TeTech

M.H. Trompstraat 6
3601 HT Maarssen
Tel: 0346 284004
Fax: 0346 283691
E-mail: wimtel@tetech.nl
Web www.tetech.nl

Elektrisch korte dipolen, "De Spin" antenne.

19-NOV-03, V1.2
11-NOV-05, V1.0, Grafische weergave van formules is verbeterd, kleine tekstuele aanpassingen, tips voor HF-ontvangst toegevoegd, tips t.b.v. transformatorontwerp toegevoegd.

Ontwerpoverwegingen voor "De Spin".

Dit document is slechts ter informatie geplaatst op de Website van TeTech. 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. persoonlijk niet commercieel gebruik, mits in zijn geheel, ongewijzigd en voorzien van bronvermelding.
Locatie: http://www.tetech.nl/divers/verkorteDIPOOL.pdf . Opmerkingen kunt u sturen naar: info@tetech.nl
Copyright © 2002-2005, TeTech.

Doel.

Het doel is om inzicht te krijgen in conversiefactoren van kleine elektrische antennes ten behoeve van EMC indicatieve metingen en veldsterktebepaling in het algemeen. Hierbij is van belang de relatie tussen het E-veld en de opgewekte EMK en de antennecapaciteit. Deze eigenschappen bepalen samen met de belastingsimpedantie de relatie tussen de door de antenne afgegeven spanning en het aangelegde elektrische veld.

Het nevendoel is te komen tot een bijzonder breedbandige antenne voor HF en lage VHF ontvangst welke binnenshuis op zolder geplaatst kan worden. De antenne wordt uitsluitend gebruikt als ontvangstantenne in combinatie met een AR 8200 scanner, Sangean ATS 909 of R5000 HF ontvanger. Als basisgegeven wordt "De Brancard" gebruikt (“De Brancard” is een voorloper van de te bespreken antenne).

Enige antennetheorie.

Er worden voornamelijk resultaten gegeven. De lezer wordt verondersteld bekend te zijn met het ontstaan van straling t.g.v. bewegende lading.

De stralingsweerstand van korte dipolen.

Onder een (elektrisch gezien) korte dipool wordt verstaan een dipool antenne waarvan de lengte kleiner is dan 0.25λ. In dat geval is op ieder willekeurig punt op de dipool de stroom praktisch gezien in fase met de voedingsstroom.

Een draad waar een wisselstroom doorheen gaat levert een bijdrage aan het eventueel opgewekte verre veld stralingsdiagram. Voor een draadsegment met afmetingen veel kleiner dan de golflengte, waar een wisselstroom met amplitude I_{RF} doorheen gaat geldt:

$$E_r = j \cdot 0.5 \cdot Z_0 \cdot \frac{\Delta le}{\lambda \cdot r} \cdot I_{RF} \cdot \sin\varphi$$

Waarin: E_r = de op zekere afstand r geproduceerde elektrische veldsterkte in V/m (amplitude), Z_0=377 Ohm, I_{RF} in A (amplitude), λ = de golflengte in het vacuüm welke bij de frequentie van de wisselstroom hoort, Δle = de lengte van het draadsegment in m, j geeft aan dat er een 90^o faseverschuiving tussen E_r en I_{RF} aanwezig is, welke bovenop de fasedraaiing ten gevolge van de afstand r komt, φ=0 komt overeen met een richting loodrecht op het stroomelementje.

Merk op dat bovenstaande relatie alleen geldt voor het verre veld.

Indien het een recht stroomelementje betreft, waarvan de lengte kleiner dan 0.25λ is, blijft bovenstaande relatie redelijk opgaan. Het stralingsdiagram is een Toroide (donut) met cirkelvormige doorsnede (dus de openingshoek bedraagt nagenoeg 90 graden in tegenstelling tot 78 graden bij een halve golf dipool). De stroom hoeft niet eens uniform verdeeld te zijn, mits maar wel overal in fase met elkaar.

Aan de hand van dit stralingsdiagram kan, door gebruik te maken van het Poynting theorema en integratie over het complete boloppervlak, het uitgestraalde vermogen bepaald worden. Er geldt:

$$P_{RAD} = 40 \cdot \pi^2 \cdot I_{gem}{}^2 \cdot \left(\frac{le}{\lambda}\right)^2$$

De lengte van de geleider waarin de stroom loopt, dient praktisch gezien kleiner te zijn dan 0.25λ. Het maakt niet uit of de stroom homogeen verdeeld is, mits zij maar overal in fase is. I_{gem} = de over de lengte van de draad gemiddelde amplitude van de stroom door de draad in A.

Als we het stukje draad waarin een gemiddelde stroom loopt in het midden voeden, dan zal aan de einden de stroom nul zijn (tenzij van heel dikke geleiders uitgegaan wordt). De praktijk leert dat de stroomverdeling redelijk lineair is. In figuur 1 is dit weergegeven.

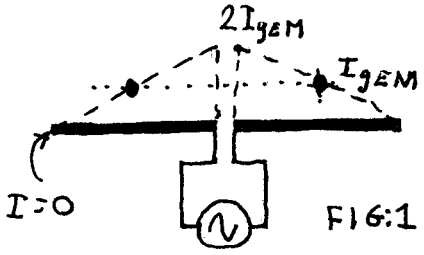

FIG:1

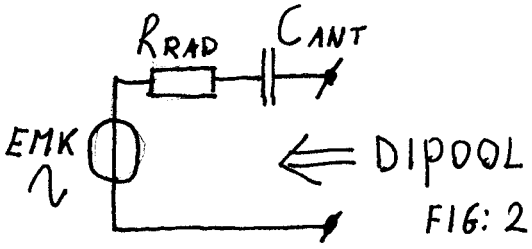

FIG: 2

De stroom in het voedingspunt is dan twee maal zo groot als de plaatsgemiddelde stroom in de staven ($I_{voed}=2 \cdot I_{gem}$). Door gebruik te maken van $P_{rad} = 0.5 \cdot I_{voed}{}^2 \cdot R_{rad}$, is de stralingsweerstand uit te rekenen. Deze is (zonder bewijs):

$$R_{RAD} = 20 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{le}{\lambda}\right)^2$$

De lengte van de geleider waarin de stroom loopt (de elektrisch korte dipool), dient praktisch gezien kleiner te zijn dan 0.25λ.

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

Voor een verkorte dipool met een lengte van 1 m op 30 MHz kan men een stralingsweerstand verwachten in orde van 1.6 Ohm. Verdubbeling van de lengte, geeft een verviervoudiging van R_{rad}. Zolang de dikte van de draad maar veel minder dan 0.1λ is, verandert deze waarde nagenoeg niet. Groot probleem is echter de capaciteit welke in serie met R_{rad} staat. De reactantie daarvan is veel groter dan R_{rad}. Dit geeft problemen met aanpassen naar 50 Ohm. In figuur 2 is een "vervangingsschema" voor de elektrisch korte dipool weergegeven. De capaciteit is sterk afhankelijk van de constructie van de antenne.

De door een korte dipool afgegeven spanning.

Stel dat men de antenne aangepast krijgt, dan heeft hij in de hoofdrichting een gain van 1.5 (in tegenstelling tot 1.64 voor een halvegolf dipool). Een antenne heeft voor TX dezelfde gain als voor RX. Aan de hand van de vermogensdichtheid en het effectief oppervlak, kan men het door de korte dipool afgegeven vermogen berekenen (indien optimaal aangepast). Enkele relevante formules

$$A_{effi} = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \qquad \hat{E} = \sqrt{2 \cdot 377 \cdot \Phi_P} \qquad P_{RX} = \Phi_P \cdot A_{effi} \cdot G_i$$

Ê = de amplitude van het elektrisch veld, vandaar de factor 2,
Φ_P = vermogensdichtheid in W/m^2, de factor 377 is de karakteristieke impedantie van het vacuüm.

Doordat de stralingsweerstand bekend is, kan men de uitgangsspanning van de verkorte dipool als functie van de elektrische veldsterkte van het elektrisch veld en de golflengte bepalen. Na enig rekenwerk volgt:

$$\frac{U_{EMK}}{E} = 0.5 \cdot le_{dipool}$$

Waarin: U_{EMK} = de door de elektrisch gezien korte dipool geleverde klemspanning in V, le_{dipool} = de lengte van de gehele dipool in m. Deze lengte dient praktisch gezien kleiner te zijn dan 0.25λ. E = elektrische veldsterkte van het sturende EM-veld, in V/m.

Ter info:

Zonder bewijs: Maakt men de uiteinden van de pijp dikker (conische pijpen), dan wijzigt de stroomverdeling. Het leidt ertoe dat de voedingsstroom in het voedingspunt afneemt (en aan de einden iets toeneemt), met als gevolg dat de stralingsweerstand oploopt. Dit geldt dan eveneens voor de opgewekte spanning in de dipool. De waarde 0.5 kan maximaal tot 1 toenemen. In dat geval is sprake van twee condensatorplaten waarover een spanning *E·s* staat (s = afstand tussen de platen). Een praktische toepassing van het beïnvloeden van de stroomverdeling vindt plaats in de conische dipool en discone antenne. Brengt men de voedingspunten van de pijpen zeer dicht bij elkaar, dan zal de daardoor ontstane capaciteit de EMK iets "kortsluiten". Met als gevolg een afname van de constante.

De reactantie van korte dipolen.

Indien het lukt om de korte dipool aan te passen, is zijn rendement praktisch gelijk aan dat van een normale open dipool. Probleem is echter dat de stralingsweerstand bijzonder laag is (dus hoge stromen met bijkomende Ohmse verliezen) en dat de seriereactantie veel hoger is (dus hoge Q factor en kleine bandbreedte). Daardoor is ten behoeve van de aanpassing altijd een spoel vereist waarvan de Q factor beperkt is. Bij zeer korte antennes, gaat het meeste vermogen verloren in de aanpassingsnetwerken.

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

Vanwege de hoge Q factor is, indien enige frequentiebereik gewenst is, altijd afstemming noodzakelijk.

In geval van uitsluitend gebruik als ontvangstantenne is de situatie eenvoudiger. Diegenen die ervaring hebben met grote HF antennes in bebouwde omgevingen, weten dat de door de antenne geproduceerde ruis enorm is. Enige demping ten gevolge van misaanpassing is dan geen bezwaar (het bevordert ook het groot signaal gedrag van de gehele installatie).

De ruis welke door een grote antenne afgegeven wordt, heeft de neiging om bij afnemende frequentie sterk toe te nemen. De ruiscomponent in de EMK van de elektrisch korte dipool heeft daardoor de neiging om bij afnemende frequentie eveneens toe temen. Echter bij lage frequenties wordt de totale impedantie ook steeds groter {Xc=1/(2πfC)}. Onderstaand zijn enkele resultaten weergegeven welke verkregen zijn door middel van NEC-2D (EM veld simulator). Het betreft een dipool van 2m lengte welke in het midden gevoed wordt. Er bevindt zich geen ground of andere constructie in de buurt van de dipool.

f=10 MHz, D=4mm, Z=0.8-j2.8k Ohm -> C=5.7pF
f=10 MHz, D=10mm, Z=0.8-j2.2k Ohm -> C=7pF
f=20 MHz, D=10mm, Z=3.4-j1.1k Ohm -> C=7.2pF
f=20 MHz, D=20mm, Z=3.2-j936 Ohm -> C=8.5pF

Wat valt op: De capaciteit neemt af met toenemende dikte en verandert weinig ten gevolge van frequentieveranderingen.

Indien men over de EMK van de twee dipoolhelften wenst te beschikken, dan kan men een hoogohmige buffer gebruiken (FET ingangstrap). Belangrijk is dat de ingangsimpedantie veel groter is dan de reactantie van de seriecapaciteit. Op deze manier kan men een zeer breedbandige antenne maken welke bij een dipoollengte van 2m een behoorlijk gedefinieerde antennefactor heeft (U_u = 0.5·E, AFE=2). Met enige afwijking in antennefactor is deze opzet bruikbaar tot 150 MHz (de versterker moet dit dan nog wel aankunnen).

De effectiviteit van verkorte dipolen.

Voor een halve golf resonerende dipool, welke met 50 Ohm belast wordt, geldt:

$$\frac{U_{EMK}}{E} \approx 0.13 \cdot \lambda \approx \frac{39}{f_{MHz}}$$

Bij toenemende golflengte (lees afnemende frequentie) gaat een halve golf dipool beter presteren. Dit is een van de redenen dat hij bij lage frequenties zoveel ruis afgeeft. In een bebouwde omgeving kan de uitgangsspanning van een afgestemde dipool (welke steeds op de meetfrequentie afgestemd wordt) met $1/f^2$ toenemen. Een verkorte dipool met goede buffer hoeft voor ontvangst zeker niet onder te doen voor een grote dipool (het tegendeel is vaak waar, een verkorte dipool stelt minder hoge eisen aan het groot signaal gedrag van de ontvanger).

Er kunnen diverse redenen zijn waarom iemand niet gebruik wil maken van een versterker. Denk bijvoorbeeld aan de nodige mechanische voorzieningen om te voorkomen dat de versterker nat wordt. De versterker dient immers direct bij de dipool geplaatst te worden. Het gebruik van een tussenkabeltje verlaagt de ingangsimpedantie van de versterker (parallelcapaciteit).

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

Indien men besluit om rechtstreeks de verkorte dipool op een laagohmige ingang aan te sluiten, dient met een sterke achteruitgang van E na U conversie rekening te houden. Nagenoeg alle antennespanning komt over de inwendige capaciteit te staan (deze staat immers in serie met de antenne stralingsweerstand.
In figuur 3 is een en ander weergegeven.

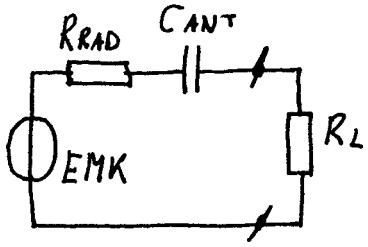

FIG: 3

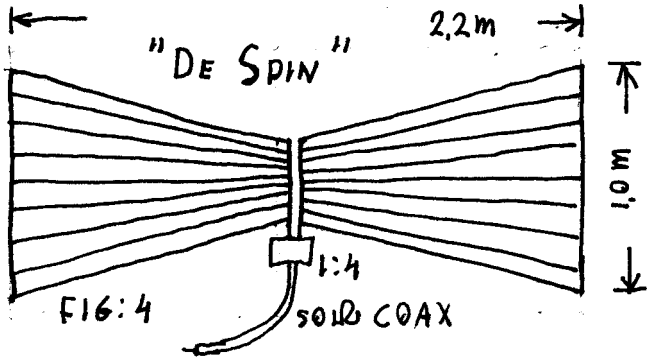

FIG: 4

Voor de relatie tussen de EMK en de spanning welke over de belastingsweerstand terechtkomt geldt:

$$\frac{U_{R_L}}{U_{EMK}} = \frac{j \cdot \omega \cdot R_L \cdot C}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot (R_L + R_{RAD})}$$

Bij korte dipolen is R_{rad} veel kleiner dan R_L. X_C ($1/\omega C$) is veel groter dan R_L. Bovenstaande formule gaat onder die voorwaarden over in $U_R/EMK_{ant} = \omega \cdot R_L \cdot C_{ant}$. Samenvoegen met de relatie tussen de EMK en de afmetingen van de verkorte dipool geeft:

$$\frac{U_{R_L}}{E} = 0.5 \cdot \omega \cdot R_L \cdot C_{ant} \cdot Le_{dip}$$

Waarin: U_{RL} = spanning over R_L in V, E = Elektrische veldsterkte van het sturende EM-veld in V/m, C_{ant} = de capaciteit van de antenne in F, Le_{dip} = lengte van de elektrisch gezien korte dipool in m.

In tegenstelling tot de niet belaste verkorte dipool, is de conversie van E-veld naar uitgangsspanning sterk frequentie-afhankelijk geworden. Invulling van de gegevens voor de 4mm dikke pijp van 2 keer één meter lengte en 5.7pF antennecapaciteit, geeft een conversierendement van:

$$\frac{U_{R_L}}{E} = 900 \cdot 10^{-6} \cdot f_{MHz}$$

Dit is een nogal mager resultaat. Hoe kunnen we dit verbeteren met behoud van breedbandigheid?

1. Pas een breedbandige transformator toe welke de 50 Ohm bijvoorbeeld een factor 4 of 9 in impedantie transformeert. Dit levert een verdubbeling of verdrievoudiging op van de spanning in de 50 Ohm belasting (mis blijft gelden dat $X_{Cant} > R_L$. Indien u een dipool in orde van 2 m lengte niet in het VHF gebied wenst te gebruiken, is dit een goede oplossing. Dergelijke trafo's zijn zelf te wikkelen (Transmission Line Transformer of conventionele transformator) of zijn tegen redelijke prijzen te koop. Op dezelfde Website als waar dit document zich bevindt (www.tetech.nl), treft u een document aan over het ontwerpen van baluns (op basis van de Transmission Line Transformer). Dit document is tevens geschikt voor de technisch onderlegde zelfbouwer. Zie ook bijlage 3.

2. Maak de antenne van zeer dikke pijp. Een toename van 4 naar 20 mm, geeft een toename van de capaciteit van 5.7 naar 8.5 pF. Dit is een factor 1.5 hetgeen een winst van bijna 3.5 dB oplevert. Zeer dikke pijpen hebben echter het nadeel dat zij veel ruimte innemen. Indien de antenne binnenshuis gebruikt wordt, dan is het verbreden van de antenne eveneens effectief. Men kan de antenne bijvoorbeeld van 1 m breed gaas maken, of meerdere draden parallel plaatsen ("De Spin"). Simulatie en meting laat zien dat een dipool bestaande uit twee stukken gaas van ieder $1 \cdot 1 m^2$ een capaciteit oplevert van ongeveer 25 pF (tegenover 5.7pF voor 4mm dikke pijp of draad). Dit geeft een winst van 12.8 dB. Verder verbreden van de antenne heeft niet meer zoveel zin, omdat een verdubbeling van de breedte aanmerkelijk minder dan 6 dB winst oplevert.
3. Combineer de genoemde methoden. Bij de gegeven afmetingen levert dit een winst op van bijna 19 dB (ten opzichte van een dunne draad dipool).
4. Maak de pijpen langer. Een verdubbeling van de lengte geeft in de regel iets meer dan 6dB winst (de uitgangsspanning verdubbeld en de capaciteit neemt iets toe).

Uitgaande van een draad- of gaasconstructie met buitenafmetingen van $2*1m^2$ en 1 op 4 impedantietransformatie (de hoogohmige kant aan antennezijde), is een overdracht haalbaar van $\mathbf{0.017 \cdot f_{MHz}}$ (V per V/m, golflengte veel groter dan antenne lengte, in belasting van 50 Ohm, C_{ant}=25pF). Belangrijk is dat de onbelaste zelfinductie van de balun bij de laagste frequentie dusdanig hoog is, dat de reactantie ervan groter dan 50 Ohm is.

Een praktische realisatie van dit concept is weergegeven in figuur 4. Het is een stukje printplaat (0.3 m lang) waarop 18 draden gesoldeerd zijn welke aan 2 stuks 1 m lange stukken lasdraad gesoldeerd zijn. Daardoor is de antenne eenvoudig op te rollen. De twee helften worden via een 4:1 transmissielijn balun (wikkerverhouding 2:1.) op een 50 Ohm coax aangesloten.

Door zijn lengte van 2.2m, is hij eenvoudig verticaal op te hangen tegen een wand (bijvoorbeeld achter een kast of gordijn. De naam "De Spin" is ontstaan omdat er vanuit een plaatje van 40 bij 4 cm, 18 poten vertrekken met een lengte van 1 m. Het doet denken aan een spin op zijn kant of een spin in een web.

Wat kan men van een dergelijke antenne verwachten in de praktijk?

De EM-veld ruisvloer van de antenne.

Ten gevolge van de eigencapaciteit van de antenne is hij niet bijzonder effectief. Op grond daarvan zou je dergelijke antennes onmiddellijk afwijzen. Dit is echter onjuist.

De waarde in de praktijk wordt door veel meer dan alleen de effectiviteit bepaald. Voor een ontvangstantenne geldt eigenlijk slechts een ding: Is mijn totale systeemruis (dus inclusief de antenne) wel of niet dominant ten opzichte van de omgevingsruis?

In een matig bebouwde omgeving kan men een man made noise level verwachten in orde van +40 dB boven KTB (uitgaande van een rondstralende optimaal aangepaste antenne op 7 MHz). Dit komt neer op een ruisspanningsdichtheid van 45nV/√Hz in 50 Ohm. Hierbij behoort een sturend elektrisch veld van 8nV/m√Hz (in geval van een afgestemde halve golf dipool). "De Spin" geeft bij deze veldsterkte een spanning af van: 0.017·7·8n = 950pV/√Hz (in 50 Ohm belasting).

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

Een gemiddelde ontvanger met een ruisgetal van 10 dB heeft een eigenruis productie van 1.4nV/√Hz (50 Ohm referentie). Hieruit volgt dat de antenne in orde van 3.5 dB E-veld naar spanning overdracht te kort komt.

Dit is gezien de breedbandigheid en afmetingen geen slecht resultaat. Een grotere antenne past in veel gevallen niet in huis. Wenst men verbetering, dan is aanpassing een mogelijke oplossing. Deze dient men echter wel met de ontvangstfrequentie aan te passen.

Uit deze berekening volgt eveneens dat indien men zich bevindt in een niet bebouwde omgeving, dit antenneconcept minder bruikbaar is. U kunt dan overwegen de antenne langer te maken, of aanpassing te gebruiken.

Bijlagen.

In bijlage 1 worden tips gegeven voor HF-ontvangst (antennepositionering).
In bijlage 2 wordt een vergelijking gemaakt tussen Elektrische Dipolen en de Magnetische Loop.
Bijlage 3 geeft tips voor het maken van de transformator.

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

BIJLAGE 1:

Opstelling van de elektrisch korte dipool voor HF-ontvangst.

Voor EMC-metingen is de gewenste opstelling van de antenne (oriëntatie, positie, etc) wel bekend of voorgeschreven, hoe zit het echter in geval van HF-ontvangst? Een antwoord op deze vraag is niet eenvoudig.

Een aantal vragen:

- Luistert u naar relatief dichtbij gelegen Europese stations, of ver weggelegen stations (DX-ontvangst)? Dit is van zelfsprekend van invloed op de meest waarschijnlijke richting van waaruit de golven komen (Azimuth), maar ook op de hoek van waaruit zij uit de lucht komen (Elevatie).
- De plaats van mogelijke lokale stoorbronnen?
- De antenne hoogte?
- Eventueel aanwezige bebouwing en andere obstakels.

De beste optie is in veel gevallen proberen, maar enige richting is wel te geven:

Indien uw antenne zich dicht bij de grond bevindt (lees $h/\lambda << 1$), wordt de horizontaal gepolariseerde E-veld component in het veld sterk gedempt door de reflectie op de grond. De demping is omgekeerd evenredig met de hoogte boven de ondergrond. Dit is vooral het geval op goed geleidende ondergrond en golven welke onder kleine elevatie de antenne bereiken (DX-ontvangst). Verticaal gepolariseerde golven op HF ondervinden in de regel minder demping ten gevolge van reflectie op de grond. Waar het in feite op neer komt, is dat het E-veld het liefst verticaal op de grond staat, en het H-veld het liefst evenwijdig aan de grond loopt.

Indien uw antenne zich dicht bij de grond bevindt (bijv begane grond), heeft verticale polarisatie meestal de voorkeur, zelfs al zendt het station horizontaal gepolariseerde golven uit. Dit advies geldt ook voor de ontvangst van ver weg gelegen stations (afstand >1500 km).

Luistert u meestal naar dichtbij gelegen kortegolfstations (afstand < 1000 km, f > 3 MHz, golven komen onder redelijke elevatie naar beneden), dan is het signaal relatief sterk. Horizontale polarisatie heeft dan de voorkeur. Plaats de antenne wel zo hoog mogelijk (bijv: tegen het plafond). Horizontale opstelling vermindert de ontvangst van golven die onder geringe elevatie binnen komen. U kunt overwegen om twee antennes haaks op elkaar te plaatsen en te schakelen tussen de antennes voor beste ontvangst/minste storing. Het gebruik van een loop antenne (verticaal opstellen), dicht bij de grond is het overwegen waard. De H-veld component van golven welke steil naar beneden komen, wordt dicht bij de grond aanmerkelijk minder verzwakt dan de E-veld component.

Voor de ontvangst van frequenties beneden 3 MHz (bijv midden en lange golf), wordt in alle gevallen verticale opstelling aanbevolen of het gebruik van een staande loop antenne. Dit omdat de polarisatie van de zenders in nagenoeg alle gevallen verticaal is. Ten gevolge van de lage frequenties, treedt sterke demping op voor een eventuele horizontaal gepolariseerde veldcomponent.

Bevindt u zich op een hoogte van enkele verdiepingen of meer. Dan wordt voor HF (3 - 30 MHz) de invloed van de reflectie op de grond minder, en gaat het gebouw een grotere rol spelen. In dergelijke gevallen is veel experimenteren de beste optie. Houdt er rekening mee dat in het gebouw de richting van waaruit het veld lijkt te komen, sterk kan afwijken van de oriëntatie van de zender ten opzichte van het gebouw.

Storing.
U dient er rekening mee te houden dat u in veel gevallen last zult hebben van sterke storing van allerhande elektrische apparatuur. Zelfs moderne apparatuur, waarvan men mag verwachten dat het CE teken terecht is, blijkt soms een sterke bron van ellende (televisies [vooral moderne 100 Hz TV's], CRT monitors, Computers [netwerk interface card, ADSL en cable modems], Fluorescentielampen, Hoge Druk lampen, allerhande vermogenselektronica [frequentieregelaars, Voedingen, DC/AC converters, etc]).

Verkom dat de antenne zich dicht bij elektriciteitsbedrading bevindt. Indien dit toch het geval is, zorg dat de antenne er zich niet evenwijdig aan bevindt.

Voor wat betreft ontstoren op HF: de meeste verkrijgbare ferrite clamps en ferriet ringen presteren onvoldoende als het gaat om HF common mode storing. De clamps zijn vaak te klein om voldoende windingen aan te kunnen brengen en/of u heeft er heel veel nodig. Voor het beste resultaat dient u materiaal te gebruiken dat speciaal voor relatief lage frequenties bedoeld is (meestal $\mu_r > 1000$).

De genoemde tips zijn gebaseerd op theoretische analyse en praktijkproeven met E-veld en H-veld antennes.

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

BIJLAGE 2:

Vergelijking met magnetische loops.

"De Spin" is voor frequenties lager dan 20 MHz voornamelijk gevoelig voor de E veld component van het EM-veld (kenmerkende eigenschap voor elektrische korte dipolen/monopolen). In geval van het lage HF gebied kan men gebruik maken van een magnetische loop antenne. Dit soort antennes zijn voornamelijk gevoelig voor de H-veld component van het EM-veld. In veel omroepontvangers met een AM bereik treft men antennes aan gewikkeld op een ferrietstaaf.

Hoe verhoudt zich nu de prestatie van een niet afgestemde magnetische loop ten opzichte van "De Spin"?

Om de magnetische loop met elektrische dipool te vergelijken voeren we een rekenvoorbeeld uit bij een frequentie van 7 MHz. We gaan uit van een E-veld met een sterkte van 1 V/m en een loop van één winding met een oppervlak van $1m^2$. "De spin" heeft in de praktijk een E naar u_u conversiefactor van rond de $0.017*f_{MHz}$ V per V/m. Bij 7 MHz komt dit neer op een factor 0.12 V per V/m (dus 0.12V in 50 Ohm bij en veldsterkte van 1 V/m).

Een E-veld van 1V/m geeft in een vrije veld situatie een H veld met en sterkte van 1/377 A/m. Vermenigvuldiging met de relatieve permeabiliteit van het vacuüm (ong $1.2566 \cdot 10^{-6}$ H/m) levert een piekfluxdichtheid (B_{top}) op van 3.33nWb (nVs/m^2)

Voor de uitgangsspanning van deze loop geldt:

$u(t) = n \cdot d\Phi/dt$, (n=aantal windingen) voor een sinusvormige spanning geldt dan:

$u_{top} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot n\ A \cdot B_{top}. \cdot$

of gewoon:

$u = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot n\ A \cdot B$

In geval van 7 MHz en het oppervlak van $1m^2$, resulteert dit in een uitgangsspanning (onbelast van) van 0.15 V (bij een EM veld met een veldsterkte 1V/m). Deze spanning verdeeld zich over de belasting, stralingsweerstand (minder dan één Ohm) en de zelfinductie van de loop.

Om een en ander praktisch te vergelijken, is een loop gebouwd met een oppervlak van 0.6 m^2, deze genereert een EMK van **0.088 V/V/m** (bij 7 MHz). Uitgaande van de vrije veld verhouding tussen het E en H veld van 377 Ohm.

Ten gevolge van de belasting met 50 Ohm en de zelfinductie van de loop zal de spanning inzakken. Bij gebruik 20 cm breed folie en een gemiddeld lusoppervlak van $0.8m^2$, kan men een zelfinductie verwachten in orde van 1 uH. Bij gebruik van draad met een diameter van 2mm is een zelfinductie van 4 uH te verwachten. Een zelfinductie van 4 uH resulteert bij 7 MHz in en reactantie van 176 Ohm welke in serie staat met 50 Ohm. Dit geeft een uiteindelijke E naar u_u conversie van **0.024 V/V/m**. Dit is bij 7 MHz een orde van 14 dB slechter dan "De Spin". Het gebruiken van een loop van zeer brede folie of gaas vergroot de breedbandigheid. Dit maakt afstemming met enkele schakelbare condensatoren mogelijk (is goedkoop en stevig).

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

Bij het toenemen van de frequentie neemt de EMK bij gelijke magnetische veldsterkte wel toe, doch de reactantie van de spoel ook. Bij frequenties waarbij de reactantie niet meer klein is ten opzichte van 50 Ohm, geeft "De Spin" een hoger uitgangssignaal.

Zou men deze zelfinductie met een serie C wegstemmen, dan verkrijgt men de eerder genoemde **0.088 V per V/m** als uitgangsspanning over 50 Ohm (de Stralingsweerstand bedraagt bij deze afmetingen minder dan één Ohm). Bij gebruik van breed gaas (20 cm breed geeft, ongeveer 1uH), is afstemming met een serie C pas noodzakelijk voor ontvangstfrequenties boven ongeveer 7 MHz.

Wat valt op? "De Spin" presteert 2.6 dB beter dan een enkele loop met een oppervlak van $1m^2$ waarbij men de zelfinductie wegstemt met een serieresonantie C. Bij frequenties waarbij de reactantie van de loop te verwaarlozen is ten opzichte van de 50 Ohm belasting, blijft "De Spin" 2.6 dB beter presteren (vrije veld condities). Dit geldt dus ook voor lage frequenties waarbij veel mensen denken dat loopantennes beter presteren dan korte dipolen.

Opmerking:

Indien men een relatief grote magnetische loop gaat afstemmen, wordt deze in de regel ook gevoelig voor de E-Veld component. In de praktijk reduceert men de E-veld gevoeligheid door het aanbrengen van een niet kortgesloten afscherming om de loop antenne. Men kan een soortgelijk effect bereiken door de afstemcondensator op te delen in grotere condensatoren en deze te verdelen over regelmatige afstanden in de loop (dan zijn dus meerdere onderbrekingen nodig). In de praktijk is dit een echter lastige oplossing indien het geheel afstembaar dient te zijn.

In geval van frequenties waarbij de reactantie van de spoel veel kleiner dan 50 Ohm is, kan men het aantal windingen verhogen. Dit levert een evenredig hogere EMK op. Indien de reactantie de 50 Ohm nadert, heeft verhoging van het aantal windingen een nadelig effect. In dergelijke gevallen is impedantietranformatie nodig.

Ondanks dat de verschillen slechts 2.6 dB bedragen, kunnen in de praktijk grote verschillen in ontvangstkwaliteit ontstaan. Indien men zich binnen ongeveer 0.2λ van een obstakel bevindt, kan de verhouding E/H sterk afwijken van de standaard 377. In geval van verticale polarisatie veroorzaken verticale geleidende constructies een sterkere daling van het E-veld dan van het H-veld. Dit geldt in het bijzonder indien men zich naast de constructie bevindt (bijvoorbeeld naast metalen wanden). De elektrische veldlijnen worden als het ware naar de (laag ohmige) constructie gezogen. Ter info: boven op de top van het obstakel is vaak een toename van de elektrische veldsterkte te bemerken.

Het H veld heeft soms de neiging om in sterkte toe te nemen. Dit komt doordat het E-veld een stroom induceert in de constructie welke op zijn beurt weer een H-veld opwekt. In de volksmond zegt men dat de H-veld component beter doordringt dan de E-veld component. Bovendien blijkt van stoorbronnen de verhouding E/H vaak sterk af te wijken van 377 Ohm. Storing van hoogspanningsdelen van apparatuur produceert een relatief sterke E-veld component. Mijn ervaring is dat deze redenatie opgaat tot enkele MHz'en (Lange Golf, Midden Golf en lage Korte Golf gebied). In het hoge korte golfgebied zijn de verschillen tussen de loop en dipool minimaal voor wat betreft storing minimaal.

Een voordeel van de magnetische loop is zijn richtwerking (bij verticale polarisatie) waardoor men soms de inkoppeling van storing op de antenne kan verminderen. Een verticaal opgestelde dipool is rondom gevoelig voor verticaal gepolariseerde golven.

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

Een horizontaal opgestelde magnetische loop is rondom gevoelig voor horizontaal gepolariseerde golven.

Conclusie vergelijking elektrische dipool en magnetische loop.

Het conversierendement (de conversie E-veld naar uitgangsspanning in 50 Ohm) van een open dipool met een geometrisch oppervlak van 2*1 m^2 en 2:1 transformator, is enkele dB's beter dan dat van een met 50 Ohm belaste magnetische loop met één winding en oppervlak van 0.6m^2 (waarbij de zelfinductie door middel van een serie C weggestemd is). Een open dipool is in principe in staat om signalen te ontvangen in bijvoorbeeld het 0.1 - 3 MHz gebied.

Ondanks dat op papier in een vrije veld opstelling een elektrische dipool met afmetingen van 2*1 m^2 enkele dB's beter presteert dan een magnetische loop met een oppervlak van 0.6 m^2, is dit geen garantie voor betere werking in de praktijk.

Vooral in het gebied beneden 10 MHz zal de ene keer de elektrische dipool het beter doen, en de andere keer de magnetische loop.

Een nadeel van de loop is dat grofweg gezien boven enkele MHz'en, men een van de ontvangstfrequentie afhankelijke seriecondensator op dient te nemen ter opheffing van de reactantie. Bij de elektrische dipool is dit niet noodzakelijk.

Hoewel het in dit documentje niet aangetoond of behandeld is, zullen in geval van verliesvrije aanpassing, beide antenneconstructies een gelijk conversierendement hebben (nagenoeg overeenkomstig een halve golf dipool). In de praktijk is de loop eenvoudiger aan te passen omdat slechts condensatoren noodzakelijk zijn. Deze hebben in de regel een hogere kwaliteitsfactor dan spoelen. Men komt daardoor in de praktijk veel meer kleine resonante loops tegen dan kleine resonante dipolen.

Bevindt men zich in een storingsarme omgeving en kan men een antenne op bijvoorbeeld de zolder onder een houten dak plaatsen, dan heeft de dipool de voorkeur. Hij heeft in een breed frequentiegebied een redelijk rendement, zonder dat afstemming noodzakelijk is. Bovendien is hij rondstralend (indien verticaal opgesteld).

De loop heeft de voorkeur indien in een kleine ruimte de antenneoriëntatie geregeld gewijzigd dient te worden. De oriëntatie heeft namelijk nogal wat invloed op de ontvangstkwaliteit. De hanteerbaarheid van de loop is aanmerkelijk beter (kleinere afmetingen). Het omschakelen van een condensator (afstemmen) is dan ook niet meer zo'n bezwaar (kan gezien worden als een geringe vorm van preselectie).

***TeTech**: Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl

BIJLAGE 3.

Ontwerptips voor de transformator.

Het afgegeven vermogen van de elektrisch korte dipool kan men sterk vergroten door impedantietransformatie toe te passen. Een 2:1 transformator (twee maal zoveel windingen aan de zijde van de dipool) geeft een verbetering van 6 dB. De transformator kan tegelijkertijd ook voor de benodige balun functie zorgen. De dipool is immers een gebalanceerde antenne en de ingang van de ontvanger niet.

Er wordt in deze bijlage uitgegaan van een 50 Ohm ingangsimpedantie van de ontvanger. Tussen de antenne en ontvanger bevindt zich een 50 Ohm kabel. Zowel de balunfunctie als impedantietransformatie kan op basis van een Transmission Line Transformer ontworpen worden. Voor deze toepassing is een conventionele transformator ook geschikt en makkelijk te maken.

De primaire zijde is waar de antenne op aangesloten is, op de secundaire zijde is de kabel aangesloten.

Er zijn enkele tegenstrijdige ontwerpoverwegingen.

1. De zelfinductie van de secundaire zijde (kabelkant), dient bij de laagste frequentie zodanig te zijn, dat deze het signaal niet kortsluit (in de praktijk voor ontvangst X_{ZL} > 100 in geval van 50 Ohm kabel).
2. De seriezelfinductie bij kortgesloten transformator (spreidingszelfinductie, leakage induction) dient niet al te hoog te zijn, anders ontstaat te veel verlies aan de hoogfrequente kant (bijv 30 MHz). Dit betekent niet onnodig hoge secundaire zelfinductie. in ons geval is de bronimpedantie vrij hoog (capacitief), zodat enige spreidingszelfinductie niet zo'n bezwaar is.
3. De capaciteit tussen de primaire en secundaire wikkeling dient niet al te groot te zijn omdat anders de balunwerking achteruitgaat. Dit heeft tot gevolg dat storing welke beneden op de kabel inkoppelt de antenne kan bereiken. Veel windingen en dicht tegen elkaar wikkelen geeft hoge capaciteit. Dicht tegen elkaar wikkelen van de secundaire en primaire wikkeling geeft wel een lage spreidingszelfinductie.

Alvorens de trafo te kunnen dimensioneren dient u te bepalen in welk frequentiegebied de antenne het beste dient te werken. Als de laagste en hoogste frequentie relatief ver uit elkaar liggen (bijv 100 kHz tot 30 MHz [verhouding: 1:300]) kunt u beter overstappen op een Transmission Line Transformer. Een conventionele transformator is dan een te groot compromis. 3 MHz (ondergrens korte golf) tot 30 MHz [verhouding: 1:10] en bijv: 520 kHz (ondergrens AM band) tot 15 MHz [verhouding 1:30] (bevat 20 m amateurband) is goed te doen.

Keuze ferrietmateriaal.

Indien uw belangstelling voornamelijk naar de lage frequenties uitgaat (bijv 0.5…3 MHz), kunt u MnZn ferrietmateriaal gebruiken met een hoge μ_r. Een μ_r van 1000-3000 resulteert voor veel ferrietkerntjes en buisjes in een A_L waarde van 800 tot 3000 nH. Gebruik geen ferriet met veel hogere μ_r, aan de hoge kant zakt de permeabiliteit dan te veel in.

Er geldt:

$$L = 10^{-9} \cdot A_L \cdot n^2 \quad -> \quad n \approx 32 \cdot 10^{+3} \cdot \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Een ondergrens van 0.5 MHz vereist een secundaire zelfinductie van minimaal 30 uH. Dit betekent dat 4 windingen nodig zijn als A_L = 2000. Primair (antennezijde) zijn dan 8 windingen nodig.

Indien de maximale frequentie hoger ligt, kunt u het beste gebruik maken van NiZn-ferriet met hoge μ_r (500-1000). NiZn materialen hebben een hoge weerstand (kun je niet met een gewone digitale multimeter met standaard meetpennen meten) en lage diëlectrische constante (in orde van 30). Deze materiaaleigenschappen dragen bij aan een lage capaciteit tussen de secundaire en primaire wikkeling. Indien u niet al te kleine kernen gebruikt (of 2 of 3 kerntjes stapelt), is het aantal benodigde secundaire windingen beperkt. NiZn materiaal met hoge permeabiliteit wordt veel toegepast als breedbandig ontstoringsmateriaal (EMC) in de vorm van kernen en cable clamps.

Tips m.b.t. wikkelen:

1. Indien u toroids (ringkernen) of buisjes van MnZn ferriet gebruikt welke niet van een coating zijn voorzien, dient u zelf eerst een isolerende coating aan te brengen (eventueel isolatieband, of uw draad van dikkere isolatie voorzien). De MnZn materialen hebben een lage weerstand waardoor bij rechtstreeks wikkelen op de kern de capaciteit tussen primair en secundair onnodig hoog wordt.
2. Kernen, meestal in de vorm van buisjes, welke bedoeld zijn voor EMC toepassingen (bijv als common mode filter om kabels), zijn zeer geschikt. Zij worden vaak gespecificeerd door middel van impedantie versus frequentie. Uit deze grafiek kunt u direct het aantal windingen halen. Er geldt:

   $$n \approx \sqrt{\frac{Z_{gew[f]}}{Z_{[f]}}}$$

   n is het aantal keren dat de draad door de kern heen gestoken dient te worden.

   Voor hoge frequenties en hoge n gaat de formule niet meer op. De capaciteit tussen de windingen is dan dominant en beperkt de impedantie van de zelfinductie. Indien u meer dan 6 windingen secundair nodig heeft, overweeg dan een grotere kern of kern met grotere D_{extern}/D_{intern} verhouding.
3. Wikkel de primaire en secundaire wikkeling niet over elkaar heen (zeker geen draden twisten). Verdeel de primaire wikkeling over de ene helft van de kern en de secundaire over de andere helft. Het geeft een hogere spreidingszelfinductie, maar geringere capaciteit. Voor deze antennetoepassing is een lage capaciteit meer van belang dan een lage spreidingszelfinductie.
4. Sommige balun's hebben een middenaftakking. Gebruik voor deze antenne geen middenaftakking welke aan de afscherming van de kabel verbonden wordt. Indien de antenne binnenshuis opgesteld wordt, zal er altijd enige onbalans in de dipool aanwezig zijn. Indien u een middenaftakking van de primaire zijde verbindt met de afscherming van de kabel, ontstaat een common mode component in de kabel. Door te zorgen voor lage capaciteit tussen de primaire en secundaire wikkeling wordt common mode stroom sterk gereduceerd.
5. Indien uw antenne relatief klein is, kunt u de wikkelverhouding vergroten, het levert meer signaal op bij lage frequenties (<5 MHz). Voor hoge frequenties is de toename minimaal of kan sprake zijn van een afname.

<---EINDE DOCUMENT--->

TeTech: *Elektronica (LF, RF), Dynamische systemen en Mechatronica,*
Ontwerp, Advies en Opleiding,
Tel 0346 284004, Fax 0346 283691, wimtel@tetech.nl