
Tvåbandsantennerna med vågfällor

De flesta har säkert provat en flerbandsantenn med vågfällor – ”traps” – någon gång. Tekniken är känd sedan många år och den mest utbredda kommersiella tillämpningen är förmodligen i förkortade Yagi-antennerna – ”tribanders”. Det finns också många byggrecept till trådantennerna med traps i antennteckningarna - den klassiska varianten är den välkända W3DZZ-antennerna.

Erfarenheterna av trap¹-antennerna skiftar. Många amatörer har haft dåliga erfarenheter av olika slag, andra tycker att de fungerar ganska bra. Min egen uppfattning är att de är fullt användbara, bara ett litet steg under s.k. full-size antenner på samma höjd om man jämför antennt förstärkning, men de har mindre bandbredd på det lägsta bandet och miljöålgigheten kan bli ett problem. Men bor man på en liten villatomt, vill använda flera amatörband och har en antenntuner kan de vara ett bra sätt att komma i luften. Missnöje med antenntypen tror jag oftast beror på olämplig antenntplacering eller elektrisk dimensionering, material- och miljöproblem (fukt, korrosion, insekter) samt, inte minst, överdrivna förväntningar. Mycket av reklamen för antenner lovar ju prestanda som är omvänt proportionella till faktiska resultat – det har vi rika erfarenheter av!

Grundtanken bakom flerbandsantennerna med vågfällor eller spärrkretsar i form av parallellresonanta LC-kretsar i serie med antennttråden är enkel: i det lägre frekvensområdet är vågfällans impedans induktiv och ger en ökning av antenntens elektriska längd; i det högre frekvensområdet har man passerat vågfällans parallellresonans, dess serieimpedans har blivit kapacitiv och ger en förkortning av antennt. Konsten är att dimensionera vågfällan så att den ger rätt reaktansbidrag (positiva vid låga frekvenser, negativa vid höga) i rätt frekvensområde. En populär men oteknisk förklaring är att ”vågfällan bromsar (eller sväljer) HF-en” men den analogin hjälper inte om man verkligen vill förstå hur det hela fungerar.

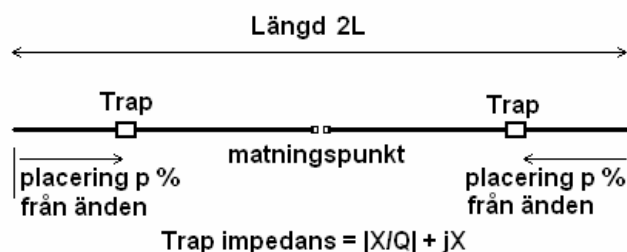
Det finns begränsningar för vilka trådlängder som går att använda för att bygga två- eller flerbandsantennerna med traps och samtidigt få goda prestanda. Vissa kombinationer av trådlängd och placering av vågfällan fungerar inte eller leder till höga förluster. Många recept i amatörtidningar beskriver konstruktioner som har kommit fram efter ”systematiska bondförsök” och det är inte säkert att de alltid är så reproducerbara.

I den här artikeln avser jag att titta närmare på hur man m.h.a. simulering kan dimensionera en tvåbandsantenn med traps så att den fungerar hyggligt. Byggbeskrivningar för antenner med vågfällor presenterar oftast färdiga byggrecept och går sällan in på frågor av typen ”varför” och det kan därför vara värt att studera några av de omständigheter som påverkar, t.ex. inverkan av vågfällornas placering på antennt och inverkan av deras Q-värde. De antenntprestanda som jag tror vara mest intressanta är matningsimpedans och bandbredd i matningspunkten samt, i mindre mån, antennt förstärkning. Förstärkningen påverkas ju av trapförlusterna, men fältstyrkediagram och förstärkningsnivå beror huvudsakligen av antennthöjd.

¹ Här används termen ”trap” (fälla) omväxlande med termen ”vågfälla” i därför att ordet trap är kortare. Det finns dock inga bra böjningar av ”trap” i svenskan – om man vill ersätta ordet ”vågfällorna” med ”trapsen” gör man med en pluralkonstruktion som många tycker är ful.

En försöksmodell

Vi ska studera egenskaperna hos en tänkt tvåbandsdipol som ska ges resonanser vid 3.525 och 7.05 MHz, figur 1.



Figur 1

Två lika traps (LC parallellkretsar) placeras symmetriskt på dipolbenen och deras position p % från de yttre ändarna ska vara varierbar. Längden 2·L har valts till $2 \cdot 14 = 28$ m och antennen ska analyseras på den fasta höjden 10 m över en reell jord av typ "Normal". Tråddiametern sätts till 1.5 mm (oisolerad tråd). Skälet att välja en fast höjd i stället för fri rymd och en fast längd och tråddiameter är primärt att visa ett "normalfall" – de här antennmåttarna är ju troligtvis mest intressanta för den som har begränsat utrymme. Man kan inte heller ta med för många parametrar i beräkningarna eftersom resultaten blir svåröverskådliga.

För vågfällorna antas ett Q-värde av ca 200 – det är viktigt att ha ett realistiskt Q-värde med i beräkningarna, åtminstone tills man förvissat sig om vilka parametrar som är viktigast och vilka approximationer som är tillåtna. För att få god noggrannhet i placeringen av vågfällorna simuleringen används en ganska tät segmentering i simuleringsmodellen och därför har segmentantalet här valts = 201.

Beräkning av L och C för vågfällorna

Det första steget är att undersöka vilka ekvivalenta seriereaktanser som vågfällorna ska ha vid olika placeringar på antennledaren och att se efter om någon av dessa placeringar är den "bästa" i något avseende; bandbredd, antennförstärkning eller verkningsgrad.

En bra metod för beräkning av belastningsreaktanser till förkortade dipoler är att ersätta matningen i mitt punkten med matning från två lika och symmetriskt placerade källor ute på dipolbenen, se figur 2.

Figur 2



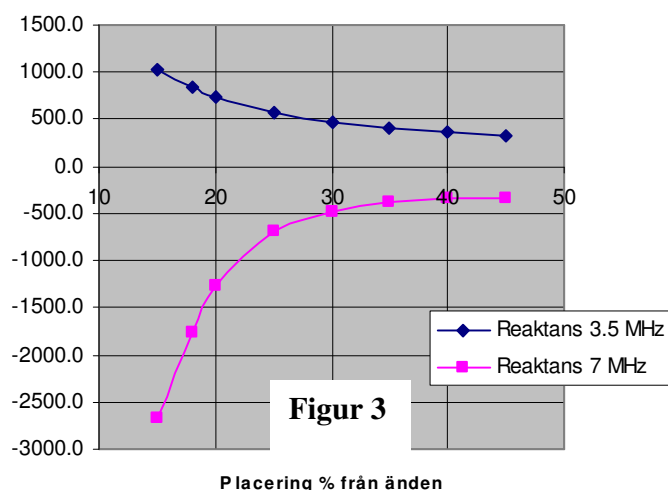
Därefter kan man göra en serie simuleringar vid de båda önskade arbetsfrekvenserna, varvid insättningspunkten för källorna varieras genom att t.ex. ange deras position från ena antennändan i procent av hela antennlängden. Då gäller i första approximationen att om man sedan ersätter källorna 1 och 2 med reaktanser som är lika med den kalkylerade matningsimpedansens reaktiva del, *fast med omvänt tecken*, så kommer antennen att bli resonant. Metoden är approximativ; i

praktiken kommer vågfällorna att ha en viss fysisk längd etc, men kontrollberäkningar visar att avvikelserna från ”rätt” värde blir små. Tabell 1 nedan visar resultatet av en simulering i Multinec av den förkortade dipolen enligt ovan. Analysen görs vid frekvenserna 3.525 och 7.05 MHz och placeringen av källorna varieras i åtta steg för varje frekvens, från 15 till 45 % av antennlängden mätt från antennändarna. I de flesta simuleringsprogram kan man ange käll- och belastningsplaceringar på detta vis, men man måste se till att segmenteringen är tillräckligt tät, annars hamnar inte källor/laster exakt där man tänkt sig!

Tabell 1

Freq (MHz)	Position P %	Tillsats-Reaktans	Resistans	Reaktans X	SWR(52)	Max Gain
3.525	15	0	30.23	-1034.68	683.398	5.34
3.525	18	0	26.58	-839.50	512.431	5.32
3.525	20	0	24.51	-743.79	436.636	5.31
3.525	25	0	20.34	-577.13	317.853	5.29
3.525	30	0	17.22	-472.64	252.861	5.26
3.525	35	0	14.81	-403.43	215.064	5.25
3.525	40	0	12.91	-356.09	193.128	5.23
3.525	45	0	11.34	-323.13	181.785	5.23
7.050	15	0	3990.24	2671.99	111.148	6.00
7.050	18	0	996.53	1768.08	79.531	6.06
7.050	20	0	550.47	1256.98	65.863	6.10
7.050	25	0	224.18	687.61	45.081	6.18
7.050	30	0	138.84	474.23	34.165	6.25
7.050	35	0	108.34	378.79	27.997	6.29
7.050	40	0	99.78	338.21	24.444	6.32
7.050	45	0	106.44	333.10	22.536	6.34

Matningsreaktans 3.5 och 7 MHz vs placering



De beräknade reaktanserna ("Reaktans X") i de båda matningspunkterna visas med blå text i tabell 1, se också diagram intill. Om man sedan modifierar simuleringssmodellen så att man i stället matar antennledaren på mitten och sätter in de beräknade reaktanserna enligt tabell 1 med *omvänt tecken* som belastningar ("R + jX reactance loads") i modellen kan man kontrollera hur väl de beräknade reaktanserna ger önskad resonans.

En ny simulering med dessa ändringar införda ger resultat enligt tabell 2 nedan och det är uppmuntrande; den beräknade resterande reaktansen i matningspunkten är nu mycket liten för alla placeringalternativ utom för 7 MHz med belastningsreaktansen placerad nära dipoländarna ($p = 15, 18, 20$). Dessa avvikelser är att vänta, eftersom placeringen där är mycket nära en kvartsvåg ut från matningspunkten på 7 MHz.

I en sådan punkt ändras matningsreaktansen mycket snabbt (matematiskt uttryckt är derivatan av reaktansen m.a.p. frekvensen stor i dessa områden) och värdena blir osäkra även om man räknar med hög precision.

Freq (MHz)	Position P %	Tillsats- Reaktans	Resistans	Reaktans	SWR(52)	Max Gain dBi
3.525	15	1034.6	42.94	-0.26	1.211	4.65
3.525	18	839.5	40.95	-0.28	1.270	4.68
3.525	20	743.7	39.73	-0.28	1.309	4.70
3.525	25	577.1	36.86	-0.27	1.411	4.71
3.525	30	472.6	34.12	-0.24	1.524	4.71
3.525	35	403.4	31.43	-0.19	1.655	4.69
3.525	40	356.1	28.72	-0.13	1.811	4.67
3.525	45	323.1	25.91	-0.06	2.007	4.65
7.050	15	-2672.0*	100.32	82.08	3.449	6.04
7.050	18	-1768.1*	94.06	20.94	1.934	6.04
7.050	20	-1257.0*	96.29	11.22	1.887	6.06
7.050	25	-687.6	105.93	1.05	2.037	6.12
7.050	30	-474.2	119.42	-3.62	2.299	6.17
7.050	35	-378.8	137.63	-6.54	2.654	6.22
7.050	40	-338.2	163.23	-8.30	3.148	6.25
7.050	45	-333.1	202.33	-8.07	3.898	6.27

Tabell 2: De röda siffrorna är de beräknade belastningsreaktanserna (de blå siffrorna i tabell 1 med ombytt tecken). Den totala belastningsimpedansen är specificerad i simuleringsfilen som $|X1|/Q + jX1$. Värdena med asterisker bör ses som osäkra.

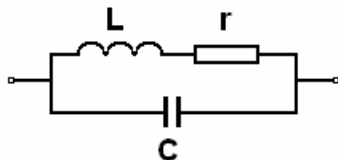
Den nya simuleringen ger prognoser för matningsimpedansen vid resonans på de båda banden: på 3.525 MHz kommer impedansens realdel att variera mellan ca 26 ohm och upp mot 43 ohm, vilket är rimligt med tanke på antennens förkortning och antennhöjd. *Förkortning av antenner ger alltid lägre matningsimpedans om man inte bygger in extra förluster.* På 7 MHz blir impedansens realdel ganska hög vilket är rimligt med tanke på antennlängden. De förluster som finns med i beräkningen ovan är ohmska förluster i antenntåden och i belastningsimpedanserna där tillsatsreaktansen X associerats med en serieresistans $R = |X|/Q$ (Q är 200). Den beräknade antennförstärkningen ligger omkring 4.7 dBi för 3.5 MHz bandet och 6 dBi på 7 MHz. *Det är intressant att se att vågfällan egentligen kan placeras var som helst inom ett område mellan 25 och 50 % av antennlängden, mätt från ändarna.* En preliminär slutsats är att för denna antennlängd behöver inte vågfällorna placeras särskilt långt ut från antennens mittpunkt. En placering nära mittpunkten medför att man kan arbeta med ett måttligt högt LC-förhållande för vågfällan och därmed blir mindre beroende av induktorns strökapacitans och egenresonansfrekvens. Samtidigt måste man dock vänta sig en liten ökning av förlusterna.

Dimensionering av vågfällor:

Nästa steg i analysen är att beräkna L och C för de olika placeringsfallen i tabell 2 ovan.

En parallellkrets L,r och C har impedansen Z vid vinkelfrekvensen ω rad/s:

$$Z = \frac{(r + j\omega \cdot L) \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{r + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}$$



Imaginärdelen av Z är

$$\text{Im}(Z) = -\omega \cdot \frac{(r^2 \cdot C + \omega^2 \cdot L^2 \cdot C - L)}{(r^2 \cdot \omega^2 \cdot C^2 + \omega^4 \cdot L^2 \cdot C^2 - 2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C + 1)} \quad (1)$$

Vi söker villkoret för att reaktansen $\text{Im}(Z)$ ska vara = X_1 vid frekvensen f_1 MHz och = X_2 vid f_2 MHz. Beräkningen blir ganska besvärlig om man tar med resistansen r i beräkningen, men man kan visa att om $Q > \text{ca } 50$ fås ett tillräckligt noggrant resultat om man sätter $r = 0$ i uttrycket ovan. Man får följande ekvationssystem:

$$\begin{aligned} -\omega_1 \cdot \frac{(\omega_1^2 \cdot L^2 \cdot C - L)}{(\omega_1^4 \cdot L^2 \cdot C^2 - 2 \cdot \omega_1^2 \cdot L \cdot C + 1)} &= X_1 \\ -\omega_2 \cdot \frac{(\omega_2^2 \cdot L^2 \cdot C - L)}{(\omega_2^4 \cdot L^2 \cdot C^2 - 2 \cdot \omega_2^2 \cdot L \cdot C + 1)} &= X_2 \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} -\omega_1 \cdot \frac{(\omega_1^2 \cdot L^2 \cdot C - L)}{(\omega_1^4 \cdot L^2 \cdot C^2 - 2 \cdot \omega_1^2 \cdot L \cdot C + 1)} &= X_1 \\ -\omega_2 \cdot \frac{(\omega_2^2 \cdot L^2 \cdot C - L)}{(\omega_2^4 \cdot L^2 \cdot C^2 - 2 \cdot \omega_2^2 \cdot L \cdot C + 1)} &= X_2 \end{aligned}} \right\}$$

Lösningen är

$$\begin{pmatrix} L \\ C \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -X_1 \cdot X_2 \cdot \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot (X_2 \cdot \omega_2 - X_1 \cdot \omega_1)} \\ \frac{1}{X_2} \cdot \frac{(X_1 \cdot \omega_2 - \omega_1 \cdot X_2)}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)} \cdot X_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

LC-kretsens resonansfrekvens $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}}$ kan nu beräknas.

Bilda först LC-produkten:

$$LC = X_2 \cdot X_1 \cdot \frac{(-\omega_2^2 + \omega_1^2)}{\omega_2 \cdot \omega_1 \cdot (-X_2 \cdot \omega_2 + X_1 \cdot \omega_1)} \cdot \left[\frac{-1}{X_1} \cdot \frac{(X_2 \cdot \omega_1 - \omega_2 \cdot X_1)}{(-\omega_2^2 + \omega_1^2) \cdot X_2} \right]$$

$$\text{Förenklat blir detta LC} = \frac{\omega_2 \cdot X_1 - \omega_1 \cdot X_2}{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot (X_1 \cdot \omega_1 - \omega_2 \cdot X_2)}$$

Resonansvinkelfrekvensen w_0 blir

$$w_0 = \sqrt{w_1 \cdot w_2} \cdot \sqrt{\frac{X_1 \cdot w_1 - w_2 \cdot X_2}{w_2 \cdot X_1 - w_1 \cdot X_2}}$$

Eftersom $w = 2 \cdot \pi \cdot f$ blir då resonansfrekvensen för vågfällan:

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \cdot \sqrt{\frac{f_1 \cdot X_1 - f_2 \cdot X_2}{f_2 \cdot X_1 - f_1 \cdot X_2}} \quad (3)$$

I artiklar om trapantenner ser man ibland tumregeln att vågfällans resonansfrekvens f_0 ska väljas som geometriska mediet av f_1 och f_2 . Detta är tydligen en approximation, men man hamnar ofta ganska nära det rätta värdet med den beräkningen

Det är inte alltid en planerad konstruktion blir praktiskt realiserbar – en kontroll är att undersöka om uttrycket under rotmärket i ekv. (3) ovan är positivt för de valda värdena på frekvens och de beräknade X_1 och X_2 . Om X_1 och X_2 har olika tecken är uttrycket alltid positivt. Värdena på L och C från ekv. (2) måste också vara positiva. Om både X_1 och X_2 vore positiva skulle villkoren $f_1 \cdot X_1 > f_2 \cdot X_2$ och $f_2 \cdot X_1 > f_1 \cdot X_2$ gälla samtidigt, vilket är omöjligt!

Vågfällans resonansfrekvens beror av dess placering

Tabell 3 nedan visar värden för vågfällornas L och C beräknade m.h.a. ekv. (2):

Placering p %	Tillsatsreaktanser i rött enligt tabell 2		Induktans L uH	Kapacitans C pF	Resonans Frekvens f_0 MHz
	X1	X2			
	3.535 MHz	7.05 MHz			
15	1034.6	-2672.0*	29.35	25.81	5.78
18	839.5	-1768.1*	22.97	34.95	5.62
20	743.7	-1257.0*	19.44	44.18	5.43
25	577.1	-687.6	13.77	69.85	5.13
30	472.6	-474.2	10.68	95.31	4.99
35	403.4	-378.8	8.91	116.77	4.93
40	356.1	-338.2	7.9	131.26	4.94
45	323.1	-333.1	7.37	136.94	5.01

Tabell 3

Man ser att resonansfrekvensen f_0 varierar ca 0.9 MHz beroende på placering: Geometriska mediet av f_1 och f_2 är 4.98 MHz, varför tumregeln ovan ger någorlunda rätt värde vid en fällplacering 30 till 40 % från antennändarna.

Matningsimpedans och fällplacering – några frekvensvep

Nu är det dags att kontrollera hur antennens matningsimpedans varierar runt de valda mittfrekvenserna när de beräknade värdena för L och C används i simuleringsmodellen. Tabell 4 visar matningsimpedansen komponenter R och X för fällplaceringarna 20, 30, 40 och 45 % från antennändarna.

Frekvens	p = 20		p = 30		p = 40		p = 45	
MHz	R Ω	X Ω	R Ω	X Ω	R Ω	X Ω	R Ω	X Ω
3.5	40.11	-35.96	35.43	-32.72	30.19	-28.23	27.28	-25.53
3.51	40.88	-21.92	36.01	-19.91	30.58	-17.1	27.59	-15.42
3.52	41.67	-7.64	36.61	-6.91	30.98	-5.85	27.9	-5.22
3.53	42.5	6.92	37.22	6.29	31.39	5.51	28.21	5.04
3.54	43.35	21.75	37.85	19.68	31.8	16.99	28.53	15.39
3.55	44.23	36.87	38.49	33.29	32.22	28.59	28.85	25.82
3.56	45.14	52.29	39.16	47.11	32.66	40.33	29.18	36.34
3.57	46.09	68.03	39.84	61.16	33.1	52.19	29.51	46.94
3.58	47.07	84.1	40.55	75.45	33.55	64.19	29.85	57.63
3.59	48.08	100.51	41.27	89.98	34.01	76.32	30.19	68.41
3.6	49.14	117.29	42.02	104.77	34.48	88.61	30.54	79.29
7	93.87	-5.63	115.56	-22.74	157.36	-33.03	195.08	-38.25
7.01	94.51	-2.28	116.4	-18.92	158.59	-28.07	196.63	-32.2
7.02	95.15	1.07	117.24	-15.1	159.84	-23.13	198.2	-26.16
7.03	95.8	4.42	118.09	-11.28	161.09	-18.19	199.79	-20.12
7.04	96.45	7.76	118.94	-7.46	162.36	-13.25	201.38	-14.1
7.05	97.11	11.1	119.8	-3.65	163.63	-8.32	202.99	-8.08
7.06	97.77	14.43	120.67	0.15	164.92	-3.39	204.62	-2.07
7.07	98.43	17.76	121.54	3.96	166.21	1.53	206.26	3.93
7.08	99.1	21.09	122.42	7.76	167.52	6.45	207.91	9.93
7.09	99.77	24.41	123.3	11.55	168.84	11.37	209.58	15.92
7.1	100.45	27.74	124.19	15.35	170.16	16.28	211.26	21.9

Tabell 4

Den beräknade antennförstärkningen varierar ganska litet mellan de olika placeringsalternativen, se tabell 5 nedan. Det bästa värdet för 3.5 MHz fås med vågfällan långt ut medan bästa värdet för 7 MHz fås med fällan nära matningspunkten – skillnaden mellan placeringarna uppgår bara till maximalt en kvarts dB.

Frekvens	p= 20	p=30	p=40	p=45
MHz	dBi	dBi	dBi	dBi
3.5	4.44	4.36	4.31	4.29
7	6.02	6.15	6.23	6.25

Tabell 5

Som jämförelse kan nämnas att en 2 x 14 m dipol 10 m utan vågfällor över normal mark ger max förstärkning ca 6.3 dBi på 7 MHz och ca 5.2 dBi på 3.5 MHz.

Diskussion av resultat

1. Det går att uppnå resonans nära de valda mittfrekvenserna 3.525 och 7.05 MHz i samtliga fall. De största avvikelserna från målvärdet uppträder på 7 MHz, men de är små – bråkdelar av procent. När vågfällorna placeras i området på nära 10 m (en kvartsvåg) avstånd från antennens matningspunkt ändras reaktansen mycket snabbt och där blir kalkylerna inte tillräckligt noggranna även med NEC2D med dubbel precision. Strax under $p = 15$ finns ingen lösning till problemet.
2. Impedansnivån i matningspunkten ökar för 3.5 MHz och avtar för 7 MHz ju längre ut mot ändarna fällorna placeras. Någon idealsituation där R är lika för båda banden uppträder inte, men kan tänkas uppträda vid annan antennhöjd. Skillnaderna i impedans är dock så pass stora att en antenntuner är nödvändig.
3. Den beräknade resonansen vid 3.525 MHz är stabil och varierar ganska litet med fällans placering. Det beräknade värdet vid 7 MHz hamnar för lågt då fällan placeras långt ut och något för högt (ca 7.065) då fällan är nära matningspunkten, men absolutavvikelsen är bara ca 0.2 %. I praktiken spelar andra flera faktorer in och ökar toleranserna betydligt – antennhöjd, markegenskaper, tråddiameter etc
4. Antennen blir ganska smalbandig på 80 m – den blir smalbandig eftersom den är förkortad och inte innehåller några extra förlustfaktorer utöver koppartrådens resistans och induktorernas ändliga Q - värden (= 200). Gör man induktorerna med lägre Q kommer matningsimpedansen att öka och antennförstärkningen att minska. Den bandbredd man kan förvänta sig mellan frekvenserna där SWR blir 2:1 vid sändaren (med fast inställd tuner) är av ordningen 50 - 100 kHz.
5. På 40 m är matningsimpedansens reaktans liten jämfört med resistansen över hela bandet, men den resistiva delen är av ordningen 100 – 200 ohm eftersom antennen är ganska lång på detta band (0.67λ). Bandbredden verkar inte vara något problem på 7 MHz.
6. Förlusterna i vågfällorna är ganska svagt beroende av placeringen p; förlusterna är störst på 80 m bandet där de håller sig runt 12 – 14.6 W vid en tillförd effekt av 100 W, se tabell intill:

Avstånd p %	80 m Förlust W	40m Förlust W
15	14.61	0.670
18	13.63	0.970
20	13.17	1.178
25	12.42	1.524
30	12.06	1.683
35	11.98	1.719
40	12.11	1.667
45	12.46	1.541

I genomsnitt motsvarar förlusten i fällorna en förstärkningsminskning av 0.6 dB på 80 m. På 40 m är förlusterna små. Det finns ett svagt optimum vid en placering nära $p = 35$ %, men placering mycket långt ut och mycket nära matningspunkten ger tydligen något mer förluster på 80m.

Till slut

Det är min förhoppning att analysen ovan ger en inblick i hur tvåbands trapdipoler med LC-vågfällor kan konstrueras och hur de fungerar i stort. Konstruktionsproceduren är entydig, det finns bara en lösning vid en given antennlängd och placering. Man beräknar först de tillsatsreaktanser som behöver kopplas in i serie med antenntådarna på ett lämpligt ställe och sedan de LC-värden som behövs för att realisera tillsatsreaktanserna. Valet av inkopplingspunkt är tydligen ganska fritt – de lägsta förlusterna uppstår ungefär vid placering av vågfällorna mitt på dipolbenen. Placering nära ändarna eller nära mittpunkten ger ökade förluster. De matningsimpedanser man erhåller vid resonans på de båda banden kan inte påverkas med den beskrivna konstruktionsproceduren – man får ta vad man får och en antenntuner är nödvändig i de flesta fall. Matningsimpedanserna bestäms primärt av antennlängden och påverkas av vågfällorna endast genom att fällornas förlustresistanser adderas till antenntådens strålningsresistans.

Beräkningsmetoden går bra att använda även för tvåbandsvertikaler, då endast en vågfälla behövs och även för loopantenner. För symmetriskt matade loopantenner kan det vara lämpligt att använda två vågfällor för att inte påverka symmetrin. De vanligaste simuleringsprogrammen med NEC2 som motor ger pålitliga data för en beräkning av trapantenner. Men observera dock att Mininecbaserade program av typ MMANA kan ge otillförlitliga impedansdata när man simulerar antenner med horisontella delar som ligger lägre än en kvarts våglängd över jord!

Det finns många bra program för beräkning av traps antingen man vill bygga dem av koaxialkabel eller med diskreta komponenter. Ett ställe där man kan hitta det mesta som behövs är G4FGQ-s websida <http://www.btinternet.com/~g4fgq.regp/>. Den praktiska konstruktionen av traps är ett kapitel för sig och det finns många goda råd att hämta i antennböcker och på Internet. Traps av koaxialkabel är populära och fungerar bra om man använder koax med låga förluster; Q-värdet hos en vågfälla av koaxialkabel bestäms primärt av koaxialkabelns förlustfaktor och därför bör man undvika att använda gamla stumpar av RG58 eller RG59 och i stället konstruera med modernare material.

En vanlig invändning mot trapantenner är ”varför bygga in antenntunern uppe i radiatoren, där man inte kan komma åt den, när man ändå behöver en antenntuner i nedre änden av matarledningen för att anpassa till sändarens utgång?” Det är en s.k. bra fråga och den enda kommentar jag kan ge är att antenner med vågfällor troligen uppfanns för att ge möjlighet att mata med koaxialkabel, slippa använda stege och slippa en antenntuner för stora omsättningar, vilken kan bli ganska invecklad. Man kan säga att ”vågfällorna gör jobbet enklare för antenntunern nere vid riggen” – en tuner måste man nog ha med denna antenntyp, men tunern kan vara en enkel LC- eller CL-krets, eftersom den erforderliga impedansomsättningen nere vid sändaren inte blir så stor. En strömbalun uppe vid matningspunkten kan nog också vara lämpligt att ha om matarledningen är koaxialkabel.

Att använda traps/vågfällor är en av de många kompromisser man kan göra om man vill ha en antenn som går att stämma av på två eller flera band med enkla medel och måttliga förluster. Jag tror det var Les Moxon, G6XN, som en gång sa *“varje antenn som åtminstone har en tendens att kunna stämmas av på flera band kan kallas multibandantenn”*. Trap-antenner för två eller flera band hör i så fall till den kategorin.

När man studerar sitt beslutsunderlag för att välja den flerbands-antenn som är ”bäst” hamnar man oftast i en ”Expressen – Aftonbladet”- situation eftersom man säkerligen önskar sig flera

goda egenskaper än vad man kan styra genom olika konstruktionsval: problemet blir överbestämt! De egenskaper man måste välja bland och rangordna är t.ex.

Direktivitet - strålningsdiagram i höjd och sida - bestäms huvudsakligen av antennhöjd

Bandbredd – blir alltid omvänt proportionell mot förlusterna för enkla trådsantenn

Matningsimpedans – blir låg för korta antenner om man lyckas minimera förlusterna

Matningsmetod

Verkningsgrad – hur är förlustbudgeten för antenssystemet, omfattande

- Förluster i antenntuner (kan vara avsevärda för ”vrånga” impedanser)
- Förluster i matarledningen pga stående vågor
- Förluster i ev. vågfällor eller förlängningsspolar

Livslängd, mekanisk uppbyggnad (nerhäng!) och miljötolighet(fukt, sol, insekter)

Prioriteringen försvåras av att de olika prestandamåttens dessutom beror av varandra. Om någon gör reklam för en mycket liten antenn som har stor bandbredd och hög impedans kan man slå sig i backen på att den är ineffektiv! Siktas man på en flerbandsantenn som är bra på allting finner man troligtvis att har man fler önskemål än man har möjligheter att påverka!

L B Cebik W4RNL som är en klok och erfaren person har skrivit en artikel ”*To Trap or Not to Trap*” [1] som kan rekommenderas. Där ger han också ett exempel på en trapantenn som uppges fungera på fyra band – den s.k. W8NX-antennen, som också finns beskriven i ARRL-s Antenna Handbook. Det är tveksamt om en antenn som W8NX-dipolen kan konstrueras enligt den procedur som jag beskrivit i denna artikel, men om man förfogar över ett simuleringsprogram med inbyggd ”optimizer” (t.ex. AO av K6STI) är det möjligt att man kan komma fram till en lösning efter en längre stunds siffertuggande i datorn. Inte oväntat pläderar Cebik mot slutet av sin artikel [1] för att i stället för vågfällor använda en mittmatad tråd, matad med 600 ohm stege via en s.k. balanserad antenntuner för den som vill komma ut på flera band med allra bästa verkningsgrad. Många andra diskussioner av trapantenn jag hört eller läst brukar också så småningom utmytna i det förslaget. En rejäl antenntuner inomhus varar ju nästan i evighet!

Referenser

1. ”*To Trap or not to Trap*” av L B Cebik, <http://www.cebik.com/wire/trapq.html>