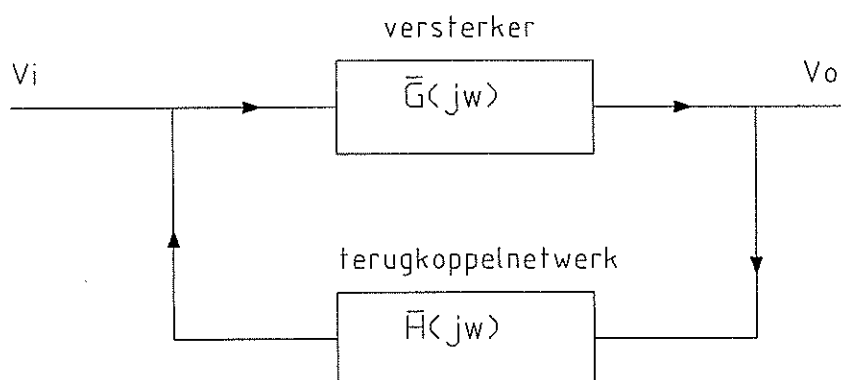


4.6. Oscillatoren

4.6.1. Principiële werking



Figuur 4.34

Een oscillator is eigenlijk een sterk meegekoppelde versterker. Het uitgangssignaal V_o van de versterker wordt via het terugkoppelnetwerk $H(j\omega)$ terug naar de ingang van die versterker gestuurd.

$$V_o = \bar{G}(j\omega) \cdot V_i + \bar{G}(j\omega) \cdot \bar{H}(j\omega) \cdot V_o$$

$$V_o = \frac{\bar{G}(j\omega) \cdot V_i}{1 - \bar{G}(j\omega) \cdot \bar{H}(j\omega)}$$

Formule 4.75

Doordat \bar{G} en \bar{H} elk een faseverschuiving veroorzaken zijn dit complexe functies.

Wanneer nu $\bar{G}(j\omega) \cdot \bar{H}(j\omega) = 1$ dan levert deze versterker zijn eigen ingangssignaal m.a.w. de versterker oscilleert. De voorwaarde $\bar{G}(j\omega) \cdot \bar{H}(j\omega) = 1$ splitst zich in 2 delen op:

a. Reëel gedeelte

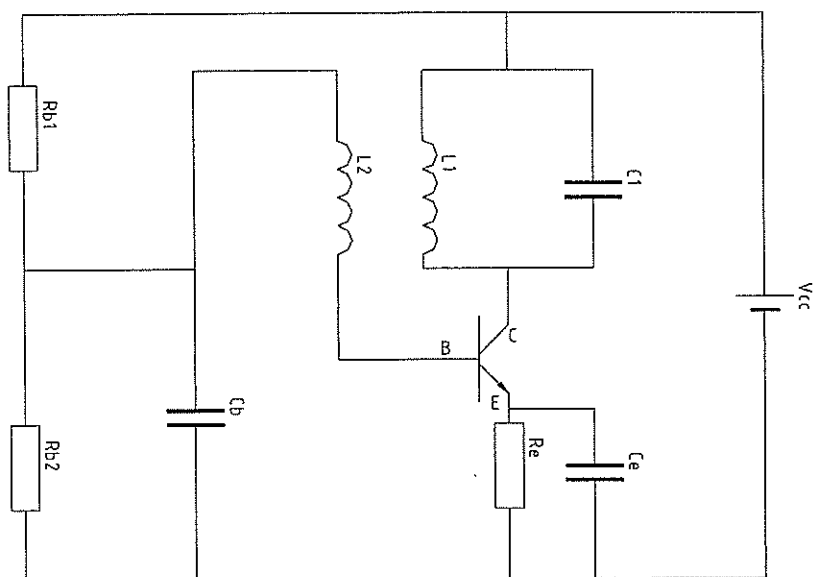
Opdat de oscillator zou versterken moet de versterking \bar{G} groter zijn dan de verzwakking door het terugkoppelnetwerk \bar{H} .

b. Imaginair gedeelte

De faseverschuiving van het terugkoppelnetwerk moet gelijk en tegengesteld zijn aan de faseverschuiving van de versterker. Enkel de frequentie die deze faseverschuiving veroorzaakt zal versterkt worden. Aan de hand van deze voorwaarde kan men de oscillatiefrequentie bepalen.

4.6.2. Oscillator met afgestemde collectorketen

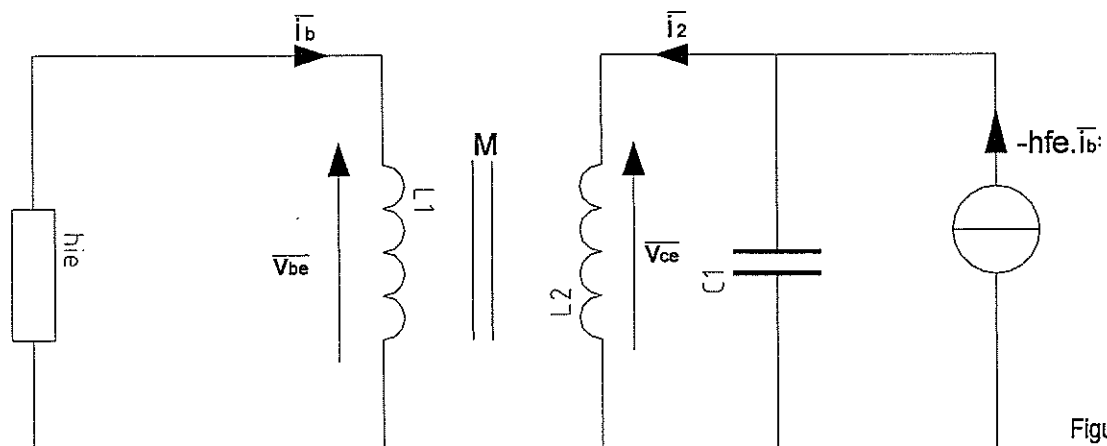
4.6.2.1 Schema



Figuur 4.35

Als de collectorbelasting ($L_1//C_1$) zich als reële belasting gedraagt dan wordt het uitgangssignaal via de transformator terug naar de ingang gestuurd en kan de schakeling dus oscilleren, op voorwaarde dat de versterking van de transistor hoog genoeg is. De transformator en de transistor zorgen elk voor een faseverdraaiing van 180° zodat het uiteindelijke signaal weer in fase is.

4.6.2.2 Signaalvervangingschema met h – parameters



Figuur 4.30

4.6.2.3 Berekening oscillatievoorwaarden

$$\bar{V}_{ce} = j\omega L_1 \bar{i}_2 + j\omega M \bar{i}_b$$

$$\bar{V}_{be} = h_{ie} \bar{i}_b = -(j\omega L_2 \bar{i}_b + j\omega M \bar{i}_2)$$

$$\bar{i}_1 = j\omega C \bar{V}_{ce} + \bar{i}_2 = -h_{fe} \bar{i}_b$$

Uit deze vgl. halen we h_{fe} :

$$-h_{fe} = j\omega C \left[-\frac{L_1}{M} (h_{ie} + j\omega L_2) + j\omega M \right] - \frac{h_{ie} + j\omega L_2}{j\omega M}$$

Uit het imaginaire gedeelte kunnen we de oscillatiefrequentie halen :

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C}$$

Formule 4.76

Uit het reële gedeelte halen we de amplitudevoorwaarde :

$$h_{fe} = \omega^2 M C + \frac{L_2}{M} - \omega^2 \frac{L_1 L_2 C}{M}$$

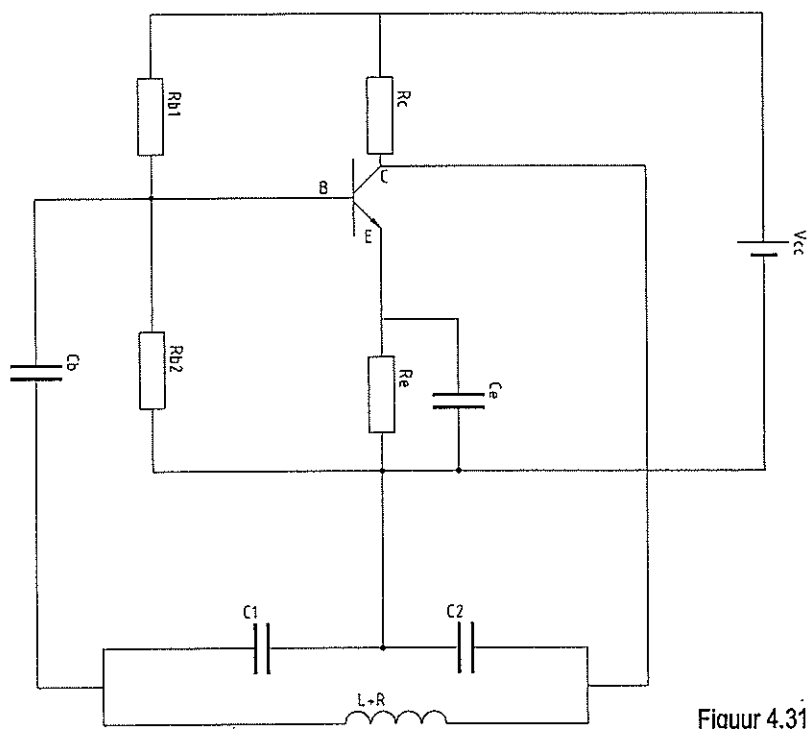
Wanneer we hierin vgl. 4.76 substitueren komen we tot :

$$h_{fe} = \frac{M}{L_1}$$

Formule 4.77

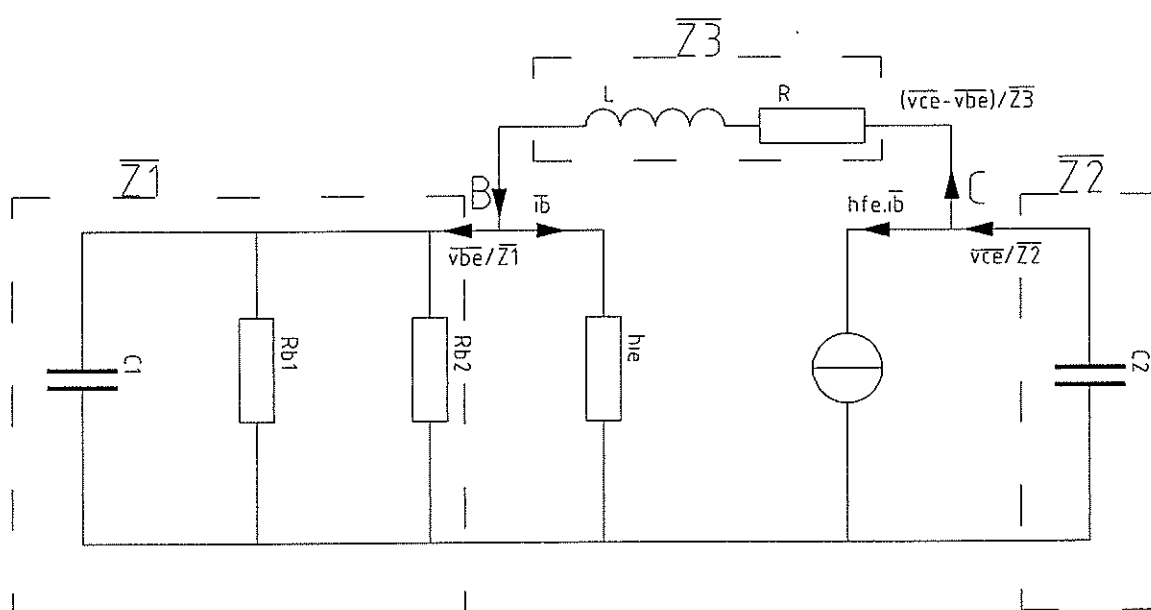
4.6.3. De colpitts-oscillator (capacitieve driepuntsoscillator)

4.6.3.1 Schema



Figuur 4.31

4.6.3.2 Signaalvervangschema met h -parameters



Figuur 4.32

4.6.3.3 Berekening oscillatievoorwaarden

In knooppunt B en C van vorig schema kunnen we de stroomwet van Kirchhoff toepassen :

$$\text{knooppunt B : } v_{be} \left[\frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} \right] - \frac{v_{ce}}{Z_3} = 0$$

$$\text{knooppunt C : } v_{be} \left[\frac{h_{fe}}{h_{ie}} - \frac{1}{Z_3} \right] + v_{ce} \left[\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right] = 0$$

Dit geeft volgend stelsel :
$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} & | & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} & | & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

Omdat dit stelsel een oplossing zou geven \neq nuloplossing moet :

$$\begin{vmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{vmatrix} = 0$$

$$\Leftrightarrow AD - BC = 0$$

$$\Leftrightarrow \left[\frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} \right] \left[\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right] + \left[\frac{1}{Z_3} \right] \left[\frac{h_{fe}}{h_{ie}} - \frac{1}{Z_3} \right] = 0$$

$$\Leftrightarrow h_{fe} = -h_{ie} \cdot Z_3 \left[\frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} \right] \left[\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right] + \frac{h_{ie}}{Z_3}$$

$$\Leftrightarrow h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{Z_3}{h_{ie}} + \frac{Z_3}{Z_1} + 1 \right] \left[\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right] + \frac{h_{ie}}{Z_3}$$

$$\Leftrightarrow h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{Z_3}{h_{ie} \cdot Z_2} + \frac{1}{h_{ie}} + \frac{Z_3}{Z_1 \cdot Z_2} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right]$$

Hierin is :

$$\overline{Z_1} \approx 1/j\omega C_1 \quad \text{invloed basisweerstand verwaarloosd}$$

$$\overline{Z_2} = 1/j\omega C_2$$

$$\overline{Z_3} \approx j\omega L \quad \text{invloed inwendige weerstand spoel verwaarloosd}$$

$$\Leftrightarrow h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{j^2 \omega^2 LC_2}{h_{ie}} + \frac{1}{h_{ie}} + j^3 \omega^3 LC_1 C_2 + j\omega C_1 + j\omega C_2 \right]$$

Uit het imaginaire deel kunnen we de oscillatiefrequentie halen :

$$w^3 LC_1 C_2 = w(C_1 + C_2) \quad w \neq 0$$

$$w^2 = \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}$$

Formule 4.78

Uit het reële deel halen we de amplitudevoorwaarde :

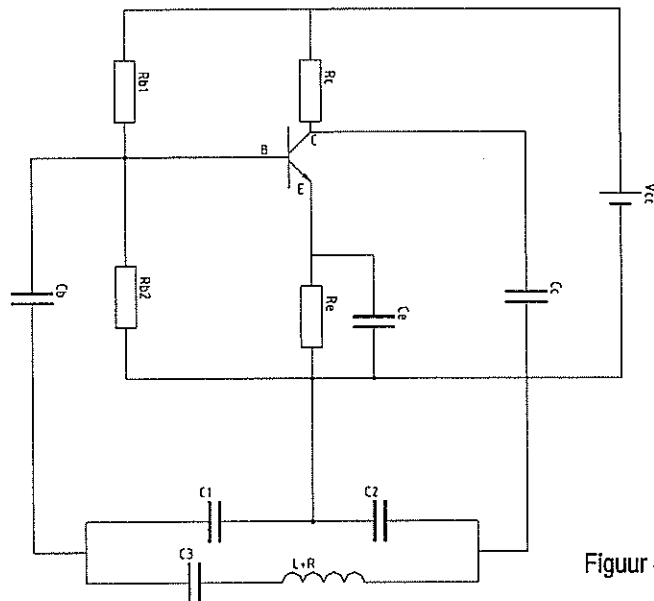
$$h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{-w^2 LC_2}{h_{ie}} + \frac{1}{h_{ie}} \right] \quad \text{met } w^2 = (C_1 + C_2)/LC_1 C_2$$

$$h_{fe} = w^2 LC_2 - 1 = \frac{C_1 + C_2 - C_1}{C_1} = \frac{C_2}{C_1}$$

Formule 4.79

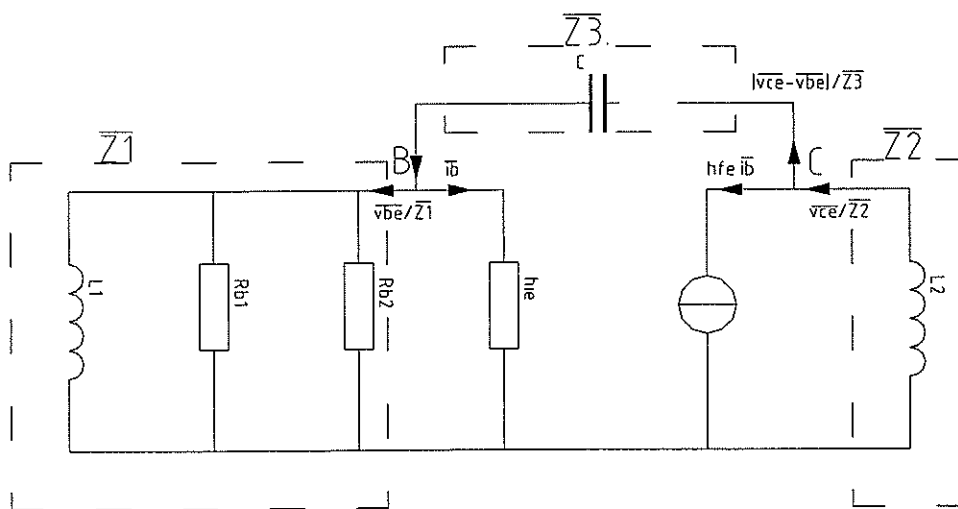
4.6.4. De Hartley oscillator (inductieve driepuntsoscillator)

4.6.4.1 Volledig schema



Figuur 4.33

4.6.4.2 Signaalvervangschema met h – parameters



Figuur 4.34

4.6.4.3 Berekening oscillatievoorwaarden

We kunnen de algemene formule van de vorige oscillator weer gebruiken :

$$h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{\bar{Z}_3}{h_{ie}\bar{Z}_2} + \frac{1}{h_{ie}} + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_1\bar{Z}_2} + \frac{1}{\bar{Z}_1} + \frac{1}{\bar{Z}_2} \right]$$

De impedanties worden hier :

$$\bar{Z}_1 \approx j\omega L_1 \quad \text{invloed basisweerstand verwaarloosd}$$

$$\bar{Z}_2 = j\omega L_2$$

$$\bar{Z}_3 \approx 1/j\omega C$$

$$\Leftrightarrow h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{1}{j^2\omega^2 CL_2 h_{ie}} + \frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{j^3\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{1}{j\omega L_2} \right]$$

Uit het imaginaire deel halen we weer de oscillatiefrequentie :

$$0 = \frac{-1}{\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{\omega L_1} + \frac{1}{\omega L_2} \quad \omega^3 L_1 L_2 C \neq 0$$

$$\omega^2 = 1/(L_1 + L_2)C$$

Formule 4.80

Uit het reële deel halen we de amplitudevoorwaarde :

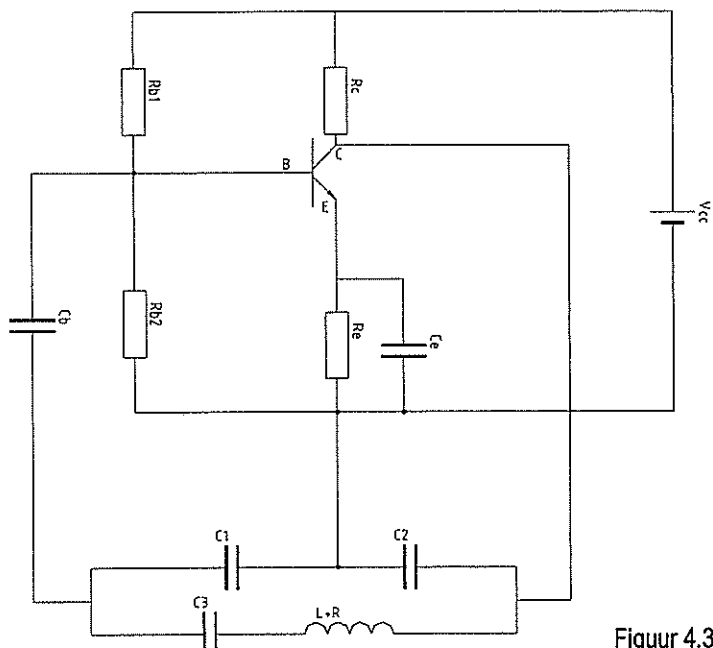
$$h_{fe} = \frac{1}{\omega^2 CL_2} - 1 \quad \text{met } \omega^2 = 1/(L_1 + L_2)C$$

$$h_{fe} = \frac{L_1 + L_2 - L_1}{L_2} = \frac{L_1}{L_2}$$

Formule 4.81

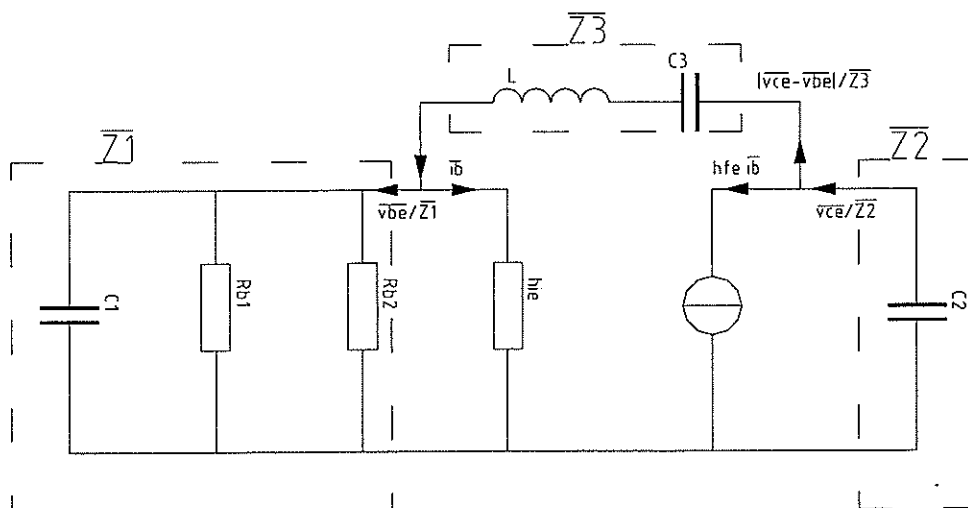
4.6.5. De Clapp oscillator

4.6.5.1 Volledig schema



Figuur 4.35

4.6.5.2 Signaalvervangschema met h – parameters



Figuur 4.36

4.6.5.3 Berekening oscillatievoorwaarden

We kunnen weerom de algemene formule van de Colpitts oscillator gebruiken:

$$h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{\bar{Z}_3}{h_{ie}\bar{Z}_2} + \frac{1}{h_{ie}} + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_1\bar{Z}_2} + \frac{1}{\bar{Z}_1} + \frac{1}{\bar{Z}_2} \right]$$

De impedanties worden hier:

$$\bar{Z}_1 \approx 1/j\omega C_1 \quad \text{invloed basisweerstand verwaarloosd}$$

$$\bar{Z}_2 = 1/j\omega C_2$$

$$\bar{Z}_3 \approx j\omega L + 1/j\omega C_3$$

$$\Leftrightarrow h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{j\omega C_2(j\omega L + 1/j\omega C_3)}{h_{ie}} + \frac{1}{h_{ie}} + j^2\omega^2 C_1 C_2(j\omega L + 1/j\omega C_3) + j\omega C_1 + j\omega C_2 \right]$$

$$\Leftrightarrow h_{fe} = -h_{ie} \left[\frac{j^2\omega^2 LC_2}{h_{ie}} + \frac{C_2}{C_3 h_{ie}} + \frac{1}{h_{ie}} + j^3\omega^3 C_1 C_2 L + \frac{j\omega C_1 C_2}{C_3} + j\omega C_1 + j\omega C_2 \right]$$

Uit het imaginaire deel halen we weer de oscillatiefrequentie:

$$0 = -\omega^3 C_1 C_2 L + \frac{\omega C_1 C_2}{C_3} + \omega C_1 + \omega C_2 \quad \omega \neq 0$$

$$\omega^2 = \frac{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3}{LC_1 C_2 C_3} = \frac{1}{LC_t} \quad \text{met } C_t \text{ serieschakeling } C_1, C_2, C_3 \quad \text{Formule 4.81}$$

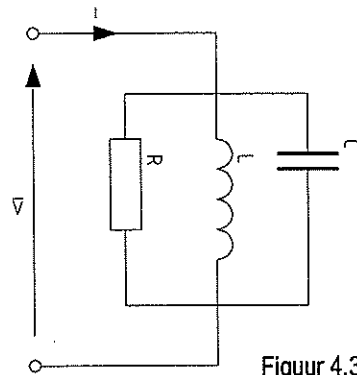
Uit het reële deel de amplitudevoorwaarde:

$$h_{fe} = \omega^2 LC_2 - C_2 / C_3 \quad \text{met } \omega^2 = (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) / (LC_1 C_2 C_3)$$

$$h_{fe} = \frac{C_2}{C_1} + 1$$

Formule 4.83

4.6.6. Kristaloscillatoren

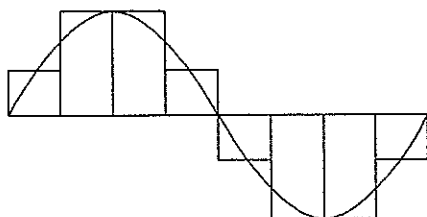


Figuur 4.37

In een oscillator kan men het terugkoppelnetwerk ook vervangen door een kristal. Zo'n kristal gedraagt zich als een zeer selectieve filter. Door die grote selectiviteit kan men de frequentie van zo'n oscillator zeer nauwkeurig instellen.

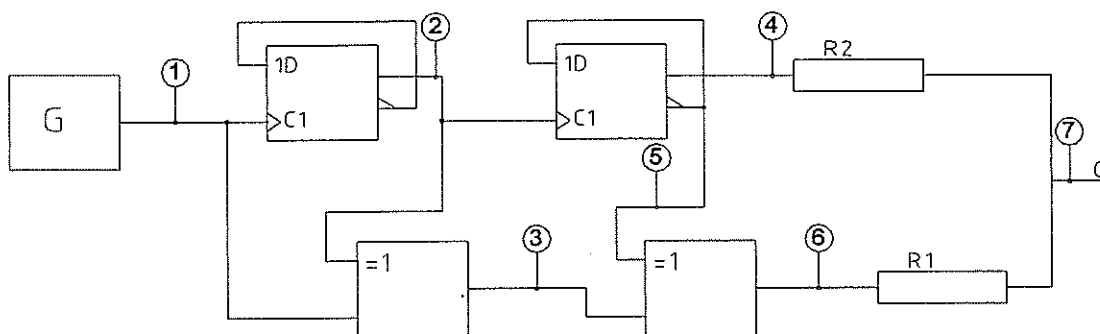
4.7. Digitale oscillator

Het is ook mogelijk om een sinus digitaal op te wekken. Men doet dit door een sinus te benaderen zoals in figuur 4.38. Als dit gebeurd is worden er een aantal signalen weg gefilterd zodat men een sinus bekommt.



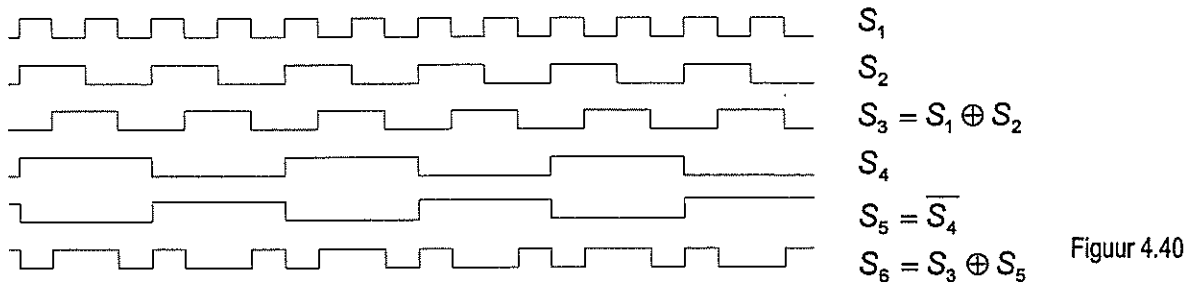
Figuur 4.38

Met de schakeling die u vindt in figuur 4.39 worden twee signalen opgewekt die dan met twee weerstanden samengevoegd worden.

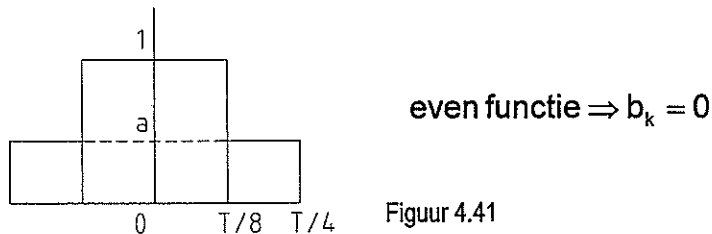


Figuur 4.39

Doordat we de inverse uitgang van de D-flipflops terug aan de D-ingang koppelen slaat de uitgang (en de inverse uitgang) telkens om bij een positieve flank op de klokingang. Op deze manier bekommen we het signaal S2 (zie figuur 4.39 en figuur 4.40). Met het signaal S2 maken we op dezelfde manier het signaal S4. De pulsduur en de tussentijd van S4 zijn al vier maal zo groot geworden als deze van hetingangssignaal S1. We voegen S2 en S1 samen via een EXOF-poort. Een EXOF-poort geeft de waarde "0" op de uitgang als beide ingangssignalen gelijk zijn. Is dit niet zo dan is de uitgangswaarde "1". Zo krijgen we een signaal S3 op de uitgang van de EXOF-poort. Dit signaal bezit een gelijke puls frequentie als S2 maar is over een halve pulslengte verschoven. S3 hangen we met S5 (dit is de inverse uitgang van de tweede flipflop) aan de ingangen van een tweede EXOF-poort zodat we het signaal S6 bekommen aan de uitgang van deze poort.



Signaal S_4 en S_6 worden uiteindelijk opgeteld door middel van twee weerstanden. We zullen deze weerstanden bepalen zodanig dat er uit de benadering van een sinus die we voorop stelden gemakkelijk een zuivere sinus te filteren is. Daarom gaan we via Fourier-analyse bepalen uit welke harmonischen de benaderende sinus opgesteld is.



$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) dt$$

Formule 4.84

$$a_k = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} f(t) \cos\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) dt$$

$$a_k = \frac{8}{T} \left(\int_0^{T/8} 1 \cos\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) dt + \int_{T/8}^{T/4} a \cos\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) dt \right)$$

$$a_k = \frac{4}{\pi} \left(\int_0^{\pi/4} \cos(k \cdot t) dt + \int_{T/8}^{T/4} a \cos(k \cdot t) dt \right)$$

$$r = k \cdot t$$

$$dr = k \cdot dt$$

$$a_k = \frac{4}{k\pi} \left(\int_0^{\pi/4} \cos r dr + \int_{T/8}^{T/4} a \cos r dr \right)$$

$$a_k = \frac{4}{k\pi} \left([\sin(k \cdot t)]_0^{\pi/4} + a [\sin(k \cdot t)]_{T/8}^{T/4} \right)$$

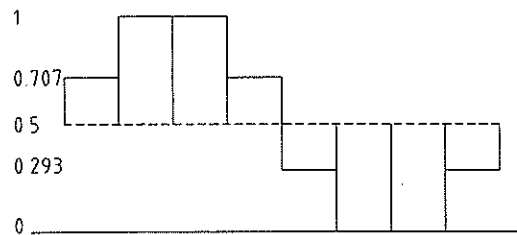
$$a_k = \frac{4}{k\pi} \left(\sin\left(k \frac{\pi}{4}\right) + a \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) - a \sin\left(k \frac{\pi}{4}\right) \right)$$

Formule 4.85

Volgens onze bron zijn alle even harmonischen nul. De eerst volgende harmonische is dan de derde. We stellen deze dan ook gelijk aan nul en bepalen zo a .

$$a_3 = 0.3001 - 0.725 \cdot a \quad \Rightarrow \quad a = 0.414$$

We vinden dan dat ook de vijfde harmonie nul wordt en de zevende is niet zo groot en dus gemakkelijk weg te filteren.

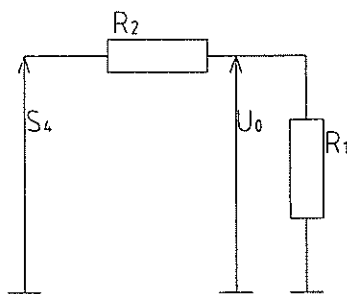


Figuur 4.42

$U_s = 0$	$S_4 = 0$	$S_5 = 0$
$U_s = 0.293$	$S_4 = 1$	$S_5 = 0$
$U_s = 0.707$	$S_4 = 0$	$S_5 = 1$
$U_s = 1$	$S_4 = 1$	$S_5 = 1$

Nu kunnen we nu de twee weerstanden bepalen via de superpositie methode.

In het volgend geval schakelen we S_5 uit zodat $U_0 = 0.293$, $S_4 = 1$, $S_5 = 0$. Nu kunnen we het schema vereenvoudigen tot figuur 4.43.



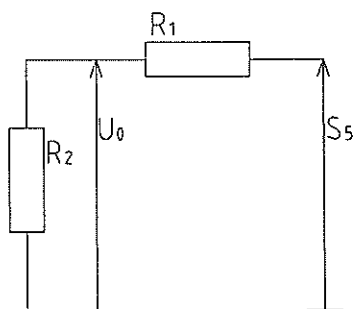
Figuur 4.43

$$U_0 = S_4 - I_4 \cdot R_2 = I_4 \cdot R_1 = 0.707 \quad \text{Formule 4.86}$$

$$1 - I_4 \cdot R_2 = 0.707$$

$$\Rightarrow I_4 \cdot R_2 = 1 - 0.707 = 0.293 \quad \text{Formule 4.87}$$

Zoals we daarnet S_5 uitschakelden schakelen we nu S_4 uit zodat $U_0 = 0.707$, $S_4 = 0$, $S_5 = 1$. Zo kunnen we het schema vereenvoudigen tot figuur 4.44.



Figuur 4.44

$$U_0 = S_5 - I_5 \cdot R_1 = I_5 \cdot R_2 = 0.293 \quad \text{Formule 4.88}$$

$$1 - I_5 \cdot R_1 = 0.293$$

$$\Rightarrow I_5 \cdot R_1 = 1 - 0.293 = 0.707 \quad \text{Formule 4.89}$$

We brengen de formules 4.86 en 4.89 samen. We doen hetzelfde met de formules 4.87 en 4.88.

$$I_4 \cdot R_1 = I_5 \cdot R_2 = 0.293 \quad \text{Formule 4.90}$$

$$I_5 \cdot R_1 = I_4 \cdot R_2 = 0.707 \quad \text{Formule 4.91}$$

Uit de formules 4.90 en 4.91 elimineren we I_4 of I_5 zodat we de voorwaarden vinden waaraan de weerstanden zullen moeten voldoen.

$$\frac{0.707}{R_1} = \frac{0.293}{R_2}$$

$$R_1 = 2.413 \cdot R_2$$

Formule 4.92

4.8. Ontwerp van de schakelingen

4.8.1. Versterker I

4.8.1.1 Doel

Het is de bedoeling om een wisselspanningssignaal afkomstig van een oscillator te versterken en aan te sluiten op een US transducer. De belasting (transducer) heeft waarschijnlijk een impedantie (resistief bij $f = 40$ kHz) van ongeveer 650 ohm. We willen deze aansturen met een effectieve spanning van 12V. We moeten trachten de oscillator niet te veel te belasten.

4.8.1.2 Dimensionering schakeling

Uit de karakteristieken blijkt dat de ingangsweerstand h_{ie} van de transistor daalt bij toenemende collectorstroom. Deze bedraagt 8 k Ω bij $I_c=1$ mA en 1,7k Ω bij $I_c=10$ mA.

Om de oscillator niet te sterk te belasten moeten we de ingangsweerstand van de versterker verhogen. Dit kunnen we door:

- lagere collectorstroom in te stellen
- weerstand tussen versterker en oscillator te plaatsen
- tegenkoppeling aan te wenden

Door alleen een kleinere collectorstroom te gebruiken kunnen we echter de ingangsweerstand niet voldoende verhogen. Het heeft ook als nadeel dat de uitgangsweerstand evenredig stijgt met de ingangsweerstand. De versterking van de schakeling wordt door de lagere collectorstroom verbeterd.

We zullen dus tegenkoppeling of een bijkomende ingangsweerstand of een combinatie ervan moeten toepassen om de ingangsweerstand voldoende groot te krijgen.

Men moet er wel rekening mee houden dat door het gebruik van een emitterweerstand de uitstuurbaarheid van de versterker beperkt wordt (door gelijkspanningsval over R_e).

We hebben hier na heel wat gissen en missen gekozen om een tweetrapsversterker te gebruiken. De eerste trap heeft een hoge ingangsweerstand en een regelbare versterking door tegenkoppeling. De tweede trap heeft een lage uitgangsweerstand zodat ze geschikt is om de belasting R_L op aan te sluiten.

4.8.1.3 Voorafgaande berekeningen en conclusies

Ontwerp 1: GES ($I_c=2\text{mA}$)

Uit het databoek halen we bij $I_c = 2\text{ mA}$:

$$-h_{FE} = 290$$

$$-h_{fe} = 380$$

$$-h_{ie} = 5\text{ k}\Omega$$

$$R_c = \frac{V_{cc}/2}{I_c} = \frac{12,5\text{V}}{2\text{mA}} = 6,25\text{k}\Omega$$

$$R_L = R_c = 6,25\text{k}\Omega$$

$$I_b = I_c/h_{FE} = 2\text{mA}/290 = 6,89\mu\text{A}$$

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} = \frac{25\text{V} - 0,6\text{V}}{6,89\mu\text{A}} = 3,5\text{M}\Omega$$

$$R_V = R_i = R_b/h_{ie} = 5\text{k}\Omega$$

$$R_W = R_c//R_L = 3,13\text{k}\Omega$$

$$A_i = \frac{h_{fe} \cdot R_V \cdot R_W}{h_{ie} \cdot R_L} = \frac{400 \cdot 5\text{k}\Omega \cdot 3,13\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega \cdot 6,25\text{k}\Omega} = 190$$

$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_s} = -\frac{380 \cdot 3,13\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega} = -237$$

Om oversturing te vermijden zal R_s echter niet nul mogen zijn.

We berekenen nu de minimale waarde van R_s :

we kunnen maximaal 1mA uitsturen. Om oversturing te vermijden nemen we $0,75\text{mA}$.

$$I_{b \text{ max}} = \frac{I_{c \text{ max}}}{A_i} = \frac{0,75\text{mA}}{190} = 3,95\mu\text{A}$$

\Rightarrow inwendige weerstand R_s van de signaalbron.

$$I_s = \frac{U_s}{R_s + R_i} \Leftrightarrow R_s = \frac{U_s}{I_s} - R_i = \frac{12\text{V}}{3,95\mu\text{A}} - 5\text{k}\Omega = 3\text{M}\Omega$$

Nu kunnen we opnieuw A_u berekenen :

$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_s} = -\frac{380 \cdot 3,13\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega + 3\text{M}\Omega} = -0,4$$

$$A_p = A_u \cdot A_i = -94,8$$

De spanningsversterking van de schakeling is dus zeer duidelijk gedaald.

Ontwerp 2: GES ($I_c=19,2mA$)

Omdat we de grootste vermogenoverdracht en dus ook de grootste versterking krijgen als $R_c=R_L$, nemen we de $R_c=R_L=650\Omega$

$$R_c = 650\Omega \text{ praktisch: } 660\Omega$$

$$I_c = \frac{V_{cc}/2}{R_c} = \frac{12,5V}{660\Omega} = 18,9mA$$

$$I_b = I_c / h_{FE} = 18,9mA / 380 = 49,8\mu A$$

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} = \frac{24,3V}{49,8\mu A} = 488k\Omega \text{ praktisch: } 470k\Omega$$

In de databladeren zoeken we bij $I_c=18,9 \text{ mA}$ (Dit ligt echter buiten de karakteristieken). Op het eerste zicht zouden we extrapolatie kunnen toepassen daar de karakteristiek zeer goed een rechte benadert. De schalen zijn echter logaritmisch ingedeeld waardoor de rechte in werkelijkheid een parabool is. We kunnen dus geen extrapolatie toepassen. Uit die logaritmische schaal volgt ook dat $18,9 \text{ mA}$ zeer dicht bij 10 mA gelegen is en we dus mogen veronderstellen dat h_{ie} bij $10 \text{ mA} = h_{ie}$ bij $18,9 \text{ mA}$.

$$- h_{ie} = 1,7k\Omega$$

$$- h_{fe} = 400$$

$$A_i = \frac{h_{fe} \cdot R_V \cdot R_W}{h_{ie} \cdot R_L} = \frac{400 \cdot 1,7k\Omega \cdot 0,325k\Omega}{1,7k\Omega \cdot 0,650k\Omega} = 200$$

We mogen maximaal $18,9\text{mA}/2 = 9,45 \approx 9\text{mA}$ uitsturen.

Met een versterking van 200 wil dit zeggen dat

$$i_{b\text{max}} = 9\text{mA}/200 = 45\mu\text{A}$$

De ingangsweerstand van de schakeling bedraagt $1,7k\Omega$

$$\Rightarrow v_{i\text{max}} = i_{i\text{max}} \cdot h_{ie} = 45\mu\text{A} \cdot 1,7k\Omega = 76,5\text{mV}$$

Om de versterker niet te oversturen plaatsen we een weerstand in serie met de belasting.

$$R = \frac{u_R}{i_i} = \frac{12\text{V} - 0,0765\text{V}}{45\mu\text{A}} = 265k\Omega$$

$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_s} = -\frac{400 \cdot 0,325k\Omega}{1,7k\Omega + 265k\Omega} = 0,49$$

$$A_p = A_u \cdot A_i = 200 \cdot 0,49 = 98$$

De uitgangsstroom zal nu 9mA bedragen.

De uitgangsspanning: $0,49 \cdot 12\text{V} = 5,88\text{V}$

Ingangsweerstand: $R_i = R_s + R_b // h_{ie} = 265k\Omega$

Uitgangsweerstand: $R_o = 650\Omega$

Het gedissipeerd vermogen in de belasting: $\frac{V_L \cdot i_L}{2} = 2,9\text{mA} \cdot 5,88\text{V} = 106\text{mW}$

De oscillator wordt belast met een weerstand van $1,7k\Omega + 265k\Omega = 266,7k\Omega$

Ontwerp 3: GCS ($I_c=19,2\text{mA}$)

We stellen $R_e=R_L=650\Omega$

$\Rightarrow I_c = 19,2\text{mA}$ (zie versterkerin GES)

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{R_e} - V_{be}}{I_b} = \frac{25\text{V} - 12,5\text{V} - 0,6\text{V}}{49,8\mu\text{A}} = 239\text{k}\Omega$$

$$A_i = \frac{(1 + h_{fe})R_W}{R_V} = \frac{401 \cdot 125,1\text{k}\Omega}{262,35\text{k}\Omega} = 191,2$$

$$R_i = R_W = 125,1\text{k}\Omega$$

We mogen maximaal 9mA uitsturen

$$\Rightarrow R_s = \frac{U_s}{I_s} - R_i = \frac{12\text{V}}{9\text{mA} / 191,2} - 125,1\text{k}\Omega = 129,8\text{k}\Omega$$

$$A_u = \frac{(1 + h_{fe})R_W R_L}{R_V(R_s + R_W)} = \frac{401 \cdot 125,1\text{k}\Omega \cdot 0,650\text{k}\Omega}{262,35\text{k}\Omega(129,8\text{k}\Omega + 125,1\text{k}\Omega)} = 0,49$$

$$R_o = \frac{R_s + h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = \frac{129,8\text{k}\Omega + 1,7\text{k}\Omega}{401} = 329\Omega$$

- belastingoscillator: $R_i + R_s = 129,8\text{k}\Omega + 125,1\text{k}\Omega = 254,9\text{k}\Omega$

- uitgangsweerstand: $R_o = 329\Omega$

- $A_i = 191,2$ $i_L = 9\text{mA}$ - $\rightarrow i_s = 47,1\mu\text{A}$

- $A_u = 0,49$ $U_s = 12\text{V}$ - $\rightarrow U_L = 5,88\text{V}$

- $A_p = 93,4$

Samenvatting

Versterker in GES :

1. $I_c = 2\text{mA}$
- ingangsweerstand : $3\text{M}\Omega$
- uitgangsweerstand : $6,3\text{k}\Omega$
- $A_i = 190 \rightarrow i_L = 0,75\text{mA}$
- $A_u = 0,4 \rightarrow u_L = 4,8\text{V}$
- $A_p = 76$

2. $I_c = 19,2\text{mA}$

- ingangsweerstand : $267\text{k}\Omega$
- uitgangsweerstand : 660Ω
- $A_i = 200 \rightarrow i_L = 9\text{mA}$
- $A_u = 0,49 \rightarrow u_L = 5,9\text{V}$
- $A_p = 98$

Versterker in GCS :

3. $I_c = 19,2\text{mA}$
- ingangsweerstand : $255\text{k}\Omega$
- uitgangsweerstand : 329Ω
- $A_i = 191 \rightarrow i_L = 9\text{mA}$
- $A_u = 0,49 \rightarrow u_L = 5,9\text{V}$
- $A_p = 93$

Uit de berekeningen blijkt dat we de gewenste uitgangsspanning van 12V niet bereiken. Als we even naar de formule om A_u te berekenen kijken zien we 2 manieren om de uitgangsspanning op te drijven :

$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_w}{R_v + R_s}$$

a. R_w groter nemen. ($R_w = R_c // R_L$)

Dit vormt echter geen oplossing omdat de belasting R_L een vaste waarde heeft en omdat we R_c niet zomaar kunnen veranderen. Indien we toch R_c groter zouden nemen, dan zorgt die er tevens voor de collectorstroom en dus ook de uitstuurbaarheid kleiner wordt en bijgevolg het positieve effect tenietgedaan wordt.

b. Een hogere collectorstroom instellen.

De uitstuurbaarheid wordt hierdoor veel groter waardoor we een groter uitgangssignaal kunnen bekomen.

Dit kunnen we weer op 2 manieren :

- kleinere collectorweerstand

Hierdoor dalen de spannings- en de stroomversterking en de ingangsweerstand.

- voedingsspanning verhogen

Hierdoor stijgen zowel de spannings- en de stroomversterking.

De ingangsweerstand daalt ongeveer evenveel als bij de vorige methode.

Nadeel is echter dat een hogere voedingsspanning beschikbaar moet zijn.

Ontwerp 4: R_c verkleinen

$$V_{cc} = 25V, I_c = 100mA$$

Uit het databoek halen we bij $I_c = 100mA$

$$- h_{FE} = 190$$

$$- h_{fe} = 400$$

$$- h_{ie} = 0,17k\Omega$$

$$I_b = I_c / h_{FE} = 100mA / 190 = 0,526mA$$

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} = \frac{25V - 0,7V}{0,526mA} = 46,2k\Omega$$

$$R_c = \frac{V_{cc} / 2}{I_c} = \frac{12,5V}{100mA} = 125\Omega$$

$$R_V = R_b // h_{ie} = 170\Omega$$

$$R_W = R_c // R_L = 105\Omega$$

$$A_i = \frac{h_{fe} \cdot R_V \cdot R_W}{h_{ie} \cdot R_L} = \frac{400 \cdot 170\Omega \cdot 105\Omega}{170\Omega \cdot 650\Omega} = 64,6$$

$$i_{cmax} = 45mA \Rightarrow i_{smax} = \frac{i_{cmax}}{A_i} = \frac{45mA}{64,6} = 0,7mA$$

$$R_s = \frac{u_s}{i_{smax}} - R_i = \frac{12V}{0,7mA} - 0,17k\Omega = 17k\Omega$$

$$A_u = - \frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_s} = - \frac{400 \cdot 105\Omega}{17k\Omega + 0,17k\Omega} = 2,45$$

We zullen R_s groter moeten nemen aangezien $u_{L,max} = 12V$

$$A_u = -1 \Leftrightarrow R_s = - \frac{h_{fe} \cdot R_W}{A_u} - R_V = - \frac{400 \cdot 105\Omega}{-1} - 170\Omega = 41,8k\Omega$$

- ingangsweerstand : $42k\Omega$

- uitgangsweerstand : 125Ω

- $A_i = 64,6$

- $A_u = -1$

- $A_p = -64,6$

Ontwerp 5: V_{ce} vergroten

$$V_{cc} = 50V, I_c = 100mA$$

Uit het databoek halen we bij $I_c = 100mA$

$$- h_{FE} = 190$$

$$- h_{fe} = 400$$

$$- h_{ie} = 0,17k\Omega$$

$$I_b = I_c / h_{FE} = 100mA / 190 = 0,526mA$$

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} = \frac{50V - 0,7V}{0,526mA} = 93,7k\Omega$$

$$R_c = \frac{V_{cc} / 2}{I_c} = \frac{25V}{100mA} = 250\Omega$$

$$R_v = R_b // h_{ie} = 170\Omega$$

$$R_w = R_c // R_L = 181\Omega$$

$$A_i = \frac{h_{fe} \cdot R_v \cdot R_w}{h_{ie} \cdot R_L} = \frac{400 \cdot 170\Omega \cdot 181\Omega}{170\Omega \cdot 650\Omega} = 111$$

$$I_{c \max} = 45mA \Rightarrow I_{s \max} = \frac{I_{c \max}}{A_i} = \frac{45mA}{111} = 0,4mA$$

$$R_s = \frac{U_s}{I_{s \max}} - R_i = \frac{12V}{0,4mA} - 0,17k\Omega = 29,8k\Omega$$

$$A_u = - \frac{h_{fe} \cdot R_w}{R_v + R_s} = - \frac{400 \cdot 181\Omega}{29,8k\Omega + 0,17k\Omega} = 2,42$$

We zullen R_s groter moeten nemen aangezien $u_{L \max} = 12V$

$$A_u = -1 \Leftrightarrow R_s = - \frac{h_{fe} \cdot R_w}{A_u} - R_v = - \frac{400 \cdot 181\Omega}{-1} - 170\Omega = 72k\Omega$$

- ingangsweerstand : $72k\Omega$

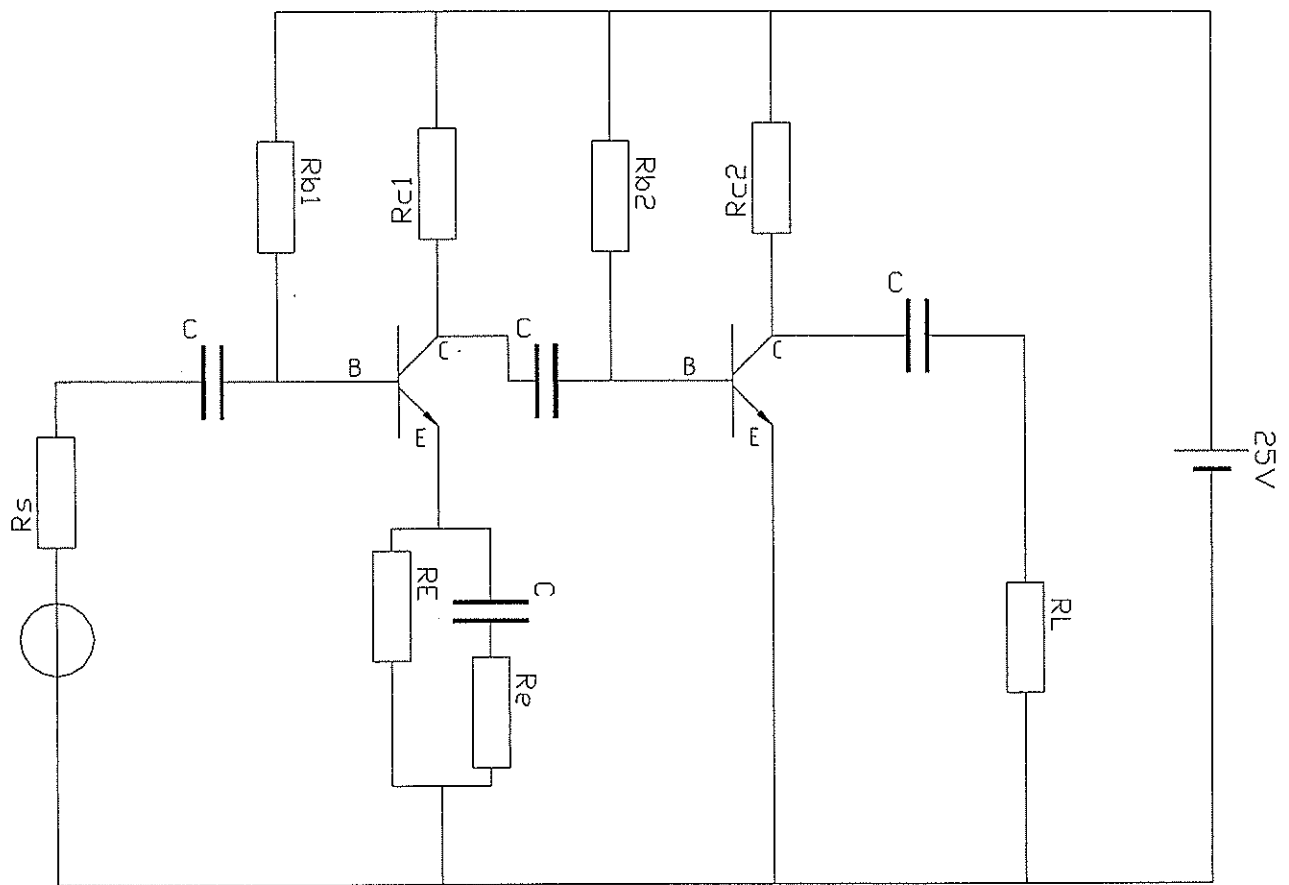
- uitgangsweerstand : 250Ω

$$- A_i = 111$$

$$- A_u = -1$$

$$- A_p = -111$$

4.8.1.4 Berekening volledige versterker



Figuur 4.45

Om de componenten te berekenen zullen we bij de laatste trap moeten beginnen.

4.8.1.4.1 Berekening laatste trap

We nemen hiervoor ontwerp 4. Deze versterker levert bij volle uitsturing en een belasting van 650Ω een uitgangsspanning van 12V en lijkt ons dus geschikt.

$$i_{s \max} = \frac{u_s}{R_s + R_v} = \frac{12V}{41,8k\Omega} = 0,29mA$$

Indien $R_s = 0$ dan wordt $u_{s \max}$:

$$u_{s \max} = i_{s \max} \cdot (R_v + R_s) = 0,29mA \cdot 0,17k\Omega = 48,8mV$$

Als uitgangsweerstand van de vorige trap nemen we bijvoorbeeld $2,2k\Omega$.
Dit is een waarde liggend tussen die van ontwerp 1 en ontwerp 2.

$$u_{s \max} = i_{s \max} \cdot (R_v + R_s) = 0,29mA(0,17k\Omega + 2,2k\Omega) = 687mV$$

De spreiding van de h_{fe} is zeer groot bij transistoren.

Als we deze waarde opnieuw berekenen voor $h_{fe \min}$ en $h_{fe \max}$ komen we respectievelijk tot :

$$u_{s \max} = 874mV$$

$$u_{s \max} = 484mV$$

We zullen u_s dus moeten kunnen regelen tussen 361 en 1176mV.

Eigenschappen van deze schakeling :

- ingangsweerstand : 170Ω
- ingangspanning : 484mV tot 874mV
- uitgangsweerstand : 650Ω
- stroomversterking : 37,2 tot 121,2
- spanningsversterking : 10,2 tot 33,2
- vermogenversterking : 379 tot 4024

4.8.1.4.2 Ontwerp eerste trap

We nemen hiervoor een sterk tegengekoppelde versterking.

Deze versterker heeft als voordeel zijn grote stabiliteit en zijn grote ingangsweerstand.

De collectorweerstand leggen we vast op $2,2k\Omega$ daar de uitgangsweerstand van deze trap al gekozen werd in de voorgaande berekeningen.

De spanning V_{ce} leggen we vast op $5V$. Dit zorgt voor een zeer stabiele versterker.

Deze waarde is zeker niet te klein gekozen daar de maximale uitgangsspanning $1,2V$ bedraagt.

$$R_c = R_o = 2,2k\Omega$$

$$V_{ce} = V_{R_c} = 5V$$

$$I_c = \frac{V_{R_c}}{R_c} = \frac{5V}{2,2k\Omega} = 2,3mA$$

$$R_e = \frac{V_{R_e}}{I_c} = \frac{15V}{2,3mA} = 6,6k\Omega$$

Bij deze collectorstroom is $h_{FE} = 290$, $h_{fe} = 380$ en $h_{ie} = 5k\Omega$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{2,3mA}{290} = 7,93\mu A$$

$$R_b = \frac{(V_{cc} - V_{R_e}) / 2}{I_b} = \frac{5V}{7,93\mu A} = 631k\Omega$$

$$R_L = 170\Omega$$

$$R_W = R_c // R_L = 158\Omega$$

$$A_{u \min} = \frac{U_{s1 \max}}{U_{s2}} = \frac{-1,176V}{5V} = -0,235$$

$$A_{u \max} = \frac{U_{s1 \max}}{U_{s2}} = \frac{-0,361V}{5V} = -0,072$$

Uit de nodige versterking A_u kunnen we R_e berekenen:

$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_s} \Leftrightarrow R_V = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{A_u} - R_s$$

$$R_V = h_{ie} + (1 + h_{fe})R_e$$

$$R_{V \min} = -\frac{(380 - 90) \cdot 0,158k\Omega}{-0,235} - 2,2k\Omega = 139k\Omega \Rightarrow R_{E' \min} = 0,635k\Omega$$

$$R_{V \max} = -\frac{(380 + 160) \cdot 0,158k\Omega}{-0,072} - 2,2k\Omega = 1560k\Omega \Rightarrow R_{E' \max} = 2,18k\Omega$$

Daarbij is R_E de tegenkoppelingsweerstand.

Deze bestaat uit de parallelschakeling van R_E en R_e .

We kunnen nu de waarde voor R_e berekenen:

$$R_{e\min} = \frac{R_E \cdot R_{E'}}{R_E - R_{E'}} = \frac{6,6k\Omega \cdot 0,635k\Omega}{6,6k\Omega - 0,635k\Omega} = 0,703k\Omega$$

$$R_{e\min} = \frac{R_E \cdot R_{E'}}{R_E - R_{E'}} = \frac{6,6k\Omega \cdot 2,18k\Omega}{6,6k\Omega - 2,18k\Omega} = 3,26k\Omega$$

Regeling tussen die 2 waarden is in de praktijk zeer gemakkelijk te realiseren.

Indien we R_s hadden regelbaar gemaakt en R_e hadden weggelaten kwamen

we tot volgende waarden:

$$R_{s\min} = 136k\Omega$$

$$R_{s\max} = 1597k\Omega$$

Deze waarden zijn heel wat onpraktischer.

We hebben dus een goede keuze gemaakt door R_e regelbaar te maken.

Laten we nu nog de ingangsweerstand van onze eerste trap berekenen:

$$R_{i\min} = R_{V\min} // R_b = 139k\Omega // 631k\Omega = 114k\Omega$$

$$R_{i\max} = R_{V\max} // R_b = 1560k\Omega // 631k\Omega = 449k\Omega$$

$$A_{i\min} = \frac{h_{fe} \cdot R_v \cdot R_w}{[h_{ie} + (1 + h_{fe})R_e] R_c} = \frac{230 \cdot 139k\Omega \cdot 0,158k\Omega}{[5k\Omega + 231 \cdot 0,635k\Omega] \cdot 2,2k\Omega} = 15,1$$

$$A_{i\max} = \frac{h_{fe} \cdot R_v \cdot R_w}{[h_{ie} + (1 + h_{fe})R_e] R_c} = \frac{750 \cdot 1560k\Omega \cdot 0,158k\Omega}{[5k\Omega + 751 \cdot 2,18k\Omega] \cdot 2,2k\Omega} = 51,2$$

4.8.1.5 Herberekening volledige versterker

Uit de labometingen is gebleken dat de vorige versterker niet aan onze eisen voldeed. Daarom herberekenen we de versterker.

4.8.1.5.1 Tweede trap

Wegens de grote vermogendissipatie in de transistor gebruiken we nu een vermogentransistor (BD135) i.p.v. 4 parallel geschakelde BC547B's.

We stellen de collectorstroom groter in omdat de versterking van deze transistor kleiner is dan bij een BC547B en we dus een hogere ingangsspanning zullen moeten aansluiten.

We nemen $R_c = 56\Omega$.

$$I_c = \frac{V_{cc}/2}{R_c} = \frac{12,5V}{56\Omega} = 223,2mA$$

In het databoek vinden we :

$$h_{fe} = h_{FE} = 125 \text{ (63 tot 160)}$$

$$h_{ie} = 500\Omega$$

$$h_{oe} = 500\Omega$$

$$I_b = I_c/h_{FE} = 223,2mA/125 = 1,79mA \text{ (1,40 mA tot 3,54mA)}$$

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} = \frac{25V - 0,7V}{1,79mA} = 13,6k\Omega \text{ (6,86k}\Omega \text{ tot 17,36k}\Omega)$$

Praktisch nemen we een vaste weerstand van 5k6 en een trimmer van 15k.

$$R_v = h_{ie} // R_b = 482\Omega$$

$$R_w = h_{oe} // R_c // R_L = 46,8\Omega$$

$$A_i = \frac{h_{fe} \cdot R_v \cdot R_w}{h_{ie} \cdot R_L} = \frac{125 \cdot 482\Omega \cdot 46,8\Omega}{500\Omega \cdot 660\Omega} = 9,4 \text{ (4,7 tot 12)}$$

Om de versterker niet te oversturen mogen we door de ingang maximaal 1,8mA en door de uitgang maximaal 220mA uitsturen.

$$i_{s \max} = 1,8mA \Rightarrow u_{s \max} = i_{s \max} \cdot R_v = 1,8mA \cdot 482\Omega = 868mV \text{ (675mV tot 1706mV)}$$

$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_w}{R_v + R_s} = -\frac{125 \cdot 46,8\Omega}{482\Omega} = -12,1 \text{ (-6,1 tot -15,5)}$$

De uitgangsspanning bij volle uitsturing wordt dan :

$$u_{L \min} = A_{u \min} \cdot u_{s \max} = -6,1 \cdot 1706mV = -10,4V = -14,7V_{rms}$$

$$u_{L \max} = A_{u \max} \cdot u_{s \min} = -15,5 \cdot 675mV = -10,5V = -14,8V_{rms}$$

Ingangsweerstand van deze trap : 486 Ω .

4.8.1.5.2 Eerste trap

We gebruiken weer tegenkoppeling om de versterking te regelen. De weerstanden moeten echter herberekend worden omdat de gestelde eisen anders liggen.

$$R_L = 500\Omega$$

u_L : regelbaar tussen 600mV en 2V

$$u_s = 1,5V$$

$$R_s = 2,2k\Omega$$

$$V_{R_e} = 15V$$

$$R_c = 2,2k\Omega$$

$$R_E = 6,6k\Omega$$

$$I_c = \frac{V_{R_c}}{R_c} = \frac{5V}{2,2k\Omega} = 2,27mA$$

$$I_b = I_c / h_{FE} = 2,27mA / 290 = 7,84\mu A \quad (5,04\mu A \text{ tot } 11,4\mu A)$$

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{be} - V_{R_e}}{I_b} = \frac{9,4V}{7,84\mu A} = 1,2M\Omega \quad (0,82M\Omega \text{ tot } 1,9M\Omega)$$

We nemen hiervoor een trimmer van 2M Ω .

$$R_V = h_{ie} + (1 + h_{fe})R'_E \quad (R'_E = R_e // R_E)$$

$$R_W = R_c // R_L = 396,7\Omega$$

$$A_{u \min} = \frac{u_s \max}{u_s \text{ osc}} = \frac{-2,5V}{1,5V} = -1,7$$

$$A_{u \max} = \frac{u_s \min}{u_s \text{ osc}} = \frac{-0,5V}{1,5V} = -0,3$$

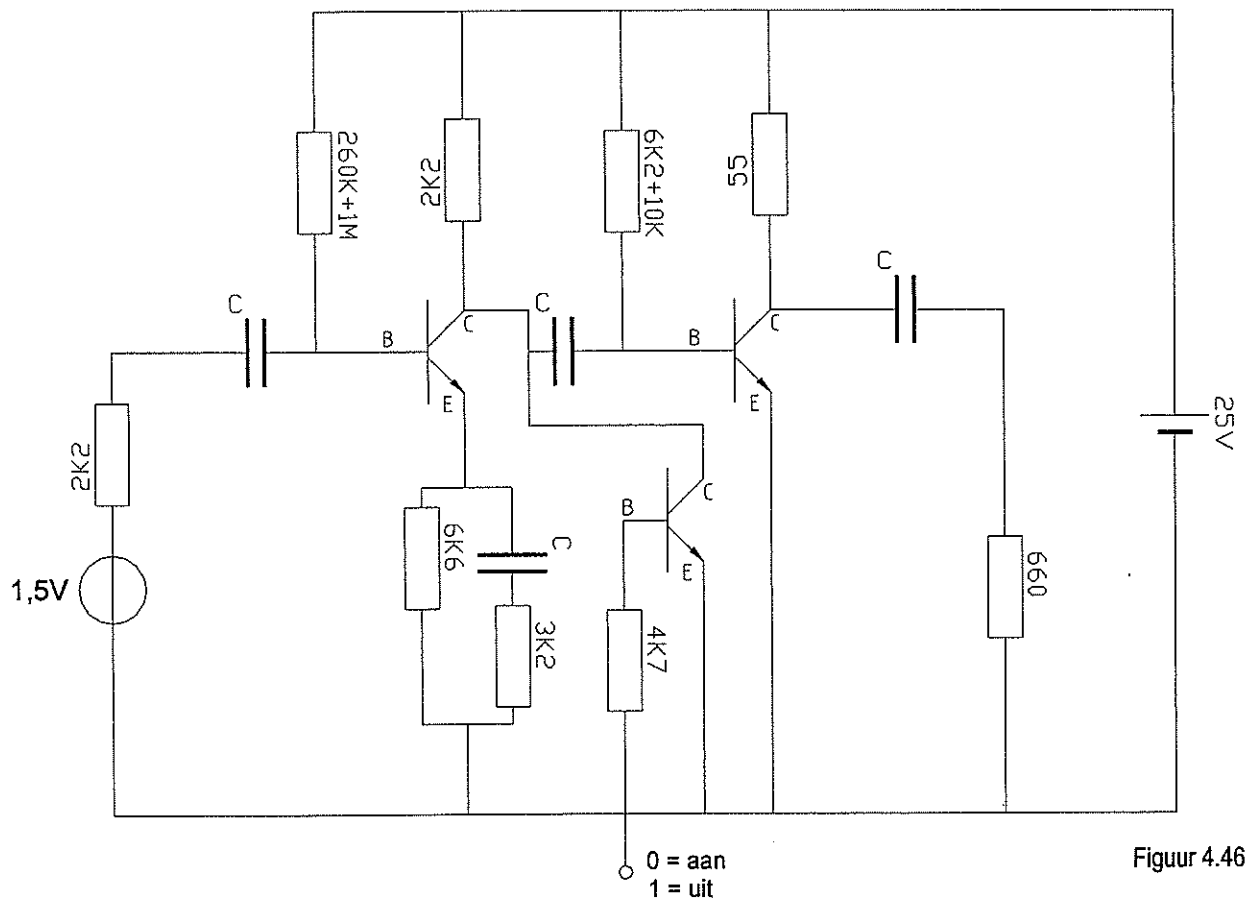
$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_s} \Leftrightarrow R_V = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{A_u} - R_s$$

$$R_{V \min} = \frac{-(380 - 90) \cdot 0,397k\Omega}{-1,7} - 2,2k\Omega = 65,5k\Omega \Leftrightarrow R_{e \min} = 227\Omega$$

$$R_{V \min} = \frac{-(380 + 160) \cdot 0,397k\Omega}{-0,3} - 2,2k\Omega = 714,6k\Omega \Leftrightarrow R_{e \min} = 1646\Omega$$

We nemen hiervoor een trimmer van 2k2.

4.8.1.5.3 Volledig schema



Figuur 4.46

4.8.1.6 Tweede herberekening volledige versterker

4.8.1.6.1 Eerste trap

We nemen $R_c = 1k\Omega$ zodat we verder kunnen uitsturen dan bij het vorige ontwerp

Voor V_{R_e} kiezen we opnieuw 15V.

We nemen $h_{fe} = 200$. Dit omdat de labometingen aantonend dat de versterking van de eerste trap slechts de helft was van de berekende.

$$R_L = 316\Omega$$

u_L : regelbaar tussen 0,6 en 1,5V

$$R_s = 2,2k\Omega$$

$$R_c = 1k\Omega$$

$$R_E = 3k\Omega$$

$$I_c = \frac{V_{R_e}}{R_c} = \frac{5V}{1k\Omega} = 5mA \Rightarrow h_{ie} = 5k\Omega, h_{oe} = 16,7k\Omega \text{ (verwaarloosbaar)}$$

$$I_b = I_c / h_{FE} = 16,7\mu A \text{ (10,9 tot } 23,8\mu A)$$

We nemen $I_{R_{b2}} = 10I_b$.

$$R_{b2} = \frac{V_{be} + V_{R_e}}{10I_b} = \frac{15,6V}{167\mu A} = 93,4k\Omega$$

$$R_{b1} = \frac{V_{CC} - V_{be} - V_{R_e}}{11I_b} = \frac{9,4V}{183,7\mu A} = 51k\Omega \text{ (35,9 tot } 78,4k\Omega) \text{ } 33K + \text{ TRIMMER } 50K$$

$$R_W = R_c // R_L = 238,4\Omega$$

$$R_V = R_b // [h_{ie} + (1 + h_{fe})R'_E] \approx h_{ie} + (1 + h_{fe})R'_E$$

$$A_{u\min} = -1,7$$

$$A_{u\max} = -0,3$$

$$R_{V\min} = \frac{-h_{fe} \cdot R_W}{A_{u\max}} = \frac{-(200 - 90) \cdot 0,238k\Omega}{-1,7} - 5k\Omega = 10,4k\Omega \Rightarrow R_{e\min} = 49,5\Omega$$

$$R_{V\max} = \frac{-h_{fe} \cdot R_W}{A_{u\min}} = \frac{-(200 + 160) \cdot 0,238k\Omega}{-0,3} - 5k\Omega = 280,6k\Omega \Rightarrow R_{e\max} = 901\Omega$$

We nemen hiervoor een trimmer van 1k.

4.8.1.6.2 Tweede trap

Deze trap gaf goede resultaten in het labo.

Er werd ons echter aangeraden om een stabilisatiemethode toe te passen omdat we anders problemen met de stabiliteit zouden krijgen.

Als we polariseren met 2 basisweerstand dan wordt $R_{b2} = 39\Omega$.

Deze methode zorgt door die kleine weerstand voor veel verliezen.

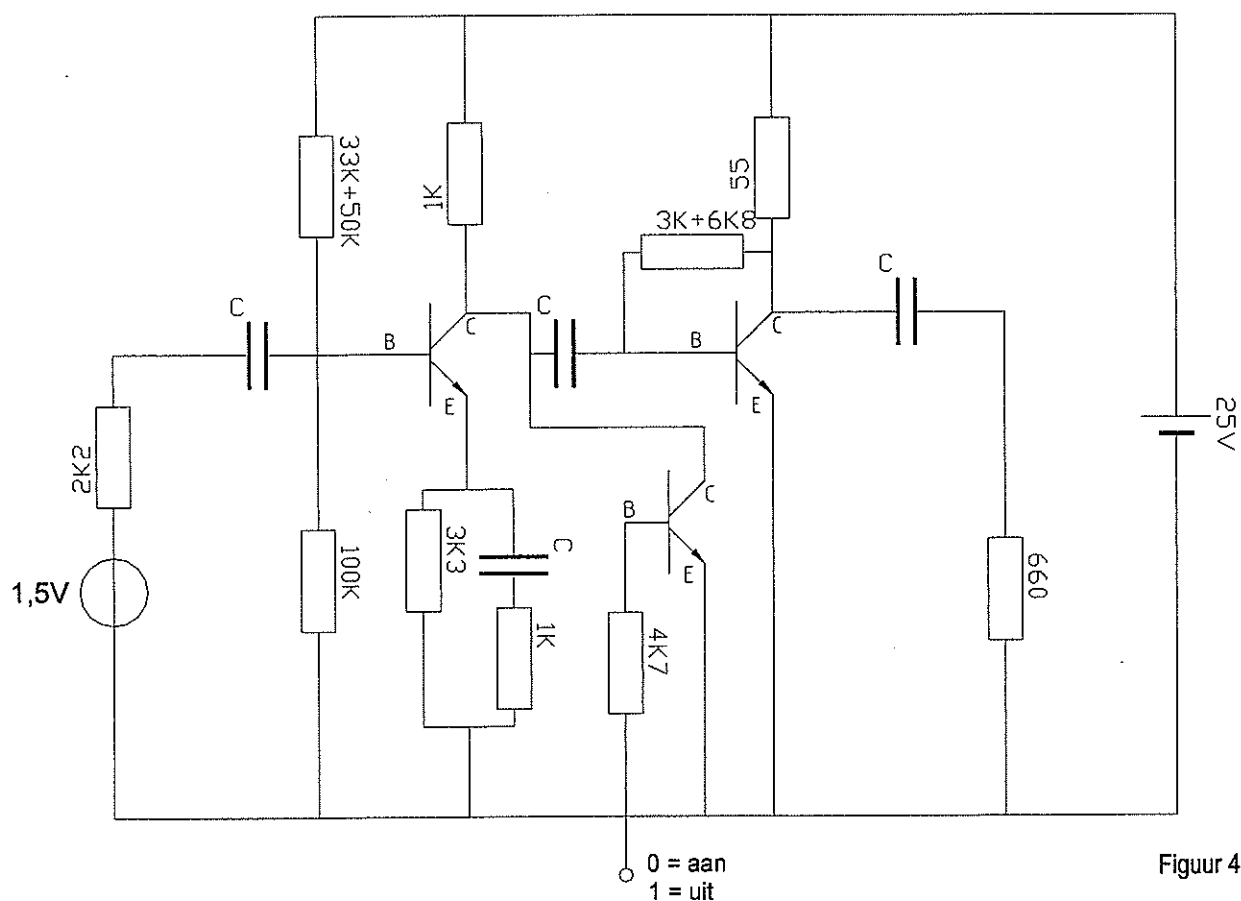
Laten we daarom een andere polarisatiemethode toe passen :

we verbinden R_b met de collector (zie 4.4.4).

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{Rc}}{I_b} = 6,3k\Omega \quad (3,57 \text{ tot } 8,9k\Omega)$$

We nemen hiervoor een vaste weerstand van 3k en een trimmer van 6k8.

4.8.1.6.3 Volledig schema



Figuur 4.47

4.8.2. Versterker II

Deze schakeling werd wegens tijdsgebrek en het ontbreken van gegevens nog niet ontworpen (de grootte van de ingangsspanning zouden we uit een labometing met de transducers halen).

4.9. Labometingen

4.9.1. Versterker I

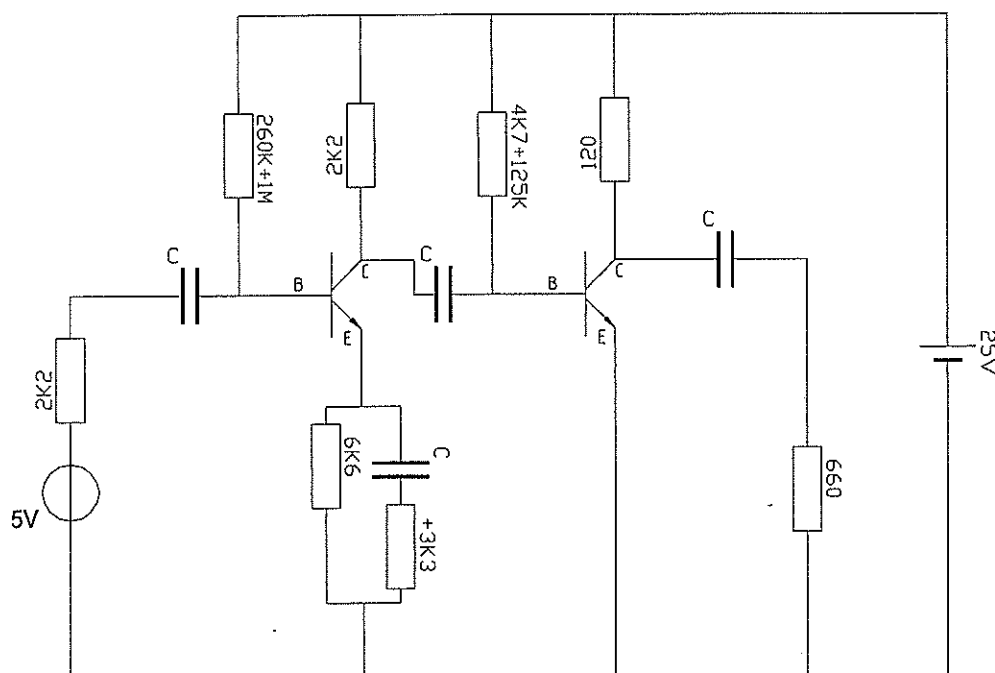
4.9.1.1 Doel

- Ervaring opdoen met het praktisch realiseren van een LF-versterker
- Controleren of de theoretische berekeningen overeenkomen met de praktijk
- Indien nodig versterker aanpassen.

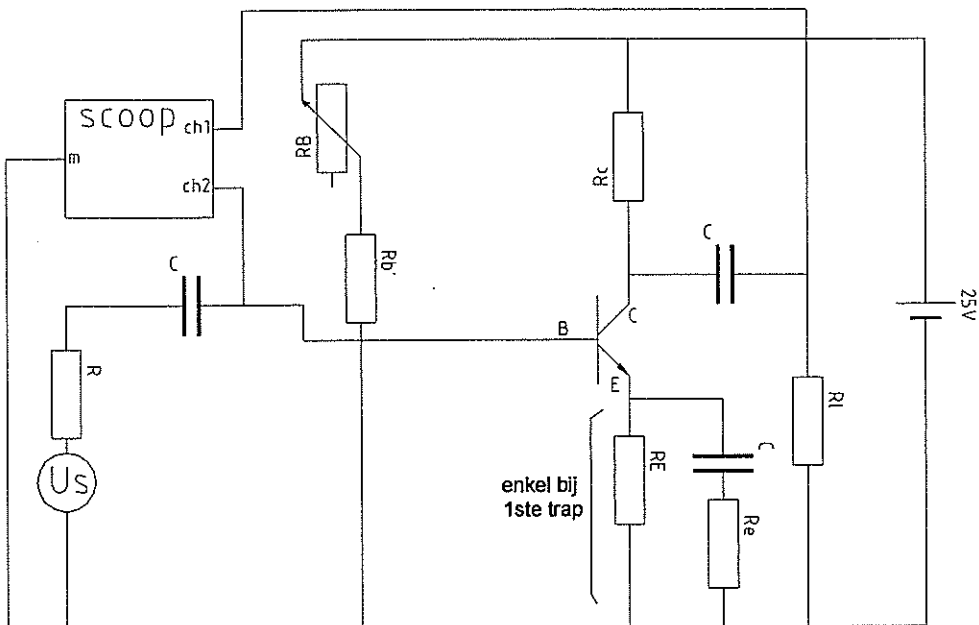
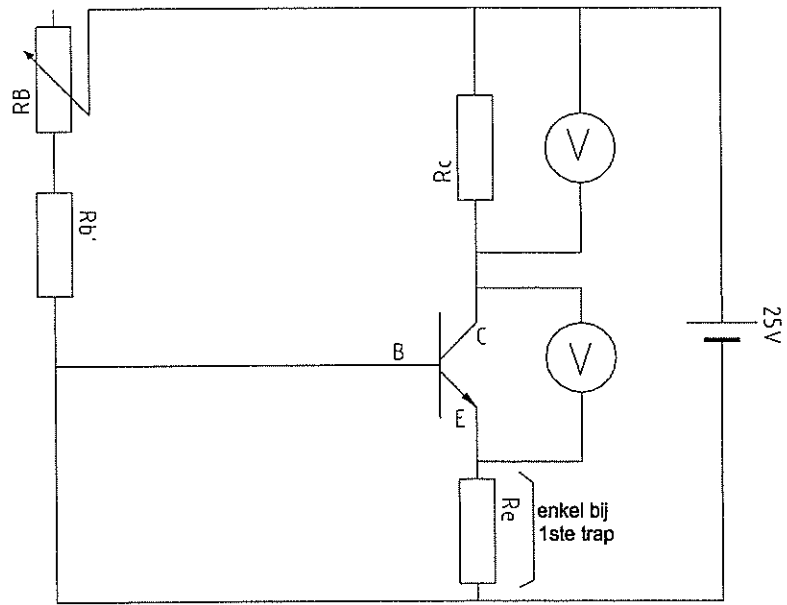
4.9.1.2 Werkwijze

- Versterker opbouwen.
- Gelijkstroominstelling van beide trappen controleren en zonodig bijregelen.
- Signaalbron en belasting op de tweede trap aansluiten.
- Oscilloscoop aansluiten op de tweede trap.
- Amplitude van de signaalbron regelen tot we een aan de uitgang van de versterker een uitgangsspanning van 12V krijgen.
- Stroom- en spanningsversterking, ingangsweerstand en uitgangsweerstand van de tweede trap berekenen.
- Belasting, signaalbron en oscilloscoop aansluiten op de eerste trap.
- Versterking eerste trap aanpassen aan de eigenschappen van de tweede trap.
- Stroom- en spanningsversterking, ingangsweerstand en uitgangsweerstand van de eerste trap berekenen.
- Beide trappen aan elkaar koppelen. Signaalbron, belasting en oscilloscoop aansluiten.

4.9.1.3 Schakeling



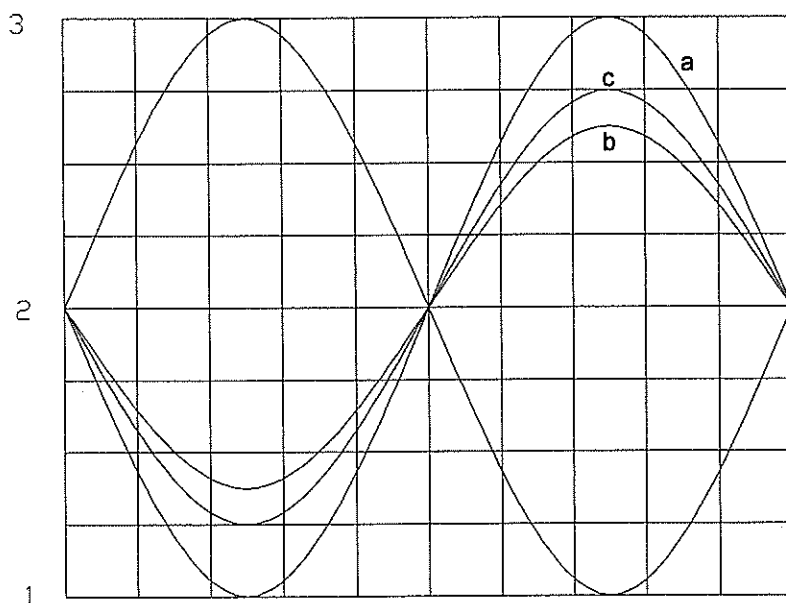
4.9.1.4 Meetopstelling



4.9.1.5 Meetresultaten (zie 4.8.1.4)

4.9.1.5.1 Meetresultaten van de tweede trap

Meting bij $u_{st} = 0,4V$



Stand schakelaar ac-dc:
AC AC

Nullijn op rasterlijn:
2 2

Stand schakelaar V/div.:
0,1V/div

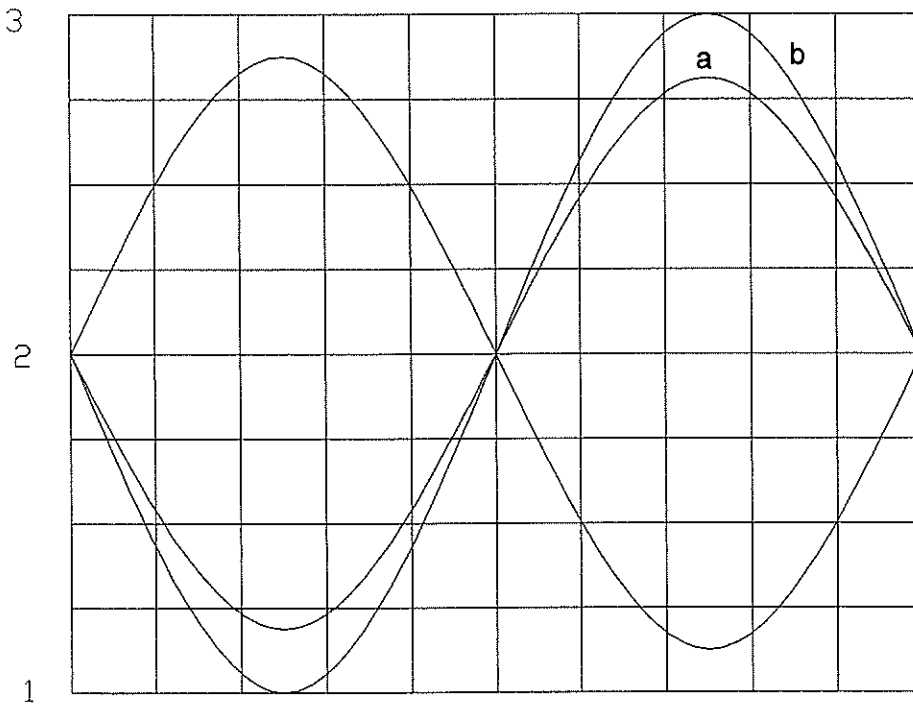
Stand schakelaar time/div.:
2 μ s/div

a. Gebruikte schaal: 0,1V/div
Uitgangsspanning: 0,4V t/t.
 $V_{Rc} = 12,5V$

b. Gebruikte schaal: 0,5V/div.
Uitgangsspanning: 2,5V t/t.
 $V_{Rc} = 7,5V$

c. Gebruikte schaal: 1V/div.
Uitgangsspanning: 6V t/t.
 $V_{Rc} = 3V$.

Meting bij $u_{st} = 0,4V$



Stand schakelaar ac-dc:
AC AC

Nullijn op rasterlijn:
2 2

Stand schakelaar V/div.:
1V/div 0,2V/div

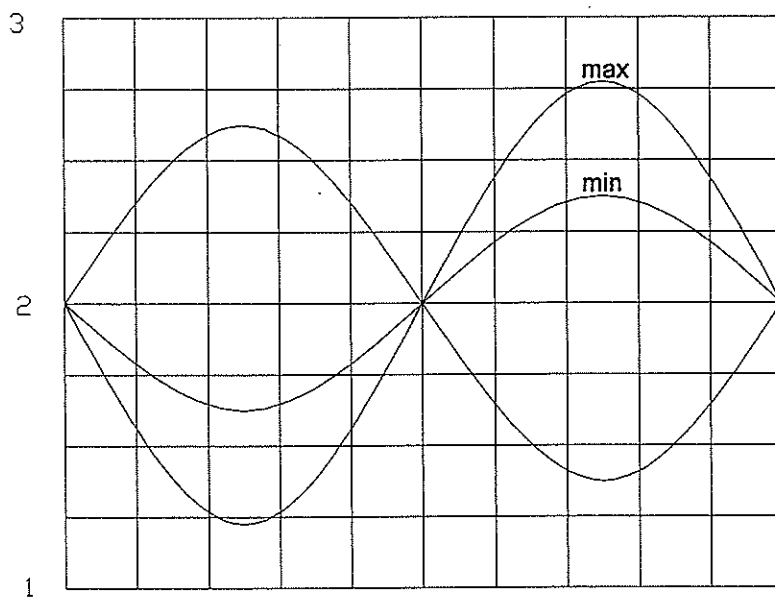
Stand schakelaar time/div.:
2 μ s/div

a. Gebruikte schaal: 1V/div.
Uitgangspanning: 6,5V t/t.
 $V_{Rc} = 3,8V$.

b. Gebruikte schaal: 1V/div.
Uitgangspanning: 8V t/t.
 $V_{Rc} = 6,5V$.
 $R_s = 600\Omega$

4.9.1.5.2 Meetresultaten van de eerste trap

Zonder belasting



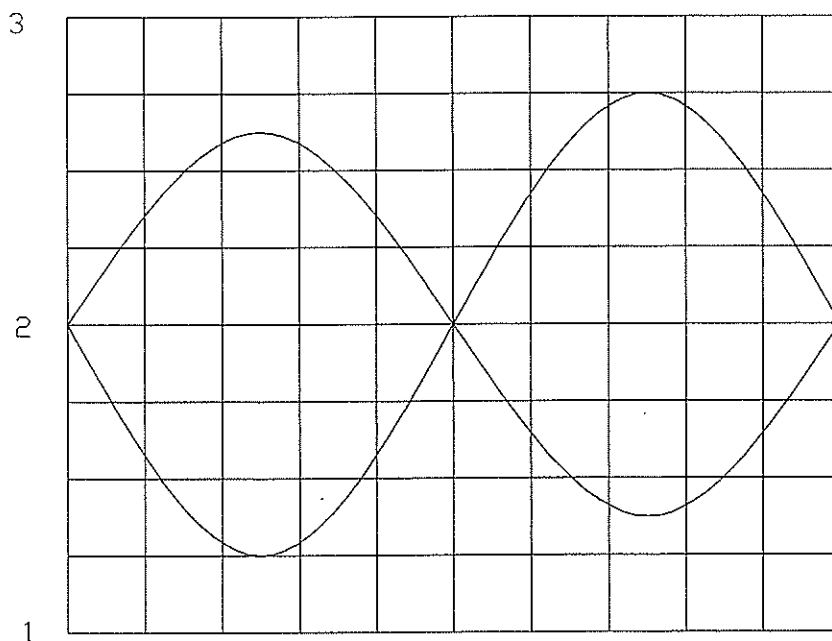
Stand schakelaar ac-dc:
AC AC

Nullijn op rasterlijn:
2 2

Stand schakelaar V/div.:
1V/div 1V/div

Stand schakelaar time/div.:
2 μ s/div

Met belasting



Stand schakelaar ac-dc:
AC AC

Nullijn op rasterlijn:
2 2

Stand schakelaar V/div.:
0,2V/div 1V/div

Stand schakelaar time/div.:
2 μ s/div

4.9.1.5.3 Meetresultaten van de volledige versterker

Deze meting werd niet uitgevoerd omdat de tweede trap helemaal niet voldeed aan de gestelde eisen en deze meting dus ook totaal geen zin had.

4.9.1.6 Beschouwingen

4.9.1.6.1 Tweede trap

$$V_{Rc}=3V \rightarrow I_c=30mA \rightarrow A_u=-6V/0,4V=-15$$

$$V_{Rc}=7,5V \rightarrow I_c=75mA \rightarrow A_u=-2,5V/0,4V=-6,25$$

$$V_{Rc}=12,5V \rightarrow I_c=125mA \rightarrow A_u=-0,4V/0,4V=-1$$

De berekende spanningsversterking lag tussen -10 en -33 . Enkel bij een collectorstroom van $30mA$ wordt een aanvaardbare waarde gehaald. Bij die waarde kunnen we echter maar $6V$ t/t uitsturen. Dit resulteert in een effectieve spanning van $4,2V$. De gewenste uitgangspanning bedroeg echter $12V_{rms}$.

De dalende versterking is waarschijnlijk te wijten aan een sterk dalende ingangs- en uitgangsweerstand. Bij de berekening van de versterker werd geen rekening gehouden met de uitgangsweerstand. We berekenen A_u opnieuw om de meetresultaten te verklaren.

$$h_{oe} = \frac{2k\Omega}{4} = 500\Omega$$

$$h_{ie} = \frac{1k\Omega}{4} = 250\Omega$$

$$R_W = R_c // R_L // h_{oe} = 74\Omega$$

$$A_{i\min} = \frac{h_{fe\min} \cdot R_V \cdot R_W}{h_{ie} \cdot R_L} = \frac{310 \cdot 250\Omega \cdot 74\Omega}{250\Omega \cdot 660\Omega} = 34,8$$

$$A_{u\min} = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_S} = -\frac{310 \cdot 74\Omega}{2200\Omega + 250\Omega} = 9,4$$

De berekende spanningsversterking is nog altijd groter dan diegene die we gemeten hebben. Oorzaak ???

4.9.1.6.2 Eerste trap

De uitgangsspanning bedraagt maximaal 0,6V. We wilden echter een maximale uitgangsspanning van 1,2V. De schakeling werkt maar voldoet niet aan al de vooropgestelde eisen. Omdat het verschil met de berekeningen echter klein is zullen we de schakeling ietwat overdimensioneren en daarna opnieuw uitmeten.

4.9.1.7 Besluit

Bij beide trappen is de gemeten uitgangsspanning kleiner dan in de berekeningen.

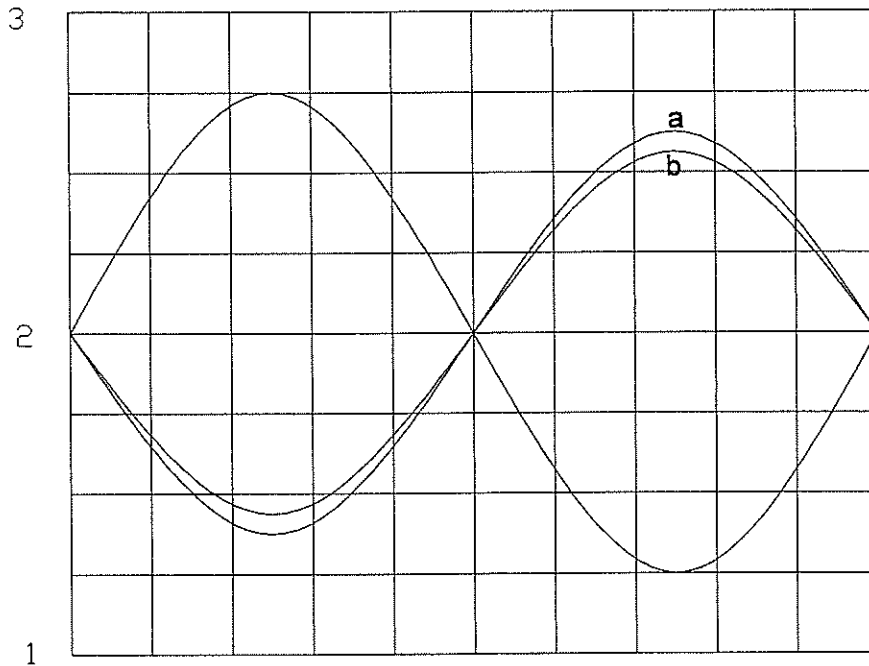
Bij de tweede trap is het verschil te groot! We zullen de hele trap opnieuw berekenen en ze genoeg overdimensioneren om in de praktijk zeker een voldoende hoge uitgangsspanning te bekommen. We zullen ook een vermogentransistor (BD135) gebruiken omdat de grote collectordissipatie (1,6W) problemen gaf bij de BC547B.

Bij de eerste trap is het verschil klein. We zullen de schakeling echter wel volledig opnieuw moeten bereken omdat de eisen die de laatste trap stelt anders zullen zijn dan nu. Ook hier zullen we de schakeling overdimensioneren.

4.9.1.8 Meetresultaten herwerkte schakeling (zie 4.8.1.5)

4.9.1.8.1 Eerste trap

Meting zonder belasting.



Stand schakelaar ac-dc:
AC AC

Nullijn op rasterlijn:
2 2

Stand schakelaar V/div.:
0,5V/div 1 en 2V/div

Stand schakelaar time/div.:
2 μ S

a. Gebruikte schaal: 1V/div.
Uitgangspanning: 5V t/t.

b. Gebruikte schaal: 2V/div.
Uitgangspanning: 8,8V t/t.

Meting met belasting.

- a. $R_L=1k\Omega$
Maximale uitgangspanning zonder vervorming: 3,4V t/t.
Minimale uitgangspanning: 0,88V t/t.

- b. $R_L=500\Omega$
Maximale uitgangspanning zonder vervorming: 2,2V t/t.

- c. $R_L=367\Omega$
Maximale uitgangspanning zonder vervorming: 0,8V t/t.

- d. $R_L=275\Omega$
Maximale uitgangspanning zonder vervorming: 0,6V t/t.

4.9.1.8.2 Tweede trap

Ingangsspanning zonder belasting: 2,8V t/t.

Ingangsspanning met belasting: 1V t/t.

Inwendige weerstand signaalbron: 600Ω.

Maximale uitgangsspanning zonder vervorming: 20V t/t = 14,1Vrms.

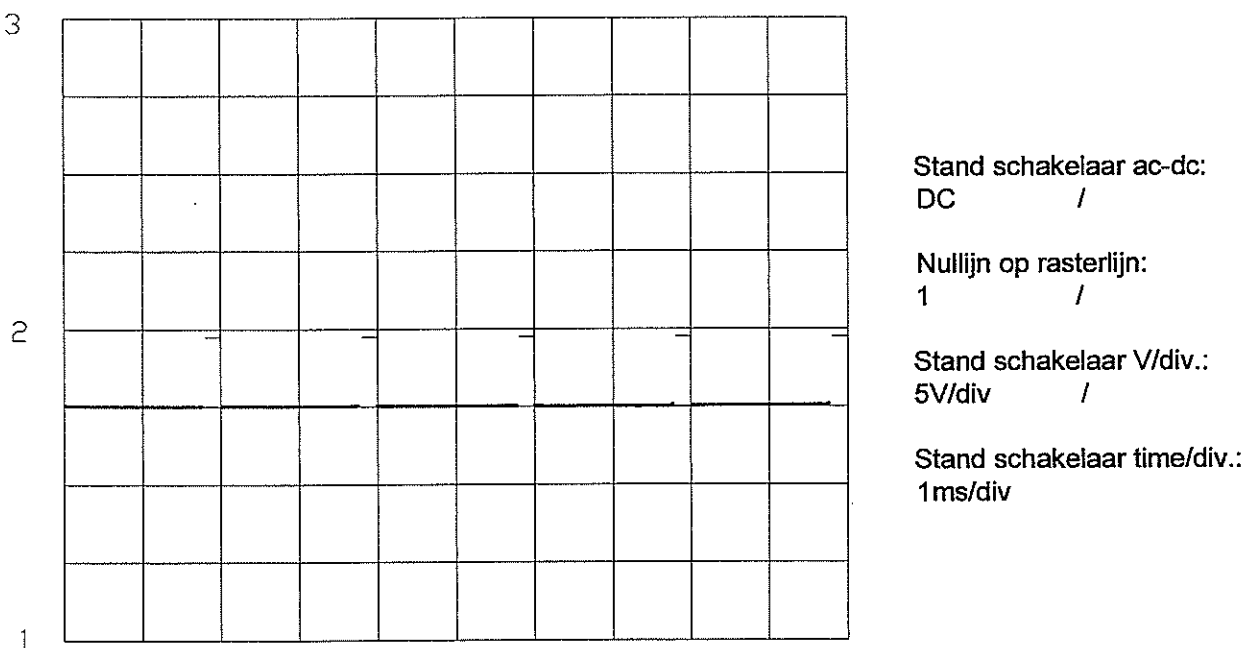
4.9.1.8.3 Volledige versterker

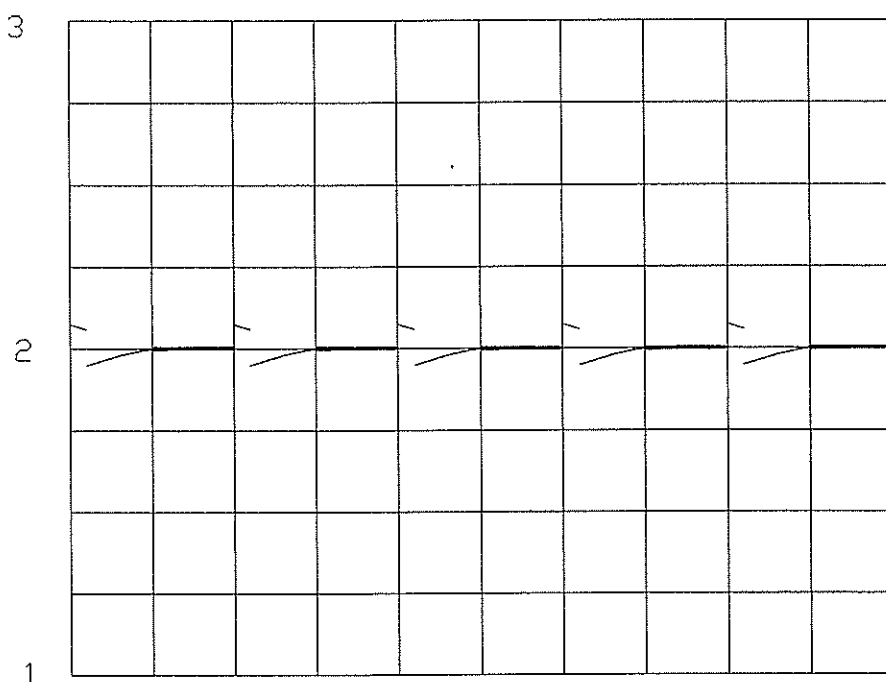
Ingangsspanning: 3V t/t.

Maximale uitgangsspanning zonder vervorming: 16V t/t.

4.9.1.8.4 Digitale schakeling aangesloten op de versterker

In figuur 4.1 hebben we gezien dat we de versterker aan en uit moeten kunnen schakelen om impulsen uit te zenden. Dit gebeurde door een commando die van de digitale schakeling kwam. Het aan- en uitschakelen gebeurt via een schakeling die je kan zien op figuur 4.47.





Stand schakelaar ac-dc:
AC /

Nullijn op rasterlijn:
2 /

Stand schakelaar V/div.:
0.5V/div /

Stand schakelaar time/div.:
1ms/div

Uit de metingen blijkt dat de spanning van de impulsen aan de uitgang van de versterker kleiner is dan wanneer de versterker in stationair bedrijf werkt. Dit komt waarschijnlijk omdat de koppelcondensatoren die tamelijk groot waren (enkele microfarads) meer tijd nodig hebben om terug op te laden.

Indien men de versterking manueel bedient kan men de uitgangsspanning nog net zien dalen of stijgen. Daaruit blijkt nogmaals dat het enige tijd vergt om de versterker aan of uit te schakelen.

We zullen dus kleinere koppelcondensatoren moeten gebruiken.

4.9.1.9 Beschouwingen

Indien we m.b.v. een signaalgenerator een wisselspanning met amplitude 1V rechtstreeks op de tweede trap aansluiten is de maximale uitgangsspanning 20V t/t. Bij de meting op de volledige versterker konden we maximaal 16V t/t uitsturen. Dit zou willen zeggen dat de eerste trap te vroeg in verzadiging gaat (te lage uitgangsspanning levert). Dit is te wijten aan de veronderstelling dat de ingangsweerstand 500Ω was terwijl de werkelijke waarde 333Ω is.

4.9.1.10 Besluit

4.9.1.10.1 Eerste trap

De maximale uitgangsspanning van de eerste trap bij een belasting van 500Ω bedraagt 2,2V t/t. De amplitude is dus 1,1V. De versterker werd berekend om bij die belasting een maximale amplitude van 2V uit te sturen. Deze versterker voldoet dus eigenlijk niet. We zullen deze trap moeten herberekenen en rekening houden met het verschil tussen de berekende en de gemeten waarden en het verschil in ingangsweerstand: 333Ω in plaats van 500Ω .

4.9.1.10.1 Eerste trap

De berekeningen gaven een uitgangsspanning tussen 20,8 en 21V t/t aan. De labometingen geven een maximale uitgangsspanning van 20V t/t aan. De gemeten waarde komen overeen met de berekende. De versterker voldoet aan de eisen.

4.9.1.11 Meetresultaten (zie 4.8.1.6)

Deze metingen konden wegens tijdsgebrek nog niet uitgevoerd worden.

4.9.2. Versterker II

Deze metingen konden nog niet uitgevoerd worden omdat de versterker wegens tijdsgebrek nog niet ontworpen werd.

4.9.3. Meting op de transducers

Deze meting kon nog niet uitgevoerd worden omdat de bestelde transducers niet tijdig binnen gekomen zijn.

5. Gegevensverwerking

5.1. Afstandsbepaling

De afstand tussen het doel en de antenne kan men bepalen door de tijd waarmee het uitgezonden signaal onderweg is te meten. Als men daarbij de voortplantings-snelheid van de uitgezonden golf kent kan men de afstand tot het doel bepalen.

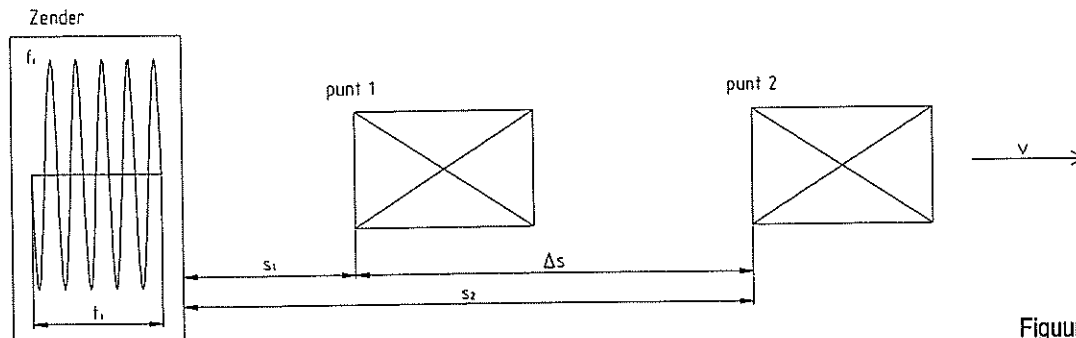
$$s = \frac{t \cdot c}{2} \quad \text{Formule 5.1}$$

In de bovenstaande formule wordt de voortplantingssnelheid c gebruikt van elektromagnetische golven. Het signaal is zowel heen als terug gegaan, we moeten dus de tijd halveren. (zie formule 5.1)

5.2. Snelheidsbepaling

Als het voorwerp zich met een snelheid v van de zender weg beweegt dan zal de ontvangen impuls lengte veranderen t.o.v. de verzonden impuls lengte.

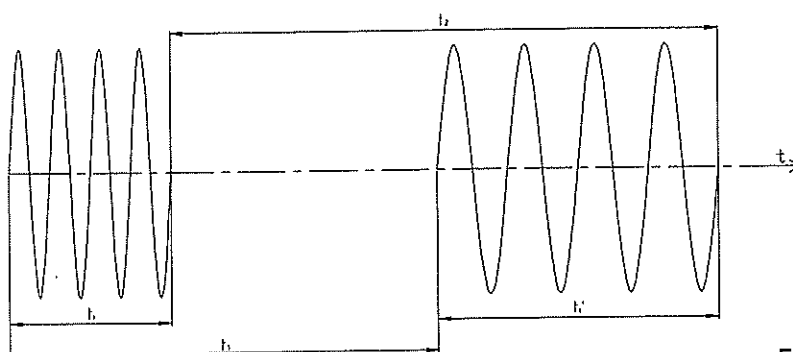
(Doppler-effect)



Figuur 5.1

Het signaal in punt (1) wordt weerkaatst op een afstand s_1 vanaf de zender. Na een tijd t_1 heeft het voorwerp zich met een afstand $s = v \cdot t_1$ verplaatst. Het signaal in punt (2) wordt dus weerkaatst op een afstand $s_2 = s_1 + v \cdot t_1$. De lengte van het teruggekaatste signaal zal dus langer worden. We werken in verdere formules met elektromagnetische golven waarbij de voortplantings-snelheid de lichtsnelheid v is.

$$t_1 = 2 \cdot \frac{s_1}{c} \quad \text{Formule 5.2}$$



$$\left. \begin{array}{l} t_2 > t_1 \Leftrightarrow \Delta t > 0 \\ \text{als } \Delta s > 0 \end{array} \right\} \Leftrightarrow v \text{ is positief}$$

$$\left. \begin{array}{l} t_1 > t_2 \Leftrightarrow \Delta t < 0 \\ \text{als } \Delta s > 0 \end{array} \right\} \Leftrightarrow v \text{ is negatief}$$

Figuur 5.2

$$t_2 = \frac{2(s_1 + v \cdot t_1)}{c} \quad \text{Formule 5.3}$$

Dit (formule 5.3) is nu de duur van het opgevangen signaal. Het opgevangen signaal bevat uiteraard evenveel perioden als het verzonden signaal, maar deze perioden worden uitgerokken in de tijd.

Gevolg: de frequentie van het opgevangen signaal zal dus ook veranderen.

$$\begin{aligned} t'_1 &= (t_2 + t_1) - t_1 \\ t'_1 &= \frac{2 \cdot v \cdot t_1}{c} + t_1 \end{aligned} \quad \text{Formules 5.4}$$

Oorspronkelijk signaal: aantal perioden $x = t_i/T = f_i \cdot t_i$ (met T als periode)

Opgevangen signaal: bevat evenveel perioden

$$f'_i = \frac{x}{t'_i} = \frac{c \cdot f_i}{2 \cdot v + c} \quad \text{Formule 5.5}$$

Uit deze formule (5.5) kunnen we de snelheid bepalen:

$$v = \frac{c \cdot f_i}{2 \cdot f'_i} - \frac{c}{2} = \frac{c(f_i - f'_i)}{2f'_i} \quad \text{Formule 5.6}$$

Aan de hand van de oorspronkelijke frequentie en de opgevangen frequentie kunnen we dus de snelheid van het voorwerp berekenen.

We moeten echter wel opmerken dat we hier de component van de snelheid berekenen volgens de richting van de uitgezonden golf. (Dus de rechte tussen zender en voorwerp).

De zin van de beweging hangt van het teken van de snelheid af: (zie fig.1)

positief: het voorwerp beweegt zich van de radar weg.

negatief: het voorwerp beweegt zich naar de radar toe.

5.3. Richtingsbepaling

De meeste radars bezitten afhankelijk van hun doeleinden een antenne die ronddraait. Dit om een beeld te krijgen van de omgeving. Men kan de richting van een doel bepalen door de hoek te meten waarop de antenne zich op dat moment bevindt. Hoe men praktisch deze hoek kan overbrengen naar de uitvoer- of verwerkingseenheid wordt onder andere besproken in hoofdstukken zes en zeven.

5.4. Hoogtebepaling

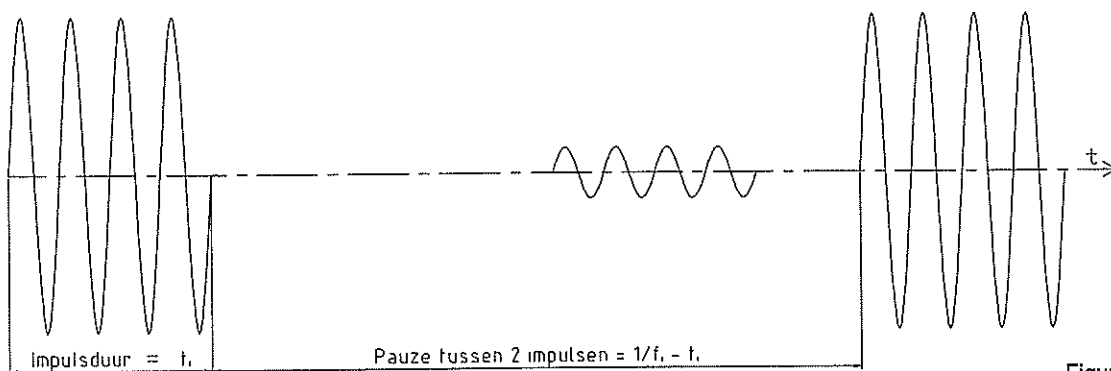
Bij de zogenaamde 3D-radars die vooral bij luchthavens en vliegtuigen te vinden zijn moet men de hoogte kennen. Het is onmogelijk om de hoogte te meten maar men kan echter wel de verticale hoek meten. Dit wil zeggen dat men net als bij de richtingsbepaling de antenne zal moeten laten draaien. Dit gebeurt nu vertikaal en uiteraard niet over de volledige hoek. Het luchtruim wordt als het ware systematisch onder verschillende hoeken afgespeurd.

5.5. Bereik radar

Het bereik van een radar wordt beperkt door:

- impulsduur
- frequentie van de impulsen
- hoogte van de antenne en van het te detecteren voorwerp
- gevoeligheid van de ontvanger
- sterkte van de zender
- de bundelingshoek van de antenne
- reflectie van het signaal door een doel.

5.5.1. impulsduur, frequentie van de impulsen



Figuur 5.3

f_i : herhalingsfrequentie impulsen

- minimum afstand afhankelijk van de impulsduur omdat er tijdens het uitzenden niet kan ontvangen worden.

$$t_i = \frac{2s}{c}$$

$$s = \frac{t_i c}{2}$$

Formules 5.7

- maximum afstand afhankelijk van de impulsduur en de pauze tussen 2 impulsen omdat er in dat interval wordt ontvangen

$$s = \frac{c(T_i - t_i)}{2} = \frac{c(1/f_i - t_i)}{2}$$

Formule 5.8

- voorbeeld:

$$t_i = 1 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$f_i = 5 \text{ kHz}$$

$$s_{\min} = 1.5 \text{ m}$$

$$s_{\max} = 30 \text{ km}$$

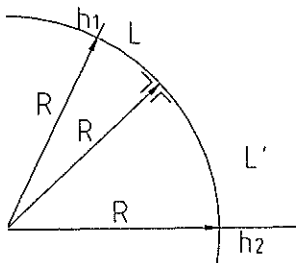
$$\text{Bereik} =]1.5 \text{ m}, 30 \text{ km}[$$

5.5.2. Gevoeligheid ontvanger

Zie hoofdstuk 3

5.5.3. Horizon, hoogte van de antenne en van het te detecteren voorwerp

Het bereik voor een radar op hoogte h_1 en een doel op hoogte h_2



$$L^2 + R^2 = (h_1 + R)^2 = h_1^2 + 2 \cdot h_1 \cdot R + R^2$$

h_1^2 is te verwaarlozen ten opzichte van $2h_1R$ en R^2

$$L = \sqrt{2 \cdot R \cdot h_1} = 112.87 \sqrt{h_1} \text{ km} \quad R = 6370 \text{ km (aardstraal)}$$

$$L' = \sqrt{2 \cdot R \cdot h_2} = 112.87 \sqrt{h_2} \text{ km}$$

$$\text{Totale afstand} = L + L' = 112.87 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ km}$$

In de praktijk zal de afstand iets groter zijn door diffusie na het raken van het aardoppervlak. Er is dus een afbuiging naar het aardoppervlak toe. Dit komt door de aantrekkingskracht tussen massa's als we de elektromagnetische golven als een stroom van massa's beschouwen.

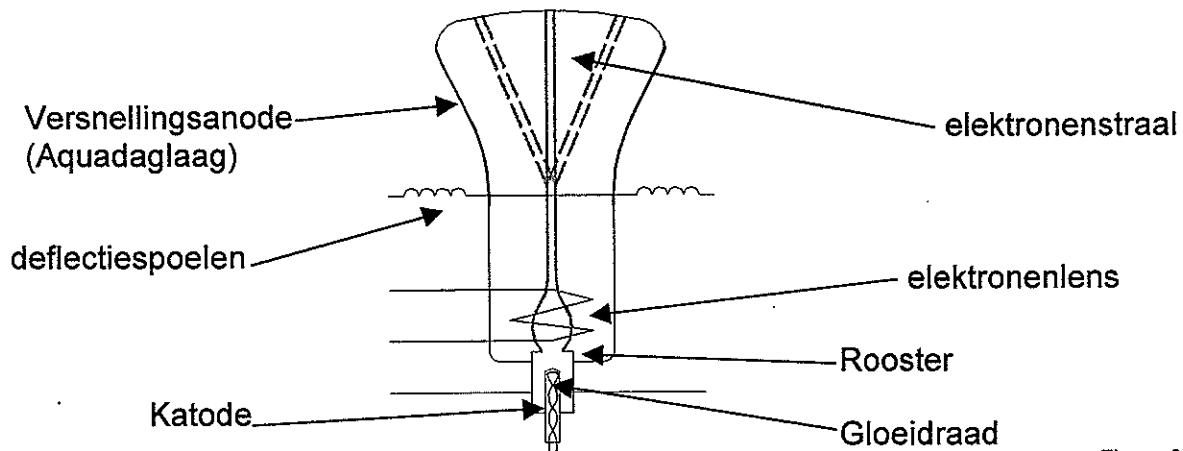
5.5.4. Totaal bereik

De aparte berekeningen houden natuurlijk enkel rekening met de specifieke beperking van het bereik. Om het eigenlijke bereik van de radar te berekenen moet men met alle belangrijke factoren rekening houden. Het totale bereik is dan het bereik dat voldoet aan alle deelbereiken.

3. Analoge gegevensverwerking

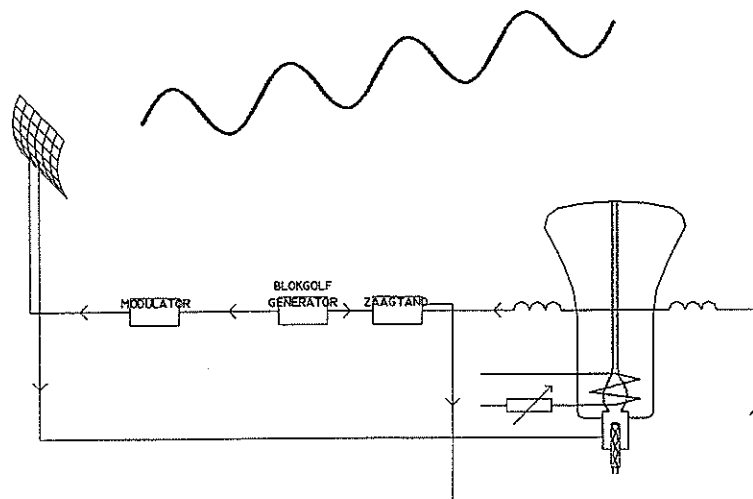
We zullen hier de werking van een panoramascherm of een P.P.I. (plan position indicator) bespreken. Hierbij komen we tot een voorstelling van de omgeving met de antenne in het midden. Deze voorstelling gebeurt door middel van een speciaal uitgevoerde oscilloscoop. Daarom kan het nuttig zijn om eerst nog eens het basisprincipe van de elektromagnetische oscilloscoop te schetsen.

Onderaan de oscilloscoop bevindt zich een gloeilichaam. Deze verhit de kathode



Figuur 6.1

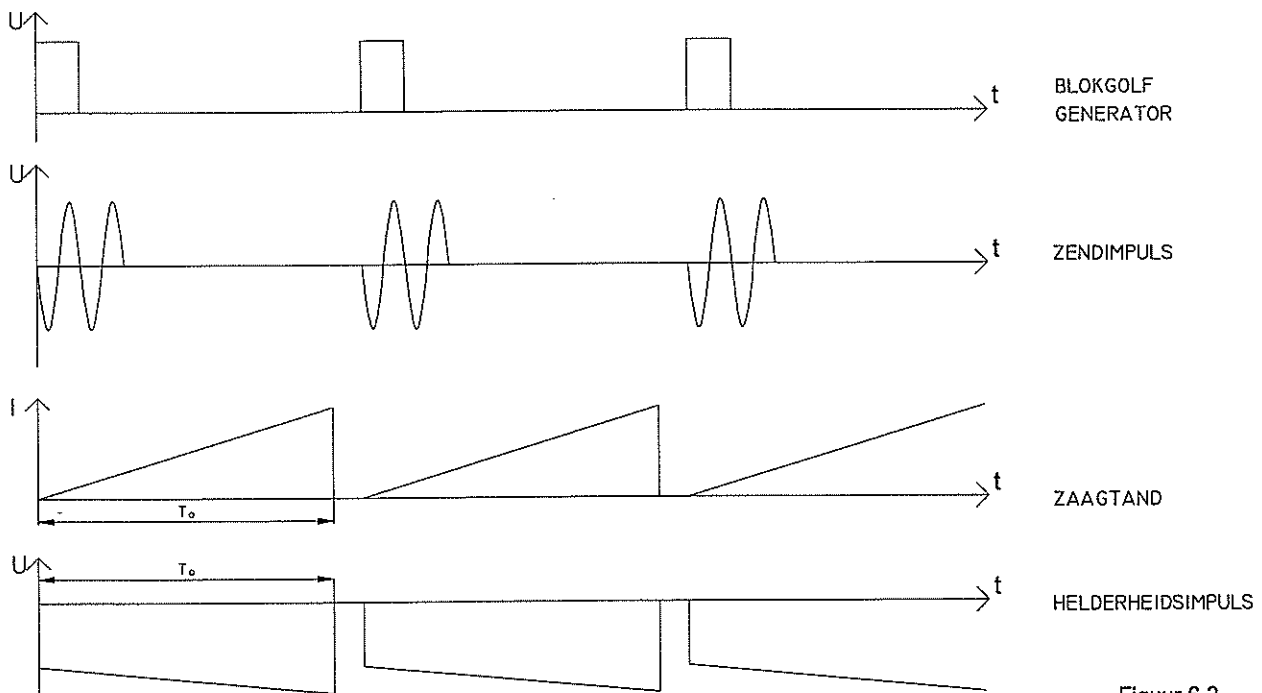
die elektronen uitzendt. Het rooster kan bepalen of de elektronen al dan niet doorgelaten worden en met welke intensiteit dit eventueel gebeurt. Als het rooster positief is laat het de elektronen door. Het rooster zorgt door zijn vorm al voor een eerste bundelende werking. Deze is echter niet voldoende en daarom worden de elektronen extra gebundeld door de elektronenlens. Deze bestaat uit een magnetische kern met een luchtspleet en wikkeling. De elektronenlens werkt elektromagnetisch. De focussering is dus afhankelijk van de grootte van de stroom in de wikkelingen. De anode bestaat uit een geleidende laag (aquadaglaag) waarop een spanning tussen 8 - 25 kV wordt aangebracht. Deze laag heeft tot functie de snelheid van de elektronen te verhogen. Als de elektronen op het scherm botsen verschijnt er op deze plaats door botsingswarmte een lichtvlek. De helderheid van de lichtvlek wordt bepaald door de hoeveelheid elektronen en de snelheid waarmee de elektronen botsen. De elektronenstraal wordt gericht door de



Figuur 6.2

deflectiespoelen die je zowel in X- als Y-richting kunt hebben. Deze staan in serie geschakeld. Als er een stroom doorvloeit wordt de elektronenstraal daar loodrecht op afgebogen. De zin van afbuiging is afhankelijk van de stroomzin in de deflectiespoelen.

Er wordt een blokgolf gegenereerd die ervoor zorgt dat op regelmatige tijdstippen een uitzendimpuls wordt uitgezonden (zie figuur 6.3 bovenaan). Dit signaal wordt al dan niet veel zwakker terug ontvangen. Er wordt een signaal met een frequentie van 45 Hz groter of kleiner dan de frequentie van het ontvangen signaal toegevoegd aan het ontvangen signaal. Het resulterend signaal heeft dan een middenfrequentie van 45 Hz en kan worden versterkt door een middelfrequentieversterker. Dit versterkte signaal (30–50 V) wordt op het rooster aangesloten. Als er een echo is dan is dit dus een positief impuls op het rooster, zodat dit rooster de elektronenstraal doorlaat. Er licht dus een punt op het scherm op bij het ontvangen van een echo. We laten een zaagtandstroom, die samen met het uitgezonden signaal start, door de deflectiespoelen stromen (zie figuur 6.3). Op deze manier wordt de elektronenstraal, als die er is, éénparig naar de buitenzijde van het scherm getrokken. Dit gebeurt telkens wanneer er een nieuw uitzendimpuls vertrekt. Zo licht er een punt op dat in schaal overeenkomt met de



Figuur 6.3

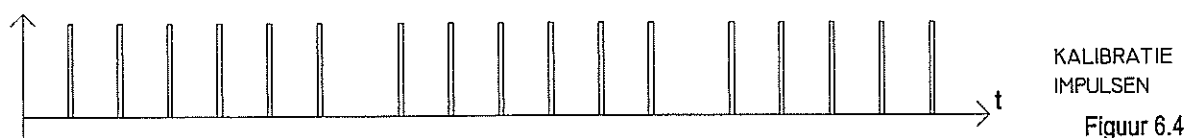
afstand tot het object. De grootte van het scherm stemt overeen met het bereik van de radar (T_0 op figuur 6.3). Is het bereik bijvoorbeeld 30 km en verschijnt er een punt op 1/3 van het scherm dan is de afstand tot het object dat het punt voorstelt 10 km.

Het is de bedoeling dat we tot een tweedimensionale voorstelling van de omgeving op het scherm komen. We kunnen de afstand tussen de radar en objecten op het scherm brengen. Als we de antenne laten ronddraaien, hebben we een hoek. We kunnen dus werken zoals bij een poolcoördinatensysteem met een hoek en een

de buis draaien, dan krijgen we een beeld van de omgeving. Op de kathode van de elektronenstraalbuis wordt een negatief helderheidsimpuls (zie fig 6.3) geplaatst. Hierdoor kunnen er enkel elektronen afgeschoten worden tijdens het impuls. Omdat de omtreksnelheid op het scherm van een ver object groot is, vervaagt het beeld. Daarom laten we het helderheidsimpuls lichtjes vergroten.

Door de lengte (T_0 op fig 6.3) van de zaagtandgolf en het helderheidsimpuls te wijzigen kan men het bereik veranderen. En dit zonder de snelheid van het zendimpuls, de sterkte van het zendimpuls en de rotatiefrequentie van de antenne te wijzigen.

Op een beeld waarvan je de schaal zomaar kunt wijzigen is het moeilijk om een afstand in te schatten. Daarom zullen we op het scherm kalibraties aanbrengen zodat we de afstand beter kunnen inschatten. Als we bijvoorbeeld een maximum bereik hebben van 30 km dan kunnen we zes kalibraties leggen op 5 km van elkaar. We maken deze ringen door telkens wanneer we op die afstand passeren een kalibratie-impuls uit te zenden. Doordat de opgelichte punten nog een tijd blijven oplichten krijgen we ringen op het scherm te zien.



Een systeem dat vroeger nog wel eens gebruikt werd om een afstand te bepalen was dat men met één kalibratie-impuls werkte die men kon laten variëren in tijd. Dit gebeurt met een knop. Op deze knop staat er een afstandsschaal. Men kan de ring dus laten variëren in straal tot dat deze op een object ligt waarnaar men de afstand wil bepalen. Men kan nu de afstand tot het object aflezen op de schaal.

7. Digitale verwerking

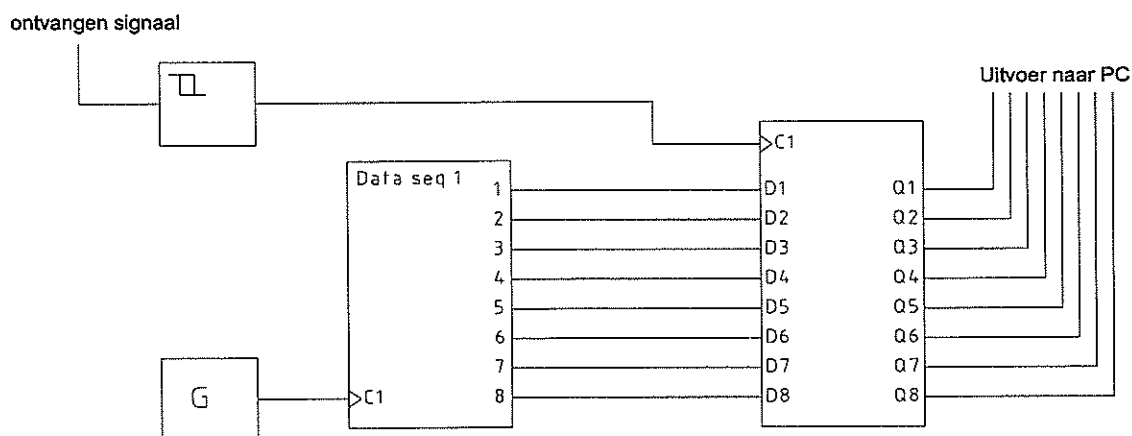
De analoge verwerking (zie vorig hoofdstuk) beperkt zich tot de weergave op een scherm. Met de digitale verwerking hebben we de mogelijkheid om de gegevens naar een computer te sturen. Dit zorgt voor veel meer toepassings-mogelijkheden die al dan niet al uitgewerkt zijn.

7.1. afstandsmeting

We maken gebruik van een data-sequence. Dit is een component die een aantal adressen bevat elk met een code van 8-bits of twee hexadecimale waarden. Deze adressen worden in volgorde afgelopen. De frequentie waarmee de adressen bezocht worden wordt bepaald door de klokingang (of een inwendige klok).

We zouden de afstand als een decimaal gegeven willen invoeren naar de PC. Als we de data-sequence als hexadecimale of als binaire teller gebruiken en hem laten starten bij het vertrek van het signaal dat we uitzenden dan kunnen we bij het ontvangen van dat signaal een code lezen op de uitgangen van de data-sequence. Dit is het basisprincipe dat achter de hele schakeling zit. Met een 8-bits kun je 256 verschillende codes maken. Dit betekent dat we bijvoorbeeld een bereik van 256 m in stukjes verdelen van 1 m met elk zijn eigen code. In heel wat toepassingen zal deze nauwkeurigheid niet volstaan. Dit is gemakkelijk op te lossen door een tweede data-sequence te plaatsen zodat je 16-bits uitvoer hebt. Ter vergelijking met 16-bits zou je op een zelfde bereik van 256 m een nauwkeurigheid kunnen halen van 3.9 mm. Zulke hoge nauwkeurigheid heeft men in veel gevallen nu ook niet nodig. Je kunt natuurlijk zelf één of meerdere bits bijcreëren. Elke bit die je bijmaakt betekent dat er dubbel zoveel adressen overlopen worden in een zelfde tijd. Dit zorgt dus voor een verdubbeling van de nauwkeurigheid bij een zelfde bereik. De klokken zullen dan een hogere pulsatiefrequentie moeten hebben. Er zijn dus grenzen aan de nauwkeurigheid hoewel de werksnelheden in de elektronica nog elke dag verhogen. Om de verdere werking uit te leggen gebruiken we slechts 8-bits.

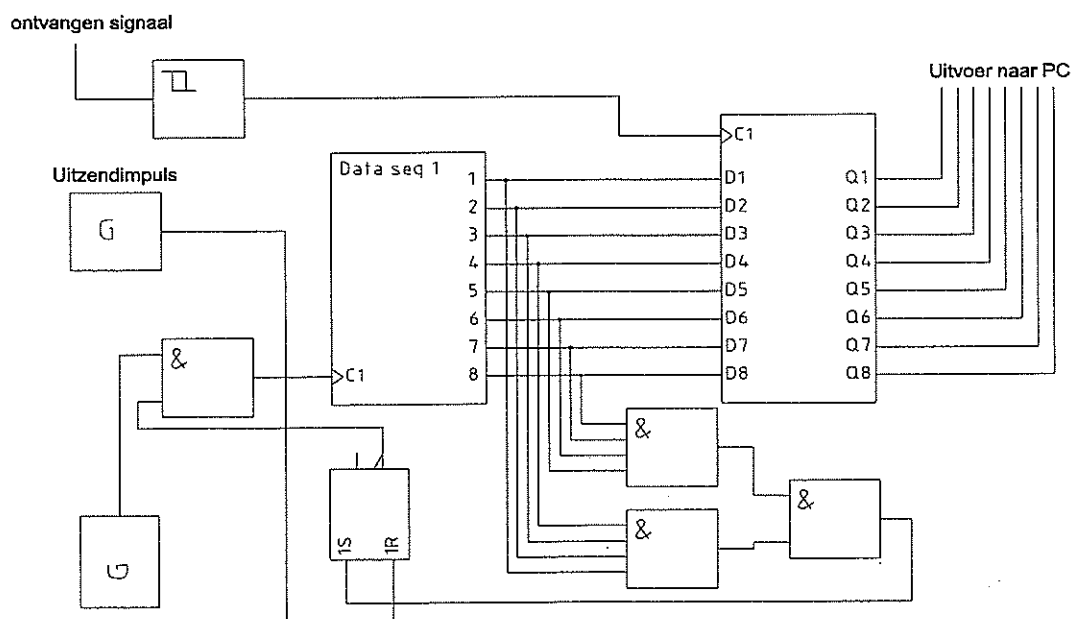
Op het moment dat er een signaal ontvangen wordt moeten de D-flipflops de waarde van de teller overnemen. Het inkomende signaal wordt met een smith-trigger omgezet naar een digitaal signaal ("0" of "1"). Op deze manier kunnen we voldoende flanksteilheid bekomen. Als klok voor de teller gebruiken we een astabiele multivibrator die een blokgolf genereert.



Figuur 7.1

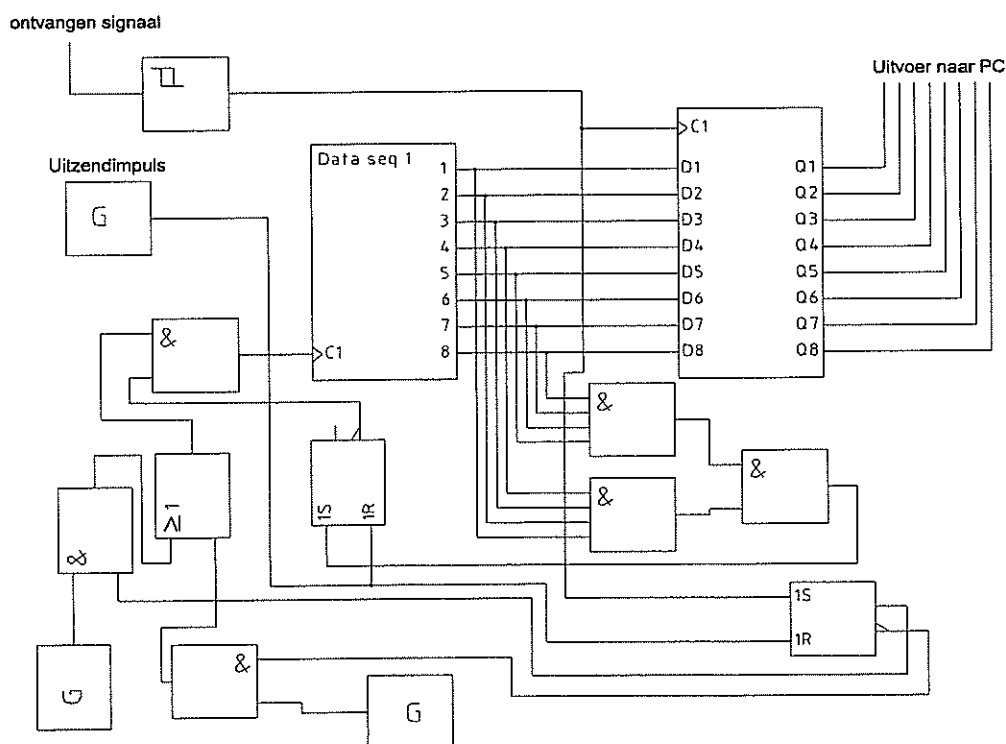
De teller zal moeten stoppen wanneer hij het laatste adres bereikt heeft. Als er een nieuw impuls wordt uitgezonden zal hij opnieuw moeten starten. Om dit te kunnen doen schakelen we de klok uit bij het bereiken van het laatste adres. Het laatste adres is "11111111". Door gebruik te maken van EN-poorten kunnen we dit gemakkelijk herleiden tot één signaal dat "1" wordt als het laatste adres bereikt wordt. Als dit signaal "1" wordt schakelen we de klok uit. Bij het uitzenden van een nieuw impuls moet de klok terug ingeschakeld worden. Daarom maken we gebruik van een gepoorte RS-flipflop. Deze moet gepoort zijn omdat we anders het set- en resetsignaal nog moeten inverteren.

De astabiele multivibrator maakt een blokgolf. Deze blokgolf wordt op een bepaald moment aan de klokingang van de teller toegevoegd. De mogelijkheid bestaat dat er snel een nieuwe puls komt maar het kan echter ook zijn dat er nog maar juist een puls geweest is. Er zal dus een fout optreden die maximaal één periode kan zijn. In dit geval kan de fout die door dit verschijnsel gecreëerd wordt maximaal $1/256$ zijn van het totale bereik.



Figuur 7.2

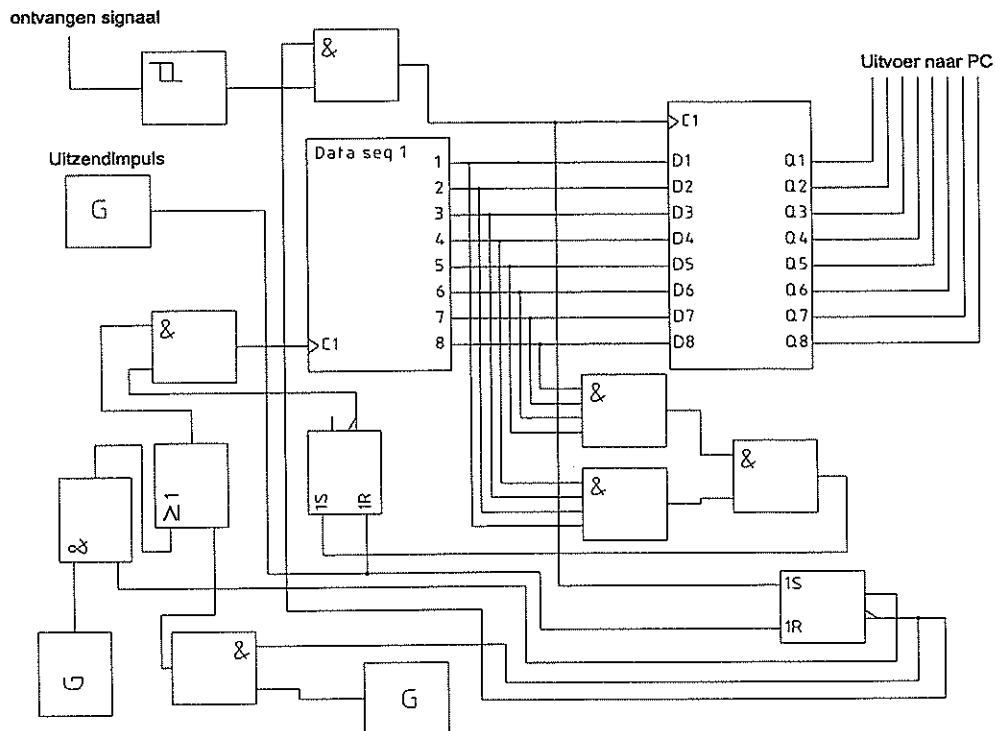
Als het signaal binnengekomen is dan blijft de teller lopen tot dat hij aan het laatste adres komt. Dit is tijdsverlies. Een data-sequence kan echter niet zomaar adressen overslaan en terug naar het eerste adres gaan. Daarom wordt er een tweede snellere astabiele multivibrator ingeschakeld om zo snel mogelijk naar het laatste adres door te lopen. Dit zou zinloos zijn als we het signaal uitzenden op regelmatige tijdstippen. Dit systeem biedt de mogelijkheid om een nieuw impuls uit te zenden als alles ingelezen en er klaar voor is. We zullen opnieuw een gepoorte RS-flipflop moeten gebruiken. Deze moet geset worden als er een signaal ontvangen wordt. Hij moet gereset worden tussen het moment waarop het laatste adres bereikt wordt en het moment waarop er een nieuw signaal vertrekt. Wij kiezen voor dat laatste omdat we dezelfde flipflop later nog eens zullen kunnen gebruiken. De twee uitgangen zijn altijd het tegengestelde van elkaar. Dit kunnen we nu net goed gebruiken. Als de ene astabiele multivibrator ingeschakeld is moet de andere uitgeschakeld zijn en omgekeerd. De flipflop wordt geset als er een signaal binnenkomt. Daardoor wordt de niet-inverse uitgang "1". Op dat moment moet de traagste klok ingeschakeld worden. We gebruiken dus de niet-inverse uitgang om de traagste klok in te schakelen en de inverse uitgang om de snellere klok in te schakelen.



Figuur 7.3

Bij het ontvangen van een signaal begint de teller sneller te tellen. Als er op dat moment opnieuw een signaal binnenkomt dan worden de verkeerde data van de data-sequence door de uitgangen van de D-flipflops overgenomen. We zullen de ingang dus moeten beveiligen zodat de D-flipflops de data slechts één maal per uitzendimpuls kunnen overnemen. Het signaal waarmee we invoer verbieden moet starten bij het ontvangen van een uitzendimpuls en stoppen als er opnieuw een

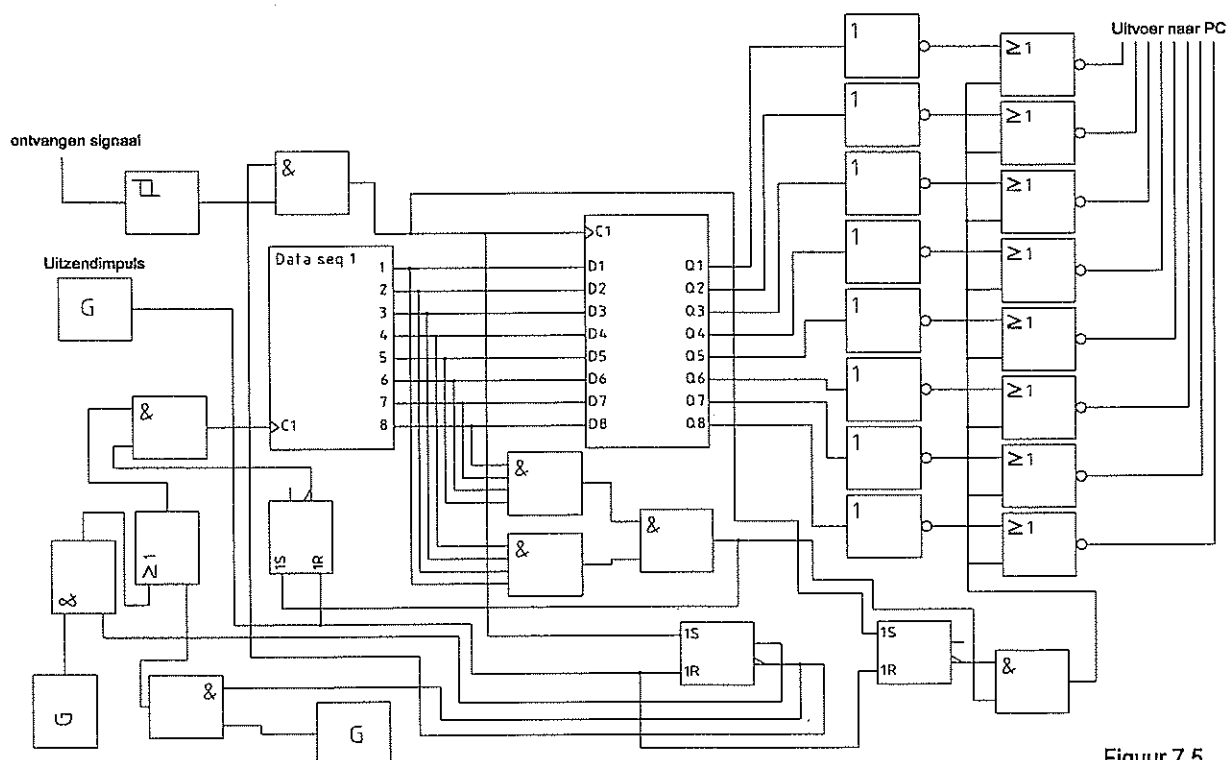
impuls wordt uitgevoerd. Het is een gelukkig toeval dat we al een flipflop hebben die juist op deze momenten geset en gereset wordt. Door gebruik te maken van een EN-poort kunnen we de invoer verbieden. Er kan dus slechts invoer zijn als we op de overige ingang van de EN-poort "1" geven. Om dit te bekomen zullen we dat signaal moeten halen van de inverse uitgang van de flipflop.



Figuur 7.4

Indien het uitzendimpuls door geen enkel object weerkaatst is dan komt er geen impuls op de ingang van de D-flipflops. Dit wil zeggen dat de uitgangen nog altijd dezelfde waarden bevatten als bij de laatste keer dat er een echo ontvangen is. De computer die deze waarden inleest kan niet weten dat er geen echo is. Om dit probleem te vermijden gebruiken we een vaste code met als betekenis voor de PC dat het uitzendimpuls niet gereflecteerd is. Noodgedwongen moet je dus het aantal stukjes waarin je het bereik kunt delen dus met één verminderen. In dit geval zijn er dus nog 264 verschillende waarden. We hebben de keuze tussen de code "00000000" of "11111111". Wij kiezen de code "00000000". Dit lijkt op het eerst zicht geen goede keuze maar ze is wel overwogen. Ten eerste is het in veel gevallen niet nodig en soms zelfs vervelend om de dichte omgeving rond de radar antenne te kennen (Een schipper is bijvoorbeeld niet geïnteresseerd in de mast die naast zijn radar staat). Anderzijds biedt het wegvallen van de code "00000000" een gedeeltelijke oplossing voor het probleem dat we straks zullen behandelen. We zullen opnieuw moeten gebruik maken van een RS-flipflop om te bepalen wanneer de uitgevoerde data "0" moeten worden. De flipflop zal moeten geset worden, als er een signaal ontvangen wordt. Zoals de andere flipflops zal ook deze flipflop gereset moeten worden bij het vertrekken van een nieuw uitzendimpuls. De

data "00000000" moet slechts als uitvoer verschijnen, als we weten dat er geen echo meer zal ontvangen worden. Vanaf het moment dat de teller niet meer telt, meer bepaald als de data op de uitvoer van de teller "11111111" is, mag de uitvoer naar de PC de waarde "00000000" worden. Daarom gebruiken we een EN-poort. We zouden moeten bekomen dat bij een "1" signaal op de uitgang van de EN-poort de uitgevoerde data "00000000" moet zijn. Dit wil zeggen dat de uitgangen van de D-flipflop geen rol meer spelen. Om bij een "1" signaal "0" te krijgen moeten we alvast een inverterende poort gebruiken. Als de ene ingang van de poort "0" is moet de uitgang onafhankelijk zijn van de waarde van de andere ingang. We kiezen dus voor een NOF-poort. In dit geval hebben we er acht nodig (voor elke bit uitvoer één). De data worden echter geïnverteerd door de NOF-poort. Daarom moeten we het signaal vooraf eerst eens inverteren met een NOF-poort.



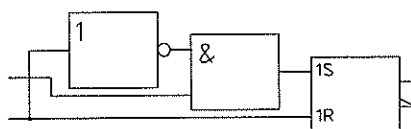
Figuur 7.5

We hebben echter geen rekening gehouden met de verboden toestand van de flipflops. Als er gelijktijdig geset en gereset wordt dan zijn de uitgang en de inverse uitgang beiden "1". Alle drie de RS-flipflops worden geset door het uitzendimpuls. Bij twee van de drie flipflops wordt enkel de inverse uitgang gebruikt. Als er gereset wordt heeft de inverse uitgang hoe dan ook de waarde "1". Ook als er ondertussen geset wordt. De reset heeft hier als het ware voorrang op de inverse uitgang. Er kan dus niet geset worden terwijl er gereset wordt. Eén van de twee flipflops wordt geset door het binnenkomen van een nieuw signaal. Er kan dus niet geset worden tijdens het resetgebied. Als er een echo ontvangen wordt tijdens het uitzendimpuls en er komt later geen echo meer binnen dan krijgt de uitvoer de waarde "00000000". Het bereik waarin ontvangen kan worden wordt als het ware verkort met het uitzendimpuls. Aangezien dat we de data "00000000" daarnet al

reserveerden voor geen ontvangst moet het uitzendimpuls wegvallen voordat de volgende data op de uitgang van de teller komen. Als het impuls te kort is voor uitvoer moeten we een kort impuls opwekken met een astabiele multivibrator die we gebruiken voor de sturing. Dit impuls kan met een niet-herstartbare monostabiele multivibrator worden verlengd tot het uitzendimpuls.

Voor de andere RS-flipflop is er geen probleem. Het is zo goed als onmogelijk dat er gelijktijdig geset en gereset wordt. De set komt van het signaal dat de data "11111111" op de uitgang van de teller waarneemt. Dit signaal overlapt in normale omstandigheden het uitzendimpuls niet. Er doen zich hier dus geen problemen voor.

Bij de derde flipflop wordt echter zowel de uitgang als de inverse uitgang gebruikt. Dit heeft tot gevolg dat de snelle en de trage klok tegelijk ingeschakeld worden. De twee signalen worden met een OF-poort samengevoegd. Ze worden als het ware opgeteld. Als er een uitzendimpuls is en er wordt ondertussen een echo ontvangen dan begint de teller sneller te tellen. Op het moment dat de echo wegvalt telt de teller trager verder. Er kan zelfs nog opnieuw een echo ontvangen worden. Indien er geen echo binnenkomt worden de data "00000000". Buiten het feit dat de teller een tijdje sneller geteld heeft is er geen probleem. We zullen dus de RS-flipflop moeten beveiligen voor zijn verboden toestand. Als er gereset is mag het niet mogelijk zijn om te setten. We zullen dit op de volgende manier proberen te vermijden.



Figuur 7.6

We hebben deze schakeling getest op computer in een simulatiepakket. We hebben daarbij geen extra fouten of moeilijkheden vastgesteld.

7.2. Hoekmeting

Er zijn een aantal mogelijkheden om de hoek te bepalen. Afhankelijk van de motor en het systeem waarmee de computer werkt en de toepassing zijn er verschillende systemen mogelijk. Elk systeem heeft wel zijn voor- en zijn nadelen.

7.2.1. Met behulp van een stappenmotor

We kozen voor dit systeem omdat het een aantal voordelen heeft. Een stappenmotor kan digitaal gestuurd worden. Dit wil zeggen dat de mogelijkheid bestaat om hem met de computer te sturen. Zo kan hij bijvoorbeeld een bepaald gedeelte afspeuren in plaats van volledige omwentelingen te maken.

Via programmeerwerk zou het zelfs mogelijk kunnen zijn om de antenne een bepaald object te laten volgen.

Een stappenmotor kunnen we laten draaien per stap van $1/4$ omwenteling of $1/8$ omwenteling naargelang de sturing. Het biedt ons dus de mogelijkheid om de antenne in stapjes te laten draaien. Per stap kunnen we dan een afstandsmeting uitvoeren. Als we de hoek die de antenne verdraait gelijk stellen aan de spreidingshoek van de golf die we uitzonden dan kunnen we van een object met zekerheid zeggen dat het in een bepaald interval ligt. Dit kan voor sommige toepassingen interessant zijn. De overgang van een hoek van 90° of 45° kan gebeuren door middel van riem-, tandriem- of tandwieloverbrenging. Deze laatste twee zullen wat moeilijkheden vragen omdat niet alle diameters mogelijk zijn (aantal tanden). En bij riemoverbrenging komt er nog een factor slip kijken.

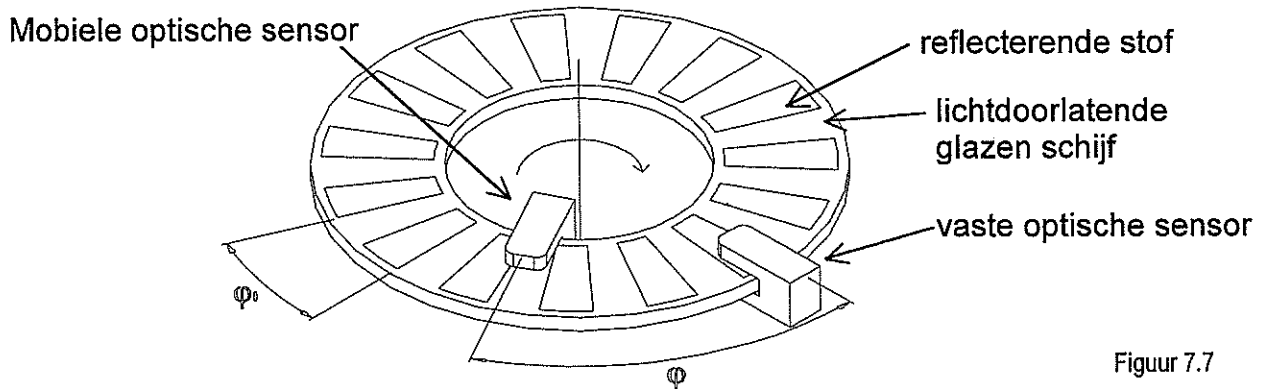
Als de antenne telkens over een vaste hoek draait dan kan de PC zonder enige extra invoer de hoek bepalen. We mogen natuurlijk niet vergeten dat er op elke hoek een fout zit. Deze fout zal steeds ongeveer even groot zijn. Op lange termijn zou dit een verdraaiing van het beeld betekenen. Dit verschijnsel zal in veel gevallen niet mogen optreden. Het is dus zoeken naar een oplossing.

Door de antenne zeer lang te laten ronddraaien en de hoek te meten kan de fout sterk beperkt worden. Het ronddraaien van de antenne voor de ijking moet zoveel mogelijk in de werkomstandigheden van het systeem gebeuren. Op deze manier kan men de gemiddelde hoek zeer nauwkeurig bepalen. Dit wil zeggen dat men voor elke radar die men maakt deze hoek moet bepalen door de radar lang te laten draaien.

Bij een continu of lang werkende radar zou deze fout toch terug naar voor komen op lange termijn. We moeten hiervoor dus iets anders vinden. We zullen een controleschakeling moeten gebruiken. Op de antenne brengen we een sensor aan. Bij het voorbijkomen van de sensor wordt er een signaal gegeven. We zenden dit signaal door naar de computer. Het is niet mogelijk om op deze manier exact de grootte van de fout op te meten en ze op te tellen bij of af te trekken van de gekende hoek. Dit komt omdat de antenne hoogstwaarschijnlijk de sensor zal voorbijkomen terwijl hij aan het draaien is. De computer weet echter enkel op het moment dat er een afstandsmeting gedaan wordt waar de antenne zich bevindt. Men kan echter wel de eerstvolgende hoek na het passeren van de sensor als de nulhoek beschouwen. De fout die dan gemaakt wordt per omwenteling wordt een stuk groter. Maar de grote fouten op lange termijn worden op deze manier vermeden.

De volgende methode maakt gebruik van een ronddraaiende glazen schijf en is veel nauwkeuriger dan deze van daarnet. De schijf is opgedeeld in 1024 sectoren. Deze sectoren bestaan uit een lichtdoorlatende strook en een reflecterende strook. Twee optische sensoren, één vaste en één mobiele waar naar we meten staan over de schijf. Gedurende de meting draait de schijf zodat we van de twee sensoren een blokgolf ontvangen. Deze is ontstaan door het afwisselend al dan

niet doorlaten van licht. De blokgolf van de mobiele sensor zal verschoven zijn ten opzichte van deze van de vaste sensoren.



Figuur 7.7

De te meten hoek φ wordt dan

$$\varphi = \Delta\varphi + n \cdot \varphi_0$$

met $\Delta\varphi$ het faseverschil

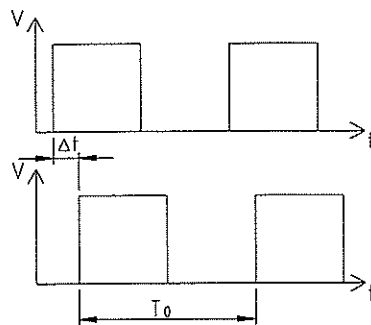
n het aantal tussenliggende sectoren

φ_0 de hoek van een sector

Formule 7.1

Het aantal tussenliggende sectoren n kunnen we bepalen door ze op te tellen met een teller. We kunnen ook de hoek ruwweg bepalen omdat er gewerkt wordt met een stappenmotor en zo n bepalen.

We kunnen het faseverschil Δt meten. Dit is zeer moeilijk omdat het om zeer kleine tijden gaat. We doen dit 512 maal en kiezen een gemiddelde. De schijf zal toch een volledige omwenteling moeten maken omdat er telkens een periode T_0 nodig is voor de verwerking.



Figuur 7.8

$$\frac{\Delta t}{T_0} = \frac{\Delta \varphi}{\varphi_0}$$

Formule 7.2

Δt , T_0 , φ_0 kunnen we meten zodat we $\Delta \varphi$ kunnen bepalen.

7.2.2. Met behulp van het toerental

Aan de hand van het toerental kunnen we op elk moment de huidige hoek kennen. Met een tacho kunnen we het toerental meten. Dit is een gelijkstroommotor met permanente magneten. Aan de hand van de opgewekte spanning die men meet kan men het toerental bepalen. Het is noodzakelijk dat er zich in de verwerkingseenheid een nauwkeurige klok bevindt. Dit moet omdat hij op elk moment moet weten hoelang en met welke snelheid de antenne draaide. Het is onvermijdelijk dat er meetfouten op de bepaalde snelheid zitten. Dit zou op lange termijn tot een opstapeling van fouten kunnen zorgen. In normale omstandigheden zullen de fouten zich hier echter niet opstapelen maar ze zullen elkaar waarschijnlijk tegenwerken.

7.2.3. Met behulp van sensoren

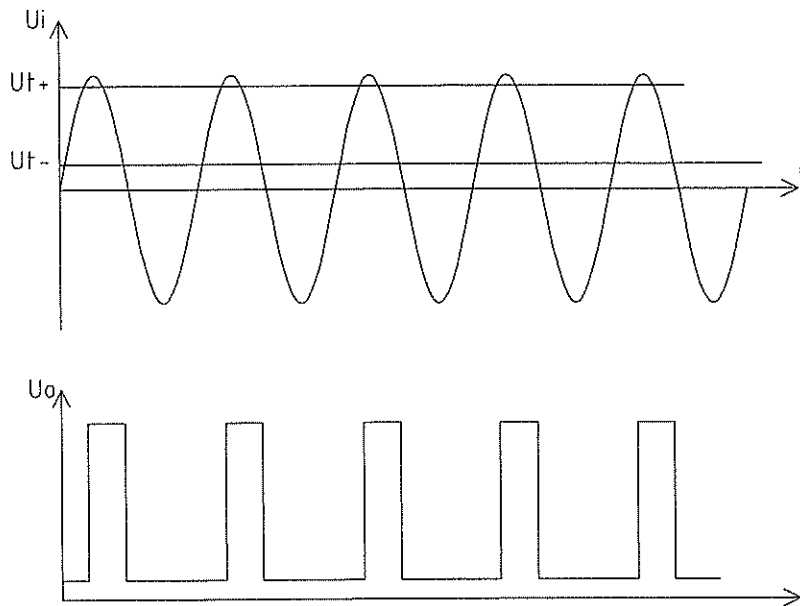
Een derde mogelijkheid en misschien wel deze die het minst problemen oplevert op lange termijn is het ijken van de antenne. We brengen sensoren aan zodat er bijvoorbeeld bij elke kwartdraai van de antenne een signaal wordt doorgegeven aan de computer. Via inter- en extrapolatie is het op elk moment mogelijk om de hoek op welk moment dan ook vrij nauwkeurig te bepalen.

7.3. Snelheidsbepaling

In vorige hoofdstukken bespraken we reeds hoe de snelheid van een voorwerp te bepalen was met een radar. Het principe steunt op het Doppler-effect. Dat effect zegt dat de frequentie van de echo niet meer dezelfde is als van het uitzendimpuls als het doel zich van de antenne weg of naar de antenne toe beweegt. We moeten dus duidelijk de frequentie van de echo gaan meten. Die frequentie kan naar een computer doorgestuurd worden om daar verwerkt te worden tot een snelheid.

We willen de frequentie van een sinusvormig signaal meten. Aangezien deze meting volledig digitaal gebeurt moeten we de sinus via een Schmitt-trigger omzetten naar een blokgolf met voldoende flanksteilheid. We weten dat een Schmitt-trigger een willekeurig verlopend signaal omzet naar twee triggerniveaus. Met een wisselspanning gebeurt dit dus ook. We bekommen dus een blokgolf die er uitziet zoals in figuur 7.7.

De frequentie van de echo kun je meten door het aantal pulsen te tellen in een bepaald interval. Ofwel kun je de periode meten. Verder zullen we hier de frequentie bepalen via een combinatie van de twee. We zullen de tijd meten waarin



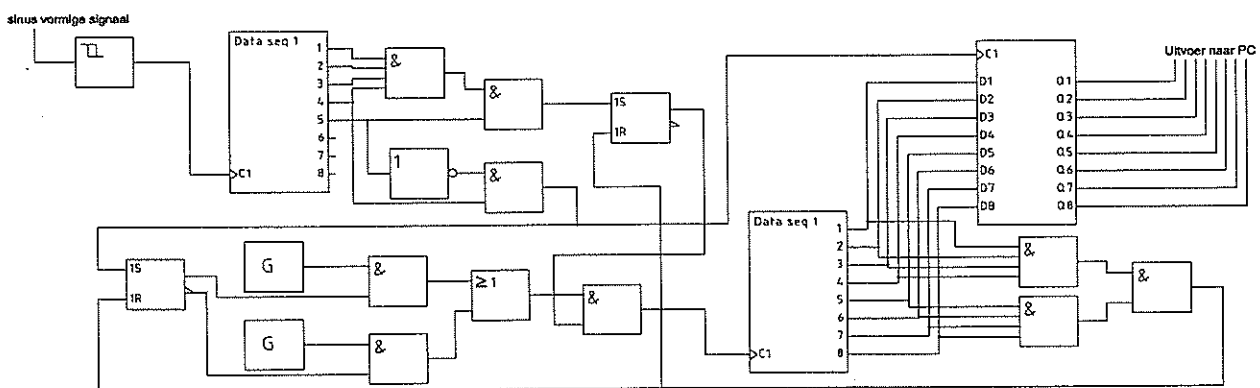
Figuur 7.9

er een vast aantal pulsen ontvangen wordt. Zowel voor het tellen van de pulsen als voor het meten van de tijd gebruiken we opnieuw een data sequence. Om de pulsen te tellen sluiten we het uitgangssignaal van de Schmitt-trigger aan de klokingang van de teller. Met de andere data-sequence meten we de tijd. Deze wordt dus gestuurd door een astabiele multivibrator die een blokgolf genereert. We gebruiken opnieuw een data sequence met acht uitgangen en dus 256 mogelijkheden. Dit speelt een rol in de keuze van het aantal pulsen waarvan we de tijd meten en dus tellen met de andere teller. Hier kozen we voor 32 pulsen omdat we daarvoor een signaal vinden op de vierde uitgang van de eerste teller. De vierde uitgang omdat de data sequence in principe werkt zoals een toggle-flipflop. Bij een positieve flank wijzigt de uitvoer van de data sequence. Dit heeft tot gevolg dat er twee periodes van de sinus nodig zijn om één maal te tellen. Bij het bereiken van de vierde uitgang is de teller aan zijn zestiende tel toe, er zijn dus al 32 periodes van de sinus voorbij.

Bij het bereiken van dit signaal moet de waarde op de andere teller die de tijd meet overgenomen worden door de uitgangen van een achtvoudige D-flipflop, zodat deze kunnen uitgevoerd worden voor verdere verwerking. Na de overname op de D-flipflops moet de tweede teller (versneld) doortellen tot hij de data "11111111" bereikt heeft. We moeten daarvoor echter ruimte voorzien bij de eerste teller omdat de tweede teller nog niet klaar is om onmiddellijk opnieuw tijd op te nemen. Wij voorzien hier in deze schakeling 32 adressen. Het signaal waar we het daarnet al over hadden (op de vierde uitgang van de eerste teller) kan echter (afhankelijk van het aantal adressen dat de eerste teller bevat) verschillende keren voorkomen. In ons geval komt het signaal dus twee maal voor. De tweede keer dat het signaal voorkomt is de tweede teller versneld aan het doortellen. Er zou dus een verkeerde waarde doorgegeven worden. We moeten het signaal dat we op de vierde uitgang vonden dus beperken tot de eerste keer dat dit voorkomt. Als het de tweede keer voorkomt dan is ook het signaal op de vijfde uitgang van de eerste teller "1". We

inverteren het signaal op de vijfde uitgang van de eerste teller met een NOT-poort. De uitgang van deze NOT-poort sluiten we aan op de ingang van een EN-poort. Aan de andere ingang van de EN poort hangen we de vierde uitgang van de eerste teller. Op deze manier kunnen we het signaal dat de 32^{ste} periode aangeeft op de uitgang van de EN-poort terug vinden. Met dit signaal sturen we zoals reeds gezegd de klokingang van de D-flipflops.

Maar bij het bereiken van de 32^{ste} periode moet de tweede teller ook sneller beginnen tellen. We gebruiken het signaal dat we daarnet maakten voor de ingang van de D-flipflops dus ook om onze RS-flipflop, die bepaalt wanneer de snelle en de tragere astabiele multivibratoren ingeschakeld wordt, te zetten. De reset komt echter van het signaal dat aangeeft dat de uitgangen van de tweede teller de data "11111111" bevat. De astabiele multivibratoren worden ingeschakeld door EN-poorten waarvan de ene hangt aan de uitgang van de RS-flipflop en de ander aan de inverse uitgang van de RS-flipflop. De twee uitgangen van de EN-poorten worden samengevoegd door een OF-poort.



Figuur 7.10

De tweede teller moet echter ophouden met tellen wanneer hij de waarde "11111111" bereikt heeft. Hij mag opnieuw starten als de eerste teller de data "xxx11111" uitvoert. We gebruiken dus opnieuw een RS-flipflop die gereset wordt door de het signaal dat garant staat voor de data "11111111" op de uitgang van de tweede teller. De set komt van het signaal dat de waarde "xxx11111" op de uitgang van de eerste teller bevestigt. De uitgang hangen we aan de ingang van een EN-poort. De andere ingang wordt verbonden met de uitgang van de OF-poort waar we een pulserend signaal vinden. De uitgang van de EN-poort wordt verbonden met de klokingang van de tweede teller.

De pulsatiefrequentie van de astabiele multivibratoren moet gekozen worden zodat het interval van de te meten frequenties een zo groot mogelijke spreiding heeft op de uitvoer. Hiermee bedoelen we dat voor het meten van de grootste periode de waarde die wordt uitgevoerd ook zo groot mogelijk is. Bij het meten van de kleinste periode moet de uitgevoerde waarde zo klein mogelijk zijn.

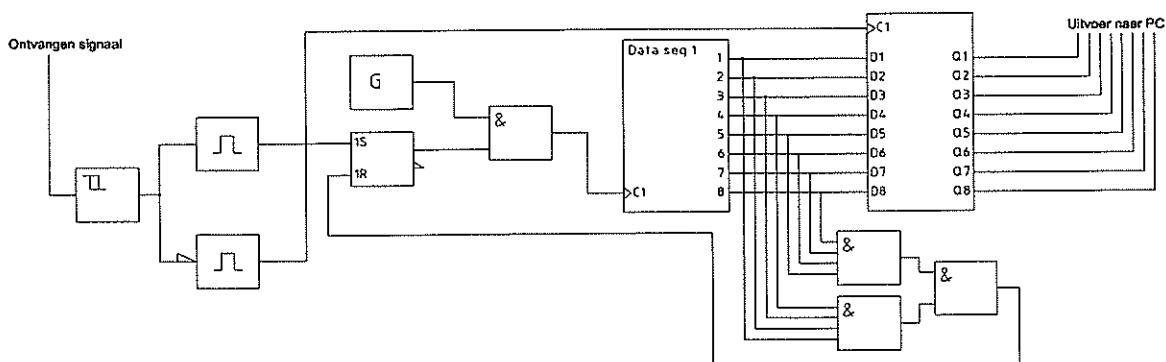
We merken dat bij het meten van de frequentie van een signaal de uitvoer eerst erg afwijkt en daarna stabiliseert. Het wordt dus vrijwel onmogelijk om met deze schakeling de frequentie te meten van een signaal dat niet constant aanwezig is. Dit systeem kan dus eventueel wel gebruikt worden voor een verkeersradar.

Bij een radar waar men met uitzendimpulsen werkt kunnen we veel gemakkelijker de lengte van de echo meten. Dit kan veel eenvoudiger en gebeurt ongeveer zoals bij de afstandsmeting. We meten nu echter niet tussen het uitzendimpuls en de echo maar tussen het begin en het einde van de echo.

We wekken daarom een signaal op dat het begin van de echo weergeeft en een signaal dat het einde van de echo weergeeft. We gebruiken daarvoor een negatieve en een positieve flankgestuurde herstartbare monostabiele multivibrator (MMV). Het spreekt vanzelf dat de flanksteilheid van de echo reeds bekomen is met een Schmitt-trigger.

We gebruiken opnieuw een data-sequence die moet tellen vanaf het moment dat de echo begint tot dat al z'n eigen uitgangen de waarde "1" bezitten. We gebruiken een RS-flipflop die geset wordt door de MMV die positief flankgestuurd is. De reset komt van het signaal dat de waarde "11111111" bevestigt op de uitgangen van de teller. De uitgang van de RS-flipflop wordt aan de ingang van een EN-poort gehangen en bepaalt zo of er geteld wordt of niet. Aan de andere ingang van de EN-poort komt een astabiel multivibrator. Deze maakt een blok golf waarmee de teller wordt aangedreven.

Op het einde van de echo moet de waarde van de teller worden overgenomen door de uitgangen van de D-flipflops. De klokingang van de D-flipflops wordt dus gestuurd door de MMV die reageert op de negatieve flank van de echo.

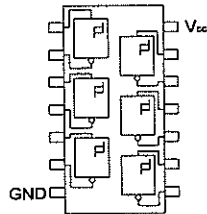


Figuur 7.11

7.4. Labometingen voor de uitvoering van de afstandsbepaling

7.4.1. Meting op de Schmitt-trigger

- Type : 7414
- Wat : Een IC dat zes inverterende schmitt-triggers bevat
- Adressering :



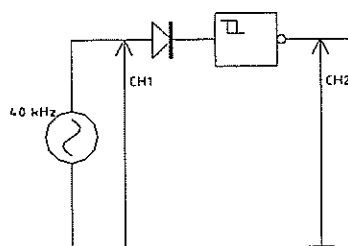
Figuur 7.12

- Gegevens uit databoek

	min	nom	Max	eenheid
V_{CC}	4.5	5	5.5	V
I_{IN} Input current			-30 to +5	μA
V_{IN} Input voltage			-0.5 to +5.5	V
V_{T+}	1.5	1.7	2.0	V
V_{T-}	0.6	0.9	1.1	V

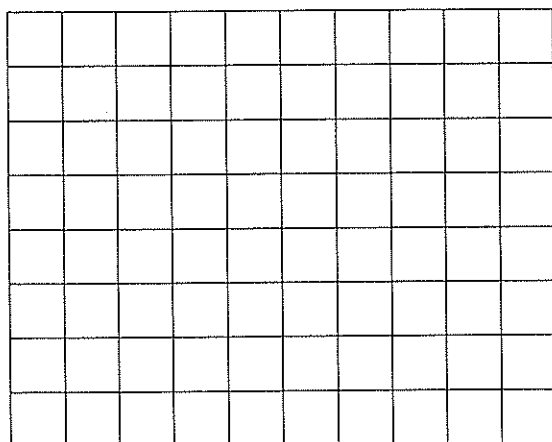
1. Meting op het triggeren op een wisselspanning van 40 kHz

- Meetopstelling



Figuur 7.13

▪ Scoop beeld



- CH1
- CH2
- Stand schakelaar AC-DC
- Nullijn op raster
- Stand schakelaar V/div
- Stand schakelaar

▪ Meetresultaten

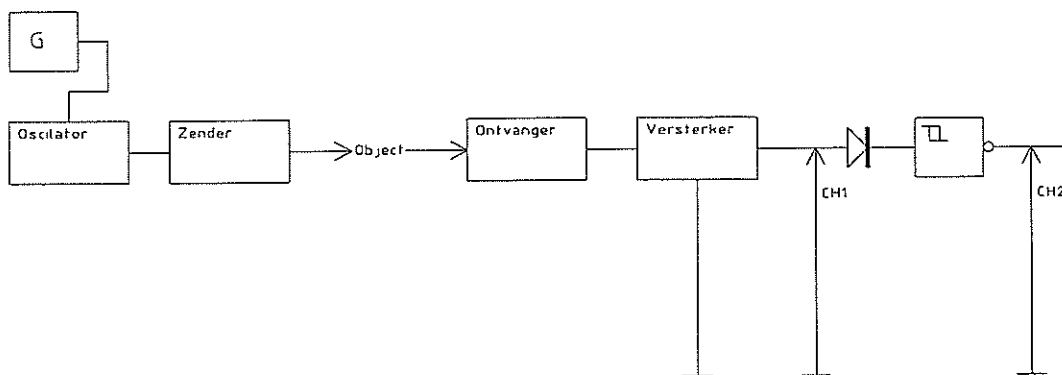
Raster 7.1

V_{T+}	
V_{T-}	
V_{OH}	
V_{OL}	
V_{CC}	

▪ Besluit

2. Meting op het digitaliseren van de echo met een schmitt-trigger

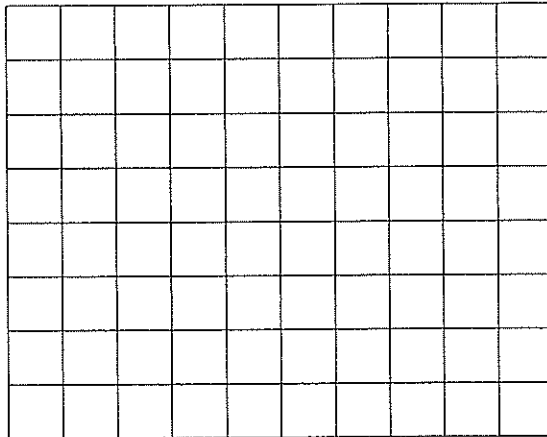
▪ Meetopstelling



Figuur 7.14

We proberen een aantal verschillende objecten en controleren of de amplitude van de versterkte echo bij al deze objecten groter blijft dan het positieve triggerniveau V_{T+} .

▪ Scoop beeld



CH1 CH2
Stand schakelaar AC-DC

Nullijn op raster

Stand schakelaar V/div

Stand schakelaar

Raster 7.2

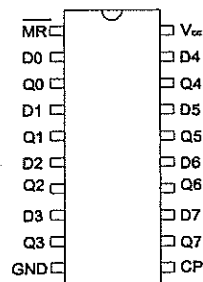
▪ Meetresultaten

Object 1		Ok
Object 2		Ok
Object 3		Ok
Object 4		Ok
Object 5		Ok

▪ Besluit

7.4.2. Meting op de Octal D-fliplop

- Type : 74273
- Wat : Acht D-flipflops met gemeenschappelijke klok ingang
- Adressering :



Figuur 7.15

▪ Gegevens uit databoek

	min	nom	Max	eenheid
V_{CC}	4.5	5	5.5	V
V_{IH}	2.0			V
V_{IL}			0.8	V
V_{OH}	3.0	3.4		V
V_{OL}		0.42	0.55	V

▪ Functietabel

MR	CP	D_n	Q_n	
L	X	L	L	Reset
H	\ominus	h	H	Laad "1"
H	\ominus	l	L	Laad "0"

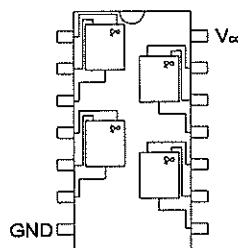
- V_{CC} afregelen en aanbrengen op aan de juiste klem.
- De GND aanbrengen
- Op een aantal D-ingangen een spanning van 3.4 V inbrengen (op hoog niveau brengen).
- Controleren of alle uitgangen op het laag niveau zijn.
- MR op hoog niveau brengen.
- Opnieuw controleren of alle uitgangen op het laag niveau zijn.
- Een positief impuls aanbrengen op de klokingang.
- Controleren of de ingangswaarden overeen komen met de uitgangswaarden.
- Meten van de uitgangsspanning

V_{CC}	
V_{OH}	
V_{OL}	

▪ Besluit

7.4.3. Meting op de EN-poort

- Type : 7408
- Wat : Een IC die vier EN-poorten bevat.
- Adressering :



Figuur 7.16

▪ Gegevens uit databoek

	min	nom	Max	eenheid
V_{CC}	4.5	5	5.5	V
V_{IH}	2.0			V
V_{IL}			0.8	V
V_{OH}	$V_{CC} - 2V$			V
V_{OL}		0.25	0.40	V

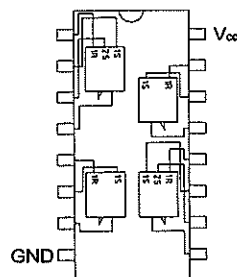
- V_{CC} afregelen en aanbrengen op aan de juiste klem.
- De GND aanbrengen
- Een spanning afregelen op 3.4 V voor V_{IH} .
- De uitgangsspanning meten in de volgende gevallen:

V_{I1}	V_{I2}	V_O
0 V	0 V	
3.4 V	0 V	
0 V	3.4 V	
3.4 V	3.4 V	

▪ Besluit

7.4.4. Meting op de RS-flipflop

- Type : 74279
- Wat : Een IC met twee gewone RS-flipflops en twee RS-flipflops met twee set-ingangen.
- Adressering :



Figuur 7.17

▪ Gegevens uit databoek

	min	nom	Max	eenheid
V_{CC}	4.5	5	5.5	V
V_{IH}	2.0			V
V_{IL}			0.8	V
V_{OH}	2.4	3.4		V
V_{OL}		0.2	0.4	V

- V_{cc} afregelen en aanbrengen op aan de juiste klem.
- De GND aanbrengen
- Een spanning af regelen op 3.4 V voor V_{IH} .
- De uitgangsspanning meten in het volgende geval:

$V_R = 3.4 \text{ V}$	$V_{S1} = 0 \text{ V}$	$V_{S2} = 0 \text{ V}$	$V_O =$
-----------------------	------------------------	------------------------	---------

- De spanning V_R wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.
- De uitgangsspanning meten in het volgende geval:

$V_R = 0 \text{ V}$	$V_{S1} = 3.4 \text{ V}$	$V_{S2} = 0 \text{ V}$	$V_O =$
---------------------	--------------------------	------------------------	---------

- De spanning V_{S1} wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.
- De flipflop opnieuw resetten.
- De uitgangsspanning meten in het volgende geval:

$V_R = 0 \text{ V}$	$V_{S1} = 0 \text{ V}$	$V_{S2} = 3.4 \text{ V}$	$V_O =$
---------------------	------------------------	--------------------------	---------

- De spanning V_{S2} wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.
- De flipflop opnieuw resetten.
- De uitgangsspanning meten in het volgende geval:

$V_R = 0 \text{ V}$	$V_{S1} = 3.4 \text{ V}$	$V_{S2} = 3.4 \text{ V}$	$V_O =$
---------------------	--------------------------	--------------------------	---------

- De spanning V_{S2} wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.
- De spanning V_{S1} wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.
- De uitgangsspanning meten in het volgende geval:

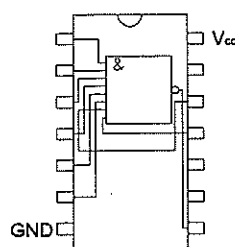
$V_R = 3.4 \text{ V}$	$V_{S1} = 3.4 \text{ V}$	$V_{S2} = 3.4 \text{ V}$	$V_O =$
-----------------------	--------------------------	--------------------------	---------

- De spanning V_{S2} wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.
- De spanning V_{S1} wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.
- De flipflop opnieuw in de verboden toestand brengen.
- De spanning V_R wegnemen en opnieuw de uitgangsspanning meten.

- Besluit

7.4.5. Meting op de 8-voudige NAND-poort

- Type : 7430
- Wat : Een IC die een 8-input NAND-poort bevat.
- Adressering :



Figuur 7.18

▪ Gegevens uit databoek

	min	Nom	Max	eenheid
V_{CC}	4.5	5	5.5	V
V_{IH}	2.0			V
V_{IL}			0.8	V
V_{OH}	2.5	3.4		V
V_{OL}		0.30	0.50	V

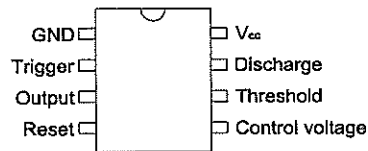
- V_{CC} afregelen en aanbrengen op aan de juiste klem.
- De GND aanbrengen
- Een spanning afregelen op 3.4 V voor V_{IH} .
- Meet de uitgangsspanning in de volgende gevallen

	V_{OH}
Alle ingangen op laag niveau	
1 ingang op hoog niveau	
Alle ingangen op hoog niveau	

▪ Besluit

7.4.6. Meting op de astabiele multivibrator

- Type : NE555
- Wat : Een IC dat zowel als astabiele multivibrator als monostabiele multivibrator of als timer kan gebruikt worden. (Zie voor de inwendige werking naar de bijlagen)
- Adressering :



Figuur 7.19

- Gegevens uit databoek

	min	Nom	Max	Eenheid
V_{CC}	4.5		16	V
V_{OH}	2.75	13.3		V
V_{OL}	0.1	2.5		V
F			500	KHz

- Berekeningen

$$f = \frac{1.49}{(R_a + 2R_b)C}$$

Formule 7.3

$$(R_a + 2R_b) = \frac{1.49}{f \cdot C}$$

Om de teller aan te sturen kiezen we:

$$f = 5 \text{ kHz}$$

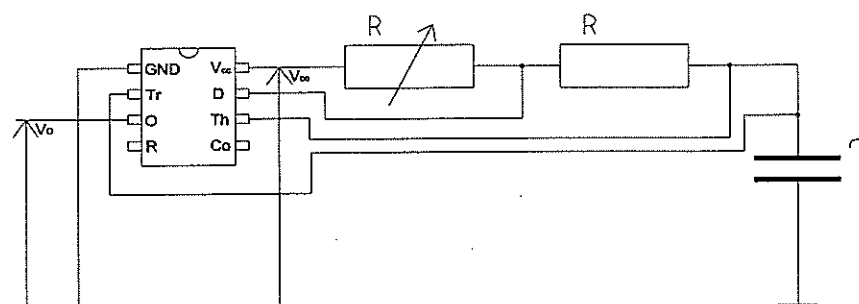
$$R_a = R_b = 10 \text{ k}\Omega$$

Voor het uitzendimpuls

$$f = 100 \text{ Hz}$$

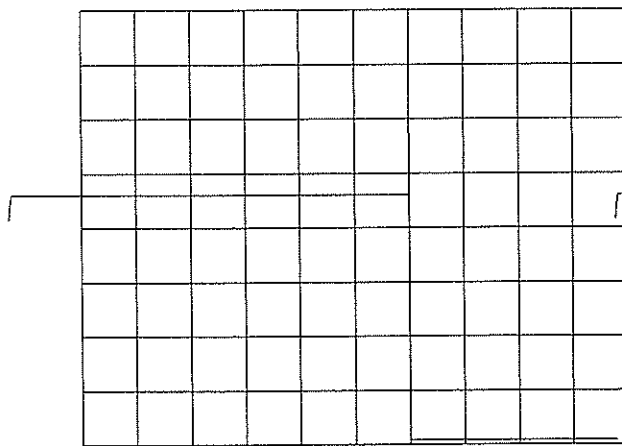
$$R_a = R_b = 470 \text{ k}\Omega$$

- Schema



Figuur 7.20

▪ Scoop beeld



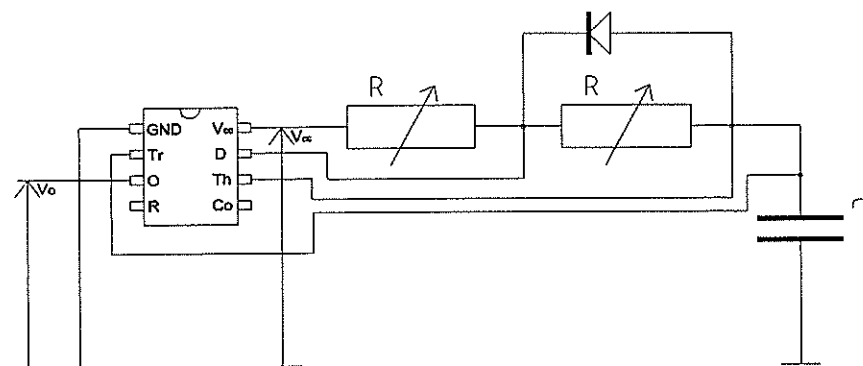
Raster 7.3

CH1 **CH2**
Stand schakelaar AC-DC
 DC
Nullijn op raster
 1
Stand schakelaar V/div
 1V/div
Stand schakelaar time/div
 20 μ s/div

▪ **Besluit:** We hebben een voedingspanning (V_{CC}) van 5 V aangelegd en vinden tussen V_{OL} en V_{OH} 4.5 V. We kunnen maximaal een frequentie van 4.46 kHz opwekken als we de regelbare weerstand volledig inschakelen. De lengte van het impuls (hoog niveau) kunne we regelen van de helft van de periode tot de 2/3 van de totale periode.

▪ **Opwekken van het uitzendimpuls:**

We gebruiken voor R_A en R_B een regelbare weerstand van 470 k Ω . Over R_B plaatsen we een diode zodat we de lengte van het impuls (hoog niveau) kleiner kunnen maken dan de helft van de periode.



Figuur 7.21

8. Besluit

We hebben het basisprincipe van een radar bestudeerd. We merkten al snel dat vele radarsystemen snel ingewikkeld worden. Dit heeft te maken met het opduiken van verschillende problemen wanneer men met hoge frequenties werkt die nodig zijn voor elektromagnetische golven. Anderzijds komt dit door de grote militaire interesse voor de radar. Waardoor er snel nieuwe technieken op de markt komen. Dit gebeurt terwijl nog niet alle mogelijkheden van een eenvoudige radar op de markt zijn.

Wegens tijdsgebrek hebben wij moeten keuzes maken in wat we bestudeerden en wat niet. Bij het definitief afdrukken van dit werk waren helaas nog niet alle metingen die zicht in dit werk bevinden uitgevoerd.

Bij het maken van dit werk hebben wij heel wat ervaring kunnen opdoen. We hebben leren aan zelfstudie doen, samenwerken, zelfstandig werken, een eindwerk opmaken...

Bibliografie

A. A. SPANJERSBERT – Elektricititleer: handboek voor de elektrotechniek: radio, televisie- en radartechniek. – A. W. SIJTHOFF LEIDEN 1962 – Mr. D. Verhaeghe

Cursus elektronica 5de en 6de jaar - Mr. G. Deschepper

Cursus toegepaste fysica 6de jaar - Mr. D. Verhaege

CUPPENS J. SAEYS H. – Halfgeleider bouwstenen: karakteristieken en toepassingen: deel 1B – DK die keure – ISBN 90 6200 098 3 - BIB Brugge 663.42

DE COCK NOEL – Eindwerk: US-RADARSYSTEEM – KAHO: Afdeling Elektriciteit optie elektronica – academiejaar 1983-1984

DE METS ANDY – Verhandeling: A.C.P. Monitoring for radar – KHBO OOSTENDE G1788 - academiejaar 1996-1997

HELLINGS Ir. S.J. – RADAR: Algemene beginselen en toepassingen. – N.V. Philips Gloeilampenfabrieken Eindhoven, Nederland – 1967 – BIB. BRUGGE 663.42

H.T.MARTENS – Inleiding tot de transistortechniek : DEEL I: Theoretische grondslagen, analyse van versterkers – Wetenschappelijke uitgeverij en boekhandel E. STORY-SCIENTIA p.v.b.a. Gent – D. 1977/0009/50 - BIB Brugge 663.42

H.T. MARTENS – Inleiding tot de transistortechniek: DEEL II: impulstechniek / veldeffecttransistoren / oscillatoren / speciale halfgeleiderelementen – Wetenschappelijke uitgeverij en boekhandel E. STORY-SCIENTIA p.v.b.a. GENT – ISBN 90 6439 257 9 – BIB Brugge 663.42

PENROSE H.E. – RADAR: Theorie en praktijk. – N.V. Uitgeversmaatschappij ENUM Amsterdam, Nederland – 1950 – KHBO OOSTENDE 23/1

PORT OF ZEEBRUGGE - INFORMATION HANDBOOK - 1995 - Mr. F. Anckaert

TEXAS INSTRUMENTS – THE TTL DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS – 1980

SIEMENS – EINZELHALBLEITER STANDARD-TYPEN – 1975,1976

PHILIPS – DATA HANDBOOK S3: SMALL SIGNAL TRANSISTORS – 1988

<http://www.CNMW.com/policrdr.htm> 09/02/2000

<http://www.southport.jpl.nasa.gov/disc/imagingradarv3.html> 25/03/2000

<http://www.semiconductors.philips.com> 1999-2000

