

Electronics : opamps

Opleiding: Bachelor Elektronica-ICT

Academiejaar: 2020-2021

Patrick Van Houtven
Patrick.vanhoutven@ap.be

Inhoud

Inhoud	1
4 Operationele versterkerschakelingen	1
4.1 De operationele versterker	1
4.1.1 Het principe van verschilversterking eigen aan een opamp.....	2
4.1.2 Eigenschappen van een opamp	4
4.1.3 Test jezelf : de operationele versterker	9
4.2 Opamp als comparator	9
4.2.1 Niveau-detectie	9
4.2.2 Comparator met hysteresis (schmitt trigger).....	15
4.2.3 Windowcomparator	18
4.3 Opamp als versterker	20
4.3.1 Negatieve terugkoppeling	20
4.3.2 De niet-inverterende versterker	22
4.3.3 De spanningsvolger	29
4.3.4 De inverterende versterker	32
4.3.5 Somversterker	35
4.3.6 Verschilversterker	40
4.3.7 Verschilversterker met hoge ingangsimpedantie en nulpuntcorrectie	42

4 Operationele versterkerschakelingen

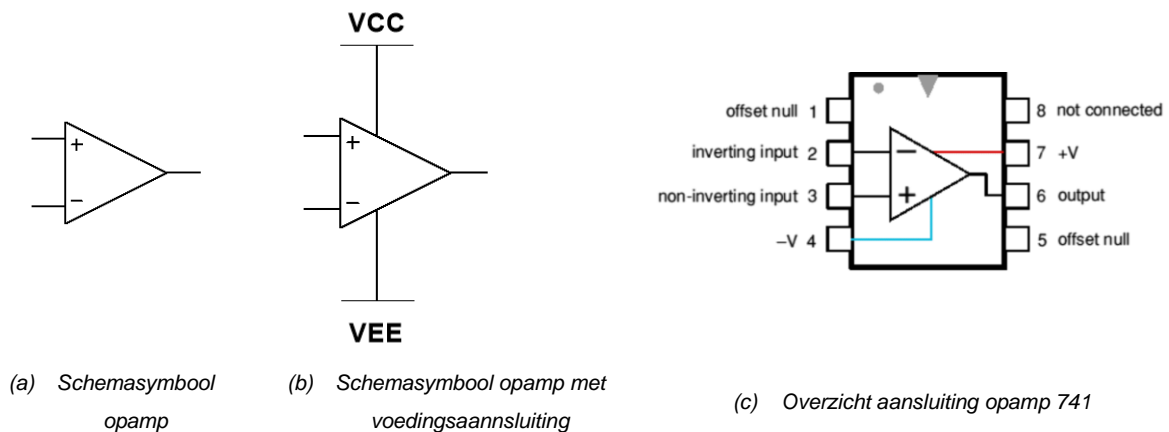
4.1 De operationele versterker

De eerste operationele versterkers (opamp afgekort) bestonden uit schakelingen met buizen. Ze werden gebruikt voor het uitvoeren van wiskundige bewerking zoals optellen, aftrekken, integratie en differentiatie. Vandaar de term operationeel. Vandaag zijn opamps lineaire IC's en betrekkelijk goedkoop verkrijgbaar.

Wat is belangrijk?

- ***Je beschrijft een basisopamp en zijn karakteristieken met je eigen woorden.***
- ***Je herkent en tekent het opampsymbool.***
- ***Je herkent de betekenis van de aansluitklemmen van een opamp aan het IC.***
- ***Je omschrijft het werkingsprincipe van de verschilversterking van een opamp***
- ***Je beschrijft een ideale opamp.***
- ***Je beschrijft een praktische opamp***
- ***Je verklaart het begrip "common mode rejection ratio"***
- ***Je verklaart het begrip slew rate***

Vroeger werden opampschakelingen opgebouwd met discrete componenten. Algemeen bestond een opamp uit een verschilversterker met twee ingangen, een gewone versterkertrap en een vermogenversterkertrap. Alle trappen waren opgebouwd uit transistoren of FET's. Tenzij in zeer uitzonderlijke gevallen worden er momenteel worden er geen opampschakelingen meer opgebouwd met discrete componenten. In plaats van discrete componenten zijn de operationele versterkerschakelingen in IC-vorm gemaakt. In het vervolg van dit hoofdstuk stellen we de opamp voor met het symbool zoals weergegeven in figuur 4-1 (a). De inverterende ingang wordt met een minteken ("−") aangeduid terwijl de niet-inverterende ingang met een plusteken ("+") wordt aangeduid. Merk op dat in de meeste schema's de voedingsspanningen bij de opamp niet worden aangeduid. Wanneer je een opampschakeling van zo'n schema opbouwt, dien je wel zelf de DC-voedingsspanning aan te sluiten.



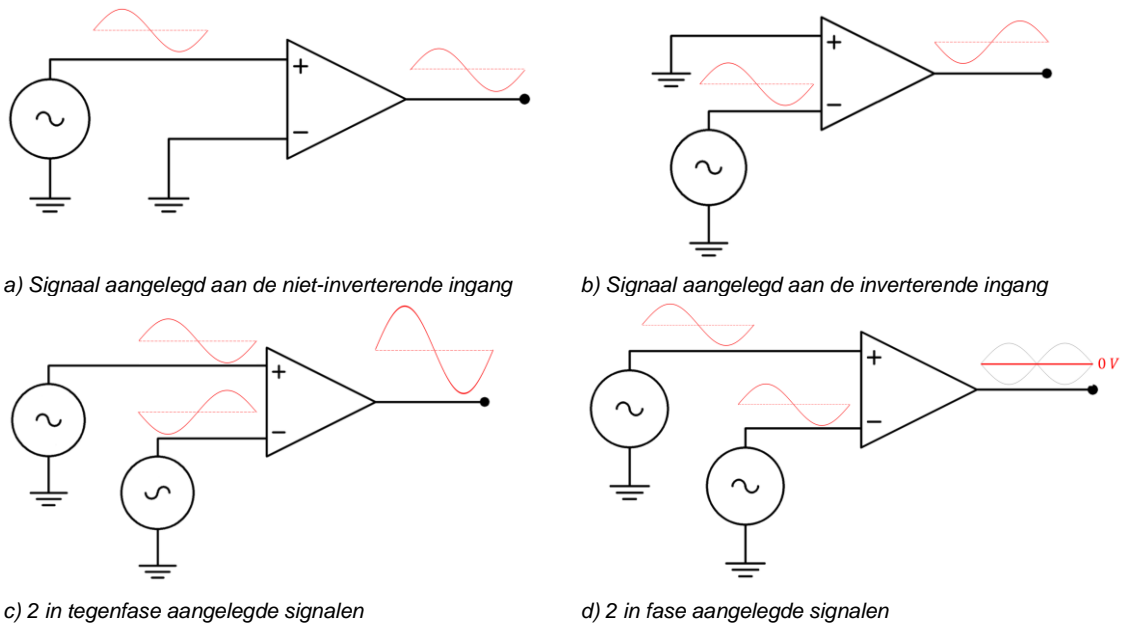
Figuur 4-1: symbool opamp en aansluitingen opamp 741

Figuur 4-1 (b) stelt een opampsymbool voor met voedings-aansluiting. V_{CC} staat voor de aansluiting van de positieve voedingsspanning en V_{EE} staat voor de aansluiting van de negatieve

voedingsspanning of eventueel de massa-aansluiting. Als de opamp intern is opgebouwd met transistoren worden de benamingen V_{CC} en V_{EE} gebruikt. Wanneer gebruik gemaakt wordt van FET's worden de benamingen V_{DD} en V_{SS} gebruikt. Meer algemeen wordt ook wel eens $-V$ en $+V$ gebruikt. In figuur 4-1 (c) is de aansluiting van een opamp in IC-vorm weergegeven via bovenaanzicht van het IC. Pinnummer 1 vind je door het bolletje dat in de behuizing bij een bepaalde pin is weergegeven. In de figuur 4-1 (c) is dit bolletje te zien. Het begin van een IC is weergegeven via een inkeping vooraan in de behuizing.

4.1.1 Het principe van verschilversterking eigen aan een opamp

In figuur 4-1 zie je dat een opamp over twee ingangen beschikt. Een inverterende ingang die aangeduid wordt met $(-)$ en een niet-inverterende ingang die met $(+)$ wordt aangeduid. Zoals de benaming van de ingangen je wel reeds doet vermoeden zal het signaal dat aangelegd wordt aan de inverterende ingang in fase verschoven worden met 180° . Vandaar het minteken als symbool voor de inverterende ingang. De niet-inverterende ingang $(+)$ veroorzaakt geen faseverschuiving.



Figuur 4-2: principewerking "verschil"-ingangen van een opamp

De twee ingangen van een opamp worden ook wel eens de verschilvingen genoemd. Door het feit dat de éne ingang het signaal 180° verschuift en de andere ingang niet verschijnt aan de uitgang een signaal dat bepaalt wordt door het spanningsverschil van de ingangen. In figuur 4-2 worden een aantal situaties weergegeven hoe de uitgang reageert in functie van aangelegde signalen aan de ingang. In figuur 4-2a wordt aan de niet inverterende ingang een signaal aangelegd terwijl de inverterende ingang verbonden is met de massa. Het uitgangssignaal is gerelateerd aan het verschil tussen beide ingangssignalen. Stellen we het signaal aan de niet-inverterende ingang voor als u_+ en het signaal aan de inverterende ingang als u_- dan kan de uitgangsspanning van de schakeling in figuur 4-2a geschreven worden als:

$$u_{uit} = A (u_+ - u_-)$$

Hierbij stelt A de versterkingsfactor voor. In werkelijkheid is deze echter veel groter. Beschouwen we nu terug de schakeling van figuur 4-2a en houden we rekening met het feit dat U_- gelijk is aan 0 V :

$$u_{uit} = A(u_+ - 0\text{ V}) = A \cdot u_+$$

Het uitgangssignaal heeft bijgevolg dezelfde fase als het ingangssignaal dat aangelegd is aan de niet-inverterende ingang.

Beschouw nu figuur 4-2b. In deze situatie is het ingangssignaal aan de inverterende ingang aangelegd en is de niet-inverterende ingang verbonden met de massa. De uitgangsspanning is nu als volgt te bepalen:

$$u_{uit} = A(0\text{ V} - u_-) = A \cdot (-u_-)$$

Het besluit dat we hieruit kunnen nemen is dat een signaal dat aangelegd wordt aan de inverterende ingang wordt geïnverteerd aan de uitgang. Wat logisch is vermits het signaal aan de inverterende ingang 180° in fase wordt verschoven.

Leggen we, zoals in figuur 4-2c is te zien, aan de niet-inverterende ingang een signaal u aan en aan de inverterende ingang het tegenovergestelde (180° in fase verschoven) signaal $-u$ aan, dan bekomen we:

$$u_{uit} = A(u_+ - u_-)$$

$$u_{uit} = A(u - (-u))$$

$$u_{uit} = A \cdot 2u$$

Door een signaal aan niet-inverterende ingang aan te leggen en het tegenovergesteld signaal aan de inverterende ingang bekomen aan de uitgang het versterkte som-signaal.

Leggen we tenslotte aan beide ingangen hetzelfde signaal u aan (zie figuur 4-2d) dan bekomen we aan de uitgang:

$$u_{uit} = A(u_+ - u_-)$$

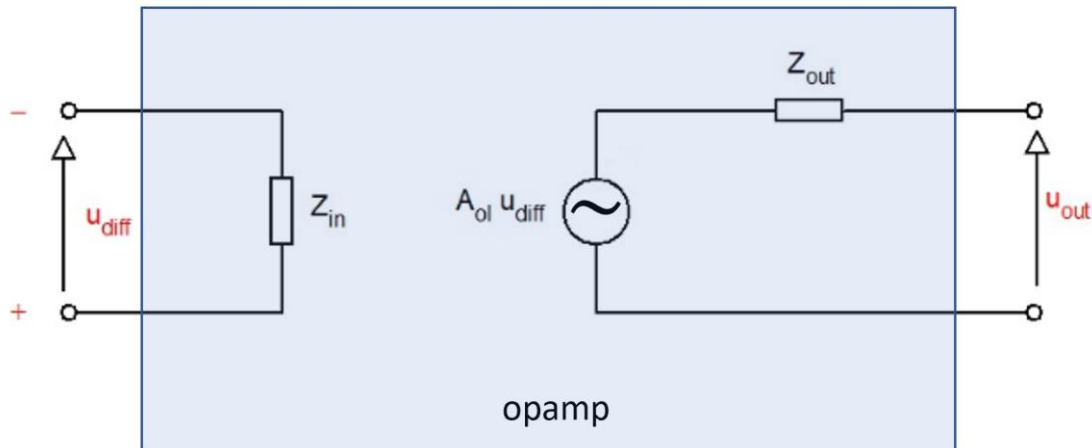
$$u_{uit} = A(u - u) = 0\text{ V}$$

De conclusie hieruit is dat twee gelijke signalen aan de ingang onderdrukt worden aan de uitgang waardoor in een ideale situatie geen spanning aan de uitgang verschijnt. Dit kan handig zijn om bijvoorbeeld elektromagnetische stoorsignalen te elimineren. Immers het elektromagnetisch stoorsignaal verschijnt aan beide ingangen terwijl (meestal) aan één van de ingangen het te behandelen signaal wordt aangelegd. Het gevolg hiervan is dat het te behandelen signaal aan de uitgang verschijnt met een bepaalde versterking terwijl het elektromagnetische stoorsignaal onderdrukt is.

Wanneer een eenzelfde signaal aan beide ingangen wordt aangelegd spreekt men van een gebalanceerde schakeling. Wordt het signaal aan één ingang aangelegd dan heeft men een ongebalanceerde schakeling.

4.1.2 Eigenschappen van een opamp

Het equivalent schema van een opamp is weergegeven in figuur 4-3.



Figuur 4-3: equivalent schema van een opamp

De ingangsimpedantie is weergegeven als Z_{in} en de uitgangsimpedantie als Z_{out} . De open lusversterking van de opamp wordt voorgesteld als A_{ol} . Onder open lusversterking wordt de versterking van de opamp verstaan zonder een terugkoppeling van de uitgang naar de ingang. Open lusversterkingen van 100 000 en meer wordt gemakkelijk bekomen. Een ideale opamp voldoet aan volgende voorwaarden:

- Z_{in} is gelijk aan oneindig. De opamp vormt dan geen belasting op de voorgaande trap of generator.
- Z_{out} is gelijk aan nul. De opamp gedraagt zich als een ideale spanningsbron en kan elke stroom leveren waarvoor hij ontworpen is.
- A_{ol} is gelijk aan oneindig. Dit betekent dat iedere gewenste versterking kan bekomen worden via tegenkoppeling. De nauwkeurigheid van de gewenste versterking is afhankelijk van de waarde van A_{ol} .

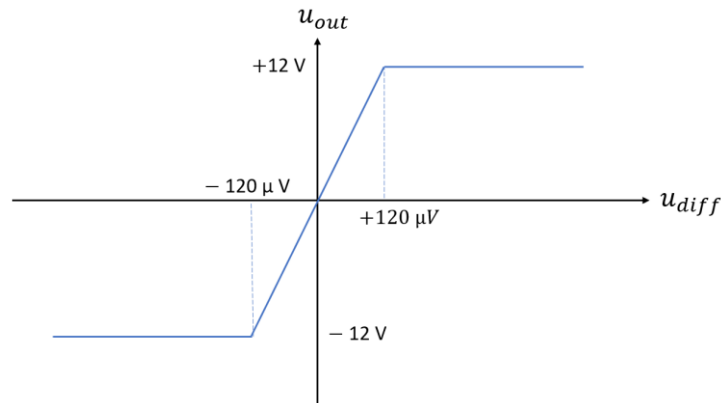
In werkelijkheid heeft Z_{in} van een opamp een waarde van $1\text{ M}\Omega$ of meer. De uitgangsimpedantie van een fysieke opamp is in de orde van grootte rond de $300\ \Omega$. Door tegenkoppelingen aan te brengen kan men echter beide impedanties hun ideale waarde laten benaderen. Een ideale opamp bevat een constante versterking die onafhankelijk is van de frequentie. In werkelijkheid zal naargelang het type opamp de versterking vanaf een bepaalde frequentie dalen. Deze frequentie ligt voor de open-lus versterking relatief laag. Het dalen van de versterking kan reeds beginnen vanaf een tiental Hertz. Een ideale opamp heeft eveneens een weergavetijd gelijk aan nul seconden. Dit houdt in dat een verandering aan de ingang onmiddellijk een verandering aan de uitgang veroorzaakt. In werkelijkheid is er een zekere vertraging of "slew rate" te merken tussen het tijdstip dat een verandering aan de ingang optreedt en het tijdstip dat het gevolg van deze ingangsverandering zichtbaar is aan de uitgang.

4.1.2.1 Open-lus versterking A_{ol}

De open-lus versterking geeft de spanningsversterkingsfactor weer tussen in- en uitgang zonder aangebrachte terugkoppeling. De waarde wordt uitgedrukt in een getalwaarde of in decibels. Moderne opamps hebben een A_{ol} -waarde gelijk aan 100 000 (100 dB) of meer.

4.1.2.2 Transfertkarakteristiek

Een voorbeeld van een transfertkarakteristiek van een opamp is weergegeven in figuur 4-4. De opamp wordt gevoed met voedingsspanningen van respectievelijk $+12\text{ V}$ en -12 V . De open lusversterking bedraagt $100\,000$.



Figuur 4-4: voorbeeld van een transfertkarakteristiek van een opamp

De transfertkarakteristiek geeft de verhouding van uitgangsspanning op ingangsspanning van de opamp weer. De ingangsspanning is het spanningsverschil tussen de inverterende ingang en de niet-inverterende ingang van de opamp en wordt voorgesteld als u_{diff} . In formulevorm:

$$u_{diff} = u_+ - u_-$$

Waarbij u_+ de aangelegde spanning aan de niet-inverterende ingang is en u_- deze aan de inverterende ingang. Van zodra u_{diff} een spanningswaarde heeft die groter is dan de verhouding voedingsspanning over open lusversterking verschijnt aan de uitgang ongeveer de voedingsspanning. Deze spanning wordt ook wel eens de verzadigingsspanning genoemd. Met de hier vermelde voedingsspanning en open lusversterking bedraagt deze spanning :

$$u_{diff} = \frac{\pm 12\text{ V}}{100\,000} = \pm 120\text{ }\mu\text{V}$$

Hierin wordt met $\pm 12\text{ V}$ bedoeld ofwel voedingsspanning $+12\text{ V}$ ofwel voedingsspanning -12 V (Dus beide aangelegde voedingsspanningen aan de opamp). De spanning u_{uit} kan nooit groter worden dan de ingestelde voedingsspanning. Van zodra de spanning groter wordt dan $120\text{ }\mu\text{V}$ is de uitgangsspanning gelijk is aan de verzadigingsspanning. In praktische schakelingen ligt voor de meeste opamps de maximale uitgangsspanning (verzadigingsspanning) ergens tussen de voedingsspanning en ongeveer 1 V lager. In dit voorbeeld ligt de werkelijke verzadigingsspanning bijgevolg tussen de 11 V en 12 V .

Vermits reeds verzadiging bereikt wordt bij een zeer kleine ingangsspanning kan dit tot een zekere onbalans leiden. Stel bijvoorbeeld dat de ingangsklemmen van de opamp open gelaten worden. Ten gevolge van een zekere antennewerking zullen deze ingangsklemmen een bepaald ruissignaal oppikken. Een kleine onbalans inzake oppikken van ruis of elektromagnetische interferentie kan voldoende zijn om de versterker direct in verzadiging te sturen. Merk op dat in dit voorbeeld enkel tussen de spanningen $+120\text{ }\mu\text{V}$ en $-120\text{ }\mu\text{V}$ de opamp zich als een lineaire versterker gedraagt en niet in verzadiging komt.

4.1.2.3 Ingangsimpedantie Z_{in}

Deingangsimpedantie is een maat voor de impedantie die gemeten wordt tussen de twee ingangen. Voor een moderne opamp bedraagt Z_{in} 1 M Ω of meer.

4.1.2.4 Uitgangsimpedantie Z_{uit}

Deingangsimpedantie is een maat voor de impedantie die gemeten wordt tussen de uitgang en massa. Voor een moderne opamp bedraagt Z_{uit} 300 Ω of minder.

4.1.2.5 Voedingsspanningsgrenzen U_b

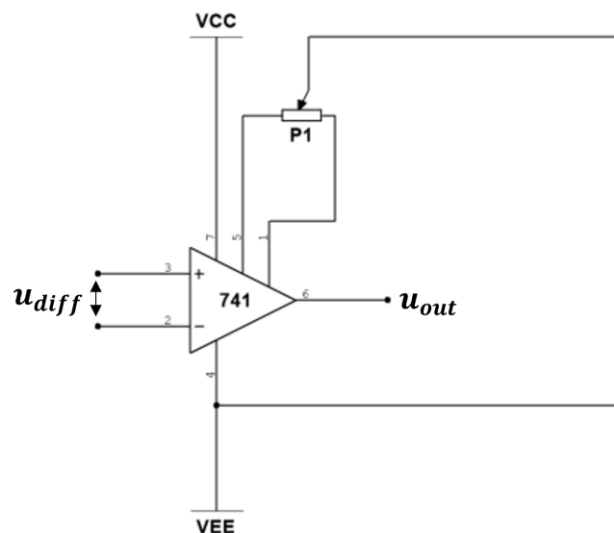
Meestal worden opamps aangesloten op een positieve en een negatieve spanning. Deze spanningen liggen binnen bepaalde grenzen welke zijn opgegeven in de desbetreffende datasheet van de opamp. De grenswaarden liggen voor de meeste opamps bij ± 3 V minimum voedingsspanning en ± 15 V maximum voedingsspanning.

4.1.2.6 Ingangsspanningsbereik (input-voltage range) $U_{in(max)}$

De grootte van deingangsspanning mag nooit de voedingsspanningswaarde overschrijden. Indien dit wel gebeurt is het risico zeer groot dat de opamp stuk gaat. Doorgaans wordt de maximaleingangsspanningswaarde aangegeven als een waarde die één à twee volt minder is dan de voedingsspanning.

4.1.2.7 Differential input offset voltage $U_{i\phi}$

Omwillen van kleine verschillen binnenin de opamp zijn de inverterende en niet-inverterende ingangen nooit helemaal symmetrisch. Theoretisch gezien moeten beide ingangen perfect hetzelfde signaal bevatten om de uitgang op nul volt te krijgen. Meestal zal, afhankelijk van de schakeling, de uitgang in zulk geval niet nul zijn maar een zekere (meetbare) uitgangsspanning bevatten. Met enkele millivolts verschil tussen de ingangen kan dit euvel verholpen worden. Het nadeel van deze methode is dat door de versterkingsfactor van de schakeling rondom de opamp een dergelijk ingangsverschil al snel kan oplopen aan de uitgang zodat de betreffende opampschakeling in zijn geheel niet meer te gebruiken valt.



Figuur 4-4: voorbeeld van een offsetregeling bij een opamp 741

De meeste opamps beschikken over de mogelijkheid om via afzonderlijke aansluitpinnen dit verschil uit te balanceren. Dit kan bijvoorbeeld verwezenlijkt worden met een instelpotentiometer van $10\text{ k}\Omega$ tussen twee zogenaamde “offset”-pinnen te plaatsen en de looper van de potentiometer te verbinden met de negatieve voedingslijn. Deze methode is weergegeven in figuur 4-4.

4.1.2.8 Common Mode Rejection Ratio (CMRR)

Een ideale opamp produceert een signaal dat evenredig is ten opzichte van het ingangsverschil en het uitgangssignaal. Wanneer beide ingangssignalen gelijk zijn, dient de uitgang op nul volt te blijven (in het Engels Common Mode). Normaal worden gewenste signalen aangelegd aan één ingang of in tegenfase aan twee ingangen. Ongewenste signalen zoals ruis verschijnen aan beide ingangen in dezelfde vorm en worden in theorie volledig onderdrukt. In de praktijk zullen deze identieke signalen aan beide ingangen elkaar niet volledig opheffen en zal er toch een klein signaal op de uitgang verschijnen. De mate van onderdrukking van gelijke signalen door een opamp ten opzichte van de versterking van verschilsignalen wordt uitgedrukt in een verhouding die Common Mode Rejection Ratio wordt genoemd. De onderdrukking van de gelijke signalen wordt voorgesteld door A_{cm} en de versterking van de verschilsignalen door $A_{u(diff)}$. Hoe groter de versterking $A_{u(diff)}$ is ten opzichte van het common mode signaal A_{cm} , hoe beter de verschilversterkerwerking is en bijgevolg hoe beter de opamp is. In formulevorm:

$$CMRR = \frac{A_{u(diff)}}{A_{cm}}$$

De CMRR-waarde kan ook in decibel worden uitgedrukt. De vergelijking hiervoor is:

$$CMRR' = 20 \log \frac{A_{u(diff)}}{A_{cm}}$$

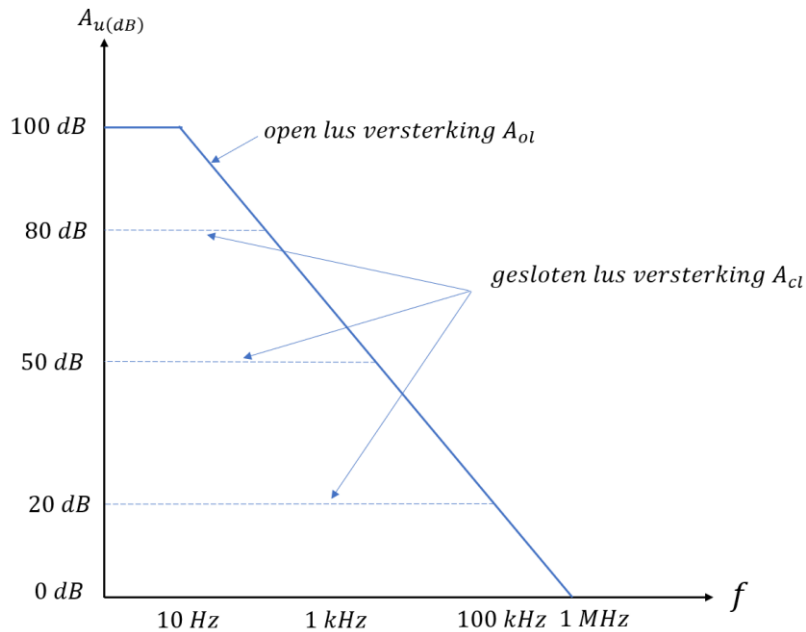
CMRR'-waarden van 90 à 100 dB zijn normaal.

4.1.2.9 Transition frequency f_T

Een gemiddelde opamp bezit een versterking van ongeveer 100 dB bij lage frequenties. Om de stabiliteit te waarborgen is bij open lus toepassingen het frequentiebereik beknot. Dit beknotten gebeurt zodanig dat de versterking afneemt bij stijgende frequentie. De “transition” frequentie of grensfrequentie is de frequentie waarbij f_T nog gelijk is aan 1 of 0 dB. In figuur 4-6 is een voorbeeld weergegeven van een frequentiekaracteristiek van een opamp.

De grensfrequentie f_T van de karakteristiek, weergegeven in figuur 4-6, bedraagt 1 MHz en de open lusversterking 100 dB. Wanneer een negatieve terugkoppeling op de opamp wordt toegepast wordt een bepaalde “gesloten lusversterking” A_{cl} (closed loop) bekomen die lager is dan de open lusversterking A_{ol} . Via deze negatieve terugkoppeling kan je dus een bepaalde versterkingsfactor instellen. Later meer hierover. Zoals in de figuur 4-6 te zien is zal bij een bepaalde gesloten lusversterking de bandbreedte groter zijn dan bij de open lusversterker. In het voorbeeld van figuur 4-6 is de bandbreedte van de open lusversterking ongeveer 10 Hz en bij een gesloten lusversterking van 80 dB ongeveer 100 Hz. Naarmate de gesloten lusversterking lager is vergroot de bandbreedte. Om te weten te komen hoe groot de bandbreedte is bij een bepaalde gesloten lusversterking kan je volgende vergelijking gebruiken:

$$f_T = \text{Bandbreedte} \times \text{versterkingsfactor}$$



Figuur 4-6: voorbeeld van versterking in functie van frequentie bij een opamp

In het voorbeeld van figuur 4-6 kan je dan de bandbreedte BW bij open lusversterking A_{ol} als volgt vinden:

$$A_{ol} = 100 \text{ dB} = 100\,000 \text{ versterking}$$

$$f_T = BW \times A_{ol}$$

$$1 \text{ MHz} = BW \times 100\,000$$

$$BW = \frac{1 \text{ MHz}}{100\,000} = 10 \text{ Hz}$$

Voor een gesloten lusversterking van 80 dB (versterking 10 000) is de bandbreedte gelijk aan:

$$BW = \frac{f_T}{A_{ol}}$$

$$BW = \frac{1 \text{ MHz}}{10\,000} = 100 \text{ Hz}$$

Vermits f_T in de datasheet van de opamp terug te vinden is, kan je op deze wijze gemakkelijk de bandbreedte bepalen voor een bepaalde gewenste versterkingsfactor.

4.1.2.10 Slew rate S

Voor dit begrip is het moeilijk om een Nederlandstalige benaming te vinden. Het verschijnsel slew rate uit zich als volgt: Stel dat er een plotselinge spanningssprong op de ingang van een opamp wordt toegevoegd. De uitgang van de opamp zal willen inverteren of volgen. Doch de uitgang is verbonden aan een zekere traagheid. Dit wil zeggen dat ten gevolge van inwendige capaciteiten en andere

factoren de uitgangsspanning tijd nodig heeft om op zijn waarde te komen. De bedoelde traagheid wordt slew rate genoemd. De eenheid van slew rate S wordt uitgedrukt in $V/\mu s$.

De slew rate kan ook worden toegepast om van sinusvormige signalen driehoeksgolven te maken. Dit gebeurt door de slew rate grens te overschrijden. Een bijkomstigheid van de slew rate is ook nog dat de bandbreedte voor kleine (zwakke) uitgangssignalen groter is dan voor grote uitgangssignalen.

4.1.3 Test jezelf : de operationele versterker

1. Definieer het begrip common mode rejection.
2. Stel een bepaalde waarde van de verschilversterking is gelijk aan 80 000 en levert een bepaalde CMRR-waarde op. Als deze CMRR-waarde nu hoger wordt heb je dan een hogere of lagere common-mode versterking?
3. Stel dat f_T gelijk is aan 4 MHz. Hoe groot is dan de bandbreedte van een opampversterkerschakeling als de versterkingsfactor is ingesteld op 80?
4. Definieer de slew rate.
5. Geef de kenmerken van een ideale opamp.

4.2 Opamp als comparator

Opamps worden dikwijls gebruikt om de amplitudespanning van een bepaald device te vergelijken met de amplitude van een ander device of een referentiespanning. Om een opamp in te stellen als comparator wordt gebruik gemaakt van de open-lus configuratie met het ingangssignaal aan één van de ingangen en het referentiesignaal aan de andere ingang.

Wat is belangrijk?

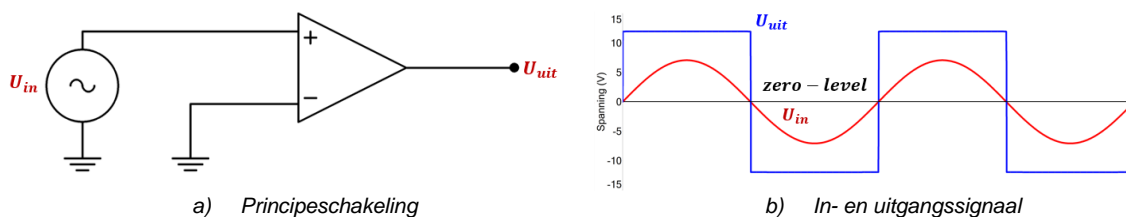
- *Je kan de werking omschrijven van een zero-level detector.*
- *Je kan de werking omschrijven van een non-zero-level detector.*
- *Je kan verklaren hoe de inputruis de comparatorwerking van een opamp kan beïnvloeden.*
- *Je kan het begrip hysteresislus definiëren.*
- *Je kan verklaren hoe de hysteresis ruisinvloeden vermindert.*
- *Je kan een Schmitt-triggerschakeling beschrijven.*
- *Je kan de werking van een venster-comparator (window comparator) beschrijven.*
- *Je kan het werkingsprincipe van comparators verklaren in systemen zoals analoog naar digitaal omzetting*

4.2.1 Niveau-detectie

4.2.1.1 De zero-level detector

Een comparator is een schakeling die gebruikt wordt om na te gaan of het ingangssignaal een bepaald niveau overschrijdt. Figuur 4-7 toont een principeschema comparatorschakeling ingesteld als een zero-level detector.

De inverterende ingang van de zero-level comparator in figuur 4-7 is aan massa gelegd zodat het potentiaal aan deze ingang gelijk is aan 0 V. Aan de niet-inverterende ingang wordt het signaal aangelegd. Door de hoge open-lus versterking zal een klein spanningsverschil tussen beide ingangen voldoende zijn om de uitgang van de opampschakeling volledig in verzadiging te drijven. Dit houdt in dat de opamp gestuurd wordt naar zijn maximale uitgangsspanning



Figuur 4-7: zero-level detector

De inverterende ingang van de zero-level comparator in figuur 4-7 is aan massa gelegd zodat het potentiaal aan deze ingang gelijk is aan 0 V . Aan de niet-inverterende ingang wordt het signaal aangelegd. Door de hoge open-lus versterking zal een klein spanningsverschil tussen beide ingangen voldoende zijn om de uitgang van de opampschakeling volledig in verzadiging te drijven. Dit houdt in dat de opamp gestuurd wordt naar zijn maximale uitgangsspanning.

Stel bijvoorbeeld een open-lus versterking A_{ol} gelijk aan 100000. Dit heeft als gevolg dat een spanningsverschil tussen beide ingangen van $0,25\text{ mV}$ een theoretische uitgangsspanning van 25 V produceert. De opamp in de schakeling van figuur 4-7a wordt gevoed door een voedingsspanning gelijk aan $\pm 12\text{ V}$.

Figuur 4-7b toont een sinusvormige ingangsspanning met een effectieve spanningswaarde van 5 V . Deze ingangsspanning wordt aangesloten aan de niet-inverterende ingang van de opamp. Zodra deze ingangsspanning $0,12\text{ mV}$ positiever wordt dan de op de inverterende ingang aanwezige referentiespanning (0 V) zal de uitgangsspanning overgaan naar de positieve verzadigingsspanning (ongeveer $+12\text{ V}$ in de schakeling van figuur 4-7). Deze positieve verzadigingsspanning wordt behouden tot het ingangssignaal $0,12\text{ mV}$ negatiever wordt dan de 0 V die aanwezig is de inverterende ingang. Vanaf dat moment zal de uitgangsspanning veranderen naar de negatieve verzadigingsspanning (ongeveer -12 V in de schakeling van figuur 4-7).

In veruit de meeste situaties waarin de comparator gebruikt wordt is minimaal spanningsverschil van $0,12\text{ mV}$ verwaarloosbaar zodat je kan stellen dat de uitgangsspanning omklapt telkens het ingangssignaal door het nul-niveau of zero-level gaat. Door het feit dat het ingangssignaal is aangesloten op de niet-inverterende ingang zal de uitgang in fase mee veranderen. In deze situatie betekent dit positieve verzadigingsspanning als het ingangssignaal positief is en een negatieve verzadigingsspanning telkens het ingangssignaal negatief is.

Merk op dat de zero-level comparator gebruikt kan worden om een sinusvorm in een blokgolf om te zetten.

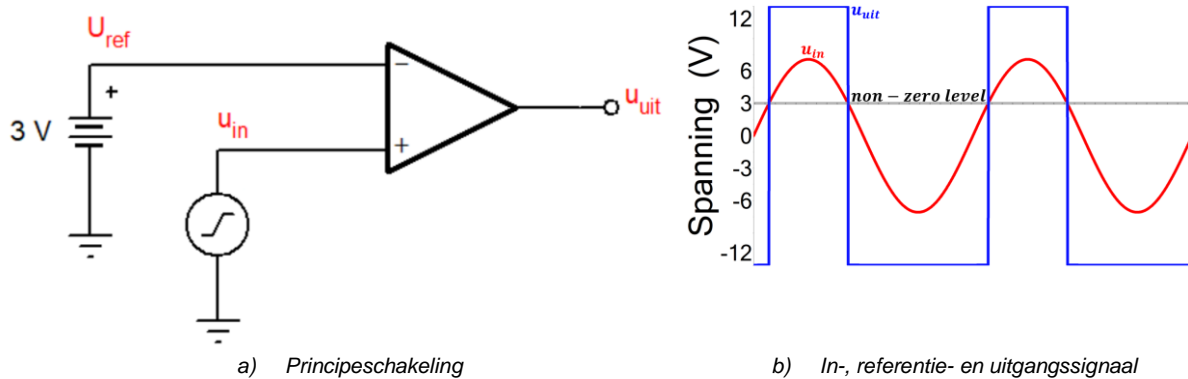
4.2.1.2 De non-zero level detector

Door aan de inverterende ingang van de zero-level detector het massapotentiaal (0 V) te vervangen door een bepaalde referentiespanning, wordt een non-zero level detector bekomen. De aangebrachte referentiespanning maakt deze schakeling bruikbaar om een bepaalde positieve, of negatieve, spanning te detecteren. De aangelegde referentiespanning duiden we aan als U_{ref} .

Figuur 4-8 toont een principeschakeling van de non-zero level detector. De referentiespanning wordt in dit voorbeeld geleverd door een batterij.

In het voorbeeld van figuur 4-8 bedraagt de referentiespanning 3 V . Zolang de ingangsspanning u_{in} lager is dan deze referentiespanning is de uitgangsspanning gelijk aan de negatieve verzadigingsspanning (-12 V in het voorbeeld van figuur 4-8).

Zodra de ingangsspanning de referentiespanning overschrijdt, schakelt de uitgang van de non-zero level detector over van negatieve verzadigingsspanning naar positieve verzadigingsspanning ($+12\text{ V}$).

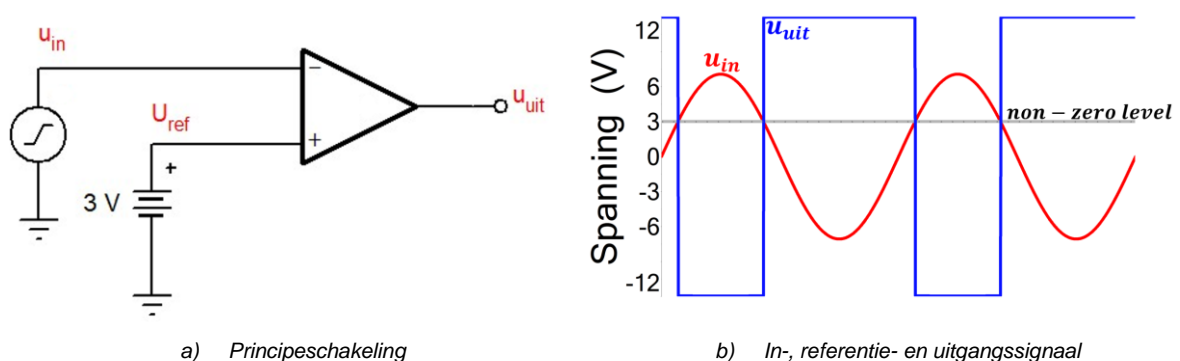


Figuur 4-8: non-zero level detector

Dit is weergegeven in figuur 4-8b. Zolang de ingangsspanning boven de referentiespanning blijft, blijft de uitgang een spanningswaarde hebben gelijk aan de positieve verzadigingsspanning. Van zodra de ingangsspanning terug lager wordt dan de referentiespanning, verschijnt terug de negatieve verzadigingsspanning aan de uitgang van de schakeling.

4.2.1.3 Inverterende level detector

Door het signaal aan de inverterende ingang van de opamp aan te leggen en de referentiespanning aan de niet-inverterende ingang, bekomt men het omgekeerde resultaat aan de uitgang. Met andere woorden door het signaal aan de inverterende ingang aan te leggen, zal het uitgangssignaal geïnverteerd worden.



Figuur 5-9 inverterende non-zero level detector

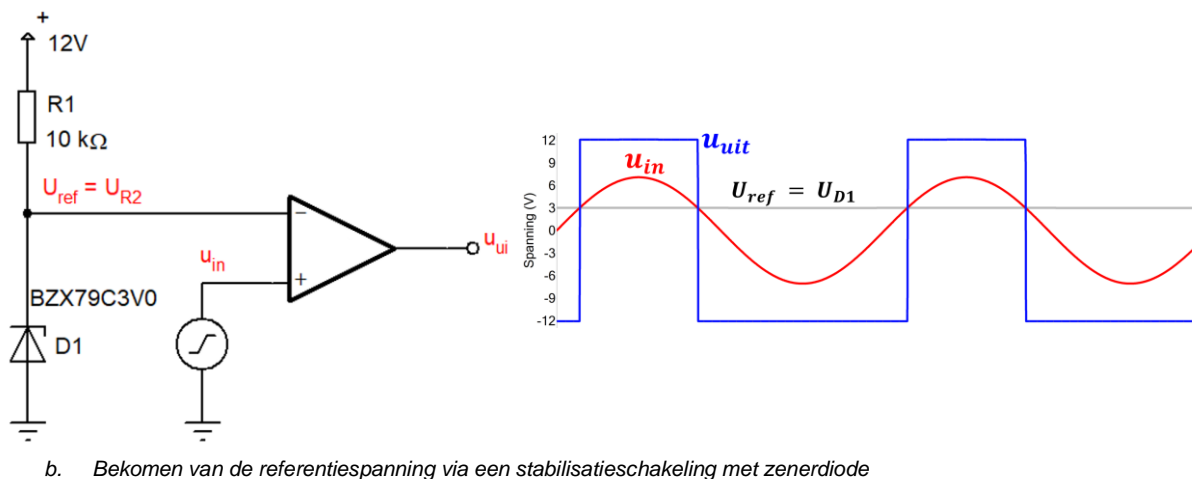
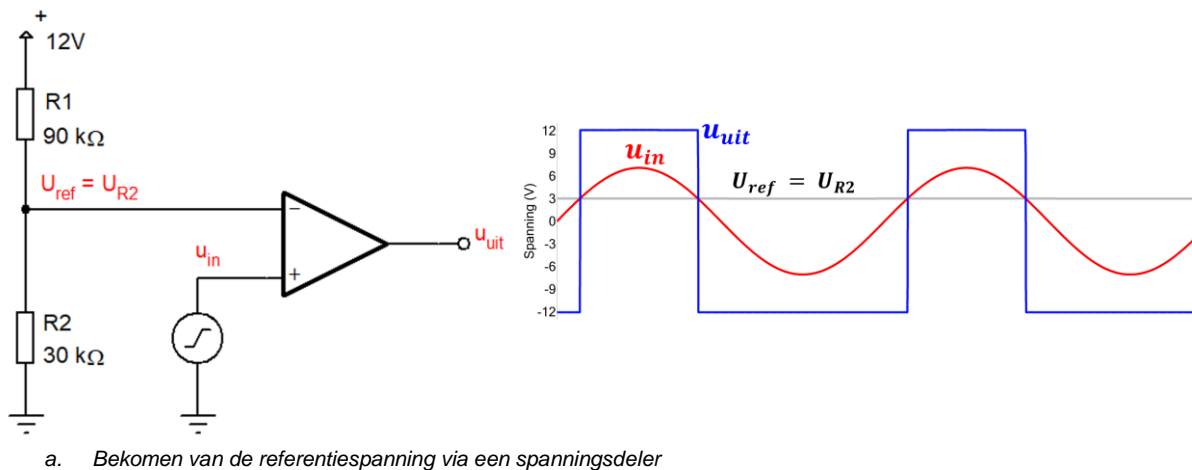
Bekijken we de schakeling in figuur 5-9a. Dit is dezelfde schakeling als in figuur 4-8a maar referentiespanning en signaalspanning zijn met elkaar verwisseld van plaats.

Door het feit dat de ingangsspanning nu via de inverterende ingang is aangesloten zal de uitgang het resultaat ook inverteren. Dit betekent dat als het ingangssignaal groter wordt dan de referentiespanning, de uitgangsspanning gelijk is aan de negatieve verzadigingsspanning. Van zodra de ingangsspanning terug lager wordt dan de referentiespanning zal de uitgangsspanning veranderen naar de positieve verzadigingsspanningswaarde.

Merk op dat als we de referentiebron wegnemen en de niet-inverterende ingang verbinden met de massa we een geïnverteerde zero-level detector bekomen.

4.2.1.4 Genereren van de referentiespanning

De figuren 5-7 tot en met 5-9 laten zien dat de referentiespanning voor een comparator kan gehaald worden uit een batterij of spanningsbron. Echter er bestaan ook andere mogelijkheden om deze referentiespanning te genereren. Twee voorbeelden hiervan zijn weergegeven in figuur 4-10.



Figuur 4-10: voorbeelden van alternatieven om de referentiespanning te bekomen bij een comparatorschakeling

Figuur 4-10a toont een schakeling waarbij de referentiespanning bekomen wordt via een spanningsdeler. De referentiespanning is gelijk aan de spanning over R_2 en gevonden worden door gebruik te maken van de spanningsdelerformule:

$$U_{ref} = U_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times U_{bron}$$

Vullen we de waarden in van de schakeling in figuur 2-10a dan bekomen we:

$$U_{ref} = \frac{30 \text{ k}\Omega}{90 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega} \times 12 \text{ V} = 3 \text{ V}$$

In de figuur 4-10b is een alternatief weergegeven voor het bekomen van de referentiespanning. Hier wordt gebruik gemaakt van een zenerdiode. Een zenerdiode is een bijzondere diode die gebruikt kan worden voor stabilisatiedoeleinden. Als ze invers worden aangesloten zullen deze dioden vanaf een bepaalde stroomdoorgang de spanning over zich constant houden. De grootte van deze spanning is afhankelijk van het fabricageproces en wordt de zenerspanning genoemd. De zenerdiode in het voorbeeld heeft als benaming BZX79C3V0. Hierbij duidt BZX79 een bepaalde familie van zenerdioden aan met gemeenschappelijke kenmerken maar verschillende zenerspanningen. De C slaat op tolerantiefactor en geeft aan dat de tolerantie 5 % is. De aanduiding 3V0 tenslotte geeft aan dat de zenerdiode binnen bepaalde grenzen de spanning over zich stabiel houdt op 3 V. Wanneer deze diode via R_1 (zie figuur 4-10b) wordt aangesloten op een spanningsbron van 12 V zal de zenerdiode de spanning stabiel houden op 3 V. De resterende 9 V afkomstig van de 12 V spanningsbron, staat over R_1 . Op deze wijze kan een zeer stabiele referentiespanning gemaakt worden die stabiel blijft zelfs al zijn er schommelingen in de 12 V voedingsspanning.

Voorbeeld 4-1

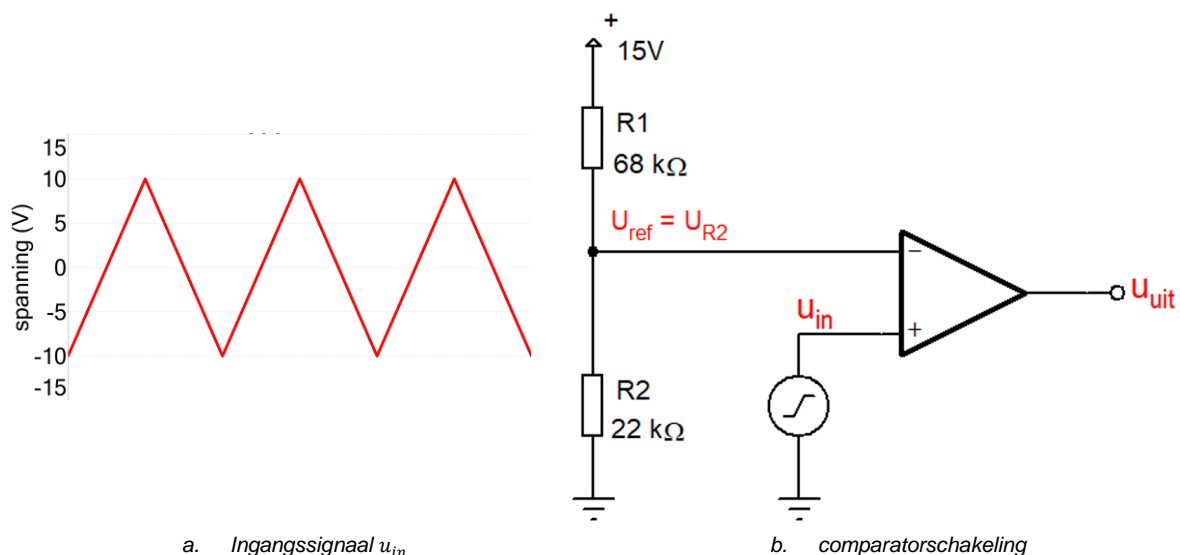
Het signaal van figuur 5-vb01a wordt aangelegd aan de schakeling in figuur 4-vb-01b. Schets de spanningsvormen van in-, referentie- en uitgangssignaal. De maximale (verzadigings)spanningen aan de uitgang bedragen ± 12 V.

Oplossing:

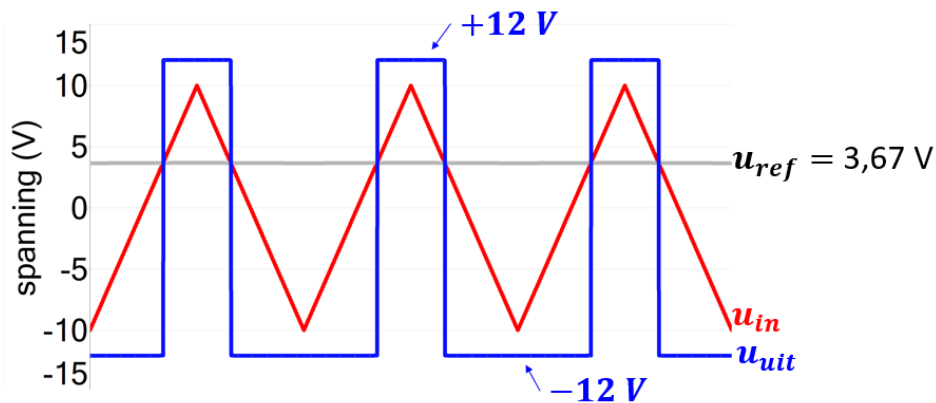
Het referentiesignaal is gelijk de spanning over R_2 . Deze is als volgt te bepalen:

$$U_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times U_{bron} = \frac{22 \text{ k}\Omega}{68 \text{ k}\Omega + 22 \text{ k}\Omega} \times 15 \text{ V} = 3,67 \text{ V}$$

Het ingangssignaal u_{in} wordt aan de niet-inverterende ingang van de opamp aangelegd waardoor het uitgangssignaal u_{uit} in fase zal zijn met u_{in} . Zoals in figuur 4-vb02 is weergegeven bereikt u_{uit} zijn maximale waarde (+12 V) telkens u_{in} groter wordt dan 3,67 V (U_{ref}) en zijn minimale verzadigingsspanning (−12 V) als u_{in} lager wordt dan 3,67 V.



Figuur 4-vb01



Figuur 4-vb02

Voorbeeld 4-2

Ontwerp een non-zero level detector die het uitgangssignaal inverteert en laat omklappen telkens het ingangssignaal een referentiesignaal van -2 V overschrijdt. (Zowel van een lagere waarde naar een hogere of omgekeerd). De referentiespanning van -2 V wordt gehaald uit een voedingsspanning van -8 V . De opamp wordt gevoed met een voedingsspanning van $\pm 12\text{ V}$. Je kan aannemen dat de maximale en minimale verzadigingsspanning van deze opamp ongeveer overeenkomt met deze $\pm 12\text{ V}$.

Oplossing:

Het referentiesignaal kan als volgt bepaald worden:

$$U_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times U_{bron} \rightarrow -2\text{ V} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (-8\text{ V})$$

Kiezen we voor R_2 een weerstand van $1,5\text{ k}\Omega$ dan kunnen we R_1 op volgende manier vinden:

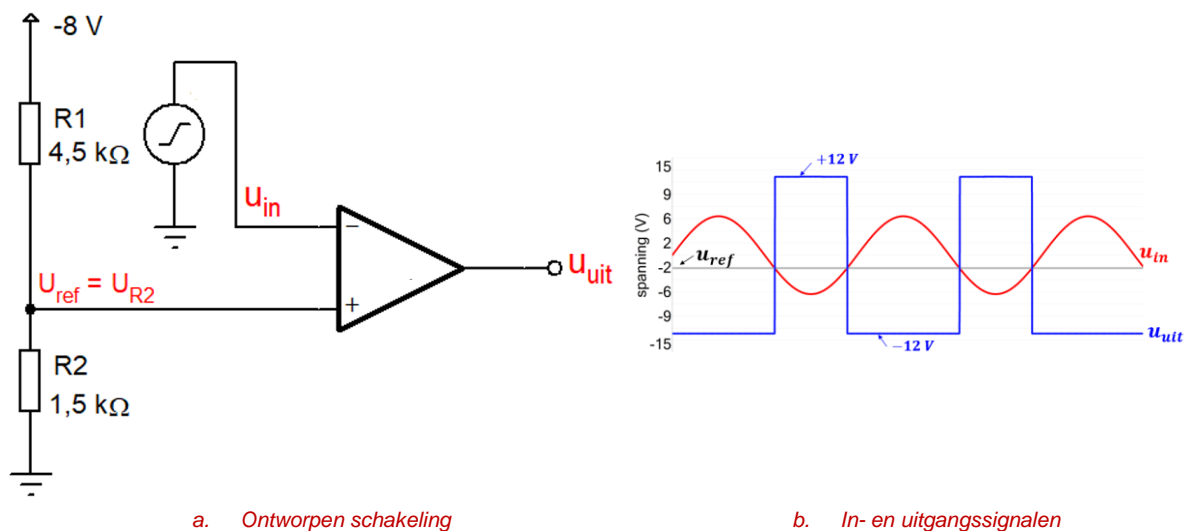
$$\frac{-2\text{ V}}{-8\text{ V}} \times (R_1 + R_2) = R_2$$

$$\frac{1}{4}(R_1 + R_2) = R_2$$

$$R_1 = 4R_2 - R_2 = 3R_2$$

$$R_1 = 3 \times 1,5\text{ k}\Omega = 4,5\text{ k}\Omega$$

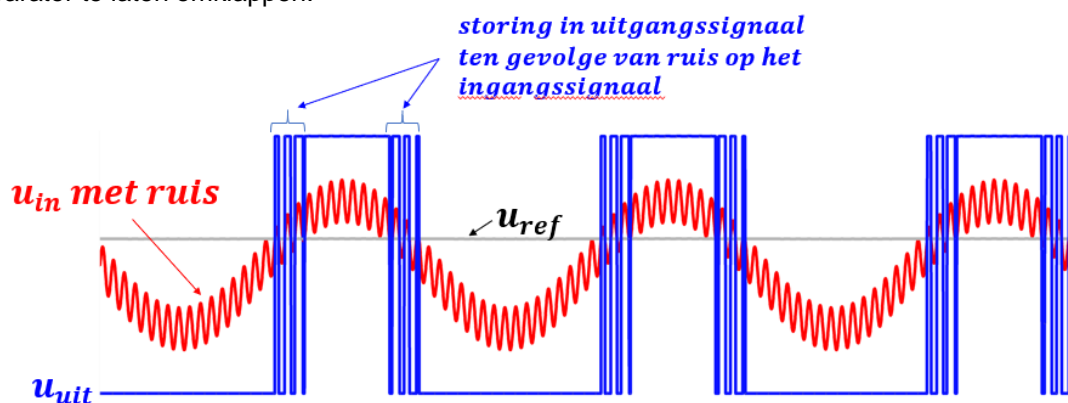
Vermits de comparatorschakeling het uitgangssignaal moet laten inverteren sluiten we de referentiespanning aan de niet-inverterende ingang en het ingangssignaal aan de inverterende ingang. De schakeling is weergegeven in figuur 4-vb03.



Figuur 4-vb03

4.2.2 Comparator met hysteresis (schmitt trigger)

In principe kan een comparator volgens het non-zero level detectieprincipe bruikbaar zijn om een thermostaat mee op te bouwen. Stel dat men een bepaalde ruimte wil verwarmen tot een bepaalde temperatuur. Via een sensor kan men de omgevingstemperatuur omzetten naar een elektrische spanning. Het warmer worden van de ruimte doet de omgevingstemperatuur veranderen waardoor ook de overeenstemmende elektrische spanning van de sensor zal wijzigen. Als referentiespanning kan men een spanningswaarde kiezen die overeenkomt met de temperatuur die men in die bepaalde ruimte wil bekomen. Van zodra de omgevingstemperatuur gelijk is aan de ingestelde gewenste temperatuur zijn beide signalen van de comparator gelijk. Als de temperatuur binnen de ruimte nog een kleine fractie stijgt, overschrijdt de sensorspanning de ingestelde referentiespanning waardoor de comparator zal omklappen en een signaal aflevert dat bruikbaar is om de verwarming uit te schakelen. Het uitschakelen van de verwarming zal de temperatuur in de ruimte doen zakken waardoor de spanning van de temperatuursensor terug in de andere zin zal veranderen. Van zodra deze spanning in de andere zin de referentiespanning overschrijdt klapt de comparator terug naar de oorspronkelijke toestand en zorgt zijn uitgangssignaal ervoor dat de verwarming terug wordt opgestart. Dit systeem heeft echter een belangrijk nadeel. Immers van zodra de gewenste temperatuur werd bereikt zal bij de minste temperatuursverandering de verwarming aan of uitgeschakeld worden. Het openen van een deur, welke een bepaalde tocht veroorzaakt aan de sensor, kan al voldoende zijn om de comparator te laten omklappen.



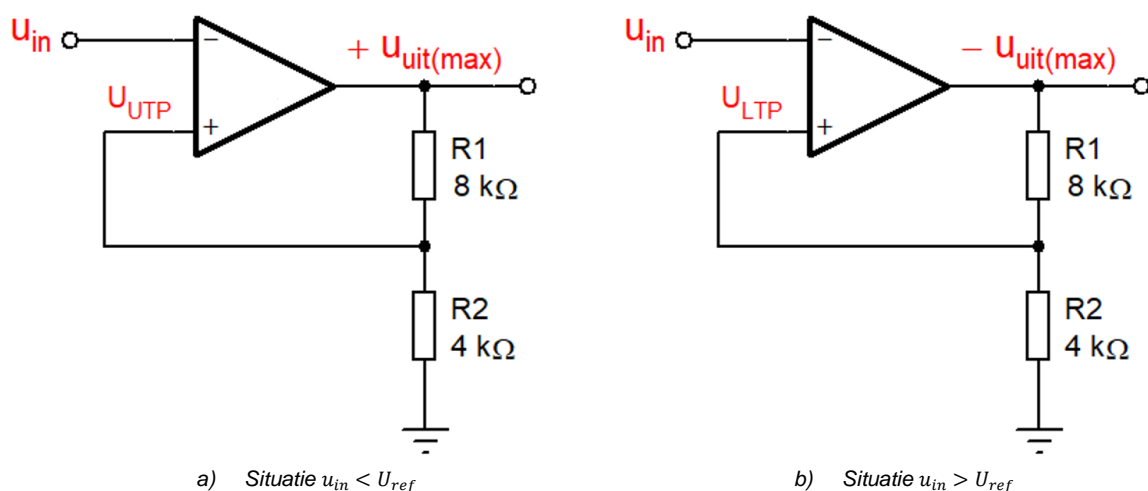
Figuur 4-11: invloed van ruis op het uitgangssignaal van een level-comparator

Door het invoeren van een hysteresis kan men de comparator laten omklappen bij de gewenste temperatuur. Hoe dit in zijn werk gaat wordt verder besproken. Eerst gaan we na hoe de werking van een comparator wordt beïnvloed als er een bepaald ruissignaal aanwezig is op hetingangssignaal. Veronderstel dat de ruis aan de ingang zich voordoet als een (stoor)signaal dat gesuperponeerd is op het eigenlijke ingangssignaal. Dit signaal wordt vervolgens aangelegd aan een comparator volgens het non-zero levelprincipe. Het resultaat ervan is in figuur 4-11 weergegeven.

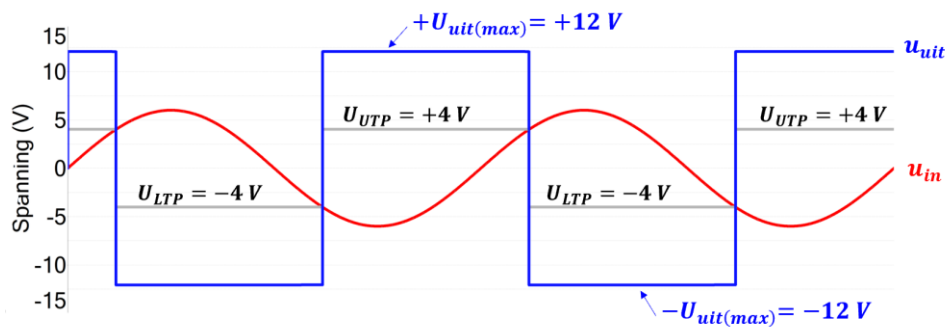
Zoals in figuur 4-11 weergegeven is zullen, telkens het ingangssignaal de referentiespanning bereikt, er fluctuaties ontstaan omwille van de aanwezige ruis. Deze fluctuaties zorgen ervoor dat telkens het signaal het referentieniveau overschrijdt de comparator zal omklappen. Dit levert een uitgangssignaal op dat vol met fouten zit.

Om een comparator minder gevoelig te maken aan fouten ten gevolge van storingen op het ingangssignaal wordt gebruik gemaakt van techniek van positieve terugkoppeling die hysteresis wordt genoemd. In het algemeen betekent een hysteresis dat er een "hogere" referentieniveau is dat overschreden moet worden alvorens de schakeling te doen omklappen als het ingangssignaal van een lagere naar een hogere waarde gaat. Een de schakeling omgeklapt is moet het ingangssignaal een "lager" referentieniveau overschrijden alvorens de schakeling omklapt als het ingangssignaal het referentiesignaal overschrijdt van een hogere waarde naar een lagere. De twee referentieniveaus worden het "upper trigger point" UTP en het "lower trigger point" LTP genoemd. Deze referentiepunten worden gerealiseerd door positieve terugkoppeling van het uitgangssignaal naar de niet-inverterende ingang van de opamp. Merk op dat wanneer het referentiesignaal op de niet-inverterende ingang wordt aangelegd, het ingangssignaal op de inverterende ingang wordt aangelegd en bijgevolg de comparator met hysteresis een inverterende schakeling is. Een voorbeeld van een comparatorschakeling met hysteresislus is weergegeven in figuur 4-12.

In figuur 4-12a is de situatie weergegeven dat de ingangsspanning lager is dan de referentiespanning. Vermits het ingangssignaal u_{in} aangelegd is aan de inverterende ingang van de opamp, zal deze het "versterkte" signaal inverteren. Als de verschilspanning tussen de referentiespanning en de ingangsspanning voldoende groot is (een honderdtal microvolts) dan verschijnt aan de uitgang van de opamp de positieve maximale (verzadigingsspanning) $+U_{uitmax}$.



Figuur 4-12: spanningswaarden comparator met hysteresislus



Figuur 4-13 : signaalvormen van de schakeling van figuur 4-12

Een gedeelte van de uitgangsspanning $+U_{uitmax}$ wordt via de spanningsdelers, bestaande uit de weerstanden R_1 en R_2 , teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang. Deze teruggekoppelde spanning vormt de referentiespanning die we aanduiden als de spanning van het bovenste triggerpunt UTP . Deze spanning kan dan als volgt worden bepaald:

$$U_{UTP} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (+U_{uitmax})$$

Nemen we aan dat $+U_{uitmax}$ gelijk is aan $+12\text{ V}$ dan kunnen we van de schakeling in figuur 4-12 U_{UTP} als volgt bepalen:

$$U_{UTP} = \frac{4\text{ k}\Omega}{8\text{ k}\Omega + 4\text{ k}\Omega} \times 12\text{ V} = 4\text{ V}$$

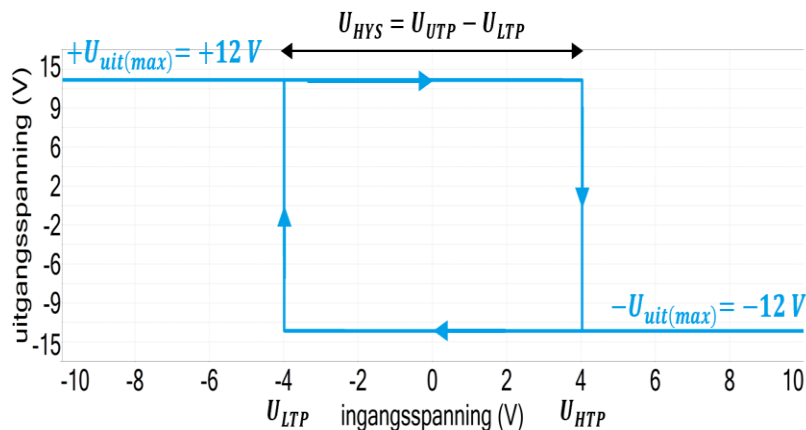
Van zodra u_{in} de spanningswaarde van UTP (4 V volgens het beschouwde voorbeeld) overschrijdt, klapt de comparator om en bekomen we de situatie van figuur 4-12b. De uitgangsspanning is nu gelijk aan $-U_{uitmax}$. De negatieve spanning zorgt ervoor dat het gedeelte van de uitgangsspanning dat teruggekoppeld wordt naar de niet-inverterende ingang van de opamp ook negatief is. Hieruit kan je besluiten dat de nieuwe referentiespanning lager is dan de oorspronkelijke referentiespanning. Deze nieuwe referentiespanning wordt aangegeven met U_{LTP} . Op analoge wijze als U_{UTP} kan U_{LTP} gevonden worden op volgende wijze:

$$U_{LTP} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (-U_{uitmax})$$

Stel dat $-U_{uitmax}$ gelijk is aan -12 V dan is U_{LTP} in het voorbeeld van figuur 4-12 gelijk aan:

$$U_{LTP} = \frac{4\text{ k}\Omega}{8\text{ k}\Omega + 4\text{ k}\Omega} \times (-12\text{ V}) = -4\text{ V}$$

Figuur 4-13 toont het in- en uitgangssignaal van figuur 4-12. De figuur 4-13 toont de hysteresislus van de schakeling van figuur 4-11. De hysteresislus is in feite de transfertkarakteristiek van de comparator met hysteresis en stelt de verhouding voor van de uitgangsspanning in functie van de ingangsspanning.



Figuur 4-14 : hysteresis van de comparator met hysteresis weergegeven in figuur 4-12

In de figuur is het verloop van deingangsspanning weergegeven die varieert van -10 V tot $+10\text{ V}$ en vervolgens terugkeert naar -10 V . Zolang hetingangssignaal lager is dan U_{LTP} blijft de uitgangsspanning de spanningswaarde $+U_{uitmax}$ behouden. Pas wanneer deingangsspanning positiever wordt dan U_{UTP} klap de uitgangsspanning om tot $-U_{uitmax}$. Zolang de ingangsspanning groter blijft dan U_{LTP} blijft $-U_{uitmax}$ behouden aan de uitgang. Zodra deingangsspanning lager wordt dan U_{LTP} , klap de uitgang terug op naar $+U_{uitmax}$. Deze uitgangsspanning blijft dan weer behouden tot deingangsspanning terug groter is dat U_{UTP} enz...

De grootte van de hysteresis wordt bepaald door het verschil van de twee triggerniveaus. De hysteresisspanning U_{HYS} kan als volgt worden bepaald:

$$U_{HYS} = U_{UTP} - U_{LTP}$$

De hysteresisspanning van de schakeling in figuur 4-12 is gelijk aan:

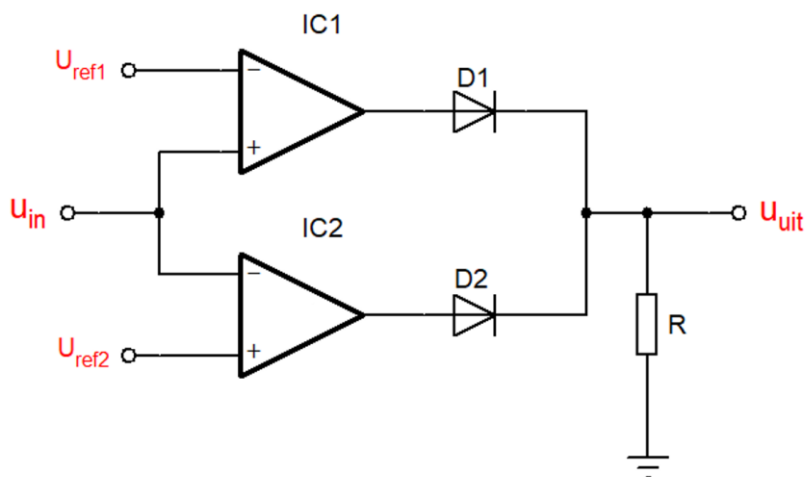
$$U_{HYS} = 4\text{ V} - (-4\text{ V}) = 8\text{ V}$$

4.2.3 Windowcomparator

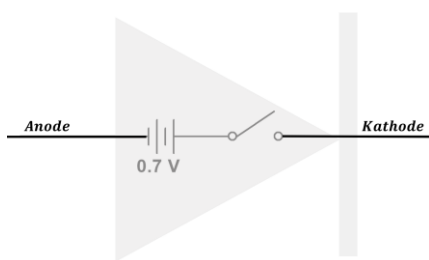
Bij een broedmachine op een kippenkwekerij is het van belang dat deze een constant mogelijke temperatuur kan behouden. Immers als de temperatuur te hoog of te laag wordt kan dit schadelijke gevolgen hebben voor het uitkomen van de eieren. Om te weten of de temperatuur binnen de ideale waarden blijft, hebben we een schakeling nodig die hetingangssignaal (een spanningswaarde die overeen komt met een bepaalde temperatuur) binnen bepaalde grenzen blijft. Zo'n schakeling wordt windowcomparator genoemd. Een andere benaming is de venstercomparator. Figuur 4-15 toont een voorbeeldschakeling van een windowcomparator.

Twee individuele opamp-comparators die geplaatst worden zoals in figuur 4-15 vormen een windowcomparator. De schakeling detecteert of eeningangssignaal tussen de referentiespanningen U_{ref1} en U_{ref2} ligt. De referentiespanningen worden ook wel eens de bovengrens (U_{ref1}) en de ondergrens (U_{ref2}) genoemd. Samen vormen ze het "window".

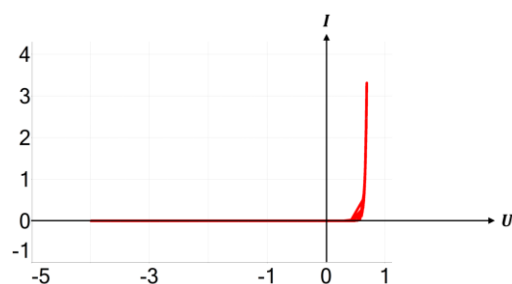
De componenten D_1 en D_2 zijn dioden. De werking van dioden wordt later meer in detail besproken. Wat we nu van dioden moeten weten is dat het elektronische schakelaars zijn. Figuur 4-16 (a) toont een vereenvoudigd equivalent schema van een diode terwijl figuur 4-16 (b) een vereenvoudigde diodekarakteristiek laat zien.



Figuur 4-15: windowcomparator



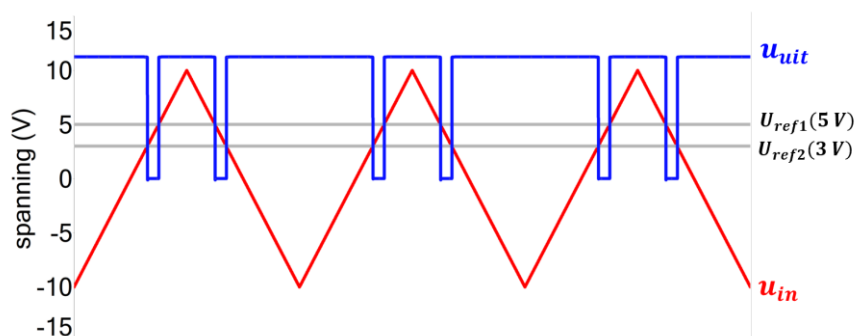
(a) Equivalent schema van een diode



(b) Diodekarakteristiek

Figuur 4-16: vereenvoudigde voorstelling van een diode

De elektronische schakelaars D_1 en D_2 sluiten als de anode $0,7\text{ V}$ positiever is dan de kathode. Over de diode komt dan een gelijkspanning van $0,7\text{ V}$ te staan en het signaal van de uitgang van de comparator wordt doorgelaten. Van zodra de anodespanning lager is dan de kathodespanning plus $0,7\text{ V}$ gaat de elektronische schakelaar terug open. Dit betekent dat als de uitgangsspanning van één van de comparators negatief is dit signaal niet voorbij de dioden geraakt. Als beide comparators een negatieve uitgangsspanning hebben blokkeren beide dioden en verschijnt er 0 V (massapotential) aan de uitgang. Deze 0 V is afkomstig van de massa die via de weerstand R naar de uitgang kan worden geleid.



Figuur 4-17: verloop u_{uit} in functie van u_{in} van een windowcomparator met $U_{ref1} = 5\text{ V}$ en $U_{ref2} = 3\text{ V}$

De werking van de windowcomparator (figuur 4-15) is als volgt: Zolang u_{in} lager is dan U_{ref1} en hoger is dan U_{ref2} , zijn beide uitgangen van de comparators negatief maximum. Hierdoor zijn beide elektronische schakelaars (dioden D_1 en D_2) open en wordt, via de weerstand R , de uitgangsspanning u_{uit} gelijk aan 0 V . Wanneer u_{in} hoger wordt dan U_{ref1} , of lager dan U_{ref2} , wordt de uitgang van de desbetreffende comparator hoog en sluit de elektronische diodeschakelaar die verbonden is met deze comparator. De hoge uitgangsspanning verschijnt dan aan de uitgang. Figuur 4-17 illustreert het spanningsverloop aan de uitgang van de windowcomparator in functie van de ingangsspanning.

4.3 Opamp als versterker

Om een opamp bruikbaar te maken als versterker wordt gebruik gemaakt van negatieve terugkoppeling. Negatieve terugkoppeling is het proces waarbij een gedeelte van de uitgangsspanning van een versterker in tegenfase wordt teruggekoppeld naar de ingang zodat de teruggekoppelde spanning wordt afgetrokken van de ingangsspanning. Tijdens de bespreking van de transistie frequency f_T is reeds aangehaald dat je met negatieve terugkoppeling de versterkingsfactor kan stabiliseren en de frequentieresponse laten stijgen. De bekomen stabiele versterkingsfactor A_{gl} is meestal veel kleiner dan de open lusversterking A_{ol} en eveneens onafhankelijk van deze open lusversterking.

Wat is belangrijk?

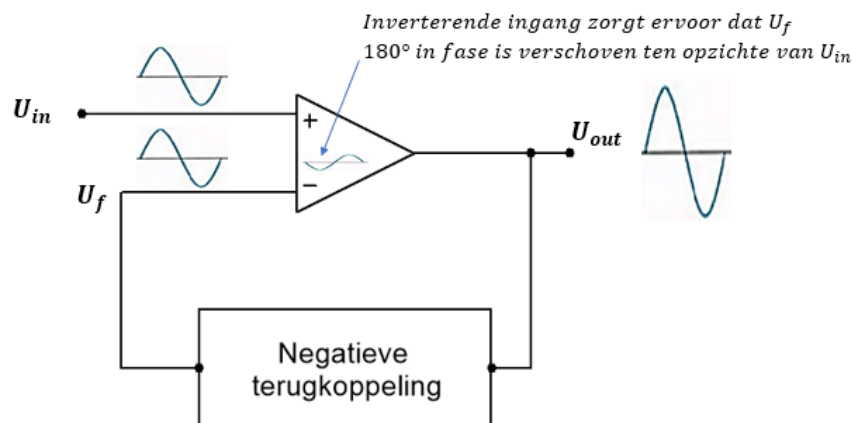
- ***Je beschrijft de effecten van negatieve terugkoppeling bij opamps.***
- ***Je toont aan waar negatieve terugkoppeling wordt gebruikt.***
- ***Je legt het principe van negatieve terugkoppeling uit.***
- ***Je herkent de niet-inverterende versterker in een schakeling.***
- ***Je tekent het schema van een niet-inverterende versterking.***
- ***Je bepaalt de spanningsversterking van een niet-inverterende versterkings- schakeling.***
- ***Je herkent de spanningsvolger in een schakeling.***
- ***Je tekent het schema van een spanningsvolgerschakeling***
- ***Je bepaalt de spanningsversterking van een spanningsvolger.***
- ***Je herkent de inverterende versterker in een schakeling.***
- ***Je tekent het schema van een inverterende versterking.***
- ***Je bepaalt de spanningsversterking van een inverterende versterkingsschakeling.***

4.3.1 Negatieve terugkoppeling

De figuur 4-18 toont het principeschema van een negatieve terugkoppeling. De inverterende ingang van de opamp zorgt ervoor dat het terugkoppelingssignaal 180° in fase wordt verdraaid. De opamp heeft een zeer hoge inwendige versterking (open-lusversterking) en versterkt het verschil tussen de aangelegde spanningen aan de niet-inverterende en inverterende ingang. Om het vereiste uitgangssignaal te bekomen is er slechts een zeer kleine hoeveelheid verschilsignaal tussen beide ingangsklemmen van de opamp nodig.

Wanneer gebruik wordt gemaakt van negatieve terugkoppeling zijn de spanningspotentialen op de inverterende en niet-inverterende ingangen nagenoeg gelijk aan elkaar. Dit gegeven kan je vooruit helpen in talloze opampschakelingen aangaande welk signaal je kan verwachten. Ook bij foutzoeken in de desbetreffende opampschakelingen is het handig dit te weten.

De principewerking van negatieve terugkoppeling is als volgt: Stel dat U_{in} gelijk is aan 500 mV . Als de open lusversterking A_{ol} van de opamp gelijk is aan $100\,000$ dan bereikt de uitgangsspanning U_{out} zijn verzadigingswaarde welke we voorstellen als $+U_{max}$. Van zodra het terugkoppelsignaal U_f een spanningswaarde bereikt gelijk aan 500 mV zijn de potentialen aan de niet-inverterende en inverterende ingang aan elkaar gelijk. Het gevolg is dat er helemaal niets meer over blijft om te versterken. In werkelijkheid zal het terugkoppelsignaal de waarde van hetingangssignaal proberen te bereiken maar daar niet volledig in slagen. Op de oscilloscoop kunnen beide ingangssignalen even groot lijken maar er zal steeds een klein verschil tussen de twee ingangssignalen aanwezig blijven.



Figuur 4-18: principe negatieve terugkoppeling

Stel dat er iets gebeurt waardoor de open lusversterking van de opamp naar beneden gaat. Hierdoor zal de uitgangsspanning met een bepaalde waarde dalen. Er wordt daardoor een kleinere spanning teruggekoppeld waardoor U_f kleiner wordt. Dit heeft als gevolg dat het verschil met U_{in} groter wordt waardoor er terug meer spanning aan de uitgang bekomen wordt. Het verlies aan uitgangsspanning door vermindering van inwendige versterking is hiermee gecompenseerd. Merk op dat de verandering in het terugkoppelsignaal meestal nog steeds zodanig klein is dat ze meestal niet meetbaar is. Je kan hieruit concluderen dat ten gevolge van negatieve terugkoppeling iedere versterkingsvariatie onmiddellijk gecompenseerd wordt waardoor een stabiele voorspelbare uitgangsspanning bekomen wordt.

Wat is nu het nut van negatieve terugkoppeling? Stel bijvoorbeeld dat aan een opamp met A_{ol} gelijk aan $100\,000$ en zonder terugkoppelingsnetwerk een ingangverschilspanning van 1 mV wordt aangelegd. Dit levert theoretisch gezien volgende uitgangsspanning op:

$$U_{out} = 1\text{ mV} \times 100\,000 = 100\text{ V}$$

Hieruit kan je afleiden dat een klein verschilspanning aan de ingang de opamp in één van zijn verzadigde uitgangstoestanden brengt. We noemen dezen $+U_{max}$ en $-U_{max}$. De opampschakelingen die op deze manier functioneren zijn in het algemeen beperkt tot comparatortoepassingen. Met negatieve terugkoppeling kan A_{ol} gereduceerd worden zodat een stabiele spanningsversterking kan worden bekomen. De negatieve terugkoppeling zorgt ook voor controle van in- en uitgangsimpedantie en de bandbreedte van de versterker. Samenvattend kan je de algemene effecten van negatieve terugkoppeling op de werking van de opamp als volgt weergeven:

Spanningsversterking

Zonder negatieve tegenkoppeling is A_{ol} te hoog om bruikbaar te zijn als lineaire versterker. Met negatieve tegenkoppeling kan een gesloten lusversterking A_{cl} ingesteld worden in functie van de ingestelde verzwakkingswaarde van het negatieve terugkoppelnets.

Ingangsimpedantie

Zonder negatieve terugkoppeling is deingangsimpedantie relatief hoog. Met negatieve terugkoppeling kan naargelang de manier van toepassing deingangsimpedantie gevoelig verhoogd worden of verlaagd naar een bepaalde gewenste waarde.

Uitgangsimpedantie

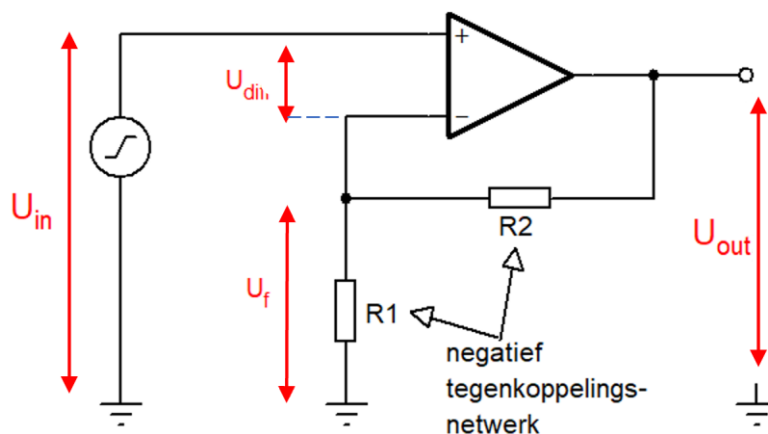
Zonder negatieve tegenkoppeling is deze relatief laag. Met negatieve tegenkoppeling kan de uitgangsimpedantie verlaagd worden tot een bepaalde gewenste waarde.

Bandbreedte

Zonder negatieve tegenkoppeling is deze relatief klein. Dit omwille van de zeer hoge A_{ol} . Met negatieve tegenkoppeling kan deze, afhankelijk van de ingestelde versterkingsfactor, beduidend groter worden gemaakt.

4.3.2 De niet-inverterende versterker

Bij een niet-inverterende versterker wordt hetingangssignaal aan de niet-inverterende ingang van de opamp aangelegd. Het negatieve tegenkoppelnets wordt geplaatst tussen de uitgang en de inverterende ingang. In figuur 4-19 is een voorbeeldschakeling van een niet-inverterende versterker weergegeven.



Figuur 4-19 : niet-inverterende versterkerschakeling

De configuratie bestaat uit een opamp en een extern netwerk dat de uitgang met de ingang verbindt. Het extern netwerk stelt het negatief tegenkoppelnets voor en bestaat uit de spanningsdeler die gevormd wordt door de weerstanden R_1 en R_2 .

Zoals reeds is vermeld wordt hetingangssignaal U_{in} aan de niet-inverterende ingang van de opamp aangelegd. De uitgangsspanning verdeelt zich over de weerstanden R_1 en R_2 . Het gedeelte van de uitgangsspanning dat over R_1 staat noemen we U_f (feedbackspanning). Deze spanning U_f is eveneens de spanning die aan de inverterende ingang van de opamp wordt aangelegd. De grootte van U_f wordt bepaald door de verzwakkingsfactor B van het tegenkoppelnetswerk en de uitgangsspanning U_{out} van de opamp. Vermits U_f aan de inverterende ingang van de opamp wordt aangelegd wordt gesproken van negatieve tegenkoppeling. De verzwakkingsfactor B van het tegenkoppelnetswerk is dit van een spanningsdeler en wordt als volgt bepaald:

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

De spanningswaarde U_f is hierdoor gelijk aan:

$$U_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times U_{out}$$

$$U_f = B \times U_{out}$$

De verschilspanning U_{diff} is het spanningsverschil tussen de niet-inverterende ingang met de inverterende ingang van de opamp. Met andere woorden het spanningsverschil tussen U_{in} en U_f . In formulevorm:

$$U_{diff} = U_{in} - U_f$$

Vermits door de grote open lusversterking van de opamp de verschilspanning U_{diff} zeer klein is, zijn U_{in} en U_f praktisch even groot. Hierdoor kan bij benadering geschreven worden:

$$U_{in} \approx U_f$$

Schrijven we U_f in functie van U_{out} :

$$U_f = B \times U_{out}$$

De spanningsversterking wordt gedefinieerd als de verhouding van de uitgangsspanning op de ingangsspanning. Vormen we de bovenstaande vergelijking om dan bekomen we de spanningsversterking A_{cl} van de niet-inverterende versterker: A_{cl} staat voor "closed loop gain" en stelt de gesloten lus spanningsversterking voor.

$$A_{cl} = \frac{U_{out}}{U_{in}}$$

Vermits $U_{in} \approx U_f$ kan men U_{in} eveneens in functie van U_{out} schrijven:

$$A_{cl} = \frac{U_{out}}{B \times U_{out}} = \frac{1}{B}$$

Schrijven we B terug in functie van de weerstandswaarden:

$$A_{cl} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

$$A_{cl} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$A_{cl} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

De gesloten lusversterking A_{cl} van een niet-inverterende opampversterkerschakeling kan bijgevolg ingesteld worden aan de hand van de weerstandswaarden R_1 en R_2 van het tegenkoppelnets. De formule is gebaseerd op het feit dat de open lusversterking A_{ol} van de opamp zeer hoog is in vergelijking met de weerstandsverhouding R_2 op R_1 .

In enkele zeldzame situaties kan een meer precieze berekening noodzakelijk zijn om de versterking van een niet-inverterende opamp te bepalen.

De uitgangsspanning kan als volgt geschreven worden in functie van U_{diff}

$$U_{out} = A_{ol} \times U_{diff}$$

Zoals reeds vermeld is U_{diff} de verschilspanning tussen U_{in} en U_f .

$$U_{out} = A_{ol} \times (U_{in} - U_f)$$

U_f in functie van U_{out} schrijven:

$$U_{out} = A_{ol} \times (U_{in} - B \cdot U_{out})$$

$$U_{out} = A_{ol} \cdot U_{in} - A_{ol} \cdot B \cdot U_{out}$$

Herleiden naar de spanningsversterking:

$$U_{out} + A_{ol} \cdot B \cdot U_{out} = A_{ol} \cdot U_{in}$$

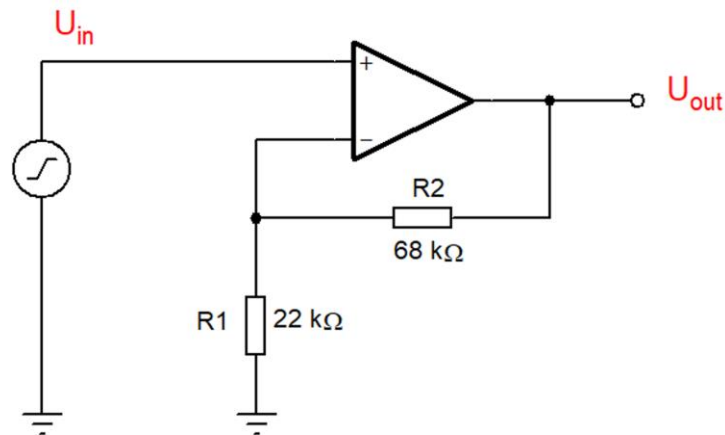
$$U_{out} \times (1 + A_{ol} \cdot B) = A_{ol} \cdot U_{in}$$

Uiteindelijk bekomen we de formule voor de spanningsversterking:

$$A_{cl} = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol} \cdot B}$$

Voorbeeld 4-3:

Bepaal de spanningsversterking van de versterker in figuur 4-vb04



Figuur 4-vb04

$$A_{cl} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{68 \text{ k}\Omega}{22 \text{ k}\Omega} = 1 + 3,09 = 4,09$$

4.3.2.1 In- en uitgangsimpedantie van een niet-inverterende versterker

Ingangsimpedantie $Z_{in(NI)}$

Het verschil tussen U_f aan de inverterende ingang en U_{in} aan de niet-inverterende ingang is zeer klein (zie figuur 4-19) en wordt voorgesteld door U_{diff} . Vermits U_{diff} zeer klein is, is ook de ingangsstroom in de opamp zeer klein. Voor een ideale opamp geldt:

$$Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} \approx \frac{U_{in}}{0} \approx \infty$$

Voor veel praktische schakelingen kan deze waarde gebruikt worden om een basisidee te bekomen van de werking van de schakeling. Een meer exacte analyse is dat in werkelijkheid de ingangsstroom lichtjes verschillend is van nul. De stroom die door de ingangsweerstand van de opamp vloeit veroorzaakt een spanningsval hierover welke gelijk is aan U_{diff} . Volgens de spanningswet van Kirchhoff is:

$$U_{in} = U_{diff} + U_f$$

en :

$$U_f = B \times U_{out}$$

De uitgangsspanning is gelijk aan de met de open-lusversterking versterkte verschilspanning U_{diff} . In formulevorm:

$$U_{out} = A_{ol} \times U_{diff}$$

Vullen we deze waarden in de vergelijking van de ingangsspanning:

$$U_{in} = U_{diff} + B \times A_{ol} \times U_{diff}$$

$$U_{in} = U_{diff} \times (1 + A_{ol} \cdot B)$$

Vermits volgens de wet van Ohm is U_{diff} gelijk is aan $I_{in} \times Z_{in}$ waarbij Z_{in} de ingangsimpedantie (ingangsweerstand) van de opamp is. Invullen in de formule:

$$U_{in} = I_{in} \cdot Z_{in} \times (1 + A_{ol} \cdot B)$$

De verhouding van U_{in} op I_{in} levert de totale ingangsimpedantie $Z_{in(NI)}$ op van de niet-inverterende versterker en is gelijk aan:

$$\frac{U_{in}}{I_{in}} = Z_{in} \times (1 + A_{ol} \cdot B)$$

Of anders geschreven:

$$Z_{in(NI)} = Z_{in} \times (1 + A_{ol} \cdot B)$$

Uit bovenstaande vergelijking kan je afleiden dat de ingangsimpedantie van de niet-inverterende versterker veel groter is dan de inwendige impedantie van de opamp zonder tegenkoppeling.

Ingangsimpedantie $Z_{in(NI)}$

De uitgang van een opamp kan men vervangen door een Thevenin-equivalent. De Thevenin-weerstand bestaat uit de uitgangsimpedantie Z_{out} (of uitgangsweerstand) van de opamp. De Thevenin-spanning is gelijk aan de versterkte verschilspanning $A_{ol} \cdot U_{diff}$. De uiteindelijke uitgangsspanning U_{out} is volgens de spanningswet van Kirchhoff gelijk aan:

$$U_{out} = A_{ol} \cdot U_{diff} - Z_{out} \cdot I_{out}$$

Met $U_{diff} = U_{in} - U_f$:

$$U_{out} = A_{ol} \cdot (U_{in} - U_f) - Z_{out} \cdot I_{out}$$

Indien veronderstelt mag worden dat $A_{ol} \cdot (U_{in} - U_f) \gg Z_{out} \cdot I_{out}$:

$$U_{out} \approx A_{ol} \cdot (U_{in} - U_f) \approx A_{ol} \cdot (U_{in} - B \cdot U_{out})$$

$$U_{out} \approx A_{ol} \cdot U_{in} - A_{ol} \cdot B \cdot U_{out}$$

Alle termen met U_{out} samen brengen:

$$U_{out} + A_{ol} \cdot B \cdot U_{out} \approx A_{ol} \cdot U_{in}$$

Verder uitwerken:

$$U_{out} \cdot (1 + A_{ol} \cdot B) \approx A_{ol} \cdot U_{in}$$

Alles delen door I_{out} :

$$\frac{U_{out}}{I_{out}} (1 + A_{ol} \cdot B) \approx \frac{(A_{ol} \cdot U_{in})}{I_{out}}$$

De verhouding U_{out} op I_{out} stelt de uitgangsimpedantie $Z_{out(NI)}$ voor van de niet-inverterende opampversterker. $A_{ol} \cdot U_{in}$ stelt de uitgangsspanning van de opamp voor zonder tegenkoppeling. Het gevolg hiervan is dat de verhouding $A_{ol} \cdot U_{in}$ op I_{out} de uitgangsimpedantie Z_{out} van de opamp voorstelt zonder tegenkoppeling. Invullen in formule:

$$Z_{out(NI)}(1 + A_{ol} \cdot B) \approx Z_{out}$$

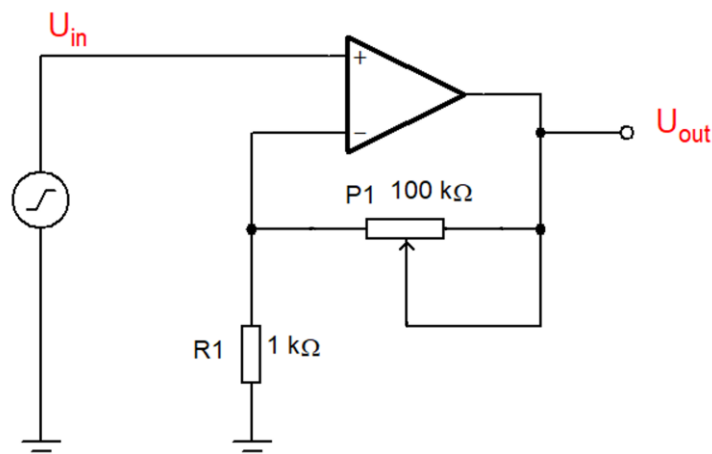
Of:

$$Z_{out(NI)} \approx \frac{Z_{out}}{(1 + A_{ol} \cdot B)}$$

De uitgangsimpedantie van een opamp is relatief laag. Door de tegenkoppeling wordt de uitgangsimpedantie nog lager zodat in veel gevallen $Z_{out(NI)}$ de 0Ω benadert

4.3.2.2 Regelbare niet-inverterende versterker

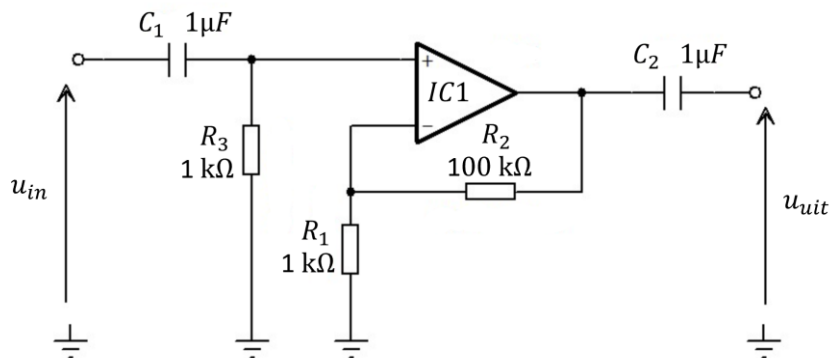
In figuur 4-20 is een regelbare niet-inverterende versterker weergegeven. Door R_2 of R_1 regelbaar te maken wordt de versterking regelbaar gemaakt. Een andere mogelijkheid is de beide weerstanden te vervangen door een potentiometer. De versterking is regelbaar tussen 1 en 101.



Figuur 4-20 : Regelbare niet-inverterende versterker

4.3.2.3 Niet inverterende AC-versterker

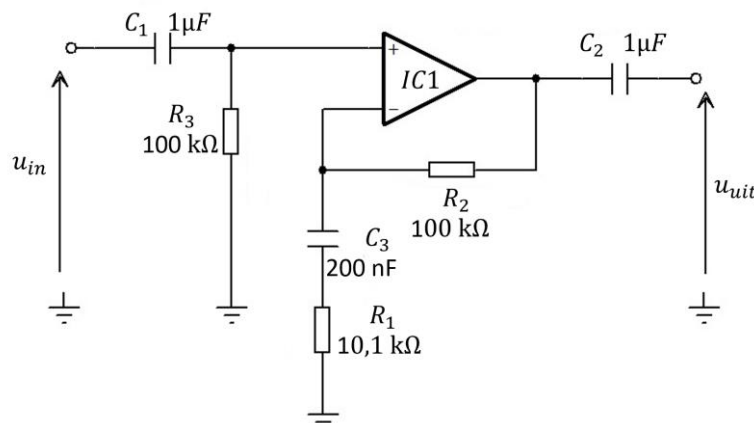
De meest voor de hand liggende methoden om van een niet-inverterende DC-versterker een AC-versterker te maken is het plaatsen van koppelcondensatoren aan de in- en uitgang van de niet-inverterende opampversterker. Om een correcte DC-instelling (bias) te behouden dient wel een weerstand geplaatst te worden tussen de niet-inverterende ingang en de massa. Dit is weergegeven in figuur 4-21



Figuur 4-21: Niet-inverterende AC-versterker

De ingangsweerstand van de schakeling in figuur 4-21 is ongeveer gelijk aan de waarde van R_3 . Omwille van de stabiliteit moet R_3 een relatief lage waarde hebben. Immers om de kans op versterking van common mode signalen zo klein mogelijk te houden is het best om de impedantie aan de niet-inverterende ingang gelijk te maken aan de impedantie van de inverterende ingang. De weerstandswaarde van R_3 zorgt er voor dat de versterker geen hoge ingangsimpedantie zal hebben. Voor de AC-versterker in figuur 4-21 bedraagt de ingangsweerstand ongeveer $1\text{ k}\Omega$. Figuur 4-22 geeft een bruikbare variant van de AC-versterker van figuur 4-21.

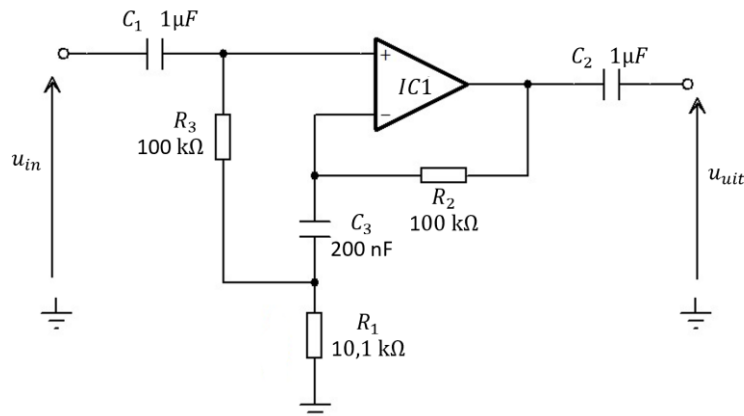
In figuur 4-22 wordt een extra condensator geplaatst tussen de weerstanden R_1 en R_2 . Vermits de inverterende ingang rechtstreeks is verbonden met het knooppunt tussen R_2 en C_2 , wordt een goede DC-stabiliteit bekomen en is de DC-spanningsversterking een weinig groter dan 1. Voor wisselspanningen gedraagt C_3 zich als een koppelcondensator en vormt hierdoor een nagenoeg ideale doorverbinding tussen R_1 en R_2 . Ook in deze schakeling is de ingangsimpedantie ongeveer gelijk aan R_3 en bedraagt ongeveer $10\text{ k}\Omega$.



Figuur 4-22: Alternatief niet-inverterende AC opampversterker

In figuur 4-22 wordt een extra condensator geplaatst tussen de weerstanden R_1 en R_2 . Vermits de inverterende ingang rechtstreeks is verbonden met het knooppunt tussen R_2 en C_2 , wordt een goede DC-stabiliteit bekomen en is de DC-spanningsversterking een weinig groter dan 1. Voor wisselspanningen gedraagt C_3 zich als een koppelcondensator en vormt hierdoor een nagenoeg ideale doorverbinding tussen R_1 en R_2 . Ook in deze schakeling is de ingangsimpedantie ongeveer gelijk aan R_3 en bedraagt ongeveer $10\text{ k}\Omega$.

Indien je toch een AC-versterker wil bekomen met een relatief hoge ingangsweerstand verbind je de weerstand R_3 niet met de massa maar op het knooppunt tussen C_3 en R_1 . Dit is weergegeven in figuur 4-23.

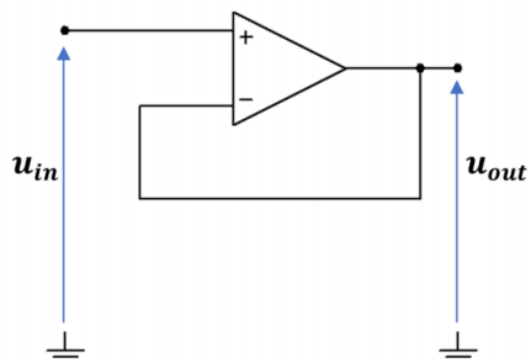


Figuur 4-23: AC-versterker met hoge ingangsimpedantie

De hoge ingangsweerstand van de schakeling wordt als volgt bekomen: Hetingangssignaal komt binnen langs de niet inverterende ingang. Over R_1 verschijnt het tegengekoppelde signaal U_f dat ongeveer even groot is als hetingangssignaal. Beide aansluitingen van R_3 staan ongeveer op dezelfde spanning waardoor de spanning over R_3 zo goed als nul is. Hierdoor vloeit er zo goed als geen stroom door R_3 en deze zich gedraagt als een zeer hoogohmige weerstand. Samengevat heeft de schakeling van figuur 4-23 een zeer hoge ingangsimpedantie (orde $50\text{ M}\Omega$) terwijl de DC-stabiliteit goed is omwille van de laagohmige verbinding voor DC. Deze verbinding bestaat uit de serieschakeling van R_3 met R_1 en bedraagt in deze schakeling $110,1\text{ k}\Omega$. De schakeling heeft een DC-spanningsversterking van ongeveer 1 ten gevolge van de vrijwel volledige tegenkoppeling via R_2 .

4.3.3 De spanningsvolger

Bij een spanningsvolger wordt hetingangssignaal rechtstreeks aan de niet-inverterende ingang van de opamp gelegd terwijl de inverterende ingang is doorverbonden met de uitgang. De schakeling van een spanningsvolger is in figuur 5-24 weergegeven.



Figuur 5-24 : spanningsvolger

Op gelijkstroomgebied wordt de spanningsvolger volledig tegengekoppeld. Hierdoor versterkt deze met een versterkingsfactor van 1. Vermits het signaal binnenkomt in de niet-

inverterende ingang inverteert de schakeling niet. Het gevolg hiervan is dat het uitgangssignaal gelijk is aan het ingangssignaal. Dit is de reden waarom men spreekt van een spanningsvolger. De uitgangsspanning volgt als het ware de ingangsspanning. Het grote voordeel van deze schakeling is de buitengewone hoge ingangsimpedantie die vele honderden mega-Ohms bedraagt. Een ander groot voordeel is de zeer lage uitgangsimpedantie die slechts enkele milli-Ohms bedraagt. De schakeling gedraagt zich als een impedantietransformator. Bij praktische schakelingen kan worden vastgesteld dat de uitgang van een spanningsvolger de ingangsspanning volgt binnen bepaalde grenzen die vastgelegd zijn door de gebruikte voedingsspanning. Afwijkingen van enkele millivolts kunnen echter voorkomen. Indien een grotere nauwkeurigheid gewenst is kan dit verwezenlijkt worden door gebruik te maken van een externe balancering. Deze bestaat doorgaans uit een potentiometer van $10\text{ k}\Omega$ tussen de offsetpunten van de opamp. De spanningsvolger zal dan binnen enkele microvolts nauwkeurigheid werken. Als je de spanningsvolger van figuur 5-24 vergelijkt met de niet-inverterende versterker van figuur 4-26 kan je stellen dat bij een spanningsvolger de weerstand R_2 gelijk is aan $0\ \Omega$ en de weerstand R_1 een waarde heeft gelijk aan $\infty\ \Omega$. Indien we vanuit gaan van de formule voor spanningsversterking van een niet-inverterende versterker, en je vult de waarden van R_2 en R_1 in zoals deze zijn voor de spanningsvolger, bekom je voor de spanningsversterking A_u van een spanningsvolger volgende versterkingswaarde:

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{0}{\infty} \cong 1$$

De deling $0 / \infty$ is een onbepaaldheid. Limietberekening toont aan dat deze spanningsversterking streeft naar 1.

4.3.3.1 In- en uitgangsimpedantie van een spanningsvolger

Vermits de uitgang van de spanningsvolger rechtstreeks is teruggekoppeld aan de niet-inverterende versterker is de verzwakking B van het terugkoppelnetwerk gelijk aan 1. Vermits de spanningsvolger beschouwd kan worden als een bijzondere schakeling van een niet-inverterende versterker kunnen de in- en uitgangsimpedantie van de spanningsvolger ($Z_{in(SV)}$ en $Z_{out(SV)}$) op volgende wijze bepaald worden:

$$Z_{in(SV)} = Z_{in} \times (1 + A_{ol})$$

en:

$$Z_{out(SV)} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}}$$

Vermits B kleiner is dan één bij de niet-inverterende versterker is de ingangsimpedantie van de spanningsvolger steeds groter dan deze van de niet-inverterende versterker. De uitgangsimpedantie van de spanningsvolger is om dezelfde reden steeds kleiner dan de uitgangsimpedantie van de niet-inverterende versterker.

Voorbeeld 4-4:

Uit de datagegevens van een bepaalde opamp zijn volgende parameters vermeld:

- $Z_{in} = 2 \text{ M}\Omega$
- $Z_{out} = 300 \text{ }\Omega$
- $A_{ol} = 100\,000$
-

Deze opamp wordt gebruikt als spanningsvolger. Welke in- en uitgangsimpedantie heeft deze spanningsvolgerschakeling?

Oplossing:

Vermits B gelijk is aan 1:

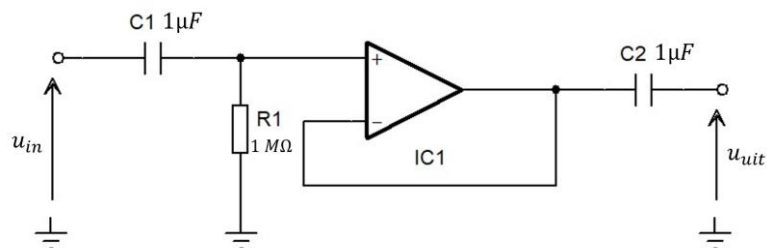
$$Z_{in(SV)} = Z_{in} \times (1 + A_{ol})$$

$$Z_{in(SV)} = 2 \text{ M}\Omega \times (1 + 100000) = 200,002 \text{ G}\Omega$$

$$Z_{out(SV)} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}} = \frac{300 \text{ }\Omega}{1 + 100000} = 2,99 \text{ m}\Omega$$

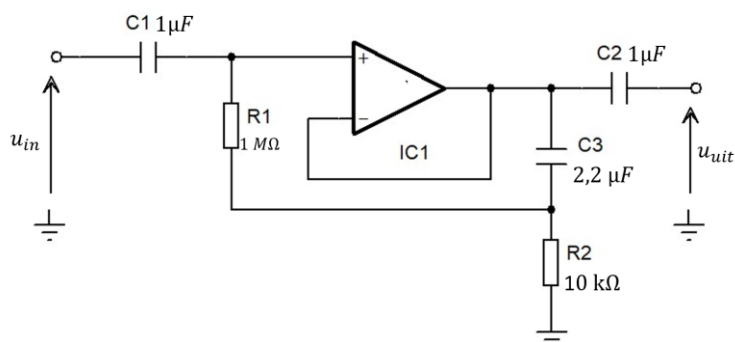
4.3.3.2 De AC-spanningsvolger

Figuur 4-25 toont een spanningsvolger voor AC-signalen. In de in- en uitgangsbewerking zijn capaciteiten opgenomen om eventuele gelijkspanning te blokkeren. De weerstand R_1 is in de schakeling aangebracht om een stabiele gelijkstroominstelling te bekomen. De aanwezigheid van R_1



Figuur 4-25 : AC-spanningsvolger

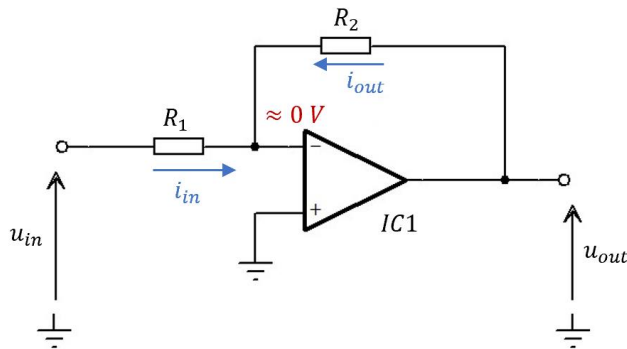
heeft als nadeel dat de zeer hoge ingangsimpedantie verdwenen is en slechts de waarde van R_1 bedraagt. De ingangsimpedantie van de schakeling van figuur 4-25 is bijgevolg gelijk aan $1 \text{ M}\Omega$. Om toch een zeer hoge ingangsimpedantie te bekomen kan de schakeling van figuur 4-25 aangepast worden aan deze van figuur 4-26.



Figuur 4-26 : AC-spanningsvolger met hoge ingangsimpedantie

4.3.4 De inverterende versterker

In figuur 4-27 is een voorbeeld van een inverterende versterker weergegeven. Het ingangssignaal wordt aangelegd via de ingangsweerstand R_1 aan de inverterende ingang. De uitgang wordt ook teruggekoppeld via de terugkoppelweerstand R_2 naar de inverterende ingang.



Figuur 4-27: inverterende versterker

Als de opamp ideaal wordt verondersteld vloeit er geen stroom door de inverterende ingang. Dit vanwege het feit dat de ingangsimpedantie voor een ideale opamp oneindig is. Bij een werkelijke opamp is de stroom die door de inverterende ingang vloeit in bijna alle situaties verwaarloosbaar ten opzichte van de stroom die door de weerstanden R_1 en R_2 vloeit.

Beschouw nu het knooppunt waarmee R_1 en R_2 verbonden zijn met de inverterende ingang van de opamp. Door het feit dat er geen stroom van dit knooppunt naar de inverterende ingang van de opamp vloeit, moet volgens de stroomwet van Kirchhoff de stroom door R_1 gelijk maar tegengesteld zijn aan de stroom door R_2 . Vermits de stroom door R_1 gelijk is aan de ingangsstroom i_{in} en de stroom door R_2 gelijk is aan de uitgangsstroom i_{out} geldt:

$$i_{in} = -i_{out}$$

Door het feit dat negatieve koppeling is toegepast en er nagenoeg geen stroom door de ingangsweerstand van de opamp vloeit, zijn de spanningspotentialen op de inverterende ingang en niet-inverterende ingang aan elkaar gelijk. Vermits de niet-inverterende ingang met de massa is verbonden, is het spanningspotentiaal aan de inverterende ingang ook gelijk aan het potentiaal van de massa (0 V). Men spreekt van een virtueel massapunt. Virtueel vermits de inverterende ingang niet rechtstreeks met de massa is verbonden maar via de ingangsweerstand van de opamp tussen zijn beide ingangen. Door het feit dat het potentiaal aan de inverterende ingang gelijk is aan het massapotentiaal, staat de ingangsspanning over R_1 en de uitgangsspanning over R_2 . Dit leidt tot volgende vergelijkingen:

$$i_{in} = \frac{u_{in}}{R_1} = -i_{out} = -\frac{u_{out}}{R_2}$$

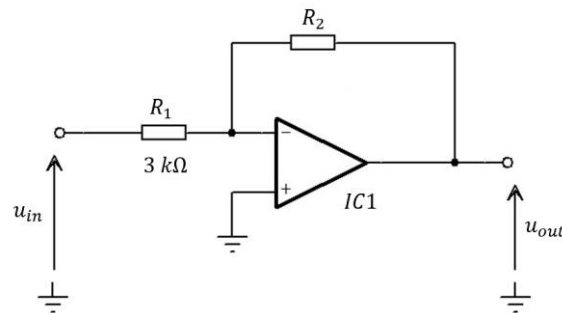
Om de spanningsversterking bij tegenkoppeling (A_{cl}) te kunnen bepalen kan bovenstaande formule herwerkt worden tot:

$$A_{cl} = -\frac{u_{out}}{u_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

De spanningsversterking A_{cl} van de inverterende versterker is onafhankelijk van de open lusversterking A_{ol} en is te vinden door de verhouding te nemen van de terugkoppelweerstand R_2 op de ingangsweerstand R_1 . Het negatief teken in de spanningsversterkingsformule van A_{cl} slaat op het feit dat u_{out} 180° in fase verschoven is ten opzichte van u_{in} .

Voorbeeld 4-5:

Bepaal de weerstandswaarde R_2 in figuur 4-vb05 om een spanningsversterking te bekomen van -40 .



Figuur 4-vb05

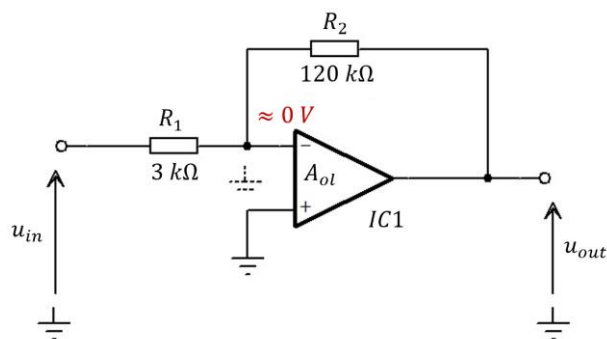
Oplossing:

$$A_u = -\frac{R_2}{R_1}$$

Omvormen naar R_2 :

$$R_2 = -A_u \times R_1 = -(-40) \times 3 \text{ k}\Omega = 120 \text{ k}\Omega$$

4.3.4.1 In- en uitgangsimpedantie van een inverterende versterker



Figuur 4-28 : inverterende versterker

Via figuur 4-28 kan je de impedanties bepalen. De spanning op de inverterende ingang van de opamp is ongeveer gelijk aan nul volt omwille van het virtuele massapunt. De bron die het ingangssignaal levert ziet hierdoor enkel R_1 als ingangsimpedantie. Bijgevolg is de ingangsimpedantie van de inverterende versterker $Z_{in(IV)}$ gelijk aan de ingangsweerstand. In formulevorm:

$$Z_{in(IV)} \cong R_1$$

Net zoals bij de niet-inverterende versterker daalt de uitgangsimpedantie van de inverterende versterker bij gesloten lus. De formule voor de uitgangsimpedantie is dezelfde als bij de niet-inverterende versterker en is gelijk aan:

$$Z_{out(NI)} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol} \cdot B}$$

De uitgangsimpedantie van de inverterende als niet-inverterende versterker is zeer laag. Hierdoor kan een relatief grote belasting aan de uitgang worden geplaatst zonder dat de uitgangsspanning van waarde verandert.

Voorbeeld 4-6:

Bepaal de in- en uitgangsimpedantie van de inverterende versterker in figuur 4-28. De opamp IC1 beschikt over volgende parameters:

- $A_{ol} = 100000$
- $Z_{in} = 2 \text{ M}\Omega$
- $Z_{out} = 250 \Omega$

Oplossing:

De terugkoppelingsverzwakking B is gelijk aan:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{30 \text{ k}\Omega}{30 \text{ k}\Omega + 120 \text{ k}\Omega} = 0,2$$

De ingangsimpedantie:

$$Z_{in(IV)} = R_1 = 3 \text{ k}\Omega$$

De uitgangsimpedantie:

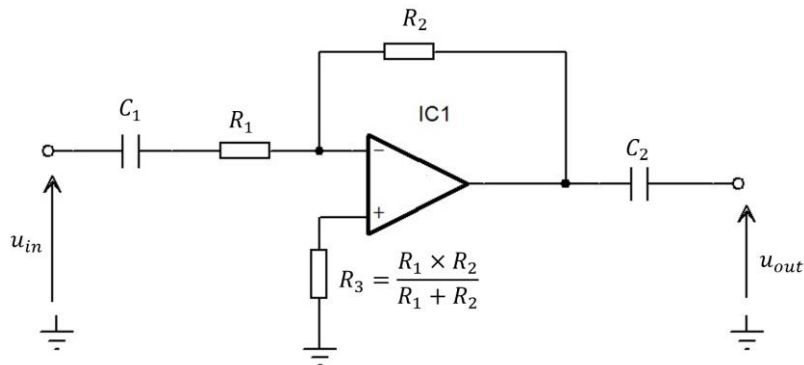
$$Z_{out(IV)} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol} \cdot B} = \frac{250 \Omega}{1 + 100000 \times 0,2} = 12,5 \text{ m}\Omega$$

4.3.4.2 De AC-inverterende versterker

Via koppelcondensatoren kunnen we de inverterende versterker omvormen naar een inverterende versterker om wisselspanningssignalen te versterken. Wanneer je de opamp als AC-niet-inverterende versterker wil gebruiken plaats je best nog een derde weerstand aan de niet-inverterende ingang. Deze dient om de bias-instelling van de opamp te verzekeren wanneer je gebruik maakt van koppelcondensatoren. Dit is weergegeven in figuur 4-29.

Om zoveel mogelijk ruis te kunnen onderdrukken is het van belang dat de impedantie aan de niet-inverterende ingang zo dicht mogelijk de impedantie aan de inverterende ingang benadert. Vermits er een virtueel massapunt aanwezig is aan de inverterende ingang is de weerstandswaarde hier gelijk aan de parallelschakeling van R_1 en R_2 . Hierdoor kies je best voor een biasweerstand die gelijk is aan deze waarde. Dit levert volgende formule op voor R_3 :

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



Figuur 4-29 : AC-inverterende versterker

De condensatoren C_1 en C_2 hebben als functie de DC -spanning te blokkeren. Een nadeel van C_1 is dat deze condensator zorgt voor een bijkomende faseverschuiving op lage frequenties. Daarom zorg je best dat de XC -waarde heel wat kleiner is dan weerstandswaarde R_1 . In fomulevorm:

$$XC_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot C_1} \leq \frac{R_1}{10}$$

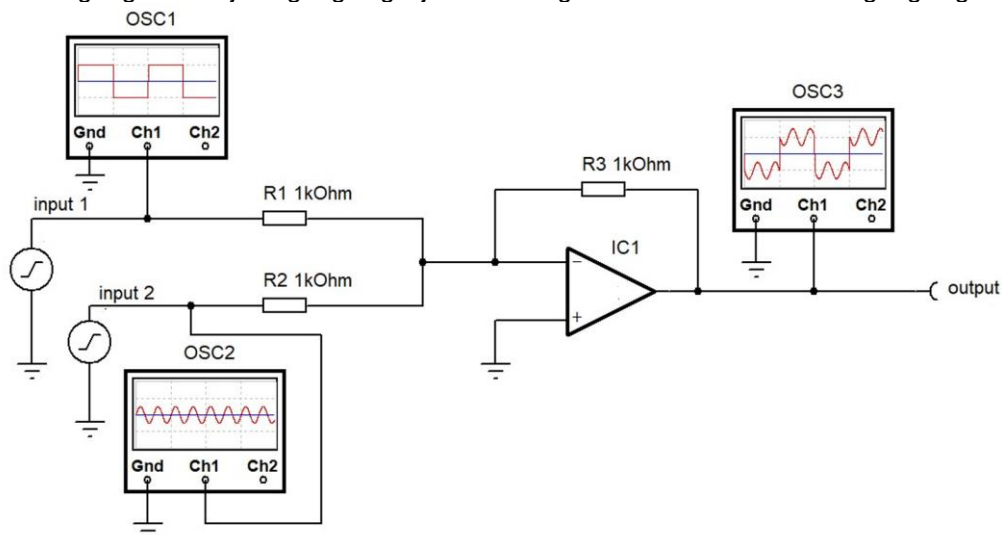
De condensator C_2 koppelt de belasting R_L aan de opampschakeling. Om zo weinig mogelijk spanningsverlies te veroorzaken over de condensator C_2 kies je best voor een condensatorwaarde waarvoor geldt:

$$XC_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot C_2} \leq \frac{R_L}{10}$$

Hierbij is voor beide formules f_{min} de minimaal te versterken frequentie.

4.3.5 Somversterker

Een somversterker kan je beschouwen als een variant op de inverterende versterker. Hij bestaat uit twee of meer ingangen en zijn uitgang is gelijk aan de algebraïsche som van de ingangssignalen.



Figuur 4-30: principe van een somversterker

De spanningsvormen aan de *input* 1 en *input* 2 van de somversterker in figuur 4-30 zorgen voor de ingangsstromen I_1 en I_2 . Hierbij is I_1 de stroom die door R_1 vloeit en I_2 de stroom door de weerstand R_2 . De totale stroom I_{in} aan de ingang is gelijk aan de som van beide ingangsstromen. In formulevorm:

$$I_{in} = I_1 + I_2$$

Net zoals bij de inverterende versterker is de ingangsstroom gelijk aan de uitgangsstroom I_{out} , welke door R_3 vloeit. Dit komt omdat het knooppunt waar de weerstanden samenkomen een virtueel massapunt is. Dit virtueel massapunt ontstaat doordat de ingangsweerstand van de opamp zodanig groot is dat hierdoor praktisch geen stroom vloeit. Het gevolg hiervan is dat over de ingangsweerstand van de opamp zo goed als geen spanning staat. Vermits de niet inverterende ingang van de opamp verbonden is met massa, en er over de ingangsweerstand van de opamp zo goed als geen spanning staat, is het potentiaal gelijk aan de inverterende ingang ook ongeveer het massapotentiaal.

Passen we de stroomwet van Kirchhoff toe in het vermelde knooppunt dan vinden we voor de stromen:

$$I_{in} = -I_{out}$$

Of:

$$I_1 + I_2 = -I_{out}$$

De spanning aan de uitgang van de schakeling is gelijk aan:

$$U_{out} = -I_{out} \times R_3$$

Vervangen we de uitgangsstroom door de ingangsstromen:

$$U_{out} = -(I_1 + I_2) \times R_3$$

Door het virtueel massapunt zijn de spanningen over de weerstanden R_1 en R_2 gelijk aan de respectievelijke ingangsspanningen U_1 (aan input 1) en U_2 (aan input 2). Via de wet van Ohm zijn de stromen als volgt om te vormen:

$$U_{out} = -\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2}\right) \times R_3$$

Wanneer de drie weerstanden dezelfde weerstandswaarde hebben dan is bovenstaande formule om te vormen tot:

$$U_{out} = -\left(\frac{U_1}{R} \times R + \frac{U_2}{R} \times R\right)$$

of:

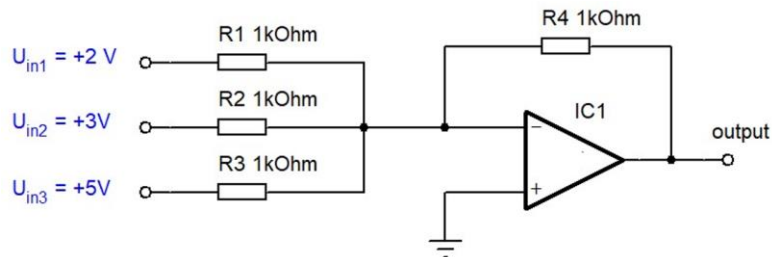
$$U_{out} : -(U_1 + U_2)$$

Hieruit volgt dat de uitgangsspanning U_{out} gelijk is aan de som van beide ingangen. Het minteken duidt aan dat de uitgangsspanning 180° in fase is omgekeerd ten opzichte van de ingangsspanningen. De algemene formule voor de somversterker kan als volgt geschreven worden:

$$U_{out} = -(U_{in1} + U_{in2} + \dots + U_{in(n)})$$

Voorbeeld 4-7:

Bepaal de uitgangsspanning van de somversterker in figuur 4-vb-06.



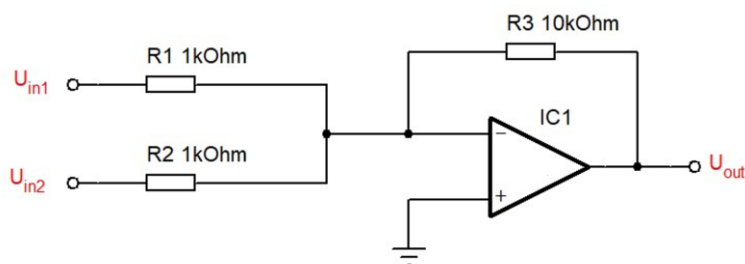
Figuur 4-vb06

Oplossing:

$$U_{out} = -(U_{in1} + U_{in2} + U_{in3}) = -(2V + 3V + 5V) = -10V$$

4.3.5.1 Somversterking met versterking groter dan 1

Figuur 4-31 stelt een somversterker voor met versterkingsfactor 10.



Figuur 4-31: somversterker met versterkingsfactor 10

De uitgangsspanning van de schakeling kan als volgt worden bepaald (zie werking somversterker):

$$U_{out} = -\left(\frac{U_{in1}}{R_1} + \frac{U_{in2}}{R_2}\right) \cdot R_3$$

Stel dat R_1 gelijk is aan R_2 en dat we deze waarde voorstellen als R . In deze situatie kan je de uitgangsspanning als volgt weergeven:

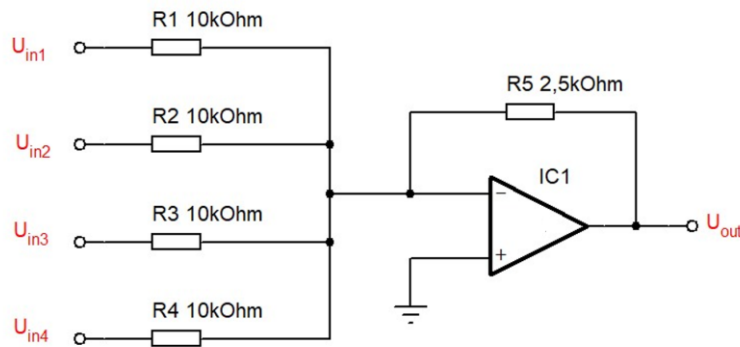
$$U_{out} = -(U_{in1} + U_{in2}) \cdot \frac{R_3}{R}$$

De conclusie hieruit is dat de uitgangsspanning gelijk is aan de ingangsspanning vermenigvuldigt met een versterkingsfactor gelijk aan de verhouding van de terugkoppelweerstand R_3 op de weerstand R .

4.3.5.2 Gemiddelde waarde versterking

Een somversterker kan ook gebruikt worden om de gemiddelde spanningswaarde van een aantal ingangssignalen te bepalen. De gemiddelde waarde van n spanningen kan gevonden worden door

alle ingangsweerstanden dezelfde weerstandswaarde te geven en de weerstandswaarde van de terugkoppelweerstand gelijk te stellen aan het n^{de} deel van deze weerstandswaarde. Dit is weergegeven in figuur 4-32.



Figuur 4-32: Gemiddelde waarde versterker

De uitgangsspanning van de schakeling in figuur 4-32 kan als volgt worden bepaald:

$$U_{out} = - \left(\frac{U_{in1}}{R_1} + \frac{U_{in2}}{R_2} + \frac{U_{in3}}{R_3} + \frac{U_{in4}}{R_4} \right) \cdot R_5$$

Invullen van de weerstandswaarden:

$$U_{out} = - \left(\frac{U_{in1}}{10 \text{ k}\Omega} + \frac{U_{in2}}{10 \text{ k}\Omega} + \frac{U_{in3}}{10 \text{ k}\Omega} + \frac{U_{in4}}{10 \text{ k}\Omega} \right) \cdot 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$U_{out} = -(U_{in1} + U_{in2} + U_{in3} + U_{in4}) \cdot \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}$$

$$U_{out} = - \frac{U_{in1} + U_{in2} + U_{in3} + U_{in4}}{4}$$

Het uitgangssignaal is gelijk aan de gemiddelde waarde van de vier ingangsspanningen.

4.3.5.3 Omzetten van een digitale code in een bepaalde gelijkspanning

De somversterker kan je ook gebruiken om een bepaalde digitale code om te vormen tot een overeenkomstige gelijkspanning. Stel een vier-bits digitale code. Hiermee kan je 16 verschillende digitale codes vormen en bijgevolg ook 16 verschillende DC-waarden. Een voorbeeld van zo'n omzetting kan je zien in de waarheidstabel van tabel 4-1.

Stel dat deze code verschijnt aan vier I/O-poorten van een microcontrollersysteem (bv. Arduino). Via een somversterker kan je de digitale waarden van deze vier poorten omzetten naar een overeenkomstige gelijkspanning. Wanneer aan een I/O-poort een logisch 1 verschijnt, komt dit overeen met 5 V. Een logisch 0 met 0 V of massapotential.

Om de overeenstemmende DC-spanning te kunnen maken, moet aan elke ingangsweerstand een bepaald "gewicht" toegekend worden. Deze gewichten zijn als volgt te vinden:

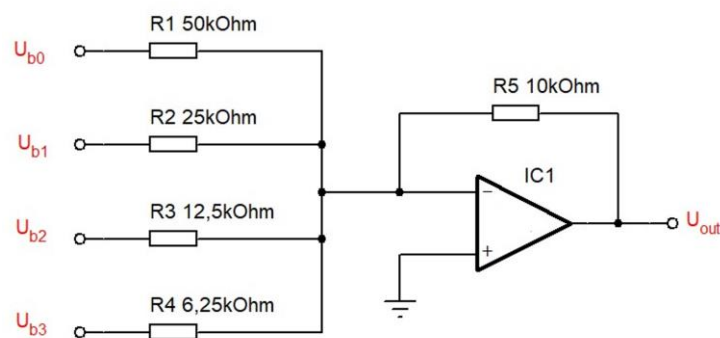
Als de I/O-poort die de bit b_0 vertegenwoordigt hoog is, moet de uitgangsspanning van de somversterker 1 V opleveren. Dit betekent dat bij een ingangsspanning (U_{b0}) van 5 V de uitgangsspanning U_{out} 1 V moet zijn. Of de versterkingsfactor voor b_0 bedraagt 1/5.

$b_3(2^3)$	$b_2(2^2)$	$b_1(2^1)$	$b_0(2^0)$	$U_{out} (V)$
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

Tabel 4-1 : waarheidstabel van een 4-bit digitale code om deze code naar spanning over te brengen

Passen we dezelfde redenering toe voor U_{b1} , dan zal bij 5 V ingangsspanning de uitgangsspanning gelijk moeten zijn aan 2 V. De versterkingsfactor moet in dit geval gelijk zijn aan 2/5. Op analoge wijze vinden we als versterkingsfactor voor U_{b2} 4/5. Wanneer U_{b3} gelijk is aan 5 V dan moet de uitgangsspanning gelijk zijn aan 8 V. De versterkingsfactor bedraagt hier 8/5.

Figuur 4-33 stelt een schakeling voor die deze versterkingen genereert en bijgevolg de digitale code omvormt naar een overeenkomstige gelijkspanningswaarde.



Figuur 4-33: eenvoudige DAC met spanningsvolger

Stel dat de ingangswaarden van de schakeling in figuur 4-33 volgende waarde hebben: $U_{b0} = 5 V$; $U_{b1} = 0 V$; $U_{b2} = 0 V$ en $U_{b3} = 5 V$. De uitgangsspanning van de schakeling is dan gelijk aan:

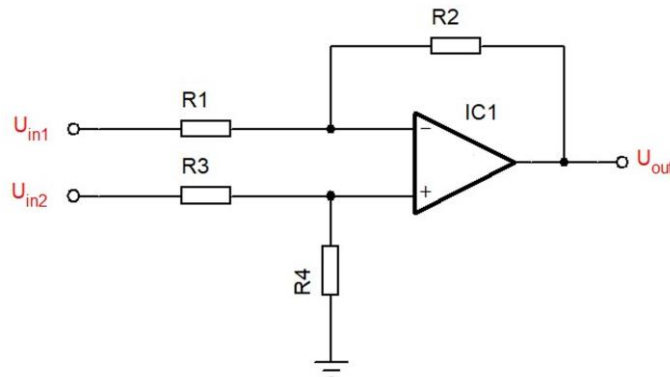
$$U_{out} = -(5 V \cdot \frac{10 k\Omega}{50 k\Omega} + 0 V \cdot \frac{10 k\Omega}{25 k\Omega} + 0 V \cdot \frac{10 k\Omega}{12,5 k\Omega} + 5 V \cdot \frac{10 k\Omega}{6,25 k\Omega})$$

$$U_{out} = -(1 V + 0 V + 0 V + 8 V) = -9 V$$

Via de waarheidstabel (Tabel 4-1) zie je dat dit overeenkomt met de betreffende digitale code 1001.

4.3.6 Verschilversterker

Een opamp kan geconfigureerd worden als een verschilversterker. Een verschilversterker is in feite een combinatie van een inverterende en niet-inverterende versterker in 1 opampconfiguratie. Figuur 4-34 geeft een voorbeeld van een verschilversterker.



Figuur 4-34: opamp als verschilversterker

De weerstanden R_1 en R_2 vormen een inverterende versterker als hetingangssignaal U_{in1} is. Voor het ingangssignaal U_{in2} vormen deze weerstanden een niet-inverterende versterker. De versterkingsfactor A_{u1} voor het signaal U_{in1} is gelijk aan:

$$A_{u1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{u2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Als alle weerstanden aan elkaar gelijk zijn is de versterkingsfactor A_{u1} gelijk aan -1 en de versterkingsfactor A_{u2} gelijk aan 2 . De uitgangsspanning U_{out} is dan gelijk aan:

$$U_{out} = -1 \cdot U_{in1} + 2 \cdot U_{in2}$$

Of:

$$U_{out} = 2 \cdot U_{in2} - U_{in1}$$

Bovenstaande vergelijking toont wel een verschilsignaal maar dit komt echter niet overeen met het gewenste verschilsignaal dat volgende vergelijking heeft:

$$U_{out} = U_{in2} - U_{in1}$$

Om dit gewenst verschilsignaal te bekomen moet de spanning U_{in2} gehalveerd worden. Dit wordt bekomen via de spanningsdelers die bestaat uit de weerstanden R_3 en R_4 . De ingangsspanning aan de niet-inverterende ingang van de opamp is dan gelijk aan:

$$U_{R4} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot U_{in2}$$

Als de weerstanden R_3 en R_4 aan elkaar gelijk zijn en de waarde R hebben:

$$U_{R4} = \frac{R}{R + R} \cdot U_{in2} = \frac{U_{in2}}{2}$$

Deze spanning U_{R4} wordt door de opampschakeling van figuur 4-34 twee keer versterkt waardoor uiteindelijk terug de spanningswaarde U_{in2} wordt bekomen. De schakeling levert hierdoor aan de uitgang de verschilspanning van de twee ingangssignalen.

4.3.6.1 Verschilversterker met een bepaalde versterking van het verschilsignaal

Je kan de verschilversterker ook een bepaalde versterkingsfactor meegeven. Deze kan je bekomen op volgt: je bepaalt de inverterende versterkingsfactor met de weerstanden R_1 en R_2 (zie figuur 4-34). Vervolgens stel je de weerstand R_3 gelijk aan R_1 en de weerstand R_4 gelijk aan R_2 .

Voorbeeld 4-8

Ontwerp een verschilversterker met opamp waarbij de spanningsversterking gelijk aan 8 is.

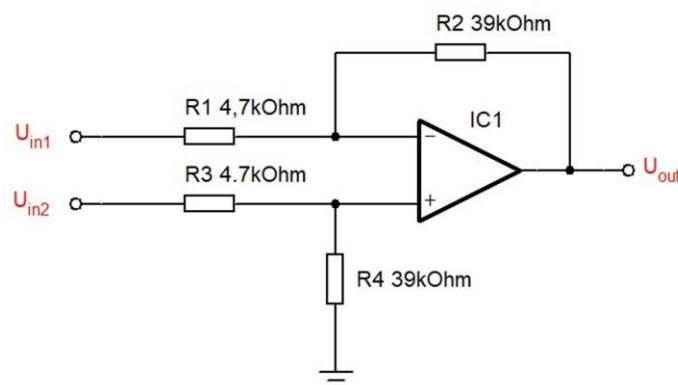
Oplossing:

We kiezen voor de weerstand R_2 de waarde $39 \text{ k}\Omega$. De weerstandswaarde R_1 is dan gelijk aan:

$$8 = -\frac{39 \text{ k}\Omega}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{39 \text{ k}\Omega}{8} = 4,875 \text{ k}\Omega$$

De dichtstbijzijnde weerstand in de E-12 reeks is $4,7 \text{ k}\Omega$.

Om de versterker te bouwen zijn de weerstanden $R_2 = R_4 = 39 \text{ k}\Omega$ en de weerstanden $R_1 = R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$. De schakeling is in figuur 4-vb07 weergegeven.



Figuur 4-vb07

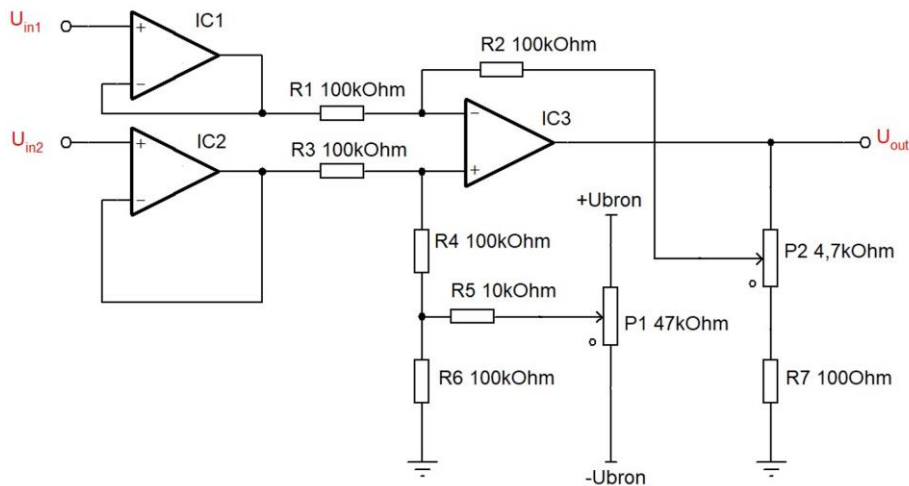
Ter controle bepalen we de inverterende en niet inverterende spanningsversterking:

$$A_{uin1} = -\frac{39 \text{ k}\Omega}{4.7 \text{ k}\Omega} = -8,3 \text{ en } A_{uin2} = \left(\frac{39 \text{ k}\Omega}{4.7 \text{ k}\Omega + 39 \text{ k}\Omega} \right) \cdot \left(1 + \frac{39 \text{ k}\Omega}{4.7 \text{ k}\Omega} \right) = 8,3$$

Merk op dat de versterking iets grote is dan 8 door het de afronding van R_1 en R_2

4.3.7 Verschilversterker met hoge ingangsimpedantie en nulpuntcorrectie

De figuur 4-35 toont een verschilversterkerschakeling met hoge ingangsimpedantie en nulpuntcorrectie. De hoge ingangsimpedantie wordt bekomen door spanningsvolgers te plaatsen voor de eigenlijke verschilversterker.



Figuur 4-35 : verschilversterker met hoge ingangsimpedantie en nulpuntcorrectie

De twee ingangen bestaan uit spanningsvolgers. Het voordeel van het plaatsen van spanningsvolgers is dat ze een zeer hoge ingangsimpedantie hebben en een zeer lage uitgangsimpedantie. De reden hiervoor is dat een spanningsvolger kan aanzien worden als een niet-inverterende versterker waarbij de terugkoppelweerstand een weerstandswaarde van 0Ω heeft en de andere weerstand naar massa toe een weerstandswaarde gelijk aan $\infty \Omega$. De rechtstreekse terugkoppeling van de uitgang naar de inverterende ingang resulteert in een gesloten lus versterking van 1. De ingangsimpedantie Z'_{in} van de versterker is gelijk aan:

$$Z'_{in} = Z_{in} \left(1 + A_{ol} \frac{R_{\infty \Omega}}{R_{0 \Omega} + R_{\infty \Omega}} \right)$$

Hierbij is Z_{in} de ingangsimpedantie van de opamp zelf en A_{ol} de open lus versterking van de opamp. Verder uitwerken levert :

$$Z'_{in} = Z_{in} \left(1 + A_{ol} \frac{1}{1 + \frac{R_{0 \Omega}}{R_{\infty \Omega}}} \right)$$

Dit levert uiteindelijk volgende ingangsimpedantie op:

$$Z'_{ui} = Z_{in} \cdot (1 + A_{ol})$$

Als de inwendige impedantie aan de ingang van een opamp $1 M\Omega$ bedraagt en de open lus versterking 100 000 dan is de van de schakeling in figuur 7-3 gelijk aan $100\,000 M\Omega$ of $100 G\Omega$.

Door spanningsvolgers aan de ingang van de schakeling te gebruiken vormt de schakeling op zich geen belasting op de voorgaande schakeling. De bias-regeling, gevormd door de weerstanden R_4, R_5, P_1 en P_2 , heeft dezelfde functie als bij opampschakelingen als versterker. Door beide ingangen

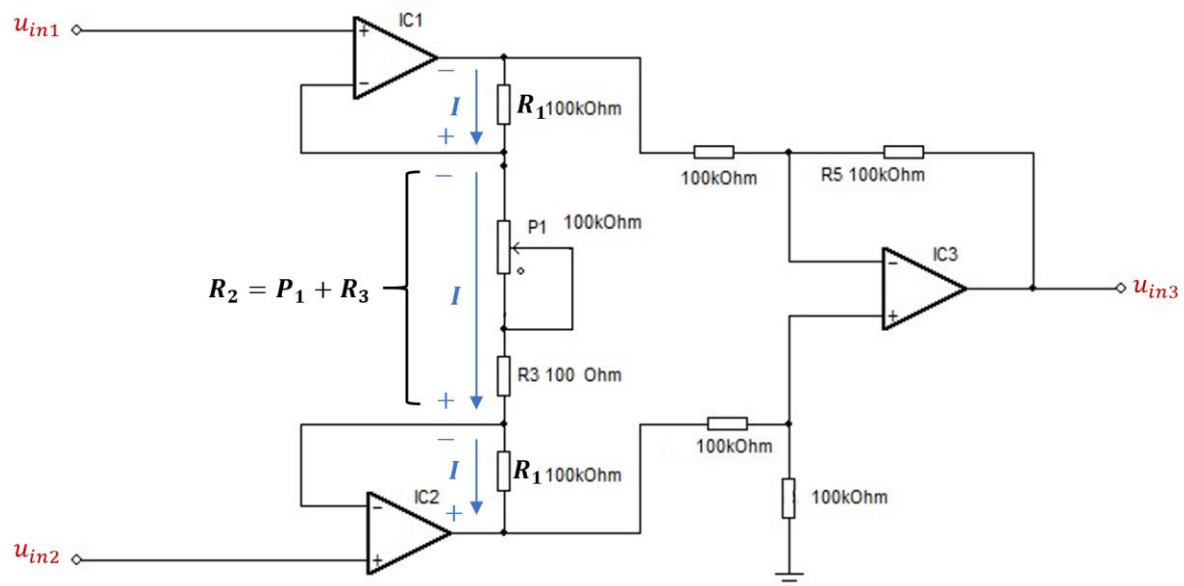
aan massa te leggen kan men via de potentiometer P_1 de uitgangsspanning zodanig afregelen dat deze 0 V is. Dit is vooral belangrijk bij kleineingangssignalen met een spanningsgrootte enkele microvolt of kleiner.

4.3.7.1 Instrumentatieversterker

Sensoren die fysische grootheden omzetten in een elektrisch signaal worden dikwijls in een brugschakeling geplaatst. Figuur 4-36 toont een principeschakeling hiervoor. Een verschilversterker die het verschilsignaal van een dergelijke brug versterkt moet aan volgende voorwaarden voldoen:

- De ingangsimpedantie moet voor beide ingangen gelijk en even groot zijn zodat de brugschakeling geen beïnvloeding ondervindt van de versterkerschakeling.
- De schakeling moet perfect symmetrisch zijn zodat minimale drift en optimale storingsonderdrukking wordt bekomen.

Een schakeling die hieraan voldoet is de zogenaamde instrumentatieversterker die in figuur 7-5 is weergegeven.



Figuur 4-36 : principeschakeling van een instrumentatieversterker

Stel dat deingangsspanning u_{in1} positiever is dan deingangsspanning u_{in2} . Dit betekent dat het uitgangssignaal van opamp IC2 het positiefst is en gelijk aan u_2 . Over de weerstanden met waarde R_1 staat een spanningsval gelijk aan de vermenigvuldiging van de stroom I met de weerstandswaarde R_1 . In formulevorm:

$$U_{R1} = I \times R_1$$

Eveneens is de spanning over de weerstand R_2 , die bestaat uit de serieschakeling van R_3 met P_1 , gelijk aan :

$$u_{R2} = I \times R_2$$

Door de hoge open lus versterking van $IC1$ en $IC2$ is de spanning op punt A (zie figuur 7-5) gelijk aan u_{in1} en deze op punt B gelijk aan u_{in2} . Om de spanningsversterking te kunnen bepalen kunnen we uit figuur 4-36 volgende vergelijkingen afleiden:

$$u_1 = u_A - I \times R_1 = u_{in1} - I \times R_1$$

$$u_2 = u_B + I \times R_1 = u_{in2} + I \times R_1$$

De spanning u_{uit} aan de uitgang van de schakeling is gelijk aan:

$$u_{uit} = u_2 - u_1$$

De u_1 en u_2 herschrijven in functie van u_{in1} en u_{in2} levert het volgende op:

$$u_{uit} = (u_{in2} + I \times R_1) - (u_{in1} - I \times R_1)$$

$$u_{uit} = u_{in2} + I \times R_1 - u_{in1} + I \times R_1$$

$$u_{uit} = u_{in2} - u_{in1} + 2(I \times R_1)$$

Uit figuur 7-5 kan je afleiden dat :

$$u_{R2} = u_B - u_A$$

$$u_{R2} = u_{in2} - u_{in1}$$

Vermits u_{R2} eveneens ook gelijk is aan:

$$u_{R2} = I \times R_2$$

Kan men schrijven:

$$I \times R_2 = u_{in2} - u_{in1}$$

Of:

$$I = \frac{u_{in2} - u_{in1}}{R_2}$$

Vervangen we I in de formule van de uitgangsspanning:

$$u_{uit} = u_{in2} - u_{in1} + 2\left(\frac{u_{in2} - u_{in1}}{R_2} \times R_1\right)$$

$$u_{uit} = (u_{in2} - u_{in1}) + 2 \frac{R_1}{R_2} (u_{in2} - u_{in1})$$

$$u_{uit} = (u_{in2} - u_{in1}) \times \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right)$$

De spanningsversterking A_u is gelijk aan:

$$A_u = \frac{u_{uit}}{u_{in2} - u_{in1}}$$

$$A_u = 1 + 2 \frac{R_1}{R_2}$$

De spanningsversterking van de instrumentatieversterker, weergegeven in figuur 4-36, is instelbaar via potentiometer P_1 . Op deze wijze wordt een regelbare versterker bekomen tussen volgende grenzen:

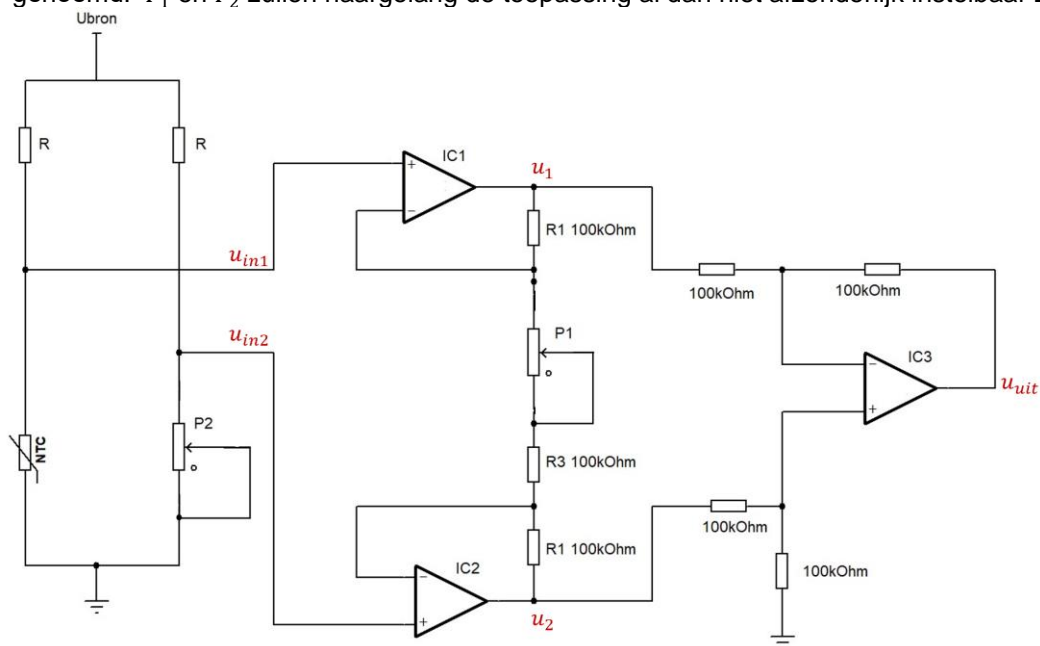
$$P_1 = \text{minimaal} = 0 \Omega \Rightarrow R_2 = 100 \Omega$$

$$A_u = 1 + 2 \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \Omega} = 2001$$

$$P_1 = \text{maximaal} = 100 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_2 = 100,100 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = 1 + 2 \frac{100 \text{ k}\Omega}{100,1 \text{ k}\Omega} \cong 3$$

Instrumentatieversterkers worden veel gebruikt. Daardoor zijn ze ook in IC-vorm te verkrijgen. Figuur 4-37 geeft een voorbeeld van gebruik van de instrumentatieversterker om het signaal van een brugschakeling te versterken. Het doel van de schakeling is een fysische grootte om te zetten met spanningswaarden tussen bijvoorbeeld 0 V en 10 V. Algemeen stelt men het onderste bereik voor als bijvoorbeeld F_1 en het bovenste bereik als F_2 . De afstand tussen F_1 en F_2 wordt dan het meetbereik of "range" genoemd. F_1 en F_2 zullen naargelang de toepassing al dan niet afzonderlijk instelbaar zijn.



Figuur 4-37 : voorbeeld van toepassing van instrumentatieversterker

