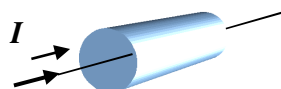


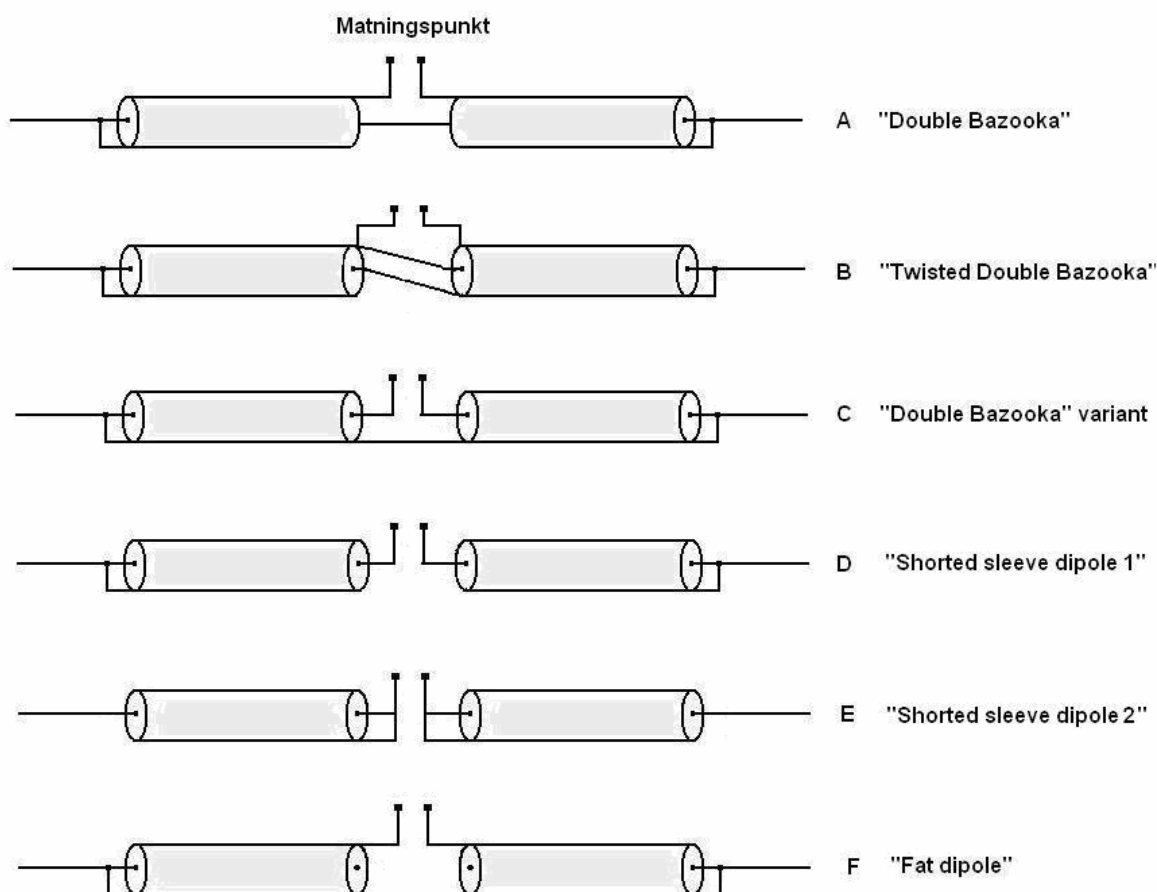
Koaxdipoler



av Jan Gunmar SM0AQW

Dipoler som delvis är tillverkade av koaxialkabel omges ibland av en viss mystik. På Internet kan man hitta påstående som "Coaxial dipoles – the best kept antenna design secret" och lovord i stil med "när jag bytte till en koaxialdipol fick jag mellan 6 och 10 dB bättre signalrapporter från alla kontinenter". Inte att undra på att man blir nyfiken!

Koaxialdipoler är ett ganska allmänt begrepp, för de kan se ut på många sätt. Två typer som är populära i USA är *Double Bazooka* och *Crossed* eller *Twisted Double Bazooka* – båda beskrivs bl.a. i ARRL-s "Antenna Book". Funderar man en stund kan man faktiskt rita ned ytterligare ett antal varianter av antenner som alla kan kallas koaxdipoler, se figur 1. Bara de varianter som använder koaxstumpar eller stubar som är kortslutna i ena änden visas här och det finns ytterligare ett antal varianter där öppna stubar används. Denna artikel behandlar bara varianterna i figur 1 mer utförligt.



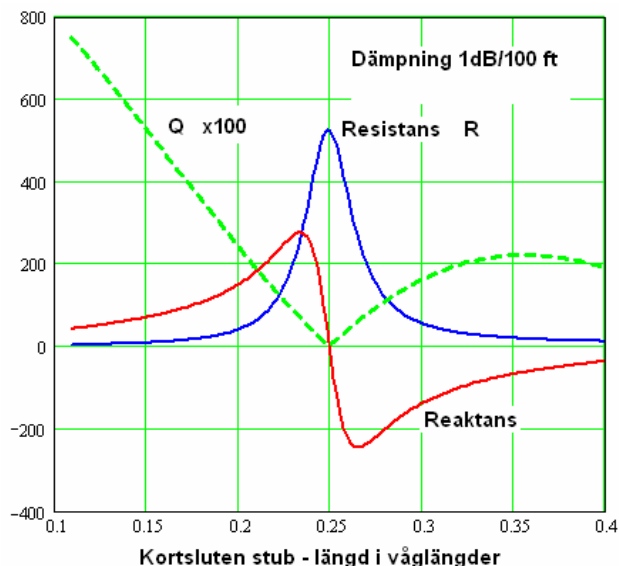
Figur 1 Ett knippe koaxialdipoler – vilken antenn är "bäst"?

De mest populära varianterna verkar vara "Double Bazooka" och "Twisted Double Bazooka" och deras företrädare hävdar att de här två dipoltyperna uppges ha större bandbredd än en vanlig tråddipol, vilket nog är riktigt om man samtidigt nämner att de har litet mer förluster. Det finns också entusiaster som vidhåller att de "har mycket starkare strålning än en vanlig dipol" – detta borde nog vara "något svagare strålning". Gemensamt för alla antenntyperna i fig.1 är att de innehåller två koaxialkabelstumpar som är kortslutna i ena änden. I ytterändarna av antennerna är antingen inner- eller ytterledaren förlängd utåt för att få lämplig total längd. I litteratur på engelska är sådana här antenner en del av det allmännare begreppet "sleeve antennas" (sleeve = hylsa). Man ser också uttrycket "choke sleeve" eftersom en kvartsvågs hylsa kan användas som en 1:1 strömbalun, se [2]. Byggmaterialet behöver inte vara vanlig standard koaxialkabel och hylsan kan vara kort eller lång, placerad där det är lämpligast. En variant av "sleeves" är s.k. linear loads som ofta används i Yagi-antenner för att ge en förkortning eller duobandegenskaper – då används oftast stubar av dubbelledare i stället för koaxialelement.

Stubar av koaxialkabel och andra transmissionsledningarna används i antenner för många syften: för impedansanpassning, fasvridning och som en kombination av antenn- och impedanselement. Numera används koaxialelement ofta för att realisera en kombination av strålare och kontrollerad fasvridare i gruppantenner – bra exempel är basantenner för VHF där dipolelement av koaxialledare staplas på höjden ("collinear array") för att ge rundstrålning, smala lobber i vertikallplanet, se t.ex. [3].

Öppna och kortslutna koaxialstubar

Figur 2



Bilden intill ger ett exempel på hur en koaxialstub uppträder och visar resistans R och reaktans X samt Q-värde för en kortsluten koaxstub för längder runt en elektrisk kvartsvåg. Exemplet är gjort med en antagen dämpningsfaktor ca 1 dB/100 ft, vilket är ett typiskt värde för många av de klassiska 52 ohm kablarna (RG58, RG8, RG213 o.s.v.).

Vid resonans har impedansens resistiva del ett maximum medan reaktansen blir noll – *Q-värdet är alltså noll vid resonans*. Observera att Q-värdet visas ggr 100; vid 0.2 våglängder är Q ca 2.5!

Ingångsimpedansen hos kortslutna stubar som är kortare än en kvartsvåg är alltså induktiv – stuben är elektriskt ekvivalent med en (frekvensberoende) induktor, mätt mellan innerledare och skärm. Öppna stubar uppför sig tvärtom – de är kapacitiva vid längder mindre än en kvartsvåg. När stubar används som impedanselement är det viktigt att ta hänsyn till kabeldämpningen vid längder nära en elektrisk kvartsvåg om man inte använder en "superkabel".

Några användbara formler för koaxialkabel

Här kommer några viktiga formler för koaxkabel med förluster. De grundläggande parametrarna visas i textrutan nedan:

Grundläggande parametrar för typiska koaxkabler			
	Parameter	RG58	RG59
Fysisk längd	L meter		
Hastighetsfaktor	V	0.67	0.67
Dämpningsfaktor	G dB/100 fot	1.2 @ 10 MHz	0.9 @ 10 MHz
Karakteristisk impedans	Z_0 ohm	52 ohm	75 ohm

Värdena ovan på dämpningsfaktorn är typiska och kan variera några tiondelar upp eller nedåt beroende på fabrikat och kabelns kvalitetsnivå. Data för andra kabeltyper finns t.ex. på adressen www.ocarcfoam.coax.loss.ca/coax.htm [1] och många andra ställen.

Med data enligt ovan och med kännedom om frekvensen f MHz och den frekvens f_0 MHz där dämpningsfaktorn är given kan man beräkna kabelns komplexa dämpningsfaktor eller "propagation factor" $\theta = \alpha + j\beta$, där

$$\alpha = 2 \cdot \pi \cdot L \cdot \frac{G}{1663} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (\text{sort Neper} = 8.686 \text{ dB}) \quad (1)$$

och

$$\beta = 2 \cdot \pi \cdot L \cdot \frac{f}{300 \cdot V} \quad (\text{sort radianer}) \quad (2)$$

Faktorn f_0 är införd i (1) för att kompensera lokalt för dämpningsfaktorn G -s variation med frekvensen. Ofta är ju inte G angiven i just det frekvensområde man är intresserad av. Konstanten 1663 i (1) beror på att G oftast anges i dB/100 fot – det är inte många tillverkare som använder dB/meter ännu!

Ingångsimpedansen för en kortsluten koaxstub är:

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\theta) = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta) \quad (3)$$

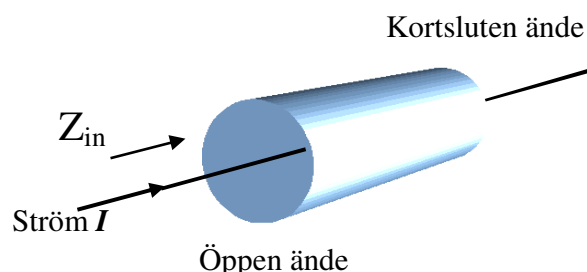
För en öppen koaxstub gäller

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\theta) = Z_0 \coth(\alpha + j\beta) \quad (4)$$

När kabeln är förlustfri blir inimpedanserna $j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta)$ och $-j \cdot Z_0 \cdot \cot(\beta)$, dvs Z_{in} är rent induktiv eller rent kapacitiv resp. för kortslutna eller öppna förlustfria stubar som är elektriskt kortare än en kvartsvåg. Tanh och coth betecknar den hyperboliska tangent och cotangentfunktionerna av parametern θ (finns i de flesta mer avancerade fickräknarna).

Kretsmodeller för kortslutna koaxialstubar i antenner

Ibland måste man fundera en stund för att se kretsschemat bakom hårdvaran. Bilden nedan visar en kortsluten koaxialstub – en ”burk” – vars längd inte är försumbar i förhållande till våglängden λ , dvs. längre än några procent av λ . Frågan är då: ”hur ska stuben/burken karakteriseras om den är ett byggelement i en antenn”?



Strömmen I flyter in i burken via den tunna mittledaren. Vid kortslutningen i borte änden av burken sprider sig strömmen radiellt och flyter tillbaks på burkens insida som en ytström eller *strömbeläggning*. Problemet är tredimensionellt och vi kan inte längre betrakta in- och utsidan av burken som en tråd! Elektriskt utgör burken en kortsluten koaxstub sett från den vänstra öppningen och vi kan tänka oss att inströmmen I möter en inimpedans Z_{in} :

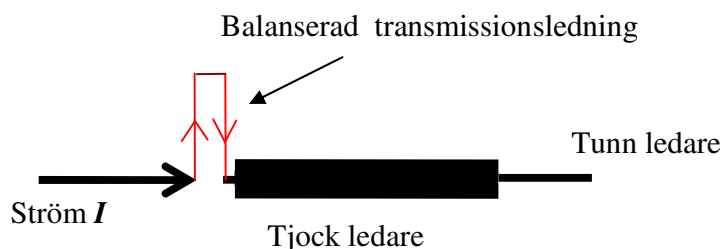
$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\theta) \quad (5)$$

där den *karaktäristiska impedansen* Z_0 för en koaxledare är

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \log \frac{b}{a} \quad (6)$$

Talet ϵ är dielektricitetskonstanten för ev. isolationsmaterial, b ytterledarens innerdiameter och a innerledarens ytterdiameter.

Strömmen på insidan av stubens ytterledare flyter vidare på dess utsida som en *antennström*; strömbeläggningen vid den öppna änden måste vara kontinuerlig! Då kan man rita en analog modell som bör vara en god approximation vid beräkningar:



Inimpedansen för en kortsluten koaxstub med förluster är enligt (3) ovan:

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \tanh(\alpha + j\beta), \quad (7)$$

Om man beräknar α och β m.h.a. ekvationerna (1) och (2) kan man beräkna den komplexa inimpedansen $R + jX$ hos den stub som är ritad med röda linjer i figuren ovan:

$$R + j \cdot X = Z_0 \left[\sinh(\alpha) \cdot \frac{\cosh(\alpha)}{(\sinh(\alpha)^2 + \cos(\beta)^2)} + j \cdot \sin(\beta) \cdot \frac{\cos(\beta)}{(\sinh(\alpha)^2 + \cos(\beta)^2)} \right] \quad (8)$$

För förlustfri ledning är $\alpha = 0$ och (7) kan förenklas till $X = Z_0 \cdot \tan(\beta)$. För kortslutna förlustfria stubar som är kortare än en kvartsvåg är alltså den ekvivalenta induktansen l :

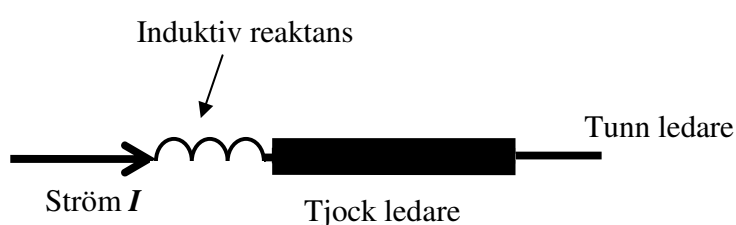
$$l = Z_0 \cdot \tan(\beta) \cdot \frac{1}{2\pi f} = Z_0 \cdot \tan(\beta) \cdot \frac{1}{\omega} \quad (9)$$

Q-värdet för en kortsluten stub som är kortare än en kvartsvåg blir $Q = |X/R|$:

$$Q = \left| \frac{\sin(2\beta)}{\sinh(2\alpha)} \right| \quad (10)$$

Ekvation (8) är litet komplicerad och lämpar sig föga för handräkning. Om man använder ett simuleringsprogram som accepterar ekvationer (Multinec med Excel, eller 4NEC2 med sina SY-kommandon i NEC-filerna) blir ekvationen hanterbar. Programmet NEC2GO [6] innehåller möjligheter att direkt lägga in transmissionsledningar med förluster i antennstrukturen. Eznec 3 och 4 saknar tyvärr ekvationsmöjligheter. De Mininecbaserade MMANA och Antenna Model kan inte hantera symboliska transmissionsledningar eller koaxialkabel.

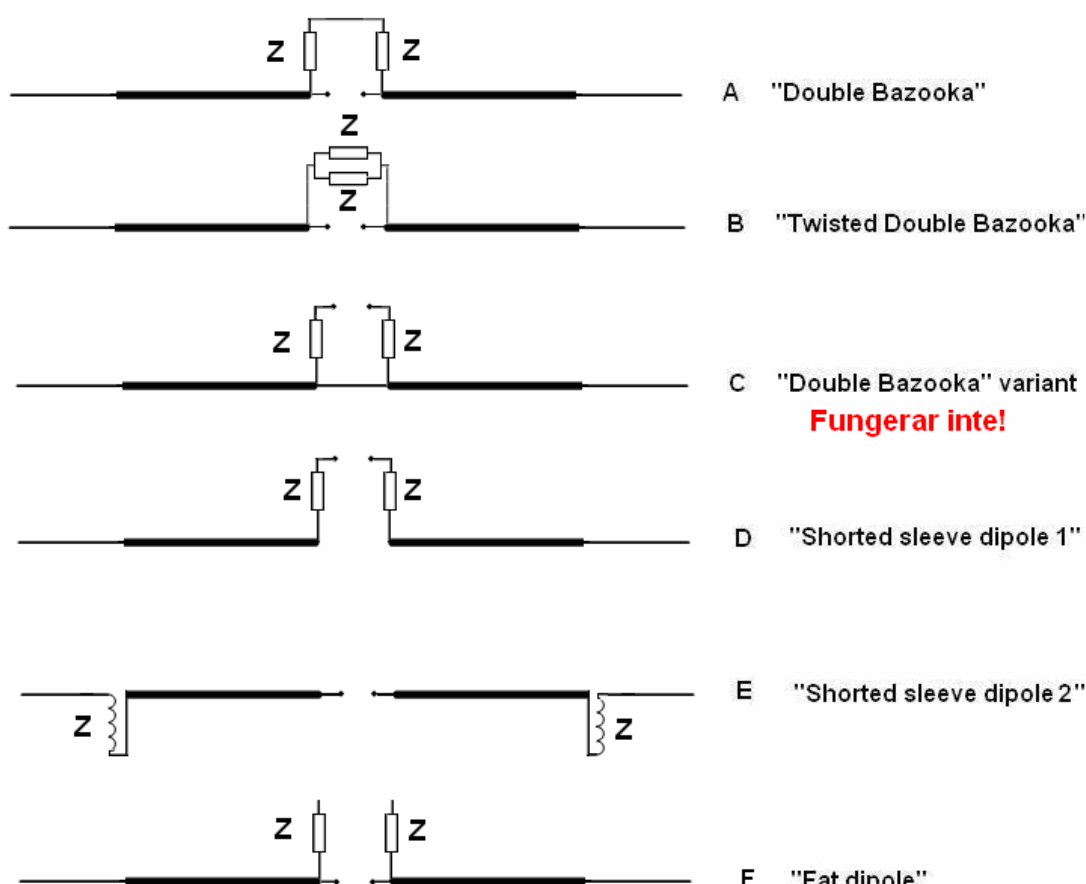
Den slutliga modellen för en antennledning med en kortsluten koaxstub – en "hylsa" eller "cylindrical sleeve" – som är kortare än en kvartsvåg blir följande:



Modellen bör vara en god approximation under förutsättning att det segment där induktansen placeras görs ganska kort; följdkravet blir att de anslutande trådsegmenten också måste väljas tämligen korta för att få bästa noggrannhet. Nu är det dags att titta närmare på möjliga simuleringsmodeller av några av de koaxdipoler som skissas i figur 1 och bedöma deras egenskaper.

Simuleringsmodeller för "Bazooka" och "Twisted Bazooka"

Med ansatsen att en kortsluten koaxialstub eller "hylsa" kan representeras av en stump transmissionsledning som inte strålar och som i sin tur kan modelleras med en impedans Z kan man skissa modeller för koaxdipolerna A – E samt H från koaxdipolgalleriet i figur 1, se figuren nedan. Varianterna F och G i figur 1 kommenteras i nästa avsnitt.



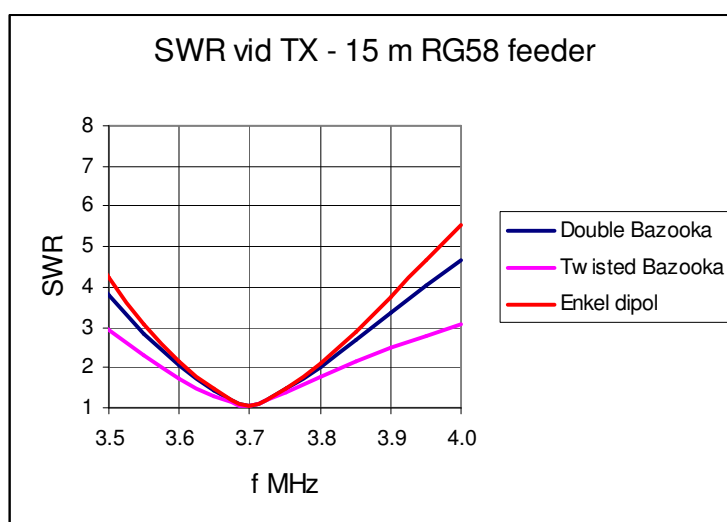
Figur 3 Ekvivalenter för de sex antennerna i figur 1.

De sex antennvarianterna innehåller alla en strålarare som består av en litet tjockare ledare närmast matningspunkten i serie med en tunnare ledare i ändarna. Koaxhylsan representeras med en induktiv reaktans $R + jX$ ritad som ett Z eller en induktor i bilderna.

Variant A och B – "Double Bazooka" och "Double Twisted Bazooka"

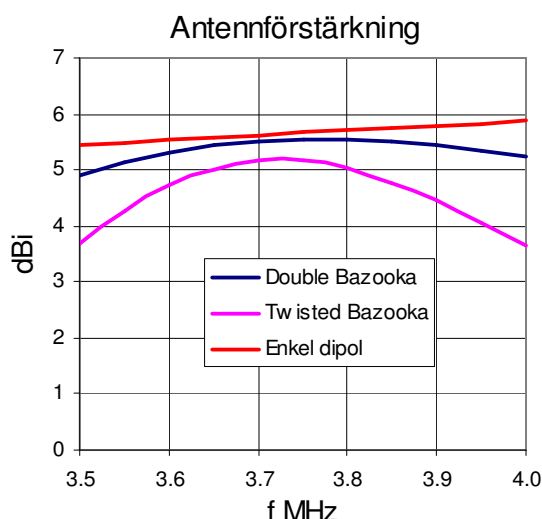
"Double Bazooka" och "Double Twisted Bazooka" är populära antenner i USA och man kan bl.a. hitta ett mycket anspråkslöst beräkningsprogram för Double Bazooka på adressen <http://www.brainz90.karoo.net/coaxdpl.htm>. Tanken bakom varianterna A och B är att eftersom impedansen hos en kortsluten kvartsvågsstub är induktiv vid frekvenser under resonansfrekvensen och kapacitiv ovanför, medan dipolens matningsimpedans beter sig tvärtom – den är kapacitiv under resonansfrekvensen och induktiv ovanför, se figur 2 ovan – så ska man få en kompensering av reaktansvariationen så att anordningen förefaller bredbandigare än en enkel dipol *sett från sändaränden*. Bredbandigheten vid sändaränden kan vara en bekvämlighetsfråga – man vill slippa använda en antenntuner eller oroas av att se SWR-metern ge utslag när man ändrar frekvensen. Tanken är principiellt riktig, men priset för ökad bekvämlighet i shacket är litet högre förluster och därmed lägre antennförstärkning: "There is no free lunch". Alternativen A och B skiljer sig huvudsakligen genom att i A blir den kompensande impedansen $= 2 \cdot Z$ medan den blir $Z/2$ i variant B. Eftersom kompenseringen förbättras med minskande realdel hos belastningsimpedansen ger B litet större bandbredd än A, men också mer förluster.

I ARRL-s *Antenna Handbook* (Ed. 19) behandlas bazooka-antennerna i avsnittet om bredbandsanpassning (kap. 9) och där uppges att Double Bazooka ger en typisk bandbreddsökning av 14 % (för SWR-gränsen 2:1) jämfört med en enkel dipol med samma matarledning. För variant B, Twisted eller Crossed Double Bazooka uppger ARRL-handboken en typisk bandbreddsökning av 55 % för SWR-gränsen 2:1 jämfört med en enkel dipol. För att reaktanskompenseringen i A eller B ska fungera över större frekvensområden fordras att Z har ett lågt Q-värde (= ”dålig koaxialkabel”) vilket ju ger ökade förluster. Figur 4 nedan visar SWR nere vid sändaränden för alternativen A och B med RG58 stubar jämförda med en enkel 80m tråddipol på 10 meters höjd – i samtliga fall är dämpningen i en 15 m RG58 matarledning medtagen. Bilden får ses som kvalitativ; faktorer som variationer i höjd etc. inverkar men har inte studerats närmare – ”ungefär så här blir det”.



Figur 4 SWR mellan 3.5 – 4 MHz för dipoler alt. A och B samt enkel dipol på 10m höjd

Nästa bild visar antennförstärkningen för de tre alternativen. För Bazookorna är dels



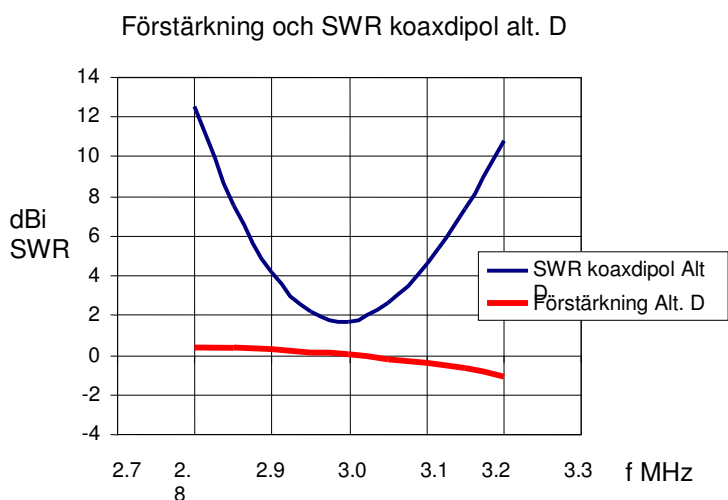
förstärkningen vid mittfrekvensen lägre än för den enkla dipolen, dels avtar deras förstärkning fortare ut mot bandkanterna. I bilden är inte tillsatsförlusterna i matarledningen medtagna. Eftersom den enkla dipolen har ett större variationsområde för SWR än de övriga två kommer den att ha något större tillsatsdämpning vid bandkanterna p.g.a. SWR än de övriga två, varför en viss utjämning till koaxdipolerna fördel erhålls men den ökningen bör bara vara av ordningen < 0.5 dB vid feederlängder omkring 15 meter.

Figur 5 Antennförstärkning för Double och Double Twisted Bazooka samt enkel dipol

Variante C, D, E och F

En titt på schemat för variant C säger direkt att den konfigurationen inte kommer att fungera; *matningspunkten är kortsluten av de sammankopplade ytterledarna i mitten!*

I variant D fungerar koaxstubarna som "förlängningsspolar" direkt intill matningspunkten för den dipol som bildas av koaxstubarnas ytterledare + trådstuparna vid ändarna. Om man kopplar om t.ex. alt. A till denna konfiguration erhålls en dipol med resonans vid ca 3 MHz och ganska låg förstärkning ca 0 dBi vid resonans, se figur 6. Serieresistansen hos RG58-stubarna är för hög och Q-värdet för lågt för att stubarna ska fungera som effektiva "traps".



Figur 6

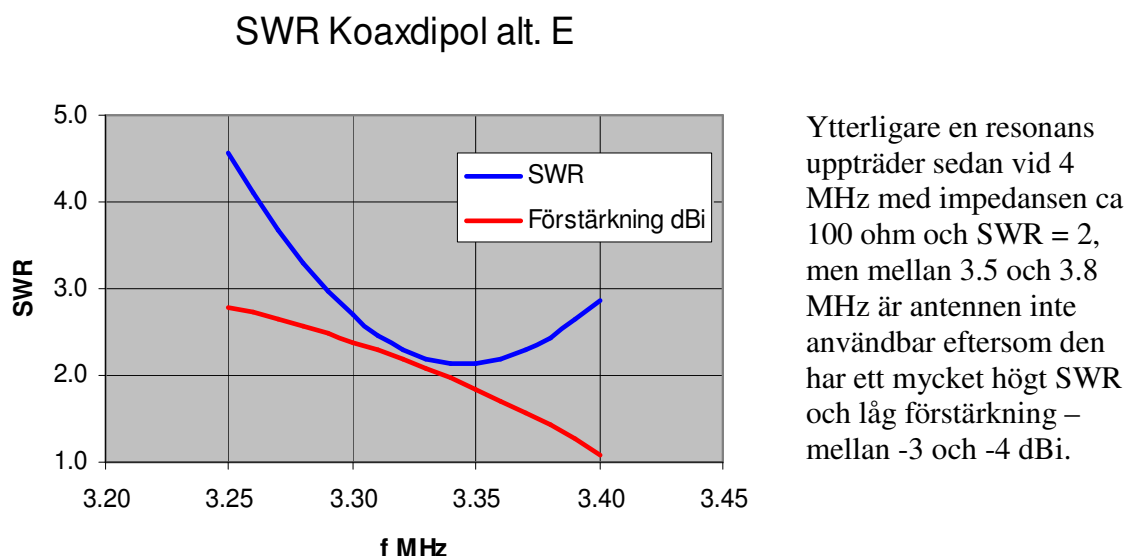
Förstärkning och SWR för koaxdipol alt. D

Matningsimpedansen vid resonans för denna variant av koaxdipol är av storleksordningen 75 ohm med RG58 kabel, varav ca 25 ohm är direkt hänförliga till förluster i stubarna. Nu är ju inte RG58 någon "höjdare" – om man i stället använder en koaxialkabel med riktigt låg förlustfaktor, t.ex. skumfylld kabel för VHF eller satellit-TV kan förlusterna minskas – vid gränsfallet förlustfri kabel erhålls en antennförstärkning av nära 5 dBi och matningsimpedansen ca 25 ohm – men SWR 2:1 bandbredden blir bara av ordningen 50 kHz. Grundregeln att *förkortad antenn utan inbäddade förluster ger liten bandbredd* gäller!

Även om alt. D inte förefaller vara särskilt bra kan konstruktionsidéen bakom dock användas för att bygga förkortade och rätt så effektiva antenner om stubarnas längder och placering ändras. Utgångspunkten är ju att en kortsluten stub kan användas som en induktor – och man behöver ju inte hålla sig till standardsortimentet av kablar; man kan ju tillverka en koaxialstub eller *koaxialresonator* själv! Ett litet skämtsamt men allvarligt menat exempel: en vanlig (tom) ölburk med längden 165 mm och diametern 65 mm, med ena gaveln bortskuren och en mittledare med diametern 1 mm har reaktansen ca $j \cdot 135$ Ohm vid 144 MHz. En fördel hos belastningsreaktanser gjorda av "burkar" är att man faktiskt kan få avsevärt högre Q-värden än med trådlindade induktorer, men fysisk storlek och mekanisk uppbyggnad kan vara ett aber, i synnerhet vid lägre kortvågsfrekvenser.

Variante E är också en konfiguration där koaxialstuben fungerar som en seriereaktans, men nu hamnar inkopplingspunkterna längre ut på antennen. Förlängningsverkan blir inte lika stor som i alt. D och eftersom stublängden är nära en kvartsvåg blir dess resistans ganska hög nära centerfrekvensen 3.7 MHz där SWR blir mycket högt. Resonansen inträffar vid ca 3.35 MHz och matningsimpedansen blir då ca 100 ohm. En god andel av denna resistans är

koaxförluster (ca. 3 dB) och att förlusterna ökar snabbt mot vid högre frekvenser ses också i den negativa lutningen hos förstärkningskurvan i figur 7 nedan.



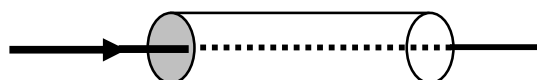
Figur 7 SWR och antennförstärkning för koaxdipol alt. E

Resultaten från simulering av alternativen D och E med de ledningslängder som använts verkar alltså inte så positiva, men det finns dolda möjligheter. Med kortare koaxstubar och annorlunda placering av stubarna kan man sannolikt bygga förkortade antenner och även tvåbandsdipoler som är ganska effektiva. Det är i första hand förlusterna i koaxstubarna som påverkar verkningsgraden. Vid högre frekvenser kan det vara intressant att experimentera med hemgjorda koaxialresonatorer med större diameter hos ytterledaren och därmed möjlighet högre karakteristisk impedans än för koaxialkabel. Ett simuleringsexempel med en s.k. sleevedipol för 10 MHz som är ca 7.5 m lång och där koaxialresonatorer är placerade i antennändarna visas längre ner i texten – det kanske kan inspirera till experiment!

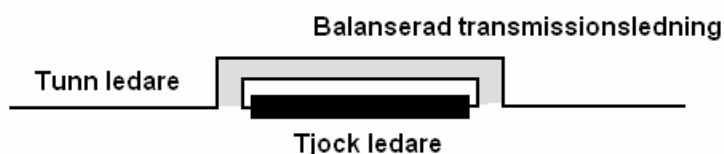
Variant H, den ”feta dipolen”, slutligen använder inte koaxialkabelns transmissionsegenskaper – den är helt enkelt en tjock enkel dipol med eventuellt litet tunnare ändstycken – antennströmmen går helt utanpå kabelskärmen, varför variant H inte behöver analyseras. Sannolikt är det den effektivaste antennen av de sex varianterna! Att alla antennerna är tunga och lätt tänjer sig behöver inte kommenteras särskilt.

Kretsmodeller för öppna koaxialstubar i antenner

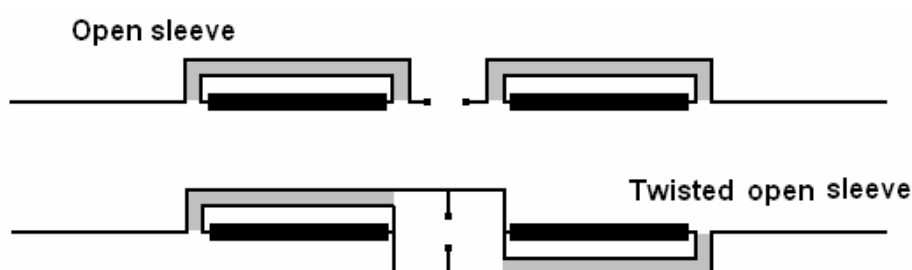
Varianterna F och G i figur 1 innehåller öppna koaxialstubar:



En approximativ modell för en stub som är öppen i båda ändarna är följande:

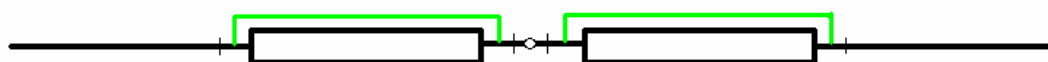


Ytterledaren i koaxstubben representeras av en tjock ledare med den yttre hylsan modellerad med en stump tjock ledare i parallell med en fiktiv, balanserad transmissionsledning (skuggad). Modellerna för de varianterna F och G, "Open Sleeve Dipole" och "Twisted Open Sleeve Dipole" blir då följande:



Om

"Open sleeve" analyseras i .t.ex. Eznec kan den enklaste modellen se ut så här:



Den tjockare ledaren som representerar kabelns ytterledare (= skärmen) approximeras med två parallella trådar med samma diameter som yttertrådarna. Avståndet – "spacingen" – mellan trådarna D görs då lika med geometriska medelvärdet mellan koaxkabelns

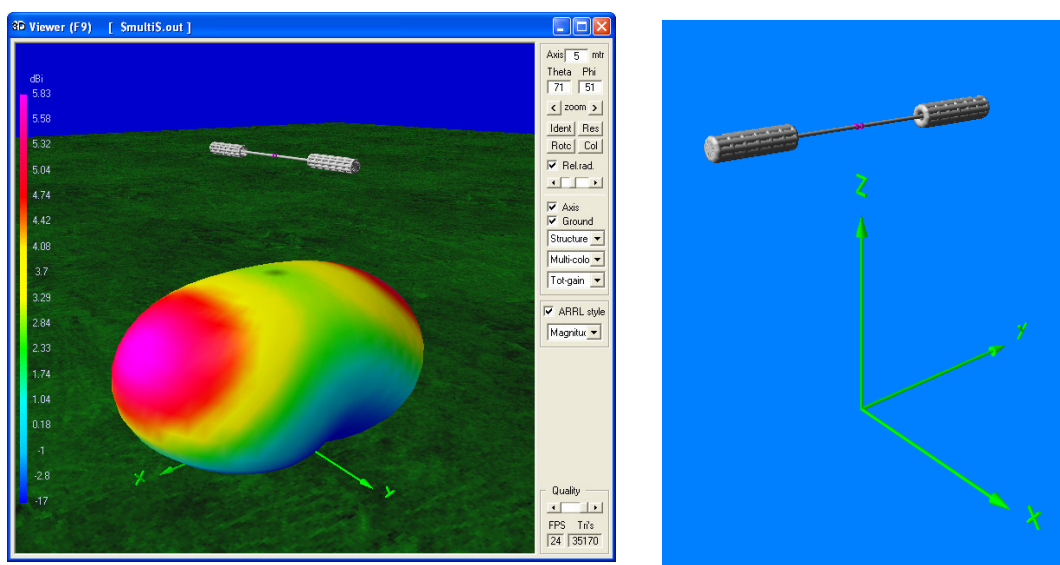
inner och ytterledardiametrar a och b : $D = \sqrt{a \cdot b}$

OBS: *Transmissionsledningarna (gröna linjer) måste vara reverserade ("twisted") och segmenteringen bör vara hög för att få bästa noggrannhet.*

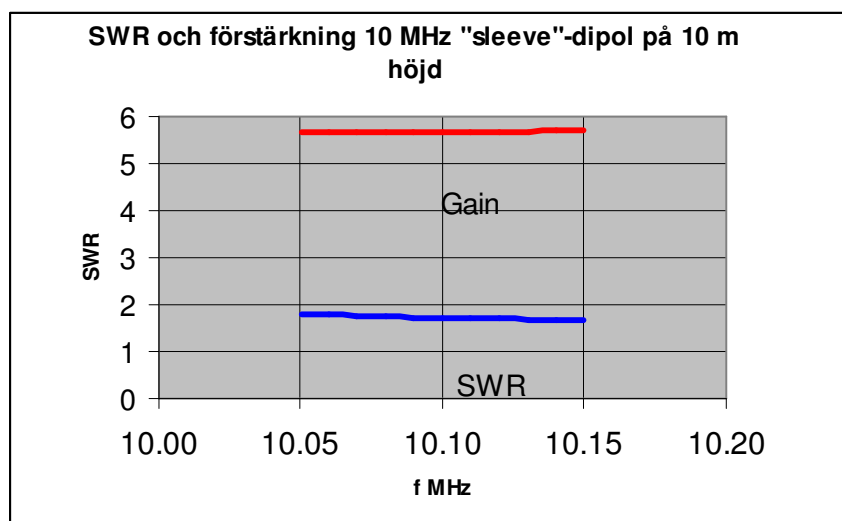
En 10 MHz dipol med koaxialresonatorer i ändarna

Till sist – man kan pröva tanken att använda "feta" koaxialresonatorer med hjälp av ett simuleringsförsök. En koaxialresonator med stor innerdiameter och en mittledare med betydligt tunnare tråd får ett högt Z_0 , ett högt Q -värde och har stor yta. Den kan alltså fungera som en kombination av toppbelastning och induktiv belastning för en förkortad antenn utan att drabbas lika mycket av de tillsatsförluster som stora lindade induktorer ger p.g.a. sin stora strökapacitans när de placeras i ändarna på en antenn.

Resonatorerna har längden ca 1.75 m och ytterdiametern 36 cm (kan tänkas gjorda av metallduk, hönsnät eller metalltrådar)



Figur 8 Till vänster ses resultatet av en simulering av en en dipol för 10 MHz med längden $2 \times 3.6\text{m}$ och stora koaxialresonatorer i ändarna. Trådmodellen i fri rymd ses till höger.



Figur 9 SWR rel. 52 ohm och antennförstärkning för 10 MHz "burkdipol"

Simuleringsmodellen för denna antenn använder en s.k. trådmodell för att representera resonatorernas yttre hylsor. Totala antalet segment är bara 331, varför modellen kan analyseras i Eznec 3 eller 4 Standard. Resultatet är att antennen på 10 m höjd bör få ca 5.6 dBi förstärkning på 10 m höjd över mark och en matningsimpedans vid resonans som är ca 30 ohm – detta är ganska bra värden för en så pass förkortad antenn. Bandbredden är hygglig genom att antennen har mycket låg reaktans p.g.a. de tjocka partierna i strukturen, se figur 8.

Det är intressant att se att man kan bygga en så pass förkortad dipol utan större avkall på förstärkning och impedansnivå. Nackdelar med en sådan här konstruktion kan vara att den blir tung och mekaniskt litet krånglig, kanske ful i grannars ögon, och en version för 10 MHz kan också vara att "ta i", men skalar man om den till 28 MHz blir längden bara ca $2 \times 1.3\text{ m}$

och resonatorerna får diametern och längd 12 resp. 63 cm. På 144 MHz kanske ölburkar kan komma till användning!

En kritisk dimension hos en sådan här antenn är sannolikt innerledarens diameter: Z_0 är ju beroende av kvoten mellan diametrarna för ”burkens” innerdiameter, se ekv. (6), och toleranser för tråddiametern gör att det kan bli svårt att komma riktigt rätt utan trimning till resonans. Trimning görs nog enklast genom att justera innerledarens längd. Det går också att ”stämna av” resonatorerna med en liten variabel shuntkapacitans mellan innerledare och randen av hylsan (här finns en intressant möjlighet som kan utnyttjas i flera sammanhang). Problemen med den mekaniska uppbyggnaden kan minskas om man monterar dipolen vertikalt hängande från en fästpunkt som bör sitta åtminstone 8 meter upp för en 10 MHz version. Med ett lämpligt jordplan kan man också ta halva dipolen och bygga en kort kvartsvågsvertikal över ett jordplan.

Det måste erkännas; den här 10 MHz antennen har inte provats av författaren, men det finns goda skäl att förmoda att den fungerar som förutspås av simuleringen eftersom det beräknade värdet på ”Average Gain” är mycket nära 1.0 och geometrikontrollerna ger klartecken. Om man har en bra modell ger simuleringar oftast också ett bra kvalitativt resultat, men en praktisk konstruktion fordrar ofta en mer förfinad modell kompletterad med mätningar. Antenntypen är inte ny – den beskrevs i RadCom för rätt många år sedan, möjligen under ”*Technical Topics*” av G3VA.

Till sist

Koaxialdipoler enligt figur 1, gjorda med vanlig billig koaxialkabel typ RG58 eller 59 verkar inte vara något tekniskt framsteg. Den psykologiska fördel de kan ge – att ståendevågmätaren inte längre gör så stort utslag när man byter frekvens – får man till priset av litet svagare utsignal och tyngre antenn. Men – *”var och en blir lycklig på sitt sätt”*.

Koaxialkabel är en mycket bra komponent, men använder man den vid höga ståendevåg-förhållanden börjar förlusterna göra sig märkbara. En kortsluten stub arbetar ju med $SWR = \infty$ och vid höga SWR ökar alltid förlusterna när kabelns dämpningsfaktor ökar. De bandbreddsfordelar koaxialdipoler påstås ha blir mer dyrköpta ju mer förluster man bygger in i antennen.

Det finns några omständigheter man bör komma ihåg vid simulering – en begränsning är att NEC2-baserade program kan ge viss onoggrannhet i resultaten om trådradierna i modellen skiljer sig starkt. Simuleringsprogram med Mininec-motor (t.ex. MMANA, Antenna Model m.fl.) har inte den bristen i samma utsträckning, men de har fortfarande begränsningar för hur tjocka ledare man kan ansluta till en tunn ledare. Vid simulering i NEC-2 miljöer kan man ofta ersätta tjocka ledare med två parallellkopplade ledare med mindre diameter enligt tipset ovan. Alla simuleringsprogram har också begränsningar m.a.p. förhållandet tråddiameter/segmentlängd – segmenten måste t.ex. vara längre än diametern.

Antenner där man inför förkortning m.h.a. hög-Q transmissionsledningskomponenter är ett intressant område. För lågbandsantennerna är kanske möjligheterna begränsade men för 10 MHz och uppåt kan ”burkar” och ”coax sleeves” vara intressanta att experimentera med eftersom de kan ge höga Q-värden. Billiga byggelement för experiment finns det gott om: hönsnät, fårnät, avloppsrör i plast, VP-rör, hushållsfolie ... använd fantasin!

Några referenser

1. Data för koaxialkabel och förlustberäkningar:

<http://www.ocarc.ca/coax.htm>

2. W8JI har alltid något klokt att säga ...:

http://www.w8ji.com/Baluns/sleeve_baluns.htm

3. Ur Microwave Journal: “*Comparison of Coaxial Dipole Antennas For Applications In The Near-Field and Far-Field Regions*”

http://www.ansoft.com/news/articles/04.05_MWJ.pdf

Simuleringshjälpmedel som rekommenderas:

4. 4NEC2 - NEC based antenna modeler and optimizer (gratis!)

<http://home.ict.nl/~arivoors/>

5. MULTINEC – mycket “bang for the buck” (\$ 39)!

Antenna Modeling Software and Other Utility Programs by Dan Maguire, AC6LA

<http://www.qsl.net/ac6la/>

6. NEC2GO - ett mycket mångsidigt och användbart program baserat på NEC-2. Kan rekommenderas – kostar bara \$ 39.95:- i dagsläget, men priset ska höjas inom kort säger utvecklaren W0WPO.

www.nec2go.com

SM0AQW Jan Gunmar Ekerö den 28 mars 2006

Z_{in}

