

DE OPERATIONELE VERSTERKER

Hoofdstuk 1 : Samenvatting van de basisbegrippen en basisschakelingen

1. De ideale operationele versterker

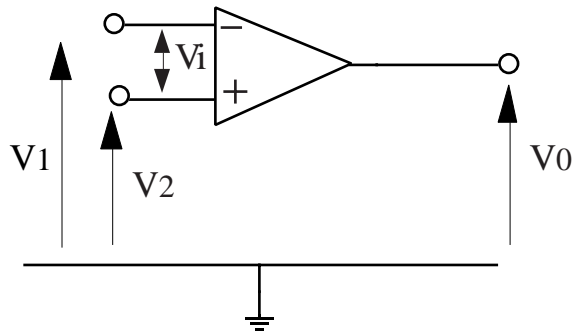


fig. 1.1

Zes eigenschappen kunnen aan de ideale opamp toegekend worden :

1. $R_i = \infty$ de signaalbron levert dus geen vermogen
2. $R_0 = 0$ elke uitgangsstroom is leverbaar
3. $A_0 = \infty$ de versterking in open lus is oneindig groot
4. $B = \infty$ de bandbreedte van de opamp is oneindig groot : alle frequenties worden in dezelfde mate versterkt.
5. Er is een perfecte balans : Voor $V_1 = V_2$ zal $V_0 = 0$ V
6. De karakteristieken van de opamp zijn onafhankelijk van de temperatuur

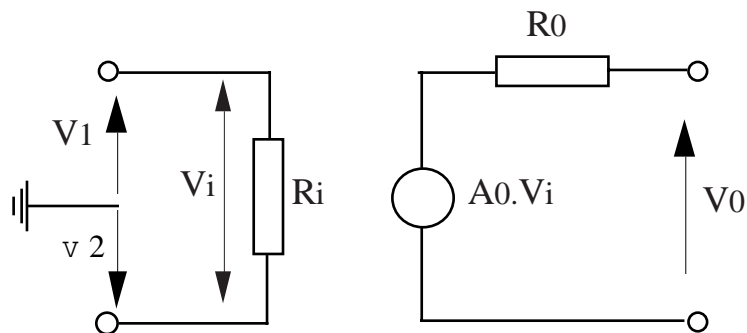


fig. 1.2

2. De inverterende operationele versterker

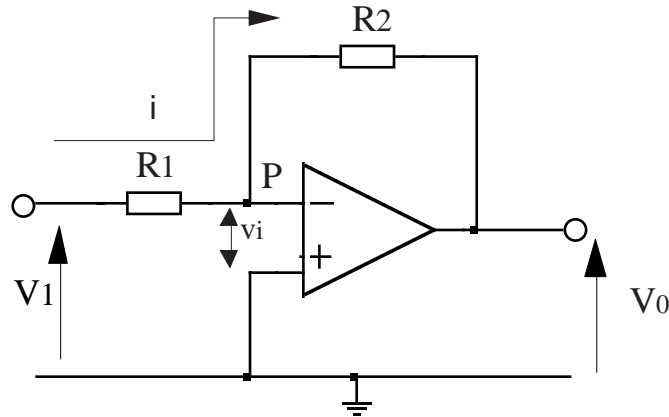


fig. 2.1

Vermits $R_i = \infty$, betekent dit dat de stroom I volledig door de weerstanden R_1 en R_2 gaat.

Vanuit de eigenschappen van de ideale opamp weten we dat :

$$V_i = \frac{V_o}{A_0} = \frac{V_o}{\infty} = 0$$

Hieruit kunnen we besluiten dat het knooppunt op de inverterende ingang virtueel verbonden is met de niet-inverterende ingang. In deze schakeling gedraagt dit knooppunt zich als een virtueel massapunt.

Dit laat toe de volgende afleiding te maken :

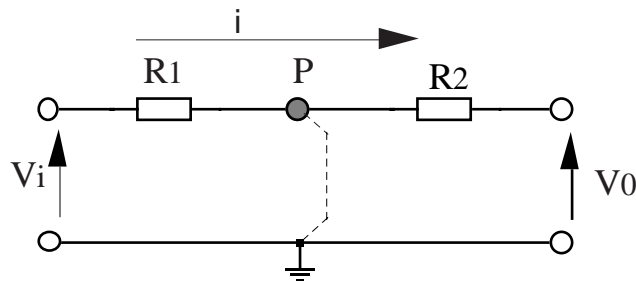


fig. 2.2

$$V_1 = I \cdot R_1$$

$$V_o = -I \cdot R_2$$

$$A_t = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{I \cdot R_2}{I \cdot R_1}$$

$$\boxed{A_t = -\frac{R_2}{R_1}}$$

De overige belangrijkste formules :

$$R_i = R_1$$

$$R_0 = \frac{r_0}{A_t}$$

3. De niet-inverterende operationele versterker

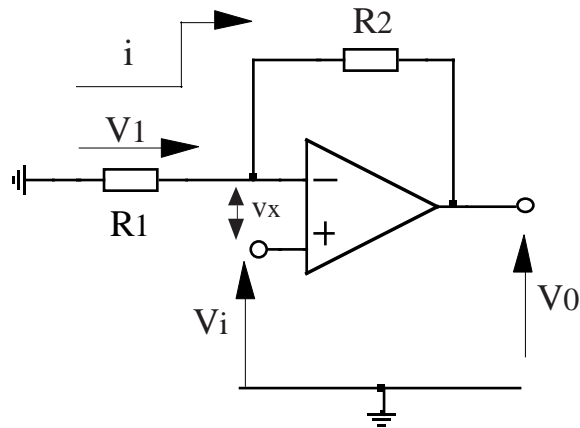


fig. 3.1

Ook hier is er sprake van een virtuele sluiting tussen de twee ingangen.

$$V_x = V_i - V_1 = \frac{V_o}{A_0} = 0 \quad \text{waaruit volgt dat } V_1 = V_i$$

$$A_t = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_1} = \frac{i(R_1 + R_2)}{i \cdot R_1}$$

$$A_t = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1}$$

Een overzicht van de overige belangrijkste formules :

$$R_i = (1 + A_0 \cdot \beta) \cdot r_i$$

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

$$R_0 = \frac{r_0}{1 + A_0 \cdot \beta}$$

Merk op dat deze basisschakeling een zeer hoge ingangsimpedantie bezit !

4. De spanningsvolger

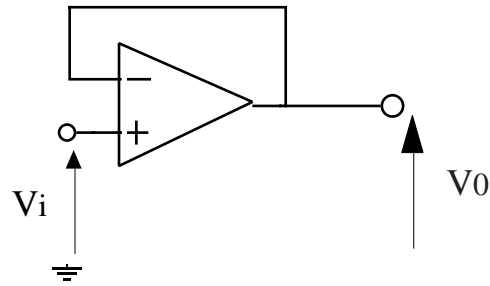


fig. 4.1

Omwille van de virtuele sluiting van de ingangen geldt : $V_0 = V_i$
In weze is deze schakeling een niet-inverterend versterker met een terugkoppel-
faktor $\beta = 1$.

Een overzicht van de formules :

$$\begin{aligned} R_i &= (1 + A_0 \cdot \beta) \cdot r_i \\ \beta &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ R_0 &= \frac{r_0}{1 + A_0 \cdot \beta} \end{aligned}$$

5. De differentiaalversterker

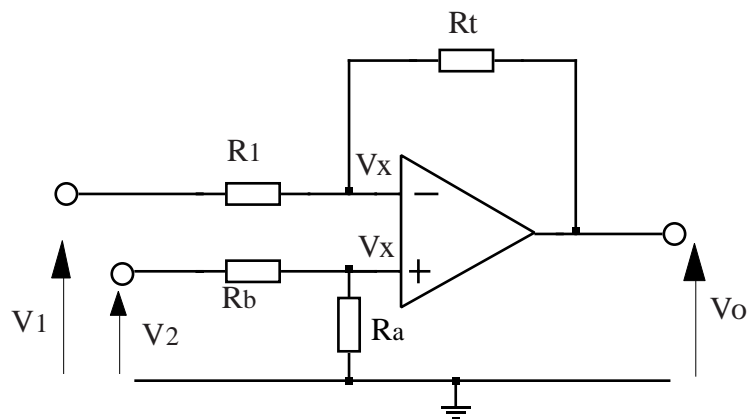


fig. 4.2

Vanwege de aanwezigheid van een tegenkoppeling tussen uitgang en ingang zal ook hier op beide ingangen hetzelfde signaal v_x aanwezig zijn. Dit laat toe de volgende afleiding te maken :

$$V_x = \frac{V_2 R_a}{R_b + R_a} = \frac{V_1 R_t}{R_1 + R_t} + \frac{V_0 R_1}{R_1 + R_t}$$

$$\frac{V_0 R_1}{R_1 + R_t} = \frac{V_2 R_a}{R_b + R_a} - \frac{V_1 R_t}{R_1 + R_t}$$

$$V_0 = \frac{R_1 + R_t}{R_1} \left[\frac{V_2 R_a}{R_b + R_a} - \frac{V_1 R_t}{R_1 + R_t} \right]$$

kies $\frac{R_t}{R_1} = \frac{R_a}{R_b} \Rightarrow \frac{R_t}{R_1 + R_t} = \frac{R_a}{R_b + R_a}$

$$V_0 = \frac{R_1 + R_t}{R_1} (V_2 - V_1) \frac{R_t}{R_1 + R_t}$$

$$V_0 = \frac{R_t}{R_1} (V_2 - V_1)$$

fig 5.1.

Opmerkingen :

1. Voorgaande schakeling wordt vooral gebruikt in DC- toepassingen, waarbij dus het verschil tussen twee gelijkspanningen dient versterkt te worden. Dit gebeurt hier met een vaste versterkingsfaktor. Om de versterking regelbaar te maken is het uiteraard niet voldoende om R_t als potmeter uit te voeren. Immers er wordt dan niet meer voldaan aan de voorwaarde :

$$\frac{R_t}{R_1} = \frac{R_a}{R_b}$$

Het gelijkmatig regelen van R_t en R_a is theoretisch een mogelijkheid, maar praktisch moeilijk haalbaar met een voldoende nauwkeurigheid. In volgende hoofdstuk worden schakelingen besproken die hier een oplossing voor bieden.

2. Als $V_1 = V_2$ moet $V_0 = 0$ V. Om aan deze ideale toestand zo nauw mogelijk te voldien dient de CMRR van de opamp zo groot mogelijk te zijn.
3. Een nadeel van de schakeling is dat de ingangsimpedanties voor beide ingangen verschillend zijn en relatief laag : nl.

$$R_i(+\text{ingang}) = R_a + R_b$$

$$R_i(-\text{ingang}) = R_1$$

Om hieraan te verhelpen kunnen twee spanningsvolgers toegevoegd worden.

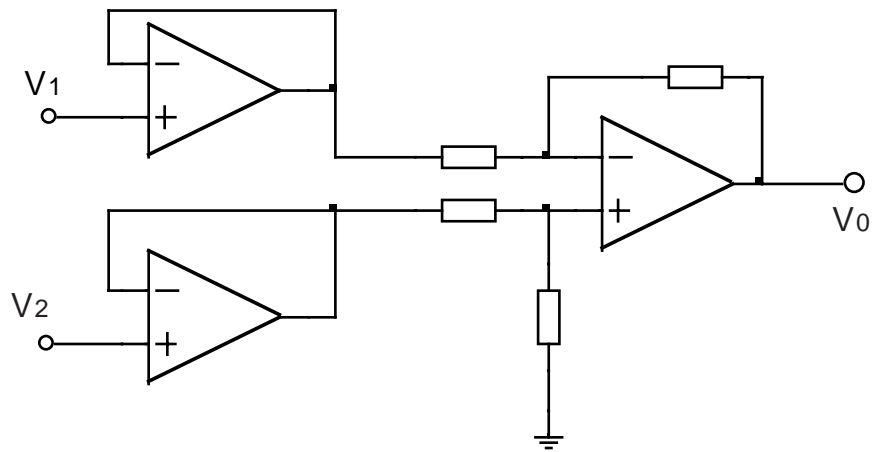


fig. 6.1

4. De schakeling wordt vaak toegepast na transducers, die uitgevoerd zijn met een differentiële uitgang. De weerstandsbrug hieronder geeft hiervan een voorbeeld.

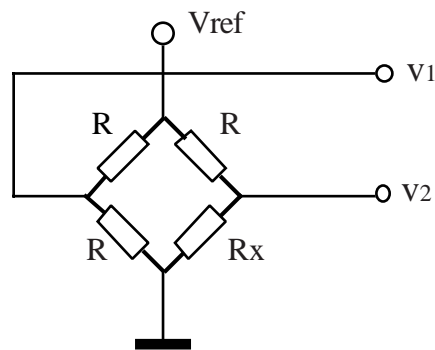


fig. 6.2

De weerstand R_x fungeert hier als opnemer, in de vorm van bv rekstroomkjes, thermistor en dergelijke.

5. De verschilversterker wordt ook toegepast als regelaar in de meet- en regeltechniek.

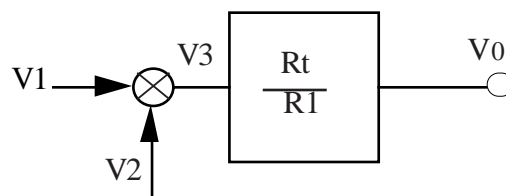


fig. 6.3

V_1 = de gewenste waarde
 V_2 = de gemeten waarde
 V_3 = het korrektiesignaal

Hoofdstuk 2 : Lineaire analoge systemen

1. Drie opamp instrumentatieversterker

De drie opamp instrumentatieversterker lost een aantal beperkingen van de verschilversterker uit het voorgaande hoofdstuk op : deingangsimpedantie van de schakeling wordt fel opgevoerd en de versterking is regelbaar met één weerstand.

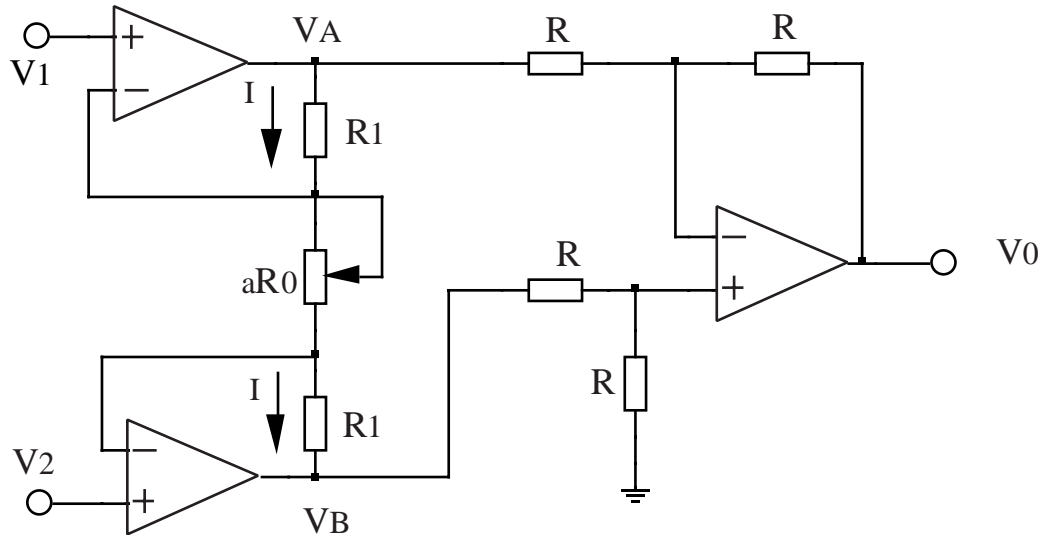


fig. 7.1

Voor deze schakeling kunnen we volgende afleiding maken :

$$V_A = V_1 + IR_1 \quad (1) \quad V_B = V_2 - IR_1 \quad (2)$$

$$V_1 - V_2 = I\alpha R_0 \Rightarrow I = \frac{V_1 - V_2}{\alpha R_0} \quad (3)$$

$$V_0 = V_B - V_A \quad (4)$$

uit vgl (1), (2) en (4) volgt

$$V_0 = V_2 - IR_1 - V_1 - IR_1$$

$$V_0 = V_2 - V_1 - 2IR_1$$

$$(3) \Rightarrow V_0 = V_2 - V_1 - 2R_1 \frac{V_1 - V_2}{\alpha R_0}$$

$$V_0 = V_2 - V_1 - \frac{2R_1 V_1}{\alpha R_0} + \frac{2R_1 V_2}{\alpha R_0}$$

$$V_0 = V_2 \left(1 + \frac{2R_1}{\alpha R_0} \right) - V_1 \left(1 + \frac{2R_1}{\alpha R_0} \right)$$

$$V_0 = \left(1 + \frac{2R_1}{\alpha R_0} \right) (V_2 - V_1)$$

$$A_t = \frac{V_0}{V_2 - V_1} = 1 + \frac{2R_1}{\alpha R_0}$$

De versterkingsfaktor neemt af bij groter wordende α -faktor. De regeling is niet lineair met α .

Drie opamp-instrumentatieversterkers zijn verkrijgbaar in modulevorm : bv. van Analog Devices het type AD 522 en afgeleiden.

2. De brugversterker

De opamp is dank zij zijn goede common mode rejection eigenschappen zeer geschikt om het uitgangssignaal van een transducerbrug (bv. een rekstrookjes-meetbrug) te versterken.

In de schakeling hieronder wordt de meetbrug gevolgd door een instrumentatieversterker met hoogohmige ingang, zodat de brug vrijwel niet belast wordt.

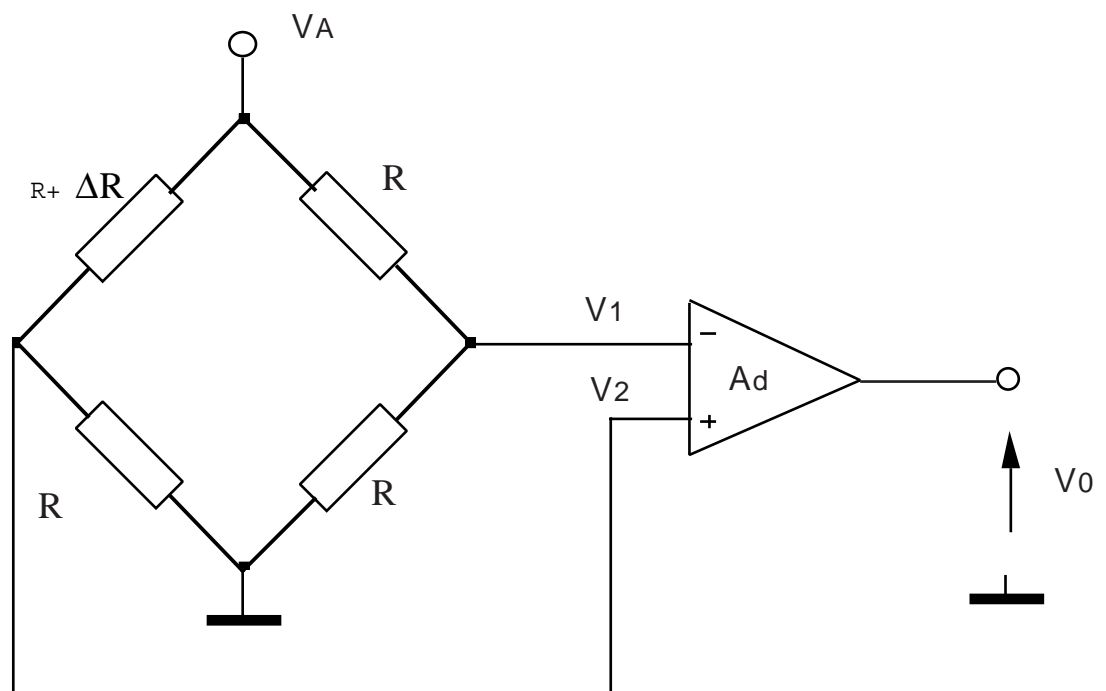


fig. 8.1

De sensorweerstand zou een rekstrookje of een NTC/PTC-weerstand kunnen zijn. In regel is de variatie ΔR die optreedt klein t.o.v. R . Voor V_0 kunnen we volgende afleiding maken :

Voor ΔR klein t.o.v. R geldt dan dat $\delta = \frac{\Delta R}{R} \ll 1$

$$V_0 = A_d(V_2 - V_1)$$

$$V_1 = \frac{V_A R}{2R} = \frac{V_A}{2}$$

$$V_2 = \frac{V_A R}{2R + \Delta R} = \frac{V_A}{2 + \delta} = \frac{V_A}{2} \left(\frac{1}{1 + \delta/2} \right)$$

$$V_0 = A_d \left(\frac{V_A}{2} \frac{1}{1 + \delta/2} - \frac{V_A}{2} \right)$$

$$V_0 = A_d \frac{V_A}{2} \left(\frac{1}{1 + \delta/2} - 1 \right) = \frac{A_d V_A}{2} \left(\frac{1 - 1 - \delta/2}{1 + \delta/2} \right)$$

Vermits $\delta/2 \ll 1$ kunnen we de uitdrukking vereenvoudigen tot :

$$V_0 \approx - \frac{A_d \cdot \delta \cdot V_A}{4}$$

3. De stroom- naar spanningomvormer

De schakeling wordt gebruikt om het signaal van transducers, waarbij de geleverde stroom rechtvenredig is met de te meten grootheid, om te zetten in een spanning, zoals bv. bij fotocellen.

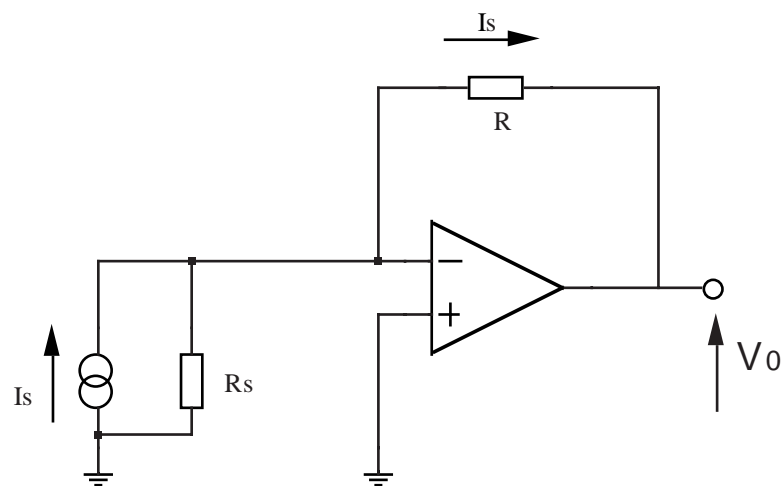


fig. 9.1

Omwille van de tegenkoppeling bestaat er een virtuele sluiting tussen de ingangen van de opamp. Door R_s , de inwendige weerstand van de stroombron, gaat dus geen stroom. De stroom I_s gaat dus volledig door de weerstand R . Dit geeft dan volgend transfertverband :

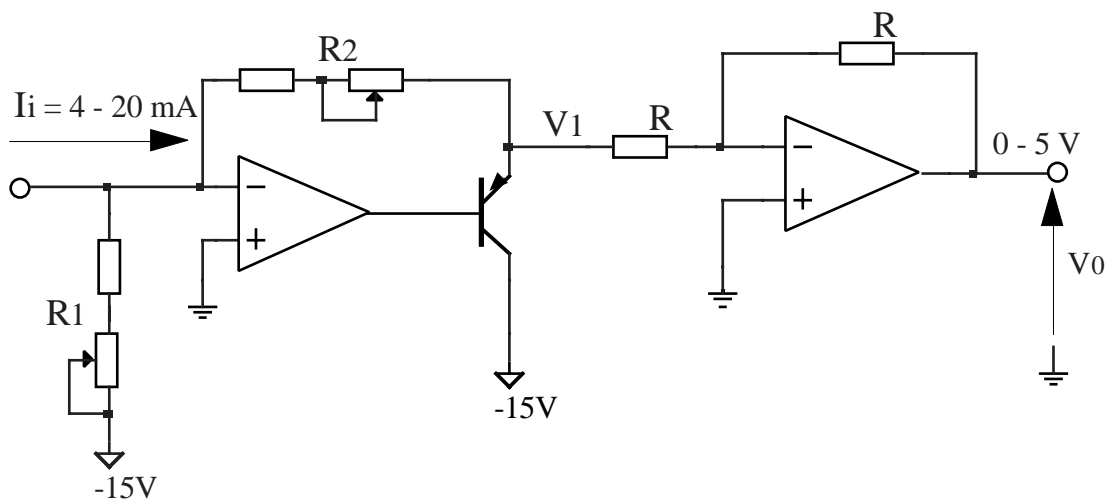
$$V_o = -RI_s$$

Noot : In de meet- en regeltechniek worden meetsignalen, die over een grote afstand moeten doorgestuurd worden, veelal omgezet naar standaardstroomsignalen van bv. 0 tot 20 mA. Daarna worden ze eventueel terug omgezet naar een spanning. Stel dat I_s hier een stroomsignaal is tussen 0 en 20 mA dat met bovenstaande schakeling moet omgezet worden naar een spanning tussen 0 en 5 V, dan is hier een weerstand R nodig van :

$$R = \frac{5 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

Opgave :

Meestal wordt in plaats van een standaardstroomsignaal tussen 0 en 20 mA, een stroomsignaal tussen 4 en 20 mA gebruikt. Onderstaande schakeling voorziet in de omzetting van 4-20 mA naar een spanning tussen 0 en 5V.



R_1 wordt zo gekozen dat bij $I_i = 4 \text{ mA}$ deze stroom volledig door R_1 gaat en er dus geen stroom door R_2 vloeit. De spanning V_1 is dan ook 0 V. De weerstand R_2 wordt zo gekozen dat voor $I_i = 20 \text{ mA}$ de spanning $V_1 = -5 \text{ V}$. Beide weerstanden, R_1 en R_2 , worden opgesplitst in een vaste weerstand en een regelbare weerstand, om daarmee respectievelijk de nulpuntsinstelling en spanregeling te bekomen. Bepaal de grootte van de benodigde weerstanden.

4. Spanning- naar stroomomvormers

4.1 Basisschakeling : schema 1

Deze schakeling is een toepassing van de niet-inverterende versterker. De spanningsbron V_s staat door de virtuele kortsluiting volledig over de weerstand R . De stroom I_L is dan ook volledig onafhankelijk van de weerstand R_L . Dit geeft :

$$I_L = \frac{V_s}{R}$$

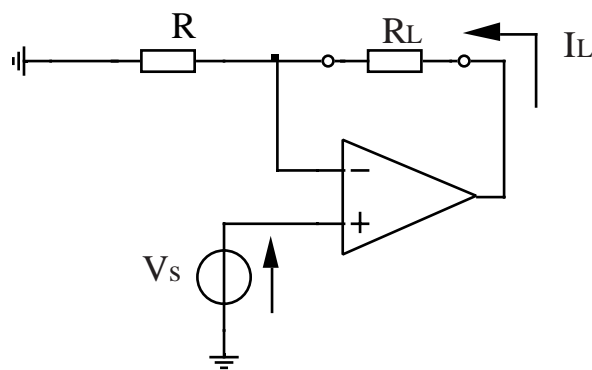


fig. 11.1

Merk op dat V_s door de schakeling nauwelijks wordt belast.

4.2 Spanning naar stroomomvormer : schema 2

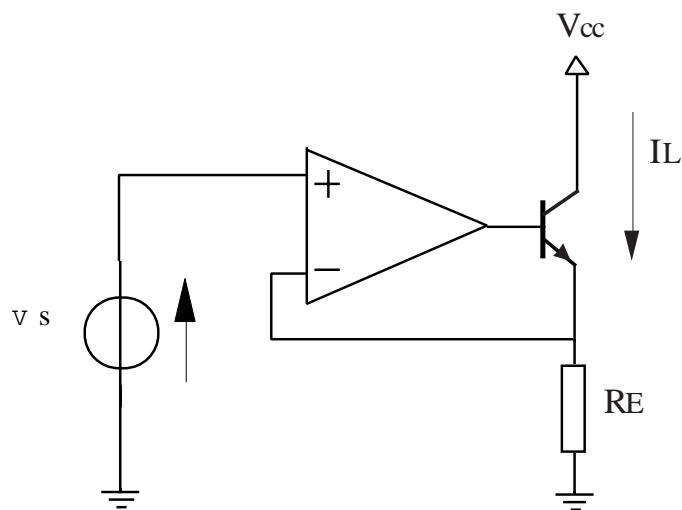


fig. 11.1

In deze schakeling kan eenvoudig afgeleid worden dat :

$$I_L = \frac{V_S}{R_E}$$

Opgave :

1. Dimensioneer de schakeling zodat eeningangsspanning van 0 - 5 V wordt omgezet in een stroomsignaal van 0 - 20 mA.
Bereken eveneens de maximaal toepasbare R_L als $V_{cc} = 15\text{ V}$
2. Dimensioneer een schakeling volgens fig. 13.2, zodat een spanning van 0 - 5 V wordt omgezet in een stroomsignaal van 4 - 20 mA.
Het blokschema van fig. 13.1 geeft het principe van de schakeling weer.

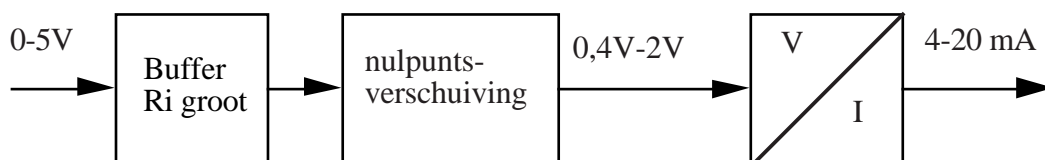


fig. 12.1

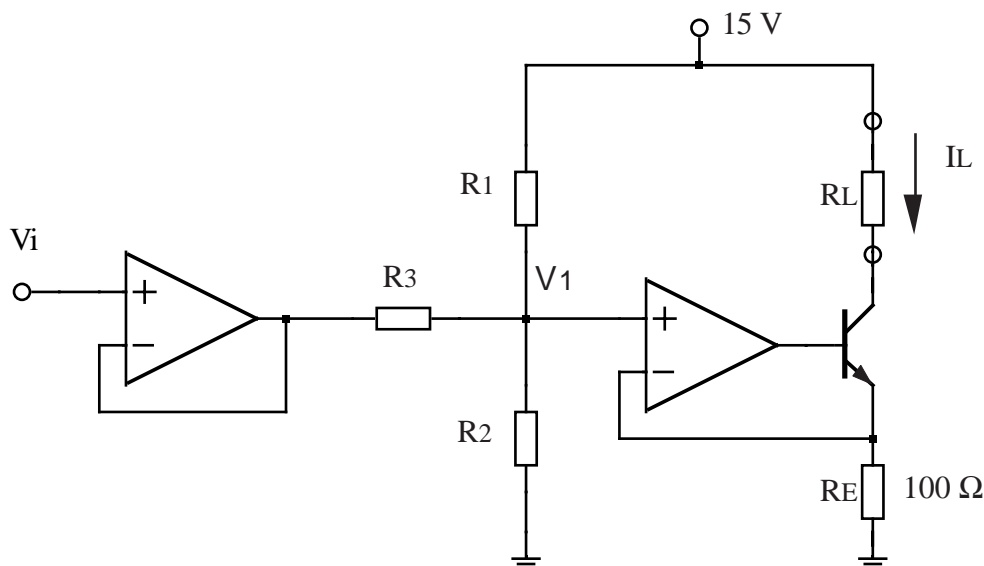


fig. 12.2

Wanneer $R_E = 100\ \Omega$ en $R_1 = 10\text{ k}$ wordt gekozen, dan moeten R_1 en R_2 zodanig worden berekend dat wordt voldaan aan de volgende voorwaarden :

1. $V_i = 0\text{ V} \Rightarrow V_1 = 0,4\text{ V} \Rightarrow I_L = 4\text{ mA}$
2. $V_i = 5\text{ V} \Rightarrow V_1 = 2\text{ V} \Rightarrow I_L = 20\text{ mA}$

Dit geeft dan aanleiding tot volgend weerstandsnetwerk, waaruit twee vergelijkingen met twee onbekenden kunnen afgeleid worden. Bereken hieruit de waarden voor R_1 en R_2 .

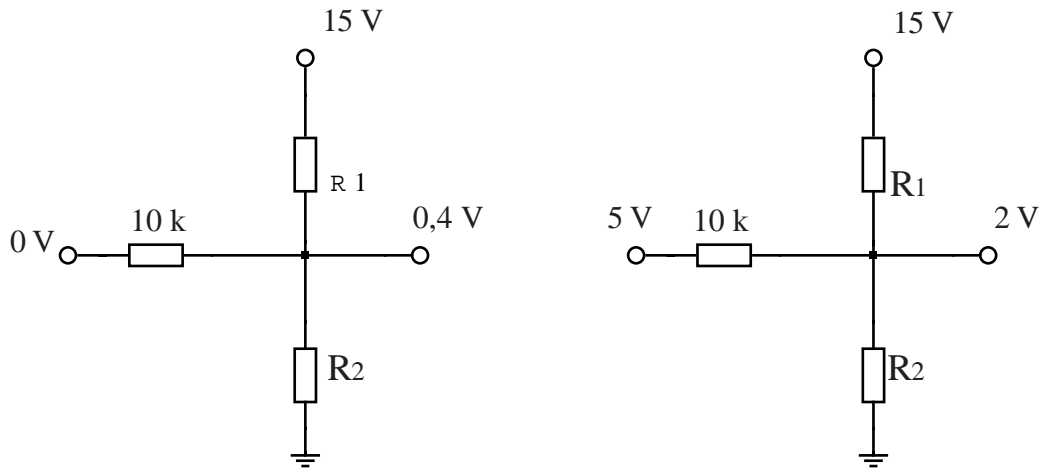
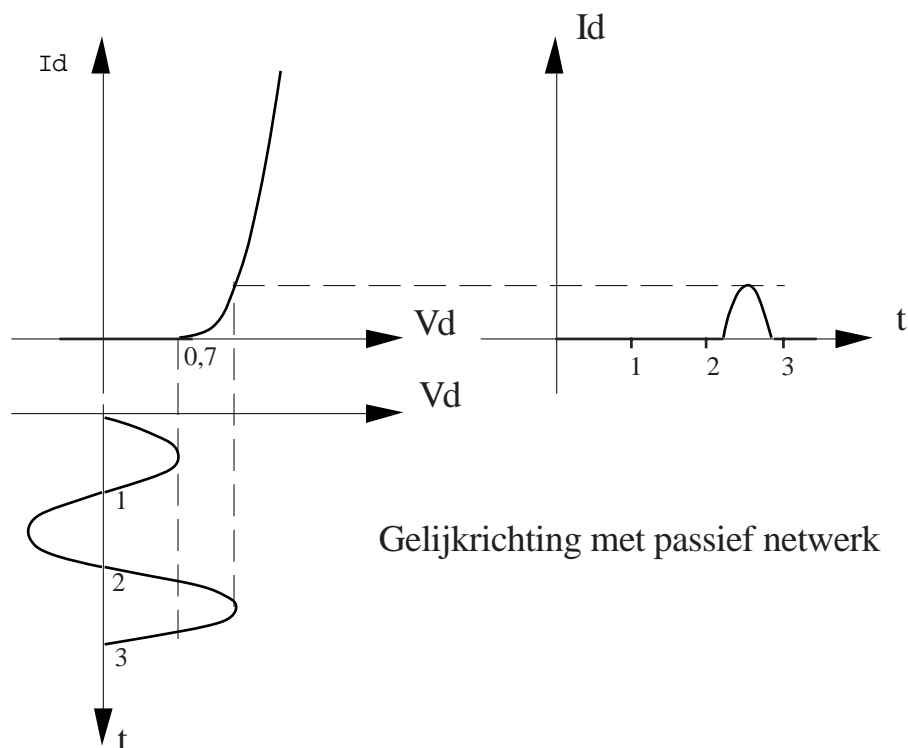


fig. 13.1

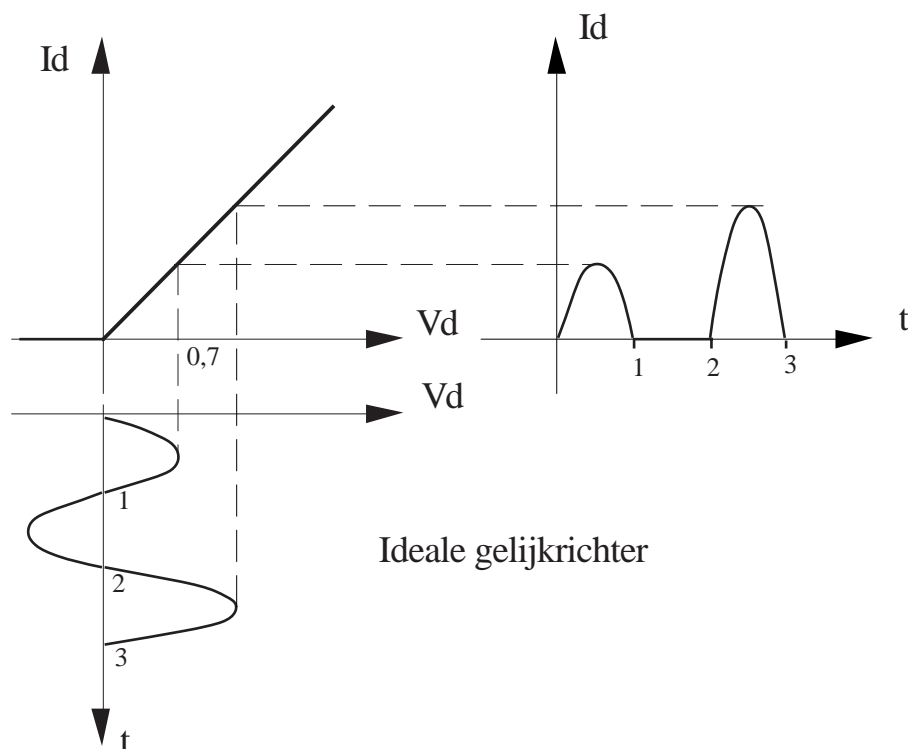
HOOFDSTUK 3 : DE OPAMP IN NIET-LINEAIRE TOEPASSINGEN

1. De opamp als precisiegelijkrichter

Bij gelijkrichting met een passief netwerk ontstaat een belangrijke onnauwkeurigheid indien het gelijk te richten signaal klein is. Over elke gelijkrichtdiode ontstaat immers een gelijkspanningsval van ongeveer 0,7 V. Signalen kleiner dan 0,7 V kunnen dus niet meer gelijkgericht worden. Bovendien is de doorlaatkarakteristiek van een diode niet lineair, waardoor vervorming van het uitgangssignaal ontstaat.



Gelijkrichting met passief netwerk



Ideale gelijkrichter

1.1 Niet-inverterende enkelzijdige gelijkrichter

Door het opnemen van een diode in de terugkoppelkring van de opamp zal de diodedrempelspanning V_γ gereduceerd worden tot een waarde V_γ/A_0 .

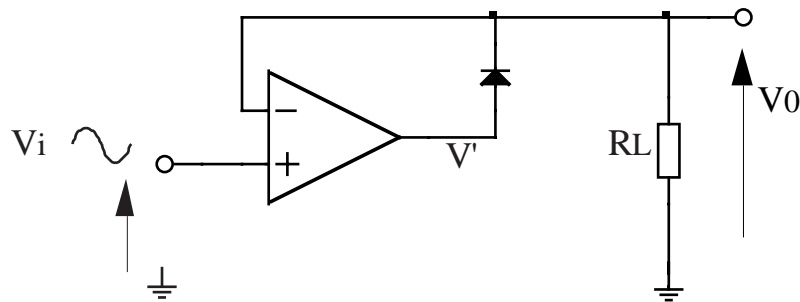


fig. 15.1

Is v_i positief dan zal de diode geleiden. Hierdoor ontstaat negatieve terugkoppeling en geldt dat $V_0 = V_i$.

Wordt V_i negatief dan spert de diode en zal de inverterende ingang zich op nul volt instellen (d.i. het DC-instelniveau). Bijgevolg is ook $V_0 = 0$ V.

Merk op dat V' zich nu instelt op de negatieve saturatiespanning. Dit maakt dat bovenstaande schakeling geen hoge frequenties kan gelijkrichten, omdat de uitgang van de opamp bij de positieve wisseling moet schakelen vanuit -15 V.

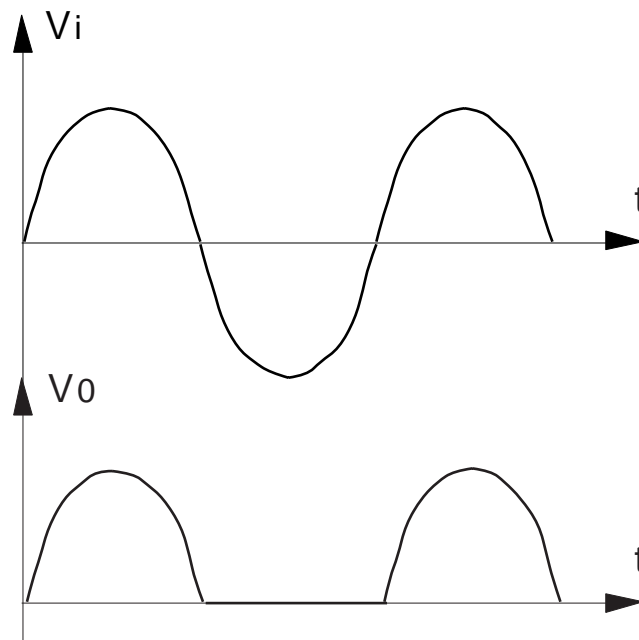


fig. 15.2

Om een snelle halve golfgelijkrichter te bekommen kan een tweede diode toegepast worden, zodat de uitgang van de opamp niet in verzadiging wordt gestuurd.

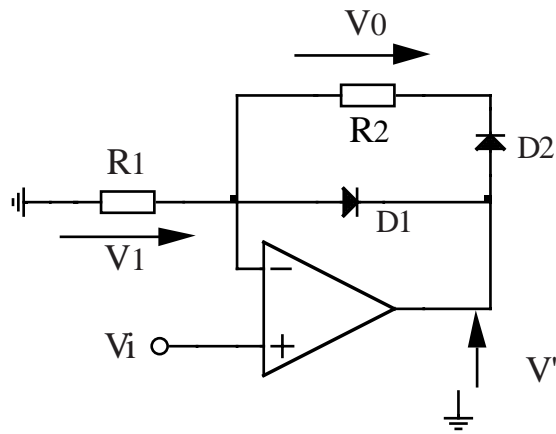


fig. 16.1

Bij een positieve wisseling van V_i zal gelden dat : $D1 = \text{off}$
 $D2 = \text{on}$

Hieruit volgt :

$$V_o = IR_2 \quad \text{met} \quad I = \frac{V_i}{R_1}$$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} V_i$$

Bij de negatieve wisseling van V_i zal gelden dat: $D1 = \text{on}$
 $D2 = \text{off}$

Door R_2 vloeit geen stroom, waardoor $V_0 = 0 \text{ V}$.

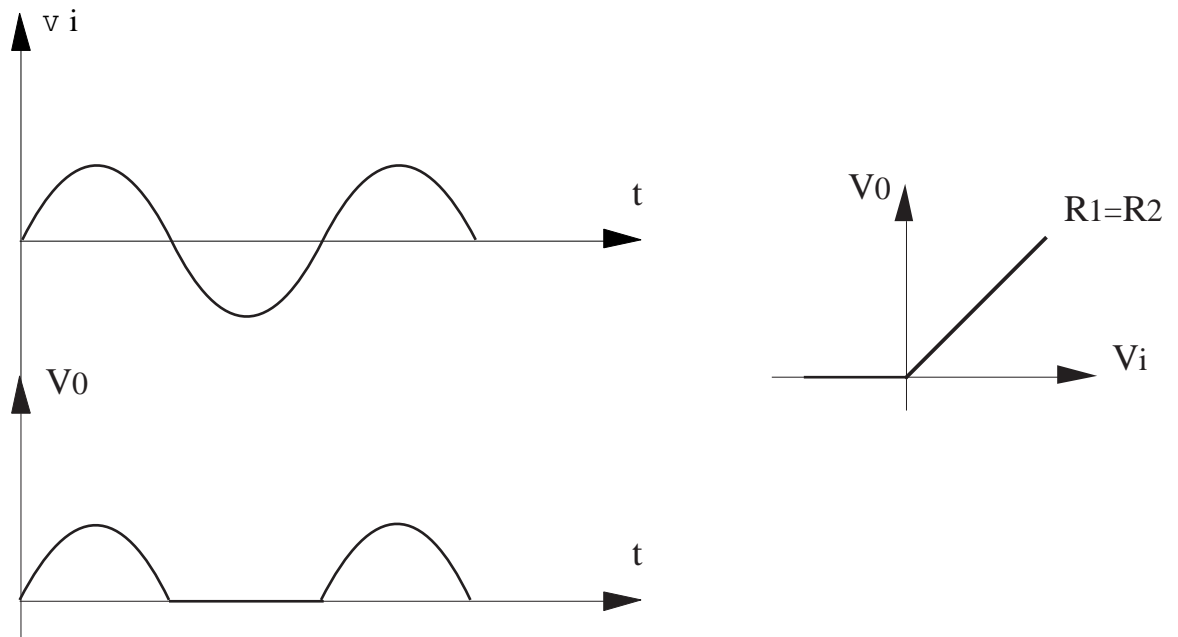


fig. 16.2

Opmerking : worden de diodes omgekeerd, dan zullen de negatieve wisselingen doorgelaten worden.

1.2 Inverterende enkelzijdige gelijkrichter

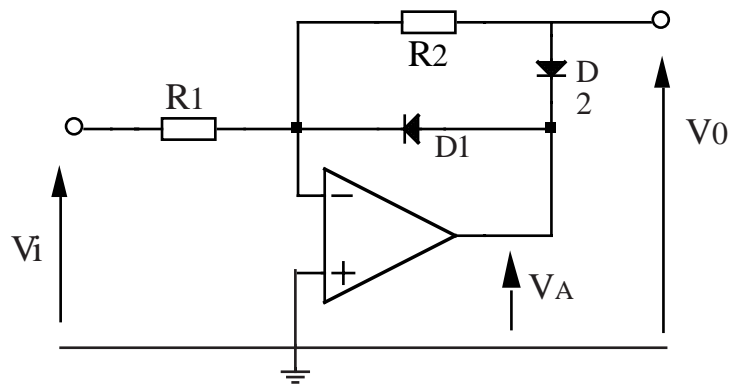


fig. 17. 1

Bij een positieve wisseling van V_i zal gelden dat : $D1=off$
 $D2=on$

Hieruit volgt :

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

Bij een negatieve wisseling van V_i zal gelden dat : $D1=on$
 $D2=off$

$$V_0 = 0V$$

Voorgaande beschouwingen geven dan aanleiding tot onderstaande grafiek.

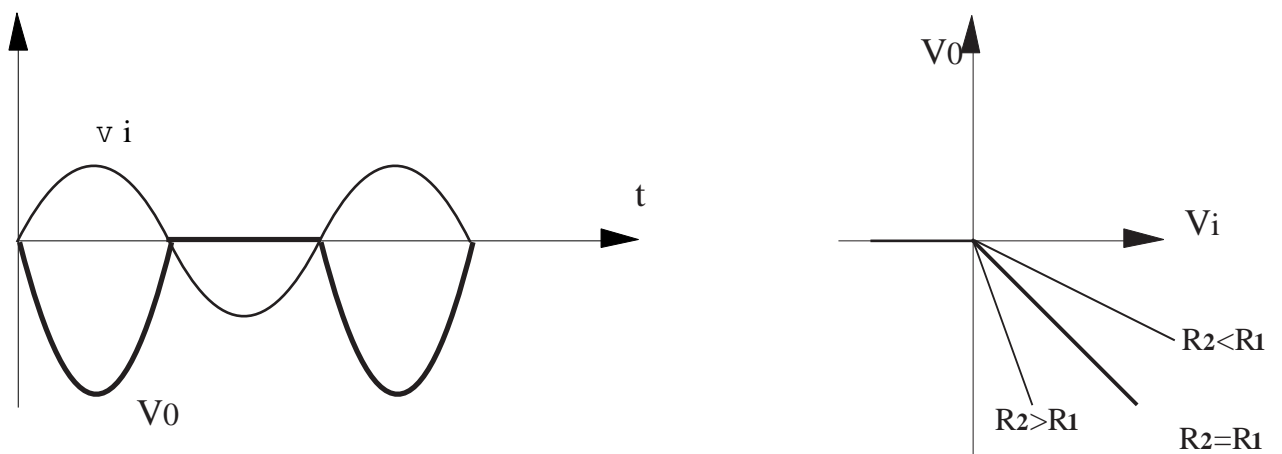


fig.17.2

Voor de realisatie van een dergelijke schakeling moet wel gekozen worden voor

een opamp met een lage offsetspanning en een hoge CMRR-waarde. In de schakeling van fig 19.1 is een condensator $C1$ opgenomen die een eventuele DC-komponent blokkeert, die de diodes foutief in geleiding kan sturen. Met de weerstand $R3$, ($R3=R1/R2$), wordt de offsetspanning vermindert.

De polarisatiestromen worden immers daardoor meer gelijk. Door een condensator over $R2$ te plaatsen bekomen we een gelijkgerichte uitgangsspanning.

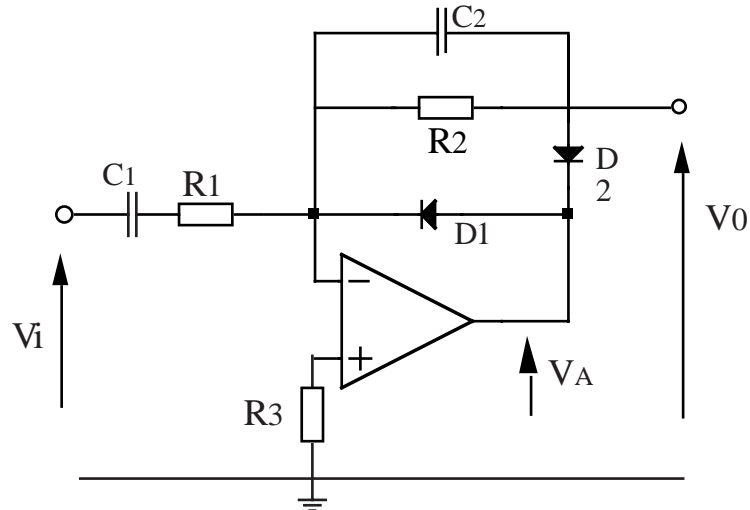


fig. 18.1

1.3 Dubbelfasige gelijkrichter

Door een inverterende halve golfgelijkrichter te combineren met een inverteerend sommatoren, kan een dubbelfasige gelijkrichting bekomen worden. Het onderstaande blokschema met bijhorende tijdsdiagramma's wil dit verduidelijken.

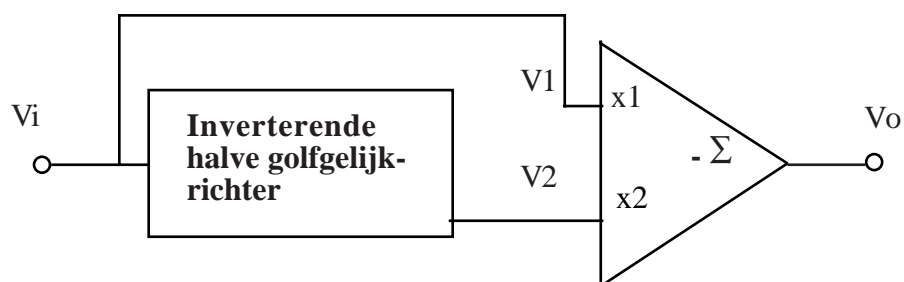


fig 18.2

Het praktische schema is weergegeven in fig. 20.1 Hiervoor geldt :

$$V_0 = -\left(\frac{R}{R}V_1 + \frac{R}{R/2}V_i\right) \quad (V_1 = V_i)$$

$$V_0 = -(V_1 + 2V_2)$$

Uit bovenstaande formule kunnen we dan afleiden dat voor een positieve wisseling van V_i geldt dat : $V_2 = -V_i$ $V_1 = V_i$

$$\Rightarrow V_0 = V_1$$

Voor V_i negatief wordt : $V_2 = 0 \text{ V}$ $V_1 = V_i$

$$\Rightarrow V_0 = -V_1$$

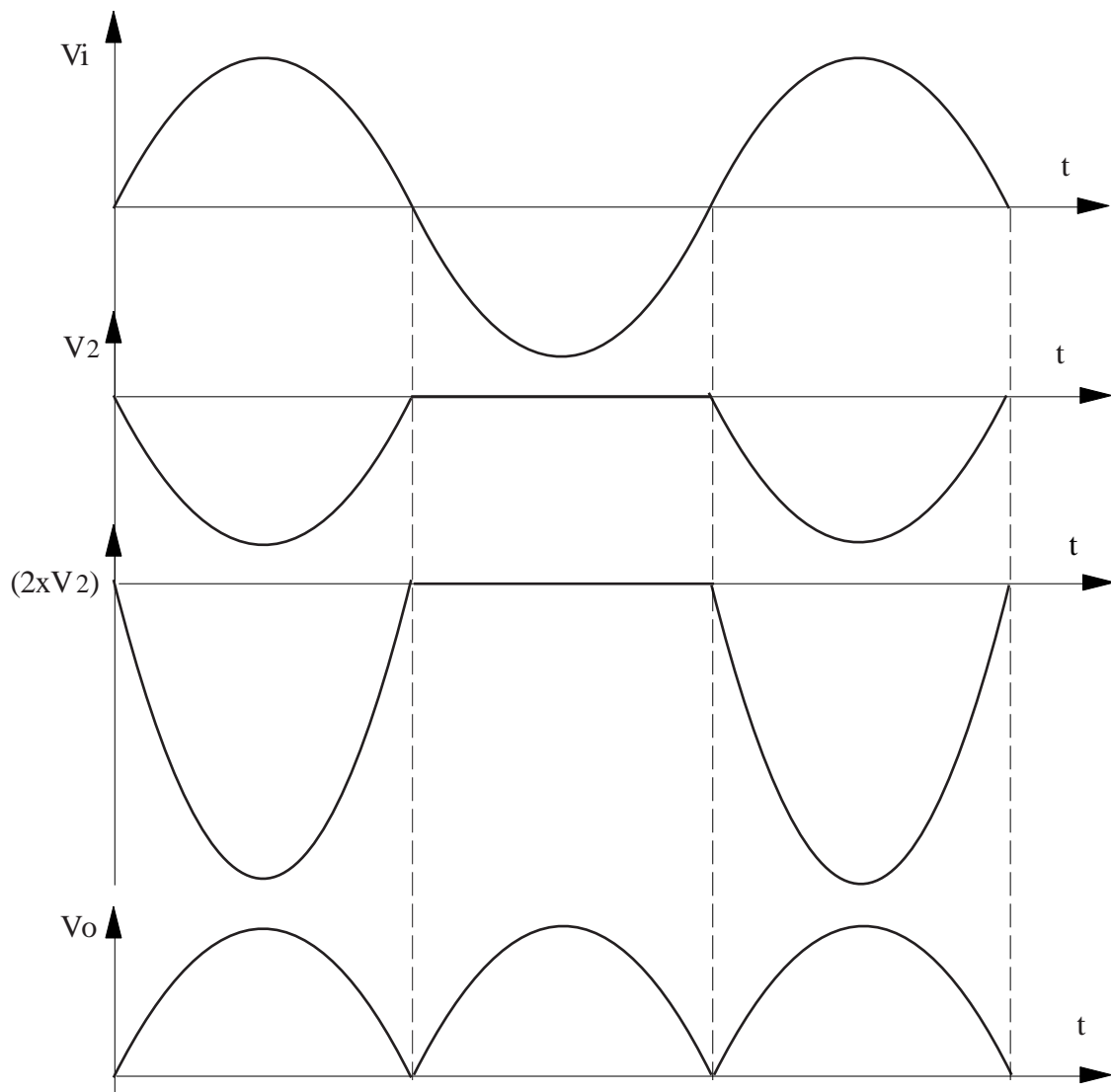


fig. 19.2

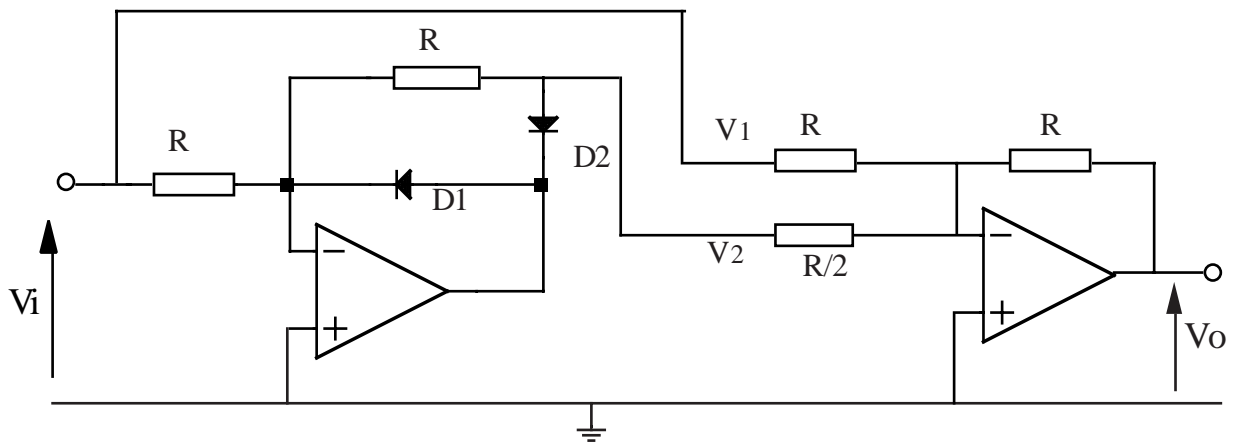


fig. 20.1

Het schema van fig 20.2 voorziet eveneens in een dubbelfasige gelijkrichting. Beoordeel zelf de werking en teken de tijdvolgordediagramma's uit.

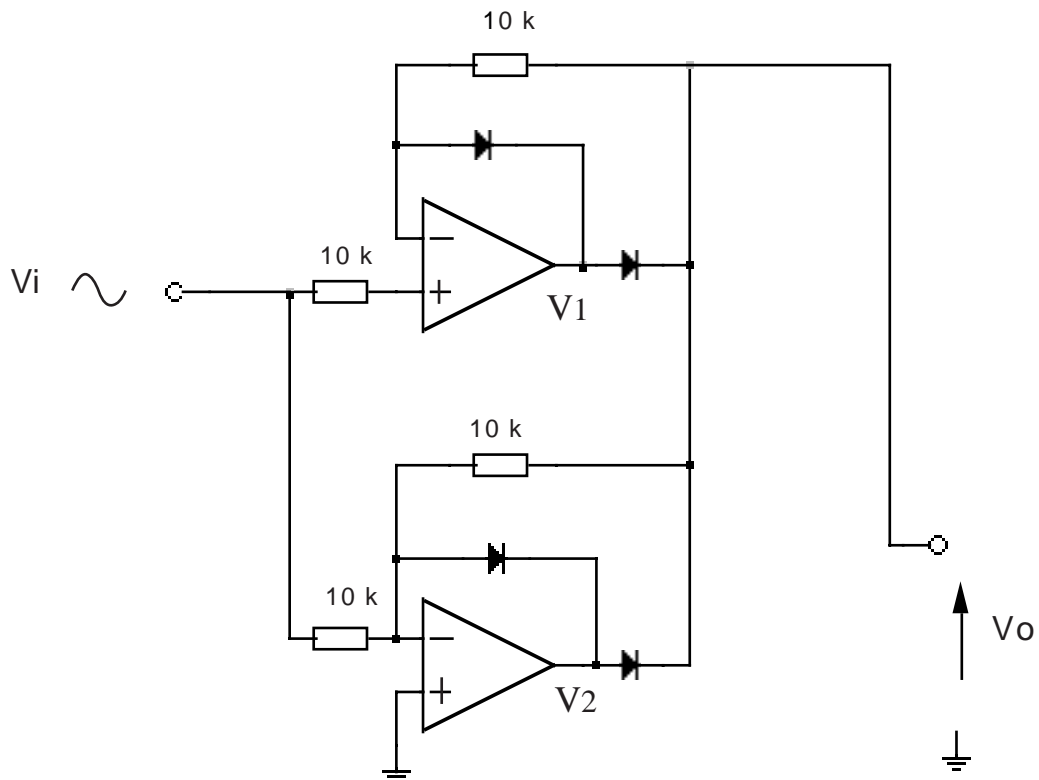


fig. 20.2

1.4 Precisiegelijkrichter voor meetinstrumenten

De schakeling van fig. 21.1 laat toe kleine wisselspanningen te meten.

V_i is de te meten spanning en R_1 vormt de ingangsweerstand van de meetkring. R_1 dient dan ook hoogohmig gekozen te worden.

De ingangsstroom $I_i = V_i / R_1$ is een gelijkstroom die door de meter vloeit en die onafhankelijk is van de drempelspanningen van de diodes en de inwendige

weerstand van de meter.

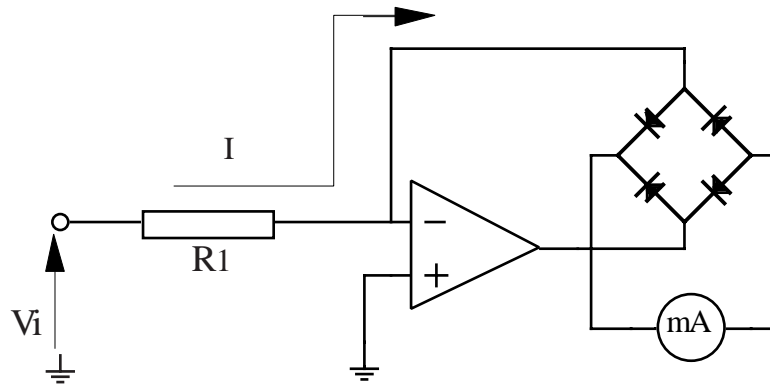


fig 21.1

De uitslag van de draaispoelmeter is evenredig met I_{AV} . Voor sinusoidale wisselspanningen kunnen we dan ook noteren :

$$I_{AV} = \frac{2I_m}{\pi} \quad I_{RMS} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad \Rightarrow \quad I_{RMS} = \frac{\pi I_{AV}}{2\sqrt{2}} = 1,11 I_{AV}$$

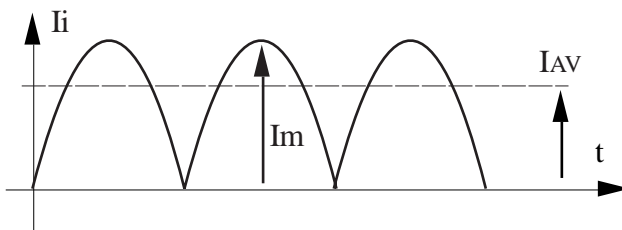


fig 21.2

2. De comparator

Een comparatorschakeling vergelijkt twee ingangssignalen en geeft een aanduiding welk van beide signalen het grootst is. Leggen we aan de inverterende ingang een referentiespanning aan en aan de inverterende een signaal dan levert dit onderstaande karakteristiek op.

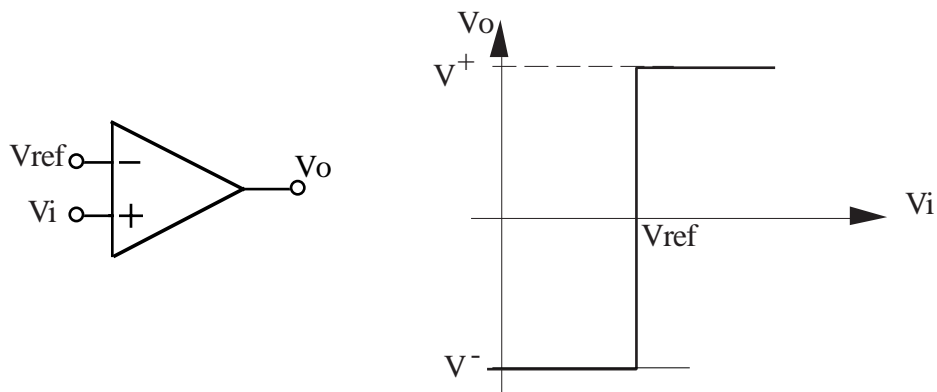


fig. 21.3

In de tijd levert dit dan voor V_o een verloop op zoals in fig 22.1 weergegeven.

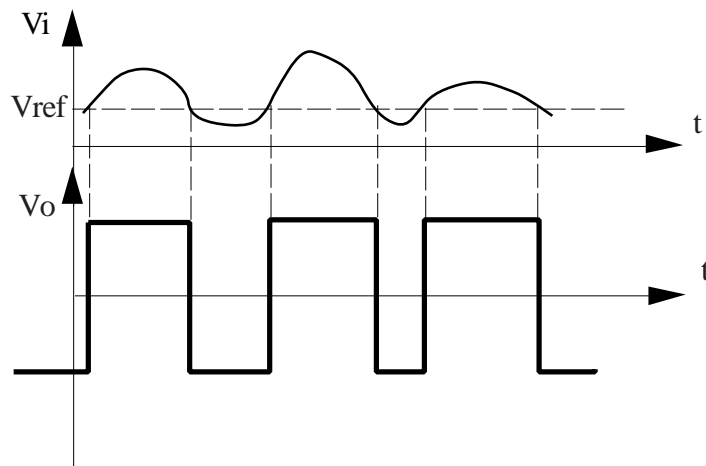


fig 22.1

2.1 Timing marker generator

Een toepassing van de comparator wordt gegeven in fig. 22.2 Ontleed zelf de werking van de schakeling aan de hand van een blokschema. Bepaal de vorm van de uitgangsspanning, wanneer V_i een sinusspanning is.

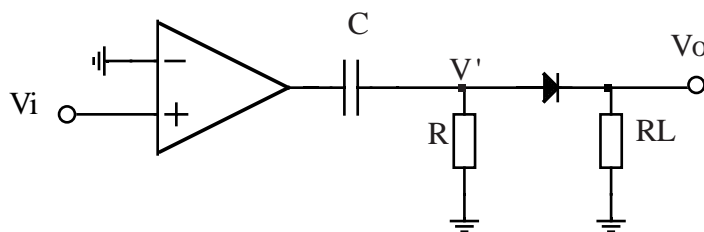


fig. 22.2

2.2 Pulsbreedtemodulator

Wordt aan de inverterende ingang van een comparator een hoogfrequent draaggolf aangelegd en aan de niet-inverterende klem een laagfrequent signaal, dan bekomen we aan de uitgang een pulsvormig signaal waarvan de pulsbreedte maat is voor de momentele grootte van het laagfrequent signaal. Dit wordt duidelijk gemaakt in de volgende grafiek.

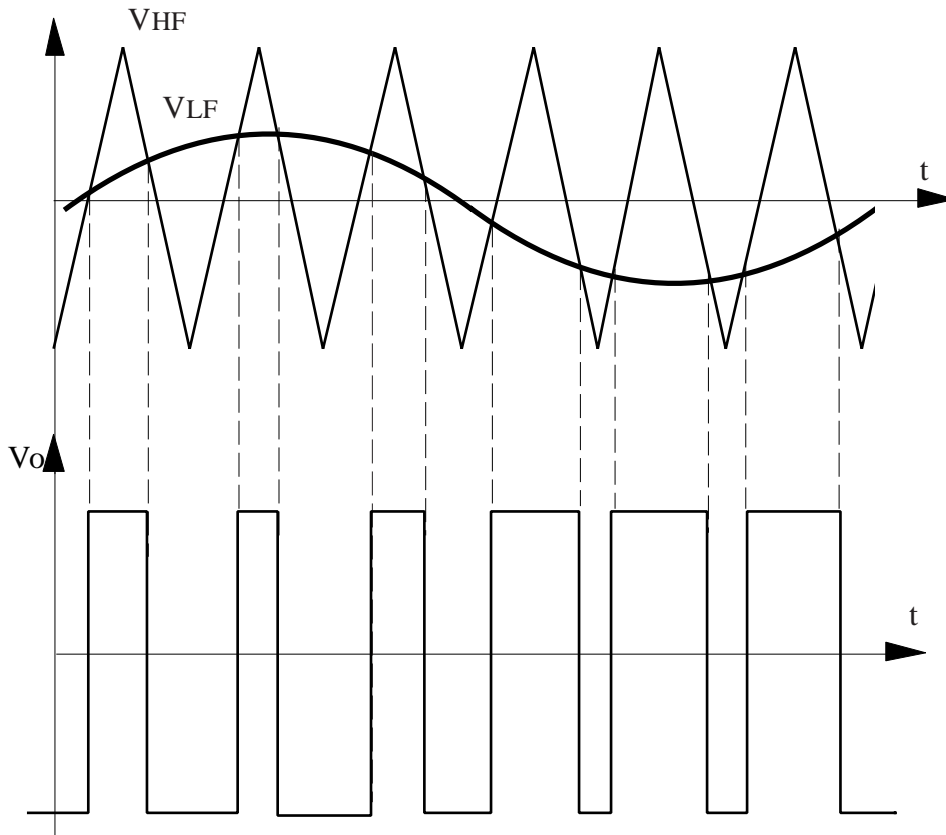
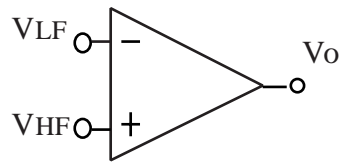


fig 23.1

3. De Schmitttrigger

Dit is een comparatorschakeling met **positieve** terugkoppeling. Daardoor zal de uitgang zich bevinden in de positieve of negatieve verzadigingstoestand, afhankelijk van het ingangssignaal in vergelijking met twee spanningsdrempels. De schakeling wordt gegeven in fig. 24.1.

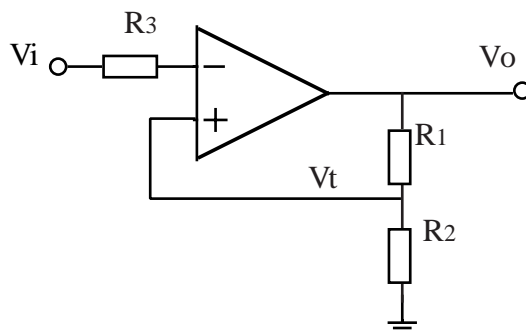


fig. 24.1

De uitgang kan zich bevinden in twee toestanden : V^+ of V^- .

Veronderstellen we dat V_o gelijk is aan V^+ .

$$\Rightarrow V_t = \frac{R_2 V^+}{R_1 + R_2} = V_t^+$$

Wordt V_i nu groter dan V_t^+ , dan zal de uitgang omklappen naar V^- .

$$\Rightarrow V_t = \frac{R_2 V^-}{R_1 + R_2} = V_t^-$$

Bij dalende V_i zal de uitgang behouden blijven tot V_i kleiner wordt dan V_t^- .

De uitgang zal nu omklappen naar V^+

Het verschilsignaal $V_H = V_t^+ - V_t^- = 2V_t^+$ wordt de hysteresisspanning genoemd.

In fig. 24.2 wordt de overdrachtskarakteristiek weergegeven.

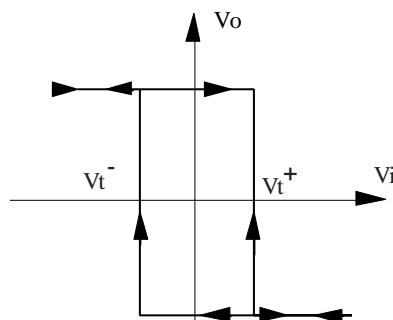


fig.24.2

Het tijdsdiagramma behorend bij deze schakeling wordt gegeven in fig.25.1.

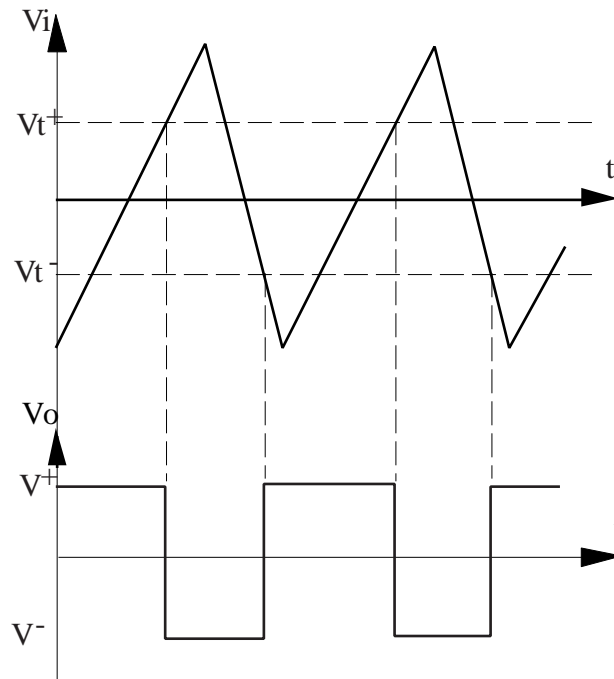


fig.25.1

We hebben hier te maken met twee symmetrische spanningsdrempels. De karakteristiek kan echter verschoven worden door een hulpspanning V_r . De nodige schakeling hiervoor wordt weergegeven in fig. 25.2.

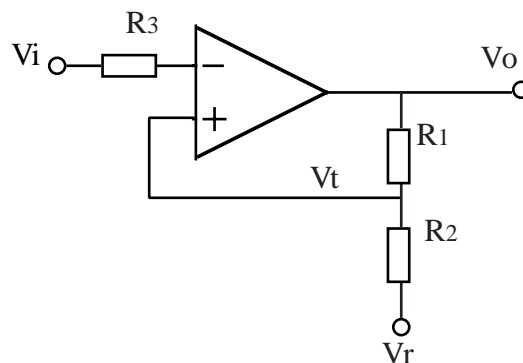


fig. 25. 2

Veronderstellen we dat $v_o = V^+$

$$\text{Nu geldt dat : } V_t^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V^+ + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_r = \frac{V^+ R_2 + V_r R_1}{R_1 + R_2}$$

Wordt nu $V_i > V_t^+ \Rightarrow V_o = V^-$

Voor het tweede omschakelniveau geldt nu :

$$V_t^- = \frac{V^- R_2 + V_r R_1}{R_1 + R_2}$$

Wordt voor V_r bijvoorbeeld een positieve spanning gekozen, dan verschuift de

overdrachtskarakteristiek naar rechts, zoals weergegeven in de grafiek van fig. 27.1.

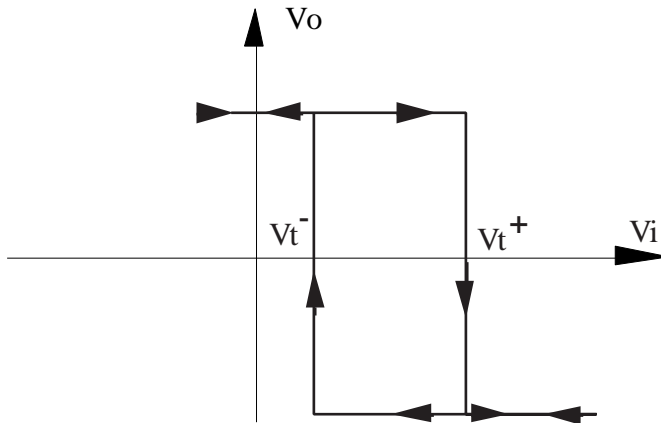


fig. 26.1

3.1 De niet-inverterende Schmitttrigger

De meest eenvoudige schakeling met de overeenstemmende karakteristiek wordt gegeven in fig. 26.2.

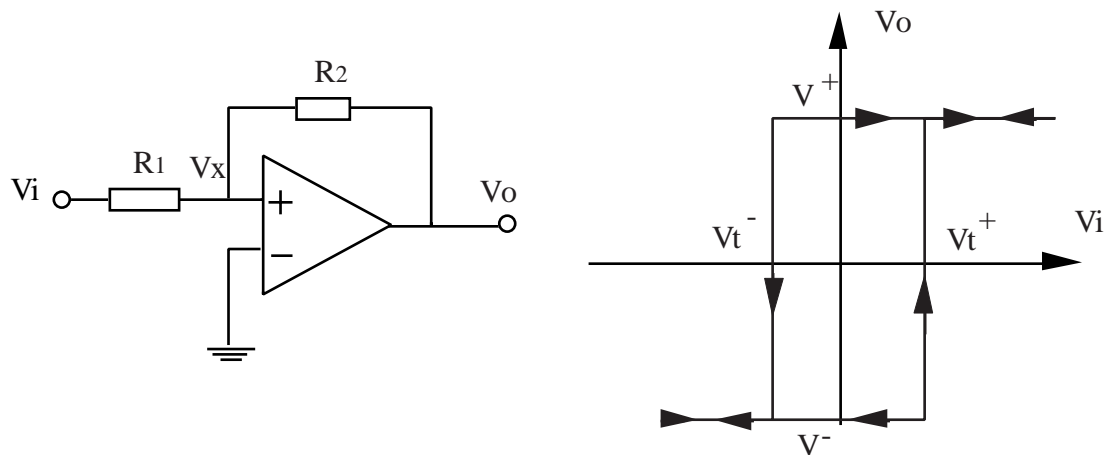


fig. 26.2

$$\text{stel } V_0 = V^+ \Rightarrow V_x = \frac{V_i R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V^+ R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

De uitgang zal nu omklappen als de spanning V_x juist negatief wordt :

$$\text{dit is als } V_i \leq V_{t^-} = -V^+ \frac{R_1}{R_2}$$

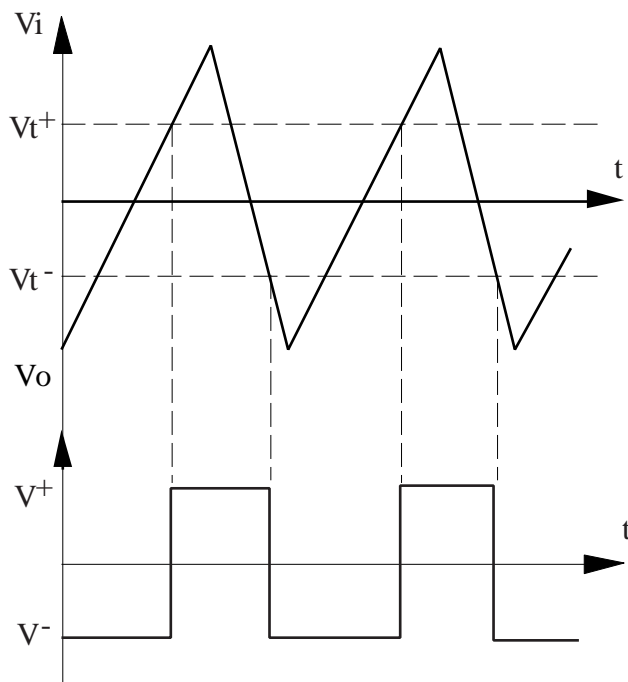
Nu zal de schakeling omklappen : $V_0 = V^-$

$$\Rightarrow V_x = \frac{V_i R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V^- R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

De uitgang zal nu omklappen als de spanning V_x juist positief wordt :

$$\text{dit is als } V_i \geq V_{t^+} = -V^- \frac{R_1}{R_2} = V^+ \frac{R_1}{R_2}$$

De volgende grafiek geeft het bijhorende tijdvolgordediagramma weer.



Door een hulpspanning aan te leggen aan de inverterende ingang kan ook in deze schakeling de transfertkarakteristiek verschoven worden.

3.2 Toepassingen van de Schmitt-trigger

3.2.1 De ST als pulsformer

Van een sinus kan nu op eenvoudige wijze een blokspanning bekomen worden.

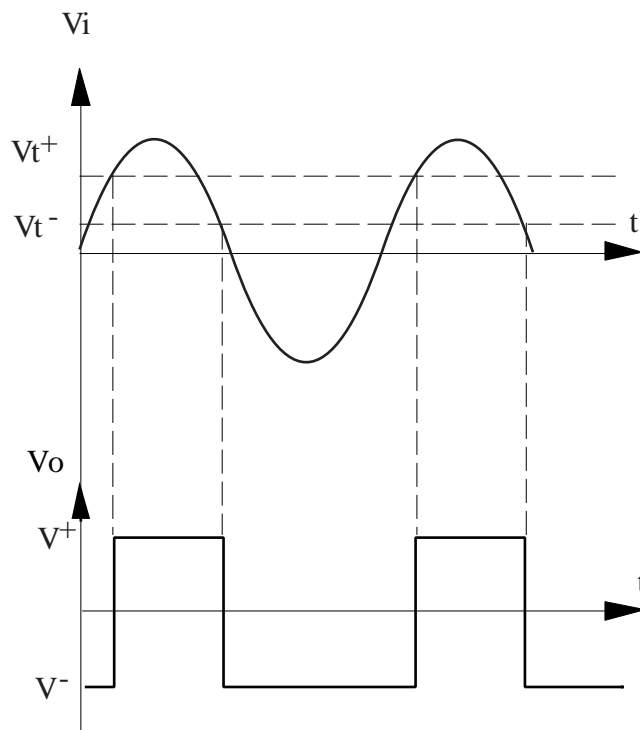


fig.27.2

Vanuit de netfrequentie kan met een ST bv. een blok golf gegenereerd worden voor de sturing van een digitale klok, zoals aangegeven in volgend blokschema.

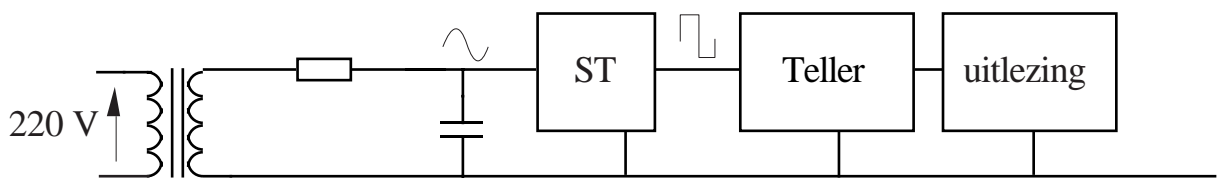


fig. 28.1

3.2.2 De ST als flankhersteller

De flanksteilheid van blokgolven in een digitale schakeling nemen af o.w.v. de paracitaire capaciteiten en inductanties. Met een schmitt-trigger - waarom niet met een comparator ? - kan de flanksteilheid dan op peil gebracht worden.

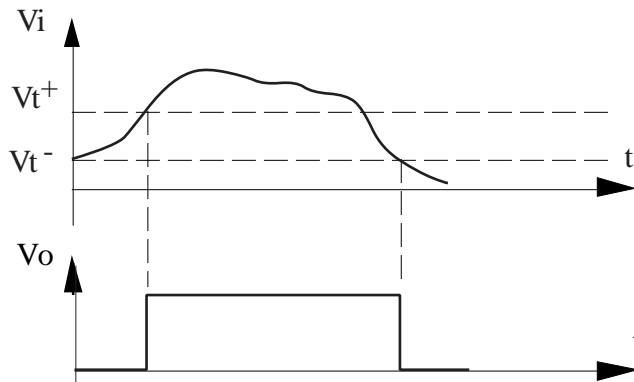


fig 28.2

3.2.3 De ST als niveaudetector

In de volgende schakeling - een schemerlichtschakeling - wordt een inverterende schmitt-trigger gebruikt om bij invallende duisternis een lamp te ontsteken. Kleine helderheidsverschillen zullen nu geen aanleiding zijn tot ongewenst aan- en uitschakelen van de lamp. Beoordeel zelf de werking van de schakeling.

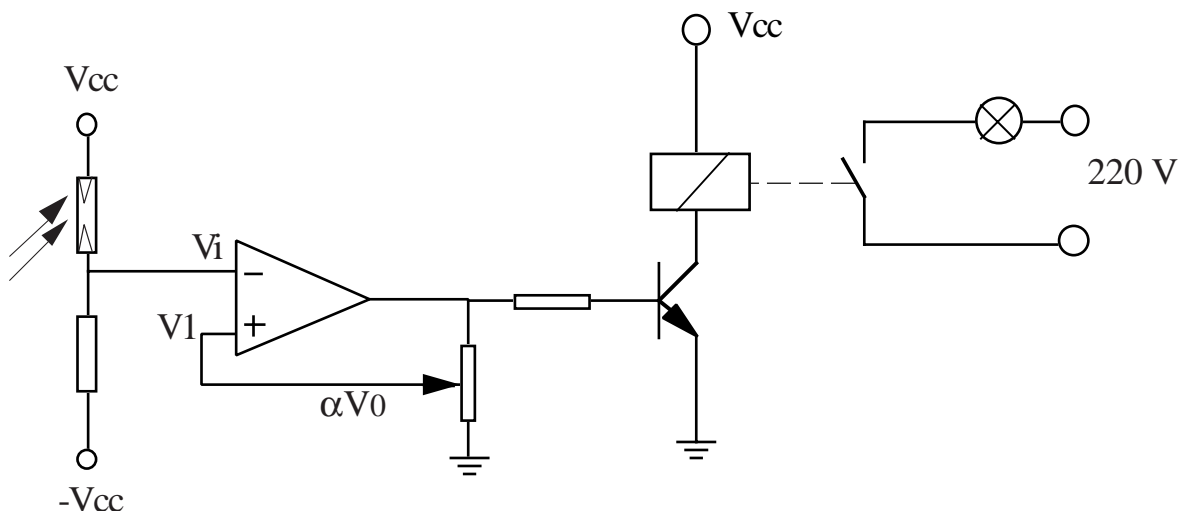


fig 28.2

4. De Sample en Holdtrap

4.1 Basisschakeling

Een dergelijke schakeling funktioneert als een analogoog geheugen. Het te steekproeven signaal wordt op een commandosignaal als een gelijkspanning onthouden en kan dan verder bv. gemeten worden.

Volgende schakeling geeft het principe weer van zulk een sample- en holdtrap.

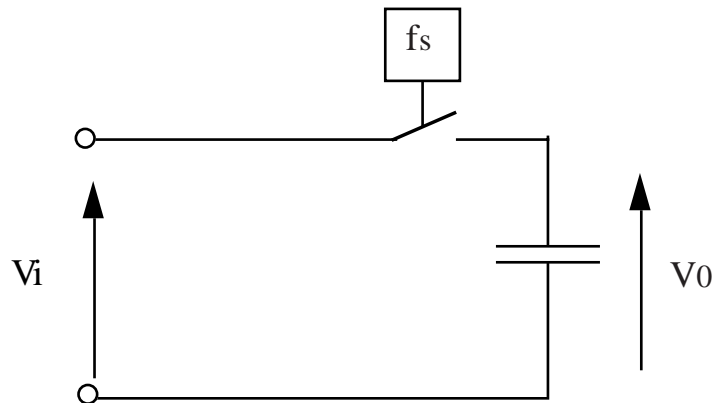


fig. 29.1

Met de schakelaar gesloten (sampling) zal V_0 de ingangsspanning V_i volgen. Met de schakelaar geopend (hold) wordt de laatste waarde van V_i , net voor het openen van de schakelaar, onthouden als een gelijkspanning.

Een eenvoudige realisatie van een S/H trap wordt weergegeven in volgende schakeling. Een N-mosfet van het verrijkingstype wordt als schakelaar gebruikt. Voor een dergelijke component geldt dat R_{on} zeer klein is en R_{off} zeer groot. Het is eveneens voor de hand liggend dat de condensator een kleine lekstroom dient te hebben en de opamp een hoge ingangsimpedantie.

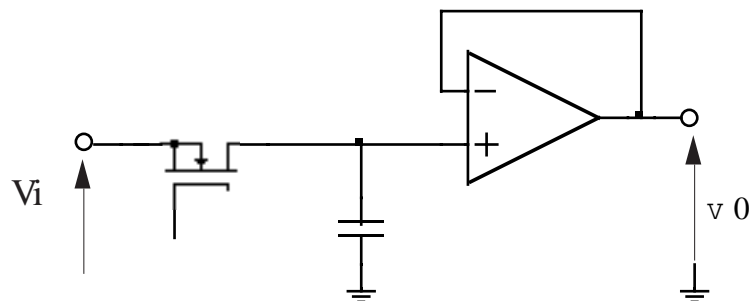


fig. 29.2

4.2 Bemonstering van een analogoog signaal

Wil men een analogoog signaal steekproeven zodat men een bemonsterd signaal bekomt dat representatief is voor het ingangssignaal, dan moet de bemonsteringsfrequentie voldoende groot zijn. (Minstens tweemaal zo groot als de hoogste signaalfrequentie van het ingangssignaal.) Er ontstaat nu een ruisvrij signaal dat vervolgens in een digitaal signaal kan omgezet worden. Een en ander wordt duidelijk gemaakt in volgende grafiek.

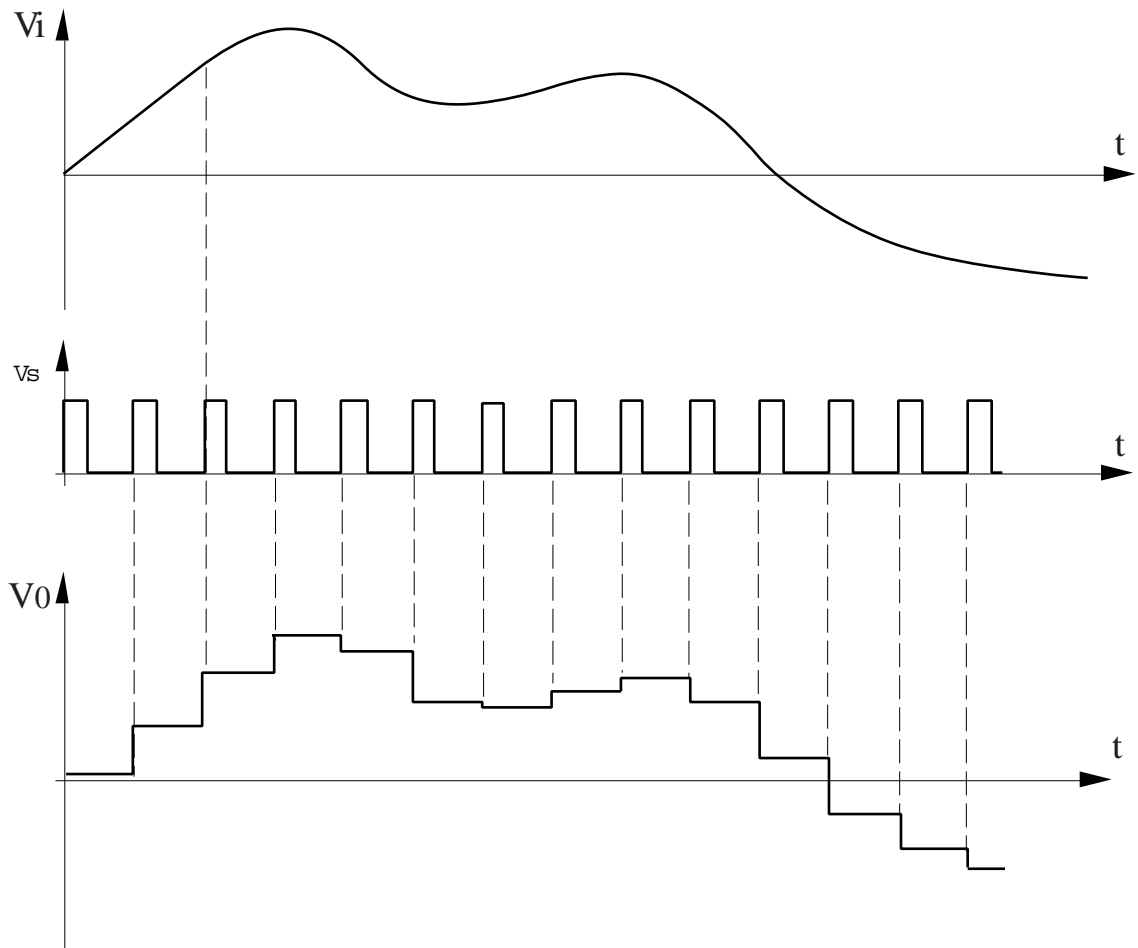


fig.30.1

4.3 Karakteristieke tijden

De schakeling is gekenmerkt door twee typische tijden :

- a. aperture time (openingstijd)
Dit is de vertragingstijd tussen het moment van het bevel en het werkelijk openen van de schakelaar. Deze tijd ligt beneden 100 ns.
- b. acquisition time (verwervingstijd)
Dit is de aanpassingstijd tijdens de welke de condensatorspanning zich aanpast aan de actuele waarde van hetingangssignaal. De grootorde hiervan situeert zich rond 5 μ s.

4.4 Een sample- en holdschakeling :schema 2

In de schakeling van fig. 31.1 wordt een mogelijke praktische sample- en holdschakeling voorgesteld.

De opamp 1 is geschakeld als comparator, met mogelijke uitgang : V^+ of V^- . Opamp 2 is een inverterende integrator, die aan de ingang twee mogelijke spanningen aangeboden krijgt : V^+ of V^- .

Veronderstellen we dat $V_c=0$ V \Rightarrow De transistor is gesperd, de schakeling bevindt zich in de samplefase.

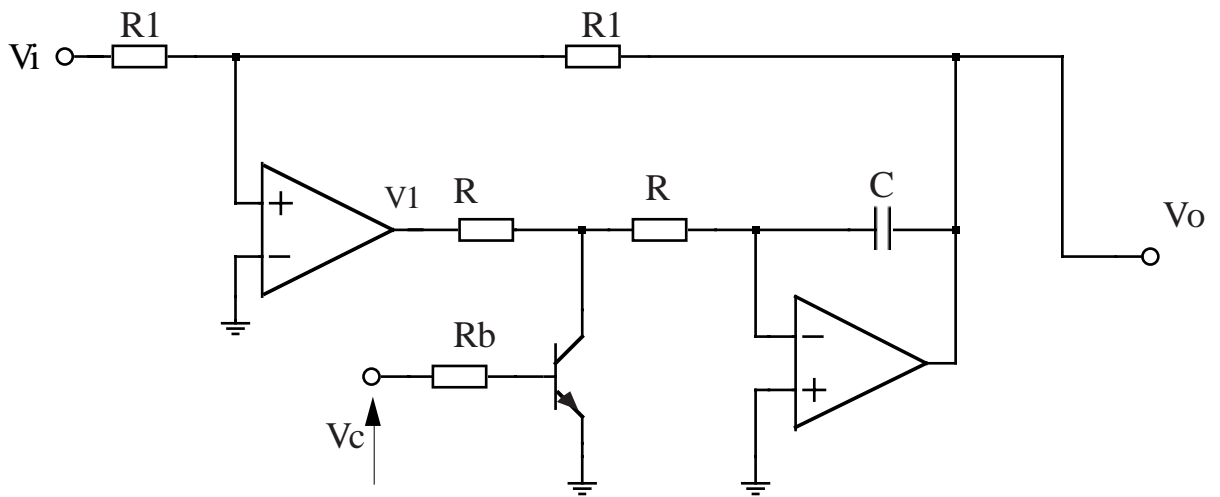


fig.31.1

Stel nu dat $|V_0| \leq |V_i| \Rightarrow V_1 = V^+$ en $V_0 = -\frac{1}{2RC} \int_{t_0}^{t_1} V^+ dt + V_0_{t_0}$

$$\Rightarrow V_0 = -\frac{V^+}{2RC} t + V_0_{t_0}$$

Dit betekent dat V_0 toeneemt in absolute waarde totdat $|V_0| = |V_i|$.

Wordt nu $|V_0| \geq |V_i|$ dan zal $V_1 = V^-$ totdat weer $|V_0| = |V_i|$.

Wanneer nu V_c positief is, dan zal de transistor geleiden, waardoor $V_1 = 0V$.

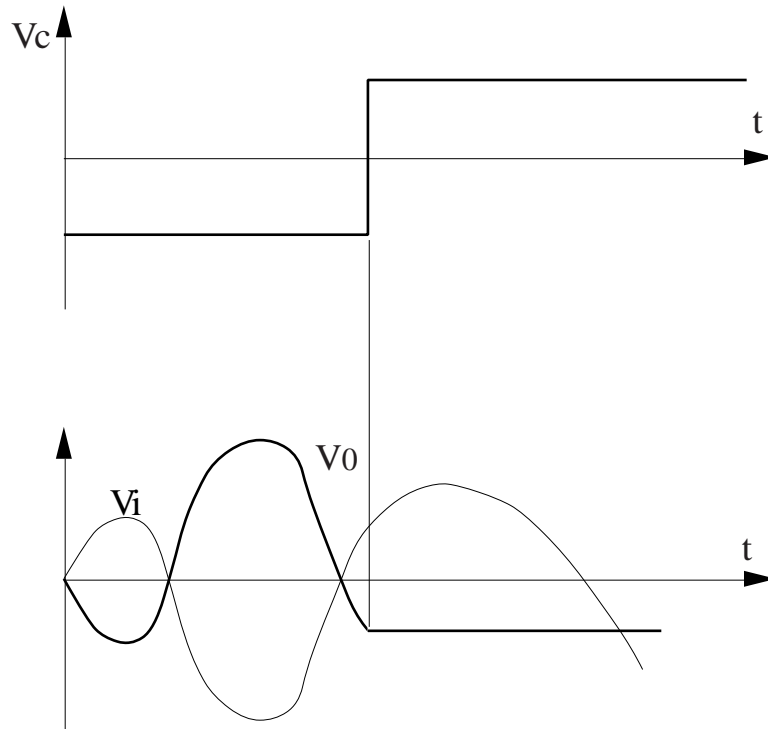
De condensator laadt of ontladst niet meer, de schakeling bevindt zich in de holdfase.

$$\Rightarrow V_0 = V_0_{t_1}$$

Opmerking : Indien V_i te snel verandert, kan V_0 niet volgen. Een voorwaarde opdat de uitgangsspanning het ingangssignaal kan volgen is :

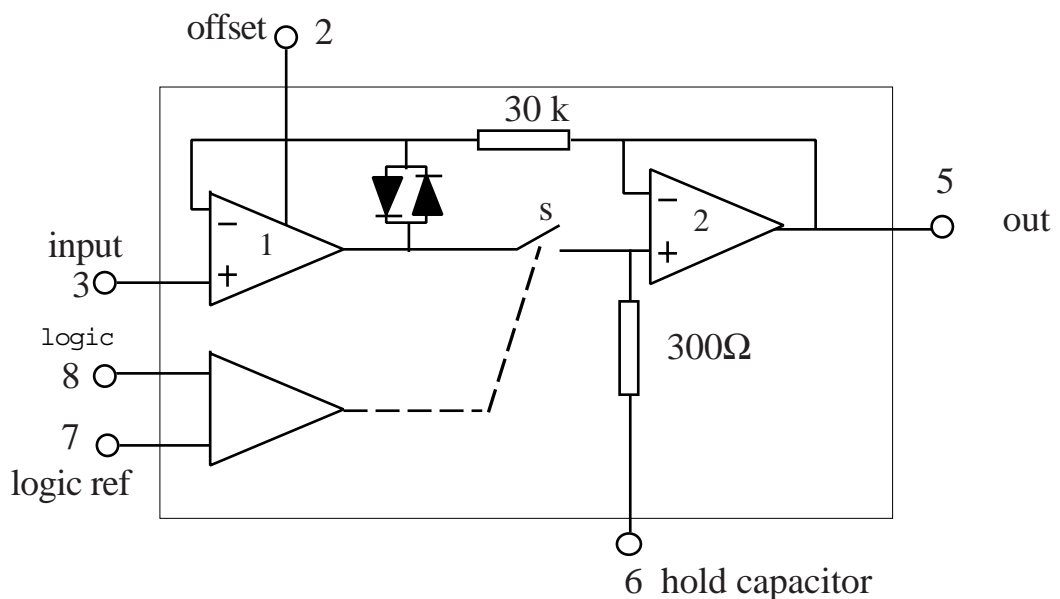
$$\frac{dv_i}{dt} < \frac{V^+}{2RC}$$

Fig. 32.1 geeft het tijdvolgordediagramma van de schakeling.



4.5 Een sample- en holdcircuit in IC- uitvoering

Op de markt zijn kantklare sample en holdcircuits verkrijgbaar in IC-vorm. Bijvoorbeeld de NE 5537 van Signetics of de serie LF198/298/398 van National. Hieronder wordt de prinseschakeling van zo een IC voorgesteld.



De schakeling functioneert als een niet inverterende, 1x versterkende sample- en holdtrap. Opamp 1 levert de laadstroom voor de condensator en opamp 2 zorgt ervoor dat $V_0 = V_i$ in de sampling mode, dit is wanneer de schakelaar s gesloten is. In de holdfase - s geopend - zorgen de twee clampingdiodes ervoor dat opamp 1 niet in verzadiging gaat, maar dat de uitgang van opamp 1 het ingangssignaal blijft volgen. Wanneer de schakelaar gesloten is valt er geen spanningsval over de diodes en zij sperren zodoende.

4.6 Topwaardegeheugen

In de schakeling van fig. 33.1 zal de uitgang de maximumwaarde van het ingangssignaal onthouden als een gelijkspanning over de condensator.

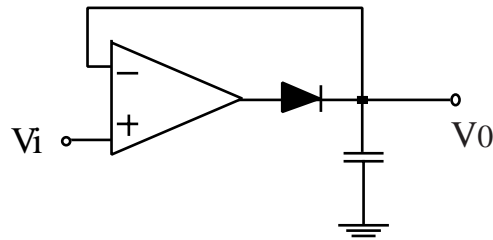


fig. 33.1

We veronderstellen dat de condensator niet geladen is. Als nu V_i groter wordt dan 0 V zal de diode geleiden. De schakeling stelt zich in als een spanningsvolger en V_0 volgt dus V_i . Wordt de ingangsspanning kleiner dan de reeds bereikte spanning over de condensator, dan zal de diode sperren. V_0 blijft nu constant totdat V_i de condensatorspanning weer overschrijdt en de diode terug gaat geleiden. Wil men de schakeling belasten dan dient een buffertrap (spanningsvolger) achter de schakeling geplaatst worden.

En inverterende schakeling wordt gegeven in fig. 33.2. Het spanningsverloop wordt geschetst in fig. 33.3.

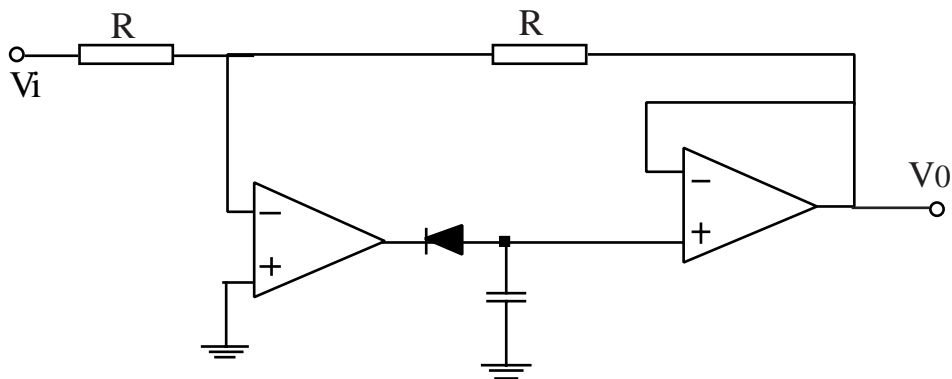


fig. 33.2

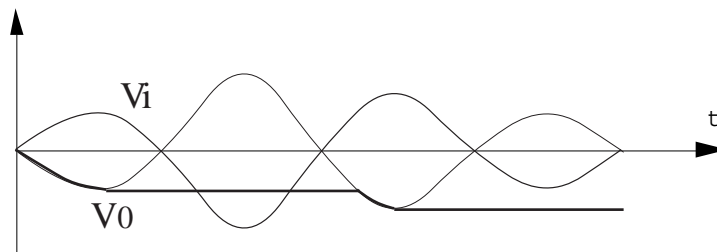


fig. 33.3

5. Multivibratoren

5.1 De astabiele multivibrator

5.1.1 Basisuitvoering

De meest eenvoudige schakeling wordt voorgesteld in fig. 34.1. Deze schakeling zal continu omklappen van de ene verzadigingstoestand naar de andere. De schakeling heeft dus geen stabiele toestand en vandaar dan ook de benaming astabiele multivibrator.

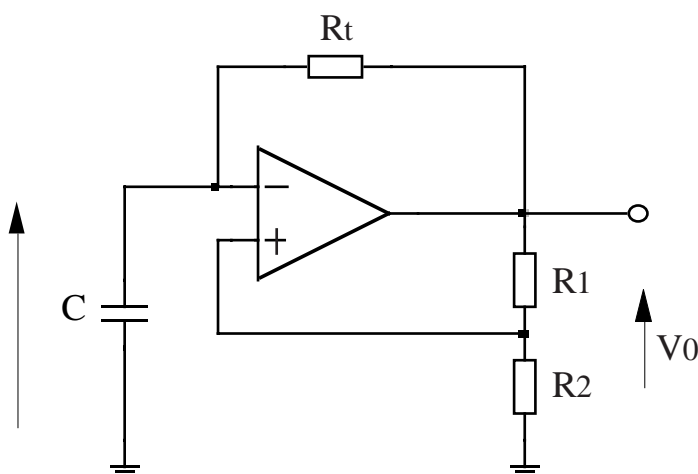


fig. 34.1

In de de schakeling is een ogenblikkelijke positieve terugkoppeling en een trage negatieve terugkoppeling voorzien. Bij het inschakelen zal de spanning over de condensator gelijk zijn aan 0 V. De positieve terugkoppeling overheerst en bij-gevolg is de uitgang gelijk aan V^+ of V^- .

$$\Rightarrow V_2 = \beta V_0 = \frac{R_2 V^+}{R_1 + R_2} = V_t^+$$

We veronderstellen dat $V_0 = V^+$. De condensator laadt nu op in de richting van V^+ . Als nu V_c groter wordt dan V_t^+ , dan zal de uitgang omklappen naar V^- .

$$\Rightarrow V_2 = \beta V_0 = \frac{R_2 V^-}{R_1 + R_2} = V_t^-$$

De condensator ontlad nu en laadt dan op in de richting van V^- , maar wanneer de condensatorspanning de waarde gelijk aan V_t^- bereikt zal de uitgang terug naar V^+ omschakelen.

Het tijdvolgordediagramma wordt weergegeven in fig. 35.1.

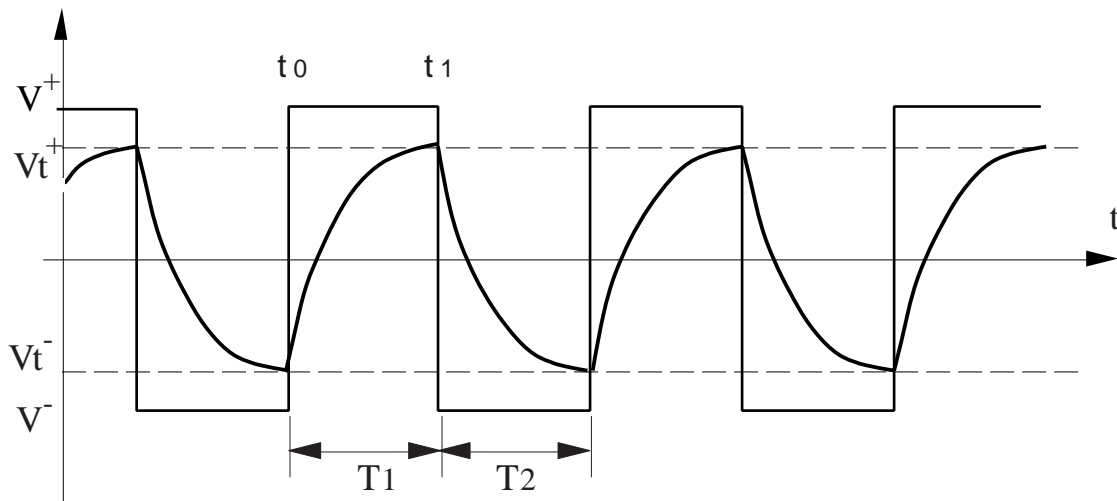


fig. 35.1

Uitgaande van het diagramma kunnen we nu de frequentie van het uitgangssignaal gaan berekenen.

De basisformule die hier geldt : $v_c = V - (V - V_{ct0})e^{\frac{-t}{\tau}}$

Hierin staat V voor de streefwaarde van de condensator en V_{ct0} voor de beginspanning over de condensator.

Hier toegepast tussen t_0 en t_1 geeft dit :

$$V_c = V^+ - (V^+ - \beta V^-)e^{\frac{-t}{\tau}} \quad \text{met} \quad V^- = -V^+$$

$$\beta V^+ = V^+ - (V^+ + \beta V^+)e^{\frac{-T_1}{\tau}}$$

$$\beta = 1 - (1 + \beta)e^{\frac{-T_1}{\tau}}$$

$$-\beta = (1 + \beta)e^{\frac{-T_1}{\tau}}$$

$$\ln \frac{1 - \beta}{1 + \beta} = \ln e^{\frac{-T_1}{\tau}}$$

$$\text{Hieruit volgt dan dat :} \quad T_1 = \tau \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \quad \text{en} \quad T_1 = \tau \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

$$\Rightarrow \quad T = 2Rt C \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

De frequentie van het uitgangssignaal wordt beperkt door de hersteltijd van de opamp - dit is de tijd die de opamp nodig heeft om vanuit verzadiging terug te keren - en door de slew rate specificaties.

5.1.2 Astabiele multivibrator met instelbare duty cycle. (schema 1)

Een mogelijke schakeling hiervoor wordt voorgesteld in fig. 36.1.

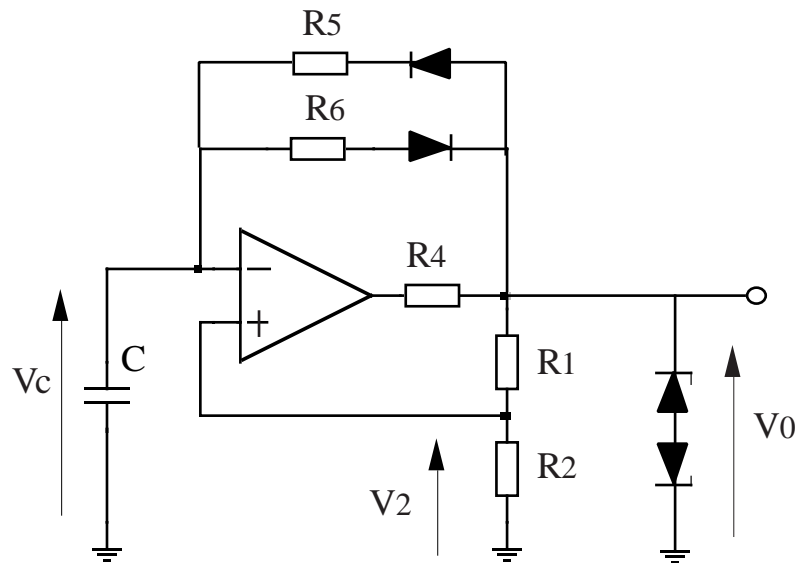


fig. 36.1

De uitgangspanning kan weer twee waarden aannemen : nl. $V^+ = V_Z + 0,6 \text{ V}$ of $V^- = -V_Z - 0,6 \text{ V}$.

Veronderstellen we dat $V_0 = V^+$. De condensator zal nu opladen via R5 - $\tau_1 = R_5 C$ - totdat het omklapniveau bereikt wordt, nl.

$$V_t^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \beta V^+$$

Nu zal de condensator zich ontladen en laden via R6 - $\tau_2 = R_6 C$ - totdat de andere drempelspanning wordt bereikt, nl.

$$V_t^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \beta V^-$$

Op analoge wijze als in vorige schakeling kan de tijdsduur van elk wisseling afgeleid worden en dus ook de frekwentie van het uitgangssignaal. Met de weerstanden R5 en R6 wordt dus de duty cycle ingesteld.

In de volgende figuur wordt het tijdvolgordediagramma weergegeven. Hierbij is gekozen voor twee zenerdiodes met dezelfde zenerspanning.

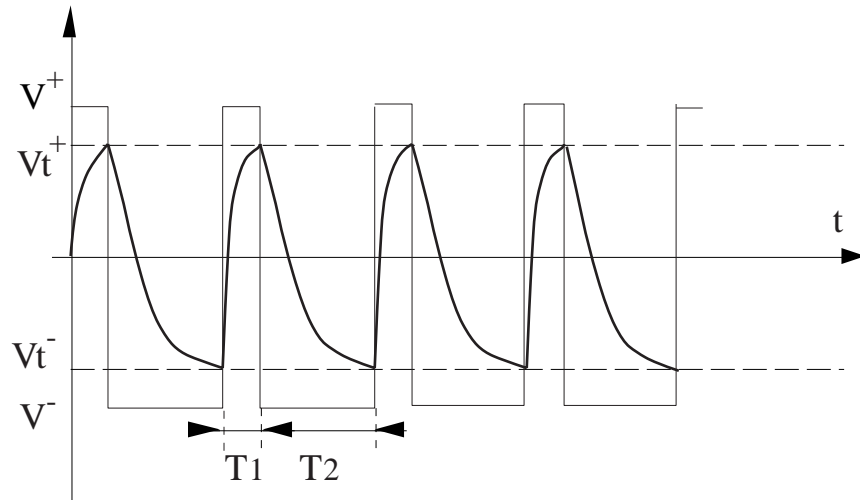


fig.37.1

5.1.3 Astabiele multivibrator met instelbare duty cycle. (schema 2)

Door aan het basisschema een referentiespanning toe te voegen, kan op eenvoudige wijze de duty cycle geregeld worden. Het schema wordt weergegeven in de fig.37.2. Voor $V_r = 0$ V bekommen we het basisschema en zal de duty cycle van het uitgangssignaal gelijk zijn aan 50 %. Wordt V_r positief gekozen dan wordt de duty cycle groter dan 50 % en met V_r negatief kleiner dan 50 %.

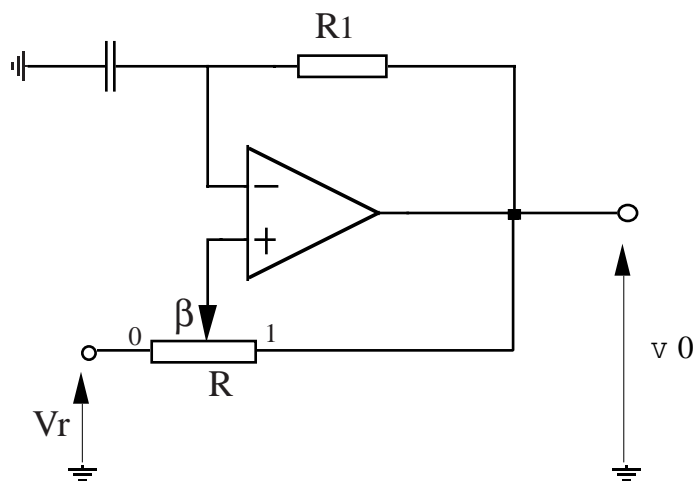


fig 37.2

Het eerst voorgestelde tijdsdiagramma geldt voor V_r positief en het tweede voor V_r negatief.

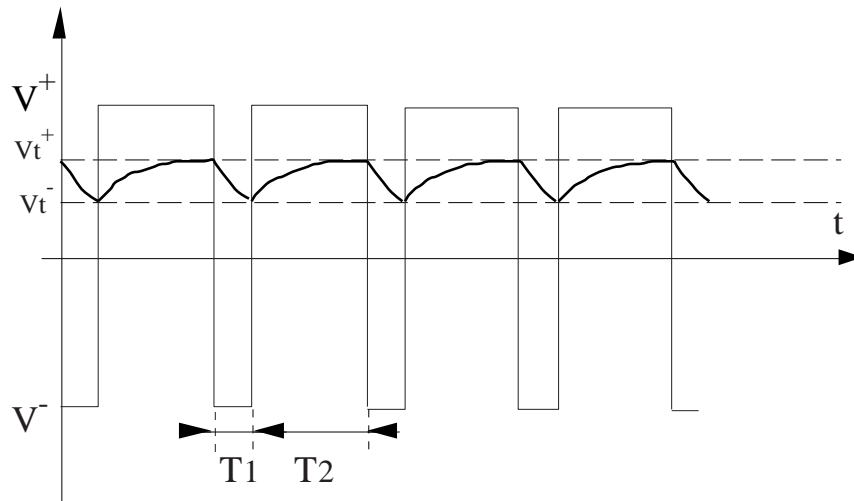


fig. 38.1

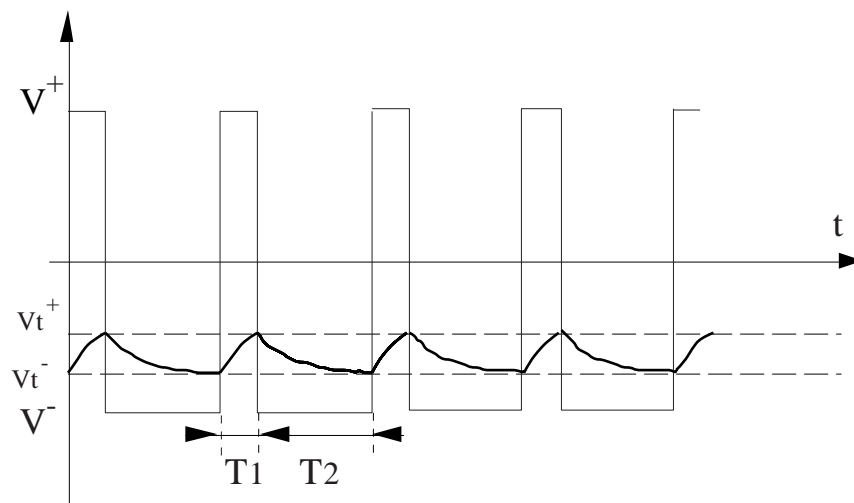


fig. 38.2

Bij de exacte berekening van T1 en T2 bekomt men vrij ingewikkelde en dus onpractische uitdrukkingen. De formules kunnen echter sterk vereenvoudigd worden als β voldoende kleiner wordt gekozen dan 1. Men bekomt dan volgende uitdrukkingen :

$$T_1 = \frac{2\beta R_1 C V^+}{V^+ + V_r} \quad \text{met } \beta \ll 1$$

$$T_2 = \frac{2\beta R_1 C V^+}{(1+\beta)V^+ - (1-\beta)V_r}$$

5.2 De monostabiele multivibrator

De monostabiele multivibrator is een schakeling met één stabiele toestand. De uitgangstoestand verandert slechts na het toepassen van een triggerimpuls voor een tijdsinterval dat bepaald wordt door een RC-kring.

De schakeling wordt gegeven in fig. 39.1.

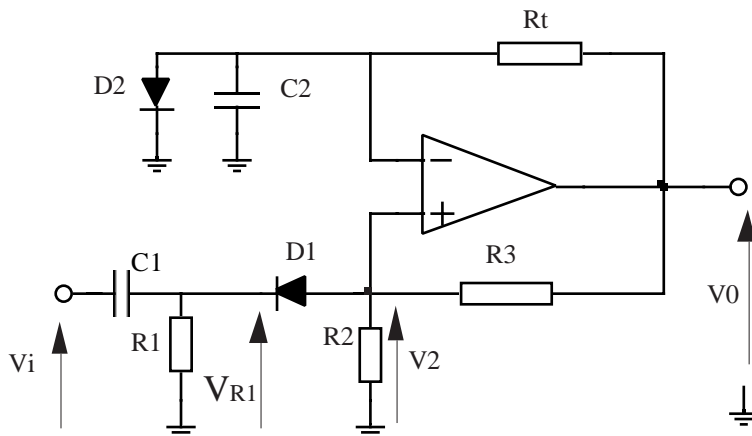


fig. 39.1

In de stabiele toestand zal $V_0 = V^+$.

$$\Rightarrow V_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V^+ = \beta V^+$$

De weerstand R_1 dient echter zo gekozen dat $R_1 \geq 10 R_2 \Rightarrow \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cong R_2$

Omwille van D_2 zal de spanning over C_2 gelijk zijn aan 0,6 V. Hiervoor dient echter de schakeling zo gedimensioneerd te zijn dat $V_{C2} < V_2$. Wanneer hieraan is voldaan zal V_0 inderdaad gelijk zijn aan V^+ .

Wanneer nu de schakeling getriggerd wordt met een negatief gaande naaldimpuls zodat V_2 kleiner wordt dan 0,6 V, dan zal de uitgangstoestand omklappen naar V^- .

D_2 zal nu sperren, C_2 ontladend en laadt zich met een tijdsconstante gelijk aan $R_t C_2$ totdat V_c gelijk wordt aan $V_2 = \beta V^-$. Het circuit schakelt nu terug naar de stabiele toestand. De timingtijd is afhankelijk - zoals ook uit de formuleafleiding zal blijken - van de tijdsconstante en van β .

V_i is een blokgolf. Vanuit dit signaal worden via een differentierschakeling - C_1 en R_1 - naaldimpulsen afgeleid, waarbij de negatieve impuls zal zorgen dat timing gestart wordt.

Het tijdvolgordediagramma wordt weergegeven in fig. 40.1.

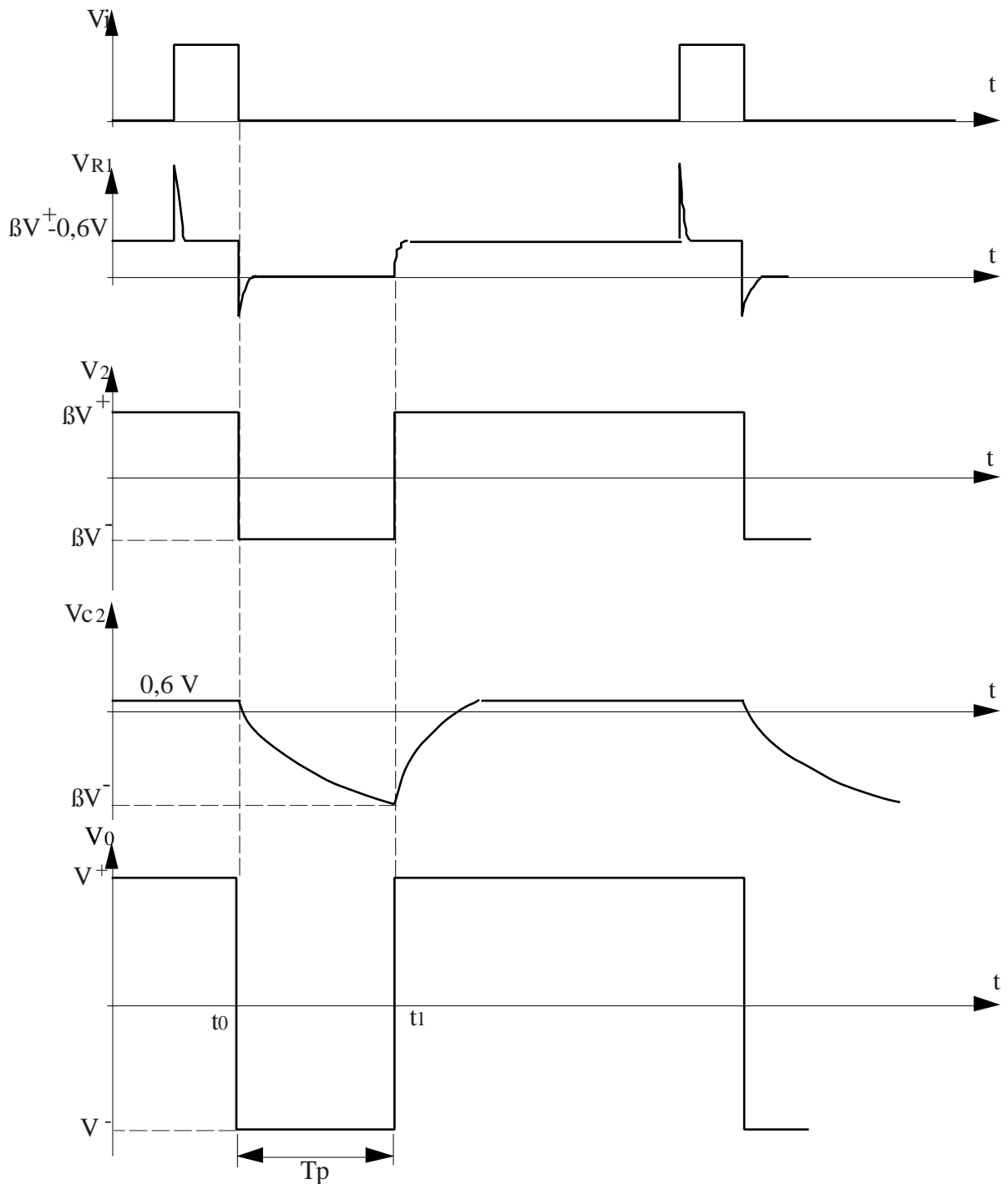


fig. 40.1

De pulsduur T_p kan berekend worden uit het verloop van V_{c2} .

We vertrekken van de algemene formule : $V_c = V - (V - V_{ct0})e^{-\frac{t}{\tau}}$

Toegepast tussen t_0 en t_1 geeft dit : $\beta V^- = V^- - (V^- - 0,6)e^{-\frac{t}{\tau}}$

Wanneer $V^- \gg 0,6V$ dan verwaarlozen we die $0,6V$ zodat :

$$T_p = \tau \ln \frac{1}{1 - \beta}$$

5.3 Driehoeksgolfgenerator

Door een combinatie van een Schmitt-trigger en een integrator kan een driehoeksgolfgenerator gerealiseerd worden. De schakeling wordt voorgesteld in fig. 41.1. De eerste opamp is een niet inverterende Schmitt-trigger en die wordt gevolgd door een inverterende integrator.

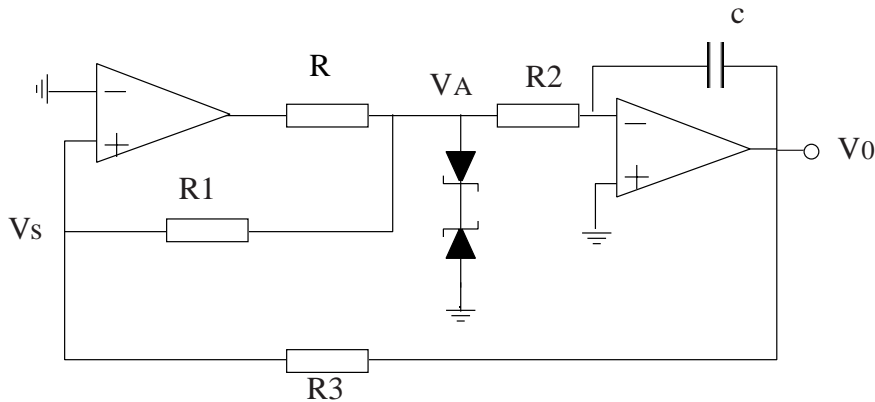


fig. 41.1

1. Nemen we aan dat $V_A = V_Z^+$

V_0 zal nu lineair dalen, beantwoordend aan de volgende uitdrukking :

$$V_0(t) = V_0(t_0) - \frac{V_Z^+}{R_2 C} (t - t_0)$$

V_0 zal nu dalen tot $V_s = 0$ V, dan klapt V_A om naar V_Z^- .

Voor V_s kunnen we nu noteren :

$$V_s(t) = \frac{V_Z^+ R_3}{R_1 + R_3} + \frac{V_0(t) R_1}{R_1 + R_3}$$

Op het tijdstip t_0 wordt $V_s = 0$ V. Dit is voor : $V_0(t_1) = -\frac{R_3}{R_1} V_Z^+$

2. V_A wordt nu gelijk aan V_Z^- .

$$\Rightarrow V_0(t) = V_0(t_1) - \frac{V_Z^-}{R_2 C} (t - t_1)$$

V_A zal nu op dezelfde manier als in vorige sequentie omklappen naar V_Z^+ .

dit is voor : $V_0(t_2) = -\frac{R_3}{R_1} V_Z^-$

Het tijdvolgordediagramma dat uit voorgaande redenering volgt wordt weergegeven in fig. 42.1.

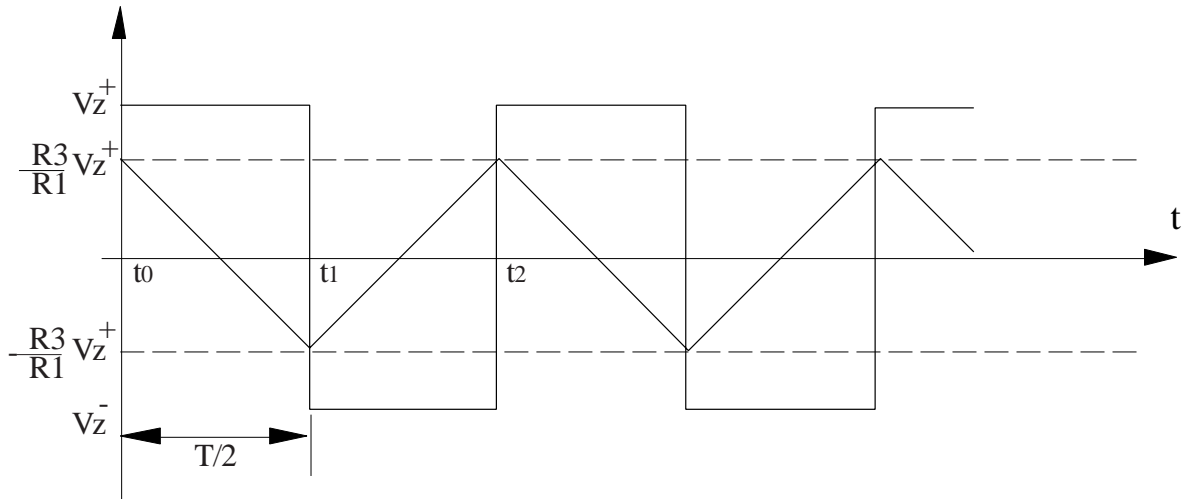


fig. 42.1

De periodetijd van het driehoekssignaal kan nu als volgt afgeleid worden :

Van tijdstip t_0 tot t_1 geldt :

$$V_0(t_1) = V_0(t_0) - \frac{V_z^+}{R_2 C} (t_1 - t_0) \quad \text{met } t_1 - t_0 = \frac{T}{2}$$

$$-\frac{R_3}{R_1} V_z^+ = \frac{R_3}{R_1} V_z^+ - \frac{V_z^+}{R_2 C} \frac{T}{2}$$

$$\frac{T}{2} = \frac{2 R_3 R_2 C}{R_1}$$

$$\Rightarrow T = \frac{4 R_3 R_2 C}{R_1}$$

5.4 Zaagtandgenerator

Mits enige aanpassing kan de vorige schakeling omgevormd worden tot een zaagtandgenerator. We herkennen in de schakeling van fig. 42.2 opnieuw een integrator en een niet-inverterende Schmitt-trigger. De laadstroom voor C is echter nu in de twee richtingen verschillend.

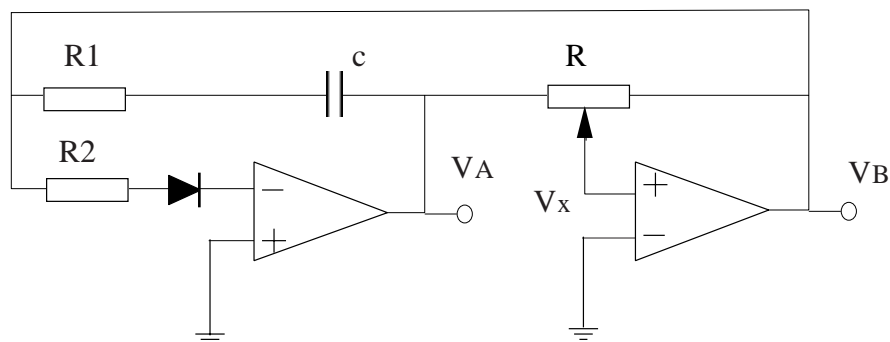


fig. 42.2

. Nemen we aan dat $V_B = V^+$. De diode zal nu geleiden .

$$V_A(t) = V_A(t_0) - \frac{V^+}{\frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}} (t - t_0)$$

$$V_A(t) = V_A(t_0) - \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} V^+ (t - t_0)$$

Dit is een lineair dalende spanning met relatief grote helling .

Omklappen van opamp twee gebeurt voor $V_x = 0V$ op tijdstip t_1 .

$$\Rightarrow V_x(t_1) = (1 - \beta) V_A(t_1) + \beta V^+ = 0$$

$$\text{Dit is voor : } V_A(t_1) = -\frac{\beta}{1 - \beta} V^+$$

2. Nu wordt $V_B = V^-$ en de diode spert .

$$V_A(t) = V_A(t_1) - \frac{V^-}{R_1 C} (t - t_1)$$

Dit is lineair stijgend met een kleinere helling . ($\tau_2 \gg \tau_1$)

Omklappen gaat weer gebeuren voor $V_x = 0V$ op tijdstip t_2 .

$$\Rightarrow V_x(t_2) = (1 - \beta) V_A(t_2) + \beta V^- = 0$$

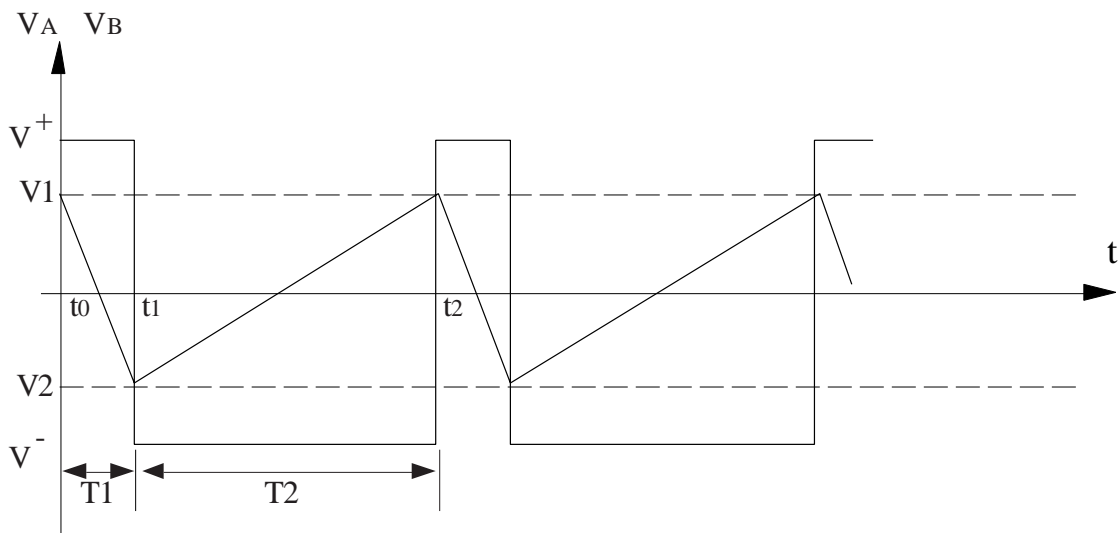


fig. 43.1

Uit de vorige formules kan op gelijkaardige manier als bij de driehoeksgolfgenerator T_1 en T_2 berekend worden :

$$T_1 = \frac{2 \beta R_1 R_2 C}{(1 - \beta) R_1 + R_2} \quad T_2 = \frac{2 \beta R_1 C}{(1 - \beta)}$$

5.5 Spanning naar frequentie-omvormer

In de meettechniek bijvoorbeeld, wordt vaak een analoge grootte gedigitaliseerd en geïnterpreteerd door digitale (microprocessor)-schakelingen. Een typisch voorbeeld hiervan is de digitale universeelmeter waarin het centrale element een spanning naar frequentie-omvormer is.

Het principe van een mogelijke schakeling wordt voorgesteld in fig.44.1.

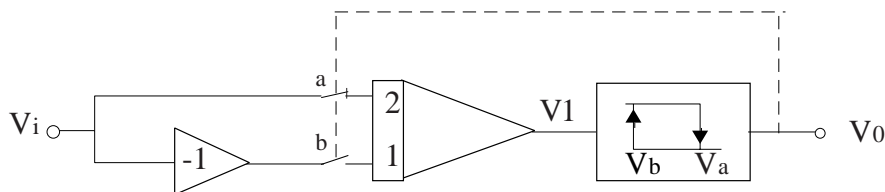


fig. 44.1

De schakeling bestaat uit een inverter, een inverterende sommerende integrator en een Schmitt-trigger.

Het signaal V_i is hier een positief signaal. Nemen we aan dat contact a gesloten is en contact b open. V_1 neemt dan lineair af tot de waarde V_b . V_0 klapt nu om naar V^+ . Contact a opent nu, contact b sluit. V_1 neemt nu lineair toe in de tijd tot de waarde V_a . V_0 klapt om naar V^- . Het uitgangssignaal heeft zodoende een frequentie die toeneemt met groter wordende V_i .

Een praktische schakeling wordt voorgesteld in fig. 44.2.

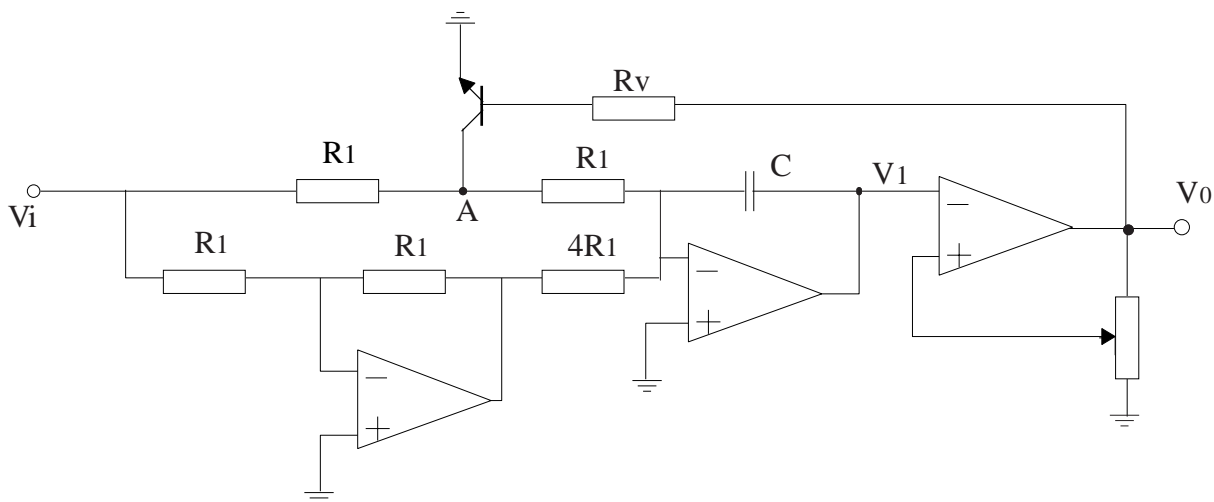


fig. 44.2

. Nemen we aan dat $V_0 = V^+$. Dan geldt dat de transistor geleidt .
 \Rightarrow Punt A ligt aan massa .

$$V_1(t) = -\frac{1}{4R_1C} \int -V_i dt$$

$$V_1(t) = \frac{1}{4R_1C} \int V_i dt \quad \text{Dit is een positief stijgende spanning tot } V_a.$$

2. Nu wordt $V_0 = V^-$. De transistor spert

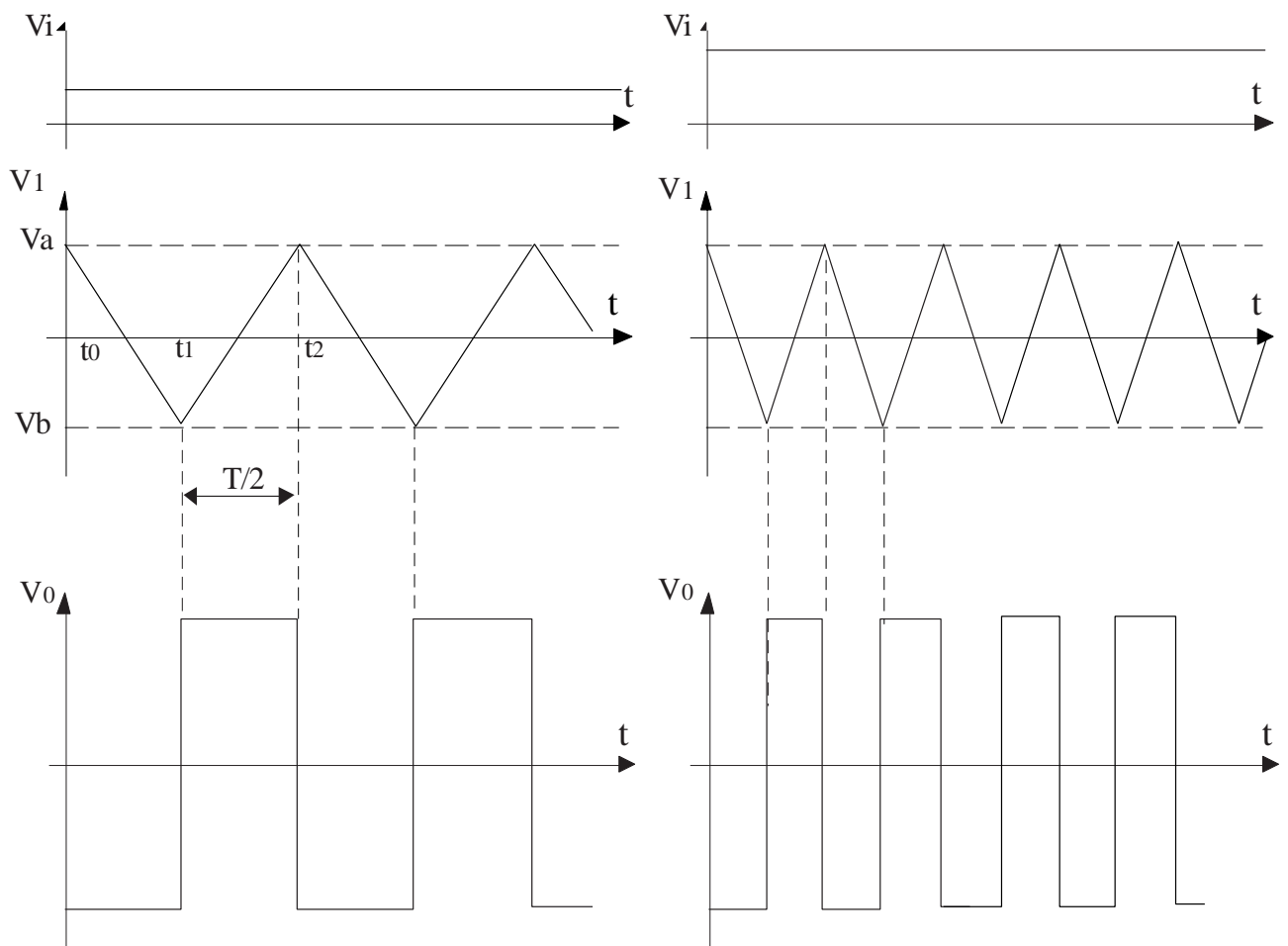
$$\Rightarrow V_A = \frac{V_i}{2}$$

$$V_1(t) = -\left(\frac{1}{R_1 C} \int \frac{V_i}{2} dt + \frac{1}{4R_1 C} \int -V_i dt \right)$$

$$V_1(t) = -\left(\frac{2}{4R_1 C} \int V_i dt - \frac{1}{4R_1 C} \int V_i dt \right)$$

$$V_1(t) = -\frac{1}{4R_1 C} \int V_i dt \quad \text{Dit is een lineair dalende spanning tot } V_b.$$

Bovenstaande formules geven dan aanleiding tot onderstaande tijddiagramma's.



De formule voor de berekening van de frequentie kan afgeleid worden, door de eerder gevonden formule toe te passen in het tijdsinterval van t_1 tot t_2 .

$$V_1(t_2) = \frac{1}{4R_1 C} \int_{t_1}^{t_2} V_i dt + V_1(t_1)$$

Met $V_1(t_2) = V_a$

$$V_1(t_1) = V_b = -V_a$$

$$v_a = \frac{V_i}{4R_1C} (t_2 - t_1) - V_a$$

$$2V_a = \frac{V_i}{4R_1C} \frac{T}{2}$$

$$2V_a = \frac{V_i}{8R_1C} \frac{1}{f}$$

$$f = \frac{V_i}{16R_1C\alpha V^+} \quad \text{met } V_a = \alpha V^+$$

Opmerking : Voor negatieve ingangsspanningen moet een PNP-transistor toegepast worden.

6. Functiegeneratoren

Dit zijn schakelingen die een willekeurig transfertverband kunnen realiseren.

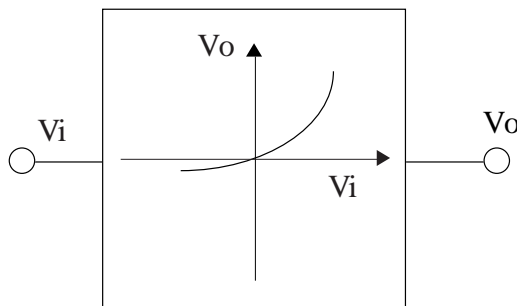


fig.47.1

Het realiseren van het transfertverband gebeurt door stuksgewijze benadering van de gewenste karakteristiek. Door het al of niet in geleiding gaan van diodes wordt het verband tussen V_i en V_o in stappen gewijzigd.

Deze schakelingen worden ondermeer gebruikt om complexe regelprocessen te simuleren, als sinusgenerator, als worteltrekker, en vaak als linearisatie van de responskurve van transducers (thermistors, thermokoppels, drukomzetters....). Deze laatste toepassing wordt in fig. 47.2 verduidelijkt.

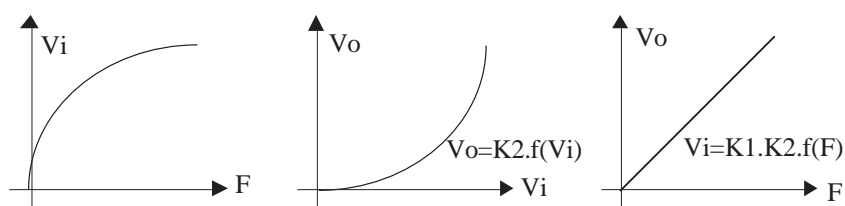
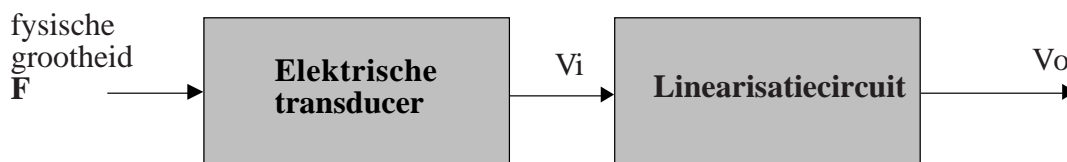


fig. 47.2

6.1 Werkingsprincipe

In fig. 48.1 wordt een mogelijke schakeling voorgesteld.

Naarmate V_i positiever wordt zullen meer diodes gaan geleiden. Dit geeft aanleiding tot verschillende breekpunten, waarna telkens de helling van de transfertkurve wijzigt.

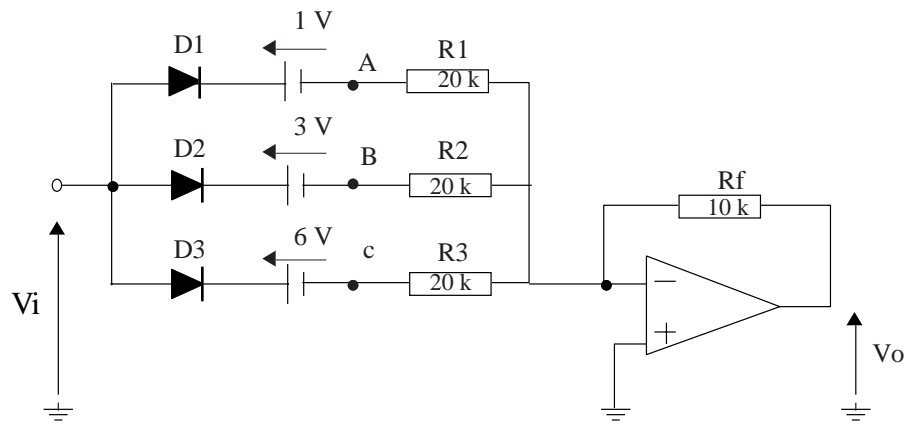


fig. 48.1

Naarmate V_i positiever wordt zullen meer diodes gaan geleiden. Dit geeft aanleiding tot verschillende breekpunten, waarna telkens de helling van de transferkurve wijzigt.

Voor V_i :

$$0 \rightarrow 1,7\text{ V} \quad \Rightarrow \quad D1, D2, D3 \text{ OFF} \quad \Rightarrow \quad V_0 = 0\text{ V}$$

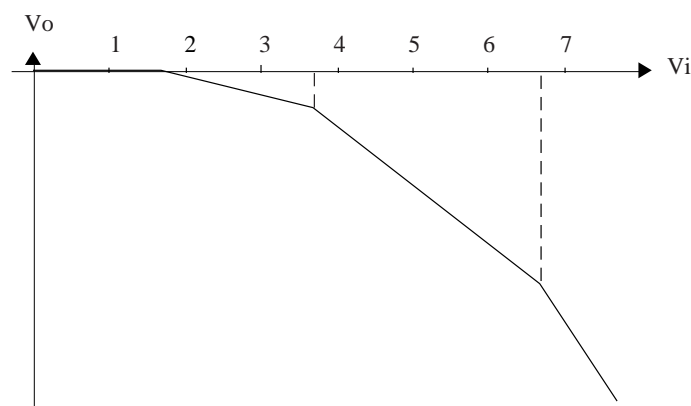
$$1,7\text{ V} \rightarrow 3,7\text{ V} \quad D1 \text{ ON} \quad V_0 = -V_A \frac{R_f}{R_1}$$

$$D2, D3 \text{ OFF}$$

$$3,7\text{ V} \rightarrow 6,7\text{ V} \quad D1, D2 \text{ ON} \quad V_0 = -\left(V_A \frac{R_f}{R_1} + V_B \frac{R_f}{R_2} \right)$$

$$\geq 6,7\text{ V} \quad D1, D2, D3 \text{ ON} \quad V_0 = -\left(V_A \frac{R_f}{R_1} + V_B \frac{R_f}{R_2} + V_C \frac{R_f}{R_3} \right)$$

De helling van de kurve $V_0=f(V_i)$ neemt dus steeds toe. (Richtingscoëfficiënten S_1, S_2 en S_3)



6.2 Practische uitvoering

De schakeling van fig. 49.1 realiseert een netwerk met twee breekpunten.

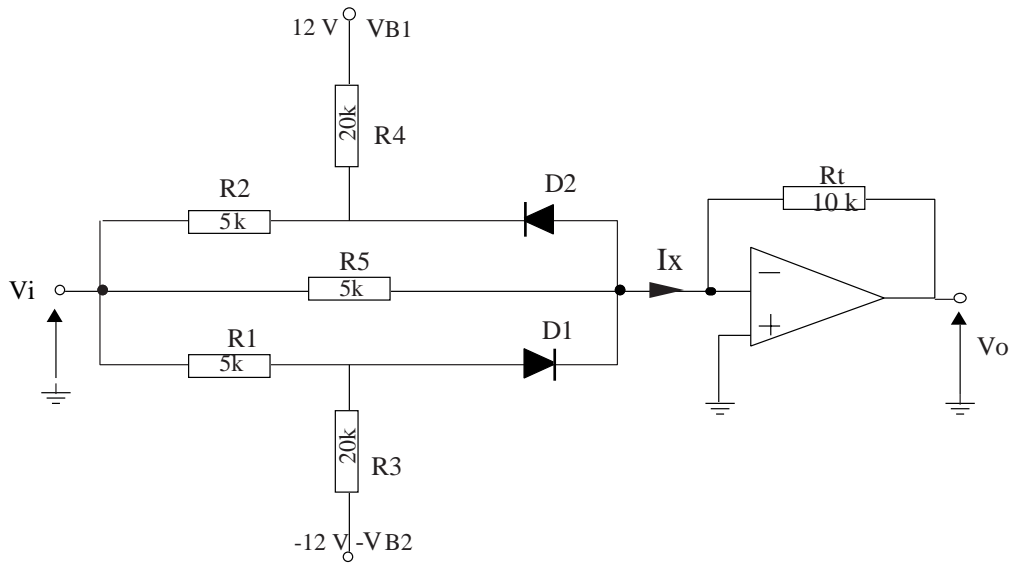


fig. 49.1

Blokschematisch geeft dit volgende voorstelling :

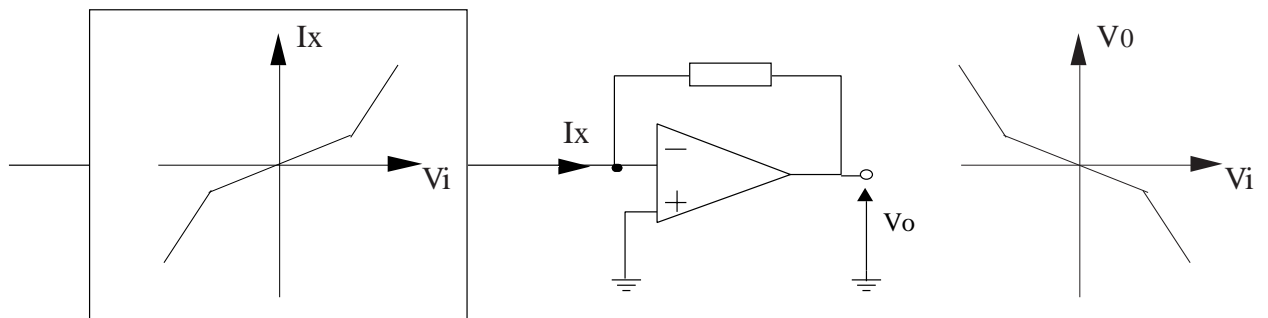
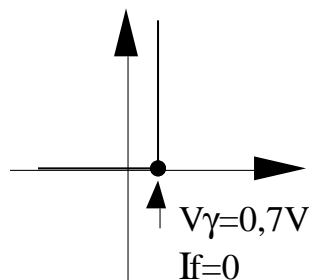


fig. 49.2

Bij het op zoek gaan naar de twee breekpunten van dit netwerk, gaan we uit van een diode-equivalent waarbij die een open keten vormt in sper, en in doorlaat kan vervangen worden door een spanningsval van 0,7 V.



1. We onderzoeken voor welke waarde van V_i D1 op het punt staat om in geleiding te gaan. Dit levert ons één breekpunt op uit de transfertkarakteristiek. We nemen aan dat D2 niet geleidt en verifiëren dit later.

$$V_B = V_\gamma$$

$$V_B = 0,7V$$

$$V_3 = -V_{B2} + V_\gamma$$

$$V_3 = 12,7V$$

$$I_3 = \frac{V_3}{R_3}$$

$$I_3 = \frac{12,7V}{20k} = 0,63 \text{ mA}$$

$$I_1 = I_3 + I_f = I_3$$

$$I_1 = 0,63 \text{ mA}$$

$$V_1 = I_1 R_1$$

$$V_1 = 0,63 \text{ mA} \cdot 5k = 3,18V$$

$$V_{i1} = V_1 + V_\gamma$$

$$V_{i1} = 3,18V + 0,7V = 3,88V$$

$$V_{i1} = I_3 \cdot R_1 + V_\gamma$$

$$V_{i1} = V_3 \frac{R_1}{R_3} + V_\gamma$$

$$V_{i1} = (-V_{B2} + V_\gamma) \frac{R_1}{R_3} + V_\gamma$$

$$V_{i1} = -V_{B2} \frac{R_1}{R_3} + V_\gamma \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right) \approx -V_{B2} \frac{R_1}{R_3}$$

Diode D1 zal gaan geleiden als V_{i1} groter wordt dan 3,88 V. D2 spert dan vermits V_A positief zal zijn.

2. Het bepalen van het tweede breekpunt verloopt identiek : d.i. het moment waarop D2 gaat geleiden.

$$V_{i2} \approx -V_{B1} \frac{R_2}{R_3}$$

$$V_{i2} = -3,88V$$

D2 zal gaan geleiden als V_i kleiner wordt dan -3,88 V.

3. Voor $-3,88V < V_i < 3,88V$ zijn beide diodes gesperd

$$I_5 = I_x = \frac{V_i}{R_5}$$

$$V_0 = -I_x \cdot R_f$$

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_5} V_i$$

$$S_1 = -\frac{R_f}{R_5}$$

4. Als $V_i > V_{i1}$ dan zal D1 geleiden en D2 sperren.

$$I_x = I_x + I_1 - I_3$$

$$I_x = \frac{V_i}{R_5} + \frac{V_i - 0,7}{R_1} - \frac{-V_{B2} + 0,7V}{R_3}$$

$$I_x = V_i \left[\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_1} \right] - \frac{0,7}{R_1} - \frac{0,7}{R_3} + \frac{V_{B2}}{R_3}$$

$$I_x = V_i \left[\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_1} \right] - 0,7 \left[\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} \right] + \frac{V_{B2}}{R_3}$$

$$V_0 = -I_x \cdot R_f$$

$$V_0 = - \left[V_i \left[\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_1} \right] R_f - 0,7 \left[\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} \right] R_f + V_{B2} \frac{R_f}{R_3} \right]$$

Dit is een vergelijking van de vorm $y = ax + b$

met als helling : $S_2 = - \left[\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_1} \right] R_f$

5. Als $V_i < V_{i2}$ dan vinden we :

$$S_3 = - \left[\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_2} \right] R_f$$

Vorige beschouwingen geven nu aanleiding tot de transfertkurve van fig. 51.1.

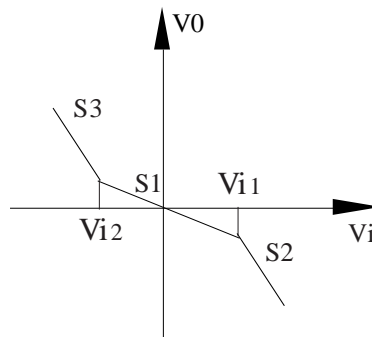


fig.51.1

Opmerking : Het netwerk kan ook geplaatst worden in de terugkoppeling.

6.3 Practische uitvoering

Omzetting van een driehoekspanning - die relatief gemakkelijk is op te wekken - in een sinusvormige spanning.

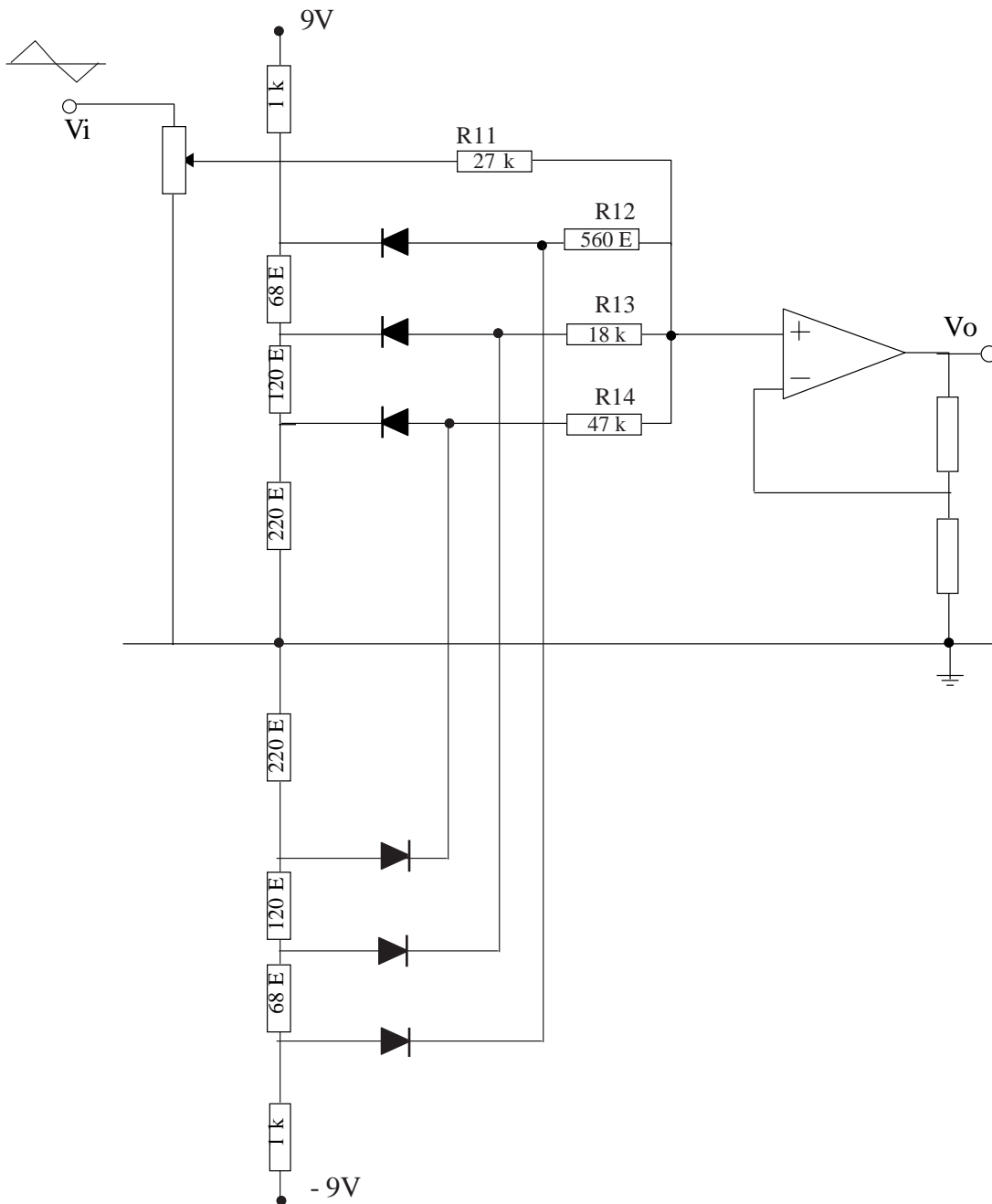


fig. 52.1

Bij toenemende ingangsspanning zal na elk breekpunt de helling van de transfertkurve verkleinen. De driehoeksgolf wordt zodoende omgezet in een signaal dat een sinus benadert. Zie figuur 53.1.

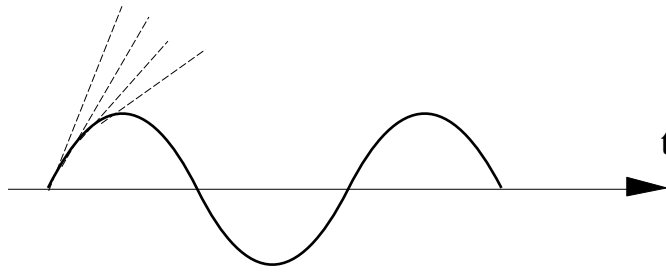


fig. 53.1

Onderzoeken we de werking van de schakeling voor de positieve alternantie.

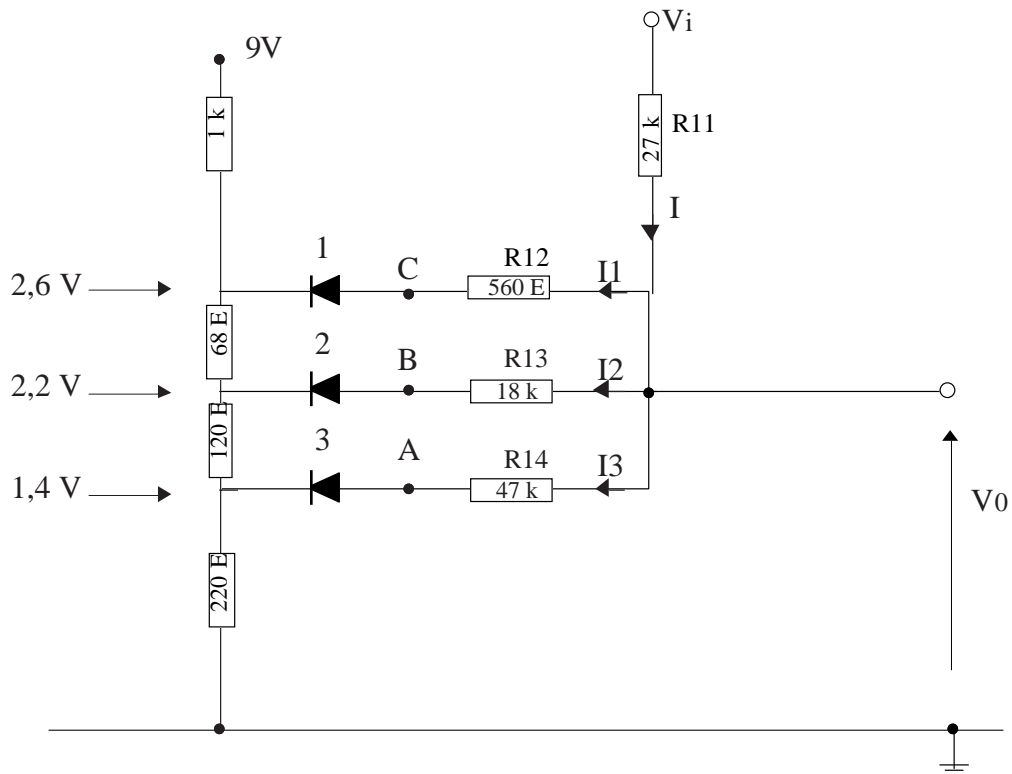


fig. 53.2

1. $v_i < 2V$ D1, D2, D3 OFF

$$\Rightarrow V_0 = V_i$$

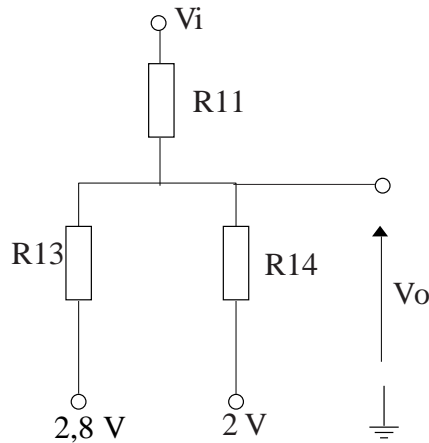
2. $2V < V_i < 2,8V$ D3 ON

D1, D2 OFF

$$\Rightarrow V_0 = 2V + \frac{(V_i - 2V) \cdot R_{14}}{R_{11} + R_{14}}$$

Dit betekent dat voor $V_i = 2,8V \Rightarrow V_0 \approx 2,5V$

3.

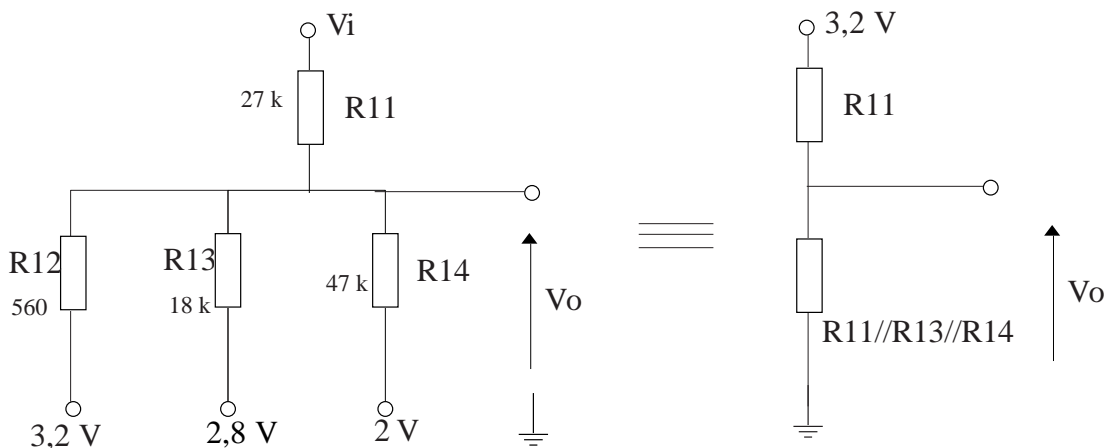


$2,8V < V_i < 3,2V$ D3, D2 ON
D1 OFF

$$\Rightarrow V_0 = \frac{V_i \cdot (R_{13} // R_{14})}{R_{11} + (R_{13} // R_{14})} + \frac{2,8 \cdot (R_{11} // R_{14})}{R_{13} + (R_{11} // R_{14})} + \frac{2V \cdot (R_{11} // R_{13})}{R_{14} + (R_{13} // R_{11})}$$

Dit betekent dat voor $V_i = 3,2V \Rightarrow V_0 \approx 2,8V$

4. $V_i > 3,2V$ D1, D2, D3 ON



Gezien de waarden van de weerstanden zal V_0 hoofdzakelijk bepaald worden door de weerstandsdeling zoals hierboven is weergegeven.

$$\Rightarrow V_0 \cong \frac{3,2V \cdot (R_{11} // R_{13} // R_{14})}{R_{12} + (R_{11} // R_{13} // R_{14})}$$

$$V_0 \cong \frac{3,2V \cdot 8,8k}{0,56 + 8,8k} = 3V$$

Enkele punten van het transfertverband in tabel gebracht, geeft dan :

V_i (V)	± 0	± 2	$\pm 2,8$	$\pm 3,2$	± 4
V_o (V)	± 0	± 2	$\pm 2,5$	$\pm 2,8$	± 3

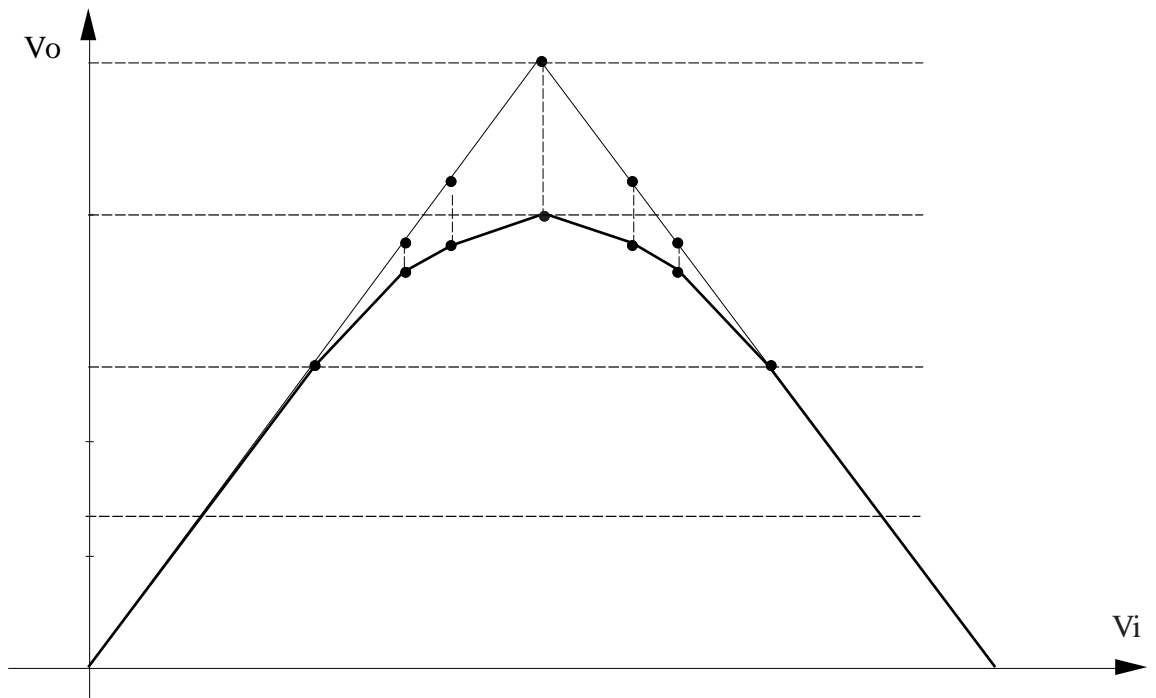


fig. 55.1

Wanneer gebruik wordt gemaakt van 6 diodes is de vervorming van het sinus-sig-naal kleiner dan 2,5 %.
 Met toepassing van 12 diodes wordt de vervorming kleiner dan 0,25 %.
 Deze methode is erg geschikt om sinusgolven met uiterst lage frequenties op te wekken.