

# RAZZIES

Maandblad van de  
Radio Amateurs  
Zoetermeer

November 2022

Met in dit nummer:

- Antennes voor 136kHz
- Opa Vonk: RST-code
- Kerst ornamenten
- De G3XBM 21MHz TRX
- Afdelingsnieuws



## Colofon

RAZZies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer.

Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

### Website:

<http://www.pi4raz.nl>

### Redactie:

Frank Waarsenburg  
PA3CNO  
[pa3cno@pi4raz.nl](mailto:pa3cno@pi4raz.nl)

### Eindredactie:

Robert de Kok  
PA2RDK  
[pa2rdk@pi4raz.nl](mailto:pa2rdk@pi4raz.nl)

### Informatie:

[info@pi4raz.nl](mailto:info@pi4raz.nl)

Kopij en op- of  
aanmerkingen kunnen  
verstuurd worden naar  
[razzies@pi4raz.nl](mailto:razzies@pi4raz.nl)

### Nieuwsbrief:

[http://pi4raz.nl/maillist/  
subscribe.php](http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php)

## Van de redactie

**H**et was me een maandje wel zeg. Zonnecyclus 25 is flink op stoom aan het komen. Dat is ook te zien aan de statistiek pagina die mijn Logboek programma procudeert: Waar de afgelopen jaren de nadruk vooral lag op de 80 en 40m banden in het maken van verbindingen, schieten nu de cijfers voor 20m en hoger de lucht in. Vooral hoger: ik hoor op 10m de krankzinnigste locaties. Mali, Benin, China: je kunt het zo gek niet bedenken of het is in de lucht op 10m en nog te werken ook. Dat wil zeggen: je moet er wel het geduld voor hebben. Of de lineair... Want door de openingen is de hele wereld aan het jagen op nieuwe DXCC en dat betekent dat vooral DX stations

split gaan werken, te horen aan het UP achter het geven van de CQ en call. In de stille tijden kon je dan 1kHz hoger gaan zitten en dan was het een kwestie van geduld tot alle 1kW+ stations aan de beurt waren geweest om je verbinding te maken. Maar nu spreiden de DX stations de aanroepen over meerdere kHz en dat in combinatie met de drukte maakt het werken van een DX-station een geduldkwesitie. En dat benadrukt ook nog maar eens een keer het voordeel van CW: als een DX station in SSB UP werkt - wat in de praktijk minimaal 5kHz betekent - zit alles door elkaar te schreeuwen. Met een smal CW filter kan je veel makkelijker een station eruit pikken. Hoe dan ook, kijk vooral op de hoge banden. Er is ontzettend veel te beleven nu.

## Antennes voor 136kHz

**V**orige maand kondigde ik al aan wat verder in te gaan op de 136kHz band, met name de antenne. Het moge duidelijk zijn dat wat je daar ook maakt, het altijd een compromis zal zijn en niet te vergelijken met wat er op de HF banden gebeurt. Dat heeft uiteraard alles te maken met de golflengte: die bedraagt voor 136kHz 2.200 meter en dat is 2,2km. Een ideale dipool heeft twee stralers van een kwart golflengte en is gespannen op een hoogte van minimaal een halve golflengte. Zelfs op een verlaten boerderij in de outback van Australië ga je geen 2x 550m draad wegspannen op een hoogte van 1.100 meter. Bedenk alleen al wat het verlies van

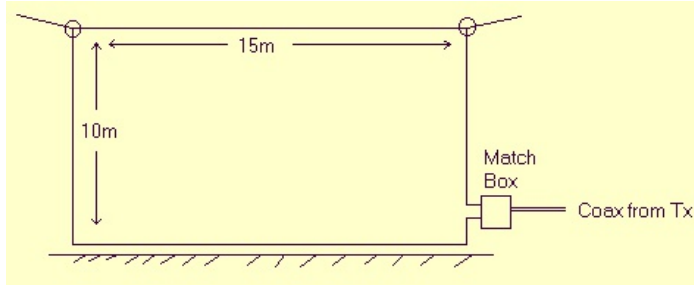
de voedingslijn zal zijn op die hoogte. Dus is alles wat je doet verre van ideaal en zal grote verliezen kennen. Wat niet betekent dat je geen fatsoenlijke verbindingen kunt maken op deze band. Ik zal een paar opties bespreken die ik zo hier en daar ben tegengekomen en waarmee je aan de slag kunt.

Eén van de oplossingen is een loop antenne. Loop antennes zijn sowieso bekend om hun goede prestaties in verhouding met de afmetingen die ze hebben, maar in dit geval is de verhouding uiteraard extreem. Met name de stralingsweerstand van een veel te kleine antenne is ontzettend laag. Die stralingsweerstand wordt weergegeven door de volgende formule:

$$R_s = 320 * \pi^4 * \frac{A^2}{\lambda^4}$$

In woorden: de stralingsweerstand is 320 maal pi tot de 4<sup>e</sup> maal de oppervlakte van de loopantenne in het kwadraat gedeeld door de golflengte tot de 4<sup>e</sup>.

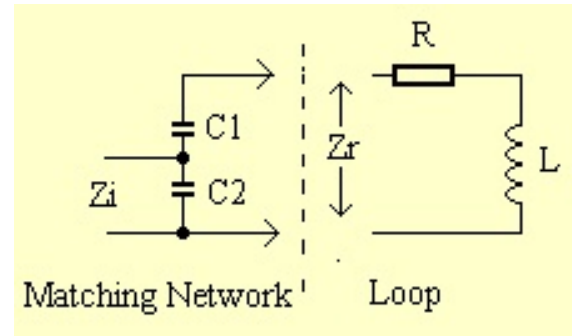
G3YMC spande een loop af in zijn tuin, met de afmeting 10 x 15 meter:



Voor de grap haalde ik deze loop antenne even door de online loop calculator van 66pacific.com heen, met als draaddikte 2,5mm. De uitkomst is een efficiency van 0% (afgerond) met een performance van -41dB ten opzichte van 100%. Dat wil zeggen dat 100W in deze antenne te vergelijken is met 8mW in een full size dipool. Het in eerste instantie gebruikte draad had een veel te hoge Ohmse weerstand (1,2Ω) zodat uiteindelijk gekozen werd voor dik luidsprekersnoer met de aders parallel, wat een effectieve diameter van 5mm<sup>2</sup> tot gevolg had met een Ohmse weerstand van minder dan 0,1Ω. De feitelijke weerstand op 136kHz is hoger als gevolg van het skin-effect. Uit metingen bleek de effectieve weerstand op 0,65Ω te liggen. G3YMC berekende de antenneparameters met het volgende resultaat:

Loop oppervlakte	150 m <sup>2</sup>
stralingsweerstand	13.5 μΩ
effectieve loop serieweerstand	0.65 Ω
efficiency	0.002%
Uitgestraald vermogen bij 35W input	0.7 mW
Loop zelfinductie	70 μH

De loop wordt aangepast met een capacitief netwerk dat als doel heeft de antenne op de gewenste frequentie in resonantie te brengen en tevens een voedingspunt te creëren met een geschikte ohmse impedantie van nominaal 50Ω.



De loop vertoont een inductieve impedantie samen met een verliesweerstand,  $Z_r = R + j\omega L$ .

Twee condensatoren C1 en C2 worden gebruikt in het aanpassingsnetwerk, waarmee een capacitieve deler gevormd wordt die de antenne in resonantie brengt en de impedantie deelt naar Zi.

De impedantie van de loop bij resonantie hangt af van zijn Q, dwz de verliesweerstand. Hoe hoger de Q, hoe hoger de impedantie. Om dit te delen naar 50Ω is een relatief grote (parallele) capaciteit over de voedingskabel nodig en een iets kleinere capaciteit vanaf dit punt in serie met de loopdraad.

De huidige G3YMC-loop vereist een condensator van 22 nF voor C1 en een condensator van 200 nF voor C2. De soorten condensatoren die worden gebruikt, zijn erg belangrijk. G3YMC gebruikt Philips polypropyleentypes uit hun 376-serie - deze zijn verkrijgbaar in verschillende spanningswaarden tot 2 kV. Philips 378-serie condensatoren kunnen ook geschikt zijn, maar de 376 heeft een veel betere specificatie voor het verwerken van pulsstromen. Een eerste experiment met Wima-condensatoren van gemetalliseerd polyester viel enigszins tegen omdat deze al snel verliesgevend werden en oververhit raakten (hij heeft er zelfs een opgeblazen).

De bandbreedte van de loop is vrij klein en het is alleen mogelijk om de zendfrequentie met ongeveer 100 Hz aan weerszijden van het resonantiepunt te wijzigen voordat opnieuw afstemmen nodig is, wat wordt gedaan in de aanpassingsdoos met verschillende kleine geschakelde condensatoren die geselecteerd worden met miniaturtuimelschakelaars. Als je een loop bouwt en merkt dat deze vrij breed is, is er iets mis mee. Verrassend significant is de

temperatuurcoëfficiënt van de condensatoren - de verandering in temperatuur tussen de vroege ochtend en de middag resulteert in een resonantieverandering van ongeveer 200 Hz HF, en in de koude winterochtenden is er een aanzienlijke verschuiving van de frequentie. Dat maakt het werken met een loop erg lastig en het tunen een delicaat karwei, maar het kan.

Wat zijn de andere mogelijkheden. De meeste radioamateurs zijn wel bekend met de kwartgolf verticale monopoolantenne, vaak ook wel een "Marconi-antenne" genoemd. Deze is een kwart golflengte lang, wordt tegen aarde gevoed (uiteindelijk verbeterd door een systeem met radialen) en heeft een stralingsweerstand van  $36\Omega$ . De afmetingen van een kwartgolf verticale antenne zijn te behappen vanaf de 40m-band en hoger; sommige dappere amateurs hebben misschien zelfs deze antenne voor 80m en 160m. Maar voor 136 kHz zou die meer dan 500 meter hoog zijn, zonder twijfel buiten de mogelijkheden van welke amateur dan ook. Op de lange golf zit er dus niets anders op dan een verticale monopool te gebruiken die (heel) veel korter is dan een kwartgolf.

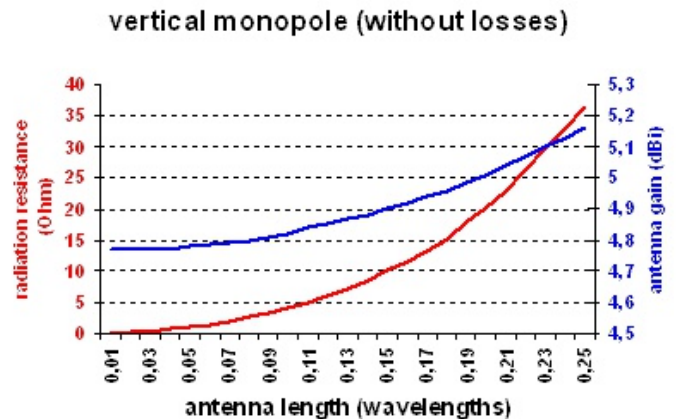
Wanneer een verticale monopool minder dan een kwart golf lang is (waarbij hij van nature in resonantie is), veranderen een paar dingen:

- de stralingsweerstand zal afnemen naarmate de antenne korter wordt
- de antenneversterking (directivity) zal iets afnemen, maar dit effect is te verwaarlozen (minder dan 0,5dB)
- de antenne-impedantie krijgt een capacatieve component
- de aardverliezen zullen toenemen naarmate de antenne korter wordt

ON7YD heeft daar veel over geschreven en zegt o.a. het volgende over deze te korte antenne:

Het effect van de antennelengte op de stralingsweerstand en antenneversterking is te zien op de eerste afbeelding rechts. Dus, in

tegenstelling tot wat velen denken, is de antenneversterking van een korte verticale monopool slechts 0,4 dB minder dan die van een kwart golf verticaal op ware grootte (zelfs als de korte monopole slechts een fractie van de golflengte is). Niettemin is de prestatie van een korte verticale monopool 20dB tot 40dB lager dan die van een kwartgolf verticaal, omdat het rendement (verhouding van stralingsweerstand en verliesweerstand) snel afneemt naarmate de antenne korter wordt.



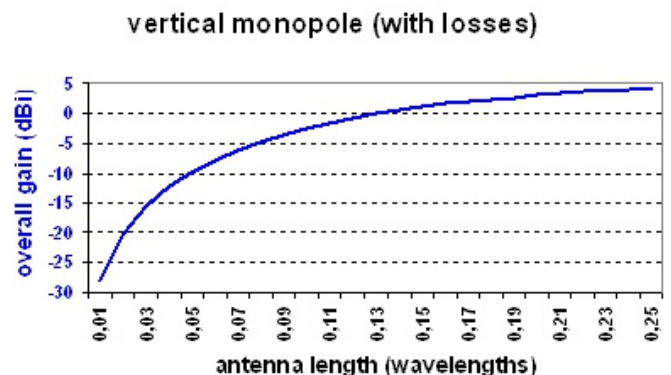
Een voorbeeld. Een kwart golf verticaal heeft een stralingsweerstand van  $36\Omega$  en een verliesweerstand (aardverlies) van  $10\Omega$ . De efficiency van deze antenne is :

$$\frac{36}{36 + 10} * 100\% = 78.3\%$$

Dat is een verlies van 1.1dB en heel goed. In het tweede voorbeeld nemen we een korte verticale monopool met een lengte van 1% van de golflengte. Daarvan is de stralingsweerstand  $0.04\Omega$ , terwijl er een aardverlies is van  $50\Omega$  en het verlies in de loading coil  $20\Omega$  bedraagt. De efficiency van deze antenne is:

$$\frac{0.04}{0.04 + 50 + 20} * 100\% = 0.057\%$$

En dat is een verlies van 32.4dB.



Wat handige formules om aan een te korte verticale monopool te rekenen. De stralingsweerstand van een korte verticale monopool met hoogte H en golflengte  $\lambda$  is:

$$R_s = \frac{40 * \pi^2 * H^2}{\lambda^2} \quad [1a]$$

Voor 136kHz wordt dit, met Rs in m $\Omega$  en H in m:

$$R_s = 0.082 * H^2 \quad [1b]$$

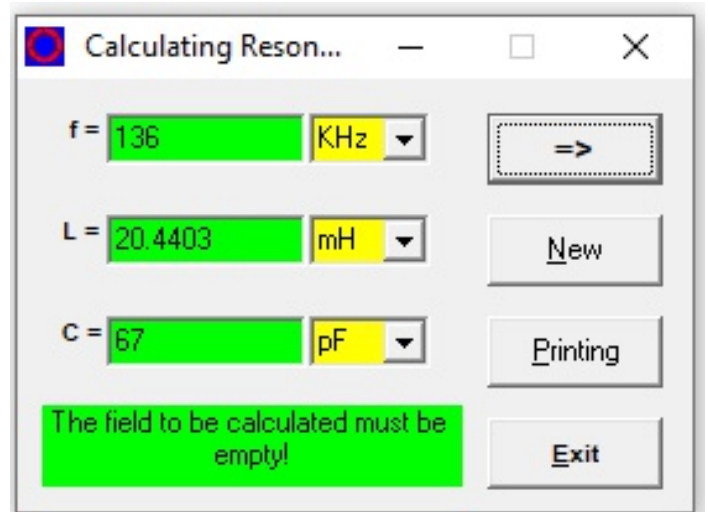
De capaciteit van een verticale draad met hoogte H en diameter d is:

$$C_v = \frac{24 * H}{\log\left(\frac{1.15 * H}{d}\right)} \quad [2a]$$

Met C<sub>v</sub> in pF, H en d in m. In de meeste gevallen is de vereenvoudigde formule C<sub>v</sub> = 6pF/m [2b] nauwkeurig genoeg.

Om het uitgestraalde vermogen maximaal te krijgen hebben we een maximale stroom door de antenne nodig. Dit kan door de capacatieve component te compenseren met een inductieve component (loading coil), of anders gezegd: de antenne in resonantie brengen. Op basis van de formule voor resonantie (Thomson-formule) kunnen we de inductie berekenen die we nodig hebben.

Weer een voorbeeld. Laten we zeggen dat je een 10m lange verticale draad hebt (3mm diameter) met een omgevingsverlies van 60 $\Omega$ . Volgens formule 1a is dan de stralingsweerstand 8.2m $\Omega$  en de antenne capaciteit volgens formule 2a is dan 67pF. Om de antenne in resonantie te krijgen op 136kHz heb je dan een loading coil nodig van 20.44mH. De reactantie van de spoel is 17.4k $\Omega$ , dus als je uitgaat van een Q van 300 dan is het verlies in de spoel 58 $\Omega$ . Dat brengt de totale verliesweerstand op 118 $\Omega$ . Als we 100W in de antenne stoppen, dan wordt de antenestroom 0.92A, met als resultaat 6.95mW uitgestraald vermogen en een spanning van 16kV over over de spoel (volgens U = I x R = 0.92A x 17400 $\Omega$  = 16008V). Om de Effective Radiated Power (ERP) te berekenen, moet je de antenneversterking meenemen in de berekening. Voor een korte verticale monopool is dat 2.6dBd. Het totale uitgestraalde vermogen wordt dan 12.6mW ERP.



In de "tools" sectie van de Mini Ring Core Calculator vind je een tooltje om resonanties uit te rekenen. Daarmee kan je de loading coil berekenen als je de capaciteit van de antenne weet.

Die efficiency kan beter, en wel door het vergroten van de stralingsweerstand. Dit doe je door de stroomverdeling over de antenne te verbeteren, aangezien de stralingsweerstand evenredig is met het kwadraat van de gemiddelde stroom door het verticale deel. Voor een korte verticale monopool is de gemiddelde stroom 50% van de stroom op het voedingspunt. Een manier om de stroomverdeling te verbeteren, is door capacatieve toploading toe te voegen aan de verticale antenne.

De stroomverdeling over de antenne neemt dan nog steeds lineair af, maar doordat het minimum nu aan het einde van het horizontale stuk ligt, is de gemiddelde stroom in het verticale deel hoger.

De capaciteit van een horizontale draad met een lengte L, een diameter d en op een hoogte H wordt gegeven door :

$$C_H = \frac{24 * L}{\log\left(\frac{4 * H}{d}\right)} \quad [3a]$$

Met C<sub>H</sub> in pF, H, L en d in meters. In de meeste gevallen kan je ook hier weer een vereenvoudigde formule gebruiken: C<sub>H</sub> = 5pF/m [3b] is nauwkeurig genoeg.

De totale antenne capaciteit C<sub>A</sub> = C<sub>v</sub> + C<sub>H</sub>. De antenestroom aan de top van de verticale sectie wordt bepaald door de verhouding van C<sub>H</sub>

en  $C_V$  (er vanuit gaand dat in elke pF dezelfde hoeveelheid stroom 'verdwijnt'):

$$I_T = \frac{C_H}{C_H + C_V} * I_0 \quad [4a]$$

Dus is de gemiddelde stroom door het verticale deel:

$$I_{gem} = \frac{I_T + I_0}{2} = \frac{2 * C_H + C_V}{2 * (C_H + C_V)} * I_0 \quad [4b]$$

En de stralingsweerstand is evenredig met het kwadraat van de gemiddelde stroom door de verticale sectie, ten opzichte van de gemiddelde stroom in een verticale monopool ( $I_{gem} = I_0 / 2$ ):

$$R_s = \frac{40 * \pi^2 * \left(\frac{2 * C_H + C_V}{C_H + C_V}\right)^2 * H^2}{\lambda^2} \quad [5a]$$

voor 136kHz is dit:

$$R_s = 0.082 * \left(\frac{2 * C_H + C_V}{C_H + C_V}\right)^2 * H^2 \quad [5b]$$

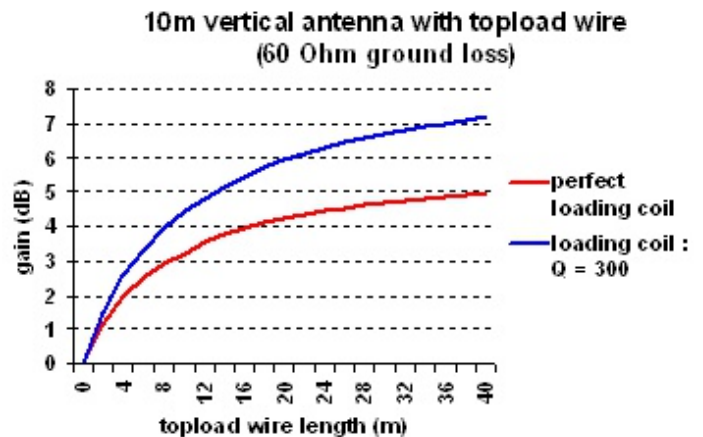
Dit betekent dat de stralingsweerstand kan worden verviervoudigd door voldoende capacatieve toplading. Een bijkomend voordeel van capacatieve toplading is dat de antenne-capaciteit aanzienlijk zal toenemen. Daarom zal de benodigde inductie (loading coil) afnemen, wat resulteert in lagere verliezen in en lagere spanningen over de loading coil.

We doen weer een voorbeeld. Stel dat we nog steeds de 10m lange verticale draad (3mm diameter) en het omgevingsverlies van 60Ω van het vorige voorbeeld hebben, maar nu verlengen we de antenne met een 20m lange horizontale topladdraad (op 10m hoogte). De capaciteit van de verticale sectie zal 67pF zijn (formule 2a) terwijl de capaciteit van de topload 116pF zal zijn (formule 4a), wat resulteert in een totale antennecapaciteit van 183pF. De stralingsweerstand zal 21,9 mΩ bedragen (formule 5a). De loading coil moet 7,4 mH zijn, bij een Q van 300 is het verlies in de spoel 21Ω en het totale verlies 81Ω.

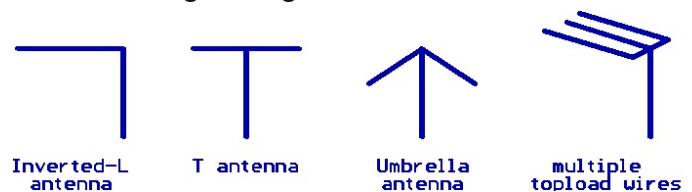
Als we een vermogen van 100W in de antenne stoppen, hebben we een antennestroom van 1,11A, wat resulteert in 27mW uitgestraald vermogen en een spanning van 7kV over de loading coil. Rekening houdend met de winst van 2.6dBd zal de ERP 49mW zijn, dit is een

algehele verbetering van 5.5dB vergeleken met dezelfde antenne zonder capacatieve topload ofwel bijna een S-punt, én je hebt 9kV minder spanning over je spoel.

De winst die kan worden bereikt door een betere stroomverdeling te realiseren is 6dB, maar door de grotere capaciteit (en dus een kleinere benodigde loading coil) kan er wat dB extra winst worden gewonnen, zoals je in de grafiek kunt zien.



Een verticale antenne met capacatieve toplading kan in verschillende configuraties worden gebouwd. Naast de 'inverted-L' configuratie zijn er ook de 'T' en 'paraplu' configuraties die veel gebruikt worden. Over het algemeen zal elke vorm van capacatieve topload werken, het doel moet zijn om zoveel mogelijk draden zo hoog mogelijk in de lucht te krijgen. De topload-draden kunnen schuin aflopen (paraplu-antenne), maar hierdoor neemt de stralingsweerstand af, omdat de stromen in het deel van de draad dat naar beneden gaat, de stromen in het verticale deel tegenwerken. Als vuistregel kan worden gesteld dat hellende topload-draden nooit lager dan 50% van de antennehoogte mogen komen.



De hoeveelheid topload capaciteit wordt vaak beperkt door de beschikbare ruimte. Om maximale topload capaciteit op een beperkte ruimte te krijgen, kunnen parallelle draden

worden gebruikt. Praktische resultaten hebben aangetoond dat capaciteiten tot 15 pF/m kunnen worden bereikt, terwijl een enkele draad ongeveer 5 pF/m is.

Ik zal hier niet verder uitwijden over alle voors en tegens van de verschillende antennevormen. Voor de echt geïnteresseerden geef ik aan het eind van dit artikel de link naar de site van ON7YD, waar (weliswaar in het Engels) veel meer informatie te vinden is. Een stukje dat ik nog wel wil aanhalen gaat over die loading coil. Als je je zender direct verbindt met een korte verticale monopool dan krijg je nauwelijks enig signaal de lucht in (maar wel een hele slechte SWR). Dit komt door de voornamelijk capacatieve impedantie van enige duizenden Ohms. Om een korte verticale monopool in resonantie te krijgen moet die capacatieve component gecompenseerd worden door de inductie van de loading coil. Je maakt feitelijk een seriekring die in resonantie is op 136kHz. Het berekenen van éénlaags spoelen kan je ook weer prima doen met de Mini Ring Core Calculator. Onder de tab Air Cores vind je de mogelijkheid om luchtspoelen te berekenen. Ik zal je dan ook de formules besparen: met de calculator gaat het net zo goed en veel sneller.

Zoals elke andere spoel zal ook de loading coil bepaalde verliezen hebben die de algehele efficiëntie van het antennesysteem verminderen. De Q-factor is de verhouding van de inductieve reactantie ( $X_L$ ) en de verliesweerstand (R):

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{2 * \pi * f * L}{R}$$

met  $X_L$  en R in  $\Omega$ , f = frequentie in Hz en L = zelfinductie in H. Voorbeeld: een spoel van 3mH met een verliesweerstand van  $8\Omega$  heeft een Q van 320 bij 136kHz.

De verliesweerstand van de spoel wordt veroorzaakt door:

- Ohmse verliezen in de spoel windingen
- Verliezen in de spoelvorm en/of andere objecten dicht bij de spoel

Op LF kunnen deze laatste verliezen in de meeste gevallen worden genegeerd als er enige zorg wordt besteed aan de keuze van het vormmateriaal en de locatie van de loading coil. De Ohmse verliezen worden bepaald door de weerstand van de spoel. Door 2 effecten zal de weerstand van de spoel frequentieafhankelijk zijn en vaak aanzienlijk groter zijn dan de gelijkstroomweerstand:

### a. Skin effect

Naarmate de frequentie hoger wordt, zal de stroom door een draad de neiging hebben om voornamelijk door de buitenste laag te stromen, met weinig of geen stroom door het midden van de draad. Aangezien slechts een deel van het draadoppervlak wordt gebruikt, zal de AC-weerstand groter zijn dan de DC-weerstand en zal deze toenemen naarmate de frequentie toeneemt.

De dikte van deze buitenlaag (d) is:

$$d = \frac{K}{\sqrt{f}}$$

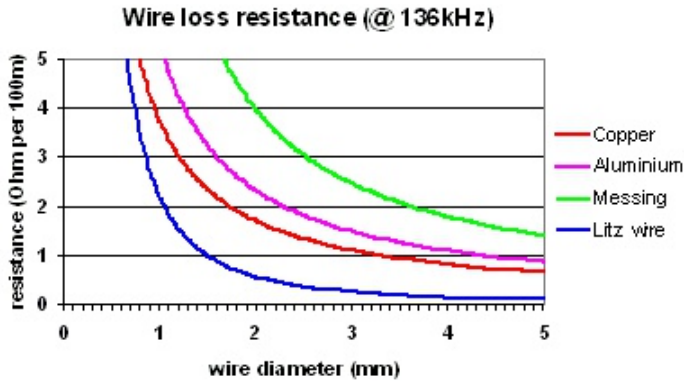
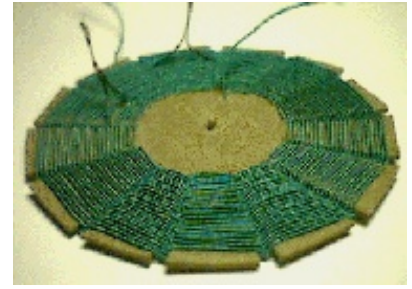
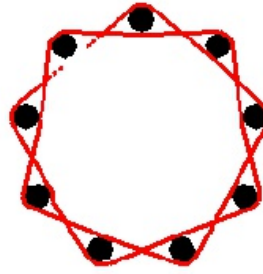
d = laagdikte in mm, K = materiaal afhankelijke constante en f = frequentie in kHz

	Copper	Aluminium	Messing	Silver	Gold
<b>K</b>	2.08	2.77	4.45	2.02	2.37
<b>conductivity (S/m)</b>	$58 \times 10^6$	$33 \times 10^6$	$13 \times 10^6$	$62 \times 10^6$	$45 \times 10^6$

Dit betekent dat voor 136 kHz de laagdikte 0,18 mm is voor koper en 0,24 mm voor aluminium. Hoewel messing een dikke laag heeft (0.38mm bij 136kHz) is het vanwege de slechte geleiding niet geschikt. De meest economische oplossing is het gebruik van koperdraad, maar bij een draaddiameter van 3 mm en meer is aluminium slechts iets slechter en kan het je een aanzienlijk lichtere spoel opleveren (aluminium heeft slechts 30% van het gewicht van koper).

Zodra de draaddiameter groter is dan twee keer de laagdikte, heeft de draad binnenin 'verspilde ruimte'. Het is dus efficiënter om 2 (of meer) dunne draden parallel te gebruiken dan een enkele dikke draad. Zo'n HF-draad bestaande uit een groot aantal parallelle (geïsoleerde) draden wordt litzedraad genoemd. Het is een

zeer goede keuze om een spoel mee te bouwen omdat litzedraad maar een fractie van het verlies van een enkele draad van dezelfde diameter zal hebben, maar helaas is het ook vrij duur. Houd er rekening mee dat bij meeraderige draden de afzonderlijke parallelle draden niet geïsoleerd zijn, dit is dus geen litzedraad!



### b. Nabijheidseffect

Wanneer een wisselstroom door 2 draden loopt die dicht bij elkaar liggen, zullen de stromen de neiging hebben om op maximale afstand van elkaar te stromen, wat een effect veroorzaakt dat vergelijkbaar is met het skin-effect.

Dit zorgt voor een extra verhoging van de verliesweerstand. Dit effect kan worden geminimaliseerd door de draadafstand te vergroten. Maar naarmate de draadafstand groter wordt, heeft men meer windingen (en dus meer draad) nodig om dezelfde inductie te bereiken. Dus wat gewonnen wordt door het nabijheidseffect te verminderen, gaat weer verloren (of erger). Experimenten hebben aangetoond dat het laagste verlies wordt bereikt wanneer de draadafstand gelijk is aan de draaddiameter.

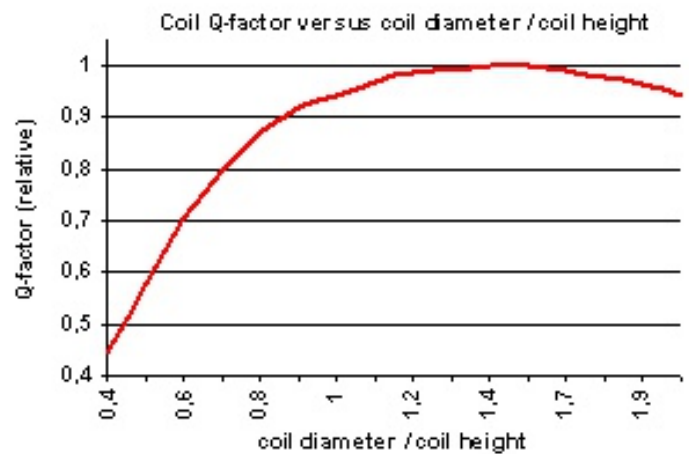


Er zijn speciale spoelwikkeltechnieken ontwikkeld om de windingen van een spoel zo ver mogelijk uit elkaar te houden zonder de spoelafmeting te vergroten (en dus meer draad nodig te hebben). Een van deze technieken is mandenvlechten waarbij de spoelvorm is gemaakt van een oneven aantal staven en de draad ertussen wordt 'geweven'. Op die manier kunnen er high-Q spoelen gemaakt worden, zelfs 'platte' spoelen en variometers, zoals rechtsboven weergegeven.

Opmerking: het nabijheidseffect zoals hier getoond zal optreden als de stromen in dezelfde richting vloeien, zoals altijd het geval zal zijn in een spoel. Als de stromen in tegengestelde richtingen stromen, zal het nabijheidseffect vergelijkbaar zijn, behalve dat de stromen nu de neiging hebben om dicht bij elkaar te stromen.

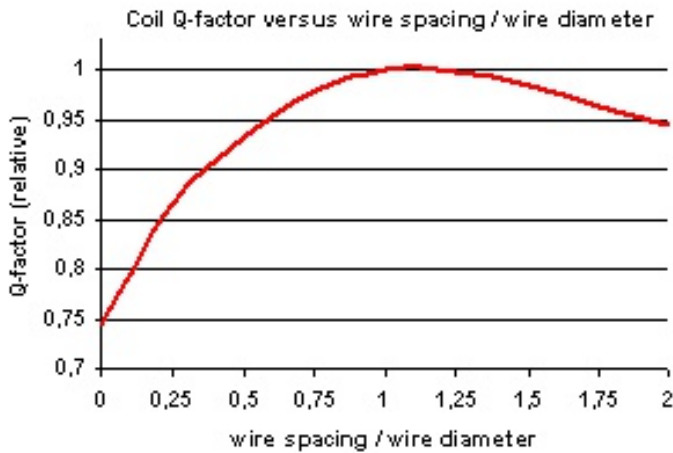


Naast het draadmateriaal en de diameter zal ook de verhouding spoeldiameter / spoelhoogte en de verhouding draadafstand / draaddiameter de Q-factor beïnvloeden. De beste Q-factor kan worden verwacht voor een verhouding spoeldiameter / spoelhoogte van  $\pm 1,4$  en een verhouding draadafstand / draaddiameter van  $\pm 1$ .



Hierboven zie je de Q-factor verticaal uitgezet tegen de verhouding van de diameter en de hoogte van de spoel. Het optimum wordt bereikt bij een diameter/hoogteverhouding van ongeveer 1,4.





Deze grafiek geeft de Q weer afgezet tegen de draadafstand. Als de afstand van de windingen net zo groot is als de draaddiameter, is de Q het hoogst.

De afmetingen van een geoptimaliseerde spoel (spoeldiameter / spoelhoogte = 1,4 en draadafstand / draaddiameter = 1) zijn:

$$n = 75 \cdot \sqrt[3]{\frac{L}{d}} \quad l = 150 \cdot \sqrt[3]{d^2 \cdot L} \quad D = 210 \cdot \sqrt[3]{d^2 \cdot L}$$

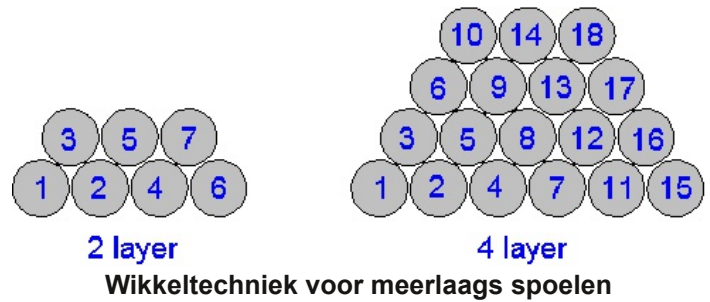
waarin n = aantal windingen, L = inductie in mH, d = draaddiameter in mm, D = spoeldiameter in mm en l = spoellengte in mm

Weer een voorbeeld: Stel dat we een spoel van 2 mH willen maken die is geoptimaliseerd voor de beste Q-factor, met behulp van draad met een diameter van 3 mm. Op basis van bovenstaande formules hebben we 66 windingen nodig op een spoel van 39,3 cm lang en een diameter van 55 cm. Ja, dat is meer dan een halve meter. Het is wel lange golf he, de afmetingen zijn daar iets anders dan op HF.

Er is een speciale techniek genaamd "Bank" of "Piramide" wikkeling om compacte en high-Q loading coils te maken voor 136kHz. Deze methode werd gebruikt om spoelen en variometers te bouwen voor LF / MF marine- en aero-zenders. Hoe dat werkt zie je in de afbeelding rechts bovenaan deze bladzijde.

De voordelen van de methode zijn duidelijk:

- je bespaart draad (wat betekent dat je een hogere Q krijgt)

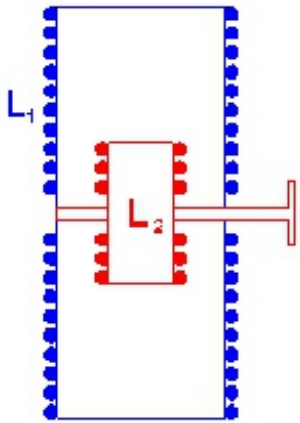


- de tussenwikkelpaciteit zit voornamelijk tussen elektrisch gesloten windingen;
- relatief lage spanning tussen aangrenzende windingen

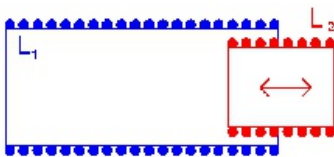
Het nadeel is dat de nabijheidsverliezen toenemen, maar het totale effect is positief. Hoewel 4 en 5 laags spoelen van dit type bestaan, zullen praktische moeilijkheden om de wikkelingen op hun plaats te houden vaak de piramidewikkeling beperken tot 2 lagen.

In de praktijk zal de loading coil verstelbaar moeten zijn om de dagelijkse variaties van de antennecapaciteit (door wisselende weersomstandigheden) te corrigeren. Deze variaties zijn vrij klein en kunnen worden gecorrigeerd door een kleine variatie van de loading coil (enkele %). Maar in veel gevallen zullen amateurs experimenteren met verschillende soorten antennes en hebben daarom een loading coil nodig die over een groter bereik kan worden aangepast, zoals van 2 tot 5mH (250%!).

Voor relatief kleine variaties van de loading coil inductie (tot 50%) kan een variometer worden gebruikt. Dit is een combinatie van 2 in serie geschakelde spoelen, waarbij een kleinere spoel (L2) binnenin de grotere spoel (L1) draait. Op deze manier kan de inductie variëren van ongeveer L1-L2 tot L1+L2. In theorie zou een variometer kunnen variëren van 0 tot 2\*L (voor L1 = L2 = L). Maar L2 moet binnen L1 draaien en moet dus kleiner zijn. Verder zal een te grote L2 een negatief effect hebben op de Q-factor van de variometer. Als resultaat is de praktische beperking van het variometerbereik 50%, maar voor de normale (weers- en frequentie) correcties is dit ruim voldoende.



In plaats van een kleine spoel die in een grotere spoel draait, kan men ook een kleine spoel gebruiken die in/uit een grotere spoel schuift. Maar dit ontwerp is niet zo populair omdat de mechanische constructie bijna net zo ingewikkeld is als die van een roterende variometer, terwijl de variatie van  $L$  slechts de helft is en de  $Q$ -factor sterk varieert met de positie van de bewegende spoel.



Een high- $Q$  variometer is ook te maken met de gewezen platte spoelen zoals bovenaan pagina 8 is getoond. Een alternatieve manier om een variometer te bouwen is door een ferrietstaaf in een spoel te schuiven. Er moet voor worden gezorgd dat het staafmateriaal niet verzadigd raakt en dat de staaf niet te veel opwarmt. Als een kleine staaf van het juiste materiaal wordt gebruikt in een grote spoel, kan een variatie tot 20% worden bereikt zonder verzadiging of verwarming van de staaf, zelfs bij een zendvermogen van 100W.

Voor grotere variaties van  $L$  kan een loading coil met aftakkingen worden gebruikt. Aftakkingen op verschillende windingen van de spoel maken een variatie van  $L$  van enkele honderden procenten mogelijk, maar deze variatie zal in stappen zijn. Daarom wordt vaak de combinatie van een spoel met aftakkingen en een variometer gebruikt, hetzij als een grote getapte spoel in serie met een kleine variometer of als een 'alles-in-één' oplossing waarbij de grote spoel van de variometer wordt afgetakt.

Het volledige artikel van ON7YD gaat nog in op de aanpassing van de antenne. Als de reactieve component van de antenne is uitgestemd, blijft alleen een zuiver Ohmse impedantie over. Afhankelijk van de omgevingsverliezen en de verliezen in de spoel ligt die impedantie tussen de 20 en 200 $\Omega$ . Sterker nog: in de meeste gevallen ligt deze impedantie tussen de 30 en 70 $\Omega$ . Dat levert een SWR van minder dan 1:2 op en hoewel dat erg weinig is, wordt aanbevolen om deze mismatch toch aan te pakken, met als argument dat het een paar tiende dB verlies oplevert en je niet alle moeite hebt gedaan om een efficiënte antenne te maken en dat dan weg te gooien door misaanpassing. Maar hier ben ik het niet mee eens. De mogelijke aanpassingsmethoden die vervolgens worden beschreven zijn een transformator en een L-netwerk met een spoel en een condensator. Maar deze componenten hebben óók verliezen en ik betwijfel ten zeerste of deze verliezen minder zullen zijn dan de paar tiende dB die je wint door de correcte aanpassing. ON7YD geeft ook een voorbeeld van hoe de (mis)afstemming het uitgestraalde vermogen beïnvloedt: "Stel dat we een antenne hebben met een capaciteit van 300pF en een weerstand van 60 $\Omega$ . De antenne wordt in resonantie gebracht op 137kHz en afgestemd op de TX-impedantie op deze frequentie. De antennestroom zal afnemen tot 85% van de maximale stroom aan de onderste bandrand (135,7kHz) en tot 94% aan de bovenste bandrand (137,8kHz). Het uitgestraalde vermogen zal afnemen tot 72% (-1,4dB) aan de onderste bandrand en 87% (-0,6dB) aan de bovenste bandrand." Kortom, als ik een volledig aangepaste antenne heb en ik varieer de zendfrequentie, kan ik aan de bandgrenzen tot maximaal 1.4dB verlies oplopen - bijna een half S-punt. Dat is al een veel groter verlies dan die paar tiende als gevolg van de resistieve misaanpassing. Persoonlijk zou ik deze geringe misaanpassing voor lief nemen.

Ik hoop dat ik wat inspiratie heb geleverd tot het experimenteren op 136kHz. Je hebt er geen idioot lange antenne voor nodig. De bron: <http://www.strobbe.eu/on7yd/136ant/>



**P**im kwam met een grote grijns op zijn gezicht zijn Opa's piephok binnen; de bijnaam die de shack verworven had door de vele morsesignalen die daar regelmatig uit te horen waren. "Wat is er zo grappig?" vroeg Opa. "Nou", zei Pim, "Ik zat net naar het ochtendnet te luisteren en daar meldde een nieuwe amateur zich in, en die wilde weten hoe hij te horen was. 59, zei de netleider. Antwoorde de nieuwe amateur: Ik wil niet dat je mijn leeftijd raadt, maar weten hoe je me hoort. Toen begon er in het net een minutenlange lezing door de deelnemers over power levels, dB's, S-meters, propagatie, antenne theorie, merknamen, ontvanger gevoeligheid en uiteindelijk zei de nieuwe amateur dat hij nog steeds geen idee had hoe hij gehoord werd. Hij zei dat hij weg moest omdat de telefoon ging maar volgens mij had hij er gewoon de pest in". "Dat kan ik me voorstellen", zei Opa. "Als iemand gezegd had 'Luid en duidelijk', had hij gekregen waar hij om vroeg: een ontvangst-rapport. Waarschijnlijk kende hij het RST systeem nog niet en dan zegt het niet veel als iemand 59 tegen je roept. Trouwens, ik heb wel vaker het idee dat niet iedereen snapt hoe dat systeem werkt. Dat zal ik je uitleggen: Een RST rapport is een rapport van een ontvangende station met betrekking tot de kwaliteit en sterkte van het uitgezonden signaal. Er wordt gebruik gemaakt van afkortingen in de vorm van getallen om de toon van een CW-sig-naal of kwaliteit van de spraak van het signaal van een zendstation op de locatie van het ontvangende station (QTH) weer te geven.

En dit is wat het betekent:

**R** - Leesbaarheid (Readability) - Begrijpen wat er wordt gezegd en hoe goed. Op een schaal van 1 tot 5 is de leesbaarheid van je signaal met een "5" zonder problemen perfect. Met andere woorden, het vermogen van de andere operator

om te begrijpen wat je zegt. Een "1" is onleesbaar.... een "5" is perfect leesbaar.

**S** - Sterkte - Geeft op een schaal van 1 tot 9 aan hoe sterk het signaal van je zender is. Een "1" is een heel zwak signaal. Een "9" is een extreem sterk signaal.

**T** - Toon - Gebruikt voor morsecodesig-naal-rapporten. Geeft op een schaal van 1 tot 9 de kwaliteit van de toon van de morsecode "dits en dahs" aan. Van een "50 Hz harde toon" een (1).... Naar een "zeer zuivere toon", een (9).

Die T komt van de tijd dat er nog buizenzenders gebruikt werden, waarvan de anodespanning een ongestabiliseerde gelijkgerichte wisselspanning was. Dat kon een ruwe toon opleveren (de Paraset op netvoeding geeft zo'n toon - zeker als je in AM luistert..)

Voorbeeld 1: Een CW rapport: als je een "599" rapport krijgt in CW, betekent dat het volgende: De 5 betekent dat je signaal zeer eenvoudig te nemen is, absoluut zonder problemen. De eerste 9 betekent dat het signaal een sterke aanwijzing geeft op je S meter, meestal 3/4 schaal of meer. De tweede 9 betekent dat je CW toon een mooie heldere toon heeft.

Voorbeeld 2: Een Voice rapport: Als je 5 5 krijgt (soms uitgesproken als 5 bij 5).... dan is je signaal perfect neembaar met een redelijke signaalsterkte.

In sommige gevallen kunnen mensen je vertellen: je signaal is vijf negen plus twintig dB... In dit geval geeft het twintig dB-gedeelte aan dat je signaal zo sterk is dat het twintig deciBel van de standaard 1 tot en met 9 S-meter aanwijzing afwijkt. (Zie opmerking hieronder) Dit zou betekenen dat je een ECHT sterk signaal afgeeft!

**OPMERKING:**

Het RST-systeem voor signaalrapportage werd ruwweg in 1934 opgericht als een snelle methode om leesbaarheid, signaalsterkte en de

toon van CW te rapporteren. Voor spraakcontacten worden alleen de "R" en "S" gebruikt. De "S"-component is meestal niet hetzelfde als je S-meterwaarde, aangezien de meeste S-meters niet zijn gekalibreerd om het RST-systeem te volgen. De RST wordt ook gerapporteerd op QSL-kaarten en moet correct worden ingevuld.

Een "569"-rapport voor een spraakcontact is bijvoorbeeld NIET geldig. Onthoud dat het 3e getal van links voor "Tone" in CW is. Merk op dat veel DX-operaties en wedstrijdstations slechts "599" rapporteren voor het gemak, om te voorkomen dat elk van de echte rapporten moet worden geregistreerd. Dit is een twijfelachtige praktijk, maar wordt meestal gebruikt bij DX'en/contesten. Zou je een 599 geven voor een zender die je nauwelijks kon horen? Zou je het op prijs stellen als dit je rapport was van iemand die je nauwelijks kon horen? Wees eerlijk met je rapporten, anders heb je er niets aan!

Het RST-rapportagesysteem werkt goed, kan worden gebruikt voor het oplossen van problemen met je station en wordt al vele jaren door amateurs wereldwijd gebruikt en wordt ook door het leger gebruikt met kleine wijzigingen in hun rapportage van uitzendingen.

Er is veel "middeling van alle factoren" bij het geven van een signaalrapport aan een ander station.

Er is veel verschil tussen een spraakrapport van 59 en een van 52.....maar het belangrijkste voor mij zou de leesbaarheid zijn. Ik heb honderden stations perfect duidelijk gehoord op stem en CW die de S-meter niet bewogen! (Ja...het werkt!) Dus hun rapport zou een R5, S1 of 2 kunnen zijn... in mijn oren! Overigens zegt dat ook wel wat over de correctheid van de S-meter.

Bestudeer deze informatie op de pagina rechts om je te helpen bij het geven van nauwkeurige rapporten.

## **R = LEESBAARHEID (Readability)**

- 1 -- Onleesbaar
- 2 -- Nauwelijks leesbaar, af en toe woorden te onderscheiden
- 3 -- Met grote moeite leesbaar
- 4 -- Vrijwel zonder moeite leesbaar
- 5 -- Perfect leesbaar

## **S = SIGNAALSTERKTE**

- 1 -- Vage signalen, nauwelijks waarneembaar
- 2 -- Zeer zwakke signalen
- 3 -- Zwakke signalen
- 4 -- Redelijke signalen
- 5 -- Redelijk goede signalen
- 6 -- Goede signalen
- 7 -- Matig sterke signalen
- 8 -- Sterke signalen
- 9 -- Extreem sterke signalen

## **T = TOON**

- 1 -- 50Hz AC of minder, zeer ruw en breed
- 2 -- Zeer ruwe AC , heel hard en breed
- 3 -- Ruwe wisselstroom toon, gecorrigeerd maar niet gefilterd
- 4 -- Ruwe noot, enig spoor van filtering
- 5 -- Gefilterd gerectificeerd AC maar sterk rimpel-gemoduleerd
- 6 -- Gefilterde toon, duidelijk spoor van rimpel-modulatie
- 7 -- Bijna pure toon, spoor van rimpelmodulatie
- 8 -- Bijna perfecte toon, licht spoor van modulatie
- 9 -- Perfecte toon, geen spoor van rimpeling of modulatie van welke aard dan ook

In 1934 zullen sets nog geen S-meter gehad hebben. Het rapport wat je geeft is dus niet wat de S-meter aangeeft, maar een beoordeling volgens bovenstaande tabel! Daar heb je meer aan dan een cijfer van een meter waarvan de kalibratiestatus onbekend is. Maar dan nog: als een amateur vraagt hoe hij gehoord wordt, kan je het beste gewoon antwoorden dat hij prima klinkt en het signaal zwak/matig/goed/sterk is", besloot Opa. "Daar heeft u eigenlijk wel gelijk in", zei Pim. "Ik zal er rekening mee houden".

## Kerst ornamenten

**T**raditiegetrouw publiceren we in de maand voor kerst wat dingen die je met (klein)kinderen kunt maken: niet te moeilijk, moet niet teveel tijd kosten en toch leuk zijn. Ik heb met mijn kleinkinderen een jaar of wat terug van die Ali kerstboompjes zitten solderen, maar daar moesten ongeveer 60 LEDs in en hoe leuk ze dat prutsen ook vinden, dan gaat het toch echt op lopende bandwerk lijken en vinden ze het na een paar minuten niet meer leuk. Ook twijfel ik altijd of ik iets met een microprocessor moet doen. Hoewel de mogelijkheden dan natuurlijk veel groter zijn, valt er weinig aan te solderen en niet iedereen is even handig met het programmeren van een Arduino of soortgelijke processor. En voor de kinderen is het niet leuk als ze iets gemaakt hebben en opa moet nog een uurtje achter de computer om de software gecompileerd en geprogrammeerd te krijgen. Maar misschien vinden de lezers dat helemaal geen probleem en dan heb ik nog schakelingen te over. Laat het me eens weten of je een kerstschakeling met processor wel ziet zitten, dan hou ik er volgend jaar rekening mee.

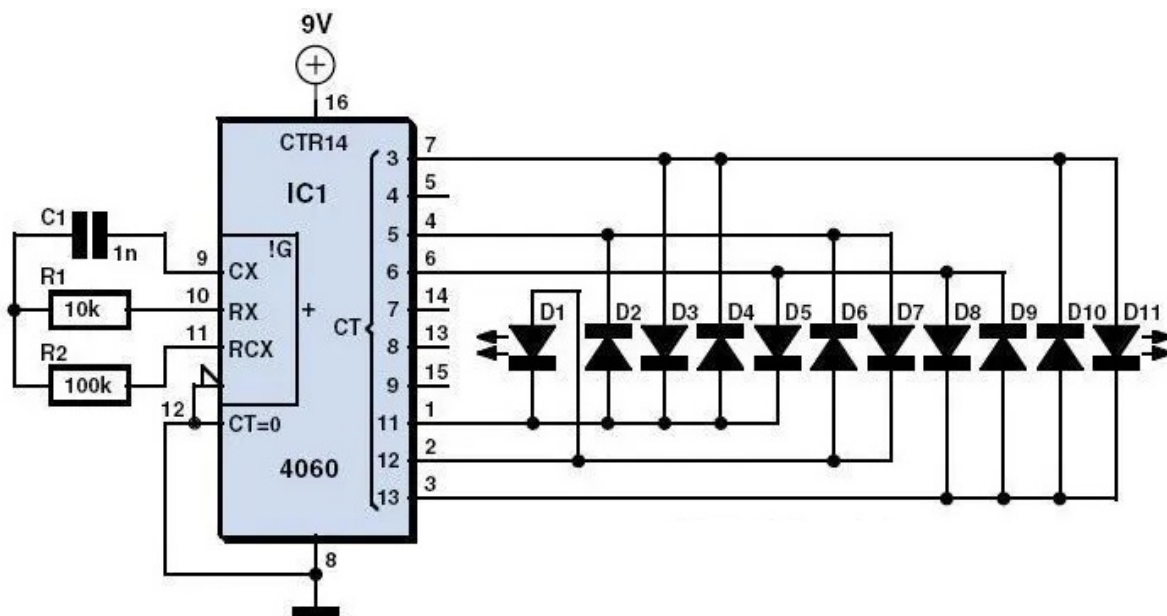
Deze keer weer een redelijk eenvoudige schakeling. Bouw een paar van deze led-lichten om de kerststemming erin te krijgen. De gekleurde LED's knipperen in een schijnbaar

willekeurige volgorde en snelheid en creëren een feestelijke uitstraling die perfect is voor dit speciale seizoen.

Het led-kerstverlichtingscircuit heeft een zeer eenvoudig ontwerp. Het is gebaseerd op een digitale teller van het type 4060 (IC1). Dit IC heeft een ingebouwde oscillator met een frequentie die wordt ingesteld door de combinatie van weerstand R1 en condensator C1. De oscillatorfrequentie is ongeveer 5 kHz met de hier getoonde componentwaarden. Het oscillatorsignaal wordt verschillende keren gedeeld door de interne digitale circuits van het IC.

De deeltallen worden aangeduid met 'CT' in het IC-symbool. Het signaal op de CT3-uitgang (pin 7) is bijvoorbeeld een blokgolf met een frequentie gelijk aan 5 kHz gedeeld door 8, wat betekent  $(5 \text{ kHz} : 8) = 625 \text{ Hz}$ .

Het oscillatorsignaal wordt gedeeld door 16 op de CT4-uitgang, door 32 op de CT5-uitgang, enzovoort. De signalen op elk van de uitgangen veranderen dus met verschillende snelheden. Elf LED's zijn in drie groepen geschakeld tussen zes van de telleruitgangen, waardoor de groep LED's in een schijnbaar willekeurig patroon knippert.



Voor de montage kan je b.v. een stuk experimenteerprint in de vorm van een ster (figuur)zagen, of een arreslee, een kerstbal: laat je fantasie de vrije loop. Ik adviseer om een IC voet te gebruiken: dan kan je nog wat reparatiewerk verrichten als alle poten aan elkaar gebakken zitten zonder het IC al te veel te verhitten. Monteer daarna de twee weerstanden, de condensator en de batterij clip. Overigens maakte ik die clips vroeger altijd zelf door deze uit een lege 9V batterij te breken. Met een punttang kan je de randen openvouwen en zo de connector losmaken van de batterij. Maar je kunt ze ook kopen natuurlijk. De lange poot van een LED is de anode (het begin van de pijl) en de korte de kathode (de kant van de streep). Als je meer van deze led-schakelingen bouwt zou je ze ook kunnen voeden met b.v. een stekkeradapter. Het is maar net waar je het voor gebruikt. Kies LEDs in verschillende kleuren voor een nog leuker effect. Als alles goed werkt heb je een mooi knipperende verlichting.

Dan nog iets voor de gelukkige bezitters van een 3D printer: een grote bron van inspiratie is de site van Thingiverse.com, waar je de gekste dingen kunt vinden die mensen al eens



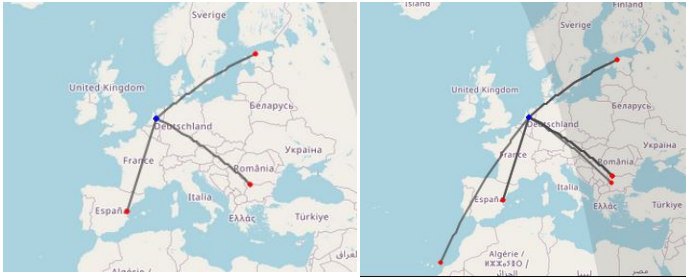
geprobeerd hebben om te printen. Waaronder een kerstdorp met in elk geval 3 ontwerpen. De Thingiverse pagina vind je [HIER](#), waarbij je op de tab "Thing Files" moet klikken om de .stl bestanden te kunnen downloaden. Wil je zien hoe een en ander eruit komt te zien, dan kan je de .stl files bekijken op de site van [viewstl.com](#). Hoef je niets te installeren, kan je met sleur-en-pleur erin slepen en bekijken. Wel een beetje licht materiaal gebruiken: als je met zwart print zal er niet veel licht doorheen komen. En natuurlijk kan je hier ook je LED knutsel in zetten. Veel plezier met bouwen.

## De G3XBM 21MHz transceiver

**N**u zonnevlekkencyclus 25 duidelijk van start is gegaan, zijn er weer mooie openingen op de hogere banden en heb je niet zoveel vermogen meer nodig om verbindingen te maken. Dus heb ik mijn Spoetnik transceiver weer onder het stof vandaan gehaald om te kijken of er al verbindingen mee te maken zijn. Zie de RAZzies van [januari 2016](#) waarin de Spoetnik beschreven wordt. Ik testte de Spoetnik eerst nog even op de meetpost en er komt 650mW uit op 21MHz. Dat is niet veel. Zou je er al verbindingen mee kunnen maken? Ik probeerde het wat laat op

een middag waar op het DX-cluster veel stations op 15 en 10m gemeld werden. Het werkt: het Reverse Beacon Netwerk (RBN) gaf aan dat mijn signaal van minder dan 1W gehoord werd over een afstand van meer dan 1000 mijl en dat is ruim 1600km. Verbazingwekkend toch? Echter, er kwam niemand voor mij retour. Dat zal mede aan de frequentie gelegen hebben (21.060 zit relatief hoog in de band) en deels aan de nog niet al te sterke condities. Maar toch: de afgelopen jaren waar ik vooral in de zomer een verbinding probeerde te maken met de Spoetnik liet het RBN doorgaans niets zien.

spotter	spotted	distance mi	freq	mode	type	snr
EA5WU	PA3CNO	899 mi	21059.9	CW	CQ	6 dB
LZ4AE	PA3CNO	1023 mi	21059.9	CW	CQ	5 dB
ES2RR	PA3CNO	882 mi	21059.9	CW	CQ	8 dB



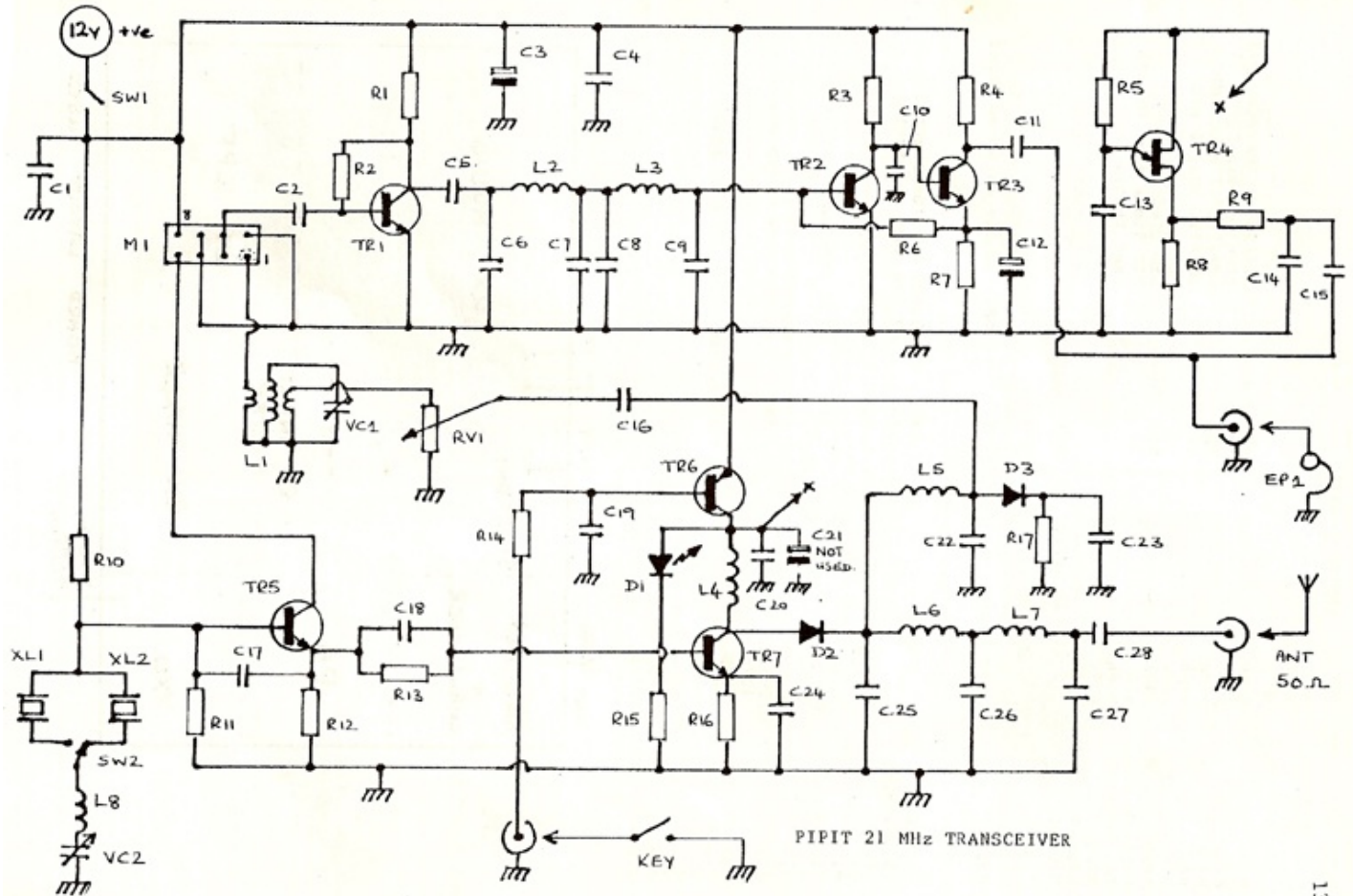
Wat later op de dag, net voor het invallen van de duisternis, probeerde ik het nog een keer en nu werd ik zelfs op de Canarische Eilanden gehoord (EA8): een afstand van 1910 mijl en dat is ruim 3000km. Met 650mW! Maar de RBN rapporten varieerden van 3dB (LZ) tot maximaal 9dB (EA4) en ook dit keer kwam er niemand voor me terug. Nou heb ik het niet heel lang geprobeerd en QRP werken begint met geduld, maar ik was aangenaam verrast door de RBN rapporten. Een dag later werd ik zelfs gehoord door W3LPL, een afstand van 3854 mijl (6180km), maar ook nu geen antwoord. Het gaat vast nog wel een keer lukken.

Nou was het niet mijn bedoeling om de lezers aan te sporen een Spoetnik te gaan bouwen,

maar in dit artikel wordt een eenvoudig QRP setje voor 21MHz voorgesteld die voor een beetje handige knutselaar in een avondje in elkaar te zetten is. Het ontwerp is van Roger G3XBM, een fervent QRP'er en veel in de weer met WSPR. Als ik zijn documentatie goed doorlees dan is het de bedoeling dat er 0,8W uit dit setje komt: zelfs nog meer dan mijn Spoetik... Het schema van het setje zie je hieronder. De specificaties zijn als volgt:

- Frequentieband: 21MHz
- RX gevoeligheid: <math><0.5\mu V</math> voor 10dB S/N
- VXO bereik 15kHz
- Break-in: Full QSK

De schakeling is losjes gebaseerd op de OXO zender met een Direct Conversie ontvanger die met een SBL1 mixer uitgerust is. Laten we maar eens kijken naar het schema hieronder. De transceiver is full QSK en heeft geen relais of RX/TX omschakeling: er kan gewoon geluisterd worden tussen de punten en strepen. En alleen de ingangskring heeft maar afregeling nodig.



De enige versterkingsregeling is de HF verzwakker aan de ontvangeringang (RV1). En dat is ook eigenlijk de beste plek voor een versterkingsregeling, omdat daarmee de ontvanger meteen ongevoeliger gemaakt wordt wat ook weer helpt tegen omroep doorbraak, een euvel waar DC ontvangers nogal eens last van hebben. In de praktijk blijkt de verzwakking bij ontvangst van QRO station ergens tussen de 10 en 20dB te moeten zijn.

De omschakeling tussen zenden en ontvangen gebeurt met PIN diodes D2 en D3, b.v. de UM9401. Met slecht iets mindere prestaties kan je daar ook gewoon 1N4148 diodes voor gebruiken. Bij ontvangst zijn D2 en D3 niet in geleiding en kan het antennesignaal via het lowpassfilter de ingangsverzwakker (potmeter RV1) bereiken. Als de sleutel ingedrukt wordt, gaat TR6 in geleiding en komt er via L4 spanning op de collector van TR7 te staan. Die spanning zoekt een weg via D2, L5, D3 en R17 naar massa. Door het dientengevolge in geleiding komen van D2 en D3 komt het HF signaal van de collector van TR7 via D2 op het lowpass filter terecht, maar wordt de ontvangeringang via D3 en C23 voor HF kortgesloten naar massa waarbij L5 als smoorspoel dient.

De gebruikte ringkernen zijn van Neosid en Roger beschrijft ze als "turquoise" en "pink". Ik heb heel wat gegoogled maar ik kan die dingen niet (meer) vinden. Roger schreef al in zijn beschrijving dat hij ze uit de junkbox had gevestigd en dat je zelf maar even moest kijken hoeveel windingen je dan om een andere kern zou moeten leggen. Dat is makkelijker gezegd dan gedaan, omdat de zelfinductie niet bij de spoelen staat. Dus heb ik een stukje reversed engineering toegepast waarin ik jullie mee zal nemen zodat je dat zelf ook kunt doen als het een keer zo uitkomt.

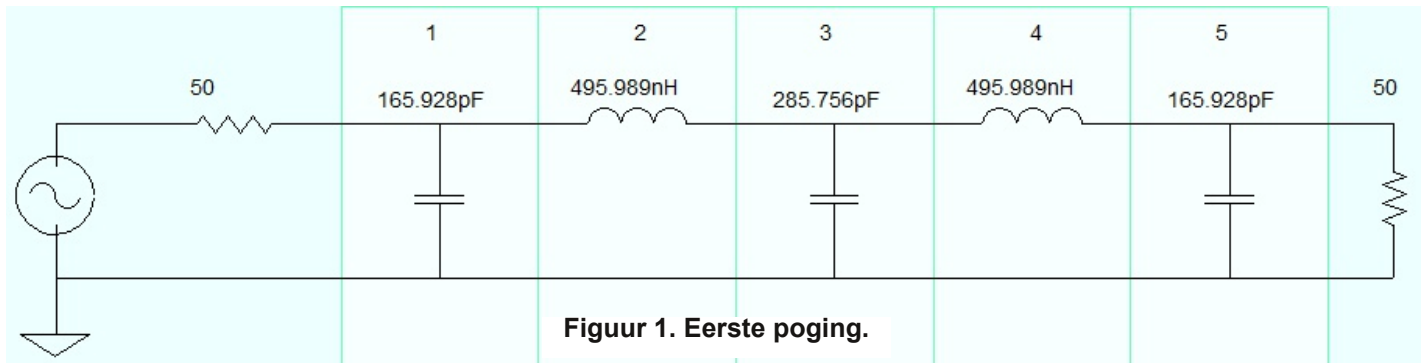
De enige houvast die je hebt, is het lowpassfilter aan de antenne, bestaande uit C25, L6, C26, L7 en C27. De condensatoren zijn gegeven in de onderdelenlijst (zie bladzijde 18): C25 en C27 zijn 180pF en C26 is 270pF. Je weet ook dat de

afsnijfrequentie van het laagdoorlaatfilter boven de 21MHz moet liggen en waarschijnlijk onder de 25MHz. Ik gebruik voor het berekenen van filters altijd het programma Elsie, en dat deed ik nu ook om eens een 5-polig filter uit te laten rekenen voor 21MHz (5-polig omdat er 5 frequentiebepalende elementen in het filter zitten). Ik koos op de configuratietab een Capacitor-input Lowpass (het filter begint immers met C25), een Chebyshev configuratie omdat een Butterworth veel te flauw afvalt en een ripple van 0,1dB. En toen kwam er figuur 1 uit op de volgende bladzijde. Close, niet?

Vervolgens paste ik de condensatoren aan met de editor en maakte daar 180pF en 270pF van. Ik liet Elsie een plot maken en door met de cursor langs de grafiek te gaan bleek de minimale doorlaatdemping van 0,166dB bij 22MHz te liggen. De spoelen moeten dus wat groter. Ik experimenteerde een beetje tot ik met 530nH een minimum van 0,169dB had bij 21,2MHz. De spoelen van Roger zullen qua waarde niet veel afwijken anders heb je gewoon geen goed filter. Nu weten we dus de zelfinductie van L6 en L7.

Tijd voor de volgende stap. In de onderdelenlijst staat voor L6 en L7 3 windingen op een "turquoise" ringkern. Nu gaan we de Mini Ring Core calculator gebruiken om de AL waarde van zo'n kern te bepalen. Onder het hoofdstuk: "Tools" zit een optie "AL and Permeability". Als je die aanklikt krijg je een nieuw venstertje. Hier kan je het aantal windingen en de zelfinductie invoeren. Druk je daarna op de pijl rechts van de zelfinductie dan verschijnt onderin het venster de AL waarde: ongeveer 58,89. 3 windingen biedt niet heel veel resolutie, maar het gaat om de orde grootte. Waarom hebben we die AL waarde nodig? We weten immers de zelfinductie al? Jawel, maar er zijn nóg twee spoelen op een turquoise kern gewikkeld: L4 en L5. Open nu in het hoofdvenster van de calculator de tab Unknown Cores en druk op de knop "Copy AL from Tool". L4 is 20 windingen. Vul dat in bij "Calculating induction by number of turns". Het resultaat zie je in figuur 3.





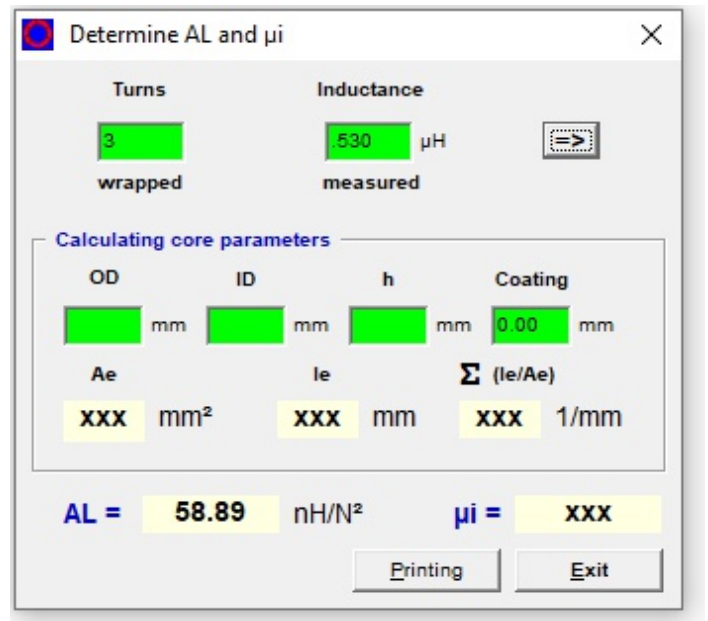
L4 blijkt dus ongeveer  $23,5\mu\text{H}$  te zijn. Op dezelfde manier kunnen we nu L5 berekenen die 4 windingen heeft: dat komt uit op  $942\text{nH}$ .

Rest nog 2 "pink" kernen waar we de waarde niet van weten. Maar wat we wél weten, is dat de primaire winding van L1 in combinatie met trimmer VC1 van  $60\text{pF}$  in resonantie moet zijn. En daar heeft de calculator ook weer een tool voor: onder Tools vind je "Resonant Circuit". Hier kan je twee variabelen invullen en de derde wordt dan uitgerekend. De frequentie weten we ( $21\text{MHz}$ ) en de capaciteit ook, want dat is de trimmer. Laten we iets minder dan de helft nemen, dan hebben we nog wat regelbereik en we moeten wat rekening houden met parasitaire capaciteiten van spoel en bedrading:  $25\text{pF}$ . Het resultaat is een zelfinductie van  $2,3\mu\text{H}$ , zie figuur 4. Vullen we dat weer in in de AL-tool met de 20 windingen van L1, dan volgt voor de "pink" kern een AL van  $5,75$ . Wat best wel laag is eigenlijk.

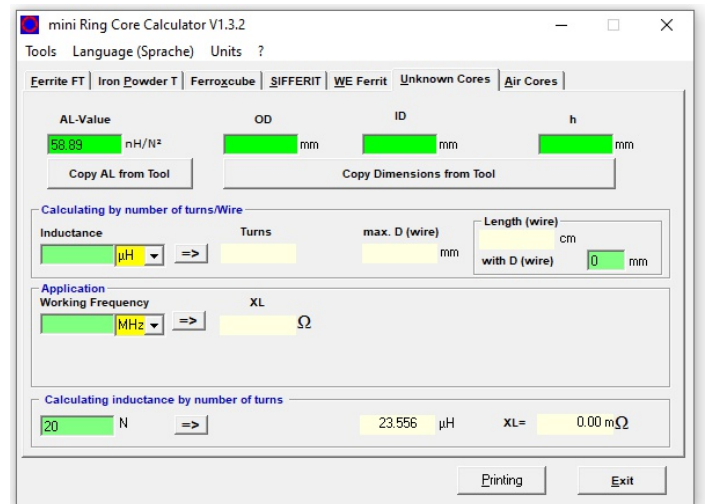
Klik in het hoofdvenster weer op "Copy AL from Tool" en nu kan je L8 berekenen die 8 windingen heeft:  $368\text{nH}$ . Deze dient om het kristal iets te kunnen verstemmen. VC2 is nergens benoemd, ik zou een  $100\text{pF}$  Varco nemen om de VXO af te stemmen.

Nu alle zelfinducties ongeveer bekend zijn, kunnen we kijken met wat voor kern we de spoelen kunnen wikkelen. We hebben nu:

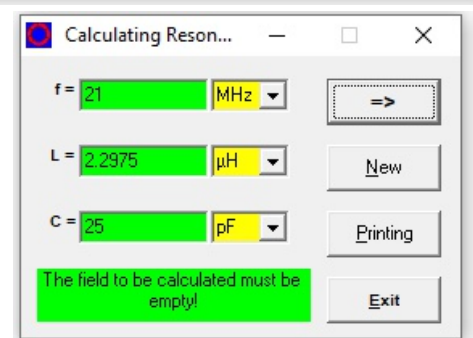
- L1 =  $2,3\mu\text{H}$
- L4 =  $23,5\mu\text{H}$
- L5 =  $942\text{nH}$
- L6 =  $530\text{nH}$
- L7 =  $530\text{nH}$
- L8 =  $368\text{nH}$



**Figuur 2. Vaststellen van de AL waarde.**



**Figuur 3. Berekenen van L4**



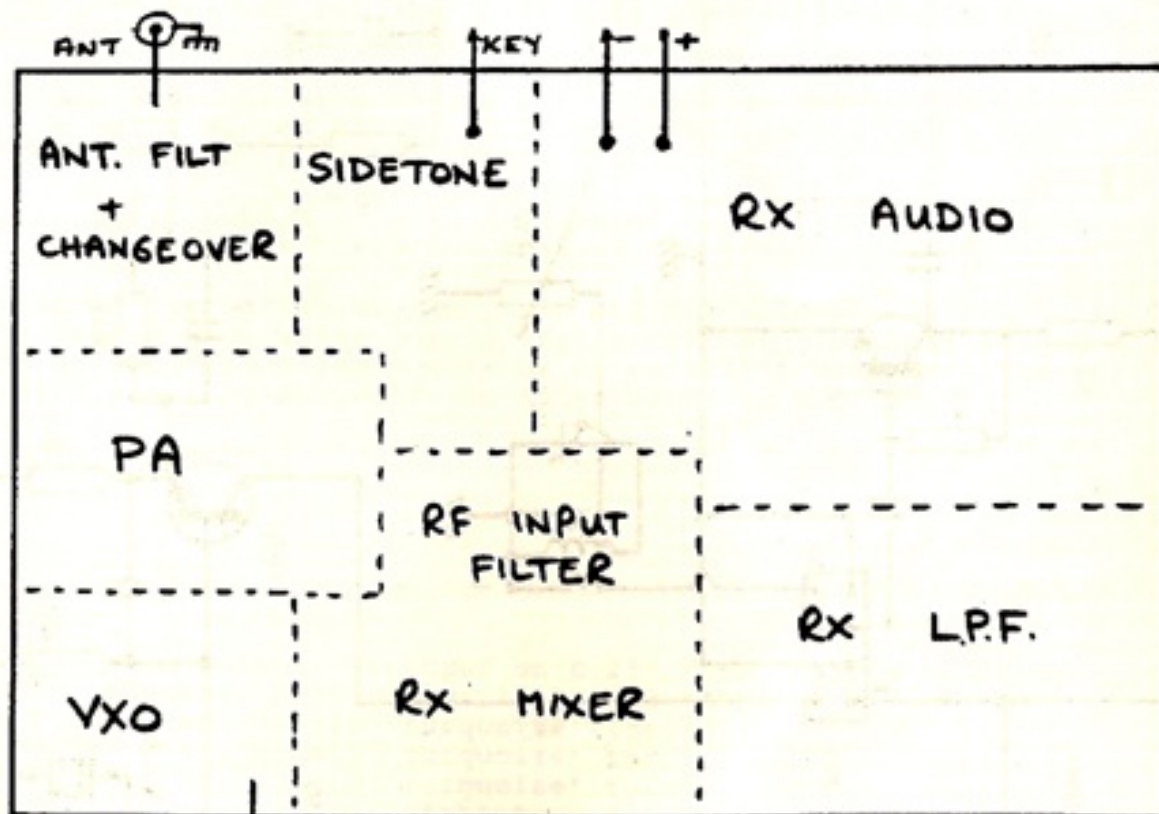
**Figuur 4. Berekenen van de inductie van L1.**

R1	6.8k	TR1,2,3,5	2TX108, BC108 etc. NPN
R2	470k	TR4	TIS43 or similar
R3,10	10k	TR6	2TX212,213 etc. PNP
R4	1.2k	TR7	2N4427, 2N3866 etc.
R5	100k		
R6,9	47k	D1	LED (red).
R7,12,17	470	D2,3	PIN diode e.g. UM9401 (see text).
R8	5.6k		
R11	4.7k		
R13,14,15	1k		
R16	15 (10-39 select on test for 0.8W RF)		

RV1                      1k lin.                      M1                      SBL1 Double Balanced Mixer

C1,2,5,11, 15,16,19, 20,24	0.1uF	XL1	21.050 MHz fundamental
C3	47uF	XL2	21.060 MHz fundamental
C4	1n	VC1	60p variable
C6,7,8,9	0.47uF	EP1	High Impedance Earpiece
C10,23,28	2.2n	SW1	On-off switch
C12	6.8uF	SW2	Single pole - two way
C13	0.068uF		
C14	4.7n		
C17	100p		
C18	27p		
C21	-		
C22	150p		
C25,27	180p		
C26	270p		

Enclosure 4" x 4" x 2" metal



BOARD LAYOUT USED

```

L1      20t primary, 1t output, 1t input on 0.25" diam. Neosid 'pink' toroid.
L2,3    82mH TOKO inductor, part number 181LY-823 (Ambit)
L4      20t on 0.25" diam. Neosid 'turquoise' toroid.
L5      4t on 0.25" diam. Neosid 'turquoise' toroid.
L6,7    3t on 0.25" diam. Neosid 'turquoise' toroid.
L8      8t on 0.25" diam. Neosid 'pink' toroid.

```

Figuur 5. De originele specificatie van de spoelen.

Ik koos in de Ring Core Calculator een T37-6 kern, vanwege zijn specificatie voor het frequentiebereik van 2-50MHz. Alleen voor L4 wordt het aantal windingen dan veel te groot (89); daar kom ik zo op terug. Voor de andere spoelen vinden we dan:

L1 = 28w (koppelspoelen 5w)

L5 = 18w

L6 = 14w

L7 = 14w

L8 = 12w - neem iets van 0,2mm CuL draad.

Rest dus nog L4. Die is niet kritisch en is feitelijk de smoorspoel in de voeding van de eindtor. Je kunt hier een FT37-43 ferrietkern nemen: er zijn dan maar 8 windingen nodig. L2 en L3 zijn 82mH en kan je beter kopen. Deze dienen als laagdoorlaatfilter voor het audio signaal, samen met condensatoren C6-C9.

Hoe zit het met de TX/RX shift? Als een station namelijk precies zero-beat voor je terugkomt, hoor je niets. Er moet dus altijd een verschil zitten tussen zenden en ontvangen, liefst van zo'n 700Hz. Dat gebeurt hier door de belasting van de oscillator: Als de zender gesleuteld wordt, wordt de oscillator iets zwaarder belast en verschuift daardoor in frequentie. Net genoeg om voldoende shift te hebben voor ontvangst. Van een gebrek een deugd maken... Door het aantal windingen van L8 aan te passen, kan je het frequentieverschil groter of kleiner maken.

De TIS43 zorgt voor de sidetone, waarbij R9 en C14 de toon een beetje aangenamer maken voor het gehoor. Echter is een TIS43 alleen nog in een museum te bezichtigen, maar de equivalent 2N2646 wordt nog geleverd door Reichelt in Duitsland.

De hele schakeling is ondergebracht in een metalen behuizing van 10x10x5cm met de

onderdelen gemonteerd op een stuk ongeëtst printplaat van 5x6cm. Als je nog een SBL1 zoekt: AliExpress staat er vol mee, voor redelijke prijzen en verzendkosten. Of je zou de SBL1 en TR1 kunnen vervangen door een NE612 of zo.

Roger geeft aan dat hij altijd een kristal oortelefoon gebruikte en hoewel die nog wel te krijgen zijn op eBay, zijn die duur voor wat ze moeten doen. Ik zou een LM386 achter C11 plaatsen; dan heb je genoeg vermogen om een laagohmige koptelefoon aan te sturen.

De 21.060 kristallen (15m QRP frequentie) kan je op eBay vinden, maar dichterbij is [box73](#) in Duitsland. Alleen de QRP frequentie lijkt me voldoende, maar mocht je ook elders in de band willen werken, dan kan je er altijd nog een kristal bijplaatsen (als je eraan kunt komen).

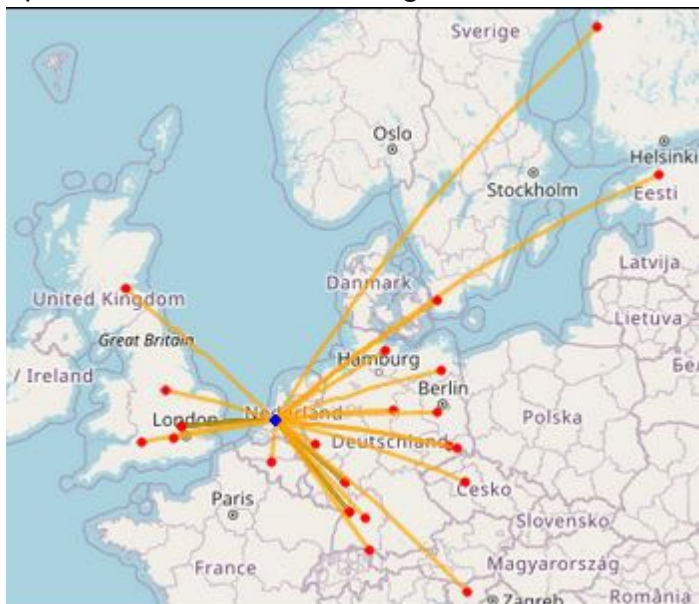
Zoals ik heb laten zien, is er met weinig vermogen grote afstanden te overbruggen. Het blijft leuk om met dit soort kleine setjes te werken en ze zijn ook makkelijk mee te nemen. Een antenne voor 15m hoeft ook niet groot te zijn, dus dat maakt portable werken een stuk makkelijker. Hieronder zie je de praktische uitvoering van Roger G3XBM.





# Afdelingsnieuws

In de RAZzies van vorige maand werd al verteld dat de antenne op het clubhuis vervangen was, maar dat de resultaten met de oude FT-101E niet overhielden. De bijeenkomst daarop had PA3CNO zijn Paraset meegenomen en waren er skeds met PA3HK en PA2RDK om te proberen een verbinding te maken. Op 80m (3.568) ging het gewoon helemaal niet. Maar op 40m (7.030) lukte het wel, zij het met moeite. Het was ontzettend druk op de band op 7.030 en aangezien de Paraset kristal gestuurd is en er alleen een 7.030 kristal beschikbaar was, was uitwijken geen optie. De maximaal 5W helpt dan natuurlijk ook niet mee, maar uiteindelijk zijn de verbindingen geslaagd. Om te kijken of de antenne dan echt wel werkt, werd er nog even CQ gegeven met de Paraset en uit het RBN blijkt dat die 5W met de antenne op het clubhuis zo slecht nog niet werkt:



En dat allemaal met 5W. Bij de bijeenkomst daarop is de B2 replica met de antenne verbonden en toen lukte het wél om op 80 een verbinding te maken. Maar die heeft dan ook 20W. We kunnen dus weer experimenteren met zenders of ontvangers in ons clubhuis.

Zolang als het duurt...

De eerste bijeenkomst in oktober werden wij verblijd met een bezoek van de voorzitter van de minigolfclub waarvan wij het clubhuis huren. En die had een sombere mededeling: de golfclub houdt eind van het jaar op te bestaan. Geen vrijwilligers meer, het bestuur van 8 naar 2 man: het is allemaal niet meer te doen. Dus dat zet ons verblijf op de tocht (zal je net een nieuwe antenne geplaatst hebben...)

Nou waren we tijdens het repareren van de antenne al aangesproken door de RC club die tegenover ons in het park met die afstandsbestuurbare auto's racen, omdat die op zoek zijn naar een clubhuis. Dat hebben ze nu namelijk niet: ze zitten onder een afdakje op het grasveld en dat is bij slecht weer niet comfortabel uiteraard. Ons bestuur is aan het onderzoeken wat de mogelijkheden zijn om eventueel met de RC club het clubhuis te behouden. Dat zal wellicht ook afhangen van bestemmingsplannen, want de gemeente is van zins om een 90m hoge woontoren op de hoek van het park te zetten, waar bewoners van de omliggende straten nu tegen in het verweer komen. We houden jullie op de hoogte.

Dan de bijeenkomsten. Afgelopen maand hebben we de bijeenkomst van de 26e moeten cancellen: die viel midden in de herfstvakantie en er waren te weinig leden om het clubhuis te bemannen. De 2e en 4e woensdag komende maand vallen op respectievelijk 9 en 23 november. De 9e zal de QSL manager er zijn om de kaarten uit te wisselen. Vanaf 20:00 is iedereen met een gezonde interesse in onze hobby weer welkom om onder het genot van een kop koffie weer even bij te praten. Tot dan!