

# 1 Contents

---

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 2     | Amplitude van een oscillator.....                                | 1  |
| 3     | Een Colpitt oscillator in gearde basis schakeling.....           | 2  |
| 4     | Class C instelling. ....   | 3  |
| 5     | Vooropgestelde voorwaarden voor een goede oscillator.....        | 5  |
| 6     | Berekenen van de maximale wisselspanning over de belasting. .... | 5  |
| 7     | Class-C instelling nader bekeken.....                            | 7  |
| 8     | ANNEX 1: Berekening van $I$ , $I_{cmax}$ en $I_p$ .....          | 10 |
| 9     | Het verloop van $I_c$ gedurende één periode.....                 | 10 |
| 9.1   | Berekening van $I_{avg}$ , $I_{cmax}$ , $I$ en $\alpha$ .....    | 12 |
| 9.2   | Realistische oefeningen.....                                     | 14 |
| 9.2.1 | Oplossing:.....  | 15 |
| 10    | Frequentie modulatie.....  | 17 |
| 11    | Epiloog.....   | 18 |

---

## 2 Amplitude van een oscillator

---

De Pierce en Colpitt oscillator zijn de meest gekende en ook meest gebruikte oscillatoren en vele documenten zijn er op het internet te vinden die een uitleg verschaffen hoe men de componenten moet berekenen. Deze berekeningen geven meestal een plus minus betrouwbare berekening voor het bepalen van de capaciteiten en spoelen voor het ontwerpen van een Colpitt of Pierce oscillator in gemeenschappelijke Emitter of gate, collector of drain en Basis of Gate schakeling.

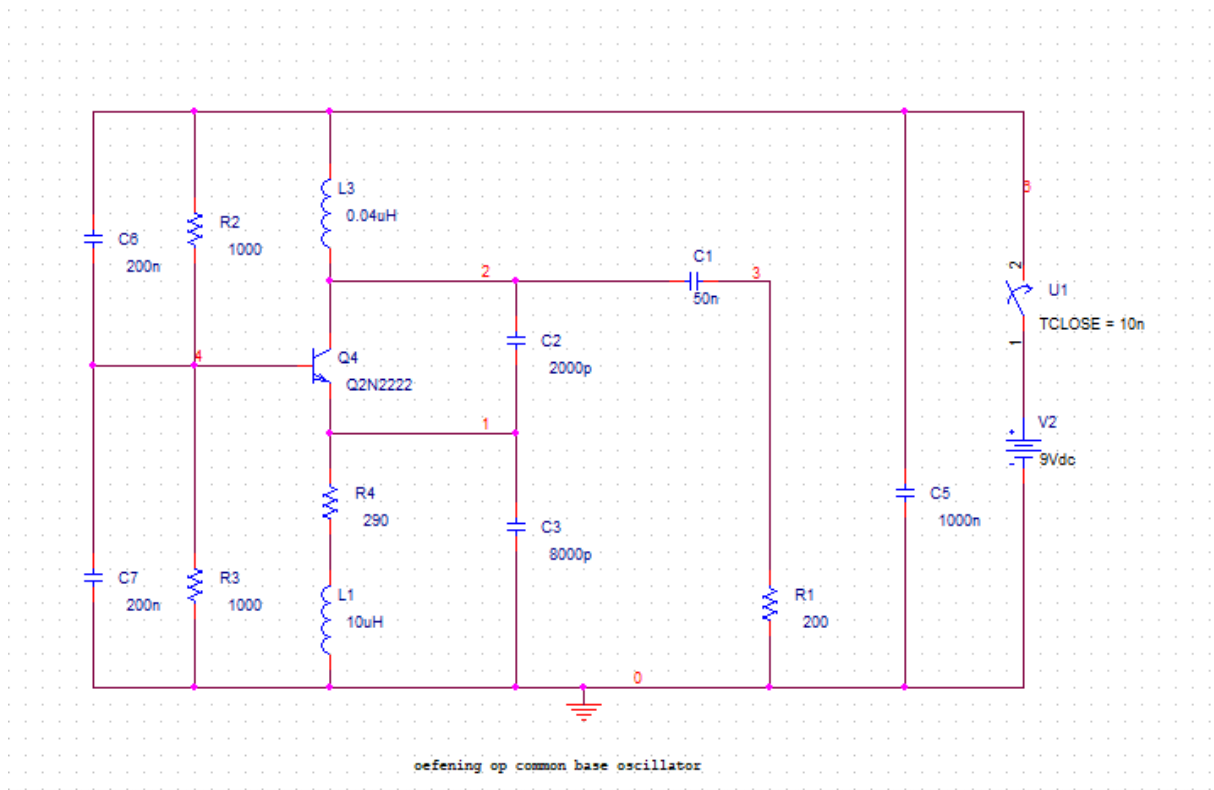
Maar (bijna) nooit vind je een beschrijving hoe groot de amplitude is van deze oscillator over een bepaalde belasting of anders gezegd, het maximale vermogen deze oscillator kan genereren zonder vervorming van het signaal over de belasting.

In dit document wil ik hier nader op ingaan. Sporadisch vindt men toch wel eens een artikel dat deze hiaat zeer grondig maar voor de meeste mensen in een onbegrijpelijk wiskundige taal aanpakt.

Een schakeling die in class-C staat ingesteld heeft als doel om slechts gedurende een korte periode een puls te genereren (meestal een top van een sinus signaal) zodat de transistor maar gedurende een korte periode, minder dan  $180^\circ$ , in geleiding komt, terwijl aan de collector een RLC-circuit is aangebracht die gesynchroniseerd door deze korte puls een LC keten in beweging houdt. Dit is best te vergelijken met een schommel waar men ook telkenmale gedurende een heen en weer beweging een korte impuls geeft aan de schommel. Deze impuls is nodig om het verlies dat de schommel heeft te compenseren, of in een oscillator om het vermogen verbruikt door de belasting te compenseren.

### 3 Een Colpitt oscillator in gearde basis schakeling.

Om het praktisch te houden bespreek ik de Colpitt oscillator zoals voorgesteld in Figuur 1 Colpitt Oscillator GBS).



Figuur 1 Colpitt Oscillator GBS

In deze schakeling ziet men dat op wisselstroom gebied de basis van de transistor via C7 aan grond ligt. Maar ook L3 ligt op wisselspanning via C5 aan grond. Hierover in parallel staat de serie schakeling van C2 en C3.

Via C1 staat de belasting R1 ook parallel over de spoel en de twee capaciteiten. Deze groep vormen een RLC keten waarvan de frequentie in hoofdzaak bepaald wordt door  $L_3$  en  $C_{tot} = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3}$

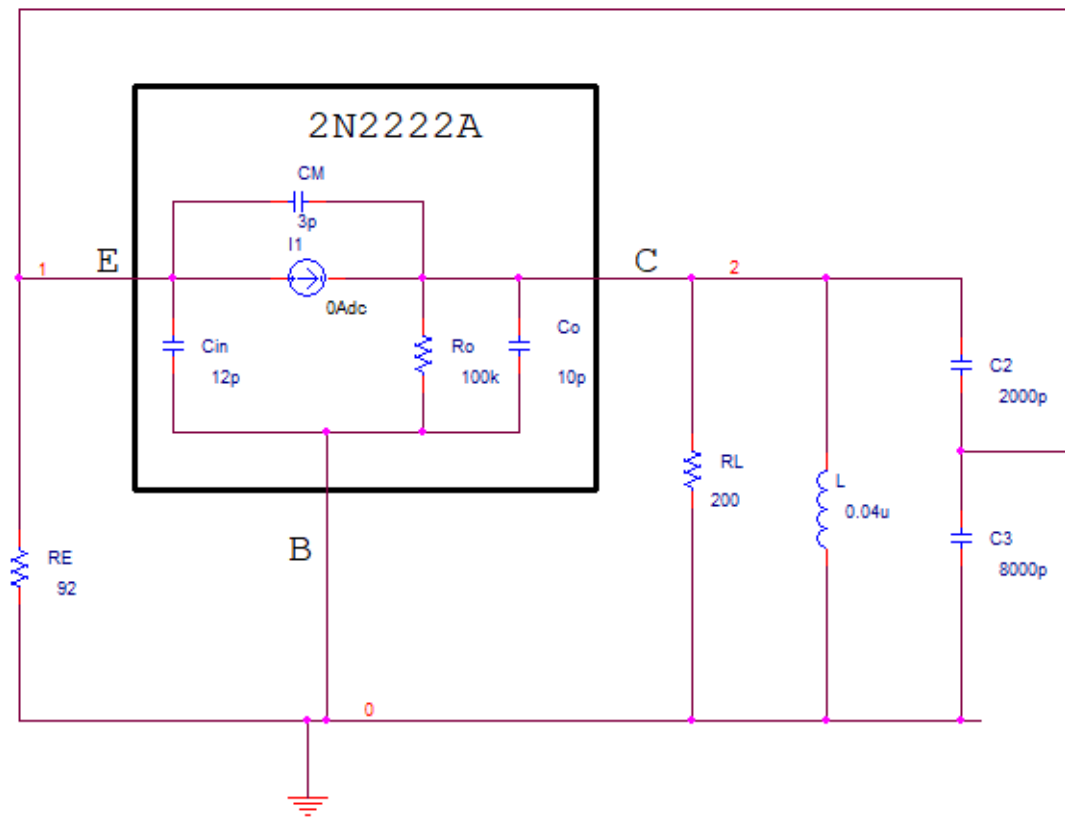
En  $f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ . Deze is ongeveer 20Mhz terwijl  $R_1$  de belasting voorstelt. (Zie hiervoor mijn document over een Pierce Oscillator.)

Maar ook op gelijkstroom gebied moet de transistor ingesteld worden opdat deze zou kunnen in geleiding komen. Deze is merkwaardig genoeg als een gewone gearde emitter schakeling (GES) ingesteld.

Door de weerstanden R2 en R3 komt de basis op een bepaalde spanning, in ons voorbeeld op ongeveer de helft van de voedingspanning te staan, terwijl R8 op gelijkstroom gebied de ic-stroom van de transistor bepaald, namelijk  $I_C = \frac{V_B + V_{in} - 0.7V}{R_8}$ .

De transistor is zo gekozen dat  $F_T$  minstens 5 maal hoger is dan de te verwerken frequentie (van 20 Mhz) en dat deze transistor de maximale piekstroom kan verwerken zonder in saturatie of breakdown te komen.

Door nu alle capaciteiten, die een zeer kleine impedantie hebben voor de 20MHz signalen, kort te sluiten en de transistor vervangen door zijn wisselstroom vervanging schema kunnen we het volgende wisselstroom schema tekenen zoals te zie in Figuur 2 (Wisselstroom vervanging schema)



Figuur 2 Wisselstroom vervanging schema

Er is echter één opmerking te maken, namelijk de Basis ligt ook aan een dc-spanning en alzo zal de transistor alleen in geleiding komen als de wisselspanning aan de emitter lager is als  $V_E < V_B - 0.7V$ .

## 4 Class C instelling.

Men stelt zich terecht de vraag hoe het komt dat deze schakeling in Class C komt, terwijl de dc-instelling volledig hetzelfde is als een Geaarde Collector Schakeling (GCS) of beter bekend als een Emitter volger. Maar op wisselstroom zien we dat het wisselstroom signaal niet aan de Basis is aangelegd maar wel aan de Emitter. Dat wil zeggen dat als aan de Emitter een klein signaal wordt aangelegd dat dit signaal versterkt wordt zoals een Class-A versterker en in Class-A in GBS is de versterking gelijk aan  $A_v = \frac{R_L}{r_e}$  waarin  $r_e = 1/gm$  en  $gm = \frac{I_{DC}}{26mV}$  en in onze schakeling is deze dus gelijk aan :  $gm = \frac{V_B - 0.7V}{R_E \cdot 26mV} = \frac{4.411V - 0.7V}{274\Omega \cdot 26mV} = 0.519S$  en  $r_e = \frac{1}{gm} = 1.925\Omega$  en de versterking is dan gelijk aan  $A_v = \frac{R_L}{r_e} = \frac{274\Omega}{1.925\Omega} = 142.3$  wat een serieuze versterking is. En dus zal het kleine signaal dat aan de Emitter is aangeboden snel aangroeien.

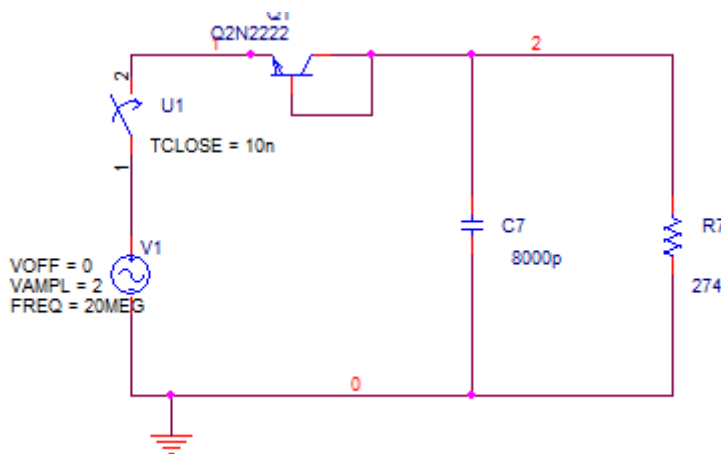
Een gedeelte van dit aangroeiend signaal wordt vanaf de collector terug aangeboden aan de emitter, via de deling van de twee capaciteiten, C2 en C3. Het gedeelte dat teruggevoerd wordt is gelijk aan

$\frac{1}{n} = \frac{C2}{C2+C3} = \frac{2000p}{2000p+8000p} = \frac{1}{5}$ . (zie appendix A). Zolang de versterking groter is dan het teruggevoerde signaal zal het signaal aan de collector blijven groeien. Maar, en dit is belangrijk, als het wisselspanning signaal groter wordt dan  $V_B - 0.7V$  dan is er tussen Basis en Emitter slechts een spanning die kleiner is dan  $0.7V$  en dan komt de transistor (bijna) in cut-off. De transistor geleid bijna niet meer en is als het ware niet bestaande. Maar op dat ogenblik is nog steeds de RLC-kring aan het ronddraaien maar vermindert geleidelijk (en nogal stevig) doordat de belasting (RL) de nodige stroom dissipeert.

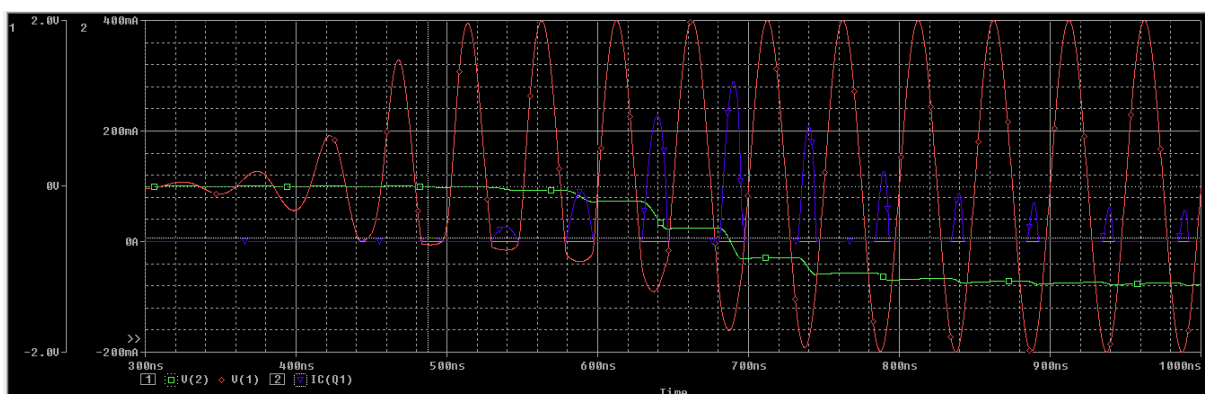
Daardoor zal ook de teruggevoerde spanning zakken zodat de spanning weer lager komt en de transistor terug in geleiding komt. Dit herhaalt zich telkens weer en de transistor zal zich zo instellen dat bij iedere periode een hoeveelheid tijd de transistor in geleiding is en het andere gedeelte van de periode in cutoff verkeert. Nu is het zo dat door de zeer hoge versterking zowel in spanning als in stroom de transistor veel langer in cut-off is dan in geleiding. De verhouding is dat de transistor in geleiding is en in cut-off is een moeilijke vraag en is het onderwerp van deze uiteenzetting. Maar tegelijkertijd zal gedurende de tijd dat de transistor in geleiding bevindt, met andere woorden de wisselspanning lager komt dan  $V_B - 0.7V$ , zal C2 zich opladen.

Maar gedurende de tijd dat de transistor in cut-off is kan deze capaciteit zich alleen ontladen via RE. Maar deze RC-tijd is veel te groot zodat de spanning weinig daalt en de spanning bijna gelijk blijft aan de top spanning.

Men kan dit best vergelijken met wat gebeurt in een wissel-gelijkspanning omzetting met een diode en capaciteit en belasting weerstand, zoals te zien is in Figuur 3 (Schema colpitt-start) en Figuur 4 (Colpitt start tijdsdiagram).



Figuur 3 (Schema colpitt-start)



Figuur 4 (Colpitt start tijdsdiagram)

Hierin ziet men dat de dc-spanning, na een korte tijd nadat de spanning is aangeschakeld, zich instelt op een spanning die iets meer dan 0.7V lager is, en dat er gedurende deze lage periode de transistor (in dit voorbeeld de diode tussen Emitter en Basis) gedurende een korte periode in geleiding komt.

## 5 Vooropgestelde voorwaarden voor een goede oscillator.

---

Bij het ontwerpen van een oscillator zijn er enkele gegevens en beperkingen waarmee men wel degelijk rekening moeten houden.

Meestal ligt de voeding (batterij of gestabiliseerde voeding) vast en is de belasting of het vermogen dat men wil bekomen bij voorbaat bepaald alsook de frequentie. In ons voorbeeld is dit 9V batterij en een belasting van  $200\ \Omega$  en een frequentie van 20 Mhz.

Het eerste wat men moet vastleggen is de kwaliteit factor (Q). Deze factor bepaald de zuiverheid van de oscillator maar ook de snelheid dat de oscillator start en deze is bij ondervinding meestal groter dan 5. De Q-factor is gelijk aan de verhouding van  $Q = R/jL\omega$ . Met een belasting van ongeveer  $200\ \Omega$  en een Q-factor van 50 wordt de waarde van het spoel vastgelegd, namelijk  $L = \frac{R}{Q \cdot \omega} = \frac{200\ \Omega}{50 \cdot 2\pi \cdot 20\ \text{Mhz}} = 0.04\ \mu\text{H}$ .

Een hoge  $Q = R/jL\omega$  is ook belangrijk voor het signaal over de belasting. Immers hoe kleiner de Q-waarde hoe meer harmonische vervorming over de belasting zal staan. En om de berekeningen niet al te ingewikkeld te maken veronderstellen we dat alleen de éérste harmonische uitgefilterd wordt en de hogere harmonische onderdrukt worden.

Meteen kan je ook  $C_{tot}$  berekenen. Immers deze is  $C_{tot} = \frac{1}{(2\pi \cdot f)^2 \cdot L}$ .

Uit het blokschema Figuur 2 (Wisselstroom vervanging schema) ziet men dat  $C_{in}$  parallel ligt met  $C_3$  en  $C_M$  parallel ligt met  $C_2$  en tenslotte  $C_o$  parallel ligt met  $C_2 + C_3$ .

Vermits deze inwendige capaciteiten gekend zijn uit de datasheets van de gebruikte transistor kan men de totale som van  $C_{tot}$  vrij nauwkeurig berekenen.

De  $V_B$  mag niet te laag genomen worden anders wordt  $R_E$  bijzonder klein en we zullen zien dat  $R_E \cdot n^2$  parallel ligt met  $R_L$  en dus onnuttig verlies veroorzaakt. Ook zal de stabilisatie op dc-gebied verminderen als  $V_B$  te klein genomen wordt. Als vuistregel geldt dat  $V_B > V_{CC}/5$  een veilige waarde is.

Uit Figuur 3 (Schema colpitt-start) blijkt ook dat  $R_E$  een belangrijke regelende functie heeft. Als  $R_E$  klein is zal de spanning over  $C_3$  sneller dalen en de stroom door de transistor moeten vergroten, en het tegenovergestelde gebeurt als  $R_E$  groter wordt genomen.

Ook de verhouding  $n = \frac{C_2 + C_3}{C_2}$  speelt een belangrijke rol. Als  $n$  te groot wordt of  $C_3$  veel maal groter dan  $C_2$  dan is de spanning over  $C_2$  veel kleiner en hieruit volgt dat ook de tijd dat de transistor in geleiding komt ook veel kleiner wordt, zodat de stroom gedurende deze kortere periode steeds groter moet zijn, zelfs groter dan wat de transistor maximum kan leveren. Daarom is een verhouding van 2 tot 8 de beste waarde voor  $n$ .

## 6 Berekenen van de maximale wisselspanning over de belasting.

---

Wanneer men de spanningen optelt vanaf de voeding tot aan de grond ziet men dat  $V_{CC} = V_L + V_{CE} + V_E$ . Nu vormt  $V_L$  samen met  $C_2 + C_3$  een afgestemde kring en deze heeft een impedantie van oneindig en dat betekent dat de wisselspanning plus of min de voedingspanning kan uitzwaaien.  $V_{CE}$  minimum moet groter zijn dan de kniespanning  $V_k$  anders komt deze spanning lager dan  $V_B$  en komt de diode tussen Basis en Collector voorwaarts gepolariseerd en is er van een zuivere sinus output geen sprake meer. Men noemt dit de oververzadiging van de transistor. Normaal gesproken ligt deze

waarde dicht tegen 0.3V tot 0.7V. Maar men mag hiervoor een willekeurig waarde voor nemen maar dan zal ook de maximale output ook verminderen.

$V_E$  is niets anders dan  $V_B + V_{in} - 0.7V$ . Waarin  $V_B$  de gelijkstroom instelling is van de basis,  $V_{in}$  de amplitude spanning is aan de Emitter afkomstig van de spanning aan de belasting of anders gezegd  $V_o/n$ .

De wisselspanning  $v_o = i_o \cdot R_L$  ligt parallel over  $L$  en is dus ook gelijk aan  $v_l$ . Noteer ik gebruik hier kleine letters om aan te duiden dat dit uitsluitend wisselstromen zijn.

Vermits de terugkoppeling gelijk is aan  $\frac{v_o}{n}$  maar steeds positief blijft bekomen we dat

$V_{CC} = V_E + V_K + \frac{v_o}{2} - \frac{v_{in}}{2}$ . Dit is ook weergegeven in Figuur 6 (t-V), en hieruit volgt dat

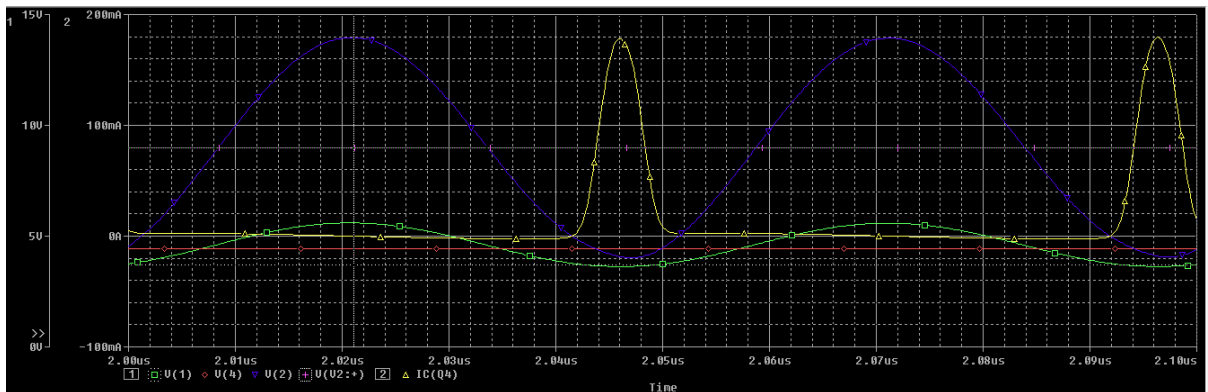
|  |                |
|--|----------------|
| $v_o = \frac{2 \cdot n}{n-1} (V_{CC} - V_E - V_K)$ . | <b>form. 1</b> |
|--|----------------|

En  $v_{o_{max}}$  is dan wanneer we  $V_E$  en  $V_K$  zo klein als mogelijk kiezen, mits rekening te houden wat hierboven als beperkingen is aangehaald.

Maar als men niet het maximaal rendement uit de schakeling wil halen kan men de waarden  $V_E$  en  $V_K$  naar eigen overweging invullen.

De Figuur 6 (t-V) is misschien moeilijk te interpreteren maar probeer even in te beelden dat  $V_{in}$  opschuift tot tegen  $V_o$  dan schuift  $V_K$  ook mee op maar  $V_E$  blijft hetzelfde, zij is alleen afhankelijk van  $V_E = V_B - 0.7V$  en daarom ziet men in de formule  $V_E + V_K$  staan.

Ook ziet men als men  $V_E$  kleiner maakt dan kan deze maximaal zo klein worden als  $V_{in}$  en als dusdanig kan ook  $V_o$  vergroten, maar dan krijgt men een vermindering in stabiliteit en een verlaging van  $R_E$  wat dan weer een invloed heeft op de totale belasting die gelijk is aan  $R_T = R_L // R_E \cdot n^2$ .



**Figuur 5(simulatie resultaat)**

Een simulatie resultaat op PSPICE is hier in Figuur 5(simulatie resultaat) afgebeeld. Hierin ziet men dat  $v_o$  zich slingert boven en onder de voedingspanning van 9V en dat de piek tot piek amplitude gelijk is aan  $v_o = \frac{2n}{n-1} \cdot (V_{CC} - V_E - V_K)$ , waarin  $V_E = V(4) - 0.7V$  en  $V_K$  het laagste punt tussen  $v_o - v_{in} = 0.411V$  en  $v_{in} = v_o/n$ .

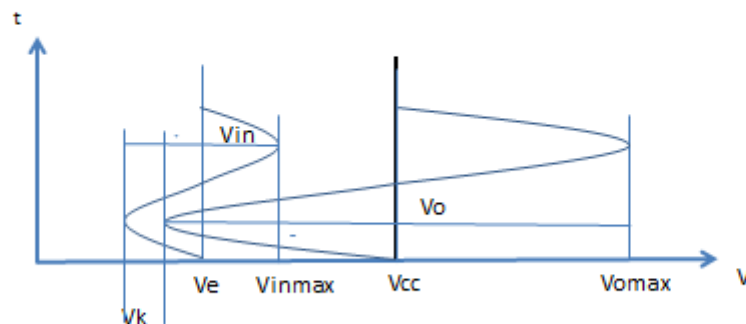
De tijd hoelang dat de transistor in geleiding is gelijk aan de verhouding van de impulsduur en de perioden van het signaal. We kunnen dit uitdrukken als de hoek  $\alpha = \frac{n[sec]}{T} \cdot 360^\circ$  en het bepalen van deze waarde is bepalend voor het vinden van de stroompiek.

Het verloop van de  $I_c$  ten opzichte van de  $V_o$  met de voornaamste belastingslijnen  $R_e$  en  $R_l$  is niets anders dan  $I_c = V_o / R_T$ .

De belastinglijn  $1/L_{rfc}$  is ofwel gevormd door een zeer grote inductie of wel de impedantie van een LC-resonantie circuit. In beide gevallen is de één gedeeld door deze impedantie bijna gelijk aan nul, en dat is weergegeven door een rechte lijn.

Nu rest er nog het berekenen van de stroom wanneer de transistor in geleiding is en de weerstand

waarde van  $R_E$ . En dit is geen gemakkelijke taak.



Figuur 6 (t-V)

## 7 Class-C instelling nader bekeken

In class-C komt slechts gedurende een gedeelte van de sinus periode (minder tot veel minder dan  $180^\circ$ ) de transistor in geleiding. De  $i_c$ -stroom door de transistor is dus pulserend.

Dit is weergegeven in Figuur 7 (Tijd domein class-C).

De stroom  $I_c$  is de stroom wanneer de transistor in geleiding is, en dit is slechts een topje van de gehele sinus met  $I$  als amplitude, maar die kennen we niet, Maar wel kunnen we besluiten dat  $I \cdot \cos(\alpha/2) = I_p$  en  $I_c = I - I_p$  en daaruit leiden we af dat

$$I_c = I(1 - \cos(\alpha/2)). \quad \text{form. 2}$$

Verdere berekeningen kan men vinden in ANNEX.

Het resultaat van deze berekeningen is wonderlijk genoeg een vrij eenvoudige formule die als volgt is

$$i_c = gm \cdot V_{in} \cdot (\cos(\theta) - \cos(\alpha/2)). \quad \text{form. 3}$$

Dit is het verloop van de stroom op ieder moment dat de transistor in geleiding is tussen de grenzen  $-\alpha/2$  en  $+\alpha/2$ , en buiten deze grenzen is de transistor in cut-off of niet in geleiding en dus  $i_c = 0$ .

Nu zijn er in deze formule twee onbekenden namelijk  $gm$  en  $\alpha$ .

Gelukkig hebben we op onze computer in EXCEL een geweldig gereedschap, namelijk SOLVER.

Je moet maar eens in EXEL op data drukken en dan verschijnt er uiterst rechts hetzij een vraagteken ofwel SOLVER of een mogelijkheid om SOLVER te down-loaden.

In SOLVER zeggen we dat we als TARGET een bepaalde waarde willen bekomen en deze waarde die we invullen is  $I_{DC}$  en deze waarde is gelijk aan

|   |                |
|---|----------------|
| $I_{DC}/\sqrt{2}$ of $V_o/(R_T \cdot \sqrt{2})$ | <b>form. 4</b> |
|---|----------------|

Deze waarde moet een formule zijn opdat SOLVER een oplossing kan vinden.

maar deze waarde is ook gelijk aan

|   |                |
|---|----------------|
| $I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \cdot gm \cdot V_{in} \cdot \left( 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) / (1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right))$ | <b>form. 5</b> |
|---|----------------|

(Zie ANNEX voor dit bewijs). Met als VERANDELIJK WAARDEN  $gm$  en  $\alpha$  die we initieel een willekeurige waarden geven.

Wel vullen we ook in voor VOORWAARDEN dat bv.  $gm$  niet groter mag zijn van wat onze transistor aankan bv. maximaal is  $gm = 1[S]$ .

Solver geeft ons dan een oplossing en als  $gm$  en  $\alpha$  gevonden zijn dan kan eenvoudig deze gegevens ingevuld worden in  $I_{cmax} = gm \cdot V_{in} \cdot (1 - \cos(\alpha/2))$ ,

Zo ook  $I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \cdot gm \cdot V_{in} \cdot (2 \cdot \sin(\alpha/2) - \alpha \cdot \cos(\alpha/2))$ .

Noteer dat  $gm \cdot V_{in} = I$ .

Nu valt nog alleen  $R_E$  te bepalen en deze waarde is gelijk aan  $R_E = (V_B + V_{in} - V_{BE})/I_{avg}$ .

En hiermee is ons vraagstuk opgelost.

Deze oplossing is niet volkomen juist maar een goede benadering, en kan indien nodig bij geregeld worden met parallel over  $R_E$  een trim potentiometer te zetten waarmee  $I_c$  kan bij geregeld worden. Dit komt omdat we  $gm$  constant beschouwen, maar in werkelijkheid, naargelang het verloop van  $v_{in}$  verandert. Dit is duidelijk te zien in Figuur 5(simulatie resultaat) waar de curve afgebogen wordt als  $V_b - V_E$  nadert tot 0.

Een betere benadering, is zoals uitgelegd in mijn document **Transconductantie gm of Gm**, waarin we werken met  $Gm$  in plaats van  $gm$ . Hierin is  $Gm = I_c/V_{in}$  in plaats van  $gm = \Delta I_c/\Delta V_{be}$ .

Een juistere benadering is te vinden in document **Foundations of Oscillator Circuit Design** te downloaden van het internet, Maar dan moeten we er ook Fourier analyse en Bessel functies er nog bij sleuren en dan wordt heel het verhaal voor vele hobbyisten een onoverzichtelijk kluwen. Ik vind dat dit verhaal al moeilijk genoeg is, en persoonlijk heb ik er lang aan gewerkt om dit resultaat te bekomen.

Maar algemeen hebben we dat

|                       |                |
|-----------------------|----------------|
| $gm \cdot V_{in} = I$ | <b>form. 6</b> |
|-----------------------|----------------|

En met  $V_o = I \cdot R_T$  volgt dat  $gm \cdot R_T = V_o/V_{in}$  en dit is waar voor kleine signalen en om te kunnen starten moet  $gm \cdot R_T \gg V_o/V_{in}$  en met  $V_o/V_{in} = n$  volgt dat  $gm \cdot \frac{R_T}{n} = G$  waarin  $G$  de rondgaande versterking voorstelt, zoals hiervoor al uitgerekend werd. Maar in regime toestand, en dus met grote signalen wordt deze rondgaande versterking gelijk aan 1 of anders gezegd  $Gm \cdot \frac{R_T}{n} = 1$  of

|                    |                |
|--------------------|----------------|
| $Gm \cdot R_T = n$ | <b>form. 7</b> |
|--------------------|----------------|

Vermits we  $R_T \approx R_L$  en  $V_o/V_{in} = n$  kennen kunnen we  $Gm$  bepalen. Verder in dit document zullen we bepalen dat  $R_T = R_L/R_E \cdot n^2$ . We moeten dus nadat  $R_E$  berekend is nog een kleine correctie toepassen.

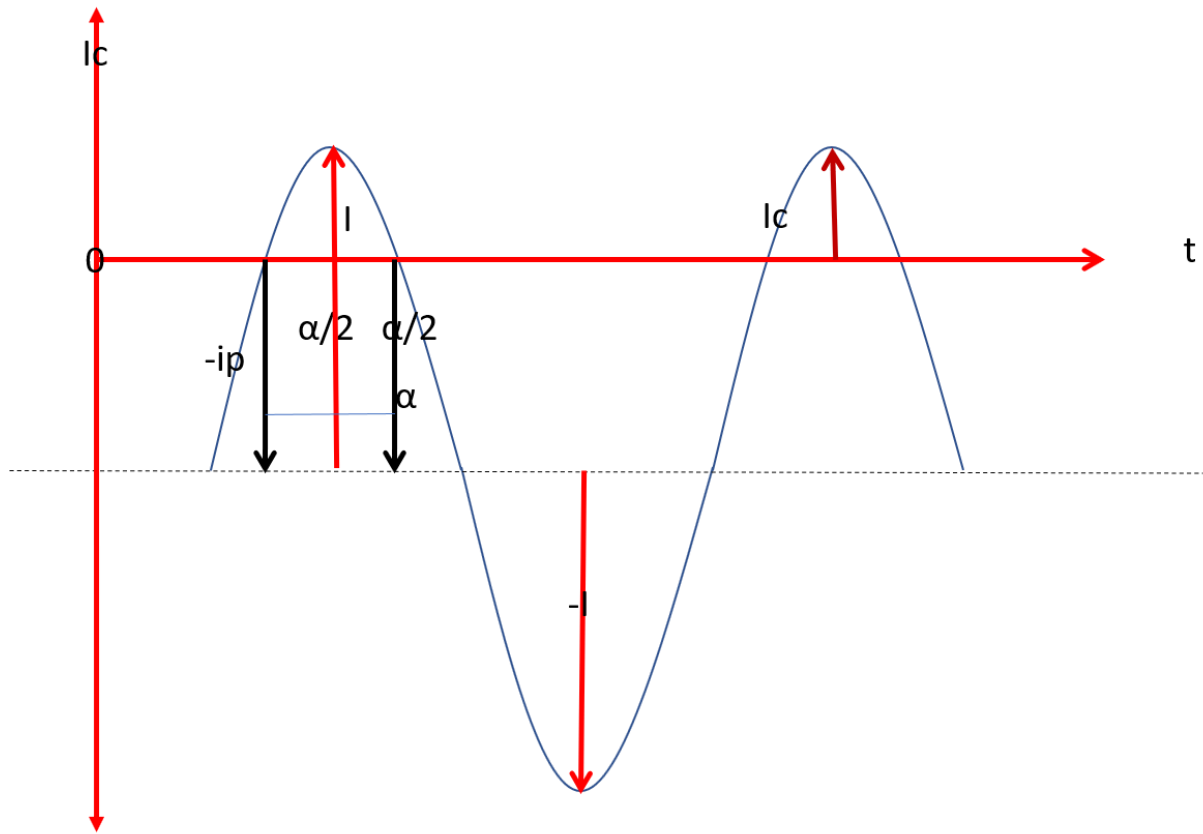
Nu is de wisselstroom  $I_o = V_o/R_L$  **voor te stellen als een gelijkstroom** die precies evenveel stroom dissipeert als de wisselstroom en deze gelijkstroom is gelijk aan  $I_{DC} = I_o/\sqrt{2}$ . Vullen we dit allemaal in dan bekomen we dat



$$I_{DC} = \frac{V_{in} \cdot G_m}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

form. 8

Nu weten we dat

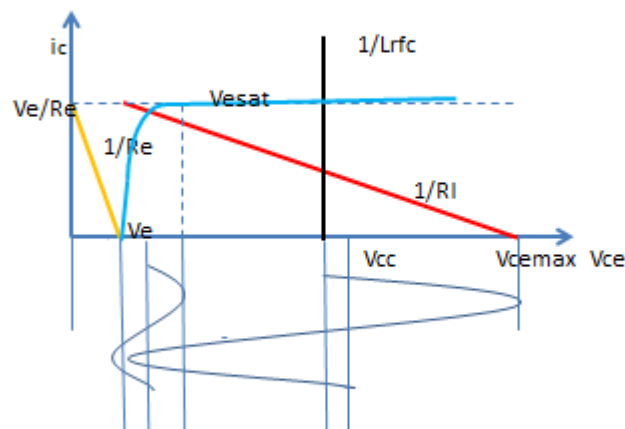


Tijd domein class-C

Figuur 7 (Tijd domein class-C)

## 8 ANNEX 1: Berekening van I, I<sub>cmax</sub> en I<sub>p</sub>

Indien we de  $V_K$  even vergeten dan zien we uit Figuur 8 ( $I_c - V_{ce}$ , en belastingslijnen) dat de maximale spanning van  $V_{in}$  gelijk is



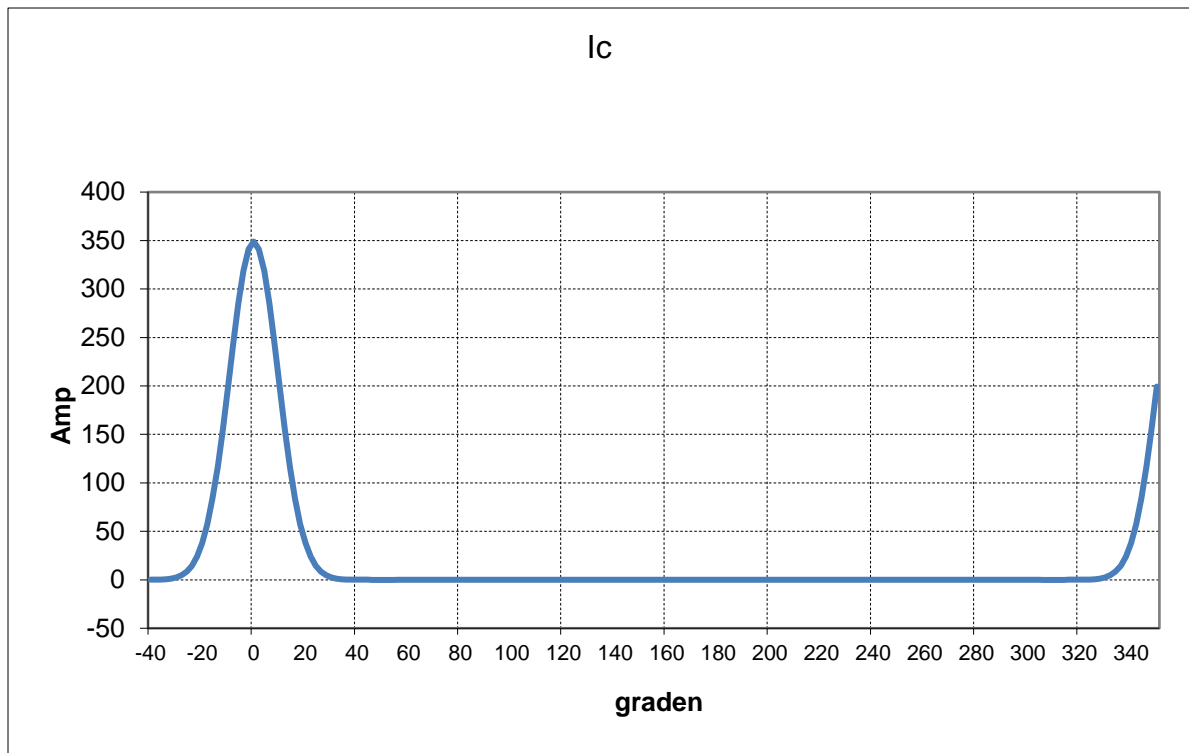
Figuur 8 ( $I_c - V_{ce}$ , en belastingslijnen)

## 9 Het verloop van $I_c$ gedurende één periode.

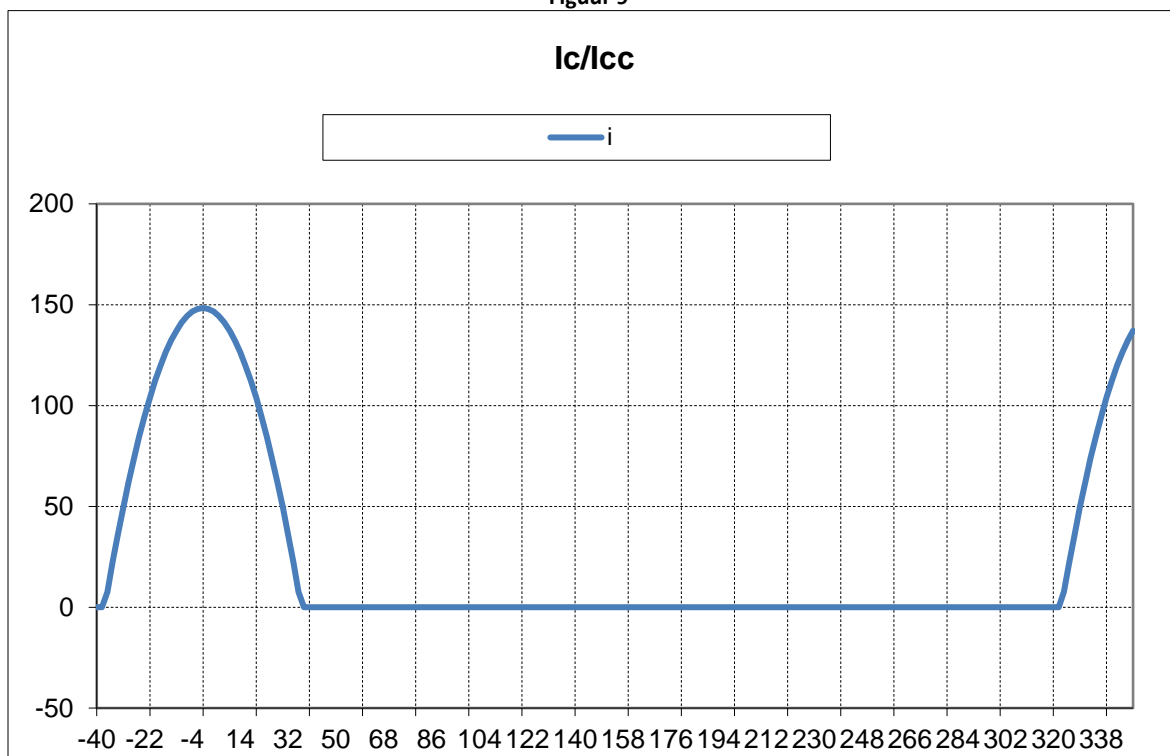
Het verloop van de stroom door de transistor gedurende het verloop van één periode is afgebeeld in Figuur 9 en Figuur 10.

De transistor is alleen in geleiding als de spanning tussen de basis en de emitter groter is dan ongeveer 0.7V. Maar die ongeveer is niet helemaal juist en juister zou zijn dat deze spanning groter is dan  $I_c = I_s \cdot e^{V_{be}/V_t}$  waarin  $V_{be} = V_{beq} + V_{in} \cdot \cos(\theta)$ . Hierin is  $V_{beq}$  een vaste waarde bepaald door de gelijkstroom instelling en  $V_{in}$  de teruggekoppelde wisselspanning van de Collector naar de Emitter.

In deze studie hou ik het echter eenvoudiger en beschouw dat de transistor begint te geleiden nadat de spanning tussen Basis en Emitter groter is dan 0.7 volt en de  $gm$  een constante waarde heeft. Het verschil echter is wel zichtbaar en daarom heb ik voor dezelfde parameters twee figuren bijgevoegd, namelijk Figuur 9 en Figuur 10. De eerste figuur met de werkelijke waarden en de tweede met de vereenvoudigde waarden.



Figuur 9



Figuur 10

Klaar en duidelijk ziet men als het BE verschil kleiner wordt ook de  $gm = \Delta I_c / \Delta V_{be}$  kleiner wordt en daarom die afrondingen, terwijl als BE verschil groter wordt ook de  $gm$  groter wordt en dus ook de  $I_c$ . Maar vermits men in de datasheets zelden de waarde van  $I_s$  (de inverse saturatie stroom) tegen komt hou ik in deze beschrijving dat de transistor begin te geleiden bij 0.7 volt en de  $gm$  een constante waarde heeft, en dat geeft dan Figuur 10. Het uiteindelijk verschil is zeer weinig voor wat betreft de berekening van de elementen.

Daarenboven als men de werkelijke formule wil uitrekenen dan moet men beroep doen op Fourier analyse en Bessel functies, en vermits dit een studie is die alleen ingenieurs voorgeschoteld krijgen hou ik het liever eenvoudig (al is dat al moeilijk genoeg).

Deze figuren zijn de afbeelding van de pulserende  $I_c$  in de transistor en deze is gelijk aan  $I_c = gm \cdot V_{in} [(\cos(\theta) - \cos(\frac{\alpha}{2}))]$  met  $gm \cdot V_{in} = I$  de werkelijke grootte van de stroom indien deze niet zou afgeknot zijn. Meer in detail is dit afgebeeld in Figuur 7 (Tijd domein class-C)

Dus een eerste voorname formule is

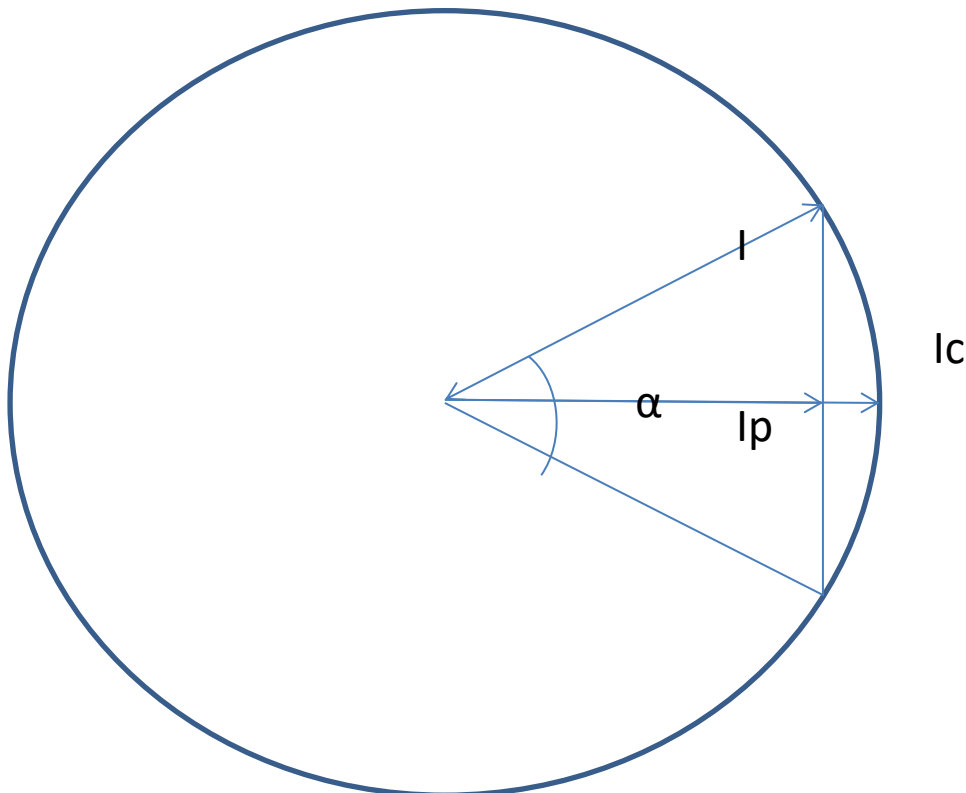
|  |                |
|--|----------------|
| $I_c = I[(\cos(\theta) - \cos(\frac{\alpha}{2}))]$ | <b>form. 9</b> |
|--|----------------|

Met andere woorden de stroom in de transistor zou een pure sinus zijn gelijk aan  $I_c = gm \cdot V_{in} \cos(\theta)$  zolang  $V_{in} \cos(\theta)$  maar kleiner is dan 0.7 V piek tot piek. (Klas A) Maar als deze groter wordt (bv. 2Vpp) dan zal de transistor afgeknepen worden (Klas C) en niet meer geleiden totdat de waarde van  $v_{in}$  terug onder de 0.7v komt. En dit gebeurt in een periode tussen  $\pm \alpha/2$  vandaar de factor  $\cos(\frac{\alpha}{2})$ .

Een korte berekening leert ons dat (en te zien in Figuur 10)  $I_c$  in formule  $I_c = I[(\cos(\theta) - \cos(\frac{\alpha}{2}))]$  een maximum heeft als  $\theta = 0$  of  $\cos(\theta) = 1$  en dan  $I_{cmax} = I[(1 - \cos(\frac{\alpha}{2}))]$  en in ons voorbeeld is dit voor een hoek  $\alpha = 72^\circ$ .

Noteer dat  $I$  een fictieve stroom is die nergens te zien of te meten is, maar de werkelijke maximale stroom zou zijn indien de transistor niet afgeknepen zou worden. De  $I_{cmax}$  daarentegen is de werkelijke maximale stroom door de transistor als deze in geleiding is.

## 9.1 Berekening van Iavg, Icmx, I en $\alpha$



Figuur 11(circulaire voorstelling)



Wil ik nu de gemiddelde stroom weten, wat overeenkomt met de DC-instelling van de transistor waarin langs boven en onder de spanning  $V_{in}$  op en neer gaat, dan moet ik beroep doen op Fourier analyse. (Voor meer te weten over Fourier analyse kan je mijn document Fourier analyse lezen.)

Fourier zegt dat  $I_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\alpha/2}^{+\alpha/2} I [\cos(\theta) - \cos(\alpha/2)] d(\theta)$  en uitgewerkt (voor degenen die goed met integralen om kunnen, mogen dit als oefening narekenen) is gelijk aan

$$I_{cavg} = \frac{I}{2\pi} \cdot [2 \cdot \sin(\alpha/2) - \alpha \cdot \cos(\alpha/2)]$$

Maar  $I_{cmax} = I \cdot (1 - \cos(\alpha/2))$ , en daarom is de uitkomst in functie van  $I_{cmax}$

|  |                 |
|--|-----------------|
| $I_{DC} = \frac{I_{cmax}}{2\pi \cdot (1 - \cos(\alpha/2))} \cdot [2 \cdot \sin(\alpha/2) - \alpha \cdot \cos(\alpha/2)]$ | <b>form. 11</b> |
|--|-----------------|

De verhouding  $\frac{I_{DC}}{I_{cmax}} = \frac{1}{2\pi \cdot (1 - \cos(\alpha/2))} \cdot [2 \cdot \sin(\alpha/2) - \alpha \cdot \cos(\alpha/2)]$  noemen we  $\delta 0$  zodat

|                                      |                 |
|--------------------------------------|-----------------|
| $\frac{I_{DC}}{I_{cmax}} = \delta 0$ | <b>form. 12</b> |
|--------------------------------------|-----------------|

Uit de puls vormige stroom (en dus ook spanning) geeft Fourier ons ook de kans om de eerste harmonische te berekenen. Dit wil zeggen dat als onze  $Q$  factor tamelijk groot is dan zal aan de belasting alleen de eerste harmonische vrij goed doorgelaten worden en zullen alle hogere harmonischen onderdrukt worden.

Deze formule luidt

$$I_{D1} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\alpha/2}^{+\alpha/2} I [(\cos(\theta) - \cos(\alpha/2)) \cdot \cos(\theta)] d(\theta)$$

En de uitkomst hiervan is

$$I_{c1} = \frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot [(\alpha) - \sin(\alpha)]$$

Met hier ook dezelfde opmerking wordt de oplossing voor  $I_{cmax}$

|   |                 |
|---|-----------------|
| $I_{D1} = \frac{I_{cmax}}{2\pi \cdot (1 - \cos(\alpha/2))} \cdot [(\alpha) - \sin(\alpha)]$ | <b>form. 13</b> |
|---|-----------------|

De verhouding  $\frac{I_{D1}}{I_{cmax}} = \frac{1}{2\pi \cdot (1 - \cos(\alpha/2))} \cdot [(\alpha) - \sin(\alpha)]$  noemen we  $\delta 1$  zodat

|                                      |                 |
|--------------------------------------|-----------------|
| $\frac{I_{D1}}{I_{cmax}} = \delta 1$ | <b>form. 14</b> |
|--------------------------------------|-----------------|

Noteer dat  $\delta 0$  en  $\delta 1$  alleen maar afhankelijk zijn van de hoek  $\alpha$ .

Maar wat is de betekenis van  $I_{D1}$  ?

Dat is niet alleen de amplitude van de sinus stroom die door de belasting  $R1 = 200\Omega$  gaat (zie Figuur 1 Colpitt Oscillator GBS ) maar de totale stroom waarvan een groot gedeelte wel degelijk door de belasting gaat maar ook een gedeelte door  $R8$  parallel aan  $1/gm$  gaat. Het is dus de 1<sup>ste</sup> harmonische die (fictief) door de transistor gegenereerd wordt. En vermits dit ons weinig berekenbaar of meetbare informatie geeft is dit vrijwel een onbekende waarde.

Men ziet dat al deze formules steeds 2 onbekenden hebben, namelijk  $I_{cmax}$  en  $\delta$ , of wat op hetzelfde neerkomt  $gm$  en  $\Delta V_{be}$  vermits  $gm = \Delta I_C / \Delta V_{be}$ .

## 9.2 Realistische oefeningen.

We willen een 20Mhz oscillator maken van 10Vpp die een belasting heeft (ingangsweerstand van de volgende trap) van  $200\Omega$  met een voeding van 9 Volt. Voor een goede stabilisatie stellen we de basis spanning op de halve spanning, dus 4.5 Volt, en de verhouding van  $\frac{v_o}{v_{in}} = 5$  en een  $Q$  factor gelijk aan 50. De minimale CE spanning van de transistor houden we op 0.5 Volt.

## 9.2.1 Oplossing:

---

We beginnen met na te gaan of onze gegevens wel uitvoerbaar zijn.

$V_o$  kan niet groter zijn dan 2. ( $V_{cc}-V_{e}-V_k$ ) en voor  $V_{kmin} = 0.5V$  en  $V_{emin}=2.5V$  is  $V_{omax} = 2(9-2.5-0.5) = 12 V$ . Dus 10V is mogelijk.

Dan bepalen we

$$I_o = \frac{V_p}{R_L} = 5V/200\Omega = 25mA \text{ en } I_{DC} = I_o/\sqrt{2} = 25mA/1.4142 = 17.677 mA$$

Nu is  $I_{dc} = I_{dcmax} \cdot \delta_0$  en is  $I_{dcmax} = I_{dc}/\delta_0 = 17,677 ma/\delta_0$  Nu weten we niet wat  $\delta_0$  is maar het is wel een functie die uitsluitend van de hoek  $\alpha$  afhankelijk is, en we beschouwen dit als een veranderlijke waarde.

Even goed hadden we de vergelijking  $I_o = I_{dcmax} \cdot \delta_1$  en hiermee  $I_{dcmax}$  mee berekend.

Kennen we  $I_{dcmax}$  dan kunnen we eenvoudig ook  $I$  berekenen immers deze is  $I =$

$$I_{dcmax} / (1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)) \text{ Ook hier } \alpha \text{ nog steeds diezelfde veranderlijke waarde.}$$

Nu is  $gm \cdot V_{in} = I$  ofwel  $gm = I/V_{in}$  maar  $gm = I_{dcmax}/\Delta V_{be}$  zoals we konden besluiten uit Figuur 12 (Spanning stroom grafiek).

Maar uit deze figuur hebben we ook kunnen afleiden dat  $I_{dcmax}/\Delta V_{be} = I/V_{in}$  zodat we evengoed kunnen schrijven dat  $V_{in} = \Delta V_{be} / (1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right))$  ofwel dat  $\Delta V_{be} = V_{in} \cdot (1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right))$ .

Deze  $\Delta V_{be}$  kan dus groter of kleiner worden naargelang we de basis van de transistor instellen.

Vermits dit een exponentiele curve is zal aan de basis instelling niet veel moeten veranderd worden.

Maar  $\Delta V_{be}$  wordt onze tweede veranderlijke waarde.

Maar We weten ook

Nu stoppen we al deze formules in een Excel-sheet en laten SOLVER een oplossing zoeken.





## 10 Frequentie modulatie

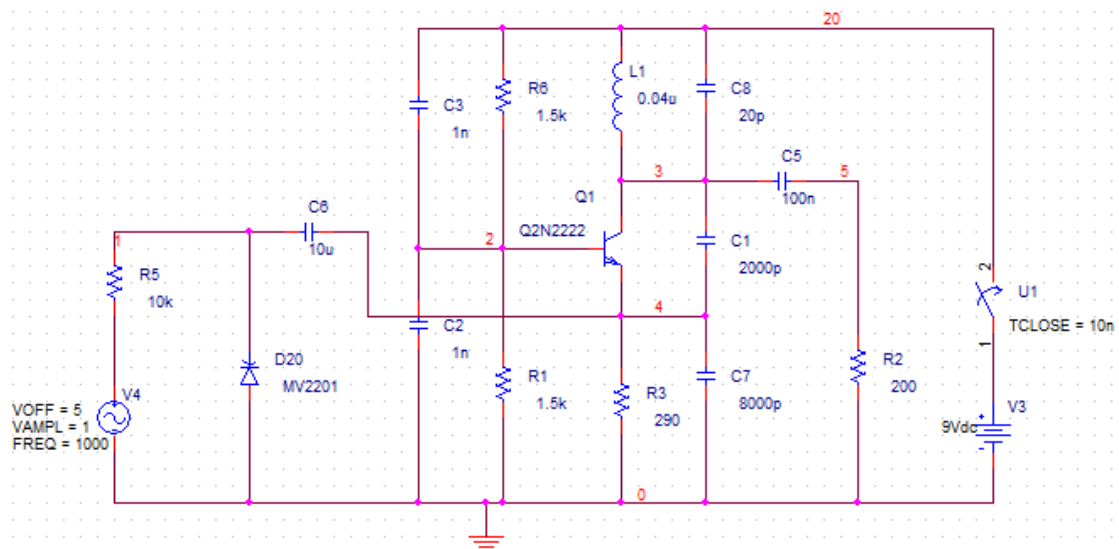
Om van een Oscillator ook een frequentie gemoduleerde (FM) signaal generator of zender (met klein vermogen) te maken is het eenvoudigste om een van de frequentie afhankelijke capaciteiten in functie van een laag frequent (LF) signaal te veranderen. De meest gekende methode is door het gebruik te maken van een varicap diode. Dit is in feite een (geselecteerde) diode maar die inverse gepolariseerd is. Dus de diode staat in cutoff of in niet geleidende toestand.

Wat er gebeurt in het inwendige van de diode is dat in geleidende toestand de "depletion layer" of "lege ruimte" zeer dun wordt zodat deze de elektronen van de anode naar de kathode doorlaat. Maar wanneer deze inverse gepolariseerd wordt dan zal deze depletion layer groter worden en er kunnen geen elektronen niet meer doorgelaten worden tenzij een zeer kleine inverse stroom, die  $I_s$  genoemd wordt en een zeer kleine waarde ( $\approx 3 \cdot 10^{-14}$ ). Deze ruimte gedraagt zich als een capaciteit waarvan de wanden verder of dichter bij elkaar staan afhankelijk van de inverse spanning.

Meer uitleg vindt men op het internet of Wikipedia.

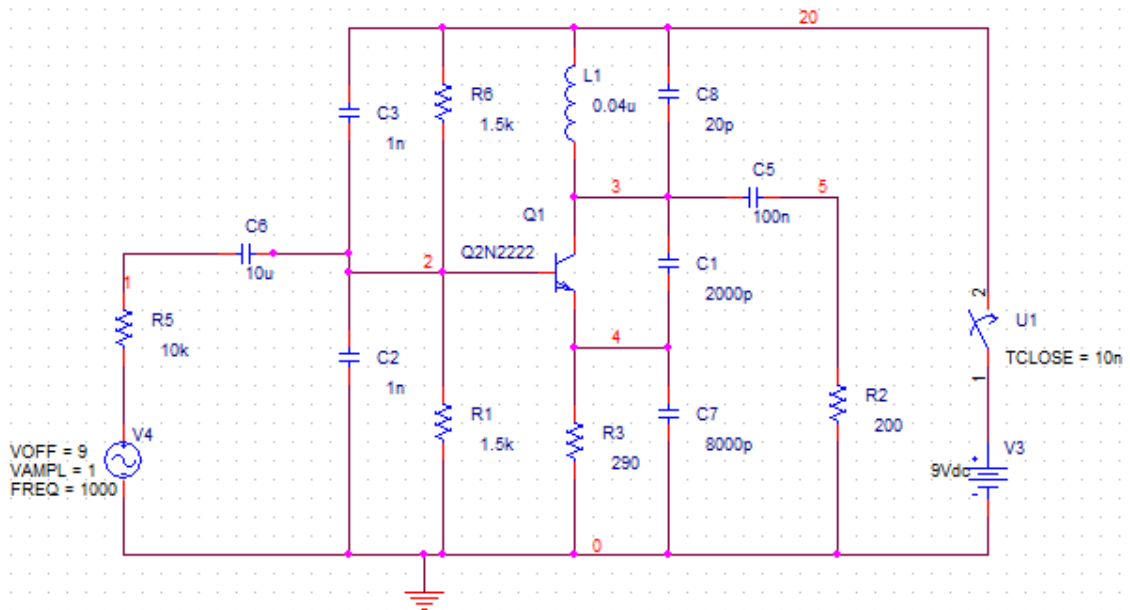
Deze varicap wordt dan parallel aan bijvoorbeeld capaciteit  $C_2$  aangelegd zoals te zien is in Figuur 13.

En dusdanig kan men een degelijke FM gemoduleerd signaal maken en door een antenne te laten uitzenden.



Figuur 13

Maar om het nog eenvoudiger te maken kan men dit LF signaal ook aan de basis leggen van de transistor. Immers deze transistor staat toch voor het grootste gedeelte van de tijd in cut-off toestand of inverse gepolariseerd, en heeft tussen Basis en Emitter ook zo een capaciteit die we normaal  $C_{in}$  noemen met een waarde van ongeveer 10pf voor normale polarisatie en dus nog merkkelijk hoger in reverse polarisatie. Mits wat transformatie van serie naar parallel komt deze capaciteit ook parallel te staan aan  $C_2$ . Enkele berekeningen zeggen ons dat een capaciteit verandering van enkele picofarad voldoende is om een frequentie zwaai te doen ontstaan van 75 Khz. Dit is weergegeven in Figuur 14.



Figuur 14

Maar wacht eens even, de basis van de transistor ligt toch met zijn capaciteiten voor wisselspanning aan grond, dat is toch per definitie een gearde basis schakeling.

Dat is juist, maar het is de kunst om deze capaciteiten aan de basis zo te berekenen dat zij een kortsluiting geven voor de draaggolf (in ons voorbeeld 20 Mhz ) maar niet voor een laagfrequent signaal van 1000 Hz. Rekenen we dit even uit dan is voor 20mhz de impedantie gelijk aan  $Z = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ Mhz} \cdot 50n)} = 0.16\Omega$  dat een zeer kleine waarde is. Maar deze zelfde capaciteit heeft voor een 1000 Hz signaal een impedantie van  $\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 100\text{Hz} \cdot 50n)} = 3183\Omega$  wat een grote belasting is.

En dus combineert deze transistor en draaggolf oscillator en een laag frequent modulatie met deze draaggolf. Noteer echter dat in dit geval er ook een amplitude modulatie ontstaat, maar zolang dit laagfrequent signaal niet te groot wordt zal in de ontvanger deze amplitude modulatie eruit gefilterd worden (door saturatie in de MF trap van de ontvanger). Proper is het niet maar het werkt en voor een zendertje met een draagwijdte van enkele honderd meters is dit door de vingers te zien.

## 11 Epiloog

In dit document heb ik proberen uit te leggen hoe een veel voorkomend zendertje dat je zo dikwijls op het internet tegenkomt, in alle mogelijk variaties, in feite werkt. Ik heb dit zo algemeen mogelijk uitgelegd en een verklaring gegeven van hoe deze oscillator eigenlijk werkt en in het bijzonder hoe men in deze, maar op analoge wijze ook in andere gelijksoortige oscillators (Pierce, Hartley, Franklin) de amplitude kan berekenen. Iets wat, in zowel leerboeken als in de documenten op het internet, volkomen vergeten wordt, omdat in de zeldzame documenten die dit toch beschrijven, ze het zo ingewikkeld presenteren dat alleen mensen zoals burgerlijk ingenieurs er iets van snappen.

Jan Spaenjers