{RMS}})$

Voorbeelden:  $0\text{dBV} = 1V = 60\text{dBj}$ ;  $0\text{dBW} = 1W = 30\text{dBm}$ .

# Hoofdstuk 15. Project: Vocal Eliminator

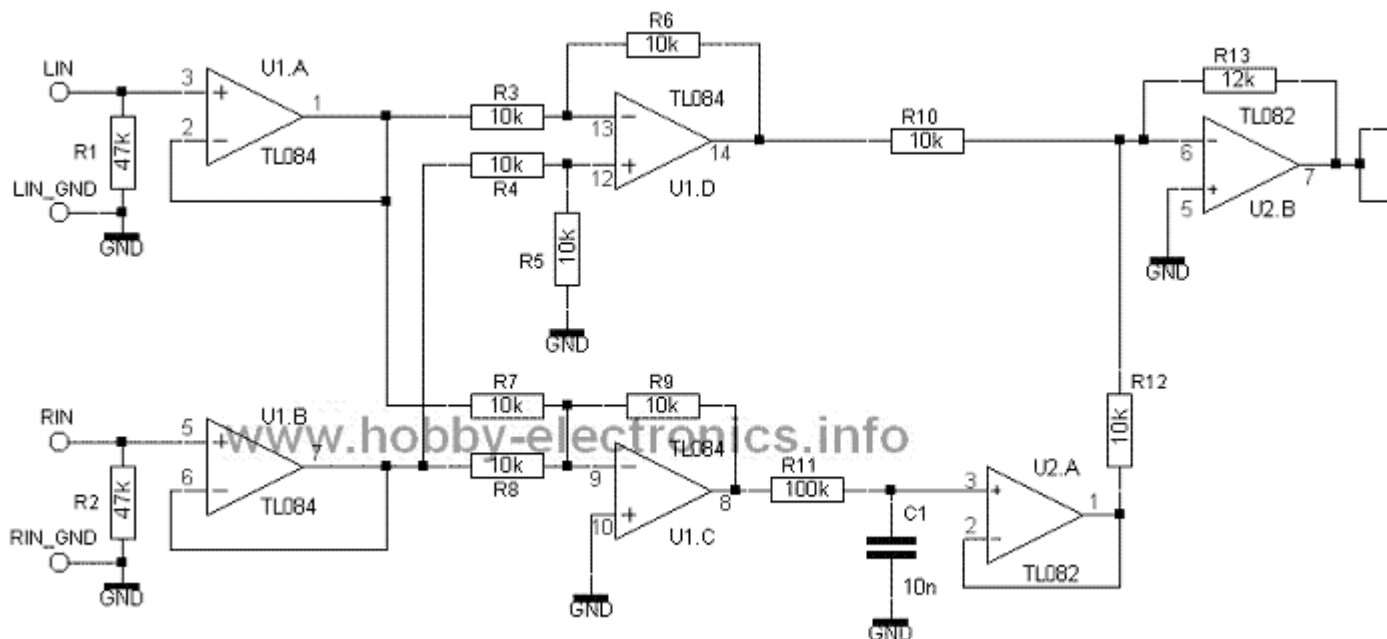
## Inleiding

Een vocal eliminator (wie weet hier een goede Nederlandse term voor?) is een apparaat dat de zang uit een lied filtert. Ze worden vaak door professionele zangers gebruikt. Amateurs zouden er graag een willen hebben, maar ze zijn vaak nogal prijzig. Op bruiloften en partijen moeten ze dus gewoon harder zingen dan de artiesten op de cd.

Wel... nu niet meer! Bouw deze vocal eliminator en verbaas je vrienden!

## Schema

Vocal eliminators maken gebruik van het feit dat alleen de muziek in stereo wordt opgenomen; de zang (van de leadzanger) wordt in mono opgenomen. De zang klinkt dus (even luid) door het linker en rechter kanaal. Om de zang weg te filteren hoeven we dus alleen maar het signaal van het linkerkanaal af te trekken van het rechterkanaal. Uiteraard werkt het alleen als de muziek voldoende 'gescheiden' door beide kanalen klinkt. Als de muziek ook in mono is opgenomen, blijft er natuurlijk niet veel van over. Met name de laagfrequente signalen (bassen) zullen vaak in mono zijn opgenomen en worden dus weggefilterd; deze moeten dus weer toegevoegd worden. En dat is precies wat onderstaand schema doet:



Opamps U1.A en U1.B bufferen de ingangssignalen.

Opamp U1.D wordt gebruikt als [verschilversterker](#). Het is een combinatie van een [inverterende en een niet-inverterende versterker](#). Aangezien  $R3 = R4 = R5 = R6$ , staat op de uitgang van U1.D het verschilsignaal  $RIN - LIN$ .

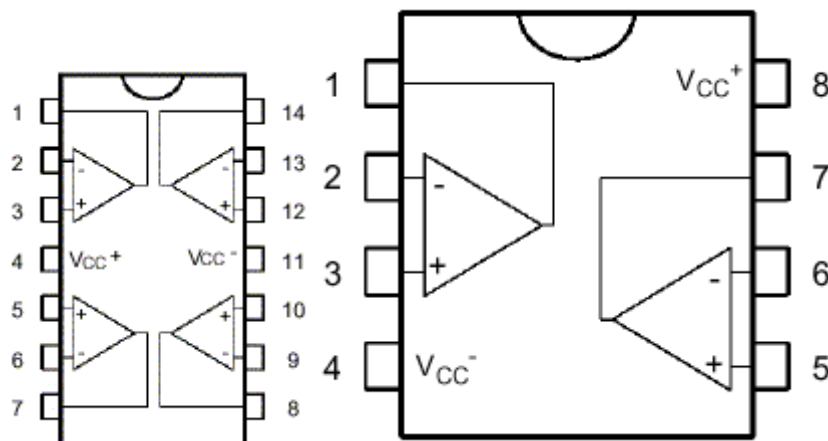
De inverterende versterker rond opamp U1.C telt  $RIN$  op bij  $LIN$ . Zijn uitgang is gekoppeld aan een [laagdoorlaat-filter](#) (R11, C1, U2.A). Het resultaat is een signaal dat uitsluitend de lage frequenties van het linker- en rechterkanaal bevat.

Dit signaal wordt opgeteld bij RIN - LIN door opamp U2.B. Weerstanden R14 en R15 beveiligen U2.B tegen kortsluiting naar massa.

## Componenten kiezen

### Opamps:

We kunnen elke opamp gebruiken die we willen. Ik heb een TL084 gebruikt voor U1.A...U1.D en een TL082 voor U2.A en U2.B. Een TL084 bevat 4 opamps; een TL082 bevat 2 opamps:



### Weerstanden

Alle weerstanden behalve R3...R6 zijn gewone 1/4W-weerstanden. R3...R6 moeten weerstanden zijn met een tolerantie van slechts 1%; op de uitgang van U3 moet immers precies RIN - LIN komen te staan.

Wie de hoeveelheid bassignaal wil kunnen regelen, kan voor R12 een potmeter nemen.

### Voeding

De voeding is niet in het schema getekend. Het kan een [eenvoudige kleine symmetrische voeding](#) zijn. Een voeding van +/- 6V is voldoende voor deze schakeling, dus in de voeding kan TR1 een 15V-transformator zijn en U1 een spanningsregelaar van het type 78(L)12.

## Testen

Verbind RIN en LIN met de 'line out'-pluggen van een cd-speler, cassette deck of wat dan ook maar als muziekbron ingezet gaat worden. Verbind ROUT en LOUT met de 'line in'-pluggen van een versterker. Bij een mono versterker verbinden we of ROUT of LOUT met de ingang. De muziekbron *moet* echter altijd stereo zijn.

Als we een mono muziekstuk laten spelen, zijn RIN en LIN gelijk, dus  $RIN - LIN = 0$ . We kunnen dit testen door tijdelijk R12 even los te maken. Als het goed is horen we nu geen geluid. Als we LIN (of RIN) loshalen, horen we wel geluid. Verbind LIN (en RIN) weer met de muziekbron.

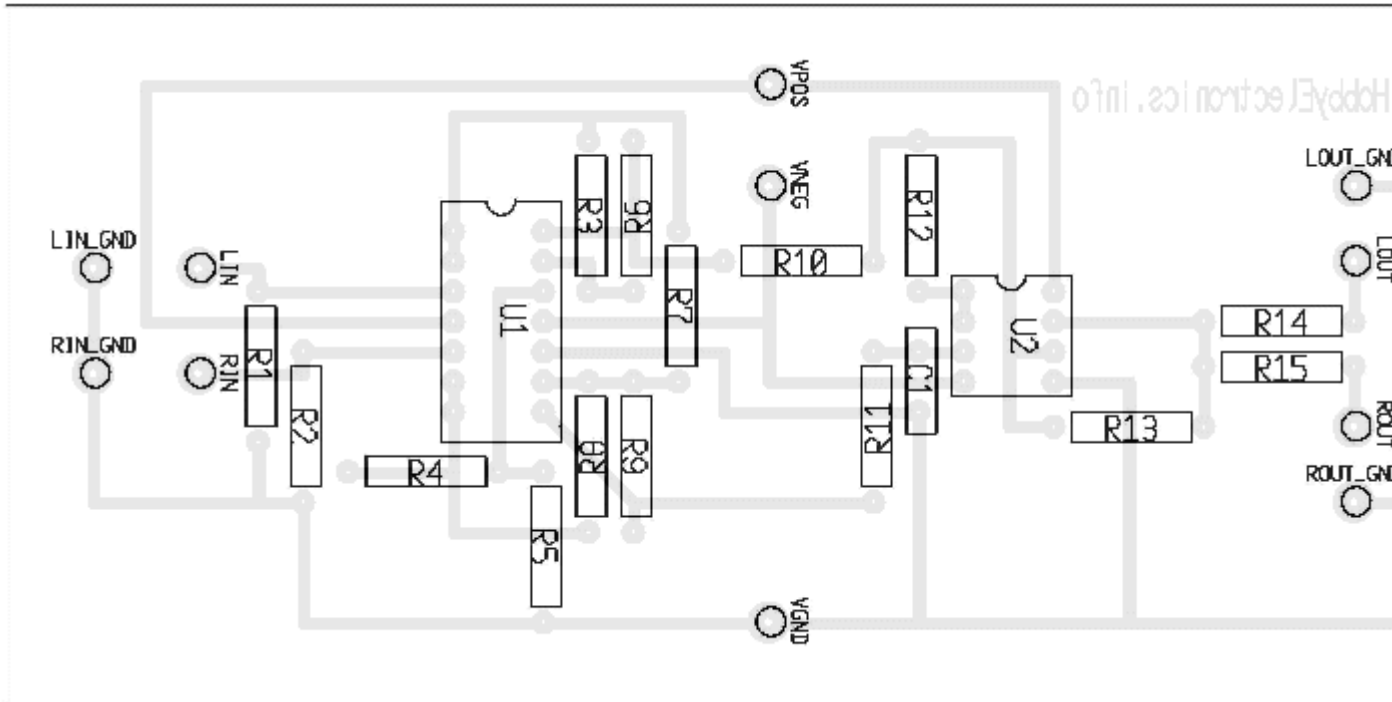
Met R12 nog steeds los, laten we nu een nummer in stereo spelen. We moeten nu wel de muziek, maar niet de zang horen. Anders is ook de zang in stereo opgenomen; probeer eens aan ander nummer (bij voorkeur van een andere cd of cassette).

Als de zang verdwenen is, kunnen we R12 weer aansluiten. Als de zang nu weer te horen is, is waarschijnlijk het laagdoorlaat-filter niet goed gedimensioneerd. Experimenteer wat met R11 en C1. Als het op die manier niet lukt, kunnen we een tweede filter inzetten (tussen R11/C1 en de niet-inverterende ingang van U2.A), waardoor de verzwakking 40dB per decade wordt.

## Opbouw

De printlayout is hier in verschillende bestandsformaten op te halen: [JPEG](#), [EPS](#) en [HPGL](#). In een van de [bijlagen](#) wordt uitgelegd hoe we hiervan een printje kunnen maken.

De componentenopstelling ziet er zo uit:



De voeding heeft [zijn eigen print](#).

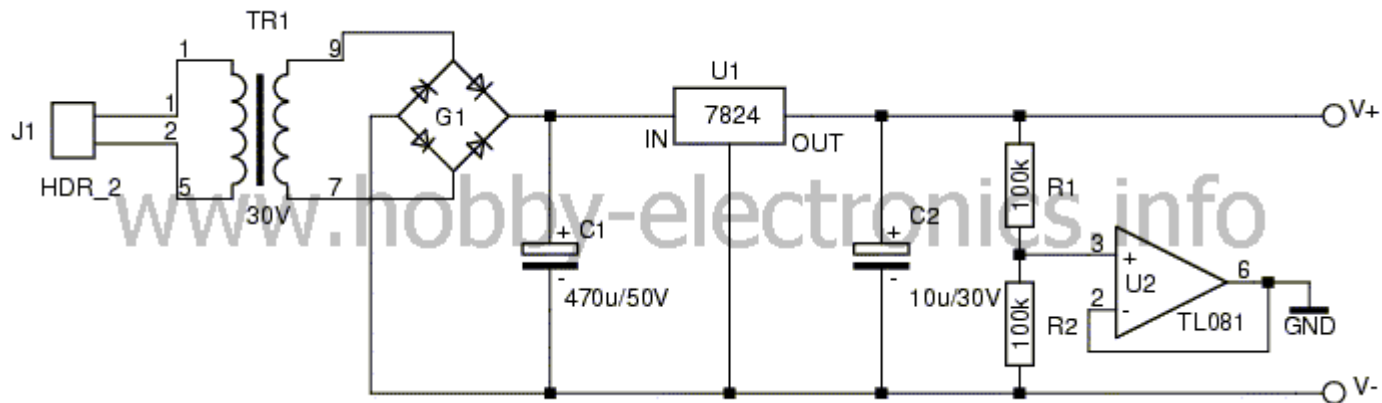
We kunnen beide printen in een behuizing bouwen, of elke print zijn eigen kastje geven. Het voordeel van het laatste is dat de voeding ook voor andere projecten gebruikt kan worden.

# Hoofdstuk 16. Symmetrische voeding

## Inleiding

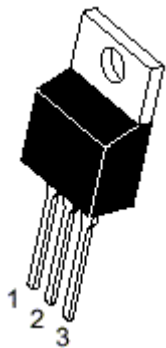
Verskillende projecten hebben een symmetrische voeding nodig. Dit hoofdstuk beschrijft er een paar.

## Tot ongeveer 25mA



G1 is een goedkope B80C800 bruggelijkrichter.

De 7824 is een 24V/1A spanningsregelaar. Hij ziet er zo uit:



1=IN, 2=GND, 3=OUT.

We kunnen ook een 78L24 gebruiken, een 24V/100mA spanningsregelaar. Deze ziet er zo uit:

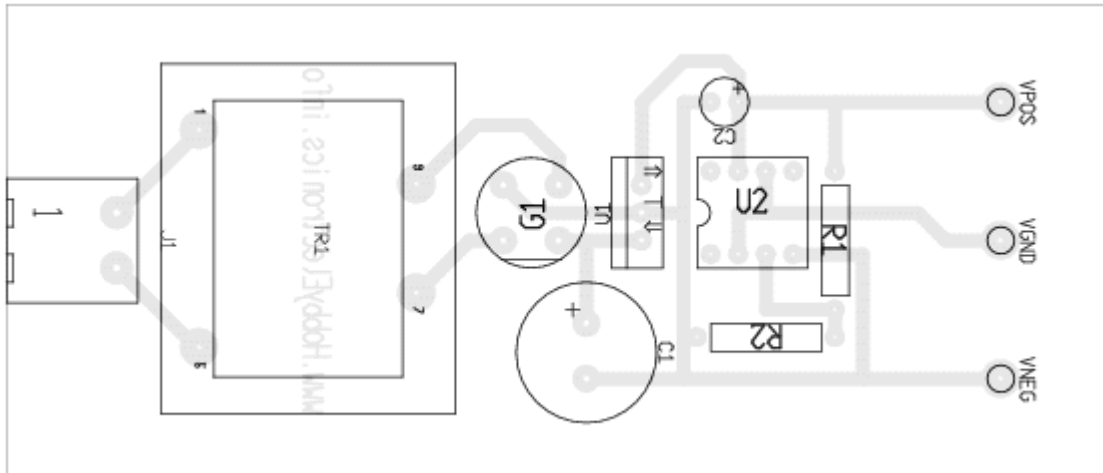


123 1=OUT, 2=GND, 3=IN.

De weerstanden delen de 24V uitgangsspanning; de spanning over R2 (en R1) is 12V. De opamp buffert deze spanning. De maximale vermogensdissipatie van de opamp is 600mW, dus we moeten ervoor zorgen dat de uitgangsstroom niet hoger wordt dan  $600\text{mW}/24\text{V} = 25\text{mA}$ .

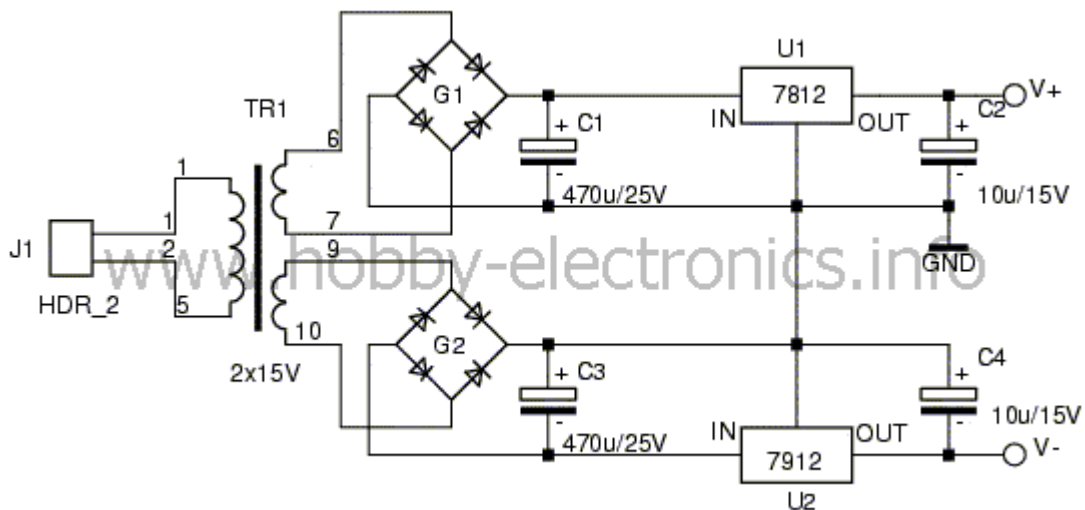
De printlayout is hier in verschillende bestandsformaten op te halen: [JPEG](#), [EPS](#) en [HPGL](#). In een van de [bijlagen](#) wordt uitgelegd hoe we hiervan een printje kunnen maken.

De componentenlayout ziet er zo uit:



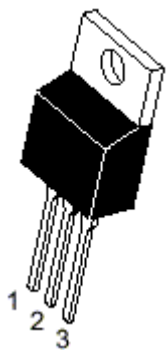
Na alle componenten op hun plaats te hebben gesoldeerd, sluiten we een netkabel aan op printkroonsteen J1 en meten we of de uitgangsspanning klopt.

## Tot 1A



G1 en G2 zijn B40/C1500 bruggelijkrichters.

De 7812 is een 12V spanningsregelaar; de 7912 is een -12V spanningsregelaar. Ze zien er zo uit:



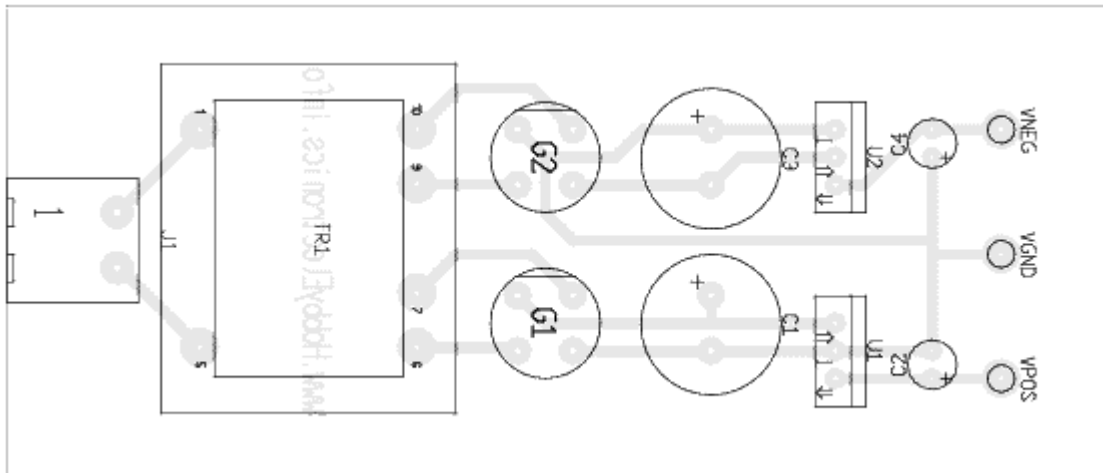
7812: 1=IN, 2=GND, 3=OUT. 7912: 1=GND, 2=IN, 3=OUT.

De spanning over C1 en C3 is ongeveer 21V. De uitgangsspanning van de regulators is +/- 12V. De spanningsval is dus 9V. Zonder koelplaat is de thermische weerstand tussen junctie en

omgeving 65°C/W. De maximum junctietemperatuur is 150°C. Wanneer de omgevingstemperatuur 25°C is, hebben we geen koelplaat nodig zolang de dissipatie lager is dan  $(150-25)/65 = 1.9\text{W}$ . Zekerheidshalve stellen we de limiet op 1.5W. Dit betekent dat we geen koelplaat nodig hebben zolang de uitgangsstroom niet hoger is dan  $1.5\text{W}/9\text{V} = 166\text{mA}$ . Monteer NOOIT beide regelaars op dezelfde koelplaat zonder isolatieplaatjes! Zorg ook dat de schroeven geen kortsluiting veroorzaken.

De printlayout is hier in verschillende bestandsformaten op te halen: [JPEG](#), [EPS](#) en [HPGL](#). In een van de [bijlagen](#) wordt uitgelegd hoe we hiervan een printje kunnen maken.

De componentenlayout ziet er zo uit:



Na alle componenten op hun plaats te hebben gesoldeerd, sluiten we een netkabel aan op printkroonsteen J1 en meten we of de uitgangsspanning klopt.



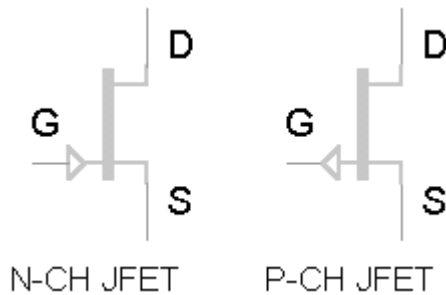
---

# Hoofdstuk 17. JFET's

## Inleiding

De afkorting FET staat voor veldeffecttransistor (Engels: Field Effect Transistor); de J staat voor Junctie.

JFET's zijn transistors met een hele hoge ingangsweerstand. Ze hebben drie aansluitpootjes: Drain, Gate and Source. JFET's zijn verkrijgbaar in twee smaken: [N-kanaal](#) en [P-kanaal](#):



Een JFET kan zich gedragen als spanninggestuurde stroombron; de stroombron tussen de Drain en de Source wordt gestuurd door de spanning tussen de Gate en de Source. Hiervoor geldt de volgende formule.

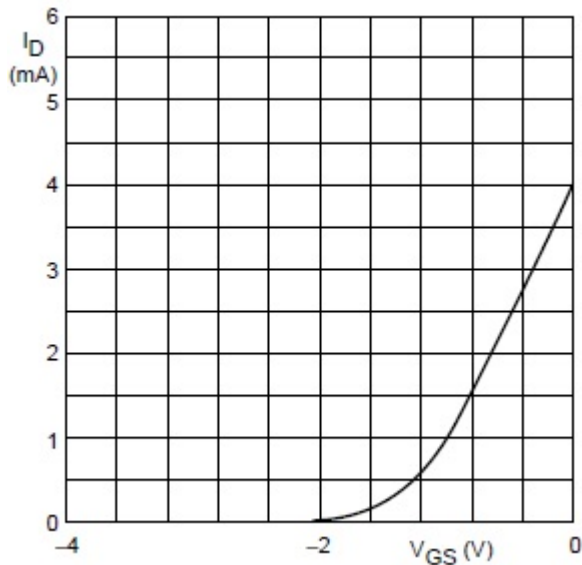
$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$$

Hierin is  $I_{DSS}$  de drainstroom bij  $U_{GS} = 0V$ .  $U_P$  is de gatespanning waarbij er geen drainstroom meer kan lopen. Dit wordt de afknijpspanning of "pinch-off"-spanning genoemd. Bovenstaande formule kunnen ook schrijven als:

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(\frac{U_P}{U_P} - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = I_{DSS} \cdot \left(\frac{U_P - U_{GS}}{U_P}\right)^2 = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} \cdot (U_P - U_{GS})^2 = c \cdot (U_P - U_{GS})^2 = \frac{1}{2} k \cdot (U_P - U_{GS})^2$$

De  $k$  wordt ook wel de  $k$ -factor van de FET genoemd.

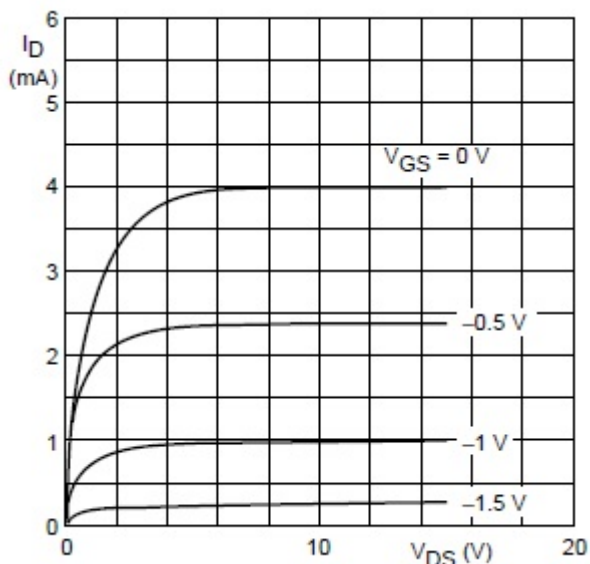
Om een N-kanaal JFET te laten werken, moet de spanning op de Gate altijd lager zijn dan de spanning op de Drain en Source. Dit betekent dat  $U_{GS}$  negatief moet zijn. Onderstaande afbeelding geeft de verhouding tussen  $I_D$  en  $U_{GS}$  grafisch weer. Dit wordt ook wel de overdrachtskarakteristiek genoemd.



We zien dat deze transistor een  $I_{DSS}$  heeft van 4mA en een  $U_P$  van -2V. De k-factor is dus  $2 \cdot 4\text{mA}/(-2)^2 = 2\text{mA/V}^2$ . Volgens de formule moet de  $I_D$  bij  $U_{GS} = -1\text{V}$ ,  $1\text{mA/V}^2 \cdot (-2 + 1)^2 = 1\text{mA}$  zijn. We zien in de karakteristiek dat dat inderdaad klopt.

De verhouding  $dI_D/dU_{GS}$  wordt de steilheid of admittantie genoemd, symbool  $y_{fs}$ . In bovenstaand voorbeeld is deze 3mA/V tussen  $U_{GS} = 0$  en ongeveer 1V. Dit betekent dus dat als  $U_{GS}$  varieert met 0.1V,  $I_D$  meevarieert met 0.3mA. We kunnen een JFET dus gebruiken als versterker. Maar daarover in de volgende paragraaf meer.

Een JFET gedraagt zich alleen als spanningsgestuurde stroombron als  $U_{GD}$  lager (meer negatief) is dan de afknijpspanning. Anders gedraagt de JFET zich als een spanningsgestuurde weerstand. (Voor een verklaring, zie [de constructie van een JFET](#).) Dat is ook te zien aan de onderstaande grafiek die we de uitgangskarakteristiek noemen.



Deze uitgangskarakteristiek is van dezelfde FET als de overdrachtskarakteristiek hierboven. We zien ook hier dat de maximale drainstroom bij  $U_{GS} = 0\text{V}$  4mA is en bij  $U_{GS} = -1\text{V}$  1mA.

Zoals gezegd zit het omslagpunt tussen spanningsgestuurde stroombron en spanningsgestuurde weerstand rond het punt waar  $U_{GD} = U_P$ .  $U_{DG} = U_{DS} - U_{GS}$ .  $U_{GD} = -U_{DG}$ . Dus:  $-U_{GD} = U_{DS} - U_{GS}$ . De  $U_{DS}$  waarbij  $U_{GD} = U_P$  wordt, noemen we de kniespanning  $U_{DSk}$ . Er geldt dus:

$$-U_P = U_{DSk} - U_{GS} \Rightarrow U_{DSk} = U_{GS} - U_P$$

Bij  $U_{GS} = 0V$  raakt de FET dus afgeknepen bij  $U_{DSk} = 0 - -2 = 2V$ . De stroom kan dan niet verder toenemen. Dit geldt overigens voor een 'ideale' FET; in de uitgangskarakteristiek hierboven is te zien dat dit niet helemaal klopt.

Wanneer  $U_{DS} > U_{DSk}$ , dan werkt de FET als spanningsgestuurde stroombron. Hoe we die stroom kunnen berekenen, hebben we al gezien. Is  $U_{DS} < U_{DSk}$ , dan hebben we dus een spanningsgestuurde weerstand. Hiervoor geldt:

$$I_D = k \left[ (U_{GS} - U_P) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right]$$

Wanneer we  $U_{DS}$  vervangen door  $U_{GS} - U_P$ , dan krijgen we uiteraard weer de formule voor de spanningsgestuurde stroombron.

We hebben nu dus een spanningsgestuurde weerstand, maar hoe groot is die weerstand? Weerstand is gedefinieerd als  $dU/dI$  (wijziging in de spanning gedeeld door de wijziging in de stroom). In ons geval geldt:  $R_{DS} = dU_{DS}/dI_D$ . De reciproke waarde is echter makkelijker te berekenen, omdat we een formule hebben die  $I_D$  uitdrukt als functie van  $U_{DS}$ :

$$\frac{1}{R_{DS}} = \frac{dI_D}{dU_{DS}} = k[(U_{GS} - U_P) - U_{DS}]$$

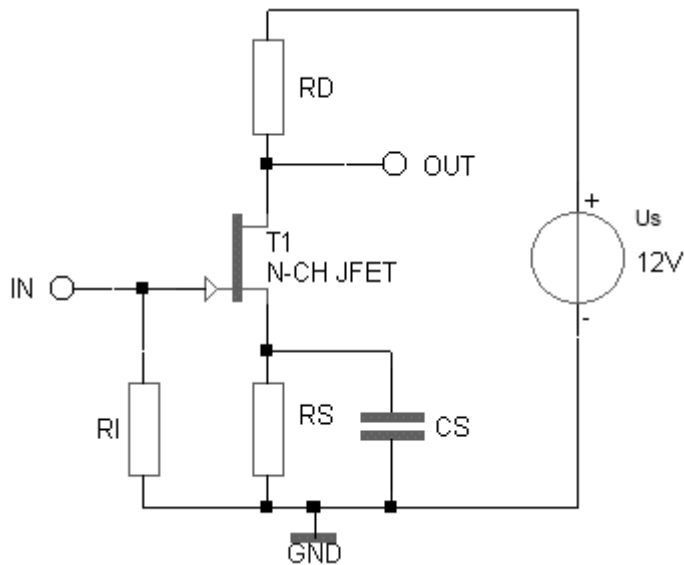
We zien dat de weerstand niet alleen afhankelijk is van de gatespanning, maar ook van de  $U_{DS}$ . De uitgangskarakteristiek vertoont dan ook geen rechte lijn. Meestal is  $u_{DS}$  (de variatie in  $U_{DS}$ , oftewel de wisselspanningscomponent) dan ook heel klein. Omdat  $U_{DS} < U_{DSk}$  moet zijn, wordt meestal  $U_{DS} = 0V$  genomen. Dan geldt dus:

$$\frac{1}{R_{DS}} = k(U_{GS} - U_P)$$

We nemen als voorbeeld weer dezelfde transistor als hierboven, dus  $k = 2mA/V^2$  en  $U_P = -2V$ . Bij  $U_{GS} = 0V$  bedraagt de geleiding dus  $2mA/V^2 \cdot (0 - -2V) = 4mS$ . Dit komt overeen met een  $R_{DS}$  van  $250\Omega$ . Bij  $U_{GS} = -1V$  is  $R_{DS} = 500\Omega$ . Bij  $U_{GS} = -2V$  is de geleiding 0 en  $R_{DS}$  dus oneindig. Dat is natuurlijk ook logisch, want  $-2V$  is de afknijpspanning waarbij de FET spert.

Een praktische toepassing van de FET als spanningsgestuurde weerstand vinden we in het hoofdstuk [Automatische volumeregeling](#).

## JFET-versterker



Het schema hierboven toont een eenvoudige JFET-versterker. Laten we eens wat gelijkstroominstellingen berekenen (geen ingangssignaal). T1 is een BF245A. De datasheet vertelt ons dat  $y_{fs} = 3\text{mA/V}$  als  $-1 < U_{GS} < 0$ . We stellen  $U_{GS}$  daarom in op  $-0.5\text{V}$ . Bij deze spanning is  $I_D = 2.5\text{mA}$ . We willen  $U_{OUT}$  op  $6\text{V}$  instellen, dus  $R_D = 6\text{V}/2.5\text{mA} = 2.4\text{k}$ .

Omdat  $U_G = 0\text{V}$  en  $U_{GS} = -0.5\text{V}$ , moet  $U_S$   $0.5\text{V}$  zijn. Dus  $R_S = 0.5\text{V}/2.5\text{mA} = 200\Omega$ .

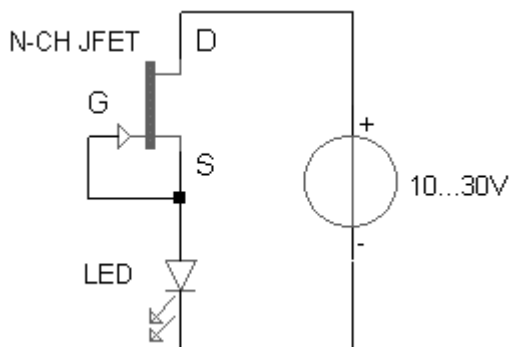
Vervolgens verbinden we de IN-pen met een  $0.1\text{V}_t$  sinussignaal. Wat zal nu de amplitude zijn van het uitgangssignaal? Een  $U_{GS}$ -verandering van  $0.1\text{V}$  veroorzaakt een verandering in  $I_D$  van  $0.1\text{V} \cdot 3\text{mA/V} = 0.3\text{mA}$  en daarmee een verandering van  $0.3\text{mA} \cdot 2.4\text{k} = 0.8\text{V}$  in het uitgangssignaal. De spanningsversterking is dus 8 (of eigenlijk -8; het is een inverterende versterker).

Condensator CS zorgt ervoor dat  $U_S$  constant blijft, zodat  $u_{GS} = u_{IN}$  (kleine letters, dus voor wisselspanningen).

$R_I$  is gewoonlijk  $1\text{M}$  ofzo. Het garandeert dat  $U_{IN} = 0\text{V}$  (DC), terwijl de ingangsweerstand hoog blijft.

Net als de stroomversterking ( $h_{FE}$ ) van een [bipolaire transistor](#), kan ook de steilheid van een JFET een grote spreiding hebben. In het geval van de BF245A, kan de  $y_{FS}$  liggen tussen 3 en  $6.5\text{mS}$ . Veel erger is dat de afknijpspanning van een BF245A kan liggen tussen  $-0.25$  en  $-8\text{V}$ . Dit betekent dat bij  $U_{GS} = -0.5\text{V}$ ,  $I_D$  veel groter of kleiner kan zijn dan de  $2.5\text{mA}$  die hierboven staat vermeld; dat was slechts een typische waarde. Weerstand  $R_S$  wordt daarom vaak vervangen door een [stroombron](#).

## JFET-stroombron



We hebben al gezien dat een JFET een spanninggestuurde stroombron is. Als  $U_{GS}$  constant blijft, blijft  $I_D$  dat ook. Nevenstaand schema maakt gebruik van dat gedrag. De transistor is een BF245B.  $U_{GS} = 0V$ . Volgens de datasheet is  $I_D$  dan 10mA. In dit simpele schakelingetje wordt een LED zo voorzien van een stroom die onafhankelijk is van de bronspanning.

Merk op dat we deze stroombron niet kunnen gebruiken in de JFET-versterker uit de vorige paragraaf. De JFET in de stroombron heeft immers dezelfde grote spreiding als die in de versterker. Voor het aansturen van LED's is dat geen probleem, maar wel voor een versterker.

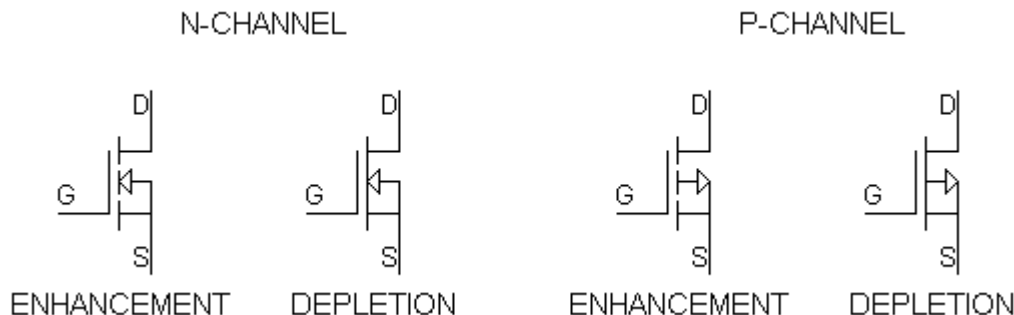
---

# Hoofdstuk 18. MOSFET's

## Inleiding

Zoals we al hebben gezien in [een van de lessen](#), staat de afkorting FET voor Field Effect Transistor; MOS staat voor Metal Oxide Silicon.

Er zijn enhancement- en depletion-MOSFET's. Elk type is beschikbaar in de smaken [N-kanaal](#) en [P-kanaal](#). In totaal zijn er dus vier typen MOSFET's beschikbaar:



[JFET's](#) en MOSFET's vertonen veel overeenkomsten:

- Beide hebben een zeer hoge ingangsweerstand.
- Beide hebben drie aansluitingen: Drain, Gate en Source. Sommige MOSFET's hebben een extra Bulk-aansluiting.
- Beide kunnen zich als een spanningsgestuurde stroombron gedragen; de stroombron tussen Drain en Source wordt gestuurd door de spanning tussen Gate en Source. De verhouding  $dI_D/dU_{GS}$  steilheid of admittantie genoemd, symbool  $y_{fs}$ .
- Beide kunnen zich ook als een spanningsgestuurde weerstand gedragen;  $U_{GD}$  moet dan tussen 0V en de afknijpspanning liggen.

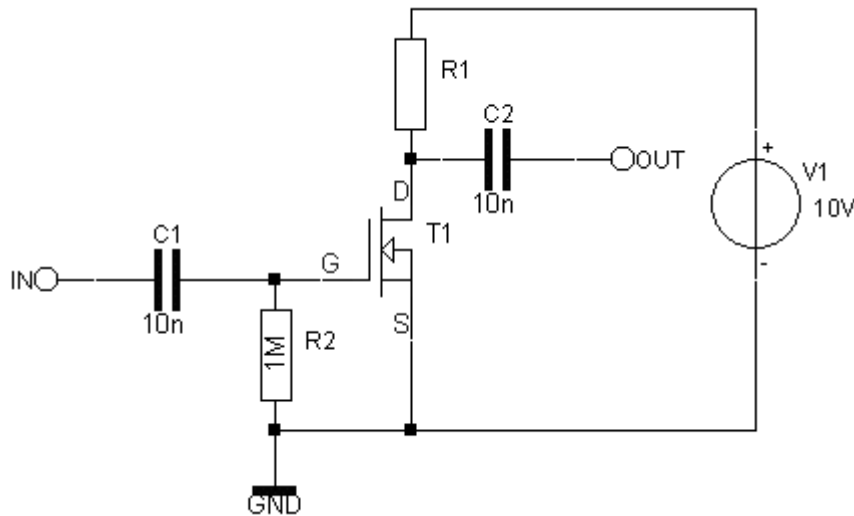
JFET's en depletion-MOSFET's hebben zelfs nog meer eigenschappen gemeen:

- Bij  $U_{GS}=0V$ , is het D-S-kanaal geleidend. (Enhancement-MOSFET's hebben een bepaalde G-S-spanning nodig voordat er Drainstroom kan lopen.)
- Om een N-kanaal te sluiten, moet  $U_{GS}$  negatief zijn; een toename van  $U_{GS}$  zal  $I_D$  laten toenemen.

Natuurlijk zijn er ook verschillen tussen JFET's en MOSFET's. Zo zijn MOSFET's geschikt om als schakelaar gebruikt te worden. De kanaalweerstand in de 'aan-stand' is zeer laag, gewoonlijk minder dan 10 ohm. Om een N-kanaal MOSFET aan te zetten, hoeven we alleen maar een bepaalde spanning over de Gate en Source te zetten. Dat lukt niet met een JFET, omdat de  $U_{GS}$  van een JFET negatief moet zijn (N-kanaal); wanneer  $U_{GS}$  positief is, zal de G-S-diode niet langer in sperrichting staan, en wordt de ingangsweerstand dus drastisch lager!

En hoewel MOSFET's prima geschikt zijn als schakelaar, kunnen we er ook versterkers mee maken.

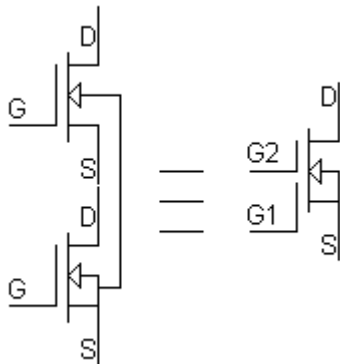
## MOSFET-versterker



Het schema links toont een hele simpele MOSFET-versterker. T1 is een N-kanaal depletion-MOSFET. Stel nu dat  $y_{FS}=10\text{mA/V}$  bij  $U_{GS}=0\text{V}$ . Als  $R1=470\Omega$ , dan is de versterking dus  $10\text{mA/V} \cdot 470\Omega = 4.7$ .

## Dual-gate MOSFET's

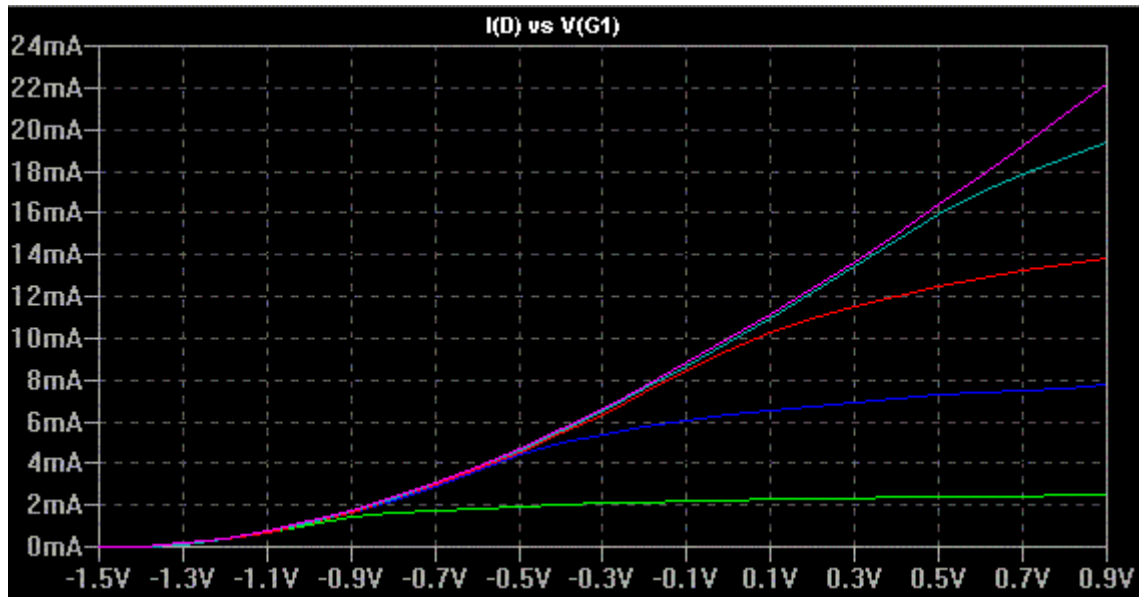
Een dual-gate MOSFET bestaat uit twee MOSFET's in serie:



Typische toepassingen zijn:

- Een versterker met regelbare versterking.

Het ingangssignaal wordt toegevoerd aan G1. De spanning op G2 bepaalt de versterking, omdat deze de dikte van [het kanaal](#) van de bovenste MOSFET bepaalt. De onderstaande overdracht karakteristiek toont de drainstroom versus  $U_{G1}$  voor verschillende waarden van  $U_{G2}$ .



Het is duidelijk te zien dat  $y_{fs} (=I_D/U_{G1})$  afhankelijk is van  $U_{G2}$ . En dit betekent uiteraard dat de versterking afhangt van  $U_{G2}$ .

Een antenneversterker moet zwakke signalen voldoende versterken zodat de volgende trap het verder kan verwerken. Maar sterke signalen mogen die volgende trap niet oversturen. We hebben alleen een simpele schakeling nodig die een spanning produceert van, zeg, 5V bij zwakke signalen en 1V bij sterke signalen. Deze spanning sluiten we dan aan op G2. Zo werkt de AGC (Automatic Gain Control - automatische versterkingregeling) in veel ontvangers.

- Een AM-modulator.

Een AM-modulator laat de amplitude van een hoogfrequent signaal variëren met een laagfrequent signaal. Dit valt eenvoudig te realiseren door op G1 het HF-signaal aan te sluiten en op G2 het LF-signaal. Net als hierboven gedraagt de bovenste MOSFET zich weer als spanninggestuurde weerstand. Hierdoor zal de versterking dus variëren met het LF-signaal.

- HF-versterker.

De versterker in de vorige paragraaf werkt prima voor laagfrequente toepassingen, maar is ongeschikt om te dienen als antenneversterker in een tv. Als gevolg van de [constructie van een MOSFET](#), is de capaciteit tussen Gate en Drain relatief hoog, ongeveer 5pF voor een kleinsignaal-MOSFET. Bij 100MHz betekent dit een [impedantie](#) van slechts 318Ω. Maar de capaciteit tussen G1 en Drain van een dual-gate MOSFET bedraagt slechts 20fF (1fF = 1 femto-Farad =  $10^{-18}$ F). Bij 100MHz bedraagt de impedantie 79.6kΩ. G2 is meestal verbonden met de positieve voeding, of met een AGC-spanning (zie hierboven).



# Hoofdstuk 19. LC-filters

## Inleiding

We hebben al filters bekeken die bestaan uit [een weerstand en een condensator](#) en uit [een weerstand en een spoel](#). In deze les gaan we filters bekijken die bestaan uit een condensator en een spoel.

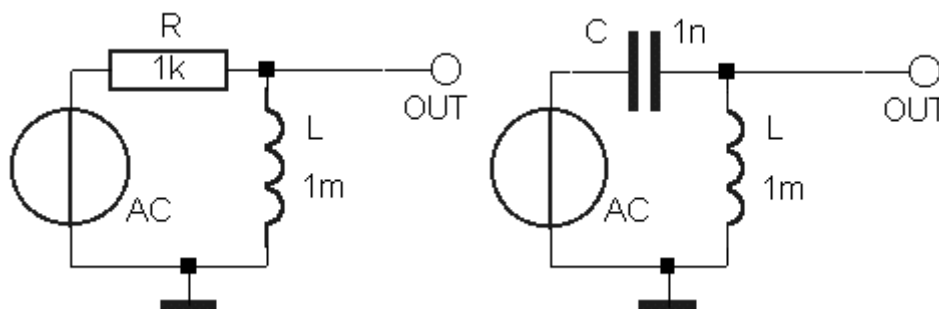
## Resonantie

Wat zal er gebeuren als we een opgeladen condensator verbinden met een spoel? Uiteraard zal de condensator zich over de spoel ontladen waardoor er dus stroom door de spoel gaat lopen. Als de condensatorspanning nul is geworden, [loopt er nog steeds stroom door de spoel](#). Door deze stroom wordt de condensator weer opgeladen. De spanning wordt uiteraard negatief. Zodra de spoel alle energie aan de condensator heeft overgedragen, ontladst deze zich weer via de spoel. Vervolgens laadt de spoel de condensator weer op en begint alles weer van voren af aan. We noemen dit oscillatie. De frequentie kan weer worden berekend met:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

## Hoogdoorlaat-filter

Laten we om te beginnen de eigenschappen bekijken van de volgende twee filters.



[Een vorige les](#) heeft ons geleerd dat het linker filter een afsnijfrequentie heeft van 159kHz. De  $X_C$  van de condensator van 1n is 1k bij 159kHz. De [afsnijfrequentie](#) van het rechter filter is dus ook 159kHz. Echter, bij 10kHz is  $X_C$  1.59k. De uitgangsspanning is  $1V \cdot (X_L / (Z_L + C))$ . Ook nu moeten we weer de [complexe wiskunde](#) te hulp roepen om aan te tonen dat:

$$Z_{L+C} = |X_L - X_C|.$$

Bij 10kHz is dit dus  $|62.8 - 15.9k| = 15837.2$ . De uitgangsspanning is dus  $1V \cdot (62.8 / 15837.2) = 0.00397V$ . Dit betekent dat CL-filters ongewenste frequenties veel beter onderdrukt dan RL-filters. Laten we eens berekenen hoeveel beter.

Hiertoe berekenen we van beide filters de uitgangsspanning bij een tiende van de afsnijfrequentie, dus bij 15.9kHz. Bij deze frequentie is  $X_C = 10k$  en  $X_L = 100\Omega$ .

$U_{out,RL} = 1V \cdot (X_L / \sqrt{X_L^2 + R^2}) = 1V \cdot (100 / 1005k) = 0.0995V$ . Dit is een factor 10 lager dan de ingangsspanning.

$U_{out,CL} = 1V \cdot (X_L / |X_L - X_C|) = 1V \cdot (100 / 9.9k) = 0.0101V$ . Dit is een factor 100 lager dan de ingangsspanning.

Berekening van de uitgangsspanningen bij een honderdste van de afsnijfrequentie (dus bij 1.59kHz) geeft:

$U_{out,RL} = 1V \cdot (X_L / \sqrt{X_L^2 + R^2}) = 1V \cdot (10/1000.05) = 0.0099995V$ . Dit is een factor 100 lager dan de ingangsspanning.

$U_{out,CL} = 1V \cdot (X_L / |X_L - X_C|) = 1V \cdot (10/99.99k) = 0.0001V$ . Dit is een factor 10000 lager dan de ingangsspanning.

We zien dus dat de verzwakking van een RL-filter 10 keer (of 20dB) per decade is, en dat een LC-filter het signaal met een factor 100 (40dB) per decade verzwakt!

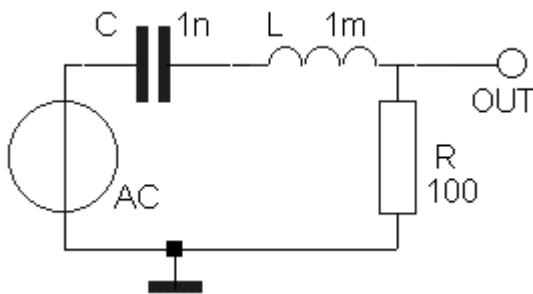
Hetzelfde geldt ook voor RC- en LC-filters.

Laten we nu de afsnijfrequentie van een LC-filter berekenen. Dan geldt:  $X_C = X_L$ . En hiermee valt eenvoudig te bewijzen dat:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Invullen van  $L=1mH$  en  $C=1nF$  geeft  $f=159kHz$  (maar dat wisten we al).

## Banddoorlaat-filter



Het schema hierboven heet een banddoorlaat-filter, omdat het slechts een bepaalde frequentieband doorlaat. De condensator houdt alle lage frequenties tegen en de spoel alle hoge. Door C en L loopt dezelfde stroom. De faseverschuiving in de spanning over de condensator is +90 graden; de faseverschuiving in de spanning over de spoel is -90 graden. De faseverschuiving tussen beide spanningen bedraagt dus 180 graden, en zijn dus in tegenfase! De uitgangsspanning is maximaal als de spanningen over C en L evengroot zijn; dan heffen ze elkaar immers op, zodat de volledige ingangsspanning over R staat. Als de spanningen evengroot zijn, moet dus gelden:  $X_C = X_L$ . We hebben in de vorige paragraaf al gezien dat dan:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

We hebben nu ook meteen een manier gevonden om de [kwaliteitsfactor Q](#) van de spoel te bepalen. We weten dat  $Q = X_L / r_L$ . En  $r_L$  kunnen we nu heel eenvoudig bepalen door spanningsdeling. De totale impedantie van C en L bij resonantie is immers  $r_L$ . De volledige procedure luidt:

1. Stel de bron in op de frequentie waarvoor de Q bepaald moet worden;
2. Stem C af op maximale uitgangsspanning;

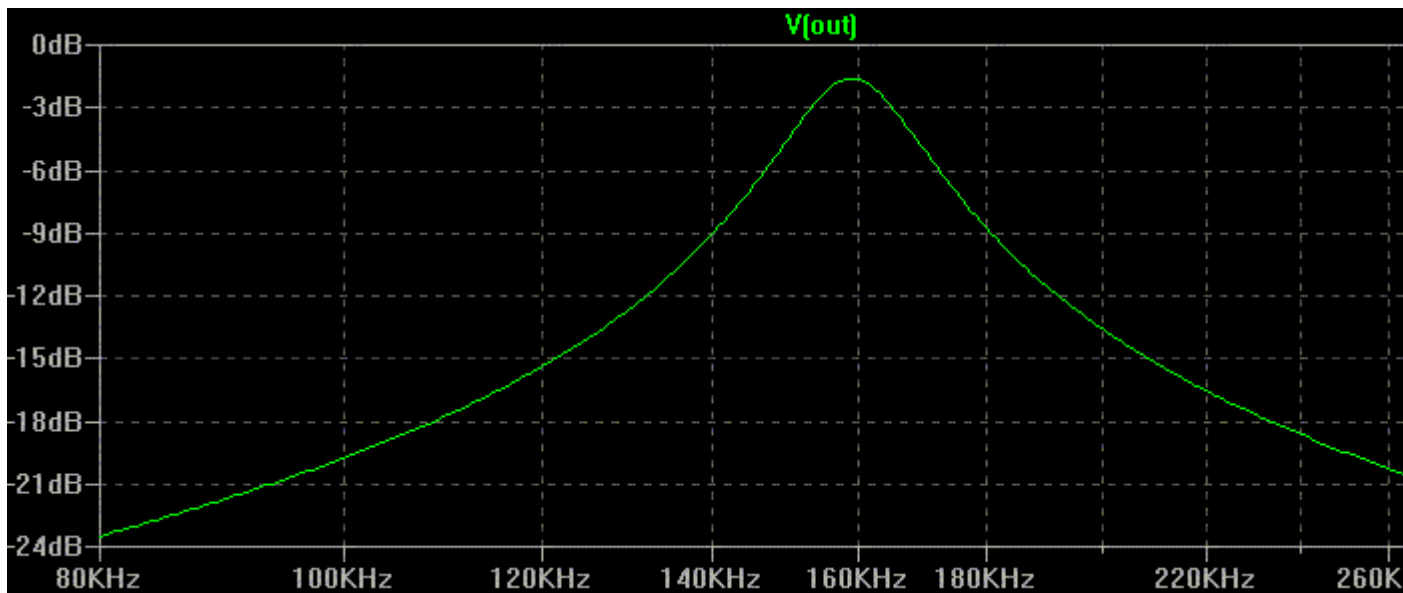
3. Bereken  $r_L$  en daarmee  $Q$ .

Voorbeeld: we willen de  $Q$  van de spoel bepalen bij 159kHz.

1. Stem de generator af op 159kHz;
2. Stem  $C$  af op maximale uitgangsspanning. Deze blijkt 0.83 maal de ingangsspanning te zijn;
3. De spanning over  $r_L$  bedraagt dus 0.17 maal de ingangsspanning. De verhouding  $r_L:R$  is dus 0.17:0.83.  $r_L$  is dus ongeveer 20 ohm. Dus:  $Q=1k/20=50$ .

Merk op dat we hebben aangenomen dat de inwendige weerstand van de bron nul is. In de praktijk zal dit nooit het geval zijn. Bovendien hebben we nauwkeurige spanningsmeters nodig en is  $r_L$  meestal zeer klein waardoor en hoge stromen gaan lopen. Later in deze les zullen we een betere methode ontdekken.

Maar laten we eerst eens kijken wat de bandbreedte is van ons filter.



De bandbreedte wordt bepaald aan de hand van de -3dB-punten (ten opzichte van de maximum spanning). De maximale spanning ligt op ongeveer -1.6dB, dus we moeten de frequenties bij de -4.6dB-punten bekijken. De laagste frequentie is ongeveer 150kHz en de hoogste 169kHz. De bandbreedte is dus ongeveer 169kHz-150kHz=19kHz. Gelukkig kunnen we de bandbreedte ook berekenen:

$$B=f \cdot (R+r_L)/X_L$$

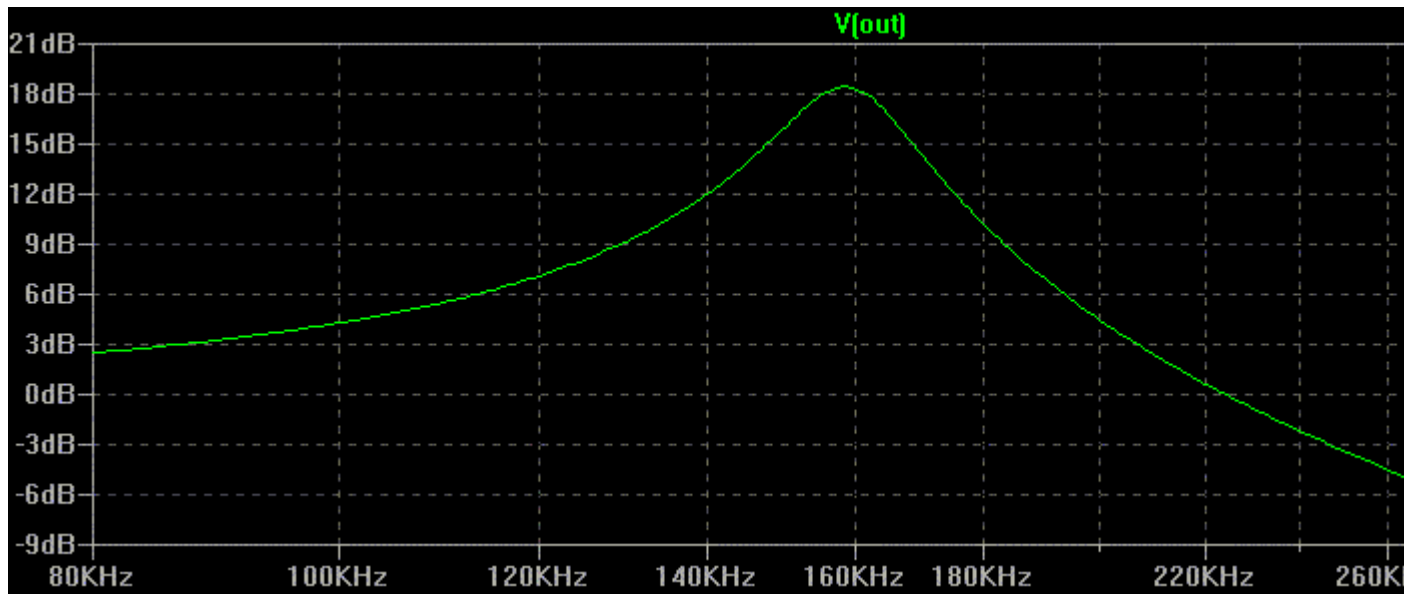
In ons geval:  $B=159\text{kHz} \cdot 120/1k=19.1\text{kHz}$ .

$(R+r_L)/X_L$  lijkt wel erg veel op  $1/Q$ .  $X_L/R_{\text{totaal}}$  wordt dan ook wel de kwaliteitsfactor van het circuit ( $Q_c$ ) genoemd. Voor de bandbreedte kunnen we dan ook schrijven:

$$B=f/Q_c$$

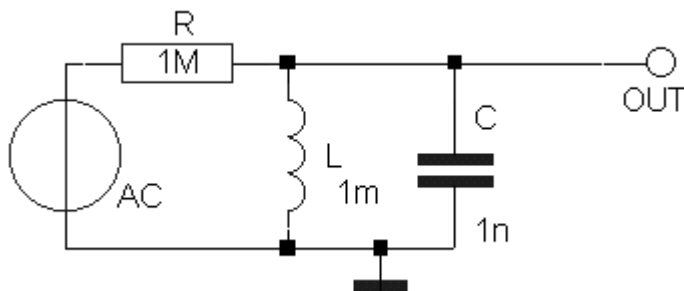
In ons voorbeeld is  $Q_c=1k/120=8.3$ . So  $B=159\text{kHz}/8.3=19.1\text{kHz}$ .

Wanneer we  $R$  en  $C$  van plaats wisselen, krijgen we een laagdoorlaat-filter:



Bij lage frequenties is de uitgangsspanning gelijk aan de ingangsspanning (dus  $U_{out}/U_{in}=0\text{dB}$ ). Wellicht verwachten we dat dit zo blijft tot de afsnijfrequentie van 159kHz om vervolgens met 40dB per decade af te nemen. We zien echter de spanning over de condensator eerst tot zo'n 18.4dB toenemen. Hier is de uitgangsspanning dus 8.3 keer zo hoog als de ingangsspanning! Deze verhouding is gelijk aan  $Q_c$ . Door weerstand R nul te maken wordt de maximale spanningsverhouding gelijk aan de kwaliteitsfactor van de spoel! Dit is dus de tweede methode om de Q van een spoel te bepalen. We hebben nu geen nauwkeurige spanningsmeters meer nodig, maar we hebben nog wel steeds last van de ingangsweerstand van de bron en de hoge stromen die zullen vloeien bij een kleine  $r_L$ .

## Een smaller banddoorlaat-filter



Dit schema is ook een banddoorlaat-filter. Lage frequenties worden immers kortgesloten door de spoel en de hoge door de condensator.

We kunnen bewijzen dat voor de parallelschakeling van de condensator en spoel geldt:

$$Z_r = Q \cdot X_L$$

Hierin is  $Z_r$  de impedantie bij resonantie en Q de kwaliteitsfactor van de spoel. Deze formule is een benadering, maar de meeste spoelen hebben een dusdanig hoge Q dat deze formule vrijwel altijd gebruikt mag worden.

Wat [complexe wiskunde](#) toont aan dat de impedantie z'n maximum bereikt bij:

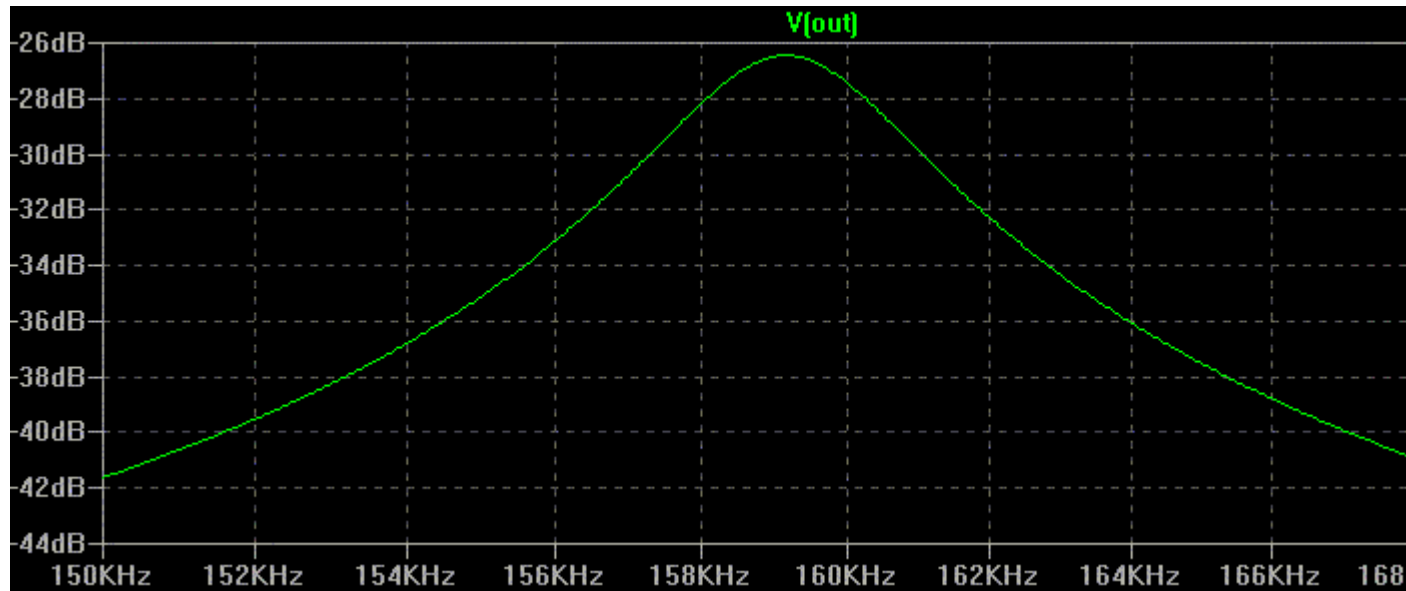
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Ook dit is weer een benadering waarbij is aangenomen dat de serieweerstand van de spoel zo klein is dat het geen invloed heeft op de frequentie.

In ons geval is  $f$  dus weer 159kHz. Als  $r_L$  20 ohm is, is  $Q$  dus  $1k/20=50$ .  $Z_r$  is dan  $50 \cdot 1k=50k$ . De stroom door de parallelkring is in fase met de ingangsspanning, dus:

$$U_{out,max}/V_{in}=Z_r/(R+Z_r)=50k/1050k=0.0476.$$

Hieronder is de spanning uitgezet tegen de frequentie.



De bandbreedte is ongeveer  $160.7kHz-157.5kHz=3.2kHz$ .

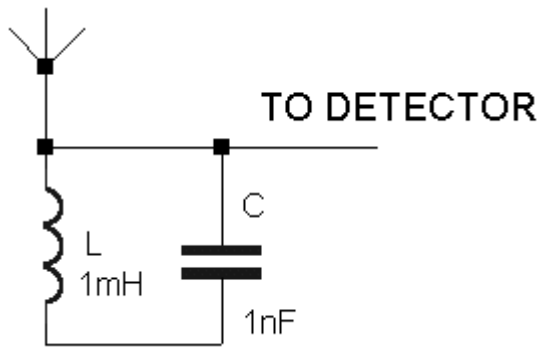
Wanneer  $R \gg Z_r$  en de  $Q$  groot genoeg, dan geldt ook hier:  $B=f/Q$ . In ons geval is  $B=159kHz/50=3.18kHz$ .

En nu hebben we dan eindelijk de meest geschikte methode gevonden om de  $Q$  te bepalen:

1. Stel de bron in op de frequentie waarvoor de  $Q$  bepaald moet worden;
2. Stem C af op maximale uitgangsspanning;
3. Verlaag de bronfrequentie tot de spanning met 3dB (=factor 1.41) gedaald is;
4. Verhoog de bronfrequentie tot de spanning opnieuw met 3dB gedaald is;
5. Trek de frequenties van elkaar af. Dat is de bandbreedte;
6. Bereken  $Q$  met:  $Q=f/B$ .

Bij deze methode hoeven we geen rekening te houden met de inwendige weerstand van de bron en kunnen er ook geen grote stromen gaan lopen.

## Afgestemde kring

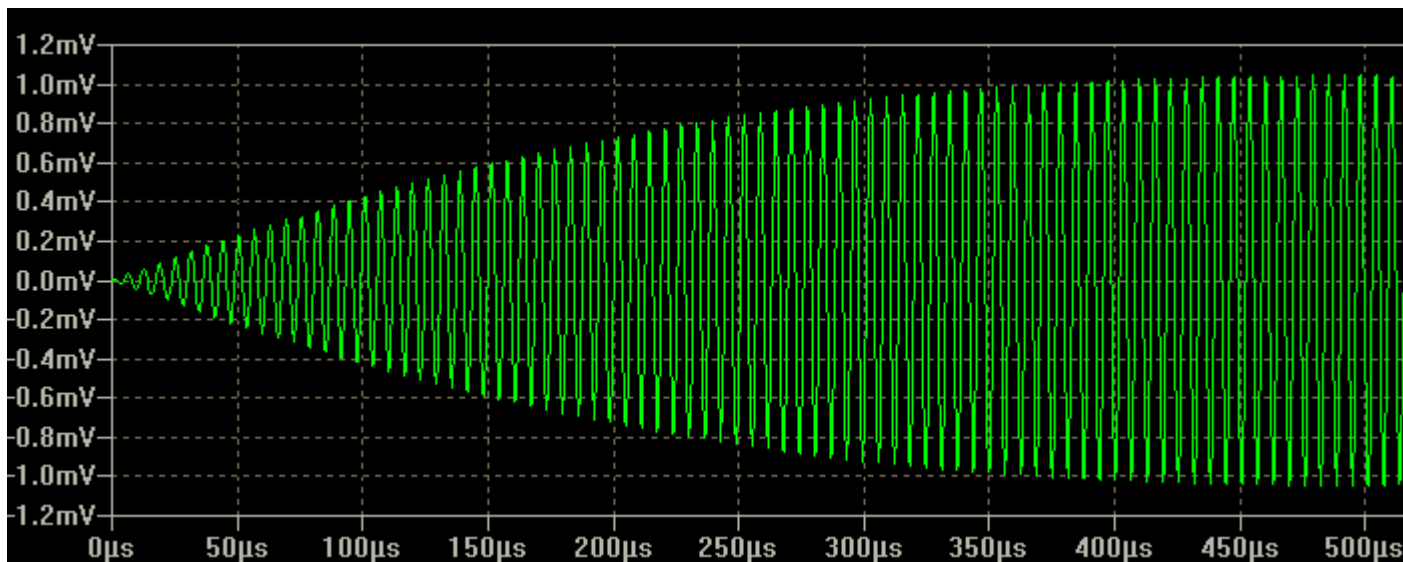


Ooit wel eens afgevraagd hoe een radio (of tv) in staat is om 1 kanaal te pikken uit de honderden kanalen die beschikbaar zijn? Een van de manieren is het gebruiken van een afgestemde kring. Een afgestemde kring bestaat uit een condensator met daaraan parallel-geschakeld een spoel. Gewoonlijk kan de condensator afgesteld worden: de capaciteit verandert door aan de knop te draaien. Dit circuit is eigenlijk het banddoorlaat-filter uit een vorige paragraaf. De bandbreedte kan dus berekend worden met  $B=f/Q$  en de resonantiefrequentie met:

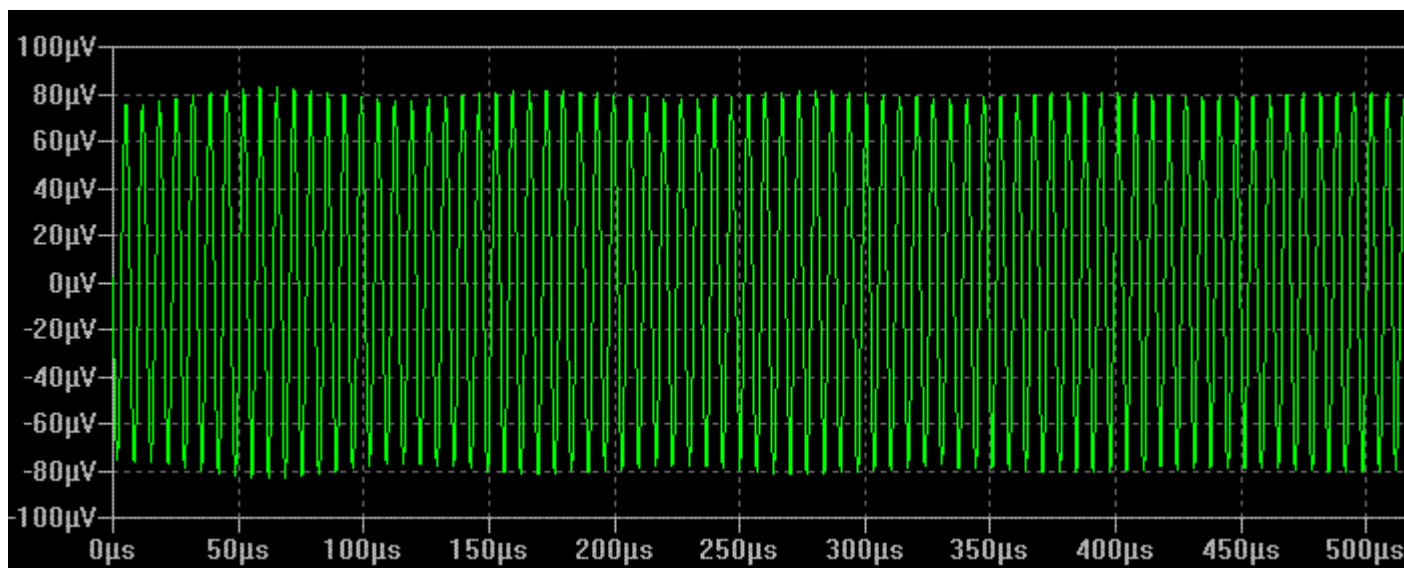
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Het filter moet smal genoeg zijn om ongewenste stations te onderdrukken, maar breed genoeg om het volledige signaal van het gewenste station door te laten.

Wanneer de antenne een signaal oppikt dat dicht bij deze frequentie ligt, zal de afgestemde kring beginnen te resoneren op die frequentie. Kijk maar eens wat er gebeurt als de antenne een radiosignaal van 159kHz oppikt:



Een ander radiostation zendt uit op 149kHz, slechts 10kHz onder de resonantiefrequentie. Het plaatje hieronder laat het uitgangssignaal voor deze frequentie zien.



Het verschil is duidelijk. De detector (een circuit dat het radiosignaal omzet naar hoorbaar geluid) werkt alleen voor het 159kHz-signaal; het 149kHz-signaal is gewoon te zwak.

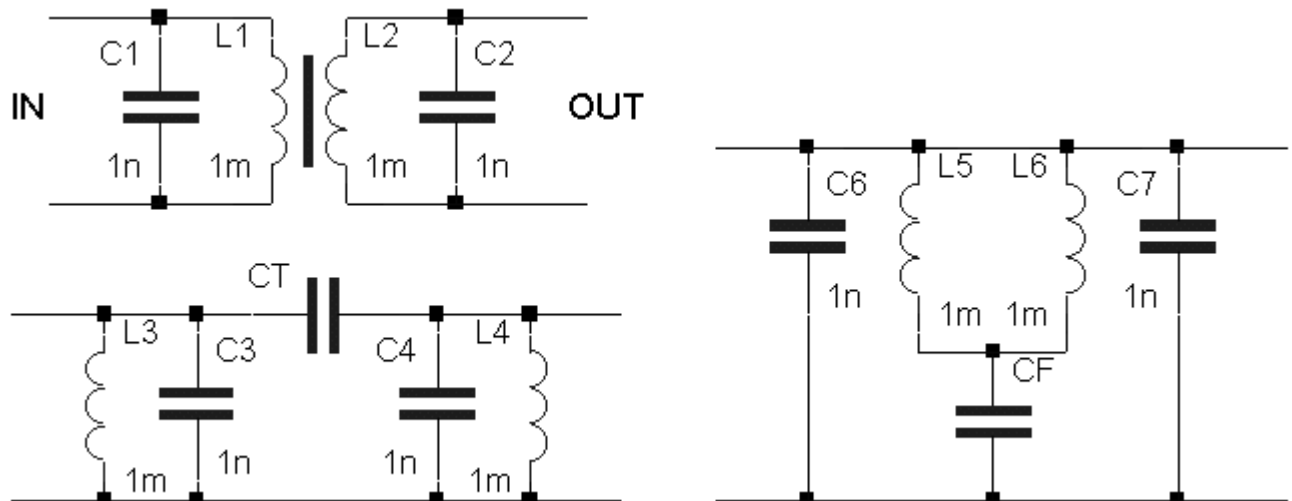
# Hoofdstuk 20. Diverse filters

## Inleiding

In deze les bekijken we gekoppelde filters en T-filters.

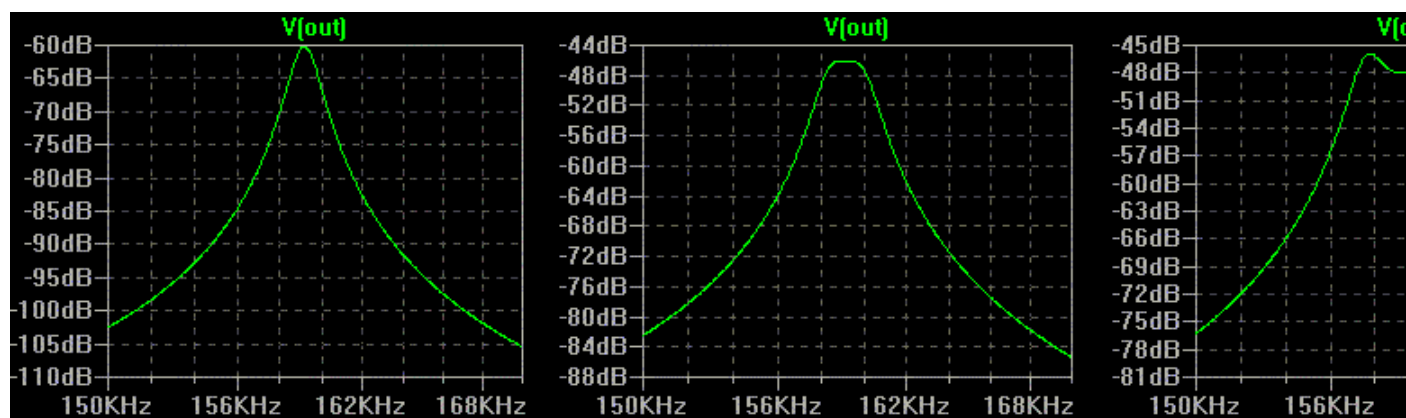
## Gekoppelde filters

We kunnen filters zowel inductief als capacitief koppelen:



De bovenste schakeling is een inductief gekoppeld filter. De onderste twee zijn capacitief gekoppelde filters.

Bij inductief gekoppelde filters worden de spoelen om dezelfde kern gewikkeld. De verhouding  $U_{L2}:U_{L1}$  (zonder C1 en C2) wordt de koppelfactor  $k$  genoemd. Deze factor heeft een grote invloed op de frequentierespons:



Van links naar rechts wordt  $k$  steeds groter. Uiteraard wordt dan de uitgangsspanning ook groter. Op een gegeven moment krijgt de frequentierespons twee maxima. De maximale waarde van  $k$  waarbij dit niet gebeurt, heet kritische koppeling. Dit blijkt te gebeuren als  $k = 1/Q$ , waarbij  $Q$  de kwaliteitsfactor is van de spoelen. Beide spoelen dienen dan wel dezelfde  $Q$  te hebben. Als  $k < 1/Q$ ; spreken we van onderkritische koppeling; het filter is dan smalbandig. Als  $k > 1/Q$ ; spreken we van overkritische koppeling; het filter is dan breedbandig.

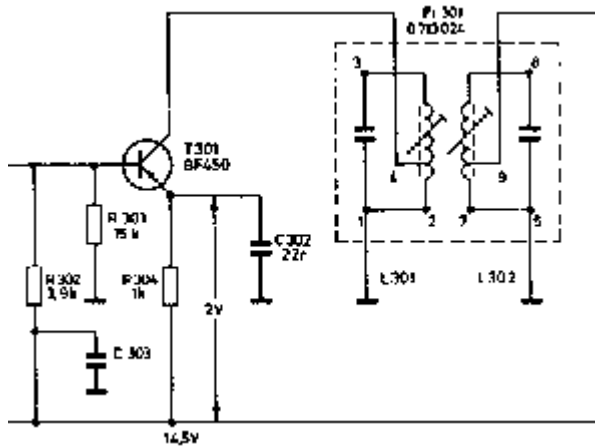
Bij capacitief gekoppelde filters wordt de koppelfactor bepaald door condensators.



Het linkschema toont een filter met topkoppeling. Hierbij is  $k = CT/\sqrt{(C3 \cdot C4)}$ .

Het filter rechts heeft voetkoppeling. Hiervoor geldt  $k = \sqrt{(C6 \cdot C7)/CF}$ .

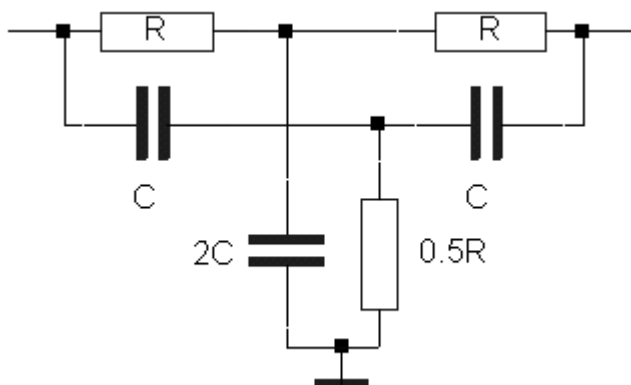
Wanneer we gekoppelde filters vergelijken met [LC-filters](#), zien we dat gekoppelde filters veel steiler zijn. Bij het smalbandige LC-filter is het verschil in uitgangssignaal bij 150kHz en 159kHz ongeveer 15dB. Bij het kritisch gekoppelde filter hierboven is dat verschil ongeveer 35dB! Nadeel is wel dat het uitgangssignaal van een gekoppeld filter veel lager is dan van een eenvoudig LC-filter.



De afbeelding hierboven komt uit het schema van een radio-ontvanger.

De transistor versterkt het ingangssignaal en het gekoppelde filter haalt het gewenste signaal eruit. Wanneer het filter te zwaar wordt belast, wijzigt de resonantiefrequentie. Om het filter zo min mogelijk te belasten, wordt het uitgangssignaal op een tap afgenomen. Daar staat immers minder spanning op en dus zal de stroom ook lager zijn.

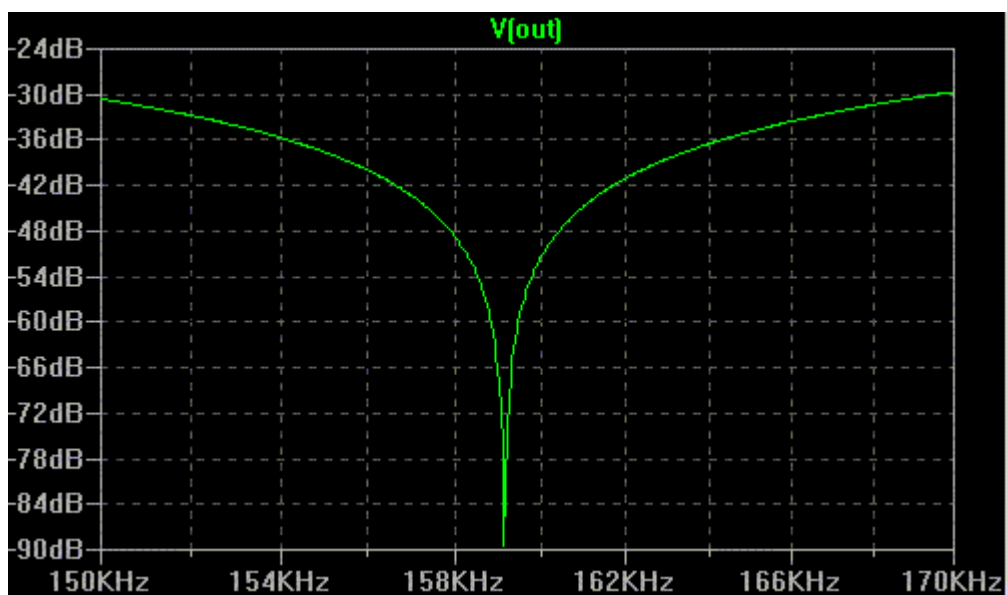
## Dubbel T-filter



Dit schema toont een dubbel T-filter. Door de weerstanden loopt een stroom die in fase is met de spanning. De stroom door de condensators is echter 180 graden gedraaid. Bij een bepaalde frequentie zullen de stroomamplitudes evengroot zijn, maar tegengesteld gericht. Deze frequentie wordt dus onderdrukt. Het is derhalve een bandsper-filter. De frequentie waarbij dit gebeurt is:

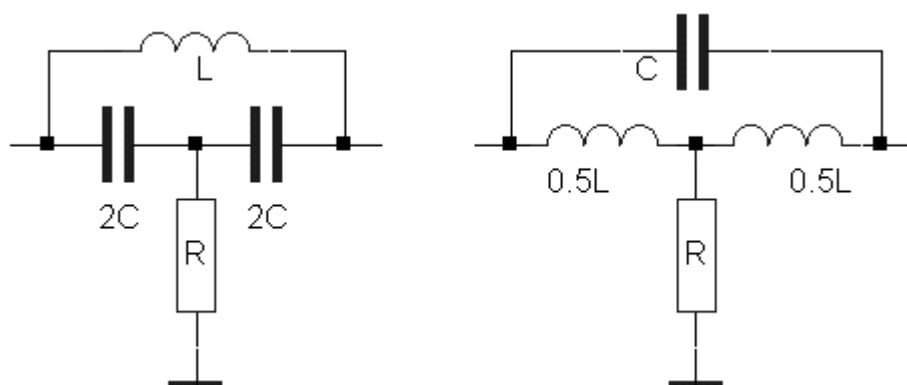
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Wanneer we weer  $R = 1k$  en  $C = 1n$  nemen, is de frequentie 159kHz. Onderstaande afbeelding toont de frequentierespons.

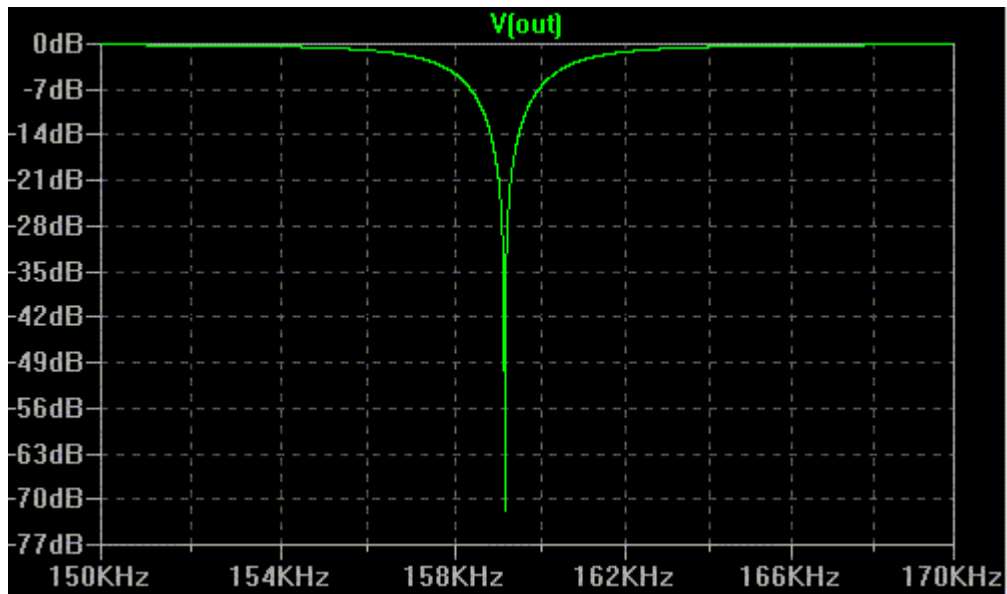


Een [dubbel T-filter met terugkoppeling](#) is te vinden op [mijn projects page](#) (Engelstalig).

## Overbrugde T-filters



Dit zijn ook bandsper-filters. Beide filters hebben dezelfde frequentierespons, dat nog steiler is dan een dubbel T-filter:



De frequentie kan, net als bij eenvoudige LC-filters, berekend worden met:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Bij deze frequentie is de uitgangsspanning 0V als  $R = Q \cdot X_L / 4$ .

# Hoofdstuk 21. Frequentie-onafhankelijke spanningsdeler

## Inleiding

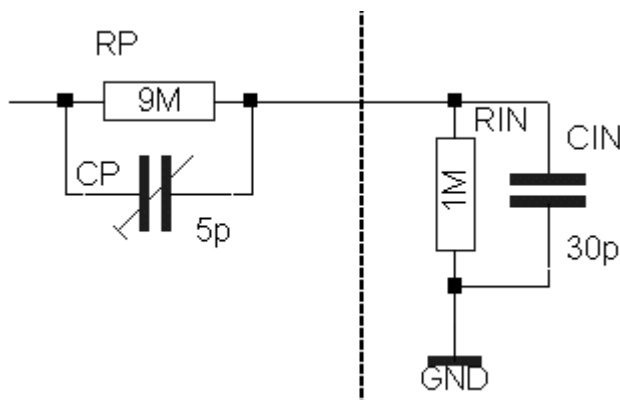
In [een van de eerste lessen](#) hebben we al kennis gemaakt met spanningsdelers. Deze spanningsdelers bestonden alleen maar uit weerstanden en zijn dus onafhankelijk van de frequentie. Wanneer we echter met een spanningsdeler het bereik van meetapparatuur willen vergroten, dan zullen we rekening moeten houden met de ingangscapaciteit van het betreffende apparaat.

In dit hoofdstuk gaan we uit van een oscilloscoop met eeningangsimpedantie die overeenkomt met een weerstand van  $1\text{M}\Omega$  parallel aan een condensator van  $30\text{pF}$ ; we schrijven dit meestal als  $1\text{M}/30\text{pF}$ . Bij een frequentie van slechts  $159\text{Hz}$  is de impedantie van de  $30\text{pF}$  condensator ook  $1\text{M}\Omega$ . De totale impedantie van de scoop bij  $159\text{Hz}$  is dus nog maar  $500\text{k}\Omega$ . De ingangsimpedantie is dus frequentie-afhankelijk. Een weerstand van  $9\text{M}\Omega$  volstaat dus niet meer om een spanning door 10 te delen. Bij een gelijkspanning werkt dit nog wel, maar bij  $159\text{Hz}$  wordt de spanning niet door 10, maar door  $(9\text{M}+500\text{k})/500\text{k} = 19$  gedeeld!

Daarom zullen we eerst een simpele HF-probe (meetpen) maken die dit probleem niet heeft. Daarna zullen we kijken hoe het probleem in de bereikschakelaar van de scoop wordt opgelost.

## HF-probe

De meest simpele HF-probe bestaat uit een weerstand en een variabele condensator:

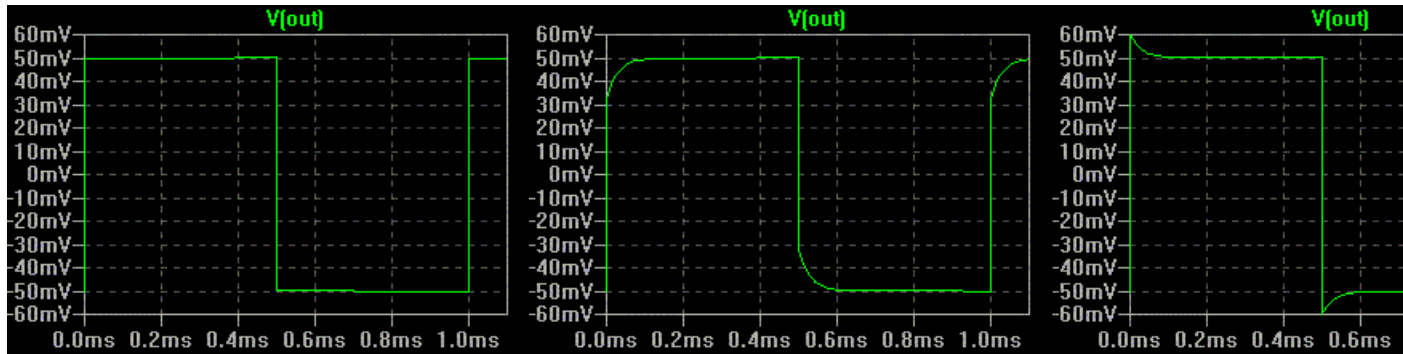


$R_{IN}$  en  $C_{IN}$  vormen de ingangsimpedantie van de scoop.  $R_P$  en  $C_P$  vormen de probe.

Voor gelijkspanningen geldt:  $U_{RIN}/U_{RP} = R_{IN}/R_P$ . Voor hoge frequenties geldt:  $U_{RIN}/U_{RP} = X_{CIN}/X_{CP} = C_P/C_{IN}$ . Om de deler frequentie-onafhankelijk te maken, moet dus gelden:  $R_{IN}/R_P = C_P/C_{IN}$ . Dus:  **$C_P = C_{IN} \cdot R_{IN}/R_P$** .

In ons geval moet  $C_P$  dus afgeregeld worden op  $30\text{p} \cdot 1\text{M}/9\text{M} = 3.33\text{pF}$ .

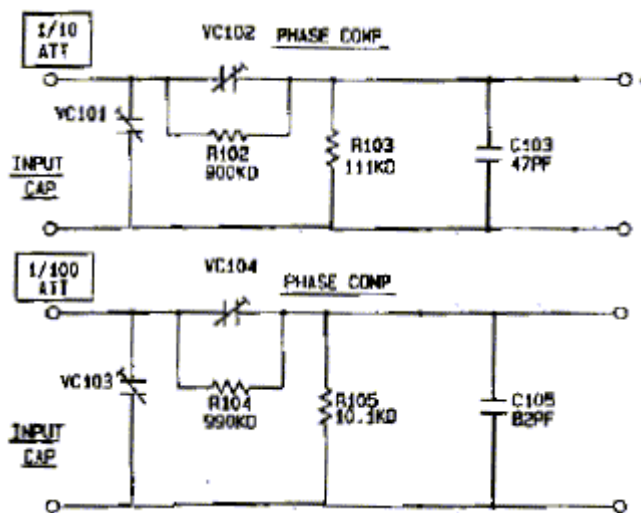
Wie een scoop met HF-probe bezit, weet dat op de probe een 'schroefje' zit dat afgeregeld moet worden. Dat schroefje is dus condensator  $C_P$ . We kunnen  $C_P$  heel goed afregelen door de probe aan te sluiten op een blokspanning. Een blokspanning is namelijk opgebouwd uit allemaal sinusvormige spanningen. Een blokspanning van  $1\text{kHz}$  bevat naast  $1\text{kHz}$  ook spanningen met een frequentie van  $3\text{kHz}$ ,  $5\text{kHz}$ ,  $7\text{kHz}$ , enzovoort. Wanneer  $C_P$  juist is afgeregeld, verschijnt er ook een blokspanning op het beeldscherm van de scoop (links). Alle frequenties waaruit de blokspanning is opgebouwd worden dan immers evenveel verzwakt. Wanneer  $C_P$  een te lage waarde heeft, worden de hogere frequenties teveel verzwakt (midden); een te grote waarde zorgt voor een te lage verzwakking van de hoogfrequente spanningen (rechts).



De ingangsimpedantie van de probe is  $10\text{M}/3\text{pF}$ . Immers:  $R_P$  en  $R_{IN}$  staan in serie, dus de ingangsweerstand is  $1\text{M}+9\text{M}=10\text{M}$ .  $C_P$  en  $C_{IN}$  staan ook in serie, dus geldt:  $1/C = 1/C_P + 1/C_{IN} = 1/3.33\text{p} + 1/30\text{p}$ , dus de ingangscapaciteit is  $3\text{pF}$ .

## Ingangsverzwakker oscilloscoop

De ingangsverzwakker van een oscilloscoop moet natuurlijk ook frequentie-onafhankelijk zijn. Bovendien moet de ingangsweerstand en -capaciteit van de scoop altijd gelijk zijn. Anders moeten we de HF-probe voor elke verzwakker opnieuw instellen.



Hierboven zien we twee verzwakkers uit een oscilloscoop. De bovenste verzwakt 10 keer, de onderste 100 keer. Laten we eerst eens kijken naar de bovenste.

$R_{103}$  staat parallel aan de ingangsweerstand ( $R_{IN}$ ) van de scoop. Voor de totale weerstand geldt dus:  $1/R = 1/R_{IN} + 1/R_{103}$ , dus  $R = 100\text{k}$ .  $R_{102}$  is  $900\text{k}$ , dus de verzwakking is inderdaad 10 keer en de ingangsweerstand blijft  $1\text{M}\Omega$ .

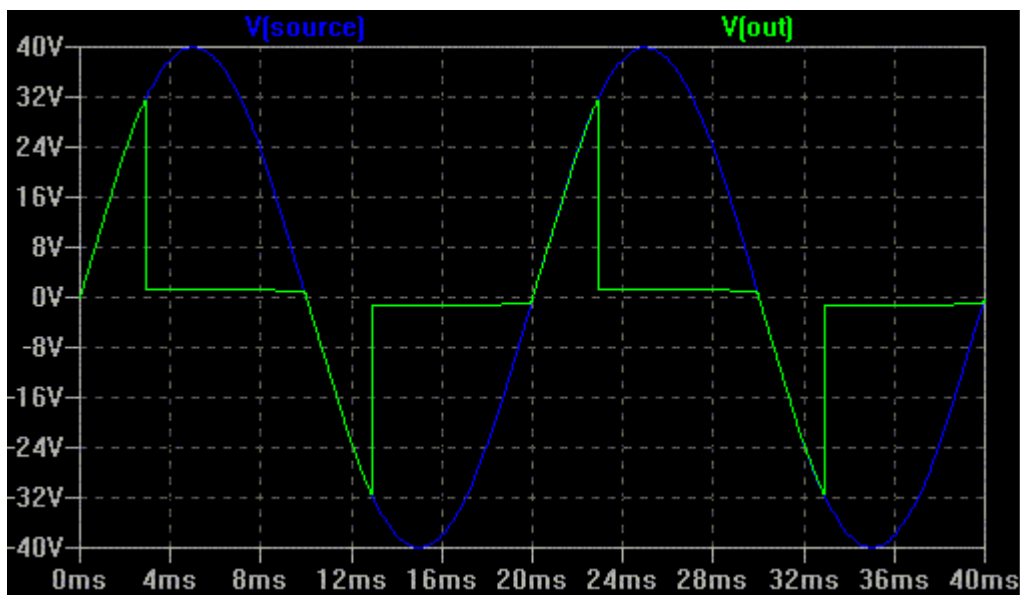
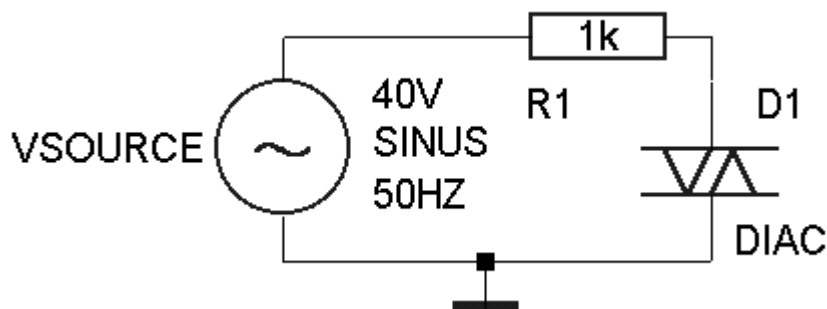
$C_{103}$  staat parallel aan de ingangscapaciteit ( $C_{IN}$ ) van de scoop. De totale capaciteit is dus  $47\text{p} + 30\text{p} = 77\text{pF}$ .  $VC_{102}$  moet zodanig ingesteld worden dat  $VC_{102} = 77\text{p} \cdot 100\text{k} / 900\text{k} = 8.56\text{pF}$ . De nieuwe ingangscapaciteit zou hierdoor  $7.7\text{pF}$  worden. Om hier weer  $30\text{pF}$  van te maken, moet  $VC_{101}$  dus afgesteld worden op  $30\text{p} - 7.7\text{p} = 22.3\text{pF}$ .

Voor de onderste verzwakker kunnen we hetzelfde pad volgen.  $R_{105}$  zorgt dat  $R_{IN} 10.1\text{k} / 1\text{M} = 10\text{k}$  wordt.  $R_{104}$  is  $990\text{k}$ , dus de verzwakking is inderdaad 100 keer.  $C_{105}$  maakt  $C_{IN} 82\text{p} + 30\text{p} = 112\text{pF}$ .  $VC_{104}$  moet dus ingesteld worden op  $112\text{p} \cdot 10\text{k} / 990\text{k} = 1.13\text{pF}$ . Hierdoor dreigt de ingangscapaciteit slechts  $1.12\text{pF}$  te worden.  $VC_{103}$  moet dus ingesteld worden op  $30\text{p} - 1.12\text{p} = 28.88\text{pF}$ .

# Hoofdstuk 22. DIAC's, Thyristors en TRIAC's

## DIAC

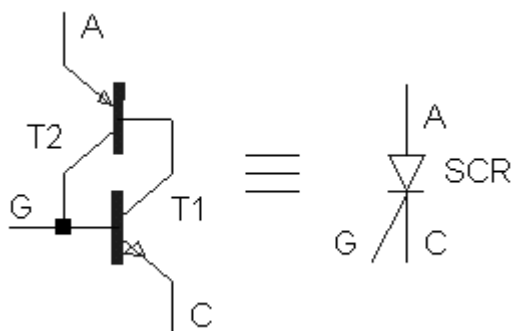
Een DIAC is een soort [Diode](#) voor [AC](#). Als we de spanning over een DIAC opvoeren (via een weerstand), dan zal hij op een gegeven moment volledig gaan geleiden; de spanning over de DIAC wordt dan 0V. Wanneer we de spanning daarna weer laten afnemen, blijft de DIAC geleiden. De DIAC spert pas weer wanneer er geen stroom meer loopt. Kijk voor de duidelijkheid maar eens naar de onderstaande afbeelding.



Deze DIAC begint te geleiden zodra de voedingsspanning 32V wordt. Wanneer de voeding weer lager wordt dan 32V blijft de DIAC geleiden. De DIAC spert pas weer als de voedingsspanning 0V is, en er dus geen stroom meer loopt. Duidelijk te zien is dat de DIAC ook werkt bij negatieve spanningen. Een DIAC heeft dan ook geen anode en kathode zoals een gewone diode.

## Thyristor

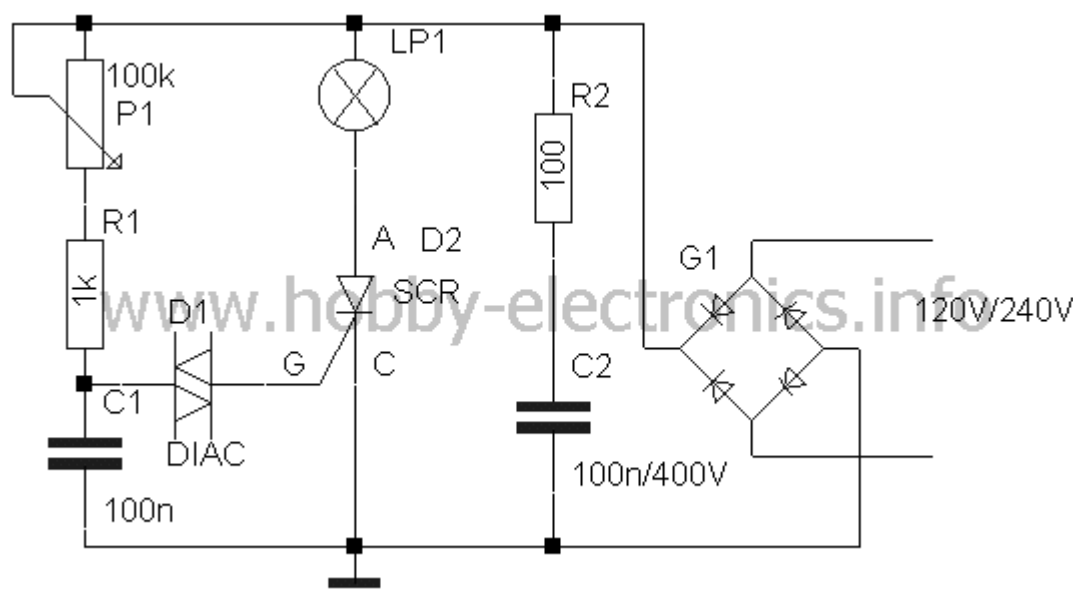
Een thyristor lijkt een beetje op een transistor: door een stroom door een van de pennen (de gate) te laten lopen, kunnen we de thyristor laten geleiden. Het verschil is echter dat de thyristor blijft geleiden als de gatestroom 0 wordt. De thyristor spert pas weer als er geen stroom meer loopt (net als bij de DIAC). Onderstaande afbeelding maakt het misschien wat duidelijker.



Door een spanning op de basis van T1 aan te sluiten, gaat T1 geleiden. Hierdoor wordt ook T2 van basisstroom voorzien en gaat dus ook geleiden. T2 voorziet T1 van basisstroom, dus de thyristor blijft geleiden.

De thyristor spert pas weer als de spanning over anode en kathode nul wordt.

Met een thyristor kunnen we een eenvoudige dimmer maken:



Bedenk bij het experimenteren dat de hele schakeling (dus ook P1!) onder levensgevaarlijke spanning staat!

Condensator C1 wordt door R1 en P1 opgeladen. Zodra de spanning over C1 de doorslagspanning van de DIAC heeft bereikt, zal de thyristor gaan geleiden en gaat de lamp aan. De thyristor zal blijven geleiden totdat de voedingsspanning 0V wordt. En dan begint alles weer van voren af aan. Hoe groter P1, hoe langer het duurt voordat de condensator voldoende geladen is om de DIAC en de thyristor te laten geleiden. De lamp zal bij een hoge waarde van P1 dus zwak branden, en bij een lage waarde fel.

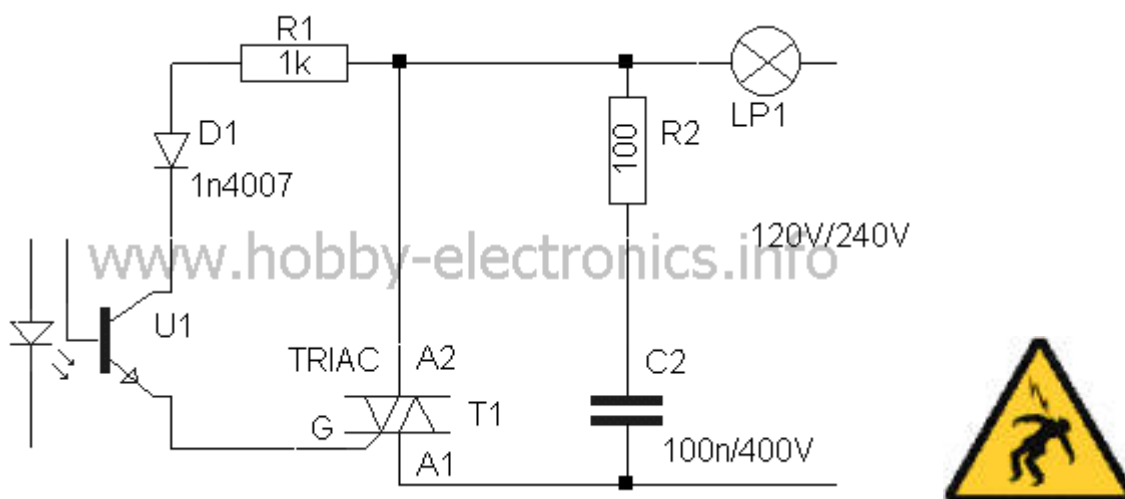
We hebben vast wel eens een 'plop' uit de luidsprekers van een radio horen komen bij het aanzetten van een lamp. Deze schakeling zet 100 keer per seconde de lamp aan. Om te voorkomen dat dit de radio- en televisieontvangst teveel stoort, zijn R2 en C2 aangebracht.

## TRIAC

De naam TRIAC staat eigenlijk voor 'TRIode voor AC'. En triode is de oude benaming voor transistor. Maar eigenlijk is 'thyristor voor AC' een betere naam. Ook een TRIAC gaat geleiden door toedienen van een gatestroom en spert pas weer als de spanning over de TRIAC nul wordt.

Wil een TRIAC echter zowel de positieve als de negatieve helft van een wisselstroom doorlaten, dan moet ook de gatestroom telkens van richting wisselen.

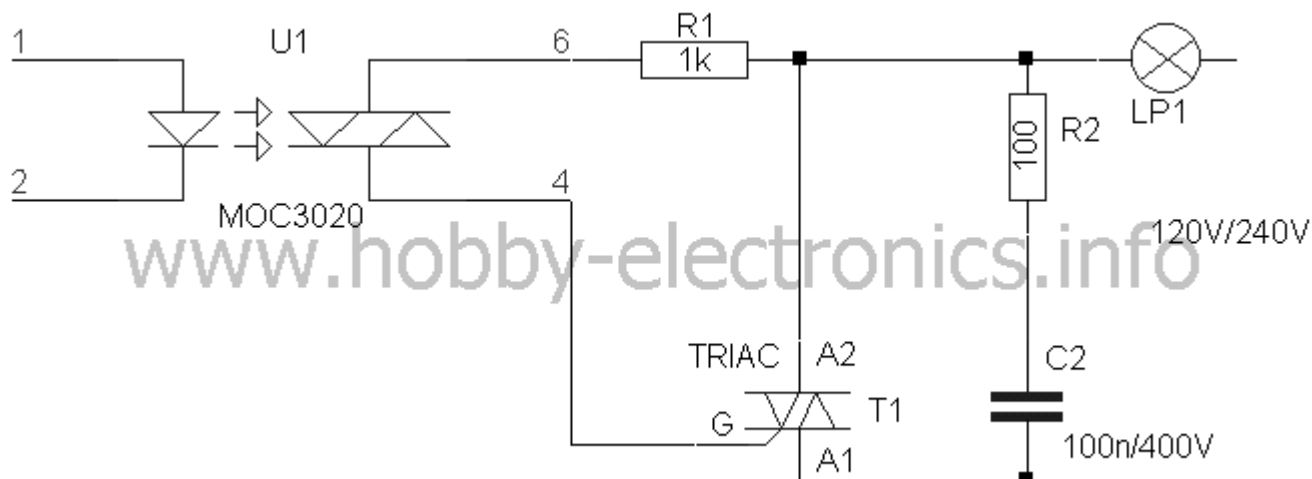
Onderstaande schakeling is een veelgebruikte schakelaar.



Bedenk bij het experimenteren dat de hele schakeling onder levensgevaarlijke spanning staat!

U1 is een optocoupler. Een optocoupler bestaat uit een LED en een transistor. Wanneer de LED oplicht, gaat de transistor geleiden. Er zal dan stroom gaan lopen van de gate naar A1. Hierdoor kan er stroom van A2 naar A1 lopen en gaat de lamp branden.

Deze schakeling heeft echter wel een nadeel: er kan geen stroom van A1 naar de gate lopen; de TRIAC geleidt dus maar gedurende een halve periode! Gelukkig kan dit eenvoudig worden opgelost:



Optocoupler U1 bevat nu een TRIAC in plaats van een transistor. Hierdoor is een gatestroom in beide richtingen mogelijk. Er bestaan ook optocouplers met nuldoorgang-detectie, bijvoorbeeld de MOC3041. In dat geval kunnen R2 en C2 worden weggelaten.

Nog een laatste opmerking: de gatestroom loopt altijd van of naar A1. A1 en A2 mogen dus niet verwisseld worden!



---

# Hoofdstuk 23. Afbuigingscircuit in een tv

## Waarschuwing



Opgelet! Alle informatie in dit hoofdstuk is uitsluitend bedoeld om de werking van het afbuigingscircuit in een tv uit te leggen. Het is niet bedoeld om aan te leren hoe een tv gerepareerd moet worden. Laat dat aan vakmensen over! In een tv (en juist in het afbuigingscircuit) zijn gevaarlijk hoge spanningen aanwezig, zelfs als de tv uit staat!

## De beeldbuis

De voorkant van een tv is bedekt met een laagje fosfor. Dit fosfor geeft licht zodra er met hoge snelheid een elektron tegenaan komt. Deze elektronen worden uitgestoten door elektronenkanonnen, die zich in het smalle gedeelte (de nek of hals) van de beeldbuis bevinden. Dat uitstoten gaat aanzienlijk eenvoudiger als het kanon warm is. Daarom zijn er gloeidraden aangebracht. Dat is wat we in de nek zien oplichten.

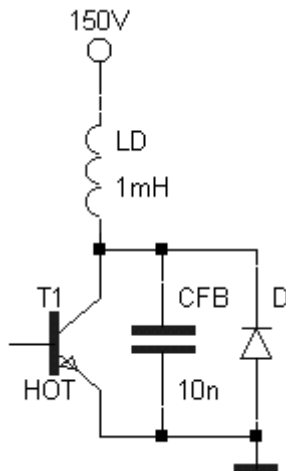
De elektronen die uit het kanon komen, hebben een vrij lagesnelheid. Om deze snelheid te verhogen, wordt er een hoge spanning aangebracht aan de voorkant van de beeldbuis. Deze hoge spanning, die wel 25.000V of hoger kan zijn, blijft op de beeldbuis aanwezig, zelfs als de tv uit staat! Het kan wel een paar dagen duren voordat de lading is verdwenen.

## Afbuigspoelen

Wanneer we verder niets zouden doen, zouden alle elektronen in het midden van het beeldscherm terecht komen. Door het aanbrengen van een magnetisch veld, kunnen we elektronen van richting laten veranderen. Dit magnetisch veld wordt opgewekt door middel van zogeheten afbuigspoelen. Er zijn verticale afbuigspoelen die de elektronen naar boven en beneden laten bewegen, en horizontale afbuigspoelen die de elektronen van links naar rechts kunnen laten gaan.

Het tv-beeld wordt 25 keer per seconde ververst (PAL-formaat). De frequentie van de stroom door de verticale afbuigspoelen is dus 25Hz. De periodetijd is dus 40ms. In die tijd worden er 625 horizontale lijnen geschreven. De periodetijd van de stroom door de horizontale afbuigspoelen is dus 64us. Dit wordt ook wel de lijntijd genoemd. De frequentie is uiteraard 15625Hz. Dit is de hoge fluittoon die we wel eens uit een tv horen komen.

## Afbuigcircuit

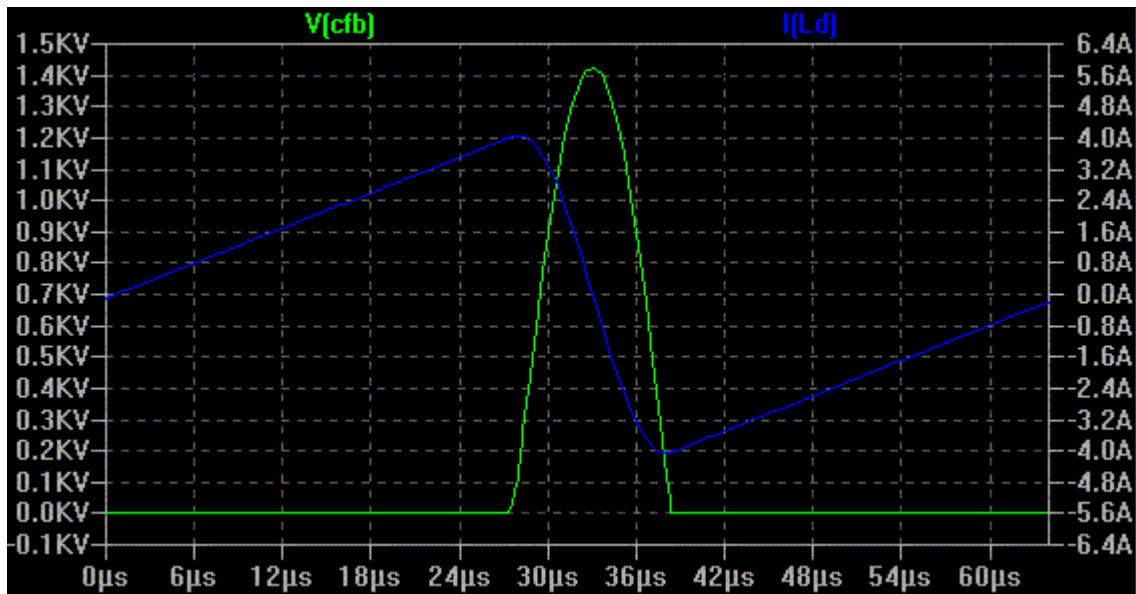


Laten we eens naar de horizontale afbuiging kijken.

Door het aanbrengen van een positieve spanning op de basis, gaat de Horizontal Output Transistor (HOT) geleiden. Dit betekent dat de volledige voedingsspanning over de afbuigspoel staat. Hierdoor zal de stroom door de afbuigspoel  $L_d$  toenemen volgens de formule  $di = (U_B/L_d)dt$ . In ons geval is  $U_B = 150V$  en  $L_d = 1mH$ . De stroom neemt dus toe met  $150000A$  per seconde! De elektronen bewegen nu vanuit het midden naar rechts. Zodra de elektronen helemaal aan de rechterkant aanbellen, moet de transistor weer uitgeschakeld worden. De aan-tijd van de transistor bedraagt natuurlijk een halve lijntijd. Of eigenlijk iets minder. Er is namelijk ook tijd nodig om de elektronenstraal weer helemaal naar links te bewegen voor de volgende regel. Deze tijd wordt de terugslagtijd genoemd. Als we daar  $10\mu s$  voor reserveren, blijft er voor het schrijven van een regel dus  $54\mu s$  over. De transistor moet dus na  $54\mu s / 2 = 27\mu s$  weer uitgeschakeld worden. De spoelstroom is dan opgelopen tot  $(150V/1mH)27\mu s = 4.05A$ . Na het uitschakelen van de transistor **loopt er nog steeds stroom door de spoel**. Deze stroom kan echter niet meer door de transistor lopen, en de diode staat in sperrichting. De stroom kan dus alleen nog naar de condensator  $C_{fb}$  lopen. Wanneer  $L_d$  alle energie heeft overgedragen aan  $C_{fb}$ , is de stroom uiteraard nul.

Laten we nu eens de spanning berekenen die over  $C_{fb}$  komt te staan. Dit valt eenvoudig te berekenen door de energie in een 'volle' spoel gelijk te stellen aan de energie in een volle condensator. Voor een spoel geldt  $E = 0.5LI^2$ . En voor een condensator kunnen we schrijven:  $E = 0.5CU^2$ . Er geldt dus:  $0.5L_d I_{L_d}^2 = 0.5U_{C_{fb}}^2$ . De maximale spanning is dus:  $U_{C_{fb},max} = I_{L_d} \sqrt{L_d/C_{fb}}$ . Uiteraard moeten we hier de  $150V$  voedingsspanning nog bij optellen, zodat:  $U_{C_{fb},max} = 150 + I_{L_d} \sqrt{L_d/C_{fb}} = 150 + 4.05 \sqrt{1m/10n} = 1431V$ .

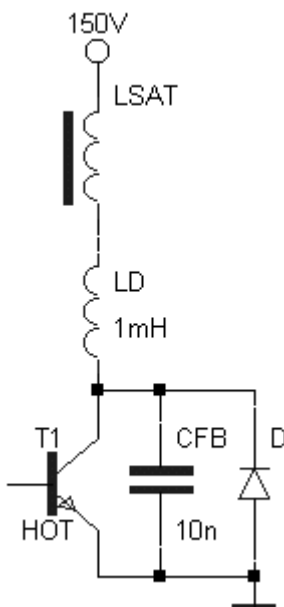
De condensator ontlad zich vervolgens weer via de spoel. De stroom loopt nu echter wel in omgekeerde richting en is dus negatief. Wanneer  $C_{fb}$  alle energie heeft overgedragen aan  $L_d$ , is de spanning over  $C_{fb}$  uiteraard nul. De stroom door  $L_d$  is dan uiteraard  $-4.05A$  (aangenomen dat alle onderdelen verliesvrij zijn).  $L_d$  wil zijn energie weer afstaan aan  $C_{fb}$ . De spanning hierover wordt daardoor negatief. Zodra deze spanning de drempelwaarde van de diode overschrijdt, zal de diode gaan geleiden. Opnieuw staat er dan een vaste spanning over de spoel en zal de stroom weer toenemen (minder negatief worden) volgens  $di = (U/L_d)dt$ . Tegen de tijd dat de stroom nul wordt, is de transistor weer gaan geleiden. De spanning over de spoel blijft dus  $150V$  en alles begint weer van voren af aan.



De waarde van  $C_{fb}$  is eenvoudig te berekenen. We hebben gezien dat  $C_{fb}$  en  $L_d$  een resonantiekring vormen. Een halve periode duurt  $10\mu s$ . Een hele periode duurt dus  $20\mu s$ . We weten dat  $f = 1 / (2\pi\sqrt{L_d \cdot C_{fb}})$ , dus  $T = 2\pi\sqrt{L_d \cdot C_{fb}}$ . Dus  $C_{fb} = T^2 / (4\pi^2 L_d)$ . In ons geval geef dit dus  $C_{fb} = 10nF$ .

Wanneer alle onderdelen ideaal zouden zijn en beeldschermen bolvormig, dan zouden we verder niets hoeven te doen. De praktijk is uiteraard anders.

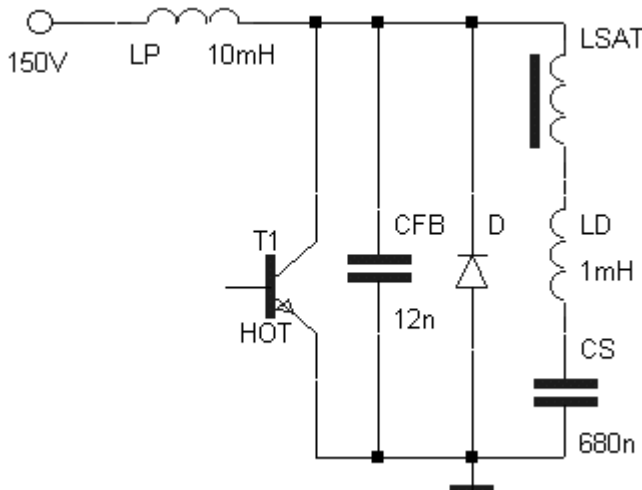
## Lineariteitscorrectie



De eerste correctie waar we naar gaan kijken is de lineariteitscorrectie. De afbuigspoel is helaas niet ideaal, maar heeft een bepaalde (draad-)weerstand. De spanning over deze weerstand neemt toe naar mate de spoelstroom toeneemt. De spanning over de eigenlijke spoel is dus minder dan zou moeten. De spoelstroom zal hierdoor dus minder sterk toe kunnen nemen. Om dit verschijnsel tegen te gaan, hebben we dus eigenlijk een negatieve weerstand nodig die de weerstand van de afbuigspoel compenseert. Nu kunnen we negatieve weerstanden niet gewoon in de winkel kopen. We kunnen er wel een maken met een spoel met een ferrietkern ( $L_{sat}$ ). Als de stroom door deze spoel toeneemt, zal de kern steeds magnetischer worden, totdat zijn limiet is bereikt. Omdat een

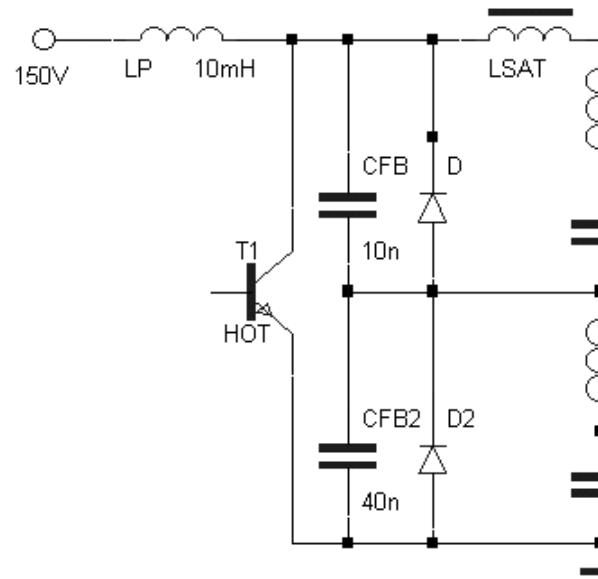
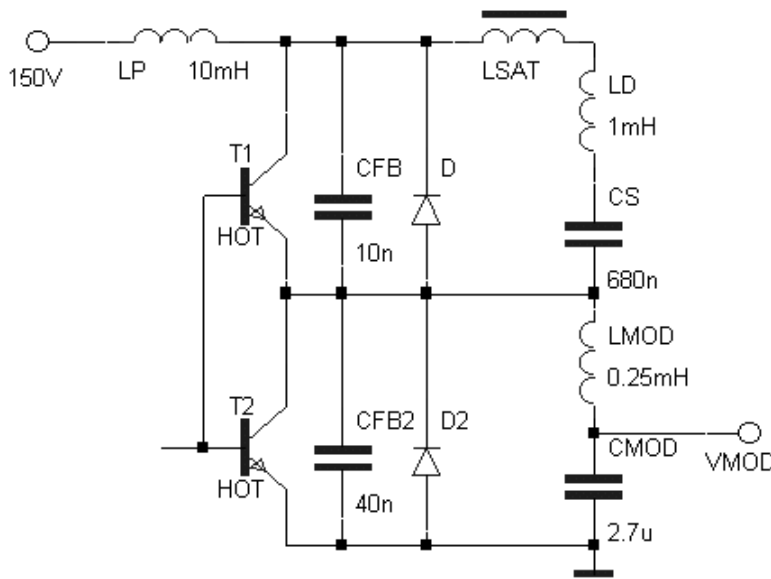
(kleine) variatie in de stroom geen gevolgen heeft voor het magnetisch veld, is de impedantie dus nul geworden. De stroomrichting maakt uiteraard niet uit. Door nu de kern voor te magnetiseren, krijgen we een spoel waarvan de inductie toeneemt bij een negatiever wordende stroom en afneemt bij een positiever wordende stroom. Voor de spanning over  $L_{sat}$  geldt  $U_{Lsat} = L_{sat} \cdot di/dt$ . Omdat de inductie van  $L_{sat}$  veel kleiner is dan die van de afbuigspoel, zal  $di/dt$  gelijk zijn aan de situatie zonder  $L_{sat}$ .  $L_{sat}$  (en dus ook  $U_{Lsat}$ ) neemt echter af bij toenemende stroom. Dus gedraagt deze zich als negatieve weerstand. Het zal duidelijk zijn dat een defecte  $L_{sat}$  door een origineel fabrieksonderdeel vervangen moet worden.

## S-Correctie



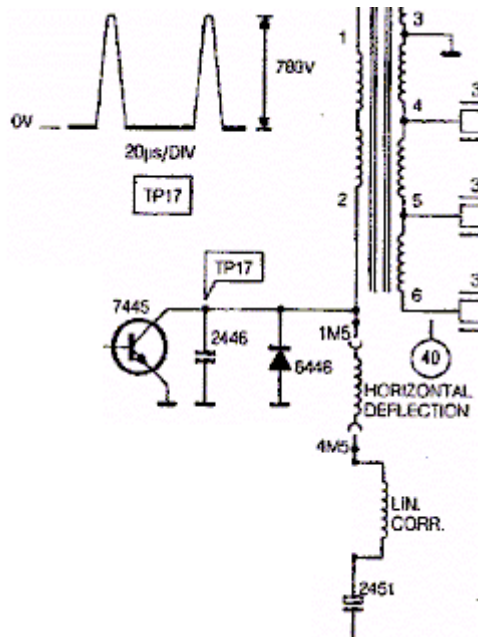
Laten we nu eens kijken hoe we een mooi beeld kunnen krijgen op een plat (in plaats van bolvormig) scherm. De elektronen links en rechts worden teveel afgebogen. Dit kunnen we corrigeren door de spanningsbron te vervangen door een condensator. Als de transistor geleidt, wordt de spoelstroom nu betrokken uit de condensator  $C_s$ . De spanning zal hierdoor afnemen. De spoelstroom zal hierdoor steeds minder sterk stijgen (minder dan 150000A/s). Als de transistor spert en de spoelstroom negatief is, zal de spanning over  $C_s$  weer stijgen. En dat is precies wat we willen. De spoelstroom volgt nu geen rechte lijn, maar heeft meer een S-vorm. We noemen deze correctie daarom ook wel de s-correctie. We moeten er alleen nog wel voor zorgen dat de spanning over  $C_s$  gemiddeld 150V blijft. We kunnen niet zomaar een spanningsbron over  $C_s$  aansluiten. De condensator wordt daarom via de afbuigspoelen bijgeladen. Smoorspoel  $L_p$  voorkomt dat de voeding wordt kortgesloten wanneer de transistor geleidt.

## OW-Correctie



We hebben nu het probleem opgelost dat de elektronen links en rechts teveel worden afgebogen. Maar boven en onder hebben we natuurlijk hetzelfde probleem, zij het in mindere mate. Vooral bij grote schermen treffen we daarom een zogeheten Oost-Westcorrectie aan. We zouden natuurlijk de voedingsspanning kunnen variëren, maar dit levert een ander probleem op.  $L_p$  vormt namelijk tevens de primaire wikkeling van een transformator. De secundaire spanningen van die transformator moeten stabiel blijven, dus de spanning over  $L_p$  mag niet variëren. We kunnen dit bereiken door een 'nep' afbuigcircuit in serie te zetten met de 'echte'. Beide transistoren schakelen gelijk, dus  $L_p$  krijgt telkens een puls van 150V ( $=U_B$ ). Door nu de spanning over  $C_{mod}$  te variëren, kunnen we de spanning over  $C_s$  laten variëren. Immers  $U_{C_s} = U_B - U_{C_{mod}}$ . De maximumspanning over  $C_{mod}$  is meestal ongeveer  $0.2U_B$ , dus 30V.  $C_{fb}$  en  $C_{fb2}$  vormen samen een spanningsdelers. De gewenste 30V kunnen we dus krijgen door  $C_{fb2}$  4 maal zo groot te kiezen als  $C_{fb}$ . In dat geval is  $U_{C_{fb2}} = 1 \cdot U_B / (1+4) = 30V$ . Omdat de periodetijd van beide schakelingen gelijk moet zijn, geldt:  $C_{fb} \cdot L_d = C_{mod} \cdot L_{mod}$ .  $L_{mod}$  wordt dus  $L_d/4$ . De spanning over  $C_{mod}$  wordt tegenwoordig vaak door een speciale chip gegenereerd. Aangezien beide transistoren gelijk aan en uit moeten schakelen, kunnen we ze ook vervangen door 1 transistor. We houden nu een zogeheten diodemodulator over die we in de meeste grote tv's zullen aantreffen.

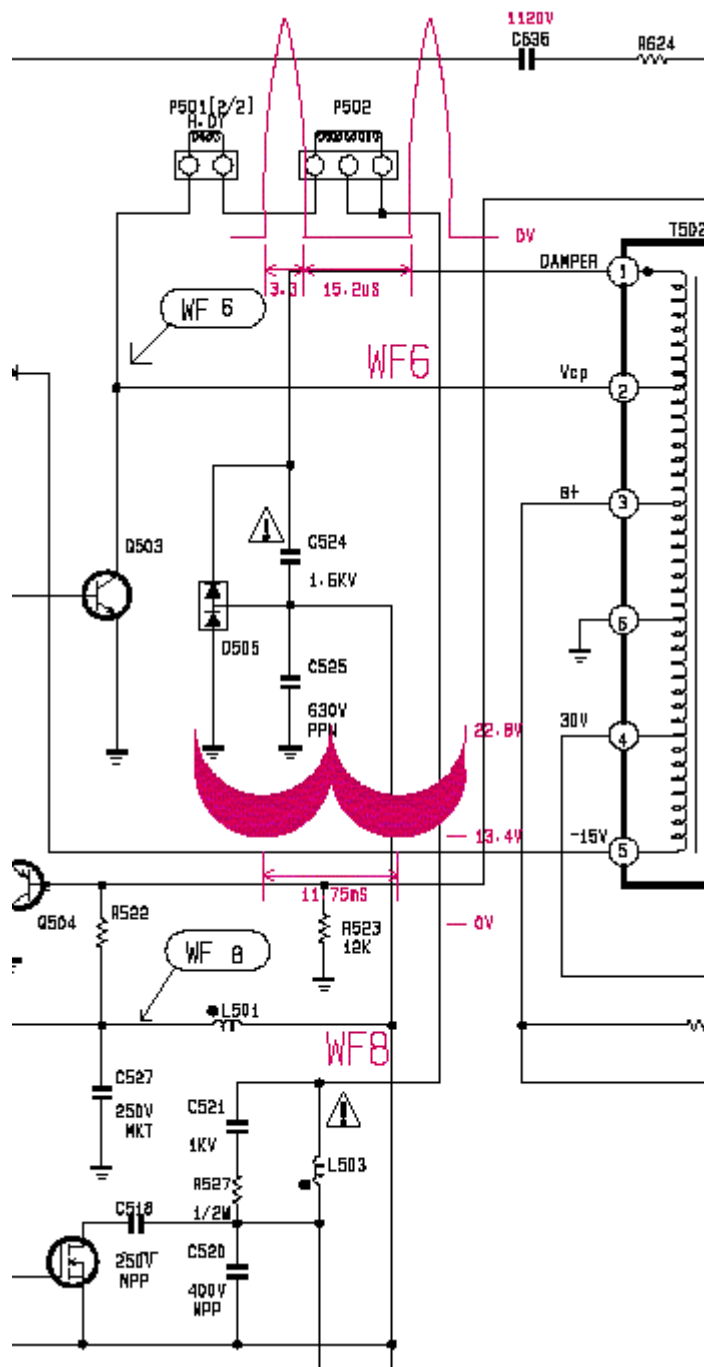
## Praktijkvoorbeelden



Hiernaast staat het afbeeldingscircuit van een kleine tv. De Oost-Westcorrectie ontbreekt hier.

Transistor 7445 is uiteraard de HOT. Condensator 2451 is de Cs. Het is duidelijk te zien dat smoorspoel Lp hier onderdeel uitmaakt van een transformator.

Condensator 2446 is de Cfb. Bij deze tv bedraagt de piekspanning 700V. Ook daaruit blijkt dat het om een kleine tv gaat.



Hiernaast staat een afbuigcircuit met Oost-Westcorrectie.

Transistor Q503 is uiteraard de HOT. D505 bevat beide dioden van de diodemodulator. C524 is Cfb en C525 Cfs2. P501 stelt de horizontale afbuigspoelen voor. P502 is Lsat. De Cs in deze schakeling wordt gevormd door C520 en C521. L501 is Lmod en C527 is Cmod.

Het betreft hier overigens geen tv, maar een computermonitor. Dat blijkt uit het feit dat de lijntijd slechts  $3.4 + 15.2 = 18.6\mu s$  is, in plaats van  $64\mu s$ . De ververs-frequentie is  $1/11.75ms = 85Hz$ . Dat verklaart ook waarom Cs uit twee condensators in serie bestaat. Bij andere frequenties kan een MOSFET worden aangezet die C518 parallel aan C520 zet. Hierdoor verandert uiteraard Cs, wat voor die frequentie een beter beeld oplevert.





De minimale DS-weerstand van de gekozen FET is ongeveer  $150\Omega$ . De maximale versterking van U1A is dus ongeveer 100. De maximale DS-weerstand is oneindig. De minimale versterking is dus 1.

Stel dat P1 zodanig is ingesteld dat U2 10 keer versterkt en dat de afknijpspanning van de JFET  $-1.5V$  is. Als deingangsspanning  $0V$  is, versterkt U1A 100 keer, omdat de gatespanning ook  $0V$  is.

Bij eeningangsspanning van  $200mV_{top}$  zal de amplitude op de uitgang van U2 eerst  $200mV/100 \cdot 100 \cdot 10 = 2V$  bedragen. Hiermee wordt C1 geladen. Hierdoor zal de gatespanning steeds negatiever worden, waardoor de DS-weerstand zal toenemen en versterking van U1A zal afnemen. De uitgangsspanning van U2 zal dus ook afnemen, waardoor C1 steeds minder snel wordt geladen. Uiteindelijk zal de gatespanning U1A een zodanige versterking geven dat de uitgangsspanning van U2 precies gelijk is aan de gatespanning.

Wat zal er gebeuren als we een evenwicht hebben waarbij de gatespanning dicht bij de afknijpspanning ligt, en we de ingangsspanning nog verder verhogen? De FET kan nooit helemaal afgeknepen worden, want dan versterkt U1A maar 1x en dat is nooit genoeg om de gatespanning op de afknijpspanning te houden (tenzij de ingangsspanning toeneemt tot  $15V_{top}$ , maar daar is deze schakeling niet voor bedoeld). De uitgangsspanning van U2 kan niet verder toenemen. Dit betekent dat de uitgangsspanning van U1A dus ook niet verder toe kan nemen. Vanaf een bepaalde ingangsspanning (afhankelijk van de stand van P1 en de afknijpspanning van de FET) blijft de amplitude van de uitgangsspanning dus gelijk! Deze schakeling is kan dus voorkomen dat een volgende trap wordt overstuurd.

De schakeling rond U1B zorgt overigens voor wat extra versterking.

## Componenten kiezen

Voor de opamps U1A en U1B kiezen we een opamp met lage ruis en lage offsetspanning. Een lage ruis is nodig, omdat het signaal 100 maal verzwakt wordt door R1 en R3. Hetingangssignaal van U1A bedraagt dus slechts enkele mV. Een lage offset is nodig vanwege de hoge versterking. Een goedkope opamp zal zorgen voor een behoorlijke DC spanning op de uitgang. Deze DC spanning zal door U1B ook nog eens worden versterkt. Een NE5532 is prima geschikt. Als we toch een goedkopere opamp (bijvoorbeeld een TL082) willen gebruiken, dan zullen we een condensator van  $100n$  moeten plaatsen tussen knooppunt pen 1/C2 en pen 5, en een weerstand van  $1M\Omega$  tussen pen 5 en massa. Hierdoor wordt de DC component tegengehouden zonder de laag-frequente signalen te veel te verzwakken.

U2 kan een 'gewone' opamp zijn. Een TL081 is prima.

De keuze voor JFET T1 is niet erg kritisch, zolang de afknijpspanning maar niet al te laag is. Een BF245A is met een afknijpspanning van  $-1.5V$  een goede keus. Hebben we alleen een BF245C (afknijpspanning  $-4.5V$ ) liggen, dan kunnen we die ook prima gebruiken. We zetten met P1 de versterking van U2 dan wat hoger.

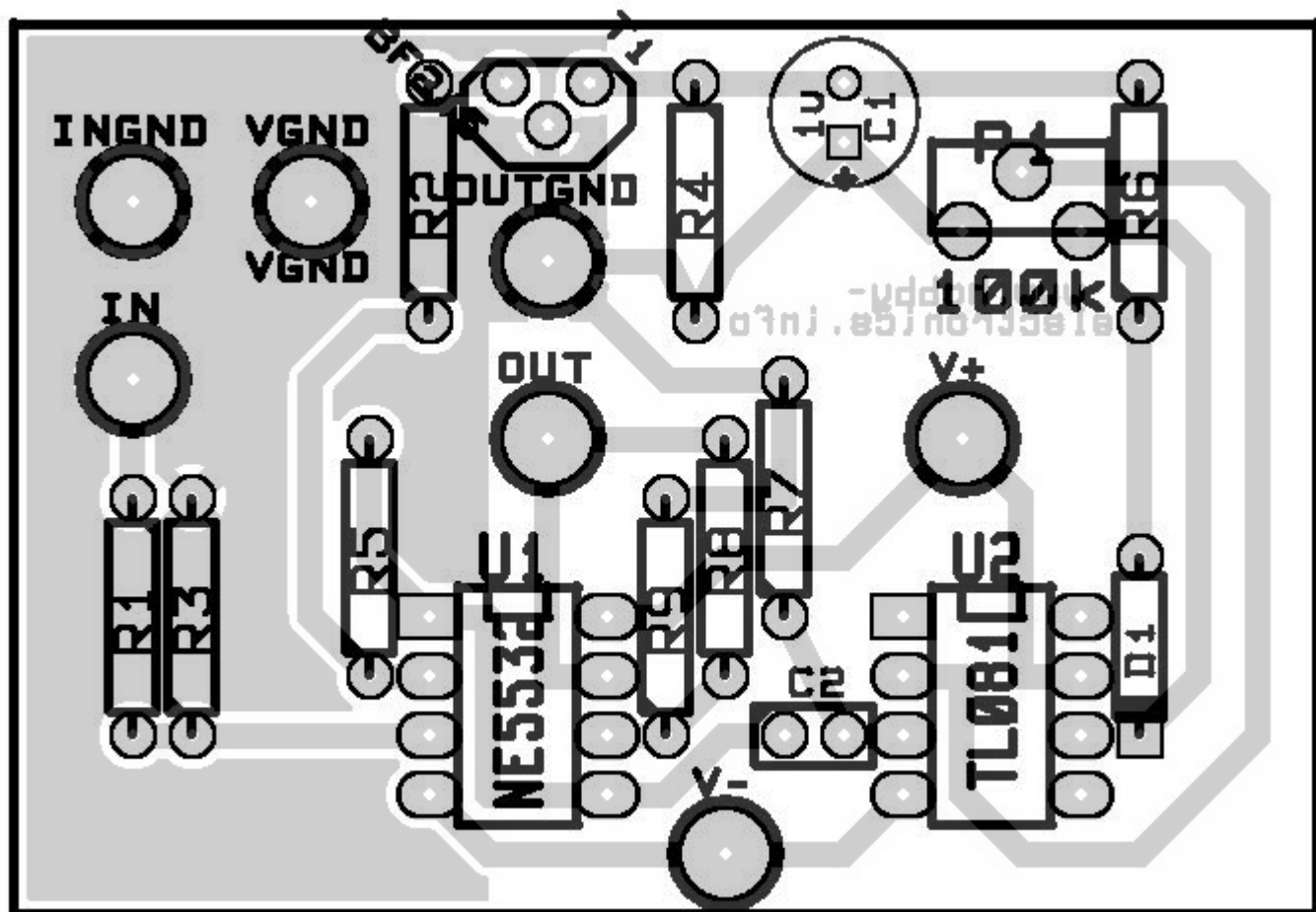
## Voeding

Deze schakeling heeft slechts een paar mA nodig. Uiteraard heeft het een symmetrische voeding nodig. [De kleine symmetrische voeding uit een vorige les](#) is prima geschikt. De spanning is niet erg belangrijk, zolang de opamps het maar aan kunnen. De NE5532 werkt prima met  $\pm 5V \dots 18V$ .

## Opbouw

De printlayout is in verschillende formaten op te halen: [JPEG](#), [PostScript](#), [HPGL](#) en [Gerber](#). Hoe we hiervan een printje kunnen maken, wordt uitgelegd in een van de [bijlagen](#) van deze cursus.

Om de opbouw te vergemakkelijken volgt hieronder de componentenopstelling.



De voeding heeft [zijn eigen print](#).

---

# Hoofdstuk 25. Kabelweerstand

## Inleiding

Elk stuk draad heeft een bepaalde weerstand. Die weerstand wordt groter naar mate de draad langer is, en kleiner bij een grotere draaddiameter. In formulevorm:  $R = \rho l / A = \rho l / (\pi d^2 / 4)$ . Hierin is  $l$  de lengte van de draad (in m),  $A$  de dikte van de draad (in  $m^2$ ),  $d$  de diameter van de draad (in m) en  $\rho$  de soortelijke weerstand (in  $\Omega m$ ). De soortelijke weerstand is afhankelijk van het metaal waarvan de draad is gemaakt. Onderstaande tabel toont een aantal voorbeelden.

**Tabel 25.1. Soortelijke weerstand voor verschillende metalen**

metaal	$\rho$ [ $n\Omega m$ ]
Koper	17.7
Zilver	15.9

Voorbeeld 1:

Een koperdraad van 10m lang en een dikte van  $1mm^2$  heeft een weerstand van  $17.7 \cdot 10^{-9} \cdot 10 / 10^{-6} = 0.177\Omega$ .

Wanneer we door deze draad een stroom van 10A laten lopen, staat er een spanning van 1.77V over. Het door de draad gedissipeerde vermogen is dan 17.7W.

Voorbeeld 2:

We willen een spoel wikkelen. Om de gewenste inductie te krijgen, is 10cm draad nodig met een diameter van 0.4mm. Als we hiervoor koperdraad gebruiken, dan is de DC draadweerstand  $17.7 \cdot 10^{-9} \cdot 0.1 / (\pi \cdot 16 \cdot 10^{-8}) = 0.00352\Omega$ .

## Skin Effect

Elk stuk draad heeft niet alleen een bepaalde weerstand, maar ook een bepaalde zelfinductie. Daarom kunnen we er ook inductors (spoelen) van maken. Door de inductiespanning in de draad, lopen de meeste elektronen aan de buitenkant van de draad. Dit verschijnsel noemen we skin effect. De 'stroomdichtheid' verloopt volgens de formule  $J(x) = J(0) \cdot e^{-x/\delta}$ . Hierin is  $x$  de afstand tot de buitenkant van de draad en  $\delta$  de skindiepte. Deze is afhankelijk van de frequentie:

$$\delta = \sqrt{2\rho / (2\pi f \mu)} = \sqrt{\rho / (\pi f \mu)}$$

Hierin is  $\mu$  de permeabiliteit van de geleider.  $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ .  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ .  $\mu_r$  is de relatieve permeabiliteit en is voor de meeste metalen (waaronder koper en zilver) gelijk aan 1. Bij een frequentie van 30MHz is de skindiepte van een koperen geleider dus  $12.2\mu m$ . Uit de formule voor  $J(x)$  blijkt dat 99% van de stroom door een huidje (skin) van  $5\delta$  loopt. Bij 30MHz is dat huidje dus ongeveer  $61\mu m$  dik.

Het feit dat de stroom maar door een huidje van  $61\mu m$  dik loopt, zorgt er natuurlijk ook voor dat de weerstand van die draad hoger is. We hanteren hierbij een aantal vuistregels:

$$R_{AC}/R_{DC} = 1 \text{ als } d < 3\delta \text{ en } R_{AC}/R_{DC} = d/4\delta + 0.25 \text{ als } d > 3\delta$$

Laten we weer even naar Voorbeeld 2 kijken, maar dan bij een frequentie van 30MHz.  $d$  is hier 0.4mm en dus groter dan  $3\delta$ .  $R_{AC}$  is dus ongeveer  $R_{DC}(d/4\delta + 0.25) = 0.00352 \cdot (0.4/0.0488 + 0.25) = 0.030\Omega$ .

Stel dat deze spoel gebruikt wordt in een toepassing waar een zo hoog mogelijke kwaliteitsfactor bereikt moet worden. In hoofdstuk 13 hebben we geleerd dat de kwaliteitsfactor  $Q$  gelijk is aan  $X_L/r_L$ . Stel dat de  $X_L$  bij de toegepaste frequentie 5 $\Omega$  is.  $Q$  is dan  $5/0.030 = 168$ . Bij gebruik van zilverdraad

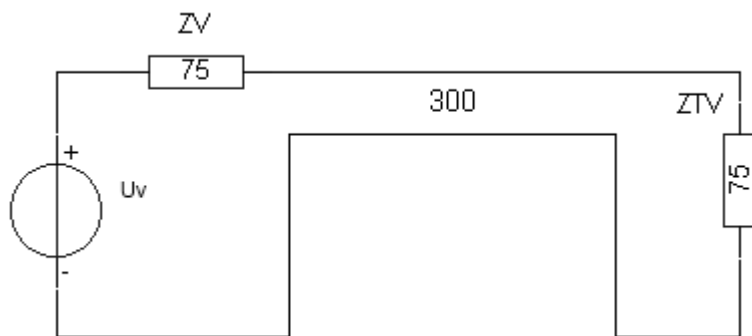
wordt  $R_{DC}$   $0.00316\Omega$ . De skindiepte  $\delta$  is dan  $11.6\mu\text{m}$ .  $R_{AC}$  is dan dus ongeveer  $0.00316 \cdot (0.4/0.0463 + 0.25) = 0.028\Omega$ .  $Q$  wordt dan  $5/0.028 = 178$ . Zilverdraad geeft dus een hogere kwaliteitsfactor. Vanwege het skineffect hoeft spoeldraad ook niet volledig van zilver te zijn, maar volstaat een dun zilverlaagje aan de buitenkant.

# Hoofdstuk 26. Kabelimpedantie

## Inleiding

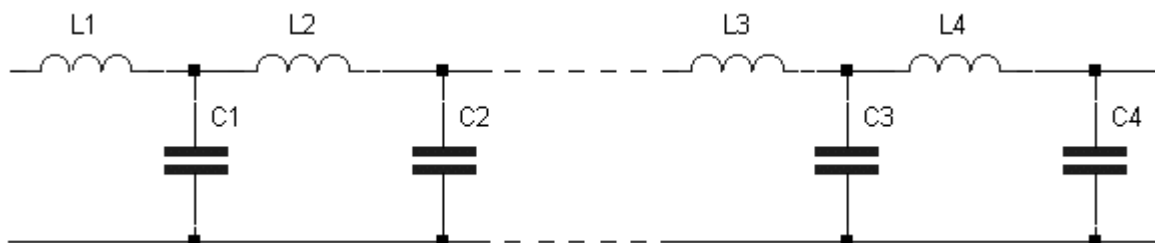
Na een hoofdstuk over kabelweerstand lijkt het onzin om nog een hoofdstuk te besteden aan de impedantie van een kabel. Met kabelimpedantie wordt echter iets totaal anders bedoeld dan met kabelweerstand. Zo kunnen we TV-kabel kopen van  $75\Omega$ . Die  $75\Omega$  kan nooit de kabelweerstand zijn; die is immers afhankelijk van de lengte van de kabel. Maar als we de TV-kabel in twee stukken knippen, dan blijft het  $75\Omega$ -kabel. Die  $75\Omega$  is de karakteristieke kabelimpedantie en we gaan in dit hoofdstuk bekijken wat dat inhoudt.

## Reflectie

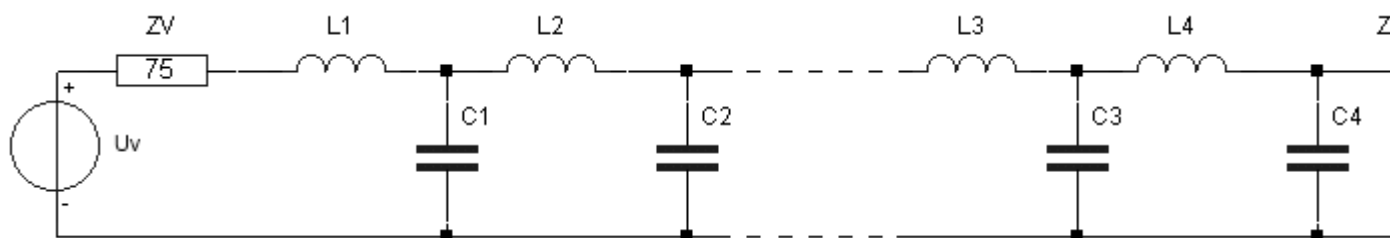


In de bovenstaande afbeelding is een TV verbonden met een videorecorder.  $U_v$  en  $Z_V$  stellen samen de uitgang van de videorecorder voor.  $Z_{TV}$  is de ingangsimpedantie van de TV. De verbindingkabel hoort een impedantie van  $75\Omega$  te hebben, maar deze heeft een impedantie van  $300\Omega$ . Wat zal dat tot gevolg hebben?

Elk stuk draad heeft eigenschappen van een [spoel](#), ook als is dat stuk draad niet om een kern gewikkeld. De isolatie tussen de geleiders in een kabel zorgt dat het tevens eigenschappen heeft van een [condensator](#). Elk stuk kabel kunnen we daarom weergeven als:



Het eerste schema van dit hoofdstuk kunnen we dus vervangen door:



Stel dat op  $t=0$   $U_v$  een puls afgeeft. Deze puls ziet op dat moment alleen  $L_1$  en  $C_1$ . De impedantie hiervan (op  $t=0!$ ) is  $Z=\sqrt{L/C}$ . Dit is de karakteristieke impedantie van de kabel. Na een tijd  $t=\sqrt{LC}$

arriveert de puls bij de tweede LC-sectie. Na  $t=N\sqrt{LC}$  komt de puls bij de TV aan. Hierin is  $N$  natuurlijk het aantal LC-secties. Op het moment dat de puls bij  $Z_{TV}$  aankomt, treedt reflectie op. Laten we de heengaande puls 'f' noemen en de gereflecteerde puls 'g'. Op het moment van reflectie is de spanning over  $Z_{TV}$  dus  $f+g$ . Omdat de stromen  $f$  en  $g$  tegengesteld gericht zijn, is de stroom door de kabel gelijk aan  $(f-g)/Z$ . Deze stroom loopt uiteraard ook door  $Z_{TV}$ . Voor  $Z_{TV}$  geldt nu dus:  $Z_{TV} = (f+g)/[(f-g)/Z]$ . De verhouding  $g/f$  noemen we de reflectiecoëfficiënt  $r$ . Voor  $r$  kunnen we dus schrijven:

$$r = g/f = (Z_{TV} - Z)/(Z_{TV} + Z)$$

We zien nu direct dat  $r=0$  als  $Z_{TV} = Z$ . Zoals gezegd, hadden we dus een kabel van  $75\Omega$  moeten gebruiken. Laten we eens gaan kijken wat het gevolg is van het gebruik van een  $300\Omega$ -kabel.

Op  $t=0$  geeft de video een puls af van bijvoorbeeld 1V. Deze puls ziet aan het begin van de kabel een impedantie van  $300\Omega$ . Aan het begin van de kabel heeft de puls dus een spanning van  $1V \cdot 300/(300+75)=0.8V$ . Deze puls verschijnt na een tijd  $T$  aan het eind van de kabel en wordt daar gereflecteerd. Reflectiecoëfficiënt  $r = (75-300)/(75+300) = -0.6$ . De gereflecteerde puls heeft dus een amplitude van  $0.8 \cdot -0.6 = -0.48V$ . Op  $t=T$  is de spanning aan het eind van de kabel dus  $0.8 + -0.48 = 0.32V$ . Op  $t=2T$  is de gereflecteerde puls weer aangekomen aan het begin van de kabel, waar deze opnieuw wordt gereflecteerd.  $r$  is ook hier  $-0.6$ . Dus wordt er op  $t=2T$  een puls van  $-0.48V \cdot -0.6 = 0.288V$  richting TV gestuurd. Op dat moment is de spanning aan het begin van de kabel dus  $-0.48 + 0.288 = -0.192V$ . Op  $t=3T$  gaat er weer een puls van  $0.288V \cdot -0.6 = -0.1728V$  van de TV terug naar de video, zodat over  $Z_{TV}$  een spanning van  $0.288 - 0.1728 = 0.1152V$  staat.

Als  $0.32V$  zorgt voor een helder witte stip op het TV-scherm, dan zal  $0.1152V$  zorgen voor een grijze stip. Die verschijnt  $2T$  later dan de witte stip. We nemen aan dat een TV in  $50\mu s$  1 lijn schrijft. Verder nemen we aan dat onze kabel voor een vertraging  $T$  van  $0.2\mu s$  zorgt. Als de TV 25cm breed is, dan zal in  $1\mu s$  dus een lijn van  $0.5cm$  geschreven worden. De grijze stip zit dus  $2 \cdot 0.2 \cdot 0.5cm = 0.2cm$  naast de witte. Dit gebeurt uiteraard op elke beeldlijn. Dus verschijnt, als gevolg van reflectie,  $0.2cm$  naast het beeld een donkerder 'spookbeeld'. Aangezien ook de synchronisatiepulsen gereflecteerd worden, is het zelfs mogelijk dat we helemaal geen beeld meer te zien krijgen!

Stel nu dat  $U_V$  op  $t=0$  van 0 naar 1V springt en vervolgens ook 1V blijft. Op  $t=0$  staat aan het begin van de kabel uiteraard weer een spanning van  $0.8V$  en op  $t=T$  wordt de spanning over  $Z_{TV}$  natuurlijk weer  $0.32V$ . Door reflectie staat op  $t=2T$  een spanning van  $0.8 - 0.0192 = 0.608V$  aan het begin van de kabel. Op  $t=3T$  staat over  $Z_{TV}$   $0.32 + 0.1152 = 0.4352V$ . Als we verder doorrekenen, zien we dat uiteindelijk zowel aan het begin als aan het eind van de kabel  $0.5V$  staat. En dat is natuurlijk ook logisch, want  $Z_V$  en  $Z_{TV}$  vormen een simpele spanningsdeler die de spanning  $U_V$  door 2 deelt.

Wanneer we bij een kabel rekening houden met de karakteristieke impedantie, noemen we de kabel een 'transmissielijn'. Overigens is elke kabel een transmissielijn, ook wanneer de fabrikant niet aangeeft wat de karakteristieke impedantie is. In principe is dus zelfs een stuk netsnoer een transmissielijn!

## Gevaren van reflectie

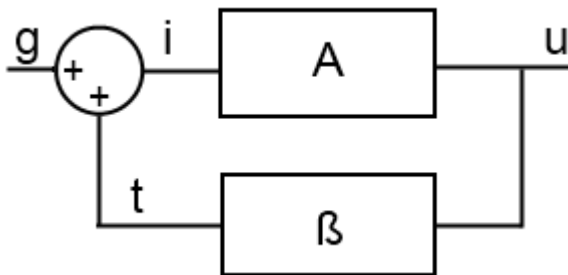
Tot zover is reflectie hooguit irritant; een spookbeeld is vervelend, maar is niet schadelijk voor de TV. Er zijn echter situaties waarbij reflectie wel destructief kan zijn.

We sluiten een opamp aan op een andere opamp via een transmissielijn met een karakteristieke impedantie van  $50\Omega$ . Laten we aannemen dat de uitgangsweerstand van de eerste opamp  $0\Omega$  is. Op  $t=0$  geeft de opamp een puls van 5V. Deze 5V staat op  $t=0$  ook aan het begin van de kabel en komt op  $t=T$  aan bij het eind. Hier wordt deze puls gereflecteerd. Omdat de ingangsweerstand zeer hoog is, is  $r$  nagenoeg 1. Er wordt dus ook een puls van 5V gereflecteerd. Dat betekent dat op  $t=T$  er een spanning van 10V op de ingang van de opamp staat! Dit is 2 maal zijn voedingsspanning. Afhankelijk van hoe lang deze spanning blijft staan, kan de opamp hierdoor defect raken!

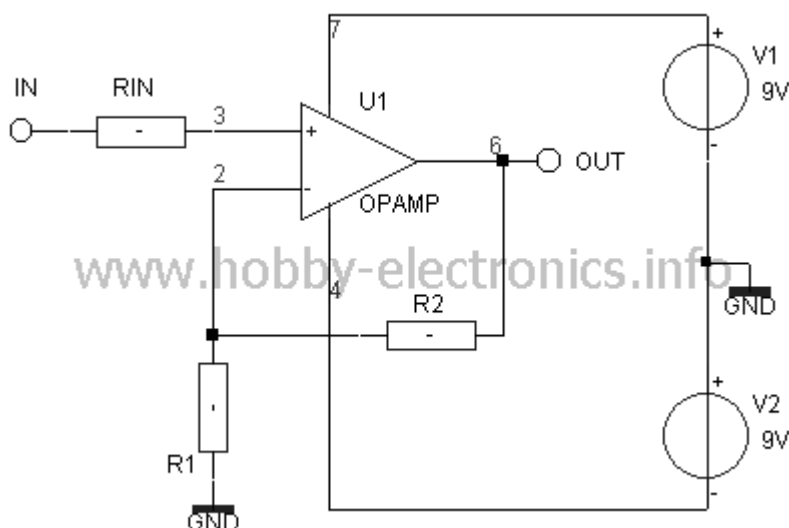
# Hoofdstuk 27. Frequentiestabiliteit van versterkers

## Inleiding

Onderstaande afbeelding toont een versterker (A) met terugkoppelcircuit ( $\beta$ ).



We hebben al een dergelijk systeem gezien toen we keken naar de [opamp als versterker](#):



Hierin vormt opamp U1 het blokje met versterking A en R1 en R2 het terugkoppelcircuit met versterking  $-\beta$ . Let op het minteken; het terugkoppelcircuit is immers verbonden met de inverterende ingang van de versterker. Hier geldt dus:

$$\beta = -\frac{R1}{R1 + R2}$$

In het blokschema geldt dat:  $u_u = A \cdot u_i$ ;  $u_t = \beta \cdot u_u$  en  $u_i = u_g + u_t$ . Hieruit valt af te leiden dat:

$$u_u = \frac{A}{1 - \beta A} u_g \Rightarrow A_{cl} = \frac{u_u}{u_g} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Het product  $\beta A$  wordt ook wel de rondgaande versterking genoemd. Het quotiënt  $u_u/u_g$  heet de gesloten-lusversterking  $A_{cl}$  (Engels: closed loop gain).

Als  $\beta A < 0$  is, is de noemer groter dan 1.  $A_{cl}$  is dan dus kleiner dan A. We noemen dit tegenkoppeling.

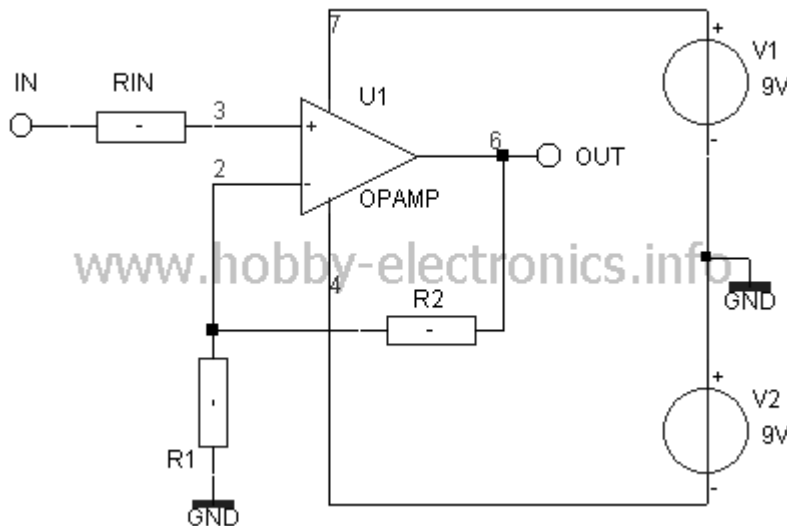
Als  $0 < \beta A < 1$  is, zit de noemer ook tussen 0 en 1 in.  $A_{cl}$  is dan dus groter dan  $A$ . We noemen dit meekoppeling.

Als  $\beta A = 1$  is, is de noemer 0. De gesloten-lusversterking is dan oneindig. Een dergelijke schakeling is instabiel; het zal gaan oscilleren. Dat betekent dat er een uitgangssignaal aanwezig zal zijn zonder ingangssignaal. Dit kan bijvoorbeeld gebeuren als we een microfoon bij de luidspreker van een versterker houden waar die microfoon op is aangesloten. Ook al is het doodstil in de kamer, toch kan er een vreselijk gepiep ontstaan doordat de versterker gaat oscilleren.

Als  $\beta A > 1$  is, wordt de uitgangsspanning  $u_u$  (bij gelijkblijvende ingangsspanning  $u_g$ ) steeds groter. Dit kan natuurlijk niet eeuwig doorgaan, omdat de versterker op een gegeven moment tegen de voedingsspanning zal aanlopen.  $u_i$  zal dan gelijkblijven aan  $u_u$ . De rondgaande versterking ( $\beta A$ ) is dan dus 1. De situatie  $\beta A > 1$  zal dus ook leiden tot oscillatie.

We moeten daarom elke versterker onderzoeken of de situatie  $\beta A \geq 1$  voor kan komen. We noemen dit het stabiliteitsonderzoek.

## Stabiliteitsonderzoek



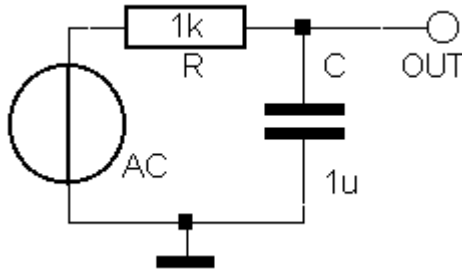
Op het eerste gezicht lijkt  $\beta A$  nooit 1 te kunnen worden.  $\beta$  wordt door weerstanden gevormd en is dus altijd negatief.  $A$  is (bij een opamp) positief.

Als alle componenten ideaal zouden zijn, zou er ook inderdaad geen oscillatie op kunnen treden. Maar helaas bevat elke component draadjes die spoeltjes vormen. En die draadjes lopen vaak vlak langs elkaar en vormen zo condensators. En vergeet ook de kopersporen op de printplaat niet. Al deze spoelen en condensators noemen we 'parasitair' en kunnen een zodanige fasedraaiing veroorzaken dat  $A$  negatief wordt of  $\beta$  positief.

Bij het bespreken van filters met een [condensator](#) of een [spoel](#), kon u al kennismaken met [complexe getallen](#). Toen was deze kennis nog niet echt nodig, maar voor het vervolg van dit hoofdstuk wel! Mocht u het destijds hebben overgeslagen, lees dan nu eerst de [bijlage over dit stukje wiskunde](#) door.

In een versterker zitten meestal veel meer onderdelen dan in het terugkoppelcircuit. En bij een opamp zitten ze ook nog eens veel dichter op elkaar. Laten we daarom aannemen dat  $\beta$  frequentie-onafhankelijk is en  $A$  niet. De versterking zal afnemen bij hogere frequenties. De versterker gedraagt zich dus als een [LDF](#). Met 1 weerstand en 1 condensator ziet dat eruit als:





R en C vormen een spanningsdeler. Voor de uitgangsspanning geldt:

$$u_{OUT} = u_{AC} \cdot \frac{\overline{X_C}}{R + \overline{X_C}} = u_{AC} \cdot \frac{\frac{1}{\omega C j}}{R + \frac{1}{\omega C j}} = u_{AC} \cdot \frac{1}{R\omega C j + 1} \stackrel{\tau=RC}{=} \frac{u_{AC}}{1 + j\omega\tau}$$

In bovenstaande formule zien we twee nieuwe grootheden. De eerste is  $\omega$ . Dit is de hoekfrequentie met als eenheid radialen per seconde. Hiervoor geldt:  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ . De tweede nieuwe grootheid is de tijdconstante  $\tau$  met als eenheid seconde. Bij een RC-combinatie geldt  $\tau = R \cdot C$ . Uit bovenstaande formule kunnen we afleiden dat voor een versterker met 1 tijdconstante geldt:

$$A(\omega) = \frac{A(0)}{1 + j\omega\tau}$$

Hierin is  $A(0)$  de versterking bij frequentie 0.

Laten we de versterker eens aan een stabiliteitsonderzoek onderwerpen.

$\beta A(\omega) = \beta A(0)/(1+j\omega\tau)$ . We hebben al gezien dat  $\beta$  negatief is. Om  $\beta A(\omega)$  positief te laten worden moet  $A(0)/(1+j\omega\tau)$  dus ook negatief worden. Dat betekent allereerst dat  $A(0)/(1+j\omega\tau)$  reëel moet worden; de imaginaire component moet dus 0 worden.  $j\omega\tau$  is uiteraard alleen 0 als  $\omega = 0$  is. Maar bij die frequentie is  $A(0)/(1+j\omega\tau) = A(0)$  en dus positief. Een versterker met 1 tijdconstante kan dus niet instabiel worden; het is onvoorwaardelijk stabiel!

Laten we eens een versterker met 2 tijdconstanten bekijken. Hiervoor geldt:

$$A(\omega) = \frac{A(0)}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)}$$

Dit is reëel als de noemer reëel is.  $(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2) = 1+j\omega\tau_1+j\omega\tau_2+j^2\omega^2\tau_1\tau_2 = 1+j\omega\tau_1+j\omega\tau_2-\omega^2\tau_1\tau_2$ . Dit is reëel als  $j\omega\tau_1+j\omega\tau_2=0$ . Ook bij deze versterker is dit alleen het geval bij  $\omega=0$ . Een versterker met 2 tijdconstanten is dus ook onvoorwaardelijk stabiel.

De volgende stap is natuurlijk een schakeling met 3 tijdconstanten:

$$A(\omega) = \frac{A(0)}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)}$$

Als we de noemer uitwerken, zien we dat het imaginaire deel gelijk is aan  $\omega\tau_1+\omega\tau_2+\omega\tau_3-\omega^3\tau_1\tau_2\tau_3$ . Een van de mogelijke oplossingen is weer  $\omega=0$ , maar bij die frequentie is de schakeling opnieuw stabiel. Voor de overige oplossingen delen we alles door  $\omega$ :  $\tau_1+\tau_2+\tau_3-\omega^2\tau_1\tau_2\tau_3=0$ , dus

$$\omega^2 = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}{\tau_1\tau_2\tau_3} \Rightarrow \omega = \sqrt{\frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}{\tau_1\tau_2\tau_3}} \vee \omega = -\sqrt{\frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}{\tau_1\tau_2\tau_3}}$$

De laatste oplossing, een negatieve frequentie, is fysisch oninteressant.

Het reële deel van de noemer van  $A(\omega)$  is  $1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2 - \omega^2 \tau_1 \tau_3 - \omega^2 \tau_2 \tau_3$ . Wanneer we hier de bovenstaande waarde van  $\omega$  invullen krijgen we

$$1 - \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_3} - 1 - \frac{\tau_1 + \tau_3}{\tau_2} - 1 - \frac{\tau_2 + \tau_3}{\tau_1}$$

Aangezien tijdconstanten altijd positief zijn, zal de noemer dus negatief zijn. De teller is gelijk aan  $A(0)$  en dus positief. Bij de gevonden waarde van  $\omega$  kan  $A(\omega)$  dus negatief zijn en dat is één van de voorwaarden voor een instabiele versterker. Een versterker met 3 (of meer) tijdconstanten *kan* dus instabiel zijn.

## Instabiliteit voorkomen

Laten we als voorbeeld aannemen dat  $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau$ . Instabiliteit kan dan optreden bij  $\omega = \sqrt{3}/\tau$ . De noemer van  $A(\omega)$  is bij die frequentie  $-8$ . Dus  $A(\omega) = -A(0)/8$ . De rondgaande versterking is dus  $-\beta A(0)/8$ . Om de versterker stabiel te houden moet dit kleiner dan 1 zijn.  $\beta A(0)$  moet dus groter dan  $-8$  zijn. Als we voor het gemak aannemen dat de  $A(0)$  van de opamp 80000 is, dan moet  $\beta$  dus groter dan  $-1/10000$  zijn.  $R_1/(R_1 + R_2)$  moet dus kleiner zijn dan  $1/10000$ . Dat betekent dat onze schakeling hetingangssignaal minimaal 10000 maal moet versterken. Dat zal in de meeste gevallen veel te hoog zijn. Tegenkoppeling is duidelijk niet de manier om bij een dergelijke versterker instabiliteit te voorkomen.

Denk overigens niet dat instabiliteit te voorkomen is door de frequentie  $\omega = \sqrt{3}/\tau$  gewoon niet aan te bieden aan de versterker. Er zal namelijk altijd ruis aanwezig zijn en ruis bevat alle frequenties, dus ook  $\sqrt{3}/\tau$ .

Met een condensator maken we  $\tau_1$  100 keer zo groot, dus  $\tau_1 = 100\tau$  en  $\tau_2 = \tau_3 = \tau$ . Dan geldt:

$$\omega^2 = \frac{100\tau + \tau + \tau}{100\tau \cdot \tau \cdot \tau} = \frac{102\tau}{100\tau^3} = \frac{102}{100\tau^2}$$

De noemer van  $A(\omega)$  wordt dan:

$$1 - \frac{102}{100\tau^2} \cdot 100\tau \cdot \tau - \frac{102}{100\tau^2} \cdot 100\tau \cdot \tau - \frac{102}{100\tau^2} \cdot \tau \cdot \tau = 1 - 102 - 102 - 1 = -204$$

Dat is al een stuk beter dan  $-8$ .  $\beta$  moet nu groter zijn dan  $-204/80000 = -1/392$ . De schakeling is dus stabiel als we zorgen dat de versterker hetingangssignaal minimaal 392 maal versterkt. We noemen dit: voorwaardelijk stabiel.

Het zal duidelijk zijn dat we een schakeling niet stabiel moeten proberen te krijgen door lukraak condensators te plaatsen. Stel dat we  $\tau_2$  en  $\tau_3$  hierdoor ook met een factor 100 zouden vergroten. Dan geldt dus weer  $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3$ . Hierdoor wordt de schakeling weer instabiel!

## Fasemarge

Het is natuurlijk niet slim om een versterker zodanig te ontwerpen dat deze net stabiel is. Componenten hebben immers een bepaalde tolerantie en door veroudering verandert de waarde ook. Hierdoor kan de schakeling alsnog gaan oscilleren. We moeten dus een bepaalde veiligheidsmarge inbouwen.

In situaties waarbij  $\tau_1 \gg \tau_2 \gg \tau_3$ , wordt vaak een fasemarge van  $45^\circ$  aangehouden. Dit betekent dat er nog  $45^\circ$  extra fasedraaiing mag optreden voordat  $\beta A(\omega)$  reëel (en  $\geq 1$ ) wordt. Om  $\beta A(\omega)$  positief (en reëel) te laten worden, moet er een fasedraaiing van  $180^\circ$  optreden. Bij de  $45^\circ$  fasemarge geldt dat bij de frequentie waarbij een fasedraaiing van  $180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$  optreedt,  $|\beta A(\omega)|$  maximaal 1 mag zijn. Dan weten we zeker dat bij een fasedraaiing van  $180^\circ$   $\beta A(\omega)$  kleiner dan 1 en de versterker dus stabiel zal zijn.

Wanneer  $\tau_1 \gg \tau_2 \gg \tau_3$ , dan zal bij lage frequenties alleen  $\tau_1$  een rol spelen. Bij  $\omega = 1/\tau_1$ , is het reële deel evengroot als het imaginaire deel (van  $1 + j\omega\tau_1$ ). De fasedraaiing van  $\beta A(\omega)$  is dan dus  $45^\circ$  (of eigenlijk  $-45^\circ$ , maar voor het gemak houden we positieve waarden aan). Bij hogere frequenties wordt de fasedraaiing  $90^\circ$ . Bij nog hogere frequenties begint  $\tau_2$  ook een fasedraaiing te veroorzaken. Als  $\omega = 1/\tau_2$ , treedt er  $45^\circ$  extra fasedraaiing op. De totale fasedraaiing is dan dus  $135^\circ$ . De derde tijdconstante  $\tau_3$  doet er dus niet meer toe. We kunnen nu dus weer de formule voor 2 tijdconstantes gebruiken:

$$A(\omega) = \frac{A(0)}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)}$$

Wanneer we noemer N verder uitwerken, krijgen we:

$$N = 1 + j\omega\tau_1 + j\omega\tau_2 + j^2\omega^2\tau_1\tau_2 = 1 + j\omega(\tau_1 + \tau_2) - \omega^2\tau_1\tau_2$$

Wanneer we  $\omega = 1/\tau_2$  invullen, krijgen we:

$$N = 1 + j\frac{1}{\tau_2}(\tau_1 + \tau_2) - \frac{1}{\tau_2^2}\tau_1\tau_2 = 1 + j\frac{\tau_1}{\tau_2} + j - \frac{\tau_1}{\tau_2}$$

Hieruit kunnen we de absolute waarde van de versterking,  $|A(\omega)|$  bij  $\omega = 1/\tau_2$  afleiden:

$$\text{Re}(N) = 1 - \frac{\tau_1}{\tau_2} \quad \text{Im}(N) = 1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}$$

$$|N| = \sqrt{\text{Re}(N)^2 + \text{Im}(N)^2} = \sqrt{1 - 2\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_1^2}{\tau_2^2} + 1 + 2\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_1^2}{\tau_2^2}} = \sqrt{1 + 2\frac{\tau_1^2}{\tau_2^2}} \approx \frac{\sqrt{2}\tau_1}{\tau_2}$$

$$|A(\omega)|_{\omega=\frac{1}{\tau_2}} = \frac{A(0)}{|N|} = \frac{A(0)\tau_2}{\sqrt{2}\tau_1}$$

$|\beta A(\omega)|$  moet bij  $\omega = 1/\tau_2$  kleiner zijn dan 1, dus:

$$\left| \frac{\beta A(0)\tau_2}{\sqrt{2}\tau_1} \right| \leq 1 \Rightarrow |\beta A(0)| \leq \frac{\sqrt{2}\tau_1}{\tau_2} \Rightarrow |\beta| \leq \frac{\sqrt{2}\tau_1}{A(0)\tau_2}$$

We nemen weer aan dat  $A(0) = 80000$  en dat  $\tau_1 = 100\tau_2$ . Invullen in bovenstaande formule geeft  $|\beta| \leq 1/566$ . Zonder fasemarge moest de schakeling minimaal 392 maal versterken. Met een fasemarge van  $45^\circ$  moet de versterking dus minimaal 566 zijn.

# Hoofdstuk 28. Schakelende voeding

## Inleiding

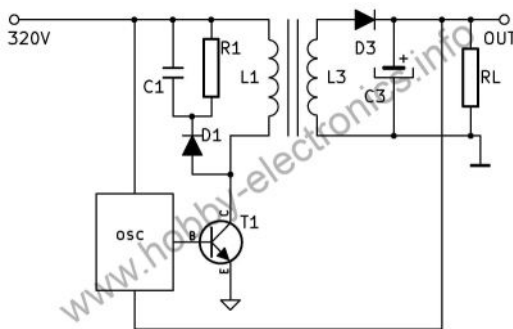
We hebben in deze cursus al meerdere voedingen behandeld. Die bestonden altijd uit minstens een transformator, een gelijkrichter en een condensator. Met name bij hoge stromen zijn de transformator en condensator groot en duur. De trafo moet groot zijn vanwege grote kern; een kleine kern zou verzadigd raken. De condensator moet groot zijn, omdat die bij grote stromen sneller ontladen wordt.

Beide onderdelen zouden kleiner kunnen zijn wanneer de frequentie van de netspanning hoger zou zijn: de kern kan kleiner zijn omdat het bij hogere frequentie minder snel verzadigd raakt, en de condensator kan kleiner zijn omdat bij hogere frequenties de periodetijd en dus de ontladtijd korter is.

Een schakelende voeding wekt zijn eigen hoogfrequente netspanning op. Hierdoor kan het veel kleiner en efficiënter zijn dat een reguliere voeding.

We zullen nu eerst naar het principe kijken van schakelende voedingen. Daarna bespreken we een aantal praktijkvoorbeelden.

## Principe



Door oscillator osc wordt transistor T1 steeds open- en dichtgestuurd. Wanneer T1 gaat geleiden, gaat er een stroom door L1 lopen. De stroom door een **spoel** neemt toe zolang er een (constante) spanning overheen staat. De stroom door L1 neemt dus toe zolang T1 openstaat. Wanneer de stroom door een spoel verandert, verandert ook het magnetisch veld in de kern van die spoel. In dit geval zal het magnetisch veld in de trafo waar L1 deel van uitmaakt dus toenemen. Het omgekeerde is ook het geval: als het magnetisch veld in de kern verandert, ontstaat er een stroom in de winding(en) om die kern. Er zou dus nu een stroom door L3 kunnen ontstaan, maar die wordt door D3 geblokkeerd. Er wordt hierdoor steeds meer energie in de trafo opgeslagen.

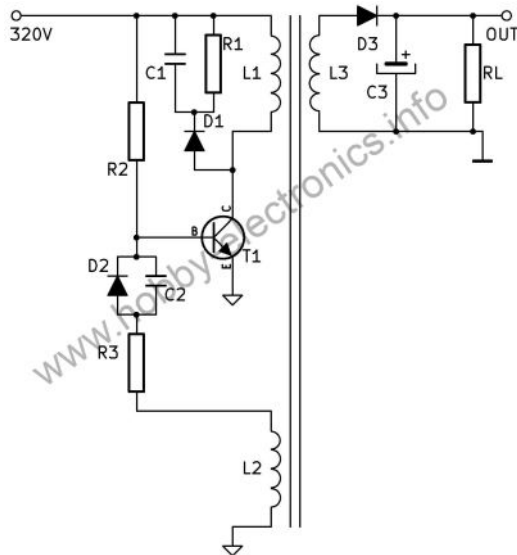
Wanneer de oscillator T1 laat sluiten, valt plots de spanning over L1 weg. Nu 'ontlaadt' L1 zich met een flinke stroom via D1 en C1. (R1 zorgt ervoor dat C1 zich weer kan ontladen.) Hierdoor neemt ook het magnetisch veld sterk af. Nu kan er wel stroom door L3 lopen en kan C3 zich via D3 opladen. Via belastingsweerstand RL ontladt deze zich weer.

De gemiddelde uitgangsspanning is afhankelijk van de hoeveelheid energie die zich in de trafo kan ophopen terwijl T1 openstaat. Dus is het afhankelijk van de verhouding tussen de aan- en uittijd van T1. Deze verhouding wordt ook wel de duty-cycle genoemd. Uiteraard is de ontladtijd van C3 ook afhankelijk van RL. Om te voorkomen dat de uitgangsspanning nu ook afhankelijk wordt van RL, wordt de uitgangsspanning teruggekoppeld naar de oscillator. Die kan nu ervoor zorgen dat T1 precies lang genoeg aan (en uit) blijft om een bepaalde uitgangsspanning te bereiken.

Volgens dit principe werken de meeste - zo niet alle - schakelende voedingen.

## Oscillator

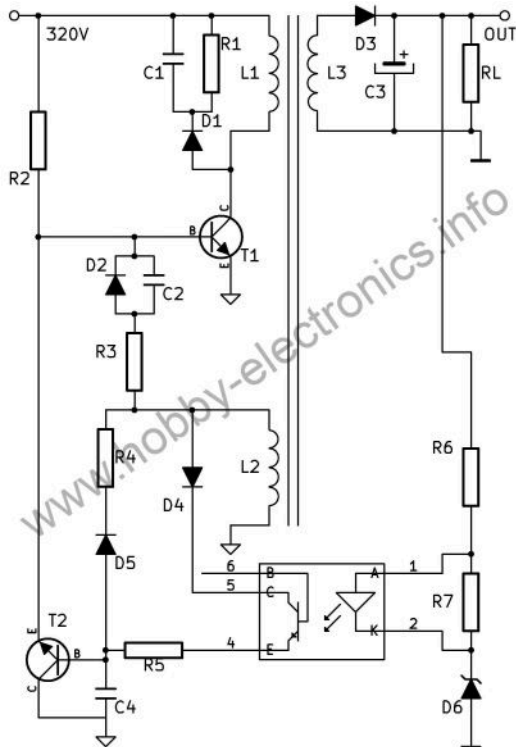
Laten we eens naar een mogelijke oscillator kijken. Voor het gemak laten we de terugkoppeling even weg.



Bij het aanzetten van de voeding loopt er via R2 een kleine basisstroom door T1. Deze wordt hierdoor een klein beetje opengestuurd waardoor een relatief kleine stroom door L1 kan lopen. We hebben al gezien dat hierdoor ook een stroom door de andere wikkelingen wil lopen. Ook zagen we al dat tijdens het 'laden' van L1 D3 spert. L2 is echter andersom om de kern gewikkeld, waardoor D2 kan geleiden. Hierdoor kan T1 veel verder worden opengestuurd. Op een gegeven moment zal òf T1 òf de trafokern verzadigd zijn. T1 is verzadigd als de stroom door L1 (en dus ook door de collector van T1) groter dreigt te worden dan  $I_B \cdot h_{FE}$ . Een kern is verzadigd wanneer het niet nog magnetischer kan worden dan hij al is. Welke van de twee ook het eerst verzadigd raakt, het resultaat is dat het magnetisch veld in de kern niet meer verandert. En bij een constant magnetisch veld wordt er ook geen stroom meer in de wikkelingen opgewekt. Wanneer de stroom door L2 wegvalt, zal T1 bijna worden dichtgestuurd. We zagen al dat L1 zich ontladst via D1 en C1 en dat condensator C3 zich via D3 oplaadt. Nu spert uiteraard D2, maar door C2 kan wel (kortstondig) stroom vloeien. Hierdoor ontstaat een negatieve basisspanning die T1 volledig sluit. Zodra de trafo voldoende ontladen is, begint alles weer van voren af aan.

## Terugkoppeling

Tot slot voegen we nog wat onderdelen toe voor de terugkoppeling van de uitgangsspanning naar de oscillator.



Wanneer de uitgangsspanning hoger is dan de zenerspanning van D6, zal het verschil over R6 en R7 komen te staan. Wanneer de spanning over R6 zo'n 1.5V bedraagt, zal de LED in de optocoupler gaan branden en de transistor erin gaan geleiden. Via D4 en R5 kan nu een basisstroom gaan lopen door T2. Die zal hierdoor gaan geleiden en de basis van T1 kortsluiten naar massa. T1 spert nu waardoor er niet nog meer energie in de trafo wordt gestopt.

Op het eerste gezicht lijken de collector en emitter van T2 verwisseld te zijn. We hebben echter gezien dat door C2 er een negatieve spanning op de basis van T1 komt te staan. Daarom moet tocht de emitter met de basis van T1 worden verbonden en niet de collector. Wanneer D4 spert, geleidt D5 waardoor C4 negatief wordt geladen. Dat is nodig omdat de emitter van T2 ook negatief is. Dankzij D5 en R4 zal T2 goed sluiten.

# Bijlage A. Berekenen RMS-waarde

RMS staat voor het Engelse Root Mean Square, hetgeen zoveel betekent als: de wortel uit het gemiddelde van de kwadraten. Laten we  $n$  punten nemen om de RMS-waarde te berekenen van een willekeurige functie  $u(t)$ . De waarde van punt  $x$  is  $u(x \cdot T/n)$  waarin  $T$  de periodetijd is van het signaal. De RMS-waarde is de wortel uit het gemiddelde van de kwadraten van alle waarden ( $x$  loopt van 0 tot  $n-1$ ):

$$u_{RMS} = \sqrt{\sum_{x=0}^{n-1} u^2\left(\frac{x}{n} \cdot T\right)}$$

Vervolgens vervangen we  $xT/n$  door  $t$ :  $t = xT/n$ . Dit betekent dat we ook het bereik van het sommatieteken moeten aanpassen: if  $x=0$ ,  $t=0$ ; if  $x=n-1$ ,  $t=(n-1)T/n = T$  als  $n$  heel groot is. De berekening wordt nauwkeuriger als  $n$  naar oneindig gaat:

$$u_{RMS} = \sqrt{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\sum_{t=0}^T u^2(t)}{n}}$$

Vermenigvuldig teller en noemer met de tijdsstap tussen elk punt (hetgeen nul wordt als  $n$  naar oneindig gaat), en we krijgen de volgende formule:

$$u_{RMS} = \sqrt{\lim_{\substack{n \rightarrow \infty \\ \Delta t \rightarrow 0}} \frac{\sum_{t=0}^T u^2(t) \Delta t}{n \Delta t}} \stackrel{(n \Delta t = T)}{=} \sqrt{\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\sum_{t=0}^T u^2(t) \Delta t}{T}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

In geval van een sinusvormig signaal is  $u(t) = A \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$  waarin  $A$  de amplitude van het signaal is.

$u^2(t) = A^2 \sin^2(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ . Wellicht dat ons op de middelbare school is geleerd dat  $\sin^2(x) = 0.5(1 - \cos(2x))$ . Dus:

$$\left. \begin{aligned} u_{RMS} &= \sqrt{\frac{A^2}{2T} \int_0^T (1 - \cos(4\pi f t)) dt} = \sqrt{\frac{A^2}{2T} \left( \int_0^T dt - \int_0^T \cos(4\pi f t) dt \right)} \\ \int_0^T dt &= t \Big|_0^T = T - 0 = T \\ \int_0^T \cos(4\pi f t) dt &= \frac{1}{4\pi f} \sin(4\pi f t) \Big|_0^T = \frac{1}{4\pi f T} \sin(4\pi f T) - \frac{1}{4\pi f 0} \sin(4\pi f 0) = 0 - 0 = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$u_{RMS} = \sqrt{\frac{A^2}{2T} \cdot T} = \sqrt{\frac{A^2}{2}} = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

---

# Bijlage B. Binnenin halfgeleiders

## Binnenin een diode.

### P-type en N-type halfgeleiders.

De meeste diodes zijn gemaakt van silicium.

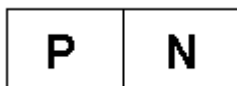
Een siliciumatoom heeft vier elektronen in de buitenste schil. Siliciumatomen vormen samen een kristalstructuur waarin zich geen "vrije elektronen" bevinden. daarom is pure silicium een isolator.

Laten we nu een paar siliciumatomen vervangen door atomen met drie elektronen in de buitenste schil. Elk atoom veroorzaakt nu een "gat" in het kristal. Het trekt nu elektronen aan alsof het positief geladen is. Dit materiaal wordt een P-type halfgeleider genoemd.

We kunnen natuurlijk ook een paar siliciumatomen vervangen door atomen met vijf buitenste elektronen. Dit materiaal wordt een N-type halfgeleider genoemd, omdat het elektronen afstoot.

### P en N samenvoegen.

Wat zal er gebeuren als we wat P- en N-materiaal aan elkaar bevestigen?

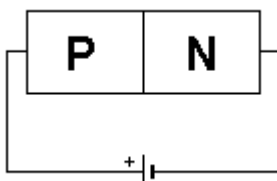


Het P-type materiaal trekt elektronen aan terwijl de N-kant ze afstoot. Dus waar P en N elkaar raken zullen elektronen van de N-kant de gaten aan de P-kant opvullen; hierdoor ontstaat er een verarmingslaag:



In deze laag bevinden zich noch vrije gaten, noch vrije elektronen: deze laag is een isolator.

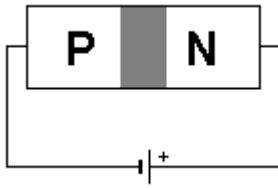
Laten we nu eens kijken wat er gebeurt als we het PN-materiaal onder spanning zetten. Allereerst verbinden we de pluspool van de bron met de P-kant en de minpool met de N-kant:



De minpool van de bron drukt de elektronen in de N-laag door de verarmingslaag, waardoor de gaten in de P-laag worden opgevuld. De P-kant is nu negatief geladen, dus zullen de elektronen van de P-laag naar de pluspool van de bron stromen. Het materiaal is dus nu een geleider geworden!

In ons volgende experiment draaien we de spanning om:





De minpool vult de gaten aan de P-kant op de pluspool trekt de trekt de vrije elektronen in de N-laag aan. Het resultaat is dat de verarmingslaag groter wordt. Met andere woorden: het PN-materiaal is nu een isolator!

Het PN-materiaal vormt dus een onderdeel dat de stroom maar in een richting geleidt: een diode.

## Zenerdiodes

Als we een diode in sperrichting op een spanningsbron aansluiten en de spanning opvoeren, dan zien we dat bij een bepaalde spanning er stroom begint te lopen. De spanning waarbij dit gebeurt, noemen we de zenerspanning. Zolang de stroom binnen bepaalde grenzen wordt gehouden zal de diode niet beschadigd raken.

De zenerspanning hangt af van de mate van verontreiniging (niet-siliciumatomen) in het kristal: hoe meer verontreiniging, hoe lager de spanning.

## Varicap-diodes

We hebben al gezien dat de verarmingslaag een isolator is. Het resterende deel van het P- en N-materiaal geleidt wel stroom. En hoe noemen we een onderdeel dat bestaat uit twee geleiders met een isolator ertussen? Een condensator!

We hebben ook gezien dat de verarmingslaag dikker wordt naar mate de sperspanning toeneemt. Dit betekent dat de capaciteit afhankelijk is van de spanning.

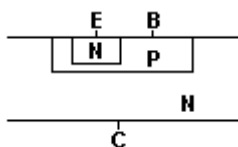
Alhoewel alle diodes dit gedrag vertonen, zijn er diodes die hier speciaal voor ontworpen zijn. Deze worden varicaps genoemd. Ze worden in radio- en tv-tuners gebruikt. Hiermee kan de frequentie geregeld worden met de sperspanning over de diode.

## Binnenin een transistor.

### Drie lagen P en N samevoegen.

Als we [binnenin een diode](#) kijken, zien we dat het bestaat uit een P-laag en een N-laag. Om een transistor te maken, hebben we drie lagen nodig. We hebben hierbij twee mogelijke combinaties: N-P-N en P-N-P. Vandaar de namen NPN- en PNP-transistor.

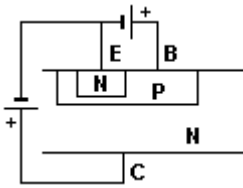
Een NPN-transistor ziet er zo uit:



Merk op dat de P-laag tussen de twee N-lagen heel dun is, slechts ongeveer 2 micron.

### Spanningen aansluiten op een transistor.

Laten we nu een paar spanningsbronnen aansluiten op een NPN-transistor:



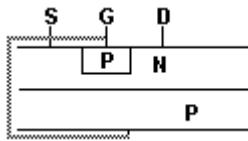
Als  $U_{BE} = 0V$  is, loopt er geen stroom tussen C en E, omdat de CB-diode in sperrichting staat.

Als we de spanning  $U_{BE}$  opvoeren, lopen er elektronen van E door de N-laag en de P-laag naar B. Zoals we al hebben opgemerkt is de P-laag erg dun. In zeer korte tijd hebben de elektronen die van E naar B lopen de gaten in de P-laag opgevuld. De overgebleven elektronen zijn vrije elektronen. De P-laag lijkt nu wel een N-laag geworden te zijn. N-lagen bevatten altijd vrije elektronen, dus het pad van C naar E is nu geleidend geworden! Als  $I_{BE}$  toeneemt, zal het aantal vrije elektronen toenemen en daarmee ook  $I_{CE}$ . En zo werkt een bipolaire transistor.

## Binnenin een JFET.

### Drie lagen P en N samenvoegen.

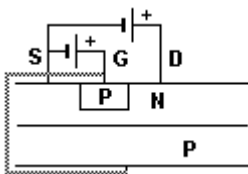
Net als een [bipolaire transistor](#) bestaat ook een JFET uit drie lagen P- en N-silicium. De lagen zijn echter op een andere manier verbonden. Onderstaande afbeelding toont de binnenkant van een N-kanaal JFET.



De twee P-lagen zijn met elkaar verbonden en vormen de Gate. De Source en de Drain zijn beide verbonden met de N-laag. Daarom wordt dit een N-kanaal JFET genoemd.

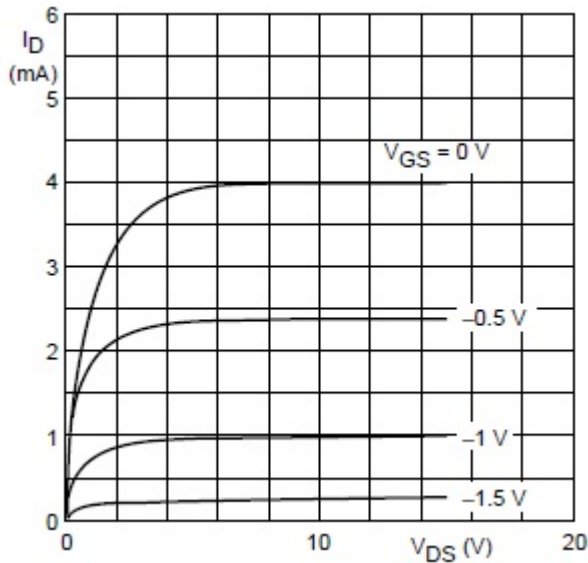
### Spanningen aansluiten op een JFET.

Laten we nu een paar spanningsbronnen aansluiten op een N-kanaal JFET:



Tijdens het bekijken van de [binnenkant van een diode](#) zagen we dat de verarmingslaag bij de PN-junctie toeneemt als de sperspanning toeneemt. Dus naar mate  $U_{GS}$  negatiever wordt, wordt de verarmingslaag tussen de P-lagen en de N-laag dikker, waardoor het kanaal tussen de Source en de Drain wordt afgeknepen. De spanning waarbij het kanaal gesloten is, wordt de afknijpspanning of "pinch-off"-spanning genoemd.

Laten we nu eens kijken wat er gebeurt als  $U_{GS}$  constant blijft en  $U_{DS}$  toeneemt:



Eerst zal  $I_D$  ook toenemen, net alsof het D-S-kanaal een weerstand is. Echter, als  $U_{DS}$  toeneemt, wordt  $U_{GD}$  negatiever, waardoor het kanaal wordt afgeknepen. Wanneer  $U_{GD}$  een zekere waarde heeft bereikt, de afknijpspanning, kan  $I_D$  niet meer verder toenemen. De FET is nu verzadigd.

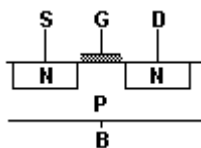
Dus als  $U_{GD}$  tussen de 0V en de afknijpspanning ligt, lijkt het S-D-kanaal op een weerstand; de waarde van die weerstand kan met  $U_{GS}$  worden geregeld. Als  $U_{GD}$  lager wordt dan de afknijpspanning, is het S-D-kanaal net een stroombron dat geregeld wordt door  $U_{GS}$ .

We zien dat zowel  $U_{GS}$  als  $U_{GD}$  een "afknijpwaarde" kennen. Aangezien een JFET symmetrisch is opgebouwd, zijn deze afknijpspanningen aan elkaar gelijk. Gezien de symmetrie mogen we zelfs de Drain en de Source met elkaar verwisselen!

## Binnenin een MOSFET.

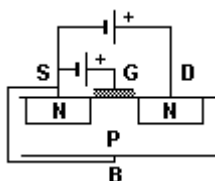
### Drie lagen P en N samenvoegen.

Net zoals een [JFET-transistor](#), bestaat ook een MOSFET uit drie lagen P- en N-silicium, waarbij een van de lagen het kanaal vormt tussen de Source en de Drain. Een MOSFET ziet er echter wel iets anders uit. Laten we eens kijken hoe een N-kanaal enhancement-MOSFET er van binnen uit ziet:



De twee N-lagen zijn verbonden met de Source en de Drain. De Gate is verbonden met een laagje metaal. Tussen dit metaallaagje en de P-laag zit een zeer dunne laag isolerend materiaal ( $\text{SiO}_2$ ). De P-laag is verbonden met de Bulk-aansluiting. In bijna alle gevallen is de Bulk intern verbonden met de Source. Het metalen laagje en de P-laag vormen samen een condensator. Laten we eens wat spanningen op de transistor zetten en kijken wat er gebeurt.

### Spanningen aansluiten op een enhancement-MOSFET.



Als  $U_{GS}=0V$ , dan is het D-S-kanaal gesloten, omdat er altijd een gesperde PN-overgang is.

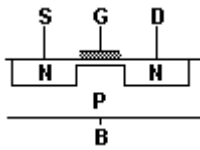
Als  $U_{GS}>0V$ , dan zal het metalen laagje positief geladen worden. Het metalen laagje zal nu elektronen in de P-laag aantrekken. Er vormt zich nu dus een laagje elektronen rondom de Gate.

Door deze laag elektronen lijkt de P-laag bij de Gate wel op een N-laag. Er is dus nu een kanaal vrije elektronen tussen de Source en de Drain waardoor er stroom kan gaan vloeien.

Als  $U_{DS}$  klein is, gedraagt het kanaal zich als een weerstand, waarvan de waarde bepaald wordt door  $U_{GS}$ . Als  $U_{DS}$  iechter toeneemt, zal de 'gate-bulk-condensator' kleiner worden aan de kant van de Drain. Hierdoor wordt het kanaal dunner. Bij een bepaalde afknijpspanning is het kanaal zo dun dat  $I_D$  constant blijft.

## Depletion-MOSFET's.

Depletion-MOSFET's lijken veel op enhancement-MOSFETs:

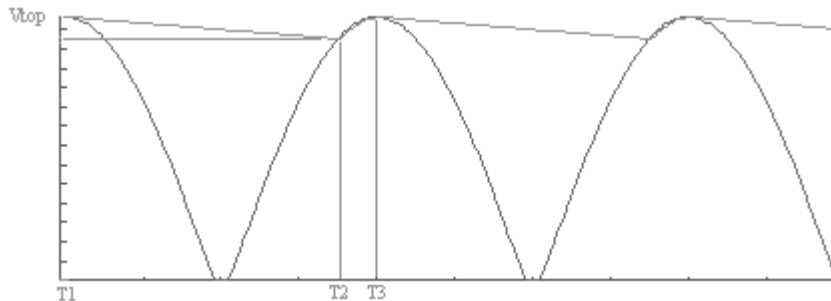


Let op het dunne N-laagje bij de Gate. Dit betekent dat zelfs als  $U_{GS}=0V$  er al een geleidend pad is tussen Drain en Source. Als  $U_{GS}$  toeneemt, wordt dit pad breder. Als  $U_{GS}<0V$ , dan wordt het kanaal smaller.

---

# Bijlage C. Buffercondensator

## Berekening van de waarde van een buffercondensator.



Het plaatje hierboven laat zien dat het ontladen van buffercondensator C1 begint op  $t=T1$ . Stel nu dat  $T1=0$ . De gelijkgerichte sinus is nu een gelijkgerichte cosinus. Op  $t=T2$  geldt  $U_{C1} = -U_{top} \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot T2)$ . (Let op het min-teken. Op  $t=T2$  is de originele transformatorspanning negatief.)

Dus  $\cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot T2) = -U_{C1}/U_{top}$ . Dit betekent

$$T2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \arccos\left(\frac{-U_{C1}}{U_{top}}\right) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \arccos\left(\frac{U_r - U_{top}}{U_{top}}\right)$$

Wanneer een condensator wordt ontladen met stroom  $I$ , geldt  $U_C(t) = U_C(0) - I \cdot t / C$ . In ons geval:

$U_{C1}(t) = U_{C1}(0) - I \cdot t / C1$ , dus op  $t=T2$ :  $U_{C1} = U_{top} - I \cdot T2 / C1$ . Omdat  $U_{C1} = U_{top} - U_r$ , kunnen we ook zeggen  $U_{top} - U_r = U_{top} - I \cdot T2 / C1$ . Dus  $U_r = I \cdot T2 / C1$ . Dit betekent

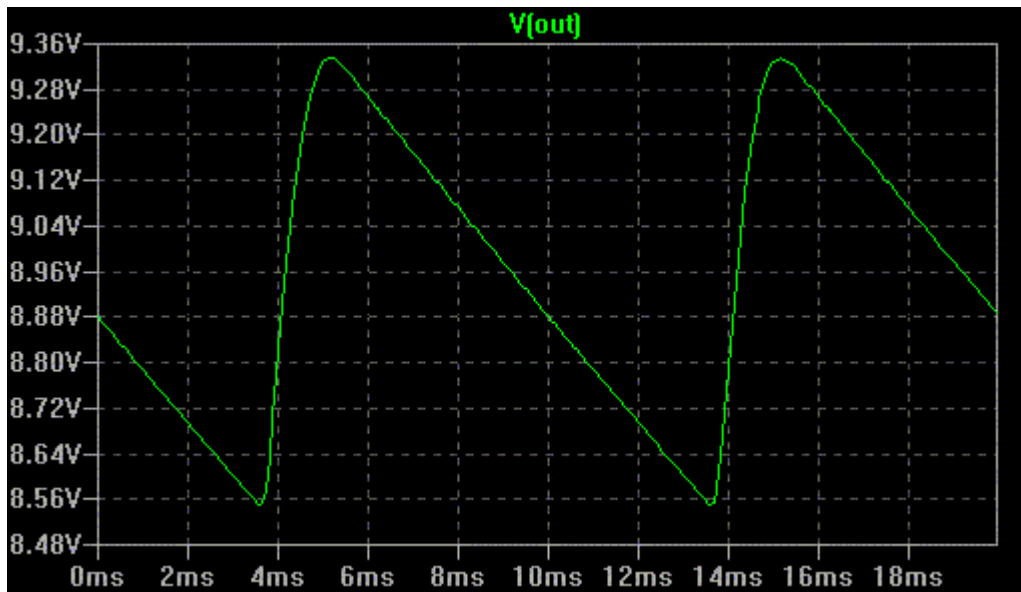
$$C1 = \frac{I}{U_r} \cdot T2 = \frac{I}{U_r} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \arccos\left(\frac{U_r - U_{top}}{U_{top}}\right)$$

Als  $f=50\text{Hz}$  en  $U_{top}=20\text{V}$  en we een rimpelspanning van  $2\text{V}$  willen, hebben we een condensator nodig van  $4.3\text{mF}$  per ampere belastingstroom.

**Belangrijk: Zorg dat de rekenmachine radialen gebruikt!**

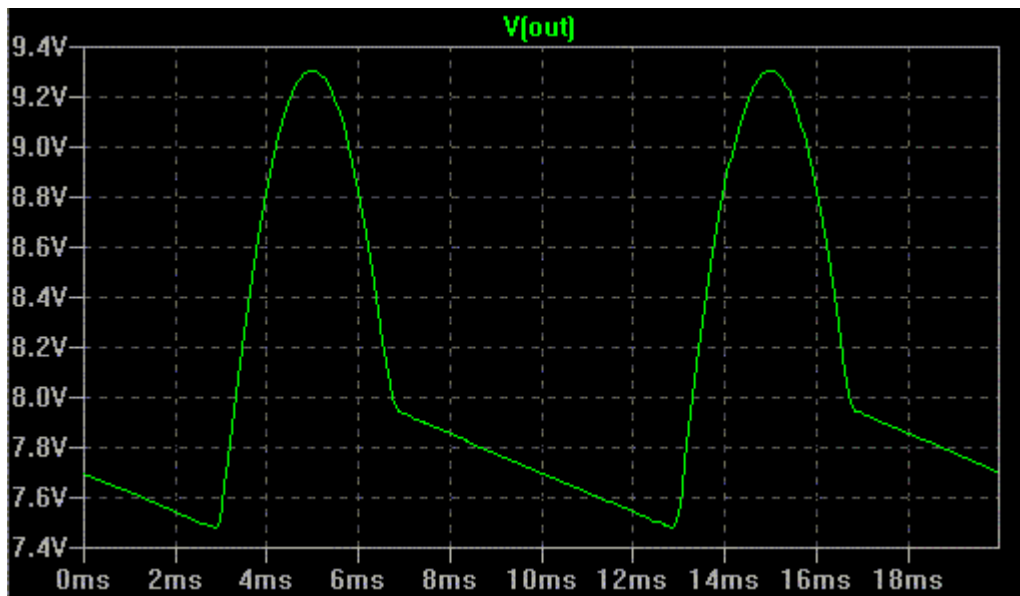
## ESR

In de bovenstaande berekening hebben we geen rekening gehouden met de [ESR](#) van de condensator. Deze speelt in voedingen echter een grote rol vanwege de grote laad- en ontlaadstromen. Zo neemt de rimpelspanning met minstens  $I \cdot \text{ESR}$  toe. Dit is in het gunstigste geval waarbij de condensator geheel wordt opgeladen. Dit zal echter nooit het geval zijn. Het berekenen van de rimpelspanning bij een bepaalde ESR is erg lastig. Aangezien we vaak niet de precieze waarde van de ESR van een condensator kennen, kunnen we beter computersimulaties gebruiken om te kijken welke gevolgen een bepaalde ESR heeft:



C = 4700uF;

ESR = 0Ω



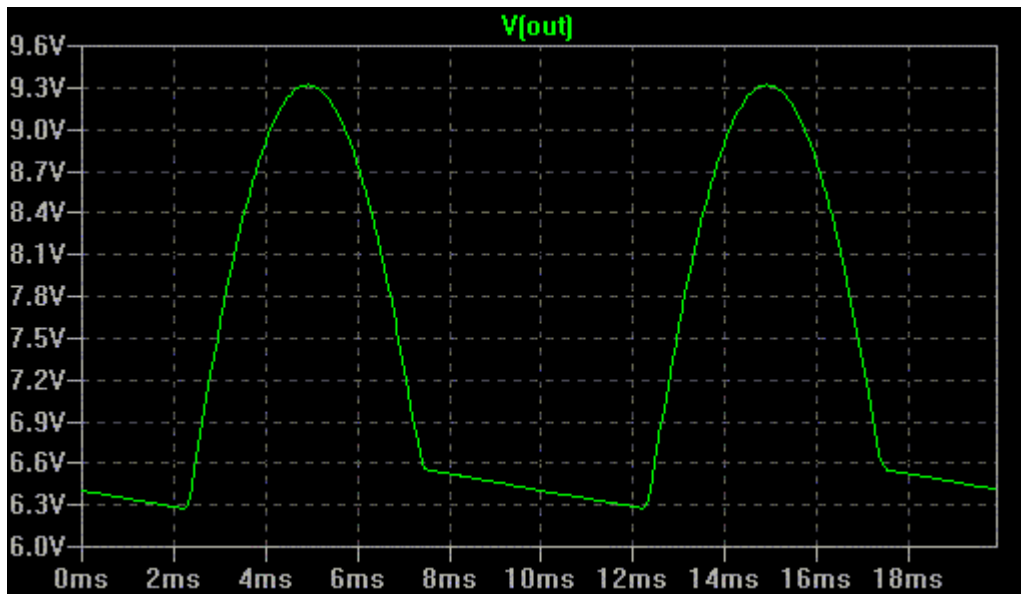
C = 4700uF;

ESR = 1Ω

De frequentie van de (niet gelijkgerichte) ingangsspanning is 50Hz. De ontlaadstroom is 0.5A.

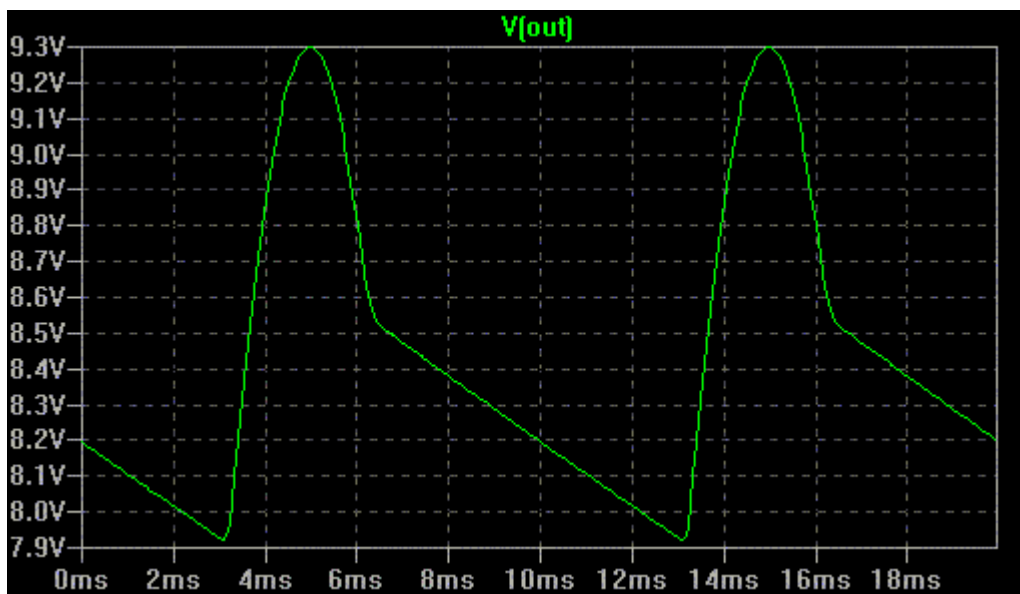
Het bovenste plaatje toont de situatie zonder ESR. De rimpelspanning is zo'n 0.9V. Daarnaast is de uitgangsspanning getekend als de ESR 1Ω is. De rimpel is nu maar liefst 1.8V! De bijdrage van de ESR is dus 0.9V.

Laten we eens kijken wat er gebeurt als door veroudering de ESR toeneemt tot 3Ω.



De rimpelspanning is nu 3V geworden. In audietoepassingen is een sterk verouderde voedingscondensator vaak hoorbaar als een 100Hz bromtoon.

Als computersimulatie uitwijst dat de ESR onmogelijk klein moet zijn, kan men meerdere condensators parallelschakelen:



Deze afbeelding toont de situatie met 2 condensators van 2200 $\mu$ F die elk een ESR hebben van 1 $\Omega$ . Hoewel de totale capaciteit lager is, is de rimpelspanning toch lager dan met 1 condensator van 4700 $\mu$ F: slechts 1.3V. De ESR-bijdrage aan de rimpelspanning is dus afgenomen van 0.9V naar 0.4V. Dit is een van de redenen dat we in voedingen vaak condensators parallelgeschakeld zien. (Een andere reden is dat er vaak geen condensators met een hogere capaciteit verkrijgbaar zijn.)

# Bijlage D. Stabiliteit van een versterker

## Inleiding

Elke versterker zal een bepaalde hoeveelheid warmte ontwikkelen. Wanneer een transistor warm wordt, veranderen de eigenschappen ervan. Zo zal onder andere de ruststroom door de collector stijgen. Hierdoor kan de transistor nog warmer worden, waardoor de ruststroom nog verder stijgt, enzovoort. Dit noemen we thermal runaway. Hierdoor kan de versterker vastlopen, en kan de transistor defect raken. Dit moeten we natuurlijk zien te voorkomen.

## Stabiliteit

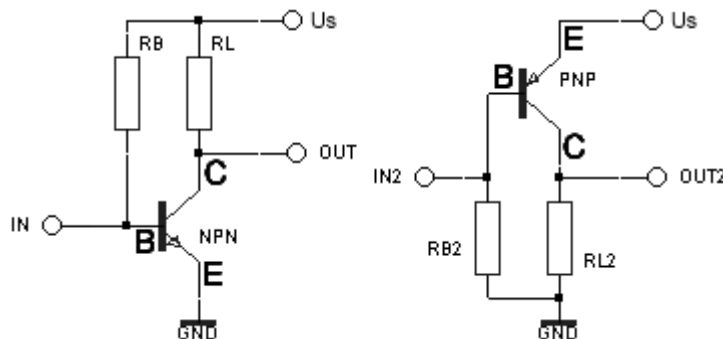
Stel dat door een temperatuurstijging van  $dT$  het door de transistor gedissipeerde vermogen toeneemt met  $dP$ , en dat als het gedissipeerde vermogen met  $dP$  toeneemt, de temperatuur met  $dT'$  toeneemt. Het zal duidelijk zijn dat er geen gevaar is, zolang  $dT' < dT$ .

We kunnen  $dT'$  eenvoudig berekenen door de vermogenstoename ( $dP$ ) te vermenigvuldigen met de [thermische weerstand](#) tussen junctie en omgeving, dus:

$$dT' = R_{th,j-a} \cdot dP$$

Voor een thermisch stabiele versterker geldt dus:  $R_{th,j-a} \cdot dP < dT$ , ofwel:  $R_{th,j-a} \cdot dP/dT < 1$

Laten we eens kijken naar een hele simpele versterker:



Zonder ingangssignaal is het in de transistor (NPN of PNP) gedissipeerde vermogen gelijk aan:  $P = U_{CE} \cdot I_C$ .

$$U_{CE} = U_S - I_C \cdot R_L \Rightarrow P = (U_S - I_C \cdot R_L) \cdot I_C = U_S \cdot I_C - I_C^2 \cdot R_L$$

$$dP/dI_C = U_S - 2 \cdot I_C \cdot R_L \Rightarrow dP = (U_S - 2 \cdot I_C \cdot R_L) \cdot dI_C$$

Een versterker is dus thermisch stabiel als:

$$R_{th,j-a} \cdot (U_S - 2 \cdot I_C \cdot R_L) \cdot dI_C/dT < 1$$

Dit is natuurlijk altijd waar als:  $U_S < 2 \cdot I_C \cdot R_L \Rightarrow I_C \cdot R_L > U_S/2$

$$I_C \cdot R_L = U_S - U_{CE} \Rightarrow U_S - U_{CE} > U_S/2 \Rightarrow U_{CE} < U_S/2$$

De versterker is dus altijd thermisch stabiel als de rustspanning  $U_{CE}$  kleiner is dan de halve voedingsspanning. Voor maximale uitsturing dient op de collector de halve voedingsspanning te staan. Als de emitter dan aan massa hangt, is  $U_{CE}$  dus gelijk aan de halve voedingsspanning en is



de versterker dus mogelijk thermisch instabiel. Daarom wordt tussen de emitter en massa vaak een kleine weerstand gezet waar een spanning van ongeveer  $U_S/5$  over valt. Dit is een compromis; bij minder spanning lopen we het risico dat door componentspreiding en veroudering de schakeling toch instabiel wordt. Meer spanning resulteert in een lagere uitsturing en dus een lager rendement.

---

# Bijlage E. Complexe wiskunde

## Berekeningen aan een serieschakeling van een condensator en een weerstand.

### Impedantie

We weten al dat voor de impedantie van een condensator geldt:

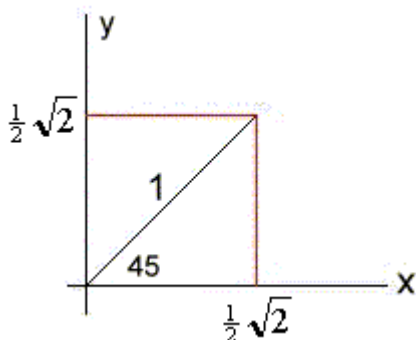
$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

Bij een frequentie van 10kHz heeft een condensator van 1nF dus een impedantie van 15.9k.

Wanneer we deze condensator in serie zetten met een weerstand van 10k, zouden we misschien verwachten dat de totale impedantie 25.9k is. Maar dat is niet zo. Dat komt doordat een condensator een [faseverschuiving](#) van -90 graden in de stroom veroorzaakt. De vergelijking

$$i_C = u_C \cdot X_C = u_C \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

laat dat niet zien. Maar wat als we de impedantie afbeelden als een vector? De lengte ervan geeft de (absolute) impedantie aan en de hoek de faseverschuiving:



Deze component heeft een absolute impedantie van 1 ohm en veroorzaakt een faseverschuiving van 45 graden tussen stroom en spanning.

Een weerstand veroorzaakt geen faseverschuiving; deze vector ligt dus langs de x-as. Een condensator veroorzaakt een faseverschuiving van -90 graden en ligt dus langs de (negatieve) y-as. De totale impedantie van een serieschakeling van een weerstand en condensator is  $R + X_C$ . We moeten echter geen getallen maar vectoren optellen. Met hoeken van 90 graden is het makkelijk om de (absolute) totale impedantie te berekenen: we kunnen gewoon de stelling van Pythagoras gebruiken:

$$Z_t = \sqrt{(R^2 + X_C^2)}. \text{ De faseverschuiving } \varphi \text{ is } \arctan(-X_C/R)$$

Zou het niet handig zijn als we op een simpelere manier konden zeggen: de impedantie is x ohm en de faseverschuiving bedraagt y graden? Een faseverschuiving van 180 graden is makkelijk; dan zouden we kunnen zeggen: de impedantie bedraagt -x ohm. Een faseverschuiving van 180 graden is immers vermenigvuldigen met -1. Stel nu dat een faseverschuiving van 90 graden overeenkomt met een vermenigvuldiging met j. Een faseverschuiving van 180 graden komt dan dus overeen met een vermenigvuldiging met  $j^2$ . Hieruit volgt dus dat  $j^2 = -1$ . In de reële wiskunde is dit natuurlijk niet mogelijk. Dit moeten we dan ook 'complexe wiskunde'. (Wiskundigen onder ons zijn misschien

gewend om i in plaats van j te gebruiken. Maar wij gebruiken de i echter al als symbool voor stroom, dus dat is verwarrend.)

Elke impedantie is te schrijven als:  $a + bj$ . Het getal  $a$  noemen we het reële deel en wordt in het bovenstaande plaatje uitgezet langs de x-as. Het getal  $b$  heet het imaginaire deel en wordt uitgezet op de y-as.

Een weerstand veroorzaakt geen faseverschuiving en is dus zuiver reëel.

We weten dat een condensator een faseverschuiving van  $-90$  graden veroorzaakt; de impedantie ervan is dus zuiver imaginair, en te schrijven als:

$$\overline{X_C} = \frac{-j}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot j}$$

We nemen weer als voorbeeld een weerstand van  $10k$  in serie met een condensator met een impedantie van  $15.9k$ . De totale (complexe) impedantie is dus  $10k - 15.9kj$ . De absolute waarde ( $|Z|$ ) bedraagt  $\sqrt{(10k)^2 + (15.9k)^2} = 18.78k$ . De faseverschuiving in de stroom ( $\arg(Z)$ ) is  $\arctan(-15.9k/10k) = -57.8$  graden.

Voor een serieschakeling van een weerstand en condensator geldt dus:  $Z_{R+C} = R - X_{Cj}$ .

De absolute waarde is:  $|Z_{R+C}| = \sqrt{R^2 + X_C^2}$ .

De faseverschuiving is:  $\varphi = \arg(Z_{R+C}) = \arctan(-X_C/R)$ .

We kunnen natuurlijk ook terugrekenen. Stel dat we weten dat een serieschakeling van een condensator en weerstand een absolute impedantie heeft van  $|Z| = 18.78k\Omega$  en een faseverschuiving  $\varphi$  veroorzaakt van  $-57.8$  graden. Het reële deel (de weerstand dus) kunnen we berekenen met:

$$R = |Z| \cdot \cos(\varphi)$$

De weerstand is dus  $18.78k \cdot \cos(-57.8) = 10k\Omega$ .

Voor het imaginaire deel (de impedantie van de condensator dus) geldt:

$$-X_{Cj} = |Z| \cdot \sin(\varphi) \cdot j$$

In ons voorbeeld is  $-X_{Cj}$  dus  $18.78 \cdot \sin(-57.8) = -15.9kj$ .

## Vermogen

Voor het berekenen van het ontwikkelde [vermogen](#) geldt de formule:

$$P = u_{RMS} \cdot i_{RMS}$$

We sluiten onze serieschakeling van  $10k$  en  $1nF$  aan op een spanningsbron die een sinusvormige spanning afgeeft van  $10V_t$  en een frequentie heeft van  $10kHz$ .  $u_{RMS}$  is dan  $10/\sqrt{2} = 14.14V$ . Voor het ontwikkelde vermogen in de weerstand van gebruiken we de formule  $P = u_{RMS}^2 / R$ . Dus  $P = 14.14^2 / 10k = 0.02W$ . We hebben al berekend dat de impedantie van de condensator  $-15.9kj$  is. Het vermogen is  $14.14^2 / -15.9kj = 0.0126jW$ . Dit is dus zuiver imaginair vermogen! We noemen dit ook wel reactief vermogen. Reactief vermogen veroorzaakt geen warmte! Het reële vermogen ontwikkeld in de weerstand doet dat uiteraard wel.

Het totale vermogen is de som van beide vermogens, dus  $P_{\text{totaal}} = P_{\text{reëel}} + P_{\text{reactief}} = 0.02 + 0.0126jW$ . Het absolute vermogen, schijnbaar vermogen genoemd, is uiteraard:

$$P_{\text{schijnbaar}} = |P_{\text{totaal}}| = \sqrt{(P_{\text{reëel}})^2 + (P_{\text{reactief}})^2}$$

In ons voorbeeld is het schijnbaar vermogen dus  $\sqrt{(0.02)^2 + (0.0126)^2} = 0.0236VA$ . De eenheid van schijnbaar vermogen is dus voltampere en niet Watt.

Het totale vermogen is uiteraard nog steeds  $u_{RMS} \cdot i_{RMS}$ , zodat we kunnen stellen dat:

$$P_{\text{reel}} = U_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}} \cdot \cos(\varphi) \text{ en } P_{\text{reactief}} = U_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}} \cdot \sin(\varphi)$$

De factor  $\cos(\varphi)$  wordt ook wel de vermogensfactor genoemd.

## Berekeningen aan een serieschakeling van een spoel en een weerstand.

Een spoel veroorzaakt een faseverschuiving van 90 graden. De [vorige paragraaf](#) maakt duidelijk dat we voor de complexe impedantie kunnen schrijven:

$$\overline{X_L} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j$$

Dus:  $|Z_{R+L}| = \sqrt{R^2 + X_L^2}$  en  $\varphi = \arg(Z_{R+L}) = \arctan(X_L/R)$ .

We nemen als voorbeeld een weerstand van 10k in serie met een spoel met een impedantie van 15.9k. De totale (complexe) impedantie is dus 10k + 15.9kj. De absolute waarde bedraagt  $\sqrt{(10k)^2 + (15.9k)^2} = 18.78k$ . De faseverschuiving  $\varphi$  in de stroom is  $\arctan(15.9k/10k) = 57.8$  graden.

## Berekeningen aan een serieschakeling van een spoel en een condensator.

We hebben uit de vorige paragrafen al geleerd dat

$$\overline{X_C} = \frac{-j}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot j} \quad \overline{X_L} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j$$

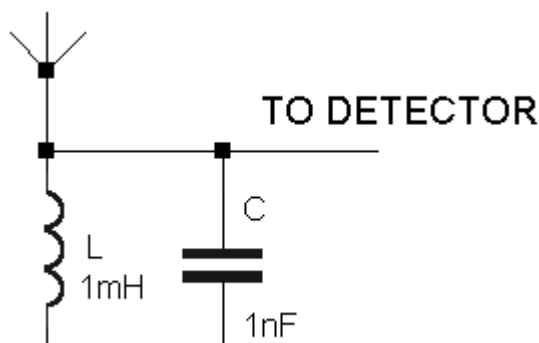
Dus:  $Z_{L+C} = X_Lj - X_Cj = (X_L - X_C)j$ . De impedantie is dus zuiver imaginair.

$$|Z_{L+C}| = |X_L - X_C|.$$

Dit betekent dus dat de impedantie van de serieschakeling kleiner is dan van elk onderdeel afzonderlijk. Als  $X_L$  en  $X_C$  aan elkaar gelijk zijn, is de impedantie zelfs nul! Dat is ook op een andere manier duidelijk te maken. De stromen door beide onderdelen zijn gelijk, terwijl de spanning over het ene onderdeel een faseverschuiving heeft van 90 graden en de spanning over het andere een faseverschuiving van -90 graden. Ten opzichte van elkaar hebben de onderdelen dus een faseverschuiving van 180 graden. Omdat de absolute impedanties gelijk zijn, zijn de amplitudes dat dus ook. Dus heffen de spanningen elkaar precies op. Over de serieschakeling staat dus een spanning van 0V. Dit betekent dus dat de totale impedantie  $0\Omega$  is.

## Berekeningen aan een afgestemde LC-kring.

We willen berekenen voor welke frequentie de afgestemde kring z'n maximum waarde bereikt.



De impedantie van twee parallel-geschakelde componenten kan berekend worden met:

$$Z = \frac{X_C \cdot X_L}{X_C + X_L}$$

We hebben uit de vorige paragrafen al geleerd dat

$$\overline{X_C} = \frac{-j}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot j} \quad \overline{X_L} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j$$

Wanneer er dit substitueren in de eerste vergelijking, krijgen we:

$$\overline{Z} = \frac{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot j} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot j} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j} = \frac{\frac{L}{C}}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot j} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j}$$

Aangezien de teller frequentie-onafhankelijk is, bereikt Z z'n maximum als de noemer nul wordt, dus:

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot j} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j = 0 \Rightarrow \frac{-j}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = -2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot j \Rightarrow f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

---

# Bijlage F. Printplaten maken

Er zijn vele manieren om printplaten te maken. Meestal wordt er op een of andere manier ervoor gezorgd dat het ontwerp etsbestendig op een printplaat wordt aangebracht waarna het wordt geëtsd. Als alternatief kan ook het overbodige koper computergestuurd worden weggefreed. Deze laatste methode is voor ons hobbyisten niet interessant en zullen we daarom buiten beschouwing laten. We gaan dus eerst kijken hoe we het ontwerp op de print kunnen krijgen en daarna zullen we gaan etsen.

## Van ontwerp naar print.

### Afwrijfsymbolen.

Er zijn afwrijfsymbolen verkrijgbaar die bestand zijn tegen het etsmiddel. Deze kunnen we op de blanco printplaat wrijven waarna we deze kunnen etsen. Deze methode is uiteraard alleen geschikt voor hele eenvoudige ontwerpen. Het is namelijk erg foutgevoelig, omdat er geen computer is die controleert of er geen verbindingen vergeten worden en of er verkeerde verbindingen gelegd worden.

### Fotografische methode.

Een andere methode is de fotografische methode. In de handel zijn speciale printplaten verkrijgbaar met een laag op het koper die gevoelig is voor ultraviolet (UV) licht. Het ontwerp wordt op de computer getekend waarna het op doorzichtig materiaal wordt uitgeprint. Vervolgens pellen we de bescherm laag van de printplaat af, waarna we het uitgeprinte ontwerp erop leggen. Hierna laten we er een tijdje een UV-lamp op schijnen. Hiervoor zijn speciale UV-lampen te koop, maar met een hoogtezon of gezichtbruiner gaat het ook. Uiteraard moeten we zorgen dat de boel tijdens het belichten niet verschuift! Na het belichten ontwikkelen we de print in een bad met natronloog. De natronloog is te koop bij de elektronicawinkel, maar gootsteenontstopper werkt ook prima (bijvoorbeeld de korrels van Kruidvat). Door het ontwikkelen lost de speciale laag op op alle plaatsen die belicht zijn. Op de onbelichte plaatsen blijft de laag zitten. Na het ontwikkelen kan er geëtsd gaan worden. De UV-gevoelige laag is uiteraard etsmiddelbestendig. Het resultaat is dus dat het koper blijft zitten op de plaatsen die in het ontwerp zijn aangegeven.

Deze methode heeft helaas nogal wat nadelen. Allereerst moet de belichtingstijd proefondervindelijk worden vastgesteld. Dit verschilt per merk printplaat, dus bij elke aanschaf van een paar printplaten moet er weer opnieuw getest worden. De printplaat is ook nog eens beperkt houdbaar. Als we een poosje geen print gemaakt hebben, moet de belichtingstijd eigenlijk weer opnieuw bepaald worden, omdat die door veroudering van de print veranderd kan zijn. Een ander nadeel is dat het ontwikkelbad vrij nauwkeurig aangemaakt moet worden. Een te zwakke oplossing werkt niet en een te sterke oplossing kan ervoor zorgen dat het ontwikkelen veel te snel gaat, waardoor de laag ook op de niet-belichte plaatsen wordt opgelost. Ook bij een juiste concentratie gaat het ontwikkelen veel sneller dan het etsen. Dat is ook meteen het volgende nadeel. Bij te kort ontwikkelen wordt niet alle lak op de belichte plaatsen opgelost en bij te lang ontwikkelen wordt ook de lak op de niet-belichte plekken verwijderd. Het grootste nadeel is nog wel dat alle fouten die we hebben kunnen maken vaak pas na het etsen aan het licht komen. En dan is het nog lastig te bepalen wat de fout was: hebben we te lang belicht, was het ontwikkelbad te sterk of hebben we te lang ontwikkeld? Of is het wellicht een combinatie van factoren?

### Toner transfer

Een veel betrouwbaardere methode is de 'toner transfer'-methode. Hierbij maken we dankbaar gebruik van het feit dat de toner (zeg maar de inkt) van een laserprinter etsmiddelbestendig is. Deze methode werkt dus alleen met een laserprinter en niet met een inkjet!

Allereerst wordt de print weer op de computer ontworpen. Helaas kunnen we dit ontwerp niet rechtstreeks op een printplaat printen. We drukken het daarom eerst op papier af. Gewoon kopieerpapier werkt niet goed; fotopapier voor inkjetprinters werkt het best. Volgens de meeste

handleidingen van laserprinters mag men geen inkjetpapier in de printer stoppen. Deze methode is dus voor eigen risico! Sommigen zweren bij glanzend fotopapier. Zelf gebruik ik liever mat fotopapier; we zullen zo zien waarom. Anderen gebruiken het gladde papier uit een modcatalogus. Let ook op de maximum dikte van het papier dat volgens de printerhandleiding in de printer gestopt mag worden. Veel mensen bereiken goede resultaten met 170 grams fotopapier van de HEMA. Zelf gebruik ik fotopapier van Dixons dat ik jaren geleden heb gekocht. Dat is ook een voordeel ten opzichte van de fotografische methode: je gebruikt hier alleen middelen die praktisch nooit bederven.

Na het printen van het ontwerp zagen we een stuk gewoon blanco printplaat op maat en maken we dat goed schoon met staalwol en aceton. Zorg dat er geen vette vingers op komen, want dan hecht straks de toner niet. Gebruik eventueel wegwerphandschoenen. Leg de print, met de koperkant boven, op een hittebestendige ondergrond. Zelf gebruik ik als ondergrond een opengeslagen telefoonboek. (Opengeslagen, omdat het koft mogelijk plastic bevat dat kan gaan smelten.) Knip nu het fotopapier op maat en leg het met de tonerkant naar onderen op de schone printplaat. De toner komt nu dus tegen het koper van de printplaat aan.

Zet een strijkbout op de hoogste stand en druk deze op het fotopapier en de printplaat. Hierdoor zal de toner gaan smelten en zich aan de printplaat gaan hechten. Glanzend fotopapier bevat een waslaagje. Dat zal door de strijkbout ook gaan smelten en op de strijkbout komen. Dat gaat natuurlijk enorm stinken en de strijkbout wordt er erg smerig van. Om dit te voorkomen kunnen we een vel gewoon kopieerpapier bij wijze van schutvel over het fotopapier en de printplaat leggen. Maar hierdoor kan het fotopapier ongemerkt gaan verschuiven. Daarom gebruik ik liever mat fotopapier; dat heeft geen waslaagje en heeft dus ook geen schutvel nodig.

Na een paar seconden zit er al voldoende toner aan de print vast dat we niet meer bang hoeven te zijn voor verschuiven. We kunnen nu dan ook gaan strijken. Een halve tot een hele minuut is voldoende. Oefen hierbij flink wat druk uit; we kunnen zelfs met de punt van de strijkbout over het papier gaan. Opgelet: zelfs na een paar seconden is de print al gloeiend heet! Dus nooit met de blote handen aanraken!

Na het strijken zit de toner zowel aan de print als aan het fotopapier vast. We gooien daarom de print met papier en al in een bak water. Gebruik hiervoor een tang, de print is immers gloeiend heet! Laat het gerust een half uur weken. Hierna kunnen we er proberen er een paar laagjes vanaf te halen (fotopapier bestaat uit meerdere lagen). Daarna laten we rest weer even weken tot we er weer wat papier vanaf kunnen pellen. Zo gaan we door tot al het papier is verwijderd. De laatste laag wrijven we er met onze vingers vanaf. Eventueel kunnen we ook een oude tandenborstel of de groene kant van een schuursponsje gebruiken. Het grote voordeel van deze methode is dat we meteen kunnen zien of de 'toner transfer' gelukt is, zonder eerst te hoeven etsen. En als het mislukt is, dan verwijderen we de toner die wel op de print zit met een beetje aceton en beginnen we gewoon weer opnieuw.

Deze methode is ook bruikbaar om de componentenopstelling op de andere kan van de print te 'drukken'. Dat staat wat professioneler en geeft bij het opbouwen minder kans op fouten. Doe dit echter pas na het etsen. Anders kan door de hitte de toner op het koper weer loslaten.

## Etsen.

Als de toner (of ander etsbestendig product) er goed opzit, kunnen we de print gaan etsen. Het meestgebruikte etsmiddel is ijzer-III-chloride. Dit wordt als korrels verkocht die opgelost moeten worden in water. Het etsen kan gewoon bij kamertemperatuur, maar gaat veel sneller wanneer het wordt verwarmd tot 40 à 50°C. Nadeel van ijzer-III-chloride is dat het in water een bruine, ondoorzichtige vloeistof is, waardoor het etsproces alleen te volgen is door het printje af en toe uit het etsbad te halen. Doe dit regelmatig. Bij te lang etsen kan 'onderetsing' ontstaan, waarbij etsmiddel onder de etsbestendige laag komt en dus alles wegetst. Kijk ook uit voor de kleren. Het geeft namelijk vlekken die er niet meer uit willen (behalve met oxaalzuur, maar dat is erg giftig). Bij het etsen ontstaat chloorgas; ets dus in een goed-geventileerde ruimte, het liefst buiten.

Na het etsen kan de print onder de kraan worden afgespoeld. Zorg dat er niets op handdoeken, drinkglazen en dergelijke wordt gespat. Laat de etsbak buiten afkoelen. Wanneer we over een

speciale etsmachine beschikken, kan het etsmiddel daar gewoon in blijven zitten tot de volgende etsbeurt (raadpleeg eventueel de handleiding van de machine). Anders kunnen we het in een fles gieten. Zorg wel dat de fles niet tot de rand toe gevuld is; er kan namelijk nog wat gas ontstaan. Wanneer het etsmiddel is uitgeput, kunnen we het in een fles gieten en inleveren als chemisch afval bij de gemeente.

Na het etsen kunnen we de toner, fotolak of afwrijfsymbolen verwijderen met aceton. Aceton is te koop bij de drogist. Eventueel kunnen we ook nagellakverwijderaar gebruiken. Controleer dan wel of het aceton bevat; tegenwoordig is er namelijk ook nagellakverwijderaar te krijgen zonder aceton. Dat zal wel beter voor de nagels zijn, maar om een etsbestendige laag te verwijderen is het onbruikbaar.

Hierna kunnen we de gaatjes gaan boren. Gebruik hiervoor een speciaal printboormachientje. Een kloppoormachine is absoluut ongeschikt. Ten eerste is het veel te groot om nauwkeurig te kunnen boren en ten tweede is het toerental veel te laag. 10000 tpm is wel het minimum.

Nu is ons printje klaar en kunnen de componenten erop gesoldeerd worden.