



M.H. Trompstraat 6
3601 HT Maarssen
Nederland
Tel: + 31 (0) 346 284004
Fax: + 31 (0) 346 283691
Email: info@totech.nl
Web: www.totech.nl
KvK: 30169033

De eindgevoede halve golf dipool (halve golf monopool). The Half-wave end-fed dipole (Half Wave monopole).

Eerste publicatie: 30 aug 2007

Versie 1.12, november 2015, Wim Telkamp

Dit document is slechts ter informatie geplaatst op de Website van TeTech en is bedoeld voor persoonlijk, niet commercieel gebruik. TeTech is niet aansprakelijk voor enige directe of indirecte schade voortvloeiende uit het gebruik van enig gegeven uit dit document. Kopiëren van dit document is toegestaan uitsluitend t.b.v. niet commercieel gebruik, mits in zijn geheel, ongewijzigd en voorzien van bronvermelding. Locatie <http://www.totech.nl/divers/HWmonopoleNL1.pdf>. Copyright (c) 2006-2015, TeTech.

This document has been translated by Joe Buddingh, VK2JHB, member of the Westlakes Amateur Radio Club Inc. It is available on request, however it isn't updated for several years

Samenvatting.

Veel mensen zijn vertrouwd met de halve golf dipool. Zijn stralingsweerstand ($Re(Z_i)$) is niet erg afhankelijk van de stralerdikte, en makkelijk te voeden vanuit 50 of 75 Ohm kabel. In diverse gevallen is voeden in het midden echter niet optimaal en dan biedt de halve golf monopool een oplossing.

De halve golf monopool (of eindgevoede dipool), heeft een stroomverdeling die nagenoeg overeenkomt met die van de middengevoede halve golf dipool. De stralingsweerstand ($Re(Z_i)$) is echter aanzienlijk hoger dan die van de halve golf dipool, en sterk afhankelijk van de stralerdikte (draaddikte) en lengte.

In dit document worden de eigenschappen van de halve golf monopool behandeld, de voordelen ervan als het aankomt op common mode aspecten en verliezen in ground netwerken. In veel gevallen stelt de halve golf monopool minder eisen aan (kunstmatige) ground/tegen capaciteit (t.o.v. bijv kwart golf monopool).

De stralingsweerstand van de halve golf monopool kan variëren van grofweg 100 Ohm (dikke straler) tot 10 kOhm (dunne straler over grondvlak, bijv NVIS antenne). Indien in geval van een halve golf dipool de stralingsweerstand afneemt ten gevolge van obstakels (bijv grondvlak), dan neemt die van de halve golf monopool (of hele golf dipool) juist toe.

Vanwege de afwijkende impedantie ten opzichte van coaxiale kabels, en de hogere spanning in het voedingspunt, wordt ook aandacht besteed aan: hoe om te gaan met

de hoge spanning, aanpassingsnetwerken en het afregelen van antenne en aanpassingsnetwerk. De afregelprocedure wijkt nogal af van die van de halve golf dipool.

Voorts wordt aangegeven welke polarisatie het meest geschikt is om een bepaalde elevatie te krijgen met maximaal EIRP t.b.v. ionosferische propagatie. Er blijkt dat in geval van lage beschikbare antenne opstelhoogte verticale polarisatie de voorkeur heeft indien maximaal EIRP onder geringe elevatie gewenst is.

Inhoudsopgave.

1. Inleiding.	4
2. Eigenschappen van de halve golf monopool.	5
2.1. De basisgedachte.	5
2.2. De Dipoolvarianten.	6
2.2.1. De halve golf dipool:	7
2.2.2. De hele golf dipool.	7
2.2.3. De halve golf monopool/dipool over grondvlak.	9
2.2.4. De halve golf monopool zonder grondvlak.	10
2.3. De verkorte halve golf monopool.	12
2.4. Enkele praktische voorbeelden.	13
2.4.1. Eindgevoede halve golf dipool voor 3.6 MHz (verticaal aan vlieger), 1mm draaddikte, over goed geleidend grondvlak.	13
2.4.2. Eindgevoede halve golf dipool (20mm dik) voor 145 MHz op mast.	14
2.4.3. Eindgevoede halve golf dipool (5mm dik) voor 2.45 GHz op relatief groot Aluminium grondplaatje.	14
2.5. Samenvatting halve golf monopool.	15
3. Eigenschappen van de halve golf monopool parallel aan een grondvlak.	16
3.1. Inleiding.	16
3.2. De karakteristieke impedantie van de lijn bij aanwezigheid van het grondvlak.	16
3.3. De stralingsweerstand ten gevolge van de aanwezigheid van het grondvlak.	18
3.4. Strips (Ribbon) of ronde geleiders.	19
3.5. Samenvatting eind gevoede halve golf dipool (of hele golf dipool) over grondvlak.	19
4. Common mode aspecten van de halve golf monopool.	21
4.1. Inleiding.	21
4.2. Stromen in de kwart golf "Ground Plane Antenne".	21
4.3. Stroomverdeling in de halve golf "Ground Plane Antenne".	24
4.4. "korte" radialen of draden als tegencapaciteit.	26

4.5.	<i>Conclusie mantelstroom en halve golf monopoolstralers.</i>	29
5.	Afregelen en Aanpassen.	30
5.1.	<i>Inleiding.</i>	30
5.2.	<i>Het bepalen van de stralerlengte.</i>	30
5.3.	<i>Enkele praktische hints bij het meten van de common mode stroom.</i>	32
5.4.	<i>Aanpassing.</i>	33
5.5.	<i>Bandbreedte aspecten en "geavanceerde methoden".</i>	37
6.	Tips ten aanzien van het ontwerp van antennes en componenten, met nadruk op HF gebruik.	39
6.1.	<i>Isolatiematerialen.</i>	39
6.2.	<i>Condensatorformules.</i>	42
6.3.	<i>Spoelformules.</i>	44
6.4.	<i>Gebruik van de formules.</i>	45
7.	Hoogspanningsaspecten.	46
7.1.	<i>Parallele platen condensator.</i>	46
7.2.	<i>Luchtinsluiting.</i>	48
7.3.	<i>Doorslagsterkte materialen.</i>	50
7.4.	<i>Randeffect (Edge, or Field Fringe effect).</i>	51
7.5.	<i>Kruip, lekpad (creepage).</i>	54
7.6.	<i>Een rekenvoorbeeld 30pF/1kV condensator.</i>	58
7.7.	<i>Eindeffect bij draden (end-effects).</i>	59
7.8.	<i>Spoelen.</i>	60
7.9.	<i>Samenvatting:</i>	62
8.	Ontwerpvoorbeelden.	63
8.1.	<i>Half-wave end-fed antenna for 2m band (English only).</i>	63
8.2.	<i>Half-wave end-fed whip antenna for 2m band (English only).</i>	72
8.3.	<i>"Wide Band" thin wire antenna for 10 m and 11 m CB band.</i>	75
9.	Keuze polarisatie (verticaal of horizontaal).	80
9.1.	<i>Inleiding.</i>	80
9.2.	<i>¿Verticaal geeft de laagste afstralingshoek (ToA)?</i>	81
9.3.	<i>Conclusie.</i>	86
9.4.	<i>Grondgolfpropagatie in VHF- en UHF-gebied.</i>	86
10.	Slot.	88

1. Inleiding.

De halve golf dipool is een veel gebruikte antenne, bij veel mensen bekend en goed gedocumenteerd. De impedantie bij resonantie bedraagt, afhankelijk van de lengte/diameter verhouding in orde van 40..65 Ohm waardoor deze makkelijk te gebruiken is met coaxiale kabels (mits een balun gebruikt wordt).

Er zijn echter ook veel gevallen waarbij asymmetrische voeding de voorkeur heeft. Denk aan sprietantennes gemonteerd op voertuigen of masten, draden gevoed vanaf een mast of hoog gebouw, halve golf patch antennes op PCB, etc. De kwart golf straler en sleeve dipool worden vanwege hun gunstige impedantie vaak gebruikt. Aan de kwart golf straler kleeft het nadeel van de "mantelstroom" (common mode stroom, retourstroom). Deze is even groot als de voedingstroom en straalt. De uiteindelijke eigenschappen van de gehele antenne zijn daardoor sterk afhankelijk van hoe de retourstroom loopt (via grondvlak, zijradialen, kabelmantel, behuizing, etc).

De halve golf monopool (of eindgevoede dipool) is een alternatief. Door de hogere ingangsimpedantie is de voedingstroom lager en daarmee ook de retourstroom. Deze kan zo laag zijn, dat het niet bezwaarlijk is om deze via de kabelmantel of mast te laten lopen (zoals bij de halve golf verticale spriet voor CB [27 MHz band], "ringo" antenne en de J-pole [voor 2m]).

Doordat de stroomverdeling in de halve golf monopool nagenoeg gelijk is aan die van de halve golf dipool en het aandeel van de mantelstroom meestal klein is, is het stralingsdiagram (en daarmee de gain) nagenoeg gelijk aan die van de halve golf dipool.

In tegenstelling tot de halve golf dipool, is de ingangsimpedantie van de halve golf monopool sterk afhankelijk van de dikte van de straler en is de benodigde verkortingsfactor groter dan van een even dikke dipool. In bepaalde gevallen is de bandbreedte in orde van 30% groter (ten opzichte van een halve golf dipool).

Dit document behandelt de halve golf dipool en verschaft informatie ten behoeve van experimenteren en ontwerp van halve golf monopool antennes.

2. Eigenschappen van de halve golf monopool.

2.1. De basisgedachte.

De Halve Golf dipool kan men zien als twee stukken verliesgevend transmissielijn (met lengte 0.25λ) waartussen zich de signaalbron bevindt, In figuur 1A is dit weergegeven. De verliezen in de lijnstukken ontstaan door straling en zijn gemodelleerd als $0.5 \cdot R_{rad}$. De karakteristieke impedantie komt overeen met die van een coaxiale kabel met een buitendiameter van 0.25λ en binnendiameter gelijk aan de diameter van de geleiders waaruit de dipool is opgebouwd. De diameter van de denkbeeldige coax structuur is gebaseerd op de uitbreidingsafstand van het reactieve E- en H-veld.

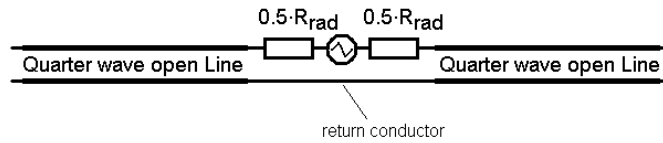
In werkelijkheid is er geen retourgeleider zoals in de figuur getekend is (return conductor). De E-veldlijnen steken rechtstreeks over van het linkerlijnstuk naar het rechterlijnstuk en het H-veld loopt om de geleiders heen.

In figuur 1B is de situatie voor de eindgevoede dipool weergegeven (halve golf monopool). De ingangsimpedantie bij resonantie (dus reëel) kan men vinden m.b.v. de kwart golf transformator formule ($R_i \cdot R_{rad} = Z_0^2$), zie ook figuur 1C. Zolang R_{rad} niet wijzigt, verandert ook de Q factor van de transmissielijnresonator niet.

De Z_0 van de lijn bedraagt in orde van honderden Ohms terwijl R_{rad} in orde van 40..73 Ohm bedraagt. De bron in figuur 1B zal daardoor een reële impedantie zien $\gg 50$ Ohm (formule figuur 1C). Dit verklaart onmiddellijk de hoge ingangsimpedantie van de halve golf straler (of hele golf dipool). Het gedrag van een halve golf resonator (of kortgesloten kwart golf resonator) komt overeen met dat van een parallelresonantiekring (voor niet te grote afwijkingen van de resonantiefrequentie).

Transmission Line Model for Half-Wave monopole and Half-Wave Dipole

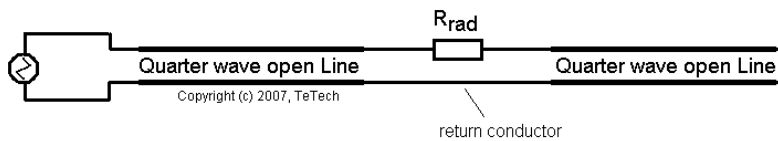
A Model for HW dipole



$$R_{rad} = 40 \dots 73 \text{ Ohm}$$

$$Z_{0_line} \approx 138 \cdot \log\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d_{wire}}\right)$$

B Model for HW monopole



$$R_{rad} = 40 \dots 73 \text{ Ohm}$$

(no ground plane)

$$R_{rad} = 53 \dots 97 \text{ Ohm}$$

(perfect conduct. ground plane)

The Transmission lines do not radiate. All radiation effects are in the radiation resistance.

HW monopole input impedance can be found with the Quarter Wave transmission line transformer formula ($Z_I \cdot Z_L = Z_0^2$):

$$\text{c} \quad Z_{Res_HW_monopole} = \frac{(Z_{0_line})^2}{R_{rad}} \quad Q = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{Z_{0_line}}{0.5 \cdot R_{rad}}$$

Please note: R_{rad} can change significantly because of presence of (for example) a groundplane parallel to the antenna (as with NVIS antennas). This affects both Q (so Bandwidth) and input impedance.

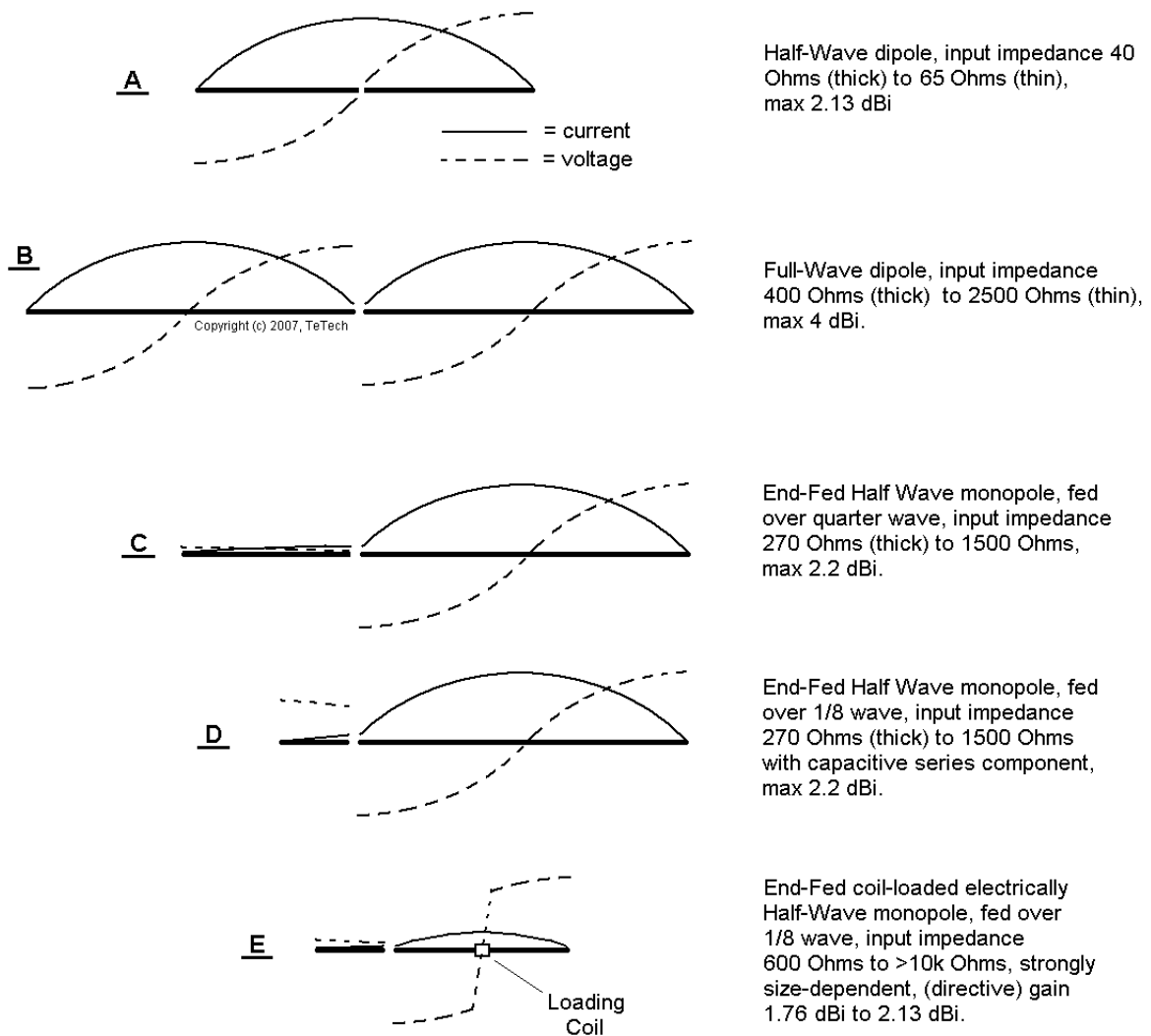
Figuur 1: Transmissielijnmodel voor halve golf dipool en halve golf monopool.

2.2. De Dipoolvarianten.

We kunnen in het kader van de halve golf monopool 4 varianten onderscheiden:

1. De halve golf dipool
2. De hele golf dipool
3. De halve golf dipool/monopool over oneindig of zeer groot grondvlak
4. De halve golf dipool/monopool zonder grondvlak, of met enkele radialen

current/voltage distributions of various wire antennas



Figuur 2: Stroomverdeling voor diverse draadantennes.

2.2.1. De halve golf dipool:

De stroomverdeling is weergegeven in figuur 2A. voor verdere behandeling wordt verwezen naar: <http://www.tetech.nl/divers/NVISantenneNL1.pdf>.

2.2.2. De hele golf dipool.

Figuur 2B toont de stroomverdeling. Twee dicht bij elkaar geplaatste halve golf dipolen hebben dezelfde stroom- en spanningsverdeling en daarmee hetzelfde stralingsdiagram en gain (4 dBi) als een hele golf dipool. Door de capacitieve koppeling tussen de einden in het midden, moet men ze t.b.v. resonantie wel ietsje korter maken dan een vrijstaande halve golf dipool.

Door het bij elkaar plaatsen van de twee dipolen neemt de stralingsweerstand van de beide dipolen met ongeveer 30% toe. De lijnimpedantie (Z_0) blijft gelijk waardoor de bandbreedte met 30% toeneemt (ten opzichte van de halve golf dipool, zie figuur 1C). Het bandbreedte voordeel verdwijnt indien de dipolen verder uit elkaar geplaatst worden (bijv zoals bij een 1.25λ dipool).

Voor de ingangsimpedantie geldt bij benadering (d is diameter van antennegeleiders, Q = kwaliteitsfactor van de hele golf dipool):

$$Z_{Res_FWdip} \approx 460 \cdot \log^2\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right) \quad [Ohm]$$

$$Q_{FWdip} \approx 2.7 \cdot \log\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right) \quad []$$

Deze formules zijn bepaald door gebruik te maken van het basisprincipe (dipool stralingsweerstand en kwart lambda transformator formule). Met bovenstaande formules kan men een LCR equivalent opzetten (alleen geldig rondom de resonantiefrequentie). Figuur 3 toont het LCR equivalent. Aan de hand van de Q-factor, Z_{res} en centerfrequentie kan men L en C bepalen (zie figuur 3 voor de formules).

Met behulp van:

$$BW_{vswr=2} = 0.71 \cdot \frac{f_0}{Q} \quad [Hz]$$

geldt voor de relatieve bandbreedte:

$$\frac{BW_{FWdip, vswr=2}}{f_c} \approx \frac{0.27}{\log\left(\frac{\lambda}{4 \cdot d}\right)} \quad [Hz / Hz]$$

Opmerking:

Bij deze formules is uitgegaan van een dipoolimpedantie bij voeden in het midden van 60 Ohm (voor een enkele vrijstaande dipool). Dit is een gemiddelde waarde. Indien men echter zeer dikke stralers heeft, zijn deze aanzienlijk korter dan 0.5λ . Het gevolg is dat het product van lengte·stroom aanzienlijk lager is. Er wordt dus minder veld geproduceerd en daardoor minder vermogen uitgestraald. Dit leidt tot een lagere dipoolimpedantie dan 60 Ohm.

Het gevolg is dat in werkelijkheid de eindgevoede impedantie en Q-factor hoger uitvalt (dan op grond van de resultaten met deze formules, zie formules in figuur 1C). De ontwerper dient daar rekening mee te houden indien hij antennes ontwerpt waarvoor $le/d < 100$ (of $le/d < 50$ voor monopool) is.

Andersom zal voor een antenneontwerp met zeer grote le/d de bandbreedte en impedantie (op basis van deze formules) iets te laag uitvallen.

Omwille van de overzichtelijkheid van de formules is besloten om de variatie in dipoolstralingsweerstand als functie van de feitelijke resonantielengte niet in de formules op te nemen.

Ten gevolge van eindeffect is de resonantielengte ietwat korter dan de vrije veld golflengte. Onderstaande formule kan men als indicatie gebruiken voor de daadwerkelijke (elektrische) lengte van de hele golf dipool.

$$\frac{l_{FWdipole}}{\lambda} \approx 1 - 0.093 \cdot \frac{1}{\sqrt{\log(l_e/d_{wire}) - 1.2}}$$

In tegenstelling tot eerdere formules, is bovenstaande indicatieve formule een "curve fitting" over grafische resultaten volgens methode Hallén en gegevens uit "Experimentally Determined Impedance Characteristics of Cylindrical Antennas", G.H. Brown, O.M. Woodward, jr. Deze formule is bruikbaar voor $l_e/d > 18$ en voor niet geïsoleerde geleiders.

De daadwerkelijke lengte wordt beïnvloed door de afstand tussen de twee uiteinden en de manier van voeden en aanwezige isolatie. Bij uiteinden die zeer dicht bij elkaar zitten, dienen de dipoolhelften verder ingekort te worden.

Als u deze formules gebruikt voor een monopool over oneindige grond, is de ingangsimpedantie de helft en dient u de monopool lengte ($l_{e_{monopole}}$) te verdubbelen alvorens in te vullen in de lengtecorrectie formule, zie volgende paragraaf

2.2.3. De halve golf monopool/dipool over grondvlak.

Als we uitgaan van een goed zeer groot geleidend grondvlak, kunnen we gebruik maken van spiegeltheorie/symmetrie. Een helft van de dipool wordt vervangen door het grondvlak. Het stralingsdiagram en stroomverdeling blijven gelijk. Alleen vervalt de straling beneden / achter het grondvlak. Over een oneindig goed geleidend grondvlak bedraagt de gain 7 dBi.

Voor de ingangsimpedantie geldt:

$$Z_{Res_HWmonoGND} \approx 230 \cdot \log^2\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right) \quad [Ohm]$$

De Q factor bedraagt:

$$Q_{HWmonoGND} \approx 2.7 \cdot \log\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right) \quad []$$

De relatieve bandbreedte bedraagt:

$$\frac{BW_{HWmonoGND, VSWR=2}}{f_c} \approx \frac{0.27}{\log\left(\frac{\lambda}{4 \cdot d}\right)} \quad [Hz / Hz]$$

Onderstaande empirische formule kan men gebruiken als indicatie voor de elektrische lengte van de halve golf monopool (bruikbaar voor $le/d > 9.5$):

$$\frac{le_{HWmonoGND}}{0.5 \cdot \lambda} \approx 1 - 0.093 \cdot \frac{1}{\sqrt{\log(2 \cdot le/d_{wire}) - 1.2}}$$

De monopool/dipool discussie.

Kijkende naar het uiterlijk, is sprake van een monopool. Kijk je echter naar de ladingsuitwisseling/stroomverdeling, dan vindt ladingsuitwisseling voornamelijk plaats tussen de onderzijde en bovenzijde van de monopool (hoogste stroom in het midden, net als bij een halve golf dipool). De ladingsuitwisseling met het grondvlak is gering. Voor dunne halve golf monopolen is de stroom welke naar het grondvlak gaat in orde van een factor 5 lager dan de stroom in het midden van de antenne. Elektrisch gezien kan men daardoor spreken van een eindgevoede dipool.

2.2.4. De halve golf monopool zonder grondvlak.

Figuur 2C geeft de stroomverdeling weer van een eindgevoede dipool waarbij in plaats van een grondvlak een kwart golflijnstuk toegevoegd is. De linkerzijde van de bron kijkt in een laagohmige impedantie (in orde van 35 Ohm), terwijl de rechterzijde de hoogohmige eindgevoede dipool ziet.

De stroom door het kwartgolfstuk is in de praktijk veel lager dan de stroom in het midden van de halve golf straler. Dit kwartgolf stuk beïnvloedt het stralingsdiagram van de dipool nagenoeg niet. Het stralingsdiagram van deze constructie komt daardoor nagenoeg overeen met dat van een halve golf dipool (en niet met dat van een hele golf dipool). De stralingsweerstand bij in het midden voeden van de halve golf dipool blijft gelijk aan die van een dipool zonder het (dan losse) kwartgolf stuk links van de halve golf dipool. De ingangsimpedantie en Q factor is wat hoger (ten opzichte van de halve golf monopool over grondvlak).

De formules:

$$Z_{Res_HWmono} \approx 310 \cdot \log^2\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right) \quad [Ohm]$$

$$Q_{HWdip} = Q_{HWmono} \approx 3.6 \cdot \log\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right)$$

De bandbreedte volgt uit:

$$BW_{vswr=2} = 0.71 \cdot \frac{f_0}{Q} \quad [Hz]$$

De relatieve bandbreedte bedraagt:

$$\frac{BW_{HW_{mono}, VSWR=2}}{f_c} \approx \frac{0.20}{\log\left(\frac{\lambda}{4 \cdot d}\right)} \quad [Hz / Hz]$$

Onderstaande empirische formule kan men gebruiken als indicatie voor de elektrische lengte van de halve golf monopool (bruikbaar voor $le/d > 9.5$):
Bij gebruik van een mast zal de lengte iets groter uitvallen:

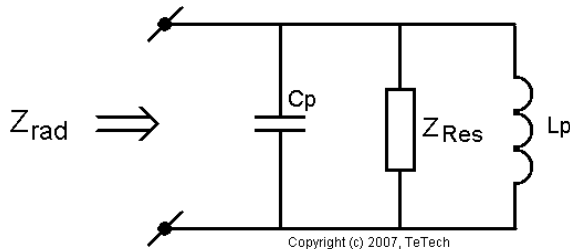
$$\frac{le_{HW_monop}}{0.5 \cdot \lambda} \approx 1 - 0.093 \cdot \frac{1}{\sqrt{\log(2 \cdot le/d_{wire}) - 1.2}}$$

Tegencapaciteit.

Om de eindgevoede halve golf dipool (monopool) goed te laten werken is een tegencapaciteit vereist. Als de bron op zijn rechteraansluiting momentaan 1 A levert, moet er links van de bron 1 A naar binnen gaan. Zolang de impedantie van de linkertak maar veel kleiner is dan die van de halve golf monopool, is er niets aan de hand. Figuur 2D toont de stroomverdeling voor een tegencapaciteit (counterpoise) van 0.125λ . De stroom in de linkertak is even groot, alleen de spanning is toegenomen vanwege de hogere impedantie (capacitief) ten opzichte van de 0.25λ tegencapaciteit. Zie ook hoofdstuk 4.

Circuit Model for Half-Wave Monopole and Full-Wave Dipole

Impedance, Quality factor (Q) and Bandwidth relations for the HW monopole, HW monopole over infinite Ground and FW dipole.



$$Z_{Res_HWmono} \approx 310 \cdot \log^2 \left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d} \right)$$

$$Z_{Res_FWdip} \approx 460 \cdot \log^2 \left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d} \right)$$

$$Z_{Res_HWmono_inf\ GND} \approx 230 \cdot \log^2 \left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d} \right)$$

$$Q_{HWdip} = Q_{HWmono} \approx 3.6 \cdot \log \left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d} \right)$$

Z_{res_xx} has a real (Ohmic) value
HW = half-wave, FW = full-wave

$$Q_{FWdip} = Q_{HWmono_inf\ GND} \approx 2.7 \cdot \log \left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d} \right)$$

$$BW_{VSWR=2} = 0.71 \cdot \frac{f_c}{Q}$$

Quality factor relations for the parallel resonant circuit.

$$Q_{PAR} = \frac{Z_{RES}}{X_P} = \frac{Z_{RES}}{\omega \cdot L_P} = \omega \cdot Z_{RES} \cdot C_P$$

Note:

Total antenna impedance (Z_{ant}) is sum of radiator impedance (Z_{rad}) and ground system impedance (Z_{gnd}). With a half-wave radiator it is mostly easy to realize $Z_{ant} \gg Z_{gnd}$, so $Z_{ant} \approx Z_{rad}$.

The formulas do not account for ground or other objects parallel to the radiator (as in a horizontal oriented dipole close to ground, for example NVIS antennas).

Figuur 3: LCR model voor hele golf dipool en halve golf monopool.

2.3. De verkorte halve golf monopool.

Het verkorten van een halve golf dipool heeft tot gevolg dat de stralingsweerstand afneemt en dat een inductie en/of capacatieve eindplaten nodig zijn om het geheel in resonantie te krijgen. Figuur 2E geeft de stroom- en spanningsverdeling weer van een verkorte halvegolf monopool met spoel in het midden.

Om de symmetrie te handhaven, dienen spoelen en/of helix constructies symmetrisch ten opzichte van het midden van de dipool/monopool geplaatst te worden. Stel dat

men de spoel uiterst links (figuur 2E) aanbrengt, dan ontstaat een geheel andere stroomverdeling welke niet meer lijkt op die van een verkorte dipool.

De stralingsweerstand (verliezen niet meegerekend), hangt af van hoe de stroomverdeling langs de dipool is. Als vuistregel kan men aanhouden:

Als de stralingsweerstand in geval van voeden in het midden met een factor 2 afneemt, neemt de stralingweerstand in geval van voeden aan het eind met een factor 2 toe.

Dit volgt ook uit de kwartgolf transformatieformule. Op basis van een LCR model kan men ook zien dat de resonantie-impedantie van een parallelkring toeneemt als eventueel verlies in serie met L of C afneemt.

De hoge stralingsweerstand kan problemen opleveren met het voeden van de antenne. De ontwerper dient kritisch te kijken naar mogelijke diëlectrische doorslag en diëlectrische verliezen.

Voor wat betreft de bandbreedte kan men aanhouden:

Verdubbeling van stralingsweerstand in geval van voeden aan het eind, geeft halvering van bruikbare bandbreedte.

De verkorte halve golf monopool gedraagt zich hierin niet anders als de verkorte halve golf dipoolvariant.

Ohmse verliezen in de verkorte halve golf dipool leiden tot een toename van de totale ingangsimpedantie (=Rrad+ Rloss). Bij de Halve golf monopool leiden ohmse verliezen juist tot afname van de totale ingangsimpedantie. Dit kan men afleiden met behulp van de kwart lambda transformator, maar ook met een LCR parallelkring waarbij men wat serieweerstand aanbrengt in de spoel.

Stel men maakt een dipool van ijzerdraad (magnetisch). Uit meting (of berekening) blijkt dat de resonantie-impedantie bij voeden in het midden 120 Ohm bedraagt. Dit betekent dat ongeveer 50% van het elektrisch vermogen in warmte omgezet wordt (de verliesweerstand blijkt rond de 60 Ohm). Stel dat men nu deze dipool als monopool wenst te gebruiken, dan zal de eindgevoede weerstand een factor twee lager liggen dan op grond van de formules.

2.4. Enkele praktische voorbeelden.

De bedoeling van deze paragraaf is om vertrouwd te raken met de formules en wat men in de praktijk kan verwachten. Probeer de getallen zelf na te rekenen.

2.4.1. Eindgevoede halve golf dipool voor 3.6 MHz (verticaal aan vlieger), 1mm draaddikte, over goed geleidend grondvlak.

$\lambda = 83.33 \text{ m}$, $d = 1 \text{ mm}$, $L_e/d = 40/1 \text{ m} = 40 \text{ k}$ (80k als het een hele golf dipool was geweest).

Z_{in} bij resonantie = 4.3 kOhm (reëel dus 650Vrms bij 100W input)

Q-factor = 11.7

$BW_{SWR=2} = 218$ kHz.

Lengte = $0.952 \cdot 0.5 \cdot \lambda = 39.66$ m (in geval van geïsoleerd draad, is extra verkorting nodig).

Indien de kabelmantel niet aangesloten is op en of andere vorm van ground, bedraagt de common mode stroom in de mantel in orde van 0.15A, de stroom in het midden van de draad bedraagt in orde van 1.3A. De mantelstroom ligt ongeveer 19 dB lager ten opzichte van een kwartgolf straler.

Het plaatsen van een common mode choke dicht bij het voedingspunt heeft alleen zin indien de retourstroom via een andere weg kan lopen (bijv hekwerk, aardelektrode, gronddraad, etc).

2.4.2. Eindgevoede halve golf dipool (20mm dik) voor 145 MHz op mast.

$\lambda = 2.07$ m, $d = 20$ mm, $L_e/d = 1/20$ mm = 50 (100 voor full wave dipole)

Z_{in} bij resonantie = 620 Ohm (reëel dus 250Vrms bij 100W input)

Q-factor = 5.1

$BW_{SWR=2} = 20$ MHz.

Lengte = $0.90 \cdot 0.5 \cdot \lambda = 0.93$ m

Common mode current in de mast zal rond $250/620 = 0.40$ A bedragen. De stroom in midden straler = $\sqrt{100/55} = 1.35$ A). De common mode stroom bedraagt nu -10dB van de stralerstroom. De straling van de mast/kabel t.g.v. de common mode stroom is nu niet meer verwaarloosbaar. Hier zouden twee radialen op zijn plaats zijn om het grootste deel van de common mode stroom via de radialen te laten lopen. Doordat deze tegen elkaar in lopen, is het aandeel in het verre veld stralingsdiagram van die 2 radialen minimaal.

2.4.3. Eindgevoede halve golf dipool (5mm dik) voor 2.45 GHz op relatief groot Aluminium grondplaatje.

$\lambda = 122$ mm, $d = 5$ mm, $L_e/d = 61/5$ mm = 12.

Le zal aanzienlijk korter uitvallen vanwege de geringe l_e/d verhouding waardoor l_e/d in feite kleiner uitvalt (één keer itereren is meestal voldoende).

Z_{in} bij resonantie = 142 Ohm (reëel dus 120Vrms bij 100W input)

Q-factor = 2.1

$BW_{SWR=2} = 800$ MHz.

Lengte = $0.78 \cdot 0.5 \cdot 122$ mm = 48mm

Enige overdenking met betrekking tot geldigheid formules.

Stel dat we een halve golf dipool zouden hebben van 48mm, dan zou deze bij 1A ingangsstroom aanzienlijk minder uitstralen dan dat deze 62mm lang zou zijn. Het

product van lengte-stroom is aanzienlijk lager (in orde van factor 1.25). Dit betekent dat de stralingsweerstand als halve golf dipool eveneens lager uit zal vallen. Men kan in orde van $73 \cdot (1/1.25)^2 \cdot 1.64/1.6 = 48$ Ohm verwachten.

In alle formules voor bandbreedte en impedantie is uitgegaan van 60 Ohm dipoolimpedantie. Doordat de stralingsweerstand (middengevoed) een factor 0.8 van 60 Ohm bedraagt, is de eindgevoede weerstand factor $1/0.8 = 1.25$ hoger (dus rond 180 Ohm). De Q_factor is daardoor ook een factor 1.25 hoger (dus rond 2.6 met een bandbreedte van 640 MHz).

Kortom, pas de genoemde formules niet klakkeloos toe, maar kijk of de basisgedachte achter de formules (halve golf stralingsweerstand en kwart golf transformatormodel) nog wel opgaat.

2.5. Samenvatting halve golf monopool.

De ingangsimpedantie van de eind gevoede halve golf dipool (monopool) kan bepaald worden aan de hand van de stralingsweerstand van de halve golf dipool (middengevoed) en de denkbeeldige karakteristieke impedantie van de geleiders waaruit de dipool opgebouwd is.

De ingangsimpedantie van zowel de hele golf dipool, halve golf dipool over ground en halve golf eindgevoede dipool is sterk afhankelijk van de verhouding lengte/diameter. In de praktijk kan de resonantie-impedantie liggen tussen pakweg 100 Ohm (kleine l/d) en 10 kOhm (grote l/d).

De fysieke lengte van de halve golf eind gevoede antenne voor resonantie is wat minder dan op grond van de fysieke lengte voor een halve golf dipool verwacht wordt.

3. Eigenschappen van de halve golf monopool parallel aan een grondvlak.

3.1. Inleiding.

In het vorige hoofdstuk is de hele golf dipool en halve golf monopool aan bod gekomen zonder invloed van obstakels (behalve dan een grondvlak of tegencapaciteit). In de praktijk kunnen zich echter andere situaties voordoen.

Net als bij de halve golf dipool is ook bij de halve golf monopool de impedantie bij resonantie sterk afhankelijk van de aanwezigheid van een grondvlak evenwijdig aan de dipool. Omdat de stroomverdeling van halve golf monopool en halve golf dipool aan elkaar gelijk is, komen stralingsdiagram en gain ook met elkaar overeen.

Met behulp van het transmissielijnequivalent kan men uitgaande van eigenschappen van de halve golf dipool boven een grondvlak goede uitspraken doen over het gedrag van de halve golf monopool boven een grondvlak. Ook de halve golf patch antenne gevoed via strip line of microstrip is uiterlijk gezien een halve golf monopool boven een grondvlak (en elektrisch gezien een dipool).

Ter info, in <http://www.tetech.nl/divers/NVISantenneNL1.pdf> wordt de invloed van een grondvlak op de dipool behandeld. Het vormt de basis voor de impedantiebepaling van de eindgevoede dipool boven een grondvlak.

Voor de eindgevoede halve golf dipool geldt (zie ook figuur 1C):

$$Z_{Res_HWmono} = \frac{(Z_{0_line})^2}{R_{rad_dip}}$$

Om een goede indruk te krijgen van Z_{res} hoeven we alleen te weten hoezeer R_{rad_dip} en Z_{0_line} veranderen ten gevolge van het plaatsen van de monopool parallel aan een grondvlak.

3.2. De karakteristieke impedantie van de lijn bij aanwezigheid van het grondvlak.

Deze zal ten gevolge van de uitbreiding van het nabije veld niet hoger zijn dan van een coaxiale structuur met diameter $D = 0.25\lambda$, ofwel

$$Z_{coax_air} \leq 138 \cdot \text{Log} \left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d_{wire}} \right)$$

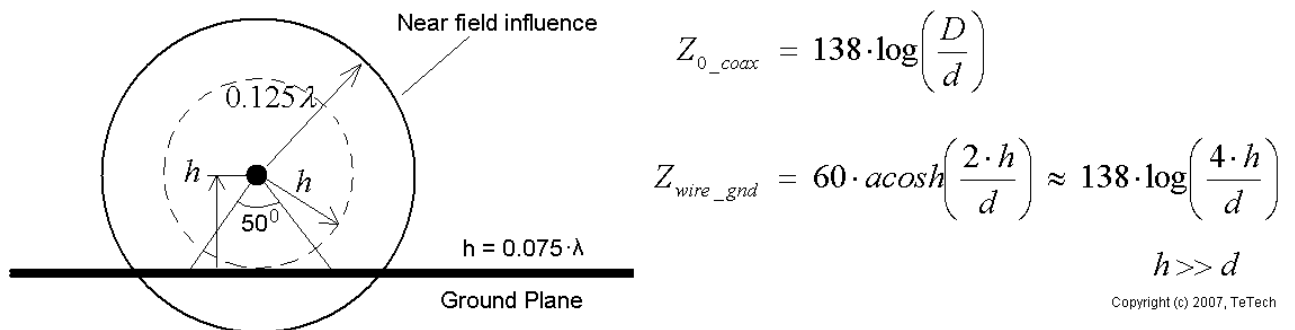
Als de lijn zich dicht bij het grondvlak bevindt zal de invloed van het grondvlak toenemen. Z_{0_line} van een draad boven een grondvlak bedraagt:

$$Z_{wire_gnd} \geq 60 \cdot \operatorname{acosh}\left(\frac{2 \cdot h}{d_{wire}}\right) \approx 138 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot h}{d_{wire}}\right) \quad h \gg d$$

In werkelijkheid hebben we echter te maken met een interactie van de twee structuren.

Stel we hebben een 3mm dikke eindgevoede dipool op 0.075λ boven een grondvlak, de frequentie bedraagt 10 MHz ($\lambda=30\text{m}$). Hoe groot zal Z_{0_line} dan (ongeveer) zijn?

Assessment of Characteristic Impedance of dipole/monopole wire



Characteristic impedance is for about 310/360 part dominated by characteristic impedance of coaxial structure with $D = 0.25 \cdot \lambda$ (and for 50/360 part by the coaxial structure with $D = 2 \cdot h$).

figuur 4: Inschatting van karakteristieke impedantie van dipool/monopool boven grondvlak.

Figuur 4 toont de situatie waarbij het grondvlak zich 0.075λ onder de dipool bevindt. In plaats van de formule voor Z_0 van een lijn boven een grondvlak, passen we de coax formule toe met $D=h$.

$$Z_{0_line} \text{ zal dan ergens liggen tussen: } 438 \text{ Ohm} < Z_{0_line} < 469 \text{ Ohm}$$

Als je naar figuur 4 kijkt, zal de invloed van het grondvlak zich uitstrekken over ongeveer 50° , terwijl de invloed van de denkbeeldige "kabelmantel" met $r=0.125\lambda$ zich over 310° uitstrekt.

Als we "even" lineair wegen/interpoleren, zal Z_{0_line} uitkomen op:

$$Z_{0_line} = (438 \cdot 50 + 469 \cdot 310) / 360 = 464.7 \text{ Ohm}$$

Het aanbrengen van het grondvlak parallel aan de straler zal een verlaging van Z_{0_line} te zien geven van 469 naar 464.7 Ohm (factor 0.991, verwaarloosbaar).

Samengevat:

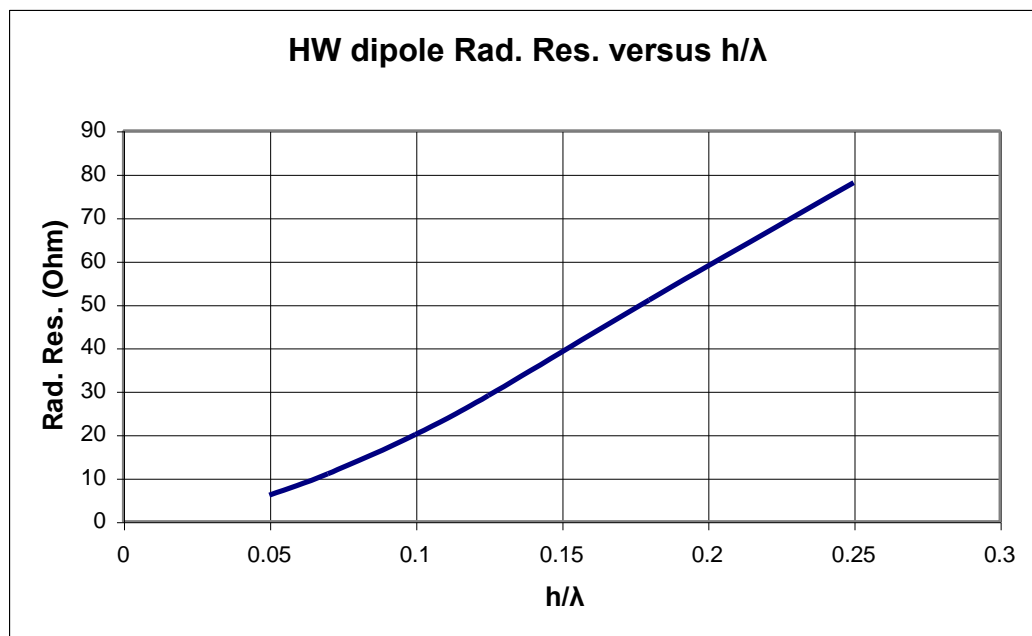
Indien $d_{\text{wire}} \ll h$ en $h > 0.05\lambda$ dan is de invloed van het grondvlak op Z_{0_line} gering. In geval van dikke geleiders of strips (zoals bij een patch antenne) in combinatie met geringe h/λ , dient men per geval een inschatting te maken van Z_{0_line} .

3.3. De stralingsweerstand ten gevolge van de aanwezigheid van het grondvlak.

Het aanbrengen van een grondvlak onder een dipool of eindgevoede dipool/monopool heeft grote invloed op het stralingsdiagram en daarmee het uitgestraald vermogen (bij zekere stralerstroom). De stralingsweerstand (in geval van halve golf dipool) wordt dan ook sterk beïnvloedt door het grondvlak.

Voor een uitgebreide behandeling van de impedantie van een dipool boven een grondvlak wordt verwezen naar <http://www.tetech.nl/divers/NVISantenneNL1.pdf>.

Onderstaande figuur geeft weer de stralingsweerstand voor de halve golf dipool als functie van h/λ (over oneindig goed geleidende grond, gebaseerd op gegevens uit bovengenoemd document).



Grafiek 1, halve golf dipool stralingsweerstand als functie van h/λ .

In de in dit document genoemde formules voor de stralingsweerstand van de eindgevoede dipool is uitgegaan van 60 Ohm als stralingsweerstand voor de halve golf dipool.

De stralingsweerstand van de eindgevoede dipool kan gevonden worden door de berekende waarde (zonder obstakels) te corrigeren met $60/R_{\text{rad}}$ (volgens grafiek).

De Q-factor neemt eveneens met een factor $60/R_{\text{rad}}$ (volgens grafiek) toe.

Indien het grondvlak dissipeert, daalt de stralingsweerstand van de halve golf dipool aanzienlijk minder, dan in de grafiek weergegeven. De impedantie van de halve golf monopool stijgt dan ook minder.

Draadantennes geplaatst over een goed geleidende ondergrond (bijv. vochtige kleigrond), kunnen bij geringe h/λ in orde van 10 kOhm resonantie-impedantie hebben. Ontwerpers van antennes dienen rekening te houden met de optredende hoge spanning.

3.4. Strips (Ribbon) of ronde geleiders.

Op hogere frequenties, vooral in combinatie met grondvlakken, is het gebruik van een strip in plaats van ronde geleider soms meer op zijn plaats.

Indien de hoogte van de strip boven het grondvlak $< 0.05\lambda$, wordt de karakteristieke impedantie voornamelijk bepaald door de aanwezigheid van het grondvlak. Je kunt hier de standaardformules gebruiken. Indien je in een situatie zit zoals in figuur 4, wordt de karakteristieke impedantie voornamelijk bepaald door de denkbeeldige coaxiale structuur.

Indien een strip (met breedte d_{strip}) als antennegeleider (straler) gebruikt wordt, kan men niet rechtstreeks de Z_0 formule voor een coaxiale structuur gebruiken. Echter indien $d_{strip} < 0.25\lambda$, kun je de strip gewoon vervangen door een staaf met halve diameter. Ofwel voor de effectieve diameter voor een strip geldt:

$$d_{eff.strip} = 0.5 \cdot d_{strip}$$

d_{strip} = breedte van de strip in m, $d_{eff.strip}$ = effectieve diameter van een strip t.b.v. berekening karakteristieke impedantie in formules voor ronde geleiders, in m.

Deze eigenschap kun je ook gebruiken als je staafantennes wilt simuleren, maar beschikt over een simulatieprogramma voor vlakke structuren. Deze simulatiepakketten maken meestal gebruik van de "infinite thin strip" benadering in plaats van de "thin wire" benadering (zoals in NEC). Het scheelt enorm in de simulatietijd als je een cilindrische structuur door een vlakke kunt vervangen.

3.5. Samenvatting eind gevoede halve golf dipool (of hele golf dipool) over grondvlak.

Daar waar in een praktische situatie een halve golf dipool een lagere stralingsweerstand heeft, zal de stralingsweerstand van de halve golf monopool toenemen (ten opzichte van de formules in dit document). Een verandering van 60 naar 30 Ohm, zal leiden tot een verdubbeling van de eindgevoede impedantie. De reden daarvoor is dat de karakteristieke impedantie van de draad/geleider nagenoeg niet wijzigt t.b.v. het aanbrengen van het grondvlak.

De Q-factor van de eindgevoede dipool is nagenoeg recht evenredig met de toename in impedantie (dus hogere impedantie, geeft geringere bandbreedte). De bandbreedte en verliezen in de halve golf dipool zijn gelijk aan die van een halve golf monopool.

Het plaatsen van de eindgevoede dipool dicht boven een goed geleidend grondvlak heeft tot gevolg dat de resonantie-impedantie toeneemt. Voor $h/\lambda = 0.1$ bedraagt de toename een factor 3. De Q-factor neemt evenredig toe met de toename van impedantie. In geval van echte grond is de toename van Q-factor en impedantie minder.

4. Common mode aspecten van de halve golf monopool.

4.1. Inleiding.

Met behulp van de informatie uit hoofdstuk 2 en 3 zijn we in staat om deingangsimpedantie en bandbreedte te kunnen bepalen van:

1. hele golf dipool,
2. halve golf monopool over ground
3. halve golf monopool
4. Halve golf monopool parallel aan een grondvlak.

We kunnen zelfs een transmissielijn of LCR model opzetten (bijv. t.b.v. simulatie in een SPICE pakket).

Op deze manier zijn we in staat om zowel de voedingsstroom als retourstroom te kunnen bepalen. De retourstroom (de stroom die via de afscherming van de kabel weer naar binnen gaat), dient wel ergens vandaan te komen. Voor HF gebruik kan dit vaak vanuit een aardpunt, maar zelfs dat is niet altijd voorhanden. In dit hoofdstuk wordt wat dieper op de "ground" ingegaan.

4.2. Stromen in de kwart golf "Ground Plane Antenne".

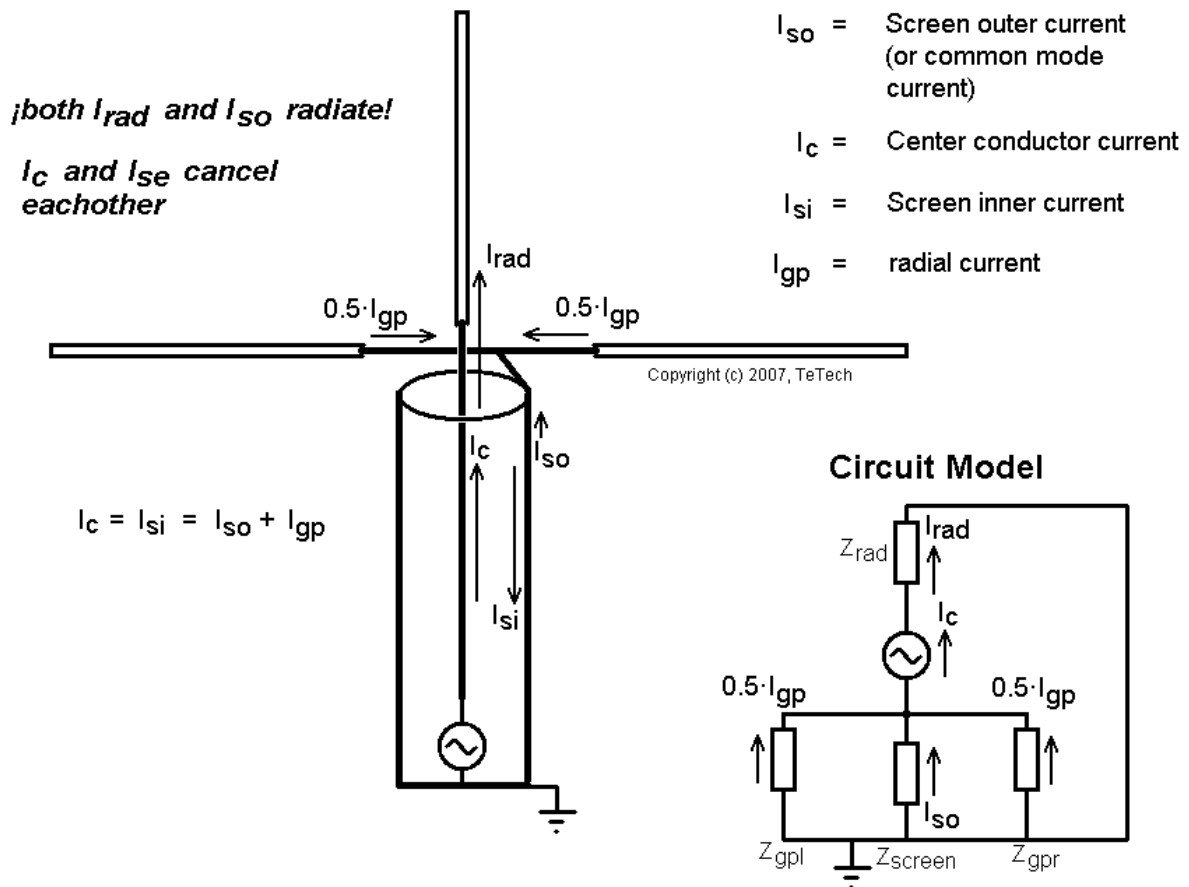
Figuur 5 toont een kwart golf straler met twee zijradialen.

Een paar uitgangspunten:

1. We gaan uit van een coaxkabel met massieve mantel welke véél dikker dan de skindiepte is. Er kan dan onafhankelijk van elkaar stroom aan de binnenzijde en buitenzijde van de kabelmantel lopen. Dit vereenvoudigt het uitleggen
2. De diameter van de coax is véél kleiner dan de golflengte. Hier wordt in de praktijk nagenoeg altijd aan voldaan.
3. De stoompijlen hebben betrekking op de stroom welke loopt op de overgangen kabel/straler, kabel/radialen, etc. Zij zijn niet representatief voor de stroom op bijvoorbeeld 0.1λ van het knooppunt radialen/kabelmantel.

Bovenstaande heeft tot gevolg dat de stroom aan de binnenzijde mantel (I_{si}) gelijk is aan de stroom binnengeleider (I_c). I_{si} is aangegeven als een stroom in het rechterdeel van de mantel, maar loopt in werkelijkheid verdeeld over de gehele mantelomtrek. Het stralingseffect (nabije als verre veld) van I_c en I_{si} is nul (ofwel geen straling of E, H-veld buiten de kabel t.g.v. I_c en I_{si}).

1/4 lambda GP radiator overview of currents



figuur 5: Overzicht van stromen in de 1/4 lamda "GPA"

I_{si} bestaat uit de som van de stroom uit de twee radialen en de stroom welke over de buitenzijde van de kabelmantel loopt (I_{so}). Hoe I_{si} zich verdeelt over de radialen en de kabelmantel, wordt bepaald door de impedanties die men ziet als men vanuit de binnenzijde kabelmantel kijkt naar de radialen en de buitenzijde mantel.

Het circuitmodel (met de nadruk op model) toont de impedanties.

Opmerking:

Dit model is alleen van toepassing op de stroom dicht bij de overgangen waar zich de straler bevindt. Het model suggereert bijvoorbeeld dat I_{so} bij het aardpunt gelijk is aan I_{so} op het kabeleinde waar zich de straler bevindt. Zodra de kabel langer is dan pakweg 0.1λ , is dit niet meer het geval (denk bijvoorbeeld aan een kwart golf transformator).

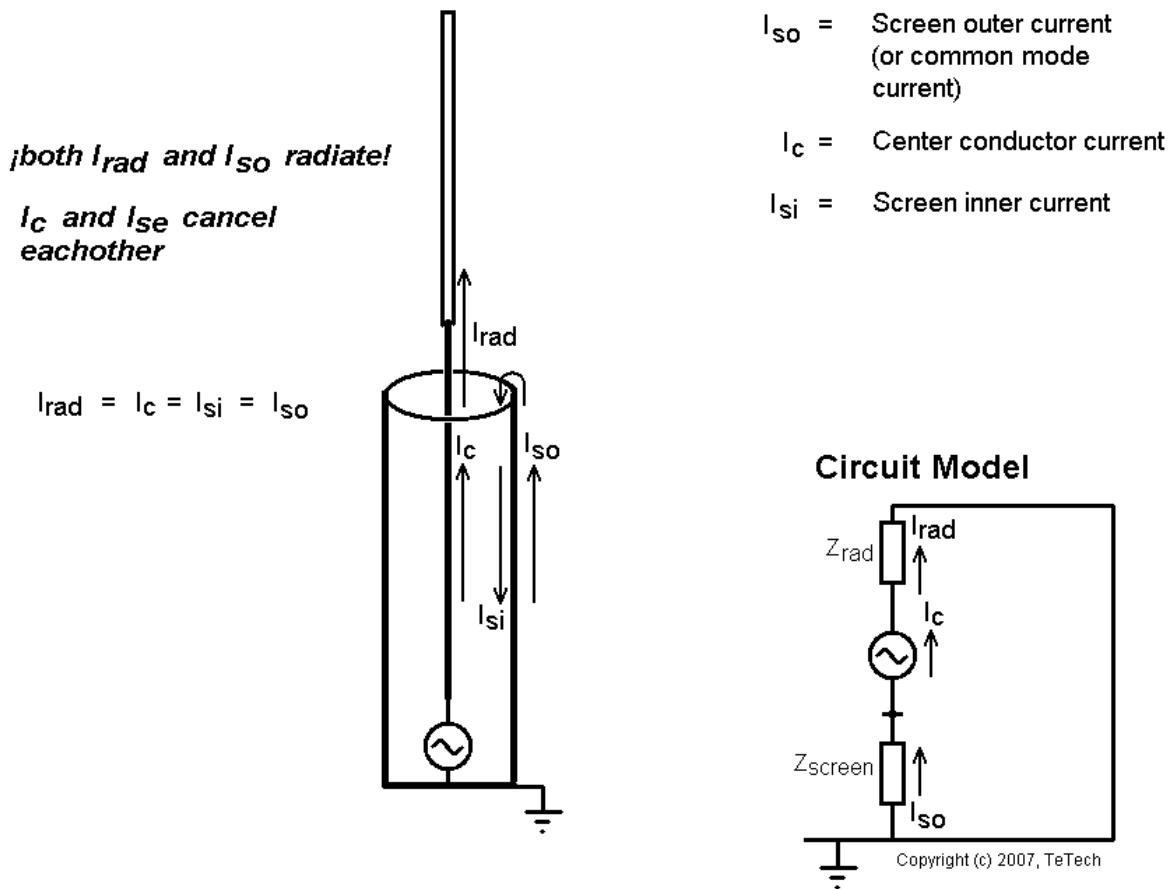
De bedoeling van de radialen is om een laagohmig pad te vormen (ten opzichte van Z_{screen}) voor de retourstroom welke de mantel ingaat (I_{si}). Bij radialen van 0.25λ lengte wordt daar meestal aan voldaan. Als de aardconnectie relatief laagohmig is en de voedingskabel is 0.25λ lang, zal Z_{screen} hoog zijn (kortgesloten kwartgolf

resonator) waardoor I_{so} veel kleiner dan I_{rad} zal zijn. De coaxkabel zal dan geen deel uitmaken van de stralende constructie.

Waar gaat het niet goed? Stel dat de kabel 0.5λ lang is en de aardaansluiting is zeer laagohmig (bijv vlechtwerk van betonplaat of stervormig aardnet), dan is Z_{screen} eveneens laag en zal de stroomverdeling minder gunstig zijn. Dit is de reden dat vaak 3 of 4, of meer radialen aangebracht worden om Z_{gp} zo laag mogelijk te krijgen.

Figuur 6 toont een situatie waarbij alle retourstroom 'uit' de buitenzijde coaxmantel komt.

1/4 wave radiator without radials



figuur 6: Overzicht van stromen in de 1/4 lamda "GPA" zonder radialen.

Er geldt nu $I_{si} = I_{so}$. Aangezien I_{so} niet opgeheven wordt door een andere (kabel)stroom, straalt de kabel. Welke impedantie men ziet tussen einde kabelmantel (ter plekke gebogen pijl) en ingang straler, hangt nu sterk af van Z_{screen} . Als de kabel laagohmig geaard is en 0.25λ lang is, zal Z_{screen} in orde van honderden ohms zijn, terwijl de kwartgolfstraler (Z_{rad}) zelf in orde van 30 Ohm zal zijn. Ten gevolge van lange leiding effecten, zal de stroom lager in de kabelmantel aanzienlijk hoger zijn dan I_{so} (nu ziet men weer de beperkingen van het "Circuit Model"). In deze opstelling zal via de mantel van de kabel aanzienlijk meer vermogen uitgestraald worden dan via de eigenlijke straler.

Een opstelling als in figuur 6 geschetst heeft bij onbekende kabellengte een onvoorspelbaar gedrag. In de praktijk kan men dit bij (VHF) antennes nagaan door naar de VSWR te kijken terwijl men de kabel beetpakt op verschillende plaatsen. Verandert de SWR, dan is het zeer waarschijnlijk dat de kabel straalt.

4.3. *Stroomverdeling in de halve golf "Ground Plane Antenne".*

Figuur 7 toont een halve golf radiator zonder radialen (welke, onterecht, in de CB wereld "ground plane" antenna genoemd wordt).

Aan het eind van de kabel (of in dit geval nog net in de kabel), is een aanpassingsnetwerk aangebracht om 50 Ohm naar pakweg 1600 Ohm te transformeren. 1600 Ohm treedt op bij veel 27 MHz 0.5λ sprietantennes.

Omdat nu I_{rad} in orde van factor 5.5 lager is (t.o.v. kwart golf straler), is I_{si} dat ook. I_{so} is nu eveneens een factor 5.5 lager. De stroom in het midden van de radiator (I_{rad}) heeft zijn oorspronkelijke waarde echter behouden!

Zolang als Z_{screen} maar aanzienlijk lager is dan Z_{rad} (1600 Ohm), zal deze geen effect hebben op de overall impedantie welke gezien wordt vanuit het aanpassingsnetwerk.

Ter info:

Het aanpassingsnetwerk "ziet" een impedantie van $Z_{rad}+Z_{screen}$. De vermogensopname van Z_{screen} zal dan ook veel kleiner zijn dan de vermogensopname van Z_{rad} , en daarmee dus ook de straling van de kabel.

Waar gaat dit minder goed?

Normaal gesproken worden halve golf verticals op een mast gemonteerd welke aanzienlijk dikker dan de antennestaaf is. Stel dat de mast zéér goed geaard is (rechtstreeks op aardnetwerk) en elektrisch 0.25λ lang is, dan zal Z_{screen} relatief hoog zijn. Door de diameter van de mast (bijv vakwerkmast), zal Z_{screen} echter geen 1600 Ohm zijn, maar 500 Ohm is wel haalbaar. In dit geval wordt er toch een significant deel van het zendvermogen in Z_{screen} gedissipeerd. Dit kan leiden tot inspraak in apparatuur dicht bij de mast, omgekeerd kan storing uit apparatuur via de mast bij de antenne komen.

Hoe dit te voorkomen?

Indien de mast rechtstreeks op de grond staat en via één of meerdere aardelektroden geaard is, is het aan te bevelen om geen mastlengte te hebben welke precies $(0.25 + 0.5k) \cdot \lambda$ is ($k = 0, 1, 2, 3$, etc). Anders gezegd, de mast moet niet in hoogohmige resonantie komen. Indien dit niet te vermijden is (bijvoorbeeld bestaande situatie), kan men een aantal (korte) radialen aanbrengen bij de antennevoet. Deze worden bij diverse antennes standaard meegeleverd.

Andere mogelijkheid is de resonantie te verleggen (bijvoorbeeld door het aanbrengen een stuk metaal aan de mast).

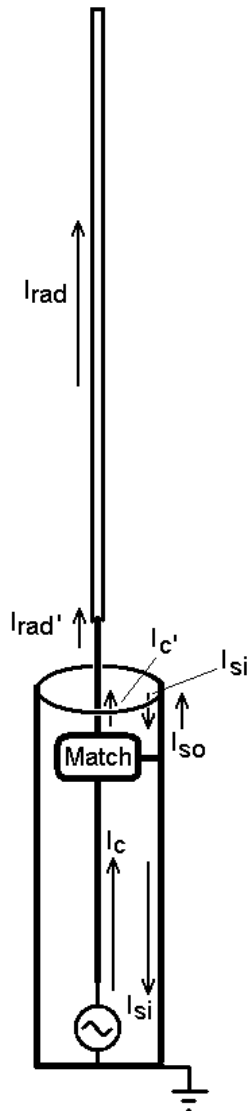
1/2 wave radiator without radials

both I_{rad} and I_{SO} radiate!

I_c and I_{se} cancel each other

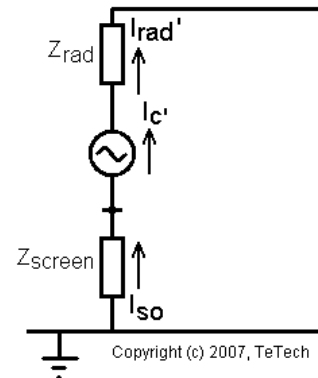
Because of high impedance of HW dipole, input current (I_{rad}') is low. Therefore the common mode current (outer screen current, I_{SO}) is also low, even without radials.

$$I_{rad}' = I_c' = I_{si}' = I_{SO}$$



- I_{SO} = Screen outer current (or common mode current)
- I_c = Center conductor current
- I_{si} = Screen inner current
- I_c' = Center conductor current just after the matching network
- I_{si}' = Screen inner current, just after the matching network
- I_{rad}' = Radiator input current

Circuit Model



Copyright (c) 2007, TeTech

figuur 7: Overzicht van stromen in de $1/2 \lambda$ "GPA" zonder radialen.

Getuide masten, komen zelden in resonantie in het hoge HF deel en hoger.

Voor antennes (bijv antennes voor 14m, 10m, 27MHz en 6m) welke rechtstreeks aan een niet metalen zijgevel bevestigd worden, is het raadzaam om de kabel op 0.25λ afstand te voorzien van een common mode filter (mantelstroomfilter). Het mantelstroomfilter plaatsen op 0.5λ wordt afgeraden vanwege de hoge spanning die dan over het filter komt te staan. Het plaatsen van een common mode filter direct onder aan de voet van een antenne die geen zijradialen heeft geen zin. Men koppelt in feite de tegencapaciteit los van de antenne.

Opmerking:

Antennes, welke tegen een muur of boeibord bevestigd worden en waarvan de kabel rechtstreeks naar binnen gaat, geven een verhoogd risico op ernstige schade in geval van blikseminslag. De werking van een eventueel aanwezige bliksemafleider kan ernstig (negatief) beïnvloed worden.

Antennes met lage le/d.

Om enige breedband eigenschappen te verkrijgen, is een straler nodig met lage le/d (dikke straler). Deze heeft ook een aanzienlijk lagere impedantie waardoor I_{rad} hoger uitvalt. Hiermee vervallen deels de voordelen van de halve golf monopool.

Men ontkomt dat niet aan maatregelen welke ook gebruikt worden voor kwart golfstralers. Te denken valt aan kwart golf zijradialen, sleeves, common mode chokes, etc.

4.4. "korte" radialen of draden als tegencapaciteit.

Bij voorkeur wil je een gedefinieerd pad aanbieden voor de common mode stroom (=retourstroom).

In geval van radialen/draden: hoe lang, hoe veel?

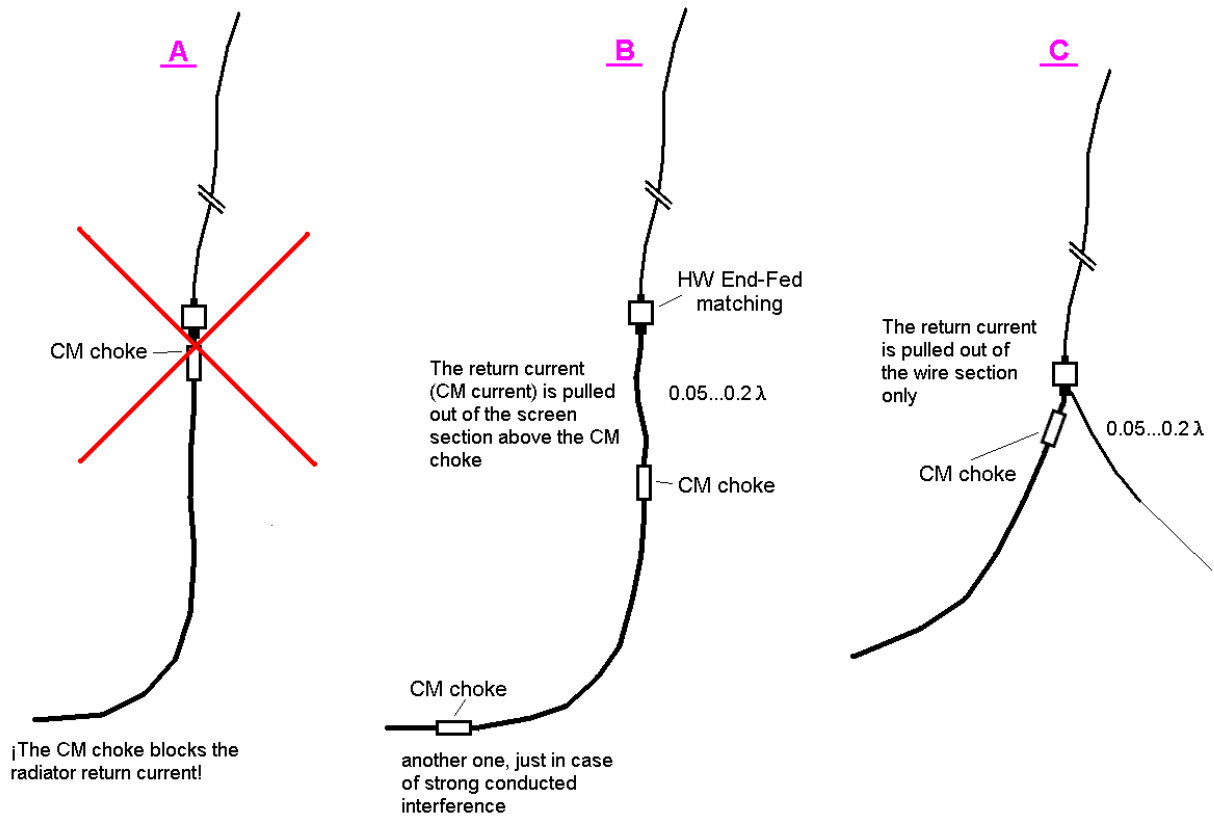
In de amateurwereld is dit een terugkerend discussiepunt. Dit mede doordat veel end-fed antennes als vakantie-antenne gebruikt worden in combinatie met laagvermogen zendapparatuur (doorgaans $P < 10W$), en dan gaat het meestal goed zonder extra CM voorzieningen. Dit betekent echter niet dat het in andere situaties ook goed gaat.

We hebben gezien dat de kwartgolf geaarde mast een slechte oplossing is vanwege dat je dan hoogohmige resonantie krijgt. Loopt een coaxiale kabel gewoon vanaf de antenne over de grond naar de transceiver (zie figuur 7.1B, vergeet de CM filters), dan is de kans op resonantie nihil. De absorberende ondergrond voorkomt hoge Q factor en daarmee resonantie. De Common Mode impedantie ligt in orde van 300..1000 Ohm voor kabellengtes niet klein t.o.v. de golflengte. De invloed op de VSWR is dan vaak acceptabel.

Een deel van de CM stroom komt wel bij de transceiver, maar in geval van laag vermogen is dat meestal acceptabel en krijg je geen prikkende pluggen.

Heb je bij de transceiver ook nog storende apparatuur (computers, laders, TV, etc), dan kan via de kabelmantel storing wel bij de antenne komen. Common mode filters zoals weergegeven in figuur 7.1 kunnen dan oplossing bieden, maar hoe goed moeten ze zijn?

common mode current reduction in Half-Wave End-Fed Antennas



D

Impedance of 2 mm wire at 7 MHz and effect on VSWR

Counterpoise Length [lambda]	Impedance [kOhms]	VSWR 3000 Ohms	VSWR 1500 Ohms
0.05	-j1.35	1.56	2.40
0.1	-j0.68	1.25	1.57
0.15	-j0.37	1.13	1.28
0.2	-j190	1.07	1.14

VSWR values are for antennas that would have VSWR=1 for very low CM impedance (counterpoise impedance).
The columns are for half-wave radiators that have 3000 Ohms (thin wire) and 1500 Ohms (metal tubing) impedance.

figuur 7.1: Gebruik van common mode filters en draden/radialen t.b.v Common Mode (mantelstroom) onderdrukking.

Het plaatsen van een goed common mode filter direct onder de antenne (figuur 7.1A) gaat niet goed. Je blokkeert de retourstroom omdat je een hoge impedantie in serie zet met de ingangsimpedantie van de eindgevoede straler. Dit zul je merken in de VSWR. Merk je niets? Dan heb je een slecht CM filter en/of veel verlies tussen transceiver en antenne!

Hoever moet het hoogste common mode filter (fig 7.1B) onder het voedingspunt zitten, of hoe lang moet het draadje zijn? De meningen lopen uiteen. Een goede maatstaf is: acceptabele VSWR na plaatsing. Helaas is dit geen garantie. Als je een slecht CM filter hebt (daar zijn er veel van), dan doet het ook niets.

Figuur 7.1D toont de impedantie van diverse lengtes draad en het effect ervan op de VSWR van een eindgevoede antenne die bij een laagohmig retourpad VSWR=1 heeft. Dunnere draden/radialen hebben een wat hogere impedantie, dikkere draden, of bijv buis, hebben een wat lagere impedantie.

Voor dunne stralers (HF draadantennes, 3 kOhm) geeft een lengte van $0.05 \cdot \lambda$, of goed CM filter $0.05 \cdot \lambda$ onder de aanpassing merkbare verslechtering van VSWR. Was de VSWR al niet zo goed, dan kan zo'n stukje draad voor verslechtering of verbetering zorgen. In geval van een relatief dikke straler (lagere stralerimpedantie) is een counterpoise lengte van $0.05 \cdot \lambda$ niet acceptabel daar de VSWR boven 2 uit gaat (Laatste kolom in tabel).

In geval van een dunne draadantenne volgens figuur 7.1B en C, is een draadje van $0.05 \cdot \lambda$, of plaatsing $0.05 \cdot \lambda$ onder de aanpassing, acceptabel.

Indien CM reductie om wat voor reden nodig is, dient de impedantie van het CM filter veel hoger te zijn dan 1.35 kOhm, anders doet het nagenoeg niets. Voor figuur 7.1B en C zal het bovenste CM filter in orde van 3 kOhm of meer impedantie moeten hebben wil het echt wat doen.

Heb je echt goede onderdrukking nodig (bijv QRO toepassing), dan is de optie volgens figuur 7.1C beter. Door de draad langer te maken, en eventueel meerdere draden te nemen (niet parallel lopend), neemt de impedantie van het draadnetwerk af. Daardoor wordt meer retourstroom richting de draden geforceerd. De CM impedantie van het CM filter en de impedantie van het draadnetwerk staan immers parallel. Dit effect is goed merkbaar bij draadlengtes van $0.2 \dots 0.25 \cdot \lambda$. Men hoeft het CM filter niet direct onder het aanpassingsnetwerk te plaatsen, echter een zeer goed filter aanbrengen op $0.25 \cdot \lambda$ is geen goede optie. Neem $0.15 \cdot \lambda$ als maximum.

Men kan de onderdrukking verder verbeteren door rechts van het onderste CM filter (fig 7.1 B) nog een tegencapaciteit aan te brengen (fysiek aarden of zwevende radialen van $0.1 \dots 0.25 \cdot \lambda$). hiermee wordt een groter deel van de resterende CM stroom weggeleid van het onderste CM filter.

Verbeteren VSWR door antennelengte te veranderen.

Een korte counterpoise zorgt voor een extra capacatief deel in serie met de stralerimpedantie. Men kan dan de antenne/straler korter maken waardoor hij inductief wordt. Dit is af te raden omdat het buiten resonantie brengen van de straler de CM stroom juist verhoogt (je maakt nu een OCF antenne). Men kan dit slechts doen als er geen CM problemen zijn. Als het niet lukt om een lagere impedantie van de tegencapaciteit te maken, kan men beter het aanpassingsnetwerk veranderen.

4.5. Conclusie mantelstroom en halve golf monopoolstralers.

De halve golf monopool wekt, gezien zijn fysische eigenschappen, minder mantelstroom (CM stroom) op dan een kwartgolf straler. Hoe groter le/d , hoe hoger de ingangsimpedantie van de monopool/straler en hoe lager de mantelstroom. Er zijn situaties te bedenken waarbij de resterende mantelstroom nog zodanig hoog is dat maatregelen nodig zijn.

Men kan niet standaard aannemen dat de mantelstroom laag genoeg is. De antenneontwerper dient per geval te beoordelen of maatregelen (radialen, verleggen resonantie, mantelstroomfilters, etc) noodzakelijk zijn.

Of de welbekende $0.05 \cdot \lambda$ draad voldoende is als tegencapaciteit/counterpoise, hangt af van de situatie. In geval van zeer dunne stralers is $0.05 \cdot \lambda$ de minimum lengte indien geen andere CM pad voorhanden is.

Indien het de bedoeling is om de CM stroom in de voedingslijn te verlagen, dan is naast de draad (bijv figuur 7.1C) een zeer goed CM filter nodig om de retourstroom richting de draad te dirigeren. Langer maken van de draad, en/of meerdere draden geeft betere CM onderdrukking. In geval van relatief lange draden (bijv $0.2 \dots 0.25 \cdot \lambda$) geeft de opstelling in figuur 7.1C betere onderdrukking dan de opstelling in figuur 7.1B (het onderste CM filter even buiten beschouwing gelaten).

Dikke stralers vereisen lagere impedantie van de tegencapaciteit omdat de ingangsimpedantie van de straler lager is.

5. Afregelen en Aanpassen.

5.1. Inleiding.

Antennes gebaseerd op halve golf dipolen (of kwart golf monopoles), worden vaak afgeregeld door de lengte wat aan te passen. Het aanpassingsnetwerk (indien nodig) wordt meestal niet getuned (of eenmalig in het begin).

Wanneer je deze procedure toepast bij halve golf monopolen die ontworpen zijn om lage mantelstroom op te wekken, kan het mis gaan. Indien je afwijkt van de resonantielengte, gaat Z_{ant} omlaag. De halve golf eindgevoede straler gedraagt zich immers als een parallelkring. Het gevolg is een hogere voedingsstroom (I_{rad}' in figuur 7) en dus hogere mantelstroom.

Bij de halve golf antenne waarbij mantelstromen een rol kunnen spelen, dient men eerst de resonator (de antenne dus) te tunen op maximaal $1/(\text{Re}(Y))$, dat is maximale R_p in een parallelvervangingschema. De antenne gedraagt zich dan capacitief. Het aanpassingsnetwerk naar 50 Ohm doe je daarna, zonder de stralerlengte noemenswaardig te veranderen.

Bij de halve golf straler bevinden zich metalen delen dicht bij een straleruiteinde (ook de coax kabel bevat veel metaal). Daardoor is de exacte stralerlengte niet goed te voorspelen. Bij de formules voor de lengte is niet voor niets het woord "indicatie" gebruikt. Diverse bronnen geven verschillende correctiewaarden voor l/d . Bovendien dient men nog een correctie toe te passen indien geïsoleerde geleiders gebruikt worden en/of het eind van de antenne zich eveneens bij een obstakel bevindt (bijv metalen mast).

De optimale waarde voor de stralerlengte kan het beste via meting bepaald worden onder representatieve omstandigheden, of beter nog, direct op de plek van feitelijke installatie inclusief alle overige metalen delen in de buurt (bijv radialen, tuidraden, etc).

5.2. Het bepalen van de stralerlengte.

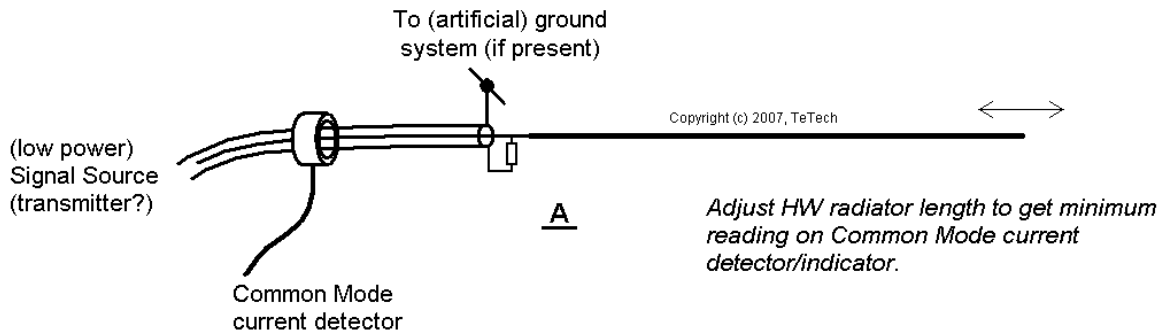
Is het doel van je antenneontwerp het zo laag mogelijk houden van de common mode stroom?, ¿Ja? ¡meet hem dan!

Je zult zien dat de common mode stroom het laagst is, indien de ingangsimpedantie van de halve golf monopool iets capacitief is. Het bepalen van de lengte op basis van reële ingangsimpedantie geeft niet de laagste common mode stroom.

Als je deze (capacitieve) impedantie omzet naar een parallelvervangingschema, zie dat de "stralingsweerstand" erg hoog is.

In principe zou men ook de stralerstroom (voedingsstroom) kunnen meten (I_{rad}), maar vanwege de hoge impedantie is dit in de praktijk lastig en men meet dan de capacitieve component mee welke niet voor common mode stroom zorgt. Het rechtstreeks meten van de common mode stroom via spanning of stroom is de beste aanpak.

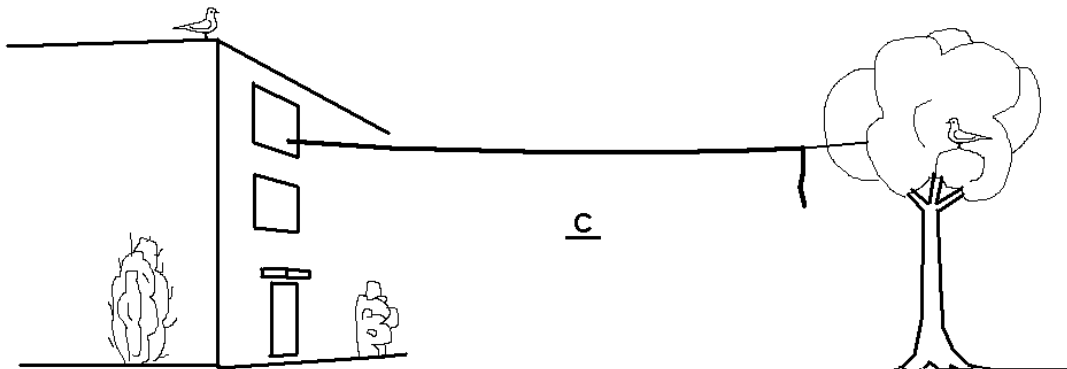
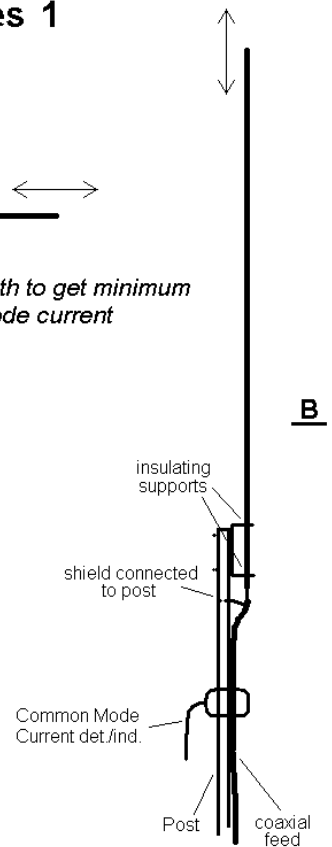
Radiator Adjustment and Matching Procedures 1



As an indication for the actual length of the antenna, you can use half the length of the "end effects" correction formula for the Full Wave center-fed dipole.

$$\frac{l_{e_{HWmonoGND}}}{0.5 \cdot \lambda} \approx 1 - 0.093 \cdot \frac{1}{\sqrt{\log(2 \cdot l_e / d_{wire}) - 1.2}}$$

After adjusting length of HW radiator to minimum common mode current (so highest input impedance of HW radiator), add and adjust the matching network, without changing the length of the HW radiator.



Please note that lowest common mode current does not coincide with real input impedance of the end-fed dipole. This is because some of the input current couples to the shield of the feeder via the capacitance between the monopole and the shield (and does not result in radiation current). This capacitance appears as a parallel capacitor end causes the input impedance to have a capacitive component. One has to account for this capacitance when designing the matching network.

Figuur 8: Afstemming van de straler.

Waarom wil je de common mode stroom laag hebben?

1. In veel gevallen wil je niet dat de kabel deel uitmaakt van de stralende constructie in verband met adsorptie door de omgeving, wijziging van stralingsdiagram of dat het stralingscentrum lager komt te liggen.
2. Voorkomen/verminderen van interferentie op andere apparatuur.
3. Voorkomen/verminderen van interferentie veroorzaakt door andere apparatuur (geschakelde voedingen, monitors, voorschakelapparaten [VSA's], etc).
4. Vermindering van vermogensverlies in common mode chokes.
5. verminderen van verlies in ground (in geval van over aarde gevoede antennes).

Figuur 8A toont het basisprincipe. Het uitgangspunt is dat de stralerimpedantie veel hoger is dan 50 Ohm. Uitgaande van 50 Ohm kabelimpedantie zorgt de weerstand voor enige afsluiting en 25 Ohm impedantie bezien vanuit de straler.

De bron, welke door middel van de coax naar de straler is gebracht, kan men zien als een spanningsbron. Door de lengte van de straler te variëren, kan men optimaliseren op laagste radiatorstroom (I_{rad} in figuur 7).

Aangezien $I_{rad} = I_{so} =$ common mode stroom, kan men met een current probe (of indirect via een spanningsprobe) bepalen of men met de stralerlengte de goede kant op gaat.

De plaats voor de probe is van belang. In principe zou men hem direct bij de overgang kabel/straler kunnen plaatsen, maar dan bestaat het risico dat de probekabel capacitief koppelt met de straler. Dit kan leiden tot foutieve meting (common mode naar differential mode conversie in de probe of probekabel) of de probekabel verstemt de straler. Beter is om de common mode probe wat bij de straler vandaan te plaatsen (in orde van halve golf of meer). De probe hoeft geen hoge absolute nauwkeurigheid te hebben, het is een kwestie van het vinden van die stralerlengte die de laagste waarde te zien geeft.

5.3. Enkele praktische hints bij het meten van de common mode stroom.

Als je op voorhand kunt bepalen dat de impedantie van de (zwevende) ground binnen de gewenste frequentieband voldoende laag is, kan men de frequentie van de bron variëren om te bepalen of de antenne te kort of te lang is.

In geval van een lange dunne mast in de buurt van de resonantielengte, kan men beter de frequentie vastzetten, en de stralerlengte variëren. Het kan gebeuren dat de koppeling van common mode effect naar de probe sterk frequentieafhankelijk is.

Als je de meting op de coaxiale kabel uitgevoerd wordt, kan men een ferrite clamp gebruiken met enkele secundaire windingen en een twee-diode gelijkrichter met mA meter.

Figuur 8B toont een constructie welke veelvuldig voor HF verticals gebruikt wordt (waaronder 27 MHz CB antennes). De straler bevindt zich gedeeltelijk naast de mast,

waardoor er parallel aan de straler extra capaciteit staat. Bovendien zit de voedingskabel niet vast aan het deel dat boven de mast uitsteekt, maar een stukje lager. Naast de mechanisch eenvoudige constructie, kan je deze capaciteit ook gebruiken als "component" in het aanpassingsnetwerk.

Als je nu de stralerstroom zou bepalen door de stroom door de binnengeleider van de coax te meten, of m.b.v. van een vector netwerk analyser, dan meet je eveneens de capacatieve stroom welke via de mast loopt. Door gezamenlijk de common mode stroom te meten door zowel mast als kabel, meet je alleen de voedingsstroom van de straler.

Bij een dikke mast is de methode met current probe niet mogelijk. Een (resonante) koppellus (8 lus) kan uitkomst bieden. In plaats van de common mode stroom, kan men ook een spanningsmaximum langs de mast zien te vinden en daar een E-veld probe plaatsen.

Indien de antenne is voorzien van een ground (bijvoorbeeld kwart golf radialen), dan kan de common mode stroom in de mast of kabel zo laag zijn, dat deze niet meer met een simpele diode detector te detecteren is, uitgaande van een meetzender of SWR meetbrug met ingebouwde oscillator (bijv MFJ, Wiltron, Anritsu, etc). Een mogelijkheid is dan om de stroom te meten in een van de radialen (current probe) of de tipspanning met een E-veld probe. Als je legaal meer vermogen kan gebruiken, kun je in nagenoeg alle gevallen een schottky diodedetector gebruiken in combinatie met hoogohmige voltmeter.

Figuur 8C toont een opstelling welke vanaf een appartement gebruikt kan worden. Het balkon (en eventueel dat van beneden- en bovenburen) gebruik je als tegen capaciteit. In zo'n geval meet je de common mode stroom in de kabel die vanaf de groundaansluiting op het hekwerk naar je bron gaat. Als deze kabel erg kort is, en je bron is batterijgevoed, is de common mode stroom wellicht erg laag. De kabel verlengen in de tegenovergestelde richting van de antennedraad, geeft meestal iets meer common mode stroom.

Als je de optimale lengte gevonden hebt, blijf je er vanaf nu vanaf, en kunnen we verder naar de aanpassing.

5.4. Aanpassing.

In geval van eindgevoede dipolen/monopolen van 0.5λ , moeten we nagenoeg altijd in impedantie omhoog. Figuur 9 toont een aantal aanpassingsmethoden (welke natuurlijk ook gecombineerd kunnen worden). Naast de formules om de componentwaarden te bepalen, zijn ook de Q-factoren van de aanpassing gegeven (indien van toepassing).

De Methoden A en B maken gebruik van serieresonantie (dit geeft spanningsopslinging). Methode A heeft een laagdoorlatend karakter en geeft daarmee geen enkele bescherming tegen de LF energetische component in een nabije bliksemingslag. Methode geeft B wel enige protectie tegen nabije bliksemingslag.

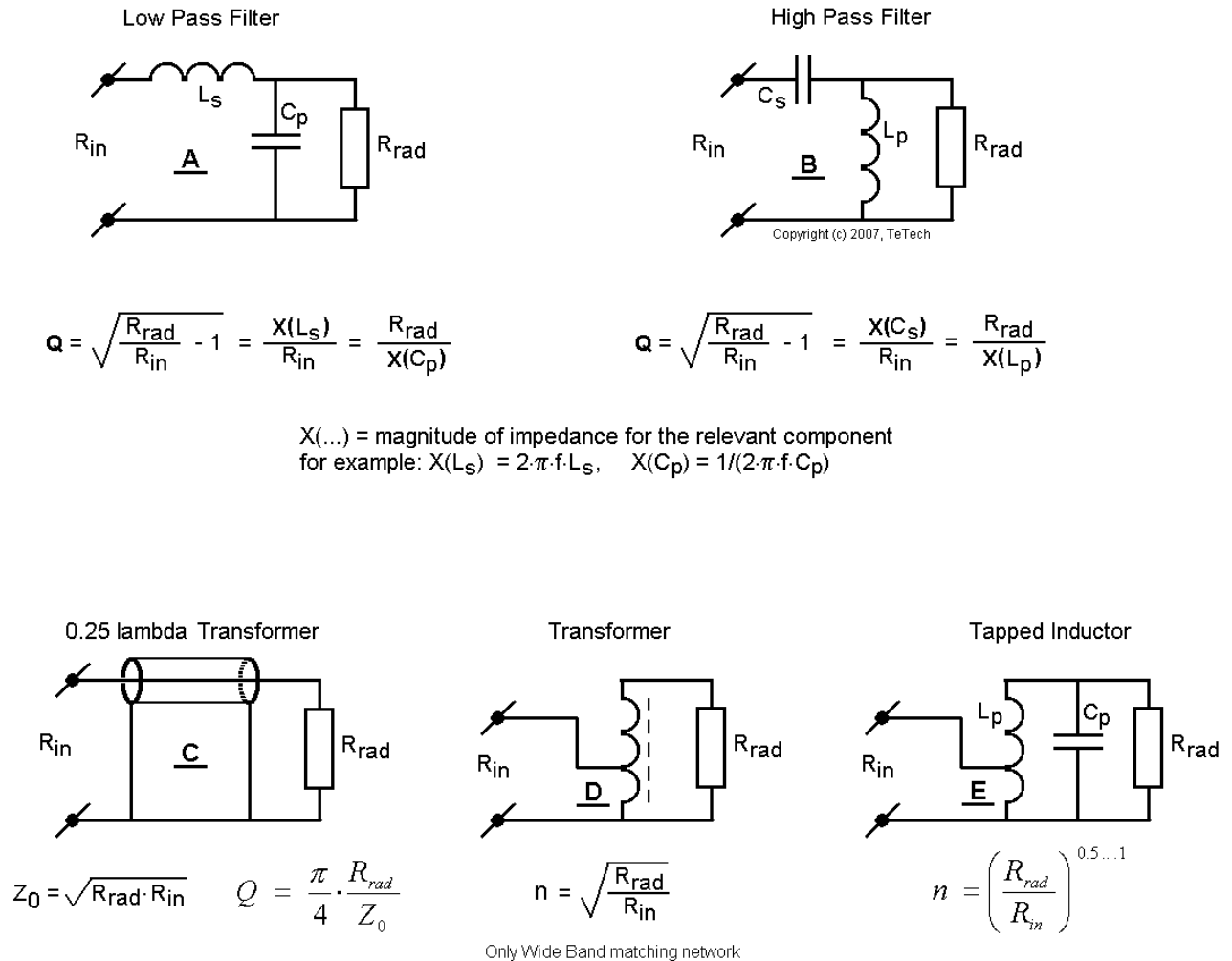
Methode C is handig en wordt veel gebruikt op VHF, UHF en SHF. Veel 0.5λ patch antennes worden ook met een kwart golf lijnstukje aangepast naar bijvoorbeeld 50 Ohm. Ook deze methode heeft een laagdoorlatend karakter en geeft geen bescherming tegen nabije blikseminslag. De Zepp maakt gebruik van de kwart golf kring. De J-pole is een variant op deze aanpassing (getapte kwart lambda kring, in feite de transmissielijnvariant van methode E).

Hoewel als coaxiale kabel getekend, wordt voor HF antennes (in orde van kOhms ingangsimpedantie) meestal symmetrische voedingslijn (twinlead, kippenladder) gebruikt. Het weegt weinig, is goedkoop en geeft weinig verlies. Een tussenvorm tussen coax en twinlead is de co-planar wave guide (CPWG). Deze kan men uitvoeren als midden geleider met aan weerszijden een retourgeleider. Voordel ervan is dat de common mode impedantie van deze lijn lager is. Bovendien is het stralingsverlies t.g.v. de differentiële stroom aanzienlijk minder. Als er verder niets aan de lijn vast zit dat als (kunstmatige) ground kan dienen en je wilt dat de lijn niet straalt, dan moet je het laagohmige voedingspunt niet aarden (dus common mode choke met $Z > 500$ Ohm).

Methode D is populair, maar is bij antennes met hoge l/d verhouding (dus hoge ingangsimpedantie) lastig in geval van hoogvermogen toepassingen. Dit is vanwege windingcapaciteit naar het ferrietmateriaal en kans diëlektrische doorslag naar het ferriet. Bovendien nemen verliezen meer dan lineair toe met het ingangsvermogen.

Een klein-signaalmeting (bijvoorbeeld met een antenna analyzer) die goed uitpakt, is dan ook geen garantie voor goed gedrag bij grootsignaal (bijv 100W input). We zullen later zien dat het combineren van de transformator met andere methoden een aantal gunstige eigenschappen heeft.

Radiator Adjustment and Matching Procedures 2

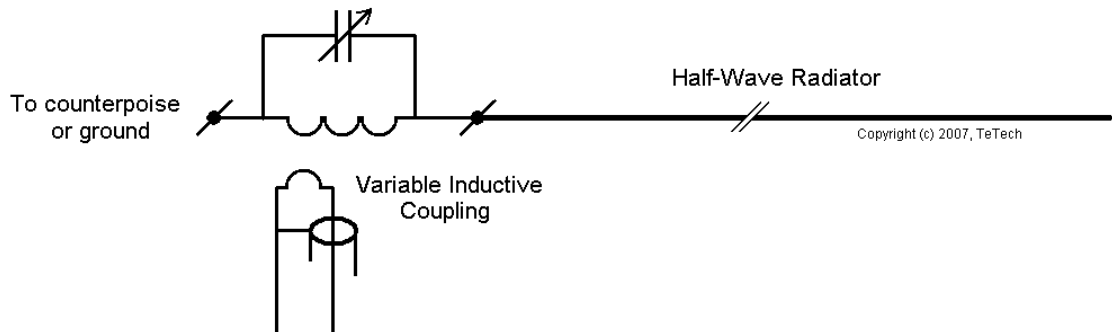


The Bandwidth of the 4 narrow band solutions can be enhanced by doing the transformation in two steps. Sqrt(Rrad*Rin) can be chosen as the intermediate impedance. For very high Rrad, this may lead to unpractical component values.

Figuur 9: Aanpassingsnetwerken.

Methode E is de standaard resonantiekring, waarbij men veel invloed uit kan oefenen op de belaste Q factor van de kring. Helaas is bij een enkellaagsspoel de koppeling tussen de windingen laag waardoor de Q niet laag gekozen kan worden daar men anders niet de gewenste transformatie krijgt. Indien men de Q te hoog kiest, kunnen verliezen significant worden. Bij de "Ringo" antenne is sprake van een combinatie van C en E. De spoel wordt om de voet van de antenne gewikkeld. Doordat de spoel aan massa zit, geeft deze methode ook enige bescherming tegen nabije bliksemvlag.

Matching with tank circuit and variable inductive coupling



Figuur 10: Aanpassing met parallelkring en variabele inductieve koppeling.

Bij methode E kan men de Q factor lager kiezen dan $\sqrt{Z_{ant}/50 - 1}$ indien men enige koppelfactor kan krijgen waardoor de 50 Ohm brondimpedantie reeds opgetransformeerd wordt. Dit lukt praktisch gezien alleen door gebruik te maken van ferrietkernen, spoelen met lage lengte/diameter verhouding en/of tweelaagsspoelen. Spoelen met geringe Le/D verhouding en tweelaagsspoelen zijn vanuit een hoogspanningsoogpunt echter niet optimaal waardoor het ontwerp volgens methode E met lage Q-factor bewerkelijk is.

Bovenstaande figuur (figuur 10) toont een variatie op de getapte kring. M.b.v. de variabele inductieve koppeling kan men de impedantiesprong variëren (losse koppeling geeft grotere impedantiesprong). Door de uitsluitend inductieve koppeling ontstaat er weinig mantelstroom, zelfs al is de counterpoise/ground niet zo goed. Ook hier geldt dat de bruikbare bandbreedte door het aanpassingsnetwerk afneemt en dat je componenten nodig hebt met relatief hoge Q-factor.

Een circuit als dit is ook toepasbaar als je de impedantie van de antenne wilt bepalen. Stel de capaciteit en inductieve koppeling zodanig af dat $SWR=1$, verwijder antenne en counterpoise en sluit weerstanden aan opdat $SWR=1$, vervolgens kan je via de weerstands- en capaciteitswaarde de som van $Z_{counterpoise}$ en $Z_{radiator}$ bepalen.

Welke methode je gebruikt voor de definitieve aanpassing, hangt af van persoonlijke voorkeur (ervaring?), frequentie, zendvermogen, en niet te vergeten de beschikbare componenten/materialen.

Het rechtstreeks meten van de impedantie van de eindgevoede halve golf straler met een vector network analyser (VNA) is lastig daar de impedantie dicht bij de rand van de Smith Chart ligt ($|\Gamma| \sim 0.8 \dots 0.95$). De nauwkeurigheid van de meting neemt sterk af naarmate Γ dicht op de rand van de Smith Chart ligt. Short Open Load (SOL) kalibratie is nagenoeg altijd nodig.

5.5. Bandbreedte aspecten en "geavanceerde methoden".

Stel we hebben een halve golf monopool voor 2m, de stralerdiameter bedraagt 10mm en we passen enkele radialen toe (gebruik formules voor monopool over grondvlak).

Invulling geeft een stralingsweerstand van 664 Ohm en een $Q = 4.6$.

Aanpassen volgens A geeft een Q factor van 3.5 (alleen het netwerk)

Aanpassen volgens D geeft een Q factor van 2.9 (alleen het netwerk)

Wat heeft dit voor gevolgen voor de Q-factor van de combinatie straler/aanpassingsnetwerk?

De straler gedraagt zich rond de ontwerp frequentie als een parallelkring. Op de transformator na (methode D), gedragen alle andere methoden zich ook als parallelkring. We plaatsen twee kringen letterlijk parallel. Dit betekent dat de resulterende capaciteit omhoog gaat, en resulterende inductie naar beneden, Dit geeft een hogere belaste Q factor.

Praktisch gezien bedraagt de systeem Q factor de som van de twee Q-factoren. Aanpassen volgens methode A, geeft een $Q_{sys} = 4.6 + 3.5 = 8.1$. Dit resulteert in een $BW_{VSWR=2} = 0.71 \cdot 145 \text{ MHz} / 8.1 = 12.8 \text{ MHz}$ (terwijl de radiator een bandbreedte heeft van 22.4 MHz).

Voor 2m band amateur gebruik, is dit voldoende, maar als we op deze manier een VHF Air band antenne moeten ontwerpen, gaat dit niet goed, we zijn 43% van de bandbreedte kwijt.

Als bandbreedte van belang is, kan men de impedantietransformatie in stappen doen. Enkele voorbeelden:

Twee stappen met transformator.

Men kan als eerste stap een 1:2 (1:4 impedantie) transformator toepassen. Dit is goed te doen vanaf het lage HF tot hoge VHF gebied. Vervolgens kan een stap van 200 Ohm naar 664 Ohm gemaakt worden.

Volgens methode A levert dit een $Q = 1.5$ op. Q_{sys} komt dan op 6.1.

Dit resulteert in een bandbreedte van 16.9 MHz. Dit is een verbetering met 32% ten opzichte van aanpassen in een keer van 50 naar 664 Ohm).

Twee stappen met LC netwerken.

Een andere methode met tussenstap is een tussen-impedantie van $\sqrt{664 \cdot 50} = 182$. De eerste transformatie is van 50 naar 182 Ohm, en de tweede gaat van 182 naar 664 Ohm. Je haalt dan praktisch de "natuurlijke" bandbreedte van de straler. Bereken de twee netwerken en stop ze in een simulatie. Het resultaat is een vlakke overdracht met een relatieve bandbreedte (VSWR=2 van 58%), maar welke wel te hoog staat. Via frequentietransformatie kan dit naar de gewenste band omgezet worden.

Opgemerkt dient te worden dat van een tweestaps LC filter voor deze antenne de bruikbare bandbreedte van het aanpassingsnetwerk meer dan 60 MHz bedraagt. Op deze manier is de volledige stralerbandbreedte beschikbaar.

Ieder voordeel heeft in veel gevallen ook een nadeel: in de tweede sectie (die direct bij de straler zit) komt men veelal uit op grote spoelen en kleine C'tjes. Vaak dient men dan de laatste C te verkleinen ter compensatie van de capaciteit van de spoel ten opzichte van de lokale massa. Indien het impedantieniveau zeer hoog is (draad antennes over grondvlak), komt men vaak uit op niet realiseerbare componentwaarden, of dat uitzonderlijk veel fine tuning nodig is. Het gebruik van transmissielijnmodellen kan het rekenwerk vereenvoudigen, maar wellicht is het nu beter om wat anders dan een eindgevoede antenne te overwegen.

Meerdere stappen met parallelkring/seriekring afwisseling.

Deze methode maakt gebruik van systematisch filterontwerp waarbij de straler als onderdeel van een passief LCR filter gezien wordt. Chebyshev benaderingen worden veelal gebruikt waarbij minimaal één extra resonator (LC-kring) nodig is. De resulterende bandbreedte wordt zelfs groter dan die van de straler alleen (tot in orde van een factor 2.5 bij VSWR=2). Deze bandbreedte vergrotende technieken worden daadwerkelijk toegepast, maar het ontwerp en de afregeling is behoorlijk complex ten opzichte van antennes met maar één resonator (de straler).

Als je deze techniek toepast in eindgevoede antennes, is een betere groundvoorziening nodig omdat je de straler toch wel ver buiten zijn natuurlijke bandbreedte bedrijft (hogere common stroom).

De relatieve bandbreedte van spectrum t.b.v. zendamateurs is dermate klein (zelfs op 10 m), dat meervoudige resonantie veelal niet nodig is om een nette VSWR te halen binnen één amateurband.

Dikkere straler.

Door een dikkere radiator te gebruiken, of meer draden op enige afstand van elkaar, neemt de karakteristieke impedantie van de antennegeleiders af hetgeen een hogere bandbreedte geeft en lagere impedantie. Vanuit een common mode perspectief is de lagere impedantie een nadeel (betere ground voorziening nodig), maar de impedantie komt wel in een gebied waarbij men niet in exotische componenten terecht komt (gangbaardere waarden en lagere optredende spanningen). Relatieve bandbreedtes van 2 zijn haalbaar (bijvoorbeeld van 30...60 MHz).

Bij dikke stralers gaan de voordelen van eindgevoede antennes (voeding aan onderkant en geringe eisen aan ground voorziening) verloren. Als de straler breedbandig wordt, moet de ground voorziening dat overigens ook zijn.

Als grote relatieve bandbreedte vereist is en er geen tijd is om te tunen (bijv FH- of DS-spread spectrum of frequency agile systems) dan ontkomt men niet aan dikkere geleiders. De dikke geleiders zijn vaak ook vereist om bij gebruik van meervoudige resonantie op realiseerbare componenten uit te komen.

Bij verdere verdikking van de straler (lees grotere D/λ verhouding) komt men terecht in lopende golf antennes en is de ingangsimpedantie van de antenne nagenoeg gelijk aan de karakteristieke impedantie van de antenne constructie.

6. Tips ten aanzien van het ontwerp van antennes en componenten, met nadruk op HF gebruik.

Vanwege de aanmerkelijk hogere spanning in het voedingspunt van de antenne (t.o.v. halve golf dipool, middengevoed), zijn er een aantal zaken waar men op moet letten. Een aantal zaken komen in dit hoofdstuk aan bod.

De meeste aanpassingsnetwerken voor halve golf monopolen hebben een zekere Q-factor. Van LC en 0.25λ netwerken is de Q factor niet bijzonder veel lager dan de Q van de antenne zelf. Waarden variërend van 2 tot 10 komen voor.

Stel dat een spoel een $Q = 100$ heeft en het belaste netwerk een $Q = 10$, dan gaat reeds $10/(10+100) = 0.091$ (9.1%) van het zendvermogen verloren in de spoel. En dan is er nog niet gesproken over verliezen in isolatiemateriaal en kruipstroomverlies.

Een 50 Ohm coaxiale kabel rechtstreeks verbonden aan een hoog impedante straler resulteert veelal in exceptioneel hoge verliezen in de kabel. Om hoge SWR –met bijbehorende verliezen- in de kabel te voorkomen, bevindt het aanpassingsnetwerk zich meestal direct bij de antenne (en daardoor vaak buiten).

6.1. *Isolatiematerialen.*

Bij isolatie spelen diverse aspecten:

1. doorslag van het dielectricum. Dit kan gebeuren bij dunne lagen (zoals draadisolatie), bij sterk verhit materiaal en na langdurige erosie/sputtering t.g.v. corona-effecten. Lucht op zeeniveau slaat door rond de 3kVp/mm (tussen twee platen, dus homogeen veld).
2. Doorslag over het oppervlak (via de "kruipweg", "creepage"). Er vormt zich een geleidend pad via het oppervlak van het isolatiemateriaal (bijvoorbeeld t.g.v. vervuiling of corona ontlading).
3. diëlectrische verliezen. Het is de bedoeling dat het vermogen de lucht in gaat en niet het isolatiemateriaal warm stookt.
4. mechanische sterkte. Meestal heeft een isolatiemateriaal ook een mechanisch dragende functie. Ten gevolge van inwerking van UV en oxidatie kan de sterkte na verloop van tijd sterk afnemen en kan een antenne naar beneden komen (helaas, ik heb er ervaring mee).

Materialen (kunststoffen)

Thermoplastische en thermohardende kunststoffen zijn doorgaans het makkelijkst te bewerken. Keramiek bewerkt een stuk lastiger. Relatief sterke thermoplastische kunststoffen als nylon (PA, polyamide) en PVC (polyvinylchloride) hebben hoge diëlectrische verliezen (in orde van $\tan \delta = 0.1$). Dit betekent dat je daarmee een condensator kan maken met een Q-factor van maximaal 10, tenzij je ervoor zorgt dat de meeste veldlijnen door lucht gaan.

(HD)PE (polyethyleen, witte snijplankjes, eenvoudige opbergmappen) heeft een lage verliesfactor (0.0002) en neemt nagenoeg geen vocht op, maar is mechanisch niet

echt sterk, en niet UV-bestendig. De verliezen zijn vergelijkbaar met die van PTFE (Teflon)!

UHMWPE / HMPE / PE-HM is hoog moleculair polyethyleen/polyetheen en is mechanisch aanzienlijk sterker dan wat je normaal gewend bent en heeft eveneens lage diëlektrische verliezen. Het is tegenwoordig ook voor de particulier in kleine hoeveelheden te krijgen (bijvoorbeeld de metaalwinkel, www.metaalwinkel.nl). Het materiaal is niet UV-bestendig. Gebruik niet het materiaal dat met koolstof (zwarte kleur) UV-bestendig is gemaakt.

PP (polypropyleen, emmers, cementkuipen) is vergelijkbaar met PE, doch mechanisch sterker en kan een iets hogere temperatuur hebben. Zowel PE als PP zijn zonder speciale voorbereiding niet te lijmen met de meest gangbare lijmen, maar is wel goed te lassen. Volgens de datasheet kunnen: 3M DP8010 (2 comp), 3M 4693H en Loctite "plastic bonding system"+ activator gebruikt worden als lijm voor PE en PP (geen ervaring mee).

PC (polycarbonaat, slagvaste vervanger voor glas in bijvoorbeeld bushokjes) geeft minder verliezen dan PA en PVC, en is mechanisch sterk en taai.

PMMA (plexiglas), mooi transparant, UV bestendig, relatieve permittiviteit iets hoger dan van PE (rond 2.2..2.5), verliesfactor rond 0.08 (dus hoog).

PTFE (Teflon), lage verliezen (tand = 0.0002), doch duur en mechanisch niet zo sterk materiaal, net als PE en PP niet te lijmen met huis tuin en keuken middelen.

Regeneraat materiaal (= gerecycled materiaal, bijv RPC) kan bruikbaar zijn, en is ook goed voor het milieu. Wel eerst testen

Er zijn veel meer kunststoffen, zoals: POM (Delrin), PEEK, PVDF, PETP, etc. Vanwege de hoge prijs gebruik je deze slechts als het met de gangbare materialen niet lukt.

Materialen (composieten)

Veel kunststoffen zijn ook te krijgen als "glass filled". Ze worden er sterker van, de maatvastheid neemt toe, vertonen minder kruip onder statische belasting, hebben lagere diëlektrische verliezen in geval van "slechte" kunststoffen, en verbeterde UV-bestendigheid. Het stof (bijv t.g.v. schuren/zagen) kan overigens irritatie in luchtwegen en op huid veroorzaken en is volgens diverse bronnen niet gezond voor de longen.

Fiberglas stokken (FRP materiaal, vliegers, sportartikelen) zijn zeer goed bruikbaar om de halve golf straler op de voet te bevestigen. Door de afstand in orde van de stralerdiameter te houden, gaat een groot deel van de veldlijnen door lucht waardoor de Q-factor van de capaciteit tussen onderkant straler en voet meestal voldoende hoog is.

Gebruik geen koolstof composiet materiaal. Ik heb het zelf een keer een tandwiel gebruikt in een overbrenging. Ik pakte het beet tijdens een condensator doorslagtest (RF). Er steeg onmiddellijk rook op (van mijn vingers). Nu weet ik ook waarom het tandwielteje zo duur was, het was koolstof-epoxy composiet.

UV-bestendigheid van kunststoffen.

Veel kunststoffen zijn niet langdurig UV-bestendig. Toevoeging van UV-absorberende materialen verbetert de UV-bestendigheid (bijv titaniumdioxide, of "carbon black").

Materiaal dat UV-bestendig gemaakt is door toevoeging van "carbon black" (zwart) is niet geschikt om als diëlektricum voor een condensator te gebruiken, en zeer waarschijnlijk ook niet geschikt als ophanging (om de straler aan de mast te bevestigen).

De diëlectrische verliesfactor neemt met factoren toe ten opzichte van het maagdelijk materiaal. Testen op 30 MHz en 150 MHz voor UV-gestabiliseerd HMPE (UHMPE) resulteren in een verliesfactor in orde van 0.04.

Als "carbon black" alleen gebruikt wordt als kleurstof, dan is het in de regel wel bruikbaar. Het probleem zit in het relatief hoge percentage carbon black (in orde van 2.5%) om voldoende UV-bestendigheid te krijgen.

In hoog vermogen toepassing zal het materiaal door de diëlectrische dissipatie in combinatie met slechte warmtegeleiding dusdanig heet worden dat de mechanische eigenschappen sterk teruglopen.

Brandbaarheid.

Als u met zenders aan de gang gaat, houdt er rekening mee dat veel kunststoffen standaard niet vlamdovend zijn (lees: je huis/bedrijf brandt af als het heel slecht loopt).

Constructie.

Vaak kan men met een slimme constructie de belasting op de materialen beperken. De constructie in figuur 8B is een veel gebruikte. De antenne wordt door in metaal gevatte kunststof ringen of plaatjes opgesloten. Zelfs als een van de isolatiematerialen bezwijkt, komt de antenne niet naar beneden. Een andere fail-safe constructie is de straler met zijn einde in een andere pijp plaatsen door middel van enkele isolaties. De capaciteit kan je gebruiken als onderdeel van een aanpassing, en mocht het kunststof bezwijken, dan komt de antenne niet naar beneden.

Bereken de minimale dikte niet alleen op diëlectrische doorslag, maar ook op kruipafstand (creepage distance). Bij lange dunne stralers bereikt men reeds bij 100W een ingangsspanning in orde van 500Vrms (dus 710Vp). Zorg dat de weg van straler naar de mast/voet via kunststof voldoende groot is als met de antenne gezonden dient te worden (enkele cm is geen uitzondering). T.g.v. vervuiling kan over onverwacht grote kruipafstanden na verloop van tijd toch een vonk getrokken worden welke wat materiaal doet verkolen met sluiting tot gevolg. Als dit eenmaal gebeurd is, moet de antenne naar beneden. Zorg dat na verloop van tijd zich geen vuil op kan hopen (door bijvoorbeeld schuine kanten te gebruiken waar het water direct vanaf loopt).

Daar waar de afstand tussen spanningsvoerende delen klein is, moet je geen uitstekende puntige delen hebben. Hier kan corona ontlading optreden. In ernstige gevallen kun je corona in het donker zien bij zenden. Het is een uiterst ongewenst verschijnsel vanwege spectrumvervuiling (het geeft ruis) en vermogensverlies. Als corona ontstaat is de kans op complete doorslag groter. Bovendien als corona ontstaat ter plekke van isolatoren, kan overslag ontstaan door koolspoorvorming (tracking) en/of verdamping van materiaal waardoor de doorslagspanning sterk daalt.

Op sites voor bouwers van "tesla coils" is veel over isolatiematerialen en doorslag te vinden. Zij werken met spanning >>10kV.

6.2. Condensatorformules.

Enkele condensator formules om een indruk te krijgen van wat je aan capaciteit kan verwachten (d = (binnen)diameter, D = hart-hart afstand, of buitendiameter, h = hoogte boven grondvlak, le = lengte, $\epsilon_0 \approx 8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m, C in Farad)

Plaatcondensator

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{D}$$

Dit is de meest bekende formule, maar ook degene die in de praktijk de grootste fout oplevert. Deze formule houdt alleen rekening met de veldlijnen die rechtstreeks van plaat tot plaat oversteken. Er steken echter ook veldlijnen over via kromme banen, in het bijzonder aan de rand van de plaat (4 stuks bij een rechthoek, in het Engels "fringe", "fringing"). Deze randcapaciteit moet opgeteld worden bij de berekende waarde volgens de Plaatcondensator formule.

Zelfs bij $D/d_{\text{plaat}} = 0.1$ (ronde platen, oneindig dun, $d_{\text{plaat}} =$ plaatdiameter), is de werkelijke capaciteit (voor lucht) reeds 12% hoger dan volgens de formule. Voor $D/d_{\text{plaat}} = 1$ (ronde platen), is de daadwerkelijke capaciteit reeds 100% hoger (dus dubbele waarde). Voor rechthoekige platen is de daadwerkelijke capaciteit nog hoger, omdat je daar meer randlengte hebt.

Coaxiale condensator

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot le}{\ln(D/d)}$$

Voor een kort stuk coax, is het capacitieve eindeffect niet te verwaarlozen. De verlenging bedraagt in orde van $0.25(D-d)$.

Twee parallelle ronde geleiders (twin lead, D = hart op hart afstand).

$$C = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \cdot le}{\cosh^{-1}(D/d)}$$

Ook voor een kort stuk twin lead is het capacitieve eindeffect niet te verwaarlozen. De verlenging bedraagt in orde van $0.25 \cdot D$. info: $\cosh^{-1}(x) \approx \ln(2 \cdot x)$ voor $x > 4$ (error < 0.8%)

Draad parallel aan grondvlak.

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot l e}{\cosh^{-1}(2h/d)}$$

Ook hier kan men een verlenging toepassen in orde van $0.5 \cdot h$, $\cosh^{-1}(x) \approx \ln(2 \cdot x)$ voor $x > 4$ (error < 0.8%)

De Bolcondensator:

$$C = 2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot d_{\text{sphere}}$$

Hoewel theoretisch exact voor oneindige afstand tot andere objecten, is deze formule bruikbaar voor het inschatten van de capaciteit tussen een bol en een (grond)vlak. Indien $h > d_{\text{sphere}}$, bedraagt de fout ongeveer -5%. Voor $h = 0.75 \cdot d_{\text{sphere}}$, bedraagt de fout -10% (de formule komt dus met een te kleine capaciteit). h = hartafstand van bol tot grondvlak.

Deze formule is ook goed bruikbaar om de capaciteit in te schatten van objecten waarvan de grootste afmeting groter is dan de afstand tot, bijv, ground. Meestal rekent men dan met $d_{\text{sphere}} = (l+b+h)/3$. zie onderstaand voorbeeld.

Een praktijkgeval:

Stel we hebben een plaatcondensator met twee ronde platen met $\text{diam} = 1\text{m}$ en $D = 1\text{m}$.

Volgens de plaatcondensator formule heeft deze constructie een capaciteit van 7.0pF. Uit de begeleidende tekst blijkt dat de daadwerkelijke capaciteit 2 keer zo hoog is (dus 14 pF).

Stel dat we de platen opvatten als bollen met gemiddelde diameter van $(1+1+0)/3 = 0.666$. De bollen staan 1.5 keer hun diameter uit elkaar (dus 0.75 keer hun diameter ten opzichte van een grondvlak). De twee bollen staan in serie, dus de totale capaciteit is dan de helft van een van de bollen. Dit resulteert in $0.5 \cdot 37\text{p} = 18.5 \text{ pF}$. Nu zie je dat procentueel gezien, de vlakke plaat formule er meer naast zit (zeker relatief gezien) ten opzichte van de bolformule.

Met behulp van bovenstaande formules kan men een inschatting maken van de capaciteit van een mechanische constructie.

6.3. Spoelformules.

De spoel is vaak de "slechtste" component. Condensatoren kunnen Q-factoren hebben van >1000, voor gewikkelde luchtspoelen houdt het bij Q=100..1000 op.

Gebruik bij voorkeur luchtspoelen met één wikkellaag. De antennespanning komt dan nooit in zijn geheel over de draadisolatie te staan en de spoelcapaciteit is in de hand te houden.

Het is aan te raden de windingen niet tegen elkaar te wikkelen (vermindering proximity effect), een separatie van ongeveer $0.5 \dots 1 \cdot d_{\text{wire}}$ wordt veelal gebruikt. Bovendien is de kans dat er vuil tussen gaat zitten, aanmerkelijk kleiner. Als de isolatie relatief dik is, kan men wel tegen elkaar wikkelen. De invloed van vervuiling is dan wel iets groter.

De eerste resonatiefrequentie (spoel gedraagt zich dan als parallelkring) treedt op bij een draadlengte van rond de 0.25λ . Als je draadlengte pakweg beneden 0.15λ blijft, zijn resonantie-effecten voor een eerste inschatting te verwaarlozen. De draadlengte mag best meer zijn, maar dan moet je rekening houden met transmissielijneffecten in de spoel en wordt het ontwerp van het aanpassingsnetwerk aanzienlijk lastiger, of meer experimenteren.

Voor enkellaag spoelen wordt de Wheeler formule veel gebruikt (stamt uit ongeveer 1928), nauwkeurigheid is beter dan 1% voor $le/D > 0.4$.

Zelfinductie Enkellaagspoel, Wheeler formule:

$$L = 2.5 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \frac{D^2 \cdot n^2}{4.5 \cdot D + 10 \cdot le} \quad le > 0.4 \cdot D \quad [H, Vs / A]$$

D = gemiddelde spoeldiameter, in m, n = aantal windingen, le = lengte, in m, $\mu_0 \approx 1.2566 \cdot 10^{-6}$ H/m. Voor $le/D = 0.2$ bedraagt de fout ongeveer = -4% (dus resultaat formule is te laag).

Als de separatie tussen de windingen groot is (ten opzichte van de draaddiameter), is de daadwerkelijke inductie wat hoger dan berekend m.b.v. deze formule.

Door de spoel wat uit te rekken, kun je de zelfinductie verlagen zonder het aantal windingen te verminderen.

Geleidend materiaal in de spoel, leidt tot afname van de zelfinductie en de Q-factor.

Indien u formules voor andere geometrie gebruikt (bijv t.b.v. een "ringo" spoel), gebruik dan de formule voor de "HF" of "transient" inductie. Formules voor "DC" inductie geven bij spoelen van zeer dikke draad of strip een te hoog resultaat voor de zelfinductie.

Enkele andere formules (D = hart-hart afstand, d = diameter, $\mu_0 \approx 1.2566 \cdot 10^{-6}$ H/m)

Één winding van ronde draad.

$$L = 0.5 \cdot \mu_0 \cdot D \cdot \left(\ln \left(\frac{8 \cdot D}{d} \right) - 2 \right)$$

Rondgebogen brede strip.

Gebruik zelfinductieformule voor enkellaagspoel met l_e = breedte van strip en neem $n=1$. Indien niet binnen geldigheidsbereik formule voor enkellaagspoel, gebruik bovenstaande formule met $d = 0.5 \cdot$ stripbreedte.

Parallel lopende geleiders (ronde doorsnede).

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot l_e \cdot \ln \left(\frac{D}{d} \right)$$

Indien slechts één draad boven een grondvlak (retourgeleider) gebruikt wordt, is de zelfinductie de helft bij $D = 2h$ (h =hart-hoogte boven grondvlak).

Zoektermen om meer over zelfinductie te vinden: Medhurst, Corum, Nagaoka, Wheeler.

6.4. Gebruik van de formules.

In veel gevallen, vind je geen formule voor jouw specifieke probleem. Indien je beschikt over een EM simulator, kun je zelfinductie en capaciteit bepalen aan de hand van het simulatieresultaat.

Vaak kun je de structuur opdelen in brokjes en worst case formules pakken, zodat je weet tussen welke waarden de zelfinductie of capaciteit zich bevindt. Door te experimenteren en enig inzicht in de materie kom je toch met relatief weinig ontwerpelingen tot een naar wens werkende antenne.

Naast de hier genoemde formules zijn er nog veel meer formules voor diverse geometrie. Ook kan je uitgaande van formules voor karakteristieke impedantie de zelfinductie en capaciteit per meter van een geometrie berekenen.

In veel formules zie je een "ln", "cosh⁻¹" [voor $x > 3$] of "log". Deze bewerkingen hebben het effect om grote getallen naar elkaar toe te brengen ($\log 10=1$, $\log 100=2$, $\log 1000=3$). Het eindresultaat is daardoor meestal niet sterk afhankelijk van waarop, deze bewerkingen losgelaten wordt.

7. Hoogspanningsaspecten.

7.1. *Parallele platen condensator.*

In veel resonante aanpassingen voor halve golf eindgevoede antennes staat over een condensator de volledige antennespanning. Doorslag of corona effecten liggen op de loer. In dit hoofdstuk wordt dieper op doorslag ingegaan.

Homogeen veld, doorslag

In geval van een homogeen veld (bijvoorbeeld tussen twee parallelle, zeer goed gepolijste platen) bedraagt de doorslagspanning van lucht op zeeniveau in orde van 3000 V/mm (voor plaatafstanden in orde van millimeters). Dit neemt op grote hoogte (lagere luchtdruk) sterk af!

Voor afstanden < 1mm, neemt de doorslagveldsterkte toe, bij afstanden > 10 mm, neemt de doorslagveldsterkte af. Voor meer info, zoek op "Paschen curve".

Benaderingsformule voor een homogeen veld (dus veld tussen twee vlakke platen):

$$U_B = 6.72 \cdot \sqrt{p \cdot d} + 24.36 \cdot p \cdot d$$

U_B = doorslagspanning in kV

p = druk in Bar (dus $p = 1$ op zeeniveau)

d = afstand in cm (centimeters).

$p \cdot d > 0.01$ bar·cm, lucht, 20 °C

Indien de oppervlakken niet goed bewerkt zijn, dient men een correctiefactor toe te passen. Deze correctie is nodig omdat bij slechte oppervlaktegesteldheid reeds bij rond 1.5kV/mm ionisatie op kan treden.

Voor een cilinder (of staaf) parallel aan een geleidend vlak waarvan de diameter >10 keer de afstand is, gedraagt het veld zich als homogeen (dus $E = U/d$).

De doorslagspanning neemt af met toenemende frequentie en bereikt een minimum zo tussen 1 en 5 MHz. Bij verdere verhoging neemt de doorslagspanning weer toe. Hoe kleiner de luchtspleet, hoe geringer de afname. Als je rekent met afname van 20%, zit je safe.

Niet-homogeen veld, doorslag

Voor niet homogeen veld (bijvoorbeeld doorslag vanaf een uitstekende punt), verloopt doorslag anders. Bij geleidelijke verhoging van de spanning zal eerst een onzichtbare corona ontlading ontstaan op metaal/lucht overgangen met kleine straal. Denk aan punten, randen, dunne draad, etc. Bij verdere verhoging ontstaat een zichtbare corona. Bij nog verdere verhoging zal uiteindelijk volledige doorslag optreden bij een spanning welke aanzienlijk lager is dan op grond van de 3kV/mm en de afstand verwacht werd.

Bij toenemende frequentie is bij gelijke spanning de coronastroom hoger. Dit zorgt voor meer warmteontwikkeling, daarmee hogere temperatuur en afname van de doorslagspanning. Als de corona eenmaal UV-straling uitzendt, wordt omringende lucht ook geïoniseerd waardoor de doorslagspanning daarvan afneemt. Het gevolg is dat als bij 50Hz een niet homogeen veld doorslaat bij 2 kV, dit voor RF best eens minder dan 1 kV kan zijn.

Isolatiemateriaal, doorslag

Isolatiematerialen (zowel vast als vloeibaar) hebben een aanzienlijk hogere doorslagsterkte dan lucht (voor DC en laagfrequent AC).

Men zou denken: stop kunststof diëlectricum tussen de platen van een condensator en mijn condensator kan meer spanning hebben. Kunststof heeft immers een véél hogere doorslagspanning dan lucht. Helaas, die vlieger gaat voor AC om meerdere redenen niet op.....

- Via luchtinsluitingen kan alsnog gedeeltelijke doorslag optreden (Partial Discharge in de lucht in luchtbellens), waardoor uiteindelijk de isolatie toch bezwijkt.
- De doorslagspanning van isolatiematerialen neemt af met toenemende frequentie.
- Via kruipwegen kan doorslag via het oppervlak van isolatiematerialen optreden ten gevolge van corona op randen, of vervuiling.

7.2. Luchtinsluiting.

Een (saai?) stuk theorie over veldlijnen

Voor het magnetisch veld geldt:

$$B = \mu \cdot H \quad [Vs/m^2, T, Wb/m^2]$$

B, de magnetische fluxdichtheid gedraagt zich wiskundig gezien als een (tijdelijke) stroming (flow) zodra het veld in sterkte verandert.

Voor het elektrisch veld bestaat een soortgelijke relatie:

$$D = \varepsilon \cdot E = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot E \quad [As/m^2, C/m^2]$$

D = diëlectrische verplaatsing (doorschuiving, dielectric displacement), bij metalen ladingsdichtheid.

Wiskundig gezien gedraagt D zich als een (tijdelijke) stroming als de sterkte verandert. D kan dus niet stapvormig veranderen indien D van het ene naar het andere materiaal gaat (net als bij elektrische stroom).

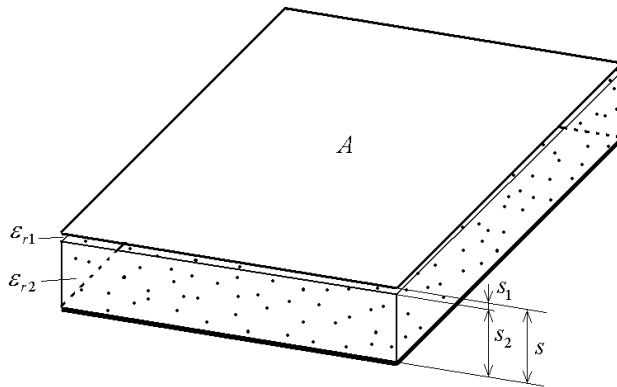
Voor een vlakke plaat condensator is de lading bij benadering gelijkmatig over het plaatoppervlak verdeeld en geldt:

$$D = \frac{Q}{A} \quad [As/m^2, C/m^2]$$

Q = lading, in As, Coulomb (C), $Q = C \cdot U$, A = plaatoppervlak (één zijde van één plaat), in m^2 .

Zie ook figuur 11.

Field strength in parallel plate capacitor for determining probability of corona discharge



$$C = \frac{\epsilon_{eff} \cdot A}{s} \quad \epsilon_{eff} = \epsilon_0 \cdot \left(\frac{s_1 + s_2 + s_n}{\frac{s_1}{\epsilon_{r1}} + \frac{s_2}{\epsilon_{r2}} + \frac{s_n}{\epsilon_m}} \right)$$

$$s = s_1 + s_2 + s_n$$

$s \ll \text{Size of capacitor}$ Copyright (c) 2007, TeTech

$$D = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot E = \frac{Q}{A} \quad [As/m^2, C/m^2]$$

D = Electric Displacement Density

D is continuous across an interface of dielectrics (it is a "flow"),

E can change abruptly across an interface of 2 dielectrics (it behaves as a pressure)

$$E_{max} = \frac{1}{\epsilon_0} \cdot \frac{C \cdot U}{\epsilon_{r,low} \cdot A} \quad [V/m]$$

For the field within the plate capacitor, at the edges, the field strength is higher.

Figuur 11: Veldsterkte in parallelle platen condensator t.b.v bepaling kans op corona-ontlading.

Als we D en ϵ kennen, kunnen we E uitrekenen met:

$$E = \frac{D}{\epsilon} \quad [V/m]$$

Als je zelf een condensator maakt met isolatiemateriaal er tussen, zal het meestal niet lukken om overall goed contact tussen metaal en diëlectricum te krijgen (tenzij je het ding in de olie zet of sterk invet en vervolgens klemt). Een deel van de veldlijnen gaat dus door lucht. In figuur 11 is dit weergegeven. Vanaf de bovenste plaat gaan de veldlijnen eerst door een dunne luchtlaag, dan door het vaste diëlectricum en vervolgens eindigen zij op de onderste plaat.

Bij de figuur staat tevens de formule om de effectieve epsilon uit te rekenen op basis van de laagdikten.

Als we de capaciteit, werkspanning (dus ook de lading) en het plaatoppervlak kennen, kan de veldsterkte in eventuele luchtinsluitingen uitgerekend worden met:

$$E_{max} = \frac{1}{\epsilon_0} \cdot \frac{C \cdot U}{\epsilon_{r,low} \cdot A} \quad [V/m] \quad \text{HV_A}$$

E_{max} = elektrische veldsterkte in materiaal met laagste relatieve permittiviteit (V/m),

C = capaciteit in F (As/V),

A = plaatoppervlak in m^2 ,

$\epsilon_{r,low}$ = relatieve permittiviteit van laag met laagste relatieve permittiviteit.

Omwerken een invullen van epsilon voor lucht geeft:

$$A > 112 \cdot 10^9 \cdot \frac{C \cdot U}{E_{max}} \quad [m^2] \quad \text{HV-B}$$

A = minimaal benodigd oppervlak [m^2] om beneden E_{max} te blijven, C = capaciteit van vlakke plaatcondensator [F], E_{max} = maximaal toelaatbare veldsterkte in aanwezige lucht [V/m].

Met bovenstaande formule kun je in geval van plaatcondensatoren de minimaal benodigde oppervlakte uitrekenen indien zich ergens lucht tussen de platen bevindt. Zie ook randeffect (Edge effect) omdat vlakbij randen een hogere veldsterkte heerst.

Voor de volledigheid nog even de formule voor het veld ruimschoots binnen de platen voor een luchtcondensator:

$$E = \frac{U}{h} \quad \text{HV_C}$$

h = afstand tussen platen.

Wat kies je voor E_{max} ? In ieder geval niet 3.5kV/mm (1mm gap, 2 MHz). Tussen de platen bij een plaatcondensator is het veld behoorlijk homogeen, waardoor als er ergens ionisatie optreedt, dit direct de veldsterkte doet verhogen op andere plekken met doorslag (eventueel naar een vast diëlectricum) tot gevolg. Bovendien zal aan de randen van de platen de veldsterkte hoger zijn. Ga voor lucht uit van $E_{max} = 1..2$ kV/mm. Als de spleten erg klein zijn, kun je m.b.v. de "Paschen curve" een wat hogere veldsterkte toestaan.

7.3. Doorslagsterkte materialen.

Zelfs al zou je geen luchtinsluitingen hebben (vacuüm zuigen en vol laten lopen met olie/hars/etc), dan nog kun je geen veldsterkte toestaan gebaseerd op een tabellenboek. Voor radiofrequente velden is de doorslagspanning in materialen namelijk aanzienlijk lager dan voor de 50/60 Hz netfrequentie. Dit komt door opwarming (diëlectrisch verlies), verontreiniging, vochtopname, luchtinsluiting in het materiaal zelf, en andere zaken waardoor de veldverdeling in het materiaal niet meer homogeen is.

Ter verduidelijking van opwarming, het verliesvermogen in een condensator bedraagt:

$$P_{LOSS} = 0.5 \cdot C \cdot \omega \cdot \tan \delta \cdot U_p^2$$

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$. Een 50 pF condensator met een dielectricum met $\tan \delta = 0.01$ en 1000Vp dissipeert rond 16W op 10 MHz. Als dit een klein formaat condensator is, warmt deze op tot boven 200 °C, en dit gaat daarmee hopeloos mis. Zelfs een diëlectricum met $\tan \delta = 0.001$ zal nog steeds zoveel warmte opwekken dat het diëlektricum behoorlijk warm kan worden (zelfs smelten). Het effect wordt versterkt doordat kunststoffen slechte warmtegeleiders zijn. Een grote condensator kan zijn warmte makkelijker kwijt. Groot betekent automatisch lagere veldsterkte in het materiaal.

Als een bepaald sample bij 50 Hz bijvoorbeeld een doorslagspanning heeft van 50 kV/mm, dan is het niet vreemd dat eenzelfde kwaliteit sample bij 10 MHz reeds bij 8kV/mm doorslaat. Indien een luchtinsluiting doorslaat bij een bepaalde spanning (zogenaamde partial discharge), dan slaat na verloop van tijd (seconden tot uren) het materiaal toch door. Het minuscule vonkje/koolspoortje vreet zich gewoon door het materiaal heen. Als je aan de veilige kant wilt zitten houdt je rekening met een luchtinsluiting/luchtlaag die niet door mag slaan.

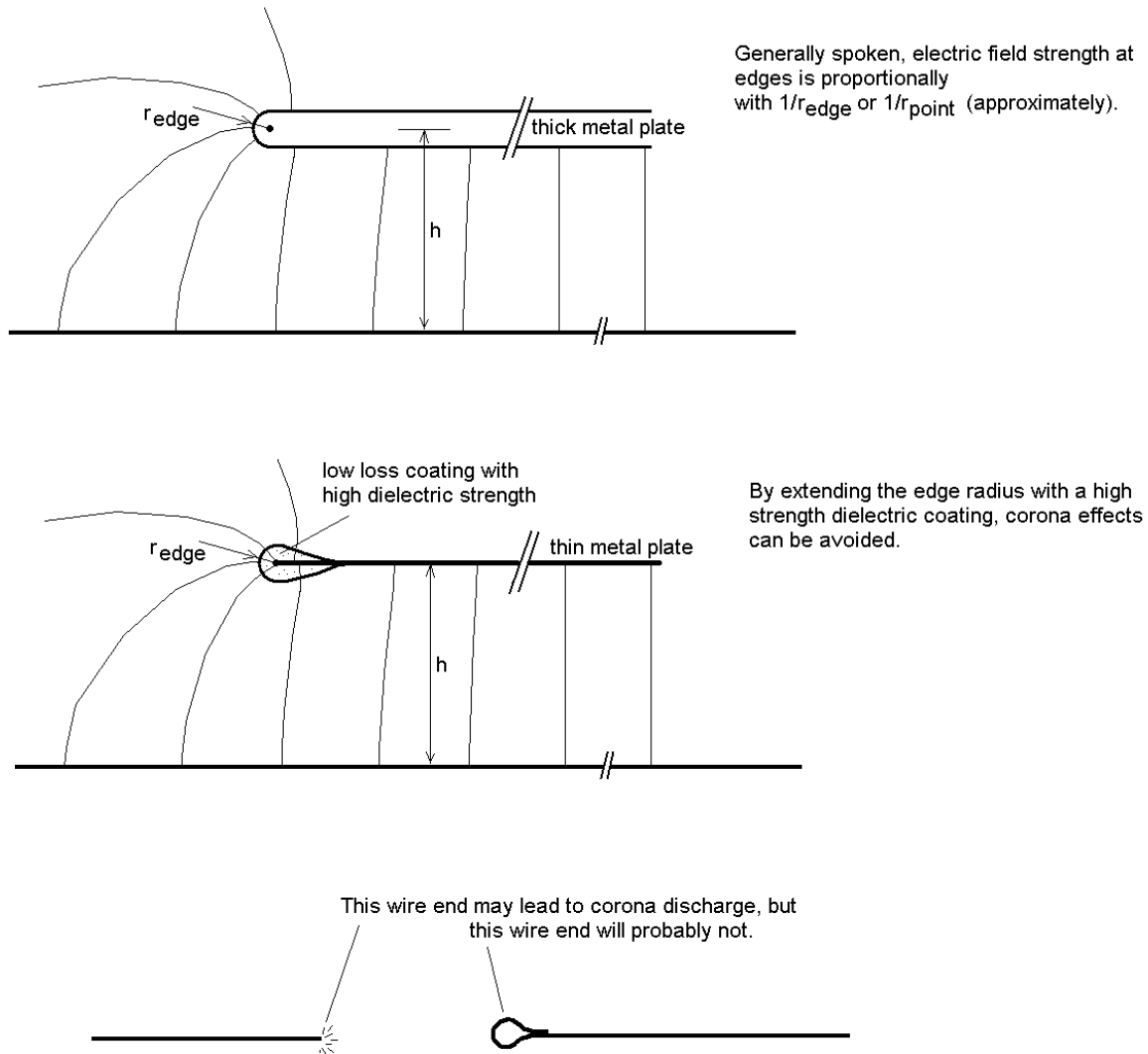
7.4. Randeffect (Edge, or Field Fringe effect).

Op randen en uitstekende delen verzamelt zich meer lading (dus de ladingsdichtheid (D) is daar hoger dan op vlakke oppervlakken). Dit is ook te zien aan het veldlijnenverloop, veldlijnen komen samen op randen (zie figuur 12).

De elektrische veldsterkte op de overgang metaal-lucht (of overgang metaal-diëlectricum) is daardoor aanzienlijk hoger. Hoe kleiner de buigradius van de rand, hoe hoger de elektrische veldsterkte. Een corona (blauwe gloed in het donker) ontstaat als eerste aan de randen vanwege de hogere veldsterkte.

Alleen van simpele structuren is de veldsterkte exact te berekenen (coax, evenwijdige platen, bol, bol in bol, etc). Voor de meeste structuren zullen we met EM simulatie aan de gang moeten, of benaderingsformules toe moeten passen. Voor een grove inschatting kunnen de formules uit dit hoofdstuk gebruikt worden.

Expected field strength at edges and sharp objects



Figuur 12: Elektrische veldsterkte op randen en puntige uitsteeksels.

Onderstaande formule geeft een indicatie voor de elektrische veldsterkte op de rand van een condensator (zie ook figuur 12):

$$E_{edge} \approx \frac{U}{r_{edge} \cdot \ln(h/r_{edge})} \quad [V/m] \quad \text{HV_D}$$

E_{edge} = veldsterkte op metaal-dielectricum overgang op de rand van de condensatorplaat, in V/m,

r_{edge} = minimale buigradius van rand, in m, U is spanning tussen de twee platen, in V

h = gemiddelde (center) afstand tussen plaat en andere plaat of grondvlak, in m.

Opmerkingen:

Formule is exact voor de coaxiale structuur. Formule geldt voor rechte randen, Indien de rand zelf ook rond loopt, heeft men te maken met een dubbelgekromd oppervlak (net als bij een bol). Bij dubbelgekromde randen, is de veldsterkte (E) hoger.

Formule geeft waarde welke hoger ligt dan in de praktijk. Als de platen gelijke afmetingen hebben (randen recht tegen over elkaar), zal de veldsterkte in werkelijkheid ongeveer de helft bedragen.

Voor een sterk uitstekende punt kan men als indicatie gebruiken:

$$E_{point} \approx \frac{U}{r_{point} \cdot \left(1 - \frac{r_{point}}{h}\right)} \quad [V/m] \quad \text{HV_E}$$

$$E_{point} \approx \frac{U}{r_{point}} \quad [V/m] \quad \text{voor } h \gg r_{point} \quad \text{HV_F}$$

Opmerkingen:

Formule is exact voor bol-in-bol structuur. Formule geeft voor uitsteeksels waarden welke hoger liggen dan in de praktijk. Zeker indien het uitsteeksel zich nog dicht bij de constructie bevindt waar het elektrisch aan vast zit.

Maximaal E-veld tussen twee evenwijdige ronde draden (V/m, maten in m):

$$E_{\max} \approx \frac{U}{d_{\text{wire}} \cdot \ln\left(\frac{D_{c-c}}{d_{\text{wire}}}\right)} \quad [V/m] \quad \text{HV_G}$$

Maximaal E-veld tussen ronde draad en groot grondvlak(V/m, maten in m):

$$E_{\max} \approx \frac{2 \cdot U}{d_{\text{wire}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot D_{c-p}}{d_{\text{wire}}}\right)} \quad [V/m] \quad \text{HV_H}$$

Wat is een veilige waarde voor E_{\max} ? De situatie is anders dan bij het veld tussen een vlakke plaat condensator. Indien r_{edge} of $r_{\text{point}} \ll h$ is, neemt het veld op enige afstand van de rand of punt snel af. Als het oppervlak van de rand of puntig uitsteeksel mooi glad is (en dat tijdens bedrijf blijft), kan je richting $E_{\max}=2\text{kV/mm}$ gaan (droge lucht, zeeniveau). Indien door een transiënt of tijdelijke vervuiling toch ionisatie ontstaat, zal het corona effect dicht bij de rand of punt blijven en niet leiden tot een volledige doorslag. Corona mag niet eindigen/beginnen op isolatiemateriaal, want dat vernielt na verloop van tijd (of sneller) de isolatie.

In een tijdelijke (amateur)opstelling, waarbij je kan detecteren dat het mis is en waarbij je de condensatoren snel kunt vervangen, kan je wat meer risico nemen (lees hogere veldsterkte).

7.5. **Kruip, lekpad (creepage).**

Isolatie is begrensd in afmeting, waardoor er in principe ook een elektrisch pad gevormd kan worden buiten de isolatie om. Dit kan natuurlijk niet als de gehele constructie ingebed is in isolatiemateriaal, tenzij coronaontlading in het isolatiemateriaal optreedt. Figuur 12.1A toont kruipwegen tussen twee sporen, en via de rand van een PCB.

Als er een kruipweg bestaat (is meestal het geval bij afstemcondensatoren/trimmers), kunnen problemen ontstaan als de kruipweg door temperatuurschommelingen vochtig kan worden. Als er dan ook nog wat verontreiniging aanwezig is (dit voorkom je nagenoeg niet in een buitensituatie), dan geleid het vocht ook nog. Als het vocht opdroogt, wordt op een gegeven moment de vochtlaag onderbroken waardoor de lekstroom via een vonkje onderbreekt. Dat vonkje kan een klein koolstofplekje achterlaten (afhankelijk van het materiaal) Als dit herhaaldelijk gebeurt, krijg je een groeiend koolstof pad dat op een gegeven moment doorslaat. De doorslag vindt dus niet plaats door het materiaal heen, maar gaat via het oppervlak van het materiaal. Plastics vormen bij verhitting koolstof, en zijn daardoor gevoeliger voor koolspoorvorming (tracking in het Engels) dan bijvoorbeeld Porselein. Dit effect (tracking) is de reden dat daar waar veiligheid van belang er zelfs bij 230Vac kruipafstanden (creepage distances) in orde van 6.4 mm en meer vereist zijn tussen een 230Vac spoor een bijv een 12V spoor op een PCB.

Een spoor kan ook in een volledig droge ruimte gevormd worden indien bij de geleiders corona ontleding ontstaat. De corona dicht bij de geleider die ook het isolatiemateriaal raakt, vormt uiteindelijk een koolspoor op kunststof. Vandaar uit kan via coronaontlading vanaf het koolspoor het spoor verder aangroeien. De veldsterkte aan het oppervlak van een rechte ronde geleider waarbij zichtbare corona ontleding optreedt is gelijk aan (1 bar, 25 °C, 60 Hz):

$$E_c = 3 \cdot \left(1 + \frac{0.97}{\sqrt{r}} \right) \quad [kVp/mm], \quad \text{wire radius } r \text{ in mm}$$

Als voorbeeld: het allereerste begin van corona ontleding tussen twee evenwijdige ronde draden treedt op bij een spanning van (1 bar, 20 °C, volledig gladde geleiders):

$$V_{disrupt} = 3 \cdot r \cdot 2 \cdot \ln\left(\frac{d}{r}\right) \quad [kVp]$$

$V_{disrupt}$ = spanning tussen de twee draden waarbij extra ionisatie van de omringende lucht optreedt [kVp], r = straal van geleiders [mm], d = hart-hart afstand tussen draden [mm], $d > r$. De factor $3k$ is gebaseerd op de doorslagspanning van lucht voor grote gaps (3 kVp/mm).

Voor zichtbare corona is een correctiefactor nodig van $1 + 0.95/\sqrt{(\delta \cdot r)}$, r in mm, voor een ruw oppervlak gebruik extra correctiefactor van 0.85.

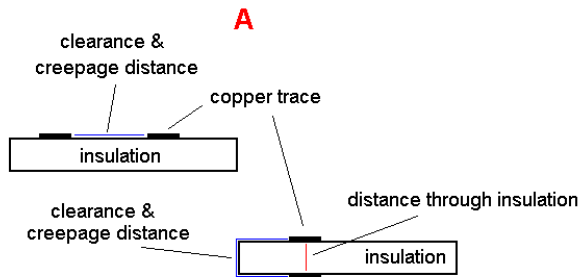
Bij hogere temperatuur en lagere druk, neemt $V_{disrupt}$ af (met factor $\delta = 298 \cdot P/T$, P in bar, T in Kelvin).

Alles in één formule leidt tot (zichtbare corona, r in mm, T in Kelvin, P in bar):

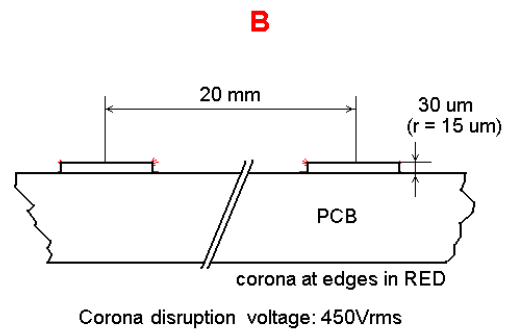
$$V_{Vis.Cor} = 3 \cdot \left(1 + \frac{0.97}{\sqrt{r \cdot 298 \cdot P/T}} \right) \cdot \frac{298 \cdot P}{T} \cdot r \cdot 2 \cdot \ln\left(\frac{d}{r}\right) \quad [kVp]$$

Als de afstand tussen de geleiders niet meer groot is ten opzichte van de straal van de geleider, treedt direct volledige doorslag op (dus zonder coronawaarschuwing vooraf)!

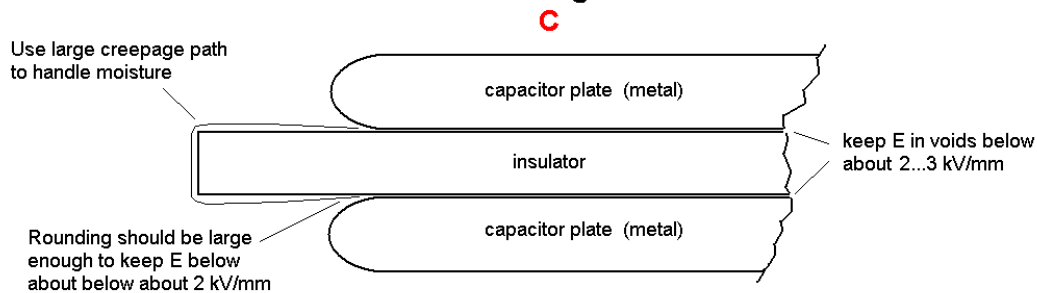
Distance through insulation, clearance and creepage distance



PCB for creepage testing



Solution for tracking due to corona



figuur 12.1: kruipwegen, afstand door isolatie en corona.

Bij twee draden met diameter van 0.2 mm (dus straal is 0.1 mm) en afstand van 20 mm begint coronaontlading reeds bij 3 kVp (2 kVrms). Deze corona is niet zichtbaar. Als het gaat om één draadje op 10 mm boven een grondvlak, is de halve spanning vereist (dus zo'n 1 kVrms).

Bij 50 Hz is de corona stroom zeer laag (minder dan de capacatieve stroom tussen de geleiders) waardoor de warmte ontwikkeling gering is. Bij toenemende frequentie neemt de capacatieve stroom tussen de geleiders toe, en daarmee ook de coronastroom. Meer coronastroom is meer dissipatie in de lucht zeer dicht bij de geleiders en daarmee toename van temperatuur. De dissipatie zorgt ervoor dat bij RF spanning vanuit de geleider een spoor kan vormen. Bij nog hogere frequentie is de warmteontwikkeling dusdanig dat materiaal verdampt en als voeding voor corona zorgt. Daarna treedt zeer snel doorslag op. Bij RF is corona ontlading (feitelijk Partial Discharge) de hoofdverantwoordelijke voor de spoorvorming en niet het tracking fenomeen zoals dat ontstaat door vervuiling in combinatie met vocht. Dit feit heeft dramatische gevolgen voor kruipwegen.

EN 60664-4 gaat in op minimale isolatieafstanden en kruipwegen voor frequenties > 30 kHz. De geometrie die voor kruipafstand gebruikt wordt, produceert een zeer inhomogeen veld (zie figuur 12.1B). De sporen op de test-PCB hebben een breedte van minder dan 0.5 mm, ze zijn dun, en de print is niet gecoat. Daardoor treedt reeds

bij in orde van 450V rms niet zichtbare corona op. Om de corona ontlading te stoppen dient de spanning verlaagd te worden. Volgens EN 60664-4 (tabel 2) is voor een frequentie van 3 MHz en 300Vp een kruipafstand van 20 mm vereist. Op deze manier kun je niets meer ontwerpen.

Hoe kun je toch een werkbare situatie krijgen? Gebruik gewoon dik materiaal met mooi ronding zodat veldsterkte op ronding < 2 kV/mm, zie figuur 12.1C. Dan heb je gewoonweg geen corona en dus ook geen spoorvorming of verbranding van het diëlektricum. Mocht het om wat voor reden toch misgaan (zie volgende alinea), zorg dan dat de schade beperkt blijft.

Bij verontreiniging kan dit als nog fout gaan indien onder de ronding vuil ophoopt dat vochtig kant worden. Dan kan alsnog een spitse geleider-isolatieovergang ontstaan die voor corona ontlading kan zorgen (zie het als een soldering die goed uitvloeit). Verdamppt de geleider mooi, dan kan de schade meevallen, maar is eenmaal een spits puntig spoortje gevormd, dan zal dit toch aangroeien en zal uiteindelijk doorslag via het oppervlak optreden.

7.6. Een rekenvoorbeeld 30pF/1kV condensator.

Vereist is een vlakke plaat condensator van 30 pF welke 1 kVp werkspanning dient te hebben. Bij de beoogde constructie kan lucht tussen kunststof dielectricum en metaal aanwezig zijn. Als dielectricum wordt PE (Polyethyleen / Polyetheen) gebruikt.

We stellen voor homogeen veld $E_{\max}=1$ kV/mm (1 MV/m).

Uit formule HV_B volgt dat $A > 0.0034$ m² (cirkel met D = 66 mm).

Als we lucht als diëlectricum zouden nemen, hebben we een plaatafstand van 1 mm nodig. Dit zal in werkelijkheid iets minder zijn vanwege het randeffect (fringing).

Het plan is om gebruik te maken van 2.5 mm dik aluminium dat netjes afgerond is (dus $r_{\text{edge}} = 1.25$ mm).

Hoe hoog bedraagt de veldsterkte aan de randen. Voor h moeten we niet s invullen, vanwege de 2.5 mm plaatdikte (zie figuur 12). $h = 2.25$ mm en $r_{\text{edge}} = 1.25$ mm.

Invulling in formule HV_D geeft: $E_{\text{edge}} = 1.36$ MV/m (1.36 kV/mm). Als de randen van de platen netjes tegenover elkaar liggen (platen even groot en goed uitgelijnd), zal de veldsterkte aan de randen lager uitvallen.

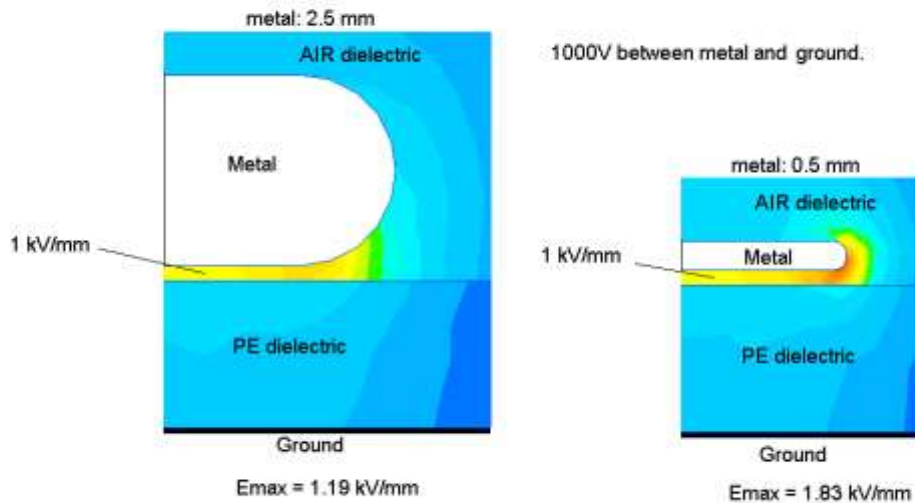
Door tussenplaatsing van materiaal met $\epsilon_{\text{eff}}=2$, kan de plaatafstand minimaal verdubbeld worden tot 2mm. Hiermee is dit een praktisch realiseerbare condensator geworden.

Opmerking:

De veldsterkte op zowel de randen als op de platen zelf ligt ver beneden 3kV/mm. Indien men de luchtspleet tussen het dielectricum en de platen relatief klein kan houden (bijvoorbeeld < 0.2 mm), dan kan men een compactere condensator bouwen. Dit komt omdat voor kleine luchtspleten de doorslagsterkte van lucht aanzienlijk hoger is (in orde van 4 kV/mm voor $d=0.2$ mm). Testen op hogere spanning en/of duur is dan zeker aan te raden.

Figuur 12.2 geeft een QuickField simulatie weer van het Elektrisch veld dicht bij de rand (jsterke non-uniform meshing!). De veldsterkte in de spleet tussen plaat en PE diëlektricum bedraagt 1 kV/mm. Aan de randen bedraagt het voor de dunne afgeronde plaat 1.82 kV/mm tegenover 1.19 kV/mm voor de dikke afgeronde plaat. Niet afronden resulteert in een veldsterkte van > 2 kV/mm. De reden dat de veldsterkte lager is dan 1.36 kV/mm is deels vanwege het dielektricum.

Effect of rounding in peak E-Field in Air



figuur 12.2: Effect van afronden en plaatdikte op E-veld.

Bij gebruik van de constructie zoals in figuur 12.1C getoond, 2 mm plaatdikte (radius = 1 mm) en 1.5 mm dik PE dielectricum is een doorslagspanning realiseerbaar van iets boven 5 kVp (getest op 7 MHz). Het faalmechanisme is corona ontlading vanaf de zijkant van de afgeronde platen naar het dielectricum waarbij door de warmteontwikkeling de corona door het PE brandt.

7.7. Eindeffect bij draden (end-effects).

Dit is van toepassing op de einden van antennegeleiders (waar meestal hoge spanning staat) of open einden van resonatoren (waar door de opslinging zeer hoge spanningen op kunnen treden). Ook hier kan men de bol in bol benadering gebruiken welke eerder genoemd is:

Als grove benadering geldt:

$$E_{wire.end} \approx \frac{U}{r_{point} \cdot \left(1 - \frac{r_{wire.end}}{h}\right)} \quad [V/m] \quad HV_G$$

h = afstand tot dichtbij groot vlak.

Ook indien er geen vlak dichtbij is, blijft de veldsterkte op het draadeinde hoog.

Bang voor corona discharge bij 1kW input (niet legaal in NL) in uw vertical of dipole antenna?

Dat is niet geheel onterecht, want de eindimpedantie kan bij lage opstelling en zeer goede grondgeleiding (bijv over brakwater of zeewater) richting 10 kOhm gaan en dat resulteert in eindspanning in orde van 4kVpiek (bij 1 kW input).

Gelukkig hoeft dit geen probleem te zijn. Door het draadeindje terug te vouwen tegen de geleider aan (in feite een lusje), gaat het "punt"probleem over in een "rand/coaxiaal" probleem en neemt de veldsterkte sterk af. Voorwaarde is dat de buigradius van het lusje aanmerkelijk groter is dan de straal (halve diameter) van de (antenne)draad. Zie figuur 12 voor verduidelijking.

Eventueel kunt u de einden van een siliconen balletje voorzien.

7.8. Spoelen.

Luchtspoelen

Ook bij spoelen dient men op te letten. Vooral spoelen met lage zelfinductie en geringe lengte/diameter verhouding kunnen dermate weinig windingen hebben, dat tussen iedere winding veel spanning kan staan. Vervuiling daartussen kan tot overslag leiden, zelfs al is de draad geïsoleerd. Voordeel is dat een klein beetje vervuiling weg kan branden!

Een ander punt van zorg zijn mechanische ondersteuning voor de windingen (strips met gaatjes, wikkellichamen, etc). Hier kan door oppervlakte vervuiling relatief makkelijk overslag optreden. Aangezien de relatie tussen optimale Q factor en lengte/diameter verhouding relatief zwak is, is het meestal niet bezwaarlijk om l/D in orde van 2 te kiezen. De spanning per winding wordt dan lager waardoor je wellicht wat meer ontwerpvrijheid/materiaalkeuze hebt.

Luchtspoelen met meer wikkellagen zijn echt in het nadeel doordat de spanning over windingen toeneemt (minimaal verdubbelt). Soms is daar niet aan te ontkomen als een spoel ook een transformatorfunctie heeft waarbij enige koppelfactor vereist is.

Spoelen met ferrietkern

Spoelen met ferrietkern is weer een geval apart. Ferrietmateriaal is geen goede isolator, maar een sterk verliesgevend diëlectricum (geldt ook voor NiZn materialen). Spoelen in een lage impedantie-omgeving hebben daar geen last van.

In geval van hoge impedanties is de capacatieve stroom vanaf de windingen naar het ferriet niet meer verwaarloosbaar. Aangezien de diëlektrische verliesfactor van ferrietmateriaal hoog is, kan het diëlektrisch verlies zomaar dominant zijn over de overige verliezen. Diëlektrisch verlies t.g.v. capacatieve stroom vanaf de geleiders wordt in de specificatie van ferrietmaterialen NIET meegenomen. Naast het diëlektrisch verlies kan natuurlijk ook doorslag van het wikkeldraad naar het ferriet optreden.

Een isolatiedikte van tenminste de draaddiameter kan men als richtlijn aanhouden. Gebruik Teflon of ander materiaal met lage diëlektrische constante. Ferrietstaven kan men zwevend ophangen binnen de spoel waardoor koeling goed mogelijk is en de diëlektrische stroom laag is.

Hoewel niet relevant voor hoogspanningseffecten, een klein-signaalmeting is in de regel niet geschikt om de Q-factor te bepalen van ferrietspoelen voor zendtoepassing. Ferriet of poederijzer gebruikt men om tot een kleinere spoel te komen, vooral op het lage deel van het HF spectrum en daaronder (zeg maar beneden 5 MHz). Het lukt dan niet om de fluxdichtheid beneden 0.5 mT te houden. Bij excitatie in het mT gebied, is een halvering van Q-factor mogelijk.

Bij gebruik als transformator (waarbij de spoelimpedantie veel hoger is dan de bronimpedantie) treedt hetzelfde effect op: de toename van het kernverlies is meer dan proportioneel met de fluxdichtheid. Testen dient dus ook hier op tenminste maximaal vermogen plaats te vinden, of op zijn minst een spanning waarbij een fluxdichtheid ontstaat die ook onder werkomstandigheden optreedt.

7.9. Samenvatting:

Het lijkt aantrekkelijk om een extra diëlektricum toe te voegen om de werkspanning van een condensator te verhogen, helaas gaat dit meestal niet goed. Alleen als luchtinsluiting vermeden kan worden, kan een hogere werkspanning verkregen worden voor frequenties tot pakweg 10 MHz en bij gebruik van zuiver low-loss materiaal (PE, PTFE, PP). Boven 10 MHz neemt het verlies in materiaal toe en de maximaal toelaatbare elektrische veldsterkte af waardoor de veldsterkte in het materiaal doorgaans beperkt is tot 1 kV/mm.

In andere gevallen zal door corona ontlading van metaal naar diëlectricum (en omgekeerd) het diëlectricum uiteindelijk bezwijken. Dit gaat in het bijzonder op voor de randen en hoeken van condensatorplaten of andere constructies.

De hoogste veldsterkte treedt op bij randen en scherpe uitstekende delen. Bij grove benadering is de veldsterkte op randen en punten omgekeerd evenredig met de kleinste buigradius (bijvoorbeeld halve plaatdikte). Puntige uitstekende delen (denken aan lange schroeven aan randen van condensatorstructuren) veroorzaken de hoogste veldsterkte.

Indien puntige of dunne constructies onvermijdelijk zijn, kan een coating met materiaal met hoge doorslagsterkte en laag verlies uitkomst bieden indien de frequentie zich beperkt tot zo'n 10 MHz.

Zorg ervoor dat kruipwegen tussen condensatorplaten over isolatie veel groter zijn dan de plaatafstand zodat enige condensvorming de levensduur niet beperkt (tracking is een langzaam proces).

Het gebruik van diëlektricum mag dan wel niet leiden tot een veel hogere doorslagspanning, het vereenvoudigt de constructie van condensatoren wel.

Ook bij spoelen kan men te maken krijgen met hoogspanningsaspecten. Gebruik zoveel mogelijk enkellaagspoelen waarbij de windingen niet tegen elkaar aan liggen. De spanning per winding kan men verlagen door de lengte/Diameter verhouding groter te kiezen dan op basis van maximale Q-factor.

Op sites voor Tesla Coil bouwers is ook veel info te vinden over hoogspanningszaken. Zij werken immers met echt hoge spanning waarbij bewust partiële doorslag (corona) op dient te treden.

8. Ontwerpvoorbeelden.

8.1. *Half-wave end-fed antenna for 2m band (English only).*

Introduction.

For my November 2011 vacation in Spain, I needed a 2m band antenna that can be mounted on a typical holiday apartment. It is used with a portable transceiver (5W). An external antenna will definitely perform better than the flexible antenna that came with the transceiver. In addition, an outdoor antenna suffers less building loss.

Requirements:

- Low weight (because of air travel)
- Space-saving (because of air travel)
- Water-proof (it may rain along the Costa del Sol).
- Low visible profile (as many apartments do not allow mounting of antennas at the front side).
- Design and realization within 2 days (as other priorities were present).
- Reliable and easy to inspect visually (as measuring equipment is not available at the vacation address).
- Transmitting power: 5W
- No radials or minimal additional ground provision.

Most simple antenna is an end-fed stranded wire antenna with a thin coaxial feeder, as shown in figure 11A. It can be fixed to the balcony above (via the plastic cord), or can be attached to some piece of PVC conduit (sourced locally). A coaxial sleeve dipole could also be used, but this is not as easy as most people think.

The antenna can be coiled for transportation and will survive rough handling.

As there is no time to make an enclosure, intention is to put the matching components on a small PCB. Traces will be made by milling excess copper with a rotating multi-tool. Cable and antenna will be directly soldered onto the PCB and some coating in combination with shrink sleeve and/or plastic sleeve will be applied to keep out moisture.

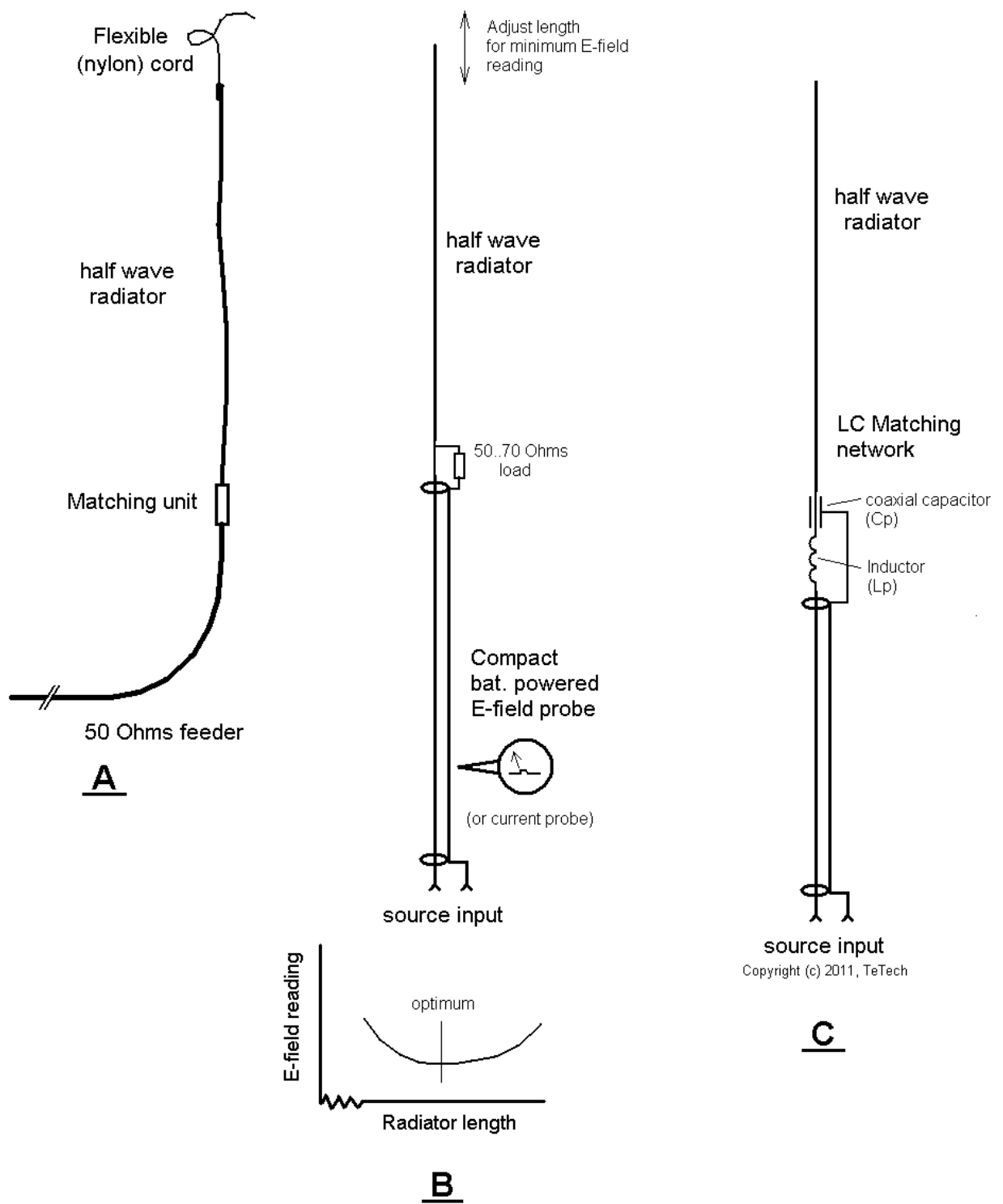


Figure 11: development of the antenna.

Actual design.

From an operational standpoint of view, the half-wave monopole is good candidate as it can be operated without additional ground. However it requires a matching circuit (and many people don't like that). A simple LC matching circuit can be used, however resulting in significant bandwidth reduction. 2 MHz @ 145 MHz requires a relative bandwidth of 1.4%. As most half wave dipoles have wider bandwidth, some reduction in bandwidth because of matching can be tolerated.

Formulas of interest:

$$Z_{Res_HWmono} \approx 310 \cdot \log^2\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right) \quad [Ohm]$$

$$Q_{HWdip} = Q_{HWmono} \approx 3.6 \cdot \log\left(\frac{0.25 \cdot \lambda}{d}\right)$$

$$BW_{vswr=2} = 0.71 \cdot \frac{f_0}{Q} \quad [Hz]$$

Formulas for a simple step-up LC matching circuit (low pass):

$$Q_M = \sqrt{\frac{Z_L}{Z_S} - 1} \quad X_{Ls} = Z_S \cdot Q_M \quad X_{Cp} = \frac{Z_L}{Q_M}$$

The radiator.

Thin wire will result in lowest common mode current (and narrow bandwidth). Thin wire also becomes fragile. So we need some compromise. Stranded hook-up wire with PVC insulation is available (from another project) with $D_{copper} = 1.8 \text{ mm}$.

Using the formulas:

$$R_{input} \text{ (parallel equivalent circuit)} = 1900 \text{ Ohms.}$$

$$BW_{VSWR=2} = 11.7 \text{ MHz (} Q = 8.8 \text{)}$$

Based on simulation ($l_e = 1 \text{ m}$ for lowest common mode current, bare copper, voltage source, 145 MHz):

$$\text{Re}(Y) = 0.55 \text{ mS, Im}(Y) = 0.35 \text{ mS.}$$

This corresponds to:

$$1820 \text{ Ohms in parallel with } -j2.86 \text{ kOhms (} 0.38 \text{ pF).}$$

There is a reasonable match between the calculated and simulated impedance.

Antenna voltage.

5W input power results in 140Vp from antenna to ground. So standard 50 V or 100 V NPO ceramic capacitors cannot be used in the matching section (or you need to put them in series).

Effect of common mode impedance of 50 Ohms feeder.

Common mode characteristic impedance for RG 58:

$$Z_{CM} = 138 \cdot \log(0.25 \cdot 2/4m) = 290 \text{ Ohms}$$

That is 15% of the antenna's input impedance and will therefore not have significant influence on antenna performance (provided no common mode resonance occurs in the feeder). When the coaxial cable runs close to other structures, impedance will reduce and loss will increase (both preferred for our antenna).

Influence of plastic insulation.

Influence of the plastic insulation will result in an additional length reduction of about -3.5%. Theoretically this results in some increase in $\text{Re}(Y)$ but we will correct for this during the fine tuning of the matching network.

The actual length is determined as shown in figure 11B. The length is adjusted to reach the lowest common mode E-field around the feeder (at 145 MHz). The E-field indicator is battery powered and placed around 0.5λ below the antenna (to avoid influence of direct radiation from the antenna element).

Optimum length for the PVC insulated hook-up wire (lowest CM current) is 0.97m, and this length should not be changed anymore.

Note that the actual circuit board is used (figure 12), with the coaxial capacitor present, the coil changed for a short circuit, protection not present, and a 56 ohms SMD resistor from center conductor to PCB ground. The 56 Ohms resistor is to provide a matched load to the generator. The presence of the coaxial capacitor only adds -j400 Ohms and is therefore negligible.

The matching network.

"1900 Ohms in parallel with -j2.86 kOhms (0.38pF)" has to be matched to 50 Ohms. A simple LC network as shown in figure 11C will be used.

Using the formulas:

$$Q_M = \sqrt{1900/50-1} = 6.1$$

The matching network's Q factor isn't far below the antenna's Q factor, so the actual useful bandwidth will be less than 11.7 MHz. As 2 MHz is required, some reduction is fully acceptable.

Results for an LC low pass matching network:

$$X_{CS} = 220 \text{ Ohm (3.5pF)}$$

$$X_{LS} = 209 \text{ Ohm (334 nH)}$$

Capacitor selection.

The total required capacitance is 3.5 pF. The antenna itself has 0.38 pF, hence 3.1 pF has to be added. Some of that capacitance will be stray capacitance from components and solder pads. Therefore the actual capacitance that has to be added will be less than 3.1 pF.

For experimentation a miniature trimmer capacitor can be used. The actual circuit however can't use a miniature trimmer capacitor because of outdoor use. Decided to use a coaxial cable capacitor, covered with shrink sleeve (= waterproof and has UV-protection). RG-58 coaxial cable has 100 pF/m capacitance, so actual length will be less than 30 mm. The Q factor of such a capacitor will be > 50 as PE is a low loss dielectric with low moisture absorption. Therefore capacitive loss will be < 10%.

Inductor selection.

As no good RF inductor is available, a single layer air-core inductor will be constructed. Good formulas are available. Some ballpark figures (Wheeler or other formulas):

$$D_{av} = 8 \text{ mm}, \quad l_e = 10 \text{ mm}, \quad n = 9 \quad \text{gives } 368 \text{ nH.}$$

Total wire length (for the inductor) is 0.22 m. Therefore the first self-resonance frequency will be at least 330 MHz, so it will behave as an inductor. By stretching the turns, the inductance can be reduced to the desired value. The small air gaps between the turns will give a high Q factor, certainly > 50, but moisture in between will reduce this significantly. Therefore a thick low loss coating should be applied on both in and outside of the coil (foam forming coating or glass bubbles filled coating). When properly done, loss will be < 10%.

Self capacitance cannot be ignored as it is bulky and it is close to the PCB ground. Using the conductor above ground plane formula and correction for fringing, self capacitance to ground will be around 0.9 pF. This will add about 0.45 pF at the high impedance side. So actual capacitance to be added will be less than $3.1 - 0.45 = 2.65$ pF (that is 26.5mm RG 58 with solid dielectric).

Construction and fine tuning.

The matching network (with shrink sleeve around the coaxial capacitor) is shown in figure 12. The coaxial feeder is on the right side, the coaxial capacitor is on the left side.

The two horizontal copper bars are just for protecting the inductor and have no electrical function. The inductor is stretched somewhat, therefore l_e (length) is about 12 mm. The inductor has not been coated in this picture.

Starting from single sided copper clad 1.6 mm FR4 (60*20 mm²), some part of the ground is removed to get two solder pads. Edges are cut to avoid skin damage during handling. Size of the pads is about 4*5 mm². Insulation around the pads is about 3 mm.

The coaxial capacitor is made from 60 mm, RG-58 coaxial cable (solid dielectric). Plastic sheath and braid is removed until about 25mm of shield with plastic sheath is

still present. Best is to do this after soldering the cable onto the PCB. The PE dielectric around the inner conductor is not removed. Hook-up wire ($D_{\text{copper}} = 1.8 \text{ mm}$) is soldered onto the inner conductor and reinforced with shrink sleeve. Note that the length (970 mm) is referenced to the transition "braid - exposed inner conductor" (zero reference on the ruler in figure 12).

The feeder and coaxial capacitor is directly soldered onto the PCB. U-shaped tin-plated steel (tinplate) is used as mechanical support.

The inductor is wound onto the shaft of a 7 mm drill bit using 1 mm solid enameled copper wire. This results in an 8 mm average diameter.

Trail and error (looking for frequency of best VSWR and stretching the coil) showed that more braid had to be removed. The actual length of the coaxial capacitor is 22 mm (that is 2.2 pF). Do not tune by changing the antenna's length, as this increases the common mode current.

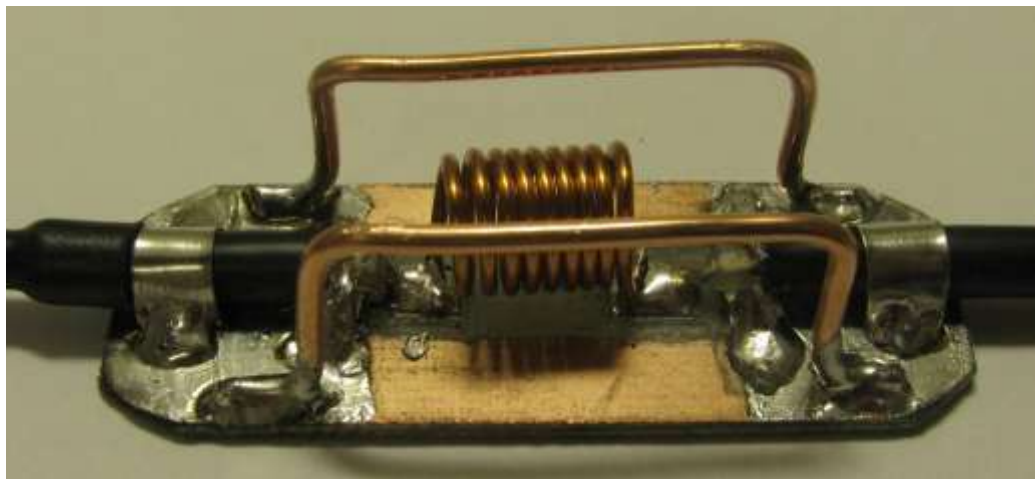
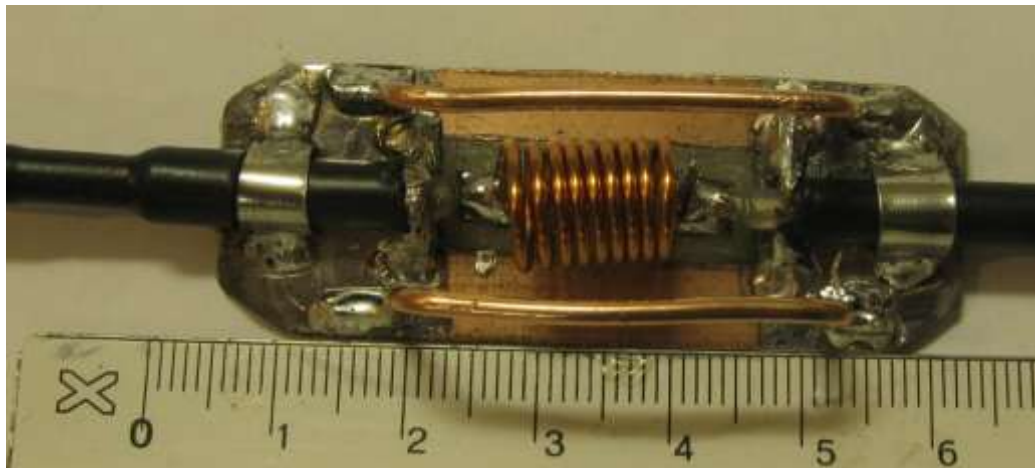


Figure 12: Photos of the actual matching network.

Results with 3m RG 58 feeder:

The VSWR is well below 1.5 over the 144 to 146 MHz band.

Effect on VSWR of grabbing the cable with your hand and moving up and down is negligible, so cable routing will not degrade operation.

Shrink sleeve was applied, protection bars were mounted, transparent coating was applied to avoid ingress of moisture and VSWR was checked again. The transparent coating is not shown in figure 12. The coil has not been coated.

Figure 13 shows a picture of the antenna as used during my 2011 vacation in "la Carihuela" (Torremolinos - Málaga - Spain). In the background you can see the coast of Málaga.

Except the 3 m coaxial feeder that was bought at a ham fest, the complete antenna was constructed from leftovers. The PVC tubing is bought locally at a hardware store (ferretería in Spanish).

When tying temporary constructions to balconies, it should be done very rigid, and/or use a backup system to handle single failures.



Figure 13: Photo of the antenna installed on a front side Balcony of the Nucleo Cristal building (the A building), in La Carihuela (Torremolinos-Málaga-Spain).

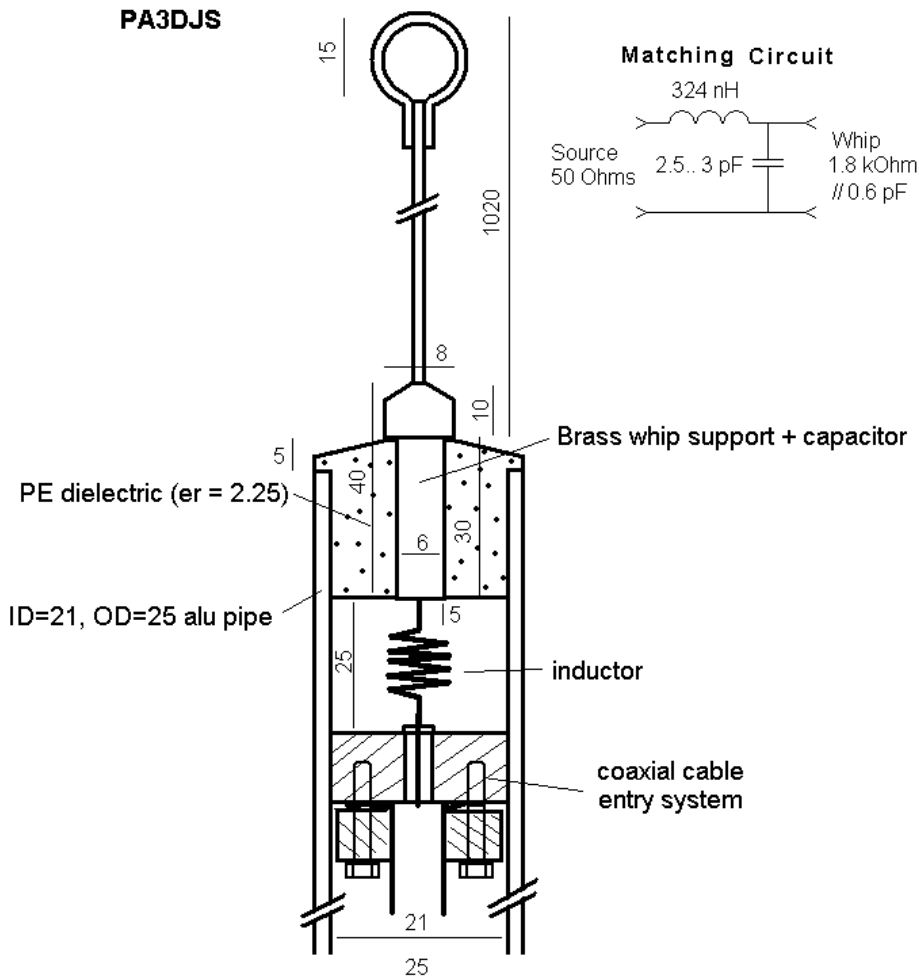
8.2. Half-wave end-fed whip antenna for 2m band (English only).

Added April 2014. Please refer to paragraph 8.1 for the design equations and actual matching, as this design is similar, except for the implementation of the capacitor and half wave radiator.

A rigid half wave end fed antenna is useful for portable or mobile operation. The sketch below shows an implementation based on cylindrical material. This antenna requires access to a lathe to make the aluminum, brass and plastic parts.

145 MHz Whip antenna construction

PA3DJS



25 mm of the brass whip support is actually inside the 25 mm tubing.

inductor: $D_{av} = 8$, $D_w = 1$,
 $l_e = 9.5..10.5$, $n = 9$

4, 4 mm holes are drilled in the dielectric to reduce the capacitance top of hole is 5mm below surface

Inductor wound around 7 mm drill bit.

Actual diameter of Brass whip support is 6.05 mm to enable shrink fit.

Dielectric diameter is 20.85 mm

Overall length of whip with 15 mm loop is 1.02 m, measured from top of dielectric.

The loop does nothing but saving eyes.

The cable entry assembly is secured via two, M3 screws that go through the alu pipe (not shown).

The dielectric can be fix with small screws (not penetrating deeply), or by sawing a slot in the alu pipe and clamping with a hose clamp

Copyright (c) 2014, TeTech

Except the stainless steel whip and dielectric material (UHMWPE), all materials are leftovers from other projects. The brass whip support forms a coaxial capacitor together with the 25 mm tubing (ID = 21 mm) to get around 2.5.. 3 pF. When you increase the diameter of the brass whip support, the height of the dielectric (now 30mm) has to be reduced.

The cable entry assembly is made out of aluminum. The braid is squeezed between the upper and lower part to give a reliable electrical and mechanical connection.

The stainless steel whip has $D = 2$ mm and $L_e = 1.02$ m (measured from top of loop to top of dielectric). Don't forget to add some length (here 30 mm) for the part that goes into the whip support. Length is based on simulation for lowest common mode current.

It is important to add the small loop. The loop material is soft galvanized 1 mm steel wire, and avoids taking someone's eyesight. I used a 14 mm drill bit to make the loop. After sanding the stainless steel, it could be soft-soldered with griffon S39 universal water soluble flux (this is not the water supply approved "CU" version as sold over here). Make sure to rinse with warm water to remove any flux residu.

Coil data: $D = 8$ mm, $n = 9$, length = 9..10 mm, $D_{wire} = 1$ mm (enameled transformer wire). Coil wound using a 7 mm drill bit. Make sure the coil's position is in the center of the tubing, if not, inductance reduces.

The underside of the brass whip support has a 5 mm deep, 1.5 mm wide hole. First 10 mm of galvanized steel wire has been soldered into the small hole. Due to the low heat conductivity of the steel solder point, the copper coil can be easily soldered without heating the brass whip support.

The plastic dielectric material is green UHMWPE 1000 (Ultra High Molecular Weight Poly Ethylene), or just HMPE 1000, bought at a local metal wholesaler (www.metaalwinkel.nl).

Do not use black UV-stabilized HMPE as this contains lots of carbon black resulting in extremely high loss factor (tested with really bad outcome).

As the Q factor of the matching section is around 6.1, you can't use solid PVC, PA (Nylon), POM (Delrin) and many other materials, unless you accept moderate radiation efficiency and don't use > 5W input power. The loss factor of these materials is too high. You can use PTFE (Teflon), but that is rather expensive.

You may experiment with extruded foam engineering materials, as the presence of air reduces the dielectric loss factor significantly. Note that you need a thicker or longer brass whip support as the effective dielectric constant is less then for solid material.

Testing for excessive dielectric loss is relatively simple: Start with a good match with the whip present. Remove the whip from the brass whip support and do a frequency sweep around 145 MHz. When you find a reasonable VSWR between 145 and 150 MHz, the dielectric material has high dissipation. When using PE or PTFE, best VSWR without whip is > 15 after correction for cable loss (so all power is reflected and not dissipated in the dielectric).

The brass whip support (with rounded edges) can be pressed into the dielectric, after heating the dielectric to around 70 °C. Don't forget to solder the solder point for the inductor prior to pressing the whip support into the dielectric.

Though not shown in the sketch, the cable entry assembly is secured with two M3 cylinder head screws that go through the wall of the 25 mm tubing and then into the upper part of the assembly. The screws should be tightened sufficiently to enable good electrical contact, but without damaging the thread.

Instead of 3 mm holes, small slots can be milled/drilled to raise or lower the cable entry assembly a bit. The inductance can then be varied by raising/lowering the assembly while doing a frequency sweep. When best VSWR is below the design frequency, do not cut the whip, but reduce the capacitance by removing some dielectric material.

Actual antenna.

The capacitance was too high as the best VSWR was at 140 MHz and the input impedance at resonance (real impedance) was 60 Ohms (referenced at the cable entry). Four, 4 mm holes were drilled to remove some of the PE dielectric material (to lower the capacitance). The inductor was compressed a little bit to raise the inductance. The center frequency raised to 145 MHz (with almost perfect match on a RigExpert AA-1000).

With a center frequency at 146 MHz, Bandwidth (VSWR=1.6) is sufficient to cover 144 to 148 MHz.

The in-band VSWR is virtually insensitive to grabbing/touching the 25 mm aluminum tube. This is a good sign for low common mode current and low dissipation in your hand and arm... Due to the large clearance and distance through insulation, this antenna can safely handle 50 W. Whether or not this is wise during portable operation is up to the user.

When using the antenna outside for long time, make sure to apply some mastic (exterior use quality) or thick grease to avoid ingress of moisture.

8.3. “Wide Band” thin wire antenna for 10 m and 11 m CB band.

This example is added to show that it is possible to make a thin wire end-fed antenna that covers CB/11 m band and 10 m band, without tuning, without being a leaky dummy load. This description is not a step by step guide for the homebrewer, but added for inspiration.

;**This design is difficult to replicate because of multiple variables. It is recommended for people with good knowledge of LC (matching) circuits only!**

This antenna will be used during JOTA/scouting activities. By using CB 27 MHz, scouts can use HF radio (even SSB) with cheap equipment without supervision of a licensed radio amateur.

Some basic analysis.

When using the formulas for calculating Z and Q for a 1.2 mm wire for 28.0 MHz, you will find:

$$Z = 3.5 \text{ kOhms}$$

$$Q = 12$$

Length will be around 5.17 m.

When looking to the radiator only, this would result in a $BW(\text{swr}=2) = 1.66 \text{ MHz}$ and $BW(\text{swr}=1.5) = 0.95 \text{ MHz}$. Remember: we need 2.8 MHz to cover both CB and 10 m band.

So you can be sure that every half wave end-fed thin wire antenna with traditional matching has significant loss when it covers both CB and 10m band with good VSWR.

Note that 100W into 3.5 kOhms equals 840Vp.

How to increase the useful bandwidth without creating a leaky dummy load?

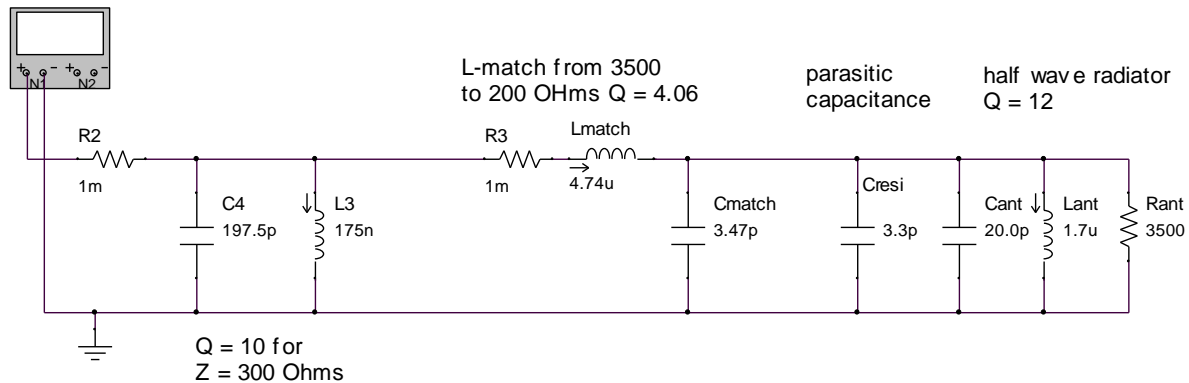
The way to go is to add a second non-radiating resonator that forms a two-pole band pass filter together with the antenna element. A similar trick is used to enhance the bandwidth of broad band amplifiers.

Adding inductance increases the useful bandwidth were shunt capacitance limits useful bandwidth. Applying a LPF to BPF transform results in a combination of a parallel resonant circuit and a series resonant circuit. When series resonant circuit are not desired, one can use two quarter wave CLC circuits to convert a filter to an all-parallel resonance circuit. This is frequently used in VHF and UHF band pass filter design in broadcast and cellular networks.

To get most out of it, one needs a so-called Chebyshev transfer function. This can be compared with an over-coupled two-resonator BPF resulting in a double peak response with increased bandwidth (and steeper skirts). Adding a third resonator is often not worth the money.

A lumped circuit model of the approach is given below (instrument $Z_0 = 300$ Ohms):

Lumped circuit model of the antenna (28 MHz)



R_{ant} , L_{ant} , C_{ant} and C_{resi} represent the end-fed half wave radiator.

Via an L-match (L_{match} , C_{match}) the impedance is transformed to 200 Ohms at the desired center frequency. The radiator together with the L-match now behaves as a series resonant circuit. Note that the Q-factor of the L-match is relatively low, so you don't need high-Q L_{match} and C_{match} .

However...., the source impedance is 300 Ohms resulting in an intentional mismatch at the center frequency of $SWR = 1.5$ (that is $SWR = 300/200$). This mismatch is required to get a Chebyshev transfer giving us the additional bandwidth.

A second parallel resonator ($Q = 10$ based on 300 Ohms parallel load) is present at the source/instrument output (L_3 , C_4 tuned at almost the center frequency).

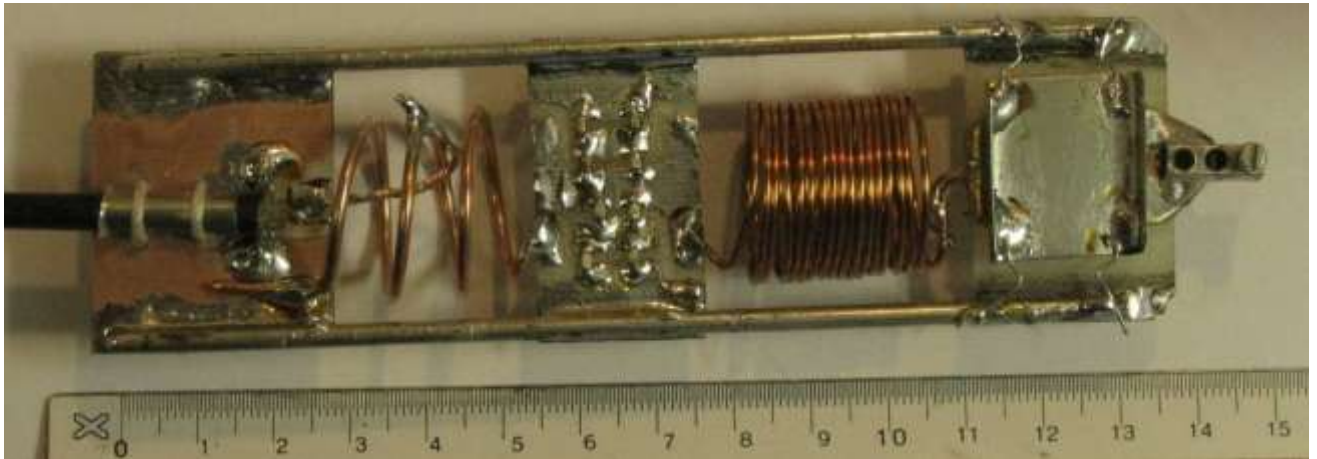
In real world 300 Ohms can be transformed to 50 Ohms via a tap on L_3 , or an L-matching circuit.

The circuit results in a useful bandwidth of $BW(swr=1.5) = 2$ MHz, so insufficient as 2.8 MHz is required.

The solution is to accept an SWR slightly above 1.5 (1.7). This is done by transforming the end-fed impedance to 176 Ohms, resulting in $VSWR = 300/176 = 1.7$ at the center frequency and at the band limits.

The picture on the next page shows the complete matching circuit. It is 38 mm wide so that it can be placed in a fiber glass rod for weather protection. The supporting structures are FR4, 1.5 mm material. Make sure to remove copper cladding at the back side if present. The side rails are 2 mm thinned steel wire and serve as ground for the 200 pF capacitor stack, and the C_{match} capacitor.

Implementation.



The source resonator with $Q = 10$ (300 Ohms) is at the left side of the construction. The 50 Ohms coaxial feed goes to a tap on the inductor (L3). 8, NP0, 200V low ESR 100 pF capacitors make 200 pF (C4).

The 17 turns inductor ($D = 22$ mm, $d_{\text{wire}} = 1$ mm) together with the tunable capacitor on the right side make the L-match (Lmatch and Cmatch). It has 4 supporting wires for rigidity, but they can be deformed to change the distance towards the fixed plate.

The fixed plate (holding the screw terminal) is made from 2 mm thick brass with all rounded edges to avoid voltage stress near the FR4 laminate.

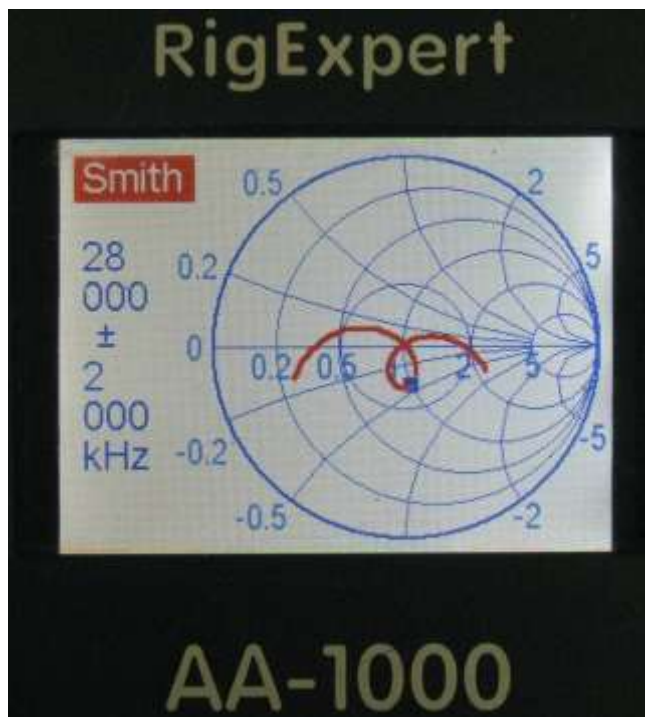
The antenna wire (not shown) has $D=1.2$ mm and 0.2 mm thick kynar (PVDF) insulation, length = 5.26 m.

Tuning.

This is the complicated part of this antenna project.

Best way is to first tune the source resonator. Remove Lmatch and connect a 300 Ohms resistor to ground. Make sure this is a low inductance, low capacitance type, so check before using. Tune the circuit (by moving the tap and stretching/compressing to coil) so that $SWR=1$ at the center frequency.

Having a (single port) VNA is most convenient for tuning the L-match. Remove the 300 Ohms resistor and place Lmatch. Vary Lmatch (stretching/compressing) and Cmatch so that S11 curve has line symmetry around the center of the chart. The curve should look like this. It may be rotated around the center of the chart depending on the position of the reference plane during calibration. The curve goes from 26 to 30 MHz.



Just vary Lmatch and Cmatch to get this kind of shape, without looking to the design center frequency. Just try to get the curve with the loop! The loop may encircle the center of the chart, but normally the intersection is close to the center of the chart.

When the curve at the position of the blue dot is too far from the center (that means too high SWR at the center frequency), compress Lmatch (increases inductance) and increase plate distance (reduces capacitance) so that the loop is at least within the SWR=2 circle. Don't make the loop small, as you won't get the desired bandwidth.

When done, check whether the frequency range is OK. When the frequency range is too high, compress the left inductor (L3). This reduces the resonance frequency of the source resonator. Vary Lmatch and Cmatch (carefully) again to get the same symmetric curve again.

The tuning can be done based on SWR only (scalar graphical analyzer, for example Spectrum Analyzer with TG and return loss bridge). One should optimize for a curve where the two dips in the SWR curve have same value. When SWR is too high at the center frequency (that is the single peak), increase Lmatch a bit, and reduce Cmatch. When situation worsens, you need to reduce Lmatch and increase Cmatch.

To get better starting values for Lmatch and Cmatch, you may built a good 50 Ohms to 200 Ohms transformer to mimic a 200 Ohms based SWR measurement. Vary Lmatch and Cmatch to get SWR=1 at the center frequency. Of course Lmatch must not be connected to the capacitors belonging to the source resonator when using the 200 Ohms transformer. So you may first build the L-match section and then the Source resonator section. I did not take this route, but used the polar/Smith Chart plot.

The S11 curve on the previous page corresponds to the SWR plot shown below:



The SWR peak corresponds to the position on the S11 curve where the bending radius is smallest (near the blue dot in the S11 curve).

The two positions where SWR=1 correspond to where the S11 curve almost hits the center of the Smith Chart.

As one can see the center frequency is a bit above 28 MHz. This is required to get good SWR at 29.7 MHz.

The measurements were done with 2.5 m of RG 58 between the analyzer and the antenna. The loss of such a small piece of cable is negligible at 30 MHz.

SWR < 2 over the 26.9 to 29.7 MHz band (as required). It is elaborate, but possible to build a thin wire end-fed antenna that covers both CB and 10m band.

Note that using broad banding techniques does not reduce the sensitivity for component variations.

Best is to do the tuning with the wire free hanging, without obstacles. You may add a 0.1 lambda counter poise wire if you notice significant change in SWR when grabbing the cable at say 0.5.. 1m from the matching unit.

When the antenna is installed near obstructions and you notice significant change in SWR, it is best to change the length of the wire. You can fold back the end of the wire to reduce the length.

The second resonator method to increase SWR bandwidth also works with other resonating antennas (such as center fed dipoles).

9. Keuze polarisatie (verticaal of horizontaal).

9.1. Inleiding.

Er is reeds veel tekst gewijd aan de keuze verticaal of horizontaal. Uitgezonderd antenne-installaties boven zeewater, wordt voor HF ionosferische propagatie voornamelijk horizontale polarisatie gebruikt (en dan is de eindgevoede antenne geen eerste keus meer). Men kan tot zo'n 6 dB gratis gain krijgen via de grondreflectie.

De optimale polarisatie wordt echter niet alleen bepaald door elektromagnetische aspecten, maar vooral door beschikbare ruimte en andere mechanische beperkingen. Om de grondreflectie optimaal te benutten samen met een lage opstralingshoek (Take-off-Angle), is een hoge/lange mast nodig en horizontale polarisatie. Dit volgt uit:

$$\text{Take off Angle} = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{4 \cdot h}\right) \approx 14.3 \cdot \frac{\lambda}{h} \text{ [degrees]}$$

Voor $h/\lambda < 0.25$, Take-off-Angle = 90°

Benaderingsformule geldig voor $h/\lambda > 0.5$.

Indien een antenne gebruikt worden met richtwerking in het verticale vlak kan met een iets lagere opstelhoogte volstaan worden.

Voor een 2500 km single hop pad geldt $ToA \sim 10^\circ$ (F-laag reflectie rond maart of september). Om dit te bereiken is een antennehoogte (stralingscentrum vereist in orde van 1.4λ).

Voor 7 MHz resulteert dit in een antennehoogte (stralingscentrum) in orde van 60 m. Dit is een veel gevallen, dus zeker mobiel gebruik, geen optie. De taak voor de antennebouwer/ontwerper is dan ook er het beste van te maken binnen zekere grenzen. Maximale EIRP (gegeven zeker zendvermogen) onder de gewenste elevatie zal in veel gevallen dus niet gehaald worden.

De halve golf eindgevoede monopool/dipool heeft een aantal gunstige eigenschappen:

- Er is slechts een geringe ground voorziening nodig, waardoor ook echt mobiel gebruik mogelijk is.
- Geringe voetprint, een 12 m kunststof mast (vishengel?) met onderstuk van aluminium heeft weinig ruimte nodig en is makkelijk neer te halen.
- Stralingscentrum (radiation center) ligt in het midden, waardoor in verticale positie het stralingcentrum in orde van 0.25λ boven het voedingspunt ligt (voordeel ten opzichte van kwart golf antenne).
- Door relatief lage common mode stroom (= stroom in groundvoorziening) is behoorlijk antennerendement mogelijk.

Echter, is de "verticale spriet" altijd de juiste keuze?

9.2. ¿Verticaal geeft de laagste afstralingshoek (ToA)?

¡Let op de vraagtekens, het is een vraag, geen bewering!

De grondeigenschappen (elektrische geleiding en diëlectrische constante) zijn nauwelijks van invloed op de ToA in geval van horizontale polarisatie in combinatie met lage ToA (afstralingshoek, opstralingshoek).

In geval van verticale polarisatie is de uiteindelijke ToA sterk afhankelijk van de reflecterende eigenschappen van de grond. Hoe lager de frequentie, en hoe beter de grondgeleiding in de weide omtrek van de antenne, hoe lager de opstralingshoek (ToA).

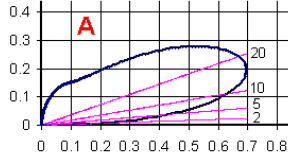
Met behulp van de Fresnel vergelijkingen voor de reflectiecoëfficiënt van media-overgangen is dit alles prima uit te rekenen. Stop dit alles in een spreadsheet en er komen leuke plaatjes uit.

Onderstaande figuur geeft enkele E-field elevation patterns voor een 7 MHz halve golf eindgevoede antenne in vergelijking tot een horizontale halve golf dipool.

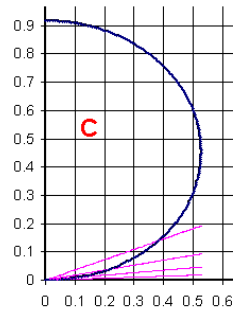
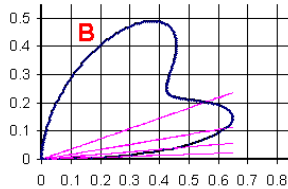
h_c = hoogte van stralingscentrum. Voor een dipool (verticaal of horizontaal) bevindt het stralingscentrum zich in het midden. Bij een halve golf eindgevoede vertical ligt het stralingscentrum ook in het midden (de stroomverdeling is immers nagenoeg gelijk).

Horizontal versus vertical polarization comparison for simple HF antennas

Half wave vertical, feedpoint 2 m above ground
 Rad. Eff. = 80% (that is 1 dB loss).
 $\lambda = 40 \text{ m}$, $h_c = 12 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$

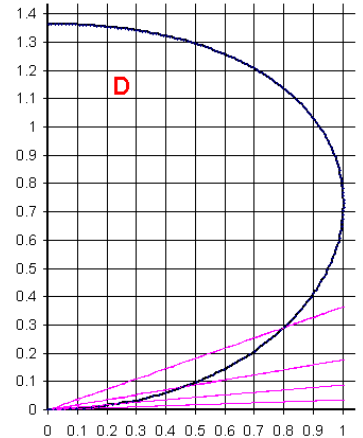
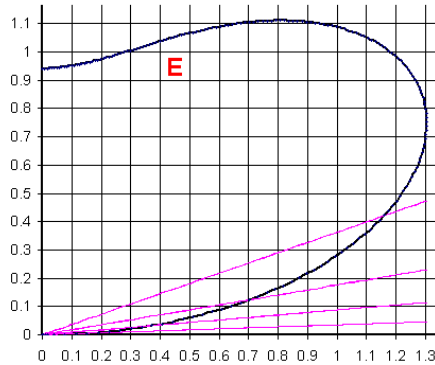


Half wave vertical, feedpoint 10m above ground
 Rad. Eff. = 80% (that is 1 dB loss).
 $\lambda = 40 \text{ m}$, $h_c = 20 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$



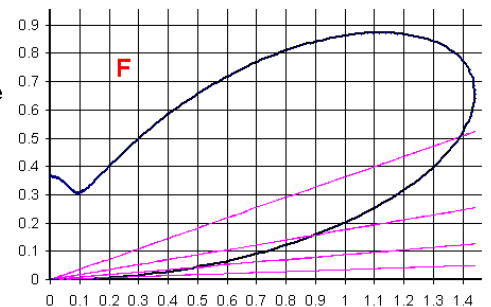
Half wave center fed hor. dipole
 Rad. Eff. = 50% (3 dB loss)
 $\lambda = 40 \text{ m}$, $h_c = 5 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$

Half wave center fed hor. dipole
 Rad. Eff. = 70% (1.5 dB loss)
 $\lambda = 40 \text{ m}$, $h_c = 10 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$



Half wave center fed hor. dipole
 Rad. Eff. = 80% (that is 1 dB loss).
 $\lambda = 40 \text{ m}$, $h_c = 15 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$

Half wave center fed hor. dipole
 Rad. Eff. = 80% (1 dB loss).
 $\lambda = 40 \text{ m}$, $h_c = 20 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$



Plots are E-field plots, so increase from 0.5 to 1
 is 6 dB increase in EIRP.
 Purple lines are 2, 5, 10, 20 degr elevation.

Figuur 14: horizontaal vergelijken met verticaal, 7 MHz, elevatie diagrammen.

Figuur 14A en B (vert. pol.)

Het verschil tussen A en B is de opstelhoogte van de eindgevoede halve golf antenne. In de B figuur ligt het voedingspunt op 10 m, en de tophoogte van de antenne in orde van $20+10 = 30\text{m}$. Wat valt op? Het heeft nagenoeg geen zin om de eindgevoede antenne hoger te plaatsen, het EIRP onder geringe elevatie neemt wel wat af, maar weegt vaak niet op tegen de investering in hardware. Het stralingsdiagram beneden 10 graden verandert nauwelijks. Het voedingspunt op rond 3m boven de grond is meer dan voldoende, het geeft een net stralingsdiagram zonder sterke elevatielobben. Als je enkele zwevende radialen gebruikt (bijv $1/8$ lambda lang), zullen de nabije veld verliezen zeer laag zijn waardoor een stralingsrendement van 80% haalbaar is.

Figuur 14C...F (hor. pol.)

Figuur C toont een typische NVIS (Near Vertical Incidence Skywave) opstelling (hoogte is 0.125λ). De vertical doet het onder lage elevatie aanzienlijk beter. De vertical geeft onder 10^0 elevatie 9.1 dB meer EIRP dan de hor. dipool (grondverlies even niet meegerekend). De vertical is ongeschikt voor NVIS vanwege de geringe straling onder hoge elevatie.

In geval van een opstelhoogte van 0.25λ (figuur D) blijft de vertical beter onder lage elevatie (in orde van 3 dB).

In geval van een opstelhoogte van 0.375λ (figuur E) presteren de antennes gelijkwaardig voor elevatie $< 10^0$. Echter bij 20^0 elevatie (dat is ongeveer 1500 km via F-laag) presteert de dipool 3 dB beter. De dipool op 0.375λ is een goede "allround" antenne voor NL/BE/DE/UK/DK NVIS bedrijf en randen van Europa. De keuze verticaal of horizontaal wordt dus bepaald door de gewenste elevatie om een bepaald gebied te bereiken.

In geval van een opstelhoogte van 0.5λ (figuur F) presteert de dipoolantenne tot 10^0 elevatie iets beter dan de vertical, maar aanzienlijk beter (6 dB!) onder 20^0 elevatie. Dit is een goede hoogte indien verkeer binnen pakweg 500 km niet gewenst is, maar de randen van Europa en wat daarbuiten juist wel.

Verdere verhoging van de dipoolhoogte zal leiden tot betere prestaties onder lage elevatie, maar tevens het ontstaan van meer lobben in het elevatie stralingsdiagram. Als het gewenste gebied in een "null" zit, heb je onder die elevatie nagenoeg geen EIRP. Bij een vertical op relatief grote hoogte ontstaan aanzienlijk minder diepe "nulls"

Andere frequenties.

Bij verlaging van de frequentie, zal de opstralingshoek voor de vertical iets afnemen (lees meer EIRP onder lage elevatie). Indien men beperkt is in de antenne hoogte, zal een vertical onder lage elevatie beter presteren dan een horizontaal gepolariseerde antenne. Indien de antenne aanzienlijk korter dan 0.5λ is, zal men wel moeten investeren in een grond netwerk daar anders veel verlies op gaat treden waardoor de vergelijking heel anders uit kan pakken.

Bij verhoging van de frequentie en gelijke h/λ verhouding, neemt het EIRP onder zeer geringe elevatie af. Doordat λ kleiner is, zal bij geringere hoogte een horizontale antenne beter kunnen presteren (onder lage elevatie).

Eigenschappen grond.

Figuur 15 toont de elevatie stralingsdiagrammen voor gemiddelde grond en slechte grond (zandgrond) en zeewater voor horizontale en verticale polarisatie.

Figuur A, B en C zijn voor verticale polarisatie.

In figuur B is de grondgeleiding minder dan bij figuur A. De vorm van het stralingsdiagram is anders. Onder zeer lage elevatie is voor de lagere grondgeleiding het EIRP iets lager.

Voor de C figuur (vertical over seawater), waarbij het stralingscentrum slechts op 7 m hoogte boven zeewater zit (voedingspunt op 2 m), is het EIRP onder geringe elevatie zeer hoog.

Voor elevatie = 2° bedraagt het EIRP 12 dB meer (t.o.v. fig. B),

Voor elevatie = 5° bedraagt het EIRP 5.7 dB meer (t.o.v. fig. B).

Voor verticale polarisatie heeft de ondergrond dus sterke invloed op het elevatie stralingsdiagram.

In geval van horizontale polarisatie en onder geringe elevatie, is het elevatie stralingsdiagram nagenoeg onafhankelijk van de bodemgesteldheid.

Figuur D, E en F zijn voor horizontale polarisatie.

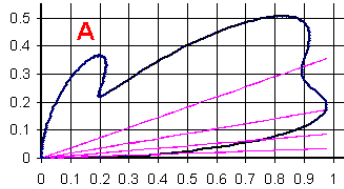
De bodemgesteldheid varieert. De elevatie van de hoofdlob kan men variëren door de antennehoogte te variëren. Voor de "land" situatie en $h/\lambda = 1$, is de horizontale antenne de grote winnaar voor elevatie = $10..20^{\circ}$ (zeewater situatie niet meegerekend).

Bij elevatie = 5° wint de horizontale antenne nog steeds, maar het verschil met de vertical is slechts 1.. 2 dB.

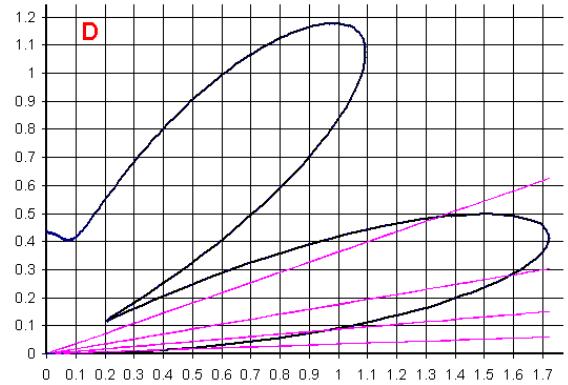
Wil men van de lobben af in geval van horizontale polarisatie? dan dient men richtwerking in het verticale vlak te realiseren (beams en/of verticaal gestackte arrays).

Horizontal versus vertical polarization comparison for simple HF antennas

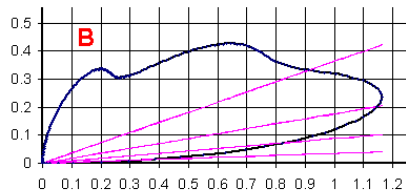
Half wave vertical
 Rad. Eff. = 90%
 $\lambda = 20 \text{ m}$, $h_c = 20 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$



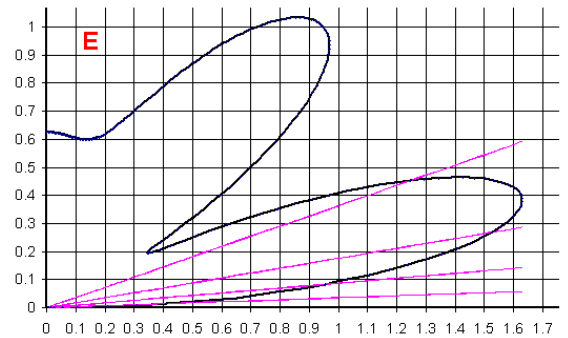
Half wave horizontal
 Rad. Eff. = 90%
 $\lambda = 20 \text{ m}$, $h_c = 20 \text{ m}$
 $EC = 0.005 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$



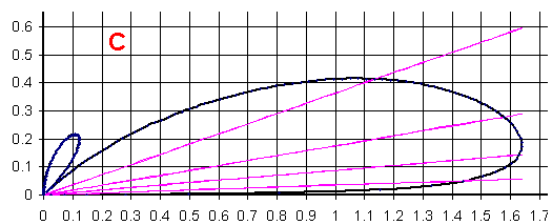
Half wave vertical
 Rad. Eff. = 90%
 $\lambda = 20 \text{ m}$, $h_c = 20 \text{ m}$
 $EC = 0.001 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$



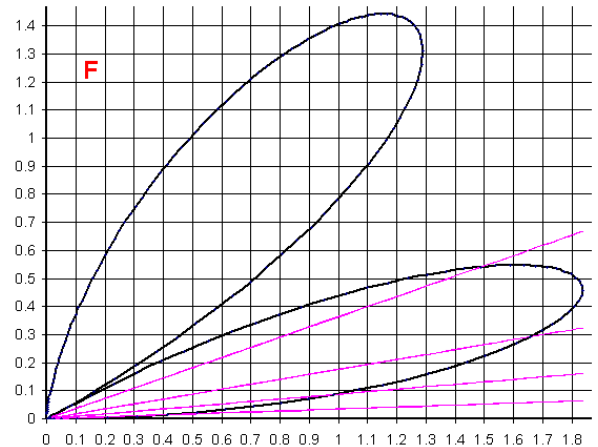
Half wave horizontal
 Rad. Eff. = 90%
 $\lambda = 20 \text{ m}$, $h_c = 20 \text{ m}$
 $EC = 0.001 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$



Half wave vertical
 Rad. Eff. = 90%
 $\lambda = 20 \text{ m}$, $h_c = 7 \text{ m}$
 $EC = 5 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 80$ (seawater)



Half wave horizontal
 Rad. Eff. = 90%
 $\lambda = 20 \text{ m}$, $h_c = 20 \text{ m}$
 $EC = 5 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 80$
 (seawater)



Plots are E-field plots, so increase from 0.5 to 1
 is 6 dB increase in EIRP.
 Purple lines are 2, 5, 10, 20 degr elevation.

Figuur 15: horizontaal vergelijken met verticaal, invloed grondgeleiding, 15 MHz.

9.3. Conclusie.

Per geval zal bekeken dienen te worden welke polarisatie in combinatie met opstelhoogte optimaal (of minst slecht) is. Men kan stellen:

Voor situaties waarbij maximaal EIRP onder relatief geringe elevatie vereist is (zeg $< 5^\circ$), waarbij men niet de hoogte in kan ($h_c < 0.3\lambda$), heeft verticale polarisatie de voorkeur. Voorwaarde voor succes is dat men de grondverliezen kan beperken (bijvoorbeeld door gebruik van een eind gevoede halve golf met voedingspunt enkele meters boven de grond). Hoe beter de grondgeleiding, hoe beter de antenne presteert onder geringe elevatie.

Optimale situatie is een antenne over zeewater (bijvoorbeeld vanaf een boot of pier). Door de hoogte te beperken tot zo'n 0.35λ heeft men een net stralingsdiagram zonder sterke elevatielobben en behoorlijk EIRP zelfs bij 2° elevatie. De antenne is natuurlijk niet geschikt voor NVIS.

Voor situaties waarbij men de hoogte in kan ($h/\lambda > 0.5$) en maximaal EIRP onder geringe elevatie vereist is, heeft horizontale polarisatie de voorkeur. Bij gebruik van geringe richtwerking in elevatierichting krijgt men afhankelijk van de hoogte wel sterke zijlobben en diep nulls.

Voor situaties waarbij men de hoogte in kan en maximaal EIRP onder $10..20^\circ$ wenst, zal voor $h/\lambda = 0.8..1$ de horizontaal gepolariseerde antenne in orde van $3..5$ dB meer EIRP genereren dan de vertical, zelfs al staat het stralingscentrum van beide antennes op dezelfde hoogte.

In één zin:

Voor veel EIRP onder geringe elevatie, ga voor verticale polarisatie als men niet de hoogte in kan, en ga voor horizontale polarisatie als men wel de hoogte in kan.

9.4. Grondgolfpropagatie in VHF- en UHF-gebied.

Onder grondgolfpropagatie wordt hier bedoeld direct zicht (Line-of-Sight). In dit geval is de gewenste elevatie zéér klein (kleiner dan 0.5 graden, of zelfs negatief). Grondreflectie voor horizontale polarisatie is dan nagenoeg gelijk aan die van verticale polarisatie.

Voor de zeewater situatie is zelfs in het VHF gebied nog sprake van oppervlaktegolfpropagatie (zoals het geval bij middengolf en lange golf over land). Daardoor heeft verticale polarisatie voor ship/ship en ship/shore de voorkeur, zeker in het lage VHF gebied.

Voor propagatiepaden over land of zoetwater ligt de gewenste elevatie meestal ver beneden de hoofdlob. In dat geval maakt het niet uit welke polarisatie gebruikt wordt.

Men ziet dan ook veel verticaal gepolariseerde antennes in VHF en UHF verbindingen over land. Constructie is eenvoudig, en een vertical is omni-directioneel (zowel de antenne op de vaste post, als de antenne op bijvoorbeeld een voertuig).

Over relatief korte afstand en korte golflengtes (bijv WIFI netwerken), kan de grondreflectie destructief interfereren met de direct zicht golf. Dit is het geval indien de ondergrond buiten de eerste Fresnel zone ligt. Hier kan verticale polarisatie uitkomst bieden indien de elevatiehoek voor de reflectie in de buurt van de pseudo Brewster angle ligt. De reflectie is dan aanzienlijk minder sterk waardoor uitdoving niet meer optreedt.

Er zijn ook situaties waar horizontale polarisatie de voorkeur heeft, bijvoorbeeld om interferentie met verticaal gepolariseerde antennes te verminderen, of het aanwezig zijn van obstakels die zich voor verticale polarisatie anders gedragen dan voor horizontale polarisatie. De keuze van verticaal of horizontaal voor meer bijzondere gevallen valt buiten de doelstelling van dit hoofdstuk.

10. Slot.

U bent aangekomen bij het eind van het document. De reden om dit document te schrijven is voortgekomen uit de vele vragen met betrekking tot halve golf eindgevoede antennes. Het lijkt erop of dat de halve golf monopool minder bekend is.

De inhoud is gebaseerd op antenneontwerpen waarin halve golf monopolen en hele golf dipolen werden gebruikt (zowel professioneel als hobbymatig, in het frequentiegebied van HF tot 2.45 GHz). Diverse gegevens en methoden zijn afkomstig uit Antennecursussen van TeTech.

TeTech heeft twee cursussen antenneontwerp beschikbaar: "Praktisch Ontwerp van "kleine" RF Antennes" en "Praktisch Ontwerp van RF Antennes" (<http://www.tetech.nl/cursussen.htm>).

These courses are also available in English (lectures and course material): "Practical design of small RF antennas" and "Practical RF Antenna Design" (<http://www.tetech.nl/courses.htm>).

This document has been translated by Joe Buddingh, VK2JHB, member of the Westlakes Amateur Radio Club. It is available on request. Note that it is not updated for several years.

Opmerkingen om de bruikbaarheid van dit document te verbeteren zijn zéér welkom.

Bedrijven en instellingen kunnen rechtstreeks contact opnemen met TeTech. Niet commerciële gebruikers (hobbyisten, studenten) kunnen hun vragen sturen naar divers@tetech.nl. Afhankelijk van de beschikbare tijd worden vragen beantwoord (dit is tot nu altijd binnen redelijke tijd gelukt). Probeer ook eens nieuwsgroepen. Ik ben geregeld te vinden op nieuwsgroepen met betrekking tot antennes (UK, NL, ES) en Edaboard.

Wim Telkamp.
TeTech