

## 1 Contents

Inleiding.....	1
De Franklin oscillator.....	1
Het bepalen van de elementen.....	4
Bepalen van de andere componenten.....	5
Andere varianten.....	6
Verbeteringen aan de schakeling.....	7
Epiloog.....	8

# L en C meter.

## 2 Inleiding.

Iedere Elektronica hobbyist moet nu en dan wel eens een onbekende capaciteit of spoeltje meten. Het eenvoudigste is om, deze onbekende component te meten, men er een oscillator mee maakt en dan met een frequentiemeter de frequentie meet. We weten dat in resonantie de frequentie gelijk is aan  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$  en dus als ik een frequentiemeter heb en een oscillator waarin ik eenvoudig een capaciteit of een spoeltje kan vervangen dat men dan eenvoudig kan uitrekenen hoe groot mijn capaciteit of spoeltje is. Dit is te doen op voorwaarde dat ik of wel een spoeltje heb waar ik de juiste waarde van ken en dan kan ik de onbekende capaciteit meten want  $C = \frac{1}{(2\pi.f)^2.L}$  en als ik een juiste waarde van een capaciteit heb dan is de waarde van mijn spoeltje gelijk aan  $L = \frac{1}{(2\pi.f)^2.C}$ . Dit is de hoofdgedachte, maar bedenkt wel als mijn capaciteit zeer klein is dan kan mijn frequentie zeer hoog zijn omdat er eenmaal een relatie bestaat die zegt dat de impedanties van Spoel en capaciteit geen willekeurige impedanties mogen zijn. Er zijn immers voorwaarden die moeten voldaan zijn opdat een oscillator zou kunnen oscilleren. Het is dus de kunst een oscillator te vinden die een groot gamma (bandbreedte) kan bestrijken met een vaste capaciteit en een veranderlijk spoeltje of andersom een vast ijkspoeltje met daarbij veranderlijke capaciteiten.

De noodzaak om deze methode te gebruiken is natuurlijk dat men ook een frequentie teller, die tot enkele megahertz kan tellen, heeft. Maar op de markt zijn reeds eenvoudige digitale frequentie tellers te kopen voor een prijs onder de twintig €. Onze ECH club heeft een zeer goede en nauwkeurige frequentie teller tot in de megahertz kan tellen en thuis heb ik een digitale oscilloscoop tot 150 Mhz. En ik denk dat de meeste hobbyisten wel toegang hebben tot zo een frequentie meter zodat ik hier niet verder op inga.

## 3 De Franklin oscillator.

De meest eenvoudige oscillator maar ook degene met de grootste bandbreedte, beginnende van enkele honderd kilohertz tot ongeveer honderdvijftig megahertz is de fameuze Franklin oscillator waarvan het meest eenvoudig schema te zien is in Figure 1.

Hierin ziet men dat deze oscillator is opgebouwd met een minimum aan componenten.

Dit heeft enkele merkwaardige voordelen. Er zijn geen extra capaciteiten in deze schakeling buiten de twee componenten die men kan vervangen en die we willen meten, namelijk C1 en L1. Dit betekent dat men buiten de inwendige capaciteiten van de twee transistoren men geen last heeft van andere storende capaciteiten.

Deze oscillator kan gemakkelijk een belasting van  $200\Omega$  aan dit wil zeggen dat praktisch alle frequentiemeters hier kunnen aangesloten worden zelfs de misaanpassing van ongeveer  $200\Omega$  naar  $50\Omega$  coax kabel maakt praktisch geen verschil uit.

Maar de schakeling op zich zelf zegt ons dat we, op het eerste zicht, te maken hebben met een differentieel versterker en we weten dat een differentieel versterker een goede "common mode rejection factor" heeft. Dit betekent dat de schakeling zeer ongevoelig is voor schommelingen in de voeding. Dit bevordert een stabiele nauwkeurige uitlezing van de frequentie, zonder een heen en weer wippen van de laatste digit(s).

Maar als je de schakeling op wisselstroom bekijkt ziet men dat deze schakeling eigenlijk hetzelfde is als een Colpitt oscillator zoals uitvoerig beschreven in mijn doc4-7Amplitude van een oscillator, met dit verschil dat de terugkoppeling van de uitgang (de collector van Q1) naar de emitter van de in GBS schakeling van deze transistor niet rechtstreeks gebeurt maar door toevoeging van een emitter volger (Q2). Nu is de grote eigenschap van een emitter volger dat deze een zeer grote inwendige weerstand heeft en dus praktisch geen extra belasting vormt voor de oscillator en dus beter blijft oscilleren en minder gedempt wordt.

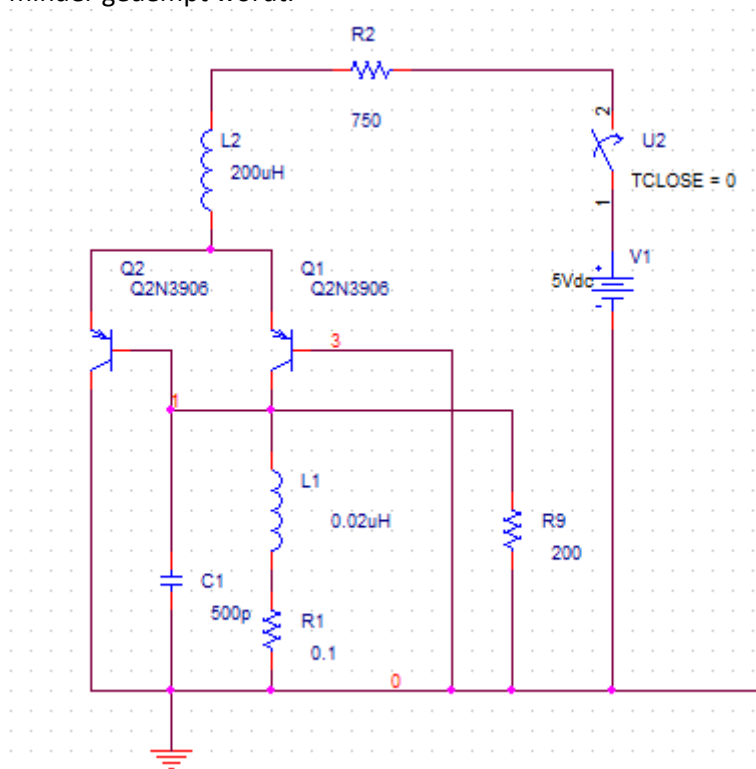


Figure 1

Deze transformatie is duidelijk te zien in volgende figuren. Alleen moeten we de schakeling nog omdraaien en NPN transistoren vervangen door PNP transistoren.

Een volgende vereenvoudiging is dan nog daarbij ingevoerd. Vermits de L-C kring nu aan grond hangt kan ook de koppel capaciteit naar de belasting ( $R9$ ) weggelaten worden.

Die is steeds met één kant aan grond verbonden (mantel van de coax kabel bv.)

Noteer dat wegens aan grond leggen van de L-C kring men nog extra voordelen krijgt namelijk:

- 1) Het grondvlak is meestal veel groter dan de voedingslijn en dus minder weerstand.
- 2) De stroom in de R-L-C kring gebeurt niet door een ontkoppel capaciteit over de voeding maar blijft zeer geconcentreerd rond deze drie componenten.
- 3) Men moet inzien dat in een resonantie kring de stroom Q-maal meer is dan in de voedingslijn! En door de layout rond R-L-C kort te houden maar met veel koper er rond men de zwerf stromen tot een minimum kan beperken.

- 4) We weten dat bij een emitter volger (Q2) de capaciteit tussen Basis en Collector niet teruggekoppeld is aan de basis en dus ook niet versterkt wordt. Daardoor is het Miller effect niet bestaande. Wel hangt deze capaciteit als het ware parallel met de capaciteit tussen Collector en Emitter.
- 5) Ook de andere transistor (Q1) die in gearde basis schakeling staat heeft ook weinig last van Miller effect om min of meer dezelfde reden.
- 6) De fase verschuiving is in beide transistors gelijk aan nul. Dus nergens wordt het signaal omgedraaid en kan het ook niet erg door RC elementen in de transistors beïnvloed worden.
- 7) Men de condensator tussen collector van Q1 naar Q2 kan weglaten zonder dat de DC instelling in conflict komt. Dit laatste argument heeft wel één nadeel, namelijk dat de uitgang niet groter (maar dan meestal gelijk blijft) aan  $\pm 0.7$  volt.

Dit is als volgt in te zien. Zie ook

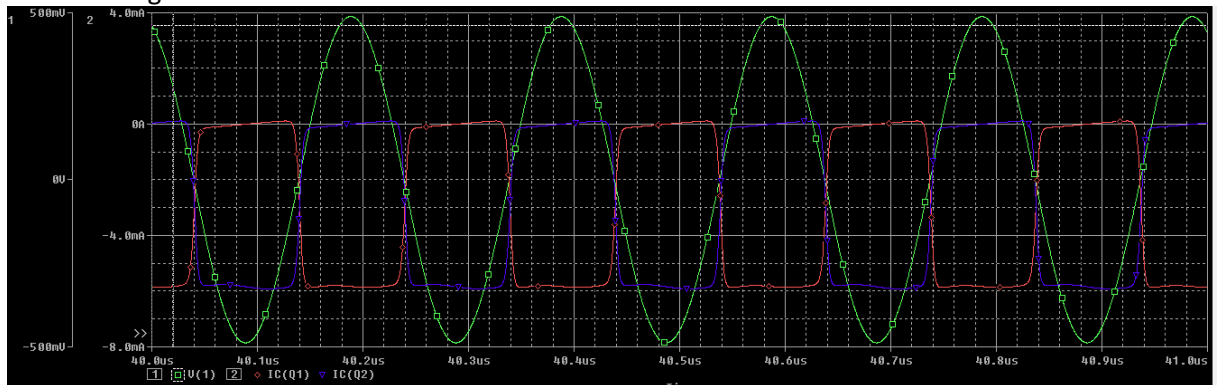
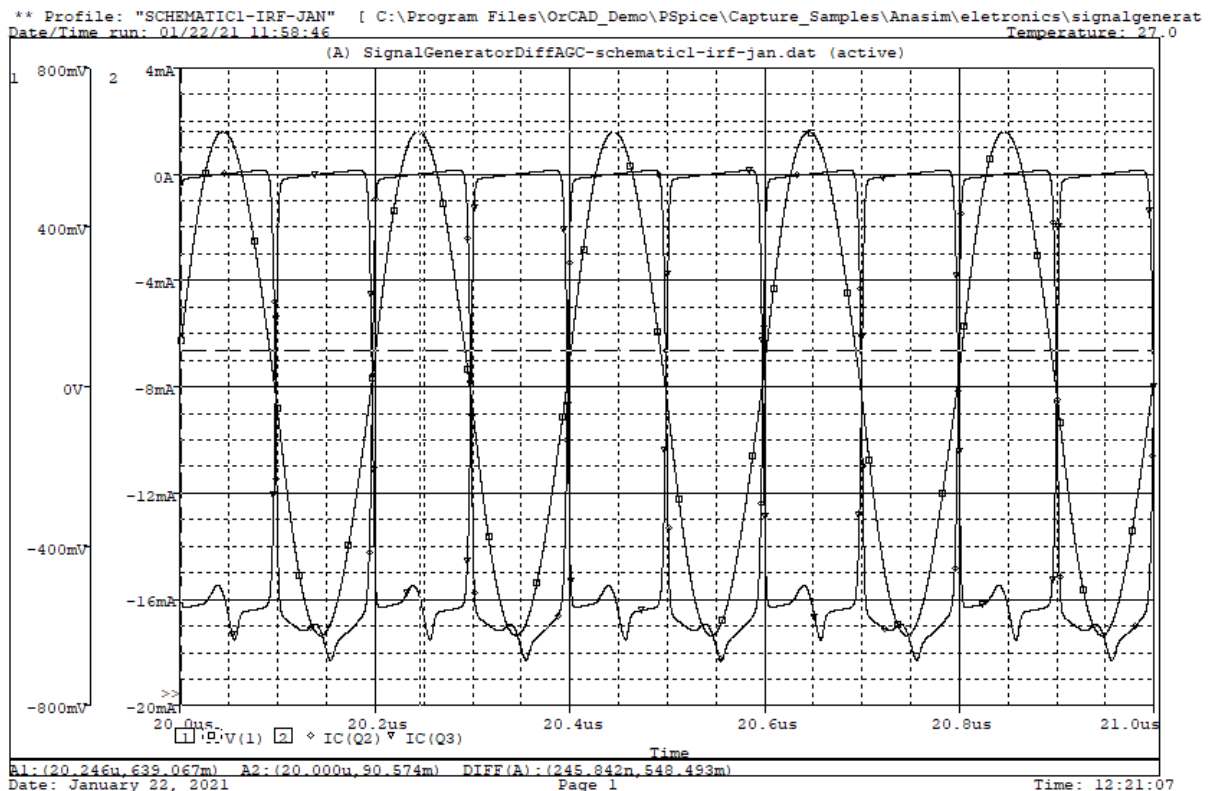


Figure 2.



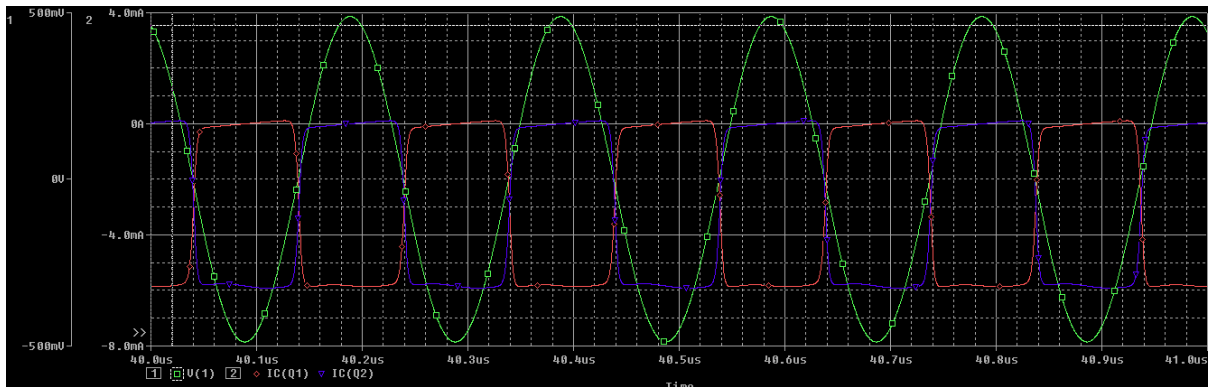


Figure 2

Voor de duidelijkheid heb ik twee simulaties afgedrukt , één in zwart-wit en de andere in kleur. Een verschil versterker versterkt het signaal tussen basis van Q1 en Q2 en vermits de basis van Q1 aan grond ligt zal het verschil op de basis van Q2 als deze positief wordt snel in geleiding komen terwijl de andere transistor (Q1) uit geleiding komt. Door de grote versterkingsfactor gebeurt dit omslaan zeer snel en de transistor in geleiding (Q1) komt volledig in verzadiging. Maar tegelijkertijd daalt de spanning naar beneden zodat hij de spanning die naar boven wilt tegenwringt en dusdanig dat de spanning tussen Basis en emitter verkleint en de transistor minder in geleiding komt. Daardoor komt het dat de maximale spanning niet hoger kan komen dan de maximale Vbe spanning. Het omgekeerde gebeurt ook wanneer de andere transistor in geleiding komt. En dit is de reden waarom de spanning over de belasting niet meer kan worden dan + - 0.7 Volt. Maar deze spanning is meer dan voldoende om gelijk welke (degelijke) frequentiemeter te sturen.

Aan de gemeenschappelijke emitters van Q1 en Q2 is een RFC (Radio Frequency Choke) spoel aangebracht dat vele malen groter is dan de te meten spoel. Dit maakt dat de start van de differentieel schakeling op wisselstroom gebied meer een stroombron wordt en bij het overschakeling om te zeggen niet verandert. Ook dit stabiliseert de oscillator.

## 4 Het bepalen van de elementen.

Ik heb wel gezegd dat we onze capaciteit nauwkeurig kunnen meten als we een ijk capaciteit hebben, met andere woorden een capaciteit die we vrij nauwkeurig kennen. Maar dan nog. Ieder transistor heeft inwendig ook nog capaciteiten waarvan de waarden in de meeste datasheets wel vermeld staan. Maar dit is niet zeer exact en er zit een behoorlijke tolerantie op. Daarenboven is het Miller-effect (al is deze klein) niet weergegeven. Daarom moeten we een truc vinden om niettegenstaande we deze inwendige capaciteiten niet kennen we ze in totaal wel kunnen bepalen.

Vooreerst nemen we een willekeurig spoeltje en een willekeurige capaciteit. Neem bij voorkeur een klein spoeltje, en een capaciteit in de orde van de ijk-capaciteit, ook al ken je de exacte waarde niet. Maar een kleine waarde voor een spoeltje maakt met de belastingsweerstand een kwaliteit factor welke gelijk is aan  $Q = \frac{R}{L\omega}$ . Met een spoeltje dat ongeveer 0.1 uH zit je wel goed, als je dan ook een capaciteit kiest die ongeveer 1000pf is. Dan weet je dat bij resonantie de frequentie meter iets omtrent  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  moet meten of ongeveer 14 tot 16 Mhz. Je doet die meting en schrijft de gemeten frequentie zo nauwkeurig mogelijk op. We noemen deze frequentie  $f1$ . Nu is deze

$$f1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_{tot})}}$$

waarin  $C_{tot}$  eigenlijk niets anders is dan alle onbekende inwendige of ook uitwendige capaciteiten die in hun totaliteit parallel aan onze willekeurig gekozen C aangesloten zijn ( parallel uitwendig kan bijvoorbeeld zijn de inwendige capaciteit van de frequentie meter.)

Dan plaatsen we parallel aan onze capaciteit C een gekozen ijk capaciteit waarvan we de capaciteit zeer nauwkeurig kennen. Bijvoorbeeld gemeten op een betrouwbare capaciteit meter in je club of collega of gekocht in een speciaalzaak.

Dan meet je terug de frequentie en deze is dan de uitslag van

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_{tot}+C_{ijk})}}$$

Dan deelt je de twee metingen met elkaar en we bekommen dat

$$\frac{(2\pi f_1)^2}{(2\pi f_2)^2} = \frac{L(C+C_{tot}+C_{ijk})}{L(C+C_{tot})}$$

$$\frac{f_1^2}{f_2^2} = \frac{(C+C_{tot}+C_{ijk})}{(C+C_{tot})}$$

en hieruit halen we dat  $f_1^2 \cdot (C + C_{tot}) = f_2^2 \cdot (C + C_{tot} + C_{ijk})$  of uiteindelijk dat

$$(f_1^2 - f_2^2) \cdot (C + C_{tot}) = f_2^2 \cdot C_{ijk}$$

$$(C + C_{tot}) = \frac{f_2^2 \cdot C_{ijk}}{(f_1^2 - f_2^2)}$$

Nu kunnen we onze C<sub>ijk</sub> verwijderen en we laten onze min of meer onbekende capaciteit erin, maar we weten wel dat de spoel een totale capaciteit ziet welke gelijk is aan C+C<sub>tot</sub>.

Natuurlijk kunnen we hieruit ook besluiten indien we de capaciteit C toch min of meer nauwkeurig weten dan kunnen we daaruit besluiten dat de inwendige capaciteiten samen  $C_{tot} = (C + C_{tot}) - C$

Willen we nu een andere capaciteit meten dan plaatsen we onze te meten capaciteit (C<sub>x</sub>) in parallel met (C+C<sub>tot</sub>), dus in plaats C<sub>ijk</sub> en we doen terug de twee metingen. De eerst meting zonder C<sub>x</sub>. Eigenlijk hoeven we maar éénmaal deze meting uit te voeren en zolang we die capaciteit C erin laten moeten we alleen maar de tweede meting uitvoeren en

$$C_x = \frac{(C+C_{tot})(f_1^2 - f_2^2)}{f_2^2}$$

Willen we ook onze spoel meten dan meten we zonder C<sub>x</sub> erin onze frequentie en uit de formule  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lx(C+ctot)}}$  halen we dat

$$Lx = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 \cdot (C+C_{tot})}$$

Enkele oefeningen om dit duidelijk te maken.

Veronderstel dat we een onbekend spoeltje hebben en een capaciteit uit onze rommelbak dat ongeveer 1000pf heeft maar zeer nauwkeurig weten we het niet.

Maar we doen een eerste meting en die geeft ons een frequentie van  $f_1 = 15.524541 \text{ Mhz}$

Daarna plaatsen we parallel aan onze capaciteit een zeer gekende capaciteit van 1000pf en we doen een tweede frequentie meting met als resultaat  $f_2 = 11.158634 \text{ Mhz}$  dan zal onze C+C<sub>tot</sub> gelijk zijn aan

$$\frac{11.163458^2 \cdot 1000pF}{15.524514^2 - 11.158634^2} = 1052pF$$

en hiermee weten we dat de inwendige capaciteiten van onze beide transistoren ongeveer 52pf is, maar vaststaat dat de totale capaciteit gelijk is aan 1052pf.

Uit onze eerst meting leiden we af dat

$$\frac{1}{(2\pi f_1)^2 \cdot (C+C_{tot})} = \frac{1}{(2\pi 15.524541)^2 \cdot 1052pF} = 0.1\mu H$$

Willen we een ander spoeltje meten dan plaatsen we dit ter vervanging van het eerste spoeltje, doen terug een frequentie meting en vullen deze frequentie in de hiervoor aangehaalde formule.

## 5 Bepalen van de andere componenten.

Meestal ligt de voedingspanning vast (een 9volt batterij maar evengoed kan het 3V zijn). Het voornaamste element dat we moeten vastleggen is de belasting, of het totaal vermogen dat deze

schakeling moet kunnen leveren. In andere artikelen onder het hoofdstuk 4-Oscillatoren is dat volledig uitgelegd, maar een belasting van minder dan  $200\Omega$  is niet aan te raden wegens verslechtering van de Q-factor, om maar één van de redenen te noemen.

Noteer dat de belastingsweerstand de totale belasting is en dus ook de ingangsimpedantie van de volgende trap (Frequentie meter, versterker of diens meer).

Om een minimale output te bekomen van  $1.4V_{pp}$  (piek tot piek) moet er minstens een DC-stroom verbruikt worden van  $I_{rms} = \frac{V_{pp}}{2 \cdot R_L \sqrt{2}}$  dit is dus  $I_{rms} = \frac{1.4V_{pp}}{2 \cdot 200\Omega \sqrt{2}} = 2.5mA$ .

Maar de helft van de tijd is de ene transistor in geleiding en dan de andere. Dus de stroom van de bron moet dubbel zo groot zijn of in ons voorbeeld wordt dat dan  $5mA$ .

Daarenboven moet men rekening houden dat gedurende de overschakeling van het in geleiding komen van de ene transistor en de andere transistor er warmte opgenomen wordt wat als verloren moet beschouwd worden. Dit wordt groter bij hogere frequenties. Om dus aan de veilige kant te komen dat onze oscillator blijft oscilleren en een uitgang van ongeveer  $\pm 0.7V$  behoudt moeten we toch nog 50% bijtellen. Zo komen we op een totaal van  $7,5mA$ .

Voor een voeding van 5Volt komen we dus op een weerstand van  $\frac{5V - 0.7V_{be}}{7.5mA} = 620\Omega$ .

De  $L_{rfc}$  moet minstens een waarde hebben van 10 maal meer dan de grootste te meten spoeltje, en mag dus  $1mH$  of zelfs meer zijn. In mijn simulaties heb ik kleinere waarden genomen maar dit is alleen maar omdat anders het te lang duurt vooraleer de oscillator wilt starten.

## 6 Andere varianten.

Het is algemeen geweten dat FET transistoren een grotere ingangsimpedantie hebben en een kleinere ingangcapaciteit, en daarom nog kleinere capaciteiten kan meten. Maar spijtig genoeg zijn er maar weinig PNP FET transistoren. Maar met FET transistoren kunnen we wel eenvoudig een stroombron maken. Hieronder laat ik een schema zien hoe zo een variante eruit kan zien.

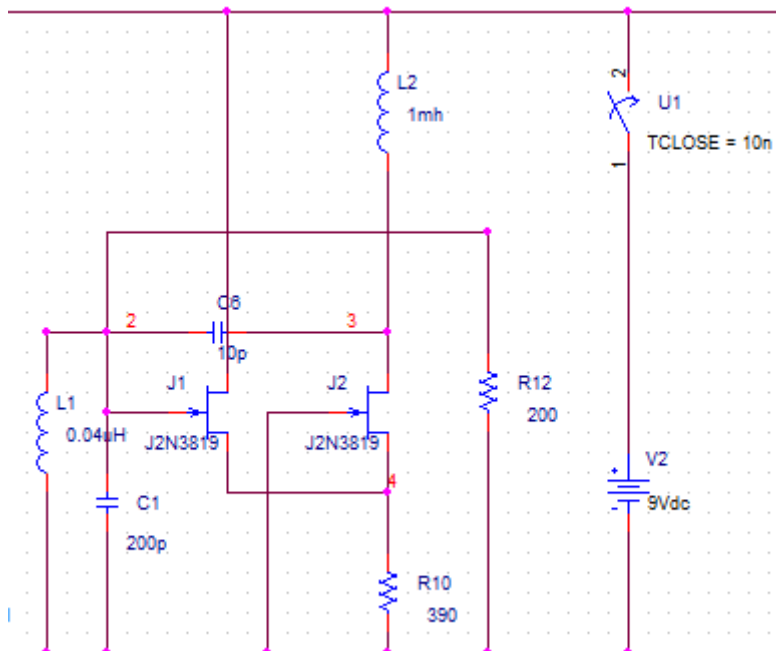


Figure 3

Wel heb ik hier een capaciteit moeten tussenplaatsen van de Drain van J2 (die op 9V staat) en de Gate van J1 die op 0V staat. En de stroombron wordt bepaald door  $I_{rms} = V_{th}/390\Omega$

En met een  $V_{th} = 3V$  is  $I_{rms} = \frac{3V}{390\Omega} = 7.7mA$

Ik kan natuurlijk ook op een andere manier een stroombron maken met een stroomspiegel zoals te zien is in Figure 4.

De instelling van de stroombron hangt af van de tijd de capaciteit (C1) zich kan opladen via (R8) en zich terug ontladtd wanneer transistor (Q7) in geleiding is. Dit is een bespreking apart maar kan ingesteld worden met (R8) te regelen (gedurende simulatie) om een stroom te bekomen van ongeveer 7 mA.

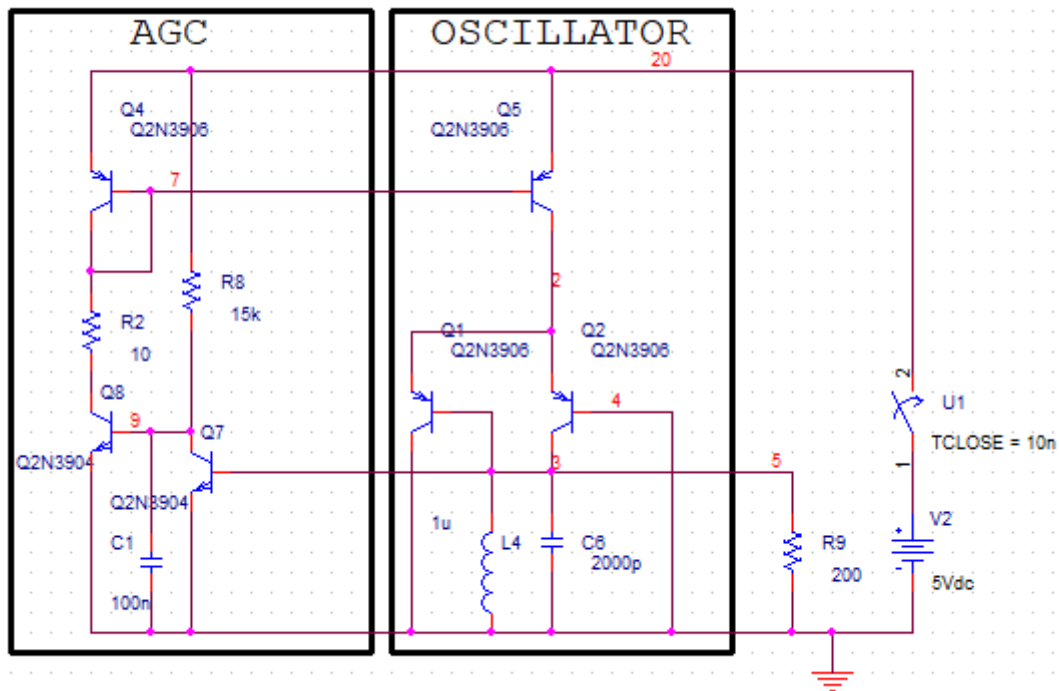


Figure 4

## 7 Verbeteringen aan de schakeling.

Wil men de schakeling aanpassen dusdanig dat deze rechtstreeks een  $10\Omega$  impedantie kan aansturen of een groter vermogen kan leveren dan zal men er een vermogen trap moeten bijvoegen. Het eenvoudige oplossing een versterkertje aan bijvoegen of misschien een MAR.

Maar als voorbeeld geef ik, in Figure 5, de FET schakeling met als driver een andere FET-transistor die tegelijkertijd twee uitgangen geeft op  $50\Omega$ , waardoor men tegelijkertijd de schakeling kan gebruiken (om een FM radio door te fluiten bv.) en de frequentie kan in het oog houden (op een Frequentie meter) .Is dit een spoeltje met een ferriet regelkern dan hebben we ineens een mooi instrument om bijvoorbeeld de middenfrequentie of de demodulator van een FM radio af te stemmen, en de frequentie juist afstemmen.

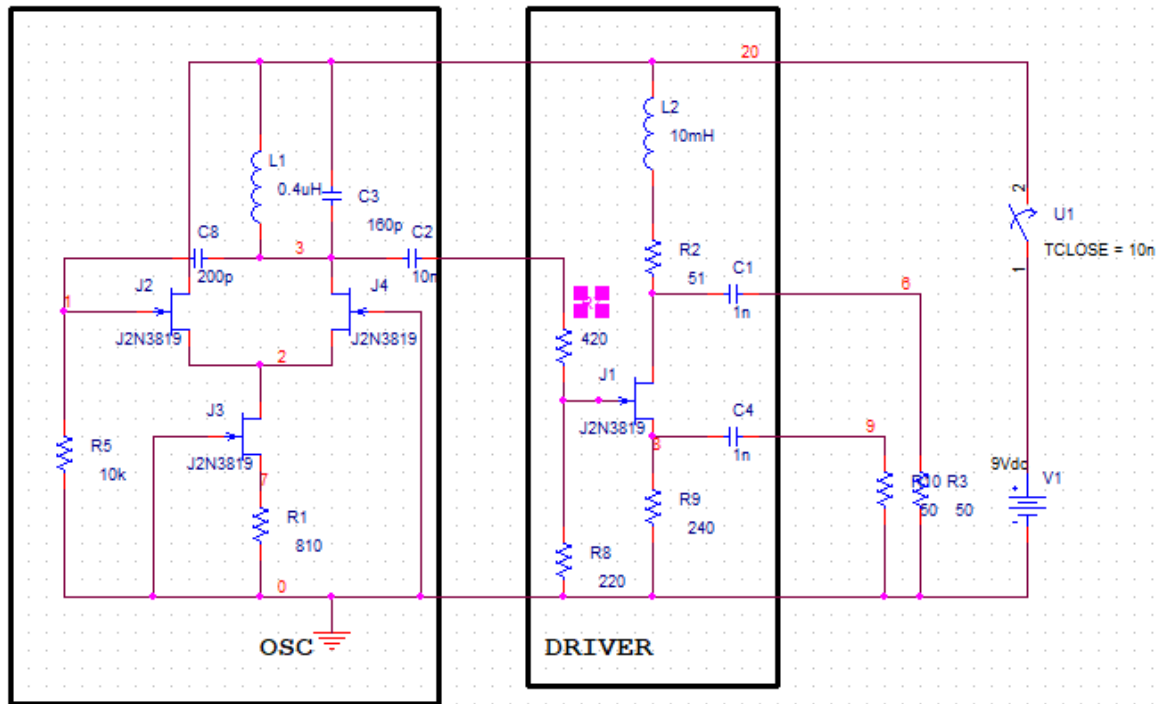


Figure 5

## 8 Epiloog.

In dit artikel heb ik een L-C meter uitgelegd die, volgens mijn opinie, beter is dan degene die zo dikwijls op het internet te vinden is, namelijk met een LM111 als Schmitt trigger en een PIC16F84, of met ingebouwde versterker van een 16F628.

Deze LC meters zijn gebaseerd op het meten van ofwel een spoel die in serie geplaatst wordt met een (soms veel) groter spoel van 82uH, ofwel een capaciteit die parallel geplaatst wordt met een (soms veel) groter capaciteit van 1000pf. Dit allemaal om de frequentie laag te houden zodat de LM311 opamp nog kan volgen en ook de PIC processor. Maar een 0.04uH spoeltje meten in serie met een 82uH spoel zal weinig uitslag op de frequentie meter van de PIC16F84 teweeg brengen. Voornamelijk de minste temperatuurschommeling zal zowel op de 0.04uH als op de 82uH invloed hebben maar op de frequentiemeter  $84\mu\text{H}/0.04\mu\text{H}=2100$  maal meer! En voor capaciteitsmetingen dito hetzelfde verhaal. Met deze meter wordt de "naakte" spoel of capaciteit gemeten en niet een afgeleide vorm dat door een programma de ijk gegevens van spoel en capaciteit moet corrigeren.

Deze meter, die ik hier beschreven heb, heeft wel degelijk een goede frequentiemeter nodig en die prijs is misschien meer dan heel de LC meter met PIC. Maar je kan deze frequentiemeter ook afzonderlijk voor nog veel meer test doeleinden gebruiken dan alleen maar als LC meter.

Het kalibreren moet misschien nu en dan eens herhaald worden (wegens temperatuur schommelingen) maar er moet geen letter software aangepast worden.

Ik gebruik thuis een digitale RIGOL DS1102E oscilloscoop die me onmiddellijk het sinus signaal laat zien en de frequentie displayed tot 150 Mhz. En als mijn sinus signaal de schakeling overstuurt of geen zuivere sinus geeft, dan zie ik het. Met de PIC LC meter zie ik niets.

Op Exel heb ik op een eenvoudige manier de formules neergeschreven zodat ik alleen de frequentie moet inpluggen en de uitslag van de spoel of capaciteit wordt direct weergegeven.

Jan Spaenjers