

Kort om kortvågsantennner

Michael Josefsson
SM5JAB

maj 2004

Innehåll

1. Inledning	5
2. Kan en antenn se ut hur som helst?	7
3. Anpassning	9
3.1. Varför anpassning?	11
4. Flerbandsantenn	17
4.1. Flerbandsdipol	17
4.2. Traps	18
4.3. W3DZZ	19
5. Flerbandsantenn med matchbox	21
5.1. Matarledningsförlusten	21
5.2. Matning med steg	23
5.3. Antenn med stegematning	26
5.3.1. 135-foot multiband center-fed dipole	26
5.3.2. Five band dipole	27
5.3.3. Four band off-center-fed dipole	28
6. Andra vanliga antennvarianter	31
6.1. Zeppelinantennen	31
6.2. Sky loop	32
6.3. G5RV	33
6.4. Inverterad L-antenn	33
7. Vågutbredning	35
7.1. Markvåg	35
7.2. Rymdvåg	35
7.3. Jonosfärens inverkan	36
7.4. D-, E- och F-skikten	36
8. Strålningsdiagram	39
8.1. Dipol i fri rymd	39
8.2. Dipol över markyta	40
8.2.1. Strålning i horisontalplanet	40

8.2.2. Strålning i vertikalplanet, strålningsvinkel	41
9. Riktantenner	43
9.1. Förstärkning, Gain	43
9.2. F/B-förhållande, front/back-ratio	44
9.3. Fasade dipoler	44
9.3.1. W8JK	45
9.4. Passiva element, parasitelement	46
9.5. Loop-antenner	48
9.5.1. Loop-antenn	48
9.5.2. Quad-antenn	49
10. Vertikalantennen	53
10.1. Strålningsdiagram	53
10.2. Jordplan	54
11. Transmissionledningsteori	57
11.1. Inledning	57
11.2. Våg- och ekoanalogin	57
11.3. Stående våg	58
11.3.1. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i sin karakteristiska impedans, $R = Z_0$	59
11.3.2. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i öppen ände, $R = \infty$.	60
11.3.3. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i kortsluten ände, $R = 0$	60
11.3.4. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i annan impedans	60
11.4. Impedans längs ledare	60
11.5. Våghastighet	64
11.6. Exempel: Teorin hittills tillämpad på halvvågsdipol	64
11.7. Transmissionsledning som impedanstransformator	65
A. Decibel	67

1. Inledning

Inget är så praktiskt som en stabil teori att stå på. Inte minst gäller detta antenner där varje radioamatör verkar ha sin egen uppfattning om vad som är "den bästa" antennen. Tyvärr har det genom åren spridits "resultat" som vid närmare granskning saknar grund. Med moderna beräkningsverktyg¹ kan antenner modelleras och tidigare aningar bekräftas eller förkastas.² Detta har gett ett rejält uppsving för experimenterandet med antenner. Man behöver inte gissa så mycket nu utan kan i lugn och ro göra omfattande simuleringar innan man går ut i sin trädgård och börjar klippa antenntråd.

Detta lilla häfte avser att reda ut begreppen något. Det finns trots allt en generell fysikalisk grund som alla antenner baserar sig på, det går inte att komma undan. Vi kommer att studera en del grundläggande men viktiga begrepp för att åstadkomma en grund för vidare experimenterande på egen hand.

Dessutom är texten försedd med idéer kring flera populära antenntyper som ofta är lätta att bygga.

¹Exempelvis MMANA eller EZNEC.

²Det verktyg som använts till diagrammen i denna text är utförda med EZNEC (<http://www.w7el.com>). Den version som använts är demonstrationsversionen som kan laddas ner gratis. Tyvärr tillåter den inte mer än 20 stycken sk segment i simuleringarna varför de redovisade diagrammen kanske inte exakt representerar verkligheten. Ur simuleringarna framgår dock helt klart typbeteendet hos de presenterade antennerna.

1. Inledning

2. Kan en antenn se ut hur som helst?

Svaret är i det närmaste ”ja”, kommer det att visa sig. Om man däremot frågar en grupp radioamatörer ”Vilken antenn använder du mest?” är dock det övervägande svaret alltid: ”Dipol”. Det verkar finnas något i ryggmärgen hos oss som sätter likhetstecken mellan antenn och dipol.

I en artikel i QST (juli 2000) visar Thomas Schiller, N6BT, hur ”Anything Works”, — allt fungerar — som antenn. Det är bara en fråga om hur *bra* det funkar¹. Det *går* att köra radio med en väldigt liten antenn i förhållande till våglängden, det *går* att stämma av en järnsäng, och det *går* säkert också att få flera intressanta kontakter på detta sätt. Det kan däremot vara både roligare och lättare att använda en antenn med bättre egenskaper.² Att optimera ”radioglädje per peng” handlar mycket om att hitta rätt antenn för tillgänglig plats och plånbok.

Trey Garlough, N5KO, driver den intressanta tesen ”Kan du kontakta alla du hör, hör du inte tillräckligt bra”. Då är sannolikheten stor att du bara hör de starka, närliggande stationerna, menar han. Det finns signaler över hela jordklotet och med en tillräckligt bra antenn finns det alltid sådana som alltid just precis är knappt hörbara — men som kanske skulle kunna höras med en något bättre antenn!

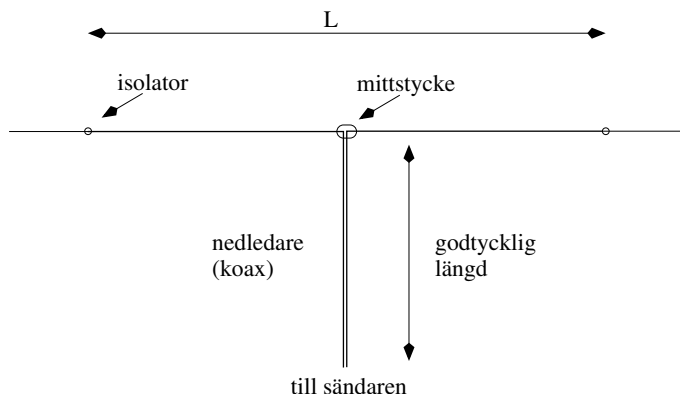
Ryggmärgsreflexen med dipolen ovan är dock inte fel, dipolen är en utmärkt antenn — om den används på rätt sätt! I detta häfte kommer dipolen att dyka upp på många ställen, den har en hel del egenskaper som gör den lämplig, både som antenn och som diskussionsunderlag. Dessutom är dipolen ofta startpunkten för andra antennvarianter, även om man kanske inte alltid lätt känner igen ”ur”-dipolen i konstruktionen.

En klar fördel med dipolen är att den är så enkel att tillverka. Tag två trådar, dra dem så mycket som möjligt åt olika håll så att de bildar ett ”T” och dipolen är klar. Se figuren nedan.

¹Artikelförfattaren berättar bland annat hur han fått svar från en motstation flera mil bort, trots att han bara använde en glödlampa som last vid prov av sin sändare. ”Anything Works”.

²En liknelse: Min far hävdar att om man skall använda cykeln som träningsredskap skall det vara en gammal, tung och trög cykel med ballongdäck. Då får man mer motion än med en slimmad racer med en-tumsdäck. Han har ju i och för sig rätt, men med lite mer fart och därmed längre vägsträcka blir upplevelsen mer varierad och trevligare på det hela taget. Och det är inte säkert att motionseffekten blir mindre för det!

2. Kan en antenn se ut hur som helst?



Dipolantennens totallängd bestäms av den frekvens den är tänkt att utnyttjas för. Den vanliga dipolantennen utförs som en halvvågslängd vid denna frekvens enligt formeln³:

$$L = 0.95 \cdot \frac{300}{f} \cdot \frac{1}{2} = 142,5/f$$

där frekvensen, f , anges i MHz och längden, L , i meter. Varje ”ben” i antennen är alltså hälften av detta värde.

I figuren visas hur dipolens upphängning sker via isolatorer. Dessa är viktiga för att antennlängden, L , skall vara den uppmätta och inte längre. Speciellt vid fuktig väderlek kan upphängningslinorna bli så blöta att de fungerar som en förlängning av dipolantennen.

Hos en sådan här halvvågsdipol uppstår spänningsmaxima i ändpunkterna varför det mycket väl kan vara tusentals volt där, vid sändning. Isolatorerna behövs även för att det inte ska bli överslag i antennändarna.

Dessutom behövs isolatorer för att kunna hänga antennen fritt från omgivande byggnader.

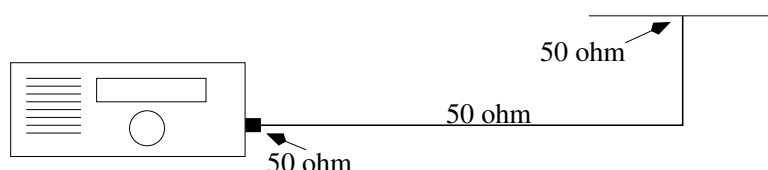
Övergången mellan nedledaren och antennelementen sker via ett mittstycke som i sin enklaste form kan vara en bit plexiglas med hål för dragavlastning. Ibland kan det behövas ett upphängningssnöre i mittstycket också för att unvika för mycket ”häng” i antennen.

Vanligen kopplas dipolen ihop med radion via koaxialkabel. Den mest använda koaxialkabeln har en impedans av 50 eller 75 Ω , men det finns ovanligare sorter med både högre och lägre impedanser. Den 50 Ω -iga är populärast eftersom din radio vill ha 50 Ω :s belastning, men vet man vad man gör kan koaxialkabel med andra impedanser vara outhärliga.

³Vän av ordning anmärker nu att våglängden fås ur $300/f$, så varför 0.95? Jo, detta kommer sig av att tråddiametern inte är oändligt tunn utan har en fysisk storlek som inte är försumbar i förhållande till våglängden. På högre frekvenser måste man ta än mer hänsyn till detta, men inom kortvågsbanden duger den här formeln. Se även *edge effect* i litteraturen.

3. Anpassning

Vi föregår framställningen här genom att direkt diskutera anpassning. Med anpassning menas i stort att en radio som vill se $50\ \Omega$ i sin antennutgång, gör sig bäst då den matas med koaxialkabel (eller annan kabel) med en impedans om $50\ \Omega$ och att andra änden av kabeln också skall avslutas i en antennimpedans om $50\ \Omega$.



Nu visar det sig att naturen för en gångs skull inte motarbetar våra ambitioner. En dipolantenn har en impedans, mätt direkt mellan de två trådarna, på cirka $70\ \Omega$. I varje fall *om* den sitter på en sådan höjd från marken att den inte störs av omgivningen¹, och i varje fall *om* den har en längd som motsvarar den frekvens vi försöker använda den för.

Tyvärr visar det sig att den önskade höjden är stor och knappt praktiskt möjligt att åstadkomma på större delen av de våglängder kortvågen omfattar. En antenn tänkt att användas för 80-metersbandet skulle behöva sitta cirka 80 meter upp i luften för att inte nämnvärt beröras av markens inverkan på impedansen. Tacksamt nog noterar vi att impedansen inte är kritiskt beroende av antennens höjd om vi i alla fall kan få upp antennen, säg, 10–20 meter i luften. Med en höjd högre än en kvarts våglängd kan vi vara helt nöjda, ur impedanssynpunkt i varje fall.

Desto känsligare är dipolen för sin längd. En dipol är tämligen smalbandig, dvs den håller sin nominella impedans bara vid en mittfrekvens och en liten omgivning av denna. I kortvågssammanhang handlar detta om en bandbredd på kanske 100 kHz. Våra amatörband är ju i allmänhet bredare än så och det kan alltså vara svårt att få dipolen att vara *riktigt* bra både i bandets övre och lägre del. En lösning vore att kunna justera dipolens längd efter vilken frekvens som används, men detta stöter på uppenbarliga praktiska problem.

Vad tycker radion om dipolen då? Rätt bra faktiskt. Med $50\ \Omega$ överallt utom just i antennens matning kommer bara en liten missanpassning uppstå. Mellan antennens kanske $70\ \Omega$ impedans på en hög höjd och koaxialkabelns $50\ \Omega$ kommer missanpassningen att

¹Lägre höjd ger en lägre impedans.

3. Anpassning

uppgå till $70/50 = 1.4$. Moderna sändare med transistoriserade slutsteg vill inte gärna ha en missanpassning överstigande 1.5 så vi går precis klara här.² Äldre rörbaserade slutsteg är mer toleranta och kan hantera en missanpassning bortåt 3:1.³ På någon väl vald lägre höjd kommer missanpassningen att försvinna helt. I varje fall om vi bara använder dipolantennen för den frekvens den är tillklippt för.

Måttet missanpassning kallas normalt för stående-våg-förhållandet, SWR (*Standing Wave Ratio*), och kan beräknas som kvoten mellan de ingående impedanserna. Ett SWR är alltid större än 1. I fallet ovan där antennen var $70\ \Omega$ får vi alltså $\text{SWR}=1.4^4$ vid matning med 50Ω :s kabel. Om antennen hade en impedans av bara 20Ω skulle SWR-talet vara $50/20 = 2.5$. Man ser alltså till att det resulterande SWR-talet blir större än 1 genom att eventuellt byta täljare och nämnare i uträkningen.

Med en dipol tillklippt enligt ”standard”-formeln tidigare kommer längden att vara anpassad för den valda frekvensen, som utgör antennens resonansfrekvens.

Nästan i varje fall. Vill man vara extra petig, och det finns goda skäl att vara det här, kan med fördel trimma antennlängden så att lägsta stående våg erhålls. Trimningen går helt enkelt till så att man gör antennen några decimeter längre än formeln ovan och sedan successivt klipper bort några centimeter från dipolens ändar och mäter det erhållna stående vågförhållandet tills man är nöjd eller att talet börjar stiga igen — då har man just passerat optimum. Den exakta längden beror på vilken frekvens som används men också på omgivningen. Plåttak, hänggrännor, lyktstolpar m m i antennens omedelbara närhet (vi talar om storleksordningen några meter) kommer att påverka antennimpedansen något.

Det är viktigt att antennen är placerad på rätt höjd och ställe innan varje mätning görs. Så det blir en hel del hisande och sänkande av antenn innan man är nöjd för dagen.

Efter denna diskussion om dipolen måste jag slutligen kommentera att det säkert går bra att använda en dipol *trots* lite missanpassning, *trots* att den inte sitter på önskad höjd och *trots* att den inte är helt horisontell. Det skulle bara gå lite *bättre* om alla förutsättningar är perfekta. Om du är nöjd med en sådan dipol, som ju trots allt fungerar, så gå då ut i trädgården och klipp till dig en dipol och använd den. Många gör så, är nöjda och det är inget fel i det.

Om du däremot läser vidare kommer du snart att förstå att det finns andra antenner än dipolen som kan ha attraktiva egenskaper. Du kommer också att förstå vad du kan göra för att få din befintliga dipol att bli ännu bättre.

²Slutsteg skadas inte av missanpassning om uteffekten är mycket liten, så det är möjligt att fortfarande använda sändaren trots missanpassning, men det är inte att rekommendera.

³Transistorslutsteg är bredbandiga medan rörslutsteg alltid avstäms. Ofta med ett s k pi-filter vilket har en impedansttransformerande verkan. Även om slutrör tål mer ”stryk” än transistorer är det avstämningen till lasten som gör att rörslutsteg hanterar missanpassning bättre.

⁴Skrivs även som SWR 1.4:1

3.1. Varför anpassning?

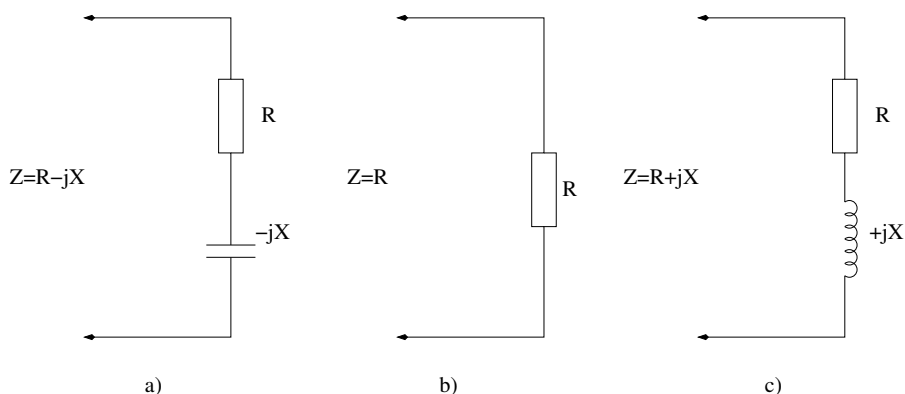
Det var ett evigt tjat om missanpassning och ståendevägförhållanden, är det så viktigt? Det är det faktiskt. Av flera orsaker:

- Dels mår inte sändaren bra av (transistorer och rör blir mer belastade) att köra ut effekt i en impedans den inte är gjord för,
- dels kommer inte sändarens filter att vara så bra som tillverkaren designat vilket innebär att sändaren släpper ut exempelvis övertoner med en amplitud som inte var avsikten,
- dels innebär missanpassning att hela sändareffekten inte kommer antennen tillgodo, och
- dels kommer inte det antennen tar emot att anlända i radiomottagaren utan förlust. Även mottagarens förmåga att uppfatta motstationen kommer alltså att bli lidande p g a denna dämpning.

Det finns alltså en hel drös anledningar till att försöka upprätthålla en impedansanpassning i antennsystemet. Bakom detta begrepp finns en välutvecklad matematisk teori. Man behöver inte kunna detaljerna i denna, men vi kommer inte undan utan att diskutera de tre olika sorters belastningar som antennen kan utgöra för sändaren (eller mottagaren enligt sista punkten ovan).

Några generella faktum i antennteorin är dessa:

- En antenn är kapacitiv med en längd *under* sin resonansfrekvens, a) nedan,
- en antenn är induktiv med en längd *över* sin resonansfrekvens, c) nedan,
- en antenn är resistiv *vid* sin resonansfrekvens, b) nedan.



3. Anpassning

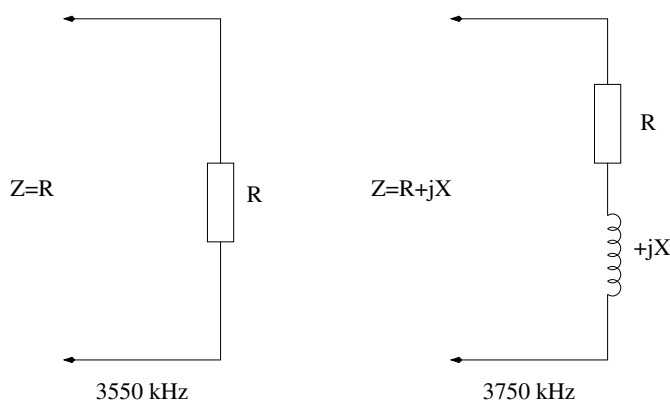
Man kan också formulera detta så att, för en viss frekvens, en kort tråd börjar som en kapacitiv impedans för att sedan få ett mindre och mindre kapacitivt inslag ju längre den görs. När trådlängden är $\lambda/4$ är det kapacitiva inslaget obefintligt — tråden är i resonans. Om tråden förlängs inträder sedan en induktiv komponent till längden är $\lambda/2$. Vid denna längd börjar det hela om igen. Det finns alltså flera olika längder där en tråd är i resonans. Samtliga dessa längder skiljer sig åt med $\lambda/2$.

En dipol som är för kort tillskuren för en viss frekvens visar alltså upp sig — vid denna frekvens — som en mer eller mindre kapacitiv belastning. Om man förlänger dipolen, eller vilket är samma sak, gör undersökningen vid en lägre frekvens, kommer den kapacitiva delen att minska. Motsvarande resonans gäller för induktans och en från början för lång antenn.

Alla sändare är numera designade mot en antennlast om $50\ \Omega$ *resistiv* last. Sändaren vill alltså se en ren resistans på sin utgång och då helst en resistans på $50\ \Omega$. I fallet med dipolen ovan gäller alltså att impedansen vid resonansfrekvensen är rent resistiv med ett belopp om cirka $70\ \Omega$. Ur belastningshänseende är en sådan dipol snäll mot alla slutsteg dels för att ståendevågförhållandet blir relativt litet men inte minst för att den är resistiv vid sin resonansfrekvens.

Så långt är allt bra, men hur ska jag kunna använda antennen i andra änden av det band den är tillklippt för? Vi vet att bandbredden inte är mer än kanske 100 kHz, och det är alltför litet för att antennen i allmänhet skall kunna vara en bra last, ur sändarens synvinkel, i båda ändarna av ett amatörband.

Exempelvis är en dipolantenn, klippt för 3550 kHz för lång om man vill sända på 3750 kHz med den. Vi vet då, enligt ovan, att den också är induktiv vid 3750 kHz. För enkelhets skull ritas vi ett schema över den uppkomna situationen:

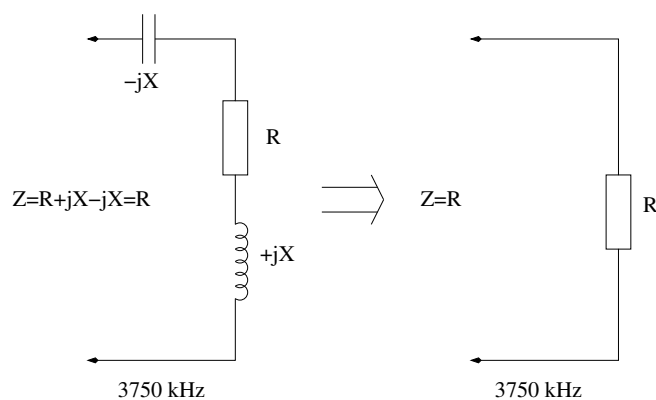


I figuren ser man att antennen består av en resistiv del (R), den som syns vid resonans, och även en induktiv del (+jX), på grund av att vi studerar en frekvens som är större än resonansfrekvensen. Från elläran vet vi⁵ att en negativ reaktans (kapacitiv resistans,

⁵Om du inte vet det så får du tro mig för tillfället i alla fall.

3.1. Varför anpassning?

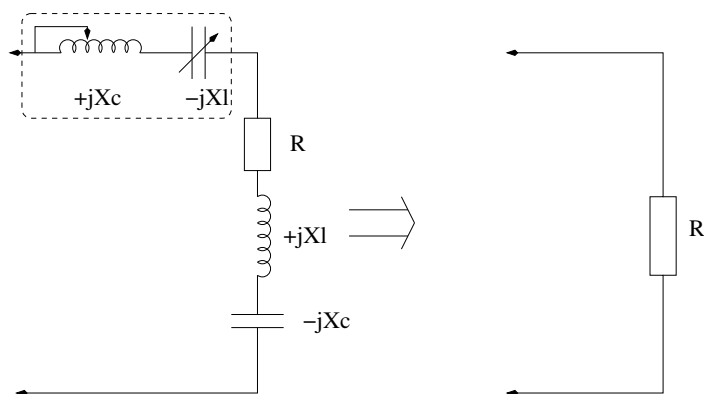
$-jX$) kan kompenseras av en positiv reaktans (induktiv resistans, $+jX$). Vi kan alltså eliminera antennens induktiva del med en lika stor kapacitiv del som vi lägger i serie med antennens matning:



Och plötsligt har vi trollat bort antennens reaktiva komponent och kvar är den resistiva. Precis som vi och sändaren vill ha det.

På liknande sätt som ovan kan en induktans i antennens tillledning kompensera en antenns kapacitiva del.

För att kunna anpassa generellt, d v s flera antenner och vid flera frekvenser, förstår vi nu att det vore bra med en apparat som kan kompensera såväl induktiva som kapacitiva belastningar. Sådana apparater kan tillverkas på några olika sätt och går under benämningar som *matchbox*, *antennavstämningseenhet*, *transmatch*, *Z-match* m fl.

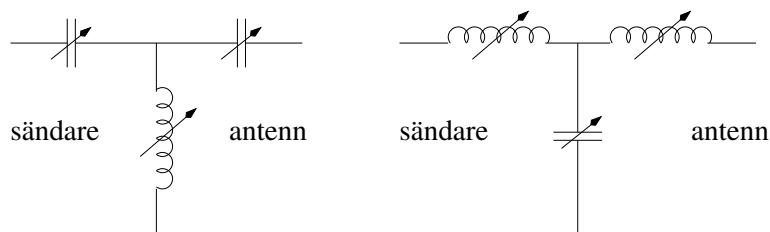


Med en sådan antennenpassningsenhet kan man nästan alltid rädda situationen oavsett vilken antenn man har. Om bara enheten innehåller tillräckligt stora induktanser och kapacitanser skulle vi kunna matcha alla förekommande belastningar. Nu finns det dock begränsningar på vad en sådan enhet får väga och kosta att det i praktiken inte är möjligt att matcha alla belastningar. De antennavstämningseenheter som finns på marknaden,

3. Anpassning

eller som man rätt lätt kan bygga själv, är dock i stånd att matcha alla realistiska antenner som uppkommer. Det är exempelvis fullt möjligt att använda dipolen ovan, inte bara på 3550 och 3750 kHz, utan även på övriga frekvenser inom kortvågen där impedansen avviker väsentligt från $50\ \Omega$ resistivt.

Kopplingsschema på några möjliga antennanpassningsenheter ges nedan. Speciellt det vänstra förekommer i verkliga konstruktioner. Flera andra och kanske bättre anpassare finns.



I praktiken är det väldigt svårt att klara sig utan en matchbox och om du inte har en nu så se till att skaffa en sådan. I detta sammanhang är också ett instrument för att mäta ståendevågförhållandet oundgängligt. Man kan ha dessa funktioner i separata enheter men jag rekommenderar å det kraftigaste att införskaffa en kombinerad matchbox och ståendevågsmätare. Dessa brukar dessutom komma med "korsvisande" instrument som avslöjar hur mycket sändareffekt som din sändare presterar. Jag har klarat mig utan en sådana kombinerad apparat i flera år men sedan jag köpt en och vant mig vid den skulle jag ha mycket svårt att klara mig utan. Man får en mycket bättre bild av hur antensystemet mår för tillfället än med separata instrument. Rekommenderas varmt alltså. Det finns åtskilliga av den typen på marknaden. Alla har ett utseende ungefär som denna:



Dessutom måste man ha i minnet att en antenn inte nödvändigtvis är en *bra* antenn bara för att ståendevågförhållandet ser bra ut. Om man exempelvis byter ut antennen mot

3.1. Varför anpassning?

ett motstånd på $50\ \Omega$ kommer stående vågförhållandet se perfekt ut även utan matchbox men man märker snart att motståndet är en mycket dålig ersättare för antennen. Motståndet kanske kan absorbera sändarens uteffekt men omvandlar bara energien till värme, inte till någon som helst högfrekvent *strålning*!

En antenn är bara en bra strålare av energi om den har en utsträckning, på ett eller annat sätt, i storleksordningen halva våglängden ($\lambda/2$). Detta gäller alltså oavsett man lyckats erhålla en bra ståendevågförhållande eller inte.

3. Anpassning

4. Flerbandsantennor

Det finns fördelar med att inte använda matchbox. Bland annat är det praktiskt att inte behöva justera in en lämplig anpassning vid varje frekvens eller band. Flera antenner har experimenterats fram som ger en lämplig belastning för flera amatörband eller till och med för hela kortvågsområdet. De förra kallas flerbandsantennor medan de senare, som kan användas över hela kortvågsområdet, går under namnet bredbandsantennor.

Bredbandiga antenner som täcker hela kortvågsområdet är möjliga att tillverka men innehåller sådana kompromisser att de med nödvändighet¹ blir dåliga strålare — vid någon frekvens. Vinsten är dock ett lågt stående vågförhållande över ett stort frekvensområde. Ett sådant byte av effektivitet mot bandbredd är dock inte attraktivt för radioamatörer som ofta trimmar sina antenner att efterlikna antennvärldens Ferrari². Vi lämnar i och med detta de bredbandiga antennerna därhän och koncentrerar oss på flerbandsantennor.

4.1. Flerbandsdipol

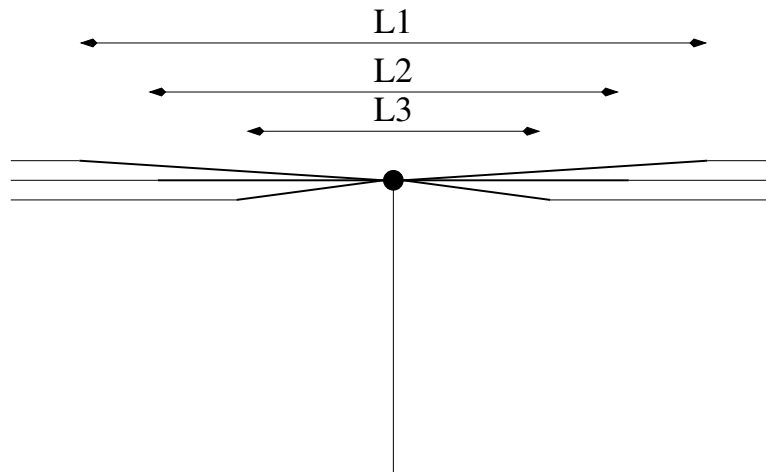
Dipolen är som vanligt en lämplig utgångspunkt. I stället för att enligt ”standard”-formeln $L = 0.95 \cdot \frac{300}{f} \cdot \frac{1}{2}$ bygga en komplett halvvågs dipolantenn för varje band kan en kompromiss erhållas om man sätter ihop flera dipol-trådar på samma nedledare. Det hela kommer att se ut som parallellkopplade antenner och — visar det sig — sändareffekten kan till viss del själv välja rätt dipol för frekvensen ifråga.

Närvaron av flera antenntådar medför att de till viss del påverkar varandra och att blint klippa till antennen efter formeln ger inte ett bra resultat. Varje band måste trimmas för sig med de övriga dipol-trådarna på plats i närheten. Antennen kan sannolikt inte användas på annan plats utan att trimmas på nytt.

¹Med undantag för s.k. logperiodiska antenner som har både bandbredd och riktningsverkan. Priset är också avskräckande, likaså behovet av en mast att sätta upp antennen i. Det finns dock exempel på logperiodiska trådanter, men det blir mycket tråddragning.

²Eller Mazda, enligt somliga...

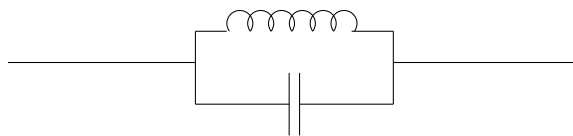
4. Flerbandsantennner



I litteraturen finns flera varianter på denna princip. Varianterna kan innebära att vissa dipoltrådar skall gå i särskilda vinklar ut från den längsta osv. Om impedansen blir cirka 50Ω kan denna antenn lätt matas med koaxialkabel.

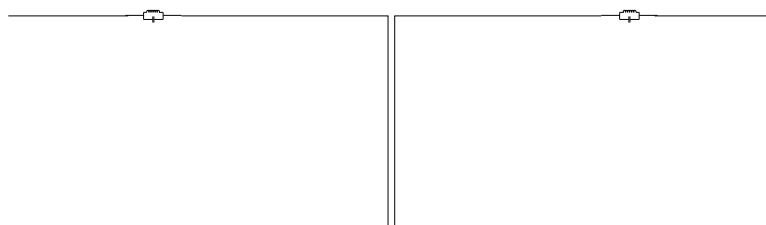
4.2. Traps

En vanlig metod att ur en dipol erhålla en flerbandsantenn men ändå bara bestå av en tråd är att använda s k *traps*. För att förstå vad en trap gör ritas vi dess schema:



Vi ser att den består av en parallellkopplad kapacitans och en induktans. Konstruktionens elektriska egenskaper blir spärretsens: Vid resonansfrekvensen ökar impedansen kraftigt och utgör i praktiken ett nära avbrott av tilliedningarna.

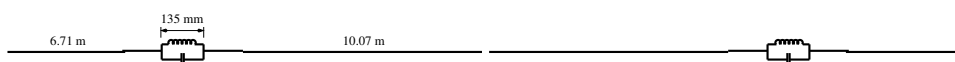
Denna egenskap används exempelvis i tvåbandsantennner där detta "avbrott" placeras för att få antennen att se kort ut vid den högre frekvensen och lång vid den lägre frekvensen där "avbrottet" inte är lika högimpedivt.



Med noggrann tillverkningsteknik och materialval kan trapsens Q-värde göras mycket stor med vilket menas att resonanstoppet i kretsen ovan görs mycket hög och mycket smal. Detta innebär då en i det närmaste total isolation mellan de båda anslutningspunkterna — vid resonans. Vi förstår att detta är önskvärt då trapsens effekt helst inte ska skönjas vid den lägre frekvensen.

4.3. W3DZZ

Populära antenner döps gärna efter sina upphovsmän. W3DZZ är inget undantag. Denna antenn konstruerades av amerikanen C.L. Buchanan och anses av en del³ vara den bästa flerbandsantennen. Eftersom dess prestanda så intimt hänger samman med traps kan vi inte undvika den här.



Som den visas har trapsen en resonansfrekvens på 7050 kHz och består av en induktans om $8.3 \mu\text{H}$ och en kapacitans om 60 pF. Det är viktigt att mäta upp att resonansfrekvensen blir den önskade.

Antennens resonansfrekvenser (de frekvenser där antennens impedans är resistiv) är 3.7, 7.05, 14.1, 21.2 och 28.4 MHz. Den är någon för kort för att vara en halvvågsantenn på 3.5 MHz-bandet men induktansen i trapsen fungerar här som förlängare av antennen så att resonansfrekvensen ändå blir 3.7 MHz. På 7 MHz utgör trapsen spärrkretsar som isolerar de yttre trådlängderna, och antennen är en halvvågsdipol även vid denna frekvens. På 14, 21 och 28 MHz blir trådlängderna 1.5, 2.5 respektive 3.5 våglängder.

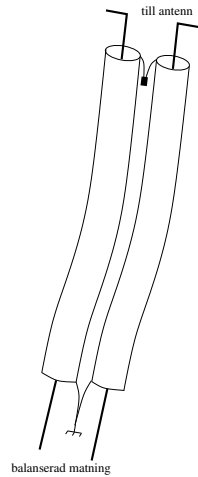
Vi märker att en förutsättning för denna antenn är att dess frekvenser är i ett harmoniskt förhållande till varann, d v s att övertoner från de lägsta banden sammanfaller med de högre banden och den kan till exempel inte användas för de s k WARC-bandet 30, 17 och 12 meter.

Matning kan ske med enkel koaxialkabel (någon med högre impedans än 50 ohm är isåfall önskvärd) men hellre med s k dubbelkoax. Dubbelkoax tillhör en matarledningstyp som kallas stegar. Dessa behandlas mer utförligt i senare kapitel.

En dubbelkoax utgörs emellertid av 2 parallella 50 ohms koaxialkablar ihopkopplade enligt figuren nedan:

³Se Rothammels *Antennenbuch*.

4. Flerbandsantenn



Observera att skärmarna i matningsändan är sammanbundna och skall jordas. I anten-nändan är skärmarna likaledes sammanlödda. Endast innerledarna används vidare till antennelementen. Konfigurationen ger en matningskabel med en impedans om $2 \cdot 50 = 100$ ohm.

Observera att denna sorts antennkabel kräver balanserad matning vilket inte är fallet om endast en enkel koaxialkabel används.

5. Flerbandsantennor med matchbox

Hittills har vi antagit att antenn i huvudsak är gjord för *en* frekvens eller i varje fall för en liten omgivning till en mittfrekvens. Med liten i det här fallet menas liten i förhållande till våglängden. Överhuvudtaget är frekvensen inte så viktig för en antenn som våglängden. Skall man till exempel skala om en antenn från ett band till ett annat är det, i huvudsak, våglängdsförhållandet som skall bibehållas.

Problemen med bandbredd är mindre vid högre frekvenser där den använda bandbredden är mindre — procentuellt sett — än på de lägre:

För 80-meterbandet, som sträcker sig mellan 3500 och 3800 kHz kan bandbredden beräknas enligt:

$$\Delta\lambda = \frac{\frac{300}{3.5} - \frac{300}{3.8}}{\frac{300}{3.5}} \approx 8\%,$$

medan samma bandbredd vid 21 MHz endast utgör

$$\Delta\lambda = \frac{\frac{300}{21} - \frac{300}{21.3}}{\frac{300}{21}} \approx 1\%.$$

Detta gör att det är relativt enklare att tillverka en antenn med acceptabelt stående vågförhållande över ett större *frekvensområde* vid högre frekvenser än vid lägre.

Vi har också märkt att våglängden, λ , i stort bestämmer antennens fysiska storlek. En antenn som väsentligt understiger våglängden i storlek blir nödvändigtvis en sämre strålar av radioenergi.

5.1. Matarledningsförlusten

Vi har redan berört vad som gör en dipol för en frekvens så dålig för en annan frekvens: Stående vågförhållandet. Till exempel uppvisar en dipolantenn en annan impedans än cirka $70\ \Omega$ resistivt vid frekvenser som avviker från dess dimensioneringsfrekvens. En

5. Flerbandsantennor med matchbox

vanlig dipol för 80-metersbandet, där den alltså har cirka 70 Ω :s impedans, kan ha 4000 Ω :s impedans på 40-metersbandet. Dessutom är denna senare impedans försedd med en stor reaktiv komponent. Och en sådan måste vi kompensera bort med matchboxen.

Det intressanta här är alltså SWR-talet. På 80 meter blir $SWR \approx 1.4$ och på 40 meter cirka 800! En missanpassning på 800 är katastrofal på flera sätt. Dels ska man inte koppla in sin sändare mot den lasten, dels kommer missanpassningen dämpa de av antennen mottagna signalerna mycket.

”Men använd en antennavstämningseenhet då?” Bra tänkt! Det måste man göra och det löser det första problemet: sändaren accepterar lasten. Men på samma sätt som missanpassningen dämpar de mottagna signalerna kommer missanpassningen att resultera i stora effektförluster mellan sändaren och antennen!

Vi koncentreras oss nu på denna uppkomna effektförlust och hur man kan minska den till att nästan försvinna helt och hållet. Det visar sig att den förlust man erhåller *vid missanpassning* hänger ihop med matarledningens egna förluster på så sätt att en matarledning med stora förluster kommer att orsaka större, mycket större, förluster än en matarledning med små förluster, om missanpassning råder. Dessutom är förlusten frekvensberoende, så att den blir större ju högre frekvens ledningen används för.

En matarlednings förluster är som *minst* då den i sina båda ändar är ansluten till sin karakteristiska impedans, dvs en koaxialkabel med impedansen 50 Ω , ansluten till en sändare med 50 Ω :s utimpedans, skall vid mätningen avslutas i en resistans på 50 Ω . Om koaxialkabeln vid denna mätning ger 3 dB förlust betyder detta att koaxialkabeln bara överlämnar 50 % av den inmatade effekten till lasten, resten omvandlas till värme i koaxialkabeln!

För en del vanliga koaxialkablar av 30 meters längd och olika frekvenser framgår förlusten vid korrekt anpassning ($SWR=1.0$) av tabellen nedan.

Koax-typ	1 MHz	10 MHz	100 MHz
RG-58	0.4	1.5	5.4
RG-59	0.6	1.1	3.4
RG-8X	0.3	1.0	3.3
RG-213	0.2	0.6	2.1

Observera att denna förlust, här angiven i *decibel*, dB, är den *minsta* koaxen i fråga kan åstadkomma, det är alltså det *bästa* koaxen kan prestera. Med missanpassning kommer förlusten alltid bli *större* än detta idealvärde. Med stående våg som parameter kan den *ytterligare* förlusten på grund av missanpassning beräknas med formeln

$$10 \log \frac{(1 + SWR)^2}{4 \cdot SWR}$$

Ett SWR på 5 ger alltså en ytterligare förlust på 2.6 dB, SWR på 10 4.4 dB o s v. Tänk på att 3 dB förlust motsvarar halverad effekt ut till antennen. Varje ytterligare 3 dB ger ytterligare halvering av effekten o s v.

Vi ser alltså att stående vågor större än cirka 5 ger sådana förluster att vi varken kan — vi inte vill misshandla slutsteget — eller vill — stora mängder sändarenergi kommer inte fram — använda antennen. Speciellt vid de högre frekvenserna är denna effekt påtaglig, och vi konstaterar att stående vågor kombinerat med matarledning med förluster ger ett antennsystem som vi inte vill ha!

5.2. Matning med stege

I många fall är koaxialkabel påkallad. Den är relativt lätthanterad och tålig bland annat. Det finns koaxialkabelkvaliteer med mindre förluster än de redovisade men ofta är s k *stege* ett alternativ. En stege är i princip två parallella ledningar mellan sändaren och antennen. Fördelen med stege är att dess förluster är praktiskt taget noll, det handlar om hundradels decibel per 30 meterslängd. Att jämföra med de vanligaste koaxialkablarna ovan, som har åtminstone 50 gånger mer förlust.

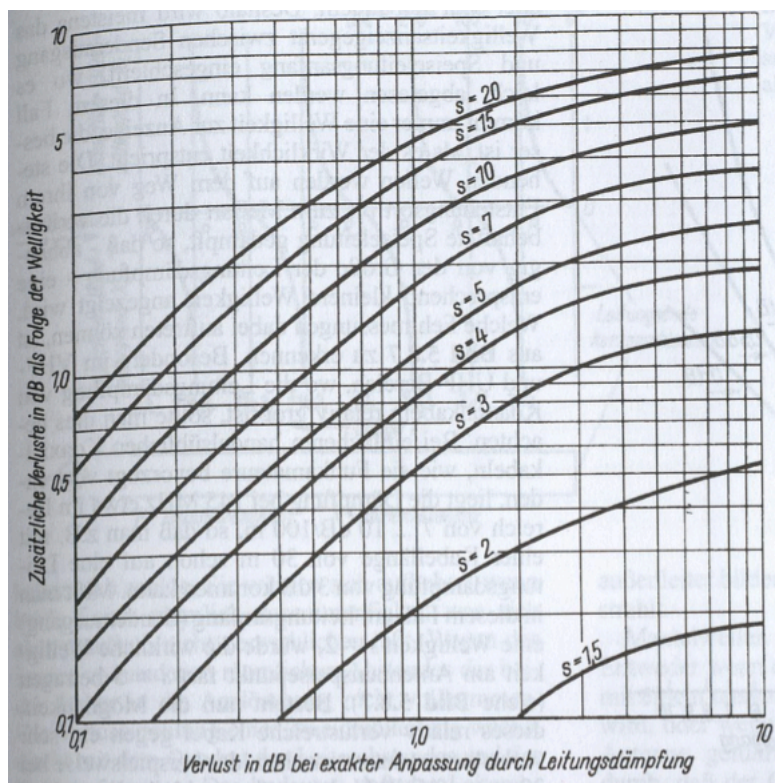
Bilden nedan visar en egentillverkad stege bestående av två längder 0.75 mm^2 vanlig flertrådig elkabel separerade cirka 7 centimeter med distanser av PVC-rör. Två distanser per meter har använts. Impedansen är inte uppmätt men torde ligga i området 500–600 ohm.¹



¹I andra änden av stegen skymtar en vertikal dipol för 21 MHz. Den vertikala dipolen kännetecknas av en låg strålningsvinkel trots avsaknad av jordplan. I och med den vertikala polarisationen blir inte fjärrfältet förstärkt av markreflektioner som är fallen med ex vis en horisontell dipol. Å andra sidan måste en horisontell dipol befinna sig flera våglängder upp från marken för att få jämförelsevis låg strålningsvinkel.

5. Flerbandsantennor med matchbox

Än mer märks frånvaron av förlust hos stegen i och med att man — i varje fall mellan antenn och matning — kan tillåta en missanpassning på bortåt *hundra(!)* utan att den totala förlusten i antensystemet blir mer än någon eller några få decibel.



I bilden ovan visas detta förhållande. På y-axeln (uppåt) visas den *extra* förlust i dB som ett ståendevågförhållande (s i figuren) medför. Börja med att gå i figuren längs x-axeln (nederkanten) med den använda matningsledningens förlust vid bästa anpassning ($\text{SWR}=1$). Gå sedan vertikalt upp tills x-värdet korsar rätt SWR-linje och läs till vänster av den extra förlusten. Stegens förlust vid $\text{SWR}=1$ återfinns längst till vänster d v s i storleksordningen 0,01–0,1 dB, medan en koaxialkabel i allmänhet återfinns i figurens högra del. En kort matningsledare har naturligtvis proportionerligt mindre förluster.

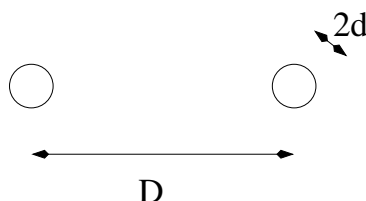
En annan fördel med stegen är att dess impedans ofta är i storleksordningen något hundratal ohm, vanliga varianter är 450 och 600 ohm. Vilket också bidrar till ett lägre SWR-värde, med mindre anpassningsförluster som följd.

Förr var även en bandkabel för TV med en impedans om 300 ohm populär men den är numer svår att få tag på. Dessutom är denna bandkabel inte stabil mot solstrålning och ändrar egenskaper efter några månader i luften. Effekttåligheten är också begränsad, några hundra watt, men inte mer, kan den hantera.

Stegens impedans kan beräknas enligt formeln

$$Z = 276 \log \frac{D}{2d}$$

där stegens geometri ges av:



Det är fullt rimligt att tillverka sin egen stege om man så önskar. Problemet kan vara att hitta ett tillräckligt tåligt material för distanserna och att på ett bra sätt montera de båda ledarna. Förr tillverkade man sina egna distanser av trä och doppade dem i varmt paraffin för att "väderbeständiga" dem. PVC-rör kan numera vara ett rimligt substitut.

Impedansen för sådan egentillverkad stege blir ofta 500 ohm eller högre.

Finns det då inga nackdelar med stege? Jo, i sanningens namn finns det några:

- Stegen är *balanserad* och den kräver en antennenpassningsenhet med balanserad utgång
- I de fall stegen används till impedansomvandling (se appendix) brukar den sista delen av matningsledningen utgöras av vanlig koaxialkabel. Då behövs en omvandling mellan stegens balanserade natur och koaxialkabelns obalanserade. En sådan omvandlade kallas balun (för *balanced* till *unbalanced*, se appendix) och går att köpa eller eventuellt tillverka själv.²
- Vid höga frekvenser blir stegens dimensioner opraktiskt små. Avståndet mellan ledarna måste vara mycket litet jämfört med den våglängd man tänkt utnyttja den för och vid decimetervåglängder och mindre blir det ökande svårt att tillverka en bra stege. Vid sådana frekvenser utnyttjas uteslutande koaxialkabel av goda kvaliteter eller vågledare. Men för kortvågsbanden är erbjuder inte stegen dessa problem.

En direkt följd av att matningsledningen är balanserad gör att den — vid korrekt balanserad matning — inte strålar och inte heller plockar upp störningar på vägen till antennen. En vanlig erfarenhet är att matning med stege sänker störningsnivån 3–5 dB!

²Många böcker har skrivits om hur baluner tillverkas. Beskrivningar finns också på Internet.

5. Flerbandsantennor med matchbox

En modern antennenpassningsenhet med tidigare nämnda korsvisande instrument har inte sällan även balanserad utgång för balanserad antennkabel. Ofta är denna balun också impedanstransformator med ett omsättningsförhållande på typiskt 4:1. Om antennkabeln och antenn tillsammans ser ut som en $200\ \Omega$ impedans behövs alltså ingen antennenpassning i sig, det räcker med balunens inverkan, då omsättningen 4:1 transformerar $200\ \Omega$ till $200/4 = 50\Omega$. Vilket också innebär att matchboxen kan hantera antenner med större impedanser.

Ofta finner man att de nackdelar stege innebär, mer än väl uppvägs av de fördelar man uppnår genom att använda densamma.

5.3. Antenn med stegematning

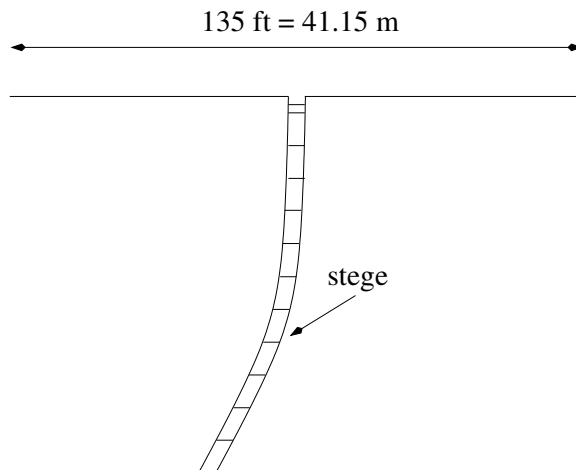
Vi vet att en antenn måste vara åtminstone $\lambda/2$ för att vara en bra strålare av energi. Därutöver vet vi att till exempel en dipol har en resistiv impedans om cirka $70\ \Omega$ vid resonans men en helt annan impedans vid andra frekvenser.

I och med att stegen har så hög karakteristisk impedans och exceptionellt låg förlust kan vi slå samman denna kunskap och föreslå en antenntyp med riktigt bra prestanda och som dessutom är väldigt enkel till sin konstruktion.

Vi har inte berört antennens strålningsdiagram än men vill redan här påpeka att man om möjligt ska låta stegen gå ut från dipolen vinkelrätt så långt terrängen och tillgängliga kabellängder tillåter. Vidare skall dipolen monteras högt och i horisontalplanet. Det uppstår ingen katastrof om dessa regler inte följs men i varje fall i teorin är en sådan montering optimal.

5.3.1. 135-foot multiband center-fed dipole

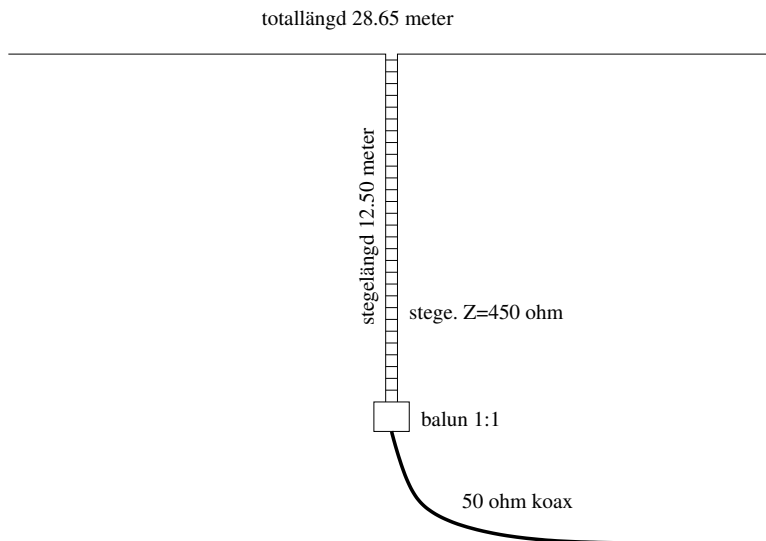
Om vi tillverkar en dipol för, säg, 80-metersbandet och matar den med stege är den antennen alltid mer än $\lambda/2$ lång och därmed en god strålare även på högre frekvenser. Matningsförlusterna håller vi nere genom att vi matar den med stege!



Det visar sig faktiskt att det blir en ovanligt bra antenn. Den slår en vanlig dipol på fingrarna med sin bredbandighet — men bara om man matar den med steg! — och är väl den naturliga förbättringen av den ”rena” koaxmatade dipolen om man vill förbättra sin antennpark på ett enkelt sätt.

5.3.2. Five band dipole

En annan variant av dipol som använder stegens egenskaper är denna fem-bands dipol. Här används en kvartsvågslängd av steg som praktiskt taget förlustfri omvandlare mellan den höga impedansen i antennens matningspunkt och en avslutande balun där övergång till en godtycklig längd 50 Ω :s koax utgör det man ansluter till sin matchbox — eller i vissa fall direkt till sändaren.



5. Flerbandsantennor med matchbox

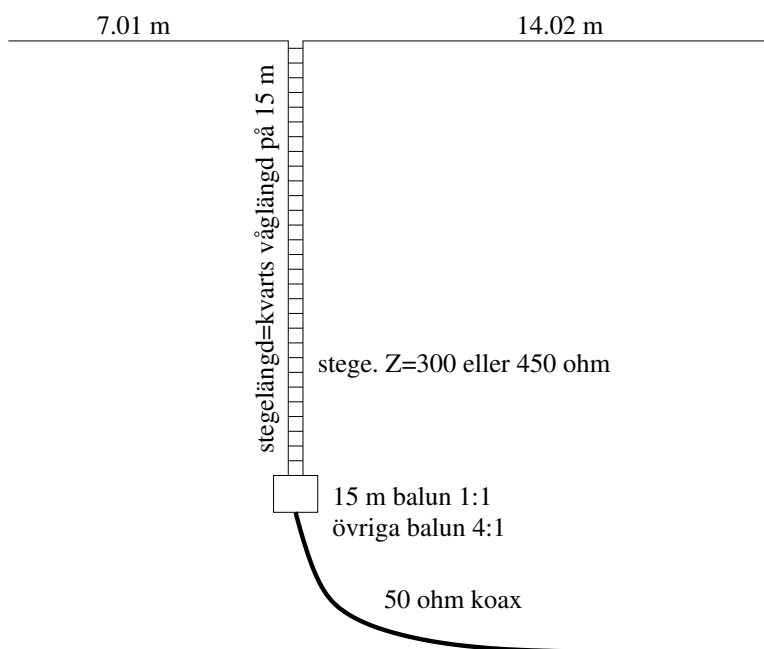
Dipolens längd är vald som en kompromiss för flera band med målet att kvartsvågstransformatorn ska ge en lämplig, nära 50 Ω :s avslutning.

Precis som bilden visar är det fördelaktigt om mataledningen är vinkelrät mot antennen. Det är inte helt nödvändigt för att antennen skall fungera men strålningen från matarledningen kan inverka negativt.

Vid frekvenserna 7.1, 14.2, 18.1, 24.9 och 29 MHz visar antennen ett SWR mindre än 2.5. Lägst SWR uppträder på de tre mittfrekvenserna 14.2, 18.1 och 24.9 och man kan i allmänhet klara sig utan särskild avtämningseenhet.

5.3.3. Four band off-center-fed dipole

Som exempel på dipolvarianter visas här också en där matningen inte är i mitten av dipolelementen. Även matning 1/3 från dipoländan kan tillåtas i detta fall. Här är antennimpedansen sådan att den på 15 metersbandet kan matas direkt till en 1:1 balun medan den på övriga band (40, 20 och 10 meter) kräver en 4:1-balun — för att erhålla 50 Ω :s impedans till sändaren. Med en matchbox för balanserad kabel i stället för balunerna i bilden löser vi problemet utan extra material.



Med hänvisning till transmissionledningsmatematiken i appendix redogörs här teorin bakom antennen: På 15 metersbandet kommer matningspunkten i antennen att vara högimpediv. Detta tar man fasta på och låter stegematningen vara en impedanstransformerande kvartsvågslängd. Denna omvandlar då den höga impedansen till en lägre — på detta band. För övriga band kommer denna steges längd inte vara transformerande

5.3. Antenn med stegematning

på samma sätt och vi behöver då en 4:1-balun för att ta ner den högre impedansen i matarledningens ändpunkt till hanterbara 50 ohm för vidare befordran med coax till radion.

5. *Flerbandsantenner med matchbox*

6. Andra vanliga antennvarianter

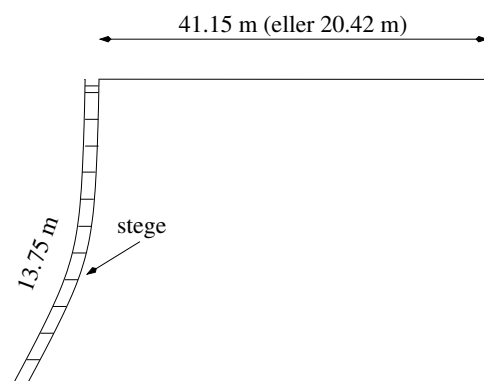
Som förslag på andra antenner redovisar jag här en del andra antennsorter som kan vara av intresse. Samtliga av dessa används flitigt och är väl fungerande antenner. Med teori enligt det föregående torde deras konstruktion vara lämpligt ämne för flera diskussioner.

6.1. Zeppelinantennen

Zeppelinantennen, kortare "Zepp", var den antenn som ursprungligen användes på zeppelinare. Eftersom den matas med steg berör vi den här. Och då den kan utföras i ett osymmetriskt utförande kan den vara intressant om man inte har plats för en lång matning till mitten av en dipol.

Antennlängden utgörs av en längd motsvarande $\lambda/4$ eller multipler därav. Vid jämna multipler ($2\lambda/4$, $4\lambda/4$, ...) har antenntåden spänningsmaximum och därmed hög impedans vid matningspunkten. Denna höga impedans kan transformeras med en kvarts våglängd matarledning till lägre impedans för våra behov. Vid udda multipler ($1\lambda/4$, $3\lambda/4$, ...) får motsvarande punkt strömmmaximum och därmed låg impedans. Denna impedans kan direkt anslutas till en avstämningseenhet.

En zeppelinantenn tillklippt som halvvågsantenn för 3.5 MHz kan även användas som allbandsantenn för 40-, 20-, 15- och 10-metersbanden. För 40-metersbandet blir den då en helvågsantenn och för övriga band 2, 3, respektive 4 våglängder lång. Enligt den tidigare diskussionen blir matningsimpedansen antingen hög eller låg beroende på om antennlängden utgör udda eller jämn multipel vid respektive frekvens.



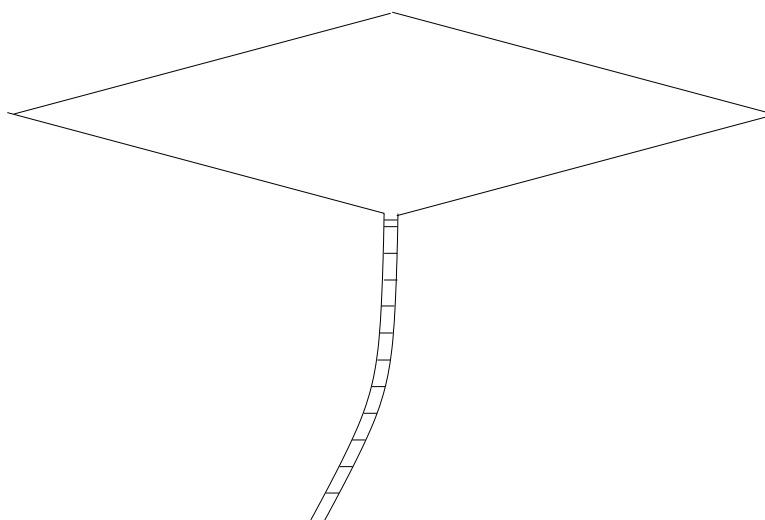
6. Andra vanliga antennvarianter

Med måtten i figuren erhålls en kompromiss för de nämnda frekvensbanden så att matning kan ske utan problem via en antennenpassningsenhet. Avstämnda matarledningar av denna sort måste alltid matas via antennenpassningsenhet.

Varianter av Zepp-antennen finns, ex vis den något längre *extended zepp*. Man kan också placera två antenner längs med varann och på så sätt erhålla riktverkan.

6.2. Sky loop

En annan stegematad antenn är loop:en. Under begreppet "loop" döljer sig många fina antenner. Den här varianten är dock inte i första hand avsedd för DX då det kan vara problematiskt att få upp den tillräckligt högt för detta.



Antennlängden skall idealiskt vara en våglängd lång (beräknad enligt formeln $L = 306.32/f$, L i meter, f i MHz som vanligt) och dragen i en kvadrat med lika långa motstående sidor för bästa verkan.

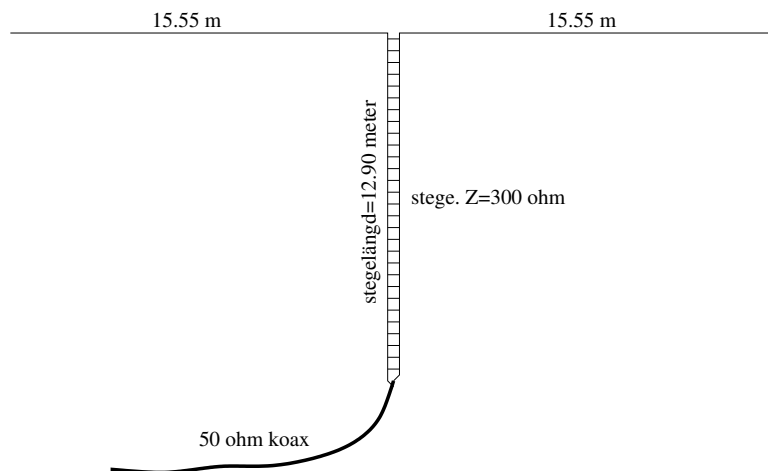
Nu är emellertid längden inte kritisk — längden på någon meter när duger — och det kan vara svårt att spänna upp en så lång antenn i en perfekt kvadrat, varför det ofta får bli omgivningen som bestämmer den exakta formen. Trots detta rapporteras den fungera väl. Även om formen på antennen kan vara svår att få till bör man anstränga sig att placera den horisontellt och högt. En höjd av 12–15 meter är tillräcklig.

Somliga använder koaxmatning till denna antenn men då antennenimpedansen kan variera våldsamt, speciellt om den används för flera frekvenser, blir förlusterna mindre om stegen används. Dubbelkoax är en alternativ matningsmetod även i det här fallet.

Antennen kan även användas som en vertikalantenn med kapacitiv topplast. I detta fallet förbinds stegens två nederändar med varann och signalen påförs i denna punkt. Ingen balanserad anpassningsenhet behövs då men en bra jordpunkt (motvikt) är nödvändig.

6.3. G5RV

G5RV är namnet på en antenn Louis Varney konstruerade 1946. Den är en multiband-santenn och kan ge fina resultat som en sådan när den är monterad korrekt. Som varande en multibandsantenn innehåller den en del kompromisser vilket gör att somliga tycker den egentligen bara är bra på 20-metersbandet och för mycket kompromiss på övriga band. Oavsett tyckandena så är det en fungerande antenn som man kan ha mycket roligt med, inte minst för DX. Trots att den, emellanåt, sägs vara $50\ \Omega$ i sin matning är den sällan det och mår bra av antennenpassning.



Stegens längd är $5/4\lambda$ vid 10 metersbandet och den i figuren angivna längden gäller öppen stege.¹ Om annan matarledning används kan längden hos denna behöva omräknas då olika matarledningar har olika förkortningsfaktorer.

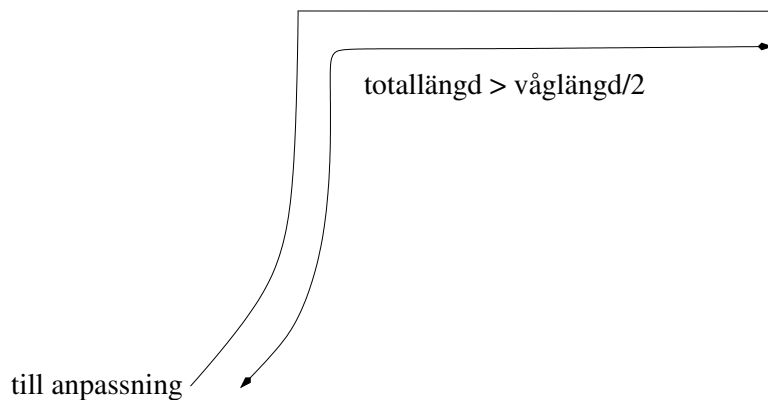
Återigen gäller att stegen helst skall placeras vertikalt och vinkelrätt mot antennen. Antennen skall således placeras åtminstone 15 meter upp. Det finns dock ingen längdbegränsning för koaxialkabeln efter övergången från stegen.

6.4. Inverterad L-antenn

När vi nu sett hur en antenn kan få se ut i stort sett hur som helst kan jag inte undanhålla denna enkla antenn, L-antennen. Den görs $> \lambda/2$ lång och fästs sedan upp ”på enklaste sätt”. Impedansanpassning krävs. Enkel men fungerar!

¹Förkortningsfaktor 0.98.

6. Andra vanliga antennvarianter



För bästa funktion måste en god högfrekvensjord eller motvikt i form av en motsvarande trådlängd utlagd längs marken användas. Det är inte säkert att motvikten måste vara lika lång, inte heller att den måste ligga i antennens utbredningsriktning. Utan någon form av motvikt kommer dock inte bara den bortre antennändan utan även den närmre att stråla energi. Den närmre antennändan utgörs ju av radiostationen och man kan isåfall "bränna" sig på den: HF ger redan vid, säg, 50 watt, otrevliga brännskador som inte läker lätt.

7. Vågutbredning

Vi kan i fortsättningen inte förstå vad som gör en antenntyp lämpad för det ena eller det andra om vi inte studerar lite vågutbredning först. Vågutbredning är vetenskapen om hur radiofrekventa signaler utbreder sig i atmosfären och ovanför.

7.1. Markvåg

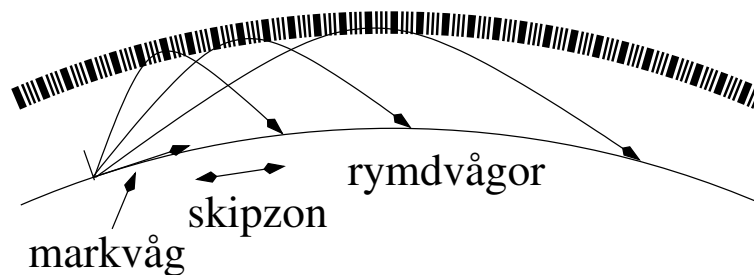
Vi kommer att se att de flesta antenner inte strålar *alls* längs med horisonten. Trots detta kan vi upprätta radiokontakt med motstationer på korta avstånd. Vad beror det på? Jo det visar sig att radioenergien återfinns i närheten av sändaren genom den s.k. markvågen. Ett litet stycke, typiskt några mil, runt sändarantennen kan kontakt etableras med markvågen. Markvågens utsträckning beror på flera faktorer såsom terräng m m. Över en ”medelterräng” ges utsträckningen vid några olika kortvågsfrekvenser enligt tabellen nedan:

Frekvens (MHz)	Ungefärlig utsträckning hos markvåg (km)
2	145
4	90
6	75
8	70
10	60
20	35
30	15

7.2. Rymdvåg

Den effekt som sänds ut i rymden i den antennens riktning för maximal förstärkning, huvudloben, kallas rymdvåg. Man kan nu tro att den energi som finns i huvudlobens riktning försvinner för gott. Så är det dock inte. På grund av egenskaper i jonosfären kan denna radioenergi böjas av nedåt för omedelbart att återvända till en helt annan plats på jorden. Det är denna egenskap hos jonosfären som möjliggör långa kontakter med kortvågsfrekvenser.

7. Vågutbredning



Området mellan där markvågen inte räcker längre och närmaste rymdvågens återstuds kallas för den *döda zonen* eller *skipzonen*. Inom detta område kan alltså inte en motstation befinna sig om kontakt skall kunna ske.

7.3. Jonosfärens inverkan

På grund av solens ultraviolette strålning slås elektroner loss ur de få molekyler som finns i jonosfären. Beroende på solstrålningens intensitet kommer jonosfären på så sätt att bli mer eller mindre joniserad och därmed vara i stånd att reflektera¹ radiostrålning.

På sin väg från sändaren mot jonosfären passerar radiostrålningen eventuellt andra joniserade skikt beroende på solstrålningens intensitet men också på tiden på dygnet, årstid och inte minst solfläckstalet. Ett stort antal solfläckar är gynnsamt för täta jonosfärsskikt. Solfläckarna varierar mycket och är underkastade en 11-års cykel. När solfläckantalet är som störst i solfläckscykeln kan kontakter på mycket långa avstånd ske på de högre frekvenserna 14–28 MHz. I solfläckcykelns dalar är kontakter på längre avstånd svårare att åstadkomma vid dessa frekvenser.

7.4. D-, E- och F-skikten

Det finns tre olika joniserade skikt vilka påverkar vågutbredningen för våra kortvågssignaler. Räknat från marken kallas dessa D-, E- och F-skikten.

D-skiktet byggs upp av solstrålningen under dagen och är som tätast vid middagstid. Detta skikt kan inte reflektera radiovågor utan bara absorbera dem. D-skiktet är alltså av ondo för oss och är anledningen till att de lägre frekvenserna inte är användbara dagtid. Skiktet försvinner dock fort då solen slutat "underhålla" det med sin strålning och bara någon halvtimme efter solnedgången har D-skiktets dämpande verkan helt upphört.

Ovanför D-skiktet återfinner vi E-skiktet. Detta skikt är tunt och existerar i huvudsak endast dagtid. På natten är det än tunnare och dess inverkan på vågutbredningen är

¹Egentligen handlar det om *refraktion* som uppstår på grund av att jonosfärens egenskaper förändras. Radiostrålningen måste passera in i jonosfärsskiktet för att kunna böjas av så mycket att riktningen slutligen blir nedåt marken igen. Den totala effekten blir dock som om reflektion hade varit för handen.

försumbar. Under dagen kan det dock vara tillräckligt tjockt för att radiovågor ska kunna reflekteras mot det.

Ytterligare ett stycke upp i jonosfären kan våra radiovågor träffa F-skiktet. Det är detta skikt (egentligen två, F_1 och F_2) som bär huvudansvaret för att vi kan få radiovågor att reflekteras långa sträckor. Skiktet fylls på genom solens joniserande strålning men avmattas inte helt under natten och möjliggör emellanåt långväga kontakter även under dygnets mörka del.

Vid frekvenser runt 10 MHz är första skippet ner mot mellan- eller sydeuropa, lite beroende på årstid. Det kan alltså vara lättare att då höra italienska stationer än tyska o s v. Lägre frekvens ger kortare skip. Under sommarhalvåret är F-skiktet högre upp och första skippet således något längre, mer syd- än norditalien till exempel.

Samtliga dessa skikt byggs alltså upp av solstrålningen och genom val av sändarfrekvens kan vi dra fördel av dessa skikts varierande egenskaper för våra kontakter.

Sändaresignaler med låg frekvens förmår inte tränga igenom D-skiktet varför dessa frekvenser inte kan användas med någon framgång dagtid. Signaler med högre frekvens kan dock tränga igenom D-skiktet och reflekteras mot E- eller F-skikten. Om frekvensen är väl vald kommer signalen inte heller att absorberas på vägen ner genom D-skiktet mot marken och vi har en möjlig signalväg.

På natten, när D-skikten upphört, kan även de låga frekvenserna nå upp till F-skiktet och reflekteras. Emellertid är F-skiktet ofta så tunt att högre frekvenser passerar rakt igenom och inte reflekteras.

I praktiken betyder det ovanstående att man dagtid måste använda en frekvens av minst 7 MHz för kontakter som inte är i den omedelbara närheten och nattetid inte kan använda frekvenser högre än 7 MHz. Säsongsvariationer och tillfälliga störningar (solperturbationer t.ex.) innebär dock att dessa gränser måste tolkas som mycket approximativa. Speciellt på sommaren kan 14 och till och med 21 MHz vara väl fungerande långt in på kvällarna och i enstaka fall natten igenom.

Förutom dessa ”rena” fall kan man fundera på vad som händer just vid solnedgången, till exempel. Då är ju F-skikten som starkast, eftersom det ”laddats upp” under dagen, samtidigt som D-skikten snabbt avtar i styrka. Praktiska kontakter visar att man just *längs* skymningslinjen kan erhålla *mycket* långa kontakter².

²Skymningen löper förstås hela jordklotet runt och skiljer natt från dag i en cirkel samtidigt. Detta gör att en station kan höras från två håll samtidigt, då signalen kan gå både ”den långa” och ”den korta” vägen.

7. Vågutbredning

8. Strålningsdiagram

Vi har hittills betraktat antennen ur ett ensidigt perspektiv. Vi var nöjda om antennen var en bra belastning för sändaren och om den strålade ut den tillförda radiofrekventa energin och inte lät den försvinna i värme antingen i antennen i sig eller i matningsledningarna.

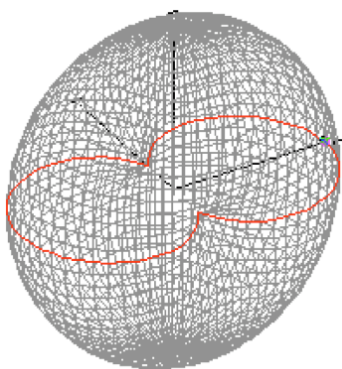
Med utgångspunkt i den enkla dipolen utvecklade vi metoder att få den att bli en bra antenn för samtliga amatörband i och med bl a den tidigare nämnda 135-fots dipolen.

Alla antenner är dock inte lika bara för att de ser lika ut belastningsmässigt från sändaren. De har alla ett strålningsdiagram som kan vara nog så viktigt att studera för att få antennen att göra det man vill.

Eftersom vi nu känner till jonosfärens inverkan förstår vi att även den utsända energiens *riktning* — och inte bara dess styrka — kan vara av intresse.

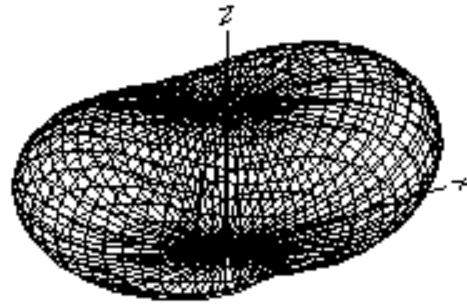
8.1. Dipol i fri rymd

En dipolantenn placerad i *fri rymd* har två riktningar den inte strålar *alls* i! Strålningsdiagrammet framgår av bilden nedan där de långa ”bulorna” anger var antennen strålar mest. Antennen är placerad i mitten av figuren parallellt med Y-axeln, som går snett in i papperets plan. Lägg märke till hur den inte strålar i sin längsriktning, alltså i trådarnas förlängning. Utbredningen i horisontalplanet är något tjockare markerat och bildar en ”liggande åtta”-figur.



8.2. Dipol över markyta

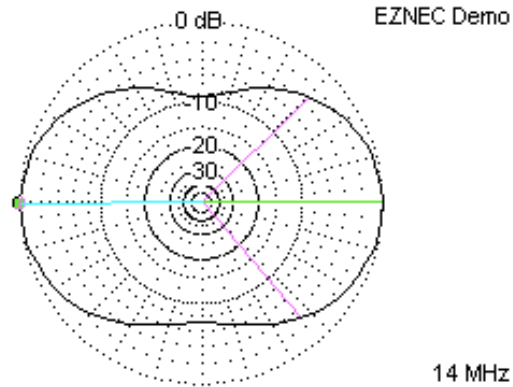
Dipolens strålningsdiagram förvrids av närheten till andra ledare. Speciellt är markytan mer eller mindre ledande och en antenn som placeras vid marken kommer att få ett förändrat strålningsdiagram av närheten till denna. Distorsionen av "fri-rymd"-diagrammet varierar något beroende på den aktuella markens ledningsförmåga men kommer i huvudsak att se ut som i bilden nedan:



Strålningsdiagrammets utseende beror mycket av avståndet, räknat i våglängder, från marken. Vid kortvågsfrekvenser är det ofta omöjligt att låta antennen vara så högt monterad att *fri rymd* kan anses råda, varför reflexion från marken väsentligt kommer att inverka på strålningsdiagrammet. Med samma dipol och kortare våglängd kommer markreflektionens inverkan att avtaga, för att vid ungefär två våglängders höjd i praktiken inte märkas.

8.2.1. Strålning i horisontalplanet

Sedd ovanifrån bevaras dipolens strålningskaraktistik även ovan mark. I huvudsak utgörs strålningsriktningarna av en "liggande åtta". Om man i Sverige vill få kontakter söderut bör alltså dipolen monteras i öst-västlig riktning. Då strålar den mest, dvs huvudlobens riktning är, söderut/norrut och minst i dess längdriktning, dvs mot Atlanten och Ryssland.



8.2.2. Strålning i vertikalplanet, strålningsvinkel

Om man skär ett snitt genom huvudloben och betraktar den från sidan kommer strålningsdiagrammet avsevärt att skiljas från fallet då dipolen var placerad i "fri-rymd". Antennen kan inte stråla genom marken men utsända strålar kan studsas mot marken och efter studsens beblanda sig med de uppåt-utåt riktade strålarna. Beroende på strålarnas fasläge kommer vissa att förstärka varann och vissa försvaga eller till och med helt eliminera varann. Slutresultatet är under alla förhållanden att en dipol strålar mest i ungefär 40–60 graders vinkel, *strålningsvinkeln*, mot horisonten enligt diagrammet nedan



Ju högre antennen är placerad desto lägre blir strålningsvinkeln. Ett avstånd i storleksordningen en våglängd behövs för att strålningsvinkeln skall bli så låg att det blir en bra DX-antenn.

Enligt vågutbredningsteorin kommer strålningen i huvudloben att studsas mot skikt i jonosfären och återvända till en motstation på jorden. Strålning med en så stor vertikalvinkel som 60 grader möjliggör kontakter via rymdvåg på korta till medellånga avstånd. Men vi ser också att den del av strålningsenergin faktiskt har en vertikalvinkel på bara några få grader. Försök visar att en liten strålningsvinkel är nödvändig för riktigt långa kontakter.

8. Strålningsdiagram

Vi förstår att en dipol är en bra "all-round"-antenn med tyngdpunkt på de kortare avstånden. För DX-kontakter finns dock intressantare antenner.¹

En dipol har en "liggande åtta" som strålningsdiagram i horisontalplanet och en strålningsvinkel som är alldeles för stor för att effektivt etablera långväga kontakter via reflexion i F-skiktet. I flera studier har konstaterats att antennens horisontella strålningsriktning inte är viktigast för att åstadkomma långväga kontakter. Mer viktig är strålningsvinkeln som kan behöva vara så låg som cirka tre grader för transkontinentala kontakter.

Vi kommer att konstatera att det finns flera antenner som har just låg strålningsvinkel men även antenner utan en låg huvudlob kommer att ha en viss procent av sin strålning nästan i horisontalplanet. Och om bara antennen har *tillräcklig del* av loben i en låg strålningsvinkel kan antennen komma ifråga för långväga kontakter.

På samma sätt som antennen strålar vid sändning i vissa riktningar är den också vid mottagning känsligast i dessa riktningar. Detta är viktigt att tänka på om man till exempel vill undvika att få in störningar från ett visst håll. En antenn med låg strålningsvinkel är inte lika känslig för störningar — eller signaler!! — ovanifrån.

Av vågutbredningen lär vi oss att vi måste välja rätt frekvens vid rätt tillfälle på dygnet för att kontakten skall lyckas. En följd är också att långväga kontakter tjänar på om våra signaler lättar från marken i en mycket liten vinkel.

¹Nu börjar det klarna varför antennstudierna helst inte slutar vid dipolen!

9. Riktantenner

Det finns flera fördelar att manipulera det strålningsdiagram en dipol normalt har. Med en antenn med riktningsverkan nås i huvudsak två fördelar:

- Den utstrålade energin koncentreras i en huvudriktning och kan alltså riktas åt det håll man önskar ha kontakt, och
- vid mottagning blir antennen då okänsligare för signaler eller störningar som inte är i den intressanta riktningen.

9.1. Förstärkning, Gain

Man brukar säga att en antenn med riktningsverkan har en förstärkning i en eller flera riktningar. Detta är strängt taget fel eftersom antennen i sig — som ju är en helt passiv konstruktion — inte kan förstärka varken en mottagen eller sänd signal. Det som avses är att strålningsdiagrammet koncentrerar den totalt utstrålade energin i några få huvudriktningar. Oftast vill man bara se att antennen har en enda lob i en enda huvudriktning.

För att karakterisera graden av riktningsverkan brukar man använda begreppet dBi, som anger hur mycket en antens huvudlobs riktning överstiger en helt rundstrålande (isotrop) antenn i fri rymd. En dipol — *i fri rymd* — som med sin ”liggande åtta” har två huvudlober har en förstärkning i denna mening på 2.15 dBi. Då en dipol är en grundläggande antennkonstruktion brukar man emellanåt också jämföra andra antenner med en sådan och förstärkningen anges då i dBd.

Följande samband gäller alltså:

$$dBd = 2.15 + dBi$$

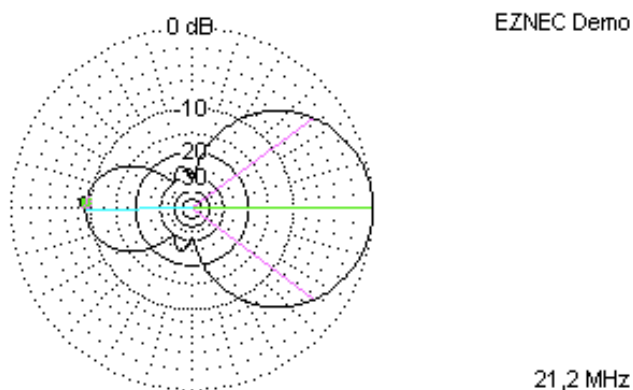
Observera att detta bara gäller vid fri rymd. Normalt är dipolens förstärkning större än detta värde på grund av markreflexioner. När en siffra anges i dBd antas att jämförelse görs med en halvvågs dipolantenn på samma höjd som testobjektet. Eftersom en dipols egenskaper är hyggligt välkända kan på detta sätt snabbt göras en uppfattning om hur bra antennen är.

9. Riktantenner

Exempel: En halvvågsdipol för 20 meters våglängd placerad 15 meter upp har en förstärkning på cirka 8 dBi. Motsvarande antenn för 80 meters våglängd placerad på samma höjd har en förstärkning på bara 4 dBi. Av detta lär vi oss att det är viktigt att få upp antennen så högt som bara är möjligt. Detta är ett faktum som gäller oavsett antenntyp.

Markreflexionernas inverkan styrs av markens elektriska egenskaper, konduktivitet och kapacitans. Större värde är bättre värden.

Ett typiskt strålningsdiagram för en antenn med riktningsverkan kan se ut som:



Där huvudlobens maximala förstärkning är normerad till 0 dB. Alla förändringar uttrycks således i negativa decibeltal.

I detta sammanhang kan en decibeltabell underlätta jämförelser mellan olika antenner. Några huvuddrag återfinns i Bilaga A.

9.2. F/B-förhållande, front/back-ratio

Den andra egenskapen man eftersträvar med en riktantenn är förmågan att dämpa signaler i den oönskade riktningen. Förhållandet mellan huvudlobens förstärkning och förstärkningen bakåt från denna kallas fram-back-förhållande och anges i decibel. Eftersom förhållandet är en kvot mellan två värden i samma antenn behöver ingen jämförelse med isotrop strålare eller dipol göras.

I figuren ovan kan man mäta F/B-förhållandet till cirka 9 dB.

9.3. Fasade dipoler

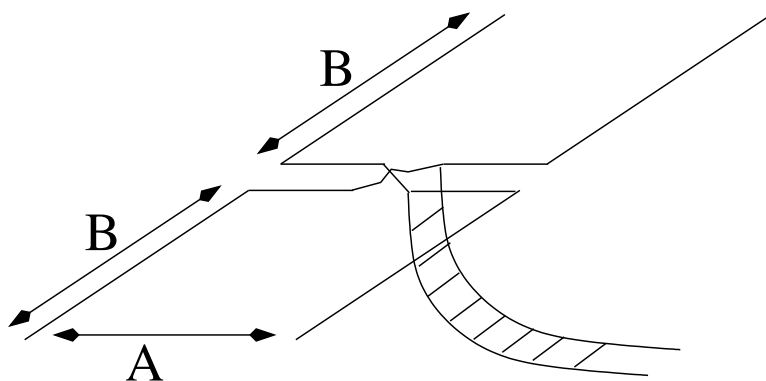
Ett enkelt sätt att skapa riktverkan hos antenner är att använda två dipoler och placera dem så att deras respektive strålning samverkar i vissa riktningar och motverkar varann i andra. På så sätt kan man erhålla koncentrerade huvudlobor i vissa riktningar och mycket försvagade lobor i andra riktningar.

Principen bakom fasade antennelement är enkel och kan användas både hos dipoler och andra antennvarianter, exempelvis vertikala antenner. Det är relativt enkelt att erhålla *någon* riktverkan på detta sätt och precisionen vid tillverkningen av antennen behöver inte vara mer än någon decimeter. Med noggrannare måttsättning kan dock tydligare lober framställas, men man bör också tänka på att närliggande metalliska och andra ledande objekt också kommer att påverka slutresultatet. Det går alltså utmärkt att tillverka en riktantenn utan millimeterprecision, och den blir inte märkbart sämre om man i varje fall kan upprätthålla noggrannheter i storleksordningen ett par centimeter.

Vanligen är förstärkning i huvudriktningen lätt att erhålla och denna är relativt okritisk med avseende på antennelementens exakta dimensioner. Fram-back-förhållandet är väsentligt mycket mer känslig för antenntdimensionerna och måste i allmänhet trimmas fram med antennen hissad på plats.

9.3.1. W8JK

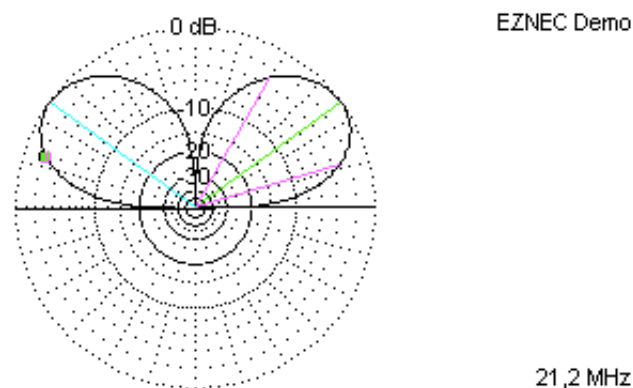
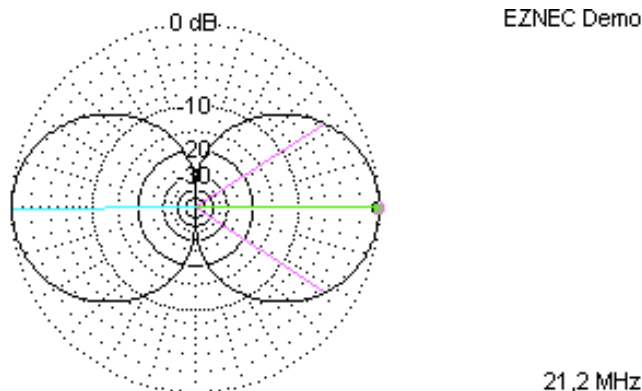
En tidig variant av den fasade dipolen togs fram av professor John Kraus, W8JK, varför antennen också bär hans namn. Antennen är en riktantenn med två huvudlober vinkelrätt mot antennens utbredning. Beräkningar visar att dess maximala förstärkning är cirka 10 dBi vilket innebär att den utstrålade effekten upplevs som ungefär två- till fyr-faldig jämfört med om effekten utstrålats från en dipol.



Vi ser att antennen i princip består av två dipolantenner där den en vridits ett halvt varv. Mellan de båda dipolerna används öppen ledning eller steg. Elementlängden, B, utförs $\lambda/4$ lång.

W8JK har två, tämligen breda, lober i motsatt riktning och tydligt minimum vinkelrätt mot dessa. Simuleringar visar att det exakta avståndet mellan dipolerna, A i figuren, inte är så viktigt för riktningsverkan. Däremot har detta avstånd stor verkan på antennens matningsimpedans. Avståndet A väljs mellan $\lambda/8$ och $\lambda/4$.

9. Riktantenner



Om A väljs till $\lambda/8$ och B till $\lambda/4$ kan antennen även användas för dubbla frekvensen. Avståndet A blir då $\lambda/4$ och B $\lambda/2$. I detta fall blir antennen två fasade halvågsdipoler.

Med stort avstånd mellan de ingående dipolerna blir impedansen mer rent "dipollik" medan den ökande närvaron av dipol nummer två tenderar att sänka matningsimpedansen till i storleksordningen ett tiotal ohm.

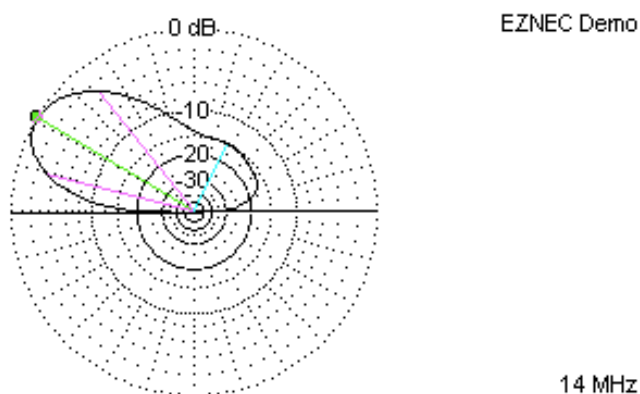
I diagrammet ovan är loberna i en för DX ogynnsam riktning. Detta beror på antennens höjd över marken. Generellt uppstår en lob per halv våglängds höjd. Med en höjd av en hel våglängd uppstår alltså två lober som måste samsas om, i stort sett, samma plats. Ena loben blir då nedträngd och ger en lägre strålningsvinkel.

9.4. Passiva element, parasitelement

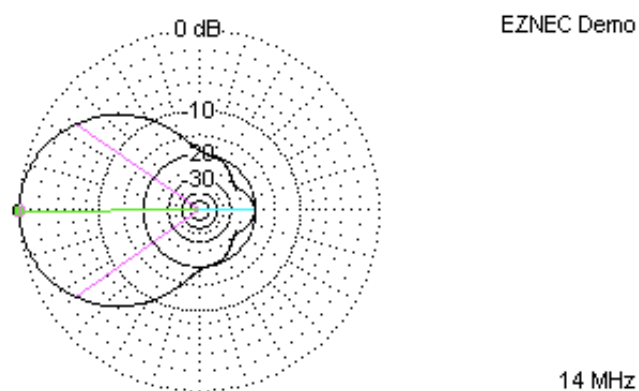
Ett annat sätt att erhålla riktningsverkan är genom att placera helt passiva element ett stycke från det sändande elementet. I fallet med en dipol visar det sig att en *reflektor*, bestående av ett cirka 6 procent längre antennelement, placerad ungefär en tiondels våglängd från det sändande elementet ger en tydlig huvudlob med en förstärkning på ungefär 5 dB, vilket motsvarar en tredubbling av den utsända effekten i lobens riktning.

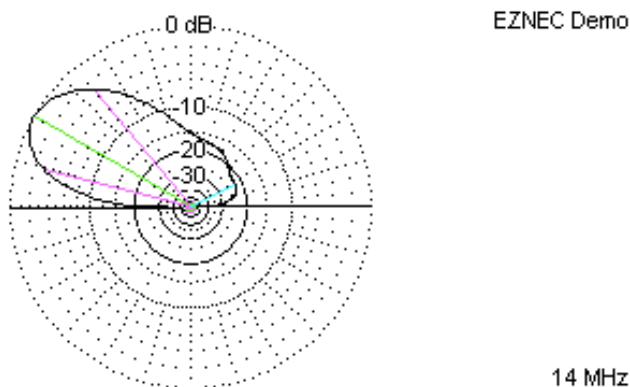
9.4. Passiva element, parasitelement

En del av strålande elementets utstrålade energi tas upp av reflektorn vilken i sin tur kommer att stråla ut den mottagna energin. Med lämplig placering av reflektorn och en lämplig längd av densamma kommer den återstrålade energin att samverka med den som kommer direkt från det sända elementet så att en gynnsam lob erhålls och även ett relativt gott fram-back-förhållande.



Istället för ett längre element kan även ett kortare passivt element användas. Detta placeras då i lobens huvudriktning och kallas *direktor*. Medan ytterligare reflektorer inte påverkar förstärkningen mer än marginellt kan med fördel flera direktorer användas:





Det visar sig att reflektorns dimensioner och avstånd från det drivna elementet inte är lika kritiskt som för direktorn, varför en vanlig variant är den s k tvåelements beamen, bestående av ett drivet element och en reflektor.

Beamens höjd över marken är en väsentlig parameter att ta hänsyn till. En höjd av åtminstone 10 à 12 meter bör eftersträvas för bibehållande av antennens goda strålningsegenskaper, vilket i allmänhet påkallar användandet av en antennmast.

I litteraturen återfinns flera antenner enligt denna princip. Den mest namnkunniga är den s k Yagi-Uda-antennen, eller bara "yagin" eller "beamen". Denna antenntyp används för vanliga TV-antenner där ytterligare riktningsverkan åstadkommes med hjälp av åtskilliga direktorer. Med ett stort antal (cirka 20 stycken) direktorer åstadkommes en förstärkning om cirka 15–17 dB i lobens huvudriktning.

I amatörradiosammanhang, och för kortvågen, blir elementlängderna ofta i storleksordningen tiotalet meter och detta sätter en praktisk gräns för antennens storlek. Den absolut vanligaste varianten är den treelements beamen, där förstärkningen varierar från cirka 5–7 dB för flerbändiga beamar upp till cirka 10–12 dB för monobandare.

Ofta tillverkas beamar av aluminiumrör, men det är fullt rimligt att använda vanlig antenntråd som aluminiumrörsersättning. God kvalitet på tråden måste dock användas för att förhindra att den efter ett tag tänjer sig och blir längre. Då en trådbeam blir i det närmaste osynlig kan den vara ett seriöst alternativ då en antennmast inte kan användas.

I allmänhet kan inte exakt samma dimensioner användas för trådbeamar som för aluminiumbeamor. Grövre element utförs något kortare och smalare element något längre. En trådanter blir dessutom något "smalare" i frekvenshänseende än en "tjock" anten.

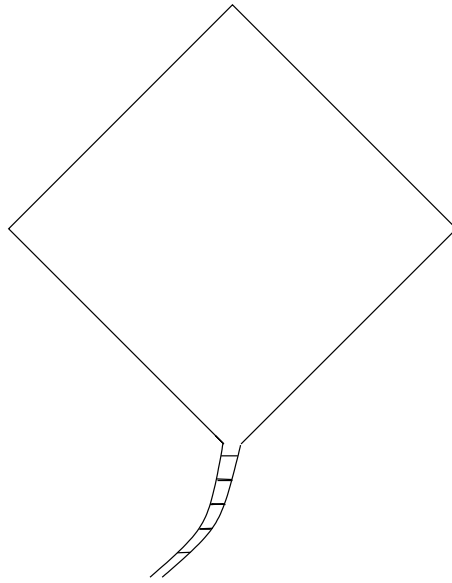
9.5. Loop-antenn

9.5.1. Loop-antenn

Bakom begreppet loopantenn finns flera utformningar som är särskilt lämpade för DX. Det anses att loopantenn är mindre brusiga än andra antenner, vilket gör dem

utmärkta då man vill vaska fram en svag signal ur bakgrundsbruset.

I sin grundläggande form utgörs loop-antennen av en vertikalt placerad trådfyrkant. Fyrkanten skall vara kvadratisk med varje sida $\lambda/4$ lång. Antennen kan också utföras i formen av en trekant och sidorna är då $\lambda/3$ långa. Om den utförs som fyr- eller trekant påverkar antennens polarisation, som ibland kan vara av betydelse. Polarisationen går emellertid till stor del förlorad i jonosfären med resultatet att mottagaren inte kan sluta sig till vilken polarisation sändaren använde.



På grund av trådens grovlek i förhållande till den använda våglängden gäller att den totala trådlängden kan beräknas ur formeln:

$$L = \frac{306.3}{f}$$

där f anges i MHz och längden, L , i meter

9.5.2. Quad-antenn

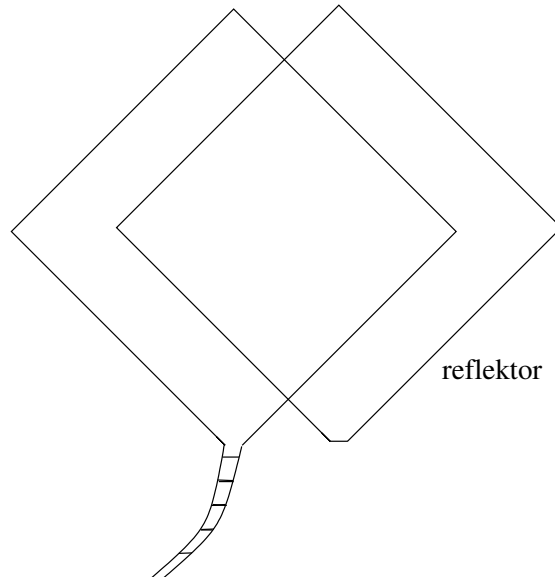
Loop-antennen är en bra antenn på grund av sin låga strålningsvinkel. Det överträffas dock av quad-antennen som trots sin enkelhet av många anses vara den bästa DX-antennen, möjligen med undantag för Yagin. Men då quaden är så enkel att tillverka är den definitivt ofta lämpligare antenn.

Quaden är i sin enklaste form en loop med en reflektor, d v s det drivna elementet är trådkvadrat med sidlängden $\lambda/4$ som matas i den horisontella halvan eller någon av de

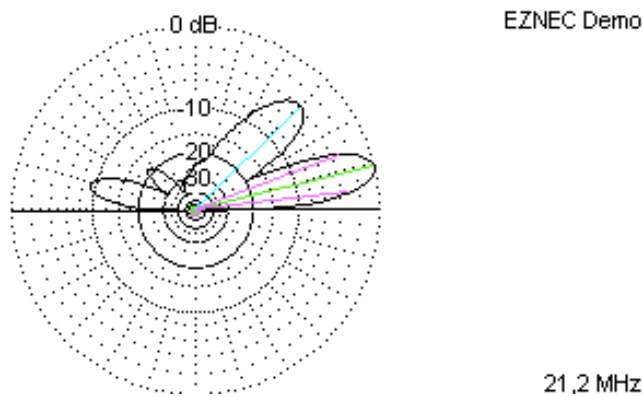
9. Riktantenner

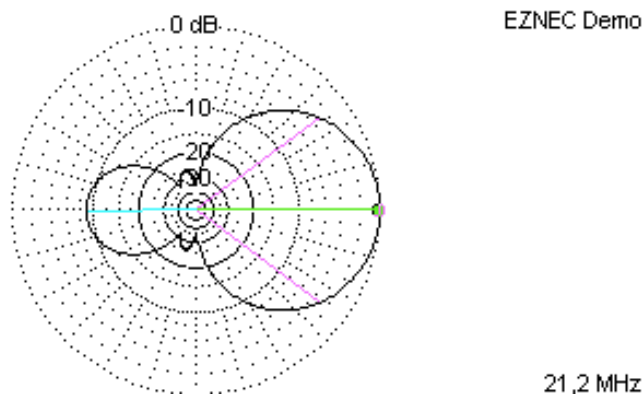
vertikala, beroende på om man önskar övervägande horisontell eller vertikal polarisation. Antennen monteras vertikalt och kommer alltså att utgöra en stående fyrkant.

Vanligen utförs den som i figuren nedan:

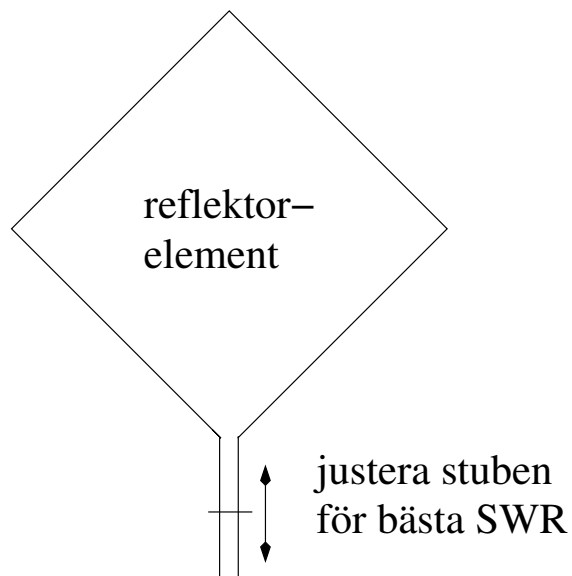


Quaden utgör en enkel förbättring av den enkla loop-antennen, som resulterar i en ensidig huvudlob. Det som skiljer är att ett stycke bakom det drivna elementet placera en annan, möjligen något större, fyrkant vars funktion blir reflektorns. Med ett dylikt reflektorelement erhålls en riktverkan uppgående till cirka 5 dB och ett F/B-förhållande på cirka 9 dB. Avståndet mellan elementen påverkar både riktverkan (maximala förstärkningen) och fram-backförhållandet. Med ett avstånd av mellan 0.08λ till 0.2λ anses den bästa kompromissen föreligga.





Om reflektorn utgörs av en kvadrat med *samma* mått som den drivna fyrkanten måste antennen som helhet trimmas till lägsta stående vågförhållande genom att reflektorn förses med en sk justerbar *stub*. Stub:ens uppgift är att belasta reflektorn med en parallellkopplad impedans och därmed tvinga den till en något avvikande (lägre) resonansfrekvens. Exakta mått för reflektor med stub återfinns i flera antennhandböcker.



Det är möjligt att komma ifrån olägenheten med stub:en genom att från början dimensionera de båda fyrkanterna enligt empiriska formler. Praktiska prov visar nämligen att med en något större drivet element och en än något större reflektor, med en totallängd beräknade enligt formlerna

Drivna elementets totallängd (m):

$$\frac{304.6}{f}$$

9. Riktantenner

och reflektorns totallängd (m)

$$\frac{334}{f}$$

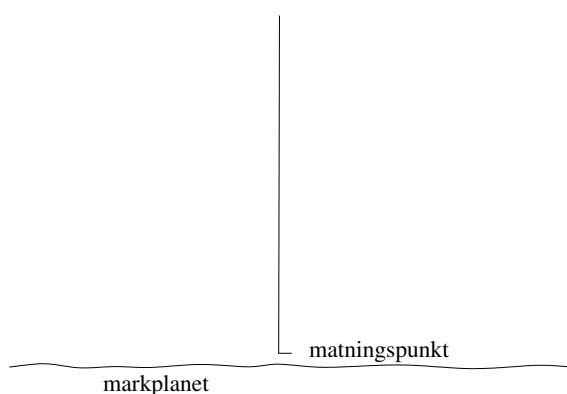
kommer antennen vid sin designfrekvens vara tämligen lågohmig och alltså lämplig att mata med koaxialkabel direkt.¹

¹Det verkar förekomma en viss förvirring i litteraturen om vad som egentligen utgör en quad respektive loop. Amerikanska ARRL använder samma formler för både quad och loop medan Rothhammel i sin *Antennenbuch* har de här angivna formlerna. Skillnaden i formlerna torde bero på reflektorelementets kapacitiva belstning av det driva elementet vilket ger en något annan matningsimpedans.

10. Vertikalantennen

En enkel antenn, som också kan vara lämplig för DX, är vertikal. Den utgörs av en vertikal pinne eller tråd med en längd på ungefär en kvarts våglängd enligt formeln:

$$L = 0.95 \frac{\lambda}{4}.$$



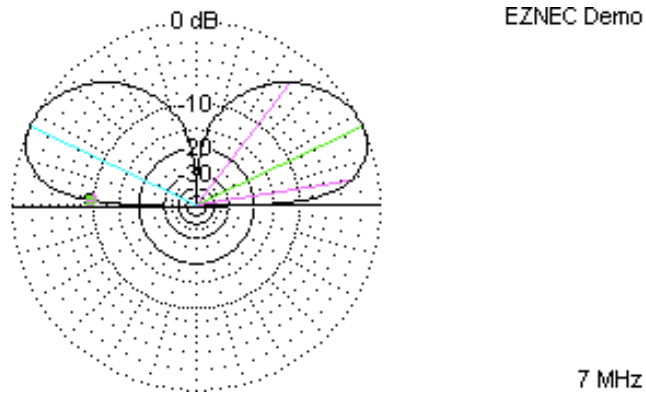
Matningspunkten vid foten av antennen är lågohmig vid resonansfrekvensen varför koaxialkabel kan anslutas direkt. Om antennen används för andra frekvenser kan inte ett lågt SWR garanteras. En avstämningseenhet är isåfall nödvändig. En klar fördel med vertikalerna är att de inte har någon större utsträckning i sidled varför de kan användas när utrymmet är begränsat.¹

10.1. Strålningsdiagram

Vertikalens strålningsdiagram är rundstrålande i horisontalplanet men med tydlig avplattning av loberna i vertikalplanet. Strålningsvinkeln är låg men beror mycket på den underliggande marken. Om marken är en god ledare kommer loberna att böjas av mer neråt, vilket är fördelaktigt ur DX-synpunkt.

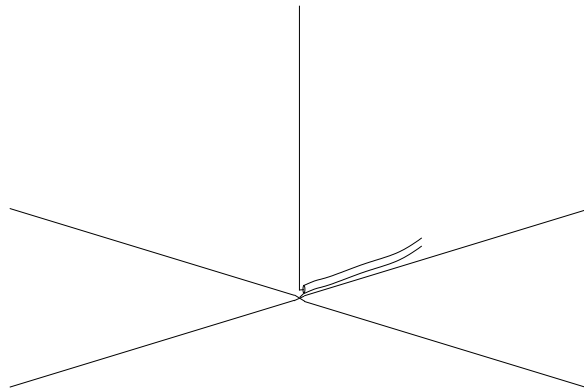
¹På segelbåtar är aluminiummasten en färdig vertikal. Likaså stagen kan användas. Se dock till att ingen berör dem vid sändning. HF-effekt bränner riktigt illa!

10. Vertikalantennen



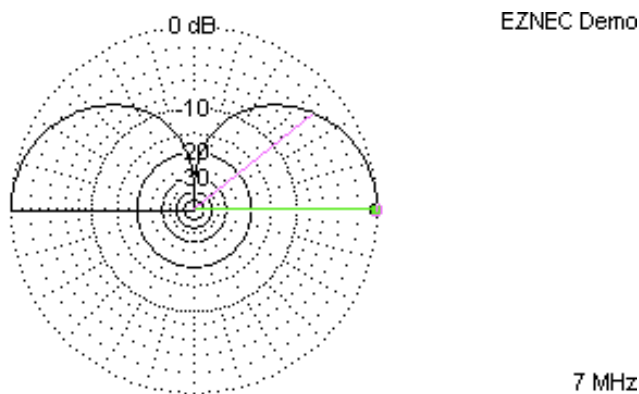
10.2. Jordplan

Om vertikalen används upplyft i fria luften bör den förses med ett jordplan.² En sådan montering kräver att radialernas längd är ungefär $\frac{\lambda}{4}$.



Ju bättre ledningsförmåga jordplanet har desto lägre kommer strålningsvinkeln att bli. Vid helt perfekt ledande jordplan blir vertikalens strålningsdiagram enligt nedan:

²Jordplan är ett illa valt ord, *motvikt* är ett bättre ord. Antennen behöver en motvikt att "arbeta mot", för att få bra strålning och impedans



För en markmonterad vertikal är radialernas längd inte lika kritisk. Experiment visar att de kan vara neråt $\frac{\lambda}{10}$ långa. De bör däremot vara rätt många för att erbjuda antennen en bra motlast. Somliga tycker att fyra radialer är ett skämt, även om antennen visserligen fungerar med så få bör de vara minst 16 och helst bortåt 100 stycken!³

Om man, sedan man tillverkat ett jordplan, märker att antennen blivit mycket smalare, dvs SWR:en är bara bra inom ett litet frekvensområde, är detta ett tecken på att antennen är effektiv och alltså ett kvalitetstecken snarare än ett tecken på misslyckande.

Havsvatten, vatten med hög salthalt, har utmärkta egenskaper för ett jordplan. Sötvatten har inte dessa egenskaper. Allt vatten ger dock studsar med liten förlust, varför en sändarposition i närheten till någon sorts vatten kan vara av godo. Det räcker alltså inte att vattna gräsmattan ordentligt...

³Runt långvågsradiostationen i Motala finns åtskilliga *ton* koppartråd nedgrävd för att ge en god motvikt!

10. Vertikalantennen

11. Transmissionledningsteori

11.1. Inledning

Mycket matematisk antennteorier är ”bökig” — för att använda ett försiktigt ord. De exakta detaljerna vad gäller strålningsdiagram o s v simuleras i dator numera. Detta gör det också möjligt att låta datorn svepa över flera parametrar och välja den bästa antennen givet fasta randvillkor. Det är uppenbart lättare att låta beräkningsprogrammet studera några hundra antenner *innan* man börjar bygga.

En intressant del av teorien, den som gäller transmissionsledningar, är dock relativt enkel att sätta matematik runt och dessutom av intresse för oss för att förstå antenner och antennenmatning bättre. Av speciellt — och grundläggande — intresse är ström- och spänningsfördelningen utefter en ledare. Av detta finns tre fall beroende på hur tråden avslutas. Dessa tre är:

- Ledaren är öppen i sin bortre ände
- Ledaren är kortsluten mot en återledare i sin bortre ände och
- Ledaren avslutas i en (möjligen komplex) impedans i sin bortre ände.

Givet ström- och spänningsfördelningen i dessa tre fall kan man genom ohms lag få en uppfattning om hur impedansen ändras utefter en sådan tråd. Och då impedans är av primärt intresse för oss kan denna insikt hjälpa oss förstå varför flera antenner ser ut som de gör.

11.2. Våg- och ekoanalogin

På samma sätt som vi vet att ljud kan studsas mot ett föremål och komma tillbaka till oss i form av ett eko kan en elektrisk puls vandra längs en ledare och studsas tillbaka till ursprungsändan. I ljudfallet vet vi att ett mjukt föremål ger ett sämre, om ens något, eko, medan ett hårt föremål ger ett kraftigare eko. Speciellt förstår vi att om föremålet har exakt samma akustiska egenskaper som luften hade på vägen till det, kommer inget att kunna studsas tillbaka och ekot uteblir. Ljudet kan inte avgöra om det landat i ett föremål med samma akustiska impedans som luften eller om den fortsätter färdas genom

11. Transmissionledningsteori

luften. Och det fallet kan avsändaren inte avgöra på vilket avstånd föremålet är beläget eller faktiskt inte ens avgöra om det *finns* ett föremål i vägen.

I fallet med ledare och elektrisk puls kommer studs vid ledarens bortre ände kunna ske om impedansen i ändpunkten skiljer sig från impedansen på vägen dit. Utan att gå in på detaljer kan nämnas att en elektrisk ledare kan ses som en induktans. Eftersom denna ledare har en utsträckning över marken kommer den även se en kapacitans gentemot denna. En riktig ledare har också en viss resistans men den är i allmänhet så låg att vi bortser från den här. Sammanslaget kan man alltså se en ledare över mark som i huvudsak en kombination av induktans och kapacitans. Mängden och förhållandet mellan dessa ger ledaren dess elektriska impedans.

Impedansen för en ledare över mark, Z_0 , kan beräknas med formeln

$$Z_0 = 138 \frac{4h}{d}$$

där h och d är ledarens höjd över marken respektive ledarens tjocklek. Det spelar ingen roll om man mäter i meter eller millimeter, men man måste ange båda värden i samma enhet.

För en ledare som är 2 mm tjock och sitter upphängd 10 meter upp i luften är denna *karaktäristiska impedans* alltså:

$$Z_0 = 138 \log \frac{4 \cdot 10000}{2} \approx 600\Omega$$

Eftersom logaritmen används här, blir den karakteristiska impedansen alltid ungefär 500 – 600 ohm för en tråd över mark.

En puls utskickad längs ledaren i exemplet kommer alltså inte att kunna reflekteras från den bortre änden om denna ände avslutas med ett 600 ohms motstånd. Men så fort avslutningsimpedansen skiljer sig från dessa 600 kommer en reflektion att ske och extremfallen inträder då bortre änden är antingen helt kortsluten till jord eller avslutas hängande fritt i luften.

11.3. Stående våg

I vårt fall skickas nu inte bara en enstaka puls in i ledaren. Vår sändare sänder kanske med en frekvens av 7010 kilohertz varför 7 010 000 pulser påförs antennen varje sekund. Dessutom handlar det strängt taget inte om pulser heller utan kontinuerliga sinusformade vågor som matas in i antennen. Detta förändrar inte diskussionen ovan men ger den bieffekten att en eventuellt reflekterad puls kommer att blanda sig med de nya på så sätt att de adderas med tecken. Adderas med tecken innebär att två vågtoppar (en ”ny”

på väg fram och en "gammal" som reflekterats och är på väg tillbaka¹) med en viss amplitud adderas till en vågtopp med dubbel amplitud, medan två sådana vågdalar kan adderas till en dubbelt så djup vågdal. Om en vågtopp adderas med en vågdal med samma amplitud tar dessa ut varann och resultatet blir total utsläckning.

Om ledaren har en längd motsvarande en våglängd vid den givna frekvensen (7010 kHz motsvarar våglängden $300000/7010 = 42.80$ meter) kommer den reflekterade vågen att anlända till sändaränden vid exakt den tidpunkt en ny våg skapats med samma fasläge som den reflekterade. Då de båda vågorna går i takt och de kommer då att adderas. Samma resonemang gäller alla andra delar av de vågor som utbreder sig i ledaren. I och med att de samtliga är i fas blir summan av varje vågtopp en ny vågtopp. Detta sker längs hela ledaren och eftersom ledarens längd överensstämmer med våglängden kommer dessa vågtoppar att uppstå på samma ställe längs ledaren. Om ledarens längd ändras, eller, vilket ger samma effekt, frekvensen ändras kommer de framåtgående och reflekterade vågorna att fördröjas gentemot varann med resultatet att de vandrar längs ledaren. Men i fallet med avstämd ledare uppstår en stillastående *sk stående våg*.

Vi förstår att det på detta sätt uppstår en spänningsfördelning längs ledaren. Denna spänningsfördelning är still om ledaren och frekvensen väljs på ovanstående sätt men vandrar längs ledaren i annat fall. Oavsett om den stående vågen står still eller inte kallas kvoten mellan högsta och minsta spänning längs ledaren för *stående vågförhållandet*.

Ett icke-rekommenderat sätt att visa på stående vågor är att lägga ut en längre bit vanlig lampsladd, sända effekt in i ena änden och låta den borte änden vara antingen öppen eller kortsluten. Som vi nu vet kommer stående vågor att uppstå och därmed spänningstoppar. Vid resonans och tillräckligt hög uteffekt kommer isoleringen på sladden få genomslag på grund av den höga spänningen och brinna upp på dessa ställen. Tyvärr är sannolikheten stor att även sändare brinner upp på kuppen.

11.3.1. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i sin karakteristiska impedans, $R = Z_0$

Om vi påför en sinusformig spänning på en ledare avslutad i sin karakteristiska impedans kommer inga reflekterande vågor att uppstå. Spänningen kommer alltså bara matas på i ena änden och "försvinna" i den andra. Inga stående vågor uppstår och spänningsfördelningen längs ledare är konstant.

Detta är ett idealfall som kan uppstå om sändaren, matarledaren och antennen samtliga har samma impedans. Det innebär också att antennen glatt tar emot all energi den tillförs. Och vi hoppas att antennen är effektiv d v s omvandlar denna energi till radiofrekvent strålning, inte bara värme.

¹Det är också fullt möjligt att den reflekterade vågen ser en avvikande impedans när den når sändaränden av ledaren. Den kommer då att reflekteras *där* och få samma riktning som de nyskapade. Vi fuskar här och bortser från denna effekt.

11.3.2. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i öppen ände, $R = \infty$

Om ledaren avslutas i öppen ände ser vågen en oändlig impedans när den kommer dit. Ingen effekt kan förbrukas i denna punkt varför hela vågen reflekteras tillbaka till sändaränden och stående vågor uppstår längs ledaren. Spänningsmaximum och spänningsminimum fördelas i detta fall så att det alltid är ett spänningsmaximum i den öppna änden.

Spänningsminimum inträffar sedan $\lambda/4$ från änden räknat mot sändaren. Varefter ett spänningsmaximum på nytt börjar byggas upp. Detta maximum inträffar efter den ytterligare sträckan $\lambda/4$, d v s $\lambda/2$ räknat från änden. Varefter spänningen sjunker mot ett nytt minimum o s v.

Då impedansen i avslutningsänden är oändlig kan man också dra slutsatsen att ingen ström kan gå där. Man kan dessutom visa att det alltid är så att en punkt med spänningsmaximum sammanfaller med strömmimum i samma punkt. Och vice versa vad gäller spänningsminimum och strömmmaximum.

11.3.3. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i kortsluten ände, $R = 0$

Då ledarens bortre ände är kortsluten inser vi att impedansen i denna ände är noll och spänningen måste kortslutas mot jord, d v s spänningen måste vara noll i denna punkt. Spänningsfördelningen i en kortsluten ledare är i övrigt samma som i fallet ovan men med den skillnaden att där vi förut hade spänningsmaximum föreligger nu spänningsminimum och tvärtom.

Räknat i våglängder betyder detta att spänningsminimum inträffar på avstånden $0, \lambda/2, 2 \cdot \lambda/2, 3 \cdot \lambda/2, \dots$ varför första spänningsmaximum måste inträffa vid $\lambda/4$. Vi ser att mönstret är detsamma som i fallet ovan men det är förskjutet $\lambda/4$.

11.3.4. Spänningsfördelning längs ledare avslutad i annan impedans

De tre fallen ovan är extremfallen. Om avslutningsimpedansen inte tillhör dessa kommer trots det stående vågor att uppstå och vi förstår att stående vågförhållandet i dessa fall kan variera mellan 1 och oändligheten.

11.4. Impedans längs ledare

För det första noterar vi att impedansen varierar längs en ledare beroende på kvoten mellan spänning och ström i varje punkt. Kvoten mellan spänning och ström är resistans och vi ser att impedansen måste ha sorten ohm. Ur vår antenssynvinkel får ström- och spänningskvoterna en ytterligare dimension. De är normalt fasförskjutna i förhållande till varann och detta ger en ledare dessutom antingen induktiva eller kapacitiva egenskaper, eller lite av båda!

Vi studerar två extremfall:

- För en ledare som är öppen i borte änden ges impedansen som funktion av avståndet från den borte änden av

$$X = -Z_0 j \frac{1}{\tan l}$$

där Z_0 är ledningens karakteristiska impedans och l räknas i våglängder på så sätt att en hel våglängd motsvarar 360° , en halv 180° , $\lambda/4 = 90^\circ$ osv. Minustecknet betyder att impedansen är kapacitiv, vilket verkar rimligt då två ledare som inte möts måste utgöra en kondensator i någon mening.

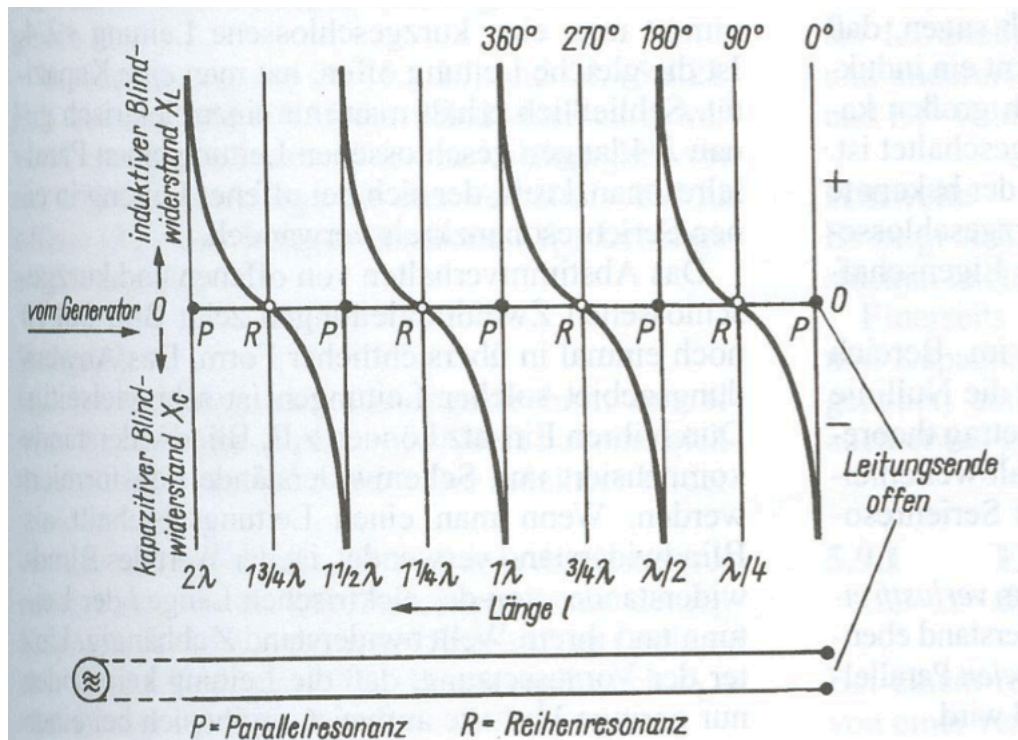


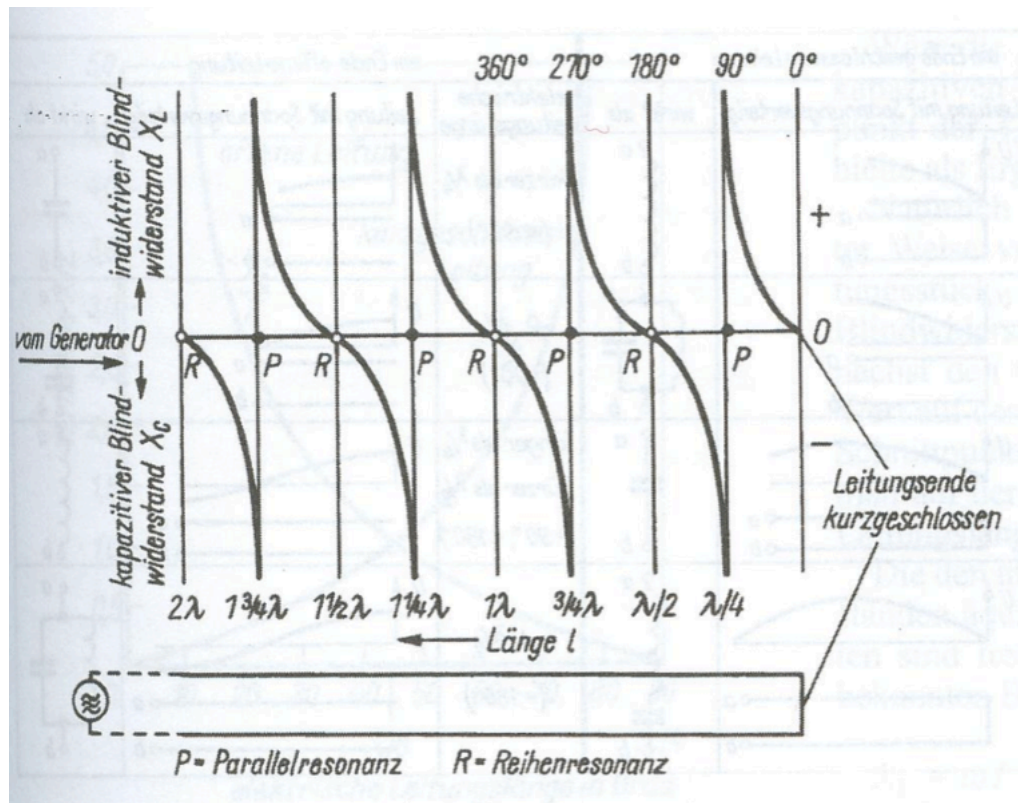
Diagram och tysk läsovning över impedansförhållandena längs två parallella ledare avslutade med öppen ände. Impedansen ändras från kapacitiv till induktiv om man förflyttar sig från den öppna änden mot sändaren. Notera graderingen i vinkelgrader respektive våglängder.

Ritar vi upp X enligt formeln ovan märker vi att $X = -\infty$ vid ledarens borte, öppna, ände. X är dessutom noll vid $\lambda/4$ för att gå mot $+\infty$ då l närmar sig $\lambda/2$. Notera alltså att X byter tecken vid $\lambda/4$, den är alltså induktiv ibland också!

11. Transmissionledningsteori

- Om den bortre änden däremot är kortsluten ges impedansen av

$$X = Z_0 j \tan l$$



Samma diagram som förra figuren men med kortsluten ände. Vi ser att denna ledare börjar, utgående från höger som förut, som en positiv impedans, d v s en induktans, för att vid $\lambda/4$ övergå till en kapacitiv sådan. För övrigt upprepar sig mönstret som vi kan förvänta oss, skillnaden är att mönstret är förskjutet $\lambda/4$.

Vi sammanställer de behandlade fallen i figuren nedan:

am Ende geschlossene Leitung			am Ende offene Leitung		
elektrische Leitungslänge	Leitung mit Spannungsverteilg.	wirkt als	elektrische Leitungslänge	Leitung mit Spannungsverteilg.	wirkt als
kürzer als $\lambda/4$ ($< 90^\circ$)			kürzer als $\lambda/4$ ($< 90^\circ$)		
$\triangleq \lambda/4$ ($= 90^\circ$)			$\triangleq \lambda/4$ ($= 90^\circ$)		
länger als $\lambda/4$ kürzer als $\lambda/2$ ($> 90^\circ, < 180^\circ$)			länger als $\lambda/4$ kürzer als $\lambda/2$ ($> 90^\circ, < 180^\circ$)		
$\triangleq \lambda/2$ ($= 180^\circ$)			$\triangleq \lambda/2$ ($= 180^\circ$)		

De båda berörda fallen sammanställda för att ge en överblick över de olika förekommande situationerna. Till vänster kortsluten ände och till höger öppen ände. Beroende på längden av ledarna kommer de att upplevas mellan punkterna a och b som induktans, kapacitans, serie- eller parallellresonans.

Om vi på annat sätt håller reda på om en impedans är induktiv eller kapacitiv och bara är intresserade av storleken på impedanserna ovan, kollapsar formlerna till:

$$X = Z_0 \frac{1}{\tan l}$$

respektive

$$X = Z_0 \tan l$$

som är enklare för praktiska beräkningar.

Impedansen utefter en ledare, den må vara kortsluten eller inte, varierar alltså beroende på antingen hur lång ledaren görs eller, om ledare har en konstant längd, var på ledaren vi söker impedansen.² Då avståndet längs ledaren i formlerna ovan mäts i våglängder är det viktigt att se att *exakt* samma impedans uppstår om man förlänger eller förkortar ledaren ett antal $\lambda/2$.

²Detta kan användas som ett knep att få önskad anpassning. Om impedansen vid sändarändan av en matarledning är fel kan alltså en förlängning eller förkortning av densamma ett stycke råka ge rätt impedans. Naturligtvis gäller denna förkortning bara vid en frekvens och bara vid en antenn. Trots detta kan man omvandla tråkiga impedanser till lämpligare värden genom att med omkopplare koppla in rätt längd ytterligare koaxialkabel till sin antenn.

11.5. Våghastighet

När vi räknar våglängder i annat än öppna trådar måste vi ta hänsyn till *våghastigheten*. Våghastigheten för vanlig koaxialkabel är 0.66, d v s en puls tar sig fram med 0.66 gånger ljushastigheten. Detta medför att våglängden hinner bli komplett på en kortare längd koaxialkabel än om öppen ledare använts. Alla mått måste alltså multipliceras med denna förkortningsfaktor innan tillklippning sker.³ Våghastigheten varierar beroende på om kabeln är fuktig eller inte inuti varför det är viktigt att tillmätta längder skyddas från väta med åtminstone eltape.

Våghastigheten för stege är i allmänhet nära 1, typiskt 0.95–0.98.

11.6. Exempel: Teorin hittills tillämpad på halvstågsdipol

Varför är just en halvstågsdipol så använd? Varför inte en helstågsdipol? Återigen är det impedanser som spelar in. Från halvstågsdipolens mittsycke kan vi se dipolen så två kvartstågs ledare avslutade i öppen ände.

Precis som beskrivits tidigare betyder detta att vi har ett strömminimum vid dipolens ändar, och, eftersom varje ledare är $\lambda/4$ lång ett strömmaximum just vid mittstycket. Spänningsfördelningen är den omvända med den högsta spänningen ute vid ändarna och den minsta vid mittstycket. En jämförelse med ohms lag ger med denna information att impedansen vid ändarna är hög och vid mittstycket låg.

I en antenn är det antennströmmen som skapar det utsända elektriska fältet. Av denna anledning förstår vi varför det är så viktigt att en halvstågsdipols mittstycke placeras så högt upp som möjligt — större delen av antennens strålning uppstår här. För att riktningskaraktistiken ska bli den teoretiska måste hela antennen vara placerad högt och horisontellt men vi vet nu att det viktigaste är att mittendelen av antennen sitter högt upp — för att antennen överhuvudtaget skall stråla ut energien bra.

Med liknande resonemang inses att det inte har stor betydelse var vi gör av dipoländarna. Fortfarande är det ”bäst”, i någon mening, att de är horisontella men om vi av platsskäl tvingas böja ner dem fungerar antennen i stort som den bör i alla fall.

Fördelningen av spänning utefter antennen måste också beaktas ur säkerhetsaspekten. Om antennen placeras så lågt att man kan vidröra den är den farligast vid ändarna där spänningen är som störst. Den relativt låga spänning som finns vid mittstycket är också den som återfinns vid matarledningens andra ände *om* inga stående vågor finns längs matarledningen!

Vid en viss antennlängd kan denna mittpunktsimpedans göras till de önskade 50 ohm vi vill koppla till vår sändare. Och vi förstår att det naturligtvis är möjligt att på plats

³Ytterligare ett av de få fall naturen faktiskt undelättar för oss!

trimma antennlängden så att impedansen blir den önskade.⁴ Om vi lyckas att erhålla denna matningsimpedans och dessutom har en 50 ohms matarledning (varför inte en koaxialkabel) får vi anpassning hela vägen mellan antennen och sändaren vilket i sin tur gör att matarledningsförlusterna blir så små som möjligt är. Den enda effektförlusten är i detta fall den inneboende förlusten i koaxialkabeln plus någon mycket liten förlust vid kontaktdonen.

Helvågsdipol

Om denna halvågsdipol används för den dubbla frekvensen (halva våglängden) ter sig naturligtvis dipolen som en halvågsdipol. Fortfarande gäller att strömmen måste vara noll vid ytterändarna men nu är varje ledare $\lambda/2$ lång och strömminimum inträffar vid mittstycket. Impedansförhållandet blir nu sådant att hög impedans inträffar både vid dipolens ändpunkter och mittstycke. Ett högt ståendevågförhållande uppstår nu mellan matarledningen och antennen med påföljande höga förluster om koaxialkabel används. Med steg är situationen bättre och antennen kan fortfarande användas. Oavsett matarledning måste antennens höga impedans på något sätt transformeras ned till användbara 50 ohm.

Med ett spänningsmaximum vid mittstycket på antennen kommer denna höga spänning ledas in till sändaren. Om matningen är balanserad märks inte detta mycket men om obalans uppstår i antennen kan sändarens hölje bli försett med denna höga spänning. Redan vid effekter i storleksordningen tiotals watt kan sådan högfrekvent spänning ge obehagliga brännsår. De yttrar sig som en liten grop i huden, gör ont och är svåräktade. Högre effekter kan vara direkt livsfarliga. En direkt kandidat för sådana brännsår är de obalanserade antennerna av typen L-antennen m fl. Lösningen är att ha en god jordning av hela stationen. Jordad stickpropp är alltid bra men här menas god jord för högfrekventa signaler och det är inte säkert att hushållsjorden duger. En god HF-jordning i form av nedgrävd kopparskiva, jordspett eller dyl kan behövas.

11.7. Transmissionsledning som impedanstransformator

Vi av det tidigare att en transmissionsledning $\lambda/4$ lång⁵ har olika impedans vid sina ändar. Ena änden har hög impedans och den andra låg.

En sådan kvartsvåglängd kan alltså användas för att översätta en hög impedans till en låg. I halvågsdipolen ovan kan den höga mittpunktsimpedansen anslutas till en kvartsvåglängd matarledning. I matarledningen andra ända är då impedansen lägre. Så låg att vi kanske kan ansluta sändaren direkt till denna punkt.

⁴Tidigare har en formel för den karakteristiska impedansen hos en ledare över mark presenterats. Med denna och tangensformeln kan exakt längd beräknas. Emellertid är förutsättningarna ofta så osäkra att formeln inte kan användas enbart. Viss trimning på plats kommer alltid att behövas.

⁵Kom ihåg att ta hänsyn till våghastigheten i praktiken. Denna längd gäller bara för en våglängd, d v s en frekvens.

11. Transmissionledningsteori

Generellt gäller att även kvartsvåglängdsledningens karakteristiska impedans spelar in i hur mycket den kan transformera. Om Z_0 är ledningens karakteristiska impedans kan dess transformerande verkan mellan de två ingångs- respektive utgångsimpedanserna, Z_i och Z_u , skrivas:

$$Z_u = \frac{Z_0^2}{Z_i}$$

Om till exempel mittpunktsimpedansen hos en helvågsdipolantenn är 5 000 ohm och vi vill transformera den till 50 ohm med hjälp av en kvartsvågsledning måste den senare ha den karakteristiska impedansen

$$Z_0 = \sqrt{5000 \cdot 50} = 500\Omega$$

En steg med denna karakteristiska impedans ligger inom möjligheternas gräns. Med tidigare given formel kan vi tillverka stegar med varierande Z_0 .

I detta sammanhang måste vi återigen påpeka att samma impedans återkommer med avstånden $\lambda/2$ längs en ledare. Om en kvartsvåglängd är för kort för att koppla ihop antennen med sändaren kan vi förlänga den med ett godtyckligt antal $\lambda/2$ -längder utan att den upphör att vara kvartsvågstransformerande.

Och avslutningsvis påpekar vi igen att de våglängder vi diskuterar skall beräknas med hänsyn till våghastigheten i kabeln. Våghastigheten är alltid mindre än ljushastigheten och medför därför alltid en *förkortning* av den beräknade längden.⁶ För koaxialkabeln är den *i allmänhet* 0.66, avvikelser förekommer. En kvarts våglängd av denna kabel vid frekvensen 14.05 MHz är alltså $300/14.05 \cdot \frac{1}{4} \cdot 0.66 = 3.52$ meter. För stegar är motsvarande förkortningsfaktor 0.95–0.98, för enkelledare eller aluminiumrör cirka 0.95–0.96. Blanktråd har dessutom något högre våghastighet än isolerad tråd.

-0-Ö-0-

⁶Ett sällsynt fall där naturen verkar med oss och inte emot oss!

A. Decibel

Det är lätt att låta sig förblindas av jakten på den sista decibelen. Eftersom decibel är ett logaritmiskt mått har vi ingen speciellt bra ”inneboende” känsla för dessa storleksordningar.

Decibel är ett sätt att ange förhållanden mellan två tal — i detta fall förhållande mellan två effekter, P_1 och P_2 :

$$dB = 10 \log \frac{P_1}{P_2},$$

där $\log$ är (den briggska) tiotalologaritmen

Med formeln ovan kan vi konstatera att en fördubbling av effekten motsvarar en decibelförändring av cirka 3 dB ($10 \log 2 \approx 3$). Varje ytterligare fördubbling av effekten ger sedan ytterligare 3 dB att addera till de första.

På samma sätt ser man att decibelskillnaden mellan en sändare på 100 W och en QRP-station på 5 W ’bara’ är 13 dB. En sändare på 1 kW får på samma sätt en fördel i decibelhänseende på 23 dB jämfört med QRP-sändaren ($10 \cdot \log \frac{100}{5} = 13dB$, $10 \cdot \log \frac{1000}{100} = 10dB$, $10 + 13 = 23dB$).

En antenn som ger 3 dB antennvinst — i en viss riktning — motsvarar en fördubbling av uteffekten i denna riktning. Samma verkan skulle alltså kunna erhållas med en antenn *utan* antennvinst om man fördubblade uteffekten.¹

Hur mycket låter då 3 dB? Titta på signalstyrkemeteren på din radio. Inkommande signalstyrka anges där S-enheter, ofta 1, 3, 5 och 7 innan det röda märket för ’S-9’. S-9 motsvarar en insignal på 50 μV .² Signaler över S-9 anges bara i S-enheter, där en S-enhet motsvarar 6 ”spännings-dB” dvs 3 ”effekt-dB”. Vi ser alltså att en fördubbling av inkomna signaleffekten motsvarar 1 S-enhet.

Följande tabell är en lathund för effektkvoter och kan användas för att snabbt se vilken effektökning en antennvinst motsvarar. Decibelvärdena är givna utan decimaler. Tiondelar av decibel är så små att de saknar praktisk betydelse.³

¹Men riktningsverkan innebär också att sändare i ointressanta riktningar inte stör. Så jämförelsen är inte helt korrekt.

²Men det var ju effekter vi pratade om, inte spänningar! 50 μV är alltså en meningslös siffra i det här fallet om vi inte samtidigt anger vilket motstånd effekten utvecklar sig. I radiofallet har vi som vi vet 50 Ω och effekten kan då räknas ut enligt $P = \frac{U^2}{R}$.

³Med hälsningar till min gamle professor på Fysikaliska institutionen på Linköpings universitet som lärde ut att det var *kriminellt* att ange decibel med annat än heltal!

A. Decibel

dB	Effektförhållande (gångar)
0	1.0
1	1.3
3	2
5	3
7	5
9	8
10	10
11	13
13	20
15	32
17	50
19	79
20	100

En riktigt bra riktantenn för kortvåg — monobands tre-elements beam — kan ha en riktningsverkan på ungefär 11 decibel och ur tabellen ser vi att det motsvarar en effektkoncentration på 13 gånger. Med 100 W in i antennen ser det alltså ut som om 1.3 kW kom ur den!

Man ska nu inte stirra sig blind på denna utstrålade effekt. Minst lika viktigt — eller kanske viktigare — är att en riktantenn kan vridas för att *utesluta/skärma av* oönskade signaler och alltså höja nyttsignalen ur omgivningen genom att *dämpa* den oönskade signalen/störningen. Det kan alltså vara bättre att rikta antennen så att störningen minimeras, vilket inte nödvändigtvis innebär att rikta antennen mot motstationen!