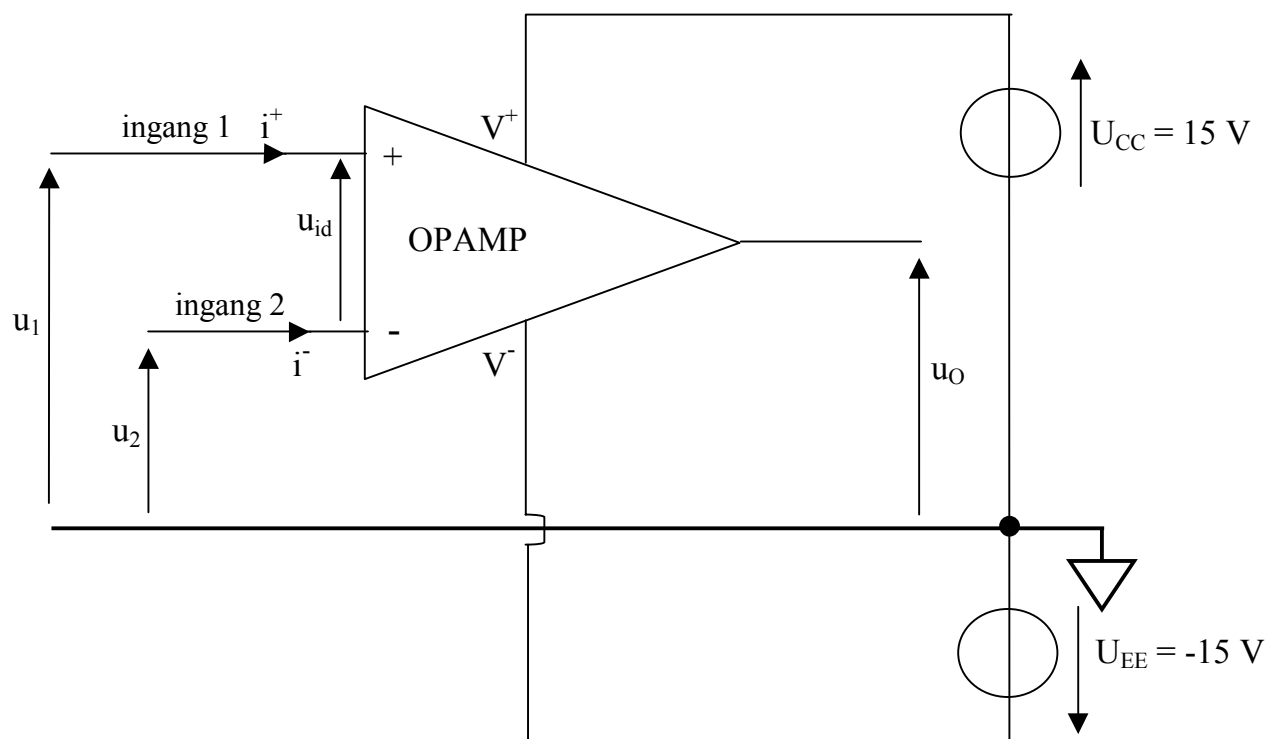


# Hoofdstuk 1: De OPAMP

## 1: Definitie

Een opamp (= operational amplifier = operationele versterker) is een versterker met twee ingangen en (meestal) één uitgang. Zeer dikwijls wordt een dergelijke versterker gevoed met twee voedingsspanningen (een positieve en een negatieve). De positieve voedingsspanning is bijvoorbeeld +15 V en de negatieve voedingsspanning is bijvoorbeeld -15 V.



Figuur 1.1: De opamp

De symbolische voorstelling van een opamp wordt weergegeven in Figuur 1.1. De eerste ingang noemt men de niet-inverterende ingang of + ingang. De tweede ingang noemt men de inverterende ingang of - ingang. De reden van deze naamgeving zal later duidelijk worden.

In Figuur 1.1 is de opamp gevoed met +15 V en met -15 V. Sommige opamps kunnen enkelzijdig gevoed worden, wat betekent dat  $U_{EE} = 0$  ( $U_{CC}$  blijft bijvoorbeeld +15 V). Doch een  $U_{EE} = 0$  komt minder frequent voor.

De voedingsspanning  $V^+ = +15\text{ V}$  en  $V^- = -15\text{ V}$  is vaak afkomstig van de gelijkrichterschakeling van Figuur 2.20 in Paragraaf 5.2 van Hoofdstuk 2 uit de elektronica cursus van het eerste semester.



zijn (voor alle frequenties van nul tot oneindig). In de praktijk is A bijvoorbeeld gelijk aan  $100000 = 100 \text{ dB}$  (toch bij lage frequenties).

Nu geldt dat  $u_1 - u_{id} - u_2 = 0$  zodat  $u_{id} = u_1 - u_2$ . De hierboven vermelde  $u_{id}$  is niets anders dan het spanningsverschil tussen de ingangsspanningen  $u_1$  en  $u_2$ . We kunnen bijgevolg stellen dat de opamp enkel het verschil tussen de twee ingangsspanningen  $u_1$  en  $u_2$  versterkt.

Daarom noemt men een opamp soms een ‘verschilversterker’ of ‘differentiële versterker’. De spanning  $u_{id}$  noemt men de differentiële ingangsspanning (vandaar de notatie met behulp van een i en een d).

Merk op dat de spanningswaarden  $u_1$  en  $u_2$  op zich dus niets vertellen over de uitgangsspanning  $u_O$  van de opamp. De uitgangsspanning is enkel bepaald door het verschil van de ingangsspanningen.

Er geldt nu dat

$$u_O = u_{id} A = (u_1 - u_2) A.$$

Het is alsof de opamp de ingangsspanning  $u_1$  en  $u_2$  met elkaar vergelijkt en alleen hun onderling verschil versterkt. Als  $u_1$  en  $u_2$  gelijke spanningen zijn (men zegt soms dat  $u_1$  en  $u_2$  zuivere ‘common mode’-spanningen zijn) van willekeurige golfvorm en grootte, dan zal  $u_O$  in principe altijd exact nul blijven.

De ingangsspanningen  $u_1$  en  $u_2$  mogen zowel DC-spanningen als willekeurige AC-spanningen zijn. Als deze ingangsspanningen een verschillende frequentie, fase of golfvorm hebben, dan bedoelen we met  $u_1$  en  $u_2$  altijd de ogenblikkelijke waarden van deze spanningen.

Bemerk ook het volgende:

- Als de  $u_1$ -ingangsspanning (de + ingang) positief is ten opzichte van de  $u_2$ -ingangsspanning (de - ingang), dan is zowel  $u_{id}$  als de uitgangsspanning  $u_O$  positief.
- Als de  $u_1$ -ingangsspanning (de + ingang) negatief is ten opzichte van de  $u_2$ -ingangsspanning (de - ingang), dan is zowel  $u_{id}$  als de uitgangsspanning  $u_O$  negatief.
- Als de  $u_2$ -ingangsspanning (de - ingang) positief is ten opzichte van de  $u_1$ -ingangsspanning (de + ingang), dan is zowel  $u_{id}$  als de uitgangsspanning  $u_O$  negatief.
- Als de  $u_2$ -ingangsspanning (de - ingang) negatief is ten opzichte van de  $u_1$ -ingangsspanning (de + ingang), dan is zowel  $u_{id}$  als de uitgangsspanning  $u_O$  positief.

## 2.2: De ingangsstromen

Bij een ideale opamp zijn de beide ingangsstromen ( $i_+$  en  $i_-$ ) altijd nul. De ingangsweerstand van de opamp (zowel tussen beide ingangen en de massa als tussen de beide ingangen onderling) is dus altijd oneindig groot.

In de praktijk benaderen vooral opamps met FET-ingangen deze kenmerken (althans bij lage frequenties). Verklaar!

Een opamp met erg lage ingangsstromen in bijvoorbeeld de AD549 van Analog Devices. We laten het over aan de geïnteresseerde student om de datasheets van de AD549 op te zoeken en de ingangsstromen te vergelijken met deze van bijvoorbeeld de LM741.

## 2.3: De uitgangsweerstand

De uitgangsweerstand van een ideale opamp is nul. De uitgang van een ideale opamp gedraagt zich als een ideale spanningsbron. De uitgang van de opamp zou zeer grote stromen moeten kunnen uitsturen ('to source') en opnemen ('to sink') zonder dat de grootte van de uitgangsstroom enige invloed heeft op de uitgangsspanning  $u_O$ .

Merk wel op dat bij een reële opamp de mogelijke uitgangsstroom beperkt is. Zo kan de opamp bijvoorbeeld maximaal 10 mA sourcen en 2 mA sinken.

## 2.4: Andere kenmerken

De ideale opamp produceert geen ruis, er is geen vervorming en de opamp kent geen traagheid. Dit laatste betekent dat  $u_O$  quasi-gelijktijdig reageert op de veranderingen van  $u_{id}$ .

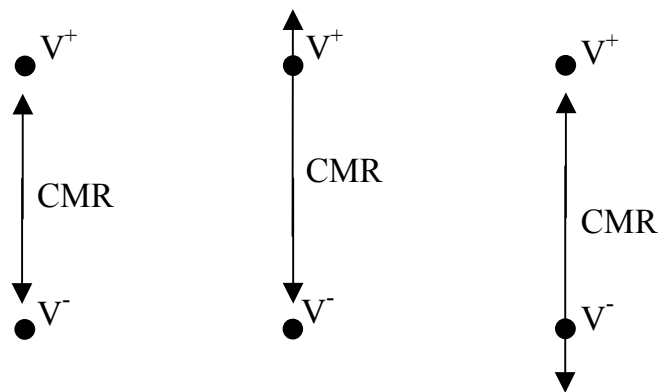
Vanzelfsprekend kunnen reële opamps de bovenstaande ideale kenmerken alleen maar benaderen. In de volgende paragraaf gaan we dan ook in op een aantal niet-idealiteiten die eigen zijn aan een reële opamp.

## 3: Niet-idealiteiten van een reële opamp

In de huidige paragraaf sommen we de belangrijkste niet-idealiteiten op van een reële opamp. Bij sommige toepassingen hebben bepaalde niet-idealiteiten weinig effect, bij andere toepassingen moeten bepaalde niet-idealiteiten expliciet in rekening gebracht worden. De relevante niet-idealiteit(en) is (zijn) afhankelijk van de toepassing. Dit zal verder blijken in de cursus.

### 3.1: De common mode range

Een reële opamp werkt slechts voor zover beide ingangsspanningen  $u_1$  en  $u_2$  binnen de zogenaamde ‘common mode range’ (CMR) vallen (volledige benaming: Common Mode Input Voltage Range). Bij de meeste opamps omvat de CMR geen van beide voedingsspanningen ( $V^+$  en  $V^-$ ) (Zie Figuur 1.3 links). Bij andere opamps omvat de CMR de positieve voedingsspanning ( $V^+$ ) (zie Figuur 1.3 midden) of de negatieve voedingsspanning ( $V^-$ ) (zie Figuur 1.3 rechts).



Figuur 1.3: De common mode range

In Figuur 1.3 geldt bijvoorbeeld dat ( $V^+ = 15\text{ V}$  en  $V^- = -15\text{ V}$ ) of dat ( $V^+ = 15\text{ V}$  en  $V^- = -10\text{ V}$ ) of dat ( $V^+ = 15\text{ V}$  en  $V^- = 0\text{ V}$ ). Zeker in dat laatste geval kan het belangrijk zijn dat de CMR  $V^-$  omvat. Dit betekent dan namelijk dat  $u_1$  en  $u_2$  op massapotentiaal kunnen werken.

### 3.2: De uitgangsspanning

In de praktijk is ook de uitgangsspanning  $u_O$  beperkt. De uitgangsspanning kan alleen waarden tussen  $V^+$  en  $V^-$  aannemen (dit geldt voor elke opamp).

Bemerkt dat, zoals reeds aangehaald in Paragraaf 2.3, ook de uitgangsstroom beperkt is. De uitgang van de opamp gedraagt zich bovendien niet als een ideale spanningsbron maar als een reële spanningsbron. De uitgangsweerstand van de opamp is bijgevolg verschillend van nul. De uitgangsweerstand heeft meestal een waarde van enkele tientallen ohm.

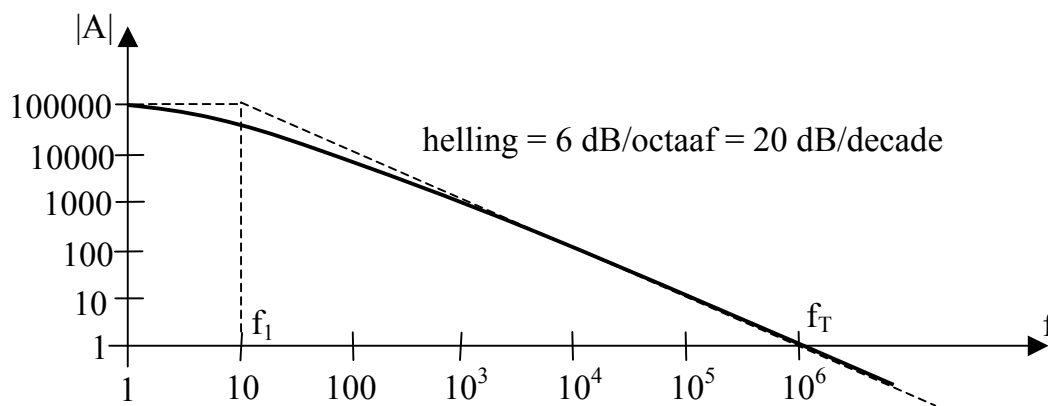
### 3.3: De open loop versterking

De open loop versterking of de open loop gain  $A = u_O/u_{id}$ . Hierbij kan  $u_{id}$  een willekeurige golfvorm zijn. Als echter  $u_{id}$  een sinusvormige ingangsspanning is, dan is de uitgangsspanning  $u_O$  ook sinusvormig (toch indien er geen vervorming is). We noteren de grootte van de versterking als  $|A| = |u_O/u_{id}|$ .

In het ideale geval is  $|A|$  oneindig groot voor alle frequenties. De realiteit is uiteraard anders. De grootte van  $A$  is afhankelijk van de frequentie van  $u_{id}$ . Bij lage frequenties is  $|A|$  zeer groot. Naarmate de frequentie stijgt, daalt  $|A|$  totdat bij de frequentie  $f = f_T$  een  $|A|$  gelijk aan de eenheid bekomen wordt. De frequentie  $f_T$  noemt men dan ook de unity gain frequency.

De meeste goedkope opamps halen slechts een  $f_T$  van 1 tot 5 MHz. Sommige duurdere opamp types halen 1 GHz en meer.

Een mogelijk verloop van  $|A|$  wordt voorgesteld in Figuur 1.4.



Figuur 1.4: De spanningsversterking van een opamp

Bemerk vooreerst in Figuur 1.4 dat een dubbel logaritmisch assenstelsel gebruikt is. De curve in volle dikke lijn is de reële versterking  $A$  (voor de eenvoud wordt vaak de notatie  $A$  in plaats van  $|A|$  gebruikt, hoewel beiden strikt genomen verschillende begrippen zijn) in functie van de frequentie terwijl de dunne streeplijn de asymptotische benadering is van deze versterking.

De frequentie  $f_1$  is de kantelfrequentie. Bij benadering kan gesteld worden dat voor alle  $f \leq f_1$  de versterking  $A$  constant is ( $A = A_{DC}$ ). Boven  $f_1$ , begint de versterking  $A$  te dalen.

Bij reële opamps welke normaal gecompenseerd zijn, gedraagt de opamp ( $A$ ) zich als een eerste orde systeem (meer uitleg in verband met eerste orde systemen is te vinden in Bijlage 2). Op de frequentie  $f = f_1$  is er een pool die de versterking 20 dB per decade doet dalen.

Typisch voor onder meer een eerste orde systeem is dat niet enkel de grootte van de spanningsversterking frequentie-afhankelijk is, ook de faseverschuiving tussen  $u_{id}$  en  $u_o$  is frequentie-afhankelijk.

Bij de kantelfrequentie  $f_1$  bedraagt deze faseverschuiving  $\varphi$  typisch  $45^\circ$ , bij  $10 f_1$ , bedraagt  $\varphi$  reeds meer dan  $80^\circ$ . Bij nog hogere frequenties stijgt  $\varphi$  verder tot een maximum van  $90^\circ$ .

Bekijk het voorbeeld in Figuur 1.4 waarbij  $A_{DC} = 100000$  en  $f_1 = 10$  Hz. Hoe groot is  $A$  bij een frequentie van 5 Hz, 100 Hz, 20 kHz, 0,5 MHz, 1 MHz en 4 MHz.

Voor  $f \leq f_1 = 10$  Hz is in Figuur 1.4 de versterking  $A = 100000 = 100$  dB. Voor  $f = f_T = 1$  MHz, is  $A = 1 = 0$  dB. Tussen  $f_1 = 10$  Hz en  $f_T = 1$  MHz liggen er inderdaad 5 decades.

Verifieer dat  $f_1 = f_T/A_{DC}$ . Verifieer ook dat bij benadering gesteld kan worden dat  $A \cong f_T/f$  (toch indien  $f \gg f_1$ ).

Bemerk dat op Figuur 1.4 voor frequenties  $f \geq f_1$  de versterking 20 dB per decade daalt. Reken zelf na dat dit overeenstemt met een daling van 6 dB per octaaf (indien de frequentie verdubbeld, daalt  $A$  met 6 dB).

### 3.4: De common mode versterking

In de voorgaande paragraaf bestudeerde we de open loop gain (= open lus versterking) welke ook de differential mode gain genoemd wordt. Inderdaad, we weten reeds uit Paragraaf 2.1 dat

$$u_O = u_{id} A = (u_1 - u_2) A.$$

Nu is bij een reële opamp de uitgangsspanning niet enkel afhankelijk van de differentieelspanning  $u_{id} = u_1 - u_2$ . De uitgangsspanning is ook afhankelijk van de common mode spanning  $(u_1 + u_2)/2 = u_{cm}$ . Meer concreet betekent dit dat

$$u_O = u_{id} A + u_{cm} A_{cm}.$$

Hierbij is  $A_{cm}$  de common mode versterking (= common mode gain). Bij een ideale opamp is de common mode gain  $A_{cm}$  gelijk aan nul. Bij een reële opamp is dit niet het geval.

### 3.5: De common mode rejection ratio

Bij een goede opamp is  $A$  groot en is  $A_{cm}$  klein. Dit betekent dat bij een goede opamp de verhouding  $A/A_{cm}$  groot is. Welnu, die verhouding is de common mode rejection ratio.

De common mode rejection ratio is meestal afgekort als CMRR zodat

$$CMRR = A/A_{cm}.$$

Omdat de CMRR vaak een erg groot getal is, wordt ze meestal in dB uitgerukt. Dus

$$\text{CMRR} = 20 \log (A/A_{\text{cm}}) \quad (\text{uitgedruk in dB}).$$

Zoek zelf op wat de CMRR is van een LM741.

### 3.6: De power supply rejection ratio

In de voorgaande paragrafen zagen we dat de uitgangsspanning  $u_O$  zowel afhankelijk is van de differentieel spanning  $u_{\text{id}} = u_1 - u_2$  als van de common mode spanning  $u_{\text{cm}} = (u_1 + u_2)/2$ . In realiteit is  $u_O$  ook afhankelijk van de voedingsspanning  $U_{\text{CC}}$  (en  $-U_{\text{CC}}$ ).

Met de power supply rejection ratio geeft de fabrikant de ongewilde invloed aan die een verandering van de voedingsspanning bezit op de uitgangsspanning. Als bijvoorbeeld bij een opamp de voedingsspanning met 1 V verandert, dan zal de ingangsspanning met 10  $\mu\text{V}$  (differentieelspanning) moeten variëren om de uitgangsspanning onveranderd te laten.

De power supply rejection ratio welke meestal afgekort is als PSRR is per definitie gelijk aan

$$\text{PSRR} = \Delta U_{\text{CC}} / \Delta u_{\text{id}}.$$

Hierbij is  $\Delta u_{\text{id}}$  de wijziging van  $u_{\text{id}}$  die nodig is om het effect van  $\Delta U_{\text{CC}}$  op de uitgangsspanning teniet te doen.

Omdat de PSRR vaak een erg groot getal is, wordt ze vaak in dB uitgedrukt. Dus

$$\text{PSRR} = 20 \log (\Delta U_{\text{CC}} / \Delta u_{\text{id}}) \quad (\text{uitgedruk in dB}).$$

Stel dat met een  $\Delta U_{\text{CC}} = 1 \text{ V}$  een  $\Delta u_{\text{id}} = 10 \mu\text{V}$  nodig is, bereken de waarde van de PSRR.

Zoek in de datasheets op wat de CMRR is van een LM741.

### 3.7: De input offset spanning

Bij een ideale opamp is de input offset spanning  $U_{\text{OS}}$  nul. Dit betekent dat  $u_O$  nul wordt als  $u_{\text{id}}$  gelijk is aan nul ( $u_O = A u_{\text{id}}$ ).

Bij een reële opamp wordt  $u_O$  slechts nul bij een zekere (kleine) spanningswaarde  $u_{\text{id}}$  (bijvoorbeeld 3 mV). Deze spanning  $u_{\text{id}}$  waarbij de uitgangsspanning van de reële opamp nul wordt, noemt men de input offset spanning  $U_{\text{OS}}$ .



Bij een ideale opamp wordt  $u_O$  dus nul wanneer  $u_{id} = 0$ , bij een reële opamp wordt  $u_O$  slechts nul wanneer  $u_{id} = U_{OS}$ . De spanning  $U_{OS}$  kan zowel positief als negatief zijn. Bij goedkopere opamps kan  $|U_{OS}|$  bijvoorbeeld oplopen tot 10 mV, bij duurdere opamps is  $|U_{OS}|$  bijvoorbeeld maximum 0,5 mV. Er bestaan speciale opamps ('commutating auto-zeroing' of 'chopper gestabiliseerde' types) waarbij  $|U_{OS}|$  beperkt blijft tot enkele  $\mu V$ .

Zoek in de datasheets van de LM741 op welke waarden de input offset spanning kan aannemen.

Hoewel  $|U_{OS}|$  altijd klein is, kan deze offset spanning toch vervelend zijn omdat ze soms (voorbeelden: zie later) fors versterkt of geïntegreerd teruggevonden wordt aan de opamp-uitgang. Het kan belangrijk zijn om de input offset spanning op nul te kunnen brengen.

Bij veel opamps is het mogelijk de input offset spanning op nul te regelen door aansluiting (en correcte afregeling) van een trimpotentiometer van bijvoorbeeld 10 k $\Omega$ . De loper van de potentiometer is meestal verbonden met  $V^-$  en de twee andere uiteinden van de potentiometer zijn verbonden met twee speciale offset nul aansluitingen van de opamp. Bij een welbepaalde temperatuur (bijvoorbeeld kamertemperatuur) kunnen we nu de potentiometer zo regelen dat  $U_{OS}$  gelijk wordt aan nul. Bij andere temperaturen zal er dan helaas toch nog een (doorgaans kleine) offset (dus ook  $U_{OS}$ ) optreden.

Zijn er bij de LM741 dergelijke offset nul aansluitingen? Zo ja, welke pinnen van het IC zijn er hier relevant?

In verband met de temperatuursinvloed, geeft de fabrikant de zogenaamde offset drift op welke uitgedrukt is in  $\mu V$  per  $^{\circ}C$  temperatuursverandering. Bij goedkopere opamps is deze drift bijvoorbeeld  $10\mu V/^{\circ}C$ , bij duurdere types kan dat heel wat minder bedragen.

### 3.8: De input noise voltage

De input noise voltage  $e_n$  is nul bij een ideale opamp. Bij een reële opamp is de input noise voltage niet nul.

Bij een reële opamp is er ruis aan de uitgang. Deze uitgangsis is te wijten aan allerlei ruisbronnen binnenin de opamp. Het effect op de uitgang van deze inwendige ruisbronnen kan eveneens bekomen worden door een differentiële ingangs-ruisspanning aan te leggen. De differentiële ingangs-ruisspanning die (zonder de aanwezigheid van de inwendige ruisbronnen) de eerder vermelde uitgangsis veroorzaakt, noemt men de input noise voltage.

### 3.9: De input bias current

Bij een ideale opamp zijn de input bias currents (de ingangsstromen)  $i^+$  en  $i^-$  gelijk aan nul. In realiteit zijn die input bias currents wel degelijk verschillend van nul. De grootte van deze stromen is niet enkel afhankelijk van de temperatuur en de voedingsspanning, ze zijn ook afhankelijk van het type opamp.

Inderdaad, de input bias currents zijn de basisstromen van de transistoren van de verschilversterker aan de ingang, of de gate-lek-stromen bij de FET-ingangen van de verschilversterker. Wanneer FET-opamps aan de ingang gebruikt worden, zijn de input bias stromen van de grootte orde nA of pA.

Zoek de datasheets op van de AD549 en bemerk dat deze opamp erg lage input bias currents heeft. Vergelijk de input bias currents van de AD549 met deze van de AD825 (Analog Devices) of de LM741.

Vaak vermeldt men  $i^+$  en  $i^-$  niet afzonderlijk. Veel vaker vermeldt men het gemiddelde van  $i^+$  en  $i^-$  (dus  $(i^+ + i^-)/2$ ). Dat gemiddelde  $(i^+ + i^-)/2$  noemt men dan de input bias current.

### 3.10: De input offset current

De input offset current  $I_{OS}$  is nul bij een ideale opamp. Bij een reële opamp is de input offset current niet nul. De input offset current is het verschil tussen de twee ingangsstromen  $i^+$  en  $i^-$  van beide opamp-ingangen. Dus

$$I_{OS} = i^+ - i^-.$$

Net zoals de input bias currents, is ook de input offset current afhankelijkheid van de temperatuur, de voedingsspanning en van het type opamp. Bovendien speelt ook de tijd (dus veroudering) een rol.

### 3.11: De ingangsimpedantie

De ingangsimpedantie (= differential input-impedance  $Z_i$ ) is de effectieve ingangsimpedantie tussen de twee ingangsklemmen bij een open lus toepassing. Bij een ideale opamp is de ingangsimpedantie oneindig groot.

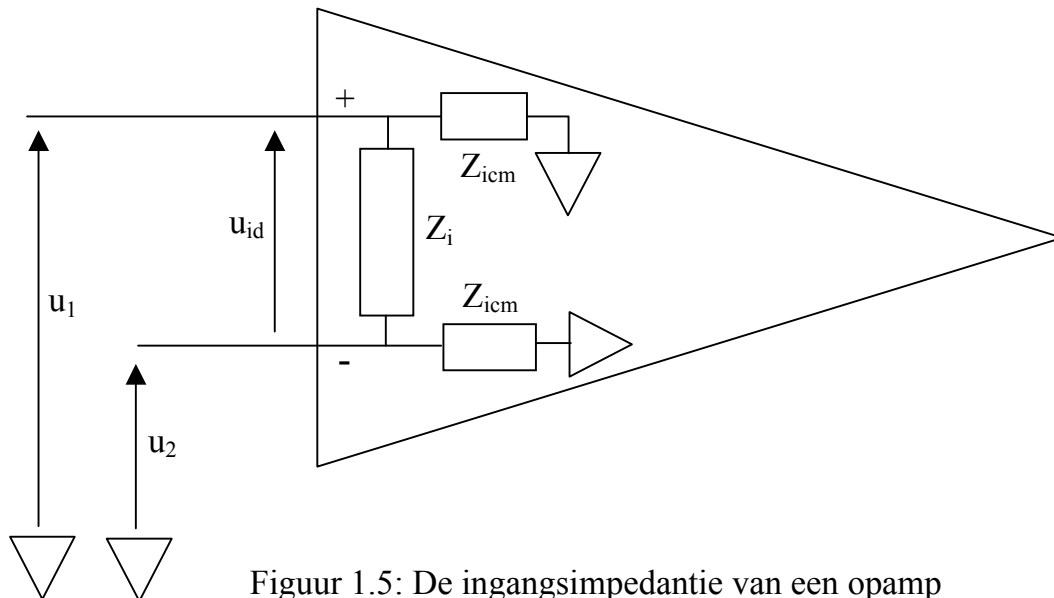
Naast de differential input-impedance  $Z_i$ , is ook de common mode input impedance  $Z_{icm}$  van belang. Bij een reële opamp is  $Z_{icm}$  de effectieve impedantie tussen iedere ingangsklem en het gemeenschappelijk ingangspunt (= de massa).

De common mode input impedance  $Z_{icm}$  is bij een ideale opamp oneindig groot. Bij een reële opamp is  $Z_{icm}$  eindig, doch  $Z_{icm}$  is wel veel hoger dan  $Z_i$ .

Die impedanties  $Z_i$  en  $Z_{icm}$  zijn in principe niet zuiver ohms. Doch bij lage frequenties kunnen ze erg goed benaderd worden door hun ohmse component. Bij hoge frequenties ligt dit laatste uiteraard anders.

Zeggen de datasheets van de LM741 u iets in verband met deingangsimpedantie van de opamp?

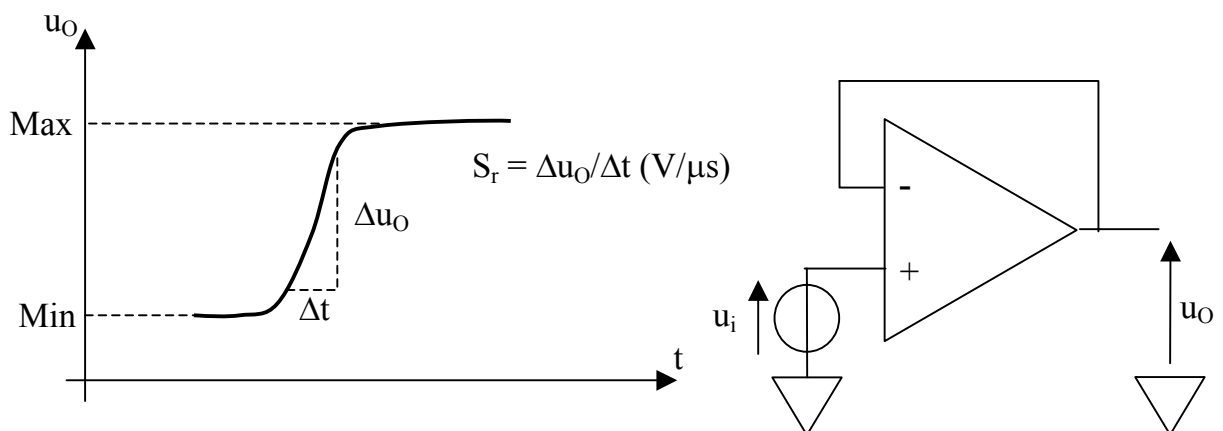
Wanneer men die  $Z_i$  en  $Z_{icm}$  voorstelt in een elektrisch schema, krijgt men Figuur 1.5.



Figuur 1.5: Deingangsimpedantie van een opamp

### 3.12: De slewing rate

De slewing rate (of slew rate) is de maximale verandering van de uitgangsspanning per tijdseenheid, bij oversturing van de ingang.



Figuur 1.6: De slewing rate

In het algemeen wordt de slewing rate  $S_r$  opgemeten bij een opamp welke geschakeld is als spanningsvolger (rechts in Figuur 1.6).

Per definitie is de slewing rate dus gelijk aan

$$S_r = \Delta u_o / \Delta t.$$

Zoek in de datasheets de slewing rate op van de LM741. Zoek op het internet de datasheets van de LM7171 en vergelijk de slewing rate van deze LM7171 met de slewing rate van de LM741.

Beschouw terug de spanningsvolger rechts in Figuur 1.6. Stel dat het ingangssignaal een sinusvormige spanning is met amplitude  $\hat{U}$  en frequentie  $f$ . Bij een ideale opamp (dus onder meer met een oneindig grote slewing rate) is het uitgangssignaal  $u_o$  dezelfde sinus met dezelfde amplitude en frequentie.

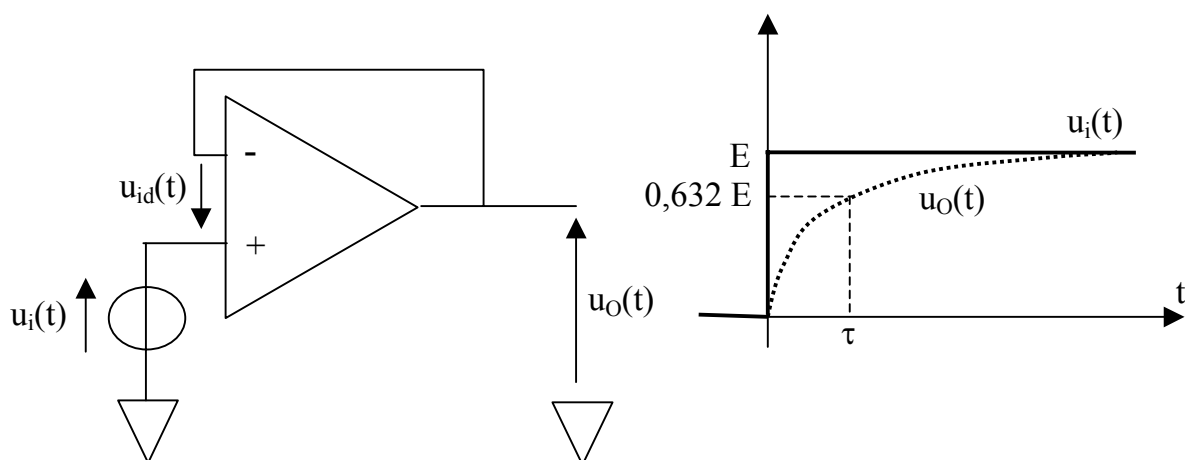
Indien de slewing rate een eindige waarde heeft, zal het uitgangssignaal slechts een onvervormde sinus zijn wanneer de frequentie  $f$  laag genoeg is. Waar ligt nu de grens, vanaf welke frequentie zorgt de slewing rate voor een vervorming van de uitgangssinus?

De afgeleide van een sinus is maximaal bij een nuldoorgang, de afgeleide is daar gelijk aan  $2\pi f \hat{U}$ . Het is dus bij een dergelijke nuldoorgang dat het effect van de slewing rate het eerst zichtbaar zal zijn. De uitgangssinus is onvervormd indien  $2\pi f \hat{U}$  kleiner is dan  $S_r$ . Dit betekent dat de maximale ingangsfrequentie gelijk is aan

$$f_{\max} = S_r / 2\pi \hat{U}$$

indien men vervorming ten gevolge van de slewing rate wenst te vermijden.

### 3.13: De transition rise time en transition fall time



Figuur 1.7: Stapantwoord van een spanningsvolger

Beschouw de spanningsvolger links in Figuur 1.7. Men legt een stapvormig ingangssignaal  $u_i(t)$  aan ( $u_i(t) = 0$  wanneer  $t < 0$  en  $u_i(t) = E$  wanneer  $t \geq 0$ ). Zoals aangetoond in Bijlage 2, gedraagt de spanningsvolger zich als een eerste orde systeem. Dit betekent dat  $u_o(t) = E (1 - e^{-t/\tau})$  waarbij  $\tau = 1/A_{DC}\omega_1$ .

Hierbij is  $A_{DC}$  de open loop gain van de opamp bij een aangelegd DC-signaal en is  $f_1$  de kantelfrequentie van de opamp (ook de - 3 dB grensfrequentie genoemd) welke onder meer aangeduid is op Figuur 1.4.

Per definitie is de transition rise time de tijd welke de uitgang  $u_o(t)$  nodig heeft om van 10% van zijn eindwaarde  $E$  te stijgen tot 90% van zijn eindwaarde. Aangezien  $u_o(t)$  de waarde  $0,1 E$  bereikt wanneer  $t = -\tau \ln(0,9)$  en de waarde  $0,9 E$  bereikt wanneer  $t = -\tau \ln(0,1)$  is de transition rise time gelijk aan

$$t_r(10\ldots 90\%) = \tau(\ln(0,9) - \ln(0,1)).$$

Er geldt dan ook dat

$$t_r(10\ldots 90\%) = 2,2/A_{DC}\omega_1 = 0,35/A_{DC}f_1 = 0,35/f_T.$$

Herinner u namelijk dat in Paragraaf 3.4 gezien is dat de unity gain frequency  $f_T = A_{DC}f_1$ .

Indien aan de ingang van de spanningsvolger een oneindig steile dalende flank aangelegd wordt, dan zal  $u_o(t)$  ook dalen van  $E$  naar 0. Per definitie is de transition fall time de tijd welke de uitgang  $u_o(t)$  nodig heeft om van 90% van  $E$  te dalen tot 10% van  $E$ . Reken zelf na dat de transition fall time  $t_f(90\ldots 10\%)$  hier dezelfde waarde heeft als  $t_r(10\ldots 90\%)$ .

Let op, de hier bekomen resultaten gelden enkel indien de opamp slecht één enkele niet-idealiteit heeft (de open loop versterking is eindig en frequentie afhankelijk zoals weergegeven in Paragraaf 3.4). In realiteit zullen wellicht nog andere niet-idealiteiten hun effect hebben op de rise time en de fall time.

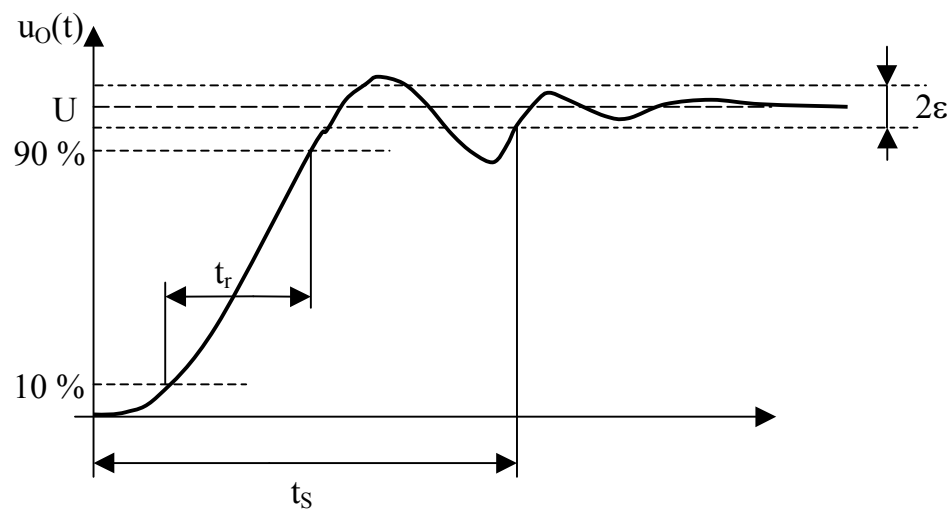
Bij het opmeten van de rise time en de fall time zullen dan wellicht ook andere waarden bekomen worden dan de hier berekende resultaten. Bovendien zal meestal de rise time en de fall time niet exact aan elkaar gelijk zijn.

### 3.14 De settling time

Exacte informatie in verband met het opmeten van de settling time kan de geïnteresseerde student terugvinden in het boek 'Design with operational amplifiers and analog integrated circuits' van S. Franco. In de huidige paragraaf beperken we ons tot een ruwe verkenning van het begrip settling time.

De settling time is de tijd die verloopt tussen het aanleggen van een stapfunctie (ideale stapfunctie) aan de ingang van de opamp en het bekomen van de gewenste uitgangsspanning tot op een bepaalde vooraf vastgestelde afwijking.

Zo is de settling time niet enkel afhankelijk van de opamp en de omstandigheden waaronder deze werkt, de settling time is sterk afhankelijk van de toegelaten afwijking op de uitgangsspanning. Zo kan men bijvoorbeeld een afwijking  $\varepsilon$  toelaten gelijk aan 0,1% of 0,01% van de eindwaarde.



Figuur 1.8: De settling time en de rise time

Zoals in Figuur 1.8 zichtbaar is, bereikt de uitgangsspanning uiteindelijk de eindwaarde  $U$ . Doch het duurt in principe oneindig lang vooraleer  $U$  exact en definitief bereikt wordt.

Stel dat  $\varepsilon$  gelijk is aan 0,1% van  $U$ . Welnu de settling time  $t_s$  is de tijd nodig vooraleer  $u_O(t)$  het gebied  $(1 - 0,001)U$  tot  $(1 + 0,001)U$  binnengaat en het niet meer verlaat. Een dergelijke settling time is weergegeven in Figuur 1.8.

Is het u duidelijk dat de settling time een stuk groter is wanneer  $\varepsilon$  gelijk aan 0,01% vooropstelt.

In Figuur 1.8 is ook de rise time  $t_r$  weergegeven. U kunt verwachten dat een grotere  $t_r$  een grotere  $t_s$  tot gevolg zal hebben. Vaak is dit zo, doch niet altijd. Niet enkel de rise time bepaald  $t_s$ , maar ook de snelheid waarmee de oscillaties (ringing) rond de eindwaarde  $U$  uitsterven is hier erg belangrijk.

#### 4: De interne werking van de opamp

In de huidige cursus zullen we de interne werking van de opamp niet bestuderen. We verwijzen hiervoor naar cursussen welke gegeven worden in het derde en het vierde jaar. De zeer geïnteresseerde student kan ook flink wat informatie terugvinden in het boek 'Design with operational amplifiers and analog integrated circuits' van S. Franco.

Bekijk toch eens het interne schema van de LM741 welke terug te vinden is in de datasheets van deze LM741 (zie Bijlage 1). Vergelijk dit interne schema eens snel met het interne schema van de CA3140. U kunt de datasheets van de CA3140 vlot vinden op het internet.