Contents

Een Pierce Oscillator

1.1 Waar gaat het over

Een van de meest gebruikte oscillatoren in zowel voor het genereren van de oscillator frequentie voor een computer, of een tijdsklok of een driver voor een zender, is de Pierce Oscillator. Deze wordt soms uitgevoerd door een (CMOS) inverter-gate maar ook dikwijls met discrete componenten zowel met BJT transistors als met LDMOS transistors.
De maximale frequentie is, afhankelijk van de gebruikte transistors of (CMOS) gate globaal genomen tot maximaal 150Mhz. Nog juist voldoende om een FM-zendertje mee aan te sturen. Dikwijls wordt er ook gebruik gemaakt van een X-tal ter vervanging van een spoeltje, maar als men de basis onder de knie heeft is de aanpassing gemakkelijk te maken.

In de literatuur vindt men hier en daar wel wat nuttige informatie welke formules men moet gebruiken om de verschillende componenten te bepalen. Maar zelden vindt men een degelijk uitgewerkte berekening waarmee ook rekening gehouden wordt met de belasting en de in en uit capaciteiten van de gebruikte transistoren.
Deze hiaat, zonder in de uitwerking van een thesis te vervallen, wil ik hier even opvullen.
De kennis van elementaire algebra is voldoende om dit te begrijpen.

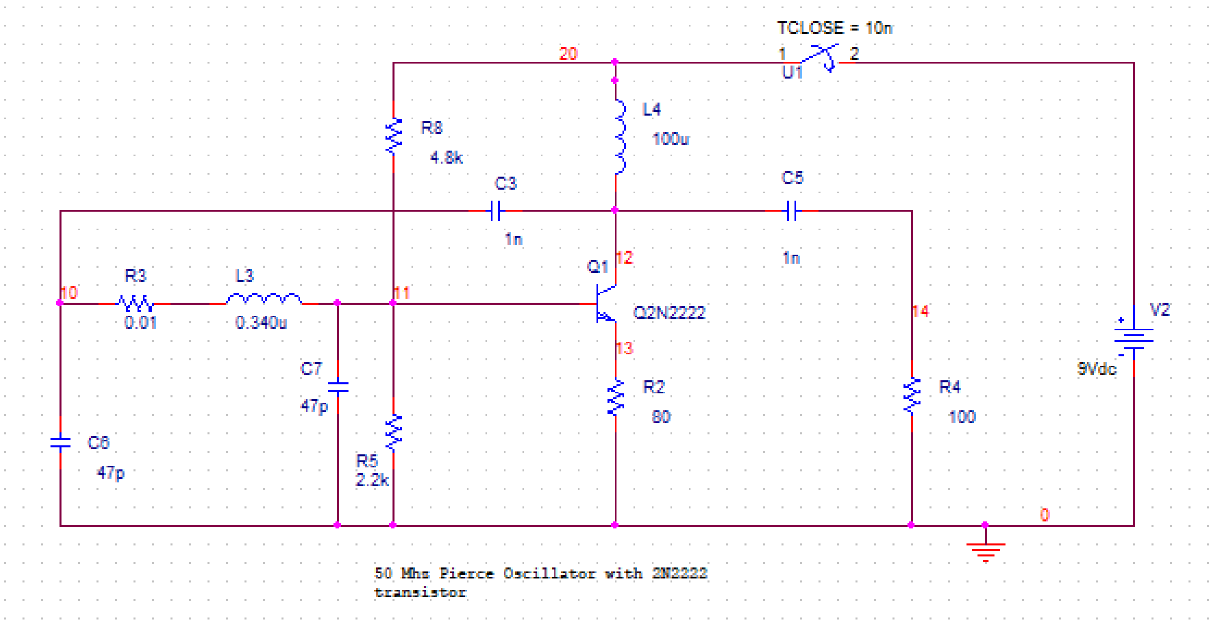
1.2 Opfrissing van enkele bijzondere begrippen.

Om een circuit te ontleden is het dikwijls voldoende dat men de wetten van Kirkchoff rigoureus toepast. Deze wet zegt dat de stroom door een element gelijk is aan de spanning (in de richting van de stroom) over het element gedeeld door de weerstand van dat element. Of in wiskundige vorm:
$i = \frac{(v_1 - v_2)}{R}$, maar met deze opmerking dat r een willekeurige impedantie voorstelt, of een element dat een ohmse weerstand als dimensie heeft $[\Omega]$. Dit wil zeggen dat een inductantie (spoel) die een dimensie heeft van
$[H] = [\Omega.s]$ zodat $L.\omega = L.2.\pi.f$ de dimensie heeft van $[\Omega.s.1/s] = [\Omega]$. Omdat de stroom door een inductantie 90° voor ijlt ten opzichte van de stroom door de weerstand wordt er een richting coëfficiënt meegegeven, namelijk j zodat de impedantie van een spoel $jL\omega$ wordt maar dat meestal als Ls geschreven wordt. (Hierin is $s = j\omega$ de Laplace transformator, maar dat is een heel ander verhaal). Maar, om het rekenen wat eenvoudiger te maken wordt deze impedantie dikwijls aangeduid als Xl.

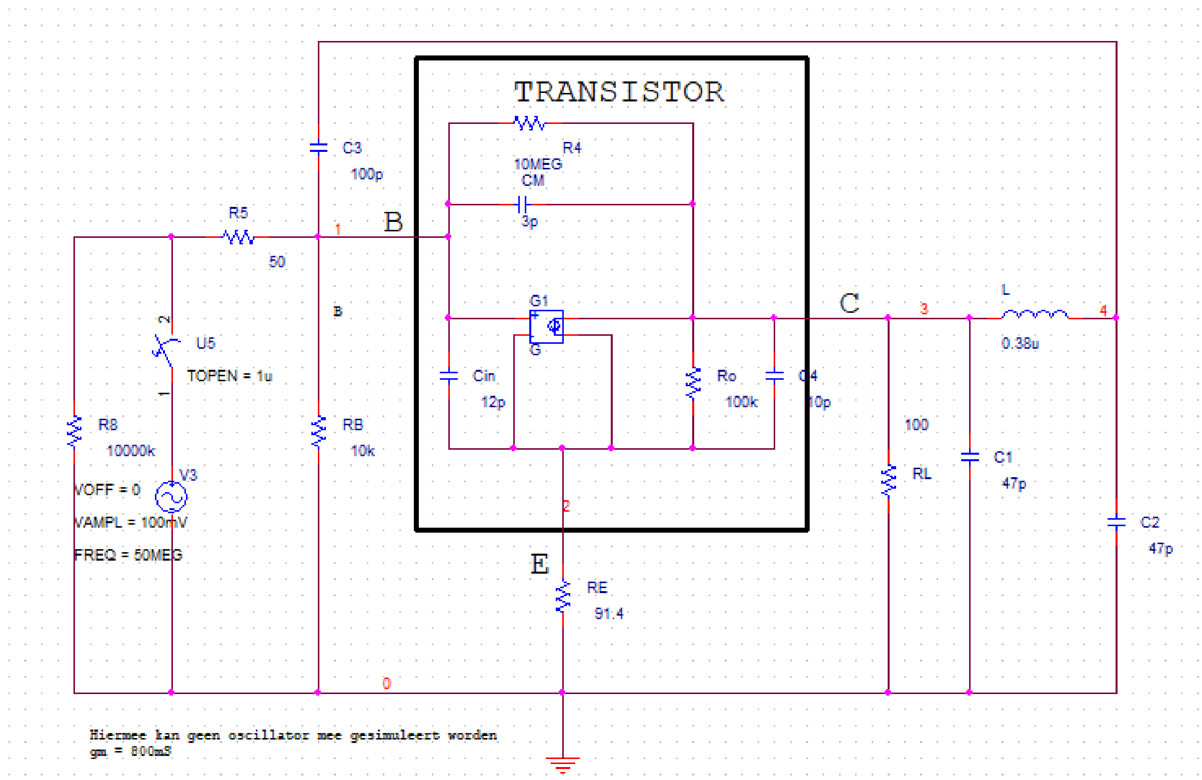
Zo ook is de dimensie van een capaciteit $[F] = [Q/V] = [A.s/V] = [s/\Omega]$ en dus hier heeft $1/jC\omega$ ook de dimensie van $[\Omega]$. Maar vermits de stroom door een capaciteit 90° na ijlt wordt de impedantie $= -\frac{1}{jC\omega} = \frac{j}{Cs}[\Omega]$. En ook hier wordt dit aangeduid als Xc .
Een andere wet zegt dat in ieder knooppunt de som der stromen toekomend in dat knooppunt gelijk is aan 0. Wat nogal logisch is al wat binnenkomt moet ook buiten gaan. Hier moet men wel degelijk rekening houden met de richting van de stroom, en hier worden veel fouten tegen gemaakt.

1.3 Toegepast op een werkend voorbeeld.

In figuur 1 is een volledig schema getekend van een Pierce oscillator. Daarnaast is in figuur 2 een wisselstroom schema getekend van dezelfde schakeling en waar het inwendige van een transistor is voorgesteld door een stroombron met parallel daaraan een output weerstand r_o en een output capaciteit C_o en een capaciteit tussen output en input C_μ alsook een input capaciteit C_π .



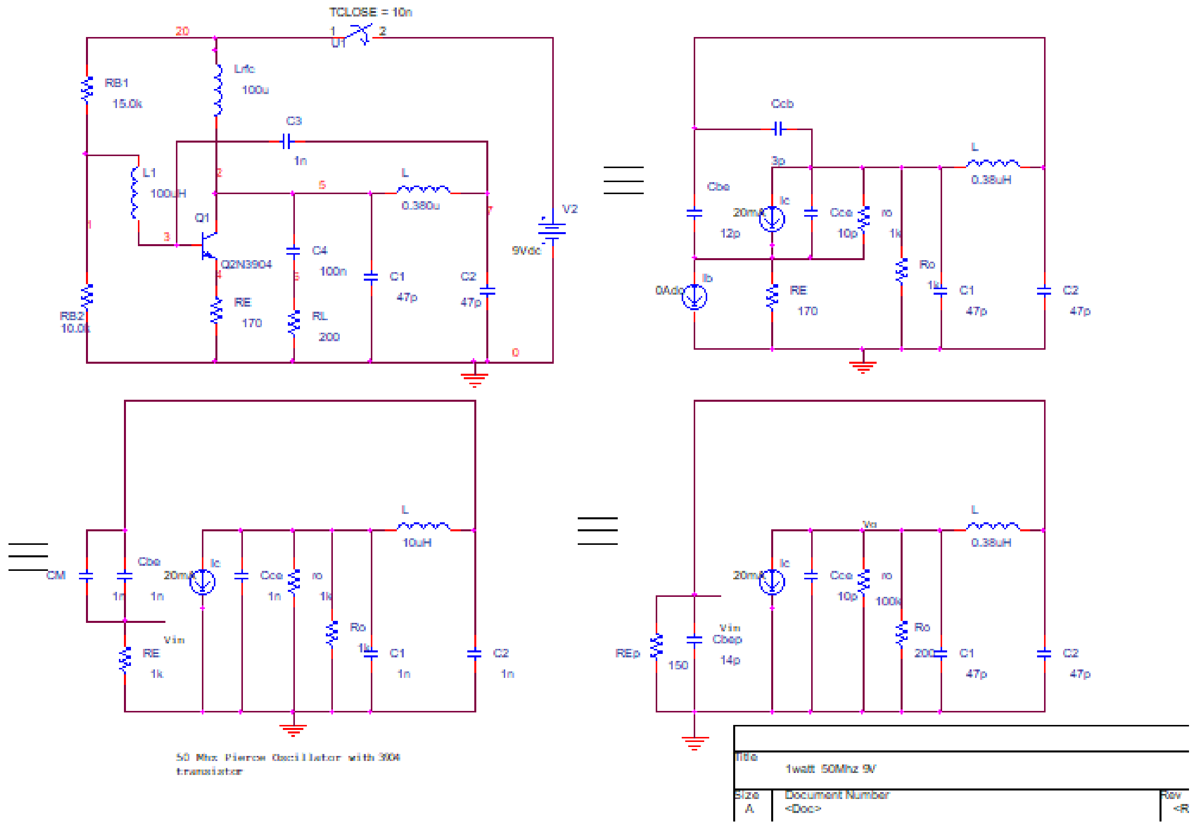
figuur 1 volledig schema



figuur 2

De transconductantie of de overdracht van de spanning tussen Basis en GROND naar de Stroom door de Collector is $i_o = v_i.Gm$ (1).
Hierin is Gm de steilheid van het circuit.
Deze is niet degene die bepaald wordt door de verhouding van $gm = \frac{i_c}{v_b}$ welke normaal in datasheets wordt opgegeven, maar als we ons schema goed bekijken dan is volgens de definitie $gm = \frac{i_o}{v_i}$. En dan is v_i de ingangsspanning tussen Basis en GROND en dat is niet hetzelfde als tussen Basis en Emitter. Zo ook is i_c niet hetzelfde als i_o . Laten we dat even beter definiëren. Op wisselstroom gebied is de stroom in de transistor gelijk aan $i_c \approx v_i/R_e$ maar $v_{in} = v_{be} + v_i$ en hierin is $v_{be} = r_e.i_e$ en $v_{i=}R_E.i_e$ en vermits bij definitie $gm = \frac{i_c}{v_{be}}$ kunnen we dit uitbreiden tot $Gm = \frac{i_c}{v_{in}} = \frac{i_c}{(R_E+r_e).i_e} \approx \frac{1}{R_E}$ zodat we kunnen overgaan naar blokschemafiguur 3a,b,c,d.
Ook zien we in ons blokschema dat C_{in} en C_o tussen Basis en Emitter en Collector en Emitter ligt en niet tussen Basis of Collector en GROND.
Het is echter eenvoudiger om het circuit te berekenen als dit wel zo zou zijn.
Maar er bestaat een wiskundige truc om een serie schakeling om te zetten in een parallel schakeling dusdanig dat de parallel schakeling PRECIES eruit ziet ALS een serie schakeling. Noteer dat die parallel schakeling niet bestaat, men kan die niet ergens vinden of iets aan meten, zij is louter een wiskundige truc, maar die ons helpt om de berekeningen eenvoudiger te houden. Het bewijs hiervan is terug te vinden in mijn document “Matching”. Het komt erop neer dat de serie schakeling zoals te zien in figuur 3c kan omgezet worden in een parallel schakeling zoals te zien in figuur 3d Met de volgende transformatie formules

$R_p = \frac{{R_s}^2+{X_s}^2}{R_s}$ en : $X_p = \frac{{R_s}^2+{X_s}^2}{X_s}$. Zo doende kunnen we de serie schakeling van C_{in} en R_E vervangen denken door een parallel schakeling zoals in figuur 3d.
Wel moet men er rekening mee houden dat $R_s = R_E//R_{B1}//R_{B2}$, maar door tussenvoeging van een inductantie $L1$ waarvan de impedantie $L1.\omega$ veel maal groter is dan de parallel weerstanden R_{B1}, R_{B2} , we kunnen aannemen dat $R_s = R_E$.



figuur 3a,b,c,d

Laten we om de berekeningen nog wat eenvoudiger te houden bepaalde zaken samen nemen zoals $r_o//R_o = R_o$ en $C_{co} + C_1 = C_1$ en ook $C_{bop} + C_2 = C_2$. Natuurlijk moeten we na onze berekeningen deze formules terug omrekenen om de juiste afzonderlijke waarden te bekomen.

Maar in dit vereenvoudigd schema kunnen we eenvoudig schrijven dat de som der stromen gelijk is aan nul of $I_c + I_R + I_{c1} + I_L = 0$.
Met $I_c = Gm.V_{in}$ en $i_R = \frac{v_o}{R_o}$ en $i_{c1} = v_o.C_1 s$ en $i_L = \frac{(v_o - v_{in})}{Ls}$ (2) volgt dat
$Gm.v_{in} + \frac{v_o}{R_o} + v_o.C_1 s + \frac{v_o - v_{in}}{Ls} = 0$ of gerangschikt
$\frac{v_o}{R_o} + v_o.C_1 s + \frac{v_o}{Ls} = -Gm.v_{in} + \frac{v_{in}}{Ls}$ ofwel $v_o\left(\frac{1}{R_o} + C_1 s + \frac{1}{Ls}\right) = v_{in}\left(\frac{1}{Ls} - Gm\right)$

Bekijken we nog even verder dan zien we dat ook $i_L = i_{C2}$ ofwel $\frac{v_o - v_{in}}{Ls} = v_{in.C_2}.s$ en dus $v_o = v_{in}(L.C_2.s^2 + 1)$

Vervangen we v_o in vorige formule en werken we dit uit dan bekomen we

$v_{in}(L.C_2.s^2+1)\left(\frac{1}{R_o}+C_1s+\frac{1}{Ls}\right)=v_{in}\left(\frac{1}{Ls}-Gm\right)$ En de rest is algebra waarin we alles op een zelfde noemer brengen en $-Gm.R_o$ aan de ene kant van de vergelijking brengen en alle andere componenten aan de andere kant dan bekomen we:

$$L.C_1.C_2.R_o.s^3+L.C_2.s^2+(C_1+C_2).R_o.s+1=-Gm.R_o$$

Nu zegt de wiskunde dat deze vergelijking een oplossing kan hebben enkel en alleen wanneer de j termen gelijk zijn aan elkaar en ook de “niet” j termen gelijk zijn aan elkaar.
Nu is $s=j\omega$ met $j=\sqrt{-1}$ en dus $s^2=-1.\omega^2$, zo ook is $s^3=-j.\omega^3$. Hieruit volgt dat :
$L.C_1.C_2.R_o.s^3+(C_1+C_2).R_o.s=0$
$L.C_1.C_2.R_o.\omega^2=(C_1+C_2).R_o$ of

$$\boxed{\omega^2=\frac{(C_1+C_2)}{L.C_1.C_2} \qquad (1)}$$

Maar even zo dat:
$L.C_2.s^2+1=-Gm.R_o$ ofwel $-L.C_2.\omega^2+1=-Gm.R_o$. Vullen w in deze formule (1) in dan is

$-L.C_2.\frac{(C_1+C_2)}{L.C_1.C_2}+1=-Gm.R_o$. ofwel $\frac{-C_1-C_2+C_1}{C_1}=-Gm.R_o$. Dit is

$Gm.R_o=\frac{C_2}{C_1}$.

En vullen we hierin $Gm=1/R_E$ dan wordt

$$\boxed{\frac{R_O}{R_E}=\frac{C_2}{C_1}. \qquad (2)}$$

En met deze twee formules kunnen we een vrije keuze maken voor het invullen van onze componenten. Denkt eraan dat dit de minimale voorwaarden zijn dusdanig dat de rondgaande versterking nog juist gelijk is aan één. Is de rondgaande versterking groter dan één dan zal er “clipping” ontstaan en het signaal over de belasting is geen zuivere sinus meer, maar in vele gevallen is dit van minder belang.

1.4 Amplitude van het signaal

Meestal is de belasting R_o gekend, maar tot hiertoe is er nog niets gezegd over de amplitude van het signaal over R_o. Dit wordt uitgelegd in mijn document “doc4-5 amplitude van een oscillator”

Jan Spaenjers