

Odisee

Elektronische signalen 2

Debbaut Patrik

2 EO/ ICT

€ 6,23



2 220139 983489

Editie 2015-2016

www.odisee.be

Elektronische signalen 2

Patrik Debbaut

Inhoudstabel

1 De ideale operationele versterker	P4
1.1 Inleiding	P4
1.2 Schemasymbool en aansluitingen	P5
1.3 Basiseigenschappen van een opamp	P6
1.3.1 Ideale opamp	P6
1.3.2 Praktische opamp	P7
2 Inverterende versterker	P9
2.1 Principeschema	P9
2.2 Vereenvoudigde studie	P9
2.2.1 Terugkoppeling - tegenkoppeling	P9
2.2.2 Virtuele massa	P9
2.2.3 Spanningsversterking	P10
2.2.4 Blokschema	P11
2.2.5 Ingangsweerstand en Uitgangsweerstand	P11
2.2.6 Transferkarakteristiek	P11
2.2.7 Asymmetrische voeding	P13
2.2.8 Voorbeeld	P14
3 Niet-inverterende versterker	P15
3.1 Principeschema	P15
3.2 Eigenschappen	P15
3.2.1 Spanningsversterking	P15
3.2.2 Ingangsweerstand en uitgangsweerstand	P16
3.2.3 Transferkarakteristiek	P16
3.3 Spanningsvolger	P17
3.4 Voeding	P18
3.4.1 Asymmetrische voeding	P18
3.4.1 Voedingssplitter	P19
3.5 Voorbeeld: fasesplitter	P19
4 Inverterende sommator	P21
4.1 Principeschema	P21
4.2 Berekening uitgangssignaal	P21
4.2.1 Algemeen	P21
4.2.2 Speciale gevallen	P22
4.2.3 Opmerkingen	P22
4.3 Toepassingen	P22
4.3.1 Audio-mengschakeling	P22
4.3.2 Stereo naar mono omvormer	P23

5 Verschilversterker	P24
5.1 Principeschema	P24
5.2 Berekening uitgangsspanning	P25
5.3 Eigenschappen	P26
5.4 Toepassingen	P26
5.4.1 Stroomsensor	P26
5.4.2 Storingsvrij signaaltransport	P27
6 Spanningscomparatoren	P28 P35
6.1 Inleiding	P35
6.2 Nuldoorgangsdetector	P35
6.3 Niveaudetector	P37
6.4 Toepassing Dot/Bar Graph Display	P38
6.5 Venstercomparator	P41
6.5.1 Principe	P41
6.5.2 Voorbeeld	P44
6.6 Schmitt-trigger	P45
6.6.1 Principe	P45
6.6.2 Inverterende Schmitt-trigger	P46
6.6.3 Niet-inverterende Schmitt-trigger	P49
6.6.4 Inverterende Schmitt-trigger met referentiespanning	P50
6.6.5 Niet inverterende Schmitt-trigger met referentiespanning	P51
6.6.6 Voorbeeld	P52
6.6.7 Schmitt-trigger als pulsvormer	P54
6.7 Praktische aspecten rond comparatoren	P56
6.7.1 Begrenzing en beveiliging	P56
6.7.2 Eigenschappen van comparator IC's	P58
7 Data conversie schakelingen	P60
7.1 Inleiding	P60
7.2 Bemonsteringstheorema van Nyquist-Shannon	P61
7.3 Laagdoorlaatfilter	P62
7.4 Sample-and-hold	P63
7.4.1 Werkingsprincipe	P63
7.4.2 Tracking gedurende sample-tijd	P64
7.4.3 Karakteristieke tijden	P64
7.4.4 Voorbeeld AD783 very high speed sample-and-hold amplifier	P65
7.5 Analoog-digitaal conversie	P66
7.5.1 Algemeen	P66
7.5.2 Flash ADC	P67
7.5.3 Dual-slope ADC	P69
7.5.4 Successive-Approximation ADC	P71
7.6 Digitaal-analoog conversie	P74
7.6.1 Algemeen	P74
7.6.2 Binair gewogen DAC	P74

7.6.3 R-2R ladder DAC	P76
10 7.7 ADC en DAC fouten	P79
7.7.1 Kwantisatieruis	P79
7.7.2 Overvoltage recovery time	P80
7.7.3 Offset- en gain fouten	P80
7.7.4 Lineariteitsfouten	P81
8 Praktische schakelingen	P82
8.1 Geluidsversterker voor actieve PC-luidsprekers	P82
8.2 Microfoon mixer	P85
8.3 Gestabiliseerde voeding	P87
8.4 Dubbele VU-meter	P91
8.5 Schemerschakelaar	P93
9 Oefeningen	P96
9.1 Opgaven	P96
9.2 Oplossingen oefeningen	P114
Bibliografie	P131
Bronvermelding	P133

1 De ideale operationele versterker

1.1 Inleiding

Vanwege zijn zeer interessante eigenschappen is de operationele versterker als moderne analoge bouwsteen nauwelijks nog weg te denken uit de hedendaagse elektronica. Omwille van zijn zeer grote versterking wordt de opamp (afkorting afkomstig van de Engelse benaming Operational Amplifier) vooral gebruikt in teruggekoppelde circuits waardoor de schakelingen quasi ideale eigenschappen krijgen. In principe is een operationele versterker een verschilversterker met een zeer grote differential-mode spanningsversterking en een zeer kleine common-mode spanningsversterking.

Enkele typische toepassingen:

- schakelingen met tegenkoppeling: versterkerschakelingen, elektronische regelaars;
- schakelingen met meekoppeling: multivibratoren, Schmitt triggers, oscillatoren;
- open lus schakelingen: spanningscomparatoren;
- interface schakelingen: bufferschakelingen, niveau-aanpassing, line drivers;
- actieve filters: laagdoorlaat, hoogdoorlaat, bandsper, bandpass;
- speciale schakelingen: logaritmische versterkers, precisie gelijkrichters, timers...

Historiek

De eerste operationele versterkers waren uitgevoerd met elektronenbuizen (foto 1.1).

Vervolgens kwamen de opamps in modulevorm (foto 1.2 en 1.3)

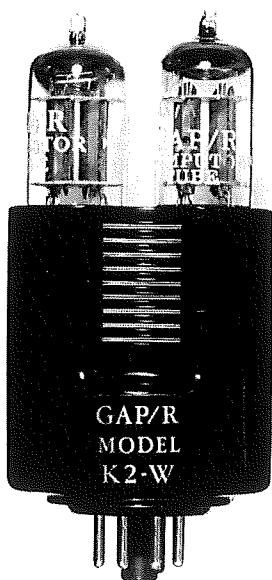


Foto 1.1: GAP/R's K2-W vacuum-tube op-amp 1953 (Analog Devices, 2005)

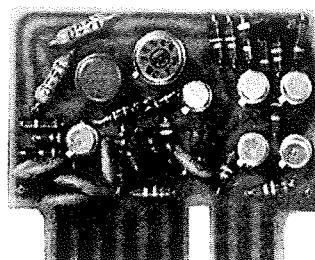


Foto 1.2: GAP/R's model P45 solid-state, discrete op-amp 1961 (Analog Devices, 2005)

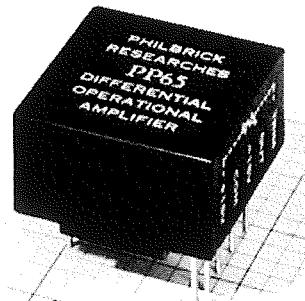


Foto 1.3: GAP/R's model PP65 solid-state op-amp potted module 1962 (Analog Devices, 2005)

Daarna verschenen de hybride opamps (foto 1.4) en nadien de monolytische geïntegreerde schakelingen (foto 1.5).

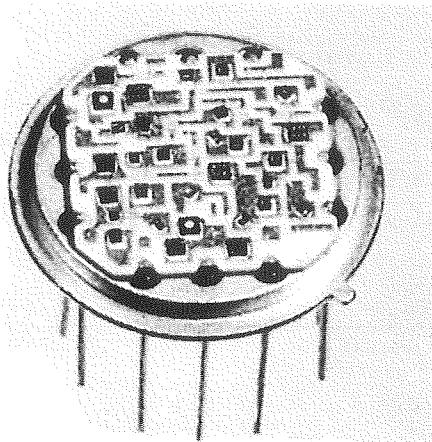


Foto 1.4: ADI's HOS-050: high speed hybrid IC op-amp 1979 (Analog Devices, 2005)

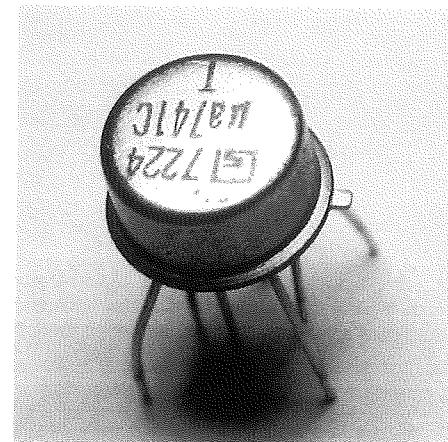


Foto 1.5: Signetics μa741 operational amplifier (wikipedia.org, 2015)

Vandaag worden vooral opamp-IC's in DIL (dual in line, foto 1.6) en SMD (surface mounted devices, foto 1.7) gebruikt. Deze laatste zijn vooral interessant wanneer er een hoge mate van miniaturisatie vereist wordt.

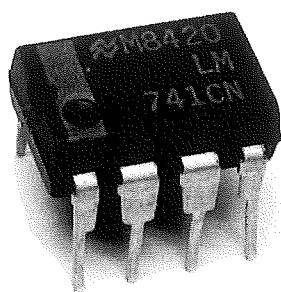


Foto 1.6: DIL (wikipedia.org, 2015)

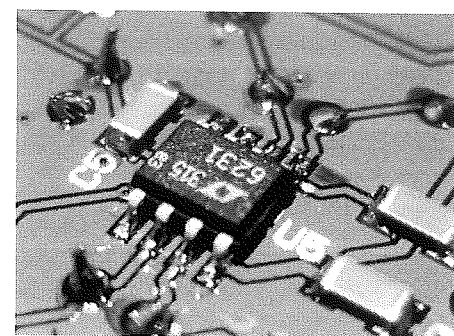


Foto 1.7: SMD opamp (openradio.net, 2015)

Wanneer een opamp behoorlijk wat vermogen moet kunnen leveren, zoals bijvoorbeeld bij een audio-versterker, dan wordt er dikwijls een vermogen-opamp gebruikt. Door de hoge vermogendissipatie kunnen deze opamps vrij warm worden. Om de warmte af te kunnen voeren worden deze componenten meestal op een koelelement gemonteerd (zie fig.1.8).

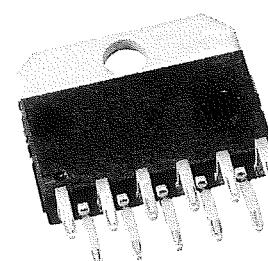
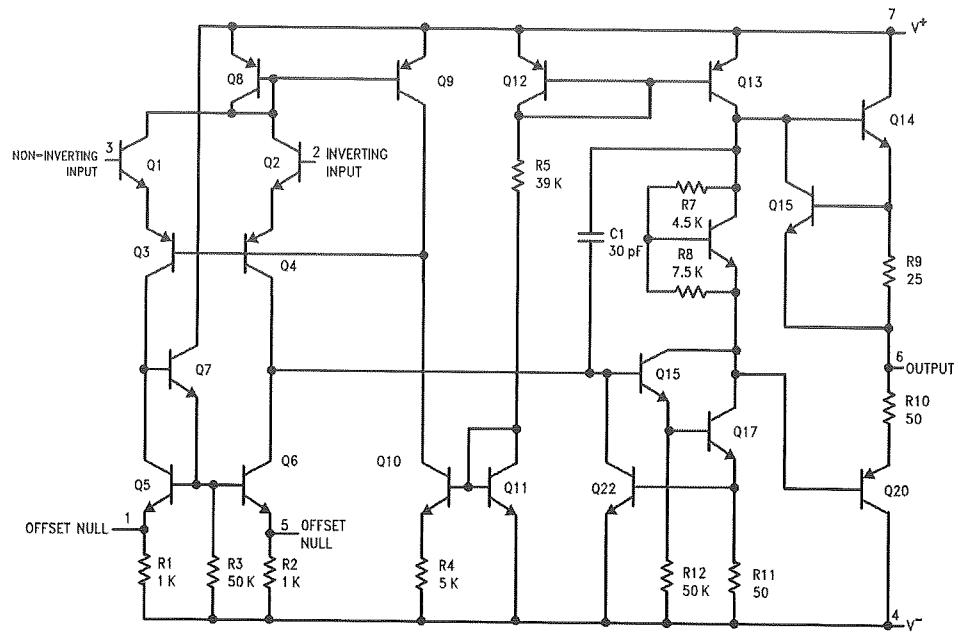


Foto 1.8: power opamp (digkey.com, 2015)

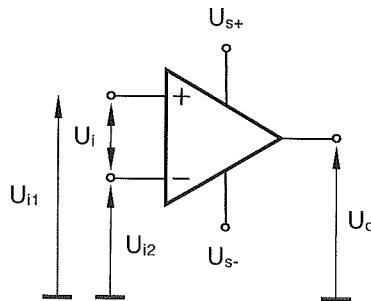
De inwendige opbouw van een opamp is behoorlijk ingewikkeld. Deze bestaat voornamelijk uit bipolaire differentieel-versterkers, stroomspiegels en verschillende versterkertrappen.

Ter illustratie vind je het principeschema van een type LM741 in fig.1.1.



Figuur 1.1: inwendig schema LM741 (Texas Instruments, 2015)

1.2 Schemasymbool en aansluitingen



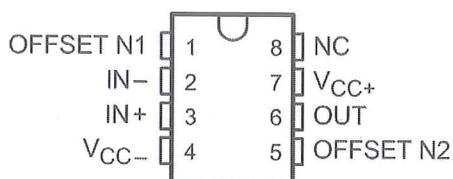
Figuur 1.2: aansluitingen

- : inverterende ingang (*inverting input*)
- + : niet-inverterende ingang (*noninverting input*)
- U_{s+}: positieve voedingsspanning (*positive power supply voltage*)
- U_{s-}: negatieve voedingsspanning (*negative power supply voltage*)
- U_{i1}: ingangsspanning niet-inverterende ingang (*input voltage noninverting input*)
- U_{i2}: ingangsspanning inverterende ingang (*input voltage inverting input*)
- U_i : ingangsspanning (*input voltage*)
- U_o : uitgangsspanning (*output voltage*)

De uitgang van de opamp is in fase met de niet-inverterende ingang en in tegenfase met de inverterende ingang.

Een opamp wordt meestal symmetrisch gevoed met een U_{S+} en U_{S-} (bijv. +15V en -15V), alhoewel asymmetrische voeding ook mogelijk is. Om de principeschema's niet te overladen worden de voedingsleidingen dikwijls niet getekend.

De aansluitingen van een opamp van het type LM741 zien er als volgt uit:



Figuur 1.3: pinning LM741 (Texas Instruments, 2015)

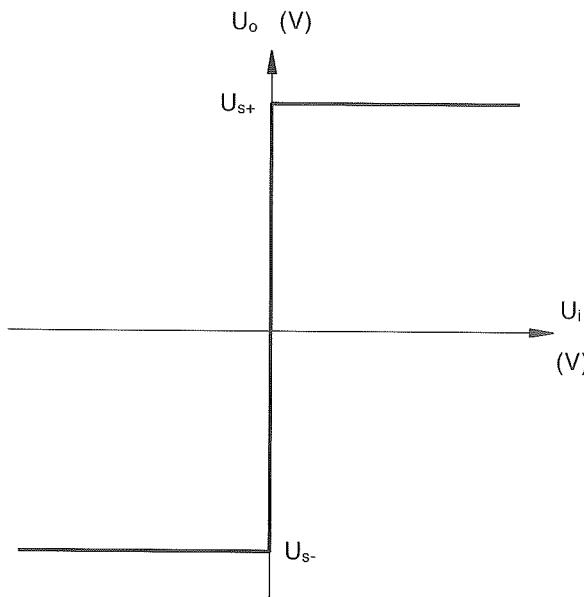
1.3 Basiseigenschappen van een opamp

1.3.1 Ideale opamp

- spanningsversterking (*open-loop differential voltage amplification*) $A_{uo} : \infty$
- ingangsweerstand (*input resistance*) $R_i : \infty \Omega$
- ingangsstroom (*input current*) $I_i : 0 \text{ A}$
- uitgangsweerstand (*output resistance*) $R_o : 0 \Omega$
- bandbreedte (*bandwidth*) $f_u : \infty \text{ Hz}$
- snelheid (*slew rate*) SR: $\infty \text{ V/s}$
- maximale uitgangsspanning: gelijk aan de voedingsspanning U_{S+} of U_{S-}
- geen drift t.g.v. temperatuurswijzigingen
- eigen ruis: geen
- versterkt alleen de verschilspanning U_i

Transferkarakteristiek

De transferkarakteristiek van een schakeling geeft algemeen het verband weer tussen het ingangssignaal en het uitgangssignaal. Dit gebeurt grafisch door een X/Y-voorstelling waarbij men het ingangssignaal in de X-richting en het uitgangssignaal in de Y-richting tekent. Bij een operationele versterker is dit de uitgangsspanning U_o i.f.v. de ingangsspanning U_i (zie figuur 1.4). Bij een ideale operationele versterker zijn er door de oneindige versterking maar twee mogelijke uitgangsspanningen namelijk de positieve- of de negatieve voedingsspanning. Een opamp zonder extra componenten gedraagt zich dus eigenlijk als een schakelaar. Deze groep van toepassingen noemt met de spanningscomparatoren. Het wordt meteen ook duidelijk dat men op deze manier geen versterkers kan bouwen. Om een versterker te bekomen zal men gebruik maken van terugkoppeling (*feedback*). Bij terugkoppeling gaat men een deel van het uitgangssignaal terugvoeren naar de ingang.



Figuur 1.4: transferkarakteristiek ideale opamp

1.3.2 Praktische opamp

Om een idee te geven van de belangrijkste specificaties van een praktische opamp worden deze van een opamp van het type LM741 hierna gegeven. Deze gegevens zijn terug te vinden op de databladen (*datasheets*) die gepubliceerd worden door de opamp-producenten.

- spanningsversterking (*open-loop differential voltage amplification*) A_{uo} : 200V/mV
- ingangsweerstand (*input resistance*) R_i : 2MΩ
- uitgangsweerstand (*output resistance*) R_o : 75Ω
- bandbreedte (*bandwidth*) f_u : 5Hz
- snelheid (*slew rate*) SR: 0.5V/μs

Transferkarakteristiek

Op figuur 1.5 zien we de transferkarakteristiek van een willekeurige praktische opamp. De spanningsversterking A_{uo} , ook wel open-lusversterking genoemd is niets anders dan de verhouding van de uitgangsspanning op de ingangsspanning.

$$A_{uo} = \frac{U_o}{U_i}$$

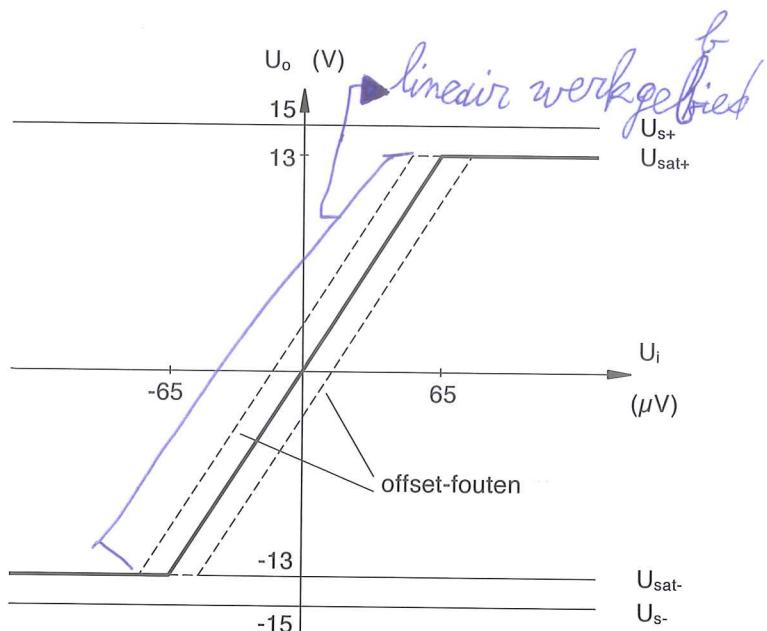
Vergelijking 1.1: open-lusversterking

of nog:

$$U_o = A_{uo} \cdot U_i$$

Vergelijking 1.2: U_o i.f.v. U_i

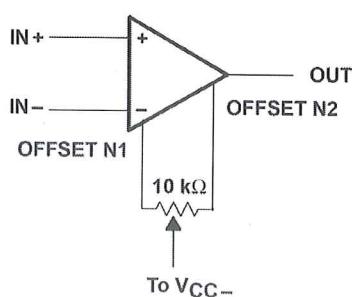
Dit is een lineair verband. De grafische voorstelling hiervan in een orthogonaal assenstelsel is een rechte door de oorsprong.



Rail-to-rail opamp: $U_{sat} \approx U_s$

Figuur 1.5: transferkarakteristiek praktische opamp

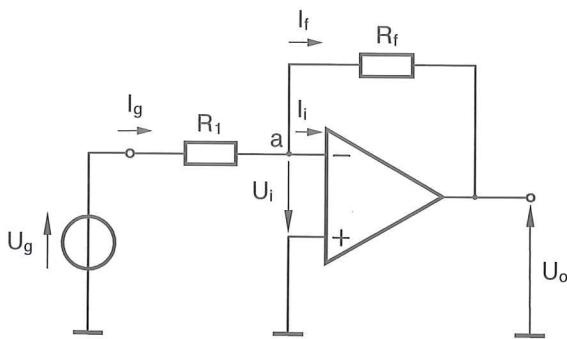
De schuine lijn stelt het lineaire werkgebied voor. Hoe steiler de helling hoe groter de versterking. Bij een praktische opamp kan de uitgangsspanning door inwendige spanningsverliezen de voedingsspanning niet bereiken. De maximale uitgangsspanning wordt begrensd door de zogenaamde saturatiespanningen U_{sat+} en U_{sat-} . Vooral bij kleine voedingsspanningen vormen deze saturatiegrenzen mogelijk een probleem om een voldoende groot uitgangssignaal mogelijk te maken. Om dit probleem op te lossen is er een speciaal soort opamps op de markt verschenen, de zogenaamde rail-to-rail opamps. Bij een rail-to-rail opamp liggen de saturatiespanningen U_{sat+} en U_{sat-} zeer dicht (soms enkele mV) bij de aangelegde voedingsspanningen U_s+ en U_s- . Bij een ideale opamp is de uitgangsspanning 0V wanneer de ingangsspanning $U_i = 0V$. Doet men dezelfde test bij een praktische opamp dan kan er wel degelijk een uitgangsspanning ontstaan bij een ingang = 0V. In dat geval loopt de transferkarakteristiek niet door de oorsprong (zie stippellijnen). Men noemt dit offset-fouten. Soms zijn deze fouten accepteerbaar wanneer er geen grote precisie vereist wordt. Vereist de toepassing wel een hoge mate van nauwkeurigheid dan moet de offset-fout wegwerken worden. In dat geval wordt er een offset-compensatie toegepast. Heel wat opamp-IC's zijn daarom van offset null klemmen voorzien. Hoe je deze moet gebruiken kan je opzoeken in de datasheets van de opamp. Zijn deze klemmen niet aanwezig dan kan men nog altijd een externe offset-compensatie toepassen.



Figuur 1.6: offset-compensatie LM741
(Texas Instruments, 2015)

2 Inverterende versterker

2.1 Principeschema



Figuur 2.1: inverterende versterker

Opmerking: om het schema niet te overladen worden de aansluitingen van de voedingsspanningen U_{s+} en U_{s-} meestal niet getekend.

2.2 Vereenvoudigde studie

Bij de vereenvoudigde studie van de basisschakelingen zal men gebruik maken van de eigenschappen van de ideale opamp. Dit heeft als nadeel dat de bekomen resultaten niet academisch juist zijn maar het grote voordeel is dat men zeer eenvoudige formules bekomt die in de praktijk zeer goed blijken te voldoen.

2.2.1 Terugkoppeling - tegenkoppeling

Bij de inverterende versterker (*inverting amplifier*) wordt via de weerstand R_f een gedeelte van de uitgangsspanning teruggevoerd naar de inverterende ingang van de opamp. Dit noemt men terugkoppeling (*feedback*). De "f" staat voor feedback in de benaming van de terugkoppelweerstand. Neemt men bij wijze van voorbeeld aan dat om de één of andere reden de uitgangsspanning U_o zou stijgen, dan wordt deze stijging doorgegeven naar de inverterende ingang van de opamp. Als de inverterende ingang stijgt dan zal de uitgangsspanning U_o dalen omdat de uitgang in tegenfase is met de (-) ingang. De neiging tot stijging van de uitgangsspanning wordt dus tegengewerkt door de terugkoppeling. Zo'n type terugkoppeling noemt men tegenkoppeling (*negative feedback*).

2.2.2 Virtuele massa

Uit vergelijking 1.1 kan men gemakkelijk de ingangsspanning afleiden:

$$U_i = \frac{U_o}{A_{uo}} = \frac{U_o}{\infty} = 0V$$

Vergelijking 2.1

De spanning op de inverterende ingang (punt a) is altijd 0V. Of m.a.w. er staat geen spanning over de opamp-ingangen ($U_i=0V$). Aangezien de niet-inverterende ingang met de massa verbonden is moet het punt a ook op massapotentiaal staan. Vandaar dat men het punt a een "virtuele massa" noemt.

2.2.3 Spanningsversterking

In het knooppunt a geldt de wet van Kirchhoff:

$$\boxed{\sum I = 0}$$

Vergelijking 2.2

Of: de algebraïsche som van alle stromen in een knooppunt = 0. Dit kan men ook vertalen naar: in een willekeurig knooppunt is de som van alle stromen die toekomen gelijk aan de som van alle stromen die vertrekken.

Wanneer we dit hier toepassen dan krijgen we:

$$I_g = I_i + I_f$$

Vergelijking 2.3

T.g.v. de oneindig grote ingangsweerstand van de opamp is $I_i = 0$ waardoor:

$$I_g = I_f$$

Vergelijking 2.4

Invullen van I_g en I_f geeft:

$$\frac{U_g}{R_1} = -\frac{U_o}{R_f}$$

Vergelijking 2.5

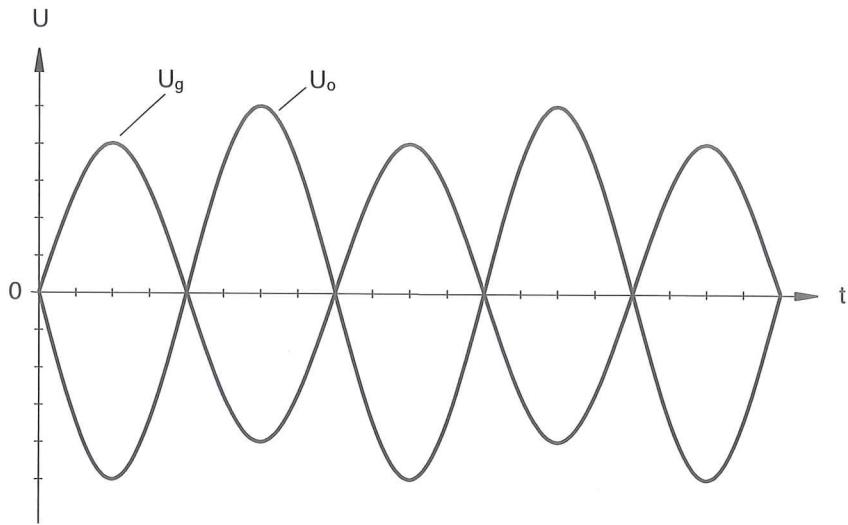
Spanningsversterking A_{uf} van de schakeling:

$$\boxed{A_{uf} = \frac{U_o}{U_g} = -\frac{R_f}{R_1}}$$

Vergelijking 2.6: spanningsversterking A_{uf}

Opmerkingen

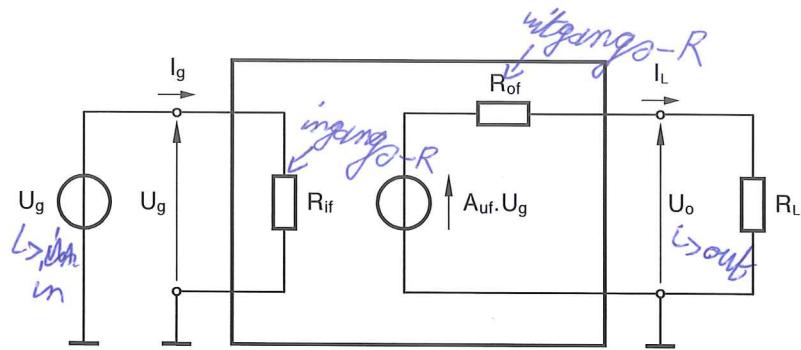
- Het signaal wordt geïnverteerd.
- De spanningsversterking wordt uitsluitend bepaald door de weerstanden R_f en R_1 .
- De versterking is dezelfde voor AC als voor DC. Op figuur 2.2 is duidelijk te zien hoe de ingangs- en de uitgangsspanning in tegenfase zijn bij sinusoïdaal bedrijf.



Figuur 2.2: U_o en U_g in tegenfase

2.2.4 Blokschema

Men kan een versterker modelleren volgens het algemeen blokschema van figuur 2.3. Hierbij stelt A_{uf} de spanningsversterking, R_{if} de ingangsweerstand en R_{of} de uitgangsweerstand van de totale versterkerschakeling voor.



Figuur 2.3: blokschema versterker

2.2.5 Ingangsweerstand en uitgangsweerstand

De weerstandswaarde waarmee een opamp-schakeling een vorige trap belast noemen we de ingangsweerstand R_{if} . Per definitie is de ingangsweerstand de verhouding van de ingangsspanning op de ingangsstroom:

$$R_{if} = \frac{U_g}{I_g} = \frac{U_g}{\frac{U_g}{R_1}} \quad \text{Vergelijking 2.7}$$

$$R_{if} = R_1$$

Vergelijking 2.8: ingangsweerstand inverterende versterker

↳ In de praktijk: let op dat R_1 niet te klein/groot is

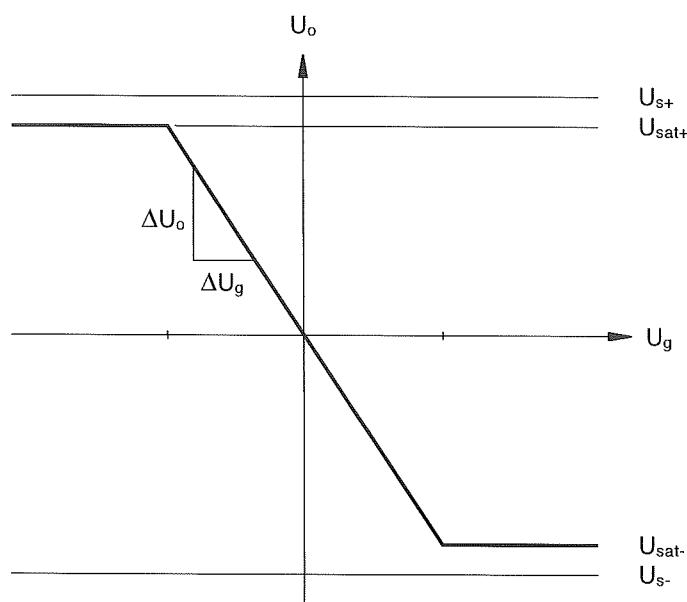
Ondanks het feit dat een ideale opamp een ∞ grote ingangsweerstand heeft belast een inverterende versterker de vorige trap met de weerstandswaarde van R_1 , wat in bepaalde gevallen nadelig kan zijn.

Bij belasting veroorzaakt de belastingsstroom I_L een inwendige spanningsval over de uitgangsweerstand R_L . Bij een ideale opamp wordt deze vermeende spanningsdaling volledig gecompenseerd door het mechanisme van de tegenkoppeling. M.a.w. de uitgangsspanning is onafhankelijk van de belastingsstroom wat resulteert in een uitgangsweerstand gelijk aan 0.

$$R_{of} = 0$$

Vergelijking 2.9: uitgangsweerstand inverterende versterker

2.2.6 Transferkarakteristiek



Figuur 2.4: transferkarakteristiek inverterende versterker

Statische versterking

Neemt men in een bepaald punt op de grafiek de verhouding van U_o op U_g dan bekomt men de DC-versterking of statische versterking.

$$A_{UF} = \frac{U_o}{U_g}$$

Vergelijking 2.10: statische versterking

Dynamische versterking

Wanneer men echter een variatie van de ingangsspanning ΔU_g beschouwd dan veroorzaakt deze een variatie van de uitgangsspanning ΔU_o . De verhouding $\Delta U_o / \Delta U_g$ noemt men de dynamische versterking of AC-versterking.

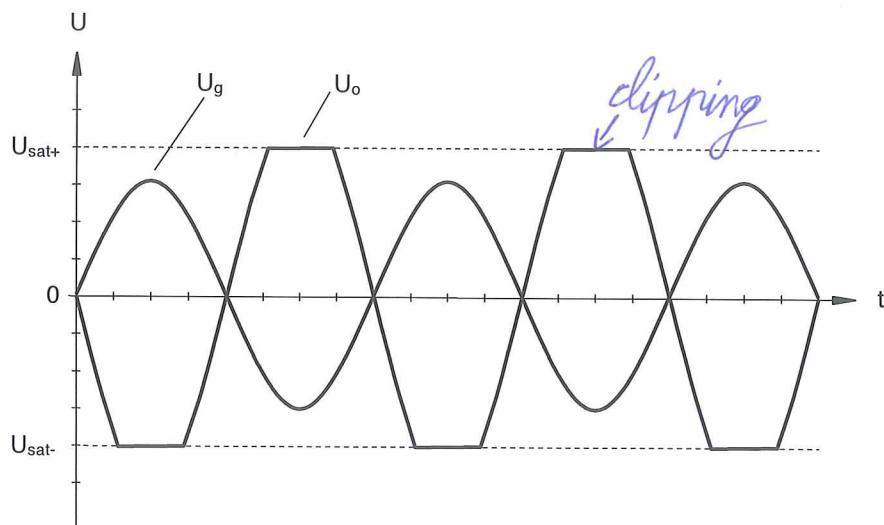
In het lineaire werkgebied zijn de statische- en dynamische versterking gelijk.

$$A_{uf} = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_g}$$

Vergelijking 2.11: dynamische versterking

Oversturing

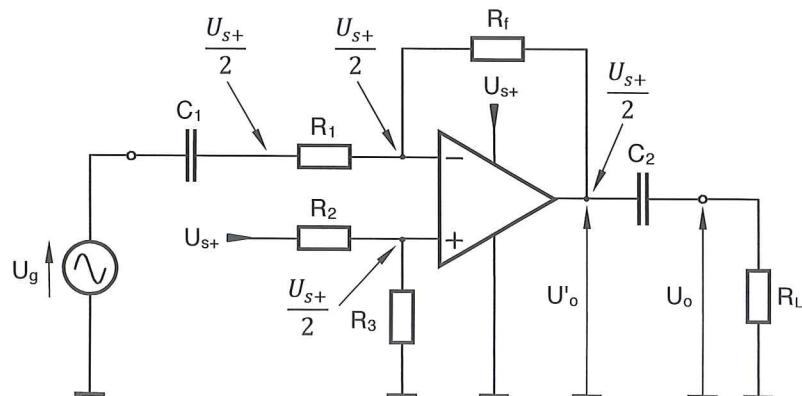
Zolang de uitgangsspanning binnen het lineaire werkgebied blijft is de versterking constant R_f/R_1 . In dit gebied is de uitgang een geïnverteerde kopie op schaal van de ingang. Gaat men buiten het lineaire werkgebied dan zal de opamp satureren en treedt er oversturing (*clipping*) op (figuur 2.5).



Figuur 2.5: oversturing

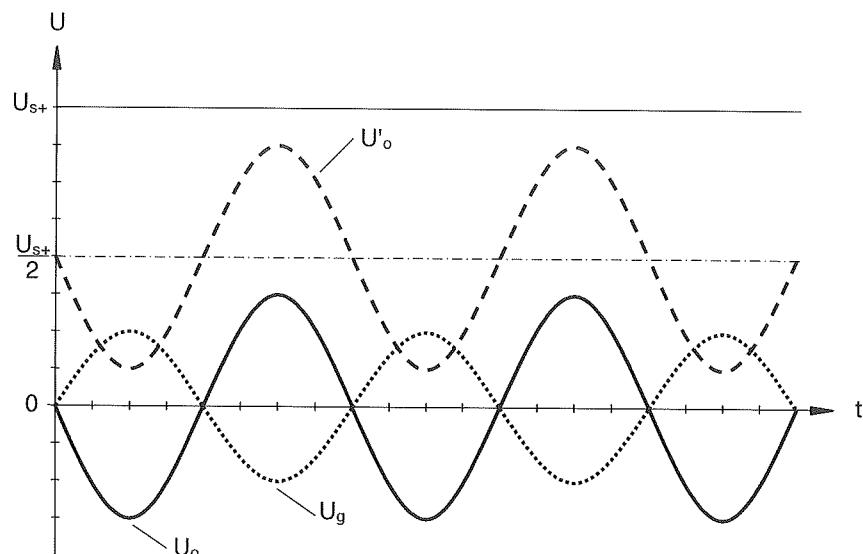
2.2.7 Asymmetrische voeding

Omwille van de lagere kostprijs kan het interessant zijn om een inverterende versterker van een enkelvoudige voeding te voorzien. In dat geval kan men de volgende aanpassingen aanbrengen:



Figuur 2.6: inverterende versterker met asymmetrische voeding

Kiest men $R_2=R_3$ dan staat de halve voedingsspanning op de (+) klem van de opamp. Aangezien $U_i=0V$ zal de (-) klem ook op $U_{s+}/2$ staan. De condensatoren C_1 en C_2 vormen een open keten voor DC zodat er geen gelijkstroom door R_1 , R_L en de generator kan vloeien. Er kan dus geen gelijkspanning over R_1 , R_f , R_L en de generator staan. De ingangsklemmen en de uitgang van de opamp staan op halve voedingsspanning $U_{s+}/2$. De waarden van C_1 en C_2 worden zo gekozen dat ze op de laagst voorkomende frequentie een verwaarloosbaar kleine impedantie vormen. Bij een sinusoïdaal ingangssignaal U_g zien de signalen er uit zoals weergegeven op figuur 2.7.

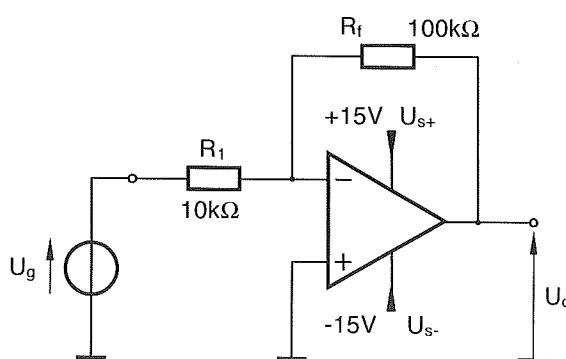


Figuur 2.7: signalen bij asymmetrische voeding

2.2.8 Voorbeeld

Ontwerp een inverterende versterker met een ideale opamp met de volgende specificaties:

- spanningsversterking: 10x
- ingangsweerstand: $10k\Omega$
- symmetrische voeding van +15V en -15V



Figuur 2.8: oplossing

$$R_{if} = R_1 = 10k\Omega$$

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_g} = -\frac{R_f}{R_1}$$

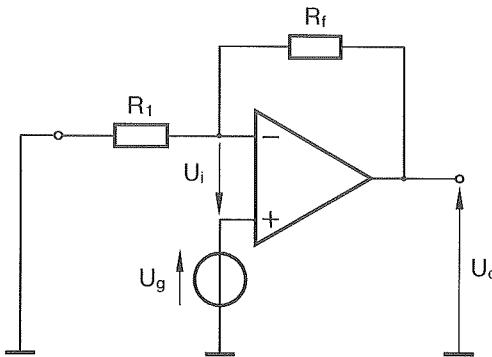
$$R_f = -A_{uo} \cdot R_1$$

$$R_f = -(-10) \cdot 10k\Omega$$

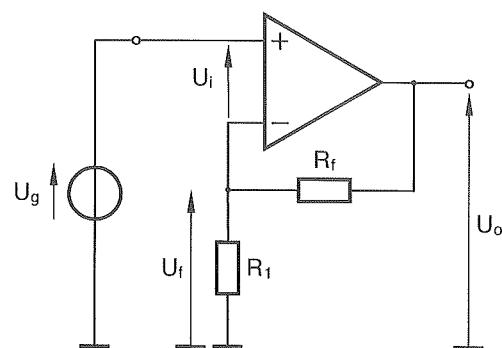
$$R_f = 100k\Omega$$

3 Niet-inverterende versterker

3.1 Principeschema



Figuur 3.1: niet-inverterende versterker



Figuur 3.2: niet-inverterende versterker

Figuur 3.1 en 3.2 stellen beiden dezelfde niet-inverterende versterker (*noninverting amplifier*) voor. De uitvoering volgens figuur 3.1 vertoont een sterke gelijkenis met het principeschema van een inverterende versterker. Opgelet voor verwarring!

3.2 Eigenschappen

3.2.1 Spanningsversterking

Ook hier is eenvoudig vast te stellen dat er tegenkoppeling toegepast wordt. Wanneer men aanneemt dat bijvoorbeeld de uitgangsspanning U_o zou dalen dan wordt deze daling, via de spanningsdeler gevormd door de weerstanden R_f en R_1 , onmiddellijk (op schaal) doorgegeven naar de inverterende ingang van de opamp (U_f daalt). Een daling van de (-) ingang van de opamp resulteert in een spanningsstijging aan de uitgang. De spanningsdaling wordt tegengewerkt door de tegenkoppeling.

Bij een ideale operationele versterker is de spanning tussen de (+) klem en de (-) klem steeds oneindig klein (oneindige spanningsversterking A_{uo}).

$$U_i = 0$$

Tevens is: $U_g = U_i + U_f = U_f$

Anderzijds is: $U_f = U_o \frac{R_1}{R_1 + R_f} = U_g$

Of: $U_o = U_g \frac{R_1 + R_f}{R_1}$

Spanningsversterking A_{uf} van de schakeling:

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_g} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

Vergelijking 3.1: spanningsversterking A_{uf}
niet-inverterende versterker

We merken op de uitgangsspanning U_o dezelfde fase heeft als als de ingangsspanning U_g .

3.2.2 Ingangsweerstand en uitgangsweerstand

De ingangsweerstand R_{if} van de schakeling is de verhouding van de ingangsspanning op de ingangsstroom:

$$R_{if} = \frac{U_g}{I_g} = \frac{U_g}{I_i}$$

De ingangsstroom I_i van een ideale opamp is 0 waardoor de waarde van de ingangsweerstand ∞ wordt.

$$R_{if} = \infty$$

Vergelijking 3.2: ingangsweerstand niet-inverterende versterker

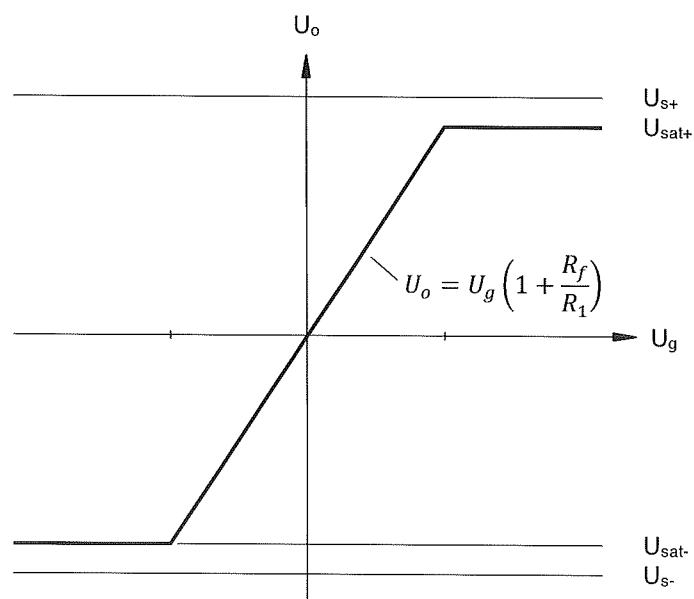
M.a.w. bij een niet-inverterende versterker wordt het ingangssignaal U_g niet belast.

Ook bij deze versterker zal de belastingsstroom I_L geen effect hebben op de uitgangsspanning. De tegenkoppeling zal een eventuele daling van de uitgangsspanning volledig compenseren. Dit betekent dat de schakeling een uitgangsweerstand R_{of} van 0Ω bezit.

$$R_{of} = 0$$

Vergelijking 3.3: uitgangsweerstand niet-inverterende versterker

3.2.3 Transferkarakteristiek



Figuur 3.3: transferkarakteristiek niet-inverterende versterker

3.3 Spanningsvolger

De opamp-spanningsvolger (*voltage-follower*) is een speciaal geval van een niet-inverterende versterker. Wanneer de weerstand R_1 weggelaten wordt (open keten, ∞ groot) bekomt men het volgende:

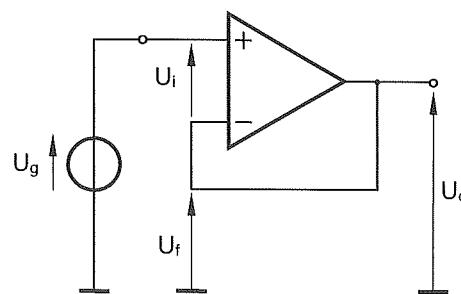
$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_g} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_f}{\infty} = 1$$

$$A_{uf} = 1$$

Vergelijking 3.4: spanningsversterking spanningsvolger

Zolang R_f een eindige waarde heeft, speelt zijn grootte geen rol. We kunnen dus net zo goed 0Ω nemen.



Figuur 3.4: spanningsvolger

Naar analogie met de niet-inverterende versterker bekomt men de volgende eigenschappen:

Ingangsweerstand:

$$R_{if} = \infty$$

Vergelijking 3.5: ingangsweerstand spanningsvolger

Uitgangsweerstand:

$$R_{of} = 0$$

Vergelijking 3.6: uitgangsweerstand spanningsvolger

Fase:

$$U_o \text{ in fase met } U_g$$

Vergelijking 3.7: fase spanningsvolger

Het uitgangssignaal is m.a.w. een kopie schaal 1/1 van het ingangssignaal.

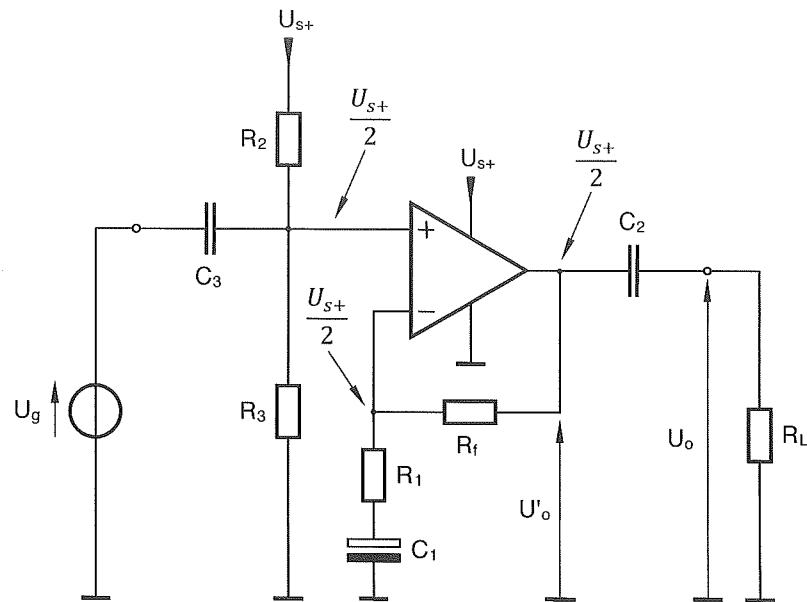
Buffertrap

Door deze eigenschappen is de spanningsvolger een ideale buffertrap. Men kan hiermee een signaal oppikken zonder dat de bron dit voelt. Het signaal wordt niet beïnvloed. Op de bufferuitgang is een exacte kopie van het ingangssignaal beschikbaar. Dit signaal kan zonder problemen belast worden.

3.4 Voeding

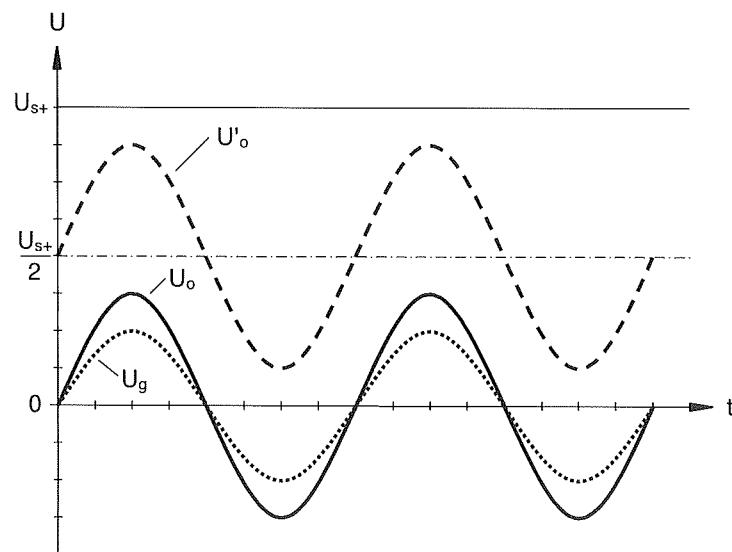
3.4.1 Asymmetrische voeding

De niet-inverterende versterker kan op de volgende manier aangepast worden naar een enkelvoudige voeding.



Figuur 3.5: Niet-inverterende versterker met asymmetrische voeding

Kiest men $R_2=R_3$ dan staat de (+) klem van de opamp op de halve voedingsspanning. De condensatoren C_1 , C_2 en C_3 worden zo gekozen dat hun impedantie verwaarloosbaar klein is voor de laagst voorkomende frequentie.



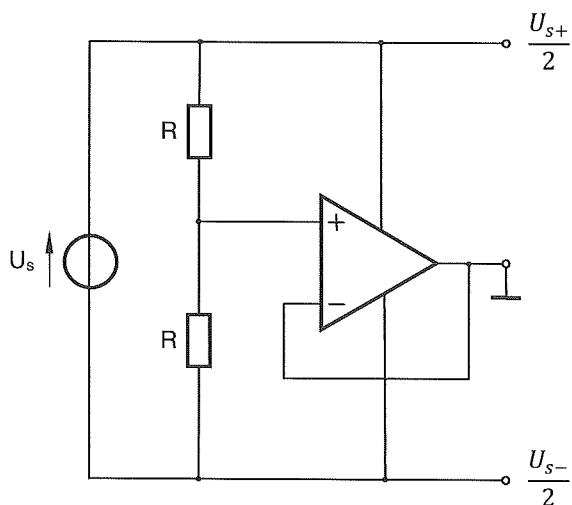
Figuur 3.6: signaalverloop niet-inverterende versterker met asymmetrische voeding

De condensatoren vormen een kortsluiting voor AC maar een open keten voor DC. Zowel de (+) klem, de (-) klem als de uitgang van de opamp komen op de halve voedingsspanning te staan. C_2 blokkeert de gelijkstroom naar de belasting en C_3 de gelijkstroom naar de generator. C_1 zorgt er voor dat er geen gelijkstroom door R_1 en R_f kan vloeien.

Een mogelijk nadeel van deze schakeling is dat de ingangsweerstand R_{if} van de schakeling verkleind wordt tot de parallelenschakeling $R_2//R_3$.

3.4.2 Voedingssplitter

Een andere mogelijkheid voor het enkelvoudig voeden van een opamp-schakeling is gebruik maken van een voedingssplitter. Het voordeel van deze methode is dat er geen condensatoren nodig zijn. Deze methode is enkel bruikbaar wanneer de bron U_s zwevend is opgesteld t.o.v. de massa (bijvoorbeeld bij batterijvoeding).

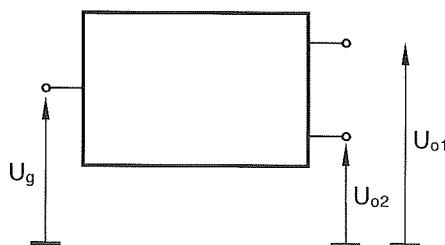


Figuur 3.7: voedingssplitter

3.5 Voorbeeld

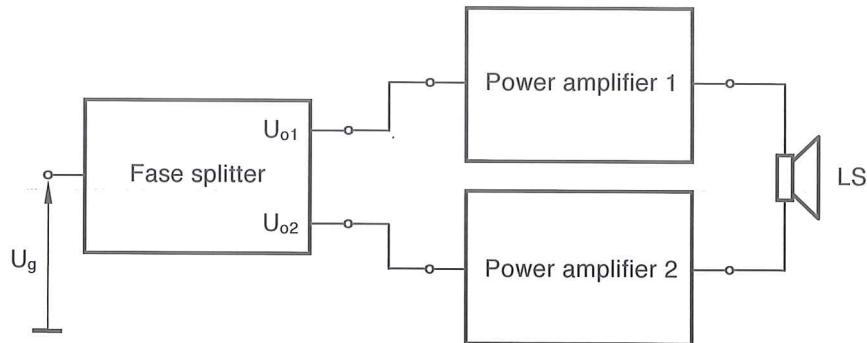
Ontwerp een fasesplitter uitgevoerd met ideale opamps met de volgende specificaties:

- spanningsversterking voor elke uitgang = 1
- ingangsweerstand = $10\text{k}\Omega$
- uitgangsweerstand voor elke uitgang = 0Ω



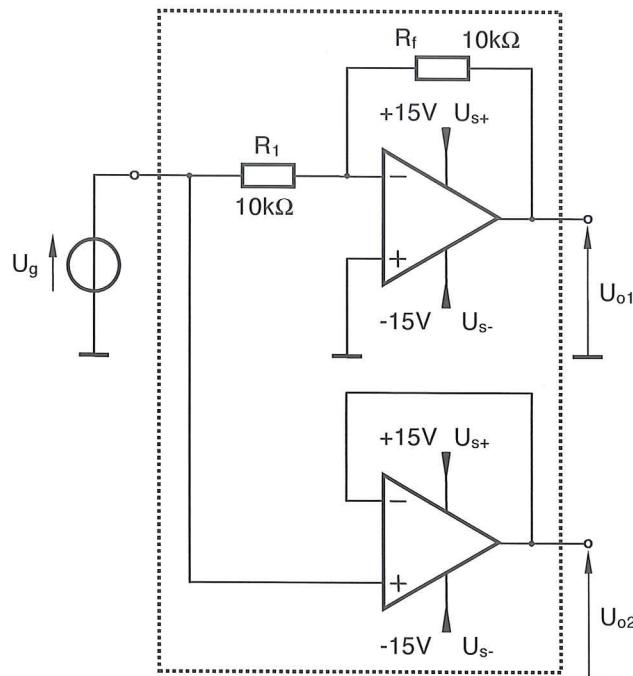
Figuur 3.8: principe fasesplitter

Een fasesplitter is een schakeling met één ingang en twee uitgangen. De ene uitgang levert gebufferd het oorspronkelijke ingangssignaal x_1 en de andere uitgang x_1 en geïnverteerd. Dergelijke schakelingen worden gebruikt om geluidsversterkers "in brug" te schakelen. Brugschakelingen van geluidsversterkers hebben als grote voordeel het grote leverbare vermogen bij een beperkte voedingsspanning. (\propto meer vermogen)



Figuur 3.9: brugschakeling geluidsversterkers

Volgende opampschakeling voldoet aan de gestelde eisen:

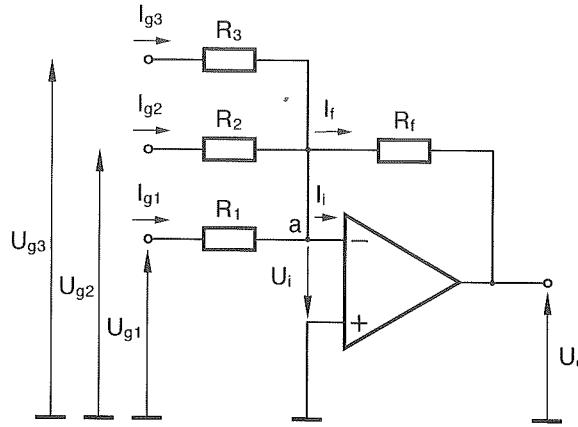


Figuur 3.10: fasesplitter

De bovenste opamp is geschakeld als een inverter met een ingangsweerstand van $10\text{k}\Omega$ en een uitgangsweerstand van 0Ω . De onderste opamp vormt een spanningsvolger met een ingangsweerstand die $\infty\Omega$ is maar deze staat in parallel met de bovenste schakeling. De totale ingangsweerstand bedraagt dus $10\text{k}\Omega$. De uitgangsweerstand van de spanningsvolger bedraagt eveneens 0Ω .

4 Inverterende sommator

4.1 Principeschema



Figuur 4.1: inverterende sommator

4.2 Berekening uitgangssignaal

4.2.1 Algemeen

Qua concept herkent men hierin de inverterende opstelling. Wanneer men terug de ideale opamp beschouwt is punt a opnieuw een virtueel massapunt.

In het knooppunt a geldt de wet van Kirchhoff:

$$\boxed{\sum I = 0}$$

Vergelijking 4.1

Of: de algebraïsche som van alle stromen in een knooppunt = 0

Wanneer we dit hier toepassen dan krijgen we:

$$I_{g1} + I_{g2} + I_{g3} = I_i + I_f \quad \text{Vergelijking 4.2}$$

T.g.v. de oneindig grote ingangsweerstand van de opamp is $I_f = 0$ waardoor:

$$I_{g1} + I_{g2} + I_{g3} = I_i \quad \text{Vergelijking 4.3}$$

Invullen van I_{g1} , I_{g2} , I_{g3} en I_f geeft:

$$\frac{U_{g1}}{R_1} + \frac{U_{g2}}{R_2} + \frac{U_{g3}}{R_3} = -\frac{U_o}{R_f} \quad \text{Vergelijking 4.4}$$

Uitgangsspanning van de schakeling:

$$U_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} U_{g1} + \frac{R_f}{R_2} U_{g2} + \frac{R_f}{R_3} U_{g3}\right)$$

Vergelijking 4.5: gewogen som

De verschillende ingangssignalen worden elk met hun eigen gewichtsfactor vermenigvuldigd, geïnverteerd en opgeteld.

4.2.2 Speciale gevallen

Is $R_1 = R_2 = R_3$ dan komt men:

$$U_o = -\frac{R_f}{R_1} (U_{g1} + U_{g2} + U_{g3})$$

Vergelijking 4.6: met $R_1=R_2=R_3$

De uitgang is de som van de ingangssignalen, geïnverteerd en versterkt met R_f/R_1 .

Is $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$ dan wordt dit:

$$U_o = -(U_{g1} + U_{g2} + U_{g3})$$

Vergelijking 4.7: met $R_1=R_2=R_3=R_f$

De uitgang is de geïnverteerde som van de ingangssignalen.

4.2.3 Opmerkingen

- De signalen worden geïnverteerd. Wanneer dit een probleem is dan kan men na de inverterende sommator een inverter plaatsen.
- De ingangsweerstand voor U_{g1} is R_1 , voor U_{g2} is dit R_2 enz. De ingangsweerstanden kunnen dus per ingang een verschillende waarde hebben.
- De uitgangsweerstand van de schakeling (met ideale opamp) is 0Ω .

4.3 Toepassingen

4.3.1 Audio-mengschakeling

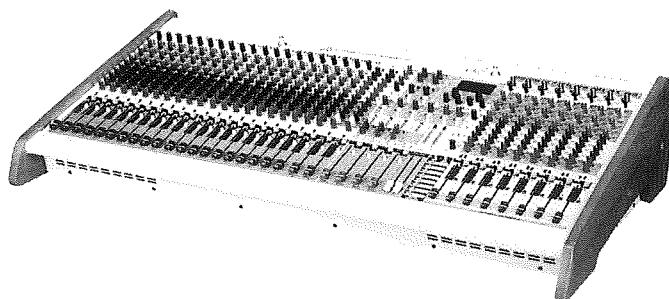
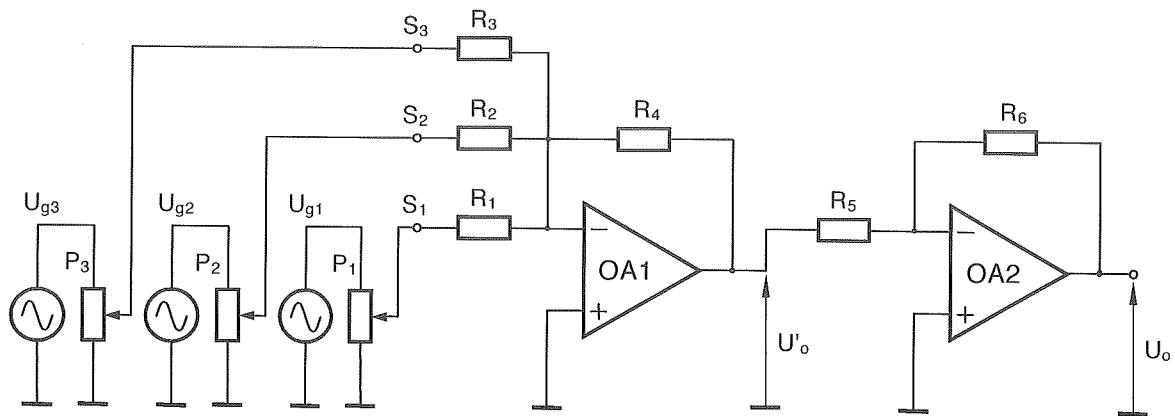


Foto 4.1: audio-mixer Peavey S32 (Peavey.com, 2015)

Een bekende toepassing van een inverterende sommator (*summing amplifier*) is een audiomengpaneel. De diverse geluidsbronnen worden aangesloten aan de ingangen van een inverterende sommator.



Figuur 4.2: Audio-mixer

Door de gewichtsfactoren van de verschillende signalen te veranderen kan men het ene geluid harder en het andere zachter laten klinken. In praktijk gebeurt dit vaak met lineaire potentiometers (*slide potentiometer*) zoals afgebeeld in foto 4.2. Opamp OA2 is geschakeld als inverterende versterker. Deze zorgt ervoor dat het geluid aan de uitgang uiteindelijk niet geïnverteerd wordt.

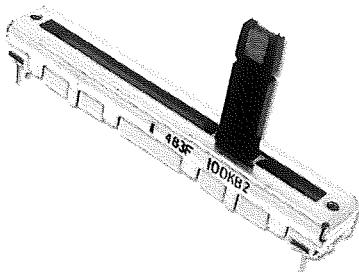


Foto 4.2: Bourns slide potmeter (be.farnell.com, 2015)

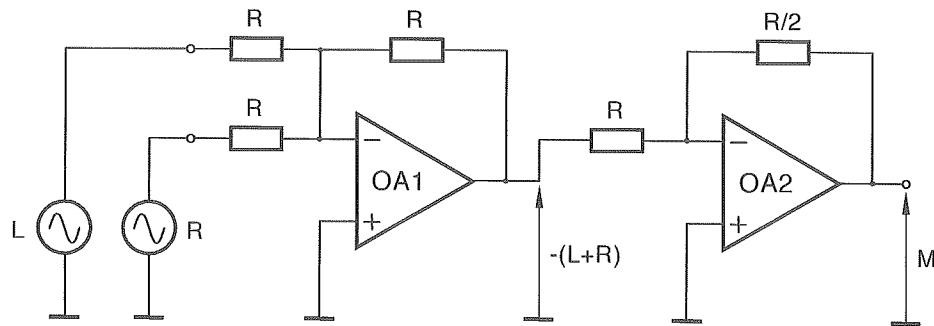
4.3.2 Stereo naar mono omvormer

Een andere toepassing is een stereo naar mono omvormer. Een stereosignaal bestaat uit een linker en een rechter geluidskanaal. Men bekomt het monosignaal door het linker- en het rechter geluidssignaal op te tellen en te delen door 2.

$$M = \frac{L + R}{2}$$

Vergelijking 4.8: monosignaal

Met de volgende schakeling kan men dit op een eenvoudige manier realiseren.

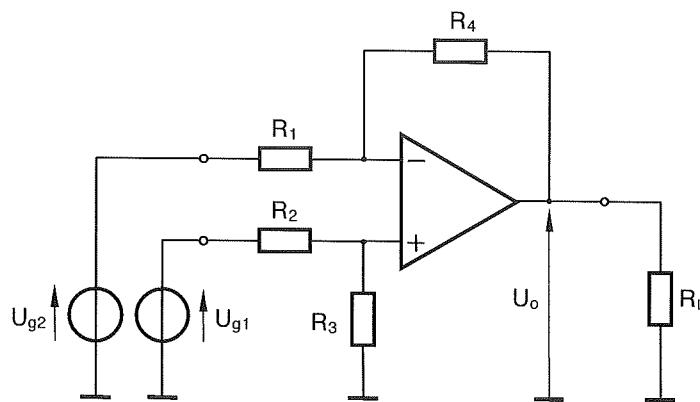


Figuur 4.3: stereo naar mono omvormer

Merk op dat alle weerstanden dezelfde waarde hebben (R), behalve de rechtse ($R/2$).

5 Verschilversterker

5.1 Principeschema



Figuur 5.1: verschilversterker

5.2 Berekening uitgangsspanning

Deze verschilversterker kan enkel naar behoren werken wanneer de weerstanden twee aan twee gelijk zijn!

$$\boxed{\begin{aligned} R_1 &= R_2 \\ R_3 &= R_4 \end{aligned}}$$

Toepassen superpositiemethode:

Stap 1: stel $U_{g1}=0$

De (+) klem van de opamp staat op 0V (geen stroom door R_2 en R_3). Deze deelschakeling gedraagt zich als een inverterende versterker.

$$U'_o = -U_{g2} \frac{R_4}{R_1}$$

Vergelijking 5.1

Stap 2: stel $U_{g2}=0$

De deelschakeling is nu een niet-inverterende versterker voorafgegaan door de spanningsdeler R_2-R_3 .

$$U''_o = U_{g1} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_4}{R_1}\right)$$

Vergelijking 5.2

Met $R_1=R_2$ en $R_3=R_4$ wordt dit:

$$U''_o = U_{g1} \frac{R_4}{R_1 + R_4} \left(\frac{R_1 + R_4}{R_1}\right) = U_{g1} \frac{R_4}{R_1}$$

Vergelijking 5.3

Stap 3: samentellen deelresultaten

$$U_o = U'_o + U''_o$$

Vergelijking 5.4

$$U_o = U_{g1} \frac{R_4}{R_1} - U_{g2} \frac{R_4}{R_1}$$

Vergelijking 5.5

Of nog:

$$U_o = (U_{g1} - U_{g2}) \frac{R_4}{R_1}$$

Vergelijking 5.6

5.3 Eigenschappen

- Deze eenvoudige verschilversterker (*differential amplifier*) werkt in praktijk behoorlijk goed en is goedkoop.
- De ingangsweerstand is niet dezelfde voor beide ingangen en is relatief laag. Bovendien wordt de belasting van U_{g2} beïnvloed door U_{g1} .
- Om de versterking te wijzigen moet men tegelijkertijd twee weerstanden wijzigen. Dit kan met een tandem-potentiometer (twee potmeters op één as). Naast de hoge prijs is ook de gelijkloop van beide weerstanden mogelijks een probleem.

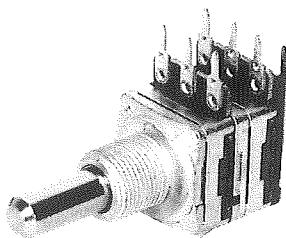
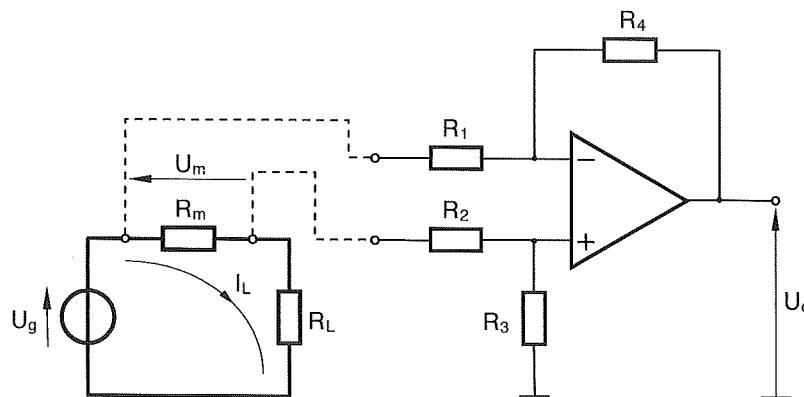


Foto 5.1: tandem potmeter (Banzaimusic.com, 2015)

- Een ideale verschilversterker mag in principe alleen maar de verschilspanning $U_{g1}-U_{g2}$ versterken (*differential gain*). Dezelfde verschilspanning $U_{g1}-U_{g2}$ bij andere waarden van U_{g1} en U_{g2} moet in principe dezelfde uitgangsspanning opleveren. In praktijk wordt de uitgangsspanning toch iets beïnvloed door de waarden van U_{g1} en U_{g2} zelf. Dit effect noemt men *common mode gain*. De verhouding van de differential gain op de common mode gain noemt men de CMRR (*common mode rejection ratio*). Deze moet zo groot mogelijk zijn. Bij deze eenvoudige verschilversterker is de CMRR niet vrij groot wat bij grote common mode signalen moeilijks nadruk kan zijn.

5.4 Toepassingen

5.4.1 Stroomsensor



Figuur 5.2: stroomsensor

Wanneer een willekeurige verbruiker, hier symbolisch voorgesteld door R_L (*load*), aangesloten wordt op een bron dan neemt deze verbruiker een zekere belastingsstroom I_L op. Het kan interessant zijn om de belastingsstroom I_L te meten of te monitoren. Men kan dit op een elegante en goedkope manier doen door een meetweerstand R_m in serie met de belasting te schakelen. De ohmse waarde van de meetweerstand mag niet te groot zijn om de schakeling niet al te veel te beïnvloeden en om niet teveel joule-effect (opwarming) in R_m zelf te veroorzaken.

Over de meetweerstand R_m ontstaat een spanning U_m die recht evenredig is met de belastingsstroom I_L .

$$U_m = I_L \cdot R_m$$

Vergelijking 5.7: spanning meetweerstand

De meetspanning U_m is de ingangsspanning van de verschilversterker. De uitgangsspanning van deze trap is:

$$U_o = (U_{g1} - U_{g2}) \frac{R_4}{R_1} \quad \text{Vergelijking 5.8}$$

Met $U_m = -(U_{g1} - U_{g2})$ *Vergelijking 5.9*

wordt dit: $U_o = -U_m \frac{R_4}{R_1}$ *Vergelijking 5.10*

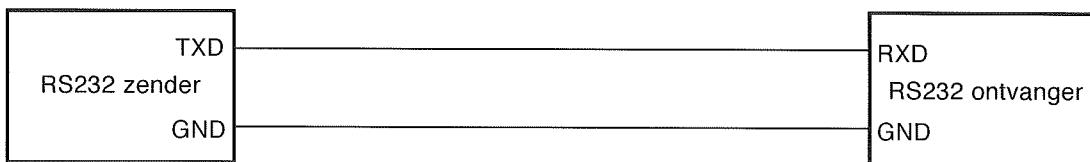
Of: $U_o = -I_L \cdot R_m \frac{R_4}{R_1} = -C_{te} \cdot I_L$ *Vergelijking 5.11: U_o i.f.v. I_L*

We bekomen m.a.w. een uitgangsspanning U_o die rechtevenredig (en geïnverteerd) is met de stroom I_L door de belasting. De schaalfactor (versterking) wordt bepaald door de waarde van de weerstanden. Deze schakeling heeft het grote voordeel dat er quasi geen invloed is van de meetschakeling op de eigenlijke verbruikerskring.

Er is geen galvanische scheiding tussen de meetschakeling en de verbruikersschakeling wat in bepaalde gevallen een veiligheidsprobleem kan veroorzaken. In dat geval zal men gebruik maken van een isolatieversterker.

5.4.2 Storingsvrij signaaltransport

Wanneer men analoge of digitale signalen wil overbrengen van punt A naar punt B dan is de eenvoudigste methode via een tweedaderige kabel. De zender (*transmitter*) wordt verbonden met de ontvanger (*receiver*) via twee geleiders. De ene geleider fungeert als signaaldraad en de andere als massa (*single-ended signaling*). Een voorbeeld van een dergelijk eenvoudig systeem is de RS232 standaard.



Figuur 5.3: RS232 seriële communicatie

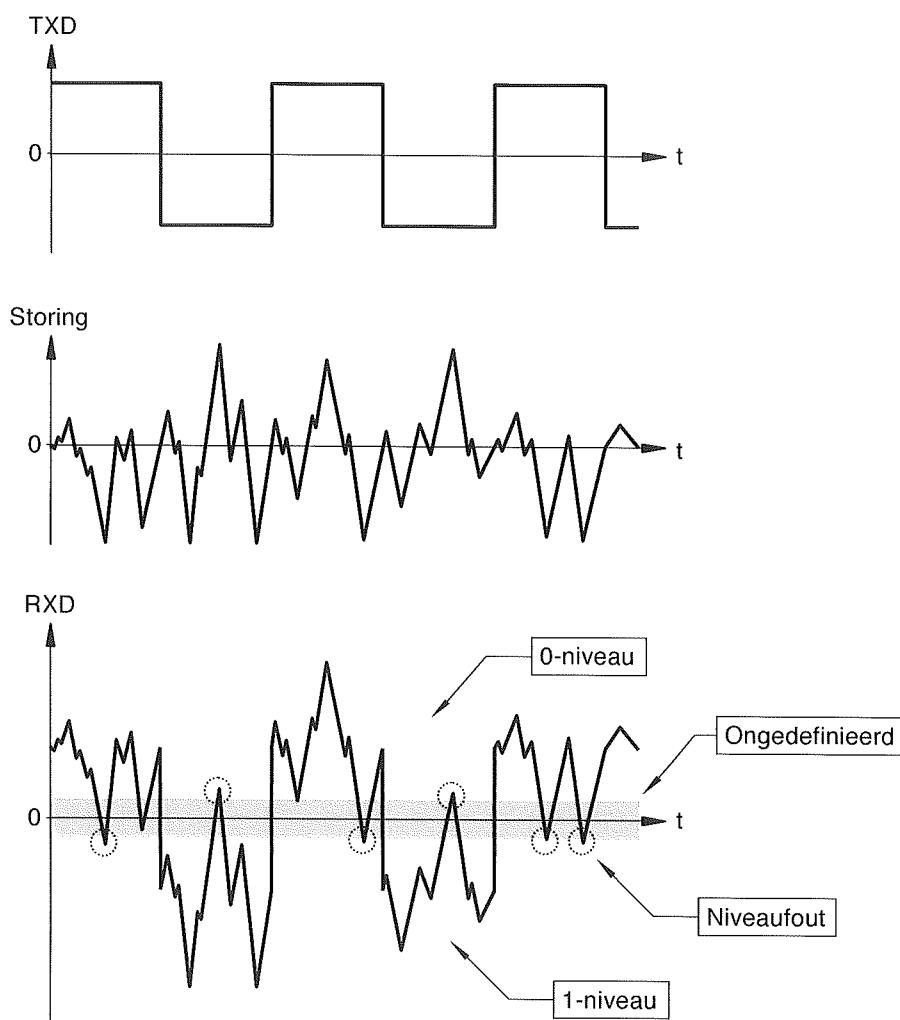
TXD staat voor verzonden (*transmitted data*) en RXD voor ontvangen (*received data*).

De gebruikte niveaus zijn de volgende:

Niveau	Zender grenswaarden	Ontvanger grenswaarden
0 (Space status)	+5V...+15V	+3V...+25V
1 (Mark status)	-5V...-15V	-3V...-25V
Ongedefinieerd	-	-3V...+3V

Tabel 5.1: niveaus RS232

Wanneer de afstand tussen de zender en de ontvanger groot is (volgens de standaard max. 15m of maximale capaciteit van 2500pF bij een bautrate van 19200) dan is de kans groot dat er allerlei storingen bovenop het signaal worden gesuperponeerd.



Figuur 5.4: RS232 seriële communicatie met storing

Het ontvangen signaal RXD op het einde van de kabel bestaat uit de oorspronkelijk verzonden data vermeerdert met de onderweg opgepikte storingen. T.g.v. de storingen worden hier en daar (zie aanduidingen in figuur 5.4) de verkeerde niveaus bereikt. Dit resulteert uiteindelijk in bitfouten. Besluit: RS232 is enkel bruikbaar voor korte afstanden en een relatief lage bautrate.

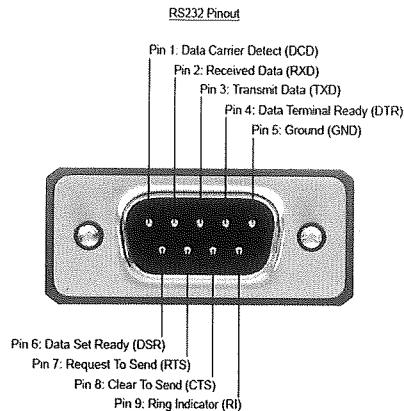


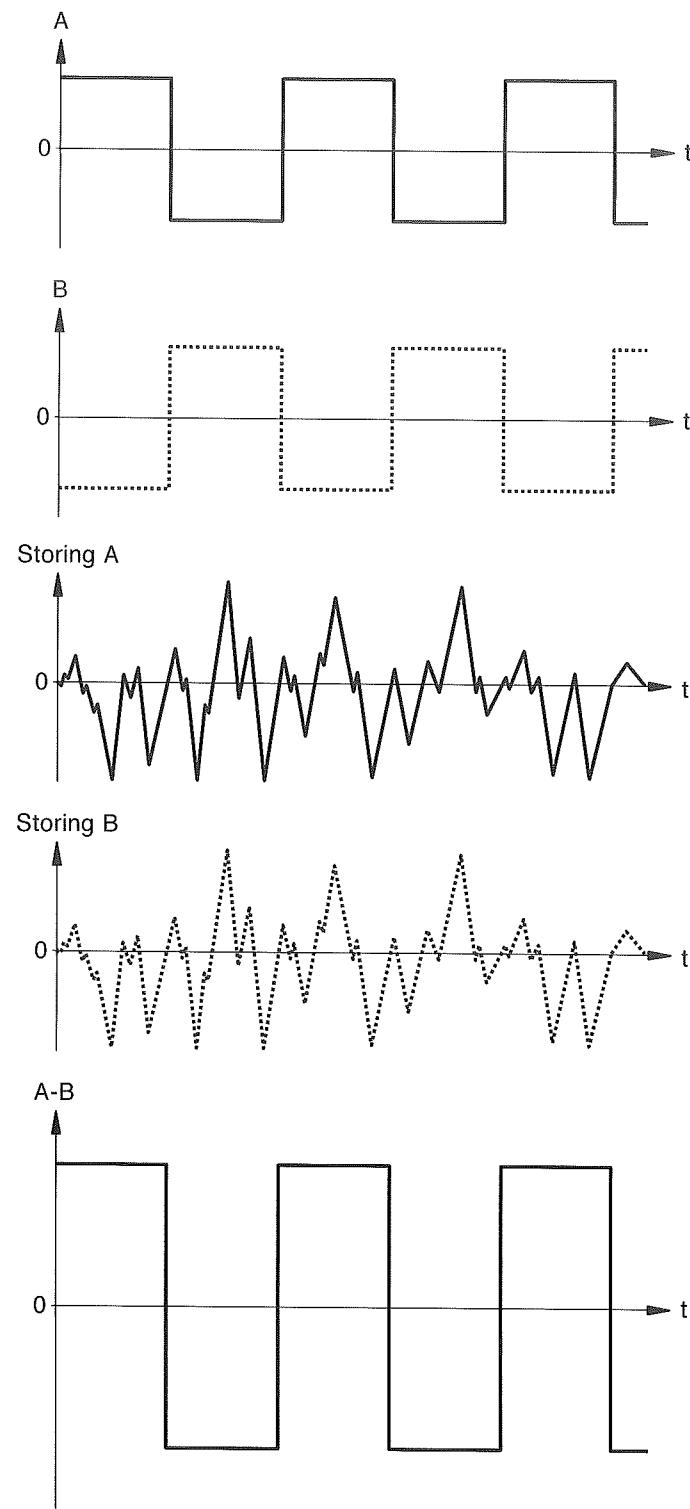
Foto 5.2: RS232 pinout (usconvertors.com, 2015)

Wanneer men analoge of digitale signalen wil transporteren over een langere afstand en met hogere snelheden dan kiest men beter voor differentiële signalen (*differential signaling*). Hierbij wordt ook met twee elektrische geleiders gewerkt. Op de ene geleider zet men het oorspronkelijke signaal (A) en op de andere geleider het geïnverteerde signaal (B). Langs ontvangerzijde worden beide signalen aangeboden aan een verschilversterker. Deze levert aan zijn uitgang het verschil tussen het oorspronkelijke signaal met het geïnverteerde signaal wat resulteert in het dubbele originele signaal. Beide geleiders pikken onderweg ongeveer dezelfde storingen op. Aangezien in de verschilversterker de ene storing van de andere wordt afgetrokken verdwijnt deze storing nagenoeg volledig. In figuur 5.5 zien we een voorbeeld van de verschillende signalen in geval van differentiële signalen met storingen.

Een voorbeeld van een dergelijke systeem is de RS485 seriële communicatie. RS485 is een veel gebruikte industriële standaard die een zeer robuuste en snelle datatransport toelaat over lange afstand in een elektrisch gestoorde omgeving.

Voornaamste eigenschappen RS485:

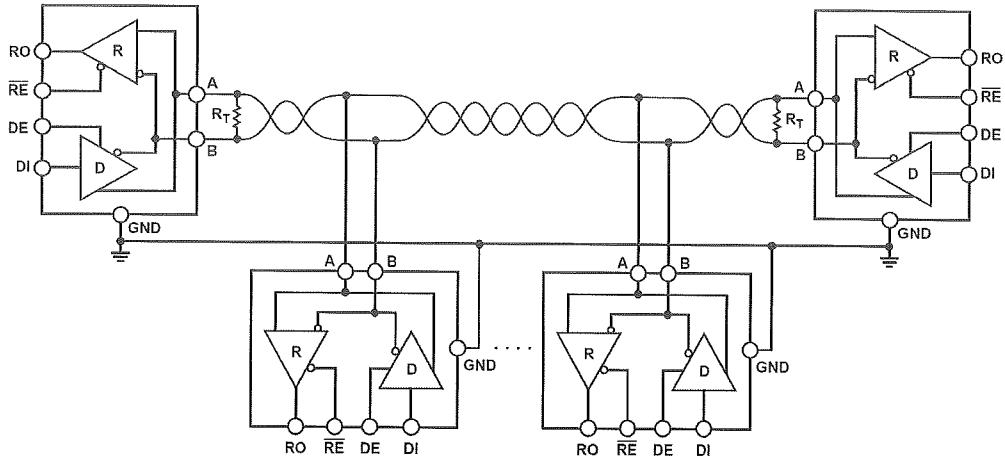
- differentiële signalen
- duplex
- maximum aantal zenders: 32
- maximum aantal ontvangers: 32
- maximum afstand (standaard): 1200m
- maximum snelheid op 12m: 10Mb/s
- maximum snelheid op 1200m: 100kb/s
- ontvanger input voltage range: -7V tot +12V
- ontvanger logisch hoog niveau: +200mV
- ontvanger logisch laag niveau: -200mV



Figuur 5.5: storingsonderdrukking m.b.v. differentiële signalen

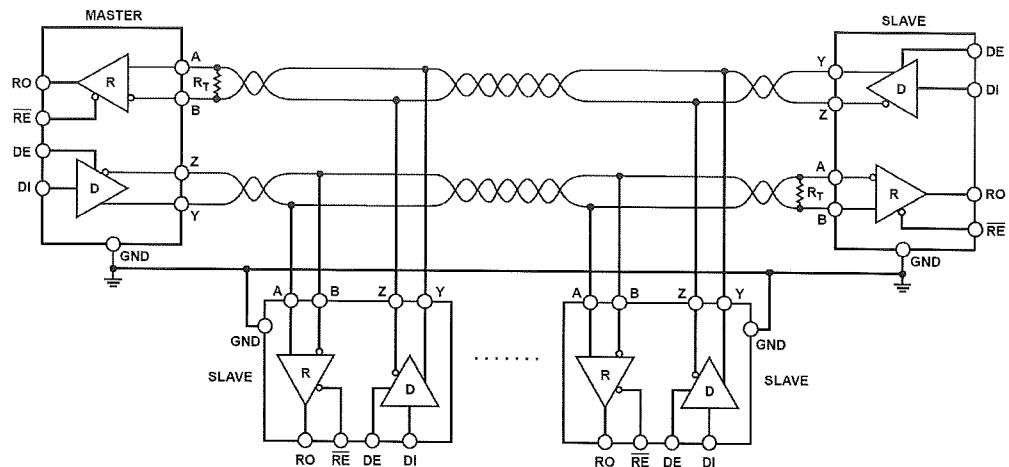
Bij de RS485 standaard voor datacommunicatie kan men zowel een half-duplex als een full-duplex operatie configureren.

Bij de half-duplex configuratie gebeurt het zenden en ontvangen van de data via dezelfde signaallijnen. Dit gebeurt echter niet op hetzelfde moment



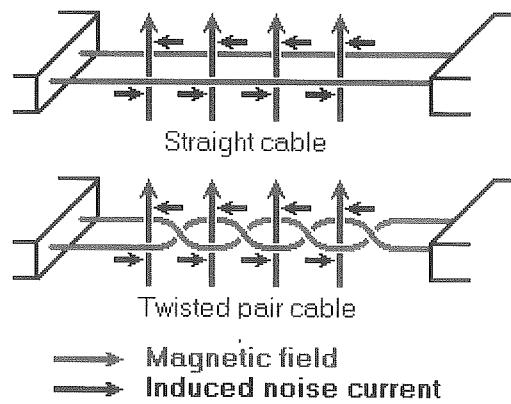
Figuur 5.6: Half-Duplex RS-485 bus configuratie (analog.com, 2015)

Bij een full-duplex configuratie gebeurt het zenden en ontvangen van de data via verschillende signaallijnen. Hier kan dit eventueel wel op hetzelfde tijdstip gebeuren.



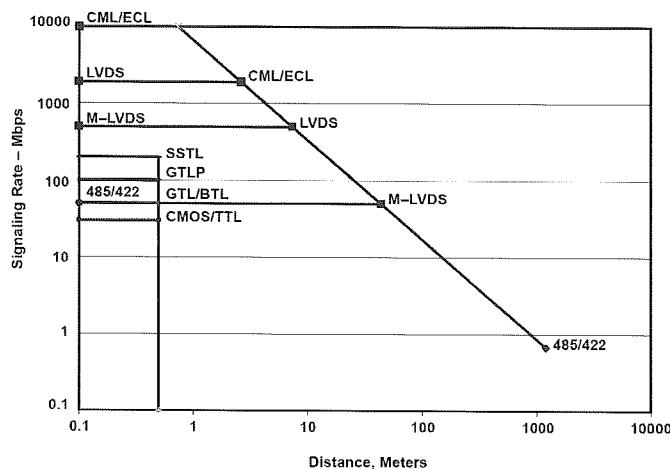
Figuur 5.7: Full-Duplex RS-485 bus configuratie (analog.com, 2015)

De beste resultaten worden behaald door gebruik te maken van twisted pair kabels. Het principe is te zien in figuur 5.8. Bij een gewone rechte kabel zal een wisselend magnetisch veld uit de omgeving (transformatoren, motoren, stroomvoerende geleiders...) een stoorspanning en bijgevolg ook een storingsstroom in de datalijnen induceren. Bij getwiste kabels zien we dat de geïnduceerde stoorspanningen in een bepaalde cel de tegengestelde polariteit hebben van de naburige cellen. De stoorspanningen heffen daardoor grotendeels elkaar op. Wanneer een zeer grote mate van immuniteit tegen externe stoornvloeden vereist is maakt men vaak bijkomend gebruik van een afscherming (STP: shielded twisted pair of FTP: foiled twisted pair).



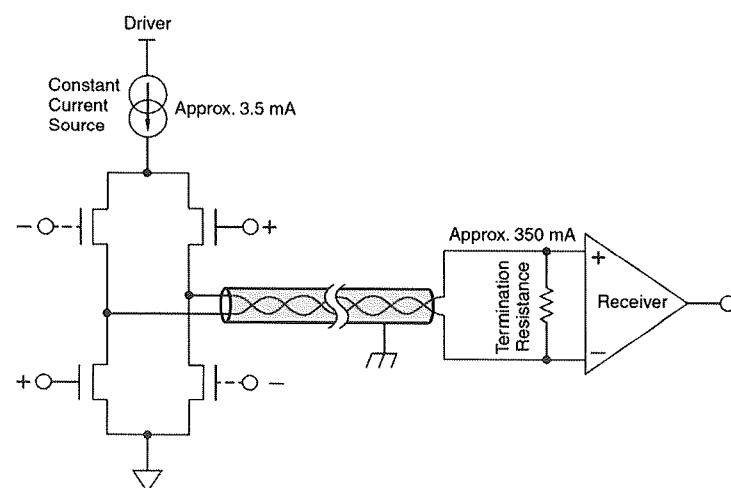
Figuur 5.8: twisted pair (lammertbies.nl, 2015)

Een ander voorbeeld van differential signaling is LVDS (*low voltage differential signaling*). LVDS wordt gebruikt voor datatransport op hoge snelheid en op korte afstand.



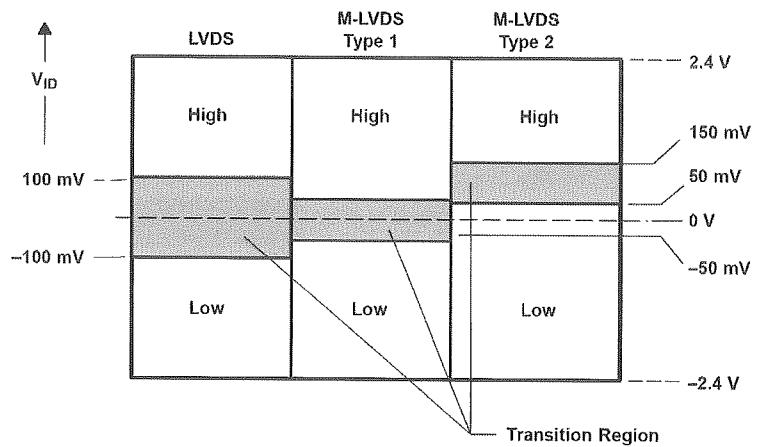
Figuur 5.9: bitrate i.f.v. afstand (Texas Instruments, 2015)

Ook hier worden de twee signaaldraden in tegenfase aangestuurd.



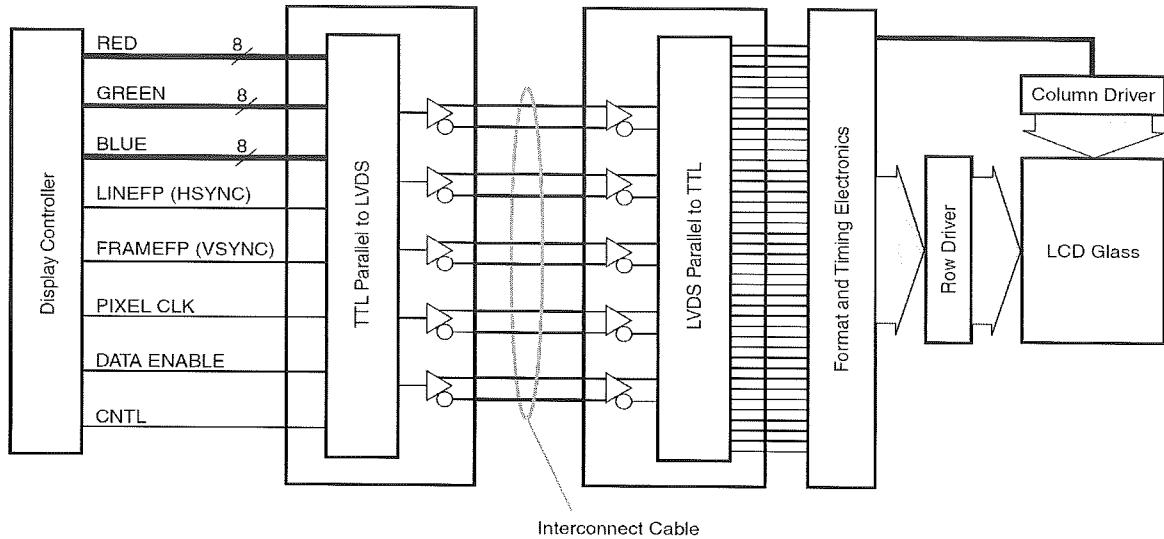
Figuur 5.10: LVDS (SHARP application note, 2013)

LVDS signaalniveaus



Figuur 5.11: signaalniveaus LVDS (Texas Instruments, 2008)

Een toepassing van LVDS is de aansturing van een LCD-scherm.



Figuur 5.12: aansturing van een LCD-display via LVDS (SHARP application note, 2013)

LVDS kan toegepast worden in de volgende modi:

- Point-to-point: communicatie tussen twee punten in zowel simplex als duplex mode mogelijk.
- Multidrop: één zender en verschillende ontvangers. Hierbij is enkel een unidirectionele transmissie (van zender naar ontvanger) mogelijk.
- Multipoint: ook multiplex genoemd. Hier zijn minstens 3 nodes aanwezig. Elke node kan met om het even welke andere node communiceren.

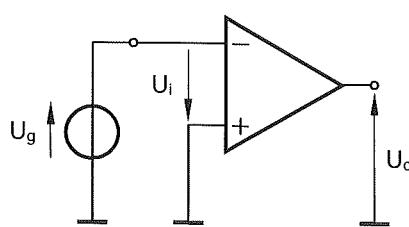
6 Spanningscomparatoren

6.1 Inleiding

Een spanningscomparator is een niet-lineaire opampschakeling met twee ingangen en één uitgang. De schakeling detecteert of de ene ingangsspanning groter of kleiner is dan de andere. Doordat de operationele versterker geschakeld wordt in open-lus, zal de uitgangsspanning schakelen tussen de twee saturatie spanningen U_{sat+} en U_{sat-} . De opamp gedraagt zich m.a.w. als een schakelaar. Meestal wordt de ene ingang gebruikt als referentie-ingang en de andere als eigenlijke ingang van de schakeling. Neemt men 0V als referentiespanning, dan noemt men de schakeling een nuldoorgangsdetector, in het andere geval spreekt men over een niveaudetector. Beide schakelingen kunnen zowel inverterend als niet-inverterend uitgevoerd worden. Wanneer men wil testen of een aangelegd signaal gelegen is tussen twee referentiewaarden dan kan men daarvoor een venstercomparator gebruiken. In bepaalde gevallen wil men echter een comparator laten schakelen op twee verschillende niveaus (verschillend niveau voor aan- en afschakelen). Een mechanisch voorbeeld hiervan is de thermostaat van een verwarmingsinstallatie. Dergelijke comparatoren noemt men een Schmitt-trigger of een comparator met hysteresisspanning. Deze comparatoren onderscheiden zich van de vorige doordat hiervoor meekoppeling wordt toegepast. Ook bij de Schmitt-trigger kan men kiezen voor een inverterende- of een niet-inverterende opstelling en met of zonder referentiespanning.

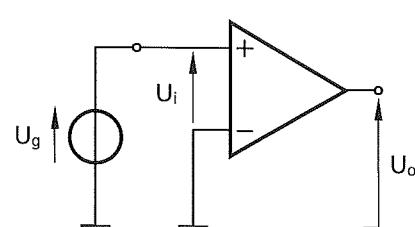
6.2 Nuldoorgangsdetector

Met een nuldoorgangsdetector kan nagegaan worden of een signaal groter of kleiner is dan 0V. Het is dus een soort polariteitsindicator. Één van de ingangen (+ of -) van de opamp is verbonden met de massa (0 volt) en de andere is de eigenlijke ingang van de schakeling. De opamp werkt in open-lus waardoor de versterking zeer groot is (bij de ideale opamp ∞). Het geringste verschil met 0V brengt de uitgang van de opamp op één van zijn verzadigingsspanningen U_{sat+} of U_{sat-} .



Figuur 6.1: inverterende nuldoorgangsdetector

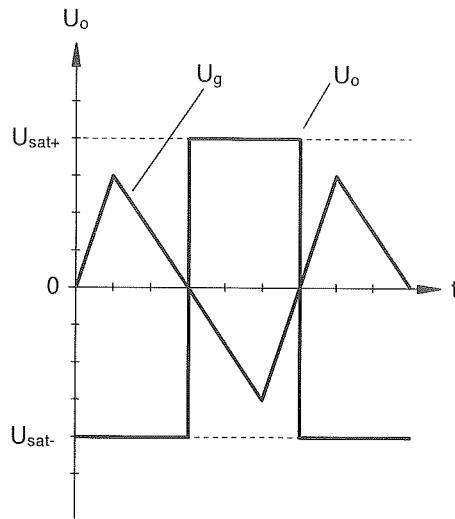
Als $U_g < 0V$ dan is $U_o = U_{sat+}$
Als $U_g > 0V$ dan is $U_o = U_{sat-}$



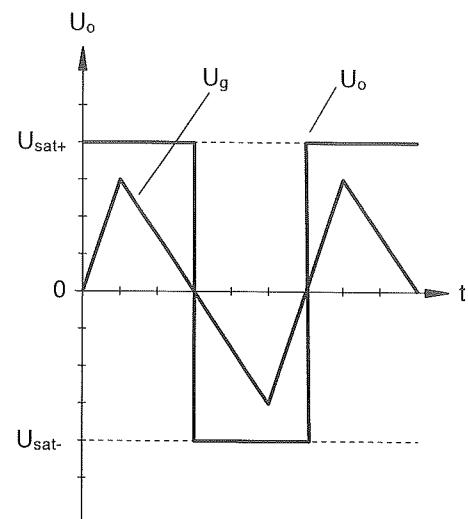
Figuur 6.2: niet-inverterende nuldoorgangsdetector

Als $U_g < 0V$ dan is $U_o = U_{sat-}$
Als $U_g > 0V$ dan is $U_o = U_{sat+}$

Responsie bij een willekeurig ingangssignaal



Figuur 6.3: responsie inverterende nuldoorgangsdetector

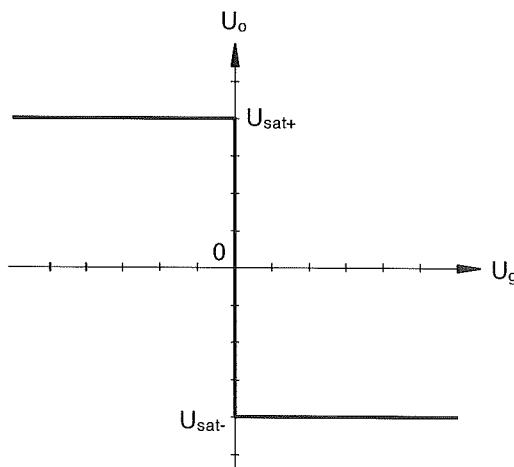


Figuur 6.4: responsie niet-inverterende nuldoorgangsdetector

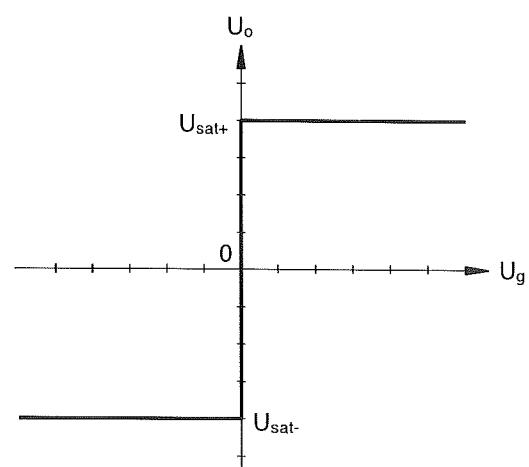
Op beide grafieken is duidelijk het omslagpunt bij een ingangsspanning van 0V te zien.

Transferkarakteristiek

De transferkarakteristiek van een comparator geeft het verband weer tussen het ingangssignaal en het uitgangssignaal. Dit gebeurt grafisch door een X/Y-voorstelling waarbij men het ingangssignaal in de X-richting en het uitgangssignaal in de Y-richting tekent.



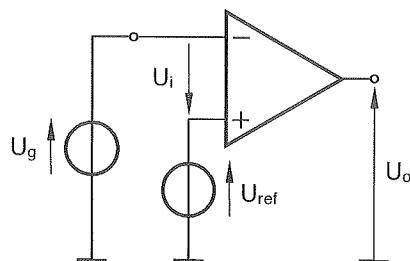
Figuur 6.5: transferkarakteristiek inverterende nuldoorgangsdetector



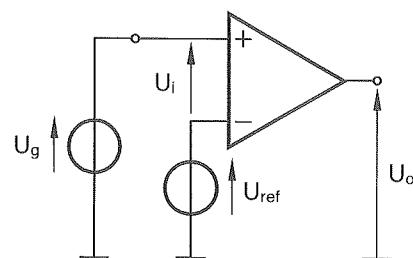
Figuur 6.6: transferkarakteristiek niet-inverterende nuldoorgangsdetector

6.3 Niveaudetector

Een niveaudetector wordt gebruikt om na te gaan of een aangelegd signaal groter of kleiner is dan een referentiespanning.

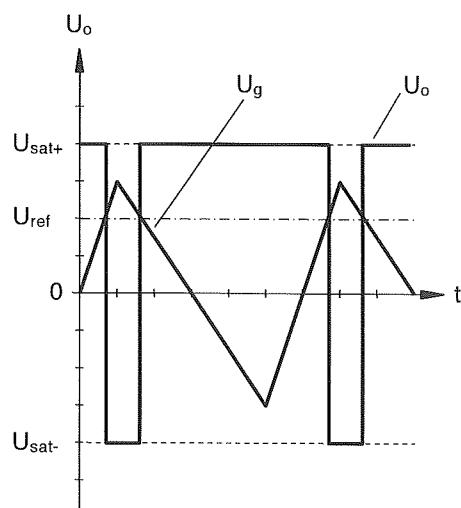


Figuur 6.7: inverterende niveaudetector

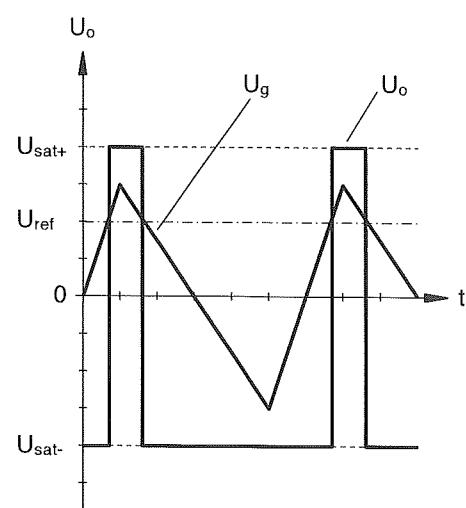


Figuur 6.8: niet-inverterende niveaudetector

Responsie bij een willekeurig ingangssignaal

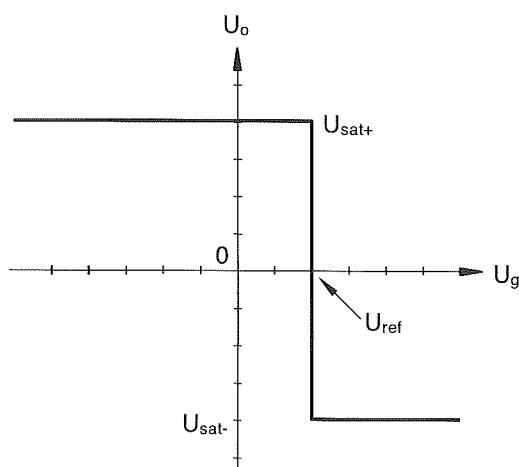


Figuur 6.9: responsie
inverterende niveaudetector

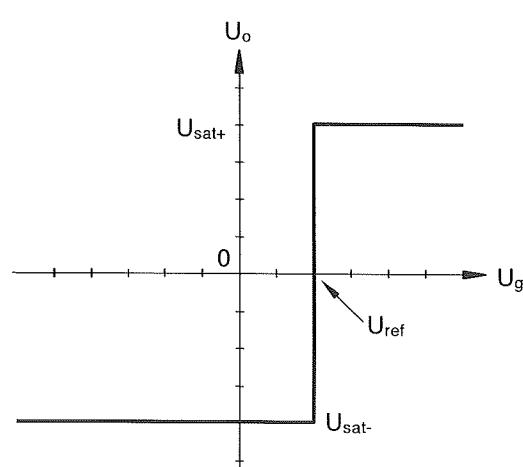


Figuur 6.10: responsie niet-
inverterende niveaudetector

Transferkarakteristiek



Figuur 6.11: TFK inverterende niveaudetector

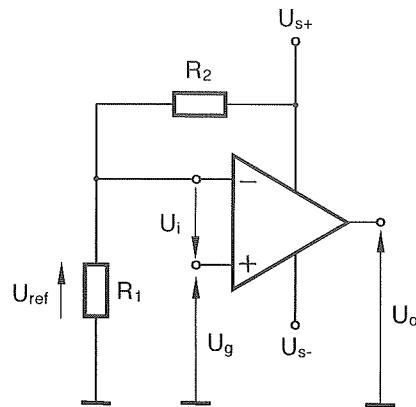


Figuur 6.12: TFK niet-inverterende niveaudetector

Als $U_g < U_{ref}$ dan is $U_0 = U_{sat-}$
 Als $U_g > U_{ref}$ dan is $U_0 = U_{sat+}$

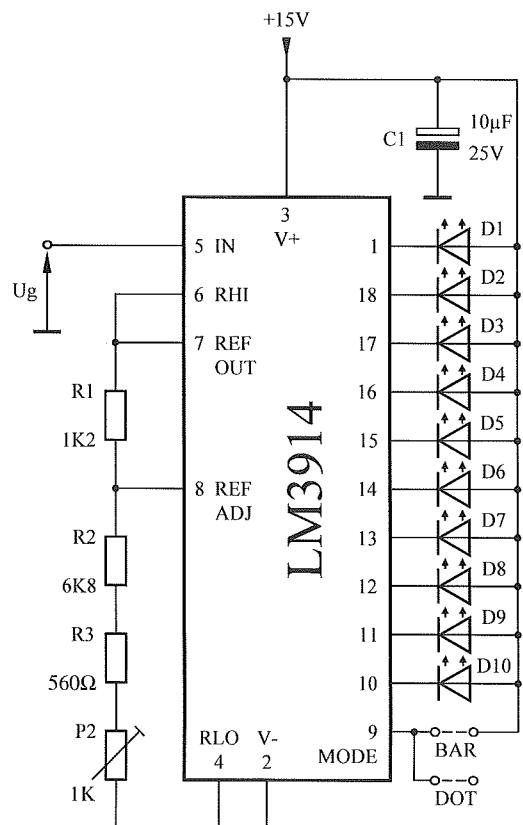
Als $U_g < U_{ref}$ dan is $U_0 = U_{sat-}$
 Als $U_g > U_{ref}$ dan is $U_0 = U_{sat+}$

De referentiespanning U_{ref} wordt in de principeschema's voorgesteld als een spanningsbron. In praktijk wordt dit gerealiseerd met een weerstandsdeler, zenerdiode of spanningsreferentie IC.



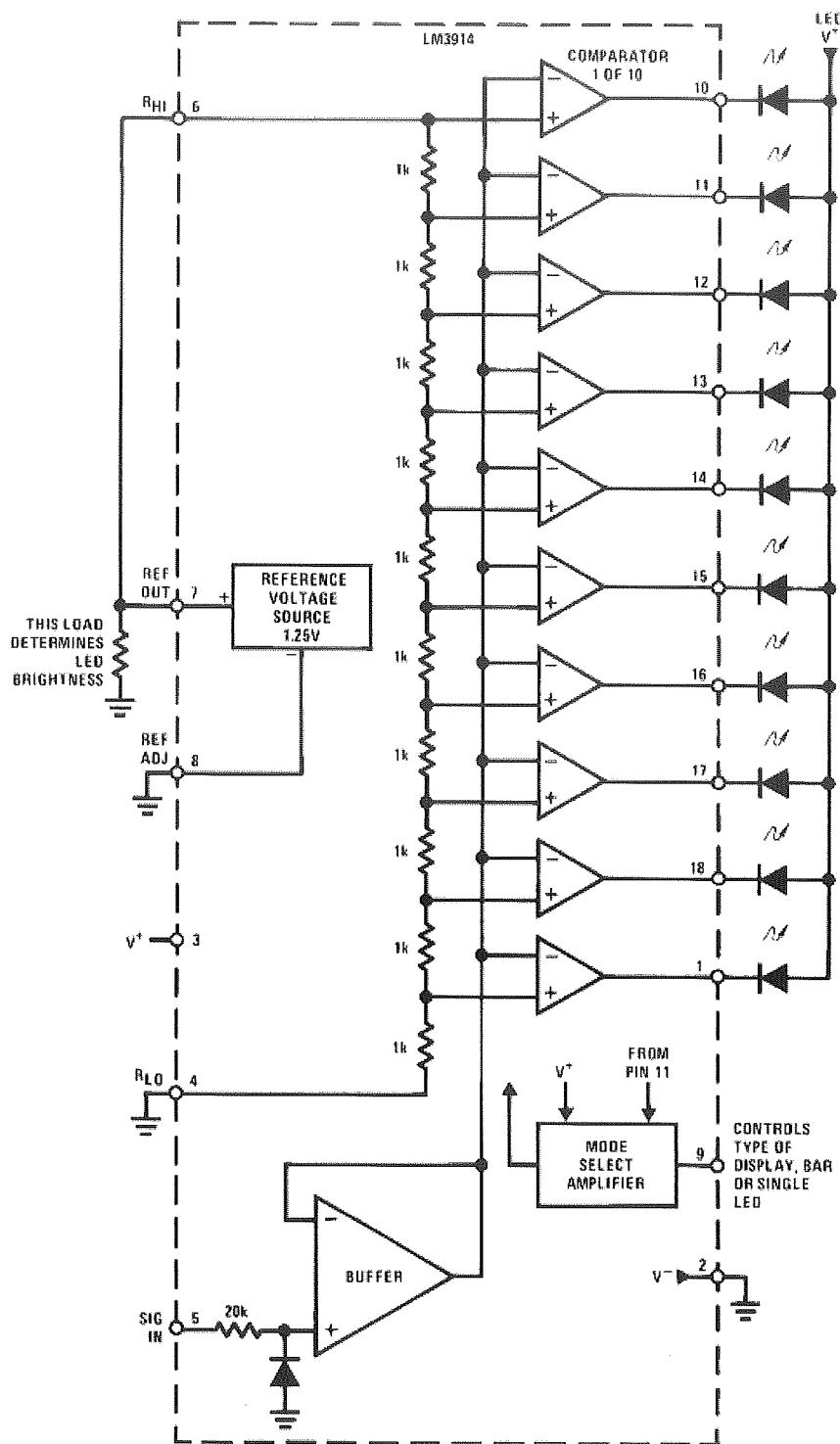
Figuur 6.13: niet-inverterende niveaudetector met spanningsdeler als U_{ref}

6.4 Toepassing Dot/Bar Graph Display



Figuur 6.14: lineaire voltmeter met LM3914

Het is de bedoeling om aan de hand van een LM3914 van National Semiconductor een LED-barvoltmeter te maken. De voltmeter moet een meetbereik hebben van 0V tot 10V. Er moet voor de manier van oplichten van de LED's kunnen gekozen worden uit de BAR MODE en de DOT MODE. Hieronder vindt men het vereenvoudigde circuit van de LM3914.



Figuur 6.15: LM3914 Dot/Bar Display Driver (National Semiconductor, 2000)

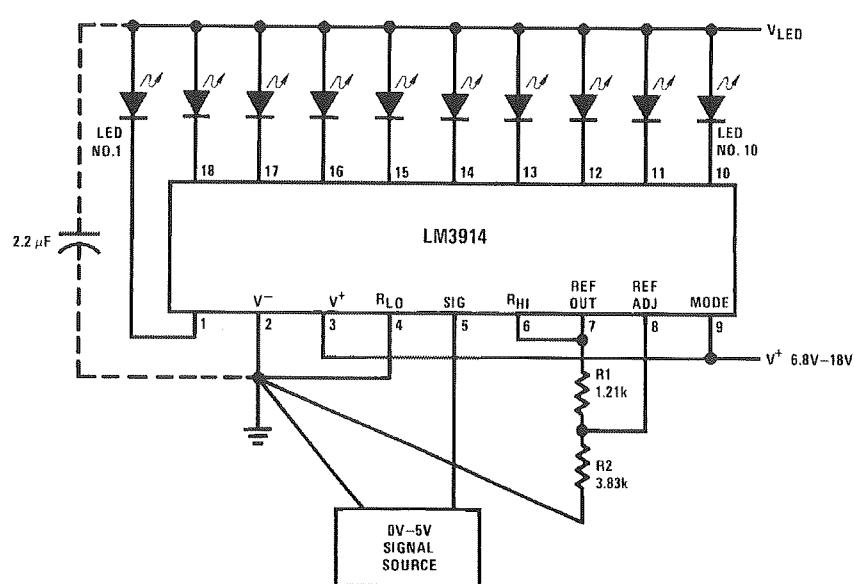
De LM3914 bevat een 10-tal inverterende niveaudetectoren die elk op hun beurt een LED aansturen. De eerste inverterende niveaudetector moet omslaan bij een referentiespanning van 1V, de tweede bij 2V ... de laatste bij 10V. De referentiespanningen worden bekomen door een interne spanningsdeler bestaande uit 10 gelijke weerstanden van $1\text{k}\Omega$ in serie. De totale spanning V_{OUT} over deze serieschakeling van $10 \times 1\text{k}\Omega$ -weerstanden moet dus 10V bedragen. In de data sheets vinden we de volgende informatie i.v.m. de stroom door de LED's terug:

$$I_{\text{LED}} = \frac{12,5}{R_1}$$

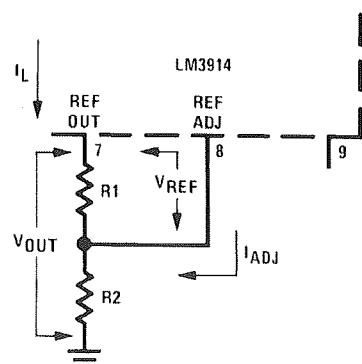
Vergelijking 6.1: stroom door de LED's

We kiezen voor R_1 een waarde van $1,2\text{k}\Omega$, zodat er een stroom van ongeveer 10mA door de LED's vloeit.

De data sheets vertellen ons ook hoe de referentiespanning bepaald wordt.



$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{REF}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{\text{ADJ}} R_2$$



Figuur 6.16: LM3914 Graph Meter (National Semiconductor, 2000)

In de data sheets staan eveneens de typische waarden $I_{ADJ} = 75\mu A$ en $U_{REF} = 1,25V$

Uit de gegeven formule kan men de waarde van R_2 afleiden:

$$R_2 = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{\frac{V_{REF}}{R_1} + I_{ADJ}}$$

Vergelijking 6.2

Invullen geeft:

$$R_2 = \frac{10 - 1,25}{\frac{1,25}{1,2 \cdot 10^3} + 75 \cdot 10^{-6}} = 7836\Omega$$

R_2 uit de data sheets (figuur 6.16) is in figuur 6.14 samengesteld uit R_2+R_3+P2 .

Met $R_2=6,8k\Omega$ en $R_3=560\Omega$ wordt voor een correcte ijking op 10V de potmeter P2 afgeregeld op:

$$P2 = R_2 - R_2 - R_3 = 7836\Omega - 6800\Omega - 560\Omega = 475,82\Omega$$

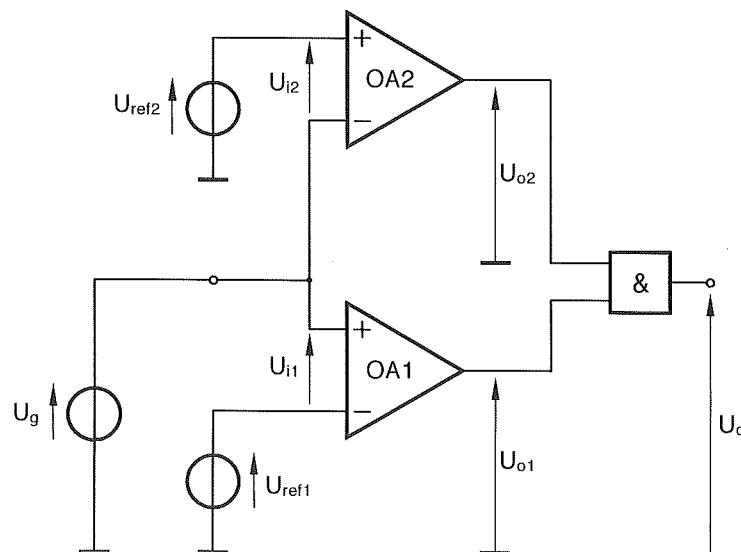
De waarde van potentiometer P2 is $1k\Omega$, deze ligt dus mooi op ongeveer de middenstand.

6.5 Venstercomparator

6.5.1 Principe

Een venstercomparator is een schakeling waarmee men kan detecteren of een signaal tussen twee vaste referentiewaarden U_{ref2} en U_{ref1} ligt. Een typische toepassing is een "go - no go" tester. De schakeling rond OA1 is een niet-inverterende niveaudetector en deze rond OA2 een inverterende niveaudetector.

Voorwaarde: $U_{ref2} > U_{ref1}$

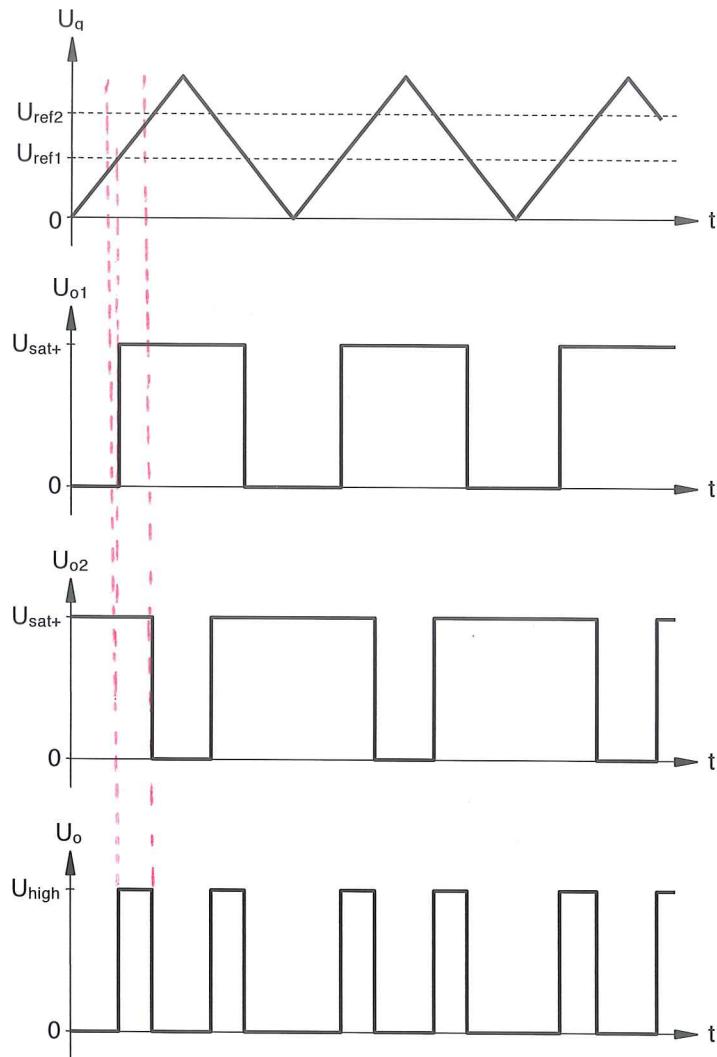


Figuur 6.17: venstercomparator

De uitgang U_o van de AND-poort kan maar hoog worden wanneer de uitgang van beide opamps hoog is. Dit kan alleen wanneer:

- $U_g < U_{ref2}$ en
- $U_g > U_{ref1}$

Wanneer de opamps asymmetrisch gevoed worden (U_{s+} en 0V) bekomen we de volgende signalen:

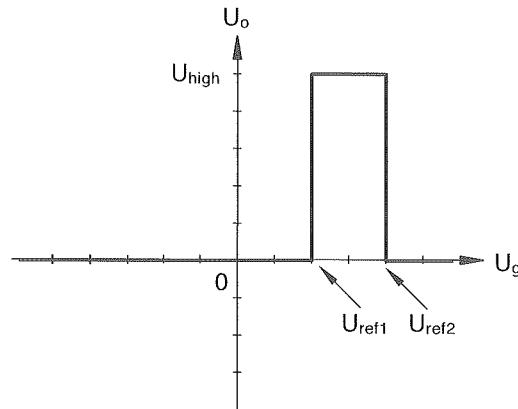


Figuur 6.18: signaaldiagramma's venstercomparator

Uit de signaaldiagramma's blijkt duidelijk dat het uitgangssignaal U_o slechts hoog is wanneer de ingangsspanning U_g tussen de twee referentieniveaus ligt.

Een mooie toepassing van een venstercomparator is spanningsbewaking. Men kiest dan voor U_{ref1} de toegelaten ondergrens van de te bewaken spanning en voor U_{ref2} de bovengrens. Wanneer de spanning buiten de gekozen grenzen komt wordt het uitgangssignaal laag. Hiermee kan eventueel een alarm geactiveerd worden.

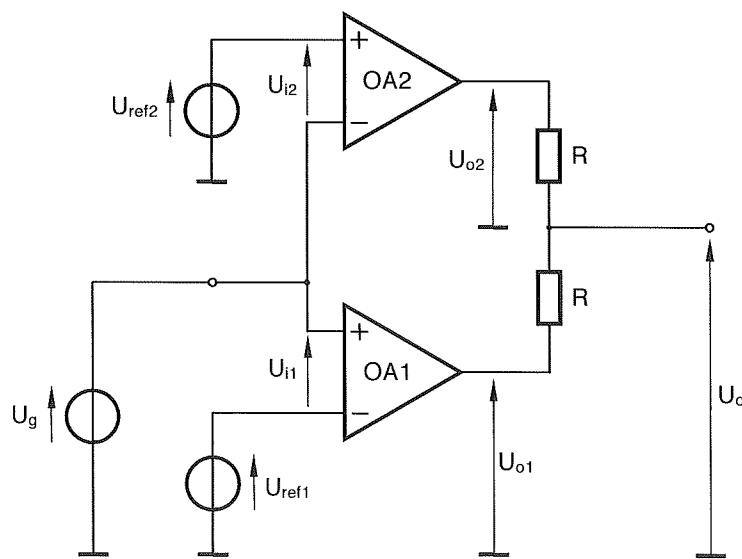
Transferkarakteristiek



Figuur 6.19: transferkarakteristiek venstercomparator

Men hoeft deze schakelingen niet noodzakelijkt zelf op te bouwen. Er zijn in de handel volledig kant-en-klare venstercomparatoren verkrijgbaar. Deze geïntegreerde schakelingen bevatten naast de twee opamp-comparatoren ook de nodige digitale logica.

Het is niet altijd noodzakelijk om een AND-poort te gebruiken. Wanneer de operationele versterkers symmetrisch gevoed worden (U_{s+} en U_{s-}) kan men de AND-poort achterwege laten. Men kan deze dan vervangen door twee gelijke weerstanden.



Figuur 6.20: venstercomparator met weerstanden

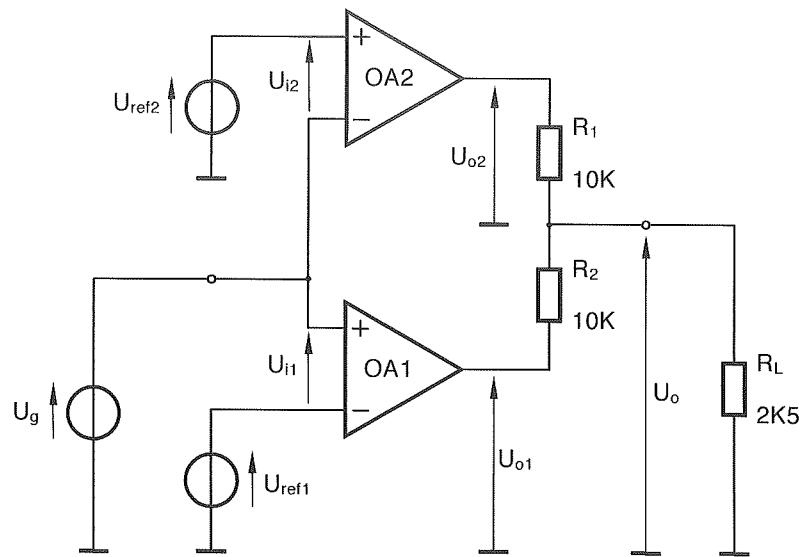
6.5.2 Voorbeeld

Een venstercomparator is uitgevoerd met ideale opamps en is gevoed met +15V en -15V. Specificaties:

$$U_{ref1} = 5V$$

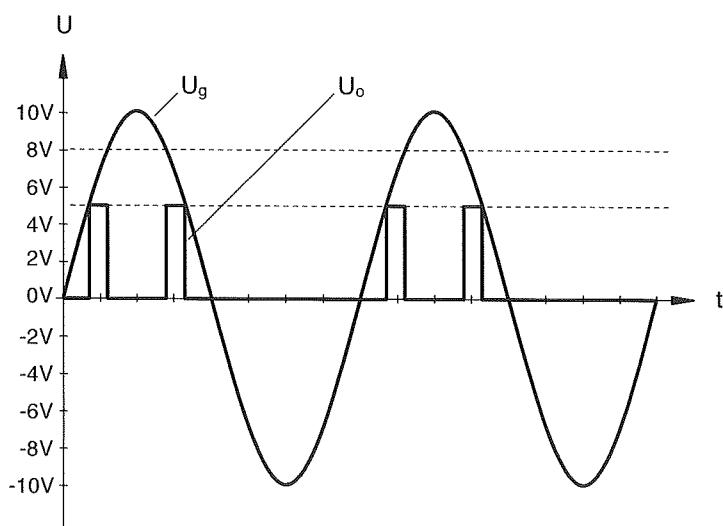
$$U_{ref2} = 8V$$

$$U_g: \text{sinus van } 20V_{tt}$$



Figuur 6.21: voorbeeld venstercomparator

Wanneer de ingangsspanning U_g tussen de 5V en 8V ligt dan zijn de uitgangen van beide opamps = +15V. Door de spanningsdeling van R_1/R_2 met R_L wordt de uitgang $U_o = U_{sat}/3 = 5V$. Valt de ingangsspanning buiten het venster van 5V t.e.m. 8V dan is er steeds één opamp-uitgang hoog en de andere laag. De totale uitgangsspanning U_o is dan steeds 0V.

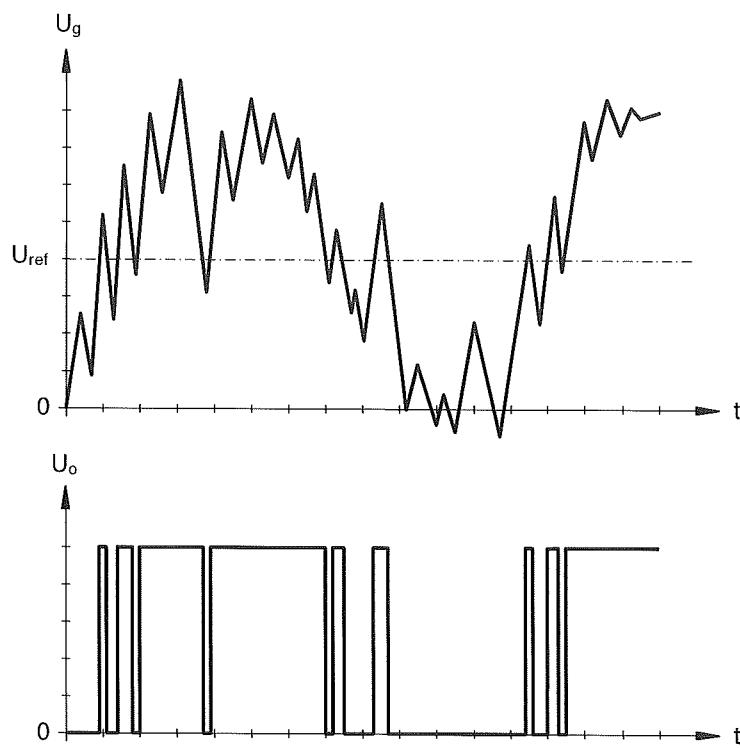


Figuur 6.22: uitgangssignaal

6.6 Schmitt-trigger

6.6.1 Principe

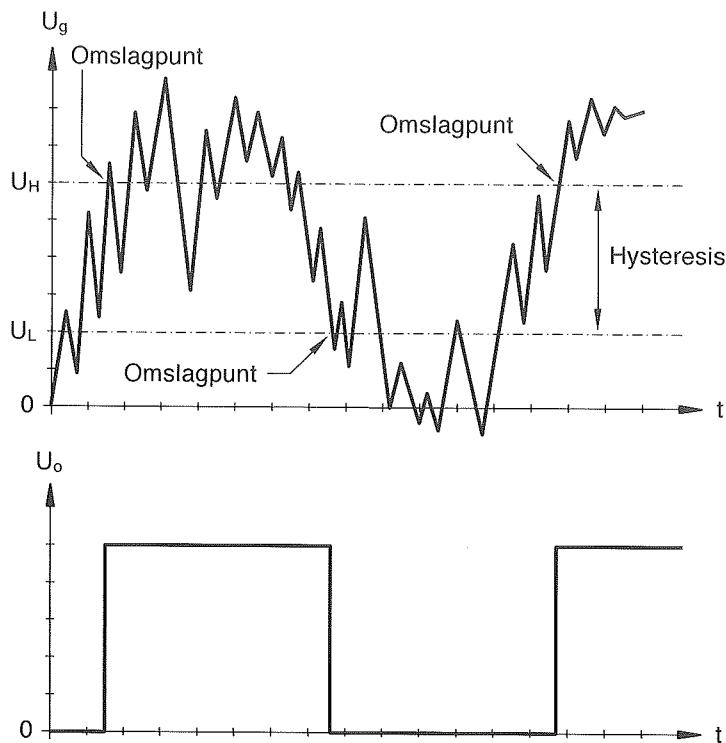
Bij de klassieke comparatorschakelingen bestaat het gevaar dat bij traag variërende ingangssignalen de uitgang ook relatief traag omklapt (t.g.v. de eindige open-lusversterking van de gebruikte opamp). Meestal wordt echter een snelle omschakeling vereist, bijvoorbeeld om de vermogendissipatie bij het schakelen te beperken. Door een positieve terugkoppeling (meekoppeling) toe te passen kan men de schakelsnelheid fors opdrijven. De schakeling krijgt dan meteen ook de eigenschappen van een flankhersteller (*pulse shaper*). In bepaalde gevallen kan een signaal heel wat ruis of storingen bevatten. Deze storingen kunnen een gewone comparator ongewenst heen en weer laten schakelen. In dat geval is het wenselijk om de comparator van een zekere hysteresis te voorzien. Met hysteresis bedoelt men hier dat er een verschil is tussen het aan- en afschakelniveau. Ook dit wordt in praktijk bekomen door meekoppeling toe te passen. Een dergelijke meegekoppelde comparator met hysteresis noemt een Schmitt-trigger of een regeneratieve comparator.



Figuur 6.23: foutieve pulsreconstructie bij storingen met een gewone comparator

T.g.v. de aanwezige storingen in het ingangssignaal van de eenvoudige comparator wordt het schakelniveau U_{ref} meerdere malen overschreden. Dit veroorzaakt ongewenste schakelpulsen (*jitter*) rond de gewenste schakelpunten. Wanneer bijvoorbeeld een dergelijk signaal aan een digitale schakeling wordt aangeboden dan kan de werking daarvan vrij ernstig verstoord worden.

In zo'n geval kan het gebruik van een Schmitt-trigger (comparator met hysteresis) soelaas bieden.



Figuur 6.24: correcte pulsreconstructie bij storingen met een Schmitt-trigger

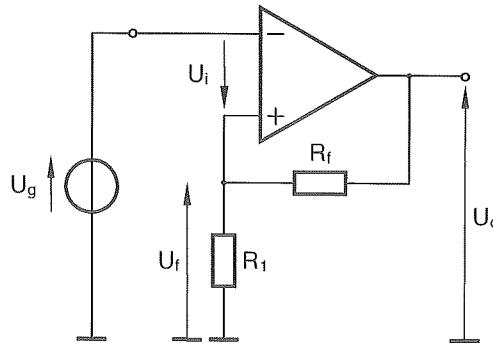
U_H : hoog omklapniveau, dit is het schakelniveau van de ingangsspanning waarbij de uitgang van laag naar hoog omschakelt

U_L : laag omklapniveau, dit is het schakelniveau van de ingangsspanning waarbij de uitgang van hoog naar laag omschakelt

Door gebruik te maken van twee verschillende schakelniveaus (U_H en U_L) zien we dat de invloed van de stoorsignalen sterk gereduceerd wordt.

6.6.2 Inverterende Schmitt-trigger

Wanneer men vertrekt van het schema van een niet-inverterende versterker en men verwisselt de inverterende-ingang van de opamp met de niet-inverterende ingang dan bekomt men een inverterende Schmitt-trigger. Men kan op een eenvoudige manier vaststellen dat er meekoppeling gebruikt wordt. Als men veronderstelt dat om de een of andere reden de uitgangsspanning begint te stijgen dan wordt deze stijging doorgegeven naar de niet-inverterende ingang van de opamp. Een stijging van de (+) klem doet de uitgang van de opamp nog meer stijgen... Door deze "meekoppeling" zal de uitgang van de opamp zeer snel naar de positieve saturatie spanning U_{sat+} schakelen. Voor een spanningsdaling van de uitgang geldt een gelijkaardige redenering. Deze schakeling heeft dus maar twee mogelijke uitgangssignalen namelijk U_{sat+} en U_{sat-} .



Figuur 6.25: inverterende Schmitt-trigger

Wanneer de uitgangsspanning U_o op U_{sat+} staat dan bedraagt de spanning op de (+) klem:

$$U_{(+)} = U_{sat+} \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

De uitgang zal omklappen van U_{sat+} naar U_{sat-} wanneer de spanning op de (-) klem groter wordt dan op de (+) klem.

De ingangsspanning waarbij de opamp-uitgang omklaapt van hoog naar laag noemen we U_L .

$$U_L = U_{sat+} \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

Vergelijking 6.3: U_L

Zolang $U_g < U_L$ blijft $U_o = U_{sat+}$. Wordt nu echter $U_g > U_L$ dan klappt de uitgang zeer snel om van U_{sat+} naar U_{sat-} .

De nieuwe spanning (U_f) op de (+) klem wordt dan:

$$U_{(+)} = U_{sat-} \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

De ingangsspanning moet nu dalen tot onder dit niveau om de uitgang opnieuw te laten omschakelen van U_{sat-} naar U_{sat+} .

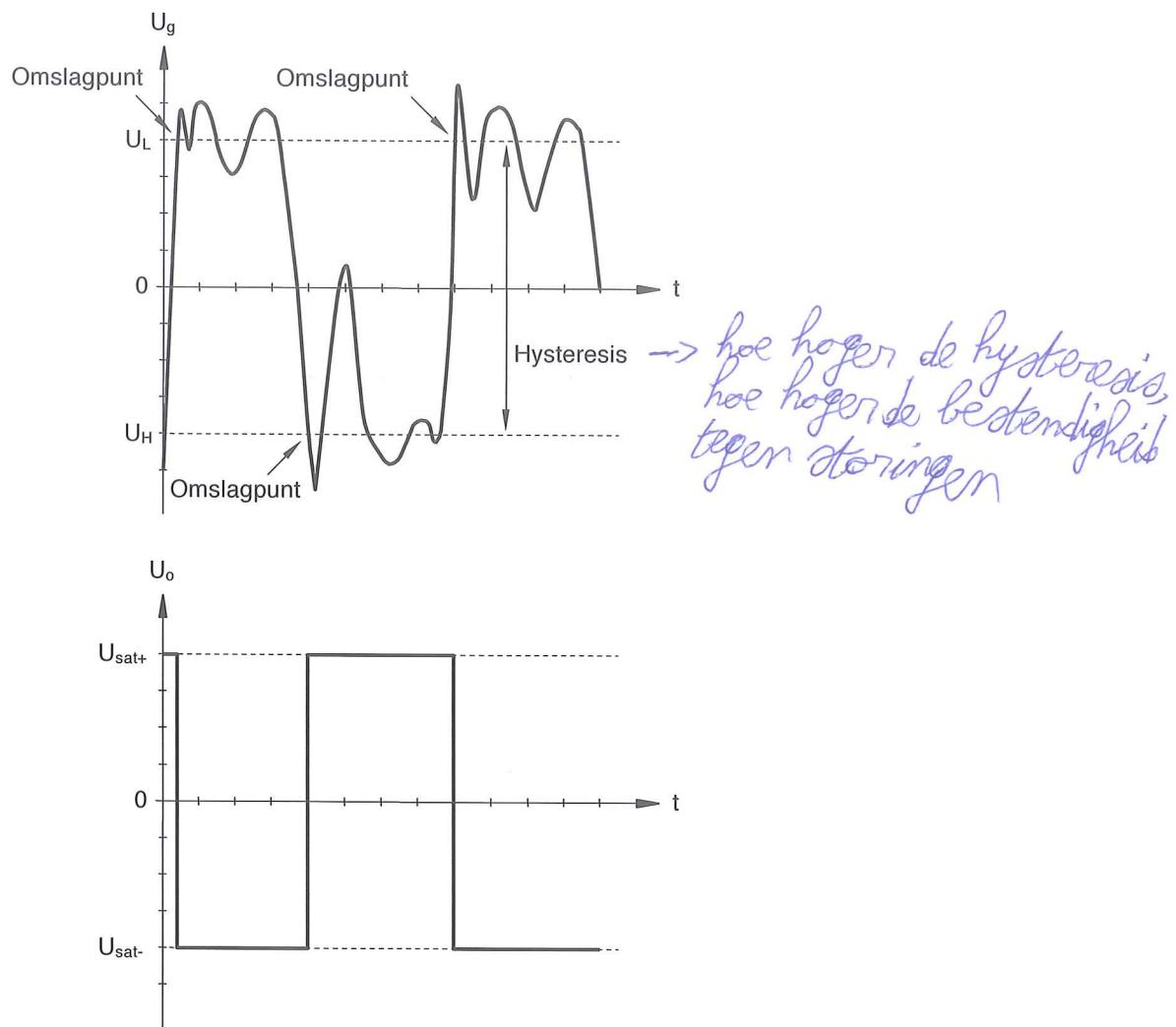
Deze ingangsspanning waarbij de opamp-uitgang omklaapt van een laag niveau naar een hoog niveau noemen we U_H .

$$U_H = U_{sat-} \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

Vergelijking 6.4: U_H

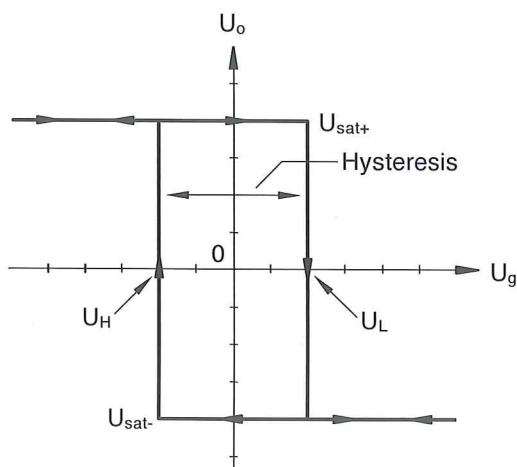
We merken op dat het omklappen van hoog naar laag gebeurt bij een stijgende positieve ingangsspanning en dat het omklappen van laag naar hoog gebeurt bij een negatieve dalende ingangsspanning. Vandaar de benaming inverterende Schmitt-trigger.

Voorbeeld



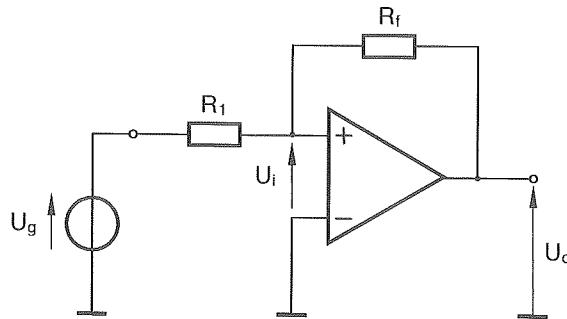
Figuur 6.26: voorbeeld inverterende ST

Transferkarakteristiek



Figuur 6.27: transferkarakteristiek inverterende ST

6.6.3 Niet-inverterende Schmitt-trigger



Figuur 6.28: niet-inverterende Schmitt-trigger

Ook hier is duidelijk meekoppeling aanwezig.

Wanneer de uitgangsspanning U_o op U_{sat+} staat dan bedraagt de spanning op de (+) klem:

$$U_{(+)} = U_g + (U_{sat+} - U_g) \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

De uitgang zal omklappen van U_{sat+} naar U_{sat-} wanneer de spanning op de (+) klem kleiner wordt dan op de (-) klem, dus kleiner dan 0V.

Op het omschakelpunt ($U_{(+)}=0V$) staat U_{sat+} over R_f . De stroom die vloeit van de uitgang van de opamp naar de (+) klem is dan:

$$I_{R_f} = \frac{U_{sat+}}{R_f}$$

De ingangsspanning waarbij de opamp-uitgang omklaapt van hoog naar laag noemen we U_L .

$$U_L = -I_{R_f} \cdot R_1$$

Invullen I_{R_f} geeft:

$$U_L = -U_{sat+} \frac{R_1}{R_f}$$

Vergelijking 6.5: omslagniveau U_L

Wordt $U_g < U_L$ dan klapt de uitgang zeer snel om van U_{sat+} naar U_{sat-} .

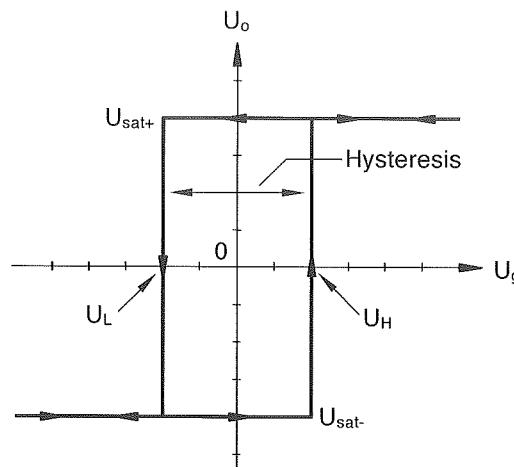
Op analoge wijze vinden we U_H

$$U_H = -U_{sat-} \frac{R_1}{R_f}$$

Vergelijking 6.6: omslagniveau U_H

De ingangsspanning moet nu stijgen tot boven dit niveau om de uitgang opnieuw te laten omschakelen van $U_{\text{sat}-}$ naar $U_{\text{sat}+}$.

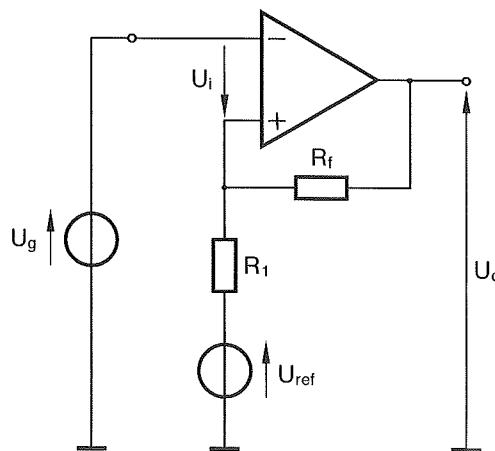
Het omklappen van laag naar hoog gebeurt nu bij een stijgende positieve ingangsspanning en het omklappen van hoog naar laag bij een negatieve dalende ingangsspanning. Dit is dus niet-inverterende Schmitt-trigger.



Figuur 6.29: TFK niet-inverterende ST

6.6.4 Inverterende Schmitt-trigger met referentiespanning

Bij de vorige twee soorten Schmitt-triggers liggen de twee schakelpunten symmetrisch rond de 0V. Door het toevoegen van een extra referentiespanning kan men deze schakelpunten op een willekeurige waarde vastleggen.



Figuur 6.30: inverterende ST met referentiespanning

Schakelpunten

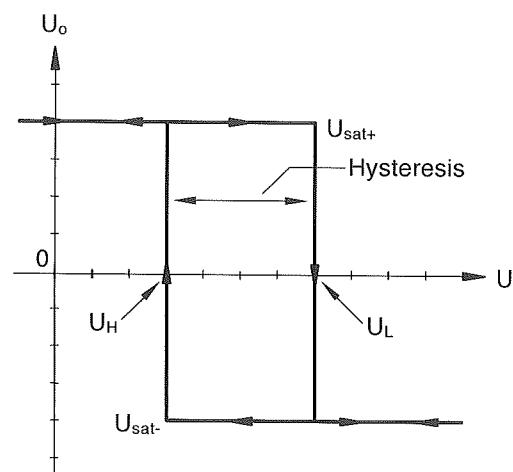
$$U_L = \frac{U_{ref} \cdot R_f + U_{sat+} \cdot R_2}{R_2 + R_f}$$

Vergelijking 6.7

$$U_H = \frac{U_{ref} \cdot R_f + U_{sat-} \cdot R_2}{R_2 + R_f}$$

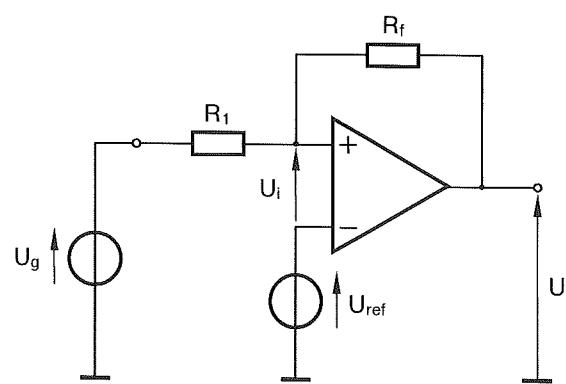
Vergelijking 6.8

Transferkarakteristiek



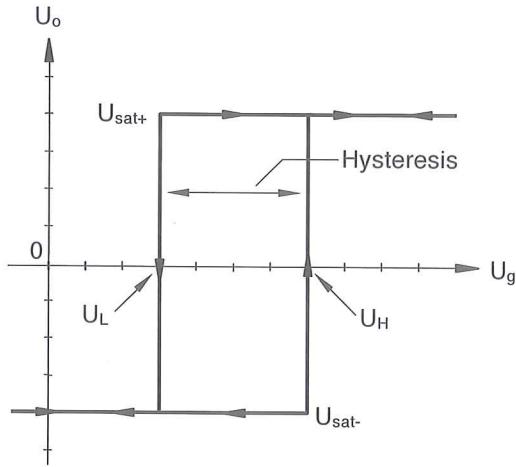
Figuur 6.31: TFK inverterende ST met referentiespanning

6.6.5 Niet-inverterende Schmitt-trigger met referentiespanning



Figuur 6.326.6.5 Niet-inverterende Schmitt-trigger met referentiespanning

De referentiespanning U_{ref} wordt in de principeschema's voorgesteld als een spanningsbron. In praktijk wordt dit gerealiseerd met een weerstandsdeler, zenerdiode of spanningsreferentie IC.



Figuur 6.33: TFK niet-inverterende ST met referentiespanning

Omslagpunten

$$U_H = U_{ref} + \frac{R_1}{R_f} (U_{ref} - U_{sat-})$$

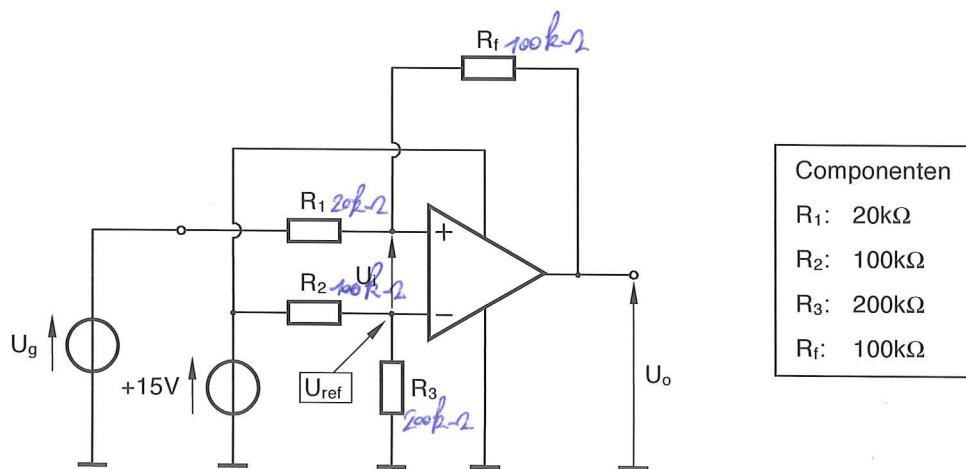
Vergelijking 6.9: U_H niet-inverterende ST met U_{ref}

$$U_L = U_{ref} + \frac{R_1}{R_f} (U_{ref} - U_{sat+})$$

Vergelijking 6.10: U_L niet-inverterende ST met U_{ref}

6.6.6 Voorbeeld

Niet-inverterende Schmitt-trigger met referentiespanning. De gebruikte opamp is ideaal en wordt asymmetrisch gevoed met 15V t.o.v. massa.



Figuur 6.34: voorbeeld niet-inverterende ST met U_{ref}

Bepaling U_{ref}

$$U_{ref} = 15V \frac{R_3}{R_2 + R_f}$$

$$U_{ref} = 15V \frac{200k\Omega}{100k\Omega + 200k\Omega} = 10V$$

Berekening van de schakelpunten

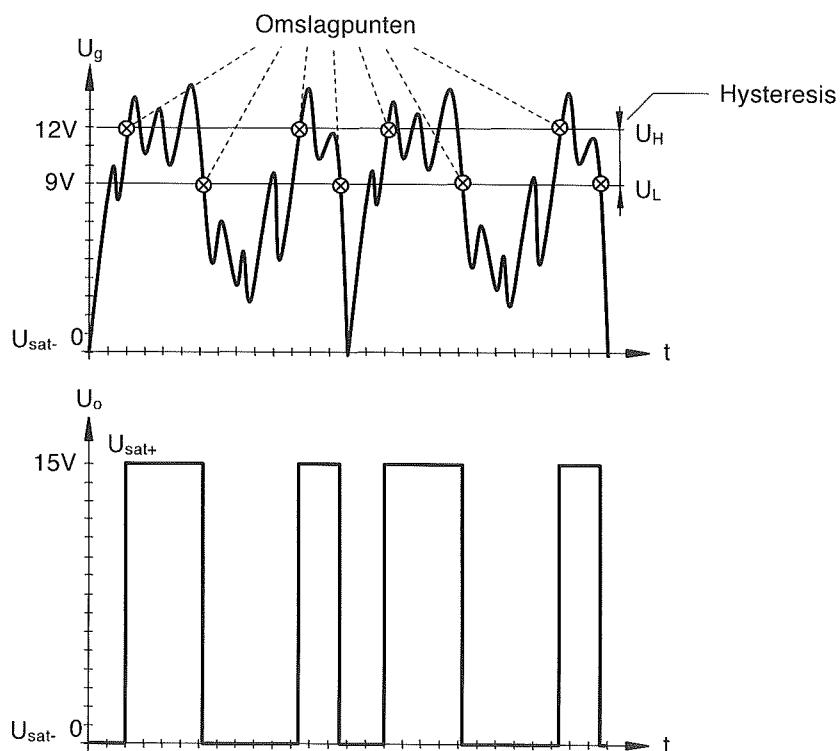
$$U_H = U_{ref} + \frac{R_1}{R_f} (U_{ref} - U_{sat-})$$

$$U_H = 10V + \frac{20k\Omega}{100k\Omega} (10V - 0V) = 12V$$

$$U_L = U_{ref} + \frac{R_1}{R_f} (U_{ref} - U_{sat+})$$

$$U_L = 10V + \frac{20k\Omega}{100k\Omega} (10V - 15V) = 9V$$

Transferkarakteristiek



Figuur 6.35: voorbeeld niet-inverterende ST met U_{ref}