

Examen Eletronica

1. De ideale operationele versterker

(LM741)

1. Ideale opamp:

- Avo: • Spanningsversterking (open loop): ∞
- R_i: • Ingangsweerstand: $\infty \Omega$
- I_i: • Ingangsstroom: 0 A
- R_o: • Uitgangsweerstand: 0Ω
- f_u: • Bandbreedte: 0 Hz
- SR: • Snelheid (stuwrate): $\infty \text{ V/s}$

2. Praktische opamp

200V/mV

2M Ω

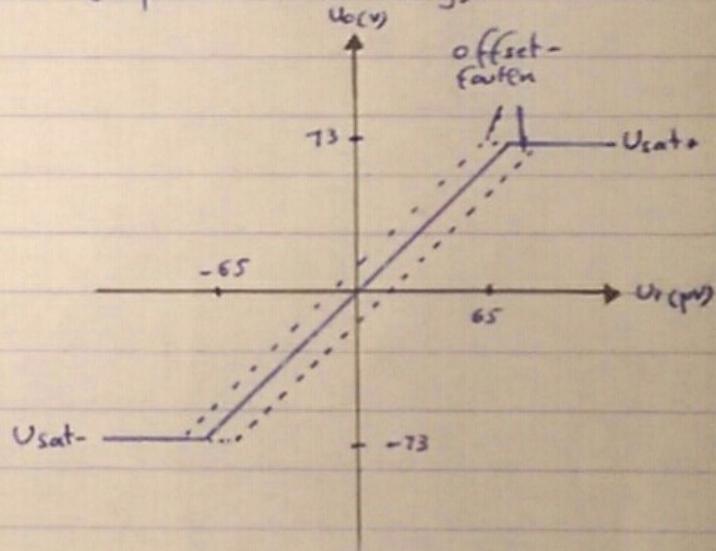
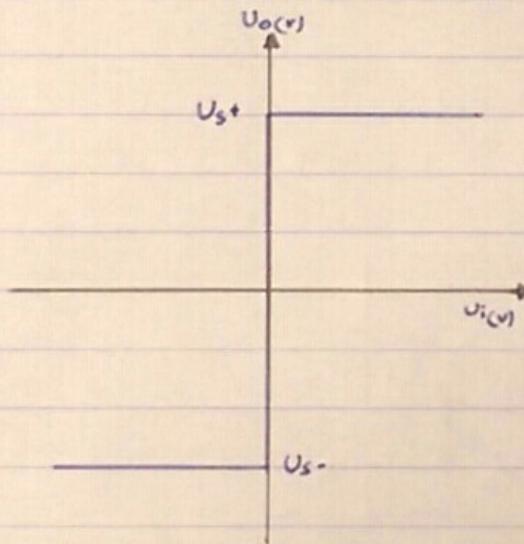
75Hz

5Hz

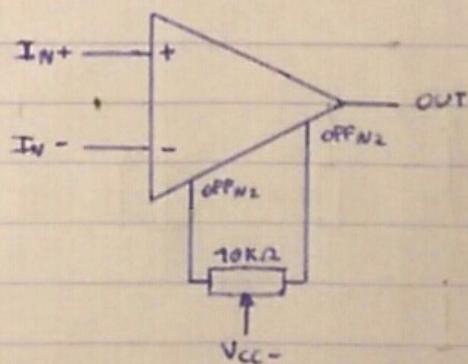
0,5V/ μs

3. Transfer karakteristiek

$$U_o = A_{uo} \cdot U_i \quad (\text{Open loop versterking})$$

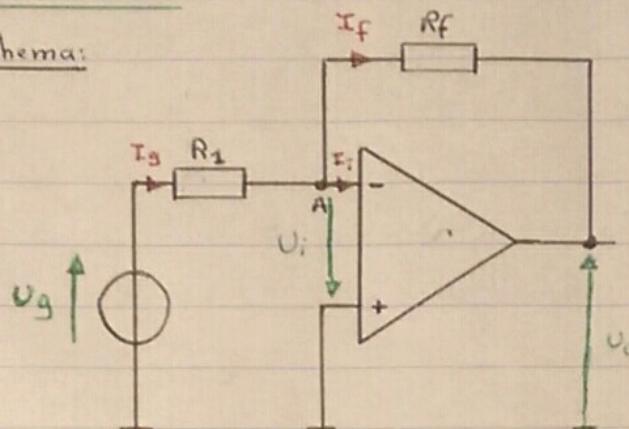


4. Offset compensatie:



2. Invertende versterker

1. Principeschema:



2. Terugkoppeling:

- Via R_f wordt gedeelte van uitgangsspanning teruggevoerd ($f = \text{feedback}$)
- De neiging van stijgen ~~van~~ uitgang wordt tegengewerkt door terugkoppeling.
= tegenkoppeling

3. Virtuele massa

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

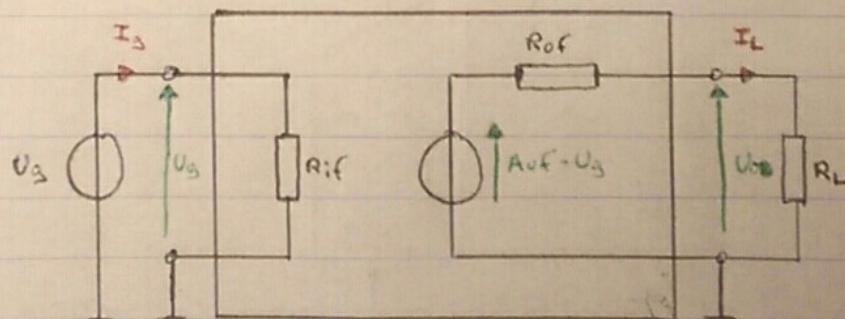
- De spanning op punt A is altijd $0V$, aangezien niet-invertende ingang met de massa verbonden is.

4. Spanningsversterking:

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_g} = - \frac{R_f}{R_2}$$

- Het signaal wordt geïnverteerd.
- Versterking uitsluitend bepaald door R_2 en R_f
- Zelfde versterking voor AC

5. Blokschema:

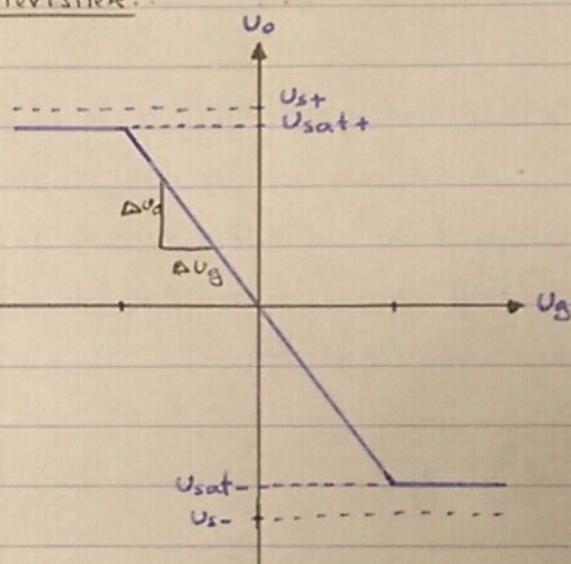


6. Ingangsweerstand en uitgangsweerstand:

- Weerstandswaarde waarmee opamp vorige trap belast = ingangsweerstand R_{in}
- Verhouding ingangsspanning op ingangsstroom, dus $\rightarrow R_{in} = R_1$
- Met ideale $\infty \Omega$ ingangsweerstand, wordt de vorige trap toch belast.

- Bij belasting veroorzaakt I_L spanningsval over R_L .
- Bij ideale opamp wordt deze volledig gecompenseerd door terugkoppeling.
- Dit resulteert in een $R_{of} = 0 \Omega$

7. Transfer karakteristiek:



- Statische versterking: Verhouding U_o op U_g voorbepaald punt.

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

- Dynamische versterking: Wanneer men een variatie beschouwt, dan bekent men de dynamische of AC -versterking.

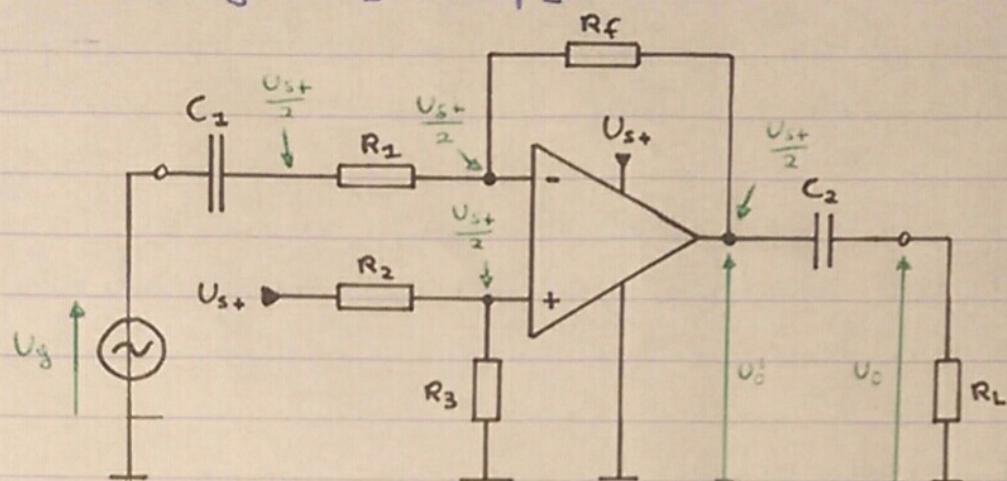
$$A_{uf} = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_g}$$

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

- De versterking is constant in het lineaire werkgebied, daarbuiten treedt er clipping op.

8. Asymmetrische voeding

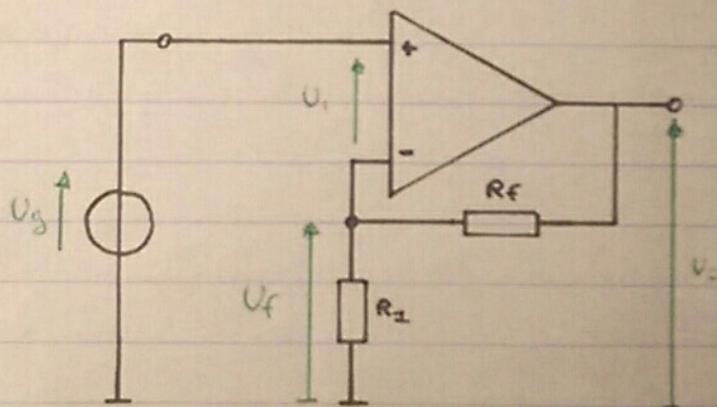
→ Enkelvoudige voeding om kostprijs te drukken.



- $R_2 = R_3 \Rightarrow$ Halve voedingsspanning op + - klem
 - $U_i = 0V \Rightarrow$ - - klem ook op halve voedingsspanning.
 - $C_1, C_2 \Rightarrow$ Open keten voor DC, geen gelijfspanning over R_2, R_E, R_L en generatoren
 - U_o' zal altijd, $\frac{U_{st}}{2}$ hoger liggen dan U_o
 - U_o is in tegen fase t.o.v. U_g .

3 Niet-investerende voorstelkeer

1. Prinzipienschematik



2. Spanningsversterking:

- Tegenkoppeling door R_f .
 - Spanningsversterker: $A_{uf} = \frac{U_o}{U_g} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$

→ De uitgangsspanning heeft dezelfde fase als de ingangsspanning.

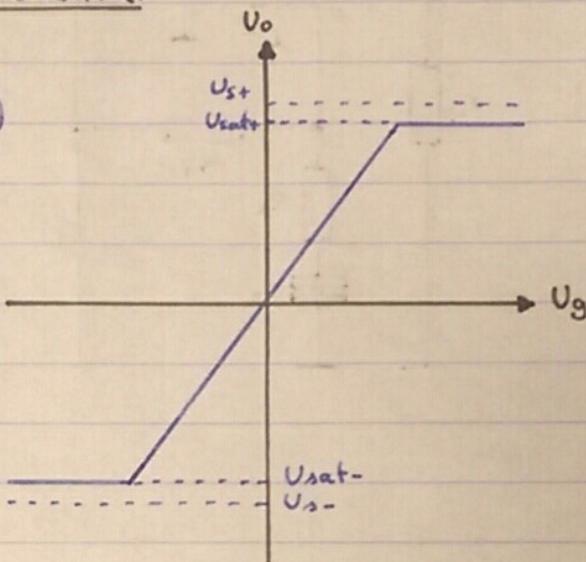
3. Ingangsweerstand en uitgangsweerstand:

→ Ingangsweerstand = $\frac{U_{in}}{I_{in}}$, aangezien $I_{in} = 0 \Rightarrow R_{if} = \infty$, R_2

→ Door terugkoppeling zal eventuele daling van uitgangsspanning gecompenseerd worden $\Rightarrow R_{of} = 0,2$

4. Transfert karakteristiek:

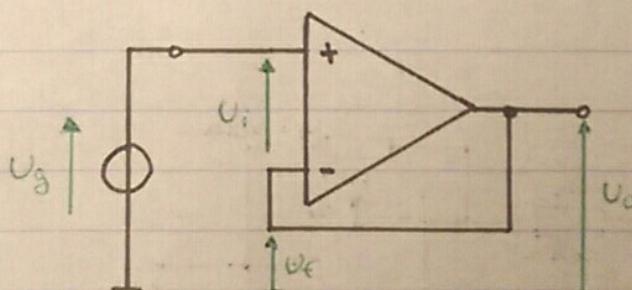
$$U_o = U_g \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_2} \right)$$



5. Spanningsvolger:

→ Speciaalgeval van niet-inverterende versterker. $\rightarrow R_2$ weglaten

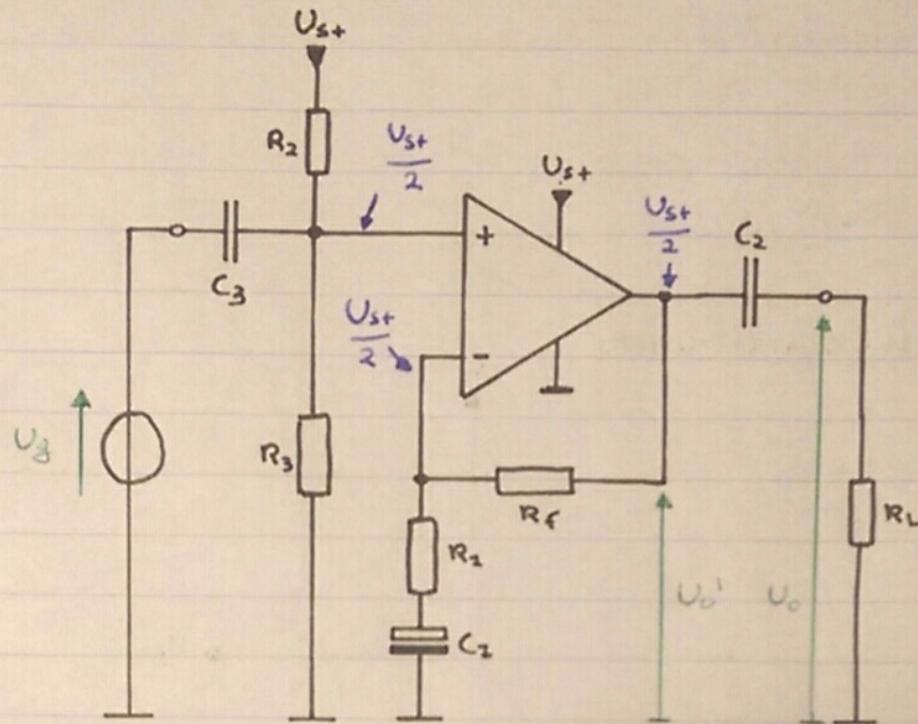
→ R_f mag gelijke welke eindige waarde hebben, dus ook ∞ .



→ Zelfde eigenschappen als niet-inverterende versterker.

→ Buffertrap: Signaal oppakken zonder dat de bron dit voelt en vervolgens zonder problemen belast werken.

6. Asymmetrische voeding:



$$\rightarrow R_2 = R_3 \Leftrightarrow \frac{U_{st+}}{2}$$

$\rightarrow U_o$ is in fase en versterkt, U_o' ligt $\frac{U_{st+}}{2}$ hoger

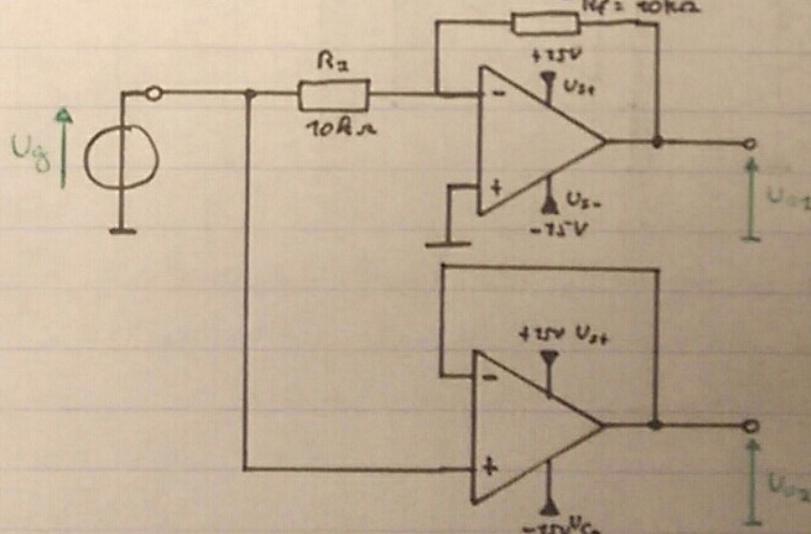
\rightarrow Door C_2 vloeit er geen gelijkstroom door R_2 en R_f .

7. fasesplitter:

\rightarrow Schakeling met twee uitgangen:

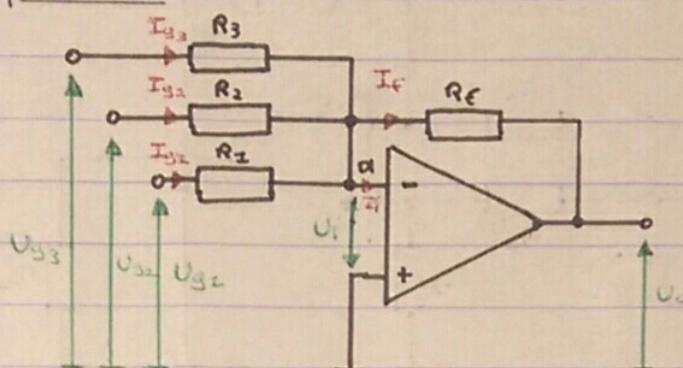
- Oorspronkelijk signaal gebufferd.
- Geïnverteerd signaal.

\rightarrow Gebruikt om geluidversterkers in brug te schakelen = groter vermogen bij tegenstrooming



4. Inverterende Sommator

1. Principschema:



2. Uitgangssignaal:

→ Gewogen som, signaal wordt geïnverteerd

$$I_{g_2} + I_{g_2} + I_{g_3} = I_f$$

$$\frac{U_{g_2}}{R_2} + \frac{U_{g_2}}{R_2} + \frac{U_{g_3}}{R_3} = - \frac{U_o}{R_f}$$

$$\Rightarrow U_o = - \left(\frac{R_f}{R_2} \cdot U_{g_2} + \frac{R_f}{R_2} \cdot U_{g_2} + \frac{R_f}{R_3} \cdot U_{g_3} \right)$$

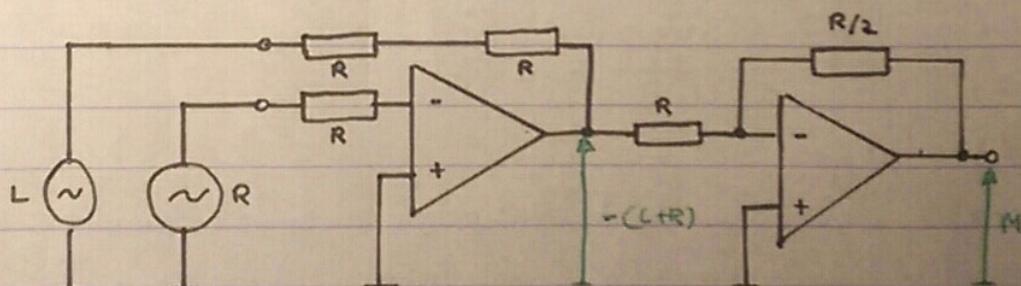
$$\rightarrow \text{Als } R_1 = R_2 = R_3 = R_f: U_o = - (U_{g_1} + U_{g_2} + U_{g_3})$$

3 Toepassingen:

- Audio-mixer: Inverterende sommator + inverterende versterker

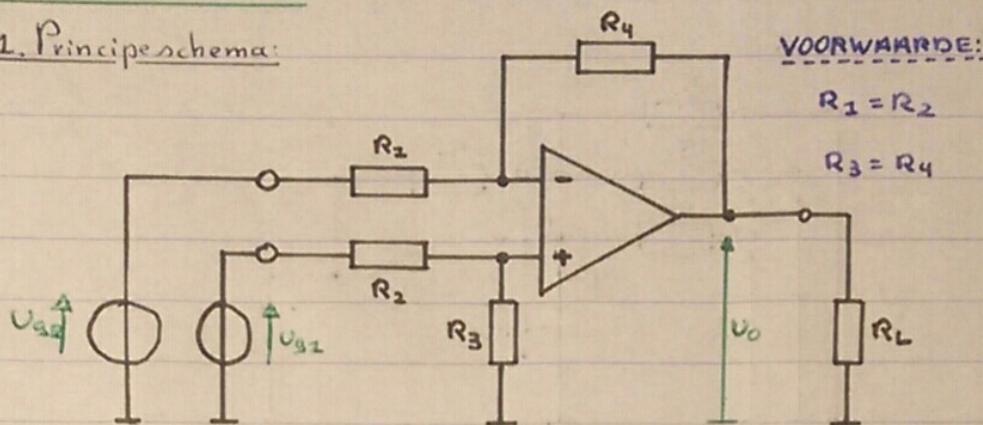
- Stereo naar mono omvormer: $M = \frac{L+R}{2}$

→ Inverterende sommator + inverterende versterker $0.5 \times$



5. Verschilversterker:

1. Principeschema:



2. Berekening Uitgangsspanning:

→ Superpositie toepassen:

- Stap 1: $U_{g1} = 0V$: Geen stroom door R_2 en R_3 , schakeling = inverterende versterker.

$$U_o' = -U_{g2} \cdot \frac{R_4}{R_2}$$

- Stap 2: $U_{g2} = 0V$: niet-inverterende versterker, voorafgegaan door spanningstrekker

$$U_o'' = U_{g1} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right)$$

→ $R_2 = R_3$ en $R_3 = R_4$:

$$U_o'' = U_{g1} \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot \left(\frac{R_2 + R_4}{R_2} \right) = U_{g1} \cdot \frac{R_4}{R_2}$$

- Stap 3: Deelresultaten samennemen.

$$\begin{aligned} U_o &= U_o' + U_o'' \\ &= U_{g2} \cdot \frac{R_4}{R_2} - U_{g1} \cdot \frac{R_4}{R_2} \end{aligned}$$

$$U_o = (U_{g2} - U_{g1}) \cdot \frac{R_4}{R_2}$$

3. Eigenschappen:

- De ingangsweerstand is niet gelijk voor beide ingangen en is relatief laag.
- De belasting van U_{g2} wordt beïnvloed door U_{g1} .
- Om versterking te wijzigen, moeten er tegelijkertijd twee weerstanden veranderen: tandem-potentiometer (2pot op 1-as).
- Spanningen U_{g1} en U_{g2} hebben een kleine invloed op de verschilversterking. "Common Mode Gain", verhouding differentiaal gain op CMG wordt "Common mode rejection ratio" genoemd en moet zo hoog mogelijk zijn.

4. Toepassingen:

→ Stroomsensor: Aansluitklemmen verschilversterker aansluiten op in serie geschakelde weerstand in een ring.

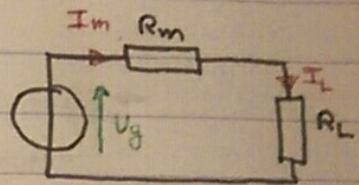
De spanning over U_m is recht evenredig met de stroom.

$$\rightarrow U_m = I_L \cdot R_m$$

Als U_m de ingangsspanning is:

$$U_0 = (U_{g2} - U_{g1}) \cdot \frac{R_4}{R_2} \Rightarrow U_m = -(U_{g2} - U_{g1})$$

$$U_0 = -U_m \cdot \frac{R_4}{R_2} \Rightarrow U_0 = (-I_L \cdot R_m) \cdot \frac{R_4}{R_2} = -C_{te} \cdot I_L$$



De uitgangsspanning U_0 is dus recht evenredig en geïnverteerd met de stroom door de belasting.

→ Weinig invloed met ring op schakeling

→ Geen galvanische scheiding = veiligheidsprobleem.

→ Storingsvrij signaaltransport:

- Eenvoudigste methode: RS232: Tweaderige kabel, signaaldraad en massa. Zender en ontvanger.

→ Gebruikte niveaus:

Zender: $1 = -5V$ tot $-15V$ $0 = +5V$ tot $+25V$

Ontvanger: $1 = -3V$ tot $-25V$ $0 = +3V$ tot $+25V$

Ongedefinieerd: $-3V$ tot $+2V$.

→ Ontvanger signaal RXD bestaat uit verzonden data + opgenomen storing.

→ Hierdoor ontstaan bitfouten, RS232 is enkel bruikbaar voor korte afstanden.

→ Oplossing: Differentiële signalen versturen: oorspronkelijk 2 signaal engeïnd.

De ontvanger is een verschilversterker, die het verschil levert tussen beide signalen versterkt, dus het dubbele originele signaal. Beide draden nemen evenveel storing op, deze worden van elkaar afgetrokken.

= RS485: Differentiële signalen, duplex

→ Max 32 zenders & ontvangers

→ Snelheid: $10Mbit/s$ ($12m$) of $100Mbit/s$ ($1200m$)

→ Input: $-7V$ tot $+12V$

→ Ontvanger: Hoog: $+200mV$
Laag: $-200mV$

- Full-duplex: Verschillende signaallijnen, zenden en ontvangen tegelijk.
- Half-duplex: Eén signaallijn, zenden en ontvangen op ander moment.
- Twisted Pair: Kabels twisten, storing in naburige cellen heffen elkaar op.

- LVDS: Low Voltage Differential Signaling. $-2,4\text{V} \quad -100\text{mV} \quad +100\text{mV} \quad 2,4\text{V}$
- Hoge snelheid
 - Korte afstand.
 - Gebruikte methodes:
 - Point-to-Point: simplex en duplex
 - Multi-drop: één zender, verschillende ontvangers.
 - Multi-point: 3 nodes (multiplex), kunnen met elkaar communiceren.

6. Spanningscomparatoren:

1. Nuldaorgangsdetector:

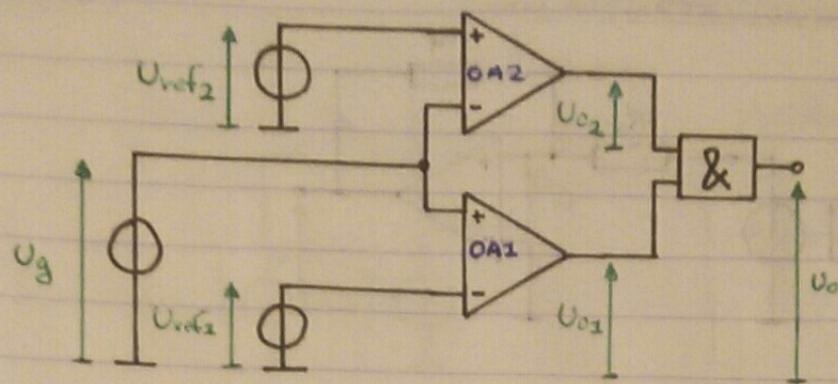
- Nagaan of signaal groter of kleiner dan 0V.
- Open-lus: Direct saturatie.
- Ingang aan (-) hlem: invertend
- Ingang aan (+) hlem: niet-invertend.

2. Niveau detector:

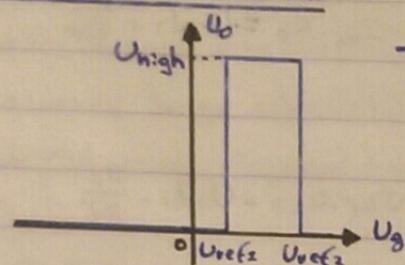
- Nagaan waarde signaal groter of kleiner is dan referentiespanning.
- Open-lus
- Ingang (-): invertend
- Ingang (+): niet-invertend.

3. Venstercomparator:

- Detecteren of signaal tussen 2 waarden ligt. U_{ref1} & U_{ref2}
- $U_{ref2} > U_{ref1}$, anders onmogelijk
- $U_{ref1} \rightarrow$ invertende niveau detector
- $U_{ref2} \rightarrow$ niet-invertende niveau detector.
- Uitgang hoog wanneer uitgang beide op-amps hoog is: $U_g < U_{ref1}$ en $U_g > U_{ref2}$



Transfert karakteristiek:

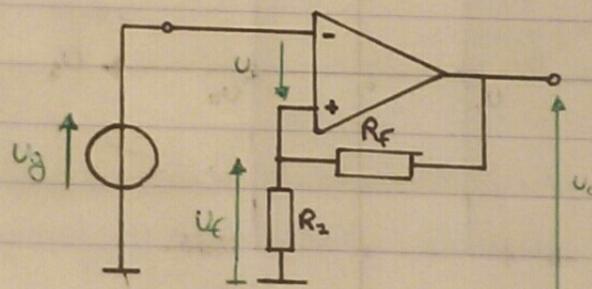


→ De AND-poort kan ook vervangen worden door 2 gelijke weerstanden. (Bij symmetrische voeding)

4. Schmitt-trigger: (Regenerative comparator)

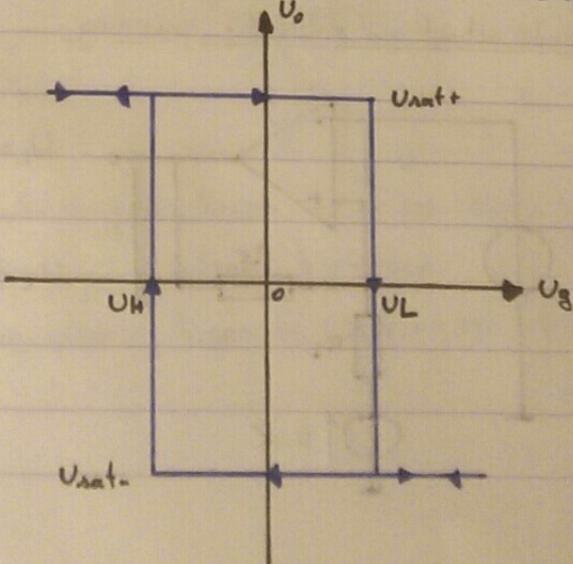
→ Moege koppelde comparator met hysteresis.

→ Inverterende schmitt-trigger

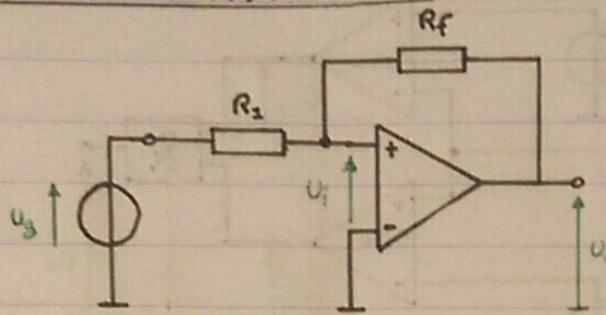


$$\rightarrow U_L = U_{sat+} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_f}$$

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



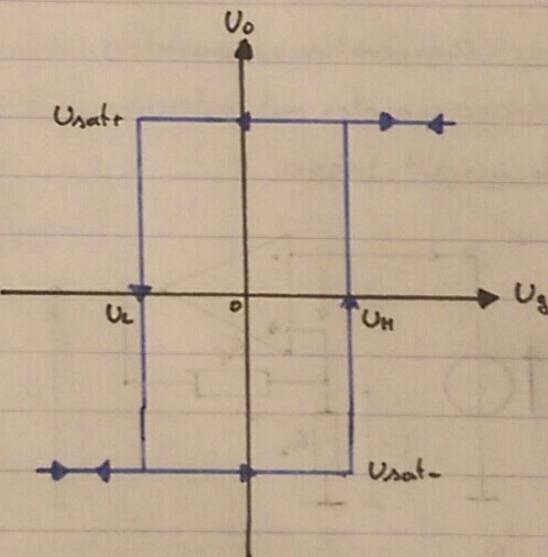
5. Niet-Inverterende Schmittschwelle



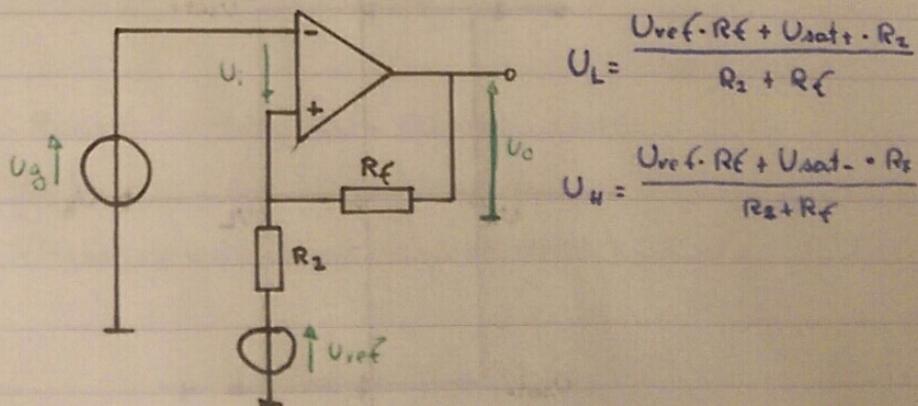
→ Tumschaltelpunt: $U_i = 0V \Rightarrow U_{(o)} = 0V$

$$\left. \begin{aligned} \rightarrow U_{sat+} &= U_0 = I_{RF} \cdot R_f \\ \Leftrightarrow I_{RF} &= \frac{U_{sat+}}{R_f} \end{aligned} \right\} U_L = -I_{RF} \cdot R_2 = -U_{sat+} \cdot \frac{R_2}{R_f}$$

$$\left. \begin{aligned} \rightarrow U_{sat-} &= U_0 = I_{RF} \cdot R_f \\ \Leftrightarrow I_{RF} &= \frac{U_{sat-}}{R_f} \end{aligned} \right\} U_H = -I_{RF} \cdot R_2 = -U_{sat-} \cdot \frac{R_2}{R_f}$$



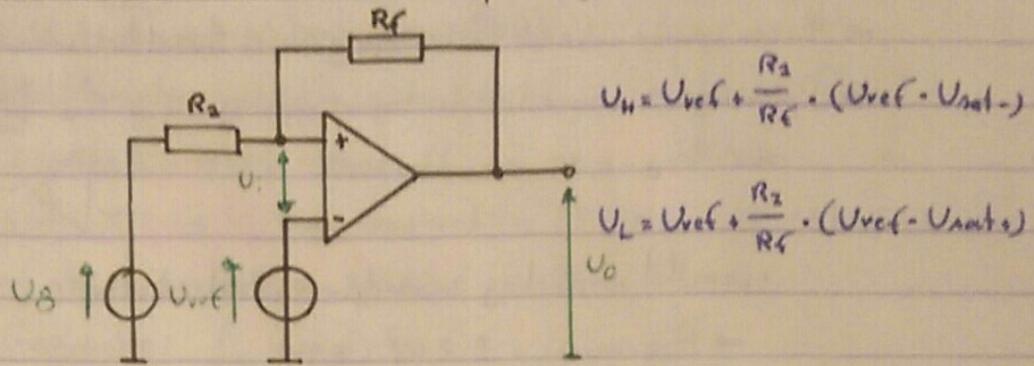
6. Inverterende Schmitt mit Referenzspannung:



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

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

7. Niet-inverteerende schmitt met referentie spanning:



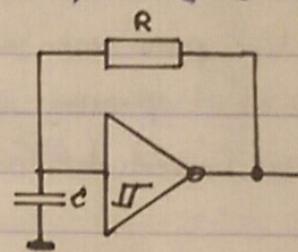
8. Schmitt-trigger als pulsvormer:

- Bij doorlopen schakelingen, verliezen signalen vaak hun flanksteilheid.
- Gevolg: lange schakeltijden, vermogen dissipatie in IC's.
- Oplossing: Signaal door schmitt trigger storen. (EX inverting schmitt triggers)

Oscillator:

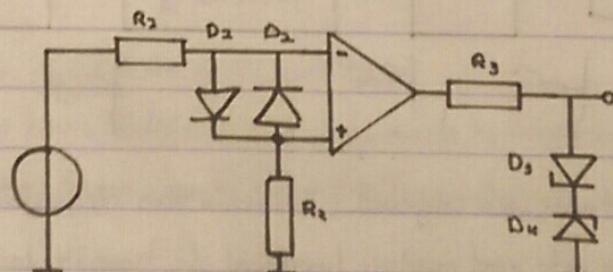
- Condensator laadt op tot U_L bereikt is, de uitgang slapt om en de C ontladt tot U_H bereikt wordt,...

$$f = \frac{1}{K_p R C}$$



9. Praktische aspecten van comparatoren:

- Begrenzing en beveiliging



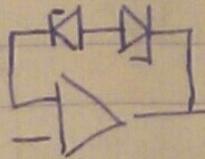
D_1, D_2 : Maximale spanning tussen (+) en (-) = 0,7V.

R_1, R_2 : Bij begrenzing de stroom beperken.

D_3, D_4 : Uitgangsspanning begrenzen ($U_{Z3} + 0,7V$) of ($-U_{Z4} - 0,7V$)

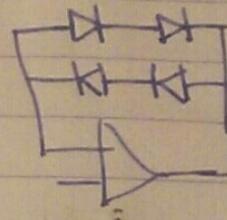
Vermijden saturatie:

- Als een opamp schakelt tussen zijn grenzen duurt het schakelen langer. (overloadvertraging time)
 - Oplossing: 2 zenerdiodes in tegenkoppeling.
- $U_b = -U_{ZD} - 0,7V$ en $U_{ZD} + 0,7V$



• parallel schakeling in serie geschakelde diodes:

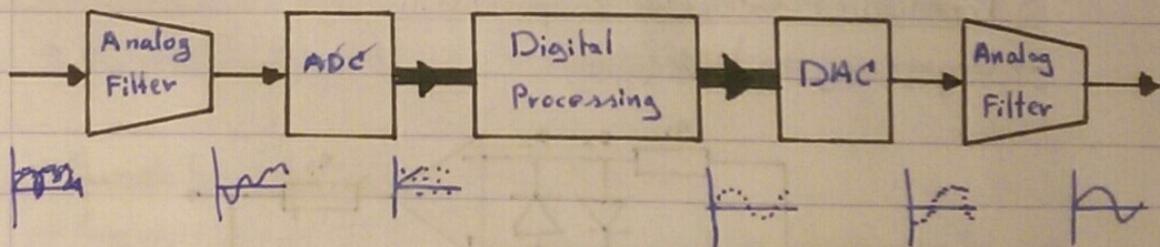
$$\rightarrow \text{Begrenzing} = \pm 2 U_f (\pm 4V)$$



Eigenschappen:

- Slew rate: Een blokvormig ingangssignaal krijgt schuine flanken bij de uitgang door de traagheid v/d opamp.
 - Gewone opamps vaak intern frequentie gecompenseerd (kleine C geïntegreerd) Deze zijn immuun tegen ontstaan van spontane oscillatie, maar lage SR.
 - Speciaal ontwikkeld comparatordc's gebruiken.
- Response time: paar zoons voor de uitgang 50% veranderd is.
- Ingangs offset spanning: spanning nodig om uitgang bij te regelen
- Input Bias Current: lekstroom in (+) en (-) die sterk temperatuur's afhankelijk is.

7 Data conversie schakeling:



→ Demonsteren van signaal (theorieën van Nyquist-Shannon):

Sample rate moet minstens tweemaal de hoogste ingangs frequentie zijn.
Anders ontstaan anti-aliasing fouten.

→ Daarvan bandbreedte ingangssignaal beperken: low pass filter.

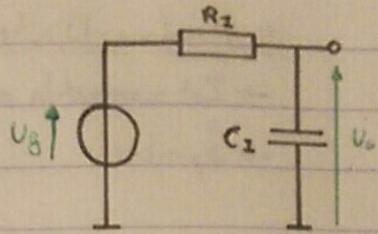
1. Laag doorlaat filter:

→ Impedantie C_2 is groot bij lage frequenties.

Vlak bijna geen stroom in lateren, spanningsval over R_2 is klein $\Rightarrow U_0 = U_B$

→ Impedantie is laag bij hoge frequenties, stroom is groot en bijna alle spanning staat over $R_2 \Rightarrow U_0 = 0$

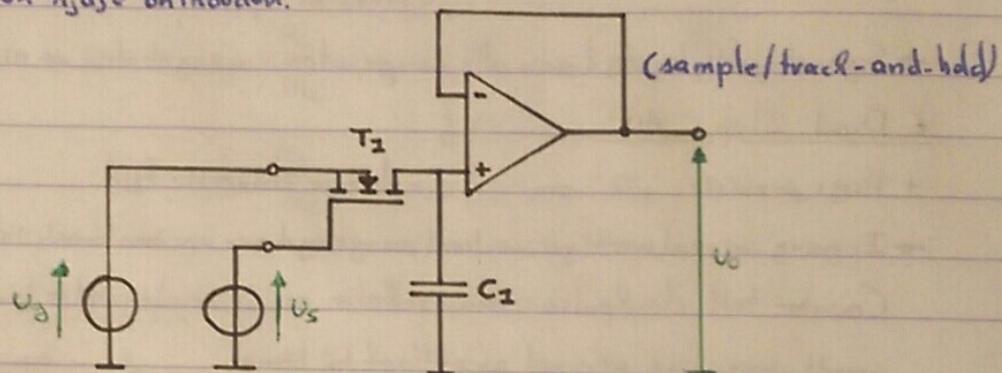
→ Afschijnfrequentie: $f_{KO} = \frac{1}{2\pi R_2 \cdot C_2}$



$$\text{Versterking in dB: } dB = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} \right)$$

2. Sample-and-hold:

→ Analog gakengetallen, op ritme controle-singaal U_S wordt momentele waarde gemeten en een tijdje onthouden.



→ U_S hoog: mest gesloten, condensator laadt snel op.

→ Spanning is als buffer geschakeld zodat lading niet verloren gaat.

→ Bij volgende puls volgt C_2 weer de ingangsspanning.

→ Sample time: tijd dat de mest gesloten is.

→ Acquisition time: Nodige tijd om eindwaarde te bereiden voor de SAR

→ Aperture time: tijd die mest nodig heeft om volledig te openen.

3. AD783:

→ High speed sample and hold amplifier

→ internal hold & fast acquisition (250ns), low power, for 12 to 14-bit ADC's

4. AD670:

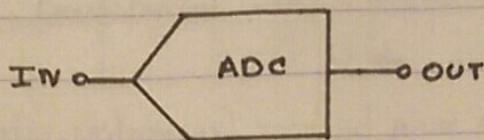
→ Zet analoge samples om naar 8bits.

→ CLK IN signaal wordt vertraagd aan R/W aangesloten om overgangssnelheid te verminderen.

4. Analog-Digitaal conversie:

→ Zet momentele analoge waarde om in binaire waarde

→ Symbool:



→ Resolutie: Hoe hoger, hoe nauwkeuriger: 3 bits $\Rightarrow 2^3 = 8$ verschillende niveaus.

→ Conversietijd: μs tot ms, fouten kunnen ontstaan als ingang wijzigt tijdens de conversietijd.

5. Flash ADC: (Parallel ADC's)

+ Snelste soort

$\# = 2^{\text{bits}} - 1$

$\# = 2^{\text{bits}}$

- veel comparatoren & weerstanden

+ Korte vertragingstijden

- Complexe chip

- groot vermogen dissipatie

- moestal beperkt tot 8 bits.

→ Signaal wordt tegelijk aan alle comparatoren aangeboden \rightarrow niveau-meting \rightarrow probability encoder and latch.

6. Dual Slope ADC:

+ Hoge precisie

- lange conversie tijd.

→ Ingang signaal wordt geïnverteerd aangeleid aan een invertende integratorschakeling.

Counter telt clock pulsen van oscillator en de condensator laadt op, wanneer opgeladen wordt spanning afgezet en ontladdt hij terug.

$$t_x = \frac{V_{in}}{V_{ref}} \cdot T = ct \cdot V_{in}$$

7. Successive Approximation ADC:

+ hoge snelheid

- ingangsspanning moet stabiel zijn

+ eenvoudige opbouw

- Ingebouwde SAR nodig

- Dure laser trim weerstanden.

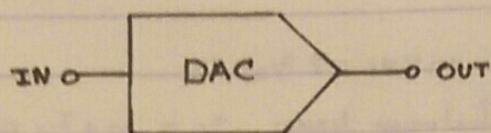
→ Successive Approximation register schattingsspanning. Deze wordt via DAC omgezet in een spanning, via een comparator vergeleken met de ingangsspanning. Als ingangsspanning $>$ is, dan is de niveaudetecteur hoog, de control logic past daardoor SAR aan naar een dichtere waarde.

→ Tegenwoordig met switched capacitors ipv. trimmed weerstanden.

(hoge sample snelheid nodig, geen DAC meer, beter thermisch stabiel)

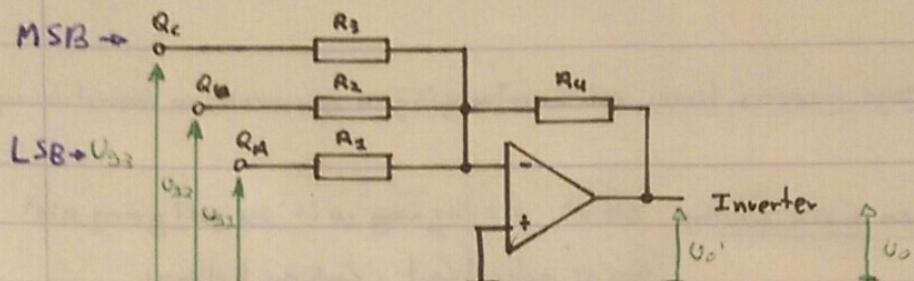
8. Digital-Analog Conversion

→ Symbol:



9. Binair gewogen DAC

Inverterende sommator + inverter.

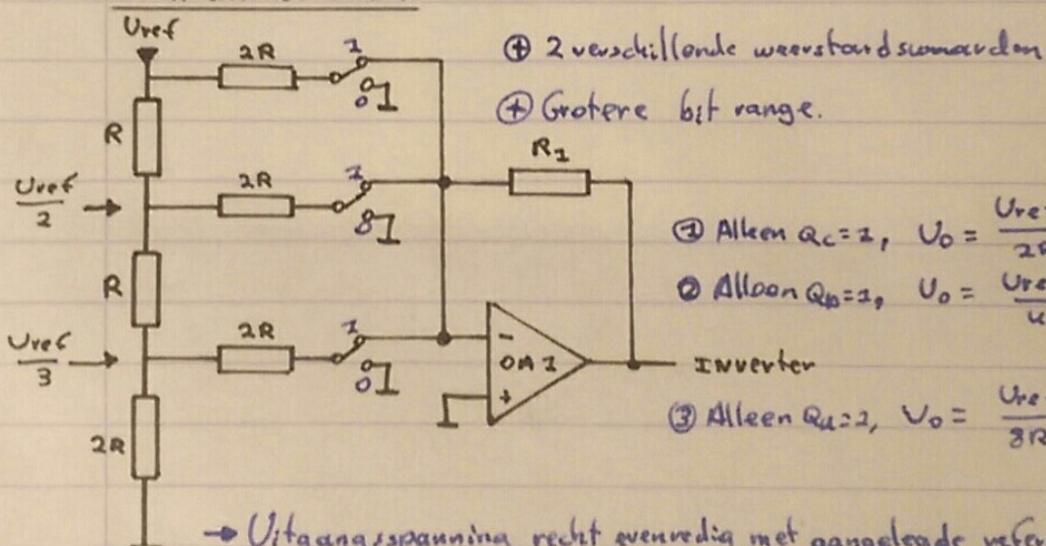


$$\text{Totale versterking } Q_c = \frac{R_4}{R_3} \rightarrow 2^2$$

$$Q_b = \frac{R_4}{R_2} \rightarrow 2^1 \rightarrow R_2 = 2 \cdot R_3$$

$$Q_a = \frac{R_4}{R_1} \rightarrow 2^0 \rightarrow R_1 = 4 \cdot R_3$$

10. R-2R ladder DAC:



$$\textcircled{1} \text{ Alleen } Q_c=2, U_o = \frac{U_{ref}}{2R} \cdot R_2 \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

$$\textcircled{2} \text{ Alleen } Q_b=2, U_o = \frac{U_{ref}}{4R} \cdot R_2 \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

$$\textcircled{3} \text{ Alleen } Q_a=2, U_o = \frac{U_{ref}}{8R} \cdot R_2 \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

→ Uitgangsspanning recht evenredig met aangelegde referentie spanning Vref.

II. ADC en DAC fouten:

→ Kwantisatioruis:

- Max fout bij ADC en DAC = $\pm \frac{1}{2}$ LSB
- De fout kan fluctueren tussen $-\frac{1}{2} Q$ en $\frac{1}{2} Q$
- Signaal-Ruis-Ratio: $S/N = 6,02N + 2,76 \text{ dB}$

→ Over voltage recovery time: extra vertraging in conversie na oversturing (saturation)

→ Offset- en Gain fouten: offset: als ingang svr > 0 uitgang niet.
Gain: schaalfout (foutieve helling)

→ Lineariteitsfouten: Kwantisering is niet unifour

→ DAC setting time: tijd vanaf verandering binaire code tot de uitgang de eindwaarde heeft bereikt.