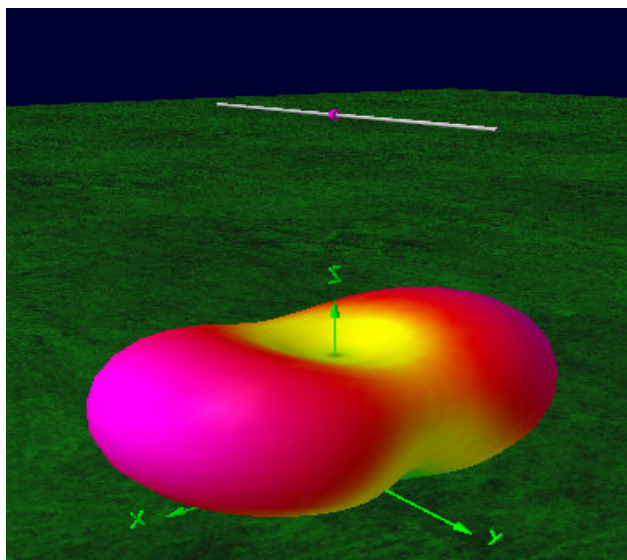


Antennteorin till vardags:

av Jan Gunmar SM0AQW

Horisontella dipoler över reell jord



Vi kallar den "dipol", men det namnet är egentligen en förkortning – det fullständiga namnet är "resonant halv vågs mittmatad dipolantenn".

3-D diagram för 40 m dipol på 20 m höjd (4NEC2)

Halvvågsdipolen kan med fog kallas en "urantenn" – dess egenskaper är väl förstådda och i olika skepnader ingår den som byggelement i mer komplicerade konstruktioner. Trots att den ofta baktalas som att vara "för enkel att vara särskilt bra" är dipolen faktisk en fantastisk antenn som ger mycket utdelning för insatsen – man behöver inte höga torn och dyra riktantenner för att ha roligt med amatörradio.

Dipoler och dipolgrupper är en av de mest populära antenntyperna i ham-världen. Har man plats att hänga upp en dipol hyggligt högt och fritt har man gjort vad man kan med enkla medel. Om utrymmet är mer begränsat tål en dipol att knycklas ihop en hel del utan att förlora sina grundegenskaper; man kan vinkla dipolbenen nedåt, man kan t ex vika ytterändarna nedåt och inåt och man kan linda delar av benen till spolar utan att antennen fungerar märkbart sämre eller blir nämnvärt svårare att mata.

I många antennböcker behandlas dipolen ofta ganska översiktligt; alla "vet" ju att en horisontell dipol:

- Har ett fältstyrkediagram i horisontalplanet som ser ut som en åtta med utpräglade minima i antennens längdriktning
- Ger rent horisontalpolariserad strålning
- Har 75 ohm matningsimpedans
- Är en halv våglängd lång minus några procent p.g.a. "ändkapacitansen"

Alla fyra punkterna ovan kan diskuteras – inte för att de är helt fel, men de behöver nyanseras för att man inte skall förbryllas av att verkligheten ibland verkar stämma dåligt med dem. Den här artikeln redovisar ett antal experiment man kan göra m.h.a. simulering för att belysa olika egenskaper hos dipoler över mark. Artikeln ger inga byggbeskrivningar utan fokuserar på egenskaper hos dipoler och antenner i allmänhet som kan vara bra att känna till när man gör egna experiment.

Diskussionen är baserad på resultat av simulering m.h.a. programmen Multinec, 4NEC2 och Eznec.

Simulering av trådanterner är en bra och numera väl etablerad metod för att undersöka hur olika parametrar påverkar prestanda kvalitativt och om omgivningens egenskaper är väl definierade kan man också vänta sig god överensstämmelse mellan kvantitativa simuleringsresultat och praktiska mätningar.

Som övningsobjekt har valts en dipol för 7 MHz med trådlängden 2×10.42 m och tråddiametern 1.5 mm som är upphängd över s.k. reell jord med karaktären ”normal” (”average ground”).

Simuleringarna har huvudsakligen gjorts med gratisprogrammet 4NEC2 via Multinec från Dan Maguire, AC6LA [7]. Multinec är en Excelapplikation, har en egen NEC2-motor bifogad men fungerar också som en ”manöverpanel” för andra simuleringsprogram som Eznec, 4NEC2, Nec-Win och Antenna Model. Kombinationen mellan räknekapaciteten hos Excel och flexibiliteten i t ex 4NEC2 eller Eznec medger att många komplicerade problem kan hanteras ganska enkelt och man får snygga presentationer av resultaten.

Den parameter som förefaller mest intressant att variera är antennhöjden – den påverkar både antennförstärkningen, antennens fjärfält och förstärkning samt matningsimpedansen. I andra hand kan det vara intressant att se påverkan av trådtjocklek, isolationstjocklek och material. En fråga som kan vara intressant är också ”varifrån kommer strålningen”.

Fält och strålningsdiagram

Antenners strålningsegenskaper brukar beskrivas med deras fältbild eller fältstyrkediagram – termen strålningsdiagram brukar också användas. Ett elektromagnetiskt strålningsfält beskrivs i rummet m.h.a. effektivvärdena av den elektriska fältstyrkevektorn \mathbf{E} och den magnetiska fältstyrkevektorn \mathbf{H} . Vardera vektorn har tre komponenter – i ett rätvinkligt koordinatsystem X, Y, Z kan t ex \mathbf{E} delas upp i E_x , E_y och E_z . och \mathbf{H} i H_x , H_y och H_z . Det behövs alltså sex komplexa tal för att entydigt beskriva storleken av ett elektromagnetiskt fält i en given punkt x, y, z i rummet. Talen är komplexa eftersom \mathbf{E} och \mathbf{H} och deras komponenter också har ett visst högfrekvensmässigt fasligt förhållande till varandra.

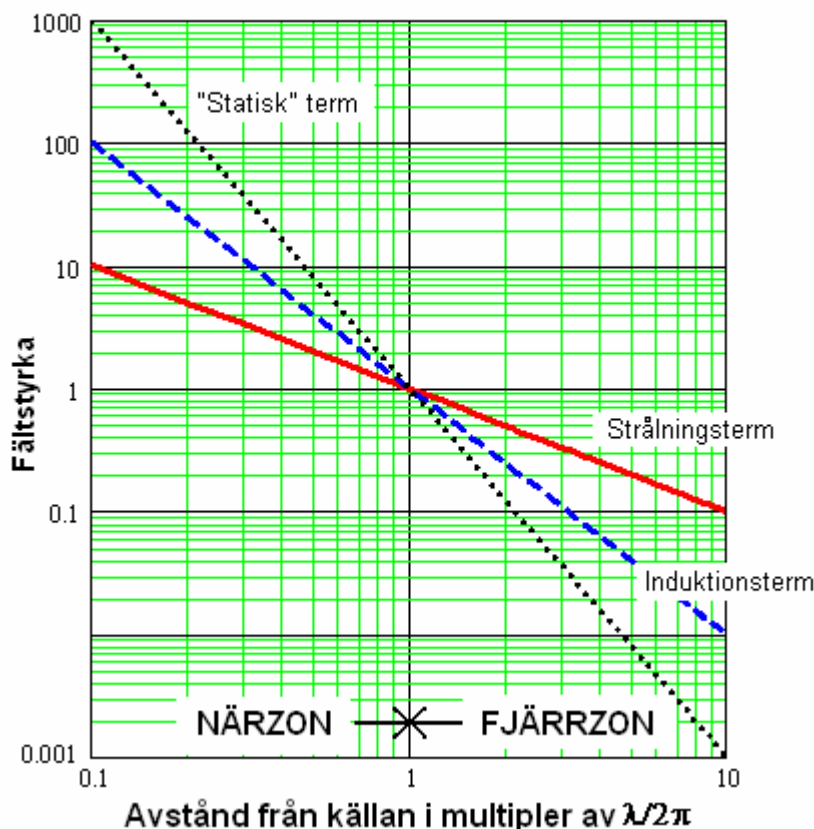
Att beskriva elektromagnetiska fält med \mathbf{E} och \mathbf{H} är ett av flera sätt som används; det finns andra mer abstrakta representationer men skälet att använda \mathbf{E} och \mathbf{H} är av mycket praktisk natur – de går att mäta med ganska enkla medel!

Fältbilden omkring en antenn brukar grovt indelas i två zoner: närfältet och fjärfältet. Mellan dem ligger ett övergångsområde som kallas Fresnelzonen. Fresnelzonens egenskaper saknar intresse i detta sammanhang, men den är intressant när man studerar hur vågutbredningen från en antenn påverkas av omgivningen och marken. Närfältet kallas också antennens reaktiva zon och har en utsträckning som i runt tal är en sfärisk volym runt antennen med en diameter motsvarande antennens största utsträckning. Ofta används också tumregeln att ”närfältsfären” har en radie = $\lambda/2\pi$ – standarden varierar och det går inte att dra några skarpa gränser mellan zonerna

Antenners fältbild i närzonen är komplicerad. Tyvärr kan man normalt inte dra några slutsatser om kortvågsantenners strålningsegenskaper i fjärfältet genom stickprov i deras närfält. Tvärtom är det till exempel så att s.k. kompakta antenner ofta har ett mycket starkare närfält än s.k. full-size antenner därför att den upplagrade elektromagnetiska energin i närfältet för små antenner blir större än för en antenn med fysiskt större utsträckning. Det finns tekniker för att bedöma antenners egenskaper i fjärfältet med hjälp av närfältsmätningar, men dessa metoder är bara praktiska att använda inom mikrovågsområdet.

E- och H- fälten nära en antenn är principiellt sammansatta av tre huvudtermer: en *strålningsterm* som avtar omvänt proportionellt mot avståndet R till antennen, en *induktionsterm* som avtar proportionellt mot $1/R^2$ samt en *kvasistationär* eller *statisk* term som avtar med $1/R^3$.

När - och fjärrzon för elementardipol



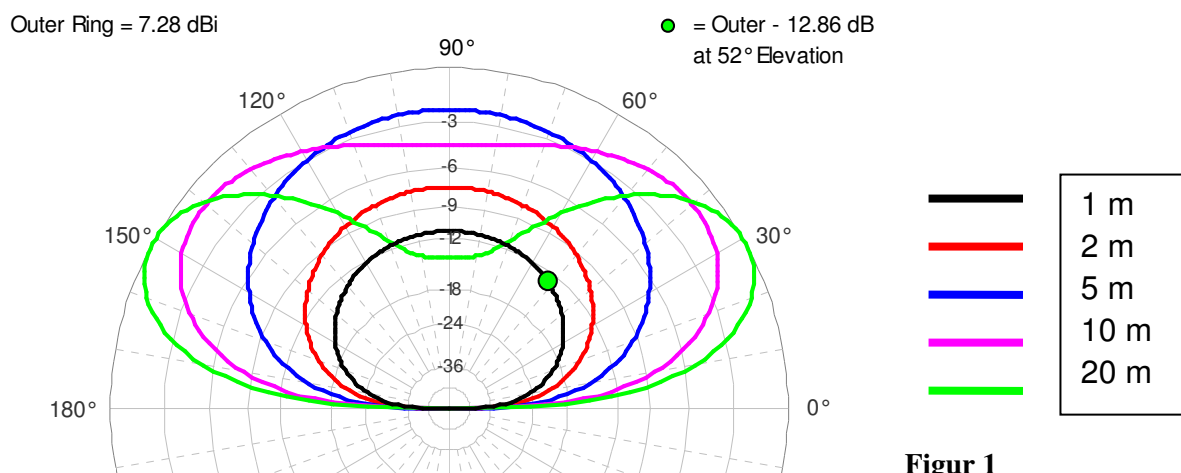
Diagrammet intill visar de tre fälttermerna för en liten elementardipol för vilken de kan beräknas exakt.

Mycket nära antennen dominerar den statiska termen starkt, men redan på avståndet ca 1.6λ dominerar strålningstermen. Strålningstermen är inte urskiljbar mycket nära antennen – en fältstyrkemätning indikerar bara de statiska och induktiva termerna. Att använda glimlampor eller lysrör på nära håll för att jämföra hur ”starkt olika antenner strålar” är alltså en ganska meningslös mätmetod.

Viktigt: I fjärrzonen, säg mer än 10 våglängder bort från antennen, är den elektriska fältvektorn \mathbf{E} och den magnetiska fältvektorn \mathbf{H} vinkelräta mot varandra och båda är riktade vinkelrätt mot utbredningsriktningen. I fjärrzonen är dessutom \mathbf{E} och \mathbf{H} i fas och kvoten E/H är lika med ett tal med dimensionen ohm som kallas *rymdens vågmotstånd* $Z_0 = 120 \cdot \pi = 377$ ohm. Se ref. [3] för en bra redogörelse för om när- och fjärrfält.

Fältstyrkediagram för dipol över mark

Fältstyrkediagrammet eller strålningsdiagrammet beskriver hur antennens fältstyrka i fjärrfältet varierar i olika rumsriktningar angivna av en sid- och en höjdinkel (bäring och elevation). Diagrammet i figur 1 nedan visar den beräknade fältstyrkan i vertikal led (elevation $0^\circ - 180^\circ$) från 40 m dipolen på höjderna 1, 2, 5 10 och 20 m i ett plan som ligger vinkelrätt mot antennledaren.

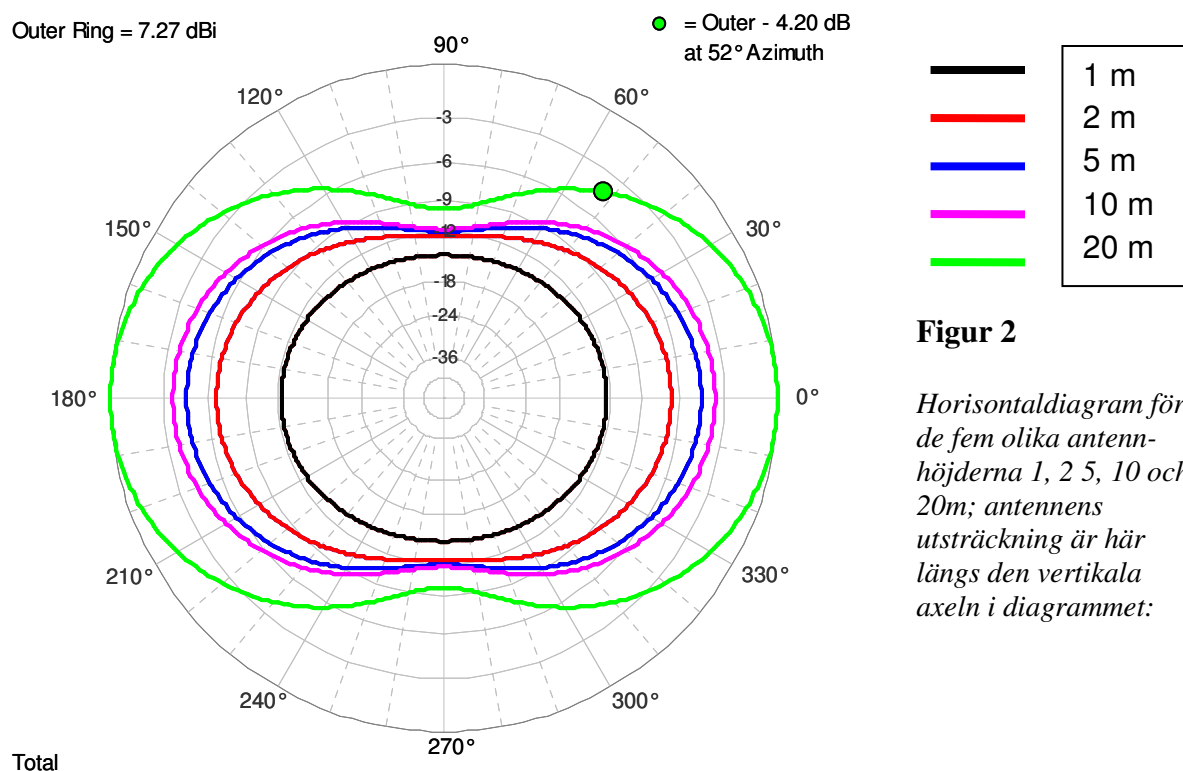


Figur 1

När antennen hänger på låg höjd (1, 2 eller 5 m; svart, röd och blå kurva resp.) är riktningen för maximal fältstyrka rakt upp och antennförstärkningen (även antennvinst eller "gain") avtar ju närmare marken antennen är placerad. Man ser att förstärkningen i lägre sidvinklar ökar med höjden och att diagrammet plattas ut i toppen vid höjden ca en kvartsvåg (ca 10 m, violett kurva).

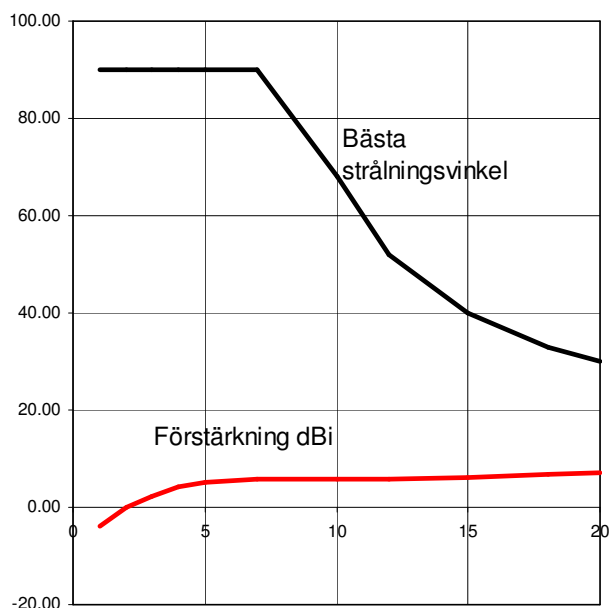
Vid 20 m höjd är förstärkningen i sidled nära maximal medan fältstyrkan rakt uppåt har minskat under den nivå som antennhöjden 1 eller 2 m ger. I höjdvinklar mellan ca 65 och 115 grader ger alltså en dipol på 2 m höjd samma fältstyrka som samma antenn på 20 m höjd vilket kan vara intressant för dem som är intresserade av NVIS-kommunikation!

DX-förmågan hos den högt placerade dipolen är dock betydligt överlägsen de lågt placerade alternativen – i höjdvinkeln 30 grader ger antennen på 20 m höjd (grön) mer än 16 dB högre fältstyrka, nästan tre S-enheter, än antennen på 1 m höjd.



Vid mycket låg höjd, säg under 2 m, är dipolen praktiskt taget rent rundstrålande. Vid 5 m höjd är front- sidoförhållandet ca 6 dB och ökar till ca 10 dB vid höjden 20 m. Ökar man höjden ytterligare (vilket kanske är opraktiskt för en 7 MHz antenn, men rimligare för kortare våglängder) ökar front-sidoförhållandet ytterligare, men först vid placering i "fri rymd" börjar diagrammet se ut som en åtta!

Figur 3 nedan visar hur antennförstärkning och elevationsvinkel för bästa förstärkning varierar med antennhöjden. Värdena är beräknade för s.k. normal mark. Horisontella dipolers prestanda är inte särskilt starkt beroende av markparametrarna därför att markens reflexionskoefficient hela tiden är nära 1. Förhållande blir annorlunda för vertikalpolariserade antenner. Den primära åtgärden för att göra en bra DX-dipol är att använda största möjliga höjd och välja antennplatsen med omsorg; en dipol nära i toppen på en sluttning ner mot saltvatten är något man kan drömma om!



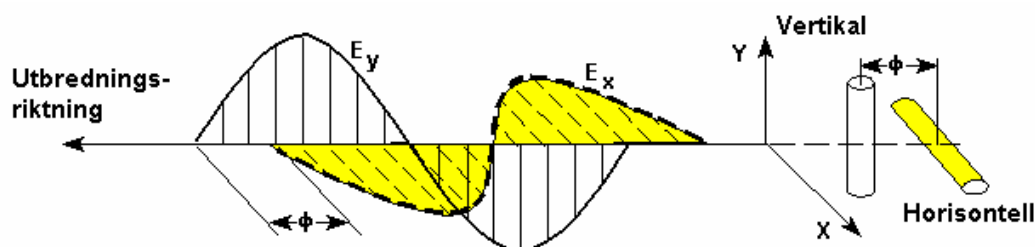
Figur 3

Redan vid 5 m höjd ger dipolen bra förstärkning, men med ökande höjd avtar "take-off vinkeln" och DX-förmågan ökar

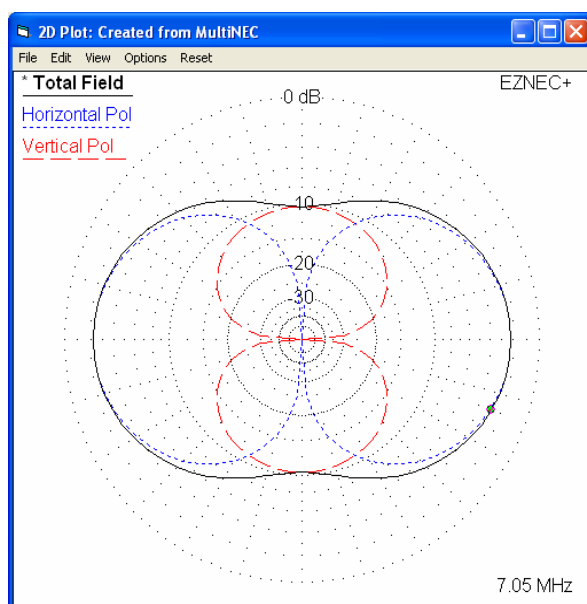
En mer kvalitativ bild av en antenss prestanda ges av ett 3-D diagram, se vinjettbilden överst, som visar dipolens fältdiagram vid höjden 20 meter

Polarisation

Polarisationen hos en elektromagnetisk våg definieras som orienteringen hos den elektriska fältvektorn E . Om E ligger i parallellt med marken sägas strålningen vara horisontal polariserad.



Figur 4 För en horisontell dipol ligger den elektriska fältvektorn E i samma plan som antennledaren i riktningar vinkelrätt mot antennen



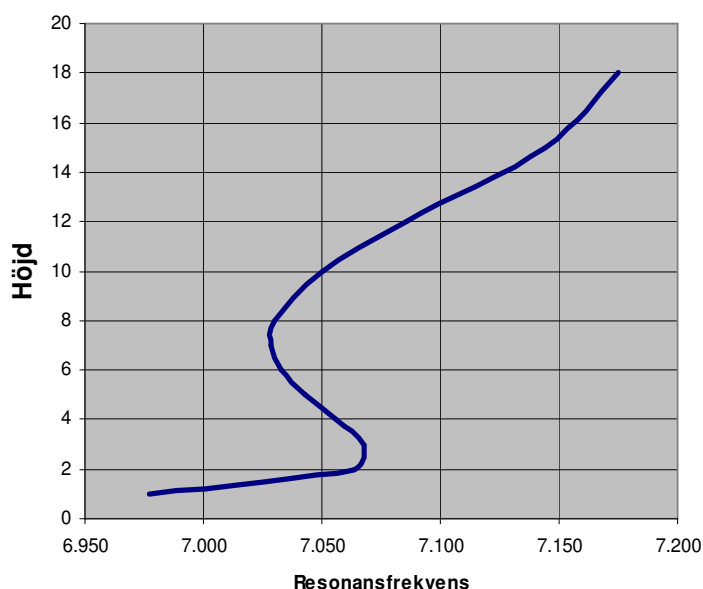
För en dipol över mark i andra riktningar än vinkelrätt mot antennen är den utgående vågen inte längre rent horisontal polariserad – den blir vad man kallar blandpolariserad, vilket innebär att E - och H -vektorn båda får en vertikal och en horisontell komponent i fjärrfältet

I antennens ändriktningar blir strålningen rent vertikal polariserad. Figuren intill visar ett horisontaldiagram för dipolen på 10 m höjd; det horisontalt polariserade fältet (prickad blå kurva) är maximalt tvärs antennens sträckning medan fältet i antennens ändriktningar är vertikal polariserat.

Det är den vertikalpolariserade komponenten som medför att dipolen uppträder rundstrålande vid lägre höjder. Att dipoler strålar vertikalpolariserat från ändarna medger att man ibland kan få viss markvågsutbredning i antennens längdriktning, vilket kan vara intressant i de tillfällen då jonosfärförhållandena inte medger rymdvågskommunikation.

Antennhöjden påverkar resonansen och matningsimpedansen

Resonansfrekvens och antennhöjd



Figur 5

visar hur dipolens resonansfrekvens varierar med antennhöjden.

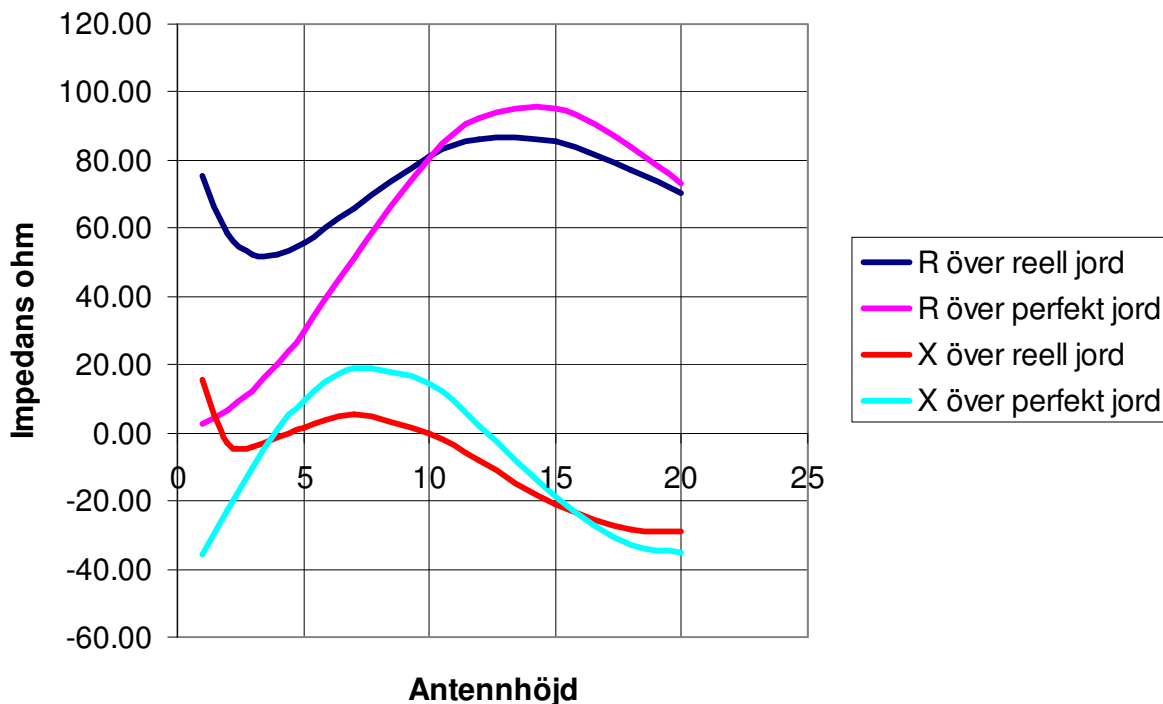
Vid höjder över 10 m ökar resonansfrekvensen stadigt med höjden. Vid lägre höjd inträffar ett lokalt minimum vid ca 7 m och resonansfrekvensen ökar åter ner till höjden ca 3 m, där resonansfrekvensen åter börjar avta. Vändningen nedåt under 3 m höjd beror på markens dämpande inverkan – hade marken varit en perfekt ledare skulle resonansfrekvensen ha fortsatt att öka vid höjder under 3 m.

Skälet att resonansfrekvensen varierar med höjden är återverkan av reflexioner från marken. De vågor som går ut lodrätt nedåt reflekteras mot marken, den reflekterade vågen blir 180 grader fasvriden relativt den infallande vågen och inducerar en ”mot-EMK” i antennledaren när de passerar den på sin väg uppåt för att sedan kombineras med den direkta uppåtstrålningen från antennen. Amplituden och fasläget hos denna mot-EMK beror direkt av markreflexens gångväg, d.v.s. höjden samt markens reflekterande egenskaper: dielektricitetskonstant och ledningsförmåga. Mot-EMK-n adderas vektoriellt till spänningen i matningspunkten och kan ge både med- och motverkan, vilket medför att den impedans man ser i matningspunkten kommer att variera med höjden, se figur 6 nedan:

Vid höjden något mer än en kvartsvåg har matningsimpedansens realdel R ett maximum nära 90 ohm; sedan avtar R vid lägre höjder och har ett minimum ca 50 ohm vid ungefär 2.5 m. Vid ytterligare lägre höjd ökar R igen, därför att antennen börjar koppla starkt till marken via sitt närfält. Nära en antenn ökar fältet omvänt proportionellt mot kubens på avståndet till antennen – nära marken ökar alltså kopplingen till marken och därmed markförlusterna snabbt.

Figur 6 visar även matningsimpedansens realdel R och imaginärdel X vid idealfallet perfekt jord – vid perfekt jord avtar R stadigt med höjden och går mot mycket låga värden vid höjder under 10 m medan vid reell jord R når ett minimum ca 50 ohm vid ca 3 m höjd.

Matningsimpedansens realdel är sammansatt av förlustresistansen i antenntåren och den s.k. *strålningsresistansen*, vilken representerar den energi som lämnar antennen och förbrukas antingen som förlustenergi i mark och omgivning eller som utstrålad ”nyttig” energi.

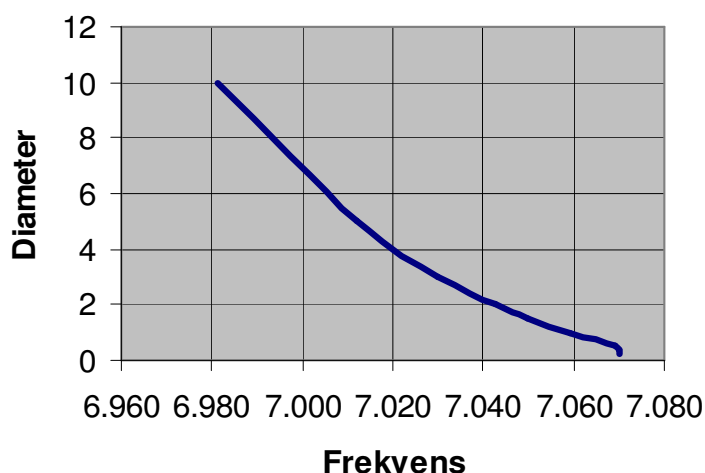


Figur 6 Dipol 7 MHz – Matningsimpedansens real- och imaginärdelar vid varierande höjd över reell och perfekt jord

Det vore intressant att kunna göra en uppdelning av den utstrålade energin i den andel som transporteras bort till fjärrfältet och kan användas för kommunikation och den energi som hamnar i mark och föremål som byggnader, träd, hängrännor och andra ledande föremål i närheten, men tyvärr finns inga bra metoder för detta. Man kan göra vissa bedömningar ansatser m.h.a. simulering av fjärrfälten, men resultaten blir osäkra.

Tråddiameter, isolationstjocklek och trådmaterial

Resonansfrekvens och tråddiameter



Figur 7

Figur 7 ovan visar resonansfrekvensens beroende av tråddiameter för exemplet med 40 m dipolen. Resonansfrekvensen hos en dipol avtar med ökande trådtjocklek – tjocka dipoler måste alltså göras kortare än tunna dipoler för att behålla resonansfrekvensen. En ändring från tunn tråd, säg 1 mm diameter, till 10 mm diameter sänker antennens resonansfrekvens med ca 100 kHz.

Sambandet är inte linjärt; tunnare tråd än 1 mm ökar inte resonansfrekvensen så mycket, däremot ökar förlusterna snabbt. Det är intressant att det motsatta förhållandet gäller för loopantennerna – där ökar resonansfrekvensen med ökande tråddiameter!

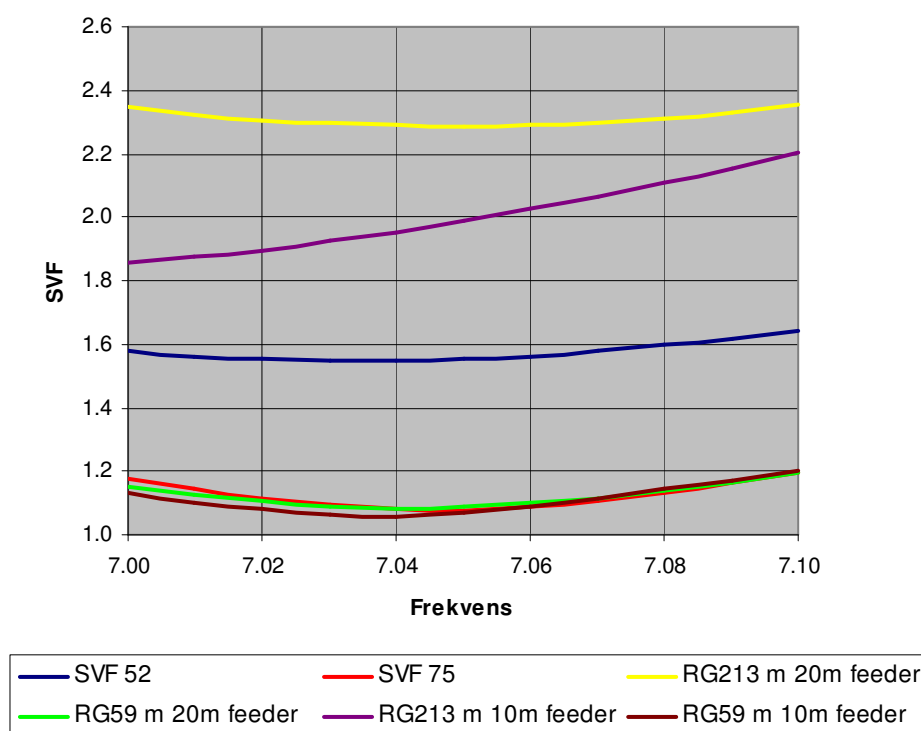
Isolerad antennledning medför att antennen elektriskt blir längre, d.v.s. dess resonansfrekvens sjunker. Inverkan kan vara ganska märkbar. En test med hjälp av Ezrec 4+ som kan ta med isolationstjocklek i beräkningarna visar att resonansfrekvensen för dipolen på 10 m höjd sjunker från 7.05 MHz (med oisolerad tråd) till ca 6.83 MHz om trådisolationen är 1 mm tjock och har dielektricitetskonstanten 2.5 (ett typiskt värde som t ex motsvarar FK1.5 tråd). Förändringen motsvarar en trådlängd av ca 2.5%, dvs. nästan en halv meter för en 7 MHz dipol.

Inverkan av sämre ledarmaterial än koppar medför i första hand att de resistiva förlusterna i dipolen ökar – om 40 m dipolen tillverkas med antennledning av rostfritt stål eller järntråd i stället för koppar ökar förlusterna från ca 1 W till 4 - 5 W vid en inmatad effekt av 100 W. Om antenntåren är av magnetiskt material har detta en liknande inverkan som om tråden vore isolerad; våghastigheten på ledaren sjunker något och antennen blir elektriskt längre.

Anpassning och ståendevågförhållande

Att döma av data i figur 6 bör dipoler på höjder över ca 7 m matas med 75 ohm koaxialkabel, medan 52 ohm ledning kanske passar litet bättre för lägre placerade antenner. De värden på ståendevågförhållandet SVF (eller SWR) man möter vid matning med endera kabeltypen. För att ge en bild av hur det kan förhålla sig visas figur 8 nedan som ger SVF för 40 m dipolen på 10 m höjd under olika betingelser: SVF52 och SVF75 är SVF vid antennens matningspunkt beräknat mot 52 och 75 ohm källimpedans resp. De övriga kurvorna visar SVF variation vid 10 och 20m längder av RG213 (52 ohm) och RG59

SVF under olika betingelser



Figur 8

För andra antennhöjder ser kurvorna litet annorlunda ut, men inga större principiella förändringar. Man ser att matning med 75 ohm kabel ger den bästa anpassningen – variationen hos SVF över bandet blir liten, och man behöver ingen antennavstämningseenhet. Matning med RG213 (de tre övre kurvorna, gul, violett och blå) ger hela tiden SVF över ca 1.55 och en intressant sak är att SVF-minima inträffar vid olika frekvenser, vilket är betydligt mindre märkbart med 75 ohm ledning.

Den uppfattning som ibland hävdas att antennens egen resonansfrekvens ligger vid SVF minimum är således inte riktig – men det är riktigt att säga att *antennsystemets* resonans ligger vid SVF-minima; feedern är ju en del av antennsystemet!

Hur stor blir förlusterna i matarledningen vid de båda fallen med 10 och 20m ledningslängd? En snabb kontroll med en ”Coax Calculator” [5] ger vid handen att med RG213 matarledning blir förlusterna ca 5 och 10 W vid 10 och 20m ledning resp. och ett SVF = 2. Med 20m RG59, som ju anses vara en sämre kabel än RG213, blir förlusterna av ordningen 6 och 11 W vid SVF = 1.2 och kabellängderna 10 och 20m. Valet av kabel i detta fall blir ganska egalt. Vid högre frekvenser blir skillnaden mellan förlusterna dock större.

”Vilken del av dipolen strålar mest?”

Frågan ovan ställs ibland, men det är svårt att ge ett kort och kärnfullt svar utan komplicerad matematik. En vanlig uppfattning är att den tillförda energin till en antenn transporteras i antennledarens metall och att strålningen sedan ”skapas” i antennen genom att de fria elektronerna i metallen accelereras och därvid avger fotoner, strålningskvanta, men man diskuterar om detta är den rätta förklaringen – frågan är fysikaliskt intressant och behöver redas ut mer. Strålning är ju en form av energitransport – energin ”skapas” redan vid källan (sändaren) och transporteras sedan via matarledningen till antennen; man kan ju faktiskt också se själva antennen enbart som ett ”transportband” för elektromagnetisk energi till det omgivande mediet.

Många skickliga teoretiker har under årens lopp funderat på frågan hur den elektromagnetiska energin egentligen färdas på vägen mellan en sändare och omgivande rymd. Frågan går tillbaka ända till J H Poyntings grundläggande artikel från 1884 ”*On the transfer of energy in the electromagnetic field*”, där han definierar *strålningsvektorn* eller *Poyntings vektor* och diskuterar olika exempel.

Poyntings vektor **S** beskriver *effekttätheten i ett elektromagnetiskt fält* där vektorn är rent reell:

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (\mathbf{x} \text{ betecknar den s.k. vektor- eller kryssprodukten, se Appendix nedan})$$

E och **H** betecknar de elektriska och magnetiska fältstyrkorna. I fjärrfältet från en antenn är **E** och **H** högfrequensmässigt i fas (men 90 grader åtskilda i rummet) och storleken av **S** i fjärrfältet blir helt enkelt produkten av beloppen för **E** och **H**:

$$S = E \cdot H \cdot \sin(90^\circ) = E \cdot H$$

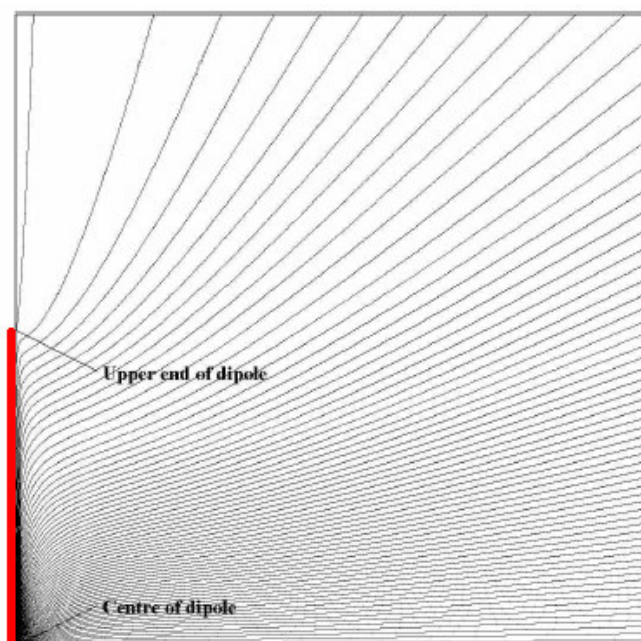
I fjärrfältet är dessutom beloppet av $E = Z_0 \cdot H$, där Z_0 är rymdens vågimpedans $Z_0 = 377 \text{ ohm}$, vilket ger ett enkelt uttryck för effekttätheten – det räcker med att känna eller mäta endera av **H** eller **E**:

$$S = E^2/Z_0 = H^2 \cdot Z_0 \quad \text{sort } W/m^2$$

Teoretiska resonemang om antenner grundade på Poyntings vektor bör göras med en viss försiktighet – det är ingen tvakan om att i en punkt i fjärrfältet av en antenn representerar **S** den lokala effekttätheten i W/m^2 , men att använda dess värden tagna eller beräknade i närfältet för att göra utsagor om fjärrfältets effekttäthet leder till absurda resultat. Poyntingvektorns karaktär missförstås ofta eftersom matematiken bakom dess tillämpning är komplicerad. Några teoretiska förklaringar ges nedan i ett Appendix.

De teoretiker som studerat energiflöde och energitransporten från antenner har kommit fram till flera intressanta praktiska resultat. En pionjär är Professor F Landstorfer vid tekniska högskolan i München, som med både beräkningar och praktiska mätningar har kommit fram till att den utstrålade energin från antenner sannolikt inte transporteras inne i antennledaren.

Den högfrekventa energin matas in vid antennens matningspunkt och energin "smyger" sedan längs antennledarnas utsidor samtidigt som den successivt avlägsnar sig från antennen. Tillämpat på en dipol fås följande principbild av energiflödet strömningslinjer längs och ut från antennen, se ref [1,2 och 6]:



Figur 9

Bilden visar energiflödet från en halv vågs mittmatad dipolantenn – endast flödet i första kvadranten är utritat.

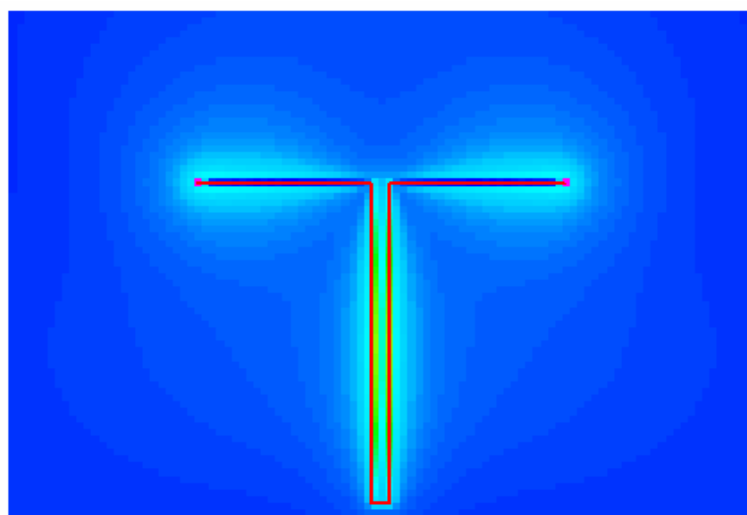
Energitätheten är störst där flödeslinjerna ligger nära varandra, d.v.s. vid matningspunkten längst ner till vänster i figuren.

Bilden ursprungligen gjord av Alan Boswell G3NOQ. Figuren är hämtad från [2] med tillstånd av författaren Kirk McDonald

Genom att tillämpa detta sätt att se på transporten av högfrekvent energi och användning av optimeringsberäkningar utvecklade Landstorfer redan på slutet av 1970-talet den s.k. Landstorfer-antennen som kännetecknas av att antennelementet är krökt (ungefär som en klädhängare eller en måsvinge), se t ex Cebik [4].

Poyntings vektor kan beräknas med simuleringsdata

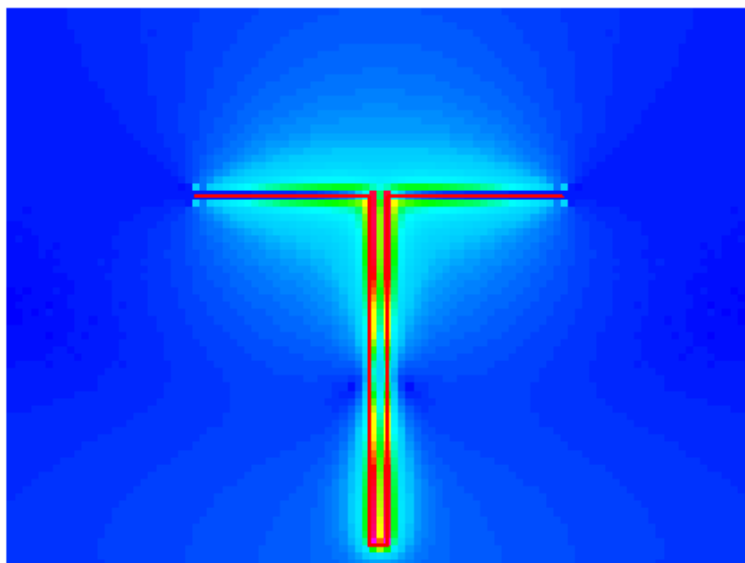
Det är möjligt att beräkna Poyntingflödet från antenner med simuleringsdata som underlag. Programmet 4NEC2 ger en resultatfil (typ *.OUT) som innehåller tabeller över fältstyrkor med både fas- och amplitudvärden och om man har ett bra matematikprogram (MathCad, Matlab eller Excel) kan man bygga en beräkningsrutin för att generera intressanta bilder av Poyntings vektor. Bilder av E- och H-fälten levereras direkt av 4NEC2 utan behov av beräkningar. För att visa fält och flödesbilder från en dipol har en enkel VHF-dipol simulerats vid sin resonansfrekvens. Dipolen är placerad på höjden 2 m (ca en våglängd) över reell mark och matas med öppen stege från en generator på ca 10 cm höjd över marken. Data har genererats inom en rektangel $h \times b = 3 \times 4$ m med upplösningen 4 cm. Figurerna 10 och 11 nedan visar E- och H-fälten från dipolen:



Figur 10

E-fält från dipol på höjden en våglängd

Antennstrukturen visas med röda linjer Fältamplituderna är färgkodade: gult och rött är höga värden, blått är låga värden och grönt är mitt emellan.

**Figur 11**

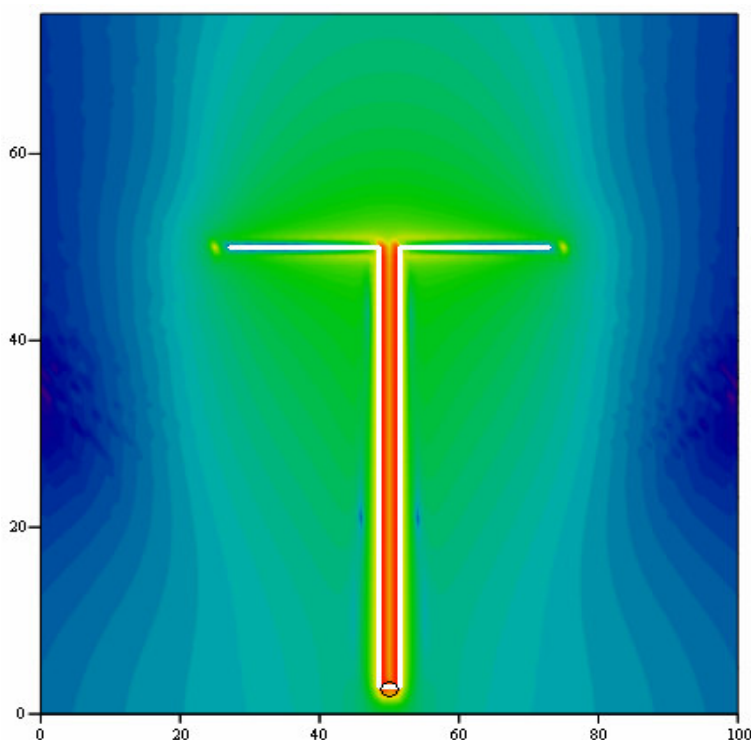
H-fält från dipol på höjden en våglängd

Antennstrukturen visas med röda linjer

Fältbilderna är fantasieggande och antyder svar på en del frågor, t ex ”hur mycket strålar matarledningen”. En öppen matarledning (”stege”) med längden λ har valts med avsikt för att ge en tydlig stående våg på ledningen.

Om man studerar bilden av E-fältet ser man att E-vektorn har största amplituden vid antennändarna och vid mitten av matarledningen – där uppträder ju spänningsmaxima p.g.a. det ganska höga SVF som råder på matarledningen. E-fältet har sina minima uppe vid antennens matningspunkt och i nedre änden av matarledningen. För H-fältet är förhållande de omvända; det har minima halvvägs upp på matarledningen och vid antennändarna.

Man kan inte bedöma var effekttätheten är högst (”strålningen är starkast”) bara genom att studera bilderna av endera E- eller H-fälten. Effekttätheten är ju proportionell mot produkten av E och H och dessutom är den en funktion av den elektriska fasvinkeln mellan dem varför ett högt E-värde inte alls garanterar ”stark strålning”.

**Figur 12**

Poyntingvektorns belopp omkring en 77 MHz dipol på höjden en våglängd. Antennstrukturen visas med vita linjer.

Stor amplitud rött och gult – liten amplitud blåa färger.

Bilden är gjord i MathCad med indata från 4NEC2

Figur 12 visar Poyntingvektorns amplitud i ett lodrätt plan genom antennen. Eftersom antennen hänger på en våglängds höjd är den maximala strålningen riktad vinkelrätt mot bildens plan och strålningsbilden blir ganska ”tillsnörpt” – det ser man också genom att effekttätheten till höger och vänster avtar ganska snabbt. Energitätheten nära antennen är fördelad i en äggformad figur men avtar raskt i antennens längdriktningar. Energitätheten är större närmare marken än en bit upp. Man kan skönja två ”hål” nästan halvvägs upp vid matarledningen där energitätheten verkar ha ett lokalt minimum. Mellanrummet mellan matarledningens trådar har hög och konstant amplitud (röd) vilket indikerar att det är där som den tillförda energin transporteras.

Så – svaret på frågan i inledningen till detta stycke är ”Energitätheten – ”strålningsstyrkan” – är störst omkring matningspunkten för antennen”.

Den praktiska beräkningen av Poyntingvektorn görs principiellt genom att extrahera data för E- och H-vektorerna som matriser ur resultatfiler från fältberäkningar i 4NEC2 och sedan beräknas Poyntingvektorn \mathbf{P} s real- och imaginärdelar m.h.a. sambandet

$$\mathbf{P} = \mathbf{i} \cdot [E_y \cdot H_z^* - E_z \cdot H_y^*] + \mathbf{j} \cdot [E_z \cdot H_x^* - E_x \cdot H_z^*] + \mathbf{k} \cdot [E_x \cdot H_y^* - E_y \cdot H_x^*]$$

Här är \mathbf{i} , \mathbf{j} och \mathbf{k} är enhetsvektorerna i x-, y- och z-led i rummet, E och H är komplexa effektivvärden och asterisken för H-komponenterna anger deras konjugatvärden. Normalt görs beräkningen för ett lämpligt valt symmetriplan i rummet som valts så att en eller flera fältkomponenter är = 0, detta förenklar beräkningen.

Till sist

Vi återvänder till de fyra punkterna i inledningen – alla ”vet” att dipolen:

- Har ett fältstyrkediagram i horisontalplanet som ser ut som en åtta med utpräglade minima i antennens längdriktning
- Ger rent horisontalpolariserad strålning
- Har 75 ohm matningsimpedans
- Är en halv våglängd lång minus några procent p.g.a. ”ändkapacitansen”

En mer nyanserad bild är nog

- Dipolen har ett fältstyrkediagram i horisontalplanet som liknar en åtta om den placeras på stor höjd. På höjder under en halv våglängd blir antennen alltmer rundstrålande ju lägre den placeras.
- Dipoler över mark ger horisontalpolariserad strålning i riktningar vinkelrätt mot antennens utsträckning, men användbar vertikalpolariserad strålning i antennens längdriktning.
- Dipolers matningsimpedans vid resonans varierar mellan grovt 50 och 100 ohm i kortvågsområdet. Vid höjder över en halv våg närmar sig impedansen 75 ohm. När antennhöjden minskas till lägre höjder än en halv våg avtar impedansen först, men ökar sedan åter när antennens reaktiva fält börjar koppla till den markytan – då transformeras markförlusterna in i serie med antennens strålningsresistans och matningsimpedansen ökar igen.
- Dipolens längd är beroende av antennhöjd, tråddiameter, eventuell isolationstjocklek och om trådens har magnetiska egenskaper eller inte. Att ge en exakt allmän formel går inte.

Den praktiska kontentan av denna lilla utredning är måhända att ”Det går sällan att klippa till en dipol exakt rätt” - för dipoler över mark kommer resonanslängd, matningsimpedans och strålningsegenskaper att variera med höjd, trådtjocklek och material, och det enda praktiska rådet är kanske att ha avbitartången redo! Men tänk också på att enkla trådantenner följer ju principen ”små förändringar ger små verkningar” och möjligheterna att förvandla en dipol som man tycker går dåligt till en ”HF-vulkan” genom att trimma med avbitartången är ganska små.

Det finns dock "ett system bakom galenskaperna" och det är författarens förhoppning att läsaren kan ha nytta av redogörelsen även vid experiment med andra antenntyper än halv vågsdipoler – de flesta antenner kan ju ses som kedjor av små elementardipoler!

Appendix: Vektorprodukt och Poyntings vektor

I avsnittet om Poyntings vektor ovan förekommer några vektorformler som kan behöva förklaras ytterligare. *Skalärprodukten* $\mathbf{a} \cdot \mathbf{b}$ av två vektorer \mathbf{a} och \mathbf{b} är ett tal (en skalär) som är lika med produkten av beloppen (längderna) av \mathbf{a} och \mathbf{b} gånger cosinus för vinkeln φ mellan dem:

$$\mathbf{a} \cdot \mathbf{b} = |\mathbf{a}| \cdot |\mathbf{b}| \cdot \cos(\varphi)$$

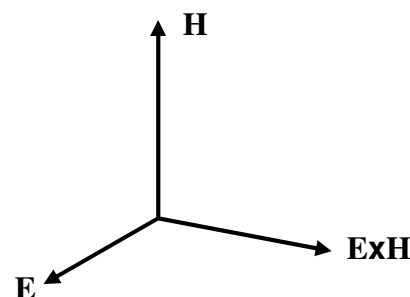
Geometriskt tolkar man skalärprodukten som ytan av den parallelogram som bildas av \mathbf{a} och \mathbf{b} .

I två dimensioner skrivs vektorer vanligen som komplexa tal och skalärprodukten av vektorerna $\mathbf{x} = a_1 + jb_1$ och $\mathbf{y} = a_2 + jb_2$ blir då $\mathbf{x} \cdot \mathbf{y} = a_1 \cdot a_2 + b_1 \cdot b_2$.

I tre dimensioner är skalärprodukten av två vektorer

$$\mathbf{x} = \{a_1, b_1, c_1\} \text{ och } \mathbf{y} = \{a_2, b_2, c_2\} \text{ lika med } \mathbf{x} \cdot \mathbf{y} = a_1 \cdot a_2 + b_1 \cdot b_2 + c_1 \cdot c_2$$

Kryssprodukten eller *vektorprodukten* $\mathbf{a} \times \mathbf{b}$ är en vektor som är vinkelrät mot det plan som \mathbf{a} och \mathbf{b} ligger i och vars storlek är produkten av beloppen för \mathbf{a} och \mathbf{b} gånger cosinus för vinkeln mellan \mathbf{a} och \mathbf{b} .



$$\text{Beloppet av } \mathbf{a} \times \mathbf{b} = |\mathbf{a}| \cdot |\mathbf{b}| \cdot \sin(\varphi)$$

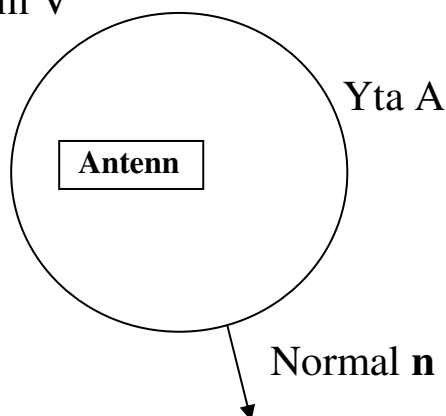
Ett exempel från mekaniken på en kryssprodukt är vridmoment. Vridmomentet är en vektor \mathbf{M} som är vinkelrät mot det plan som momentarmen \mathbf{L} och kraften \mathbf{F} ligger i: $\mathbf{M} = \mathbf{F} \times \mathbf{L}$

En elektromagnetisk våg i fjärrfältet från en antenn kan anses som plan, \mathbf{E} och \mathbf{H} ligger då vinkelrätt mot varandra och är i fas och Poyntingvektorn $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ ligger då vinkelrätt mot båda fältvektorerna och pekar i vågens utbredningsriktning se skissen ovan.

Poyntingvektorn

För att ge mer information om Poyntingvektorn kan man göra följande allmänna resonemang

Volym V



I figuren till vänster är en antenn placerad inom en tänkt yttre volym V med begränsningsytan A .

Antennen tillförs den komplexa effekten $P + jQ$ W från en generator/sändare belägen inom volymen V .

Inom V råder strömfördelningen \mathbf{J} A/mm² vilken är lika med strömfördelningen på antennen om det omgivande mediet för övrigt är luft.

Vektorn \mathbf{J} är en funktion av rumskoordinaterna x, y, z och matningsströmmen till antennen. Den uppfyller tillsammans med fältvektorerna \mathbf{E} och \mathbf{H} Maxwells ekvationer för systemet, d.v.s. \mathbf{J} , \mathbf{E} och \mathbf{H} kan (åtminstone i princip!) uttryckas i en funktion av matningsströmmen och antennens geometri.

För det stationära växelströmsfallet med sinusformade signaler kan man räkna med komplexa effektivvärden och då säger Poyntings teorem att tillförd komplex effekt är:

$$P + j \cdot Q = \int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}^* dV + j \cdot \omega \int_V [\mathbf{B} \cdot \mathbf{H}^* - \mathbf{E} \cdot \mathbf{D}^*] dV + \int_A \mathbf{n} \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) dA$$

I formeln ovan är $P + j \cdot Q$ den tillförda komplexa effekten (sort: Watt + j-Var). Den första integraltermen i högra ledet ger de resistiva förlusterna i antennledarna, nästa integral representerar den upplagrade elektromagnetiska energin i volymen V omkring antennen. Integralen längst till höger är *den utstrålade effekten genom ytan A* hos volymen V runt antennen. Termen \mathbf{n} i den högra integralen är normalvektorn till ytan A som multipliceras med vektorn \mathbf{S} : för att beräkna det bidrag som går vinkelrätt ut från ytan A .

Formeln kan verkligen verka avskräckande, men läsaren uppmanas att se den mera som en bild och inte grubbla på hur man "räknar ut" något med den. Men man göra en fysikalisk tolkning av de samband den visar: den är fundamentalt en formulering av energiprincipen – "tillförd energi är lika med nyttigt arbete plus förlusterna" och härleds ganska direkt ur Maxwells ekvationer för det elektromagnetiska fältet. Tillämpad på enkla likströmskretsar och växelströmskretsar resulterar formeln i Ohms lagar för lik- och växelström.

Formeln ovan gäller för en godtycklig antenn som man matematiskt tänker sig placerad inom en slutna volym V med ytan A , t ex en sfär eller slutna "kupol".

I integralformeln representerar \mathbf{J} således en strömtäthet med sorten A/m^2 (här kommer den rumsliga strömfördelningen på antennen in!). \mathbf{D} är den s.k. förskjutningsvektorn och \mathbf{B} den magnetiska flödestätheten. Alla vektorstorheterna tänks lokaliserade inom en volym V som omsluter antennen. Den mellersta integralen i högra ledet representerar volymtätheten hos den reaktiva energi som är upplagrad inom V . I luft eller vakuum är $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$ och $\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E}$, där μ_0 och ϵ_0 är permeabiliteten och dielektricitetskonstanten för vakuum resp. Storheterna \mathbf{D} och \mathbf{B} behövs inte för det fortsatta resonemanget – de är av intresse först när mediet omkring antennen är polariser- eller magnetiserbart.

Poyntings vektor $\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*$ har alltså dimensionen $Watt/m^2$ och kan ses som en *energiflödesvektor* – den har sorten W/m^2 och representerar energiflöde per ytenhet och sekund – sorten kan ju också skrivas *Joule/m²,s*

Några förklaringar till formeln ovan: integraler märkta med ett V är s.k. volymsintegraler och ger, litet enkelt uttryckt, volymsinnehållet av V med de enskilda volymselementen viktade med integrandens värde. Integralen märkt A längst till höger är en s.k. ytintegral och ger summan av den slutna ytans ytelement viktade med integrandens värde. Den representerar det totala effektflödet utåt, bort från antennen, beräknat över den slutna ytan A med volymen V runt antennen. Värdet av integralen är oberoende av ytans exakta form, det går bra att tänka sig en sfär, men man kan använda andra former beroende på de symmetrivillkor och/eller koordinatsystem som gäller för problemet. Ofta behöver man inte veta den exakta formen.

Ytintegralen måste dock alltid beräknas över en slutna yta – det är ett matematiskt villkor som ofta försummas av dem som missförstått användningen av Poyntings vektor. Använder man inte en slutna yta kan man "bevisa" och hävda vilka tokigheter som helst!

Referenser

1. J. D Jackson: "*How an antenna launches its input power into radiation: the pattern of the Poynting vector at and near an antenna*"
http://www.hep.princeton.edu/~mcdonald/examples/EM/jackson_paper_052705.pdf
2. "*Radiation in the Near Zone of a Center-Fed Linear Antenna*" by Kirk T. McDonald
Joseph Henry Laboratories, Princeton University, Princeton, NJ 08544
<http://www.hep.princeton.edu/~mcdonald/examples/linearantenna.pdf>
3. Joachim Johansson, Urban Lundgren: "*EMC i kopparnät*", Master Thesis
<http://www.sm.luth.se/~urban/master/>
4. "*Phased Yagis, EDZ Beams, and Landstorfer Yagis 2-Meter Birds of a Feather*"
L. B. Cebik, W4RNL <http://www.cebik.com/vhf/eb.html>
5. Coax Calculator
<http://www.ocarc.ca/coax.htm>
6. F. Lantsdorfer: "*Energietransport im Nahfeld von Richtantennen*"
<http://puhep1.princeton.edu/~mcdonald/examples/EM/landstorfer.pdf>