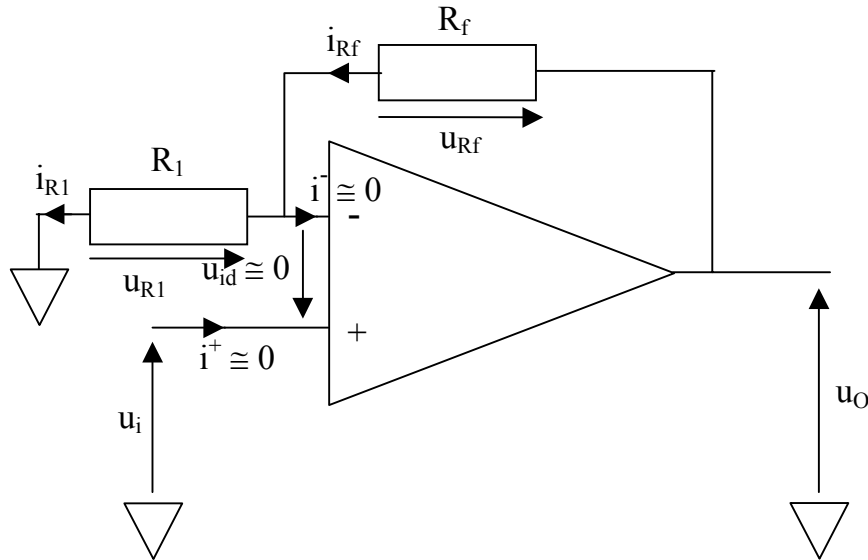


## Hoofdstuk 3: Praktische opampschakelingen 2

### 1: De niet-inverterende versterker



Figuur 3.1: De niet-inverterende versterker

Zoals Figuur 3.1 aantoont, is de niet-inverterende versterker, net zoals de inverterende versterker uit het voorgaande hoofdstuk, een opampschakeling met een tegenkoppeling (via  $R_f$ ).

#### 1.1: De spanningsversterking

De niet-inverterende versterker heeft een tegenkoppeling. Dit betekent dat  $u_{id} = 0$  zolang de opamp niet overstuurd is. Bovendien geldt verder met een erg goede benadering dat  $i^+ = 0$  en dat  $i^- = 0$ . Met deze gegevens in het achterhoofd, kunnen we nu de spanningsversterking bepalen.

Aangezien  $u_{id} = 0$ , vinden we deingangsspanning zowel terug op de niet-inverterende ingangsklem als op de inverterende ingangsklem. Het is dan ook duidelijk dat  $u_i - u_{id} - u_{R1} = 0$  zodat  $u_{R1} = u_i$ .

Hieruit volgt dat  $i_{R1} = u_{R1}/R_1 = u_i/R_1$ . Aangezien  $i_{Rf} = i_{R1}$ , geldt dat.

$$u_{Rf} = R_f i_{Rf} = R_f (u_i/R_1) = (R_f/R_1) u_i.$$

Via de spanningswet van Kirchhoff, bekommen we dat  $u_O - u_{Rf} - u_{R1} = 0$  zodat

$$u_O = u_{R1} + u_{Rf} = (1 + R_f/R_1) u_i.$$

De spanningsversterking  $A_{CL}$  (de closed loop gain  $A_{CL}$ ) is gelijk aan

$$A_{CL} = 1 + R_f/R_1.$$

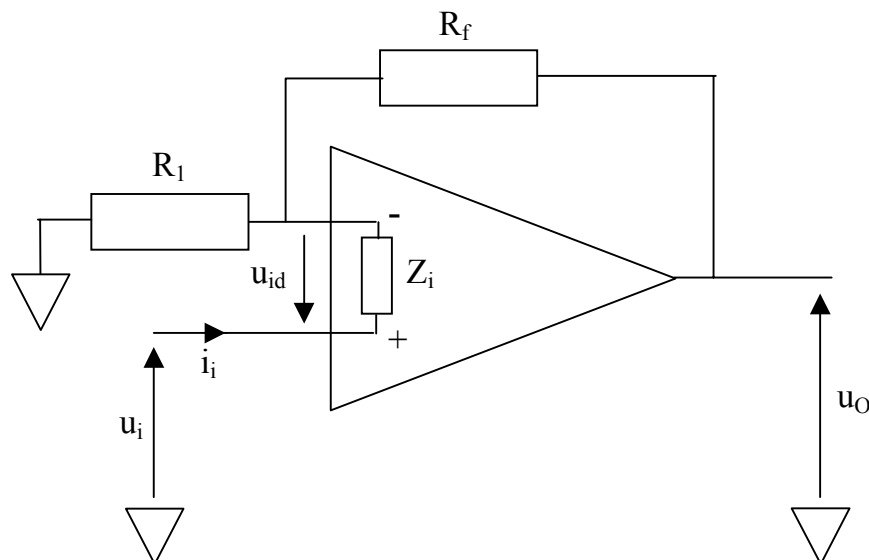
Bemerkt dat hier bij de niet-inverterende versterker  $A_{CL}$  een positief getal is wat betekent dat de ingangsspanning  $u_i$  en de uitgangsspanning  $u_o$  in fase zijn. Dit in tegenstelling tot de inverterende versterker die een negatieve  $A_{CL}$  heeft.

## 1.2: De ingangsimpedantie

Per definitie is  $Z_{I,S} = u_i/i_i$ . Aangezien  $i_i = i^+$  bij een ideale opamp gelijk is aan nul, is  $Z_{I,S}$  oneindig groot indien de opamp ideaal verondersteld is.

Bij een reële opamp is  $Z_{I,S}$  niet oneindig groot maar wel groot. Meer specifiek is

$$Z_{I,S} = Z_i (1 + A(R_1/R_1 + R_2)).$$



Figuur 3.2: Bepaling van  $Z_{I,S}$

Inderdaad, uit Figuur 3.2 volgt dat  $u_i - u_{id} = \beta u_o$  waarbij  $\beta = R_1/(R_1 + R_f)$ . Verder is  $u_{id} = Z_i i_i$  en is  $u_o = A u_{id}$ .

Steunende op de spanningswet van Kirchhoff, geldt dat  $u_i = \beta u_o + u_{id}$ . Hierdoor bekomen we dat

$$u_i = \beta A u_{id} + u_{id} = (\beta A + 1) Z_i i_i.$$

Dit betekent meteen dat

$$Z_{I,S} = u_i/i_i = Z_i (1 + \beta A).$$

Hierbij is  $Z_i$  de differential input impedance en is de common mode input impedance (zie Paragraaf 3.11 in Hoofdstuk 1) verwaarloosd.

Indien  $Z_{icm}$  niet verwaarloosd wordt, dan bekomen we dat

$$Z_{I,S} = u_i / i_i \cong Z_i (1 + \beta A) // Z_{icm}.$$

Ga dit zelf na steunende op Figuur 1.5.

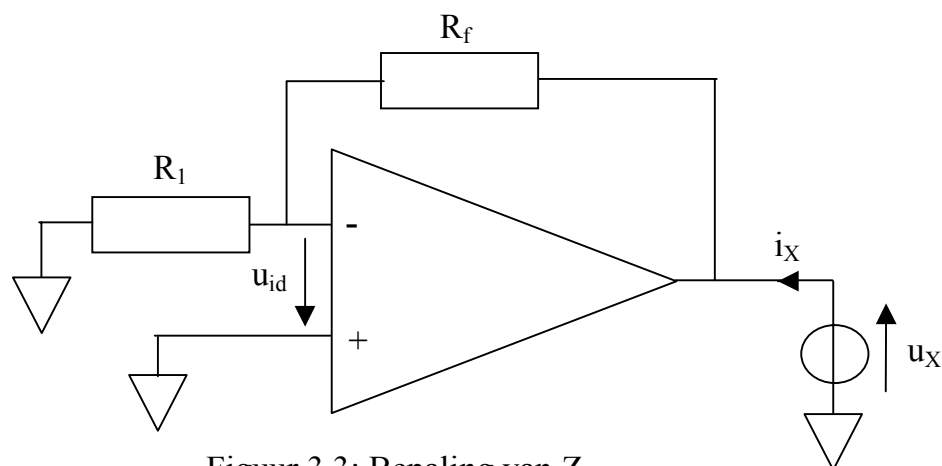
$Z_i$  heeft bijvoorbeeld een waarde van  $1 \text{ M}\Omega$  als de ingangstrap van de opamp opgebouwd is uit bipolaire transistoren. Wanneer de opamp FET-ingangen heeft, dan is  $Z_i$  van de grootte orde  $10^9 \Omega$  of meer (toch bij DC). De common mode input impedance  $Z_{icm}$  is nog veel hoger dan  $Z_i$ .

Aangezien  $\beta A = (R_1 / R_1 + R_2) A$  meestal veel groter is dan de eenheid, is het duidelijk dat bij een niet-inverterende versterker  $Z_{I,S}$  een erg hoge waarde heeft (toch bij DC en bij lage frequenties). Waarden van vele  $\text{M}\Omega$ 's tot enkele honderden  $\text{M}\Omega$  en zelfs nog meer zijn realistisch.

In vrijwel alle laagfrequente toepassingen kan men gerust doen alsof de  $Z_{I,S}$  van de niet-inverterende opamp versterker oneindig groot is (zeker bij FET-ingangen).

De niet-inverterende opamp versterker vertoont dus een duidelijk verschil ten opzichte van de inverterende opamp versterker wat betreft de waarde van  $Z_{I,S}$ . Bij een inverterende versterker was  $Z_{I,S} = R_1$  heel wat kleiner.

### 1.3: De uitgangsimpedantie



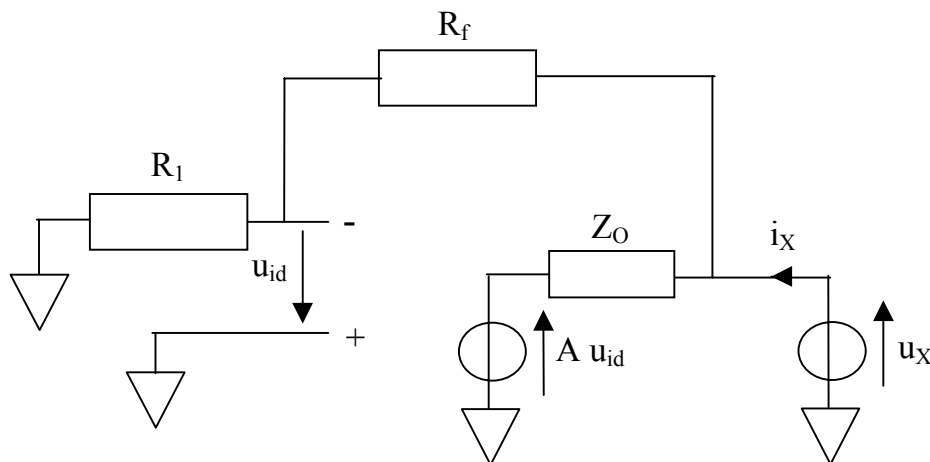
Figuur 3.3: Bepaling van  $Z_{O,S}$

De uitgangsimpedantie van de niet-inverterende opampschakeling kan gevonden worden door de ingang kort te sluiten (dus  $u_i = 0$ ) en aan de uitgang een spanningsbron

$u_X$  aan te leggen. Na te rekenen welke stroom  $i_X$  deze bron  $u_X$  moet leveren. De gezochte  $Z_{O,S}$  wordt dan  $Z_{O,S} = u_X/i_X$ .

Steunende op Figuur 3.3 geldt er dan ook dat  $u_{id} = -\beta u_X$  waarbij  $\beta = R_1/(R_1 + R_f)$ .

Wanneer er verondersteld wordt dat  $Z_i$  oneindig groot is, en dat de opamp zelf een uitgangsimpedantie  $Z_O$  heeft, dan kan Figuur 3.3 hertekent worden tot Figuur 3.4.



Figuur 3.4: Bepaling van  $Z_{O,S}$

Aangezien  $Z_O$  klein is, vloeit  $i_X$  hoofdzakelijk door  $Z_O$  en bijna niet door  $R_f$ . Er geldt dan ook met een goede benadering dat

$$i_X = (u_X - A u_{id})/Z_O = (u_X + \beta A u_X)/Z_O$$

zodat

$$Z_{O,S} = u_X/i_X = Z_O/(1 + \beta A).$$

Deze uitgangsimpedantie is in de praktijk meestal erg klein aangezien  $Z_O$  meestal slechts enkele tientallen ohm groot is en aangezien meestal  $\beta A \gg 1$ .

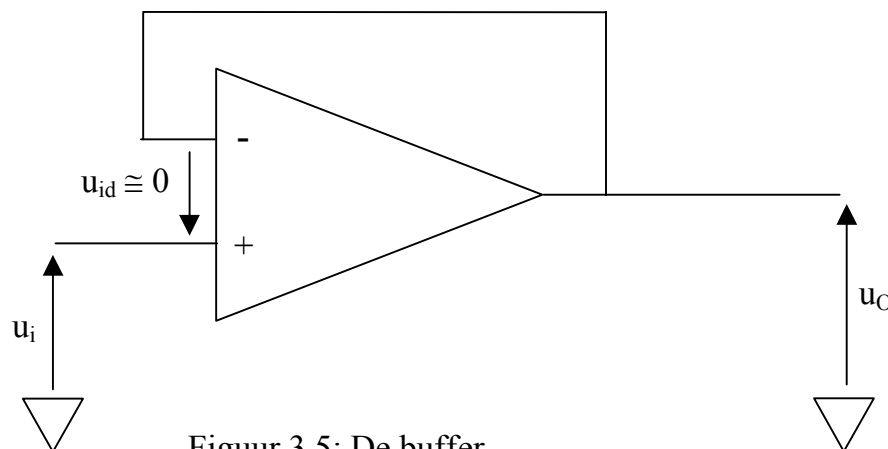
#### 1.4: De buffer

De buffer is feitelijk een speciaal geval van de niet-inverterende versterker. Meer specifiek is het een niet-inverterende versterker waarbij  $R_f = 0$  en waarbij  $R_1$  oneindig groot is.

Voor de buffer geldt dan ook dat

$$A_{CL} = u_O/u_i = 1 + R_f/R_1 = 1.$$

Wat dus betekent dat  $u_O = u_i$ . De uitgangsspanning volgt de ingangsspanning zodat de buffer ook de naam volger meekrijgt.



Figuur 3.5: De buffer

Wat is echter het nut van een buffer aangezien deze de ingangsspanning niet verandert? Ga dit zelf na aan de hand van de vragen uit Paragraaf 1.5. Bemerkt wel dat het hier erg belangrijk is dat bij een buffer  $Z_{i,s}$  uiterst hoog is terwijl de uitgangsimpedantie  $Z_{o,s}$  erg klein is.

Omwillen van de grote  $Z_{i,s}$  neemt de buffer bijna geen stroom op uit de bron. Wel levert de buffer (denk aan de lage  $Z_{o,s}$ ) voldoende stroom aan de belasting (bij  $u_O = u_i$ ). De buffer zorgt dan ook voor een grote vermogenversterking.

De buffer heeft dus de eigenschappen van een ‘super’-GCS of een ‘super’-GDS. Verklaar dit! De toepassingen zijn dan ook gelijkaardig aan de GCS en de GDS toepassingen.

### 1.5: De buffer: toepassingen

Eerste toepassing:

Een piëzo-elektrische trillingsopnemer ( $\cong$  kristalmicrofoon) heeft bij 30 Hz een inwendige impedantie van 20 M $\Omega$  (bijna zuiver capacitief) en produceert een open klemspanning van 40 mV (effectieve waarde).

De beschikbare versterker heeft een ingangsweerstand van 100 k $\Omega$ . Bepaal de ingangsspanning die de versterker ontvangt wanneer

- de opnemer direct met de versterker gekoppeld wordt
- een opamp-buffer tussen de opnemer en de versterker geplaatst wordt.

Vergelijk de twee bovenstaande resultaten!

Tweede toepassing:

Een voltmeter (DC of AC) van  $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$  heeft op het  $10 \text{ V}$  meetbereik een inwendige weerstand van  $200 \text{ k}\Omega$ . Welke inwendige weerstand moet een ideale voltmeter hebben en waarom? Door een opamp-buffer voor de voltmeter te plaatsen, bekomt u gemakkelijk een meetsysteem met een impedantie van  $10 \text{ M}\Omega$ . Teken het schema.

## 2: De niet-inverterende versterker op basis van een niet-ideale opamp

Het effect van een eindige  $Z_i$  en een eindige  $Z_{icm}$  op  $Z_{i,s}$  is reeds bestudeerd. Ook bestudeerden we reeds welk effect  $Z_o$  op  $Z_{o,s}$  heeft.

Aangezien de opamp slechts een beperkte stroom kan leveren, kan men  $R_1$  en  $R_f$  niet al te klein kiezen. Aangezien  $i^+$  en  $i^-$  niet exact nul zijn, kan men  $R_1$  en  $R_f$  niet al te groot kiezen. Hier geldt dan ook hetzelfde compromis als bij de inverterende versterker, kies  $R_1$  en  $R_f$  bij voorkeur tussen  $5 \text{ k}\Omega$  en  $5 \text{ M}\Omega$ .

Er rest ons nu nog enkel te onderzoeken welk effect de input offset spanning  $U_{OS}$  en de eindige open loop gain  $A$  heeft op het gedrag van de niet-inverterende versterker. De gevolgen bij een niet-inverterende versterker zijn sterk analoog aan de gevolgen welke we bestudeerd hebben bij de inverterende versterker.

### 2.1: De invloed van de input offset spanning

De fout op de uitgangsspanning ten gevolge van de input offsetspanning  $U_{OS}$  gelijk is aan  $-U_{OS} (1 + R_f/R_1)$ .

Dit is eenvoudig te bewijzen. Bepaal  $u_o$  wanneer  $u_i = 0$  (dus wanneer de ingang aan de massa verbonden is). U bekomt hierbij identiek dezelfde schakeling (en daarom ook dezelfde offset-fout) als bij de inverterende versterker in Paragraaf 5.1.

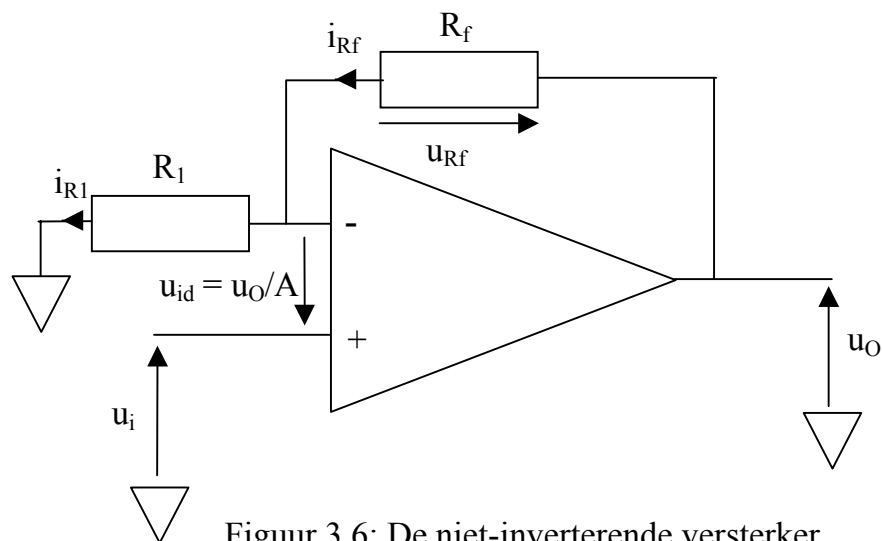
Bij de niet-inverterende versterker komt men dan ook (superpositie) tot het besluit dat

$$u_o = u_i (1 + R_f/R_1) - U_{OS} (1 + R_f/R_1) = (u_i - U_{OS}) (1 + R_f/R_1).$$

Teneinde het effect van  $U_{OS}$  aan de uitgang weg te werken, is er eerst en vooral de offset-nul regeling. Wanneer de versterker alleen AC-signalen moet versterken, dan plaatst men een voldoende grote condensator  $C$  in serie met  $R_1$  ( $1/\omega C \leq 0,1 R_1$ ). Op die manier wordt de fout op  $u_o$  beperkt tot  $-U_{OS}$ .

### 2.2: De invloed van de open loop gain

Net als bij de inverterende versterker zal de werkelijke  $A_{CL} = u_o/u_i$  weer slechts de ideale waarde  $1 + R_f/R_1$  benaderen als  $1 + R_f/R_1$  klein is ten opzichte van  $A$ . Inderdaad, beschouw Figuur 3.6 waar het eindig zijn van  $A$  expliciet in rekening gebracht is.



Figuur 3.6: De niet-inverterende versterker

Steunende op de spanningswet van Kirchhoff, bekomen we dat  $u_O = u_i - u_{id} + u_{Rf}$ . Verder is  $i_{R1} = i_{Rf} = (u_i - u_O/A)/R_1$ . Reken zelf na dat

$$A_{CL} = u_O/u_i = (1 + R_f/R_1) (1/(1 + (1 + R_f/R_1)/A)).$$

Bij DC of bij zeer lage frequenties kunnen we stellen dat  $(1 + R_f/R_1) \times \%$  boven de echte versterking  $A_{CL} = u_O/u_i$  ligt indien  $(1 + R_f/R_1)$  gelijk is aan  $x \%$  van  $A$ .

In de onderstaande tabel is in de middelste kolom weergegeven welk percentage  $(1 + R_f/R_1)$  boven de echte  $|A_{CL}|$  ligt. Dus  $((1 + R_f/R_1) - A_{CL})/A_{CL}$  is er uitgezet. Reken zelf na dat  $((1 + R_f/R_1) - A_{CL})/A_{CL}$  steeds gelijk is aan  $(1 + R_f/R_1)/A$ .

In de rechterkolom van de onderstaande tabel is  $((1 + R_f/R_1) - A_{CL})/(1 + R_f/R_1)$  uitgezet.

$(1 + R_f/R_1)$ , uitgedrukt in % van $A$	Percentage dat $(1 + R_f/R_1)$ boven de echte versterking $A_{CL}$ ligt ( $A_{CL} = u_O/u_i$ )	Percentage dat de echte versterking $A_{CL}$ onder $(1 + R_f/R_1)$ ligt
0,1%	0,1%	0,099%
1%	1%	0,99%
10%	10%	9,09%
20%	20%	16,66%
50%	50%	33,33%
70%	70%	41,18%
100%	100%	50%
Meer dan 100%	Meer dan 100%	Meer dan 50%

Daar  $A$  meestal zeer groot is (bijvoorbeeld  $10^5$ ) bij DC of voor frequenties  $f < f_1$ , zullen de fouten meestal klein zijn daar  $1 + R_f/R_1$  meestal klein zal zijn in vergelijking met  $A$ .

Bij AC (normale werkfrequenties  $f \geq f_1$  zullen de afwijkingen tussen  $(1 + R_f/R_1)$  en  $A_{CL}$  opnieuw kleiner zijn bij AC dan bij DC (bij gelijke verhouding van  $1 + R_f/R_1$  ten opzichte van  $A$  uiteraard).

Kiest men  $(1 + R_f/R_1) = A$ , dan zal de werkelijke versterking  $|A_{CL}|$  weer ongeveer 30% (3 dB) onder  $(1 + R_f/R_1) = A$  liggen. Anders gezegd,  $|A_{CL}|$  zal ongeveer 70% van  $(1 + R_f/R_1) = A$  zijn.

Daar een 3 dB afwijking vaak als hoogst aanvaardbare aanzien wordt, zal men  $(1 + R_f/R_1)$  in de praktijk weer hoogstens gelijk aan  $A$  kiezen.

### 2.3: Opgave

Een opamp met FET-ingangen heeft een  $A_{DC} = 5 \cdot 10^4$ , een  $f_T = 2$  MHz en een volgens de datasheets is  $|U_{OS}| \leq 2$  mV.

Met behulp van de hierboven beschreven opamp wordt een niet-inverterende versterker gebouwd die DC-signalen moet verwerken. De versterking  $A_{CL} = u_O/u_i$  moet ongeveer 1000 bedragen. De uitgangsspanning  $u_O$  moet tussen  $-10$  V en  $+10$  V kunnen variëren.

Teken de schakeling. Ga eerst uit van een ideale opamp. Welke  $A_{CL}$  zult u bekomen met de reële opamp (dus nog steeds voor een DC-signaal). Welk besluit trekt u hieruit? De reële opamp heeft bovendien een  $|U_{OS}| \leq 2$  mV. Bepaal de mogelijke  $u_O$ -waarden bij  $u_i = -3$  mV (DC). Welke remedie stelt u voor?

Met behulp van dezelfde opamp wordt nu een AC-versterker voor audiosignalen gebouwd. Aan de uitgang moet een amplitude van 5 V mogelijk zijn.

Teken het schema voor een gewenste versterking  $A_{CL} \cong 10$  (ga altijd eerst uit van een ideale opamp). Welke  $A_{CL}$  zal de reële opamp opleveren bij  $f = 1$  kHz? En bij 3 kHz? Bepaal de  $-3$  dB bandbreedte (met andere woorden de frequentie waarbij  $A_{CL}$  ongeveer 30% gedaald is of met andere woorden ongeveer 7 geworden is) van de reële schakeling.

Los de bovenstaande vragen opnieuw op indien voor AC-signalen een  $A_{CL} \cong 50$  gewenst is. Wat kunt u besluiten betreffende de relatie tussen de haalbare bandbreedte en de gewenste versterking  $A_{CL}$ ?

Bij een hi-fi-versterker moet de  $-3$  dB bandbreedte minstens 20 kHz bedragen (met andere woorden bij 20 kHz mag de versterking  $A_{CL}$  hoogstens 30% minder zijn dan bij



alle lagere frequenties). Teken de schakeling met de grootst mogelijke versterking, die aan deze bovenstaande eis voldoet. Welke  $A_{CL}$  heeft deze schakeling bij 100 Hz. Welke  $A_{CL}$  heeft deze schakeling bij 20 kHz. Schets  $|u_O|$  in functie van de frequentie wanneer  $u_i$  een amplitude van 1 mV heeft.

Men eist een versterking van 200 bij een  $-3$  dB bandbreedte van 30 kHz. Is dat mogelijk met één enkele opamp van het gegeven type? Toon aan! Welke opamps zouden wel voldoen?

Hoe kunt u de offset op  $u_O$  gemakkelijkst tot maximum 5 mV reduceren in al uw AC-verterkerschakelingen.

#### 2.4: De buffer op basis van een niet-ideale opamp

Net zoals het gedrag van een niet-inverterende versterker beïnvloedt wordt door de niet-idealiteiten van de gebruikte opamp, zo wordt ook het gedrag van een buffer beïnvloedt door de niet-idealiteiten van de gebruikte opamp. Doch van alle opamp-schakelingen heeft de buffer

- de hoogste ingangsimpedantie. In de formule voor  $Z_{i,s}$  bereikt  $R_1/(R_1 + R_f) = \beta$  bij de buffer de grootste waarde (namelijk de eenheid).
- de laagste uitgangsimpedantie. In de formule voor  $Z_{O,s}$  bereikt  $R_1/(R_1 + R_f) = \beta$  bij de buffer de grootste waarde (namelijk de eenheid).
- de hoogste bandbreedte of '- 3 dB frequentie'. De  $-3$  dB frequentie is namelijk gelijk aan de unity gain frequency  $f_T$ .
- een offset fout die slechts gelijk is aan  $-U_{OS}$ .

### 3: De verschilversterker

De verschilversterker (ook differentiële versterker genoemd) is eigenlijk een combinatie van een inverterende en een niet-inverterende versterker. Steunende op Figuur 3.7 bepalen we  $u_O$  in functie van de tweeingangsspanningen  $u_1$  en  $u_2$ . We gaan hier wel uit van de veronderstelling dat de opamp ideaal is.

#### 3.1: De spanningsversterking

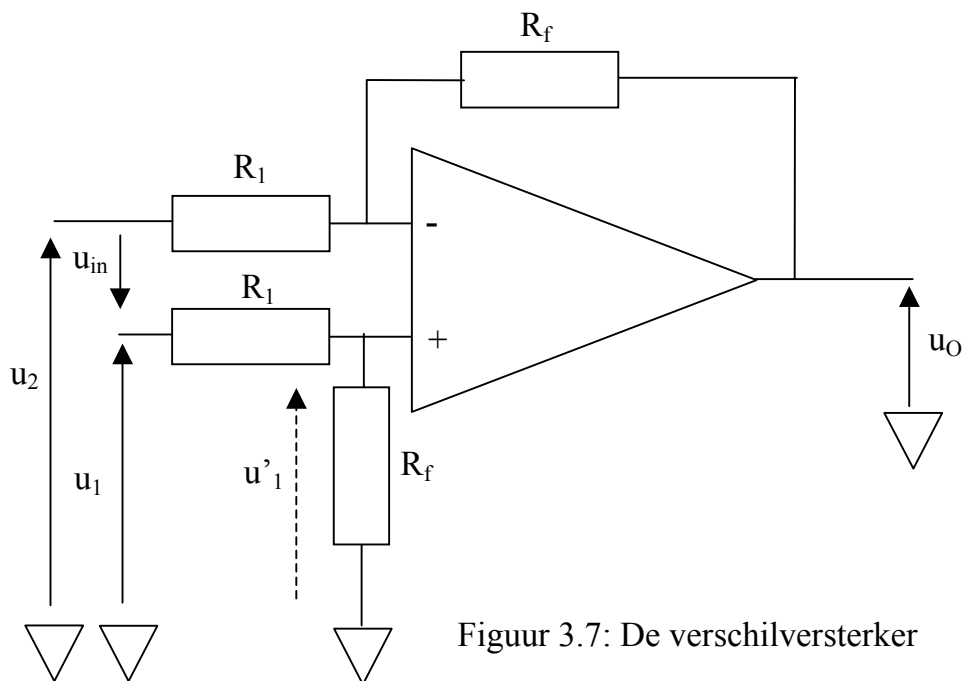
Indien we enkel  $u_1$  in rekening brengen (dus  $u_2 = 0$ ), dan bekomen we dat  $u'_1 = u_1(R_f/R_1 + R_f)$ . Steunende op de kennis van de niet-inverterende versterker, bekomen we dat  $u_{O1} = u'_1(1 + R_f/R_1)$ . Hieruit volgt dan ook dat  $u_{O1} = (R_f/R_1) u_1$ . Die eerste ingang waar  $u_1$  aangelegd is, noemen we dan ook de niet-inverterende ingang. De spanningen  $u_{O1}$  en  $u_1$  zijn namelijk in fase.

Indien we enkel  $u_2$  in rekening brengen (dus  $u_1 = 0$ ), dan bekomen we steunende op de kennis van de inverterende versterker dat  $u_{O2} = -(R_f/R_1) u_2$ . Die tweede ingang waar  $u_2$

aangelegd is, noemen we dan ook de inverterende ingang. De spanningen  $u_{O2}$  en  $u_2$  zijn namelijk in tegenfase.

Steunende op het superpositie beginsel, bekomen we dat  $u_1$  en  $u_2$  samen een uitgangsspanning

$$u_O = u_{O1} + u_{O2} = (R_f/R_1) (u_1 - u_2).$$



Figuur 3.7: De verschilversterker

In feite versterkt de verschilversterker de spanning  $u_{in} = u_1 - u_2$  zodat  $u_O = (R_f/R_1) u_{in}$ . De schakeling versterkt enkel het verschil tussen  $u_1$  en  $u_2$  (ook de differentiële ingangsspanning  $u_{in}$  genoemd).

Indien men vier gelijke weerstanden neemt (dus  $R_1 = R_f$ ), dan geldt dat  $u_O = u_{in} = u_1 - u_2$ .

Voor de zogenaamde common mode signalen (gelijke signaalcomponenten op de ingangen, dus  $u_1 = u_2$ ) blijft  $u_O$  duidelijk nul. Dit is een zeer belangrijke eigenschap van de verschilversterker. In erg veel toepassingen zullen diverse stoorsignalen immers common mode signalen zijn (tamelijk grote, doch gelijke stoorsignalen op de beide ingangen). Deze stoorsignalen zijn dan ook niet terug te vinden op de uitgangsspanning.

### 3.2: De ingangsimpedanties

De niet-inverterende ingang van de verschilversterker heeft een ingangsimpedantie  $Z_{I,S1} = R_1 + R_f$ . De inverterende ingang van de verschilversterker heeft een ingangsimpedantie  $Z_{I,S2} = R_1$ . Ga dit zelf na.

Bemerk dus dat beide ingangen een verschillende ingangsimpedantie hebben. Bovendien zijn deze ingangsimpedanties flink kleiner dan de ingangsimpedantie van een niet-inverterende versterker of een buffer.

Vaak zal men beide ingangen laten voorafgaan door een buffer. De ingangen  $u_1$  en  $u_2$  worden nu elk aan een buffer ingang aangesloten. Teken het volledige schema.

Het plaatsen van de buffer verandert  $u_O = (R_f/R_1)(u_1 - u_2)$  niet, maar we krijgen wel gelijke en zeer grote ingangsimpedanties voor beide ingangssignalen  $u_1$  en  $u_2$ . Een dergelijke opstelling die bestaat uit twee buffers en een verschilversterker wordt een instrumentatieversterker genoemd. Een instrumentatieversterker wordt zeer vaak toegepast om elektrische hersensignalen en hartsignalen op te meten.

### 3.3: Geleide oefeningen

Een instrumentatieversterker wordt gebruikt voor het opmeten van elektrische hartsignalen. Schets hoe de massa en de beide ingangen (de niet-inverterende en de inverterende ingangsklem) met de patiënt verbonden kunnen worden. Op de ingangen zullen de hartsignalen doorgaans veel zwakker zijn (bijvoorbeeld  $100 \mu\text{V}$ ) dan onder meer de 50 Hz-stoorsignalen. Verklaar waarom  $u_O$  bijna uitsluitend uit de hartsignalen bestaat.

Stel dat  $u_1$  van een verschilversterker een 50 Hz sinus is met een amplitude van 2 V. Stel dat  $u_2$  bestaat uit een zelfde sinus (dezelfde fase, 50 Hz en een amplitude van 2 V) plus een sinus van 1 kHz met een amplitude van 2 mV. Bepaal  $u_O$  indien

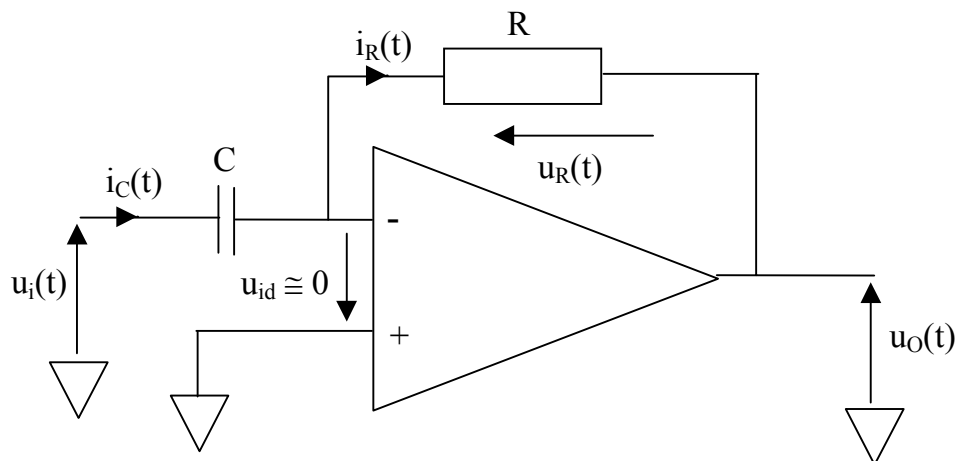
- $R_f = 1 \text{ M}\Omega$  en  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ .
- de bovenste  $R_f$  in Figuur 3.7 gelijk is aan  $1 \text{ M}\Omega$  en de onderste  $R_f$  in Figuur 3.7 gelijk is aan  $990 \text{ k}\Omega$  ( $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ).

Dat de bovenste  $R_f$  en de onderste  $R_f$  een verschillende waarde hebben is erg realistisch. Het is bijvoorbeeld te wijten aan de toleranties op de gebruikte weerstanden. Meteen ziet u het effect van de weerstandstoleranties op de onderdrukking van de common mode signalen.

### 4: De differentiator

De weerstand  $R$  zorgt voor een terugkoppeling van de uitgang naar de inverterende ingangsklem zodat  $u_{id} \cong 0$ . Dit betekent dat de aangelegde spanning  $u_i(t)$  over de condensator  $C$  staat. De condensatorstroom  $i_C(t) = C \, di_C(t)/dt$ .

We gaan er van uit dat de input bias current van de opamp gelijk is aan nul (we gaan er in deze paragraaf trouwens van uit dat de opamp volledig ideaal is). Dit betekent dat  $i_R(t) = i_C(t)$  zodat  $u_R(t) = RC \, di_C(t)/dt$ .



Figuur 3.8: De differentiator

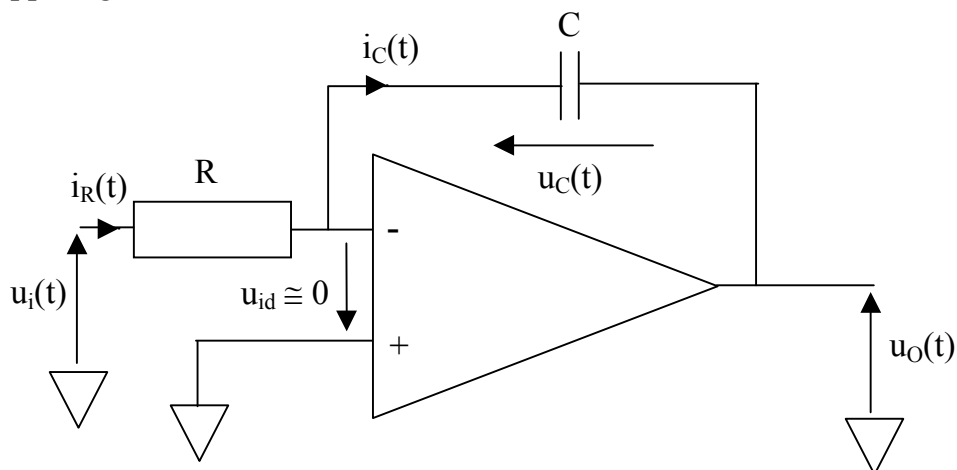
Steunende op de spanningswet van Kirchhoff, bekomen we dat  $u_O(t) = -u_R(t)$  zodat

$$u_O(t) = -RC \, di_C(t)/dt.$$

Vindt u het logisch dat het rechterlid van de bovenstaande formule een minteken bevat? Hoe kunt u de schakeling aanpassen zodat  $u_O(t) = +RC \, di_C(t)/dt$ .

### 5: De integrator

Zoals Figuur 3.9 toont, is er nu tussen de uitgang en de inverterende ingangsklem geen weerstand geplaatst maar een condensator C. Ook deze condensator C zorgt voor een tegenkoppeling zodat  $u_{id} \approx 0$ .



Figuur 3.8: De integrator

Aangezien  $u_{id} \approx 0$ , is  $i_R(t) = u_i(t)/R$  zodat ook  $i_C(t) = i_R(t) = u(t)/R$ . Deze stroom zorgt er voor dat de condensator C opgeladen of ontladen wordt (naargelang het teken van

$u_i$ ). Dat betekent dat het spanningsverloop van  $u_C(t)$  de integraal is van  $i_C(t)$  en dus ook van  $u_i(t)$ .

Aangezien  $u_{id} \cong 0$ , is  $u_O(t) = u_C(t)$  eveneens de integraal van  $u_i(t)$ . Leidt zelf de formules af die het verband geven tussen  $u_O(t)$  en  $u_i(t)$  en let hierbij op de correcte polariteit.

Bereken  $u_O(t)$  in functie van het spanningsverloop van  $u_i(\sigma)$  ( $\sigma \in [0, t]$ ). Maakt het een verschil uit of op  $t = 0$  de condensator opgeladen is of niet?

### 5.1: Geleide oefeningen

Stel dat  $u_i(t)$  gedurende één seconde +3 V is, daarna gedurende één seconde - 1 V is en tenslotte gedurende 1 seconde 0 V is (steeds DC). Bepaal  $u_O(t)$  als  $R = 1 \text{ M}\Omega$  en  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$  (veronderstel de opamp volledig ideaal).

Bepaal  $u_O(t)$  als  $R = 10 \text{ k}\Omega$  en  $C = 10 \text{ nF}$ . Gedurende de eerste seconde is  $u_i(t)$  een sinus van 160 Hz, gedurende een tweede seconde is  $u_i(t)$  een sinus van 1600 Hz en gedurende de derde seconde is  $u_i(t)$  een sinus van 1,6 kHz. Steeds heeft de sinus aan de ingang een amplitude van 500 mV. Wat kunt u besluiten in verband met de amplitude en de fase van  $u_O(t)$ .

Stel dat  $u_i(t) = 0$ . Bepaal bij een tijdsconstante  $\tau = RC = 1 \text{ s}$  ( $R = 1 \text{ M}\Omega$  en  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ ) de uitgangsspanning  $u_O(t)$  als

- de opamp ideaal is
- de opamp een  $U_{OS} = 5 \text{ mV}$  heeft.
- de opamp een input bias current van 1 nA heeft.
- de opamp tegelijk een  $U_{OS} = 5 \text{ mV}$  en een input bias current van 1 nA heeft.

Door in Figuur 3.9 een extra weerstand in serie met C te plaatsen, bekomt men een PI-regelaar. Door een extra weerstand parallel met C te plaatsen, bekomt men een laagdoorlaatfilter (low pass filter).

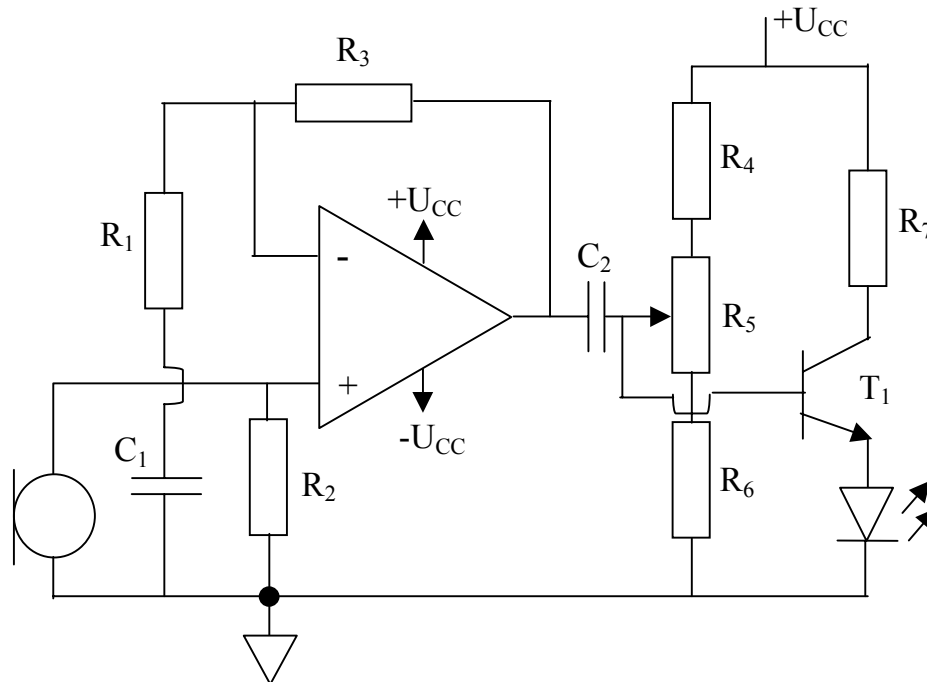
## 6: Infrared voice communicator

We sluiten dit hoofdstuk af met enkele toepassingen die steunen op de schakelingen welke we gezien hebben in Hoofdstuk 2 en het huidige hoofdstuk. In de huidige paragraaf bespreken we de infrared voice communicator. In Paragraaf 7 komt de tiptoetsregelaar aan bod.

In feite bestaat deze infrared voice communicator uit twee gedeeltes. Vooreerst is er een zendgedeelte die infrarood licht uitstraalt. Verder is er een ontvangstgedeelte die het invallende infrarood licht ontvangt, omzet naar een elektrisch signaal en versterkt.

### 6.1: Het zendgedeelte

Aan de zenzijde bevindt er zich een microfoon welke geluidsgolven omzet in elektrische signalen. Deze elektrische signalen worden versterkt en deze worden dan gebruikt om via een LED infrarood licht uit te stralen. De intensiteit van dit infrarood licht is evenredig met de intensiteit van de originele geluidsgolven.



Figuur 3.9: Zendgedeelte van de infrarood voice communicator

Bemerk in Figuur 3.9 helemaal links de elektrodynamische microfoon. Het elektrisch signaal welke deze microfoon genereert wordt versterkt door een niet-inverterende opampschakeling. Als bijvoorbeeld  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$  en  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ , dan wordt het signaal met een factor 100 versterkt.

Bemerk de condensator  $C_1$  (bijvoorbeeld  $220 \text{ }\mu\text{F}$ ) die er voor zorgt dat enkel AC-signalen versterkt worden. Is het u duidelijk dat dank zij  $C_1$  de input offset spanning van de opamp niet versterkt wordt?

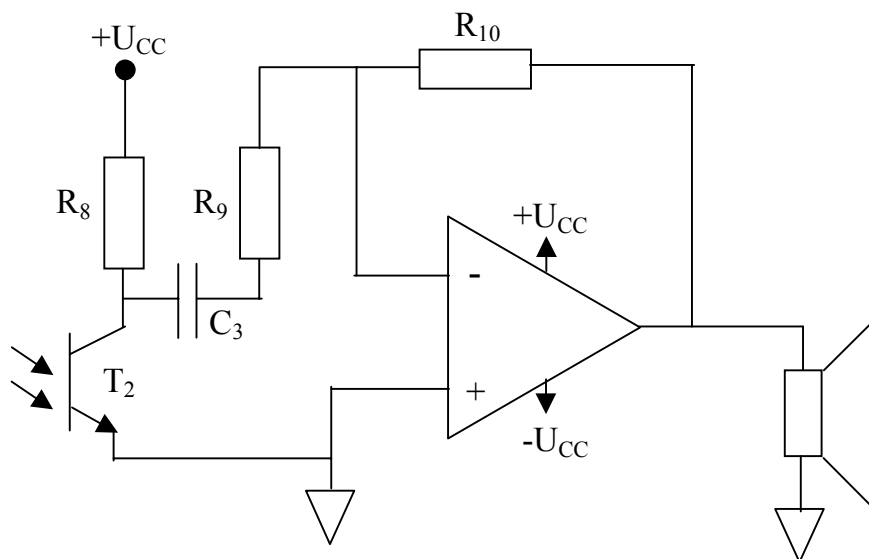
De opamp zorgt hoofdzakelijk voor een spanningsversterking, dit is de eerste versterkertrap. Na de koppelcondensator  $C_2$  (bijvoorbeeld  $1 \text{ }\mu\text{F}$ ) volgt een tweede versterkertrap.

Natuurlijk moet de DC-instelling van deze tweede versterkertrap in orde zijn. Zo zijn bijvoorbeeld  $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$  en  $R_7 = 220 \text{ }\Omega$ . De weerstand  $R_5$  is een potentiometer met een maximale waarde van  $10 \text{ k}\Omega$ . Reken zelf deze DC-instelling na (indien  $U_{CC} = 9 \text{ V}$ ) en bemerk dat de rustinstelstroom door de LED bijgeregeld kan worden met behulp van  $R_5$ . Dit bepaalt dus de lichtsterkte welke de LED uitzendt indien er geen AC-sigitaal aanwezig is.

Het reeds door de eerste trap versterkte AC-sigitaal wordt aangelegd aan de basis van  $T_1$ . Op die manier varieert de door de LED uitgezonden lichtsterkte in functie van het elektrisch AC-sigitaal en dus in functie van de originele door de luidspreker opgevangen geluidssignalen.

## 6.2: Het ontvangstgedeelte

Aan de ontvangstzijde vinden we de schakeling van Figuur 3.10 terug.



Figuur 3.10: Ontvangstgedeelte van de infrarood voice communicator

Indien de luidspreker aan de zenzijde geen AC-sigitaal genereert, dan zorgt de DC-instelling in Figuur 3.9 er voor dat de LED een constante hoeveelheid infrarood licht uitstraalt. Deze constante hoeveelheid infrarood licht wordt ontvangen door de fototransistor  $T_2$  in Figuur 3.10. De geleidbaarheid van deze fototransistor is dan ook constant wat zorgt voor de DC-instelling van  $T_2$  en  $R_8$  (bijvoorbeeld 220 k $\Omega$ ). Neem bijvoorbeeld ook hier  $U_{CC} = 9\text{ V}$ .

Indien er aan de zenzijde wel een AC-sigitaal aanwezig is, dan stuurt de LED aan de zenzijde een variërende lichtsterkte uit.  $T_2$  geleidt beter naarmate er meer infrarood licht invalt waardoor  $U_{CE2}$  daalt.  $T_2$  geleidt minder naarmate er minder infrarood licht invalt waardoor  $U_{CE2}$  stijgt. De spanning  $u_{CE2}$  is dan ook gelijk aan een constante  $U_{CE2}$  met erop gesuperponeerd een AC-spanning  $u_{ce2}$ .

Via de koppelcondensator  $C_3$  (bijvoorbeeld 1  $\mu\text{F}$ ) wordt de AC-component  $u_{ce2}$  aan een inverterende opamp versterker aangelegd. Indien bijvoorbeeld  $R_9 = 100\text{ k}\Omega$  en  $R_{10} = 1\text{ M}\Omega$ , dan wordt een versterkingsfactor 10 bekomen.

Is het u duidelijk dat  $C_3$  er ook voor zorgt dat de input offset spanning van de opamp niet versterkt wordt?

De uitgang van de opamp wordt belast met een luidsprekertje. Eventueel komt er voor de luidspreker nog een vermogen versterker.

### 6.3: Situering

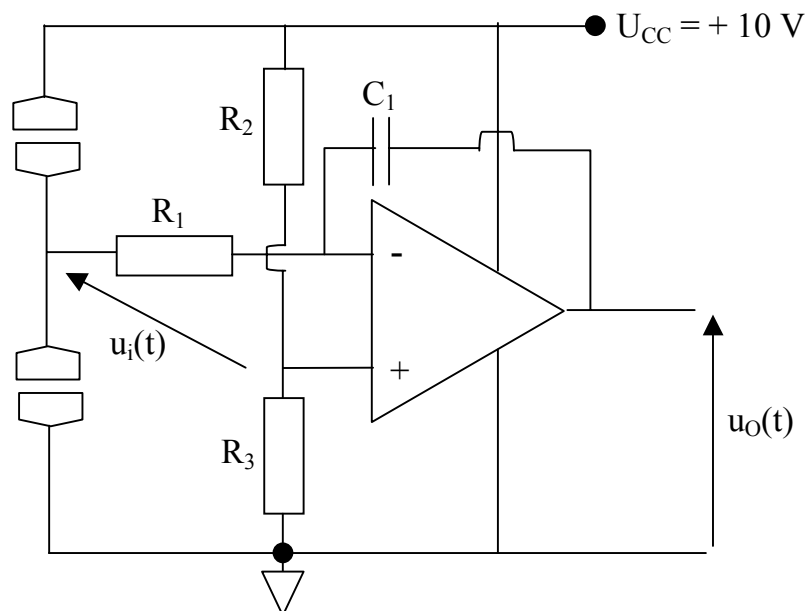
Het ontvangstgedeelte is vaak volledig ingebouwd in een hoofdtelefoon. Deze hoofdtelefoon ontvangt draadloos de uitgezonden infrarode stralen, zet ze om in elektrische signalen, versterkt deze en zet ze om in een geluidssignaal.

Het zendgedeelte maakt bijvoorbeeld deel uit van een televisietoestel of een stereo keten. Op die manier kan men via een draadloze hoofdtelefoon naar muziek of naar de televisie luisteren.

De microfoon rechts in Figuur 3.9 genereert een AC-signaal. Het kan echter even goed een afspeelkop van een cassette recorder zijn.

### 7: De tiptoetsregelaar

Een tiptoetsregelaar is in feite een integrator en kan opgebouwd worden zoals weergegeven in Figuur 3.11.



Figuur 3.11: De tiptoetsregelaar

Helemaal links vindt u twee tiptoetsschakelaars, indien geen van beide ingedrukt (gesloten) wordt, vormen ze allebei een open keten. Er vloeit dan ook geen stroom door  $R_1$  (bijvoorbeeld  $2,2\text{ M}\Omega$ ). Indien de opamp ideaal verondersteld wordt, vloeit er



dan ook geen stroom door  $C_1$  (bijvoorbeeld  $1\ \mu\text{F}$ ) zodat de spanning over  $C_1$  constant blijft. De uitgangsspanning  $u_o(t)$  blijft eveneens constant.

Indien  $R_2$  en  $R_3$  allebei gelijk gekozen worden aan  $100\ \text{k}\Omega$ , dan staat er over  $R_3$  een spanning van  $5\ \text{V}$ . Indien de bovenste schakelaar gesloten wordt, dan wordt  $u_i(t)$  gelijk aan  $+5\ \text{V}$ . Indien de onderste schakelaar gesloten wordt, dan wordt de ingangsspanning  $u_i(t)$  gelijk aan  $-5\ \text{V}$ .

Indien nu de bovenste schakelaar gesloten wordt, dan integreert de schakeling de ingangsspanning  $u_i(t) = +5\ \text{V}$ . De tijdsconstante waarmee dit gebeurt, is gelijk aan  $R_1 C_1 = 2,2\ \text{s}$ . Merk wel op dat hier de uitgangsspanning  $u_o(t)$  zal dalen.

Indien nu de onderste schakelaar gesloten wordt, dan integreert de schakeling de ingangsspanning  $u_i(t) = -5\ \text{V}$ . De tijdsconstante waarmee dit gebeurt, is gelijk aan  $R_1 C_1 = 2,2\ \text{s}$ . Merk wel op dat hier de uitgangsspanning  $u_o(t)$  zal stijgen.

Deze relatief grote tijdsconstante van  $2,2\ \text{s}$  zorgt er voor dat  $u_o(t)$  relatief traag stijgt en daalt. Eigenlijk stijgt of daalt  $u_o(t)$  met een tempo aangepast aan de menselijke reactiesnelheid.

De tiptoetsregelaar is dan bijvoorbeeld ook geschikt als volumeregelaar voor een radio of televisietoestel. Indien de bovenste tiptoetsschakelaar ingedrukt is, zal  $u_o(t)$  dalen zodat het geluidsvolume daalt. Indien de onderste tiptoetsschakelaar ingedrukt is, zal  $u_o(t)$  stijgen zodat het geluidsvolume stijgt.