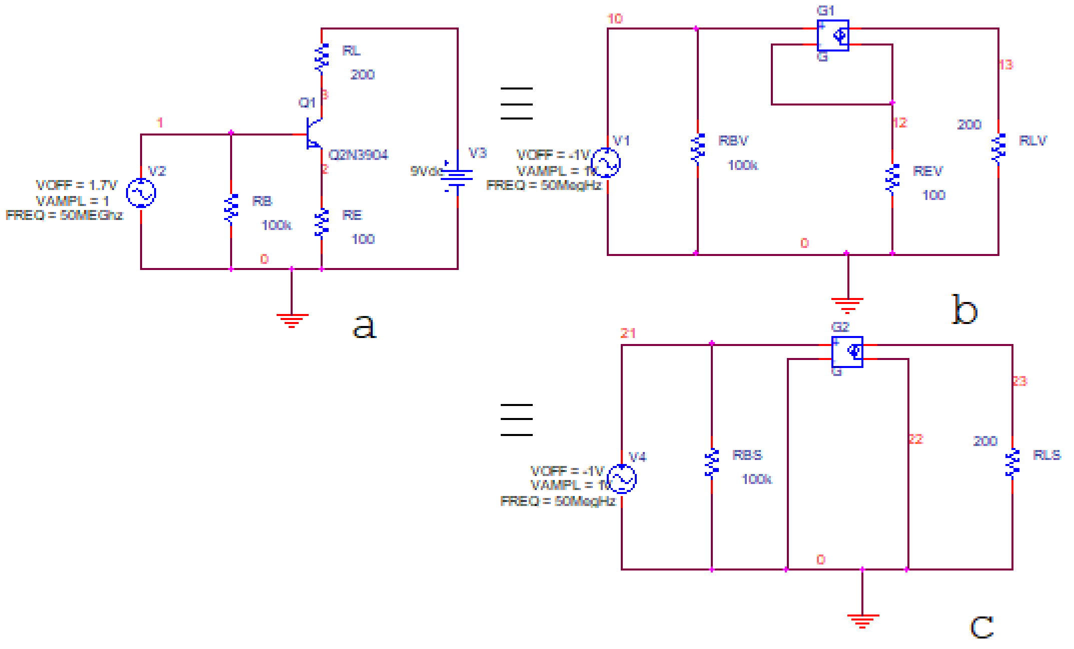
Contents

Steilheid transistor voor grote signalen

1. Transconductantie *gm* of *Gm*

In datasheets van transistoren wordt meestal een transconductantie of de steilheid van de transistor gegeven als gm. Deze factor bepaalt de verhouding tussen de i_c en v_{be} inwendig in een transistor als $gm = \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{be}}$ zodanig dat de transistor kan voorgesteld worden, vervangen worden, als in Figuur 1b en dit is handig als je berekeningen wilt maken wanneer de transistor in een “geaarde emitter “ schakeling staat, dat wil zeggen als de emitter (voor wisselstroom) aan de grond ligt, en ook de ingang · aan grond ligt. Maar in vele gevallen kan het zijn dat er nog een weerstand tussen emitter en grond staat terwijl de ingang toch tussen *basis* en *grond* aan de transistor wordt verbonden. Dan wordt het rekenwerk ineens een stuk moeilijker om bijvoorbeeld de versterking van de schakeling uit te rekenen.
Daarom rijst de vraag of het niet mogelijk is de schakeling zoals te zien in Figuur 1b niet om te vormen is zoals Figuur 1c zodat de transistor plus weerstand (R_e)(of een andere impedantie (Z_e)) PRECIES hetzelfde eruit ziet ALS een vervangingsschema van een gewone transistor maar met een andere gm , laten we deze Gm noemen.



Figuur 1

2. Overeenkomst tussen gm en Gm

Uit de algemene theorie van transistoren weten we dat $gm = \frac{1}{r_e} \sim \frac{I_{dc}}{26mV}$.
r_e stelt in feite een weerstand voor die tussen basis en emitter (maar in de emitter leiding) staat en ook dat per definitie $gm = \frac{i_c}{v_{be}}$ ofwel $gm.v_{be} = i_c$ (1).

Maar als we onze transistor schema bekijken zien we dat $v_{in} = (r_e + R_e)i_e$ en met $i_e = i_c + i_b$ en daarenboven $i_c = \beta.i_b$ bekomen we dat
$v_{in} = (r_e + R_e)i_c.\left(\frac{1+\beta}{\beta}\right)$ of $i_c = \frac{v_{in}}{(r_e+R_e)}.\frac{\beta}{\beta+1}$. Nu is $\frac{\beta}{\beta+1} \sim 1$ (2)
Stellen we (1) = (2) dan zien we dat $gm.v_{be} = \frac{v_{in}}{(r_e+R_e)}.\frac{\beta}{\beta+1}$. Nu kunnen we deze tweede term indenken als bestaande dat:

$Gm.v_{in} = gm.v_{be} = \frac{v_{in}}{(r_e+R_e)}.\frac{\beta}{\beta+1}$ met $Gm = \frac{1}{(r_e+R_e)}.\frac{\beta}{\beta+1}$ (3)

Hier zien we dus dat we geen rekening meer moeten houden met de juiste spanning v_{be} maar alles onder controle hebben met de uitwendige weerstanden. Noteer dat in de meeste gevallen r_e bijzonder klein is ten opzichte van R_e en $\frac{\beta}{\beta+1} \sim 1$ zodat $G_m \cong \frac{1}{R_e}$, een weerstand die we zelf bepalen.

Natuurlijk moet, opdat dit mogelijk blijft, de inwendige gm van de transistor vele malen groter zijn dan Gm.

Voornamelijk in oscillatoren waar de rondgaande versterking slechts > = 1 moet zijn is dit een handig wapen om de berekening van de componenten te vereenvoudigen, zoals toegepast in mijn document "Pierce oscillator"
Noteer dat voor een transistor $i_c.R_L = v_o$ en dus wordt $gm.v_{be}.R_L = v_o$ of de versterking van deze schakeling is $A = \frac{v_o}{v_{be}} = gm.R_L$ en dat wordt nu $A = \frac{v_o}{v_{in}} = Gm.R_L = \frac{R_L}{R_e}$, wat dus een zeer eenvoudige uitdrukking wordt.
In deze eenvoudige oefening lijkt het nogal evident, en is met weinig inspanning in te zien dat de versterking gelijk is aan $\frac{R_L}{R_e}$ maar als de schakeling ingewikkelder wordt en aan de collector nog impedanties worden bijgevoegd, is het zeer handig dat alle in en uitgangen naar *grond* kunnen gerefereerd worden en niet aan "hangende" spanningen.
Maar noteer dat al wat tot hiertoe besproken werd is in de veronderstelling dat stromen en spanningen zich in Klas A bevinden dat wil zeggen er nog nergens de transistor in verzadiging of cut-off komt.

3. Hoe groot moet gm zijn?

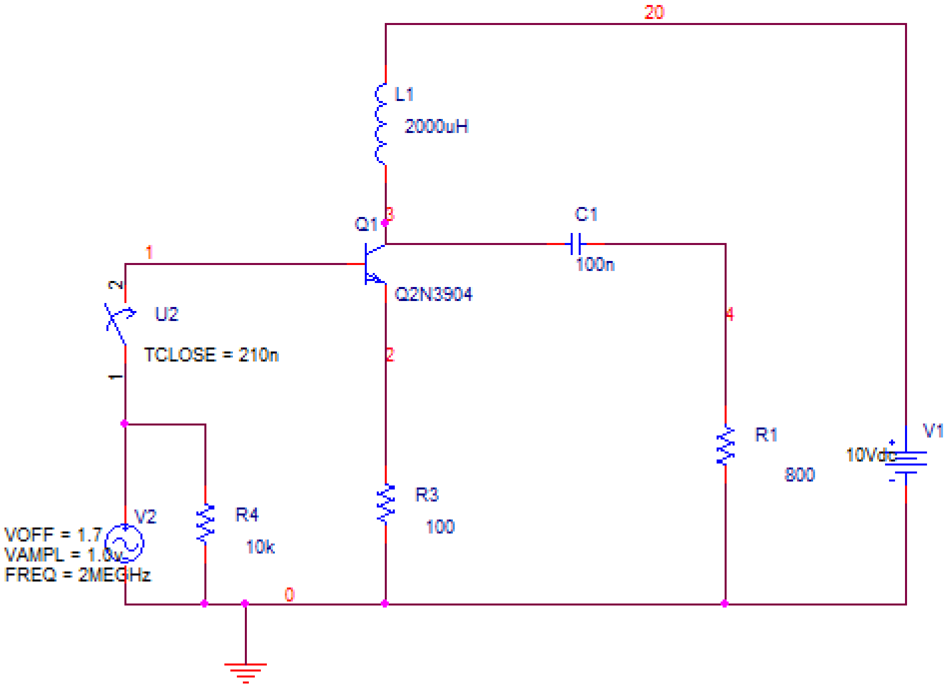
We hebben nu wel een wiskundige truc gevonden om met Gm te werken in plaats van gm , maar er moet voor gezorgd worden dat de transistor zo ingesteld staat met een minimale gm opdat er zo wie zo een transformatie plaatsgrijpt tussen de v_{in} en de i_o .
Nu is per definitie $gm = \frac{i_o}{v_{be}} = \frac{i_o}{v_{in-v_e}}$ Maar $v_e = i_e.R_E \approx i_o.R_E$ vullen we dit in dan is $gm.(v_{in} - i_o.R_E) = i_o$ ofwel $gm.v_{in} = i_o + i_o.R_E$. Nu is bij resonantie en minimale rondgaande versterking $\frac{v_o}{R_L} \approx i_o$. Dit is niet volkomen gelijk omdat er toch nog wat verliezen zijn, maar we beschouwen R_L parallel aan r_o gelijk aan $R_L$en bij resonantie is de parallel impedantie van de LC keten gelijk aan oneindig. Dan wordt $gm.(v_{in} - i_o.R_E) = i_o$ gelijk aan $gm.v_{in} = \frac{v_o}{R_L}(1 + gm.R_E)$ of nog anders $= \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{gm.R_o}{(1+gm.R_E)}$.
Een gedeelte van v_o wordt terug geschakeld naar de ingang v_{in}. Noemen we de verhouding $\frac{v_{in}}{v_o} = \alpha$ en vullen we dit in en na wat vereenvoudigen bekomen we dat $gm = \frac{\alpha}{\alpha.R_o - R_E}$. Dit is de minimale waarde waar gm moet voldoen om nog een rondgaande versterking van 1 te bekomen.
Nu weten we uit vorige berekeningen dat $\alpha = \frac{C_2}{C_1}$ en ook weten we dat $gm = \frac{Idc}{26mV}$. Deze Idc kan men instellen door de basis weerstanden te veranderen, en hiermee zijn alle componenten bepaald.
Een niet juist berekenen van al deze componenten kan oorzaak zijn dat de (meestal) oscillator niet wil starten of steeds uitdooft of begint te hikken.

4. De maximale amplitude over de belasting.

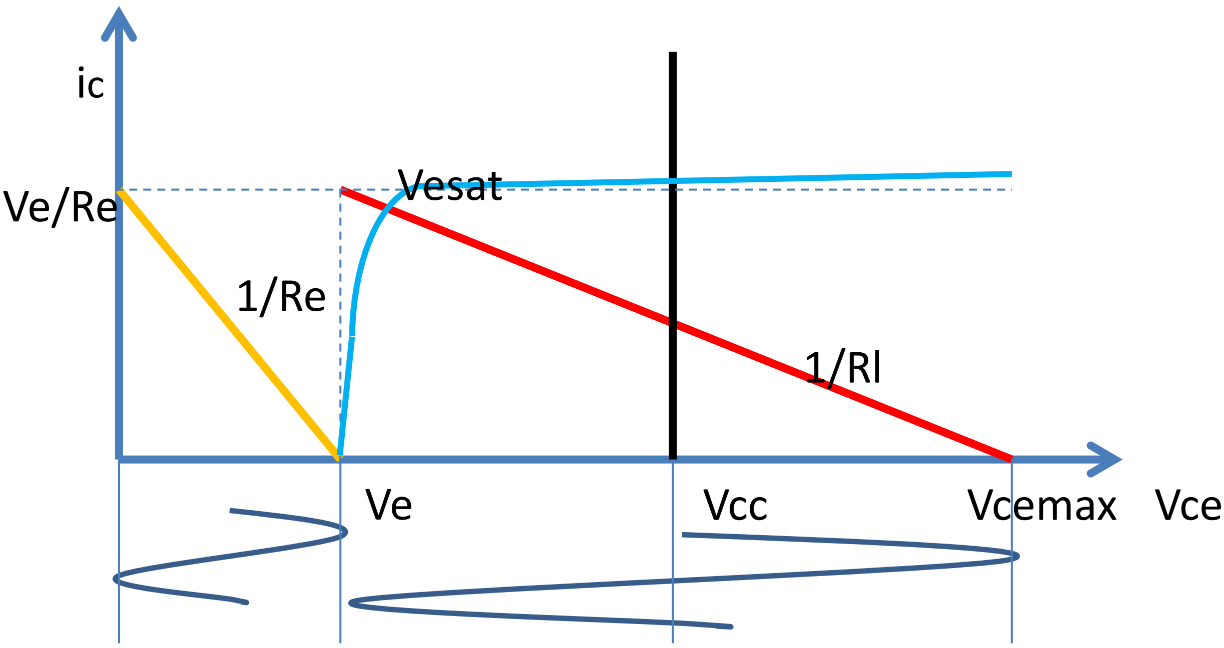
Natuurlijk kan het zijn dat je een oscillatie hebt maar dat de amplitude te klein (of te groot) of geclipt is. We moeten dus ook met onze formules de maximale sinus-vorm over onze belasting nog berekenen.

5. Een zeldzaam besproken schakeling die veelvuldig voorkomt.

In vele (HF) versterkerschakelingen zoals in zender eindtrappen of oscillatoren of driver-versterkers zien we dat, voor de vermogen overdracht te optimaliseren er een L_{rfc} (radio frequency choke spoel) is opgenomen in plaats van een weerstand (die te veel nutteloos vermogen dissipeert).
Een eenvoudig voorbeeld is te zien in Figuur 2.Maar dit schema is echter ook analoog aan een Pierce oscillator schakeling waarin de afgestemde kring en terugkoppeling niet is aangesloten, maar de redenering blijft overeind.



Figuur 2



Figuur 3

Hierin zien we, met wat we tot hiertoe weten dat op wisselstroom gebied $v_2 = \frac{v_3}{R_3} = i_e \approx i_c$, maar dat deze zelfde wisselstroom ook gaat door R_1 (en niet door L_1 dat een zeer grote impedantie vormt. Voor de hoge frequentie is $L_1.2.\pi.f \gg R_1$ .Dit maakt dat de collector steeds op V_{dc} blijft maar daarboven of daaronder de v_2 spanning beweegt.

maar $R_1.i_c = v_o$. En $\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1}{R_3} = A$ .Maar op gelijkstroom gebied is $L_1.2.\pi.f = 0$.

De maximale spanning tussen grond en collector heeft men dan als V_{CE} van de transistor $V_{CE} = 0V$. (Om correct te zijn is de minimale V_{CE} spanning gelijk aan *0.2V*)

Dan is de maximale spanning $V_{DC} = v_{2pp} + \frac{R_1}{R_3}.\frac{v_{2pp}}{2}$. Hieruit halen we dat de verhouding $\frac{R_1}{R_3}$ of de maximale versterking gelijk is aan $\frac{(V_{DC} - v_{2pp}).2}{v_{2pp}} = \frac{R_1}{R_3}$.

En de maximale spanning aan de collector van de transistor is dan

$V_{CEmax} = v_{2max} + v_{4max} = v_{2pp} + \frac{R_1}{R_3}.v_{2pp}$.

Laten we dit toepassen op Figuur 2, waarin $V_{DC} = 10V$ en de amplitude van $v_2 = 1V$ of $v_{2pp} = 2vpp$. Dan wordt $\frac{(V_{DC} - v_{2pp}).2}{v_{2pp}} = \frac{R_1}{R_3}$ gelijk aan $\frac{(10-2)v.2}{2v} = 8 = \frac{R_1}{R_3}$ en $V_{CEmax} = v_{2pp} + \frac{R_1}{R_3}.v_{2pp}$ gelijk aan $2v + \frac{800}{100}.2v = 18v$. Men ziet dus dat de spanning op de collector zelfs hoger wordt dan de voedingsspanning (en maximaal *2xV*$_{DC}$).

Wanneer we deze verhouding $\frac{R_1}{R_3}$ groter nemen dan zal er clipping ontstaan of de sinus begint meer op een vervormde blokgolf te lijken, en als we de verhouding kleiner nemen dan zal het wel een mooie sinus blijven maar de maximale versterking is niet bereikt.(of zelfs lager dan 1 en dan valt de oscillatie stil).

Nu kennen we de verhouding $\frac{R_1}{R_3}$ maar nog niet de componenten afzonderlijk. En dat heeft dan te maken hoeveel stroom i_c we willen laten stromen door de weerstanden R_1 en R_3, of anders gezegd hoeveel vermogen we willen versterken, immers $v_o.i_c = P_o$.
Nu weten we dat $i_c = gm.v_{be}$ maar ook dat deze waarde ongeveer gelijk is aan $gm = \frac{I_{DC}}{26mv}$. Deze merkwaardige formule zegt in feite dat we door de gelijkstroom instelling aan de basis we de steilheid van de transistor kunnen bepalen.
Nu is $I_{DC} = \frac{V_3}{R_3}$ en $V_3 = V_B - 0.7V$ en daarmee kunnen we een gewenste $gm.26mv = I_{DC}$ mee vastleggen.
Wel moeten we nagaan of de gebruikte transistor deze (gm) steilheid wel kan leveren, en ook hoe hoger we onze $V_B - 0.7V$ moeten instellen hoe kleiner onze versterking wordt! In de elektronica is het dikwijls geven en nemen.
Een volledig doorgerekend voorbeeld is gegeven in mijn artikel “Pierce oscillator”.

.

Jan Spaenjers