

.....

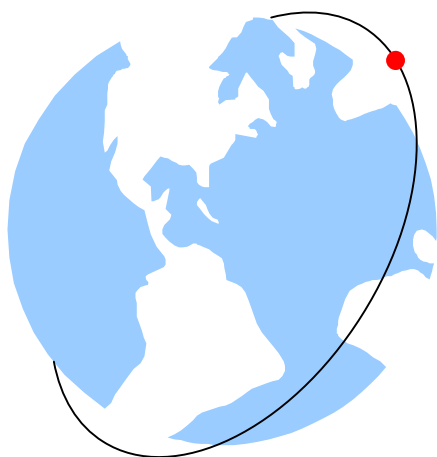
R.W. Hollander
Mandarijnstraat 74
2564 SZ DEN HAAG
070-3680189

TECHNOTE 1999 - 1

WERKGROEP KUNSTMANEN

Resonant Quadrafilar Helical Antenne

.....



In theorie de ideale antenne voor ontvangst van polaire satellieten; in de praktijk een zorgenkind.

R.W. HOLLANDER

Resonant Quadrafilar Helical Antenne door Robert W. Hollander

Met dank aan Ruud Jansen voor de vele discussies en het uitlenen van de onontbeerlijke meetapparatuur.

Inhoud

Conclusie	1
Inleiding, aanleiding	2
30 jaar RQHA, kort overzicht van de ontwikkeling	3
Probleemstelling en oplossingen	6
Ontwerp van een RQHA-12	8
Meetresultaten	12
Referenties	14
Appendix A bepaling van de impedantie van één loop	15
Appendix B model van de impedantie van een RQHA	17
Appendix C aansluiting van een “self-phasing” RQHA	21
Appendix D ‘oneindige’ balun	23
Appendix E berekening afmetingen van RQHA	24
Appendix F coax-lijnen	25
Appendix G bepalen van de elektrische lengte van coax	28
Appendix H meetopstelling	29
Appendix I ingangsimpedantie en ruis antenneversterker	30
Appendix J analyse van meetgegevens, formules van RQHA.xls	33
Appendix K Dimensies van een RQHA-12	36

Conclusie

Een RQHA is niet alleen in theorie een ideale antenne voor APT-ontvangst op 137 MHz, ook in de praktijk is het een prima presterende antenne, die, mits goed geconstrueerd, zich gedraagt zoals op theoretische gronden mag worden verwacht, nl. RHCP-gevoeligheid tot op de horizon. Of een ‘self-phasing’ RQHA goed is geconstrueerd kan niet worden afgeleid uit ‘een goede ontvangst’. Hiervoor is het noodzakelijk om impedantiemetingen te doen om te bepalen of wordt voldaan aan de vereiste fasedraaiing in beide loops. Helaas geeft een RQHA, waarbij de faserelatie niet goed is toch vaak een redelijk plaatje, omdat zonder RHCP-selectiviteit alleen bij sterke reflecties problemen optreden. Bij een slecht geconstrueerde RQHA kunnen ook problemen optreden in het stralingspatroon (rondomgevoeligheid niet uniform) en in de symmetrerig (symmetreerpunt aan de onderzijde niet ‘dood’, handeffecten op de kabel). Een goede RQHA heeft deze problemen niet en maakt weerplaatjes mogelijk van horizon tot horizon zonder ruisbanden.

Inleiding, aanleiding

De RQHA is een ideale antenne, althans in theorie. In de praktijk blijken RQHA's zeer matig te kunnen presteren. Het lijkt er zelfs op, dat exemplaren, die met de meeste zorg zijn gemaakt het er het slechts afbrengen. Ruud Jansen, die de RQHA bij de Werkgroep heeft geïntroduceerd, is altijd erg enthousiast geweest over de prestaties van zijn antennes, gemaakt van coax-kabels. Ik daarentegen heb keer op keer moeten melden, dat mijn bouwsels 'het niet deden', wat een verkorte weergave is van veel frustraties. Mijn antennes vertoonden altijd sterke verschillen in de 'rondom-gevoeligheid' en waren zo ongevoelig, dat alleen satellieten konden worden ontvangen, die ongeveer recht boven mij hingen. Daar heb je geen RQHA voor nodig!

Inmiddels had ik bijna alle artikelen over RQHA's verzameld en uitgelopen; allemaal vol lof over dit type antenne, maar dat is te verwachten. 'Wat doe ik fout?' Het was mij wel opgevallen dat lang niet iedereen meetresultaten liet zien en dat het 'na-aap' gehalte hoog was (zie volgende paragraaf). Om er achter te komen waar het probleem zat, moest er gemeten worden. Ruud bood aan om samen in Haarlem te komen meten met de apparatuur van de Hogeschool.

De eerste dag leverde slechts op dat we iets meer begrepen van de meetopstelling. De tweede dag hebben we 'iets' gemeten aan één antenne van Ruud en aan één van mij. De interpretatie van de meetwaarden is dan nog hopeloos; we weten gewoon niet wat we gemeten hebben! Bovendien kost het meten aan één antenne anderhalf uur en het uitwerken van de meetwaarden en uitzetten in een Smith-diagram uren per antenne per meting. Het uitwerken kan aanzienlijk worden versneld door de meetwaarden in te voeren in een Excel-spreadsheet. Bovendien kan dan automatisch worden gecorrigeerd voor de kabellengte en de kabelverliezen en grafieken worden gemaakt, inclusief de polaire plot van de reflectiecoëfficiënt (versie van een Smith-diagram).

De derde meetdag levert echte gegevens op. De resonantiefrequentie is te hoog. Net zoals er bij open dipolen een verkortingsfactor is $tg\ \alpha$ capacatieve eind-effecten (waardoor een dipool langer lijkt), zo is er bij een RQHA een verlengingsfactor $tg\ \beta$ de capacatieve effecten in de bochten (waardoor een loop kleiner lijkt). Bovendien blijkt de impedantie sterk afhankelijk van de diameter van de pijp of kabel, waarvan een RQHA is gemaakt. De impedantie beïnvloedt weer de kwaliteit of bandbreedte van de antenne, waardoor de afwijking van de resonantiefrequentie van een grote en een kleine loop, nodig voor 90 graden faseverschuiving, afhankelijk is van de pijpdiameter. Interpretatie van de meetgegevens van een enkele loop is betrekkelijk eenvoudig. De interpretatie van een complete RQHA is alleen goed te doen door vergelijking met een model.

Ik begin langzaam te begrijpen waar we mee bezig zijn en begin maar eens op te schrijven hoe je aan een antenne moet meten, wat je dan meet, hoe te corrigeren voor kabellengte (ook in de antenne) en de kabelverliezen (niet te verwaarlozen!), hoe grafieken te maken en te interpreteren. Dit levert een stuk op met veel formules, ongeschikt voor publicatie in De Kunstmaan. Door alle formules te verhuizen naar Appendices wordt het verhaal beter leesbaar. Door alle Appendices weg te laten wordt het publiceerbaar. Voor wie toch wil weten hoe het precies in zijn werk gaat is het complete verhaal met Appendices beschikbaar als 'Technische Notitie', een nieuw initiatief van de Werkgroep; TechNote 1999-1, Resonant Quadrafilair Helix Antenne, R.W. Hollander.

Inmiddels heeft Ruud bijna alle onderdelen van de meetopstelling zelf in de dump op de kop getikt en kan ik die van hem lenen. Thuis zit ik nu midden in de huiskamer met een RQHA aan het plafond te meten of, als het mooi weer, in de tuin. Mijn eerste plan (een RQHA van 4 mm pijp) heb ik opgegeven en ben overgestapt op een RQHA van 12 mm pijp. Bij 4mm is de impedantie zo laag (de bandbreedte zo klein) dat het fröbelen op de millimeter wordt om de juiste 45 graden faseverschuiving per loop te krijgen. Als ik nog eens veel tijd krijg begin ik daar misschien weer mee. Bij 12mm pijp is het ontwerp minder nerveus, hoewel het millimeterwerk blijft en geen centimeterwerk wordt. De definitieve maten zijn te vinden in de paragraaf 'Ontwerp van een RQHA-12'.

30 jaar RQHA, kort overzicht van de ontwikkeling

De kwaliteit van een radioverbinding is het product van de kwaliteiten van de zendantenne, de ontvangstantenne en het medium tussen beide antennes. Volgens het reciprociteits theorema is de kwaliteit van de verbinding in principe ongevoelig voor verwisseling van de zend- en de ontvangstantenne. Dat wil niet zeggen dat beide antennes identiek moeten zijn. Er zijn omstandigheden, die een asymmetrie veroorzaken, bv. reflecties aan het aardoppervlak bij de ontvangstantenne, mogelijkheid om de antenne te richten, massa van de antenne, etc. Satellietontwerpers doen hun uiterste best om goede zendantennes te maken. Het ligt dus voor de hand, dat ook ontvangstantennes de nodige aandacht verdienen.

Voor **APT-transmissie** van polaire weersatellieten is een zendantenne ontworpen [7-12] die:

1. een 'kegel-vormig' stralingspatroon in het beneden-halfvlak heeft volgens fig.1
2. een rechtshandig circulair gepolariseerd (RHCP) veld opwekt onafhankelijk van de stralingsrichting,
3. robuust is,
4. weinig massa heeft.

Eis (1) volgt uit het feit, dat de zend-antennes recht naar beneden zijn gericht. Het patroon is zo gekozen, dat de signaalsterkte bijna onafhankelijk is van de afstand tussen de ontvangst-antenne en de satelliet ¹.

Eis (2) volgt uit de wens om gebruik te maken van het verschijnsel, dat bij reflectie van EM-golven de draaizin van de polarisatie omkeert; RHCP wordt LHCP.

Eis (3) moet worden gesteld vanwege de grote krachten die op de antenne werken bij de lancering.

Eis (4) is bij satellieten van groot belang, elke gram telt.

De ontvangst-antenne daarentegen zouden we wel kunnen richten (op de satelliet) en mee kunnen laten lopen bij een overkomst. Het is handiger om een vast opgestelde antenne te hebben. Voor de ontvangst-antenne volgt dan de eis (5): een stralingspatroon dat in het boven-halfvlak overal even gevoelig is (voor het afstandseffect is immers al gecorrigeerd bij de zender!).

Door nu ontvangst-antennes te gebruiken, die alléén gevoelig zijn voor RHCP-velden, wordt de verbinding ongevoelig voor reflecties! Vooral aan de horizon moet de ontvangst-antenne RHCP zijn (eis 6)!

Voor de **APT-ontvangst** van polaire weersatellieten is dus een antenne gewenst die:

5. een stralingspatroon in het boven-halfvlak heeft volgens fig.2 (de antenne is recht naar boven gericht en ontvangt rondom),
6. in elke richting alléén gevoelig is voor de rechtshandig circulair gepolariseerde (RHCP) EM-golven.

Eisen als robuustheid en weinig massa zijn voor aardse antennes minder van belang. Als er iets defect raakt, dan is reparatie niet zo'n probleem.

Afhankelijk van de ontvangstlocatie kan het belangrijk zijn om de openingshoek naar boven te beperken van 180 naar bv. 140° (storing door aardse bronnen op afstand) of om de afscherming naar beneden te verbeteren (storing door eigen bronnen, bv. computer). De eis voor RHCP is vooral van belang wanneer er veel

¹ Bij opkomst van bv. een NOAA-satelliet is de 'elevatie', gerekend tov het 'aardvlak' van de satelliet, gelijk aan $\arccos(R/(R+h))$, waarbij R de straal van de aarde en h de hoogte van de satelliet boven de aarde voorstellen. Invullen van $R=6367$ km en $h=850$ km geeft een 'elevatie' van 28 graden!

reflecterende objecten in de omgeving aanwezig zijn. Reflecties treden ook op zonder dat er objecten in de directe omgeving aanwezig zijn. De reflectie aan het aardoppervlak kan bij lage elevatiehoeken interferentie geven.

In de loop van de jaren zijn antennes ontwikkeld, die in min of meerdere mate voldoen (Lindenblad-antenne, turnstile-antenne, klaverblad-antenne, kruis-yagi [1-3]). Deze antennes moeten om te kunnen voldoen aan de RHCP-eis worden gericht op de satelliet. Bij vaste opstelling (naar boven gericht) zijn deze antennes aan de horizon lineair gepolariseerd, waardoor bijna altijd ruisbanden ontstaan door interferentie tgv. reflecties bij lage elevatiehoeken.

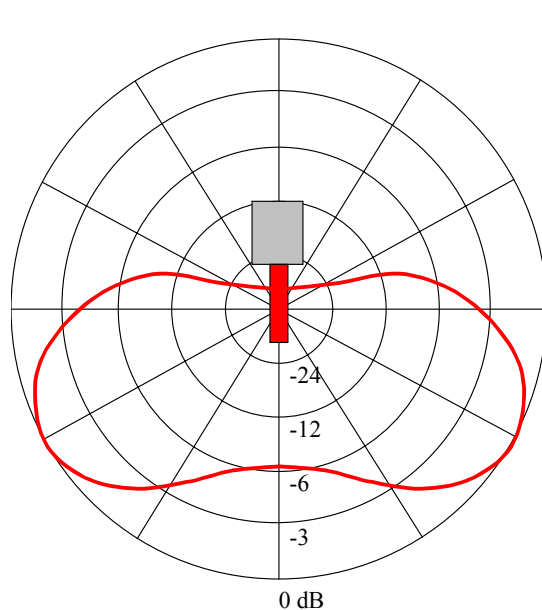


Fig.1 stralingsdiagram van zendantenne

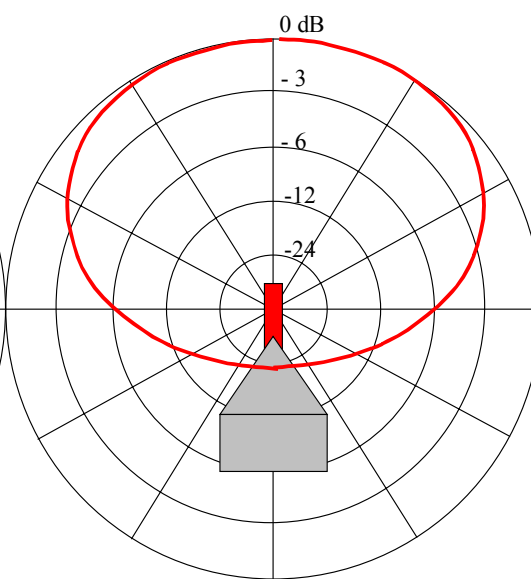
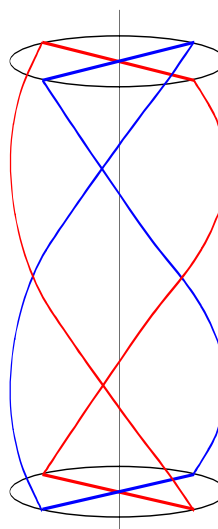


Fig.2 stralingsdiagram van ontvangstantenne

In 1947 wordt door G.H.Brown en O.M.Woodward een antenne bedacht, bestaande uit een verticale dipool op de as van een horizontale loop [4]. Wanneer beide antennes in de juiste fase en amplitude worden aangestuurd kan een RHCP EM-veld verkregen worden in de gehele ruimte. Deze antenne heeft aan de basis gestaan voor de Resonant Quadrafilar Helical Antenne (RQHA). C.C.Kilgus realiseerde zich, dat een combinatie van twee verticale getordeerde draadramen (fig.3), aangestuurd in kwadratuur, hetzelfde stralingspatroon konden geven als de dipool-loop combinatie, maar dan in de halve ruimte.

De RQHA, voor het eerst gepubliceerd door C.C.Kilgus in 1968 [7], voldoet aan de gestelde eisen, zowel voor de zend- als voor de ontvangstantenne. Nu, 30 jaar later, is de RQHA bijzonder populair. Bij zeer veel GPS-ontvangers wordt een RQHA gebruikt. Niet alleen voor de ontvangst is de RQHA populair. De RQHA is bijzonder licht te maken en heeft geen referentie (aard-) vlak nodig. Deze eigenschappen maken de RQHA bijzonder geschikt als zendantenne op satellieten. Door R.W.Bricker en H.H.Rickert is al in 1975 een S-band RQHA gemaakt voor montage op de TIROS-N satelliet [11]. Deze antenne heeft model gestaan voor alle latere ontwerpen, ook voor de 137 MHz versies, ondanks het grote frequentieverschil.

Fig.3 Voorbeeld van een RQHA van het type “ $\frac{1}{2}$ turn, $\frac{1}{2}$ lambda”. Twee getordeerde draadramen zijn loodrecht op elkaar geplaatst en worden aan de bovenzijde aangesloten op de antennekabel. De schroefrichting bepaalt de polarisatie (RHCP). De stromen die door een RHCP-veld worden opgewekt in beide draadramen hebben een faseverschil van 90° . Met een $\frac{1}{4}$ lambda fase-lus zijn beide draadramen te koppelen. Afhankelijk of de lus wordt aangebracht in het rode of het blauwe draadraam en de manier van aansluiten van de balun (mantel en kern van één van de baluns verwisselen) is de antenne gevoelig naar boven of naar onderen (!). Het getekende type heeft een stralingspatroon als in fig.2, geschikt voor een ontvangstantenne als de lengte/diameter-verhouding van de denkbeeldige cilinder ca. 2,5 is [14]. Zendantennes zijn van het type: “ $1\frac{1}{2}$ turn, $1\frac{1}{4}$ lambda” en hebben een stralingsdiagram als in fig.1 [15].



De ontwikkeling van de RQHA is te scheiden in twee perioden:

1. de ontwikkeling van professionele zend-antennes van 1968 tot 1991 [7-14],
2. de ontwikkeling van ontvangst-antennes door amateurs van 1993 tot heden [16-24].

De bijdrage van W.Maxwell [15] vormt letterlijk een tussenfase; Maxwell was betrokken bij de professionele ontwikkeling en heeft het idee uitgedragen in de amateurgemeenschap. In de eerste fase wordt de RQHA theoretisch onderbouwd en worden de ideeën experimenteel geverifieerd. In de tweede fase zien we vooral pogingen om het “magische recept” van Bricker [11] om te zetten in goed werkende antennes voor APT-ontvangst, veelal zonder dat men zich bewust is van de voorwaarden waaronder het recept geldig is. Dit leidt tot frustraties bij slecht werkende exemplaren of lofuitingen als (bij toeval) een goed werkend exemplaar wordt gemaakt.

In het volgende deel zal duidelijk worden, dat de praktische uitvoering van de RQHA allesbepalend is voor de goede werking. Als een goede uitvoeringsvorm is gevonden (mechanisch robuust, toepassing van standaard elementen), dan zelfs is een goede werking helaas alleen te garanderen voor een echte kloon.

Probleemstelling, oplossingen

Om een goed werkende RQHA te krijgen moet een aantal, niet voor een RQHA specifieke, problemen worden opgelost: symmetrisering, impedantieaanpassing en faseaanpassing.

- Een RHQA-loop is een signaalbron met symmetrische aansluitingen, terwijl verder voor het signaaltransport asymmetrische coax-kabel wordt gebruikt.
- De impedantie van een RQHA-loop moet bij voorkeur in de buurt liggen van één van de gangbare impedanties voor coax-kabels (50 en 75 Ω).
- De signalen van beide RQHA-loops moeten worden gecombineerd, echter het faseverschil van de (spannings) signalen van de twee (gelijke) RQHA-loops bedraagt bij RHCP 90°.

Het aantrekkelijke is dat er een scala aan oplossingen mogelijk is. Het gaat er om de meest passende te vinden. Die oplossing zal afhangen van wat de ontwerper zich ten doel stelt. Een antenne met minimaal gewicht, die mee te nemen is op reis, zal er anders uitzien dan een antenne die weer en wind moet doorstaan. Een antenne in de stad met veel horizonvervuiling zal een ander stralingspatroon moeten hebben dan een antenne op het rustige platteland. De ene ontwerper eist dat zijn antenne eenvoudig is na te bouwen (met redelijk ontvangstresultaten) terwijl een andere ontwerper zich uitleeft in een bijzonder ontwerp met uitstekende ontvangstresultaten maar met minder garantie voor resultaten bij nabouw.

Bij het ontwerpen van een RQHA is de strategie:

- Bepaal het gewenste stralingspatroon. Meestal zal bij het '½ lambda, ½ turn'-type een geschikt patroon gevonden kunnen worden door keuze van de verhouding **R** van de diameter tot de axiale lengte van de denkbeeldige cilinder, waaromheen de RQHA is gewonden [14]. Mijn keuze is gevallen op een '½ lambda, ½ turn'-type met $R=0,44$ (ongeveer de aanbeveling in [14], waarmee een -3dB openingshoek van 140° en een -6dB openingshoek van 180° wordt verkregen). Ik woon in de stad en gebruik liever aan de horizon de 'boost' in het stralingspatroon van de zendantenne van de NOAA's dan extra gevoeligheid aan de horizon bij de ontvangstantenne in te bouwen. De polarisatie aan de horizon is vrijwel RHCP; de kruispolarisatie (gevoeligheid voor LHCP in dB min de gevoeligheid voor RHCP in dB) is -18dB.
- Kies de diameter van de geleiders van de RQHA. Let er wel op dat de vorm van de 'loops' kritisch is en dat daarom de constructie vormvast moet zijn. Mijn keuze is in eerste instantie gevallen op koperen pijp van 4mm uitwendig en 3mm inwendig. De buitendiameter lijkt op die van de mantel van RG58 kabel, zodat de resultaten van mijn antenne ook zouden moeten gelden voor een RQHA gemaakt van RG58. De binnendiameter is juist groot genoeg om er een teflon-kabel doorheen te trekken (zie later). Uiteindelijk ben ik overgestapt op 12mm pijp omdat de impedantie van een '4mm'-antenne te laag is, waardoor de bandbreedte te klein wordt.
- Bepaal de straal van de bochten. Koperen pijp van 4 (1) mm laat zich met een straal (op de hartlijn) van 12mm nog goed buigen zonder knikken (mits uitgegloeid). Gloei alleen de te buigen delen uit. Bij 12mm pijp is het handiger om losse bochten te kopen en die te solderen. Er zijn meerdere soorten in de handel; ik gebruik koperen (geen messing) grote (geen kleine) bochten (geen knietjes) met een straal (op de hartlijn) van 15mm. Daar is goed een kabel door te trekken. Let wel: **de straal van de bocht is van belang voor de verlengingsfactor!**
- Bepaal de resonantie-lengte van een halve loop. Die is niet een ½ lambda maar iets meer. Hoeveel meer moet experimenteel worden bepaald (hangt af van de diameter van de pijp en de afrondingsstraal). Voor een 4mm pijp en 12mm straal is de verlengingsfactor 1,045. Bij een 12mm pijp en een 15mm straal is de verlengingsfactor 1.072.
- Bepaal de impedantie van de resonante loop van de RQHA. Gevonden is dat een '4mm'-loop een impedantie van 22 Ω en een '12mm'-loop een impedantie van 30 Ω heeft.
- Maak nu de keuze of je met twee gelijke loops wil werken, ieder met een symmetrisering, impedantieaanpassing en faseaanpassing vóór de signaaloptelling of dat je een 'self-phasing'-RQHA wil

maken met twee ongelijke loops en één ‘oneindige’-balun, waarin symmetrering, faseaanpassing en optelling in één keer worden gerealiseerd. De impedantieaanpassing kan worden gerealiseerd door de elektrische lengte van de ‘oneindige’-balun een oneven aantal malen een $\frac{1}{4}$ lambda te nemen, waardoor bv. de 30Ω van de ‘self-phasing’-RQHA-12 via de 50Ω van de balun-kabel wordt getransformeerd tot 83Ω , geschikt voor de HA-137 antenneversterker met een capacitieve deler aan de ingang met 12pF en 39pF. Deze keuze is moeilijk! Een ‘self-phasing’-RQHA is elegant, maar lastig te ontwerpen, omdat alle functies tegelijkertijd totstand moeten worden gebracht. Een RQHA met twee gelijke loops is eenvoudiger, omdat daar de fasecorrectie met een afzonderlijk fasenetwerk wordt uitgevoerd. Ook de symmetrering en de impedantieaanpassing zijn klassiek. Mijn keuze is gevallen op een ‘self-phasing’-RQHA, omdat daar een uitdaging in ligt. Dat dit type RQHA bij nabouwen een kleinere kans op goede resultaten heeft heb ik voor lief genomen. De elegantie van het ontwerp telt voor mij zwaarder.

- Uit de impedantie als functie van de frequentie volgt de kwaliteit Q van een loop. $R = \pm X$ wordt gevonden bij een verstemming $v = \pm 1/Q$. Voor die frequenties geldt dus een faseverschil tussen stroom en spanning van $\pm 45^\circ$. De resonantielengte van de grote loop moet nu zo worden gekozen, dat $v = +1/Q$ overeenkomt met 137,5 MHz, waardoor de spanning over de grote loop 45° vóór loopt op de stroom. De resonantielengte van de kleine loop moet nu zo worden gekozen, dat $v = -1/Q$ overeenkomt met 137,5 MHz, waardoor de spanning over de kleine loop 45° achter loopt op de stroom. Door nu met de koppeling van de loops ervoor te zorgen, dat de stroom (de E-vector van het EM-veld) in de grote loop 90° achter loopt op de stroom in de kleine loop, zijn de spanningen over beide loops in fase!
- Om tot dit punt te komen moeten er al enkele loops zijn gemaakt: om de verlengingsfactor en de kwaliteit Q van één loop bij 137,5 MHz te bepalen. Als de resonantie bij de eerste poging niet ver van 137,5 MHz af ligt, dan mag de Q van die loop worden gebruikt. Nu moet de werking van de definitieve RQHA worden gecontroleerd door de impedantie te meten als functie van de frequentie. Door de gevonden curves voor R en X te vergelijken met een modelsimulatie is te controleren of de punten met $v = +1/Q$ van de grote loop en $v = -1/Q$ van de kleine loop beide inderdaad bij 137,5 MHz terecht zijn gekomen (zie ook de paragraaf over Meetresultaten). Maak eventueel nog een iteratieslag (weer een RQHA).

Inmiddels is het gelukt om de verlenging en de Q van een 4mm en van een 12mm RQHA te bepalen. Het blijkt nu dat de impedantie nogal laag is (22Ω resp. 30Ω) en daarmee de Q hoog. Dit houdt in dat de resonantiefrequenties van beide loops slechts 1,8 MHz resp. 3,2 MHz afwijken van de gewenste 137,5 MHz. Hierdoor worden de resultaten wel erg afhankelijk van de mechanische uitvoering; een paar millimeter maatafwijking is genoeg om de werking te verliezen.

Nu bekend is wat de fractionele verlenging Δ_l en de fractionele afwijking van de resonantiefrequentie Δ_f is voor een 4 mm en een 12 mm RQHA kunnen we deze waarden vergelijken met resultaten van anderen, b.v. door de waarden uit te zetten tegen de logaritme van de reciproke diameter d (fig. 4).

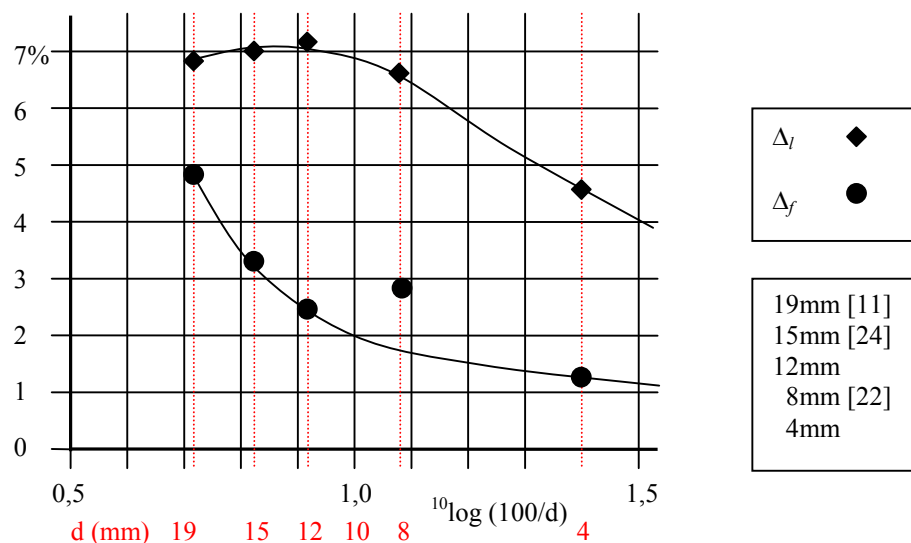


fig.4 fractionele verlenging en fractionele afwijking van de resonantie-frequentie als functie van de pijpdiameter

Ontwerp

De RQHA-12 leent zich beter voor nabouwen dan de RQHA-4. De opgegeven maten betreffen daarom een RHQA-12 (sorry voor de engelse tekst). De in rood aangegeven items zijn ontwerpgegevens en moeten worden gekozen. De in zwart aangegeven items worden dan berekend. Hoe de maten worden gerekend is te vinden in Appendix K.

design-frequency		(MHz)	137.5
self-phasing		small and large loop	
number of turns		(n)	0.5
antenne halfloop length		(lambda)	0.5
wavelength in air		(mm)	2180
lengthening percentage			7.20%
mean loop-length			2337
aspect ratio	height/diameter		2.25
	diameter/height		0.44
mean diameter			312
mean height			702
deviation from mean			2.50%
bend (center-line to center-line)			15
effective length of bend			24
small loop			2278.9
loop length corrected for bend-shortening			2304.6
radial parts (four times)			153.9
radial part corrected for bend			138.9
helical parts (twice)			844.5
helical part corrected for bends			814.5
axial length			684.7
large loop			2397.2
loop length corrected for bend-shortening			2423.0
radial parts (four times)			161.8
radial part corrected for bend			146.8
helical parts (twice)			887.9
helical part corrected for bends			857.9
axial length			720.3

In de berekeningen beginnen we met de ontwerpfrekwentie, de vorm van het stralingspatroon [14] (en daarmee het aantal ‘turns’ van de ‘loop’ en de diameter/hoogte verhouding) en de lengte van een halve ‘loop’, gemeten in golflengte lambda (afgerond op een aantal malen van een kwart lambda).

Uit de metingen hebben we de verlengingsfactor (‘elongationfactor’) gevonden. Hiermee is de gemiddelde ‘loop’-lengte bepaald.

We bepalen de gemiddelde diameter en gemiddelde hoogte van een denkbeeldige cilinder, waarop we op het oppervlak de antenne geplaatst kunnen denken, als de pijpdiameter nul zou zijn.

In de praktijk gebruiken we voor de bochten geen scherpe messing knietjes maar flauwe koperen bochten met een buigstraal van 15mm (op de hartlijn gemeten). De lengte, gemeten langs de hartlijn van de pijpen en bochten, wordt dus iets kleiner dan gemeten over het oppervlak van de denkbeeldige cilinder. Hiervoor moeten we corrigeren. De cilinder moet iets groter worden t.g.v. deze 'bend-shortening'.

Nu moeten we de afwijking geven van de gemiddelde waarde om de 45 graden faseverschuiving per 'loop' te krijgen. Deze 'mean deviation' moet experimenteel worden bepaald (fig. 4). Deze afwijkingen van de gemiddelde waarden definiëren nu twee denkbeeldige cilinders (gecorrigeerd voor 'bend-shortening'), waarop de hartlijn van de 12mm pijp van de grote en de kleine 'loop' liggen.

De lengte van de radiale stukken pijp is gelijk aan de straal van de denkbeeldige cilinder (gecorrigeerd voor 'bend-shortening') minus de 15mm van de bocht ('radial part, corrected for bend'). Gebruik hard-koperen pijp. Afhankelijk van de constructie, die wordt gekozen, moeten de radiale pijpen korter worden genomen, aangezien de opgegeven lengte wordt gerekend tot de hartlijn van de denkbeeldige cilinder.

De schroefvormige ('helical') delen zijn berekend, aangenomen dat de as van de pijp op de denkbeeldige cilinder (gecorrigeerd voor 'bend-shortening') ligt. De lengte van deze delen moet dus ook voor de lengte van de bochten worden gecorrigeerd en dus 30mm korter worden genomen ('helical part corrected for bends'). Gebruik voor de schroefvormige delen zacht (uitgegloeide) koperen pijp. Zaag vier lengten van ongeveer 110cm af, maak die recht (bv. over een vlakke tafel rollen om te controleren), meet de opgegeven lengten af en markeer het midden. Het is niet goed mogelijk om de lengte af te meten na het buigen van de schroefvormige delen (te grote fouten). Gebruik een mal voor het buigen. De diameter van de mal moet gelijk zijn aan de diameter van de denkbeeldige cilinder minus twee keer de straal van de 12mm koperen pijp (de hartlijn van de pijp moet op de cilinder liggen). Aangezien er een grote en een kleine 'loop' zijn, zijn er ook twee mallen nodig (te combineren).

De opgegeven axiale lengten zijn de lengten gemeten van hartlijn (onder) tot hartlijn (boven) van de radiale delen.

Het is bij het in elkaar solderen van de onderdelen belangrijker te letten op een goede 90 graden orientatie van boven en onder 'kruis' (gevormd door de grote en de kleine 'loop') dan op de preciese axiale lengte. De delen **moeten soepel in elkaar schuiven zonder wringen!!!!**

Ik heb voor een uitvoering gekozen met zelf gedraaide onderdelen. Daardoor is het mogelijk een fraaie constructie te maken. Schoonheid is voor een goede werking echter niet noodzakelijk.

Wel is het belangrijk om de capaciteit van de 'gap' bij het 'feed point' (bovenaant) laag te houden. Werk de uiteinden van de radieële pijpen af met conische pluggen.

Het is nodig om de helices te buigen mbv. een stevige mal. Mijn mal is in principe beschikbaar voor nabouwers. Verder is het nodig om de helices met een hulpstuk op hun plaatst te houden bij het solderen (ook beschikbaar). Hiervoor is het belangrijk om te weten waar precies het midden van de schroefvormige delen ligt.

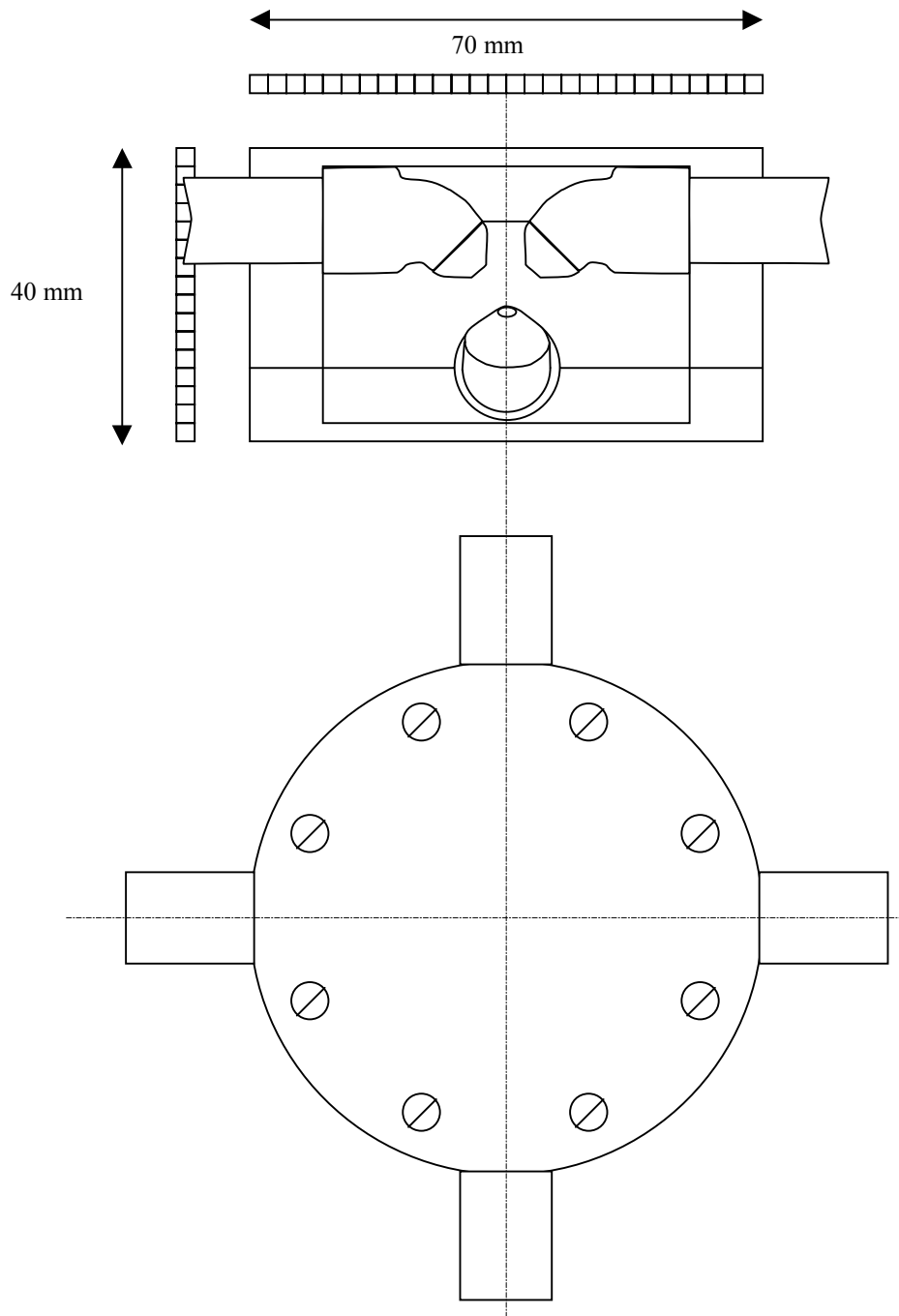


Fig. 5 doorsnede (boven) en bovenaanzicht (onder) van de 'feed section' aan de bovenkant van de RQHA.

Het DELRIN-'doosje' bestaat uit drie delen: een ring en twee 'deksels'. De schaal is 2,5 mm. De enige maat van belang is de afstand tussen de hartlijnen van de grote en de kleine loop. Die moet 18mm zijn (halve verschil tussen axiale lengten van beide loops).

De grote loop zit boven. De conische pluggen zijn doorboord om de coax door te voeren (kleine loop) en voor de verbindingen tussen de loops. Er is gebruik gemaakt van ingekorte standaard 45 graden bochten.

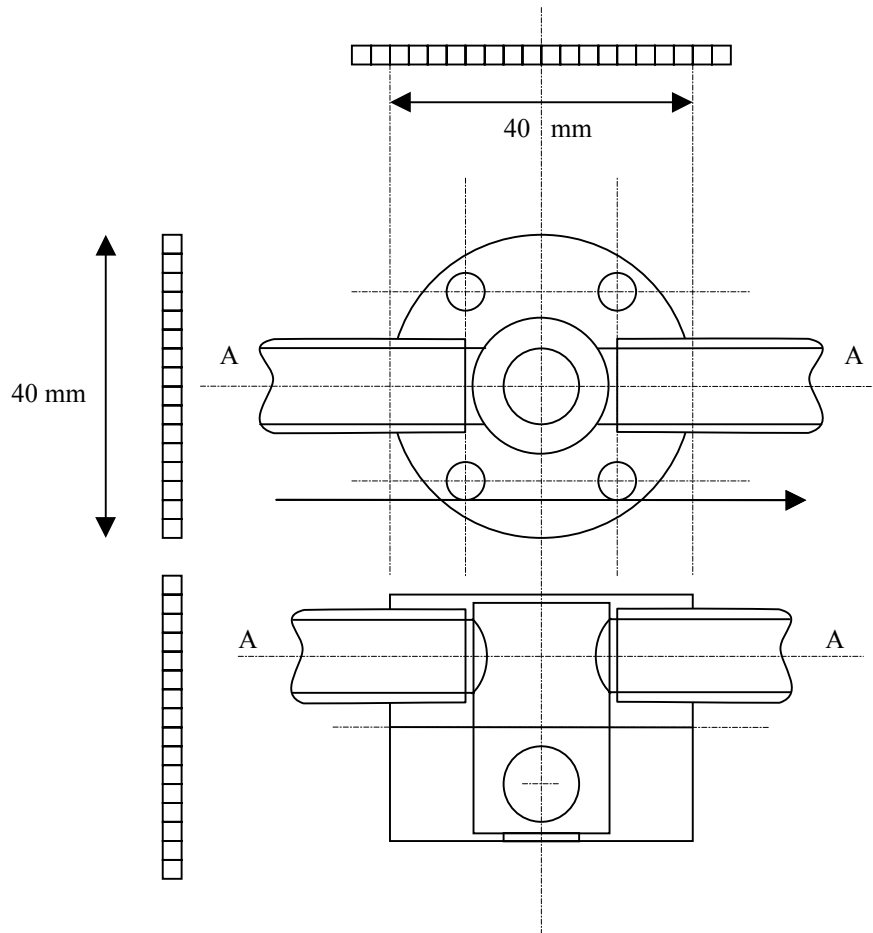


Fig. 6 doorsneden van de onderkant van de RQHA.

Het koperen 'doosje' bestaat uit twee 'deksels'. De schaal is 2,5 mm. De enige maat van belang is de afstand tussen de hartlijnen van de grote en de kleine loop. Die moet 18mm zijn (halve verschil tussen axiale lengten van beide loops).

De kleine loop zit boven. In het deksel aan de onderkant zit een gat voor de montage van de connector.

De opgegeven radieële maten gaan uit van de verticale as van de antenne. Afhankelijk van de uitvoering moeten de radieële stukken pijp worden aangepast. Bijvoorbeeld bij mijn uitvoering worden de radieële stukken aan de onderkant van de antenne 10mm korter genomen dan opgegeven (deze 10mm zit al in het koperen blok).

Meetresultaten

Van de RQHA's is steeds de impedantie als functie van de frequentie gemeten. Gebruik is gemaakt van een General Radio 1602 Admittantie brug². De resultaten kunnen worden weergegeven als Gamma-plot (Smith-diagram), als $Z=R+jX$ met R en X als functie van de frequentie of als VSWR. Van de laatste en beste versie van de RQHA-12 zijn hier de resultaten gegeven. Voor meer details over de meetmethode en de analyse van de gegevens zie de Technote 1999-1 van de Werkgroep Kunstmanen.

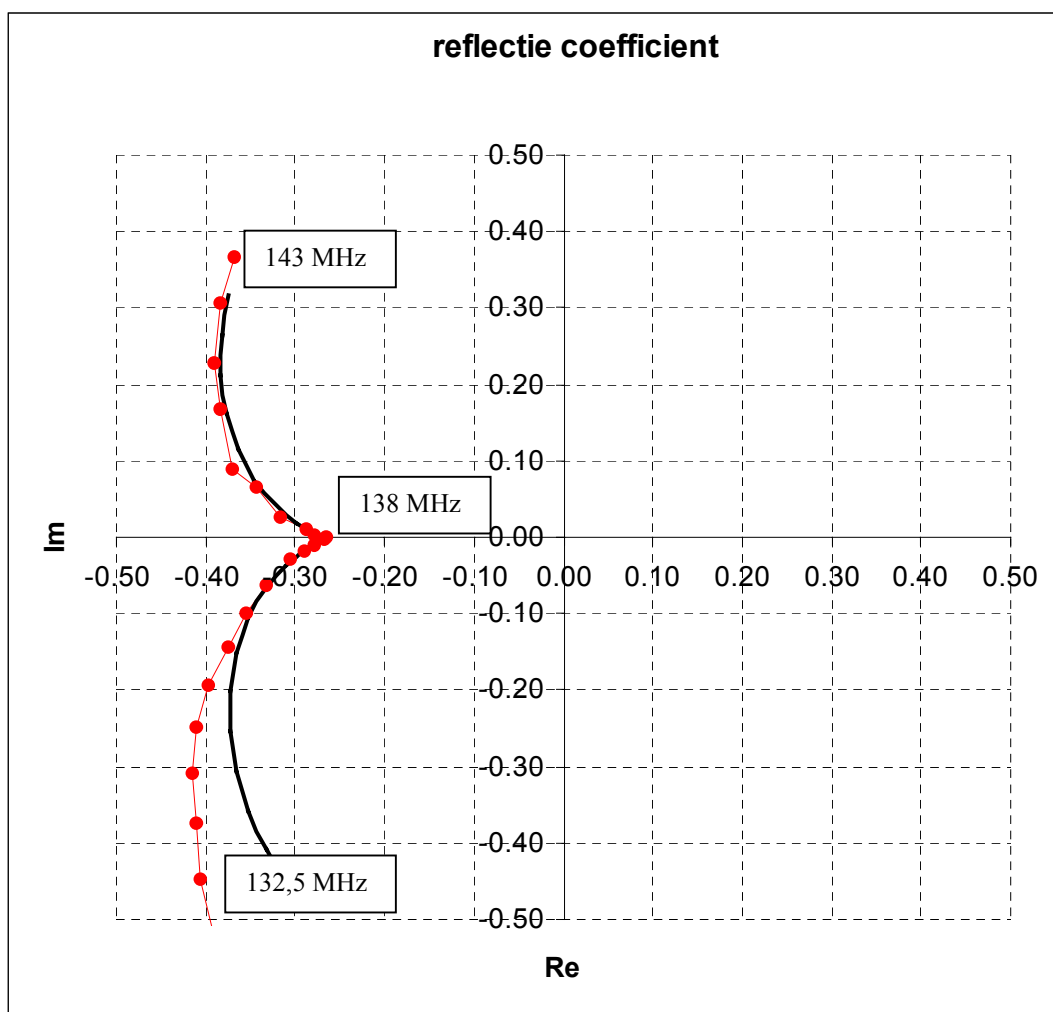


Fig 7. Centrale deel van de gamma-plot van de RQHA-12 met verlenging van 6,65% en verschil van $\pm 2,5\%$. De afstand tussen de meetpunten bedraagt 0,5 MHz.

De resonantiefrequenties zijn 135,1 en 141,3 MHz. De frequentieverschuiving om 45 graden fasedraaiing te krijgen is voor beide loops 3,2 MHz. De impedantie van de loops is 30Ω ; van de parallelschakeling van beide loops is de impedantie 29Ω .

² Met dank aan Ruud Jansen, die mij de werking van de admittantiebrug heeft uitgelegd en mij de benodigde meetapparatuur heeft uitgeleend.

antenne-impedantie

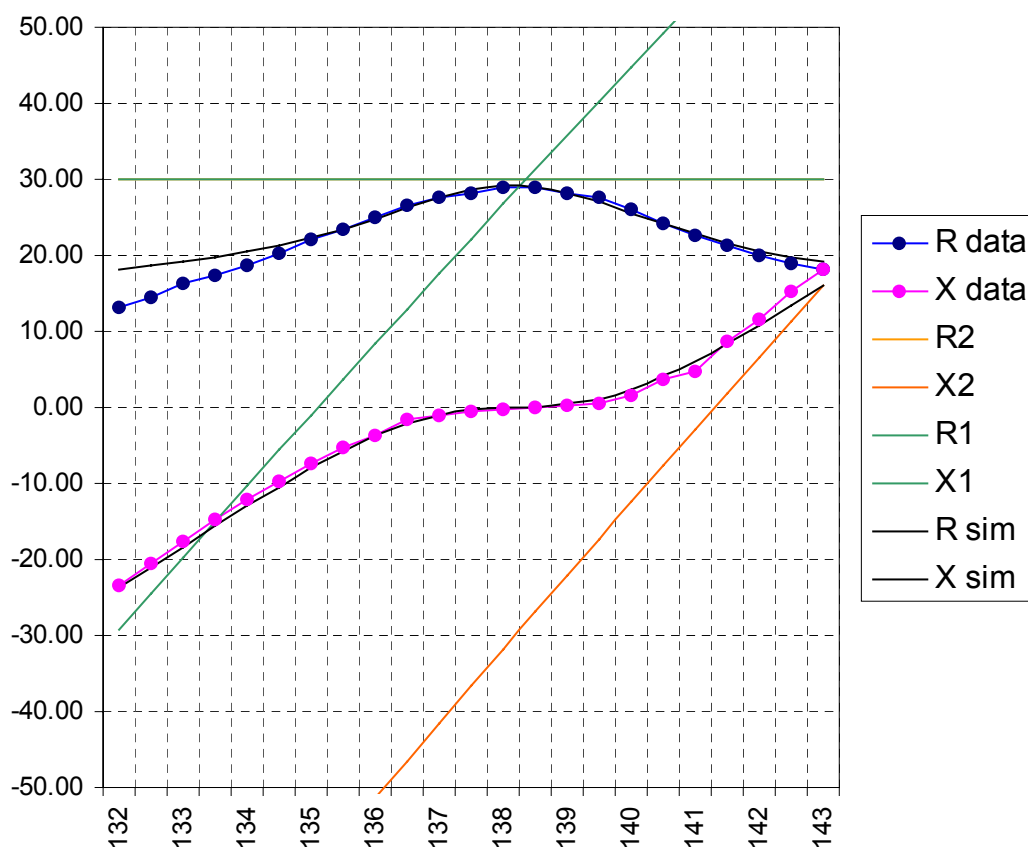


Fig. 8 Impedantie van de RQHA-12 met verlenging van 6,65% en verschil van $\pm 2,5\%$. Duidelijk is dat de verlenging nog niet voldoende is (centrale frequentie is 138,2 ipv 137,5 MHz) en omhoog moet naar 7,2%.

VSWR

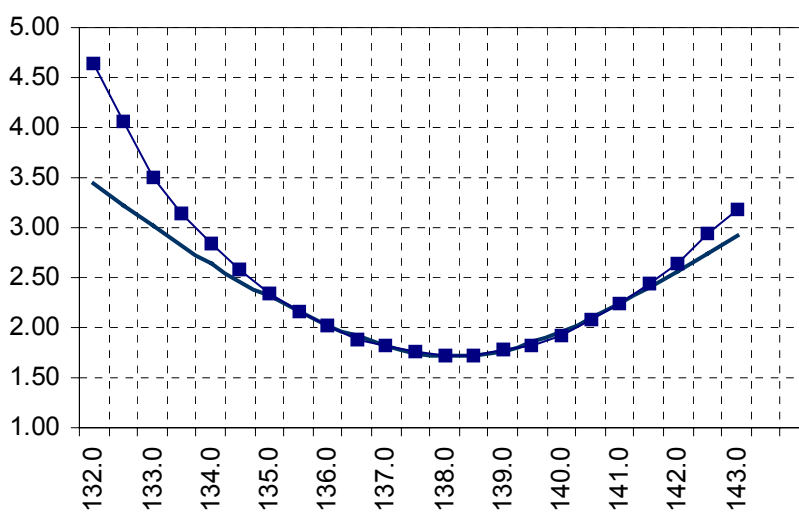


Fig. 9 VSWR van de RQHA-12 met verlenging van 6,65% en verschil van $\pm 2,5\%$.

Referenties

- [1] G.H.Brown, The “turnstile” antenna, *Electronics* **9**, Apr. 1936, p.14-17
- [2] N.E.Lindenblad, Television transmitting antenna for Empire State Building, *RCA Rev.* **3**, Apr. 1939, p.387-408
- [3] P.H.Smith, “Cloverleaf” antenna for F.M. broadcasting, *IRE Proc.* **35**, Dec. 1947, p.1556-1563
- [4] G.H.Brown, O.M.Woodward, “Circularly-polarized omni-directional antenna”, *RCA Rev. Vol* **8**, 1947, p. 259-260
- [5] H.Jasik, “Antenna Measurements” in “Antenna Engineering Handbook”, McGraw-Hill 1961, p.34-11
- [6] H.Meinke, F.W.Gundlach, “Leitungsbauelemente und –schaltungen, Symmetrierungs-schleifen” in “Taschenbuch der Hochfrequenztechnik”, Springer Verlag, 1968, p. 390-395.
- [7] C.C.Kilgus, “Multielement, Fractional Turn Helices”, *IEEE Trans. AP-16*, Jul. 1968, p. 499-500
- [8] C.C.Kilgus, “Resonant Quadrifilar Helix”, *IEEE Trans. AP-17*, May 1969, p. 349-351
- [9] C.C.Kilgus, “Resonant Quadrifilar Helix Design”, *The Microwave Journal*, Dec. 1970, p. 49-54
- [10] A.T.Adams, R.K.Greenough,R.F.Wallenberg, A.Mendelovicz, C.Lumjiak, “The Quadrifilar Helical Antenna”, *IEEE Trans. AP-22*, Mar. 1974, p.173-179.
- [11] R.W.Bricker, H.H.Rickert, “An S-band Resonant Quadrifilar Antenna for Satellite Communication”, *RCA Engineer Vol.* **20** No.5, Feb.-Mar. 1975, p. 78-82.
- [12] C.C.Kilgus, “Shaped Conical Radiation Pattern Performance of Backfire Quadrifilar Helix Antenna”, *IEEE Trans. AP-23*, May 1975, p. 392-397.
- [13] J.M.Tranquilla, S.R.Best, “A Study of the Quadrifilar Helix Antenna for Global Positioning System (GPS) Applications”, *IEEE Trans. AP-38*, Oct. 1990, p. 1545-1550.
- [14] H.S.C.Wang, “Theoretical Design and Predictions of Volute Antenna Performance”, *IEEE Trans. AP-39*, August 1991, p. 1227-1230.
- [15] M.W.Maxwell, Chapter 22 “The Quadrifilar Helix Antenna” in ARRL-book “Reflections”, 1991, ISBN 0.087259-299-5.
- [16] Matjaz Vidmar, “Eine Quadrifilar-Backfire-Helixantenne fur GPS- und GLOSNASS-Empfang”, *UKW-Berichte No.* **4**, 1993, p. 214-216
- [17] Mark Pepper, “A Compact, Ceap, Volute Antenna”, *RIG* **37**, Jun. 1994, p. 37-40.
- [18] Ruud Jansen, “De Quadrifilar 137 Antenne”, *De Kunstmaan*, Dec. 1995, p. 181-186.
- [19] Chris van Lint, “A Portable/collapsable Quadrifilar Helix Antenne for the 137 MHz APT Band”, *RIG* **44**, Mar. 1996, p. 10-13.
- [20] Eugene F.Ruperto, “The W3KH Quadrifilar Helix Antenna”, *QST*, Aug. 1996, p. 30-34.
- [21] Harry van Deursen, “De Nationale Antennetest”, *De Kunstmaan*, Okt. 1996, p. 138-145.
- [22] Bill Sykes, “Taming the QFH”, *RIG* **48**, Mar. 1997, p. 17-21.
- [23] Rene Reudink, “De Quadrifilair Helix Antenne”, *De Kunstmaan*, Okt. 1997, p. 126-141 en Dec. 1997, p. 157-167.
- [24] Bob Thorp, “The Copper Pipe QFH”, *RIG* **53**, Jun. 1998, p. 68-72.

Appendix A bepaling van de impedantie van één loop

Bij het ontwikkelen van een RQHA is het nodig om de impedantie van één loop te bepalen terwijl de tweede loop wel aanwezig is maar niet parallel is geschakeld aan loop 1. Door Jasik [5, p.34-11] wordt beschreven hoe de impedantie van een antenne wordt beïnvloed door de aanwezigheid van een tweede antenne. Indien de fase tussen de stromen I_1 en I_2 in beide antennes constant is (bv. voor één vaste frequentie) dan kan de gemeten impedantie van antenne 1 (Z_1) worden uitgedrukt in de impedantie van antenne 1 zonder de aanwezigheid van antenne 2 ($Z_{1,self}$) en een bijdrage tgv. de aanwezigheid van antenne 2 ($Z_{1,mutual}$). Een vergelijkbare definitie geldt voor de impedantie van antenne 2 (Z_2):

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_{1,self} + \frac{I_2}{I_1} Z_{1,mutual} \\ Z_2 &= Z_{2,self} + \frac{I_1}{I_2} Z_{2,mutual} \end{aligned} \quad (A-1)$$

De RQHA kunnen we beschouwen als een paar (bijna) identieke antennes.

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_2 = Z \\ Z_{1,self} &= Z_{2,self} = Z_{self} \\ Z_{1,mutual} &= Z_{2,mutual} = Z_{mutual} \end{aligned} \quad (A-2)$$

De antenne-impedantie Z is dus afhankelijk van I_2/I_1 . Bij meting aan een RQHA willen we de impedantie van één loop weten (zonder de tweede loop parallel geschakeld) onder 'bedrijfsomstandigheden', dwz. rekening houdend met de aanwezigheid van de tweede loop. Hiertoe moeten er twee metingen worden gedaan:

- meten aan loop 1 terwijl loop 2 'kortgesloten' is,
- meten aan loop 1 terwijl loop 2 'open' is.

In het eerste geval is $Z_2 = 0$, waardoor geldt:

$$\begin{aligned} Z_{short} &= Z_{self} + \frac{I_2}{I_1} Z_{mutual} \\ 0 &= Z_{self} + \frac{I_1}{I_2} Z_{mutual} \end{aligned} \quad (A-3)$$

Hiermee valt Z_{mutual} uit te drukken in Z_{short} en Z_{self} :

$$Z_{mutual}^2 = Z_{self}(Z_{self} - Z_{short}) \quad (A-4)$$

In het tweede geval is Z_2 oneindig en $I_2 = 0$, waardoor geldt:

$$Z_{open} = Z_{self} \quad (A-5)$$

Onder bedrijfscondities mogen we aannemen dat de stromen in beide loops gelijk zijn. Invullen van (A-4) en (A-5) in (A-1) geeft:

$$Z = Z_{self} + Z_{mutual} = Z_{open} + \sqrt{Z_{self}(Z_{self} - Z_{short})} = Z_{open} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{Z_{short}}{Z_{open}}}\right) \quad (A-6)$$

Wanneer de RQHA zorgvuldig is gebouwd, dan zal de wisselwerking tussen de twee loodrecht op elkaar staande loops gering zijn en daarmee zal $(Z_{short} - Z_{open}) = \Delta Z$ klein zijn tov. Z_{short} of Z_{open} . De wortelvorm is dan te benaderen door $\frac{1}{2} \Delta Z$:

$$Z = Z_{open} + \frac{1}{2} \Delta Z = \frac{Z_{open} + Z_{short}}{2} \quad (\text{A-7})$$

waarbij Z staat voor de impedantie van loop 1 onder ‘bedrijfscondities’. Z kan niet direct worden gemeten maar dus wel worden bepaald uit de gemeten impedanties aan loop 1 terwijl loop 2 ‘open’ resp. ‘kortgesloten’ is (zonder aangesloten te zijn op loop 1)!

Voorbeeld:

Bij metingen aan de kleine loop van RQHA-12 is gevonden, dat:

- $Z_{open} = 30 \ \Omega$
- $Z_{short} = 30 \ \Omega$

Bij een RQHA-4 is gevonden, dat Z_{open} en Z_{short} maximaal $2 \ \Omega$ verschillen; soms is Z_{open} groter dan Z_{short} en soms is Z_{open} kleiner dan Z_{short} . De verschillen zijn klein en maar net iets groter dan de meetfout. De aanname dat ΔZ klein is tov. Z_{open} blijkt dus gerechtvaardigd. We vinden dus voor de impedantie van de kleine loop van een RQHA-12 onder bedrijfscondities (ongeveer gelijk aan die van de grote loop): $Z = 30 \ \Omega$. Bij een goed ontworpen RQHA is dit tevens de impedantie van de gehele RQHA bij de bedrijfsfrequentie (zie Appendix B). Bricker [11] geeft voor zijn RQHA (voor 1800 en 2200 MHz) $40 \ \Omega$!

NB. Als de grote loop niet is gemonteerd dan wordt een impedantie van $31 \ \Omega$ gevonden.

NB. Het aanbrengen van de grote loop verhoogt de resonantiefrequentie van de kleine loop maar weinig (600 kHz)!

NB. De resonantiefrequentie van de kleine loop is binnen de meetfout onafhankelijk van het ‘open’ of ‘kortgesloten’ zijn van de grote loop ($\pm 100 \text{ kHz}$).

Appendix B model van de impedantie van een RQHA

Bij het ontwikkelen van een RQHA moeten de resonantiefrequentie f_r en de impedantie $Z=R+jX$ van een loop worden bepaald. Bij een “self-phasing” RQHA, dwz. een RQHA waarbij de fasedraaiing wordt verkregen door een “te kleine” loop (beneden de resonantiefrequentie capacitief) en een “te grote loop” (boven de resonantiefrequentie inductief) parallel te schakelen, is het vinden van de frequentie waarbij $R = X$ (voor de grote loop en de frequentie waarbij $R = -X$ (voor de kleine loop) van cruciaal belang. Deze twee frequenties moeten beide 137.5 MHz zijn.

Bij een “self-phasing” RQHA kan maar aan één van de loops gemeten worden. Uit de meetresultaten van één loop zijn de resonantiefrequentie ($X = 0$) en de frequenties waarbij $R = +/-X$ nog betrekkelijk eenvoudig af te leiden. Deze frequenties kunnen nauwkeuriger worden bepaald door de meetresultaten te vergelijken met een ‘model’, dat de impedantie beschrijft als functie van de frequentie. Als uiteindelijk de impedantie van de complete RQHA wordt gemeten, dan is een model onontbeerlijk, omdat uit de meetresultaten niet meer direct de frequenties waarbij $R = +/-X$ kunnen worden bepaald.

Een resonante antenne kan worden beschreven door een gedempte seriekring. De demping vindt plaats door de stralingsweerstand R (fig. B-1). De impedantie Z is:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{B-1})$$

Deze Z kan geschreven worden als functie van de resonantiefrequentie ω_r (per definitie de hoekfrequentie waarbij Z reëel is), de kwaliteit Q van de kring en de verstemming v door de volgende substituties:

$$\begin{aligned} \omega_r &= \sqrt{\frac{1}{LC}} \\ v &= \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \\ Q &= \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r RC} \end{aligned} \quad (\text{B-2})$$

Hiermee wordt de impedantie:

$$Z = R(1 + jQv) \quad (\text{B-3})$$

Voor de aanpassing van het model aan de meetgegevens willen we zo weinig mogelijk aanpasbare variabelen. Het komt er dus op neer om zoveel mogelijk voorkennis te gebruiken. Neem bv. de resonantiefrequentie f_r en de resonantie-impedantie R als aanpasbare variabelen. De waarde van Q ligt daarmee vast op een multiplicatieve factor $2\pi L$ na (B-2). De zelfinductie L is evenredig met het oppervlak van de loop dus evenredig met de lengte in het kwadraat. De lengte van de loop is omgekeerd evenredig met de resonantiefrequentie, waardoor voor Q geldt:

$$Q = \frac{2\pi f_r L}{R} = \frac{\text{const}}{f_r R} \quad (\text{B-4})$$

De constante moet uit de metingen worden bepaald. Het is dus in zekere zin ook een aanpas-factor, maar wel een factor die voor alle metingen gelijk is. Voor een analyse van de metingen blijven dan de resonantiefrequentie en de resonantie-impedantie over, waarvan de resonantie-frequentie eigenlijk al bekend is door de keuze van de lengte van de loop, rekening houdend met de verlengingsfactor (Appendix E), die voor alle metingen gelijk is.

Nu zijn er twee loops, ieder met een eigen R , Q en ν (omdat er twee resonantiefrequenties zijn), die parallel zijn geschakeld (fig. B-1).

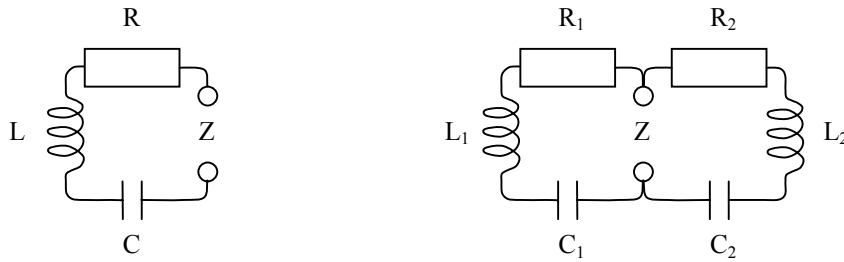


Fig.B-1 model voor een enkele loop en voor twee parallel geschakelde loops.

De admittanties van beide kringen kunnen worden opgeteld:

$$Y = Y_1 + Y_2 \quad (B-5)$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$$

We kunnen nu voor de totale impedantie weer algemeen schrijven $Z=R+jX$. Ne enig rekenwerk volgt:

$$R = \frac{R_1 R_2 (1 - Q_1 \nu_1 Q_2 \nu_2) (R_1 + R_2) + R_1 R_2 (Q_1 \nu_1 + Q_2 \nu_2) (R_1 Q_1 \nu_1 + R_2 Q_2 \nu_2)}{(R_1 + R_2)^2 + (R_1 Q_1 \nu_1 + R_2 Q_2 \nu_2)^2} \quad (B-6)$$

$$X = \frac{R_1 R_2 (Q_1 \nu_1 + Q_2 \nu_2) (R_1 + R_2) - R_1 R_2 (1 - Q_1 \nu_1 Q_2 \nu_2) (R_1 Q_1 \nu_1 + R_2 Q_2 \nu_2)}{(R_1 + R_2)^2 + (R_1 Q_1 \nu_1 + R_2 Q_2 \nu_2)^2}$$

Via de verstemmingen ν_1 en ν_2 zijn R en X een functie van de frequentie. Indien $R_1 = R_2$ en $Q_1 \nu_1 = -Q_2 \nu_2 = 1$ (bij de bedrijfsfrequentie van een goed ontworpen RQHA) dan is $R = R_1 (=R_2)$ en $X = 0$.

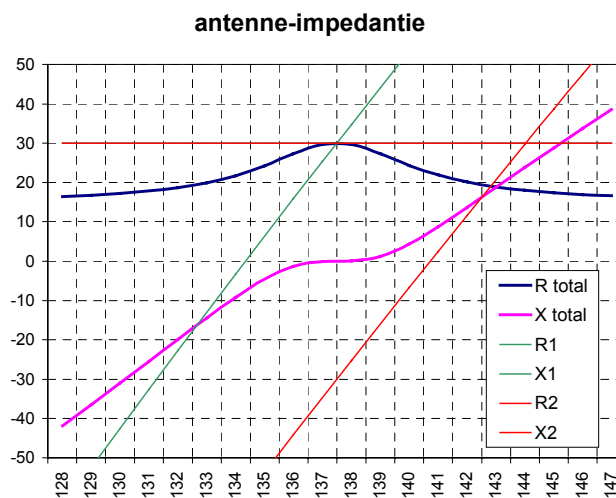


Fig.B-2 Voorbeeld van (B-6), waarbij voor 137.5 MHz geldt: $R_1 = -X_1$ ($Q_1 \nu_1 = -1$) en $R_2 = +X_2$ ($Q_2 \nu_2 = +1$). Aangenomen is dat $R_1 = R_2 = 30 \Omega$ en $Q_1 = Q_2 = 21.4$ (de twee loops verschillen maar weinig). De resonantiefrequenties zijn 134.3 en 140.7 MHz ($X=0$ voor ieder van de kringen afzonderlijk).

Wanneer deze gesimuleerde antenne met impedantie Z wordt aangesloten op een impedantie Z_0 , dan is de afwijking van Z tov. Z_0 weer te geven als de reflectie-coëfficiënt Γ :

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (\text{B-7})$$

In een plaatje ziet dat er dan uit als fig. B-3.

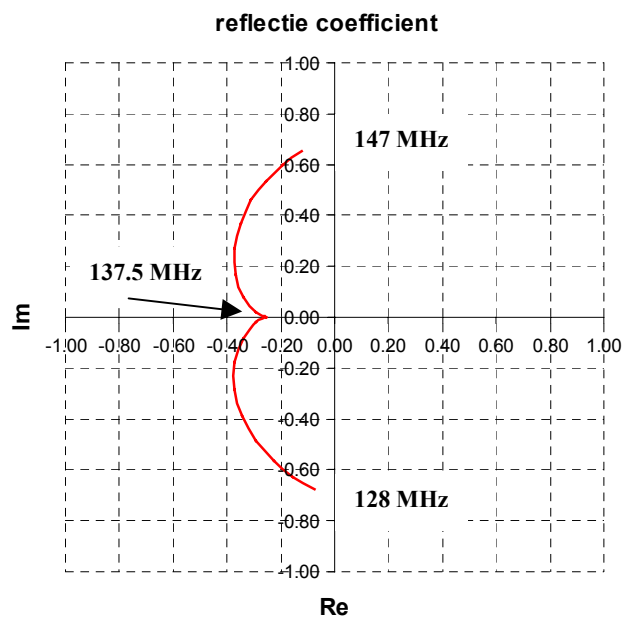
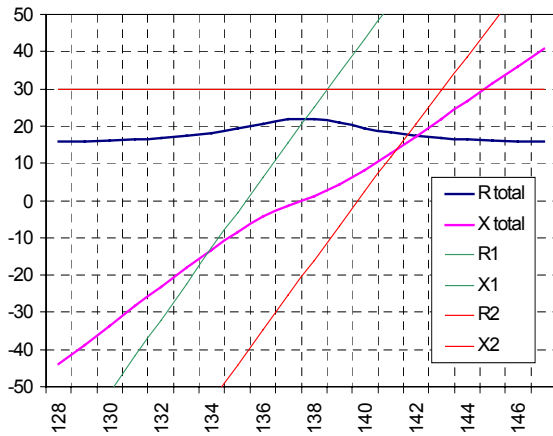


Fig.B-3 De reflectiecoëfficiënt onder de condities van fig.B-2 met de frequentie als parameter.

Indien de resonantiefrequenties te dicht bij (of te ver van) 137.5 MHz worden gekozen, dan zal het faseverschil van de **spanningen** over beide loops bij 137.5 **niet 0°** zijn en zal de antenne niet goed werken (de **stromen** in beide loops volgen het RHCP-EM-veld en hebben **wel** een faseverschil van **90°**). In figuur B-4 worden de resultaten getoond voor het geval de resonantiefrequenties te dicht bij 137.5 MHz liggen en in figuur B-5 de situatie waarbij de resonantiefrequenties te ver van de 137.5 MHz liggen.

antenne-impedantie



reflectie coefficient

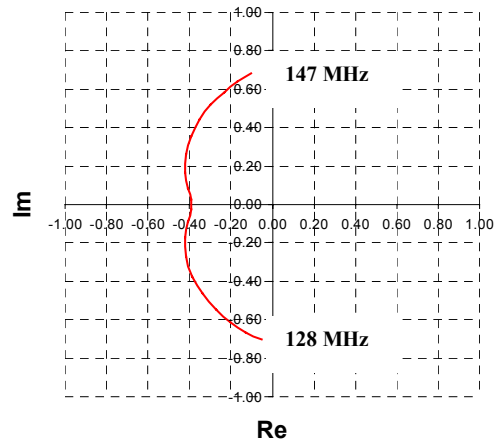
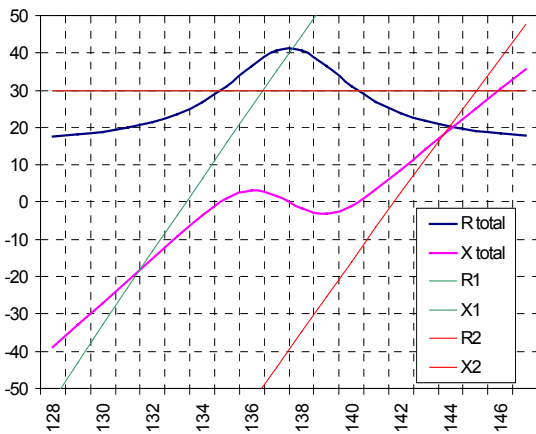


Fig. B-4 Voorbeeld voor resonantiefrequenties die te dicht bij 137.5 MHz liggen (135,2 en 139,7) met $R = 30 \Omega$ en $Q = 21,4$.

antenne-impedantie



reflectie coefficient

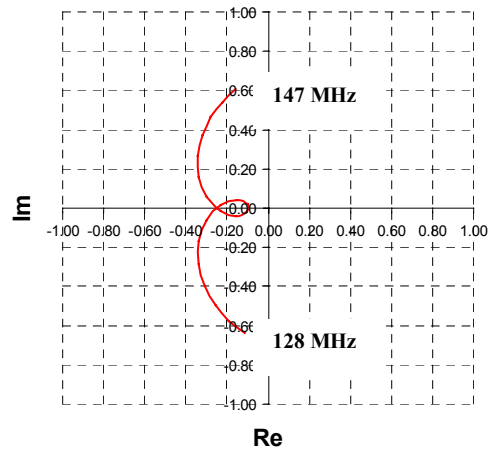


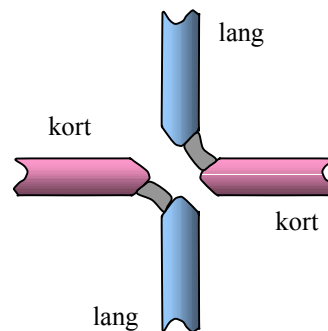
Fig. B-5 Voorbeeld voor resonantiefrequenties die te ver van 137,5 MHz liggen (133,2 en 141,7) met $R = 30 \Omega$ en $Q = 21,4$.

Appendix C aansluiting van een “self-phasing” RQHA

De impedantie van één RQHA-loop is capacitief voor frequenties beneden de resonantiefrequentie f_r en inductief boven f_r . De kleine loop heeft een f_r boven 137.5 MHz en zal dus bij 137.5 MHz capacitief zijn. De grote loop heeft een f_r beneden 137.5 MHz en zal dus bij 137.5 MHz inductief zijn. Door de keuze van $R = -X$ en $R = +X$ voor de kleine, resp. de grote loop bij 137.5 MHz, zal de spanning over de grote inductieve loop 45° vóór lopen op de stroom in deze inductieve loop en de spanning over de kleine capacitieve loop zal 45° achter lopen op de stroom in deze capacitieve loop. De spanningen over de grote inductieve loop en de kleine capacitieve loop zijn dus in fase, als er voor gezorgd wordt, dat de stroom in de grote inductieve loop 90° achter loopt op de stroom in de kleine capacitieve loop. Dit leidt tot een aansluitschema volgens fig C-1.

NB. Bij een RQHA wordt de fase niet bepaald door de horizontale rechte delen van de loops maar door de helices. Een RQHA is een ‘back-fire’ antenne, waardoor de polarisatie richting tegengesteld is aan de schroefrichting (een gewone helix-antenne is een ‘end-fire’-antenne en dan is de polarisatierichting gelijk aan de schroefrichting).

Fig.C-1 Bovenaanzicht van de doorverbinding van de grote en de kleine loop.

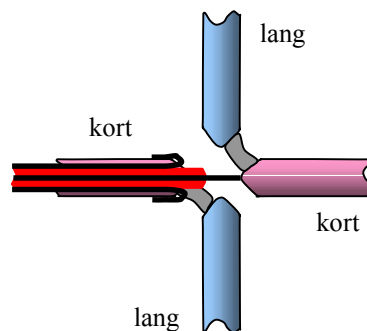


Op de doorverbindingpunten moet nu een balun (Appendix D) worden aangesloten. Gekozen is voor een “oneindige” balun, omdat:

- dit type balun een echte “stroom”-balun is (voordelen zie [15]),
- antenne-elementen, balun en antenne-kabel worden geïntegreerd (gewichtsbesparing),
- dit een verassend eenvoudige en elegante oplossing is.

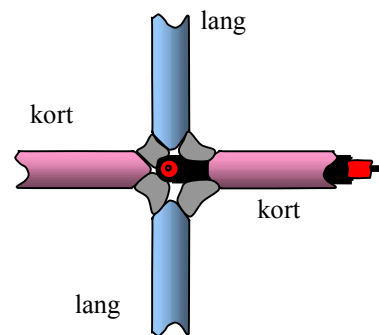
Het is niet van belang welke loop wordt gebruikt om de balun te maken. Gekozen is voor een kabel door de kleine loop omdat dat constructietechnische voordelen heeft aan de onderkant van de antenne. Ook is het niet van belang hoe nu de fase wordt gekozen (mantel en kern). In fig. C-2 is een mogelijke oplossing getekend.

Fig.C-2 Bovenaanzicht. Eén van de mogelijke realisaties van de aansluiting van de oneindige balun. Ieder van de vier ‘armen’ kan zo worden gebruikt om de kabel door te laten lopen.



Aan de onderzijde moet de mantel van de kabel worden doorverbonden met beide loops. Dit punt is het ‘dode’ symmetreerpunt (Appendix D) of aardpunt en kan aan een metalen mast worden vastgemaakt.

Fig. C-3 Onderaanzicht. Aan de onderzijde moeten de loops aan elkaar en aan de mantel van de kabel worden doorverbonden.



Appendix D de ‘oneindige’ balun

Bij Meinke [6, p. 390, fig. 18.1] is aardig te zien hoe de ‘oneindige’ balun werkt. Hij beschrijft een symmetreerschakeling zonder impedantiëtransformatie, waarop een bron en een belasting worden aangesloten.

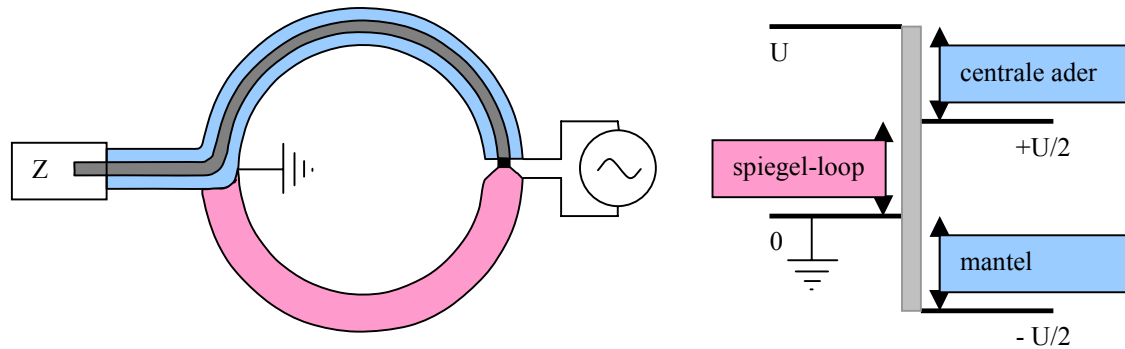


Fig. D-1 links: ringvormige variant van een ‘oneindige’ balun; rechts: vervangingscircuit van de symmetreerschakeling (‘spaartransformator’) zonder impedantiëtransformatie [6]. De buitenzijde van de mantel in het gedeelte tussen belasting Z en het symmetreerpunt (‘aard-teken’) is stroomloos.

Bij de RQHA is de ‘bron’ het EM-veld, dat werkt op de buitenzijde van de mantel en de spiegel-loop; de antenne zelf.

Bij een goede coaxkabel (dicht vlechtwerk) loopt er (indien afgesloten met de karakteristieke impedantie) alleen aan de binnenkant van de mantel een stroom tgv het ‘skin’-effect. De buitenkant van de mantel is stroomloos! De indringdiepte d voor EM-velden is gedefinieerd als de diepte waarop het veld is gereduceerd met een factor e (≈ 2.71 , grondtal van de natuurlijke logaritme).

$$d = 500 \sqrt{\frac{\rho}{f}} \quad (\text{D-1})$$

waarin d wordt gevonden in meters, ρ de soortelijke weerstand is (voor koper $1,75 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ bij 20°C) en f de frequentie. Voor koper en $137,5 \text{ MHz}$ komt dat neer op een indringdiepte van $5,6 \mu\text{m}$, en dat is veel kleiner dan de dikte van de mantel van $120 \mu\text{m}$ (RG58). De buitenzijde van de coax-kabel is dus voor andere doeleinden te gebruiken, bv. als antenne. Bij de RQHA met ‘oneindige’ balun is dus handig gebruik gemaakt van het skin effect.

Appendix E berekening afmetingen van RQHA

De schroefvormige delen van een RQHA beschrijven een denkbeeldige cilinder. Wanneer we deze cilinder uitrollen in een plat vlak dan transformeren de schroefvormige delen tot rechte lijnen. Teken we nu de radiële delen in hetzelfde vlak, dan ontstaat figuur E-1, waarin:

- L = lengte van schroefvormige deel van een halve loop,
- L_{ax} = lengte van de as van de cilinder,
- r = straal van de cilinder,
- n = aantal gangen van de schroef ('turns').

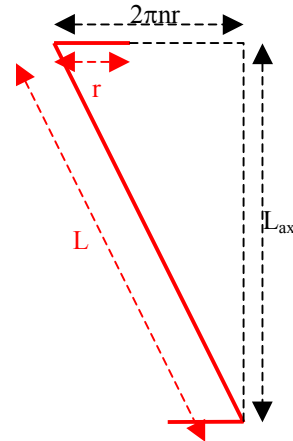


Fig. E-1 Uitgerolde RQHA (in rood).

Voor een RQHA met een lengte van een halve loop van ca. een veelvoud van een halve golflengte (waarbij zowel boven- als onderaan radiële delen aanwezig zijn) geldt:

$$L + 2r = f_l \frac{\lambda}{2} \quad (\text{E-1})$$

waarbij f_l de verlengingsfactor is om resonantie te krijgen. Bovendien geldt (fig. E-1):

$$L^2 = L_{ax}^2 + (2\pi nr)^2 \quad (\text{E-2})$$

De verhouding van de diameter en de axiale lengte van de cilinder is een ontwerpparameter, die de vorm van het stralingspatroon bepaalt. Voeren we voor deze ratio R in dan volgt:

$$L_{ax} = \frac{f_l \lambda}{2 \left(\sqrt{(n\pi R)^2 + 1} + R \right)} \quad (\text{E-3})$$

$$r = \frac{RL_{ax}}{2}$$

De lengte van het schroefvormige deel L volgt uit (E-1):

$$L = f_l \frac{\lambda}{2} - RL_{ax} \quad (\text{E-4})$$

Hiermee zijn L_{ax} , L en r uitgedrukt in λ , R , n en f_l . R en n bepalen de vorm van het stralingsdiagram. De ontwerper bepaalt deze zelf. De verlengingsfactor f_l (de factor waarmee een loop verlengd moet worden om in resonantie te komen bij de frequentie die hoort bij λ) moet experimenteel bepaald worden.

Appendix F coax-lijnen

Het is soms nodig om zelf een coax-lijn te maken met een afwijkende impedantie. De impedantie van een ronde draad of pijp met uitwendige diameter d in een ronde pijp met inwendige diameter D is:

$$Z = \sqrt{\frac{l}{c}} = \sqrt{\frac{2\pi\mu_r\mu_0 \ln \frac{D}{d}}{2\pi\varepsilon_r\varepsilon_0 \left(\ln \frac{D}{d}\right)^{-1}}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = 139 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} {}^{10}\log \frac{D}{d} \quad (\text{F-1})$$

Hierin zijn l en c de inductie resp. de capaciteit per meter, μ_r en ε_r de relatieve permeabiliteit, resp. permittiviteit van het medium, μ_0 en ε_0 de permeabiliteit ($1,26 \cdot 10^{-6}$ H/m), resp. permittiviteit ($8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m) van het vacuum.

De voortplantingssnelheid v van EM-golven in een medium met een permittiviteit ε en een permeabiliteit μ wordt gegeven door:

$$v^2 = \frac{1}{\varepsilon\mu} = \frac{1}{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_r\mu_0} = \frac{1}{\varepsilon_r\mu_r} \frac{1}{\varepsilon_0\mu_0} = \frac{1}{\varepsilon_r\mu_r} c^2 \quad (\text{F-2})$$

waarin c de lichtsnelheid in vacuum voorstelt. De voortplantingssnelheid is dus evenredig met $\varepsilon_r^{-1/2}$. Aangezien voor de golflengte λ in een medium geldt:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{1}{f} \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \frac{c}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} = \frac{\beta\lambda_0}{\sqrt{\mu_r}} \quad (\text{F-3})$$

is ook de golflengte evenredig met $\varepsilon_r^{-1/2}$ en in een medium een factor β korter dan de golflengte in vacuum. In (F-3) is f de frequentie, λ_0 de golflengte in vacuum en $\beta = \varepsilon_r^{-1/2}$ is de verkortingsfactor van het medium.

materiaal		ε_r	$\beta = \varepsilon_r^{-1/2}$
PE	poly etheen	2,3	0,659
SPE	foam poly etheen	1,5	0,82
PTFE	teflon	2,1	0,695

Tabel F-1. Relatieve permittiviteit ε_r en verkortingsfactor β van veel gebruikte diëlektrica.

Wordt een impedantie Z gevraagd, dan moet de verhouding D/d zijn (uitgaande van $\mu_r=1$):

$$\frac{D}{d} = 10^{\frac{Z\sqrt{\varepsilon_r}}{139}} = 10^{\frac{Z}{139\beta}} \quad (\text{F-4})$$

Z	D/d ($\epsilon_r=1$)	D/d ($\epsilon_r=2,3$)	d (D=6mm, $\epsilon_r=1$)	d (D=6mm, $\epsilon_r=2,3$)
35	1,79	2,41	3,35 mm	2,49 mm
50	2,29	3,51	2,62 mm	1,71 mm
70	3,19	5,80	1,88 mm	1,03 mm
100	5,24	12,33	1,14 mm	0,49 mm

Tabel F-2 Voorbeelden van maten van coax-pijpen voor gegeven Z.

Voor een lucht-coax van 50 Ω met een inwendige pijpdiameter van 6mm kunnen we voor de centrale geleider dus goed ‘aarddraad’ met een diameter van 2,6 mm gebruiken.

Een lucht-coax heeft ondersteuning van de centrale geleider nodig. Stel dat we proppen maken van een lengte t en een onderlinge afstand s , dan geldt voor de effectieve relatieve permittiviteit ϵ_r :

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r t + s}{t + s} \quad (F-5)$$

Maken we de proppen van poly-etheen ($\epsilon_r=2,3$) en willen we een β accepteren van 0,98 ($\epsilon_{r,eff}=1,04$) dan zal de vul-fractie $t/s = 2,8\%$ moeten zijn. Om op de plaats van de proppen de impedantie gelijk te houden aan die van de rest van de lijn dan moet de diameter van de centrale geleider bij de proppen iets worden verkleind. De factor f_d is, zoals direct uit (F-4) valt af te leiden:

$$f_d = 10^{\frac{Z}{139} \left(1 - \frac{1}{\beta}\right)} \quad (F-6)$$

en in het beschouwde geval moet de diameter terug van 2,621 naar 2,577 mm. In de meeste gevallen is deze ‘verjonging’ te verwaarlozen.

De lengte van de proppen t moet veel kleiner zijn dan de golflengte in de pijp.

De verzwakking van coax-kabels wordt veroorzaakt door twee effecten:

- ohmse verliezen van de kern en mantel
- diëlectrische verliezen

De ohmse verliezen zijn evenredig met de wortel uit de frequentie, omdat door het skin-effect de doorsnede van de geleider evenredig is met de wortel uit de frequentie (zie Appendix D formule (D-1)).

De diëlectrische verliezen zijn evenredig met de frequentie, waardoor ze bij hoge frequentie groter worden dan de ohmse verliezen. PTFE geeft minder diëlectrische verliezen dan PE en is geschikt voor frequenties boven de 1 GHz. Bij 137,5 MHz zijn de diëlectrische verliezen verwaarloosbaar.

kabel	verzwakking in dB/m	kern-diameter mm	mantel-diameter mm
H-500	0.05	2.5	7.0
RG-58C	0.17	0.85	3.0
RG-188	0.32	0.5	1.45

Tabel F-3 verzwakking van veel gebruikte 50 Ω kabeltypen bij 137,5 MHz.

De verzwakking van een coax-kabel is met de General Radio 1602 Admittantiebrug te meten. Neem hiervoor een flink eind kabel, bv. 11160 mm RG-58C (7,75 golflengten bij 137,5 MHz) en bepaal $Y=G+jB$ over het frequentiegebied, waarvoor de verzwakking moet worden bepaald.

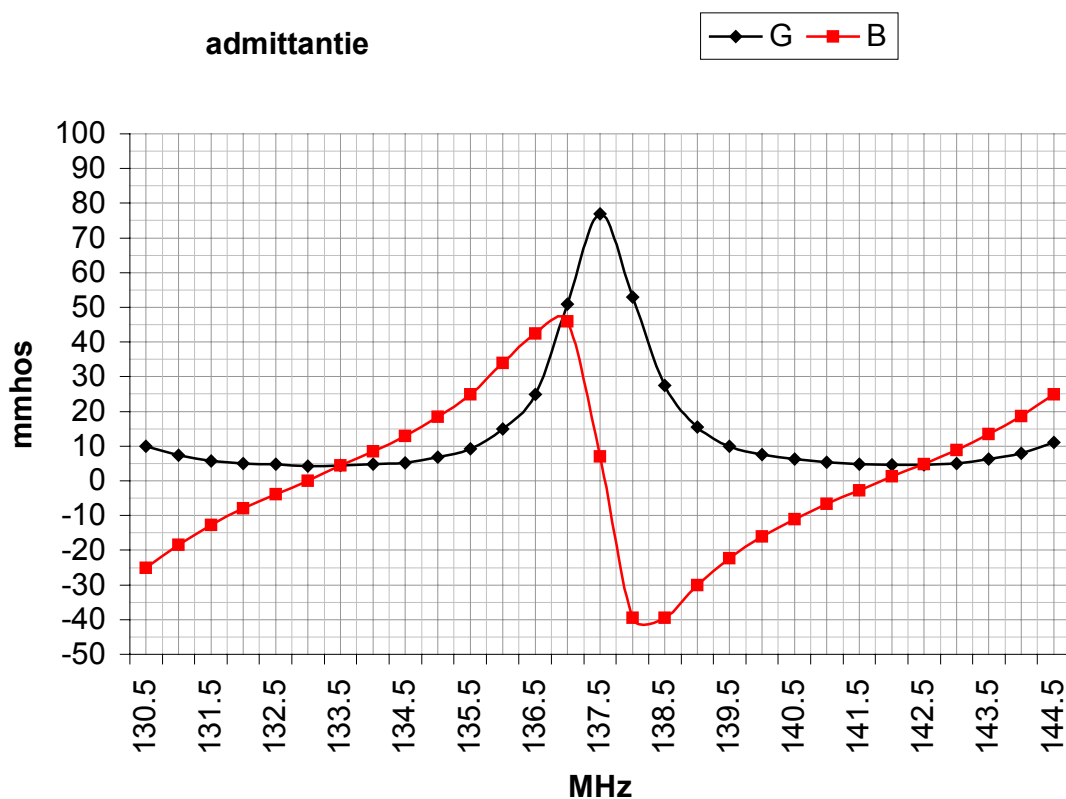


Fig. F-1 admittantie van een RG58C coax-kabel van 11.160 m (open eind).

Bepaal nu G voor de frequenties waarvoor $B=0$. De verzwakking α in dB/m wordt nu gevonden uit

$$\frac{G_0 + G}{G_0 - G} = \exp\left(\alpha l \frac{\ln 10}{10}\right) \quad (F-7)$$

waarin G_0 de norm-conductantie is (20 mmhos) en l de lengte van de gemeten kabel in meters. De verzwakking bij 137.5 MHz wordt uit de gemeten verzwakkingen bij 133 en 142 MHz bepaald door interpolatie.

f (MHz)	G (mmhos)	α (dB/m)
133	4.2	0.166
137,5	-	0.174
142	4.6	0.182

Tabel F-4 verzwakking α van een RG58C coax als functie van de frequentie f .

Appendix G bepalen van de elektrische lengte van coax

De elektrische lengte l_e , uitgedrukt in de golflengte λ bij de gebruikte frequentie in de coax, is:

$$l_e = \frac{l}{\lambda} = \frac{l}{\beta \lambda_0} = \frac{l f}{\beta c} \quad (\text{G-1})$$

waarin λ de gemeten golflengte is, β de verkortingsfactor van het diëlektricum van de kabel, λ_0 de golflengte in vacuüm, c de lichtsnelheid in vacuüm en f de frequentie.

De golflengte in vacuüm λ_0 voor **137,5 MHz** is 218,2 cm. Een coax met poly-etheen als diëlektricum ($\beta = 0,66$) heeft een $l_e = 1$ bij een gemeten lengte van $\beta \lambda_0 = \mathbf{144,0 \text{ cm}}$. Indien de permittiviteit van het diëlektricum niet kan worden gemeten, dan zijn we genoodzaakt om de gegevens van de fabrikant aan te houden. Er bestaat helaas nogal wat spreiding in ϵ_r . Voor kritische toepassingen is het beter om de permittiviteit of de elektrische lengte te meten.

Eén methode bestaat uit het meten van de looptijd t van een korte puls door een kabel met lengte l :

$$\beta = \frac{v}{c} = \frac{l}{t c} \quad (\text{G-2})$$

Het nadeel van deze methode is dat niet bekend is bij welke frequentie β is bepaald; de puls bevat een breed frequentiespectrum.

De andere methode bestaat uit het meten van de elektrische lengte van een niet afgesloten kabel met lengte l bij gegeven frequentie f . Uit (G-1) volgt dan β . Nu geldt:

$$l_e = \frac{1}{2\pi} \arctan\left(\frac{B}{Y_0}\right) + \frac{n}{2} \quad (\text{G-3})$$

Voor een 50Ω kabel en een $Z_0 = 1/Y_0 = 50 \Omega$ volgt uit meting met een admittantie-meetbrug direct B/Y_0 en dus l_e op een additieve factor $n/2$ na, waarbij n een geheel getal is. Uit de door de fabrikant opgegeven permittiviteit en de gemeten l kan n worden bepaald. Uit (G-3) volgt dan de elektrische lengte bij de gebruikte frequentie.

Uit (G-3) volgt dat een elektrische lengte in de buurt van een oneven veelvoud van een kwart golflengte niet nauwkeurig is te meten ($B \approx \infty$, zie ook fig. F-1). Het is in dat geval beter om uit een meting van de admittantie als functie van de frequentie (over een groot interval rond de gewenste frequentie) die frequenties te bepalen waarvoor $B=0$ (dit zijn de frequenties waarvoor de elektrische lengte een veelvoud is van een halve golflengte). Een andere oplossing is om een luchtlijn met een elektrische lengte van ca. $\frac{1}{4}$ golflengte (in lucht) toe te voegen en voor de lengte van die lijn te corrigeren (zie ook Appendix J).

Appendix H meetopstelling

De meetopstelling is opgebouwd rond een General Radio 1602 admittantie-meetbrug (fig. H-1). De admittantie van de antenne Y_x bij een gegeven frequentie f wordt vergeleken met een norm-‘conductance’ G_0 en een norm-‘susceptance’ B_0 (mbv een compensatie B). De brug wordt aangesloten op een generator en afgeregeld op minimaal brugsignaal. Het brugsignaal wordt bepaald door het toe te voeren aan een mixer, die met een locale oscillator op $f + 30$ MHz wordt gevoed en het 30 MHz verschil signaal met een selectieve versterker te meten (detector).

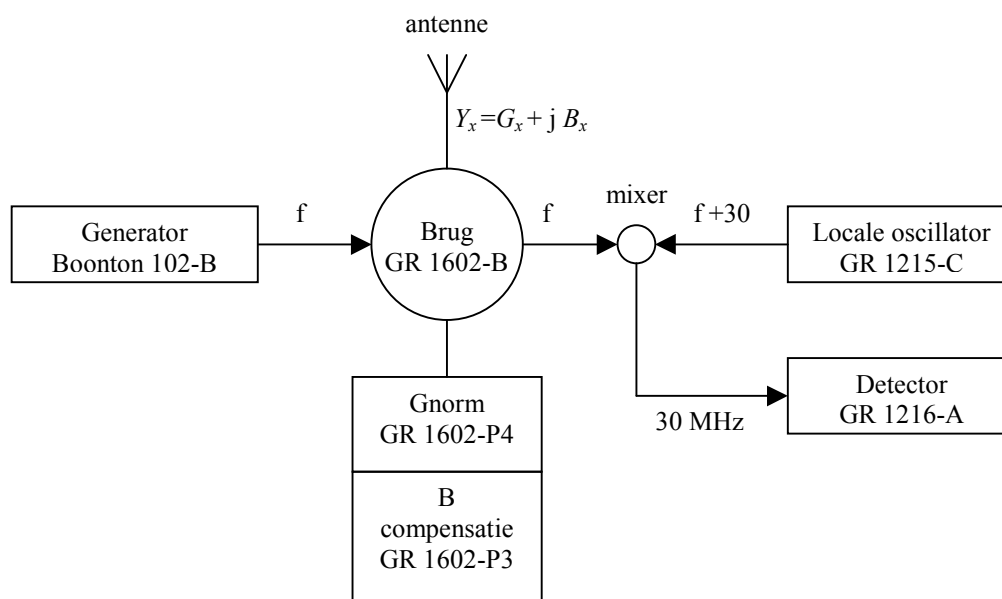


Fig. H-1 opstelling voor antenne-admittantiemeting.

De gemeten admittantie wordt sterk bepaald door de lengte van de aansluitkabel van de onbekende Y_x . Hiervoor moet worden gecorrigeerd. Eén methode houdt in dat voor iedere frequentie de elektrische lengte van de aansluitkabel precies een heel aantal halve golflengten wordt gemaakt mbv een variabele luchtlijn. Immers, dan vindt geen admittantietransformatie plaats! Deze methode is gebruikt bij de eerste serie metingen.

Deze methode is omslachtig. Eenvoudiger is het om de elektrische lengte van de aansluitkabel alleen bij 137,5 MHz te bepalen en de gemeten admittantie voor alle meetfrequenties te corrigeren, uitgaande van deze ene gemeten elektrische lengte. Aangenomen, dat de permittiviteit niet afhankelijk is van de frequentie in het meet-interval, dan is de elektrische lengte evenredig met de meetfrequentie (G-1). Deze laatste methode is gebruikt bij alle volgende metingen.

De meetwaarden (G_x , B_x en de waarde van de multiplier) worden ingevuld in een Excel-spreadsheet, waarbij automatisch correctie plaatsvindt voor de lengte van de meetkabel. De reflectiecoëfficiënt en de impedantie van de antenne (R_x en X_x afzonderlijk) worden in grafieken weergegeven. Als vergelijkingsmateriaal wordt ook de VSWR grafisch weergegeven, hoewel de VSWR niet veel zinnige informatie bevat.

De gebruikte formules zijn te vinden in Appendix-J en de Excel-file RQHA.xls.

Appendix I ingangsimpedantie en ruis antenneversterker

Hiervoor zal de HA137 (Harry's Antenne versterker voor 137 MHz) als voorbeeld worden genomen (fig. I-1).

Minimale ruis wordt verkregen bij een 'conjugate match' van de ingangstransistor, dwz. de bronweerstand R_s , die de transistor ziet, moet gelijk zijn aan de ingangsweerstand R_i van de transistor en de bronreactantie X_s moet tegengesteld zijn aan de ingangsreactantie X_i van de transistor. Deze situatie moet worden bereikt zonder aan de schakeling ruisende componenten (zoals weerstanden) toe te voegen. Bij veldeffect-transistoren is de ingangsimpedantie capacitief; de gate-source-capaciteit C_i van de BF981 staat parallel aan R_i . Compensatie wordt verkregen door parallelschakelen van een spoel. De BF981 met de compensatie L is een gedempte afgestemde parallel-kring. Bij de HA137 wordt bovendien een afgestemde ingangskring toegepast.

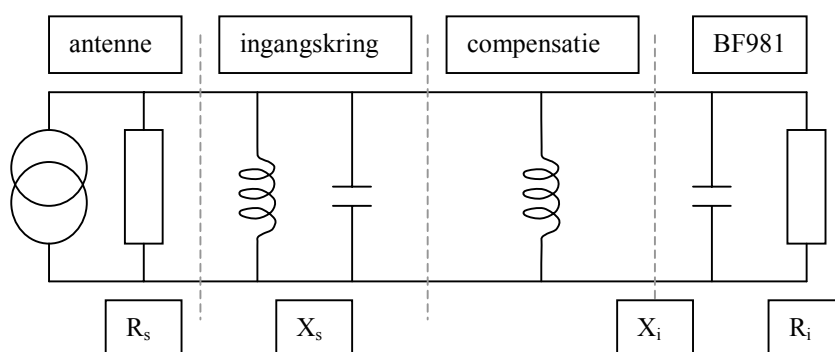


Fig. J-1 Antenne belast met een kring en een gecompenseerde BF981

Er staan dus twee afgestemde kringen parallel. De impedantie van antenne en afgestemde ingangskring is bij resonantie zuiver ohms en gelijk aan R_s . De BF981 met parallelle compensatie L is equivalent met R_i . Eisen voor minimale ruis zijn dus: resonantie (van beide kringen) en $R_s = R_i$.

Aan de eis $R_s = R_i$ is in de praktijk alleen te voldoen door omhoogtransformatie van de antenne-impedantie. Hiervoor kan een capacitieve deler worden gebruikt.

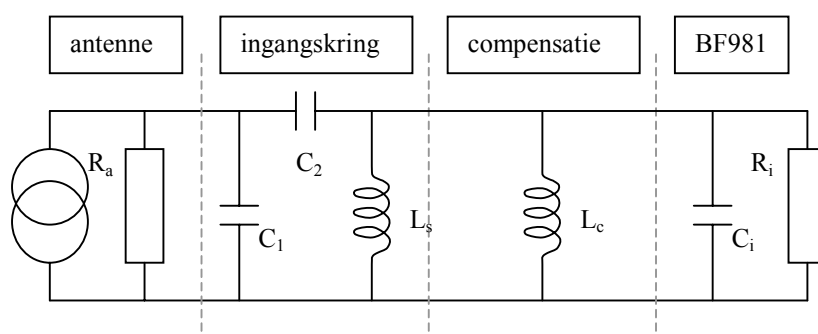


Fig. J-2 Antenne belast met een kring (met capacitieve deler) en een gecompenseerde BF981

Het ohmse deel van de bronimpedantie wordt bij de HA137 (alleen bij resonantie en bij benadering):

$$R_s = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_2} \right)^2 R_a = \left(\frac{39 + 12}{12} \right)^2 R_a = 18 R_a \quad (\text{I-1})$$

Voor een antenne-impedantie R_a van 50 - 75 Ω volgt R_s van 900 - 1355 Ω . Uit de specificaties van de BF981 blijkt, dat $G_i = G_{s,opt}$ tussen 100 en 200 MHz ongeveer constant is en 0,65 mA/V ($R_i = 1500 \Omega$); de $B_i = -B_{s,opt} = 1,75$ mA/V komt geheel voor rekening van $C_i = 2,1$ pF.

R_s is wat aan de lage kant tov. R_i of maw. de G_s is wat aan de hoge kant 1,1 - 0,7 mA/V. Gezien de steile helling voor $G_s < G_{s,opt}$ is het veiliger om G_s iets aan de grote kant te kiezen

Formule (I-1) is niet exact. De admittantie van het linker gedeelte van fig. J-2, de antenne en ingangskring is:

$$Y_k = \frac{1}{R_s} + j \left(\omega C_s - \frac{1}{\omega L_s} \right) \quad (I-2)$$

$$R_s = R' + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 R_a} \quad (I-3)$$

$$R' = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_2} \right)^2 R_a \quad (I-4)$$

$$C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \text{ factor} \quad (I-5)$$

$$\text{factor} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \frac{1}{1 + \omega^2 (C_1 + C_2)^2 R_a^2} \quad (I-6)$$

Als de antenne-impedantie R_a groot is tov. $(\omega C_2)^{-1}$ dan is R_s gewoon de opgetransformeerde R_a . Als de antenne-impedantie R_a ook groot is t.o.v. $(\omega C_1)^{-1}$ dan is de *factor* gelijk aan 1 en is C_s de serieschakeling van C_1 en C_2 .

De admittantie van de antenne-kring met gecompenseerde BF981 is eenvoudig uit (I-2) te halen:

$$Y = \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_i} \right) + j \left(\omega C_s + \omega C_i - \left(\frac{1}{\omega L_s} + \frac{1}{\omega L_c} \right) \right) \quad (I-7)$$

De beide kringen zijn samen te nemen tot één kring, waarin de C_i is opgenomen. De compensatie L_c kan dan worden weggelaten en de L_s van de ingangskring worden verdraaid, totdat er weer resonantie optreedt.

Resonantie treedt op voor $B = 0$, minimale ruis bij een 'conjugate match', d.w.z. voor:

$$j\omega C_i = - \left(j\omega C_s + \frac{1}{j\omega L_s} + \frac{1}{j\omega L_c} \right) \quad (I-8)$$

Dit is dezelfde voorwaarde als voor resonantie! Er zit echter een addertje onder het gras. Omdat in C_s (I-5) via de *factor* (I-6) R_a meespeelt, dient op resonantie te worden afgeregeld met R_a en de BF981 aangesloten. Dit is in de praktijk altijd het geval. Strikt genomen is de kring zelf (zonder antenne en BF981) niet precies in resonantie.

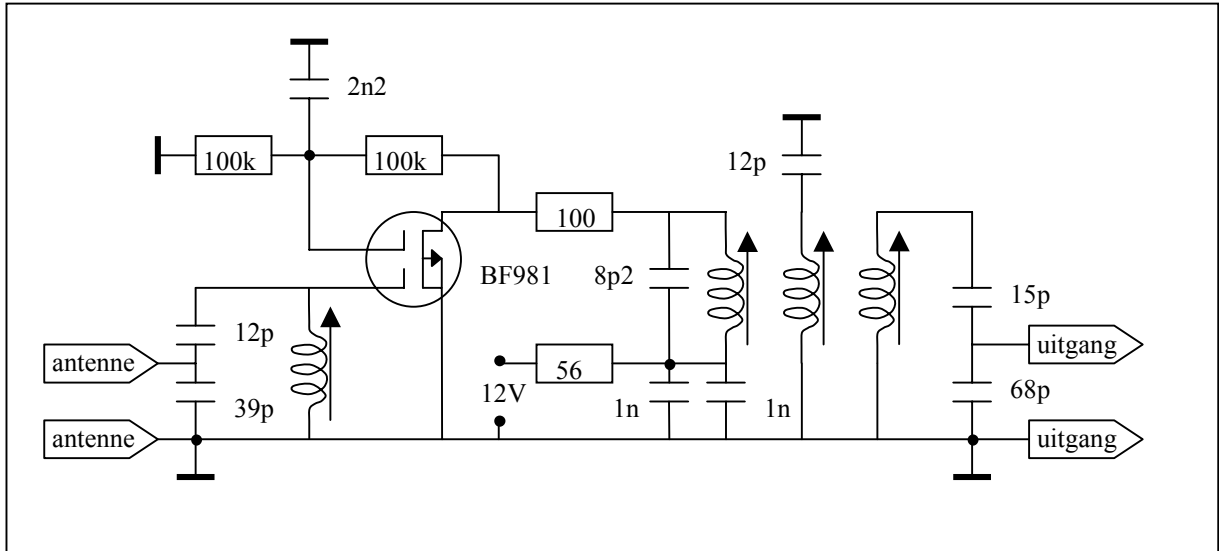


Fig. I-1 schema van de HA-137 antenneversterker (H.v.Deursen).

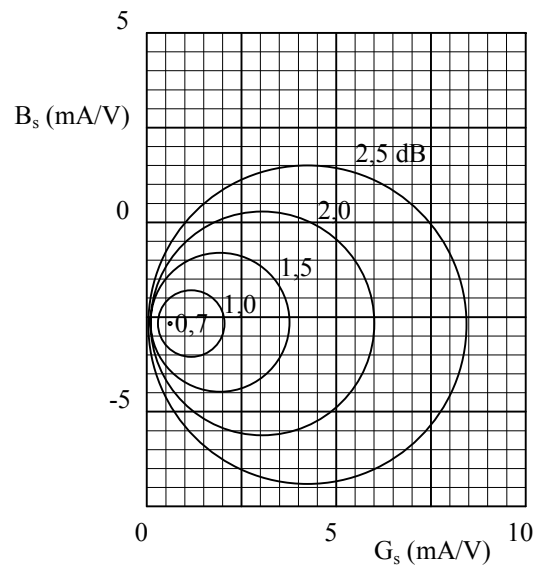
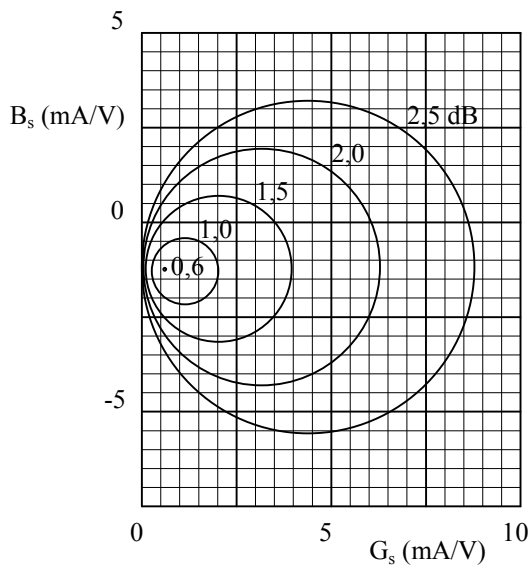


Fig. I-2 BF981 cirkels van constante ruis

$V_{DS} = 10 \text{ V}$

$V_{G2-S} = +4 \text{ V}$

$I_D = 10 \text{ mA}$

$f = 100 \text{ MHz}$

BF981 cirkels van constante ruis

$V_{DS} = 10 \text{ V}$

$V_{G2-S} = +4 \text{ V}$

$I_D = 10 \text{ mA}$

$f = 200 \text{ MHz}$

Appendix J analyse van meetgegevens, formules van RQHA.xls

Met de opstelling zoals beschreven in Appendix H wordt de onbekende admittantie gemeten op de plaats van de aansluiting op de admittantie-brug $Y_{x,norm}$ genormeerd op de norm-admittantie.

$$Y_{x,norm} = G_{x,norm} + jB_{x,norm} \quad (J-1)$$

Het is gebruikelijk om voor de norm-admittantie $Y_{norm} = G_{norm} = 20\text{mS}$ te nemen, overeenkomend met een reële impedantie $Z_{norm} = R_{norm} = 50 \Omega$ en het gehele meetsysteem uit te voeren met 50Ω kabels, connectoren, etc. Afgelezen worden de norm-conductantie, de norm-susceptantie en de multiplier, waardoor:

$$G_{x,norm} = \text{conductantie} \times \text{multiplier} \quad (J-2)$$

$$B_{x,norm} = \text{susceptantie} \times \text{multiplier}$$

Hieruit wordt de impedantie $Z_x = R_x + jX_x$ bepaald met:

$$R_x = \frac{G_{x,norm}}{G_{x,norm}^2 + B_{x,norm}^2} Z_{norm} \quad (J-3)$$

$$X_x = \frac{-B_{x,norm}}{G_{x,norm}^2 + B_{x,norm}^2} Z_{norm}$$

Nu willen we de antenne-impedantie weten, dwz op de plaats van de aansluiting van de kabel op de antenne (dat is bovenaan!) en niet bij de aansluiting op de meetbrug. Er moet gecorrigeerd worden voor de impedantie-transformatie door de gebruikte aansluitkabel, waarbij we moeten bedenken dat de admittantie-metbrug in feite de reflectie meet aan de antenne-aansluiting (de rest van de opstelling is immers 50Ω en reflectievrij).

Het is handiger om hier over te gaan van complexe impedantie naar complexe reflectiecoëfficiënt Γ .

$$\Gamma = \frac{Z - Z_{norm}}{Z + Z_{norm}} = \frac{R + jX - Z_{norm}}{R + jX + Z_{norm}} = \frac{R^2 - Z_{norm}^2 + X^2 + 2jX Z_{norm}}{(R + Z_{norm})^2 + X^2}$$

$$\text{Re}(\Gamma) = \frac{R^2 - Z_{norm}^2 + X^2}{(R + Z_{norm})^2 + X^2} \quad (J-4)$$

$$\text{Im}(\Gamma) = \frac{2X Z_{norm}}{(R + Z_{norm})^2 + X^2}$$

Nog handiger is het om over te gaan op polaire coördinaten:

$$\Gamma = \text{Re}(\Gamma) + j \text{Im}(\Gamma) = |\Gamma|(\cos \varphi + j \sin \varphi) = |\Gamma| \exp(j\varphi)$$

$$|\Gamma| = \sqrt{\text{Re}^2(\Gamma) + \text{Im}^2(\Gamma)} \quad (J-5)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(\Gamma)}{\text{Re}(\Gamma)}\right)$$

De correctie voor de aansluitkabel komt nu eenvoudig neer op een fase-correctie door toevoeging van een fasehoek δ aan de 'fase'-hoek φ van de reflectiecoëfficiënt:

$$\delta = 2 \cdot 2\pi l_e \quad (\text{J-6})$$

waarin l_e de elektrische lengte van de verbindingkabel is uitgedrukt in de golflengte (in de kabel), behorend bij de gebruikte frequentie f [Hz]:

$$l_e = \frac{l}{\lambda_e} = \frac{l f}{v} = \frac{l f}{\beta c} \quad (\text{J-7})$$

hierin zijn:

- l lengte in [m]
- v voortplantingssnelheid in de kabel in [ms^{-1}]
- β verkortings- of vertragingfactor tgv het diëlectricum van de kabel (tabel F-1)
- c lichtsnelheid 299793000 [ms^{-1}]

De extra factor 2 in (J-6) komt door het feit dat de gereflecteerde golf de kabel twee keer heeft doorlopen.

Wanneer de aansluitkabel bestaat uit twee stukken, ieder met een andere β , dan kunnen de elektrische lengten van beide stukken gewoon worden opgeteld:

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 = \frac{4\pi f}{c} \left(\frac{l_1}{\beta_1} + \frac{l_2}{\beta_2} \right) \quad (\text{J-8})$$

De reflectiecoëfficiënt tgv. de antenne, gecorrigeerd voor de lengte van de aansluitkabel, is nu:

$$\Gamma_a = |\Gamma| \exp(j(\varphi + \delta)) \quad (\text{J-9})$$

In de Γ -plot komt dit neer op een CCW-rotatie van de gemeten reflectiecoëfficiënt over een hoek δ .

Wanneer de aansluitkabel een niet te verwaarlozen verzwakking heeft, dan moet de gemeten reflectiecoëfficiënt ook nog voor deze verzwakking worden gecorrigeerd. In polaire coördinaten is dat betrekkelijk eenvoudig. Bij de admittantiemeting wordt de gereflecteerde golf vergeleken met de uitgezonden golf. De gereflecteerde golf heeft de aansluitkabel twee keer doorlopen, dus bij een verzwakking van α dB/m is het signaal $2 l \alpha$ dB verzwakt. Met de definitie voor de $\text{dB} = 20^{10} \log V_i/V_r$ volgt voor de correctie-factor:

$$\text{corr. fact.} = 10^{2\alpha l/20} = \exp\left(\frac{\ln 10}{10} \alpha l\right) = \exp \gamma \quad (\text{J-10})$$

Voor de verzwakking wordt dus gecorrigeerd door $|\Gamma|$ te vermenigvuldigen met deze factor. Wanneer de aansluitkabel bestaat uit twee stukken, ieder met een andere α , dan geeft ieder deel een correctie-factor:

$$\text{corr. fact.} = \exp\left(\frac{\ln 10}{10} \alpha_1 l_1\right) \cdot \exp\left(\frac{\ln 10}{10} \alpha_2 l_2\right) = \exp\left(\frac{\ln 10}{10} (\alpha_1 l_1 + \alpha_2 l_2)\right) = \exp \gamma \quad (\text{J-11})$$

hetgeen neerkomt op optelling van de verzwakkingen in dB³. De correctie voor de lengte van de aansluitkabel en de verzwakking van de kabel komt dus neer op een rotatie van de reflectiecoëfficiënt-vector in de Γ -plot resp. een verlenging van de Γ -vector:

$$\Gamma_a = |\Gamma| \exp(\gamma + j(\varphi + \delta))$$

$$\gamma = \frac{\ln 10}{10} (\alpha_1 l_1 + \alpha_2 l_2)$$

$$\delta = \frac{4\pi f}{c} \left(\frac{l_1}{\beta_1} + \frac{l_2}{\beta_2} \right)$$
(J-12)

Deze gecorrigeerde Γ_a wordt in de Excel-spreadsheet RQHA.xls gegeven. Voor de analyse is een impedantieplot duidelijker. Hiertoe moet de gecorrigeerde reflectie-coëfficiënt weer worden omgerekend:

$$Z_a = \frac{1 + \Gamma_a}{1 - \Gamma_a} Z_{norm} = R_a + jX_a$$

$$R_a = \frac{1 - \operatorname{Re}^2(\Gamma_a) - \operatorname{Im}^2(\Gamma_a)}{(1 - \operatorname{Re}(\Gamma_a))^2 + \operatorname{Im}^2(\Gamma_a)} Z_{norm}$$

$$X_a = \frac{2 \operatorname{Im}(\Gamma_a)}{(1 - \operatorname{Re}(\Gamma_a))^2 + \operatorname{Im}^2(\Gamma_a)} Z_{norm}$$
(J-13)

Deze reële en imaginaire delen van de antenne-impedantie worden in de Excel-spreadsheet RQHA.xls gegeven en kunnen dan vergeleken worden met de modelwaarden uit de simulatie (Appendix B).

Tot slot is het eenvoudig om uit de Γ_a de VSWR te halen:

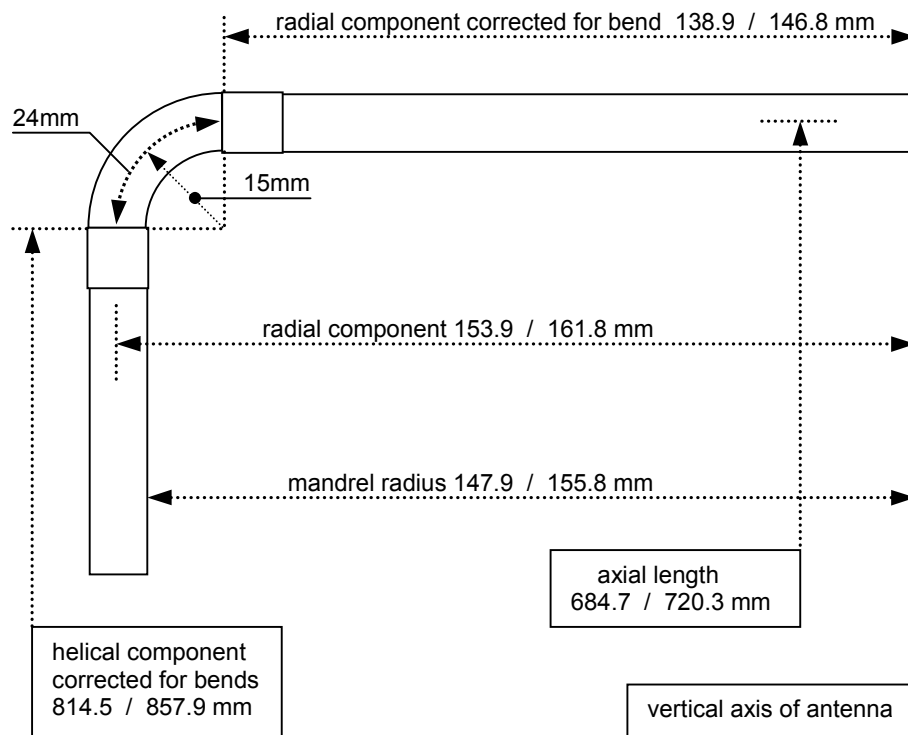
$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_a|}{1 - |\Gamma_a|}$$
(J-14)

Ook de VSWR wordt in de Excel-spreadsheet RQHA.xls gegeven voor wie gewend is om die te bekijken.

³ De verzwakking is frequentie-afhankelijk, in het beschouwde frequentiegebied ongeveer evenredig met de wortel uit de frequentie. Voor het betreffende kleine frequentie-interval is de verzwakking constant genomen.

Appendix K Dimensions van een RQHA-12 (in Engels).

- The small loop is fitted inside the large loop
- The axial distance between the large and the small loop is 18 mm at the top in the Delrin box and 18 mm at the bottom in the copper block (centre to centre if you like).
- The radial component length have to be adjusted to the construction that you make; the 'radial component length corrected for the bend', measured to the vertical antenna axis has to be what is in the table.
- The dimensions indicated are for the small / large loop respectively.
- **The diameter of the copper tube is 12 mm.**



If in doubt please mail to R.W.Hollander@iri.tudelft.nl