

De Hartley oscillator met JFET

Contents

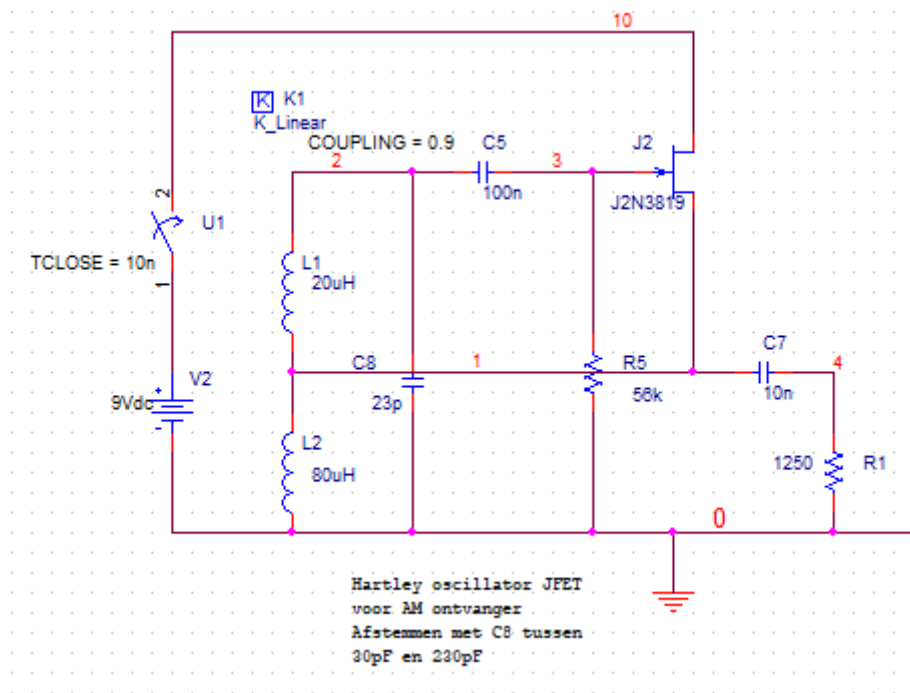
1	Inleiding.....	1
2	Het wisselstroom schema.....	2
3	De verklaring van $LT = L1 + L2 + 2.L1.L2$	4
4	De wiskundige berekeningen in een PSPICE simulatie.....	5
5	Andere wiskundige berekening.....	6
6	Enkele overwegingen en besluiten.....	8
7	Een uitgewerkt voorbeeld.....	9
8	Simulatie resultaat.....	10

1 Inleiding

Bij het ontwerpen van een AM superheterodyne ontvanger las ik tot mijn verwondering dat de Hartley Oscillator een grotere bandbreedte kan bestrijken met een regelbare lucht capaciteit dan een Colpitt Oscillator. Daarenboven kan in een Geaarde Collector Schakeling of Geaarde Drain Schakeling deze afstemcondensator met één zijde aan de grond blijven , wat zeker een voordeel is bij gebruik van een (oude) draaicapaciteit als afstemming op een frequentie die 455kHz hoger moest zijn dan de AM-band van 560kHz tot 1.7Mhz ofwel van 1015kHz tot 2155kHz.

Dit schema ziet er uit als volgt (in figuur 1).

Noteer dat de Hartley oscillator schakeling met een NE602 of NE612 maar dan uitgevoerd met een BJT transistor zeer sterk op dit schema lijkt. Alleen de DC instellingen zijn iets gewijzigd, maar het algemeen verloop is bijna identiek als wat hier wordt uitgelegd.



figuur 1

Vermits de Drain, via de voeding aan grond ligt, is deze schakeling een Common Drain” schakeling genoemd.

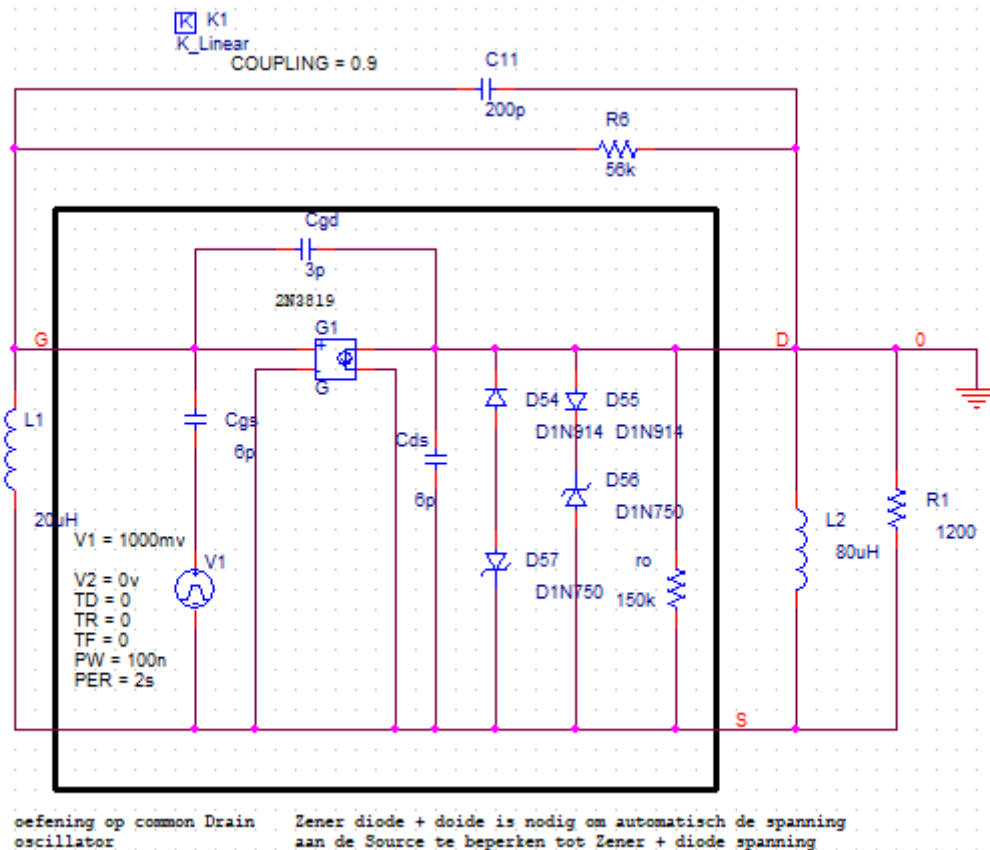
Natuurlijk kan deze schakeling ook gebruikt worden als oscillator voor een zender waar op een eenvoudige wijze een varicap diode kan aangesloten worden over C8, en dus een mooie VCO kan gemaakt worden.

Het voordeel van een JFET is de uiterst eenvoudige DC instelling namelijk door R5=56kΩ tot 100kΩ. en de laag Ohmse uitgang kan eenvoudig met een ont koppeling capaciteit (C4), aan de ingangsweerstand (R1), van de volgende trap gekoppeld worden.

Er wordt dus weinig stroom verspeeld aan de DC instelling van de schakeling wat het rendement ten goede komt.

2 Het wisselstroom schema.

Om de componenten te berekenen moet men een wisselstroom schema tekenen door alle capaciteiten die alleen maar dienen om gelijkstroom tegen te houden kort te sluiten en de JFET te vervangen door zijn vervangingscircuit bestaande uit een spanning naar stroom converter, een uitgangsweerstand ($R_o = 100K$) en de nodige capaciteiten tussen GS, DS en GD zoals zij te vinden zijn in de data sheets van de JFET. Dit schema is afgebeeld in figuur 2. Wel heb ik er nog wat elementen bijgeschakeld om het opstarten te vergemakkelijken, door een kleine start impuls te geven. Ook heb ik er twee zener diodes + twee diodes bijgevoegd zodat de rondgaande versterking, die minimaal iets meer dan één moet bedragen bij het opstarten maar eens in regime toestand niet hoger mag oplopen tot ongeveer $7.25 + 0.7$ Vpp.



figuur 2

Er is op het internet genoeg informatie te vinden die een algemene uitleg geven hoe een Hartley of Colpitt of Pierce oscillator werkt maar ik heb nog maar weinig degelijke, dat wil zeggen, wiskundige uitleg gevonden waarom deze schakeling als dusdanig functioneert en hoe men deze componenten kan berekenen. Slechts als men dit onder de knie heeft is men ook in staat om andere oscillators in andere configuraties, ook bij hogere of lagere frequenties, te berekenen.

Vooreerst een woordje over de twee spoelen L1 en L2. Deze kunnen bestaan uit twee afzonderlijke spoelen die in serie geplaatst worden. Bijvoorbeeld op twee ring kernen. Men moet er wel op letten dat de wikkelingen van beide spoelen in dezelfde richting gewikkeld zijn en dan is de totale inductantie van beide spoelen gelijk aan $L1 + L2$ (anders is het gelijk aan $L1-L2$, wat niet de bedoeling is).

Maar is heel de spoel één doorlopende draad met ergens een aftakking in, dan is de totale spoel waarde gelijk aan $L1 + L2 + 2k\sqrt{L1 \cdot L2}$ waarin k een koppelingsfactor is die meestal in een gesloten behuizing en met een ferrietkern erin, tussen 0.9 en 0.99 ligt. En dat maakt wel degelijk een groot verschil.

Meestal wordt $2k \cdot \sqrt{L1 \cdot L2} = 2M$ geschreven. Het waarom van deze formule is uitgelegd in volgende paragraaf.

C7 is de draaibare lucht capaciteit die normaal een variatie heeft van minimaal 20pF en maximaal 230pF, voor een AM radio ontvanger. Natuurlijk in andere toepassingen kan het ook mogelijk zijn met de kern van de spoel te verdraaien men een bepaalde frequentie kan

bijregelen. Ik heb deze schakeling ook uitgeprobeerd in een 50Mhz 1W zender, met een zeer hoog rendement.

De bedoeling is een formule op te stellen die met deze configuratie een rondgaande versterking moet kunnen bekomen die gelijk is aan één. Maar om te kunnen starten in het begin een versterking van meer dan één moet hebben.

Een oscillator dient niet alleen om op zichzelf mooi rond te draaien maar zijn voornaamste doel is om een gedeelte, meestal het merendeel van zijn energie door te geven aan de volgende trap in de ontvanger of zender. De daardoor verloren energie, die we voorstellen als een weerstand die de energie opslorpt (R_L), moet gecompenseerd worden door het rondgaande signaal zodanig te versterken dat het de verloren energie compenseert. In vind het altijd raar als men een oscillator uitlegt en men niets zegt over de belasting.

Voor de rest moet het totaal rondgaande signaal een fase verschuiving ondergaan ofwel van 0° ofwel 360° , zodat er een sinussignaal ontstaat dat steeds in de pas blijft lopen.

Maar dan komt de grote teleurstelling. Bijna nooit wordt er uitgelegd wat is de amplitude van het signaal over de belasting? Want wat voor belang heeft het dat men een oscillator heeft die een uitgangsspanning heeft van 1mV terwijl de volgende trap een spanning van 1V moet hebben? Dit uitleggen is niet eenvoudig maar daarom verwijs ik naar mijn ander documenten waarin ik dit tot in de kleinste details heb uitgelegd.

(link 4-5 transconductantie gm of GM en 4-7 amplitude van een oscillator.)

3 De verklaring van $LT = L1 + L2 + 2 \cdot \sqrt{L1 \cdot L2}$

Wij weten dat bij het berekenen van een spoel de producenten het ons gemakkelijk maken en bij een bepaalde spoelvorm de $A_L = \frac{L}{n^2}$ opgeven en dus is de inductie van een bepaald spoel gelijk aan $L1 = n1^2 \cdot A_L$ en voor een ander spoel $L2 = n2^2 \cdot A_L$. Hieruit volgt dat

$$n1 = \sqrt{L1/A_L} \text{ en noemen we } \frac{1}{\sqrt{A_L}} = a \text{ dan is } n1 = a\sqrt{L1} \text{ zo ook is } n2 = a\sqrt{L2}.$$

Maken we nu één spoel met de wikkelingen $n1$ en $n2$ in serie dan is $n1 + n2 = a\sqrt{L1} + a\sqrt{L2}$

Nu is $n1 + n2 = NT$ of $NT = a(\sqrt{L1} + \sqrt{L2})$ en hieruit volgt natuurlijk ook dat

$$NT^2 = [a(\sqrt{L1} + \sqrt{L2})]^2 = a^2(\sqrt{L1} + \sqrt{L2})^2 = a^2(L1 + L2 + 2\sqrt{L1 \cdot L2})$$

En dus de wortel uit NT^2 is dan $NT = a \cdot \sqrt{L1 + L2 + 2\sqrt{L1 \cdot L2}}$

Nu is $NT = a \cdot \sqrt{LT}$ of

$$LT = L1 + L2 + 2\sqrt{L1 \cdot L2}$$

Is er daarenboven nog een lekinductantie dan wordt deze formule

$$LT = L1 + L2 + 2k\sqrt{L1 \cdot L2} \text{ met } k \text{ meestal een getal tussen } 0.9 \text{ en } 0.99.$$

Je ziet om dit te bewijzen heb ik absoluut geen ingewikkelde Magnetische velden nodig, zoals praktisch in alle leerboeken wordt onderwezen!

4 De wiskundige berekeningen in een PSPICE simulatie.

In grote lijnen heb ik de redenering gevolgd zoals beschreven in "Foundations of oscillator circuit design" van "Guillermo Gonzales" vrij te downloaden van het internet.

In PSPICE, maar ook algemeen kan me een JFET transistor voorstellen als een spanning naar stroom omvormer en in PSPICE is dit uitgevoerd door een "G" element waarvan de spanning aan de ingang omgezet wordt in een stroom aan de uitgang. De verhoudingsfactor $\frac{\Delta i}{\Delta v} = gm$ wordt de steilheid of overdrachtsconductantie genoemd.

Als me het wisselstroom schema bekijkt valt het op dat niet de Source (S) maar de Drain (D) aan de grond staat. En de Source verbonden is aan de rest van het circuit. Men kan eenvoudig alle verbindingen nagaan uit figuur 1 en figuur 2 en constateren dat alles klopt. Tussen G en S is er inwendig een C_{gs} capaciteit, zo ook tussen D en S een C_{ds} en tenslotte tussen G en D een C_{gd} . De waarden hiervan zijn te vinden in de data sheet van de desbetreffende JFET transistor.

Wel merkt men dat C_{gd} parallel ligt met de afregel capaciteit en dus samen moeten opgeteld worden. Zo ook is C_{ds} parallel met L_2 en dus moeten deze twee impedanties

samen opgeteld worden dat wil zeggen $\frac{L_2 \cdot \omega \frac{1}{C_o \cdot \omega}}{L_2 \cdot \omega - \frac{1}{C_o \cdot \omega}} = L'2 \cdot \omega$. Men ziet hier reeds een

ondergrens van de inductantie waarde van L_2 want de uitkomst moet nog steeds een

inductantie blijven. En tenslotte ligt C_{gs} parallel over L_1 en dus hier wordt $\frac{L_1 \cdot \omega \frac{1}{C_{in} \cdot \omega}}{L_1 \cdot \omega - \frac{1}{C_{in} \cdot \omega}} =$

$L'1 \cdot \omega$.

Wanneer met dit rekening gehouden wordt, wordt ons blokschema eenvoudiger en hoeven we deze bijkomende capaciteiten niet meer te zien. Wel ziet men dat C_{gs} een overbrugging is van het "G" element en dus niet deelneemt aan de Volt-Stroom omvorming. Dit betekent een vermindering van de rondgaande versterking en de amplitude van het signaal over de belasting.

Om de berekeningen, of beter gezegd de schrijfwijze, wat eenvoudiger te maken gaan we rekenen met impedanties XL en XC Hierin is $XL = j \cdot L \cdot \omega$ en $XC = -j / C \cdot \omega$.

Uit onze kennis van het inwendige van een JFET transistor (maar ook BJT transistor) weten we dat $i_o = -V_{gs} \cdot gm$ maar vermits S en D omgedraaid zijn of anders gezegd men hier met een Gate (of Emitter) volger te doen hebben en er geen 180° fase verschuiving is tussen G en S wordt de formule $i_o = V_{gs} \cdot gm$. Willen we de uitgangsspanning (v_s) bepalen dan moeten we $i_o \cdot Z_t = v_s$ (1) uitrekenen. Hierin is Z_t de totale impedantie die de stroombron ziet. En deze is dus gelijk aan R_L in parallel met de L_2 impedantie die parallel maar ook met de serie impedantie van L_1 en C , met de veronderstelling dat de R_{in} van de JFET verwaarloosbaar groot is.

Proberen we dit in een formule neer te schrijven dan kunnen we schrijven dat

$X_t = \frac{XL_2(XL_1+XC)}{XL_2+XL_1+XC}$ en deze impedantie ligt in parallel met R_L zodat de totale formule wordt:

$$Z_t = \frac{R_L \cdot X_t}{R_L + X_t} = \frac{R_L \cdot \frac{XL_2(XL_1+XC)}{XL_2+XL_1+XC}}{R_L + \frac{XL_2(XL_1+XC)}{XL_2+XL_1+XC}} \text{ of iets vereenvoudigd } Z_t = \frac{R_L \cdot XL_2(XL_1+XC)}{R_L \cdot (XL_2+XL_1+XC) + XL_2 \cdot (XL_1+XC)}$$

Vullen we dit terug in (1) dan is $v_s = i_o \cdot \frac{R_L \cdot XL_2(XL_1+XC)}{R_L \cdot (XL_2+XL_1+XC) + XL_2 \cdot (XL_1+XC)}$ (2)

Nu wordt aan de ingang G niet v_s terug gekoppeld maar wel v_{in} .

Maar we kunnen ook schrijven, vermits we veronderstellen dat de ingangsimpedantie van een JFET oneindig groot is en dus geen stroom absorbeert, dat $\frac{v_s}{XL_1+XC} = \frac{v_{in}}{X_c}$ ofwel

$v_s = \frac{v_{in} \cdot (XL1 + XC)}{X_c}$ (3). Nu nog een laatste stap, vullen we ook $i_o = Vgs \cdot gm$ in de (2) samen met (3) dan bekomen we dat

$$\frac{v_{gs} \cdot (XL1 + XC)}{X_c} = Vgs \cdot gm \cdot \frac{R_L \cdot XL2 \cdot (XL1 + XC)}{R_L \cdot (XL2 + XL1 + XC) + XL2 \cdot (XL1 + XC)} \text{ of vereenvoudigd}$$

$$\frac{v_{in}}{X_c} = Vgs \cdot gm \cdot \frac{R_L \cdot XL2}{R_L \cdot (XL2 + XL1 + XC) + XL2 \cdot (XL1 + XC)}$$

Nu zien we dat v_{in} een spanning is tussen de Gate en de grond (\perp) maar niet tussen G en S. Maar uit het blokschema zien we wel dat $\frac{v_{in}}{v_{gs}} = \frac{XL1 + XL2}{XL1}$

$$\frac{XL1 + XL2}{XC \cdot XL1} = gm \cdot \frac{R_L \cdot XL2}{R_L \cdot (XL2 + XL1 + XC) + XL2 \cdot (XL1 + XC)}$$

Nu weten we dat in resonantie is $(XL2 + XL1 + XC) = 0$ en ook $(XL1 + XC) = -XL2$ en $XL1 + XL2 = -XC$

Ofwel

$$\frac{-XC}{XC} = gm \cdot \frac{R_L \cdot XL2 \cdot XL1}{XL2 \cdot (XL1 - XL1 - XL2)} \text{ en uiteindelijk.}$$

$$1 = \frac{gm \cdot R_L \cdot XL1}{XL2}$$

En om te kunnen starten moet dus

$$gm \cdot R_L > \frac{XL2}{XL1} \text{ met } XL2 = L2 \cdot \omega \text{ en } XL1 = L1 \cdot \omega$$

Uit de vergelijking $XL2 + XL1 + XC = 0$ besluiten we dat $jL2 \cdot \omega + jL1 \cdot \omega + \frac{-j}{C} \cdot \omega = 0$ en daaruit halen we dat

$$\omega^2 = \frac{1}{(L1 + L2) \cdot C} \text{ en dus } f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L1 + L2) \cdot C}}$$

5 Andere wiskundige berekening

In een ander document "Lecture 32 LC Oscillators" van "King Fahd university of Petroleum & Minerals" heb ik een andere zienswijze gevonden om het bekomen van dezelfde formules. Vooreerst bekijken we het wisselstroom schema eens aandachtig en dan constateren we dat de inwendige capaciteiten van een JFET transistor, namelijk de C_{GD} , C_{GS} , C_{DS} op een merkwaardige manier in parallel liggen met de uitwendige componenten.

Zo ligt $C_{GS} // L1$ en $C_{GD} // C$ en $C_{DS} // L2$ met andere woorden we kunnen een nieuwe $L1$, C , en $L2$ definiëren welke gelijk zijn aan $L'1 = C_{GS} // L1$, $C' = C_{GD} // C$ en $L'2 = C_{DS} // L2$.

Nadat we $L'1$, C' en $L'2$ berekend hebben kunnen we hieruit terug $L1$, C , $L2$ herberekenen.

Maar deze truc vereenvoudigt geweldig het rekenwerk. Daarbij als deze inwendige capaciteiten klein zijn ten opzichte van de uitwendige inductanties en capaciteit zal dat maar weinig invloed hebben op de waarde van de componenten, zodat in de meeste gevallen deze omzetting mogen verwaarlozen. Maar één enkele oefening is toch aangeraden om een inzicht te krijgen hoeveel we er naast zitten. Zo ook ligt $r_o // R_L$ en dus ook te vervangen door R' .

Een praktische oefening is in een andere paragraaf weergegeven.

Als we deze inwendige capaciteiten en weerstand dus vervangen door hun parallel component kunnen we met eenvoudige wetten van Kirchoff en een potentiometer deling heel ons circuit analyseren. Immers

$i = i_1 + i_2 + i_3$ (1) en $i_n = v_n/x_n$ (2) en dus schrijven we

$$i = \frac{v_s}{R_L} + \frac{v_s}{L_2 \cdot s} + \frac{v_s}{L_1 \cdot s + 1/C_s} \quad (3)$$

Nu weten we dat in $i = gm \cdot v_{gs}$ (4) Noteer het + teken omdat de Drain en Source omgedraaid zijn of in andere woorden tussen Gate en Source is er 0° fase draaiing.

Dus wordt $gm \cdot v_{gs} = \frac{v_s}{R_L} + \frac{v_s}{L_2 \cdot s} + \frac{v_s}{L_1 \cdot s + 1/C_s}$

Maar $v_{gs} = v_g - v_s$ (per definitie) en dus

$$gm \cdot (v_g - v_s) = \frac{v_s}{R_L} + \frac{v_s}{L_2 \cdot s} + \frac{v_s}{L_1 \cdot s + 1/C_s}$$

Brengen we dat allemaal op één en dezelfde noemer dan bekommen we

$$gm \cdot (v_g - v_s) \cdot R_L \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1) = v_s \cdot R_L \cdot (C_s \cdot L_1 \cdot s + 1) + v_s \cdot R_L \cdot C_s \cdot L_2 \cdot s + v_s \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1)$$

en als we terug in ons blokschema kijken dan zien we dat v_g parallel ligt aan C en v_s parallel ligt aan $L_2 + C$ en vermits we aannemen dat er geen stroom vloeit naar de Gate van de JFET, deze heeft immers een geweldig grote ingangsweerstand, dan mogen we schrijven dat $\frac{v_g}{1/C_s} = \frac{v_s}{L_1 \cdot s + 1/C_s}$ of $v_g = \frac{v_s}{L_1 \cdot s \cdot C_s + 1}$ en vullen we ook dat in onze formule zodat v_g verdwijnt uit onze formule dan bekommen we

$$gm \cdot \left(\frac{v_s}{L_1 \cdot s \cdot C_s + 1} - v_s \right) \cdot R_L \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1) = v_s \cdot R_L \cdot (C_s \cdot L_1 \cdot s + 1) + v_s \cdot R_L \cdot L_2 \cdot s + v_s \cdot C_s \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1)$$

En dit is

$$gm \cdot v_s \cdot R_L \cdot L_2 \cdot s - v_s \cdot gm \cdot R_L \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1) = v_s \cdot R_L \cdot (C_s \cdot L_1 \cdot s + 1) + v_s \cdot R_L \cdot C_s \cdot L_2 \cdot s + v_s \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1)$$

Nu heeft zo een vergelijking een oplossing als alle reële waarden gelijk zijn, en alle j waarden ook aan elkaar gelijk zijn. Noteer dat $s = j \cdot \omega$ en $s^2 = (j \cdot \omega)^2 = -\omega^2$

Dan zien we dat de reële waarden gelijk zijn aan:

$$v_s \cdot R_L \cdot (C_s \cdot L_1 \cdot s + 1) + v_s \cdot R_L \cdot C_s \cdot L_2 \cdot s = 0$$

$$R_L - R_L \cdot C_s \cdot L_1 \cdot \omega^2 - R_L \cdot C_s \cdot L_2 \cdot \omega^2 = 0$$

$$R_L = R_L \cdot C_s \omega^2 (L_1 + L_2) \text{ Waaruit volgt dat } \omega^2 = \frac{1}{C(L_1 + L_2)} \quad (5) \text{ of anders geschreven,}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = \frac{1}{\sqrt{C \cdot (L_1 + L_2)}} \quad (6)$$

En voor de j waarden hebben we

$$gm \cdot v_s \cdot R_L \cdot L_2 \cdot s - v_s \cdot gm \cdot R_L \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1) = v_s \cdot L_2 \cdot s \cdot (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1)$$

Alles delen door $v_s \cdot L_2 \cdot s$ dan blijft er over

$$gm \cdot R_L - gm \cdot R_L (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1) = (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1)$$

$$-gm \cdot R_L (L_1 \cdot s \cdot C_s) = (L_1 \cdot s \cdot C_s + 1) \text{ of mits invullen van } s = j \cdot \omega$$

$$gm \cdot R_L \cdot L_1 \cdot C_s \cdot \omega^2 = -L_1 \cdot C_s \cdot \omega^2 + 1$$

Nu is volgens formule (5) $\omega^2 = \frac{1}{C(L_1 + L_2)}$ en vullen we dat in dan is

$$gm \cdot R_L \cdot L_1 \cdot C_s \cdot \frac{1}{C(L_1 + L_2)} = -L_1 \cdot C_s \cdot \frac{1}{C(L_1 + L_2)} + 1$$

$$gm \cdot R_L \cdot L_1 = -L_1 + L_1 + L_2$$

$$gm \cdot R_L \cdot L_1 = L_2 \text{ en uiteindelijk}$$

$$gm \cdot R_L = \frac{L_2}{L_1} \quad (6)$$

Noteer dit is de uiteindelijke voorwaarde om de oscillatie in stand te houden, maar $gm \cdot R_L > \frac{L_2}{L_1}$ om te kunnen starten.

We hebben nu 2 vergelijkingen maar nog steeds 3 onbekenden namelijk L_1, L_2, C en als bekende of aangenomen waarden gm, R_L, ω . Er moet dus nog een bijkomende onafhankelijke vergelijking bijkomen om onze componenten te kunnen bepalen. Deze 3^{de} vergelijking is ofwel de quality factor (Q) die min of meer vrij te kiezen is. In een parallel resonantie keten is $Q = \frac{R_L}{L \cdot \omega}$ met in deze Hartley oscillator $L = L_1 + L_2 (+2 \cdot k \sqrt{L_1 \cdot L_2})$ zoals hiervoor reeds uitgelegd. Als algemene regel wordt Q niet te groot genomen maar ook niet te klein. Een te grote Q-factor betekent ofwel een zeer lage L-waarde of zeer grote R_L waarde, en een lage Q-factor betekent voornamelijk een vervorming van het sinus signaal over de belasting. Daarom is een waarde van ongeveer 2 tot 10 een goede waarde om mee te beginnen.

6 Enkele overwegingen en besluiten.

Om een goede sinusvorm over de belastingen te bekomen is het vereist dat de *Qfactor* voldoende groot moet zijn. Aangenomen wordt dat een *Qfactor* > 2 voldoende is. Nu is de *Qfactor* bepaald als de verhouding van $RL/L \cdot \omega$ maar hierin wordt bedoeld dat RL zich bevindt parallel over de gehele inductantie $L1 + L2$. Om dit uit te rekenen moeten we nog een transformatie doen van RL over $L2$ naar $R'L$ over $L1+L2$.

Dit is uitgelegd in mijn document 2-7 Klas E Matching circuit.

Met de voornaamste formules namelijk voor parallel naar serie schakeling is $X_s = \frac{R_p^2 \cdot X_p}{X_p^2 + R_p^2}$

en $R_s = \frac{X_p^2 \cdot R_p}{X_p^2 + R_p^2}$. Dan telt men $X_s + XL1 = X's$ en doet men terug de omgekeerde

bewerking namelijk de omvorming van serie naar parallel met de formules $R'p = \frac{R_s^2 + X's^2}{R_s}$ en

$X'p = \frac{R_s^2 + X's^2}{X's}$ en dan is *Qfactor* $= \frac{R'p}{X'p}$. Met deze formules kan men een willekeurige keuze

maken voor R_L en $XL2$.

Men ziet duidelijk als $L2$ groot genomen wordt ten opzichte van $L1$ dat dan ook de spanning over R_L kleiner wordt. Maar langs de andere kant als $L2$ groter genomen wordt dat dan het product $gm \cdot R_L$ groter moet worden. Maar vermits gm tamelijk vast ligt (uit de data sheet) moet dan de belasting vermindert worden of R_L groter.

$L2$ klein houden verhoogt de *Qfactor* maar men moet steeds in het oog houden dat $L2$ in parallel staat met C_o van de JFET. Hierdoor vergroot de totale inductantie. (Wordt zelfs oneindig wanneer $X_L = X_C$!) Zie verder in uitgewerkt voorbeeld om er een idee van te krijgen.

Zoals hiervoor reeds aangehaald, als $L1$ en $L2$ in één behuizing zit moet er rekening gehouden worden dat $L_{tot} = L1 + L2 + 2M$.

Over de DC instelling en de grootte van de koppel capaciteiten is hier nog niets verteld maar hier verwijs ik naar mijn andere artikels over de amplitude van oscillators, alsook het zeer vervelende hick verschijnsel dat kan optreden als deze capaciteiten te klein genomen worden.

En ook vervelende resonantie trillingen vertonen wanneer de capaciteiten te klein genomen worden. Te grote capaciteiten daarentegen vertragen het opstarten omdat deze capaciteiten voldoende moeten opgeladen worden vooraleer de DC instellingen in orde zijn. De getekende oscillator in figuur 1 is een goed compromis voor een AM ontvanger. Wel mag L_2 vermeerderen tot 10/1 van L_1 als de uitgang van de oscillator gestuurd wordt naar een multiplexer in bijvoorbeeld een NE602, die met een kleine spanning reeds tevreden is. Voor de rest verwijst ik naar degelijke boeken, zoals hierboven aangehaald die gratis te downloaden zijn op het internet.

7 Een uitgewerkt voorbeeld.

We wensen een Hartley oscillator te maken voor een AM radio ontvanger die een bandbreedte moet bestrijken van 560kHz tot 1,7 Mhz met een middenfrequentie van 455kHz. De oscillator moet dan een bereik hebben van 560kHz + 455kHz = 1015kHz en 1,7Mhz + 455kHz = 2.155Mhz. Onze draaibare capaciteit heeft een minimum van 30pF en een maximum van 230pF. We wensen de belasting zo klein als mogelijk te houden, maar moeten naziën dat er nog een redelijke Q-factor overhouden om een fatsoenlijke sinus signaal te bekomen. Maar om goed te kunnen starten rekenen we op een $gm \cdot R_L > 10$. In dit geval kunnen we niet starten met een Q-factor vast te leggen maar wel kunnen we de L_{totmin} en L_{totmax} bepalen, immers $L_{totmin} = \frac{1}{(1.015 \cdot 2 \cdot \pi)^2 \cdot 230pF} = 106.9\mu H$ en

$L_{totmax} = \frac{1}{(2.155 \cdot 2 \cdot \pi)^2 \cdot 30pF} = 237.15\mu H$. Met andere woorden iedere waarde daartussenin is een waarde die de ganse bandbreedte kan bestrijken. Daarom nemen we het meetkundig gemiddelde hiervan welke gelijk is aan $\sqrt{106.9\mu H \cdot 237.15\mu H} = 159.22\mu H$.

Vermits we ook nog rekening moeten houden met C_{gs} , C_{ds} die parallel liggen met L_1 , L_2 zullen we liefst de totale inductie iets hoger nemen, maar dat verschil is miniem klein. Laten we dat even uitrekenen met $L_2 = 80\mu H$ en parallel daaraan $C_{ds} = 10pF$ dan is bij een gemiddelde frequentie van 1.5MHz de gezamenlijke impedantie gelijk aan $X_T = \frac{X_L \cdot X_C}{X_L + X_C}$. Hierin is $X_L = j \cdot 80\mu H \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1.5Mhz$ en $X_C = 1 / (j \cdot 10pF \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1.5Mhz)$. Rekening houdend dat $j \cdot j = -1$ bekomen we dat $X_T = 86\mu H$.

Nu moeten we nog rekening houden dat $gm \cdot R_L > 10 \cdot \frac{L_2}{L_1}$. Uit de datasheet van een 2N3819 blijkt dat $gm \approx 2mS$ of $1/gm = 500\Omega$ en dus $R_L > 10 \cdot \frac{L_2}{L_1} \cdot 500\Omega > 1250\Omega$. Indien we de verhouding $\frac{L_2}{L_1}$ kleiner dan 1 nemen dan kan R_L kleiner worden en nemen we $\frac{L_2}{L_1} = \frac{1}{4}$

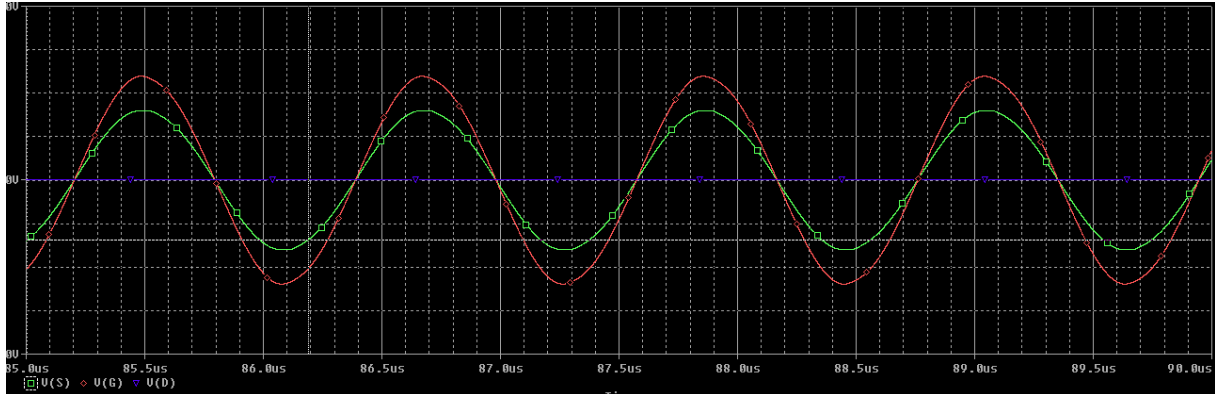
dan kunnen we uit de formule $L = L_1 + L_2 (+ 2 \cdot k \sqrt{L_1 \cdot L_2}) = 160\mu H$ bekomen en volgt dan dat $L_1 \approx 20\mu H$ en $L_2 \approx 80\mu H$. Noteer dat ik ook andere verhoudingen had kunnen kiezen, en soms hangt het af van welke spoelvorm ik kan vinden. Zo is een TOKO spoeltje met een rode trim-kop meestal gemaakt om speciaal voor in AM ontvangers te gebruiken. Alleen is het zeer moeilijk de juiste gegevens te vinden over de inductanties van de afzonderlijke windingen. Een LC meter is dan bijna een "must". daarom raad ik iedere elektronica liefhebber aan een RLC meter te ontwerpen of te kopen vooraleer aan een ontwerp te beginnen.

De Q-factor kunnen we schatten op ongeveer $R_L / L_{tot} \cdot \omega$ maar dan moeten we nog een transformatie doen van R_L over de gehele L_{tot} en niet alleen over L_2 .

De Q-factor met deze waarden uitgerekend met de formules die een parallel schakeling omzetten in een serie schakeling, en dan kan men beide impedanties samen optellen en daarna terug omzetten in een parallel schakeling en dan bekomen we in dit geval $Q = \frac{R}{X_L} = 2.25$ als gemiddelde waarde.

Dit is niet groot maar een Hartley schakeling heeft wel degelijk het nadeel van een niet zuivere sinus te produceren als de belasting aan de lage kant is. Als driver echter voor een zender van bijvoorbeeld 50 MHz is hij dan weer heel goed te gebruiken.

8 Simulatie resultaat



figuur 3

Jan Spaenjers