Inhoudsopgave

14 Antennes, transmissielijnen en voortplanting van elektromagnetische golven .. 14-4
14.1 Wat leer je in dit hoofdstuk 14-4
14.2 Inleiding 14-5
14.3 Antennes en transmissielijnen 14-5
14.3.1 Elektromagnetisch veld 14-5
14.3.2 Elektromagnetische golven: voortplantingssnelheid en golflengte 14-6
14.3.3 De halve golf dipoolantenne met voeding in het midden 14-8
14.3.4 Vervangingsschema van een dipoolantenne 14-11
14.3.5 Transmissielijnen 14-12
14.3.6 Symmetrische en asymmetrische transmissielijnen 14-14
14.3.7 Koppeling van een symmetrische transmissielijn aan de antenne 14-16
14.3.8 De transmissielijn als afgestemde kring en impedantietransformator ... 14-17
14.3.9 De halve-golf transmissielijn. 14-18
14.3.10 Baluns 14-19
14.3.11 Baluns van coaxkabel 14-20
14.3.12 Gewikkelde baluns 14-25
14.3.13 De eindgevoede dipoolantenne (“Zeppelin antenne”) 14-27
14.3.14 Staande-golf-verhouding (“Standing Wave Ratio”, SWR) 14-27
14.3.15 Aanpassing van de zender aan transmissielijn en antenne 14-32
14.3.16 De antenne-aanpassingseenheid of Antenna Tuning Unit (ATU) 14-35
14.3.17 Leidingverliezen 14-38
14.3.18 De golfgeleider 14-39
14.3.19 Theorie en werkelijkheid 14-40
14.4 Propagatie van elektromagnetische golven 14-41
14.4.1 Inleiding 14-41
14.4.2 Polarisatierichting van EM-golven 14-41
14.4.3 Zichtverbindingen 14-41
14.4.4 Directe golf, grondgolf of bodemgolf en ruimtegolf 14-43
14.4.5 Propagatie van VHF- en UHF-golven 14-44

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

14.4.6 Propagatie via de ionosfeer 14-47
14.5 Antennevariaties 14-52
14.5.1 Inleiding 14-52
14.5.2 De isotrope straler, een theoretische maat voor antenne"versterking".. 14-53
14.5.3 Afstand en verzwakking 14-53
14.5.4 Verticale antennes (groundplane) 14-55
14.5.5 De gevouwen dipool 14-57
14.5.6 Antennes met parasitaire elementen 14-57
14.5.7 Dipool met sperkringen 14-59
14.5.8 Apertuur-antennes 14-61
14.5.9 Horizontale en verticale stralingsdiagrammen 14-64
14.5.10 De effectief ontvangende oppervlakte van een antenne 14-69
14.6 BIJLAGE: FREQUENTIEGEBIEDEN EN AMATEURBANDEN 14-71
14.7 Opgaven 14-72
14.7.1 Opgave 14-1 14-72
14.7.2 Opgave 14-2 14-73
14.7.3 Opgave 14-3 14-74
14.7.4 Opgave 14-4 14-75
14.7.5 Opgave 14-5 14-76
14.7.6 Opgave 14-6 14-77
14.7.7 Opgave 14-7 14-78
14.7.8 Opgave 14-8 14-79
14.7.9 Opgave 14-9 14-80
14.7.10 Opgave 14-10 14-81
14.7.11 Opgave 14-11 14-82
14.7.12 Opgave 14-12 14-83
14.7.13 Opgave 14-13 14-84
14.8 Uitwerkingen van de opgaven 14-85
14.8.1 Uitwerking van Opgave 14-1 14-85
14.8.2 Uitwerking van Opgave 14-2 14-86
14.8.3 Uitwerking van Opgave 14-3 14-87
14.8.4 Uitwerking van Opgave 14-4 14-88

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

14.8.5 Uitwerking van Opgave 14-5 14-89
14.8.6 Uitwerking van Opgave 14-6 14-90
14.8.7 Uitwerking van Opgave 14-7 14-91
14.8.8 Uitwerking van Opgave 14-8 14-92
14.8.9 Uitwerking van Opgave 14-9 14-93
14.8.10 Uitwerking van Opgave 14-10 14-94
14.8.11 Uitwerking van Opgave 14-11 14-95
14.8.12 Uitwerking van Opgave 14-12 14-96
14.8.13 Uitwerking van Opgave 14-13 14-97

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

14 Antennes, transmissielijnen en voortplanting van elektromagnetische golven

14.1 Wat leer je in dit hoofdstuk

Dit hoofdstuk gaat over de route van zendereindtrap via zendantenne naar ontvangstantenne. Eigenlijk is dit het sluitstuk van onze reis door de radiotechniek. Wel komen er nog vervolghoofdstukken over meetinstrumenten, voorschriften, veiligheid en gedrag in de ether, maar niet meer over de radiotechniek zelf.

We beginnen dit hoofdstuk met elektromagnetische velden en golven, het verband tussen frequentie en golflengte en een basisvorm van een antenne. Dat is de halve golf-dipoolantenne en zijn vervangingsschema in weerstand, capaciteit en zelfinductie. Vanaf de antenne werken we terug naar de zender: hoe komt elektromagnetische energie bij de antenne en hoe zorg je ervoor dat die niet al door de verbindingslijn die meestal transmissielijn heet, ongecontroleerd wordt uitgestraald. We verdiepen ons in vormen en eigenschappen van transmissielijnen en hoe een stuk transmissielijn soms dienst kan doen als impedantietransformator of afgestemde kring. We zullen het hebben over symmetrische en asymmetrische transmissielijnen en hoe je ze kunt koppelen.

De staande-golf-verhouding en wat die grootheid vertelt over de kwaliteit van de verbinding met de antenne staat ook op het menu. Daarna gaat het over de aanpassing van de zendereindtrap aan het systeem van transmissielijn en antenne, inclusief verliezen daarbij.

De daaropvolgende paragraaf gaat over de voortplanting van elektromagnetische golven in verschillende lagen van de atmosfeer en bij verschillende (groepen van) frequenties. De polarisatierichting wordt besproken en het verschil tussen directe golf, grondgolf en ruimtegolf. Bij de opbouw van de ionosfeer zullen we wat uitvoeriger stilstaan, omdat die van groot belang is voor verre radioverbindingen.

Daarna bekijken we enkele soorten antennes. Dat begint met een theoretische antenne, de isotrope straler. Daarna gaan we door met de (onvermijdelijke) verzwakking van het signaal op de weg van zend- naar ontvangstantenne. Verticale en horizontale antennes worden besproken, stralingsdiagrammen en wat die zeggen.

Ook bespreken we antennes met “parasitaire elementen” en hun voordelen, zoals richtinggevoeligheid en antennewinst. Antennes voor meer dan één frequentie(band) bespreken we ook. We sluiten af met het effectief ontvangende oppervlak van een antenne. Om terugbladeren naar het vorige hoofdstuk te voorkomen, volgt een herhaling van de bijlage met benamingen van frequentiegebieden en een overzicht van amateurbanden t/m het UHF-gebied. We sluiten weer af met enkele oefenopgaven.

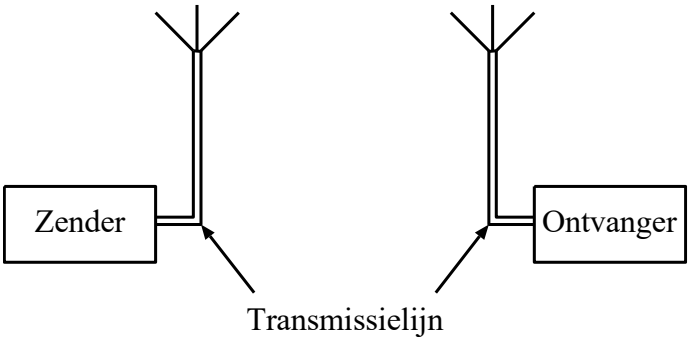
© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

14.2 Inleiding

In dit hoofdstuk bekijken we radiocommunicatie van zender tot ontvanger. Dat houdt in:

- Van zender naar zendantenne
- De zendantenne
- Van zend- naar ontvangstantenne
- De ontvangstantenne die dezelfde theorie volgt als de zendantenne

Dat komt neer op het plaatje van Figuur 14.2-1.



Figuur 14.2-1. Antennes brengen energie over.

Zend- en ontvangantenne zijn niet zomaar gelijk getekend. In beide gebeurt hetzelfde. Alleen is er bij de zender (heel) veel meer vermogen mee gemoeid dan bij de ontvanger.

We beginnen met het eerste: van zender naar antenne. Daarin komen vooral transmissielijnen ter sprake, aanpassingsfilters en een stukje antennetheorie. De hoofdvraag is: hoe krijg ik zoveel mogelijk van mijn signaalvermogen van de zendereindtrap naar de antenne en vervolgens de lucht in?

Die vermogensoverdracht is een zaak van een juiste impedantieaanpassing en de juiste transmissielijnen. Daarmee beginnen we. We doen hier al een stukje antennetheorie, want een transmissielijn tussen zender en antenne moet ook goed aansluiten op de antenne. Dat is meer dan een paar goed werkende contacten.

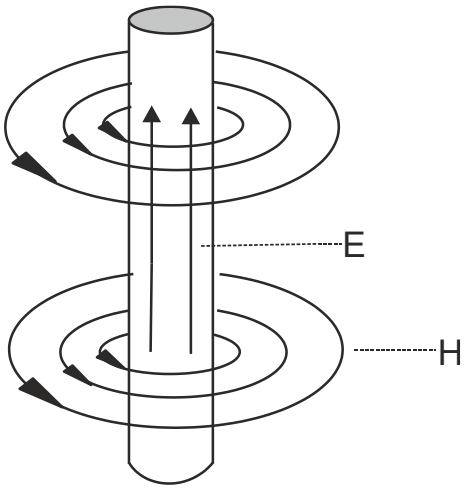
Dan moet het signaal van zend- naar ontvangstantenne. Dat heet ook wel *propagatie*. Daarbij spelen verschillende lagen in de atmosfeer een rol. Het soort antenne en zijn opstelling houden verband met propagatie. Daarvan moeten we voldoende weten. We gaan aan de slag.

14.3 Antennes en transmissielijnen

14.3.1 Elektromagnetisch veld

De term “elektromagnetisch” heeft betrekking op het gelijktijdig optreden van een elektrisch en een magnetisch veld. In Hoofdstuk 4 hebben we gezien dat een magnetisch veld ontstaat rondom een stroomvoerende geleider. De veldlijnen liggen in vlakken loodrecht op de geleider, zoals het veld H in Figuur 14.3-1.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA



Figuur 14.3-1. Magnetisch veld (H) rond een stroomvoerende geleider. De pijl E geeft de richting van het elektrische veld aan. (cursus 1999).

Een elektrisch veld is letterlijk het spanningsveld tussen een positieve en een negatieve lading. Het spanningsverloop in de stroomrichting in de geleider veroorzaakt een elektrisch veld E met lijnen evenwijdig aan de geleider (pijlen in de geleider in Figuur 14.3-1). Te zien is dat elektrisch en magnetisch veld loodrecht op elkaar staan.

Vervangen we de gelijkspanning over de geleider door een sinusvormige wisselspanning, dan is de stroom een sinusvormige wisselstroom. Het elektrische veld E en het magnetische veld H veranderen volgens hetzelfde sinuspatroon in sterkte en richting. Het magnetisch veld in de directie nabijheid van de geleider geeft door inductie een spanning in de geleider. Het elektrische veld E verandert mee. De veranderende spanning beïnvloedt weer de stroom. Zo ontstaat een energie-uitwisseling tussen elektrisch en magnetisch veld. Door die samenhang heet de combinatie een *elektromagnetisch veld.*

Bij een lage frequentie als 50 Hz is de inductiespanning over een rechte geleider van bijvoorbeeld een meter lang minimaal. Die spanning neemt toe met toenemende frequentie, want $X_L = 2\pi f L$.

Wisselspanning over en wisselstroom door een geleider die niet wordt aangestuurd door een bron, maar in de buurt van een andere geleider is, volgen wat in de andere geleider gebeurt, maar met spanning en stroom in tegenfase met die in de andere geleider.

Bij zend- en ontvangstantennes gebeurt hetzelfde. Maar voor we daarmee verdergaan, is het nodig om het begrip golflengte en de relatie ervan met frequentie uit te werken.

14.3.2 Elektromagnetische golven: voortplantingssnelheid en golflengte

De afstand waarover iets zich met constante snelheid in een bepaalde tijd verplaatst, volgt uit wat ook voor voetgangers, fietsers en om de zon draaiende planeten geldt:

$$Afstand = snelheid * tijd$$

De snelheid waarmee een elektromagnetisch veld (afgekort: EM-veld) zich uitbreidt, is in het luchtledig (vacuüm) 299 792 458 m/s. Dat ronden we af op 300 000 000 m/s of 300 000 km/s. In de aardse atmosfeer is die snelheid weliswaar een heel klein beetje lager dan in vacuüm, maar ook dan is de afronding voor onze toepassingen goed genoeg. Het symbool in vergelijkingen is c van het Latijnse *celeritas*, (snelheid). Ook licht is EM-straling en dus staat c ook wel voor de lichtsnelheid.

Het "langskomen" van één EM-golf duurt even lang als één periode van de wisselstroom/spanning die hem veroorzaakt. Dat is de periodeduur T (Hoofdstuk 5). De frequentie f is het aantal perioden in 1 seconde. Dan is f ook het aantal golven in 300 000 km. Daaruit volgt de lengte van een enkele golf, de golflengte. Het symbool is λ, uitgesproken als *labda*, ook wel *lambda*, de Griekse vorm van de letter "*l*" van lengte.

$$\lambda = c.T \qquad (14.3\text{-}1)$$

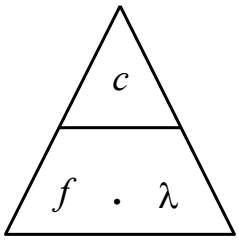
In hoofdstuk 5 leerden we het verband tussen frequentie f en periodeduur T:

$$T = \frac{1}{f} \qquad (14.3\text{-}2)$$

Als we dat invullen in (14.3-1), krijgen we het verband tussen golflengte en frequentie:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \rightarrow \quad f = \frac{c}{\lambda} \qquad (14.3\text{-}3)$$

In woorden: golflengte is lichtsnelheid gedeeld door frequentie. Frequentie is lichtsnelheid gedeeld door golflengte. Je kunt er dezelfde driehoek voor gebruiken als bij de wet van Ohm (Figuur 14.3-2).

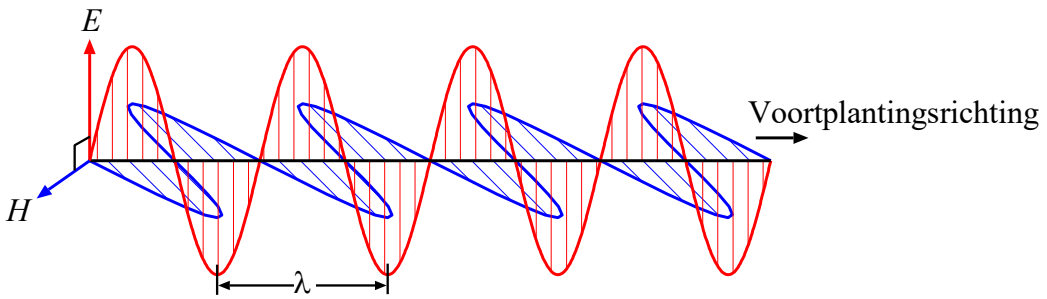


Figuur 14.3-2. Vermenigvuldig- en deeldriehoek voor vergelijkingen (14.3-3).

Voorbeeld: een frequentie van 100 MHz, dat is in de FM-omroepband, komt overeen met een golflengte van $^{300\,000\,000\text{ m}}/_{100\,000\,000} = 3$ m.

Figuur 14.3-1 liet zien dat het elektrische en het magnetische veld loodrecht op elkaar staan. Figuur 14.3-3 laat zien hoe je je dat ook kunt voorstellen.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA



Figuur 14.3-3. Richting van het elektrische deel E en het magnetische deel H van een EM-veld.

Tabel 14.3-1 geeft een overzicht van radiofrequentiegebieden en hun golflengten.

Tabel 14.3-1. Overzicht van frequentiegebieden met benaming, frequentie en golflengte.

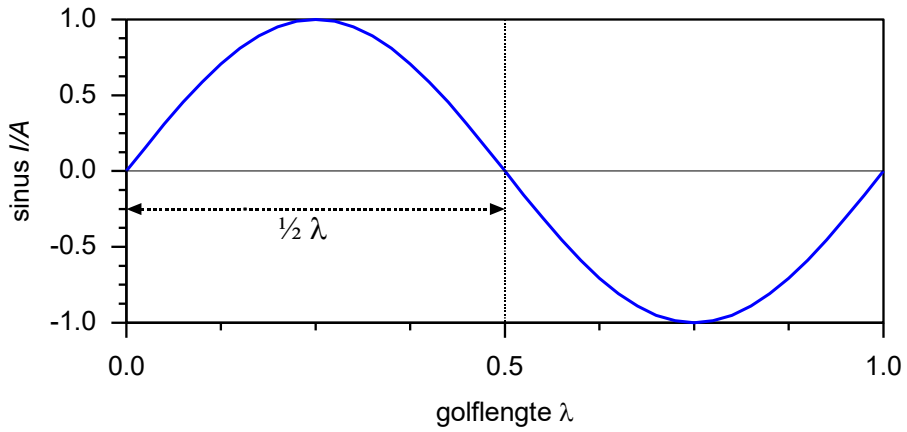
Bandbenaming	Frequentie	Golflengte
VLF (Very Low Frequency)	Beneden 30 kHz	Boven 10 000 m
LF (Low Frequency)	30-300 kHz	10 000 – 1 000 m
MF (Medium Frequency)	300-3000 kHz	1 000 – 100 m
HF (High Frequency)	3-30 MHz	100 – 10 m
VHF (Very High Frequency)	30-300 MHz	10 – 1 m
UHF (Ultra High Frequency)	300 MHz – 3 GHz	1 m – 10 cm
SHF (Super High Frequency)	3 – 30 GHz	10-1 cm
EHF (Extremely High Frequency)	30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm

Enkele weetjes (geen examenstof): Infrarood heeft een golflengte tussen 1 mm en 750 nm; zichtbaar licht tussen 750 en 380 nm; ultraviolet (UV) 380-100 nm, Röntgenstraling (gammastraling) ligt tussen 10 nm en 1 pm (picometer).

14.3.3 De halve golf dipoolantenne met voeding in het midden

Nu we kennis hebben gemaakt met het verband tussen frequentie en golflengte, kunnen we verder met antennes en hun lengte. Die lengte hangt direct samen met de golflengte waarvoor de antenne geschikt is.

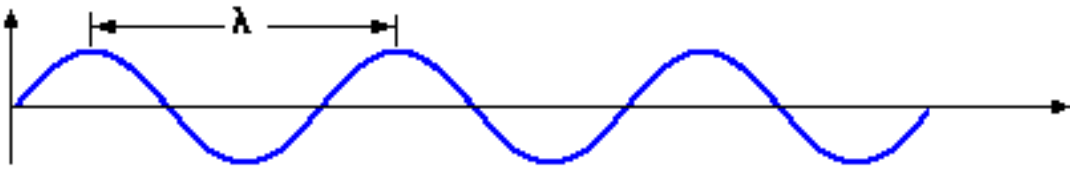
Stel je een oneindig lange rechte draad voor, waar een wisselstroom doorheen loopt. De lengte van één periode is één golflengte. We bekijken nu één stroomgolf = één stroomperiode (Figuur 14.3-4).



Figuur 14.3-4. Een hele sinusperiode, gelijk aan één hele golflengte λ. Tussen de pijlpunten in de linker halve periode zit een halve golflengte.

De golf verplaatst zich langs de draad met bijna de lichtsnelheid. De verhouding snelheid in een draad / lichtsnelheid is ongeveer 0,96. Die 0,96 is de *verkortingsfactor* van de draad. De verkortingsfactor is een klein beetje afhankelijk van het geleidingsvermogen van het materiaal van de draad, de draaddikte en eventueel van het isolatiemateriaal om de draad. Die effecten zijn klein. Daardoor verschilt de verkortingsfactor tussen verschillende draden weinig. Soms kom je 0,97 tegen, soms 0,95. De golflengte λ in zo'n draad is dan ook ongeveer 0,96 maal die in de omringende lucht.

De golf verplaatst zich langs de draad. Zo'n golf heet een *lopende golf*. Klik op Figuur 14.3-5 voor een animatie.



Figuur 14.3-5. Afbeelding van een lopende golf met golflengte λ. (Wikipedia)

Er zijn ook *staande golven*. Daarbij verandert de amplitude, maar de nulpunten blijven op hun plek. Hoe zit dat?

We knippen (in gedachten) een halve golflengte uit de draad. Hij staat aangegeven in Figuur 14.3-4: de gestippelde tweepuntige pijl met de aanduiding ½ λ. Stel dat we in dat stuk draad een wisselstroom met dezelfde golflengte laten lopen. Stroom door een draad die ophoudt, klinkt gek, maar hij bestaat, mits het wisselstroom is.

Die stroom "botst" onvermijdelijk tegen de uiteinden van de draad. Dat veroorzaakt een afname van het magnetisch veld van de stroom. Maar de energie van het magnetische veld

moet ergens heen. Die hoopt zich aan de uiteinden van de draad op in de vorm van lading, want stroom is verplaatsing van lading. Het effect zagen we bij de spoel in Hoofdstuk 4, toen de vonkblusdiode de bij stroomonderbreking overslaande vonk moest voorkomen.

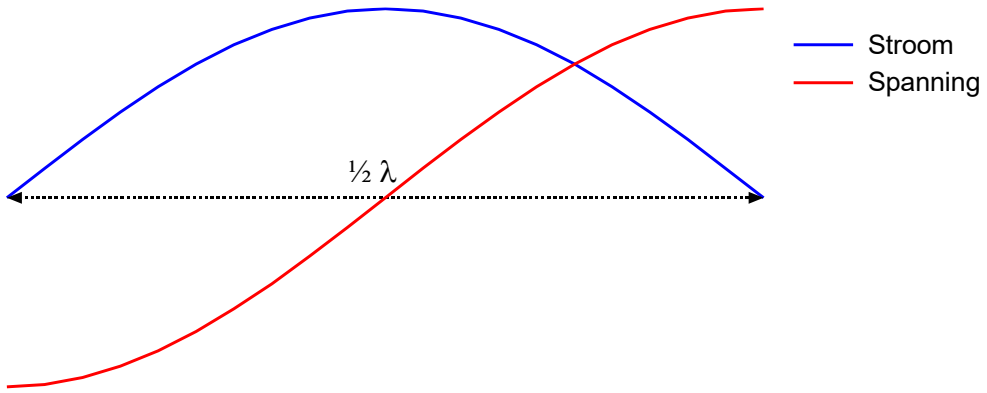
De ladingen die zich op de twee uiteinden ophopen, zijn tegengesteld. De spanning tussen de uiteinden van het stuk draad van ½λ groeit tot de stroom stopt. Het elektrische veld ertussen is dan op zijn sterkst. Daardoor gaat de stroom de andere kant op en groeit het magnetische veld weer, maar in tegengestelde richting en verzwakt het elektrische veld.

Zo wordt voortdurend energie omgezet van magnetisch naar elektrisch en terug.

De stroom- en spanningsgolf in het stuk draad blijft op zijn plek. Het is een *staande* golf, waarin de polariteit van + naar – wisselt, maar die verder op zijn plaats blijft. De amplitude verandert voortdurend. De energie wisselt van elektrisch naar magnetisch en terug. Kan dit eeuwig zo doorgaan? Antwoord: nee. Het verschijnsel zwakt geleidelijk af als er niet steeds nieuwe energie wordt toegevoerd. Dat heeft twee oorzaken.

- De eerste oorzaak kennen we al: weerstand en warmteontwikkeling in de draad.
- De tweede oorzaak is voor ons radioamateurs interessanter. Het EM-veld breidt zich uit in de wijde omgeving. Lees: de atmosfeer en vaak het heelal. Elke periode neemt een deel van de energie zogezegd de elektromagnetische benen en blijft weg. Er wordt energie uitgestraald met de hele golflengte van de staande golf.

Dat lijkt wel een zendende antenne, zul je denken. Sterker, het *is* er een. Figuur 14.3-6 toont de verdeling van spanning en stroom over deze halve golf-antenne.

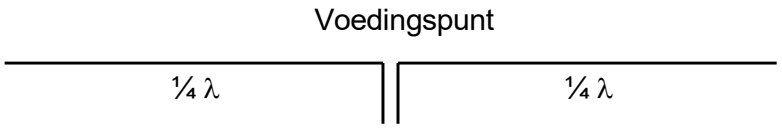


Figuur 14.3-6. Verdeling van stroom en spanning over een halve golf-antenne. De spanningen op de uiteinden zijn in tegenfase.

De figuur laat zien dat de amplitude van de stroom in het midden hoog is en die van de spanning laag. Op de uiteinden is het omgekeerd. Waar de draad eindigt, stopt de stroom en is de spanning hoog. Daaruit volgt dat de impedantie in het midden laag en op de uiteinden hoog moet zijn. Zo'n antenne heet een *dipool*, een ding met twee polen.

De theoretische impedantie in het midden bedraagt 73 ohm als de antenne hoog genoeg hangt om de invloed van het aardoppervlak te mogen verwaarlozen. Een hoogte ter grootte van een kwart golf komt in de buurt. Een kleinere hoogte leidt tot een wat lagere impedantie. Wat de richting van de afstraling betreft, ligt het anders. Daarover komen we nog te spreken.

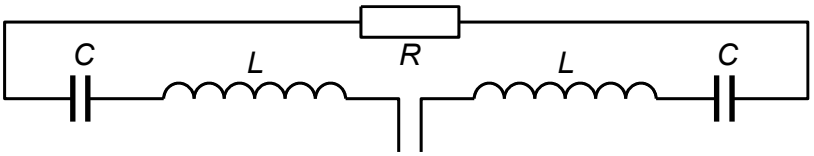
De energie die een antenne uitzendt, moet zoals opgemerkt, ergens vandaan komen. We gaan voorlopig uit van een voedingspunt op de plek van de laagste impedantie. Daar wordt de antenne in twee delen van een kwart golflengte gesplitst door het aansluiten van een zogenoemde transmissielijn. Dat is niet zomaar een eindje draad. Het onderwerp komt in subparagraaf 14.3.5 en volgende aan de orde. Figuur 14.3-7 toont de opgesplitste dipool.



Figuur 14.3-7 Dipoolantenne bestaande uit twee helften van ¼ golf lang. Het voedingspunt met lage impedantie zit in het midden, samen met een klein stukje voedingslijn.

14.3.4 Vervangingsschema van een dipoolantenne

Als de halve golf precies in de dipool past, heet het dat de antenne *in resonantie* is. Dat doet denken aan een LC-kring. En dat is precies het vervangingsschema (Figuur 14.3-8).



Figuur 14.3-8. Vervangingsschema van een middengevoede halve-golf dipool.

Is de LC-combinatie in resonantie, dan houden we alleen *R* als weerstand over. *R* is eigenlijk de som van twee weerstanden:

- De normale verliesweerstand, gevolg van de omzetting van een (klein) deel van het vermogen in warmte. Dat proces treedt in elke schakeling op.
- Het vermogensverlies door afstraling: het in de ruimte verdwijnen van elektromagnetische straling. De weerstand die met dat verlies overeenkomt, heet de *stralingsweerstand*.

Spreken we over *R*, dan spreken we ook over de *Q* van de antenne, zoals elke afgestemde kring een *Q* heeft. In Hoofdstuk 5 hebben we gezien hoe je de *Q* berekent uit reactantie en verliesweerstand. Bij een seriekring geldt: hoe kleiner de weerstand *R*, des te groter is *Q*. *Q* bepaalt de bandbreedte van de kring, zagen we toen.

De waarde van *Q* vertelt nog iets. Dat is het energieverlies van de kring. Dat is niet vreemd, want *Q* hangt samen met een weerstand. Die dissipeert vermogen. Of dat

vermogen verdwijnt als warmte of als elektromagnetische straling, maakt voor Q niets uit. Er verdwijnt vermogen uit de kring. Waaraan, doet er niet toe. Hoe kleiner het energieverlies per periode, des te groter is Q. Om precies te zijn: het energieverlies is in één radiaal gelijk aan $1/Q$ maal de hoeveelheid energie in de kring (geen examenstof). Ter opfrissing: in één periode zitten 2π radialen. Een kring met een Q van 100 verliest per radiaal 1/100-ste deel van de energie die in de kring aanwezig is. Dat leidt tot een voor het gevoel misschien wat vreemde conclusie.

Bij een kleine stralingsweerstand is Q hoog. Dat betekent weinig verlies, dus weinig afstraling vanaf de antenne. De antenne raakt zijn energie bij een lage stralingsweerstand "moeilijk" aan de omgeving kwijt. Bij lage Q is het omgekeerde het geval, mits die lage Q niet wordt veroorzaakt door Ohmse weerstanden in de antenne zelf of in de antenne-aansluiting. Het is dus niet zo dat bij een lage stralingsweerstand de EM-golven bij wijze van spreken met gemak van de antenne af vliegen en bij een hoge stralingsweerstand moeizaam. Het is andersom.

Hoe hoog de stralingsweerstand van de midden-gevoede dipool in Figuur 14.3-7 dan is? Misschien die 73 ohm op de aansluiting? Inderdaad!

Voor wat betreft de antennelengte zijn er drie mogelijkheden.

- **De halve golflengte die bij de frequentie hoort, past precies op de antenne.** De reactanties van condensator en spoel heffen elkaar op. De weerstand R blijft over.
- **De antennelengte is kleiner dan de halve golflengte.** Dan is de resonantiefrequentie van de antenne hoger dan de frequentie die bij de golflengte hoort. De reactantie van C is dan groter dan die van L. De antenne gedraagt zich als een capaciteit in serie met R.
- **De antennelengte is groter dan de halve golflengte.** Dan is de resonantiefrequentie van de antenne lager dan de frequentie die bij de golflengte hoort. De reactantie van L is dan groter dan die van C. De antenne gedraagt zich als een zelfinductie in serie met R.

Nu naar de vraag hoe je vermogen de antenne in krijgt. Dat gaat met een *transmissielijn*.

14.3.5 Transmissielijnen

De verbindingsleiding tussen zender of ontvanger en antenne is een *transmissielijn*. Een goede transmissielijn heeft de volgende eigenschappen.

- De lijn verliest onderweg zo min mogelijk energie via een EM-veld
- De lijn geeft een maximale overdracht van vermogen van zender naar antenne of van antenne naar ontvanger.

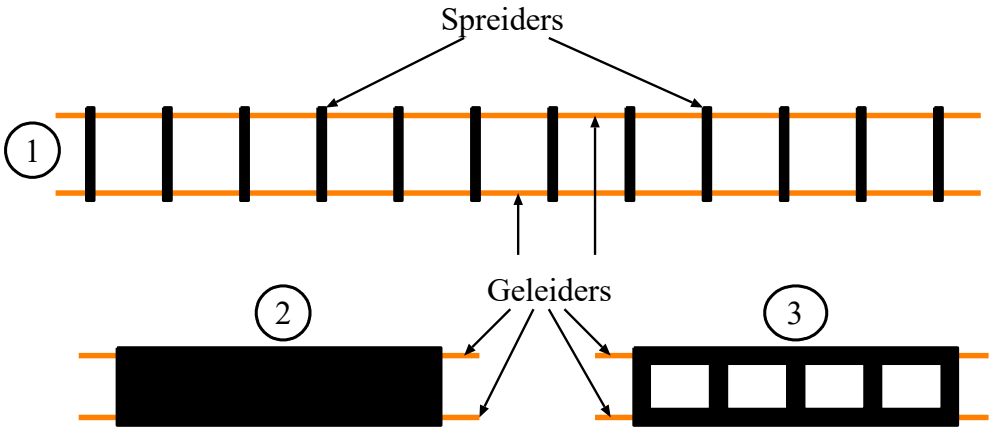
Er zijn drie hoofdsoorten transmissielijn met daarbinnen allerlei varianten. Dat zijn:

- Symmetrische of open leidingen
- Asymmetrische of gesloten leidingen

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

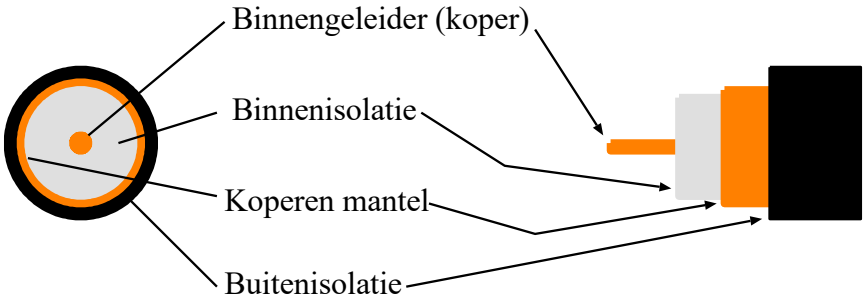
- Golfgeleiders (“golfpijp”). Die behandelen we pas aan het eind van deze paragraaf.

Figuur 14.3-9 laat drie uitvoeringen van open leidingen zien. De stroomvoerende delen zijn bij voorkeur van het goed geleidende koper, vandaar hun kleur in de figuur.



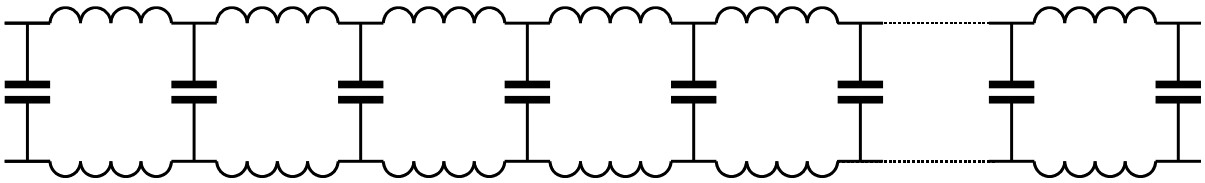
Figuur 14.3-9. Verschillende symmetrische of open leidingen. (1) Twee draden met spreiders die de onderlinge afstand gelijk houden, ook wel “kippenladder” genoemd. (2) Platte leiding met kunststofisolatie die de afstand tussen beide draden gelijk houdt. Heet ook wel lintlijn. (3) Variant op (2) met openingen in de isolatie en daardoor lichter is dan (2). De blootliggende geleiders zijn met koperkleur getekend.

De asymmetrische of gesloten leiding is een coaxiale kabel, kortweg *coaxkabel* of *coax*. Ook die heeft twee geleiders, maar de ene, de binnengeleider, is volledig omsloten door de andere, de mantel (Figuur 14.3-10).



Figuur 14.3-10. Coaxkabel in dwars- en langsdoorsnede. De geleiders hebben ook hier een koperkleur.

Figuur 14.3-11 geeft het vervangingsschema van een ideale symmetrische transmissielijn.

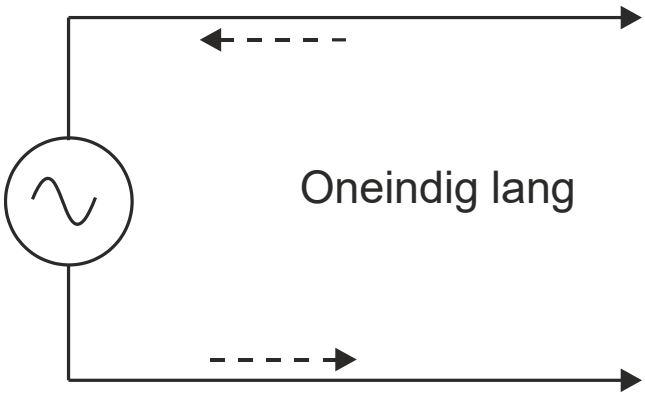


Figuur 14.3-11. Vervangingsschema van een ideale symmetrische transmissielijn.

Een niet-ideale lijn bevat ook weerstand. Een symmetrische lijn van goede kwaliteit mag voor flinke afstanden worden voorgesteld als in Figuur 14.3-11.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

Eigenlijk zijn capaciteiten en zelfinducties in een transmissielijn niet gescheiden. Overal in de lijn komen ze tegelijk voor. *Geïntegreerd* heet dat. Ze kunnen in willekeurig aantal worden voorgesteld. Hoe meer, hoe dichter bij de werkelijkheid. Dan is de lijn te zien als een verzameling van een oneindig aantal micro-LC-kringen, met elke mogelijke combinatie van *L* en *C* resonerend op een andere frequentie. Stel je nu een oneindig lange transmissielijn voor die is aangesloten op een HF-generator (Figuur 14.3-12).



Figuur 14.3-12. HF-generator aan een oneindig lange transmissielijn (Cursus 1999).

De spanning en de stroom in de ene geleider zijn altijd in tegenfase met die in de andere. De bijbehorende elektromagnetische velden zijn daardoor even groot, maar tegengesteld. Dat zou moeten betekenen dat ze elkaar precies opheffen, ware het niet dat er altijd een beetje afstand tussen beide geleiders is. Er blijft daarom altijd een minuscuul beetje EM-veld over, maar praktisch gezien kun je zeggen dat de lijn niet straalt.

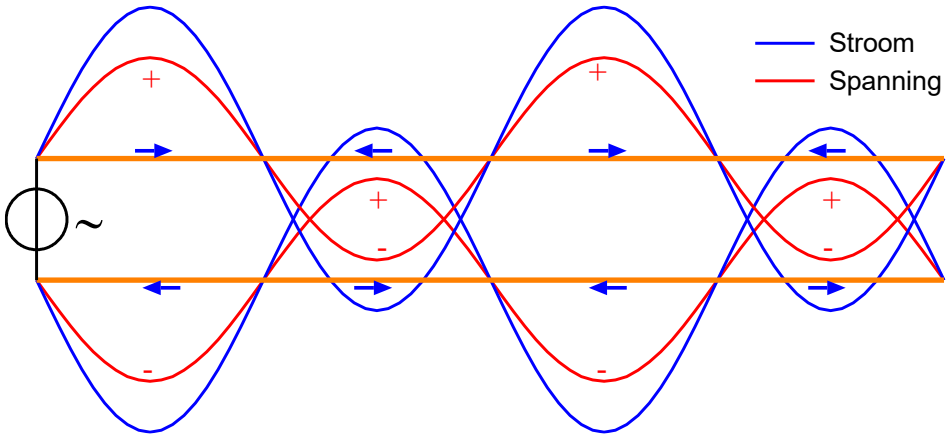
De HF-golven verplaatsen zich met lichtsnelheid (maal verkortingsfactor) langs de lijn. De energie die de lijn ingaat, komt niet meer terug. Vanuit de generator gezien, gedraagt de oneindig lange lijn zich als een weerstand. Toch hebben we het over impedantie, omdat de leiding nu eenmaal zelfinductie en capaciteit bevat. De impedantie hangt af van de opbouw van de lijn. Daarbij gaat het om draaddikte, soortelijke weerstand van het draadmateriaal, afstand tussen de twee leidingen en de diëlektrische constante van het isolerende materiaal tussen de leidingen. Deze impedantie heet de *karakteristieke impedantie*. Hij ligt voor open (symmetrische) leidingen meest tussen 100 en 600 Ω.

Het heeft geen zin om te proberen, de karakteristieke impedantie met een ohmmeter te meten. Die werkt met gelijkstroom en daarbij geldt gewoon de Ohmse weerstand.

Als we een eindig stuk transmissielijn afsluiten met een weerstand die even groot is als de karakteristieke impedantie, lijkt de lijn, gezien vanuit de generator, toch oneindig lang. De lijn blijft dan aan de generatorkant evenveel vermogen opnemen als een oneindig exemplaar, of -realistischer- één van heel veel golflengtes lang.

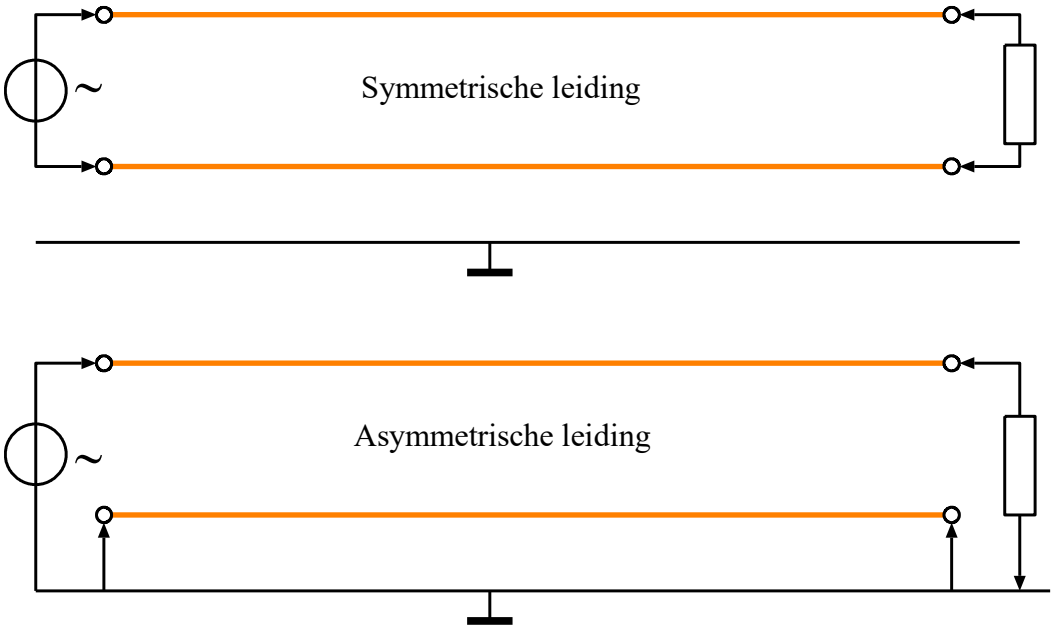
14.3.6 Symmetrische en asymmetrische transmissielijnen

Open lijn is symmetrisch. De ene draad is identiek aan de andere; stroom zowel als spanning zijn hun eigen spiegelbeeld (Figuur 14.3-13).



Figuur 14.3-13. Momentopname van stroom en spanning op een symmetrische transmissielijn met lopende golven. De twee helften van de transmissielijn zijn weer koperkleurig getekend. Stroom en spanning staan in verschillende grootte omdat het verschillende grootheden zijn. De grafiek heeft voor elk een eigen (niet getekende) verticale as (Cursus 1999).

Coax is asymmetrisch. Eén lijn, de binnengeleider, ligt in het hart van de kabel. De andere, de *mantel*, omsluit hem. Door de constructie is de aansturing anders. Figuur 14.3-14 toont een schematisch beeld van een symmetrische en een asymmetrische leiding.

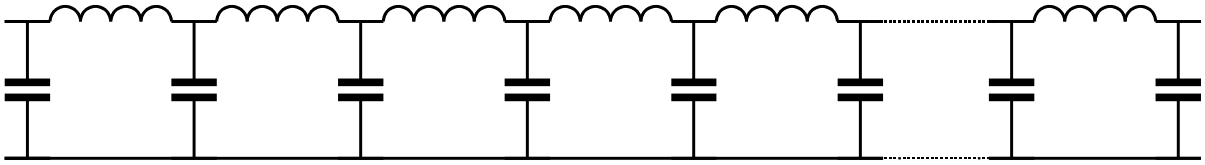


Figuur 14.3-14. Aansluiting symmetrische leiding (boven) en asymmetrische leiding (onder). Figuur volgens cursus 1999.

Een symmetrische leiding “zweeft”, dat wil zeggen dat hij geen aard- of massa-aansluiting heeft. Beide helften doen hetzelfde, maar tegengesteld.

In een asymmetrische leiding doet de binnenader hetzelfde als één helft van een symmetrische leiding. De mantel is echter niet alleen de tweede leiding, maar ook

massa/aarde. Voor een coaxiale leiding klopt het vervangingsschema van Figuur 14.3-11 daarom niet. Een betere benadering is Figuur 14.3-15.



Figuur 14.3-15 Vervangingsschema asymmetrische transmissielijn.

Ook coaxiale kabel heeft een karakteristieke impedantie. Die ligt meestal tussen 50 en 100 Ω. De verkortingsfactor van coaxkabel is kleiner dan bij losse draad of open leidingen. Dat komt vooral doordat tussen de geleidende delen alleen isolerend materiaal ligt met een hogere diëlektrische constante dan die van lucht. Bij gangbare coax ligt de verkortingsfactor rond de 0,65 (bij symmetrische leidingen in de buurt van 0,95). Bij verliesarme coax, waarin het isolatiemateriaal in de kabel veel lucht bevat, ligt de waarde hoger, vaak rond 0,7 – 0,75. Bij gebruik van sommige kunststofsoorten zoals teflon, kan de waarde boven de 0,8 liggen.

14.3.7 Koppeling van een symmetrische transmissielijn aan de antenne

Hoewel we alleen nog maar kennis hebben gemaakt met twee soorten transmissielijn en met één soort antenne, de in het midden gevoede dipool, is deze kennis voldoende om het koppelen van een antenne aan een transmissielijn nader te bezien.

Het vervangingsschema van de dipool in Figuur 14.3-8 liet zien dat we ons de dipool kunnen voorstellen als een seriekring van zelfinductie, capaciteit en weerstand. Als de antenne in resonantie is, is er elektrisch gezien alleen een weerstand. Als die weerstand even groot zou zijn als de karakteristieke impedantie van de transmissielijn, zou meteen alles opgelost zijn. Knoop de aansluiting van de één aan de overeenkomstige aansluitingen van de ander en klaar is Kees. En zo eenvoudig kan het zijn als de impedantie op het voedingspunt van de antenne en de karakteristieke impedantie van de lijn gelijk zijn.

We blijven in deze sub-paragraaf nog in deze eenvoudige en soms toch wel realistische situatie. Het wordt hierna ingewikkelder, maar de ingewikkeldheden zijn erop gericht, uiteindelijk op deze eenvoudige situatie uit te komen.

Wat de transmissielijn -die we vaak voedingsleiding noemen- doet, is vermogen naar de antenne brengen. In de antenne is de zaak in evenwicht als de voedingsleiding evenveel vermogen naar de antenne brengt als de antenne uitstraalt en dissipeert. Bij welke amplitude van de staande golf in de antenne dat gebeurt, hangt af van de kwaliteitsfactor Q van de antenne. Dat is dezelfde grootheid als Q van een afgestemde kring.

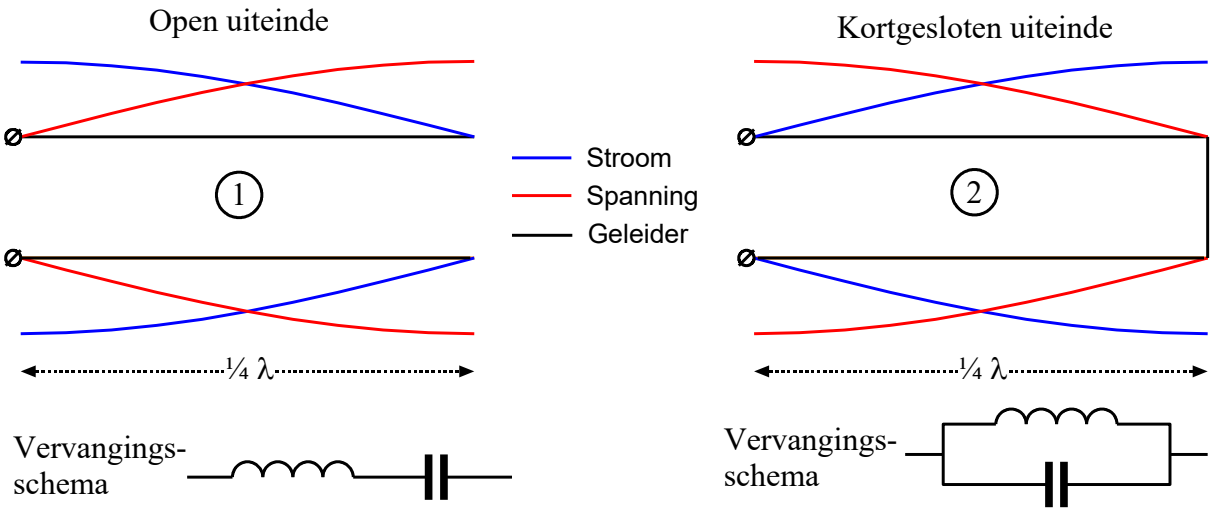
We behandelen nu enkele bijzondere eigenschappen van transmissielijnen. Daarna gaan we verder met antennes.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

14.3.8 De transmissielijn als afgestemde kring en impedantietransformator

We hebben gezien hoe een stuk draad een antenne kan zijn voor een frequentie waarvan de halve golflengte overeenkomt met de lengte van het stuk draad. Vergelijkbare kunstjes zijn mogelijk met stukken transmissielijn.

De halve-golf-dipool die we in subparagraaf 14.3.3 bespraken, bestaat eigenlijk uit twee kwartgolfstukken. Die hebben beide een uiteinde met lage en één met hoge impedantie. We beginnen daarom met een stuk symmetrische lijn ter lengte van ¼ λ. Het maakt verschil of het eind van de kwartgolf-lijn open is of kortgesloten (Figuur 14.3-16).



Figuur 14.3-16. Symmetrische kwartgolf transmissielijn. 1) Open eind. 2) Kortgesloten eind.

Lijn nr. 1 heeft rechts een open uiteinde. Daar kan geen stroom lopen. Een kleine capaciteit is er wel. De spanningen zijn er daardoor hoog en in tegenfase. Op het aansluitpunt links is het andersom: daar is de spanning laag en de stroom hoog: een lage impedantie. De schakeling gedraagt zich als een serie-LC-kring die op de resonantiefrequentie (vrijwel) een kortsluiting geeft. Een *zuigkring* heet dat ook wel. Die naam spreekt voor zichzelf.

Lijn nr. 2 is aan het eind kortgesloten. Het beeld van de impedantie is daardoor het omgekeerde van dat van lijn 1. De lage impedantie zit aan het eind, bij de kortsluiting. De hoge zit bij de twee aansluitpunten. Deze schakeling gedraagt zich als parallelkring: bij de resonantiefrequentie is de impedantie op de ingang hoog.

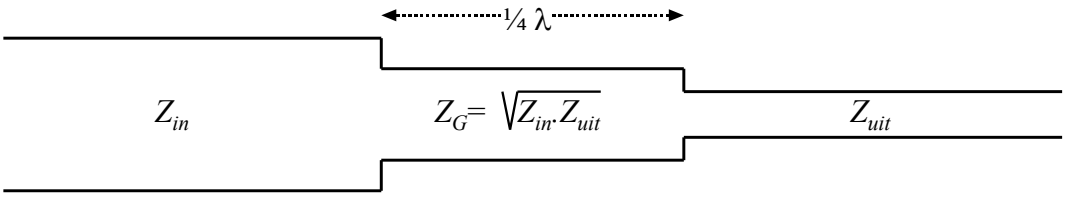
Een kwartgolflijn kan ook dienen als impedantietransformator. We hebben zojuist gezien dat een kwartgolflijn een oneindige impedantie (lees: heel hoge impedantie) omzet in een kortsluiting (lees: heel lage impedantie) en omgekeerd. Maar wat gebeurt er als we een eindige impedantie aansluiten? Dan is er een verband tussen de aangesloten impedantie Z_{in}, de karakteristieke impedantie Z_G van het kwartgolfstuk en de impedantie aan de uitgang Z_{uit} volgens:

$$Z_G^2 = Z_{in}.Z_{uit} \qquad (14.3\text{-}4)$$

of

$$Z_G = \sqrt{Z_{in}.Z_{uit}} \qquad (14.3\text{-}5)$$

Zie Figuur 14.3-17 hieronder.



Figuur 14.3-17. Kwartgolf impedantietransformator

Een voorbeeld. Stel dat een antenne met een stralingsweerstand van 300 ohm via een kabel met karakteristieke impedantie van 75 Ω moet worden aangesloten op een zender. Hoe groot moet dan Z_G van de toe te passen transmissielijntransformator zijn?

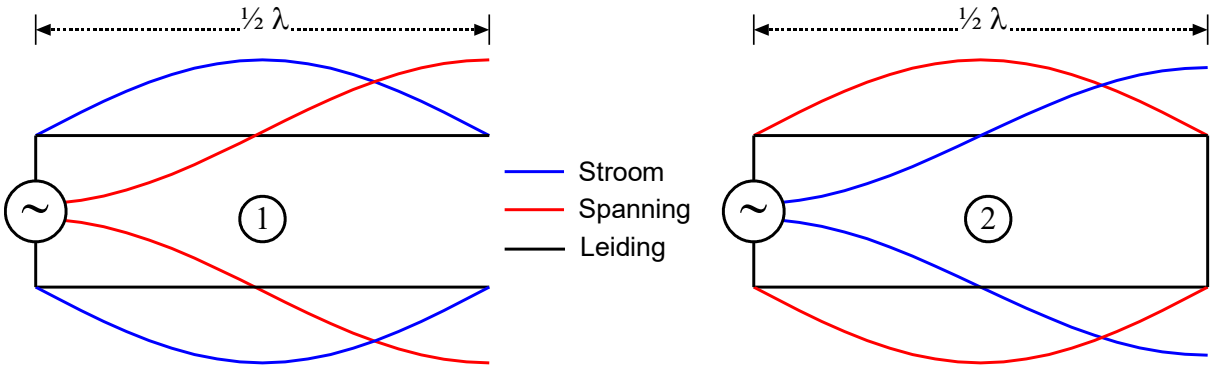
We passen vergelijking (14.3-5) toe:

$$Z_G = \sqrt{Z_{in}.Z_{uit}} = \sqrt{75.300}\ \Omega = 150\ \Omega$$

We hebben in deze subparagraaf steeds voorbeelden gegeven met symmetrische (open) transmissielijn. Alles is ook van toepassing op coaxiale transmissielijn. De enige voorwaarde is dat bij gebruik van coaxkabel binnengeleider aan binnengeleider komt en mantel aan mantel. Als de verbinding, zoals meestal bij coax, met pluggen (stekkers) gebeurt, komt dat vanzelf in orde, mits de pluggen juist zijn gemonteerd.

14.3.9 De halve-golf transmissielijn.

Een afbeelding met spanning- en stroomverdeling van een halvegolf-transmissielijn met open- en kortgesloten uiteinde is afgebeeld in Figuur 14.3-18.



Figuur 14.3-18. Verdeling van spanning en stroom in een halvegolf-transmissielijn. Links (1) met open uiteinde. Rechts (2) met kortgesloten uiteinde.

De cirkel met wisselstroomsymbool links in beide schakelingen stelt een generator voor die de wisselstroom en -spanning produceert. Hoe, is nu niet van belang. Let op de omwisseling van de curven die het verloop van stroom en spanning aangeven.

Nu de vraag, wat voor effect zo'n halvegolf-transmissielijn teweegbrengt als hij als verbindingsstuk tussen twee transmissielijnen wordt geplaatst.

Een transmissielijn met de lengte van een halve golflengte is te zien als twee kwartgolf-transmissielijnen in serie. Dat betekent twee keer achtereen de impedantietransformatie voor een kwartgolf-transmissielijn. In het voorbeeld van de kwartgolf-transformator in de vorige sub-paragraaf gebruikten we een 150 ohms lijn om van een karakteristieke impedantie van 300 ohm naar één van 75 ohm te komen. Daarvoor gebruikten we vergelijking (14.3-5). Diezelfde vergelijking is ook te gebruiken om met een 150 ohms lijn van 75 ohm naar 300 ohm te komen. Kwestie van richting omkeren.

Dat is precies wat er gebeurt in een halvegolf-transmissielijn. Het eerste kwart brengt in ons voorbeeld de impedantie van 300 ohm naar 75 ohm en het tweede kwart weer van 75 ohm naar 300 ohm. Is er dan niets gebeurd? Wel degelijk. Kijk nog eens naar Figuur 14.3-18. De fase is omgedraaid! Conclusie:

Een transmissielijn van een halve golf lang laat de impedantie ongemoeid als op de uiteinden dezelfde impedantie wordt aangesloten en keert de fase om. Het halvegolf-stuk zelf mag elke karakteristieke impedantie hebben.

14.3.10 Baluns

We zagen dat de dipoolantenne een symmetrisch ding is. Antenne-aansluitingen op amateur-transceivers en ander zend- en ontvangstgerei zijn vrijwel altijd coaxiaal met een impedantie van 50 Ω. Een coax-kabel is per definitie asymmetrisch, het tegendeel van symmetrisch.

Nu is de vraag of je een coaxiale en dus asymmetrische transmissielijn zomaar op een symmetrische antenne kunt aansluiten. Voor het antwoord bekijken we eerst wat er precies in een coaxiale kabel gebeurt. Die kabel straalt normaal gesproken vrijwel niet. Dat komt doordat EM-straling van de binnengeleider wordt tenietgedaan als gevolg van een tegengesteld stroom- en spanningsverloop in de mantel. Voor de EM-straling van de mantel geldt hetzelfde: die wordt tenietgedaan door het veld van de binnengeleider. Het huideffect (*skin effect,* Hoofdstuk 6) maakt dat de mantelstroom daarbij alleen aan de binnenkant van de mantel loopt.

De binnengeleider kan zonder bezwaar aan één helft van de dipool worden verbonden. Als we dat ook met de mantel zouden doen, zou er in de mantel, in elk geval in de buurt van de antenne, ook stroom aan de buitenkant lopen. Dan zijn er als gevolg van het huideffect twee stromen, één aan de binnen- en één aan de buitenkant van de mantel. Daardoor gaat de kabel onherroepelijk EM-straling uitzenden. Vermogen dat door de kabel wordt uitgezonden, kan niet ook nog eens worden uitgezonden door de

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

antennehelft die met de mantel is verbonden. De antenne straalt daardoor asymmetrisch. In gebruikelijk Nederlands: ¨de antenne straalt scheef".

Dat is niet altijd een bezwaar, maar er is een kans dat die EM-straling terechtkomt op plekken waar hij storing kan veroorzaken of gewoon nutteloos is.

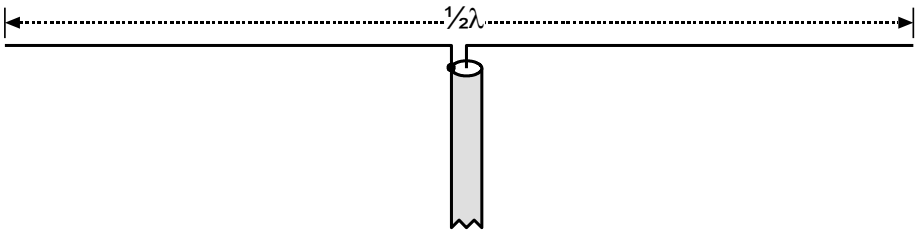
Hoe roep je zo'n systeem tot de orde? Antwoord: met een balun. Balun staat voor "**bal**anced to **un**balanced", gebalanceerd naar ongebalanceerd. Een balun zet symmetrisch signaaltransport om naar asymmetrisch. In ons geval moet dat omgekeerd: van asymmetrisch naar symmetrisch, dus eigenlijk een unbal. Dat woord wordt nergens gebruikt. Nu kun je die dingen, net als een transformator, achterstevoren gebruiken en dat komt bij zendamateurs het meeste voor. Men spreekt ook wel van *balun transformers*. We zullen zien dat ook die tweede term op zijn plaats is. Een balun kan ook transformeren. We kennen twee hoofdtypen. Dat zijn *coaxiale baluns* die gebruik maken van eigenschappen van coaxiale kabel en *gewikkelde baluns*. Die laatste zijn meestal gewikkeld op een ringkern. We beginnen met de coaxiale baluns.

14.3.11 Baluns van coaxkabel

Zonet is al aangestipt dat een balun niet alleen een balanceerfunctie heeft, maar ook kan transformeren. Dat is nuttig als de karakteristieke impedantie van een voedingskabel niet overeenkomt met de impedantie op het voedingspunt van de antenne. Maar we beginnen met twee typen coax-balun waarvan de impedantie voor en achter gelijk is.

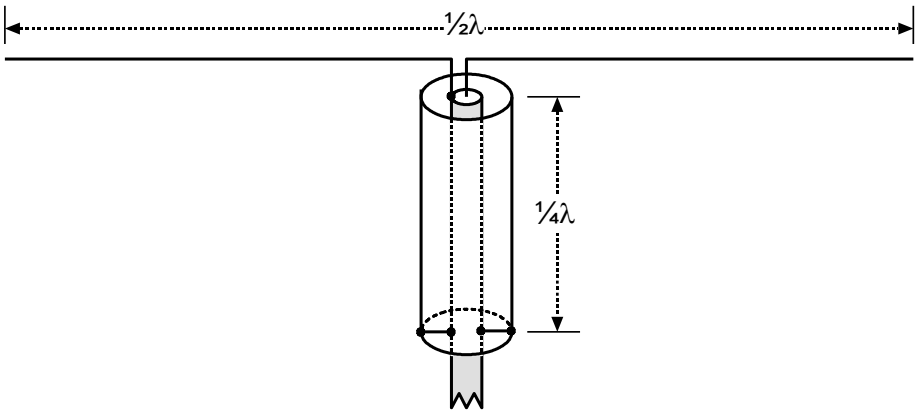
Coax-baluns met gelijke in- en uitgangsimpedantie

We tonen eerst een plaatje van de aansluiting van coax-voedingskabel aan een symmetrische halvegolf-antenne (Figuur 14.3-19).



Figuur 14.3-19. Aansluiting van een (asymmetrische) coax-kabel aan een symmetrische halvegolf-antenne.

Doordat één antennehelft -links in de figuur- is verbonden met buiten-en binnenkant van de mantel, is er stroom aan beide kanten van de mantel. De mantelstroom aan de buitenkant leidt tot EM-straling vanaf de coax-kabel. Het is, zoals eerder gezegd, de bedoeling dat alleen de antenne straalt. Bij ontvangst kan die buitenkant ook extra storing oppikken, bijvoorbeeld als de kabel langs een huis loopt. We behandelen twee oplossingen waarbij de impedanties van coax en antenne gelijk zijn en transformatie dus niet nodig is. De eerste is de zogenoemde *bazooka*. Oorspronkelijk staat die naam overigens voor een bepaald soort antitankgeschut. Figuur 14.3-20 geeft een beeld.



Figuur 14.3-20. De 'bazooka'.

De coaxiale voedingskabel is op dezelfde manier met de antenne verbonden als in Figuur 14.3-19. Maar eromheen bevindt zich een ronde metalen bus. Deze is een kwart golflengte (¼λ) lang. Samen met de kabelmantel vormt de bus een tweede coaxiale 'kabel'. De buitenkant van de kabelmantel heeft daarin de rol gekregen van binnengeleider. Aan de onderkant van de bus zijn bus en kabelmantel geleidend verbonden. Daarmee ontstaat een kwartgolf coaxiale stub[1] die aan de kant van de antenne-aansluiting zeer hoogohmig is. Daarmee wordt een stroom langs de buitenkant van de mantel effectief onderdrukt. Op de impedantie binnen de oorspronkelijke voedingskabel heeft deze constructie geen invloed. De impedantie op de aansluiting met de antenne verandert dan ook niet.

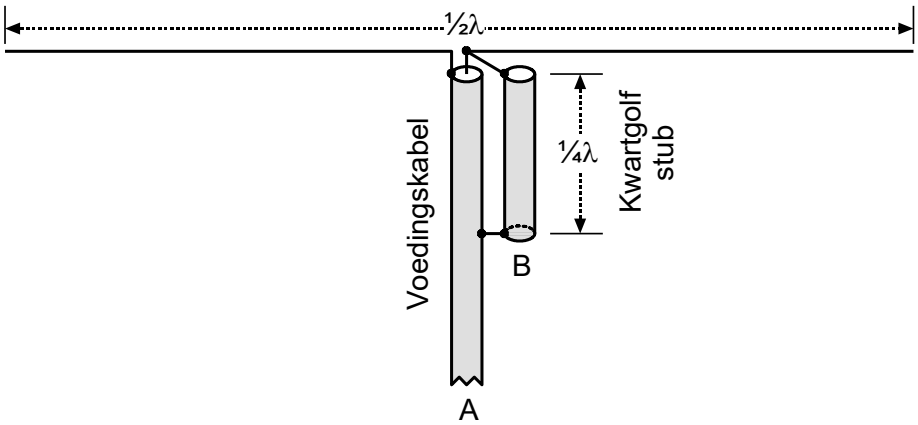
De combinatie bus-coaxmantel heeft een verkortingsfactor die maar iets kleiner is dan 1, want het diëlektricum tussen bus en kabelmantel is lucht. Dit soort balun is niet handig bij antennes voor kortegolfbanden. Stel je een antenne voor de 20-meterband voor met een bus van 5 m lang om de voedingskabel. Voor bijvoorbeeld de 2-meterband is zo'n ding een stuk handzamer. De toepassing zit daarom vooral op hogere frequenties.

In het Engels heeft de bus de toepasselijke naam *sleeve*, mouw dus.

Een tweede mogelijkheid is het aanbrengen van een kwart golf stub naast de voedingskabel. Die werkt iets anders dan de *bazooka*. Zie Figuur 14.3-21.

[1] Met de term 'stub' wordt onder meer een meestal coaxiaal stuk kabel aangeduid van een bepaalde lengte. De oorspronkelijke betekenis is stomp, zoals in 'boomstomp'.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA



Figuur 14.3-21. 1:1 balun met een kwartgolf stub (B) naast de voedingskabel (A).

De kwartgolf stub (B) kan een stuk van dezelfde coax-kabel zijn als voor de voedingskabel (A) is gebruikt, maar strikt noodzakelijk is dat niet. In de tekening is te zien dat van B alleen de mantel wordt gebruikt. Daarom ligt verkortingsfactor van B dicht bij 1.

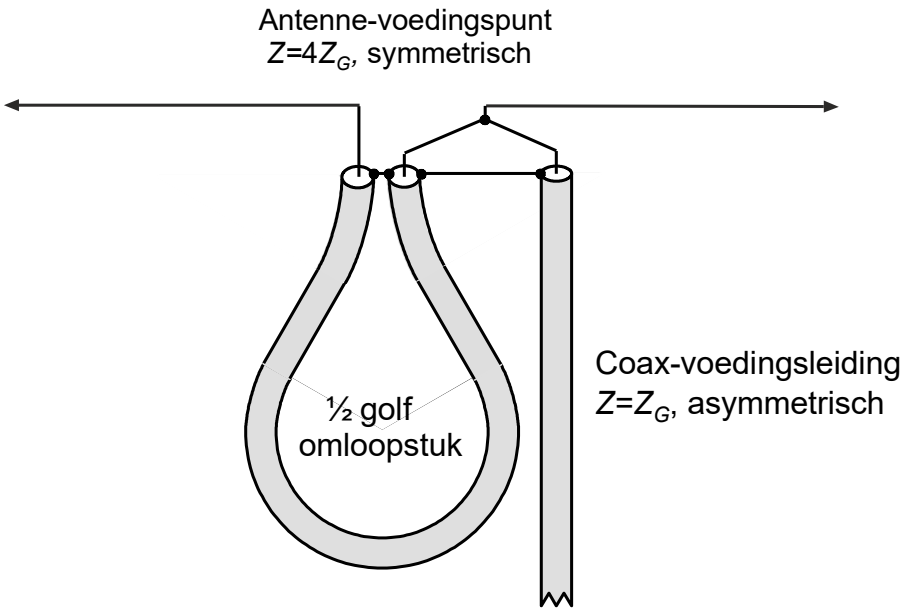
Op het aansluitpunt van B met de binnenader van A en de rechter antennehelft zijn spanning en stroom in tegenfase met die op het aansluitpunt van de mantel van A met de linker antennehelft. Daar ontstaat mantelstroom langs de buitenkant van de mantel. Het huideffect doet vreemde dingen! Die stroom en spanning zijn nog steeds in tegenfase met stroom en spanning op het voedingspunt van de rechter antennehelft. Beide verplaatsen zich in de tekening naar onderen en ontmoeten elkaar een kwart golf verderop bij het verbindingspunt van de mantels van A en B. Daar heffen ze elkaar op, zodat in de rest van de voedingskabel stroom langs de binnenkant van de mantel loopt.

De kwart golf is nodig om de verbinding tussen beide voedingspunten via de mantels aan de antennekant hoogohmig te maken. De twee kwartgolf stukken samen zijn een halve golf, zodat de impedantie op beide aansluitpunten gelijk is en de signalen in tegenfase (zoals het moet!).

Deze oplossing is iets minder fraai dan die van de bazooka, waarbij de onderdrukking van mantelstroom vrijwel op de antenne plaatsvindt in plaats van op een kwart golflengte ervandaan, maar in de praktijk handzamer.

De werking van beide baluns is frequentie-afhankelijk, want de lengte van ¼ λ geldt maar voor één frequentie. Ze zijn daarom niet geschikt voor antennes die op meerdere banden worden gebruikt.

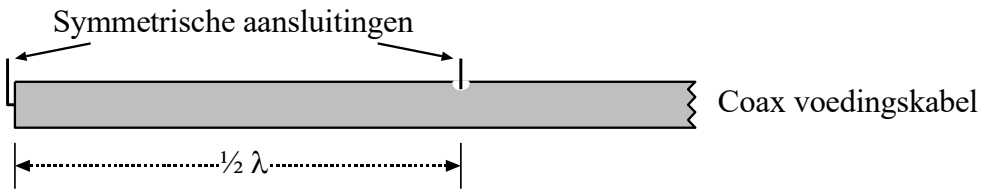
Coax-baluns met ongelijke in- en uitgangsimpedantie. Voorbeeld: de 1:4 balun
Om een symmetrische antenne aan te sluiten op een coaxiale kabel met een 4x zo kleine karakteristieke impedantie kan een halvegolf stuk coax-transmissielijn worden toegepast. Die kan er bijvoorbeeld uitzien als in Figuur 14.3-22.



Figuur 14.3-22. Coax-balun 1:4 voor aanpassing van asymmetrische leiding aan symmetrische antenne.

In de tekening zien we rechts een coax-voedingsleiding die de antenne voedt en links een ½λ stuk coax die de balun vormt, aangegeven met "½ golf omloopstuk". De mantel op de uiteinden van het ½ golf stuk is doorverbonden met de mantel van de voedingslijn. De rechterhelft is rechtstreeks verbonden met de binnenader van de voedingskabel. De linkerhelft is daarmee verbonden via het halvegolf-stuk. Hoe werkt dit?

Omloopstuk en voedingslijn vormen samen eigenlijk één voedingslijn waarin op ½ golflengte (= ½λ) vóór het eind een aftakking op de binnengeleider is gemaakt. Omdat de aansluitpunten van de antenne zo dicht mogelijk bij elkaar moeten zitten, ligt het halvegolfstuk (in Figuur 14.3-22. 'omloopstuk' genoemd) in de getekende bocht. In het meer schematische plaatje van Figuur 14.3-23 is de balun als rechtdoorgaande kabel getekend.

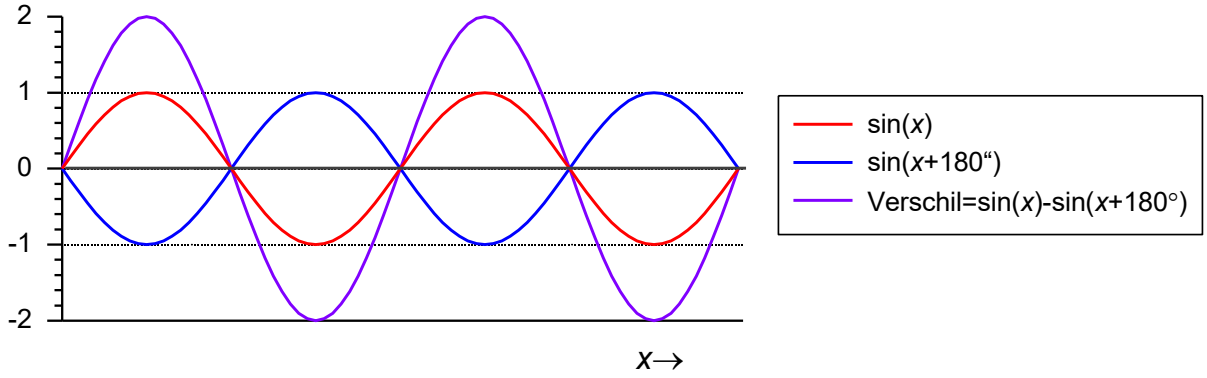


Figuur 14.3-23. De balun van Figuur 14.3-22 meer schematisch getekend.

Nu nog de vraag, wat er gebeurt met de impedantie tussen de twee aansluitingen, want die zou met 4 moeten worden vermenigvuldigd ten opzichte van het oorspronkelijke signaal in de coaxkabel. Dat valt als volgt in te zien.

De signalen op beide aansluitingen zijn ten opzichte van elkaar in tegenfase. Dat komt door het halvegolfstuk (= ½λ) tussen de beide aansluitingen Het verschil tussen twee signaalspanningen die in tegenfase zijn, is 2x de signaalspanning. Figuur 14.3-24 laat het

zien voor een sinusvormig signaal. Let op: we hebben het hier over het verschil van twee gelijke sinussen in tegenfase, niet over de som. Die laatste is 0, want dan heffen ze elkaar op. Lees voor *x* op de horizontale as de grootheid tijd.



Figuur 14.3-24. Stromen op de aansluitpunten (rood en blauw) en hun verschil (paars).

Als de spanning tussen de beide aansluitingen wordt verdubbeld, moet de stroom op beide aansluitingen de helft zijn van wat in de voedingsleiding loopt, anders zouden we ‘gratis’ een verdubbeling van het vermogen hebben en daar zijn natuurkundige wetten het niet mee eens. Met een blik op het schema van Figuur 14.3-23 is dat te begrijpen: de aangeboden stroom verdeelt zich gelijk over de linker- en de rechteraansluiting van de antenne,

Dubbele spanning bij halve stroom betekenen samen een viervoudige impedantie. En dat was de bedoeling van deze constructie.

Samengevat: De antenne gedraagt zich of hij is aangestuurd door een symmetrische lijn en straalt niet scheef. De voedingskabel straalt, zoals het hoort, niet. De karakteristieke impedantie van de kabel wordt op de antenne-aansluiting verviervoudigd.

Tenslotte een instinker om voor op te passen. Bij het berekenen van de lengte van coaxiale stubs moet worden uitgegaan van de verkortingsfactor. Bij veel coax-kabels ligt die rond de 0,65, maar niet bij alle typen. Vind in een voorkomend geval op de kabel het type (staat er altijd op) en zoek de verkortingsfactor op via Internet. Het type googelen is bijna altijd genoeg. Maar…. Niet elk coaxiaal stuk kabel in een balun heeft een verkortingsfactor gelijk aan die van de voedingskabel. In de bazooka (Figuur 14.3-20) vormen bus en de buitenkant van de mantel van de voedingslijn samen een kwartgolf coaxiale transmissielijn met lucht als diëlektricum. Die heeft een verkortingsfactor in de buurt van 0,95. Bij de balun van Figuur 14.3-21 wordt de kwartgolf stub niet als coax gebruikt, want de binnenader doet niet mee. De mantelstroom buitenop de voedingskabel staat door het huideffect ook los van de coaxiale kabel erbinnen. Ook hier geldt: ga uit van een verkortingsfactor van ongeveer 0,95.

Maar in de balun in Figuur 14.3-22 en Figuur 14.3-23 wordt de lengte van de coax wel degelijk berekend met de bijbehorende verkortingsfactor!

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

14.3.12 Gewikkelde baluns

Baluns hoeven niet van transmissielijn te worden gemaakt. Ze kunnen ook worden gewikkeld op bijvoorbeeld een ringkern. Het principe is dat van de autotrafo in Hoofdstuk 6. Baluns kunnen op deze manier veel compacter worden uitgevoerd dan met lange einden coax. Bovendien zijn ze breedbandig. Een ¼ of ½ golf stub is dat per definitie niet!

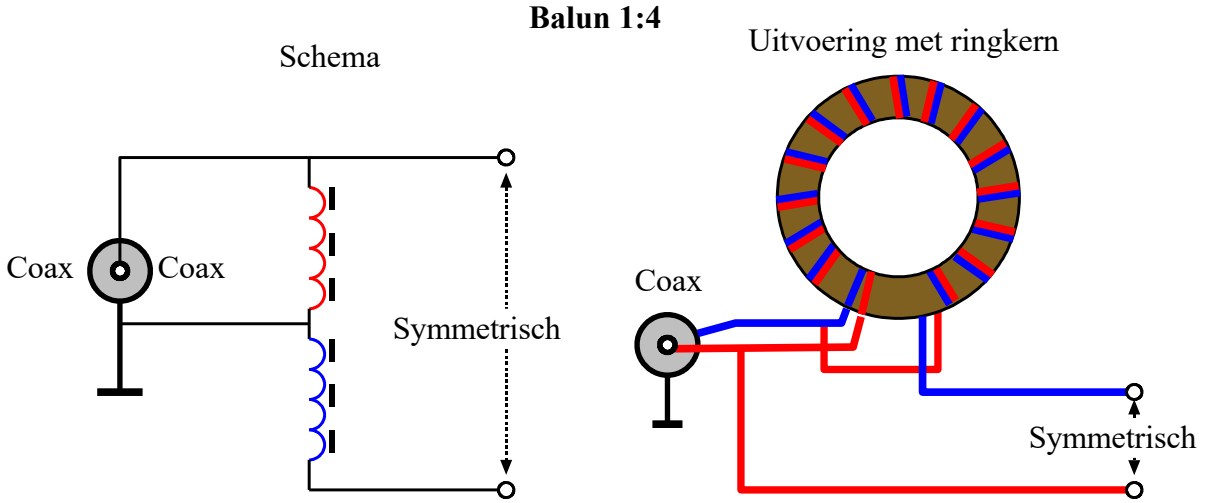
Ringkernen kunnen van verschillend magnetisch materiaal zijn gemaakt, zoals ijzerpoederkernen, een keramisch materiaal met fijne ijzerdeeltjes erin, ferrieten en ijzercarbonyl. Google “ringkernen” en je vindt heel veel informatie. Foto 14.3-1 laat een aantal ringkernen zien.

IJzerkernen als die van voedingstransformatoren zijn voor HF-toepassingen onbruikbaar. Het materiaal is alleen geschikt voor 50 Hz en audiotoepassingen (spraak- en muziekfrequenties).

Foto 14.3-1. Diverse ringkernen. De kleur geeft aan, voor welk frequentiegebied ze het meest geschikt zijn. De grootte heeft te maken met het vermogen dat de kern aan kan. De groene is weergegeven met en zonder bifilaire wikkeling (zie tekst voorbij Figuur 14.3-25) Het muntje van 20 cent is een maat voor de afmetingen.

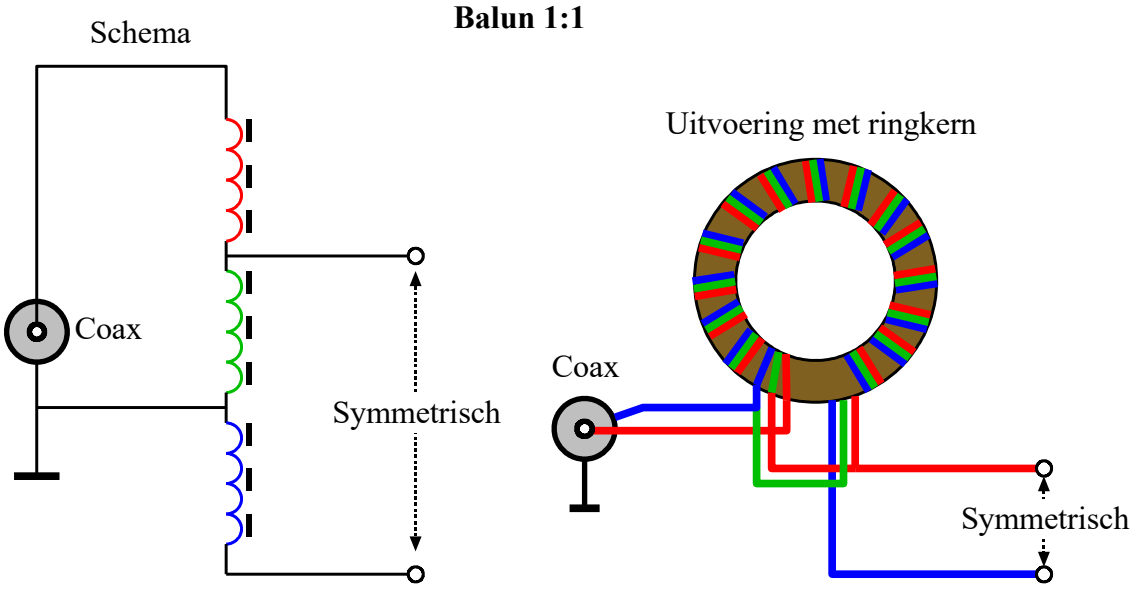
Een ringkern is zelfafschermend, doordat het magnetisch veld vrijwel geheel opgesloten is in de ring. Dat komt vooral doordat de ring rondloopt. Het magnetisch veld bijt als het ware in zijn eigen staart. Daardoor komen er praktisch geen veldlijnen buiten de ring. Een

hoge permeabiliteit van het ringkernmateriaal helpt daarbij nog een handje. Figuur 14.3-26 toont de ringkernuitvoering van de balun uit Figuur 14.3-22 en Figuur 14.3-23.



Figuur 14.3-26. Balun 1:4; de ringkernuitvoering van de balun in Figuur 14.3-22 en Figuur 14.3-23. Links het schema, rechts een praktische uitvoering. De kleuren geven de wikkeling aan. Aan de uitvoering is te zien dat beide wikkelingen naast elkaar zijn gewikkeld.

Opvallend is de manier van wikkelen. Geen twee wikkelingen over elkaar of in elkaars verlengde zoals bij een "normale" trafo, maar de draden van de twee wikkelingen naast elkaar. Deze manier van wikkelen heet *bifilair* (Foto 14.3-1 midden boven). Letterlijk vertaald is dat *tweedradig*. Een 1:1 balun is trifilair gewikkeld, drie draden naast elkaar. Dat zien we in Figuur 14.3-27. Daarin is, net als in Figuur 14.3-26, de uitgang symmetrisch ten opzichte van de mantel van de coaxiale voedingskabel.



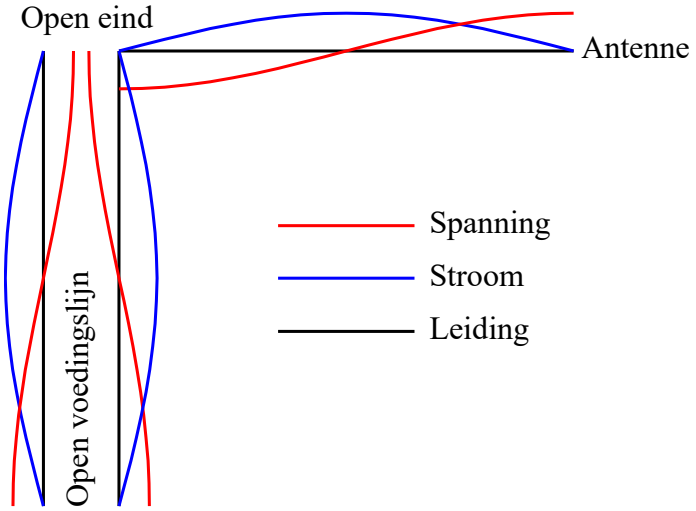
Figuur 14.3-27. Een 1:1 ringkernbalun. Links het schema, rechts een praktische uitvoering. In dit geval is de balun trifilair gewikkeld. Ook hier geven de kleuren de wikkeling aan en liggen de wikkelingen naast elkaar. De verbindingen buiten de ringkern hebben de kleur van één van de erop aangesloten wikkelingen.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

Er zijn baluns voor allerlei impedantieverhoudingen. De 1:1 en de 1:4 zijn het meest algemeen, maar 1:9 komt ook wel voor. Toepassing: van 450 Ω symmetrische kabel (of symmetrische antenne-aansluiting) naar 50 Ω coax en terug.

14.3.13 De eindgevoede dipoolantenne ("Zeppelin antenne")

Tot nu toe hebben we de dipoolantenne behandeld als in het midden gevoede antenne. Als een dipool vanaf het huis van een zendamateur naar een bevestigingspunt loopt dat een halve golflengte vanaf het huis ligt, is een voedingskabel nodig van meer dan een kwart golflengte lang om het midden te bereiken. Bovendien zal zo'n kabel vaak een eind min of meer evenwijdig aan de antenne lopen. Dan beïnvloeden die twee elkaar. Maar een halvegolf dipoolantenne kan in principe ook op een uiteinde worden gevoed via een veel kortere lijn. Op het uiteinde is die antenne zeer hoogohmig omdat er praktisch geen stroom loopt en vrijwel alle energie in elektrische lading zit. Dan treden daar hoge spanningen op. Figuur 14.3-28 geeft een schematische tekening van de situatie op het uiteinde van een eindgevoede antenne. Eén helft van de (symmetrische) voedingslijn loopt dood, de andere is verbonden met de antenne



Figuur 14.3-28. Eindgevoede dipoolantenne ("Zeppelin" of "Zepp").

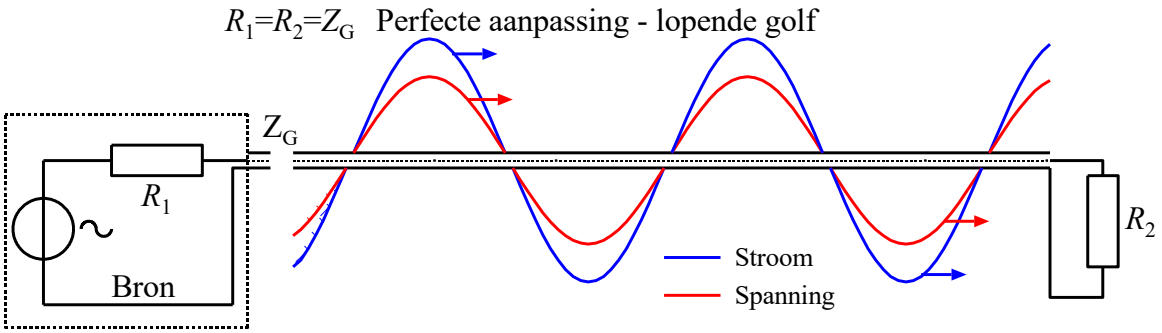
Er zijn allerlei varianten, zoals een klein stukje dipool aan het linkereind van de voedingslijn dat in Figuur 14.3-28 doodloopt, vernuftige aanpassingseenheden waarmee de extreem hoge spanningen op voedingsleidingen worden vermeden, enz. Die zitten niet in de exameneisen. In theorie zijn stroom als spanning in de twee geleiders van de voedingsleiding tegengesteld, zodat de leiding, alweer in theorie, niet straalt. Maar de hoge spanningen aan de einden van voedingslijn en antenne kunnen desondanks oorzaak zijn van storingen in huis of bij de buren.

14.3.14 Staande-golf-verhouding ("Standing Wave Ratio", SWR)

Tot hiertoe zijn we uitgegaan van een perfecte aanpassing van transmissielijn aan antenne. 300 Ω aan 300 Ω, 50 Ω aan 50 Ω, symmetrisch aan symmetrisch, enzovoort. In een ideaal systeem hebben signaalbron, transmissielijn en signaalbestemming dezelfde impedantie.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

Er is de gebruikelijke “maar”. We bekijken daarvoor een situatie met een signaalbron, een transmissielijn en een belasting. Alle impedanties/weerstanden zijn gelijk, bijvoorbeeld de bij amateurs gebruikelijke 50 ohm (Figuur 14.3-29).



Figuur 14.3-29. Bron (links), met inwendige weerstand R_1, transmissielijn en belasting R_2. Alle weerstanden/impedanties zijn gelijk. Stroom en spanning zijn ongelijk van kleur en ongelijk van grootte getekend, omdat ze verschillende schalen (ampère, resp. volt) hebben.

De golf is een lopende golf zoals eerder afgebeeld in Figuur 14.3-5.

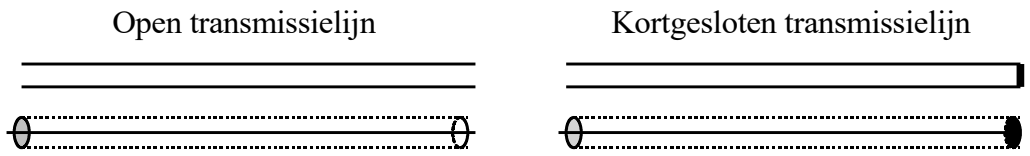
Stroom en spanning zijn in fase. In de figuur zijn ze met opzet niet even groot getekend, want ze vertegenwoordigen ongelijke grootheden. Een praktische reden is dat samenvallende grafieken in een tekening niet van elkaar zijn te onderscheiden.

Nu is de werkelijkheid nooit perfect. Onder meer daarom heeft het zin, het koppelen van lijnen en antennes met ongelijke karakteristieke impedanties nader te bezien.

We beginnen met twee extremen. Praktische situaties zitten altijd ergens tussen ideaal en extreem of tussen tegengestelde extremen. De extremen zijn de transmissielijn met open uiteinden en de aan het eind kortgesloten transmissielijn. De eerste is afgesloten met een oneindig grote weerstand (“niet afgesloten” kun je ook zeggen) en de tweede met een weerstand van 0 Ω.

De open en de kortgesloten transmissielijn

Een lijn met open einde houdt abrupt op. De weerstand tussen beide geleiders is op het eindpunt in theorie oneindig. De kortgesloten lijn eindigt eigenlijk net zo abrupt, maar op het eindpunt is de weerstand tussen beide geleiders nul (Figuur 14.3-30).



Figuur 14.3-30. Open en kortgesloten transmissielijn. Boven: symmetrisch. Onder: asymmetrisch.

Een golf die de transmissielijn wordt ingestuurd, komt in beide gevallen terug. In beide gevallen komt dit, doordat het vermogen van de golf aan het eind van de lijn nergens heen

kan. In een antenne zou het vermogen worden uitgestraald, maar een nette transmissielijn straalt niet. Dat geldt voor symmetrische èn voor asymmetrische transmissielijnen.

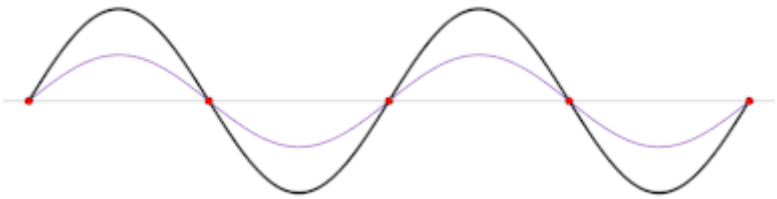
In de open lijn hoopt zich op de uiteinden tegengestelde lading op die zich na elk spanningsmaximum of -minimum omzet in tegengestelde stromen. Na een stroommaximum of -minimum bouwen zich de ladingen weer op, enz. De amplitude van de spanning tussen de uiteinden is maximaal. Tussen de draaduiteinden loopt geen stroom. De amplitude van de stroom door de uiteinden is daarom 0.

In de kortgesloten transmissielijn is het andersom. Daar is op de uiteinden de amplitude van de stroom maximaal en die van de spanning 0.

De situatie op de uiteinden geeft aan dat we hier te maken hebben met staande en niet met lopende golven. In beide gevallen wordt de golf op de uiteinden weerkaatst.

De weerkaatste spanning is op te vatten als een echo, net zoals geluid tegen een stenen muur of bergwand weerkaatst. De stroomgolf gaat op het kortgesloten eind “de bocht om” en loopt via de tegenoverliggende leiding weer terug.

In beide gevallen hebben we te maken met even grote golven die in tegengestelde richting en met dezelfde snelheid door een leiding lopen. Opgeteld maken die twee een staande golf. Figuur 14.3-31 toont een staande golf. Die is de som van twee lopende golven. Klik erop en je ziet een bewegende versie.

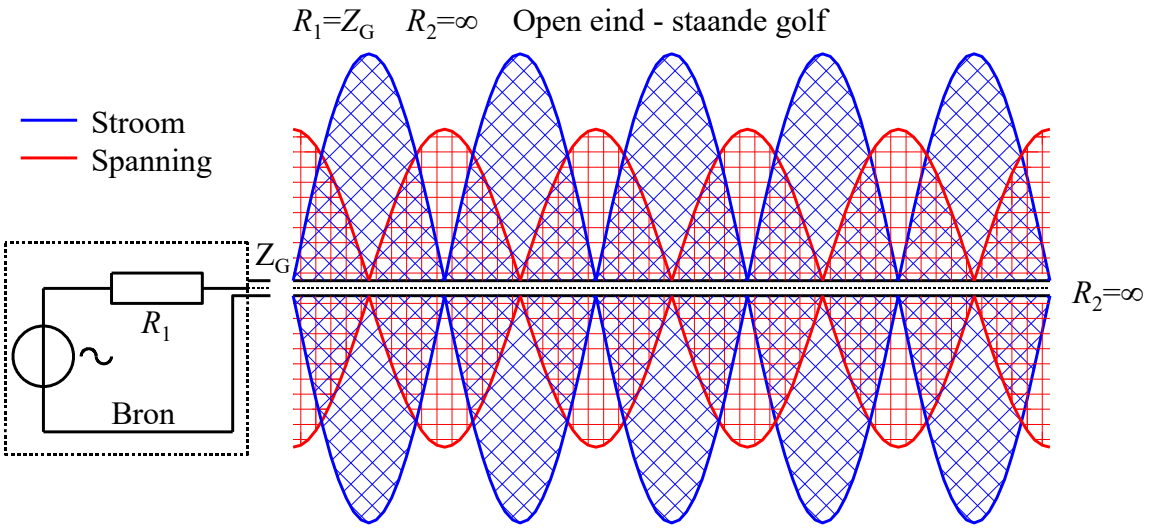


Figuur 14.3-31. Staande golf met vaag op de achtergrond de twee samenstellende lopende golven die tegen elkaar in lopen (Staande golf - Wikipedia).

Twee tegen elkaar in lopende golven veroorzaken dus een staande golf van dezelfde frequentie en een maximale amplitude die de som is van die van de twee lopende golven.

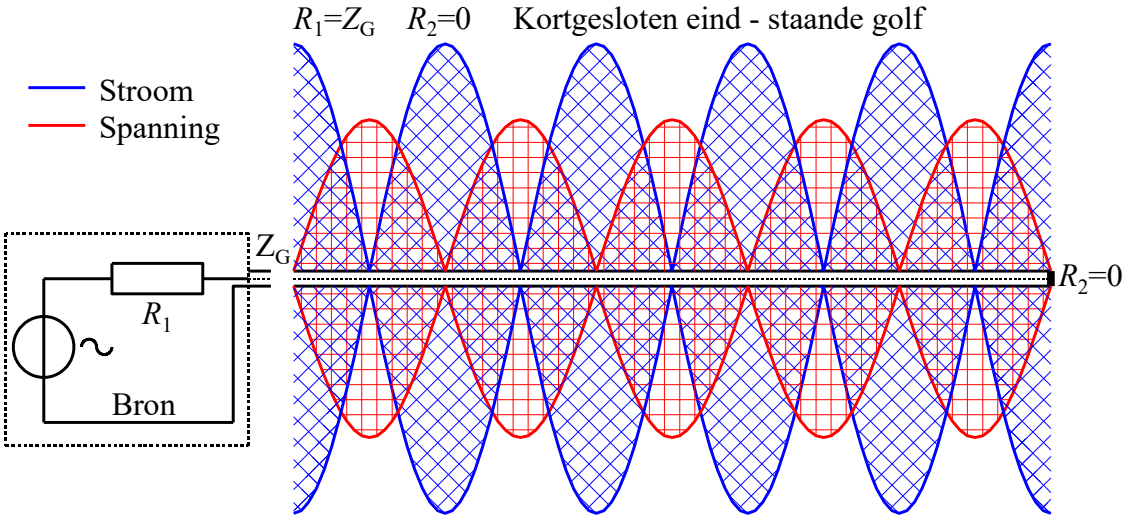
De staande golven die ontstaan op het open uiteinde van de lijn zijn stilstaand in beeld gebracht in Figuur 14.3-32. De arceringen zijn bedoeld om aan te geven dat de staande golf bij zijn op en neer bewegen de hele ruimte binnen de sinusvormige krommen gebruikt. Kijk eventueel nog eens naar Figuur 14.3-31.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA



Figuur 14.3-32. Staande golven in een transmissielijn met open uiteinde. Op het uiteinde is de stroomgolf 0 en de spanningsgolf maximaal.

Het gedrag van de kortgesloten transmissielijn lijkt sterk op dat van Figuur 14.3-32, de lijn met het open uiteinde. Het verschil is dat nu de spanning op het rechter uiteinde 0 is en de stroom maximaal (Figuur 14.3-33).



Figuur 14.3-33. Staande golven in een transmissielijn met kortgesloten uiteinde. Op het uiteinde is de spanningsgolf 0 en de stroomgolf maximaal.

Figuur 14.3-32 en Figuur 14.3-33 laten het volgende zien:

- De maximale amplitudes van de staande golven zijn het dubbele van de amplitudes van de lopende golven in Figuur 14.3-29.
- De tekeningen lijken een frequentieverdubbeling te zijn ten opzichte van Figuur 14.3-29. Dat is schijn. Twee opeenvolgende “bobbels” in de grafiek zijn rwee

helften van één sinusgolf. Als een sinushelft in de één positief is, die in de volgende (en vorige) negatief. Dat is te zien in de animatie van Figuur 14.3-31.
- Bij de open transmissielijn (Figuur 14.3-32) is de spanningssinus op het doorgeknipte eind (rechts) maximaal.
- Bij de kortgesloten transmissielijn (Figuur 14.3-33) is de stroomsinus op het kortgesloten eind (rechts) maximaal.

Uit de grafieken blijkt ook hoe riskant het is, een zendereindtrap zonder aangesloten antenne of via een kortsluiting te laten werken. De hoge spanningen die daarbij ontstaan, kunnen het einde van de eindtrap betekenen. Buizen kunnen daar meestal beter tegen dan transistoren. Het merk van een industriëel geproduceerde zender kan ook verschil uitmaken. Een goede eindtrap heeft een beschermingsschakeling voor zulke ongelukken, maar voldoende voorzorg om dit soort situaties te vermijden, is altijd het allerbeste.

De dagelijkse werkelijkheid

Naar de minder extreme situaties. Die liggen tussen Figuur 14.3-29 (ideale aanpassing) en Figuur 14.3-32 of Figuur 14.3-33 (open of gesloten transmissielijn) in. Bij niet-ideale aanpassing is er een gereflecteerde golf en daarmee ook een staande golf. Hoe beter de aanpassing, des te kleiner zijn de gereflecteerde en de staande golf. Als de transmissielijn (praktisch) vrij is van reactanties (capaciteiten en zelfinducties heffen dan elkaar op), dan maakt het niets uit of we met stroom of spanning werken. We kiezen voor spanning.

Er is een voorwaartse golf met effectieve spanning u_F met de *F* van *Forward* en een gereflecteerde golf met effectieve spanning u_R met de *R* van *Reflected*. De staande-golf-verhouding *s* is gedefinieerd als

$$s = \frac{u_F + u_R}{u_F - u_R} \qquad (14.3\text{-}6)$$

Voor *s* wordt ook de afkorting SGV of SWR (*Standing Wave Ratio*) gebruikt. Ook schrijft men wel 1:*s*. Eigenlijk is dat natuurkundig gezien netter, maar alleen *s* "bekt" gemakkelijker. Voor de spanning staat deze keer de kleine letter *u*. Die wordt wel gebruikt als het om zuivere wisselspanning gaat. Daarom doen we dat hier ook maar eens.

Bij een ideale aanpassing is $s = 1$, want dan is $u_R = 0$. Voor zowel Figuur 14.3-32 als Figuur 14.3-33 geldt $s = \infty$ (oneindig), want $u_F = u_R$.

Een tweede vergelijking zegt dat *s* ook gelijk is aan de verhouding van twee op elkaar aangesloten impedanties:

$$s = \frac{hoogste\ impedantie}{laagste\ impedantie} = \frac{Z_{max}}{Z_{min}} \qquad (14.3\text{-}7)$$

Het doet er niet toe welke van de twee impedanties de grootste is. Alleen de verhouding telt.

Een voorbeeld met getallen:

Een antenne met een impedantie van 100 ohm op het aansluitpunt wordt aangestuurd via een transmissielijn van 70 ohm. Dan is

$$s = \frac{100\ \Omega}{70\ \Omega} \approx 1{,}4$$

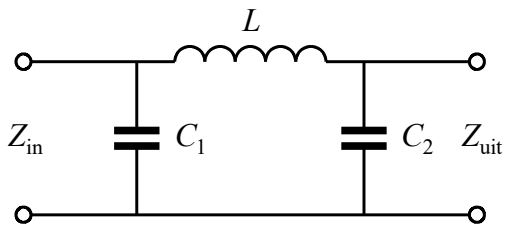
De omgekeerde verhouding van de impedanties, antenne 70 ohm en transmissielijn 100 ohm, geeft dezelfde waarde van *s*. In beide gevallen is de SWR dus 1:1,4. De combinatie van zender en antenne blijft het redelijk doen, zolang *s* niet groter is dan ongeveer 2.

14.3.15 Aanpassing van de zender aan transmissielijn en antenne

De eindtrap van een zender is niet vanzelf aangepast aan de impedanties van transmissielijn en antenne. Daarvoor is vrijwel altijd een impedantietransformator nodig. Aansluitingen van zenders zijn praktisch altijd asymmetrisch en gebaseerd op coax met een karakteristieke impedantie van 50 ohm. De impedantie van de eindtrap zelf is zelden of nooit 50 ohm. Daarom zit er vrijwel altijd een aanpassingsschakeling in. We behandelen twee klassieke schakelingen: het pi-filter en het T-filter. Hun naam ontlenen ze aan hun opbouw. Wie de schema's ziet, kan in het pi-filter de Griekse letter π herkennen en in het T-filter de hoofdletter T.

Het pi-filter

Figuur 14.3-34 geeft het schema van een pi-filter. De vorm is dezelfde als die van het afvlakfilter in wisselspanningsvoedingen en lijkt wat op de Griekse letter π (pi).

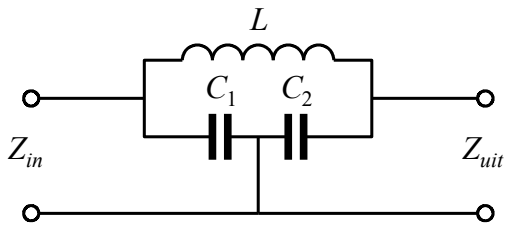


Figuur 14.3-34. Een pi-filter.

Het signaalpad loopt via een zelfinductie. Er zijn twee zijpaden met een capaciteit. Dan is het een laagdoorlaatfilter. Het pad van ingang naar uitgang wordt voor wisselstroom moeilijker te passeren, naarmate de frequentie hoger is. Het pad naar de nulleiding wordt dan juist gemakkelijker. Het pi-filter onderdrukt op die manier ongewenste hogere frequenties zoals harmonischen. Dat is niet de hoofdfunctie. Een pi-filter is vóór alles een impedantietransformator.

Een pi-filter is ook te herleiden tot een afgestemde kring. De aansluiting op de nulleiding is het knooppunt van de twee condensatoren. Als we het filter een beetje anders tekenen (Figuur 14.3-35), wordt dat wellicht duidelijker.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA



Figuur 14.3-35. Pi-filter, een beetje anders getekend dan in Figuur 14.3-34.

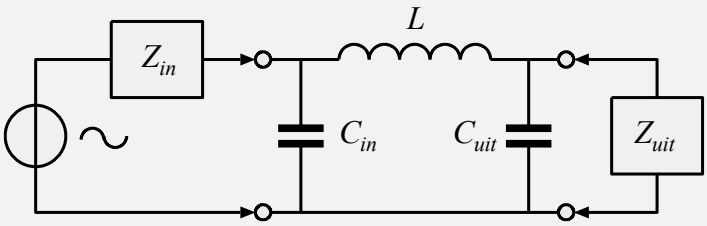
De impedantieverhouding van in- en uitgang hangt vooral af van de verhouding van C_1 en C_2. **Aan de kant van de hoogste capaciteit zit vaak de laagste impedantie, maar niet altijd**. Maar er zijn bijvoorbeeld ook pi-filters die een ¼ λ-stub van een transmissielijn nabootsen (kadertje verderop). Die hebben twee gelijke C's (kadertje een stukje verderop).

De uitgangsimpedantie is bij gebruik als antenne-aanpassing meestal 50 ohm. Dan zal de kwaliteitsfactor Q niet heel hoog kunnen zijn (meestal < 15). De bandbreedte is dan meestal groot genoeg voor de volle breedte van een amateurband, zodat verstemmen niet zo snel aan de orde is. De benodigde gegevens voor de berekening van een pi-filter zijn:

- De werkfrequentie
- De gewenste Q
- De ingangsimpedantie
- De uitgangsimpedantie

De berekening zelf is geen examenstof. Voor liefhebbers volgt een kadertje met een relatief eenvoudige berekening, met gelijke C en Q=1. Een Excel-werkblad vind je via deze link. Kopieer het naar je eigen computer en schakel "bewerken" in. Op je computer moet Excel geïnstalleerd zijn.

Voor liefhebbers en zelfbouwers, géén examenstof! Pi-filter berekenen.



Figuur 14.3-36. Pi-filter met in- en uitgangsimpedantie.

Het filter van Figuur 14.3-34 is hier afgebeeld met in- en uitgangsimpedanties. De berekening is gebaseerd op die voor een kwartgolf coax-stub (subpar. 14.3.8), ontleend aan Rothammels Antennenbuch, uitgave DARC-Verlag, 2001. Vergelijkingen: Bernstein, Elektronica-zakboek, uitgave Elektor, 2015. Ze leidt via vergelijking (14.3-5) tot een filter met $Q = 1$ en gelijke condensatoren, dus $C = C_{in} = C_{uit}$:

$$Z_G = \sqrt{Z_{in}.Z_{uit}} = \pi f L = \frac{1}{2\pi f C} \quad ; \quad L = \frac{Z_G}{\pi f} \quad ; \quad C = \frac{1}{2\pi f Z_G}$$

Voorbeeld met getallen:

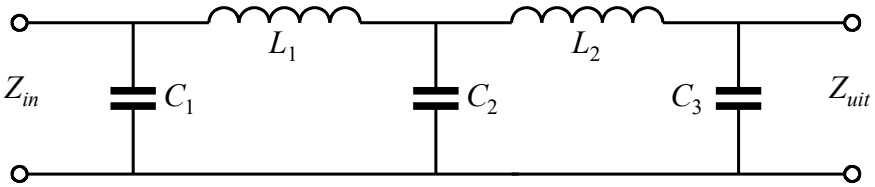
Stel: $Z_{in} = 200\ \Omega$, $Z_{uit} = 50\ \Omega$. Dan geldt: $Z_G = \sqrt{200.50}\ \Omega = 100\ \Omega$

$f = 14{,}1$ MHz Dan geldt: $2\pi f \approx 8{,}86.10^7$ Hz en

$$L = \frac{100}{4{,}43.10^7}\text{H} \approx 2{,}26\ \mu\text{H} \quad ; \quad C = C_{in} = C_{uit} \approx 113\ \text{pF}$$

Er zijn meer manieren van berekenen. Die zijn ingewikkelder en zullen meestal leiden tot ongelijke waarden voor beide condensatoren en een andere uitkomst voor L.

Als de gewenste impedantietransformatie of onderdrukking van harmonischen met één pi-filter niet of lastig te realiseren is, kunnen er ook twee (of meer) achter elkaar worden gezet (Figuur 14.3-37).

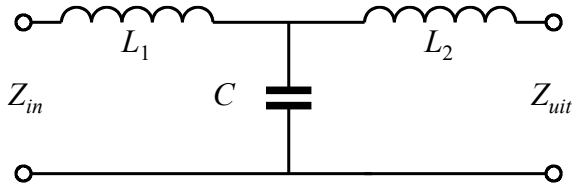


Figuur 14.3-37. Dubbel pi-filter. De middelste condensator C_2 is de som van de vereiste uitgangscapaciteit van het linker filter en de vereiste ingangscapaciteit van het rechter.

De spoelen kunnen verliesarm worden gehouden door ze op een ringkern te wikkelen. Dan is er vaak ook geen metalen afscherming nodig. De condensatoren kunnen instelbare types zijn voor een (eenmalige) nauwkeurige afstemming.

Het T-filter

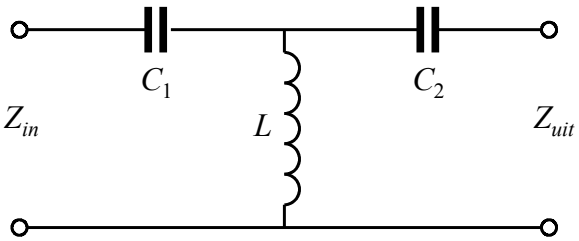
Figuur 14.3-38 geeft het schema van een T-filter. Het heeft twee spoelen en één condensator.



Figuur 14.3-38. T-filter met twee spoelen en een condensator.

Ook het schema van Figuur 14.3-38 is behalve een impedantietransformator een laagdoorlaatfilter. De impedantieverhouding van in- en uitgang wordt vooral bepaald door de spoelen. Dit soort T-filters geeft een goede onderdrukking van harmonischen. Het bij het pi-filter genoemde Excel-werkblad berekent ook dit filter.

Het kan ook andersom, dus met condensatoren op de plaats van de spoelen en een spoel op de plaats van de condensator (Figuur 14.3-39).



Figuur 14.3-39. T-filter met twee condensatoren en één spoel.

Zo'n schakeling is een hoogdoorlaatfilter. Het onderdrukt dan ook geen harmonischen, maar doet wel zijn werk als impedantietransformator.

14.3.16 De antenne-aanpassingseenheid of Antenna Tuning Unit (ATU)

Meestal wordt zo'n ding aangeduid met de term *antennetuner* of kortweg *tuner*. Een antennetuner dient om een zo goed mogelijke aanpassing te maken tussen zender en transmissielijn, dus een zo laag mogelijke SWR. Als de uitgangsimpedantie van de zender en de ingangsimpedantie van de transmissielijn met daarachter de antenne (vrijwel) dezelfde zijn, is een ATU ("tuner" in dagelijkse taal) niet nodig. Vaak echter klopt die aanpassing door allerlei oorzaken niet. Dan is een ATU wel nodig. Er zijn vele typen in omloop. Ze zijn allemaal gebaseerd op een vorm van impedantietransformatie.

Een goede tuner moet op alle kortegolf-amateurbanden goed kunnen werken. Hij moet met coax èn symmetrische transmissielijn overweg kunnen. Condensator(en) en spoel(en) moeten daarom variabel zijn bij een groot capaciteits-, respectievelijk zelfinductiebereik. Variabele spoelen zijn er in twee soorten: schakelbaar via aftakkingen en rolspoelen. In

een rolspoel loopt een geleidend wieltje op de niet-geïsoleerde draad van de spoel. Het wieltje is verbonden met een schuifcontact op een metalen as.

Een bekend soort ATU is het T-filter van Figuur 14.3-39. Dat onderdrukt, zoals gezegd, geen harmonischen, maar is een goede impedantietransformator. Je kunt die schakeling zien als twee gekoppelde seriekringen. Er staan dan twee spoelen parallel. De vervangende zelfinductie is de helft van die van de afzonderlijke spoelen. Foto 14.3-2 laat het binnenste zien van een zelfbouwtuner met aftakkingen op de spoel.

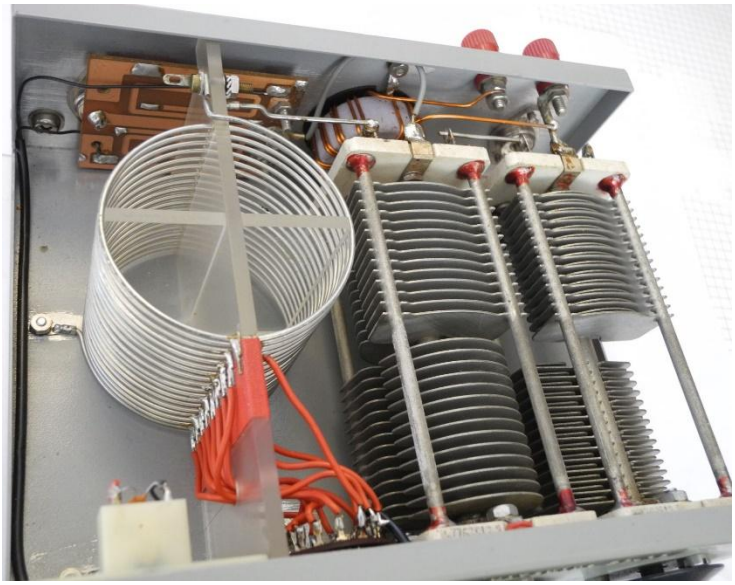


Foto 14.3-2. Het binnenste van een antennetuner met geschakelde spoel. Rechts twee variabele condensatoren. Achter links: printje voor de SWR-meter, midden achter: bifilair op ferriet ringkern gewikkelde balun voor aanpassing naar symmetrische lijn. Bouwer: wijlen Henny Schoeman, PA3AKQ.

Elke tuner heeft een SWR-meter, ook die van Foto 14.3-2 (zie onderschrift). Die is nodig om de kwaliteit van de aanpassing te meten. De werking behandelen we in hoofdstuk 15, waarin meetapparatuur aan de orde komt.

Foto 14.3-3 toont het binnenste van een fabriekstuner met rolspoel (MFJ-962D).

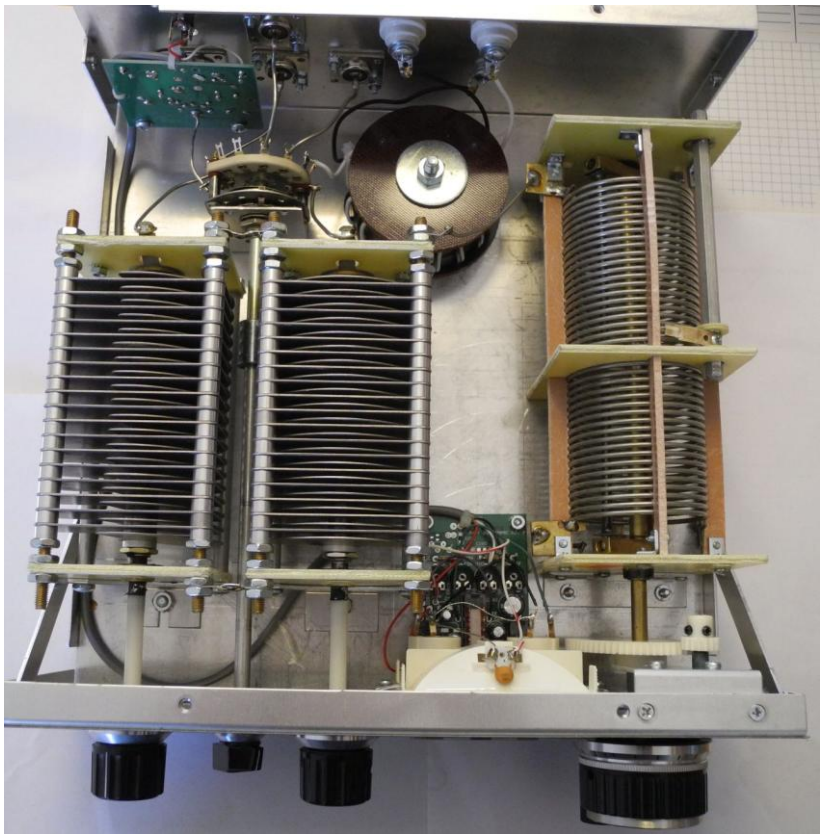
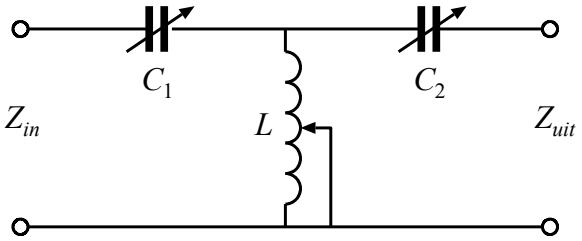


Foto 14.3-3. Het binnenste van een fabriekstuner met rolspoel (rechts). Het wieltje zit niet buitenop maar binnenin de spoel en is daardoor niet te zien De twee condensatoren zitten links naast elkaar; het printje voor de SWR-meting linksachter en de aansturing van de (analoge) SWR- en vermogensmeters onder, rechts van het midden. Het ronde ding middenachter is de ringkernbalun voor aanpassing aan een symmetrische lijn.

De draaicondensatoren links en de rolspoel rechts zijn onderdelen die ook in Figuur 14.3-39 staan, maar daar zijn ze niet variabel. Omdat het contactwieltje binnenin de spoel zit, is het op de foto niet zichtbaar. Het SWR-printje zit linksboven, de meters voor SWR en vermogen onder tegen de voorkant. Figuur 14.3-40 toont het schema van de tuner.



Figuur 14.3-40. Antennetuner op basis van een T-filter met 2 condensatoren en 1 variabele spoel.

Er zijn andere manieren om een tuner te maken, bijvoorbeeld op basis van een pi-filter. Met twee variabele spoelen op basis van Figuur 14.3-38 kan het ook. Zo'n tuner onderdrukt harmonischen, maar de spoelen moeten 2x de zelfinductie hebben van de

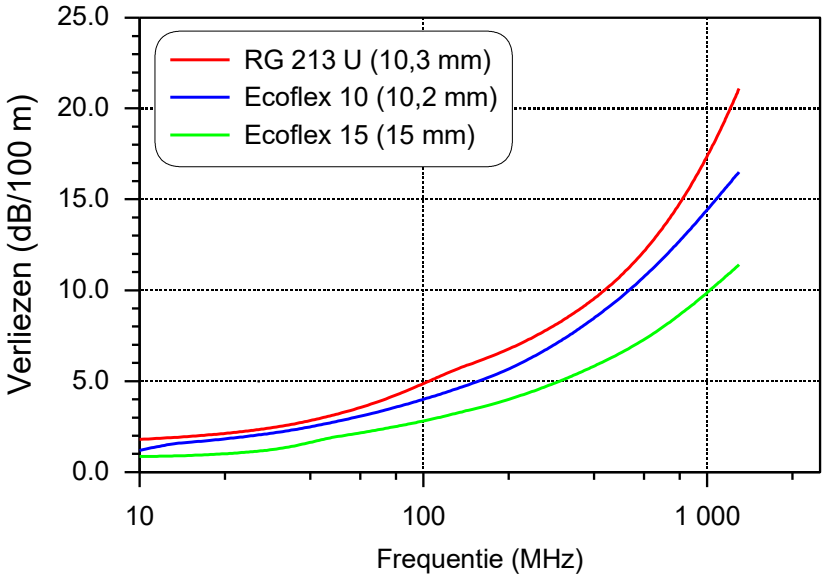
enkele spoel van Figuur 14.3-40 omdat ze in die laatste in feite parallel staan in de vorm van de enkele spoel in het midden. Spoelen èn condensator moeten variabel zijn.

De compromisloze liefhebber van symmetrische lijnen zal wellicht geen balun gebruiken, maar een geheel symmetrische tuner, waarin de onderdelen dubbel zijn uitgevoerd en mechanisch gekoppeld. Die is echter stukken duurder dan het relatief goedkope exemplaar van Foto 14.3-3.

14.3.17 Leidingverliezen

Verliesvrije transmissielijnen bestaan niet. Er zijn koperverliezen, zoals we die van transformatoren kennen, stralingsverliezen, want geen enkele transmissielijn is volkomen stralingsvrij, en verliezen in het diëlektricum, vooral bij coax. Verliezen zijn groter naarmate de frequentie hoger is. Verliezen van transmissielijnen worden door de fabrikant dan ook per frequentie opgegeven. De waarde gaat meestal in dB per 100 m. Is het verlies (ook wel demping genoemd) bijvoorbeeld 10 dB/100 m, dan geeft 60 m van deze kabel 6 dB verlies. Dan is het vermogen dat er door de zender in is gestopt, tot ¼ van de oorspronkelijke waarde geslonken. Dit lijkt veel, maar het is niet uitzonderlijk.

Figuur 14.3-41 laat drie verliesgrafieken zien van onder amateurs gebruikelijke coaxkabel.



Figuur 14.3-41. Verliezen van drie soorten coaxkabel: de klassieke RG213/U met massieve kunststofisolatie (diëlektricum) en twee diameters Ecoflex, een kunststof met fijne luchtblaasjes; een soort gestold schuim.

De grafiek leidt tot enkele conclusies:

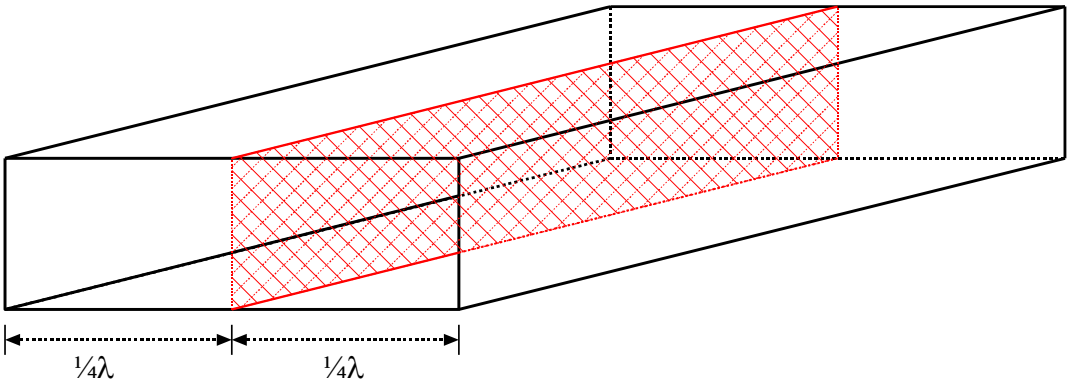
- Een massief diëlektricum (RG213) leidt tot grotere verliezen dan een diëlektricum met een zeker gehalte aan lucht (de beide Ecoflexen)
- Hoe groter de diameter, des te kleiner de verliezen (Ecoflex 10 en 15)
- Hoe hoger de frequentie, des te groter de verliezen

Als we nog eens naar de grafiek kijken, zien we dat de verliezen bij frequenties hoger dan circa 1000 MHz (1 GHz) sterk oplopen. Het ligt voor de hand, de kabel zo kort mogelijk te houden, maar bekijk vooral de van links naar rechts toenemende steilheid van de grafiek.

Het middel om aan die grenzen van coax en symmetrische lijn te ontkomen, is een derde vorm van transmissielijn, de golfgeleider.

14.3.18 De golfgeleider

De golfgeleider, meestal golfpijp genoemd, wordt wegens (te) grote verliezen van coax bij heel hoge frequenties, zeg 3 GHz en hoger, toegepast. Een golfpijp is een metalen buis, rond of rechthoekig. De binnenkant is bekleed met koper, zilver of goud, om zo min mogelijk verliezen te krijgen. We gaan uit van rechthoekige buis. Elektrisch is er weinig verschil met ronde buis.



Figuur 14.3-42. Rechthoekige golfpijp, ½ golflengte breed.

Het doorzichtige rood gearceerde vlak in het midden is te zien als een symmetrische transmissielijn. Evenwijdig daaraan lopen de verticale zijkanten van de buis, elk op ¼ golflengte afstand.

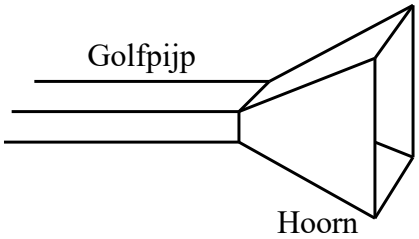
Eerder zagen we dat een ¼ λ stub die aan één kant is kortgesloten, aan het open einde een zeer hoge impedantie heeft. De buis is te zien als een parallelschakeling van een oneindig aantal van die stubs, zodat de “transmissielijn” aan alle kanten is afgesloten. Er is daardoor geen uitwendig veld en er zijn dus ook (nagenoeg) geen stralingsverliezen.

In de praktijk blijkt dit type golfpijp ook geschikt voor golflengten kleiner dan twee pijpbreedtes, maar niet voor grotere. Hetzelfde geldt voor een ronde pijp met een diameter gelijk aan de pijpbreedte van de rechthoekige buis. Golfpijp is daarom te beschouwen als een hoogdoorlaatfilter.

Nu zullen sommigen onder ons zich afvragen, hoe je een zendersignaal in een golfpijp krijgt. Dat kan bijvoorbeeld met een coaxkabel waarvan de mantel is verbonden (gesoldeerd) met de pijp zelf en de binnenader met de lengte van ¼ golflengte doorloopt in de golfpijp, maar er geen contact mee maakt. Met contacten en koppelingen gaat het

net als met coax of symmetrische lijn bij toenemende frequentie: de verliezen nemen met elke koppeling toe. Ook bochten leiden bij golfpijp tot verliezen.

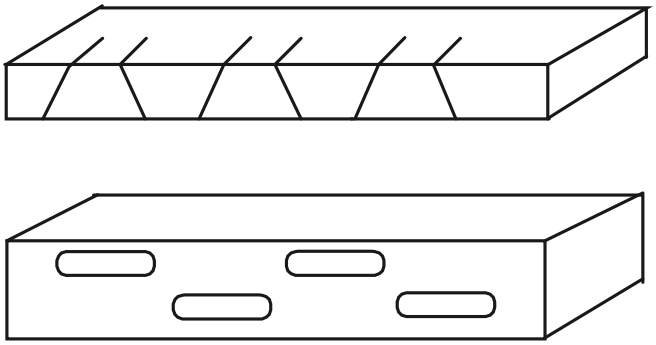
Een bekend type antenne in combinatie met golfpijp is de hoornantenne (Figuur 14.3-43).



Figuur 14.3-43 Hoornantenne aan golfpijp (cursus 1999, aangepast).

In de golfpijp plant zich een elektromagnetisch veld voort. De hoorn fungeert door zijn vorm als impedantieaanpassing tussen de golfpijp en de vrije ruimte. Hoe groter de hoorn, des te geleidelijker is de impedantieovergang en des te sterker de bundeling van de uitgestraalde energie. Het lijkt een beetje op de lichtbundel van een zaklantaarn met reflector. Het EM-veld is vóór de hoorn veel sterker dan erachter. Dit soort “versterking”, die eigenlijk bundeling is, zullen we verderop ook tegenkomen bij antennes die uit meerdere elementen bestaan.

Ook golfpijp kan dienen als antenne. Men maakt er dan sleuven of spleten in (Figuur 14.3-44).



Figuur 14.3-44. Sleufantennes (Cursus 1999).

De verliezen in golfpijp zijn klein. Bij 10 GHz (golflengte = 3 cm) kan het verlies 1-2 dB per 100 m zijn. Met grote ronde golfpijp kan het zelfs maar 1 dB per km bedragen.

14.3.19 Theorie en werkelijkheid

In theorie straalt een gesloten transmissielijn niet. Hetzelfde geldt voor een gesloten en geaarde metalen kast met een zender erin. Maar houd een ontvanger naast een coax-kabel die in bedrijf is of naast een goed geaarde metalen kast met een werkende zender erin, en je merkt dat er wel degelijk signaal buiten kabel of kast is. Die dingen stralen altijd wel een beetje. Met een oscilloscoop en een draadlusje aan de meetkop dat je naast de kast of

coax-kabel houdt, lukt het meestal ook wel om het signaal in beeld te krijgen. Elektromagnetische straling van de zenderkast heet *kaststraling* en dat is een onderwerp dat op het zendexamen aan de orde zou kunnen komen. Niet in detail, maar je moet weten wat het is en dat je kaststraling kunt verminderen door de kast te aarden. Helemaal terugbrengen naar 0 lukt niet.

14.4 Propagatie van elektromagnetische golven

14.4.1 Inleiding

Een uitgezonden EM-golf is in beginsel bedoeld om op een ontvangstantenne terecht te komen. Onderweg wordt hij door allerlei oorzaken verzwakt. Het EM-veld moet in de ontvangstantenne nog genoeg vermogen over hebben om in de ontvanger voldoende boven de ruis uit te komen.

Vaak helpt de aardse atmosfeer een handje mee, soms tegen, soms heeft ze geen noemenswaardig effect. Vanuit de ruimte of de atmosfeer kan ruis meekomen. Tegenwoordig kunnen we door de mens en zijn apparaten veroorzaakte ruis ook niet uitvlakken.

Het kan bijvoorbeeld zijn dat je op de 15 meter- (21 MHz-) band een verbinding hoort tussen een Russische en een Belgische amateur. Je hoort de Rus prima, maar de veel nabijere Belg niet. In de 2 meter- of 144MHz- band hoor je vanuit, zeg, Arnhem vandaag een Brit of Ier en morgen lukt het niet om een behoorlijke verbinding te maken met een Dordtenaar. Dat zijn voorbeelden die om een verklaring vragen. Die zullen we geven. Maar eerst iets over polarisatierichting. Want die is van belang bij sommige vormen van voortplanting van EM-golven. Daarna gaan we verder met zogenoemde zichtverbindingen en vervolgens gaan we over naar allerlei vooral atmosferische zaken die met voortplanting van EM-golven van doen hebben.

14.4.2 Polarisatierichting van EM-golven

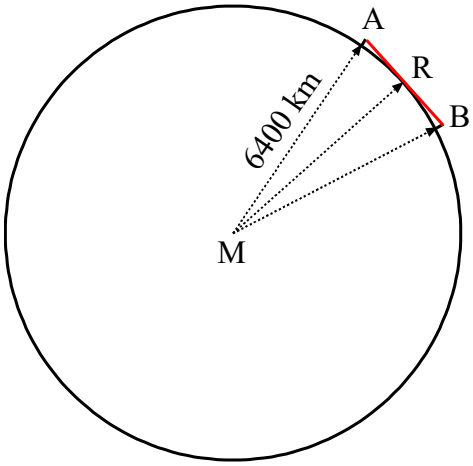
De polarisatierichting van een EM-golf is de richting van het elektrische deel ervan. Bij een dipool ligt het elektrische deel van het EM-veld tussen de antennepunten. Hangt de antenne horizontaal, dan is de polarisatie horizontaal. Is de antenne verticaal, dan is de polarisatie dat ook. Kortom, polarisatie van een EM-golf wordt in eerste instantie bepaald door de langsrichting van de antenne. De polarisatierichting hoeft bij de ontvangstantenne niet dezelfde te zijn als bij de zendantenne. Op vrij korte afstanden van enkele honderden km is dat meestal het geval, maar bij wereldwijd radioverkeer niet. Dat komt door de kromming van het aardoppervlak, maar ook door oorzaken in de atmosfeer.

14.4.3 Zichtverbindingen

Een zichtverbinding is een verbinding langs een (in principe) rechte lijn, zoals ook het licht die bij benadering volgt. De maximale afstand van een zichtverbinding is te berekenen met behulp van de stelling van de inmiddels welbekende Pythagoras. We gaan

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

uit van een volkomen ronde aarde zonder obstakels. In doorsnede is dat een cirkel met een straal van afgerond 6400 km (Figuur 14.4-1).

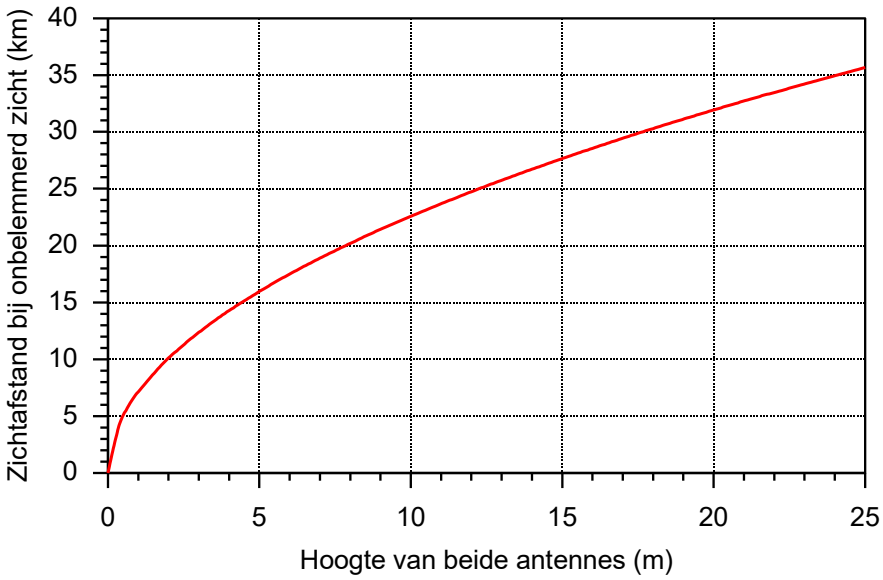


Figuur 14.4-1. Zichtverbinding van antennemast A naar antennemast B (rode lijn).

Op de punten A en B staat een antennemast van h meter hoog. De zichtverbinding met de grootst mogelijke afstand is de rode lijn die op punt R halverwege A en B de aarde raakt. De straal van de aarde van 6400 km = 6 400 000 m is aangegeven. De driehoeken ARM en BRM zijn rechthoekig in punt R en van dezelfde vorm en grootte. Dan zijn de afstanden AR en BR gelijk en de afstand AB tussen de masttoppen op A en B gelijk aan de som AR + BR. We rekenen de afstand AB (geschreven als $\overline{\mathrm{AB}}$) uit volgens

$$\overline{\mathrm{AB}} = 2\sqrt{(6400000\ \mathrm{m} + h)^2 - (6400000\ \mathrm{m})^2} \qquad (14.4\text{-}1)$$

(Niet uit het hoofd leren!) De grafiek is in beeld gebracht in Figuur 14.4-2.



Figuur 14.4-2. Lengte van een zichtverbinding als functie van de antennehoogte bij even hoge zend- en ontvangantennes.

Een goede en beter te onthouden benadering van vergelijking (14.4-1) met h in m en $\overline{\mathrm{AB}}$ in km is:

$$\overline{\mathrm{AB}} \approx 7{,}14\sqrt{h}\ \mathrm{km} \qquad (14.4\text{-}2)$$

Of als twee antennehoogten ongelijk zijn, dus h_1 en h_2:

$$\overline{\mathrm{AB}} \approx 3{,}57\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right)\mathrm{km} \qquad (14.4\text{-}3)$$

Voor $h_2 = 0$ vinden we de afstand tot de horizon op hoogte h_1. Je kunt ook in Figuur 14.4-2 beide hoogten aflezen en het gemiddelde berekenen. Dat komt op hetzelfde neer. Uitgangspunt is dat er tussen beide antennes geen zichtbelemmerende obstakels zijn. Als h_1=0 of h_2=0 krijg je de zichtafstand.

Een paar getallen. Met twee antennes op 10 m hoogte overbrug je met ruim 22 km de (hemelsbrede) afstand tussen de stations Utrecht Centraal en Amersfoort. Maak ze 20 m hoog en de afstand wordt een krappe 32 km. In werkelijkheid overbruggen zendamateurs op veel amateurbanden veelvouden van die afstanden. Zichtverbinding is dus niet de enige vorm van verbinding. Maar een hoge antenne is wel degelijk zinvol, zoals we verderop zullen zien. Op het zendexamen is er wel eens een vraag over zichtafstand.

Vuistregel 1: Met het vuistregeltje **als je 10 m hoog staat, is de zichtafstand 10 km** kom je vaak een heel eind. **2 antennes op 10 m hoogte "zien" elkaar op ongeveer 2*10 km =20 km afstand. Hoogte n keer zo groot betekent afstand $\sqrt{n}$ keer zo groot**.

Vuistregel 2 is nog eenvoudiger. Rond 3,57 af op 4 en je krijgt: **De afstand in km tot de horizon is ongeveer $4\sqrt{h}$, met de hoogte h in meters**.

14.4.4 Directe golf, grondgolf of bodemgolf en ruimtegolf

In het voorbeeld van de zichtverbinding spreken we van een *directe golf*. Daartoe worden ook de golven gerekend die in het onderste deel van de atmosfeer, de troposfeer, worden teruggebogen naar de aarde. Ze worden ook wel aangeduid met de term *troposferische golven*. Daarnaast kennen we de *grond- of bodemgolf* en de *ruimtegolf*. De grondgolf verplaatst zich langs het aardoppervlak. Deze golf wekt stromen in de aarde op. Dat leidt tot vermogensverlies en daardoor verzwakt de golf snel. De verzwakking is het kleinst als de golf verticaal gepolariseerd is. Verticale polarisatie leidt tot minder aardstromen dan horizontale. Verliezen zijn ook groter, naarmate de frequentie hoger ligt.

Doordat de grondgolf vooral bij lagere frequenties de kromming van het aardoppervlak volgt met de bijbehorende verliezen, zijn er grote vermogens nodig om de golf over grote afstanden waarneembaar te houden. Hoe lager de frequentie, des te groter is het bereik.

De *ruimtegolf* verdwijnt lang niet altijd in de ruimte. Vooral op de korte golf worden EM-golven in de hoogste laag van de atmosfeer, de *ionosfeer,* vaak teruggebogen naar de aarde.

We hebben nu twee van de vier lagen van de atmosfeer genoemd in verband met propagatie van EM-golven. We beschrijven ze hieronder kort.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

- **De troposfee**r is de onderste laag, ongeveer 6 km dik in de poolgebieden en 16-18 km bij de evenaar. In deze laag bevindt zich ongeveer 80% van alle lucht.
- **De ionosfeer** is de hoogste en de meest ijle laag. De onderkant ligt op zo'n 80 km hoogte. De zonnestraling (ultraviolet en Röntgenstraling) veroorzaakt ionisatie van de ijle lucht. Ionisatie is de omzetting van atomen en moleculen in elektrisch geladen deeltjes (zie bijvoorbeeld (Ionosfeer - Wikipedia). De ijle geïoniseerde lucht veroorzaakt afbuiging van radiogolven en is daarmee van groot belang voor radioverbindingen, vooral op de midden- en korte golf. 's Nachts vermindert de ionisatiegraad, doordat de instraling van de zon ontbreekt.

Tussen deze twee lagen liggen de stratosfeer van ongeveer 40 km dik en daarboven de mesosfeer van gemiddeld ruim 30 km dik.

Tabel 14.4-1 geeft een indruk van de soort golf die bij welke frequenties belangrijk is. In werkelijkheid zijn de overgangen niet scherp. Amateurs maken bijvoorbeeld ook af en toe verbindingen met ruimtegolven tot in de 144 MHz-band (2 meter).

Tabel 14.4-1. Overzicht van frequentiebanden met golflengte, gebruik (onvolledig) en soort golf.

Band	Frequentie	Golflengte	Belangrijkste gebruiker(s)	Soort golf (overwegend)
VLF	<30 kHz	> 10 km	Navigatie	Bodemgolf (grondgolf)
LF	30-300 kHz	10 km – 1km	Omroep	Bodemgolf (grondgolf)
MF	300-3000 kHz	10 km – 100 m	Omroep, amateur	Bodemgolf (grondgolf)
HF	3-30 MHz	100 – 10 m	Omroep, amateur	Ruimtegolf
VHF	30-300 MHz	10 – 1 m	RTV, amateur	Directe golf, troposfeer
UHF	300 – 3000 MHz	1 m – 10 cm	RTV, amateur	Directe golf, troposfeer
SHF	3 – 30 GHz	10-1 cm	Radar, satelliet amateur	Directe golf
EHF	30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm	Satelliet	Directe golf

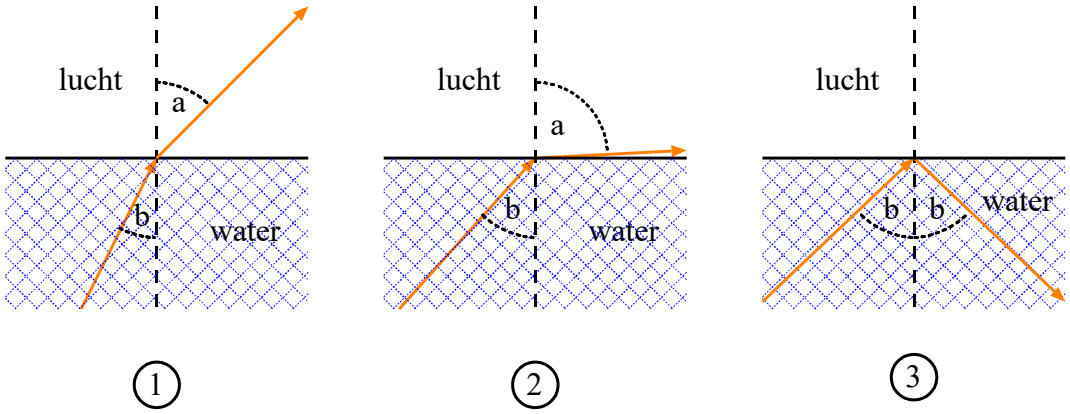
14.4.5 Propagatie van VHF- en UHF-golven

Troposfeer

Voor de propagatie van VHF- en UHF-golven is vooral de troposfeer van belang. Voor VHF kan ook de ionosfeer een rol spelen. Dat laatste bespreken we in de volgende sub-paragraaf.

Een optisch opstapje

De propagatie van VHF en UHF in de troposfeer lijkt wat op gedrag dat we ook van licht kennen. Daarom maken we een uitstapje naar de optiek. Het is geen examenstof, maar het helpt om troposferische propagatie te begrijpen. Zie Figuur 14.4-3. Een lichtstraal is onder (bijvoorbeeld) water met verschillende hoeken naar het vloeistofoppervlak gericht. Een lichtstraal is niet meer dan een bundel EM-straling met mini-golflengte (rond 0,5 μm).



Figuur 14.4-3. Gedrag van een lichtstraal (oranje lijn) die onder verschillende hoeken een wateroppervlak bereikt. De streepjeslijn staat loodrecht op het wateroppervlak.

In plaatje 1 zien we hoe een lichtstraal aan het oppervlak wordt gebroken en afbuigt. Het onderwaterdeel maakt een hoek *b* met de verticale streepjeslijn, het bovenwaterdeel een grotere hoek *a*. De verhouding $\sin a / \sin b$ is gelijk aan de verhouding van de snelheden van licht in lucht en die in water (die is ongeveer 4:3, maar voor het principe is dat getal niet van belang). De verhouding van beide sinussen ligt dus vast[2]. We vergroten nu hoek *b*, waardoor ook de hoek *a* zich vergroot (plaatje 2). Nu is de vraag, wat er gebeurt als hoek *a* groter dan 90 graden zou moeten worden. Dat zien we in plaatje 3. Het wateroppervlak gaat zich dan als een spiegel gedragen. De lichtstraal wordt onder dezelfde hoek als waarmee die het wateroppervlak raakt, weer het water in gereflecteerd volgens de spiegelwet "hoek van inval = hoek van terugkaatsing".

Warme en koude lucht; temperatuurinversies

Ook in de troposfeer is de voortplantingssnelheid van licht en andere EM-golven niet in alle luchtsoorten dezelfde.

De voortplantingssnelheid van EM-golven in lucht is iets kleiner dan in het luchtledige (vacuüm). Hoe ijler de lucht, des te meer benadert de lichtsnelheid die in vacuüm. Omdat de luchtdruk vanaf het aardoppervlak naar boven afneemt en de lucht dus naar boven toe ijler wordt, worden EM-golven van nature iets naar beneden afgebogen. Door de kromming van het aardoppervlak is dat normaal gesproken onvoldoende om ze naar het aardoppervlak te laten terugkeren en zo verre verbindingen mogelijk te maken.

Maar…. warme lucht is bij gelijke druk iets ijler dan koude. Onder gemiddelde omstandigheden neemt in de troposfeer de luchttemperatuur van beneden naar boven af. Gemiddeld wordt het per 100 m hoger ongeveer 0,6 graad kouder, maar soms is er een uitzondering. Dan ligt er een laag warme lucht boven een koudere. Dat heet een *temperatuurinversie* of kortweg *inversie.* Inversie betekent omkering. Bij een inversie kan het snelheidsverschil tussen EM-golven in de twee luchtlagen net genoeg zijn om een

[2] Dit verschijnsel staat bekend als de *Wet van Snellius*.

EM-golf terug te buigen naar de aarde. Dan ontstaat eenzelfde verschijnsel als met water en lucht in plaatje 3 van Figuur 14.4-3. Daarom lieten we het zien.

Op VHF en wat minder vaak op UHF kunnen dan afstanden van vele honderden km worden overbrugd.

EM-golven die een inversie onder een vrij grote hoek treffen, gaan er gewoon doorheen, net als de lichtstraal door het wateroppervlak in plaatjes 1 en 2 in Figuur 14.4-3. Loopt de EM-golf bijna evenwijdig aan de inversie, dan kan het gedrag van plaatje 3 in Figuur 14.4-3 ontstaan. Omdat een inversie niet overal op precies dezelfde hoogte zit, en golvingen kan hebben, kan een via deze weg ontvangen signaal in sterkte variëren.

Inversies komen het meest voor als de luchtdruk aan het aardoppervlak relatief hoog is. In de winter kunnen inversies ook optreden als op het land sneeuw ligt met een koude luchtlaag erboven en warmere lucht vanaf de oceaan de koude lucht niet volledig verdrijft, maar er overheen stroomt. Die koude luchtlaag “plakt”, zegt de meteoroloog dan.

Ook komt het voor dat een inversie in de onderste luchtlagen ontstaat door nachtelijke afkoeling aan het aardoppervlak. Doordat de hoogte van zulke inversies klein is, is de propagatie van VHF en UHF weliswaar ’s nachts vaak iets beter dan overdag, maar het effect is lang niet zo groot als bij een inversie in hogere luchtlagen.

Een ingewikkelder situatie is een *duct*. Daarbij vindt in de troposfeer meer dan één reflectie plaats tussen luchtlagen of een aantal reflecties langs een inversie met alweer verbindingen over honderden km.

Ook kan verstrooiing van radiogolven optreden. Dat heet *scatter*. Het verstrooide deel van de EM-golven is vooral in hogere lagen van de troposfeer klein en de verliezen groot. Bij hoge zendvermogens is er soms e.e.a. aan leuke verbindingen ‘te halen’.

Meteor scatter

Een bijzondere methode van propagatie is zogenoemde *meteor scatter*. Als de aarde in zijn baan om de zon een meteorenzwerm kruist, laten meteoren die in de aardse dampkring terechtkomen, een geïoniseerd (zie 14.4.6) spoor achter dat korte tijd (enkele seconden is al vrij lang) radiogolven weerkaatst. Daardoor kunnen -met veel herhaling van minimale informatie- op VHF en UHF verbindingen worden gemaakt. De zwermen en hun baan om de zon zijn bekend en hun optreden -niet de intensiteit- is daardoor vrij nauwkeurig te voorspellen. Verbindingen worden meestal gemaakt in snelle CW of digitale modes, vanwege de korte duur van de meeste “bursts”. Geïnteresseerden kunnen meer informatie vinden op de site van de ARRL, de Amerikaanse radioamateurvereniging. Helaas in het Engels, maar de site is zeer compleet en informatief.

Moonbounce, EME

Een andere nogal exotische manier om op VHF en UHF verre verbindingen te maken is via de maan. Onder amateurs heet dat *moonbounce* of *EME*, afkorting van *Earth-Moon-*

Earth. Dan wordt de maan gebruikt als reflector en zo heb je een spiegelende antenne op gemiddeld ongeveer 380 000 km afstand. Dat is ongeveer 30 aarddiameters. Zo is bijna de halve aardbol te bestrijken. Helaas gaat dat niet met een standaard amateurzender en dito antenne. De afstand is te groot en de maan is ook nog eens geen goede reflector. Je hebt er vooral een antenne bij nodig die het uitgezonden signaal scherp bundelt (daarover verderop meer) en een flink zendvermogen. Om zoveel mogelijk ruis te vermijden, gaan de verbindingen doorgaans in CW. Engelstalige informatie is bijvoorbeeld hier (aanklikken) te vinden.

14.4.6 Propagatie via de ionosfeer

Eigenschappen, ionisatie

De ionosfeer is ijl. De dichtheid neemt naar beneden weliswaar toe, maar op de grens met de mesosfeer is deze nog steeds maar een fractie van die aan het aardoppervlak.

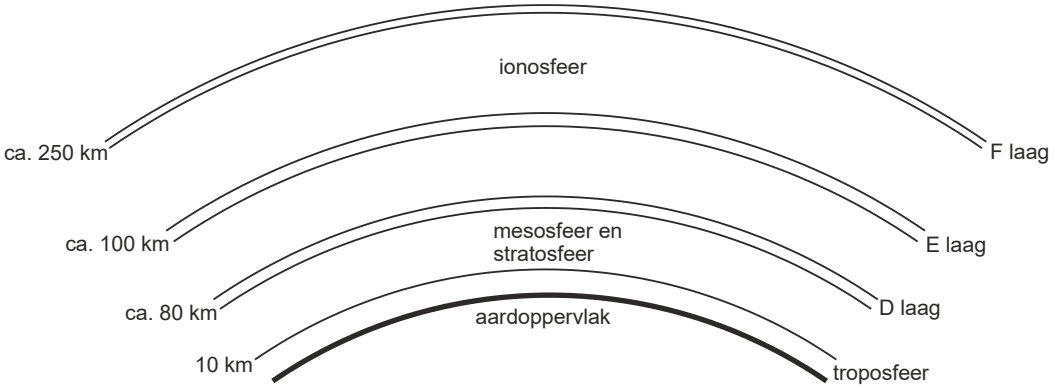
De zonnestraling is er nagenoeg ongefilterd en bevat naast zichtbaar licht veel straling van hoge energie als (ver) ultraviolet en Röntgenstraling. Er ontstaan vrije elektronen doordat de energie ze van hun atomen afsplitst. Een atoom of molecuul met een elektron te weinig is positief geladen. Dat heet een *positief ion*. Ionen worden weer gewone gasdeeltjes als ze een vrij elektron oppikken. Dat laatste heet *recombinatie*. Ionen beïnvloeden EM-straling door reflectie of absorptie.

Hoe minder hoog, hoe minder ijl de lucht en des te groter de concentratie aan deeltjes en losse elektronen. Daarmee gaat recombinatie van boven naar beneden steeds gemakkelijker, tot er in de mesosfeer nauwelijks nog langdurige ionisatie optreedt.

Er worden in de ionosfeer drie geïoniseerde lagen onderscheiden. Dat zijn:

- De D-laag, 70-80 km boven het aardoppervlak, bij de grens van ionosfeer en mesosfeer;
- De E-laag (Kennelly-Heaviside-laag), ongeveer 110 km boven het aardoppervlak;
- De F-laag (Appleton-laag), 250-280 km boven het aardoppervlak,

Figuur 14.4-4 brengt ze schematisch in beeld.



Figuur 14.4-4. De geïoniseerde lagen in de ionosfeer (niet op schaal; cursus 1999).

Van de D- en de E-laag wordt de mate van ionisatie sterk bepaald door de aan- of afwezigheid van zonnestraling. 's Nachts lossen ze op. Ook de F-laag dankt zijn ionisatie aan de zon, maar doordat recombinatie in de zeer ijle lucht op deze hoogte een traag proces is, is het verband met zonnestraling minder direct. Overdag splitst de F-laag zich in de F1- en de F2-laag.

Ionosferische lagen en de voortplanting van EM-golven

Geïoniseerde lucht beïnvloedt de voortplanting van EM-golven van MF tot VHF, maar op verschillende wijze. Meestal gaat het om reflectie, soms echter ook om absorptie.

Ruimtegolven tot ongeveer 2 MHz worden overdag door de D-laag volledig geabsorbeerd. Gevolg: communicatie via de grondgolf tot zo'n 80 km. De D-laag lost na zonsondergang op. Dan kunnen EM-golven de F-laag bereiken, waarna via die laag communicatie over grotere afstanden kan optreden. Toen de middengolf nog *de* omroepband was, was bekend dat je verre omroepstations, bijvoorbeeld uit Italië, pas 's avonds na donker goed kon horen. De 160 m-amateurband (in NL: 1810-1880 kHz) is door dezelfde oorzaak bij uitstek een nachtband. De reflectie van EM-golven in de ionosfeer hangt af van factoren als

- Frequentie
- De elektronenconcentratie in de betreffende laag in de ionosfeer
- De hoek waaronder de golf de laag treft.

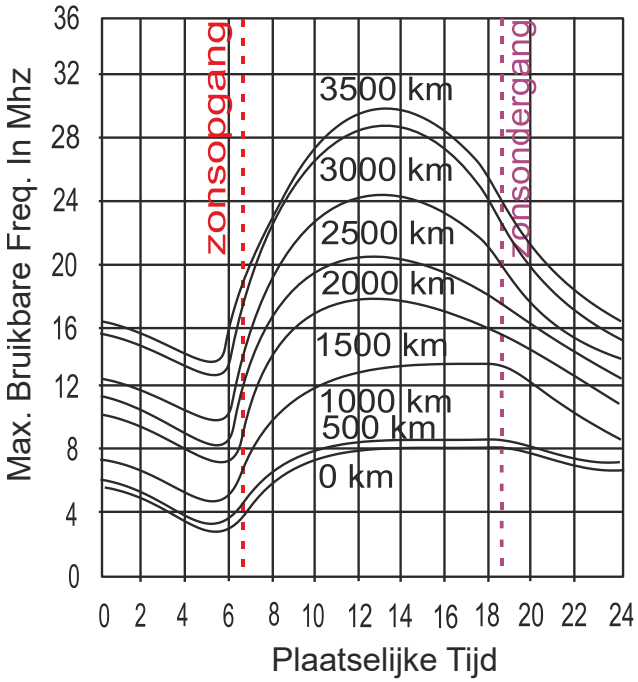
Dat laatste komt bekend voor van de tekst over de troposfeer, maar de achterliggende natuurkunde is een andere.

Kritische frequentie en maximaal bruikbare frequentie (MUF)

Bij het gedrag van een ionosferische laag horen twee belangrijke grootheden. Dat zijn:

- De **kritische frequentie**. Dat is de hoogste frequentie waarbij een verticaal uitgezonden golf nog wordt gereflecteerd.
- De **maximaal bruikbare frequentie** (***MUF***, afkorting van *Maximum Usable Frequency*). Dat is de hoogste frequentie waarvan de EM-golven bij vlakke afstraling nog net worden gereflecteerd en die daarom onder die omstandigheden nog net kan worden gebruikt voor radiocommunicatie.

De grootheden zelf worden grotendeels bepaald door de zonnestand, dat wil zeggen de tijd van de dag en het seizoen, want de zonnestand hangt met allebei samen. Figuur 14.4-5 geeft een idee hoe de MUF over de dag kan veranderen.



Figuur 14.4-5. De reflecterende eigenschappen van de ionosfeer veranderen gedurende de dag (cursus 1999).

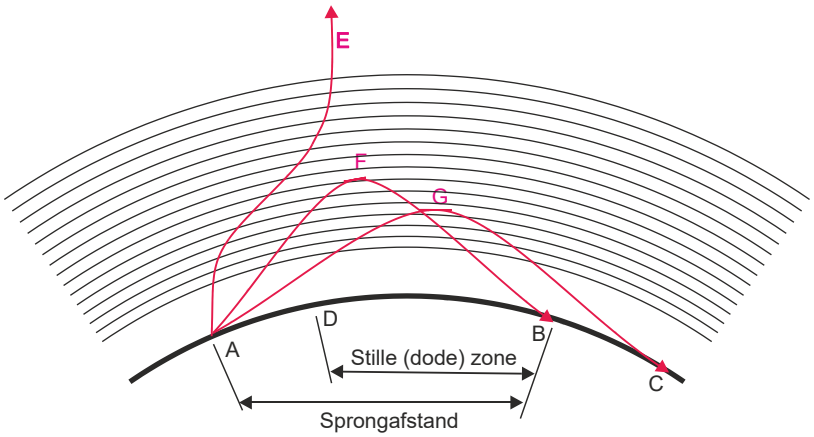
Omdat de zon (gemiddeld) in het oosten opkomt en in het westen ondergaat, neemt de MUF bij zonsopkomst gemiddeld het eerst toe in oostelijke richting en bij zonsondergang gemiddeld het laatst af in westelijke richting.

De ionisatiegraad in de ionosfeer en daarmee de kans op verre radioverbindingen op HF hangt ook samen met de zonneactiviteit. Het vuistregeltje is: actieve zon → veel mogelijkheden op HF en weinig actieve zon → weinig mogelijkheden op HF. De zonne-activiteit heeft invloed op onder meer de concentratie aan geladen deeltjes ("zonnewind") die door de zon het heelal in wordt geblazen en de hoeveelheid ioniserende straling. De zonne-activiteit varieert in een 11-jarige cyclus, de *zonnevlekkencyclus*. De activiteit van het moment is ongeveer te schatten via het aantal zonnevlekken. Vandaar de naam. Veel vlekken betekent hoge activiteit; weinig of geen vlekken betekent lage activiteit. Wie de activiteit van de zon wil volgen, kan terecht op https://www.spaceweather.com/.

In de zomer staat op onze breedte de zon veel hoger boven de horizon dan in de winter. Daardoor levert de zon in de zomer per m^2 veel meer vermogen dan 's winters. Dat heeft onder meer invloed op de E-laag. Die geeft in het zomerhalfjaar soms mogelijkheden voor verbindingen over enkele duizenden km op de hogere HF-frequenties. Maar een hooggeïoniseerde E-laag kan ook verbindingen via de F-laag in de weg zitten, doordat de E-laag de EM-golven reflecteert vóór ze de F-laag bereiken en ze daardoor op kortere afstand weer terug zijn bij het aardoppervlak.

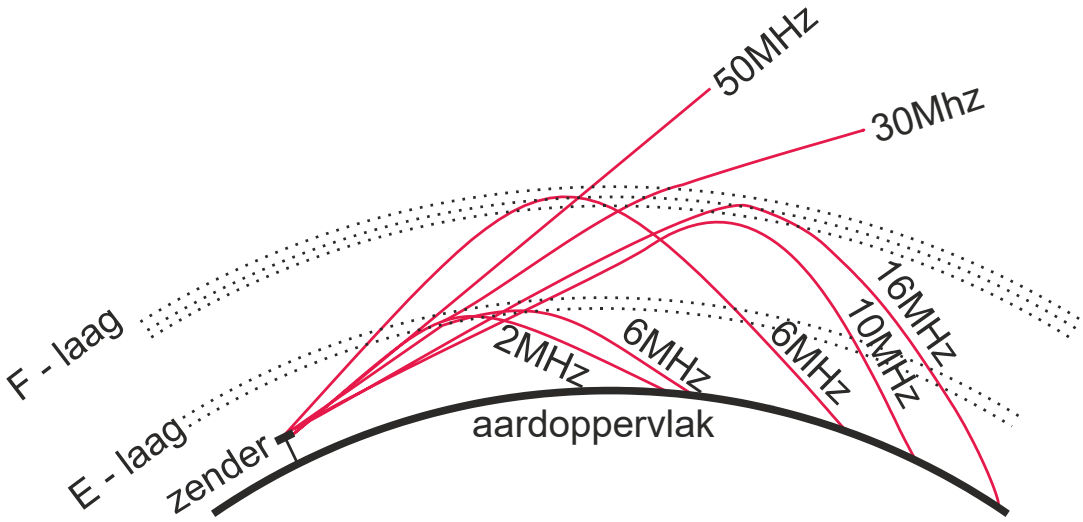
Sprongafstand (skip distance) en stille zone (dode zone, dead zone)
Uit de definities van kritische frequentie en MUF volgt dat er voor frequenties daartussenin een zone is, waarin ze niet kunnen worden ontvangen. Reflectie is pas

mogelijk als de EM-golf de reflecterende laag onder een niet te steile hoek treft. Is de hoek te steil, dan wordt de golf wel afgebogen, maar niet genoeg om weer richting aarde te gaan. Is de hoek vlakker, dan wordt hij wel gereflecteerd. Figuur 14.4-6 geeft een plaatje.



Figuur 14.4-6. Effect van de opstralingshoek op de propagatie, sprongafstand (skip distance) en stille zone (dead zone). (Cursus 1999, iets aangepast)

Vanaf punt A wordt een EM-golf uitgezonden. Is die te steil (lijn AE), dan verdwijnt hij na wat omzwervingen in de ionosfeer de ruimte in. De minder steil opgestraalde golf langs de route AFB wordt wel gereflecteerd. In principe zou dan het gebied tussen A en B niets ontvangen. Dat is niet het geval als de grondgolf van A tot D reikt. Dan is de *stille zone* of *dode zone* waarin het station op punt A niet te ontvangen is, het gebied tussen D en B. In het Engels heet die zone ook wel de *dead zone*. De afstand AB heet de *sprongafstand*, in het Engels *skip distance*. Tenslotte AGC met de kleinste opstralingshoek van de drie. Die wordt lager al gereflecteerd, maar heeft door de kleinere hoek toch een grotere sprongafstand. Figuur 14.4-7 laat in een voorbeeld zien hoe sprongafstand, opstralingshoek en frequentie onder bepaalde ionosferische omstandigheden kunnen samenhangen.



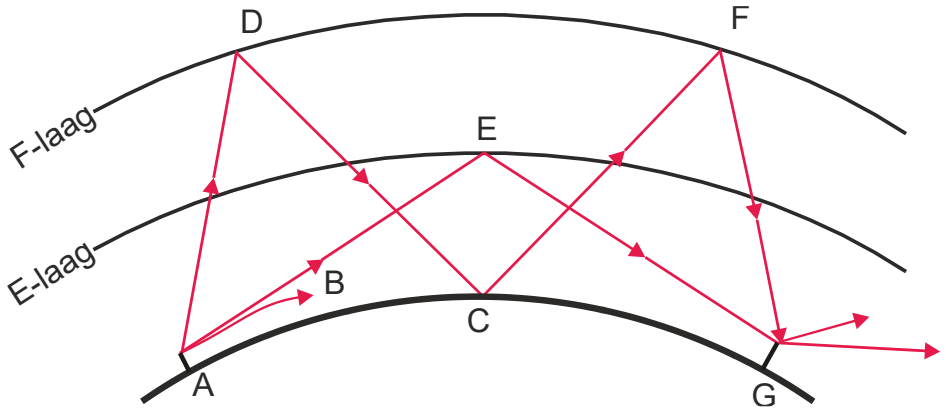
Figuur 14.4-7. Voorbeeld van het verband tussen frequentie en sprongafstand of skip distance. (Opnieuw getekend naar cursus 1999)

De frequenties van 30 MHz en hoger worden in dit voorbeeld niet gereflecteerd en verdwijnen in de ruimte. Lagere frequenties worden gereflecteerd in de ionosfeer; 10 en 16 MHz via de F-laag. Een vlak opgestraalde 6 MHz wordt al in de E-laag teruggebogen, de steilere gaat door de E-laag heen en wordt pas afgebogen in de veel hogere F-laag, waardoor de sprongafstand dan groter is. De 2 MHz ontmoet alleen de E-laag en heeft een bijna even grote sprongafstand als de vlak opgestraalde 6 MHz. De sprongafstanden verschillen per frequentie. Om kort te gaan: de ionosfeer zorgt vaak voor verrassingen.

Fading

Wie naar radioverkeer op de korte golf luistert, zal het vroeg of laat opvallen dat de signaalsterkte van stations in korte tijd sterk kan wisselen. Dat verschijnsel staat bekend onder de naam *fading*. Fading is meestal een gevolg van wisselingen in de ionisatietoestand en/of verandering van hoogte van lagen in de ionosfeer.

Met behulp van Figuur 14.4-8 is te zien hoe fading op twee manieren kan ontstaan.



Figuur 14.4-8. Het ontstaan van fading.

De zender in A zendt onder een veelheid aan verticale hoeken EM-golven uit. Dat gebeurt bij elke antenne. De richting van afstraling is nooit zo scherp gebundeld als bijvoorbeeld een laserstraal.

De golf ABC is een oppervlaktegolf. De golf AEG is een ruimtegolf die wordt weerkaatst door de E-laag. Een steiler uitgezonden ruimtegolf wordt in punt D gereflecteerd door de F-laag en wordt in C ontvangen. Bovendien wordt deze ruimtegolf gereflecteerd door het aardoppervlak, bereikt de F-laag opnieuw in punt F en wordt daar weerkaatst en ontvangen in G. Dat is een dubbele reflectie (Engels: *two-hop transmission*). Het pad tussen zender en ontvanger kan een aantal van die reflecties bevatten (Engels: *multi-hop transmission*).

De in C ontvangen golf is de som van twee golven: de grondgolf via B en de weerkaatste ruimtegolf via D. Die hebben verschillende afstanden afgelegd. Dat verschil leidt tot

verschillen in fase. Zijn ze in fase, dan versterken ze elkaar. Zijn ze in tegenfase, dan treedt verzwakking op. Doordat bij de ruimtegolf de reflectiehoogte niet constant is, is het faseverschil dat ook niet. Bij een reflectiehoogte van zo'n 250 km en een golflengte van 20 meter (voor zendamateurs *de* band voor werken op lange afstand) hoeft de reflectiehoogte maar een heel klein beetje te veranderen voor 180 graden faseverschuiving.

Behalve grondgolf en weerkaatste ruimtegolf kunnen ook twee weerkaatste ruimtegolven samenkomen. Het steilere deel van de afstraling in punt A gaat via de F-laag. Het minder steile deel gaat via de E-laag. Als ze in punt G samenkomen, ontstaat fading door het samenkomen van die twee weerkaatste ruimtegolven. Zelfde oorzaak: veranderend faseverschil. De fading is het grootst als beide golven ongeveer even sterk zijn. Fading kan langzaam zijn, maar soms ook heel snel.

Er is ook *selectieve fading*. Die ontstaat als binnen de bandbreedte van een signaal een deel anders wordt beïnvloed dan een ander deel. Het is vooral bekend van AM en DSB. Dan kan de ene zijband verzwakken ten opzichte van de andere en kan bij de demodulatie vervorming optreden.

Fading kan door tal van andere oorzaken in de hoge atmosfeer optreden. Enkele voorbeelden: magnetische storingen, veroorzaakt door zonne-uitbarstingen, sporadische ionisatie, Noorderlicht, enz. Noorderlicht of aurora, een vorm van ionisatie als gevolg van deeltjesstromen uit zonne-uitbarstingen, kan heel vreemde effecten opleveren met vervormingen van stemgeluid zoals hese of borrelende geluiden. Op VHF bijvoorbeeld wordt daarvan gebruik gemaakt om verbindingen te maken die anders maar zelden mogelijk zijn. CW is dan de meest 'bedrijfszekere' methode.

14.5 Antennevariaties

14.5.1 Inleiding

In de amateurwereld kom je een veelheid aan antennevormen tegen. We zullen ze lang niet allemaal behandelen. Dat is voor het zendexamen ook niet nodig. Wat in dit hoofdstuk aan de orde komt, is voldoende.

Enkele antennes, de midden- en eindgevoede dipool, hebben we al besproken in paragraaf 14.3.

We behandelen in deze paragraaf

- De isotrope straler (een puur theoretische antenne)
- Afstand en verzwakking
- Verticale antennes
- De gevouwen dipool
- Antennes met parasitaire elementen; voor-achterverhouding
- Dipool met sperkringen
- Apertuurantennes

- Stralingsdiagrammen
- De effectief stralende of ontvangende oppervlakte van een antenne

14.5.2 De isotrope straler, een theoretische maat voor antenne"versterking"

Iets heet *isotroop* als het in alle richtingen dezelfde eigenschappen bezit. Een bol is isotroop. Een lijn niet. Geen antenne is isotroop. Een lijnvormige antenne, zoals een dipool, straalt het meeste vermogen uit loodrecht op de richting waarin hij is gespannen en precies in zijn lengterichting niets.

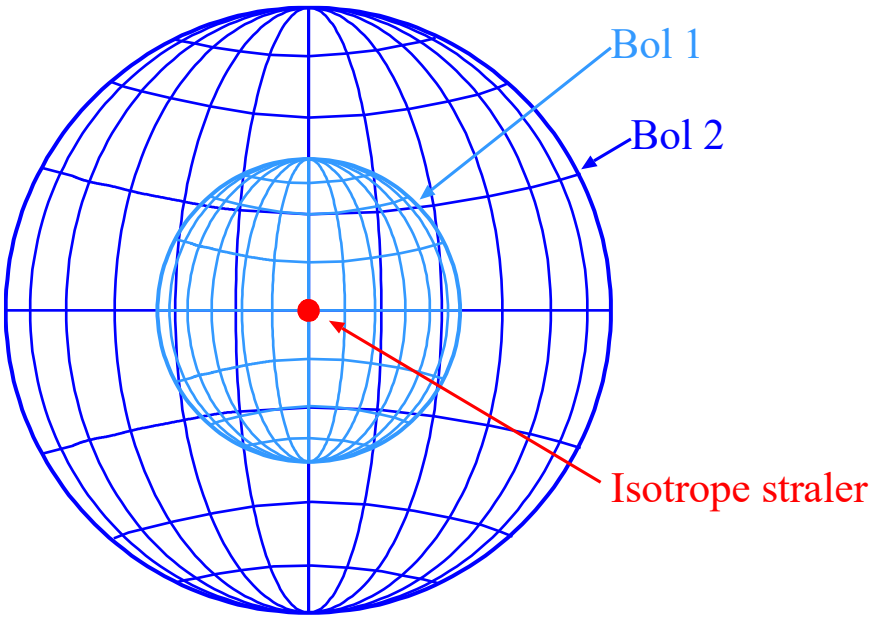
Een isotrope straler is dan ook een theoretische antenne. Hij verdeelt het uitgestraalde vermogen exact gelijk over alle richtingen. Hij wordt in berekeningen gebruikt om de "versterking" van een antenne aan te geven. Het is dus een soort ideaal referentieding.

In werkelijkheid versterkt een antenne niet, maar bundelt in meerdere of mindere mate uitgestraalde energie. De "versterking", ook wel *gain* genoemd, is de verhouding tussen het uitgestraald vermogen van de antenne in de richting waarin dit het sterkst is en dat van een isotrope straler. De verhouding wordt uitgedrukt in dBi, met de "i" van isotroop.

Een in de vrije ruimte geplaatste dipool heeft een gain van 2,15 dBi. Dat wil zeggen dat het loodrecht op de antenne uitgestraalde vermogen 2,15 dB groter is dan het in alle richtingen uitgestraalde vermogen van een isotrope straler, bij gelijk aangeleverd vermogen. De gain van de dipool gaat ten koste van het vermogen in de langsrichting. Een antenne kan nu eenmaal niet meer vermogen uitstralen dan er ingaat.

14.5.3 Afstand en verzwakking

Hoe groter de afstand tot de zendende antenne, des te zwakker wordt het door de antenne veroorzaakte EM-veld. De sterkte van het veld is uit te drukken als *vermogensdichtheid*, dat is het aantal W dat door een oppervlakte van 1 m^2 loodrecht op de stralingsrichting gaat. De eenheid van vermogensdichtheid is daarom W/m^2. Het aantal W/m^2 neemt af met toenemende afstand tot de bron. De vraag is, hoe sterk die afname is.



Figuur 14.5-1. Isotrope straler (de rode punt) in het middelpunt van twee concentrische bollen.

We bekijken Figuur 14.5-1 waarin we een isotrope straler (rode punt) zien in het gezamenlijk middelpunt van twee denkbeeldige bollen van ongelijke grootte.

De oppervlakte A_{bol} van een bol is gelijk aan $4\pi r^2$, waarin r de bolstraal is. In de vorm van een vergelijking:

$$A_{\text{bol}} = 4\pi r^2 \qquad (14.5\text{-}1)$$

De boloppervlakte is dus evenredig is met het kwadraat van de straal. Het hele door de isotrope straler uitgezonden vermogen moet door het oppervlak van Bol 1. De vermogensdichtheid E_1 op Bol 1 is gelijk aan het vermogen P van de straler gedeeld door $A_{\text{Bol 1}}$. Als vergelijking geschreven:

$$E_1 = \frac{P}{A_{\text{Bol 1}}} = \frac{P}{4\pi r_1^2} \qquad (14.5\text{-}2)$$

Datzelfde vermogen moet ook door het oppervlak $A_{\text{Bol 2}}$ van de grotere Bol 2. De vermogensdichtheid E_2 op Bol 2 is hetzelfde vermogen P gedeeld door $A_{\text{bol 2}}$:

$$E_2 = \frac{P}{A_{\text{Bol 2}}} = \frac{P}{4\pi r_2^2} \qquad (14.5\text{-}3)$$

$A_{\text{bol 2}}$ is evenredig met het kwadraat van de straal van Bol 2, net zoals $A_{\text{bol 1}}$ evenredig is met het kwadraat van de straal van Bol 1.

Dan is de vermogensdichtheid door de boloppervlakken omgekeerd evenredig met het kwadraat van hun bolstralen. In vergelijkingvorm:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{P}{4\pi r_1^2} \cdot \frac{4\pi r_2^2}{P} = \frac{r_2^2}{r_1^2} \qquad (14.5\text{-}4)$$

In cijfers: Is de straal van Bol 2 2x zo groot als die van Bol 1, dan is de vermogensdichtheid van de straling door Bol 2 1/4 van die door Bol 1. Is de straal van Bol 2 drie keer zo groot als die van Bol 1, dan is de vermogensdichtheid van de straling door Bol 2 gelijk aan 1/9 van die door Bol 1, enz.

Nog eens in woorden: Bij direct "zicht" op de EM-stralingsbron is de vermogensdichtheid van de EM-straling omgekeerd evenredig met het kwadraat van de afstand tot de bron.

Reflecties en dergelijke leveren extra verliezen. Als een EM-golf eenmaal is ontstaan, komt er nooit vanzelf vermogen bij. "Je kunt nooit winnen, wel verliezen en op zijn best gelijkspelen", heeft ooit een natuurkundige gezegd.

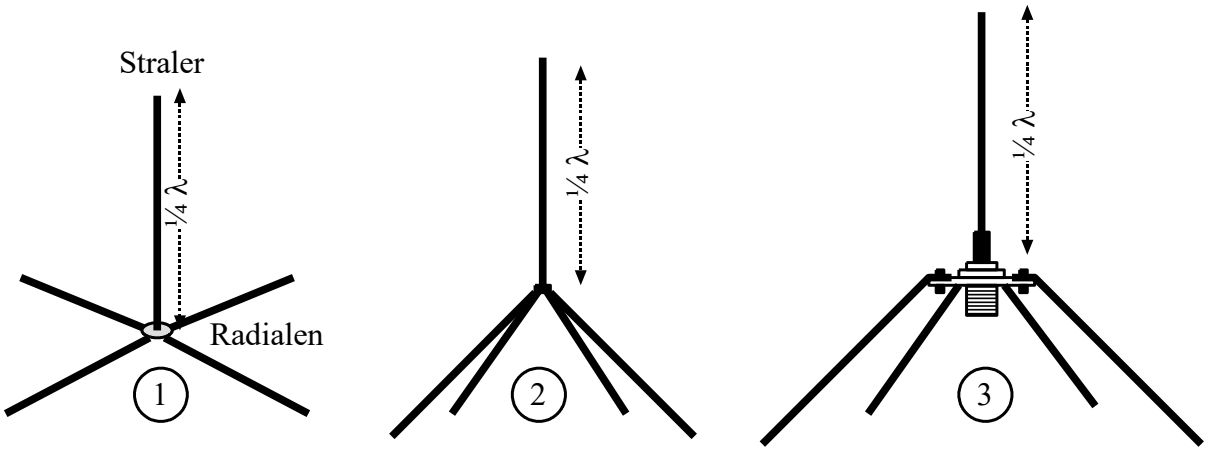
14.5.4 Verticale antennes (groundplane)

Een eerste gedachte bij dit onderwerp zou kunnen zijn: "zet een dipool op zijn kant en klaar is Kees. Meestal zal zo'n verticale dipool evenwijdig zijn aan de (metalen) mast waaraan hij is gemonteerd. Dat geeft ongewenste beïnvloeding, verliezen en vooral verstemming. De omlaagwijzende punt van de dipool staat ook nog eens dichter bij de aarde dan de punt die omhoog staat. Dat gaat ten koste van de symmetrie. Dat laatste effect wordt minder naarmate de antenne, uitgedrukt in golflengten, hoger hangt of staat.

Meestal is een verticale antenne geen halve, maar een kwart golf lang, Een "ideale" aarde levert de oplossing: die spiegelt het andere kwart erbij. In de praktijk moet die aarde een beetje geholpen worden, want de aarde is geen echt goede geleider. Dat kan met een ronde geleidende plaat met een straal van ¼λ onderaan en loodrecht op de antenne. In de praktijk volstaat een aantal geleiders van ¼λ lang vanuit de onderkant van de antenne. Die noemen we meestal *radialen*, niet te verwarren met radialen bij hoeken (Hoofdstuk 2). Volgens sommige antenneboeken mag de lengte van de radialen wat meer zijn dan ¼λ.

De uitvoering, waarbij de radialen een hoek van 90 graden maken met de straler, heeft op het voedingspunt tussen radialen en straler een impedantie van ruim 30 ohm. Als de hoek 135° is, is die 50 ohm. Daarmee past de antenne perfect aan op coax met een karakteristieke impedantie van eveneens 50 ohm. Figuur 14.5-2 laat ze allebei zien, plus rechts één met coax-aansluiting. De binnenader is verbonden met de straler; de mantel met de radialen. De antenne is asymmetrisch. Er is geen balun nodig. Dit soort antenne staat bekend onder de naam *groundplane*.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

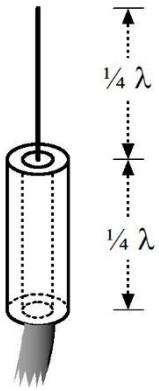


Figuur 14.5-2. Groundplane antenne. 1) met horizontale radialen; 2) met radialen onder een hoek van 135°met de straler; 3) uitvoering met coax-aansluiting.

De antenne kan in een mast worden gemonteerd, liefst bovenin, zodat de meestal metalen mast niet 'langszij' komt. De radialen vormen de namaak-aarde. De afstralingsrichting van zo'n verticale antenne is vrijwel horizontaal. Dat kan een voordeel zijn in verband met ionosferische propagatie. De antenne is rondom even gevoelig.

Het elektrische deel van het EM-veld staat verticaal. Daarom is de straling van een groundplane verticaal gepolariseerd. Hij wordt meestal voor VHF en UHF gebruikt.

Een variant op de groundplane is de *sleeve-antenne*. *Sleeve* betekent *mouw*. Kijk naar de afbeelding in Figuur 14.5-3 en de term zal vermoedelijk meteen duidelijk zijn.

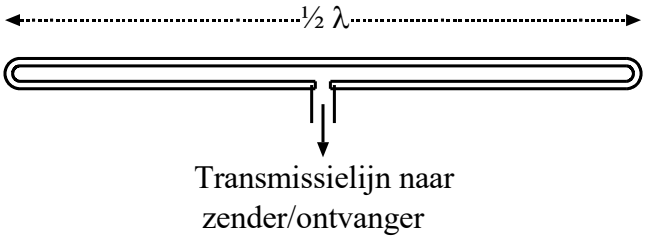


Figuur 14.5-3. Sleeve-antenne

De radialen zijn vervangen door een geleidende bus, meestal van aluminium, ¼λ lang vanaf het voedingspunt en rondom de coaxiale voedingskabel. De impedantie op het voedingspunt is bij dit soort antenne ongeveer 75 ohm. De binnenader van de coax is verbonden met de antenne, de mantel met de sleeve.

14.5.5 De gevouwen dipool

De gevouwen dipool is een volle golflengte lang, maar is in tweeën gevouwen, zodat het geheel maar ½λ lang is. Dat ziet eruit als in Figuur 14.5-4.



Figuur 14.5-4. Gevouwen dipool.

De twee bochten liggen een kwart golflengte van het aansluitpunt. Bij een halve-golf-dipool zouden hier de hoogohmige uiteinden liggen. Ook in dit geval is de impedantie op de bochten hoog om weer heel laag te worden in het midden van de bovenste helft van de dipool. Door deze bouw is de ingangsimpedantie van de gevouwen dipool 4x zo hoog als die van de enkelvoudige dipool. Die laatste heeft bij resonantie ongeveer 73 ohm; de gevouwen dipool een kleine 300 ohm. De oorzaak is dat nu niet één, maar twee in serie geplaatste kwartgolf stralers de EM-golf uitzenden. Bij gelijkblijvend vermogen voor de hele antenne komt dat neer op de halve stroom bij dubbele spanning op de aansluiting, vergeleken met een enkele dipool.

14.5.6 Antennes met parasitaire elementen

Parasitaire elementen nemen een deel van de uitgestraalde energie van een antenne op en stralen die opnieuw uit. Dat beïnvloedt het ruimtelijke stralingspatroon van de antenne. We gebruiken dat verschijnsel om het uitgestraalde vermogen te bundelen. Daarmee wordt niet alleen meer vermogen uitgezonden in de gewenste richting, maar bij ontvangst is de antenne voor signalen uit diezelfde richting gevoeliger. De bundeling werkt dus bij zenden èn bij ontvangen.

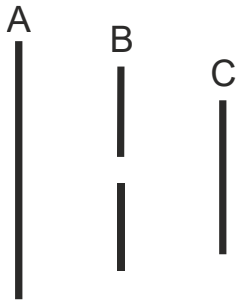
We beginnen met een dipoolantenne zoals die in subparagraaf 14.3.3. Wordt vlak bij de dipool een geleider (draad of staaf) geplaatst, dan ontvangt die laatste de EM-golf van de antenne en straalt hem ook weer uit. Het faseverschil tussen ontvangen en (her)uitgezonden signaal hangt af van de lengte van de geleider en zijn afstand tot de straler. Is de geleider (iets) langer dan een halve golflengte, dan gedraagt hij zich inductief en zendt de golf iets vertraagd weer uit. Is hij korter dan een halve golflengte, dan gedraagt hij zich capacitief en zendt de golf versneld (en verzwakt) uit. Zulke geleiders heten *parasitaire elementen*.

Een inductief element kan als reflector werken. Het wordt op een afstand tussen ongeveer 0,15 tot 0,25 golflengte parallel aan de straler geplaatst. Die afstand hangt af van de verhouding reflectorlengte/halve golflengte. De reflector straalt de ontvangen golf weer uit, maar met vertraging en met een zodanig faseverschil dat de golf achter de reflector

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

aanzienlijk wordt verzwakt. Door de afstand tot de straler is de gereflecteerde golf, als deze de straler weer bereikt, in fase met de golf uit de straler en versterkt deze. Daarmee wordt bereikt dat de antenne naar één kant flink meer vermogen uitstraalt dan naar de andere.

Een capacitief (korter) element werkt andersom. Het heet *director* en wordt vóór de straler geplaatst. Daarmee wordt de voorwaartse golf beter gebundeld. Zulke antennes hebben vaak meer dan één director, soms meer dan 10. Figuur 14.5-5 toont de opbouw van een antenne met drie elementen. Van groot naar klein zijn dat respectievelijk de reflector, de straler (in tweeën gedeeld voor de kabelaansluiting) en een director.



Figuur 14.5-5. Halvegolf-straler (B) met links een reflector (A) en rechts een director (C) (cursus 1999)

De straler mag ook een gevouwen dipool zijn. De aansluitimpedantie wordt dan verviervoudigd ten opzichte van die van een enkelvoudige dipool.

Dit soort antennes heet Yagi-antenne, naar één van zijn twee uitvinders, de Japanse professoren Hidetsugu Yagi en Shintaro Uda. Hoewel Uda degene was die het meest aan de uitvinding bijdroeg, is de naam Yagi aan de antenne verbonden gebleven. Yagi publiceerde namelijk het eerste Engelstalige artikel erover, waardoor de kennis ook voor westerlingen beschikbaar kwam.

Voor/achterverhouding

Bij een Yagi-antenne noemen we de richting waarin vanaf de straler gezien de directoren zitten *vóór*; de richting waar de reflector zit, noemen we *achter*. Omdat een yagi zijn uitstraling bundelt, is de *voor/achterverhouding* van belang. Dat is de verhouding van het naar voren en het naar achteren uitgestraalde vermogen. Het wordt uitgedrukt in dB. Een voor/achterverhouding van 12 dB betekent dat naar voren 16x zoveel vermogen wordt uitgestraald als naar achteren. Het betekent ook dat de antenne bij ontvangst van een station ervóór een 12 dB sterker signaal doorgeeft naar de ontvanger dan dat van een station met gelijke veldsterkte achter de antenne. Door de antenne op een gewenst station te richten, wordt het signaal van dat station sterker ten koste van andere signalen.

Gain, antennewinst of antenneversterking

Deze drie termen betekenen hetzelfde: de verhouding van vermogen dat door een bepaalde antenne naar voren wordt uitgestraald en dat van een isotrope straler of van een dipool bij dezelfde vermogensinput. Deze verhouding wordt uitgedrukt in dB.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

De verhouding met een isotrope straler wordt weergegeven in dBi, die met een dipool met dBd. We weten al dat een dipool enig richteffect heeft en dus geen isotrope straler is. Het verschil in gain G uitgedrukt in dBi met dat in dBd is 2,15:

$$G(\text{dBi}) = G(\text{dBd}) + 2{,}15 \qquad (14.5\text{-}5)$$

Het is daarom bij het bekijken van specificaties van een antenne altijd oppassen, welke maatstaf wordt gebruikt. Die hoort te worden aangegeven.

Effective radiated power (ERP)

In het Nederlands heet dat *effectief uitgestraald vermogen*. Dat is het aan de antenne toegevoerde vermogen maal de getalswaarde van de gain (dus géén dB) ten opzichte van een dipoolantenne. Bij een antenne met een versterking van 12 dBd is de versterking in getalvorm 16. 10 W naar een antenne met 12 dB gain betekent dus een ERP van 160 W.

Als een isotrope straler als uitgangspunt wordt genomen, spreken we van EIRP met de I van Isotropic. Dat scheelt de inmiddels bekende 2,15 dB met de dipool. Afgerond is dat een factor 1,6. De EIRP in het voorbeeld wordt dan $1{,}6 * 160\ \text{W} \approx 260\ \text{W}$. Voor alle duidelijkheid: het effectief uitgestraald vermogen wordt er niet groter van en fabrikantenspecificaties alleen in schijn indrukwekkender.

Tenslotte twee vergelijkingen die soms handig kunnen zijn. Daarin is P_P het vermogen op de antenneplug, dat is waar de transmissielijn bij de antenne eindigt. P_ERP staat voor ERP en G_A voor antennewinst (niet in dB, maar winst als verhoudingsgetal).

$$P_\text{ERP} = P_\text{P} G_\text{A} \qquad (14.5\text{-}6)$$

Op die andere antenneplug, die bij de zender, moeten we ook rekening houden met kabelverliezen tussen zender en antenne. Daarvoor kunnen we het begrip *rendement*, vaak voorgesteld door de Griekse letter η (spreek uit: èta), gebruiken met de toevoeging K van kabel en de P met toevoeging Z van zender:

$$P_\text{ERP} = \eta_\text{K} P_Z G_\text{A} \qquad (14.5\text{-}7)$$

Stel dat de zender op de antenne-aansluiting 100 W levert, het kabelverlies 3 dB is en de antenne 6 dB winst geeft. Dan is $\eta_\text{K} = 0{,}5$ en $G_\text{A} = 4$ en $P_\text{ERP} = 0{,}5 * 100\text{W} * 4 = 200\text{W}$.

Als deze grootheden in dB worden uitgedrukt, wordt de vermenigvuldiging van vergelijking (14.5-7) een optelling.

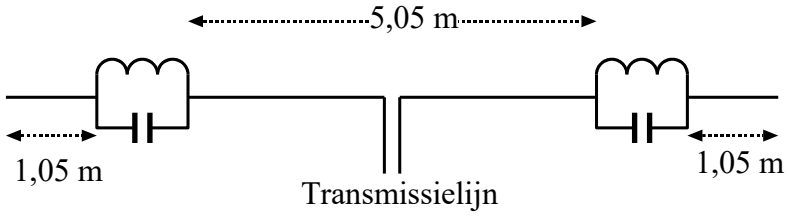
14.5.7 Dipool met sperkringen

Zeker voor wie in een huis woont met niet al te veel ruimte eromheen, is het handig om met één antenne meerdere amateurbanden te kunnen bestrijken. Voor VHF-UHF kun je nog een stuk of wat antennes in één mast hangen; voor de korte golf wordt dat door de afmetingen lastig. Een zendamateur die op de korte golf verbindingen wil maken, zal vaak behoefte hebben aan een antenne die meer dan één amateurband aankan en toch een redelijke gain heeft. Daar is natuurlijk wat op gevonden. Dat is de dipool met sperkringen.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

In hoofdstuk 5 zagen we dat een parallelle LC-kring op zijn resonantiefrequentie een oneindige (nou ja, heel grote) impedantie vertegenwoordigt. Zo'n LC-kring kun je op de uiteinden van een halvegolf-dipool die voor een bepaalde frequentie is gemaakt, monteren. Als de kringen op dezelfde frequentie resoneren als de antenne zelf, heeft dat weinig invloed op de werking van de antenne, want die is op beide uiteinden toch al heel hoogohmig. Maar deze constructie geeft de mogelijkheid, achter deze zogenoemde *traps* een tweede stuk antenne te spannen/monteren, zodat de twee antennestukken samen een dipool vormen voor een lagere frequentie.

Bij de lagere frequentie is de parallelkring in de antenne inductief. Dat kan de antenne elektrisch gezien iets verlengen, maar veel is dat niet. Figuur 14.5-6 geeft een schema van een antenne voor de 10- en de 15 m amateurband (resp. 28-30 en 21-21,45 MHz).



Figuur 14.5-6. Schema van een antenne met traps voor de 10- en de 15-m amateurband

In een antenne met reflector en eventueel director(en), hebben alle elementen traps. Er is technisch geen enkel bezwaar om op de uiteinden van de tweebands antenne een tweede set traps in te bouwen voor een derde band met weer lagere frequentie. Bij sommige fabrieksantennes zijn beide traps listig samengevoegd tot ogenschijnlijk één trap voor twee extra banden. Foto 14.5-1 laat een antenne-opstelling zien met meerdere antennes.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

Foto 14.5-1. Voorbeeld van een antenne-opstelling. De grote antenne heeft ogenschijnlijk traps voor één extra frequentie, in werkelijkheid voor twee (zie tekst). Erboven een quad voor 144-146 MHz (met de gekruiste draadhouders); daarboven een verticale antenne voor drie banden zonder zichtbare traps; de meerbandenconstructie zit binnenin de buis. De kooiachtige constructie onder de antennes bevat een rotor om de antennes in alle richtingen te kunnen draaien.

De grootste antenne met straler en reflector heeft ogenschijnlijk traps voor één extra frequentie. Dat zijn de verdikkingen in de aluminium buis. In werkelijkheid is het een antenne voor de 10-, 15- en 20-m amateurbanden. In de verdikkingen zit namelijk een slimme constructie met traps voor twee banden. Ter geruststelling: die 'slimme' constructies zijn geen examenstof. Evenmin examenstof is de zogenoemde quad-antenne voor 144-146 MHz erboven, herkenbaar aan de acht paren gekruiste draadhouders (1 reflector, 1 straler en 6 directors). Een quad is een hele golf-antenne in vierkantsvorm. Daarboven staat een verticale antenne voor drie verschillende amateurbanden (70 cm, 2 meter en 6 meter). Ook die heeft een soort traps, maar die zitten weggewerkt binnen de buis van de antenne. Traps doen hun werk dus ook in verticale antennes.

14.5.8 Apertuur-antennes

In subparagraaf 14.3.18 hebben we kennis gemaakt met één soort apertuurantenne, de hoornantenne. In het algemeen is een apertuurantenne een antenne waarvan de straler of reflector (veel) groter is dan de gebruikte golflengte. Ze worden voornamelijk gebruikt bij heel hoge frequenties. Door de kleine golflengte hebben zulke antennes min of meer hanteerbare afmetingen.

Een vorm is de paraboolantenne. Daarin heeft de dwarsdoorsnede van de reflector de vorm van een parabool. Een parabooldoorsnede is geen doorsnede van een cirkelsegment. Zijn belangrijkste eigenschap is, dat een parabool een evenwijdige bundel EM-straling, dus ook licht, zo nauwkeurig mogelijk concentreert in een punt, het brandpunt. Wie een

heel grote wil zien (diameter 25 m), kan naar het natuurgebied Dwingelderveld in Drenthe, waar een afgedankte astronomische radiotelescoop een nieuw leven heeft gekregen dankzij een groep zendamateurs. De link naar hun website is:

Dwingeloo Radiotelescoop | CAMRAS – C.A. Muller Radioastronomie Station | PI9CAM

Voor thuisgebruik door amateurs is dit model met zijn doorsnede van 25 m niet bepaald handzaam. Voor UHF en vooral SHF zijn kleinere exemplaren in de handel.

Foto 14.5-2 hieronder geeft een plaatje.

Foto 14.5-2. De voormalige radiotelescoop in Dwingeloo. Voor de maat: zie de kleine mensjes op de trap. Foto: Joop van Zeeland, PA9JOO.

De hoornantenne van subparagraaf 14.3.18 kan worden gebruikt voor het “belichten” (zo heet dat) van een parabool van bijvoorbeeld metaalgaas. Als de hoorn op de juiste afstand (brandpuntsafstand) staat, kan de parabool een scherpere bundeling met bijbehorende grotere ERP leveren dan de hoorn zelf. Voor de linkerrand van de schotel op Foto 14.5-2 zien we de top van een constructie met die functie.

Voor wie een idee wil krijgen over het berekenen van de antennewinst van een parabool hebben we hieronder een kadertje opgenomen. Het is geen examenstof.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Winst van een paraboolantenne met cirkelvormige opening en straler in het brandpunt.
De antennewinst G in dBi hangt af van de verhouding van de golflengte λ en de diameter D van de reflector volgens:

$$G \approx 10.\log \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$$

Daarin is η het rendement, meestal met een waarde tussen 0,5 en 0,6. Als $D \approx \lambda$, dan is G ongeveer 7 dBi. Voor dBd (t.o.v. een dipool) moet daar 2,15 dB vanaf. Dan blijft een kleine 5 dBd over. Voor $D \approx 2\lambda$ wordt dat 13 dBi (11 dBd) en $D \approx 3\lambda$ levert 16 dBi, ongeveer 14 dBd op.

De openingshoek ψ (psi) in graden tussen de -3 dB-lijnen in het stralingsdiagram (subpar. 14.5.9) is te berekenen volgens

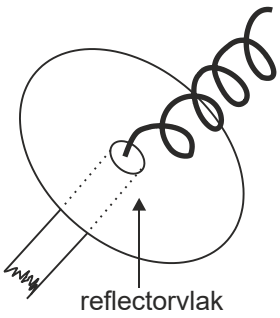
$$\psi \approx 70\frac{\lambda}{D}$$

Voor $D \approx 3\lambda$ komt dat neer op ongeveer 23°.

Zie ook: https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/parabolic-reflector-antenna/antenna-gain-directivity.php, helaas in het Engels.

Je kunt uit het kadertje opmaken dat een parabolische schotelantenne ten opzichte van een yagi pas interessant wordt als de schoteldiameter (ruim) meer dan drie golflengten is.

Een ander soort apertuur-antenne is de *helical-* of *helix-antenne*. Figuur 14.5-7 toont een tekening van een helical-antenne met reflector. Dat is een spiraalvormige antenne die vooral in zijn lengterichting straalt. De polarisatie is circulair, dat wil zeggen dat de polarisatierichting ronddraait.



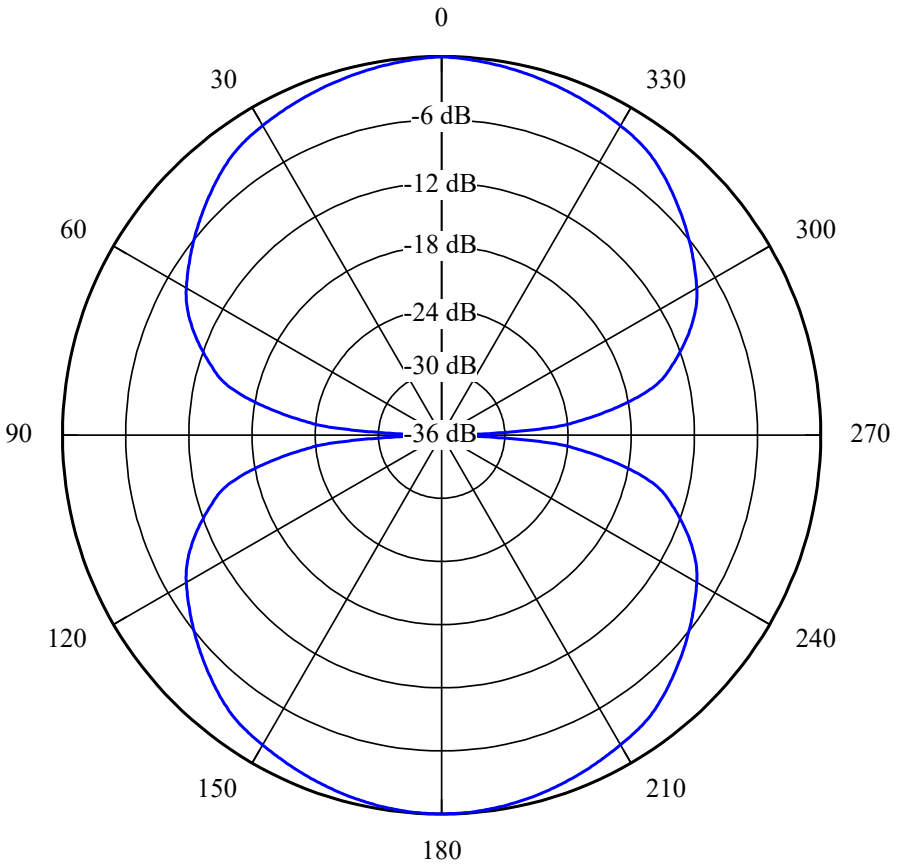
Figuur 14.5-7. Helical antenne met reflector (cursus 1999)

Hoe groter de reflector, des te sterker wordt de bundeling en de antennewinst, maar des te lastiger wordt het richten. Zie bijvoorbeeld ook: https://www.antenna-theory.com/antennas/travelling/helix.php (Engelstalig).

Circulaire polarisatie kan ook worden bereikt met twee loodrecht op elkaar staande dipolen. Ze kruisen elkaar in het midden en worden ook in het midden gevoed met een faseverschil van 90 graden. Met twee loodrechte Yagi's ("kruisyagi's") werkt het ook.

14.5.9 Horizontale en verticale stralingsdiagrammen

Een horizontaal stralingsdiagram laat zien hoeveel van het uitgestraalde vermogen in welke richting wordt uitgestraald. Het is een ronde grafiek. Op de buitenrand staat de richting in graden. 0 en 180 graden zijn respectievelijk "voor" en "achter". De binnencirkels geven de relatieve vermogensdichtheid aan. Soms in dB, soms in verhoudingsgetallen. De grootste vermogensdichtheid is 0 dB; bij gebruik van verhoudingsgetallen is dat 1. Figuur 14.5-8 toont het horizontale stralingsdiagram van een ½λ dipoolantenne met de schaal van vermogensdichtheid in dB. De buitenrand vertegenwoordigt 0 dB. Naar binnen toe zijn alle dB-getallen negatief, want de hoogste dB-waarde van 0 staat op de buitenrand.

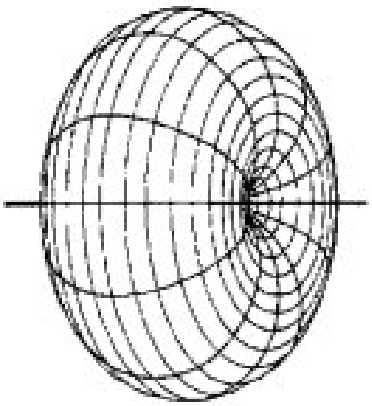


Figuur 14.5-8. Horizontaal stralingsdiagram van een ½ golflengte-dipoolantenne.

Hoe lees je zo'n cirkelgrafiek? De antenne is het middelpunt van de cirkels en wordt voorgesteld als een punt. Op een afstand van heel veel golflengten is dat geen bezwaar. Trek nu een lijn vanaf het middelpunt naar een bepaalde richting, zeg 30 graden. Die snijdt de blauwe grafiek op ongeveer -2 dB. Door de symmetrie vind je dezelfde uitkomst bij 150, 210 en 330 graden. Bij 60 graden wordt de uitkomst ongeveer -8 dB. Er zijn nog 3

punten van -8 dB. Zoek en vind ze. Bij 90 en 270 graden wordt niets uitgestraald. Dat is de langsrichting van de antenne. Dat verklaart het verschil tussen dBd en dBi nog eens. Wat niet in de richtingen 90 en 270 graden wordt uitgestraald, vindt een andere richting. Wat de sommige richtingen minder krijgen, krijgen andere richtingen meer.

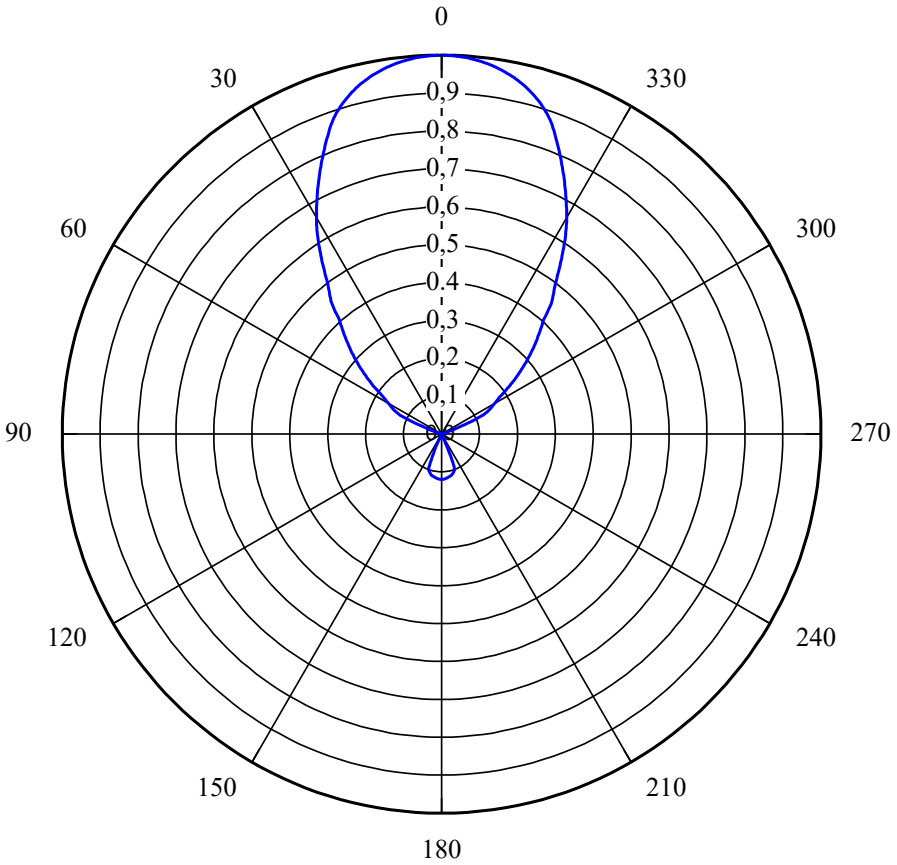
Figuur 14.5-8 toont een zogenoemd omwentelingslichaam rondom de antenne in dwarsdoorsnede Als de antenne in de vrije ruimte hangt, kan zo'n omwentelingslichaam er in 3D uitzien als in Figuur 14.5-9. Dat is het 3D-stralingsdiagram.



Figuur 14.5-9. 3D-plaatje van Figuur 14.5-8 in de vrije ruimte.

We gaan terug naar 2D. Soms is dit soort diagrammen lineair. Dat wil zeggen dat de omtrek voor het getal 1 staat. De waarden nemen van omtrek naar middelpunt af van 1 naar 0. De waarden zijn dan ook verhoudingsgetallen. Figuur 14.5-10 toont een lineair diagram van een antenne met reflector en director(en). Bij weergave in dB wordt bijvoorbeeld de cirkel van 0,1 één van -10 dB.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA



Figuur 14.5-10. Lineair stralingsdiagram van een antenne met straler en reflector. "Lineair" wil zeggen dat de waarden evenredig zijn met het in de gegeven richting uitgestraald vermogen, zonder omzetting naar dB zoals in Figuur 14.5-8 wel is gedaan.

In het diagram zien we dat de lob (zo heet dat) naar 0 graden ongeveer 9x zo lang is als de lob richting 180 graden. De voor/achter-verhouding is dan 9,5 dB, afgerond 10 dB. Met deze uitkomst wordt het nut van diagrammen in dB duidelijk. In een dB-diagram zijn veel grotere verschillen goed zichtbaar te maken dan in een lineair diagram zoals Figuur 14.5-10. Kijk nog een keer naar Figuur 14.5-8. Die schaal loopt tot -36 dB en is zonder problemen verder uit te breiden. In Figuur 14.5-10 kom je wat afleesbaarheid betreft niet veel verder dan ongeveer 0,05, dat is -13 dB.

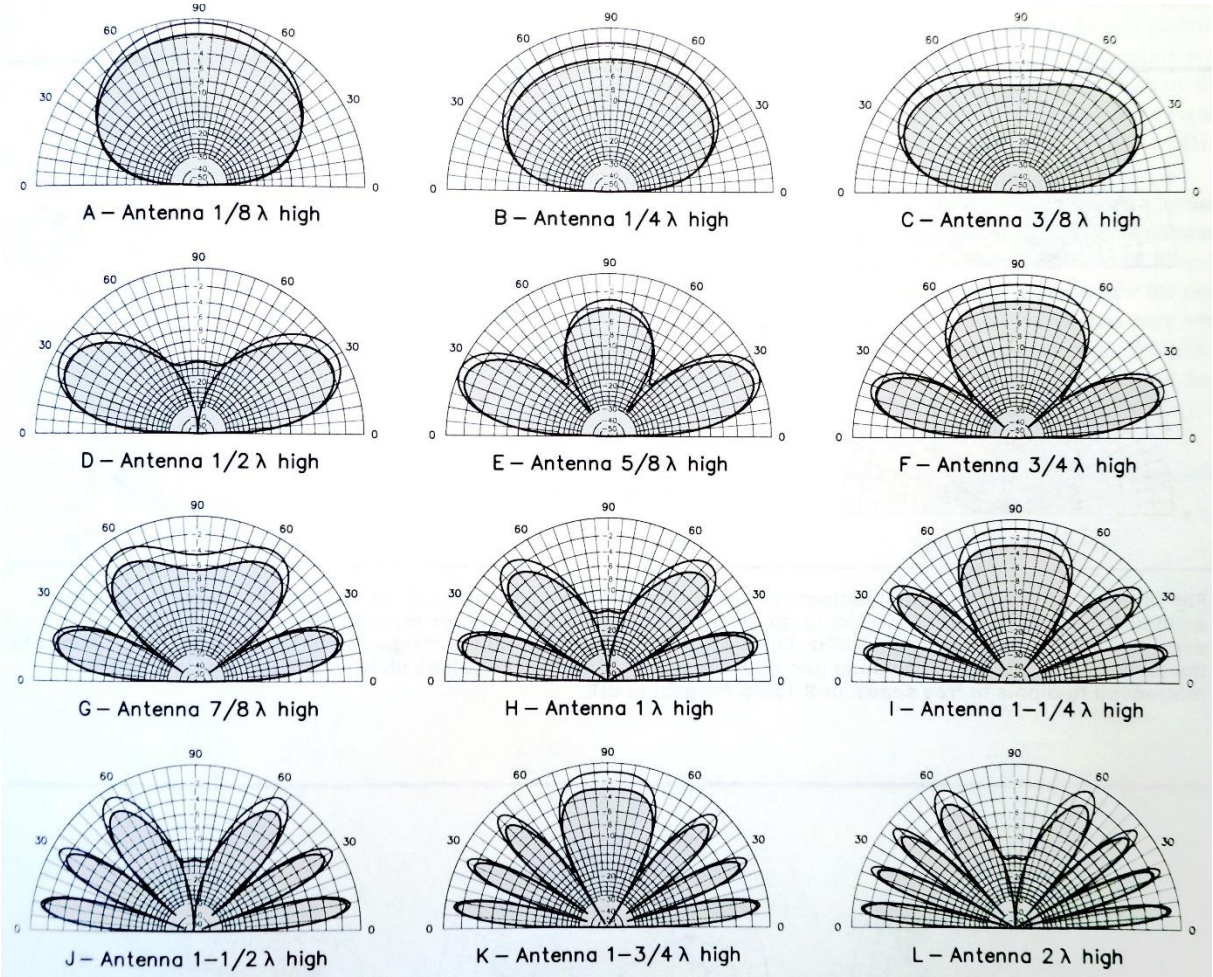
Verticale stralingsdiagrammen; effect van antennehoogte op afstralingshoek

Verticale stralingsdiagrammen tonen de hoek met het aardoppervlak, waaronder hoeveel vermogen door de antenne wordt afgestraald. 90 graden is verticaal. De hoekwaarde loopt in zulke diagrammen links en rechts van 90 graden af naar 0 (horizontaal).

De afstralingsrichting in het verticale vlak wordt bepaald door de soort antenne en de antennehoogte, dat is de verticale afstand tussen antenne en aardoppervlak. Dat komt doordat het aardoppervlak zich min of meer als een geleider gedraagt. Bij de parasitaire elementen hebben we gezien dat geleiders in de buurt van de straler invloed hebben op de richting van de afstraling. Dat geldt ook voor het meestal matig geleidende aardoppervlak.

Voor verbindingen over grote afstand (DX) is een zo vlak mogelijke afstraling het gunstigst. Dan is de kans op reflectie in de ionosfeer maximaal. De afstralingshoek hangt vooral bij horizontale antennes af van de hoogte van de antenne boven de grond. Die hoogte is gegeven in golflengten. Zo geldt elk diagram voor elke golflengte.

We bekijken Figuur 14.5-11. Die toont de afstraling van een horizontaal geplaatste halvegolf-dipool in afhankelijkheid van de plaatsingshoogte (in golflengten λ)



Figuur 14.5-11. Afstralingsrichting van een horizontale halvegolf-dipool in relatie tot de hoogte in golflengtes λ boven het aardoppervlak. De lezer kijkt in de lengterichting van de antenne.

De figuur is overgenomen uit het ARRL Antenna Book (2002), uitgegeven door de Amerikaanse radioamateurvereniging ARRL. Hij laat de verticale afstralingsrichtingen van een horizontale halvegolf-dipool zien in afhankelijkheid van de hoogte van de antenne boven het aardoppervlak. De langsrichting van de antenne is loodrecht op de figuur. De schaal is bij alle diagrammen gelijk en gebaseerd op de hoogste uitstraling in één richting in de figuur. Dat is in diagram E met antennehoogte 5/8 λ. Zo zijn de diagrammen onderling vergelijkbaar.

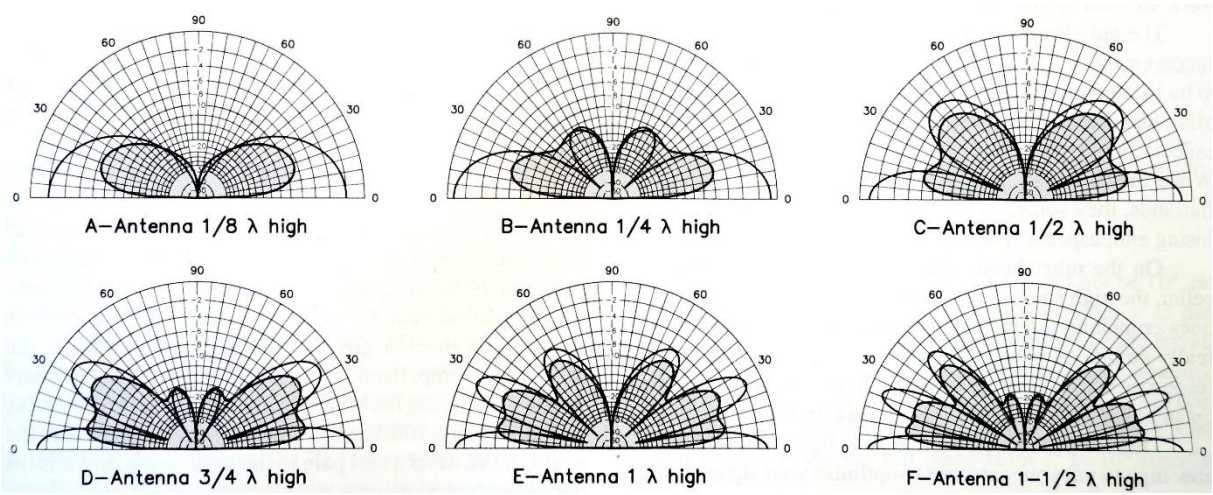
De buitenste krommen geven de situatie bij een ideaal aardoppervlak, volkomen vlak en perfect geleidend. De lijnen rond het iets donkerder deel geven de situatie bij een "gemiddelde" bodemgesteldheid. Het verschil is het vermogensverlies in de grond. De gunstigste ondergrond is dus zeewater. Dat geleidt door het zoutgehalte goed.

Als we diagrammen nader bezien, blijkt dat bij geringe antennehoogte, hier voorgesteld door 1/8 λ, veel vermogen recht omhooggaat. Voorbeeld: een antenne voor de 80-meterband die 10 m hoog hangt.

Bij een antennehoogte van ½ λ ontstaan twee lobben waarvan het midden 30 graden omhoog wijst. Deze hoogte wordt vaak gezien als een goed compromis tussen wens en mogelijkheden. Bij verder toenemende antennehoogte ontstaan meer lobben die deels nog minder steil zijn.

Bekijk de figuur nog eens en zie hoe de afstraling van een horizontale antenne met de hoogte verandert. Het is niet nodig, om voor het examen deze afbeeldingen in het geheugen te prenten. Weten dat deze betrekking tussen antennehoogte en afstralingshoek er is, is genoeg.

Voor verticale antennes is er ook een hoogte-afhankelijkheid, maar die is anders dan die voor horizontale. Figuur 14.5-12 (ook uit het ARRL Antenna Book) geeft soortgelijke grafieken als Figuur 14.5-11, maar voor een groundplane-antenne met vier radialen.



Figuur 14.5-12. Hoogte-afhankelijkheid van de afstralingsrichting van een groundplane met 4 radialen.

Er vallen enkele dingen op:

- De grond- of aardverliezen zijn groter dan bij de horizontale dipool. Dat komt vooral doordat tussen vier radialen door nog veel energie in de grond terechtkomt. Zeker een vlak bij de grond geplaatste verticale kwartgolf-antenne moet liefst flink meer radialen hebben dan 4. Dat beperkt de grondverliezen. Bij voorkeur zijn de radialen ook iets langer dan ¼ golflengte.

- Bij hoger opgestelde antennes ontwikkelen zich meer lobben naarmate ze hoger staan, net als bij horizontale antennes. De aardverliezen worden wat minder dan bij lage plaatsing, maar blijven groter dan bij een horizontale antenne.
- Bij hogere plaatsing wordt de afstraling iets minder vlak. Bij de horizontale dipool is dat andersom.

Horizontale antennes hebben bij amateurs meestal de voorkeur. Redenen: een flinke antenne-gain met bijbehorende hogere ERP is met een horizontale antenne gemakkelijker te behalen, evenals een behoorlijke voor/achter-verhouding. Zo kan met draaien van de antenne (over)last van sterke stations worden verminderd, zwakke stations kunnen beter worden beluisterd en men wordt in de stralingsrichting gemakkelijker gehoord. Een groundplane is in alle (horizontale) richtingen juist even gevoelig.

14.5.10 De effectief ontvangende oppervlakte van een antenne

Waarom hebben VHF- en vooral UHF-yagi's vaak zoveel elementen? Ze worden ook met veel elementen niet onhanteerbaar groot omdat de golflengte klein is. Met al die elementen geven ze een mooie antennewinst. Toch is dat maar een deel van het antwoord. Het andere deel is de grootte van hun effectief ontvangende oppervlakte.

Je kunt je een EM-golf voorstellen als een groot oppervlak dat zich vanaf de zendende antenne met lichtsnelheid verplaatst. De ontvangende antenne snijdt een stukje uit dat oppervlak. Dat stukje wordt kleiner, naarmate de golflengte kleiner is. Dat is het andere deel van het antwoord op de beginvraag. Hoe kleiner de golflengte, des te minder signaalvermogen pikt eenzelfde soort antenne voor die frequentie op. De oppervlakte A van het uitgesneden stukje is te berekenen volgens

$$A = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \qquad (14.5\text{-}8)$$

Daarin is G de antennewinst ten opzichte van een isotrope straler. Voor een isotrope straler geldt daarom dat G=1. Voor een halvegolf-dipool is G 2,15 dB hoger, zagen we in sub-paragraaf 14.5.2. Dat komt overeen met een factor 1,64, afgerond 1,6. Als we daarmee vergelijking (14.5-8) uitwerken voor een halvegolf-dipool, dan vinden we

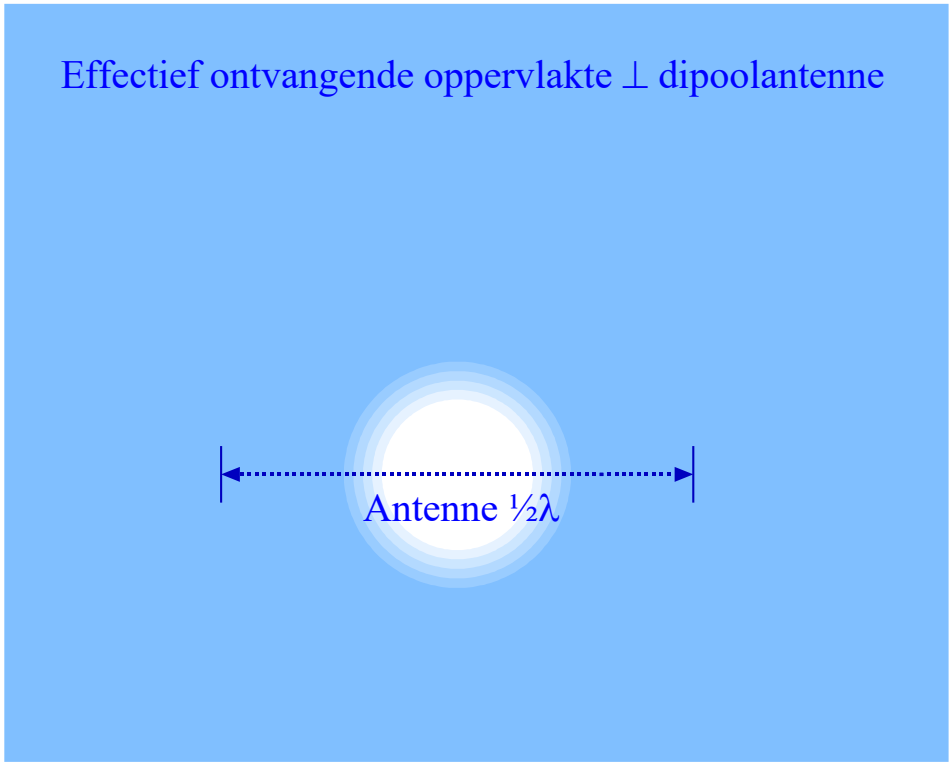
$$A \approx 0{,}13\ \lambda^2 \qquad (14.5\text{-}9)$$

We zien dat de oppervlakte A van het "venster" voor het door de antenne opgevangen vermogen evenredig is met het kwadraat van de golflengte. Bij een half zo grote golflengte wordt met een halvegolf-dipool 4x zo weinig vermogen opgevangen, omdat de antennelengte wordt gehalveerd.

Bundeling ("versterking") door reflector(en) en director(en) leidt tot een grotere waarde van A. Wat geldt bij zenden, geldt ook bij ontvangen. Heeft een zendantenne 10 dB gain, dan heeft diezelfde antenne dat ook bij gebruik voor ontvangst.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

Ter afsluiting van dit hoofdstuk geeft Figuur 14.5-13 een artist's impression van de effectief ontvangende oppervlakte van een halvegolf-dipool als de richting naar de zender loodrecht op de ontvangstantenne is. De antenne is weergegeven als blauwe stippellijn. De effectief ontvangende oppervlakte is weergegeven als de witte cirkel. De omtrek van de effectief ontvangende oppervlakte ligt halverwege de overgangszone van blauw naar wit.



Figuur 14.5-13. Artist's impression van de effectief ontvangende oppervlakte (wit) van een dipoolantenne van ½ λ lang. De verhouding antennelengte en ontvangende oppervlakte is op schaal. De rand is onscherp gemaakt omdat hij dat in werkelijkheid ook is.

14.6 BIJLAGE: FREQUENTIEGEBIEDEN EN AMATEURBANDEN

Deze bijlage is niet bedoeld om uit je hoofd te leren.

Tabel 14.6-1. Overzicht van frequentiegebieden met benaming, frequentie en golflengte.

Benaming	Frequentie	Golflengte
VLF (Very Low Frequency)	Beneden 30 kHz	Boven 10 000 m
LF (Low Frequency)	30-300 kHz	10 000 – 1 000 m
MF (Medium Frequency)	300-3000 kHz	1 000 – 100 m
HF (High Frequency)	3-30 MHz	100 – 10 m
VHF (Very High Frequency)	30-300 MHz	10 – 1 m
UHF (Ultra High Frequency)	300 MHz – 3 GHz	1 m – 10 cm
SHF (Super High Frequency)	3 – 30 GHz	10-1 cm
EHF (Extremely High Frequency)	30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm

Tabel 14.6-2. Overzicht van de amateurbanden van LF t/m UHF met frequentiegebied, golflengte en benaming. Stand van zaken eind 2024.

Frequentiegebied	Golflengte gemiddeld	Benaming
135,7 - 137,8 kHz	2194 m	2200 meter
472,0 – 479,0 kHz	631 m	600 meter
1,810 – 2,000 MHz	157 m	160 meter
3,500 - 3,800 MHz	82 m	80 meter
5,3515 – 5,3665 MHz	56 m	60 meter
7,000 – 7200 MHz	42 m	40 meter
10,100 – 10,150 MHz	30 m	30 meter
14,000 – 14,350 MHz	21 m	20 meter
18,090 – 18,170 MHz	17 m	17 meter
21,000 – 21,450 MHz	14 m	15 meter
28,000 – 30,000 MHz	10 m	10 meter
50,000 – 50,500 MHz	6,0 m	6 meter
70,000 – 70,500 MHz	4,3 m	4 meter
144,00 – 146,00 MHz	2,1 m	2 meter
430,00 – 440,00 MHz	0,69 m	70 centimeter
1240,0 – 1272,0 MHz	0,24 m	23 centimeter
2300,0 – 2450,0 MHz	12,6 cm	13 centimeter

Hierna volgen enkele opgaven. In de bestanden voor examentraining staan er nog eens ruim 240 stuks.

© 2021-2026. Vereniging van Radiozendamateurs VRZA

14.7 Opgaven

14.7.1 Opgave 14-1

Een zendstation zendt uit op 2 MHz. De golflengte bedraagt

A. 2000 m
B. 200 m
C. 150 m
D. 667 m

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.2 Opgave 14-2

Een symmetrische dipoolantenne heeft op zijn aansluiting een karakteristieke impedantie van 73 ohm. De coaxiale voedingskabel naar de antenne heeft een karakteristieke impedantie van 50 ohm.

De verbinding tussen beide kan het best worden gemaakt via

A. Een kwartgolf stuk coax van 60 ohm en een 1:1 balun
B. Een balun
C. Een halvegolf stuk coax van 75 ohm en een 1:4 balun
D. Een kwartgolf stuk coax van 60 ohm

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.3 Opgave 14-3

In het EM-veld van een halvegolf-dipool is/zijn vlak bij de antenne

A. Het elektrische veld het sterkst in het midden en het magnetische veld bij de uiteinden
B. Beide velden het sterkst rond het midden van de antenne
C. Het magnetische veld het sterkst in het midden en het elektrische veld bij de uiteinden
D. Beide velden het sterkst bij de uiteinden van de antenne

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.4 Opgave 14-4

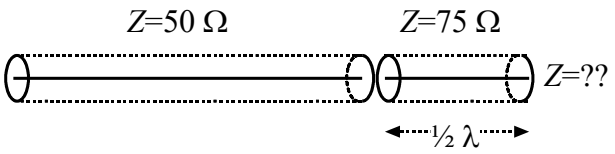
Een coaxiale kabel heeft een verkortingsfactor van 0,7. Van deze kabel moet een halvegolf-stuk worden afgesneden voor een frequentie van 150 MHz.

De lengte van het stuk moet zijn:

A. 1,42 meter
B. 2 meter
C. 1 meter
D. 0,70 meter

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.5 Opgave 14-5



Een halve golfstuk coaxkabel met een karakteristieke impedantie van 75 ohm wordt aan één uiteinde verbonden met een coaxkabel met een karakteristieke impedantie van 50 ohm. De impedantie aan het andere uiteinde van het 75 ohm-stuk bedraagt

A. 61 ohm
B. 50 ohm
C. 112,5 ohm
D. 75 ohm

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.6 Opgave 14-6

Bij een Yagi-antenne is

A. De reflector even lang als de straler
B. Een director langer dan de straler
C. De reflector langer dan de straler
D. De reflector korter dan de straler

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.7 Opgave 14-7

Een zender levert aan zijn uitgang 60 W aan vermogen. Voor de verbinding naar de antenne wordt 50 meter coax gebruikt met een verlies van 6 dB per 100 meter. Het vermogen dat aan de antenne wordt geleverd, bedraagt:

A. 60 W
B. 16,7 W
C. 15 W
D. 30 W

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.8 Opgave 14-8

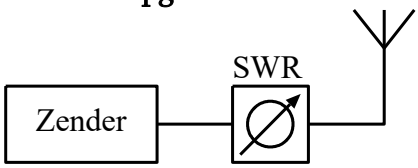
De eindtrap van een zender ontvangt uit de stuurtrap 2 watt aan vermogen. De versterking van de eindtrap bedraagt 12 dB. De antennekabel is 25 meter lang en heeft een verliesfactor van 8 dB per 100 meter.

Het vermogen dat de antenne ingaat, is:

A. 32 watt
B. 20 watt
C. 16 watt
D. 8 watt

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.9 Opgave 14-9

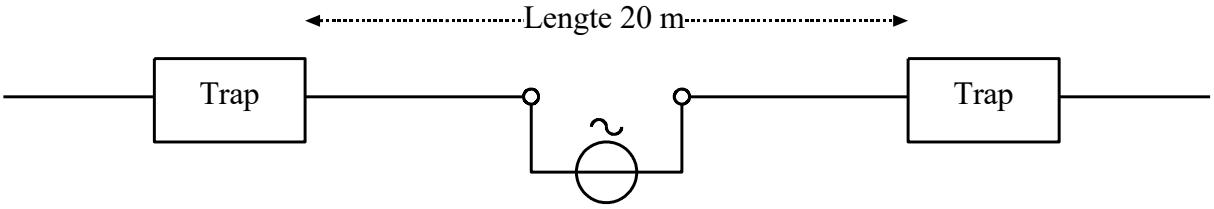


Een 50 ohm staande-golf-meter is met coaxiale kabels van 50 ohm opgenomen in de leiding tussen zender en antenne. De meter wijst 10 aan. Dit betekent dat

A. De antenne juist is aangepast
B. De zender juist is aangepast
C. De zender veel vermogen levert
D. De antenne zeer slecht is aangepast

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.10 Opgave 14-10



De antenne is ontworpen voor de 40- en 80-meter amateurband. In de antenne zijn twee gelijke traps opgenomen.

Stelling 1. De traps gedragen zich op 40 m als sperfilter, waardoor de eindstukken van de antenne niet meedoen.

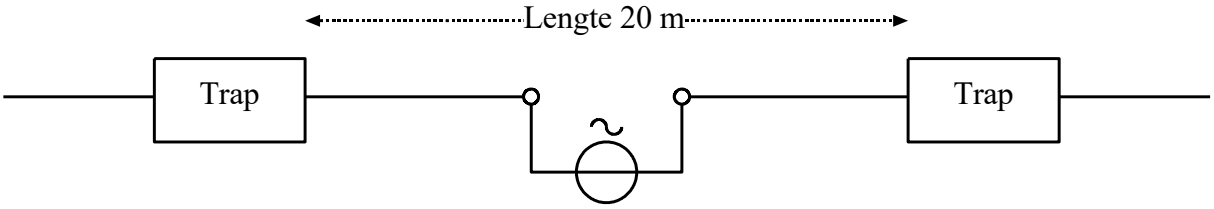
Stelling 2. De traps gedragen zich op 80 meter als een capacitieve reactantie, waardoor beide eindstukken worden aangekoppeld

Wat is juist:

A. Stelling 1 en 2
B. Alleen stelling 1
C. Alleen stalling 2
D. Geen van beide stellingen

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.11 Opgave 14-11



De antenne is ontworpen voor de 40- en 80-meter amateurband. In de antenne zijn twee gelijke traps opgenomen.

Stelling 1. De traps gedragen zich op 40 meter als een capacitieve reactantie waardoor met de eindstukken een halvegolf-dipool ontstaat

Stelling 2. De traps gedragen zich op 80 meter als een inductieve reactantie, waardoor met de eindstukken een halvegolf-dipool ontstaat.

Wat is juist:

A. Stelling 1 en 2
B. Alleen stelling 1
C. Alleen stelling 2
D. Geen van beide stellingen

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.12 Opgave 14-12

De effectief ontvangende oppervlakte van een halvegolf-dipool voor 50 MHz is ongeveer

A. 1,2 m^2
B. 2,4 m^2
C. 3,5 m^2
D. 4,7 m^2

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.7.13 Opgave 14-13

Een antenne geeft een antennewinst van 9 dBd en wordt gevoed met een vermogen van 10 watt. De ERP bedraagt

A. 80 watt
B. 90 watt
C. 28 watt
D. 110 watt

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

14.8 Uitwerkingen van de opgaven

14.8.1 Uitwerking van Opgave 14-1

Opgave

Een zendstation zendt uit op 2 MHz. De golflengte bedraagt

A. 2000 m
B. 200 m
C. 150 m
D. 667 m

Uitwerking

De golflengte λ is te berekenen door de lichtsnelheid c te delen door de frequentie f:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

De lichtsnelheid c bedraagt 300 000 $^{\mathrm{km}}/_{\mathrm{s}}$. Omdat de uitkomst in m wordt gegeven, moet de lichtsnelheid worden omgezet naar m/s, dus $c = 300.10^6\ ^{\mathrm{m}}/_{\mathrm{s}}$. $f = 2\ \mathrm{MHz} = 2.10^6$ Hz. Dan is

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300.10^6}{2.10^6}\mathrm{m} = \frac{300}{2}\mathrm{m} = 150\ \mathrm{m}$$

Antwoord C.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.2 Uitwerking van Opgave 14-2

De opgave

Een symmetrische dipoolantenne heeft op zijn aansluiting een karakteristieke impedantie van 73 ohm. De coaxiale voedingskabel naar de antenne heeft een karakteristieke impedantie van 50 ohm.

De verbinding tussen beide kan het best worden gemaakt via

A. **Een kwartgolf stuk coax van 60 ohm en een 1:1 balun**
B. Een balun
C. Een halvegolf stuk coax van 75 ohm en een 1:4 balun
D. Een kwartgolf stuk coax van 60 ohm

Uitwerking

Het gaat om het aansluiten van asymmetrische coax op een symmetrische antenne. Daar is een balun voor nodig. Daarmee valt antwoord D meteen af.

Een halvegolf stuk coax heeft aan begin en eind dezelfde impedantie, dus C valt ook af. Dat begint te rieken naar antwoord A, maar dat controleren we. De karakteristieke impedantie van het tussenstuk is $\sqrt{73.50}$ ohm $\approx$ 60 ohm. Dat stuk levert dus 50 ohm aan zijn uitgang en daarmee moet de balun inderdaad een 1:1 type zijn: antwoord A.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.3 Uitwerking van Opgave 14-3

In het EM-veld van een halvegolf-dipool is/zijn vlak bij de antenne

A. Het elektrische veld het sterkst in het midden en het magnetische veld bij de uiteinden
B. Beide velden het sterkst rond het midden van de antenne
C. Het magnetische veld het sterkst in het midden en het elektrische veld bij de uiteinden
D. Beide velden het sterkst bij de uiteinden van de antenne

Uitwerking

In het midden van een halvegolf-dipoolantenne loopt de meeste stroom; tussen de uiteinden staat de hoogste spanning. Waar de grootste stroom loopt, is het magnetische veld het sterkst; waar de hoogste spanning zich tussen twee puntladingen bevindt, is het elektrische veld op zijn sterkst: antwoord C.

Opmerking

Op grotere afstand van de antenne zijn magnetische en elektrische veldsterkte alleen nog afhankelijk van de afstand tot de antenne. Het verschil in afstand tot het midden en tot de uiteinden van de antenne wordt dan verwaarloosbaar.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.4 Uitwerking van Opgave 14-4

Een coaxiale kabel heeft een verkortingsfactor van 0,7. Van deze kabel moet een halvegolf-stuk worden afgesneden voor een frequentie van 150 MHz.

De lengte van het stuk moet zijn:

E. 1,42 meter
F. 2 meter
G. 1 meter
H. 0,70 meter

Uitwerking

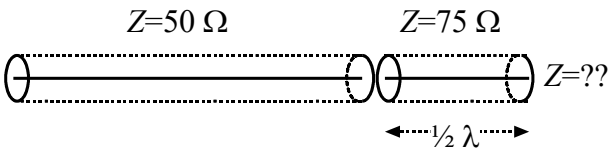
Begin met het uitrekenen van de golflengte λ. Die is lichtsnelheid gedeeld door frequentie:

$$\lambda = \frac{300.10^6}{150,10^6}\mathrm{m} = 2\mathrm{m}$$

Een halve golf is dan 1 meter. Met een verkortingsfactor van 0,7 wordt dat 0,70 meter: Antwoord D.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.5 Uitwerking van Opgave 14-5



Een halvegolfstuk coaxkabel met een karakteristieke impedantie van 75 ohm wordt aan één uiteinde verbonden met een coaxkabel met een karakteristieke impedantie van 50 ohm. De impedantie aan het andere uiteinde van het 75 ohm-stuk bedraagt

A. 61 ohm
B. 50 ohm
C. 112,5 ohm
D. 75 ohm

Uitwerking

Deze opgave vraagt een beetje nauwkeurig lezen. Het gaat hier om een halvegolfstuk, niet om een kwart. Een halvegolfstuk heeft aan de uitgangskant dezelfde impedantie als aan de ingangskant. Antwoord B dus. Wie met een kwartgolfstuk aan het rekenen is geweest, moet als hij/zij goed gerekend heeft, antwoord C hebben gevonden, maar het juiste antwoord is en blijft B.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.6 Uitwerking van Opgave 14-6

Bij een Yagi-antenne is

A. De reflector even lang als de straler
B. Een director langer dan de straler
C. De reflector langer dan de straler
D. De reflector korter dan de straler

Uitwerking

De reflector is langer dan de straler en een director is korter dan de straler. Antwoord C. Zie sub-paragraaf 14.5.6.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.7 Uitwerking van Opgave 14-7

Een zender levert aan zijn uitgang 60 W aan vermogen. Voor de verbinding naar de antenne wordt 50 meter coax gebruikt met een verlies van 6 dB per 100 meter. Het vermogen dat aan de antenne wordt geleverd, bedraagt:

A. 60 W
B. 16,7 W
C. 15 W
D. 30 W

Uitwerking

50 meter coax geeft een verlies van $0{,}5 * 6\ \text{dB} = 3\ \text{dB}$. Het vermogen aan de antenne is dan de helft van 60 W is 30 W. Antwoord D.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.8 Uitwerking van Opgave 14-8

De eindtrap van een zender ontvangt uit de stuurtrap 2 watt aan vermogen. De versterking van de eindtrap bedraagt 12 dB. De antennekabel is 25 meter lang en heeft een verliesfactor van 8 dB per 100 meter.

Het vermogen dat de antenne bereikt, is:

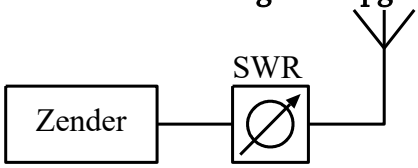
A. 32 watt
B. 20 watt
C. 16 watt
D. 8 watt

Uitwerking

Het is in dit soort opgaven meestal het handigst, eerst de dB's te verrekenen. Dan is 2 W gelijk aan 0 dB. Daar komt in de eindtrap 12 dB bij en in de antenneleiding gaat daar 25/100 maal 8 dB is 2 dB vanaf. Er blijft dan 10 dB over en de antenne ontvangt 10 dB meer dan 2 W is 20 W. Antwoord B.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.9 Uitwerking van Opgave 14-9



Een 50 ohm staande-golf-meter is met coaxiale kabels van 50 ohm opgenomen in de leiding tussen zender en antenne. De meter wijst 10 aan. Dit betekent dat

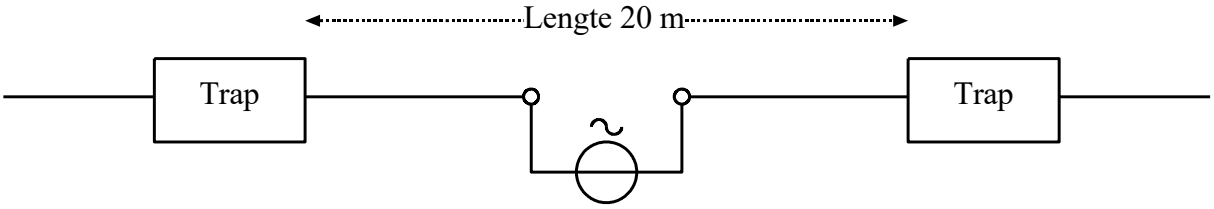
A. De antenne juist is aangepast
B. De zender juist is aangepast
C. De zender veel vermogen levert
D. De antenne zeer slecht is aangepast

Uitwerking

Een staande-golf-verhouding $s = 10$ betekent dat bijna alle vermogen wordt gereflecteerd en de antenne dus nauwelijks vermogen opneemt. Een goede aanpassing zou een SGV van 1 tot 1,5) moeten hebben. Het goede antwoord is dus antwoord D. De drie andere antwoorden zijn onzin. Lees eventueel subparagraaf 14.3.14 nog eens door.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.10 Uitwerking van Opgave 14-10



De antenne is ontworpen voor de 40- en 80-meter amateurband. In de antenne zijn twee gelijke traps opgenomen.

Stelling 1. De traps gedragen zich op 40 m als sperfilter, waardoor de eindstukken van de antenne niet meedoen.

Stelling 2. De traps gedragen zich op 80 meter als een capacitieve reactantie, waardoor beide eindstukken worden aangekoppeld

Wat is juist:

A. Stelling 1 en 2
B. **Alleen stelling** 1
C. Alleen stelling 2
D. Geen van beide stellingen

Uitwerking

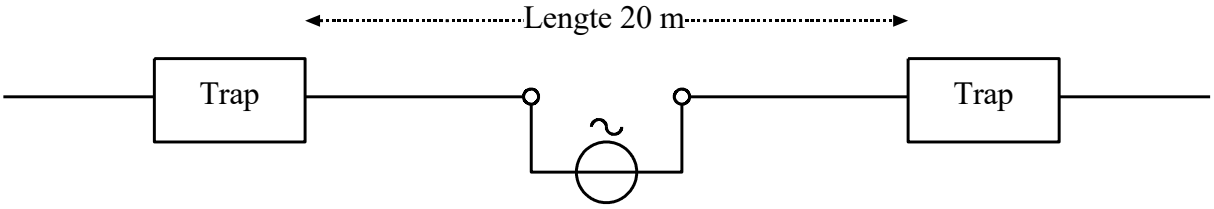
Een trap in een tweeband-antenne is voor de hoogste frequentie (met de kortste golflengte) een sperfilter (parallelle LC-kring in resonantie). Stelling 1 klopt dus en daarmee valt antwoord D af.

De frequentie bij een golflengte van ongeveer 80 m is de helft van die bij 40 m. Een parallelle LC-kring is voor frequenties onder de resonantiefrequentie inductief en niet capacitief, zoals Stelling 2 beweert. Stelling 2 deugt dus niet, zodat alleen Stelling 1 als juist overblijft.

Dat betekent dat antwoord B goed is.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.11 Uitwerking van Opgave 14-11



De antenne is ontworpen voor de 40- en 80-meter amateurband. In de antenne zijn twee gelijke traps opgenomen.

Stelling 1. De traps gedragen zich op 40 meter als een capacitieve reactantie waardoor met de eindstukken een halvegolf-dipool ontstaat

Stelling 2. De traps gedragen zich op 80 meter als een inductieve reactantie, waardoor met de eindstukken een halvegolf-dipool ontstaat.

Wat is juist:

A. Stelling 1 en 2
B. Alleen stelling 1
C. Alleen stelling 2
D. Geen van beide stellingen

Uitwerking

Deze lijkt op Opgave 14-11. Voor de hoogste frequentie, in dit geval de 40 meter-band, zijn de traps een sperkring in de vorm van een resonerende LC-parallelkring. Dat is niet wat Stelling 1 beweert, want die spreekt over een capacitieve reactantie. De antwoorden A en B vallen hiermee af.

Nu Stelling 2. Die klopt, want een LC-parallelkring gedraagt zich bij een frequentie lager dan de resonantiefrequentie inductief.

Conclusie: alleen Stelling 2 deugt. Antwoord C dus.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.12 Uitwerking van Opgave 14-12

De effectief ontvangende oppervlakte van een halvegolf-dipool voor 50 MHz is ongeveer

A. 1,2 m²
B. 2,4 m²
C. 3,5 m²
D. 4,7 m²

Uitwerking

Om te beginnen hebben we hier niet de frequentie, maar de golflengte λ nodig. Die is lichtsnelheid gedeeld door frequentie:

$$\lambda = \frac{300.10^6}{50.10^6}\,\mathrm{m} = 6\mathrm{m}$$

Voor de gevraagde oppervlakte A geldt:

$$A = \frac{G\lambda^2}{4\pi}$$

Die is te vereenvoudigen tot

$$A \approx 0{,}13\ \lambda^2$$

(zie subpar. 14.5.10)

Dan vinden we voor A: $0{,}13 * 6^2\ \mathrm{m}^2 = 4{,}68\ \mathrm{m}^2$. Dat wordt antwoord D.

Terug naar de opgave Naar de volgende opgave

14.8.13 Uitwerking van Opgave 14-13

Een antenne geeft een antennewinst van 9 dBd en wordt gevoed met een vermogen van 10 watt. De ERP bedraagt

A. **80 watt**
B. 90 watt
C. 28 watt
D. 110 watt

Uitwerking

9 dB is 3*3 dB, dat betekent in getalvorm een factor $2^3 = 8$. De 10 W moet daarom worden vermenigvuldigd met 8 om de ERP te vinden. Dat levert 8*10 watt is 80 watt. Antwoord A.

Terug naar de opgave