

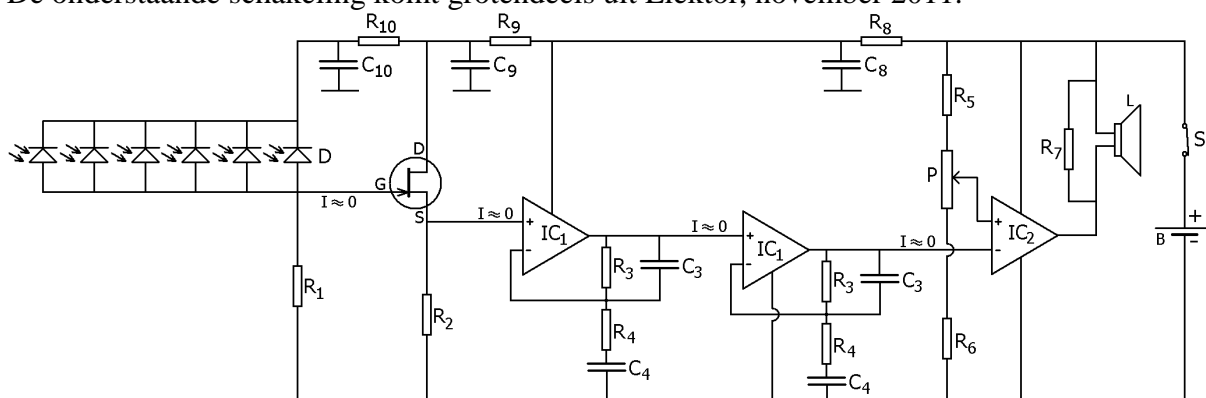
# Zelf een gammadetector met fotodiodes maken

## Inhoud

- De gehele schakeling
- Praktische aspecten bij de schakeling
- Globale beschrijving van de schakeling
- De fotodiodes in de schakeling
- De FET in de schakeling
- Versterking met de opamps
- De gelijkspanningsinstelling van de opamps
- De frequentieafhankelijkheid van de opampschakeling
- Gemeten pulsen aan de uitgang van de tweede opamp
- De comparator en de akoestische weergave van de pulsen
- Spanningsfluctuaties in de voedingslijn wegfilteren
- De ruis in het signaal
- Appendix 1: Terugkoppeling
- Appendix 2: De sourcevolger nader bekeken
- Appendix 3: Overdracht van de versterker bij lage en hoge frequenties

## De gehele schakeling

De onderstaande schakeling komt grotendeels uit Elektor, november 2011.

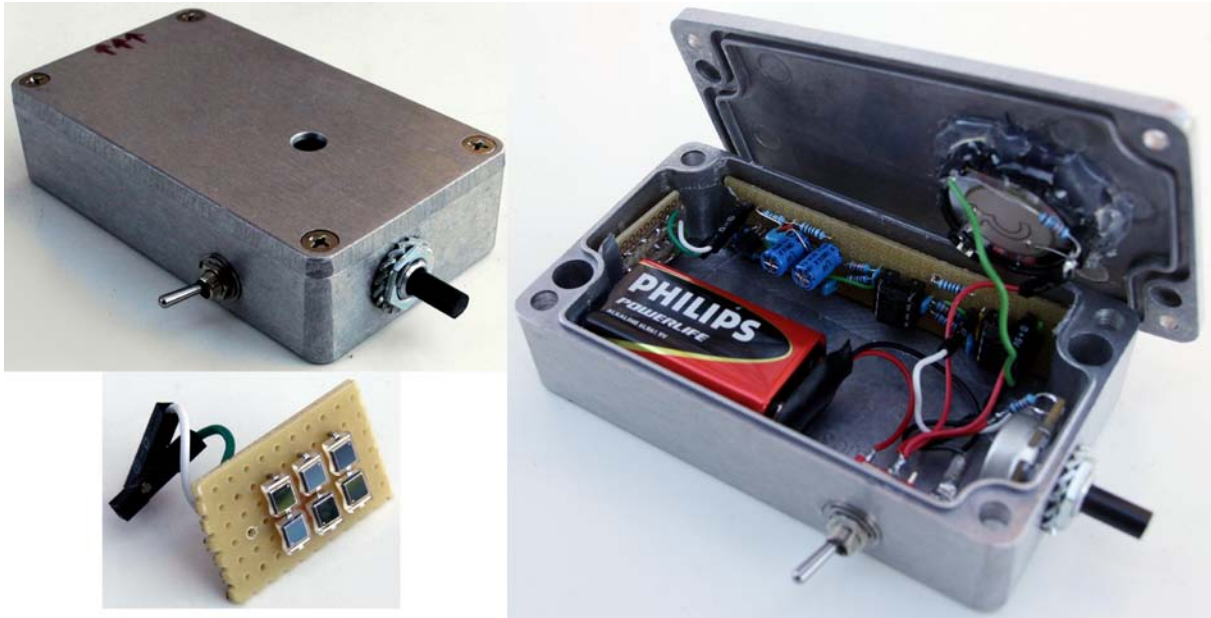


De schakeling bevat de volgende componenten.

|                 |   |                 |                                  |                           |
|-----------------|---|-----------------|----------------------------------|---------------------------|
| B               | = 9 V batterij  | S               | = aan/uit schakelaar             |                           |
| D               | = BPW34 (fotodiode)   | FET             | = BF245                          |                           |
| P               | = potentiometer van 10 k $\Omega$                             | L               | = keramische (piëzo) luidspreker |                           |
| IC <sub>1</sub> | = LM358N (in een behuizing zitten twee opamps)                |                 |                                  |                           |
| IC <sub>2</sub> | = LM311 (comparator)  |                 |                                  |                           |
| R <sub>1</sub>  | = 20 M $\Omega$ (twee weerstanden van 10 M $\Omega$ in serie) |                 |                                  |                           |
| R <sub>2</sub>  | = 4,7 k $\Omega$  |                 |                                  |                           |
| R <sub>3</sub>  | = 330 k $\Omega$  | C <sub>3</sub>  | = 47 pF                          | kantelfrequentie = 10 kHz |
| R <sub>4</sub>  | = 10 k $\Omega$   | C <sub>4</sub>  | = 100 nF                         | kantelfrequentie = 160 Hz |
| R <sub>5</sub>  | = 100 k $\Omega$  |                 |                                  |                           |
| R <sub>6</sub>  | = 33 k $\Omega$   |                 |                                  |                           |
| R <sub>7</sub>  | = 100 k $\Omega$  |                 |                                  |                           |
| R <sub>8</sub>  | = 100 $\Omega$  | C <sub>8</sub>  | = 100 $\mu$ F                    | kantelfrequentie = 16 Hz  |
| R <sub>9</sub>  | = 1 k $\Omega$  | C <sub>9</sub>  | = 100 $\mu$ F                    | kantelfrequentie = 1,6 Hz |
| R <sub>10</sub> | = 1 M $\Omega$  | C <sub>10</sub> | = 100 nF                         | kantelfrequentie = 1,6 Hz |

## Praktische aspecten bij de schakeling

De schakeling moet zorgvuldig afgeschermd worden tegen licht (vanwege de fotodiode) en elektromagnetische invloeden van buitenaf. Met name kan de invloed van het lichtnet (50 Hz) heel storend zijn. Bijvoorbeeld kan de schakeling in een metalen behuizing geplaatst worden of in aluminiumfolie gewikkeld worden. Belangrijk is daarbij wel dat de aarde van de schakeling verbonden wordt met de metalen afscherming. Zie de onderstaande foto's waarin een aluminium bakje gebruikt is.



De schakeling is met name gevoelig voor stoorsignalen bij de ingang van de sourcevolger (bij de gate dus) omdat deze zeer hoogohmig is. Bovendien wordt het signaal daarna vele malen versterkt. Naast invloeden van buitenaf kan de FET ook de door andere delen van de schakeling opgewekte velden oppikken. Deze terugkoppeling leidt vaak tot ongewenste oscillaties. Remedie hiertegen is het gebruik van korte verbindingen en een relatief grote afstand tussen de ingang en de uitgang van de schakeling.

De geleidende delen van de schakeling mogen natuurlijk geen contact met de behuizing maken (afgezien van de aarde natuurlijk). Dit kan worden bereikt door isolatietape (of duct tape) op de geleidende zijde van de printplaat te plakken. Het gebruik van boterhamzakjes als isolatiemiddel blijkt volslagen ongeschikt voor dit doel te zijn omdat de schakeling dan gaat oscilleren.

Om het ruisniveau zoveel mogelijk te beperken, kun je koolfilmweerstand het beste vermijden, en je beperken tot metaalfilmweerstand. Dit is des te belangrijker aan het begin van de schakeling.

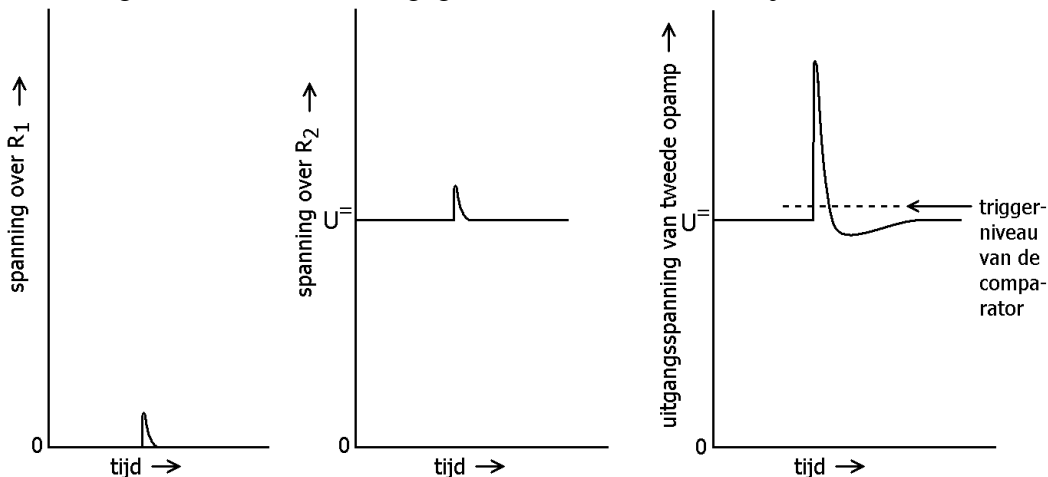
Het verbinden van de print met de andere onderdelen van de schakeling, namelijk de voeding, potmeter en luidspreker, kan gedaan worden met behulp van print headers. Deze moeten op de print gesoldeerd worden. De aansluitdraden hebben stekertjes die over de print headers geschoven kunnen worden. Met een lijmpistool kan de luidspreker aan de onderkant van de deksel bevestigd worden. Met een lijmpistool of met duct tape kan de print aan het bakje vastgezet kunnen worden. De batterij kan met klitteband op de bodem van het bakje bevestigd worden.

## Globale beschrijving van de schakeling

De schakeling bestaat ruwweg uit de volgende onderdelen.

- 1) Fotodiodes in combinatie met weerstand  $R_1$ .
- 2) De sourcevolger. Dit is de combinatie van de FET (in de cirkel) en weerstand  $R_2$ .
- 3) De twee opampschakelingen.
- 4) De comparatorschakeling met luidspreker.

In de onderstaande diagrammen is het signaal, dat de eerste drie onderdelen van de schakeling voortbrengen, schematisch weergegeven als functie van de tijd.



Fotodiodes  $D$  staan in sperrichting. Als er een gammafoton op één van de diodes valt, wordt deze diode kortstondig geleidend. Daardoor zal er heel even een stroom door weerstand  $R_1$  lopen en ontstaat er een klein spanningspulsje over  $R_1$ . In het linker diagram is deze puls getekend. De rest van de schakeling dient ervoor om de puls te versterken en hoorbaar te maken.

Weerstand  $R_1$  is zeer groot en de stroom door deze weerstand zeer klein. Daarom wordt in de schakeling gebruik gemaakt van een sourcevolger. Deze heeft namelijk een zeer grote ingangsweerstand. Anders gezegd: de sourcevolger reageert op de spanning over  $R_1$  terwijl hij bijna geen stroom 'aftapt'. De spanningsversterking van de sourcevolger is praktisch gelijk aan 1 (één). Dat wil zeggen dat de hoogte van de spanningspuls over  $R_2$  gelijk is aan die over  $R_1$ . De spanning over  $R_2$  is in het middelste diagram weergegeven. Omdat er over weerstand  $R_2$  ook een gelijkspanning  $U^-$  staat, komt de puls in het diagram als geheel wat hoger te liggen. Deze gelijkspanning ligt meestal tussen 2,0 V en 2,5 V.

Twee schakelingen, elk met een operationele versterker (opamp), vergroten de pulshoogte meer dan 1000 keer. In het rechter diagram is de spanningspiek daarom ook veel hoger getekend dan in het linker en middelste diagram (niet op schaal). Het gelijkspanningsniveau van de opamps blijft gelijk aan die over  $R_2$  (aangegeven met  $U^-$ ). In het rechter diagram zie je dat de vorm van de puls door de opamp-schakelingen een beetje is vervormd. Met name is een 'undershoot' zichtbaar: de positieve puls wordt gevolgd door een dal onder  $U^-$ .

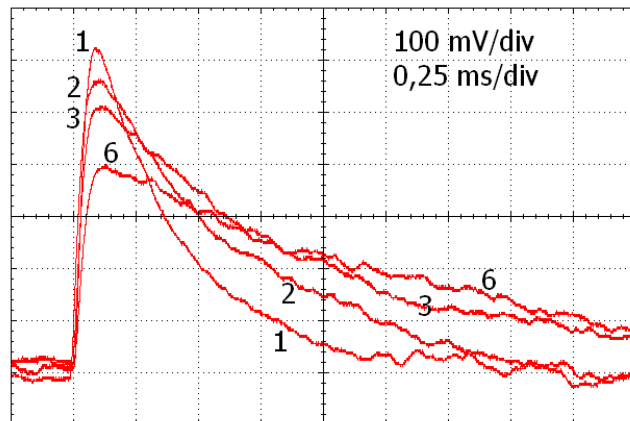
In het rechter diagram is ook het triggerniveau van de comparator aangegeven met een stippellijn. Als de uitgangsspanning van de tweede opamp boven deze waarde uitkomt, laat de comparator de luidspreker even een tikje geven. Het triggerniveau kun je handmatig met een potentiometer instellen en moet net boven het ruisniveau van het signaal liggen. Overigens is de ruis in de diagrammen niet getekend.

## De fotodiodes in de schakeling

De kans op het invangen van gammafotonen neemt uiteraard toe bij een toenemend aantal (parallel geschakelde) fotodiodes. Toch kun je dit aantal niet onbeperkt opvoeren, omdat meer fotodiodes leidt tot lagere spanningpulsen. Het vergroten van het aantal diodes heeft trouwens ook een voordeel, namelijk dat het ruisniveau in het signaal daalt. Dit wordt verderop besproken.

In het diagram hiernaast zijn vier spanningpulsen weergegeven, namelijk die verkregen zijn met één, twee, drie en zes parallelle diodes. Zoals verwacht is de puls, behorend bij zes diodes, de laagste van alle vier. Toch was hij hoger dan de meeste van zijn soortgenoten (die verkregen zijn met zes parallelle diodes).

Bij alle pulsen is de stijgtijd vele malen kleiner is dan de daaltijd. Verder is goed te zien dat een toenemend aantal diodes een langere daaltijd tot gevolg heeft.



De getoonde pulsen zijn gemeten aan de uitgang van de tweede opamp. De spanningpuls over  $R_1$  bleek namelijk te zwak om rechtstreeks gemeten te worden. Om de vervorming van de neergaande flanken door de versterker tegen te gaan, zijn de waarden van de twee condensatoren  $C_4$  tijdelijk verhoogd naar 100 microfarad. Verderop zullen we zien dat er anders een 'undershoot' zou ontstaan.

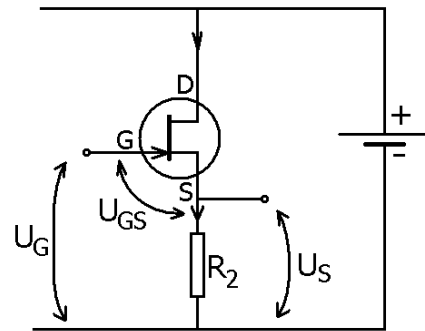
Wat gebeurt er tijdens de opgaande flank? Laten we in eerste instantie uitgaan van één fotodiode in de schakeling. Omdat deze in sperrichting staat, staat de voedingsspanning in beginsel geheel over de diode. De spanning over  $R_1$  is nul. Nadat een gammafoton door de diode is ingevangen, ontstaat er in zijn verarmingslaag een groot aantal elektronen en gaten. Onder invloed van het elektrisch veld bewegen de elektronen naar het n-gebied en de gaten naar het p-gebied van de diode. Als we de diode als condensator opvatten, wordt deze daardoor in zeer korte tijd ten dele ontladen. Gelijkertijd neemt de spanning over weerstand  $R_1$  snel toe.

Tijdens de neergaande flank laadt de diode, die als een condensator werkt, zich via weerstand  $R_1$  weer op tot het oude niveau. Gelijkertijd daalt de spanning over  $R_1$  weer naar nul. Als je aanneemt dat de capaciteit van de diode constant is, kun je aan de neergaande flank een RC-tijd toekennen. Volgens de datasheets is de capaciteit van de BPW34 bij 9 volt ongeveer 17 pF. De RC-tijd tijdens het opladen is dan  $20 \text{ M}\Omega \times 17 \text{ pF} = 0,3 \text{ ms}$ . Dit verschilt niet erg veel van de tijdconstante die uit de grafiek volgt (bij één diode).

Bij benadering leidt een verdubbeling van het aantal diodes tot een halvering van de pulshoogte. De door het foton vrijgemaakte lading  $Q$  (die alleen van de fotonenergie afhangt) wordt namelijk verdeeld over een twee keer zo grote (gezamenlijke) diodecapaciteit  $C$ . De spanningsverandering  $U$  zal dan volgens  $U = Q/C$  twee keer zo klein worden. Hierbij is aangenomen dat het effect van de oplaadstroom door  $R_1$  (gedurende de opgaande flank) verwaarloosbaar is.

## De FET in de schakeling

In de figuur hiernaast is de N-JFET (n-kanaal junction gate field-effect transistor) afgebeeld zoals hij in onze schakeling is geschakeld. In dit verhaal wordt hij kortweg FET genoemd. Hij heeft drie aansluitpunten, namelijk de source (S), drain (D) en gate (G). Simpel voorgesteld is de FET een weerstand tussen de drain en de source waarvan de grootte beïnvloed kan worden met de spanning  $U_{GS}$  tussen de gate de source. De gate is dus de sturelektrode. De elektrische stroom komt bij de drain de FET binnen en gaat er bij de source weer uit. Zie de pijltjes in de schakeling. De stroom door de gate is verwaarloosbaar klein.



In de schakeling zijn de gatespanning  $U_G$ , sourcespanning  $U_S$  en stuurspanning  $U_{GS}$  aangegeven. Bij  $U_G$  en  $U_S$  is de minpool van de spanningsbron dus als referentiepunt genomen. Dit wordt meestal de aarde of de massa genoemd. Bij correct FET-gebruik is de gatespanning altijd kleiner of gelijk aan de sourcespanning. Als  $U_{GS}$  nul is, is de stroom door de FET het grootst. Als de gate ten opzichte van de source negatief wordt, neemt de stroom af. Bij een bepaalde negatieve waarde van  $U_{GS}$  wordt de stroom zelfs nul. Deze spanning wordt de pinch-off spanning genoemd. Deze is bijvoorbeeld -5 volt en hangt van het type FET af.

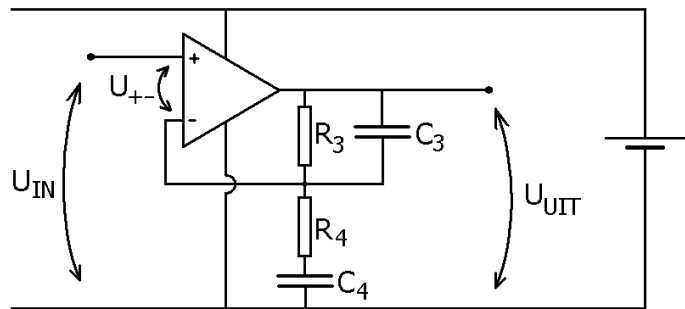
Als er geen ioniserende straling op de fotodiode valt, loopt er vrijwel geen stroom door  $R_1$  en is de gatespanning nul. Er loopt echter wel een stroom door de FET en door  $R_2$ . Zodoende is de sourcespanning groter dan nul. Deze spanning ligt ergens tussen de 2,0 V en 2,5 V. De stuurspanning  $U_{GS}$  is dus negatief (zoals het hoort). De gelijkstroominstelling van de FET is stabiel, want als de stroom door de FET om wat voor reden dan ook zou toenemen, wordt de source automatisch nog positiever ten opzichte van de gate, wat de groei van de stroom tegenwerkt.

Nadat een gammafoton op de diode gevallen is, neemt de gatespanning even toe. Hierdoor komt de (negatieve) stuurspanning  $U_{GS}$  dichterbij nul te liggen. Daardoor wordt de stroom door de FET en door  $R_2$  eventjes groter. Dat brengt de stuurspanning  $U_{GS}$  weer bijna terug op zijn oude waarde (niet helemaal omdat de extra stroom door de FET dan zou wegvallen). De hoogte van de spanningspuls bij de source is dus een heel klein beetje kleiner dan bij de gate.

Je kunt je afvragen wat het nut van de FET-schakeling is, als hij de spanningspuls over  $R_1$  niet vergroot. Het nut zit 'm met name in zijn zeer grote ingangsweerstand. De FET-schakeling reageert op de spanning over  $R_1$  terwijl hij praktisch geen stroom 'aftapt'. De manier waarop de FET in onze schakeling gebruikt wordt, heet een 'sourcevolger'. In appendix 2 wordt iets dieper op de sourcevolger ingegaan.

## Versterking met de opamps

Als een foton op een diode valt, ontstaat er bij de uitgang van de FET-schakeling een spanningspuls. Deze variatie op de gelijkspanning moet versterkt worden. Dat gebeurt met twee operationele versterkers (opamps), waarvan er hiernaast één getekend is. De andere opampschakeling is identiek.



Elke opamp heeft twee ingangen. De niet-inverterende ingang wordt met een plusje aangeduid en de inverterende ingang met een minnetje. De spanning tussen beide ingangen is met  $U_{+-}$  aangeduid. Dezeingangsspanning wordt door de opamp vele malen versterkt. Deze versterkte spanning is in de figuur met  $U_{UIT}$  aangegeven. Onder de versterking  $A$  van de opamp verstaan we:

$$A = U_{UIT} / U_{+-}$$

Zoals hierna duidelijk wordt, wordt  $A$  wel de 'open loop gain' genoemd.

De getekende schakeling heeft eeningangsspanning  $U_{IN}$  (niet te verwarren met deingangsspanning  $U_{+-}$  van de opamp) en een uitgangsspanning  $U_{UIT}$ . Onder de spanningsversterking  $A_{TOT}$  van de schakeling verstaan we:

$$A_{TOT} = U_{UIT} / U_{IN}$$

Deze  $A_{TOT}$  wordt ook wel met de 'closed loop gain' aangeduid. Deze naam spreekt voor zich want in de schakeling is de uitgang van de opamp naar de ingang teruggekoppeld. Daardoor ontstaat er een gesloten lus.

De spanningsversterkingen  $A$  en  $A_{TOT}$  worden vaak voor sinusvormige signalen bekenen. De frequentie is dan belangrijk. Zoals we hierna zullen zien, is de open loop gain  $A$  van de opamp bij lage frequenties zeer hoog. Bij toenemende frequenties neemt  $A$  echter af. De closed loop gain  $A_{TOT}$  heeft een frequentieband waarbinnen hij maximaal is (bij de gekozen waarden van de componenten is deze 34) en daarbuiten afneemt.

## De gelijkspanningsinstelling van de opamps

Zolang de frequentie niet te hoog is, kun je een opamp vaak als ideaal beschouwen. De spanningsversterking  $A$  (open loop gain) is dan zo groot, dat je hem als oneindig kunt beschouwen. Bovendien is de stroomsterkte door de ingangen dan verwaarloosbaar klein.

Omdat er geen gelijkstroom door condensatoren kan lopen, loopt er ook geen stroom door  $R_4$ . Omdat de ingangsstromen van de opamp verwaarloosbaar zijn, loopt er ook geen stroom door  $R_3$ . Dit betekent dat de spanning tussen de inverterende ingang en de uitgang van de opamp nul is. Omdat de versterking  $A$  van de opamp oneindig groot genomen kan worden, kunnen we deingangsspanning  $U_{+-}$  bij benadering nul stellen. Samenvattend komt het er op neer dat de uitgangsspanning  $U_{UIT}$  bij benadering gelijk aan deingangsspanning  $U_{IN}$ . Zoals reeds eerder is genoemd, ligt de spanning over  $R_2$  ergens tussen de 2,0 V en 2,5 V. Dit geldt dus ook voor de uitgangsspanning  $U_{UIT}$ . Dit is mogelijk omdat condensator  $C_4$  in de rusttoestand is opgeladen.

## De frequentieafhankelijkheid van de opampschakeling

Als deingangsspanning  $U_{IN}$  fluctueert (zoals na het treffen van een foton), zullen er door  $R_3$  en  $R_4$  elektrische stromen lopen. We maken nu de volgende twee aannames.

Aanname 1

De fluctuaties gaan snel genoeg om condensator  $C_4$  als kortsluiting op te kunnen vatten ten opzichte van weerstand  $R_4$ . De frequentie  $f$  van de spanning moet dan groter zijn dan de kantelfrequentie. Deze is  $f = 1 / (2\pi R_4 C_4) = 1 / (2\pi 10k 100n) = 160$  Hz.

Aanname 2

De fluctuaties gaan langzaam genoeg om condensator  $C_3$  als niet doorlaatbaar voor stroom op te kunnen vatten ten opzichte van weerstand  $R_3$ . De frequentie  $f$  van de spanning moet dan kleiner zijn dan de kantelfrequentie. Deze is  $f = 1 / (2\pi R_3 C_3) = 1 / (2\pi 330k 47p) = 10$  kHz.

Als aan deze voorwaarden voldaan is, wordt spanning  $\{R_4 / (R_3 + R_4)\} \times U_{UIT}$  teruggevoerd naar de inverterende ingang van de opamp. Signaaltechnisch krijgen we dan het schema zoals hiernaast is weergegeven.

Voor de closed loop gain  $A_{TOT}$  geldt dan (zie appendix 1):

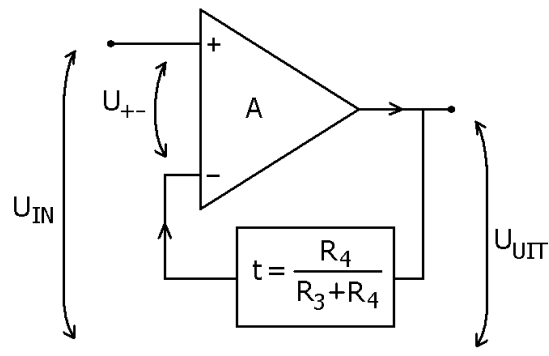
$$A_{TOT} = U_{UIT} / U_{IN}$$

$$= A / (1 + At)$$

$$= A / At \quad (\text{omdat } A \text{ zeer groot is})$$

$$= (R_3 + R_4) / R_4$$

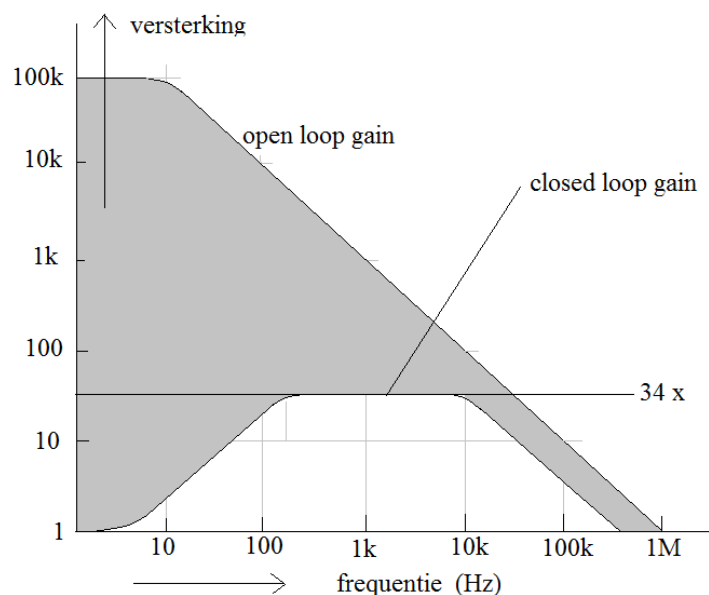
$$= (330k + 10k) / 10k = 34.$$



Samenvattend kun je dus zeggen dat de spanningsversterking (closed loop gain) van sinusvormige signalen 34x is, zolang de frequentie tussen 160 Hz en 10 kHz ligt. Voor frequenties buiten deze frequentieband is de versterking lager.

De versterking van de opamp zelf, dus de open loop gain, is volgens de specificaties voor lage frequenties, tot ongeveer 10 Hz, in de orde van 100 duizend en neemt voorbij deze 10 Hz af met 20 dB/decade.

In het diagram hiernaast staan de spanningsversterking van de tegengekoppelde opamp ( $A_{TOT}$ ) en van de opamp zelf ( $A$ ) uit tegen de frequentie. Zoals verwacht, is  $A_{TOT}$  voor elke frequentie kleiner dan  $A$ . Ga na dat de waarde van  $A_{TOT}$  binnen de bandbreedte van 160 Hz en 10 kHz gelijk is aan 34. Ga ook na dat  $A_{TOT}$  bij zeer lage frequenties gelijk aan 1 is. Dit klopt met het eerder besproken feit dat de gelijkspanning aan de uitgang gelijk is aan de gelijkspanning aan de ingang.



Zoals in appendix 1 besproken wordt, is de verhouding tussen de open loop gain en de gesloten loop gain bij benadering gelijk aan de 'rondgaande versterking'. Deze rondgaande versterking geeft globaal aan in welke mate de versterking van de opamp wordt tegengewerkt door het terugkoppelnetwerk. In de figuur komt dit overeen met de hoogte van het grijze gebied. Bij lage frequenties is de rondgaande versterking groot en bij hoge frequenties klein.

In appendix 3 wordt iets dieper op het frequentiegedrag van de versterkerschakeling ingegaan bij heel lage en bij heel hoge frequenties.

Tot nu toe ging de tekst over één opampschakeling. In de schakeling van de gammadetector zitten echter twee (identieke) opampschakelingen. Binnen de bandbreedte van 160 Hz tot 10 kHz is de totale versterking dus  $34 \times 34 = 1156$  keer. Met de grafiek van de open loop gain is het eenvoudig te zien, dat dit nooit met slechts één opamp bereikt had kunnen worden.

### Gemeten pulsen aan de uitgang van de tweede opamp

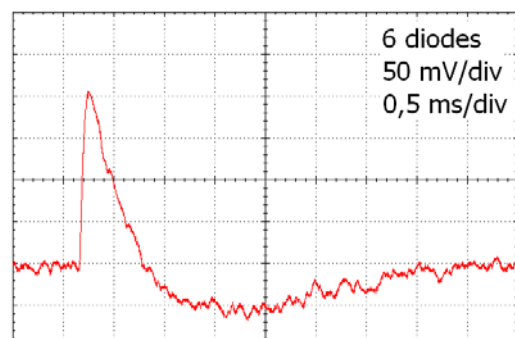
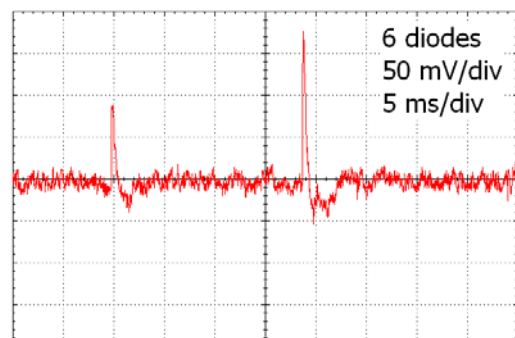
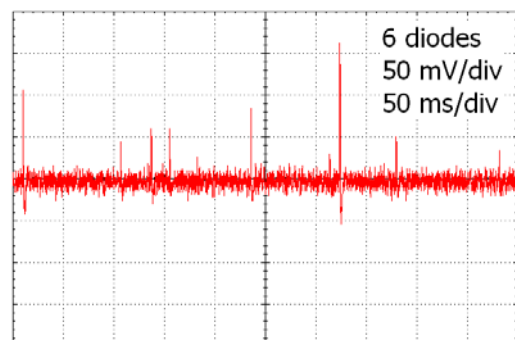
De hiernaast afgebeelde oscillogrammen geven het spanningsverloop aan de uitgang van de tweede opamp weer. Bij elk volgend oscillogram is de tijdas met een factor 10 uitgerekt.

Uit alle drie de oscillogrammen blijkt dat de positieve puls even doorslaat in de negatieve richting. Anders gezegd wordt de positieve puls gevolgd door een negatief dal: een zogenoemde 'undershoot'. Dit kan zowel in het frequentiedomein al in het tijddomein verklaard worden.

De puls aan de source van de FET is zuiver positief (zonder negatief dal). Dat betekent dat de puls een gelijkspanningscomponent heeft. Aangezien de frequentie van 0 Hz niet door de opampschakelingen wordt versterkt (want  $f = 0$  Hz ligt buiten de frequentieband), moet de puls ook onder de as liggen.

Je kan het dal onder de as ook op de volgende manier uitleggen. De puls aan de source is zuiver positief. Hierdoor wordt condensator  $C_4$  een beetje extra opgeladen. Aan het einde van de (positieve) puls duwt  $C_4$  de spanning op de inverterende ingang van de opamp een beetje omhoog, waardoor de uitgang van de opamp negatief wordt.

Op wat uitzonderingen na, komt de hoogte van de pieken bij zes parallelle diodes niet boven de 150 mV uit. Dat is klein ten opzichte van de gelijkspanning (tussen de 2,0 V en 2,5 V). Toch steken de pieken hoog boven de ruis uit. Bij het gebruik van slechts één diode zouden de pieken veel hoger zijn, maar het ruisniveau ook.





## De comparator en de akoestische weergave van de pulsen

De spanning aan de uitgang van de tweede opamp bestaat, naast een gelijkspanningscomponent, uit pulsen en ruis. De ruis maakt dit signaal ongeschikt om onverwerkt akoestisch weer te geven. Daarom wordt gebruik gemaakt van een comparator. Het triggerniveau van de comparator wordt met een potentiometer net boven het ruisniveau ingesteld.

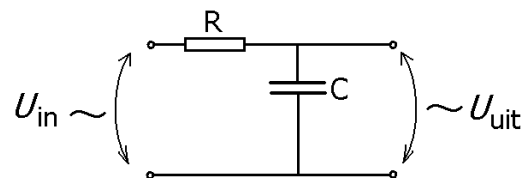
De uitgang van de tweede opamp gaat naar de inverterende ingang van de comparator en de ingestelde potentiometerspanning naar de niet-inverterende ingang. Bij een puls komt de spanning van de inverterende ingang boven die van de niet-inverterende ingang en verbindt de comparator zijn uitgang elektronisch met aarde. Op de keramische luidspreker komt dan sprongsgewijs de voedingsspanning te staan, wat resulteert in een hoorbare tik. Als de spanning van de inverterende ingang weer is gedaald, koppelt de comparator zijn uitgang virtueel 'los' of 'niet aangesloten'.

De keramische luidspreker kun je in eerste aanleg opvatten als een condensator. Na elke puls moet de luidspreker zich weer ontladen, waarvoor shuntweerstand  $R_7$  dient.

## Spanningsfluctuaties in de voedingslijn wegfilteren

De combinatie van weerstand  $R_8$  met condensator  $C_8$  dient om snelle fluctuaties van de voedingsspanning weg te filteren voor de opamps. De combinatie van  $R_9$  en  $C_9$  doet hetzelfde voor de FET-schakeling en de combinatie van  $R_{10}$  en  $C_{10}$  doet dit voor de fotodiodeschakeling. In de schakeling kun je de drie R, C-combinaties opvatten als low-pass-filters. Deze filters laten alleen de gelijkspanning of langzame veranderingen hiervan door. De van rechts komende snellere fluctuaties (hogere frequenties dus) worden tegengehouden.

Hiernaast is een low-pass filter getekend. In tegenstelling tot onze detectieschakeling zit de ingang nu links en de uitgang rechts omdat dit gebruikelijk is. Aan de ingang wordt een wisselspanning aangeboden. Bij lage frequenties is de uitgangsspanning  $U_{UIT}$  (bijna) even groot als de ingangsspanning  $U_{IN}$ . Bij hoge frequenties is  $U_{UIT}$  (bijna) nul. Als we  $U_{IN}$  nu opvatten als een combinatie van een constante voedingsspanning en een snelle fluctuatie daarop, zal  $U_{UIT}$  alleen de constante voedingsspanning zijn. De snelle fluctuaties zijn er door de schakeling uit gehaald.



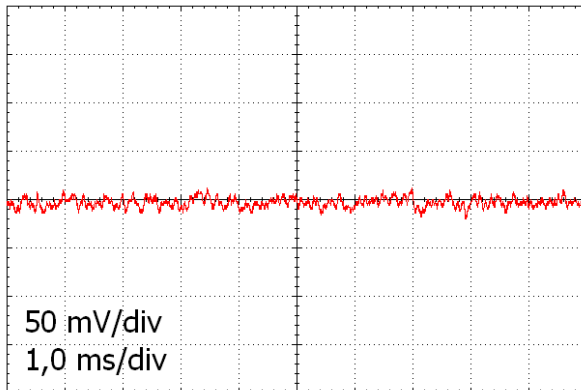
Een R,C-filter werkt alleen goed, als hij niet sterk wordt belast. Daarmee wordt bedoeld dat de vervangingsweerstand die op de uitgang aangesloten wordt, groot is ten opzichte van weerstand R in het filter. In onze schakeling is dat steeds het geval. Neem als voorbeeld het R,C-filter voor de FET. De tak met de FET en de tak met de fotodiodes hebben gezamenlijk een vervangingsweerstand die beduidend groter is dan  $R_9$ .

De kantelfrequentie van het low-pass filter ligt bij  $f = 1 / (2\pi RC)$ . Ruwweg geldt dat spanningsfluctuaties met lagere frequenties dan deze kantelfrequentie wel worden doorgelaten en spanningsfluctuaties met hogere frequenties juist niet. De kantelfrequenties van de drie filters in onze schakeling zijn achtereenvolgens 16 Hz, 1,6 Hz en 1,6 Hz. Deze frequenties liggen, zoals gewenst, aanzienlijk lager dan 50 Hz (van het lichtnet). De reden dat één kantelfrequentie 10 keer zo hoog ligt als de andere twee, is praktisch van aard. Capaciteiten van 1 mF zijn namelijk uitzonderlijk hoog.

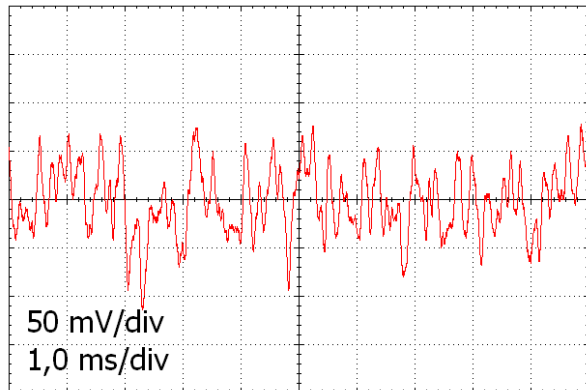
## De ruis in het signaal

In de onderstaande diagrammen is het uitgangssignaal van de versterkers (opamps) weergegeven in vier situaties, namelijk:

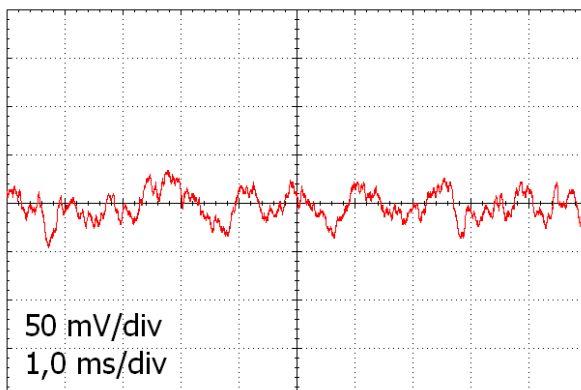
- 1) Als de gate van de FET rechtstreeks aan aarde ligt (dus  $R_1 = 0 \Omega$ )
- 2) Als  $R_1 = 20 \text{ M}\Omega$  (= weerstand tussen gate en aarde) is zonder fotodiodes.
- 3) Als  $R_1 = 20 \text{ M}\Omega$  met 1 fotodiode.
- 4) Als  $R_1 = 20 \text{ M}\Omega$  met 6 fotodiodes.



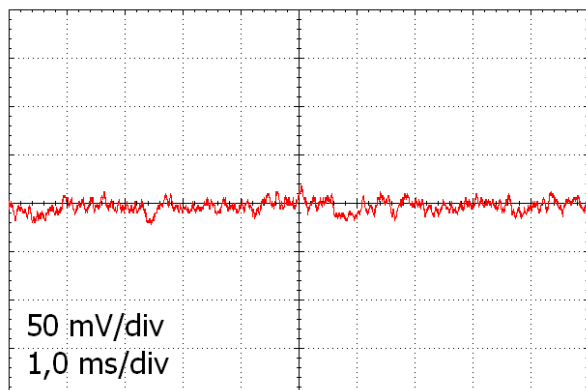
0 diodes  
0  $\text{M}\Omega$  tussen gate en aarde



0 diodes  
20  $\text{M}\Omega$  tussen gate en aarde



1 diode  
20  $\text{M}\Omega$  tussen gate en aarde



6 diodes  
20  $\text{M}\Omega$  tussen gate en aarde

Uit de diagrammen kunnen we de volgende conclusies trekken.

1)

De ruis aan de uitgang van de twee opamps wordt voor het leeuwendeel veroorzaakt door de weerstand tussen de gate en aarde ( $R_1$  dus).

2) Door de aanwezigheid van de fotodiodes neemt deze ruis af.

We kunnen eenvoudig berekenen hoe groot de ruisspanning is. Dit gaat als volgt. Ten gevolge van de warmtebeweging van de elektronen ontstaat er in elke weerstand een ruisspanning. Deze ruis is wit omdat het spectrale ruisvermogen constant is. Hiervoor geldt:  $dP/df = 4 \cdot k \cdot T$ .

Hierin is  $k$  de constante van Boltzmann en  $T$  de absolute temperatuur.

Bij kamertemperatuur is het spectrale ruisvermogen  $4 \cdot k \cdot T = 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 = 1,6 \cdot 10^{-20}$  Ws.

Voor het totale ruisvermogen geldt:

$$P = 4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f$$

Hierin is  $\Delta f$  de van belang zijnde bandbreedte van het signaal.

Voor de effectieve ruisspanning over weerstand  $R$  geldt nu:

$$U_{EFF} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R}$$

Als we stellen:  $\Delta f = 10$  kHz en  $R = 20$  M $\Omega$ , wordt de effectieve spanning:

$$U_{EFF} = \sqrt{1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^6} = 5,6 \cdot 10^{-5} V$$

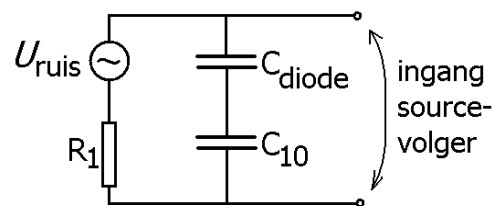
De spanning aan de uitgang van de tweede opamp heeft dus een effectieve waarde van:  $34 \cdot 34 \cdot 5,6 \cdot 10^{-5} V = 65$  mV.

Dit is iets meer dan het gemeten signaal (geen diode,  $R_1 = 20$  M $\Omega$ ).

Als een fotodiode in de schakeling worden opgenomen, neemt het ruisniveau vanwege zijn condensatorwerking af. Dit kunnen we theoretisch onderzoeken door weerstand  $R_1$  op te vatten als een serieschakeling van een ruisvrije weerstand  $R_1$  en een ruisspanningsbron  $U_{RUIS}$ .

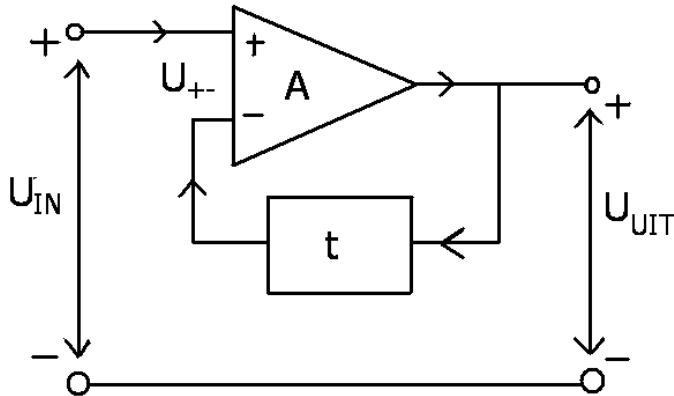
Hiernaast is het vervangingsschema voor de overdracht van de ruisspanning naar de ingang van de sourcevolger getekend. Volgens datasheets van de BPW34 is de diodecapaciteit bij 9 volt ongeveer 17 pF. Aangezien de waarde van  $C_{10}$  vele malen groter is, kunnen we  $C_{10}$  als een kortsluiting opvatten. Het vervangingsschema is dan een laagdoorlaatfilter met een kantelfrequentie van  $1/(2\pi R_1 C_{DIODE})$ .

Met  $R_1 = 20$  M $\Omega$  en  $C_{DIODE} = 17$  pF ligt het kantelpunt bij 468 Hz. Als het aantal fotodiodes toeneemt, komt de kantelfrequentie steeds lager te liggen.



## Appendix 1: Terugkoppeling

We gaan uit van een verschilversterker met een versterkingsfactor  $A$  (we nemen aan dat  $A > 1$ ). Via het in het algemeen niet versterkende en meestal zelfs verzwakkende terugkoppelnetswerk met overdracht  $t$  ( $t < 1$ ) wordt het uitgangssignaal teruggevoerd naar de inverterende ingang van de versterker. We onderzoeken nu het gedrag van de totale overdracht van het ingangssignaal  $U_{IN}$  naar het uitgangssignaal  $U_{UIT}$ .



Het ingangssignaal  $U_+$  voor de versterker wordt gevormd door het verschil tussen het ingangssignaal  $U_{IN}$  en het via het terugkoppelnetswerk met overdracht  $t$  teruggevoerde uitgangssignaal  $U_{UIT}$ . Dit verschilsignaal  $U_+$  wordt een factor  $A$  versterkt en levert dan weer het uitgangssignaal  $U_{UIT}$  op. Dus er geldt kennelijk:

$$U_{UIT} = A U_+ = A \{ U_{IN} - t U_{UIT} \}$$

Hieruit volgt:

$$U_{UIT} \{ 1 + At \} = A U_{IN}$$

Onder de voorwaarde dat de factor  $(1 + At)$  ongelijk is aan nul (de stabiliteitsvoorwaarde), vinden we hieruit de volgende relatie tussen het ingangssignaal  $U_{IN}$  van de schakeling en het uitgangssignaal  $U_{UIT}$  van de schakeling:

$$A_{TOT} = U_{UIT} / U_{IN} = A / (1 + At)$$

De factor  $At$  wordt de ‘rondgaande versterking’ genoemd. Deze naam spreekt voor zichzelf. Immers, als men signaaltechnisch gezien door de lus loopt die gevormd wordt door de versterker en het terugkoppelnetswerk, komt men in serie met elkaar de overdracht  $A$  en de overdracht  $t$  tegen. Als men ergens in die lus een signaal zou injecteren, dan zou het even later via de rondgaande lus weer op dezelfde plek aankomen, terwijl het in totaal een factor  $At$  is versterkt.

Als de rondgaande versterking  $At$  veel groter is dan 1, dat wil zeggen dat de versterkingsfactor  $A$  dus veel groter is dan de verzwakking  $t$ , dan kan de laatste uitdrukking nog aanzienlijk vereenvoudigd worden:

$$A_{TOT} \approx A / At = 1 / t$$

We zien dat in deze uitdrukking de waarde van de versterking  $A$  (en dus ook eventueel fluctuaties daarin) geen rol meer speelt en dat het gedrag van de totale schakeling alleen nog maar afhangt van de overdracht  $t$ .

Die overdracht  $t$  kan met passieve elementen (bijvoorbeeld een spanningsdeler opgebouwd met weerstanden) heel nauwkeurig en stabiel gerealiseerd worden.

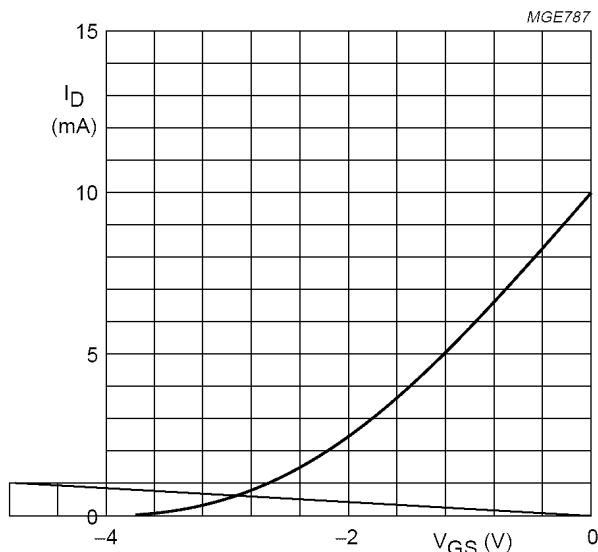
We onderzoeken nu hoeveel de open loop gain  $A$  meer is dan de closed loop gain  $A_{TOT}$  en vinden dan:

$$A / A_{TOT} = (1 + At) \approx At$$

In redelijk goede benadering mogen we dus zeggen dat de verhouding tussen de open loop gain  $A$  en de closed loop gain  $A_{TOT}$  bepaald wordt door de rondgaande versterking  $At$ .

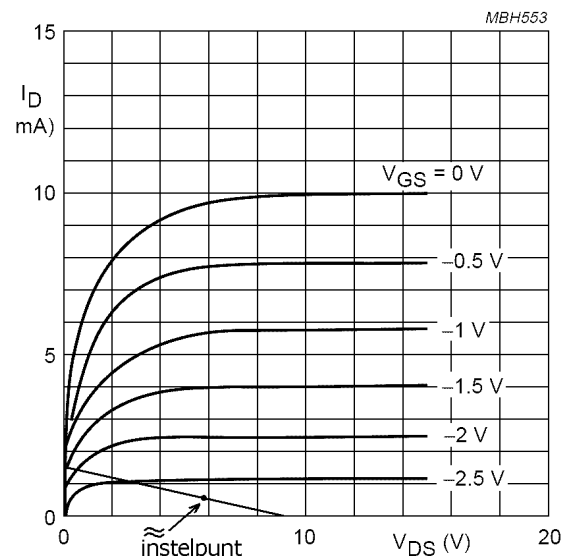
## Appendix 2: De sourcevolger nader bekeken

Allereerst kijken we naar de gelijkstroominstelling van de FET met behulp van een datasheet van de BF245B.



$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}.$

Transfer characteristics for BF245B;  
typical values.



$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}.$

Output characteristics for BF245B;  
typical values.

Het punt waarop van de FET zich instelt, kan grafisch bepaald worden.

In het linker diagram geeft de kromme lijn het verloop van de drainstroom als functie van de stuurspanning (=gate-source-spanning) bij een drain-source-spanning van 15 V. De rechte lijn geeft het verband tussen de spanning over en de stroom door  $R_2$ . Zo is de spanning 4,7 V bij een stroom van 1 mA. Het snijpunt van beide grafieken geeft bij benadering het instelpunt van de FET aan. In onze schakeling is de drain-source-spanning aanzienlijk lager dan 15 V. De kromme grafiek komt daardoor iets lager te liggen en wordt de spanning over  $R_2$  kleiner dan 2,9 V en de drainstroom iets kleiner dan 0,6 A.

In het rechter diagram is de drainstroom als functie van de drain-source-spanning gegeven (bij verschillende waarden van de stuurspanning). De rechte lijn geeft het verband  $U = 9 \text{ V} - I_D (R_2 + R_3 + R_7)$ . Het snijpunt van beide grafieken geeft weer het instelpunt van de FET. In het diagram is dit punt ongeveer aangegeven.

Nu gaan we de spanningsversterking van de sourcevolger berekenen. Zoals uitgelegd is, is hij een heel klein beetje kleiner dan 1. We kunnen deze waarde uitrekenen door gebruik te maken van de steilheid  $S$  van de FET. De steilheid is de toename van de stroom door de FET gedeeld door de toename van de stuurspanning  $U_{GS}$ . In de praktijk bedraagt de steilheid van FETs ettelijke mA per volt. Laten we uitgaan van  $S = 5 \text{ mA/V}$ . Omdat de FET-stroom door weerstand  $R_2$  loopt, leidt de toename van de stuurspanning ( $\Delta U_{GS}$ ) tot een toename van de sourcespanning met als versterkingsfactor:

$$A = S \cdot R_2 = 5 \text{ mA/V} \cdot 4,7 \text{ k}\Omega = 23,5.$$

$$\text{Dus geldt: } \Delta U_S = A \cdot \Delta U_{GS} = 23,5 \Delta U_{GS}.$$

Geschakeld als sourcevolger wordt deze verandering aan de source direct teruggekoppeld naar de ingang.

Signaaltechnisch gezien krijgen we het nevenstaande schema waarbij de terugkoppelfactor  $t$  gelijk aan 1.

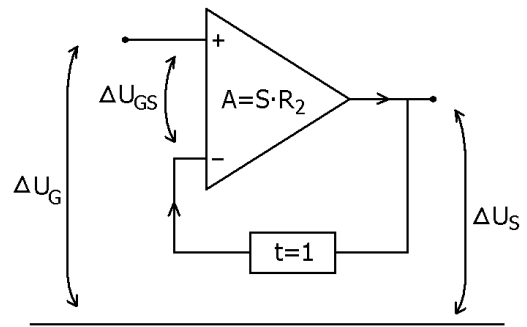
Voor de uiteindelijke versterking, de zogenoemde 'closed loop gain', geldt de betrekking:

$$A_{TOT} = A / (1 + At).$$

Dit wordt in appendix 1 bewezen. Dus geldt voor de spanningsversterking van onze sourcevolger:

$$A_{TOT} = \Delta U_S / \Delta U_G = A / (1 + At) = 23,5 / 24,5 = 0,96.$$

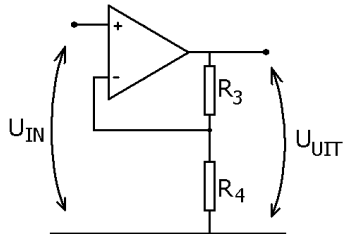
Dit is bijna 1, zoals te verwachten was.



### Appendix 3: Overdracht van de versterker bij lage en hoge frequenties

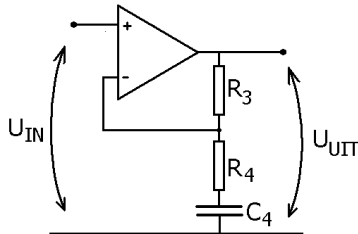
In het onderstaande overzicht wordt de versterking van de opampschakeling bij drie verschillende frequentiegebieden gegeven. Uitgegaan wordt van een ideale opamp.

Voor middenfrequenties:



$$\frac{U_{UIT}}{U_{IN}} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Voor lage frequenties:

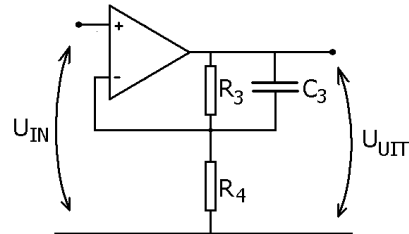


$$\frac{U_{UIT}}{U_{IN}} = \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

$$\tau_1 = (R_3 + R_4)C_4$$

$$\tau_2 = R_4C_4$$

Voor hoge frequenties:



$$\frac{U_{UIT}}{U_{IN}} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \frac{1 + j\omega\tau_4}{1 + j\omega\tau_3}$$

$$\tau_3 = R_3C_3$$

$$\tau_4 = (R_3 // R_4)C_3$$

Voor de middenfrequenties geldt:

$$\frac{U_{UIT}}{U_{IN}} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Voor lage frequenties geldt speelt  $C_3$  geen rol. De overdracht wordt dan:

$$\frac{U_{UIT}}{U_{IN}} = \frac{R_3 + R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}}{R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}} = \frac{1 + j\omega(R_3 + R_4)C_4}{1 + j\omega R_4 C_4} = \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

Hierbij geldt:

$\tau_1 = (R_3 + R_4)C_4 = 34$  ms en de corresponderende frequentie  $f = 4,7$  Hz.

$\tau_2 = R_4C_4 = 1,0$  ms en de bijbehorende frequentie  $f = 159$  Hz.

Zoals verwacht gaat  $U_{UIT} / U_{IN}$  voor  $\omega = 0$  Hz (dus voor gelijkspanning) naar 1.

Zoals verwacht gaat  $U_{UIT} / U_{IN}$  voor grote  $\omega$  over in  $(R_3 + R_4) / R_4$  (middenfrequenties).

Voor hoge frequenties speelt  $C_4$  geen rol. De overdracht wordt dan:

$$\begin{aligned} \frac{U_{UIT}}{U_{IN}} &= \frac{(R_3 // \frac{1}{j\omega C_3}) + R_4}{R_4} = \frac{\frac{R_3}{1 + j\omega R_3 C_3} + R_4}{R_4} = \frac{R_3 + R_4 + j\omega R_3 R_4 C_3}{R_4(1 + j\omega R_3 C_3)} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \frac{1 + j\omega(R_3 // R_4)C_3}{1 + j\omega R_3 C_3} \\ &= \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \frac{1 + j\omega\tau_4}{1 + j\omega\tau_3} \end{aligned}$$

Hierbij geldt:

$\tau_3 = R_3C_3 = 16$   $\mu$ s en de bijbehorende frequentie  $f = 10$  kHz.

$\tau_4 = (R_3 // R_4)C_3 = 0,46$   $\mu$ s en de corresponderende frequentie  $f = 350$  kHz.

Zoals verwacht gaat  $U_{UIT} / U_{IN}$  voor kleine  $\omega$  over in  $(R_3 + R_4) / R_4$  (middenfrequenties).

Voor grote  $\omega$  gaat  $U_{UIT} / U_{IN}$  over in  $(R_3 + R_4) / (R_4 \tau_3) = 1$ . Dit is te verwachten omdat  $C_3$  de uitgang rechtstreeks terugkoppelt naar de ingang. Met dank aan Herman Peters!