

Terje Holmgren

Några frågor rörande antenner för HPM-tillämpningar.

TOTALFÖRSVARETS FORSKNING SINSTITUT

Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--0362--SE

Januari 2002

ISSN 1650-1942

**Teknisk rapport**

Terje Holmgren

Några frågor rörande antenner för HPM-tillämpningar.



<b>Utgivare</b> Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	<b>Rapportnummer, ISRN</b> FOI-R--0362--SE	<b>Klassificering</b> Teknisk rapport
	<b>Forskningsområde</b> Telekrig	
	<b>Månad, år</b> Januari 2002	<b>Projektnummer</b> E2951
	<b>Verksamhetsgren</b> 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	<b>Delområde</b> 61. Telekrigföring med EM-vapen och skydd	
<b>Författare/redaktör</b> Terje Holmgren	<b>Projektledare</b> Gert Bjarnholt	
	<b>Godkänd av</b> Mats Bäckström	
	<b>Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig</b>	
<b>Rapportens titel</b> Några frågor rörande antenner för HPM-tillämpningar.		
<b>Sammanfattning (högst 200 ord)</b> Den här rapporten försöker uppskatta prestanda hos antenner designade för (mobila) HPM system, speciellt missilburna, inklusive begränsningar som uppkommer på grund av den höga effekten. Speciellt görs detta för några alternativet med en virkator eller motsvarande teknik med generering av mikrovågor i vakuum. Andra frågor såsom effekttålighet hos strukturer med metalliska ledare och impulsstrålande antenner (IRA) berörs kort. Projektet har sökt efter rätt frågor, och det finns därför inga klara svar i den här rapporten. Det förefaller dock vara helt klart så att alla intressanta effektnivåer inte är kompatibla med alla tänkbara bärare.		
<b>Nyckelord</b> Antenn HPM		
<b>Övriga bibliografiska uppgifter</b>	<b>Språk</b> Svenska	
<b>ISSN</b> 1650-1942	<b>Antal sidor:</b> 22 s.	
<b>Distribution enligt missiv</b>	<b>Pris: Enligt prislista</b>  <b>Sekretess</b>	

<b>Issuing organization</b> FOI – Swedish Defence Research Agency Sensor Technology P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	<b>Report number, ISRN</b> FOI-R--0362--SE	<b>Report type</b> Technical report
	<b>Research area code</b> Electronic warfare	
	<b>Month year</b> January 2002	<b>Project no.</b> E2951
	<b>Customers code</b> 5. Contracted Research	
	<b>Sub area code</b> 61 Electronic Warfare inc. EMW and Protection	
<b>Author/s (editor/s)</b> Terje Holmgren	<b>Project manager</b> Gert Bjarnholt	
	<b>Approved by</b> Mats Bäckström	
	<b>Scientifically and technically responsible</b>	
<b>Report title (In translation)</b> Some issues concerning antennas for HPM.		
<b>Abstract (not more than 200 words)</b> <p>This report tries to give estimations of the performance achievable in antennas designed for (mobile) HPM systems, including limitations due to the high power levels. In particular, this is done for one alternative, a vircator or similar generation of microwaves in vacuum. Other issues, such as possible power levels in structures consisting of metallic conductors, and impulse radiating antennas (IRA). This report does not contain an answer as the project has been searching for the right questions. However, it would seem that there are interesting power levels and carriers that isn't compatible.</p>		
<b>Keywords</b> Antenna HPM		
<b>Further bibliographic information</b>		<b>Language</b> Swedish
<b>ISSN</b> 1650-1942		<b>Pages</b> 22 p.
		<b>Price acc. to pricelist</b>  <b>Security classification</b>

**Innehåll**

1.1 Inledning	6
1.2 Jämförelse med lågeffektsystem	7
<b>2 Antennparametrar</b>	<b>8</b>
2.1 Direktivitet och antennvinst.	9
2.2 Karakteristisk impedans, vågimpedans, anpassning och moder.	9
2.3 Elektriskt överslag	10
<b>3.0 Ett system med vakuumbåggenerering av mikrovågor</b>	<b>12</b>
3.1 Virkator	12
3.2 Ihålig rektangulär vågledare	12
3.3 Horn	14
3.4 Hornets längd	15
3.5 Motverka överslag i ett horn	16
<b>4.0 Frågor rörande alternativa system</b>	<b>17</b>
4.1 Trådar och spiralantennor	17
4.2 TEM-horn	19
4.3 Reflektorer	20
4.4 IRA	21
<b>Referenser och Litteratur</b>	<b>22</b>

## 1.1 Inledning

Denna rapport ingår som en del i en förstudie, vars mål är att ta ställning till om ett projekt med syfte att ta fram en demonstrator av en HPM-stridsdel ska påbörjas. Förstudien ska ta ställning till om det är sannolikt att ett system, vilket är taktiskt intressant enligt försvarsmaktens uppfattning, också är realiserbart.

Det är vanligt att se antenner som den struktur som tillåter elektromagnetisk energi knutet till ett system att börja propagera i fri rymd, eller vice versa, och med en sådan definition står det klart att en HPM-stridsdel behöver en antenn. Den här rapporten är inte en genomgång av alla antenntyper man kan tänka sig i HPM-sammanhang, utan den kan istället ses som en diskussion om några olika antenner till olika intressanta systemalternativ. Det hindrar dock inte att det som sägs om riktverkan, överslag och deras bägge relationer till systemets storlek, är relevant för alla antenner.

Texten innehåller bara överväganden i de enklaste av termer, men sådana räcker ofta för att komma en bra bit på vägen. Den grundläggande svårigheten är att hantera höga effekter. Att modelera sådana för mikrovågsfrekvenser är inte trivialt, och det som ges i den här rapporten är inte mer än enkla approximationer. Det finns också några ytterligare reservationer. En är att antennen sannolikt behöver fällas ut, vilket kan leda till svåröversäglbara fel. Hela den problematiken finns inte med i den här rapporten, åtminstone inte kvantitativt. En annan är anpassningen mellan antennen och övriga systemet, som bara delvis berörs här.

Texten är uppdelad i fyra kapitel, inklusive inledning. Det andra kapitlet är allmänt hållet med lite bakgrund och några tumregler i form av prestandagränser giltiga för alla system. Kapitel 3 handlar om rektangulära vågledare och pyramidhorn. Jag valde detta istället för ett system med cirkulär symmetri dels för att det föreföll vara enklare att fälla ut ett pyramidhorn än ett cirkulärt, och dels för att kvadratiska vågledares moder förefaller mer passande än moder hos cirkulära vågledare. Att byta vågledargeometri borde dock varken innebära någon principiell skillnad, eller väsentligt annorlunda prestanda.

Kapitel 4 innehåller en kort introduktion till ett par typer av antenner som är uppbyggda av ledande trådar, samt lite om reflektorer och impulsstrålande antenner (IRA).

Utrymmet vikt åt olika ämnen speglar långt ifrån endast hur intressanta de är för våra tillämpningar, utan också hur pass svårt det är att säga något mer än väldigt översiktligt om ämnet ifråga, samt hur mycket tid jag hade på mig att skriva (och läsa) om ämnet.

Allt innehåll måste betraktas som allmänt känt, och det finns i allmänhet inga referenser i texten. Den litteratur jag har använt finns redovisad i en lista med referenser.

Till den här rapporten hör ett appendix till [6], som delvis hör ihop med denna, men som vi valt att ge ut separat för att kunna hålla huvuddelen av rapporten öppen. Det innehåller lite noggrannare övervägningar, teoretiskt baserat på den här rapporten, men applicerat på det som har diskuterats i projektet.

## 1.2 Jämförelse med lågeffektsystem.

System med lägre effekt använder idag olika former av mikrovågskretsar, gärna integrerade sådana. Systemen har ofta en utsträckning som inte är försumbar i förhållande till våglängden, vilket leder till att fenomen uppkommer som inte finns vid lägre frekvenser. Detta kan vara reflexer mellan olika delar av systemet, eller bara det faktum att fasen är beroende av ledningslängder.

Däremot är komponenterna som bygger upp systemet så små att de i alla fall approximativt kan betraktas kvasistatiskt. Därför är det ungefär samma uppsättning komponenter som används som vid lägre frekvenser, kondensatorer, spolar, olika halvledarkomponenter o.s.v.. Blir dessa komponenter för stora förstörs deras egenskaper och det blir nödvändigt att lösa Maxwells ekvationer för att förutse deras beteende.

Högfrekventa signaler genereras genom att någon olinjär krets fås att oscillera, vanligen med någon form av halvledare (diod). Det naturliga sättet att få en krets att tåla högre effekt är att öka dess dimensioner, men vi har sagt att vi inte kan öka dimensionerna särskilt mycket för kretsar som är designade med kvasistatiska samband, utan att förstöra deras beteende. Detta gör den typen av kretsar svåra att använda för riktigt höga effekter.

Därför måste andra metoder till för att generera mikrovågsstrålning. Detta är inget enkelt problem, och man kan se lösningen man väljer för genereringen som det som bestämmer hela systemet.



## 2.0 Antennparametrar

Elektromagnetiska fenomen innehåller två komponenter, laddningar och fält, vars interaktion klassiskt beskrivs av Maxwells ekvationer. Ibland är det fruktbart att se en antenn som ledande av strömmar som dels påverkar varandra och dels ger upphov till strålning långt borta. Men det kan också vara fruktbart att se fenomenen som fält som fortplantar sig på olika sätt beroende på omgivningens elektriska egenskaper (dess laddningars konfiguration). Det första är i allmänhet det naturliga om man har strömmar knutna till ledningar, medan det andra betraktelse sättet är naturligare om man har en strålände yta, eller öppning i en yta. De två typerna kan exemplifieras av dipoler eller spiralantennor och respektive slitsar, horn eller reflektorer.

### 2.1 Direktivitet och antennvinst.

Om man har en yta (öppning) som strålar så kallar man den för en apertur, och man kan utgående från fältet på aperturen beräkna fjärrfältet. En väg är att använda Huygens princip, vilket ger fjärrfältet som en tvådimensionell fouriertransform av aperturfältet, efter ett variabelbyte som projicerar halvsfären på planet och delar med våglängden. Det senare kan man inse är nödvändigt, eftersom en apertur som skalas med våglängden måste behålla sitt strålningsdiagram. Om vi antar att fältet i planets förlängning<sup>1</sup> utanför aperturen är noll (d.v.s. aperturen är väldefinierad), och fältet i aperturen är homogent, då ser vi att aperturen kommer att stråla som mest vinkelrät mot planet. Vidare följer att en apertur i den här modellen ger ett strålningsdiagram som är konstant om man skalar aperturens längder efter våglängden, och dessutom att kvoten mellan den utstrålade effekttätheten i riktningen vinkelrätt mot planet och den genomsnittliga utstrålade effekttätheten blir, om öppningen är så pass stor att ingen energi reflekteras tillbaka,

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2}. \quad (2.1)$$

Här är  $\lambda$  våglängden,  $A$  aperturens area och kvoten som brukar benämnas som direktiviteten betecknas med  $D$ .

Man kan visa att för hanterbara fördelningar av fältet över aperturen så kan inte direktiviteten överstiga den för ett homogent fält, varför det faller blir intressant att titta på för några olika apertur storlekar. Om vi antar en cirkulär apertur med radien  $r$  och homogent fält får vi direktiviteten

$$D = 4\pi^2 \left( \frac{r}{\lambda} \right)^2, \quad (2.2)$$

vilket exemplifieras i tabell 2.1 för några olika radier och frekvenser.

Tabellen och därmed ekvation (2.2) ger uppenbarligen orimliga resultat för små radie-våglängdskvoter, vilket kommer sig av att för att härleda ekvation (2.1) så antar man att aperturen är så pass stor så att fälten forplantar sig som i fri rymd. Det innebär helst ett flertal våglängder.

Medan vi för långa våglängder har en bättre direktivitet än vad tabell (2.1) säger (en direktivitet mindre än noll dB är ju enligt definitionen omöjlig), så blir det allt svårare att komma upp i de höga direktiviteterna som tycks utlovas vid korta våglängder. Orsaken är förstås att felen i förhållande till våglängden i tillverkningen och exciteringen av aperturen blir relativt större då våglängden krymper.

<sup>1</sup> Vanligen ett plan, men en annan sluten yta duger lika bra.

radie\frekvens	0.1 GHz	1 GHz	10 GHz
0.05 m	-19.60	0.40	20.40
0.10 m	-13.58	6.42	26.42
0.15 m	-10.06	9.94	29.94
0.25 m	-5.62	14.38	34.38
0.50 m	0.40	20.40	40.40

Tabell 2.1 Den i praktiken maximala direktiviteten i dB för en cirkulär apertur för olika radier och våglängder enligt ekvation (2.2) .

För våra syften så är det väsentliga att den utstrålade effekten, relaterat till den till antennen inmatade effekten, i vissa riktningar blir så stor som möjligt för rätt frekvenser, inte att den utstrålade effekten i en viss riktning blir så stor som möjligt i förhållande till effekten i andra riktningar. Den väsentliga egenskapen hos antennen är då snarast dess antennvinst, som är ungefär samma sak som direktivitet, fast med hänsyn taget till förluster i antennen. Dessa kan vara t.ex. resistiva förluster, men också reflektioner av effekt tillbaka in i matningen.

## 2.2 Karakteristisk impedans, vågimpedans, anpassning och moder.

En transmissionsledning är ett typiskt exempel på ett system som det är fördelaktigt att hantera med en strömmodell. En spänningsvåg fortplantar sig längs ledningen och driver en strömvåg. Kvoten mellan dessa är en impedans (karakteristisk impedans) som bestäms av transmissionsledningens geometri. Om geometrin ändras så att impedansen ändras uppstår en reflekterad våg, ju skarpare ändring av impedansen, desto större reflekterad våg. Det är därför naturligt att se impedansen som en egenskap hos omgivningen som en våg fortplantar sig i. Avslutas transmissionsledningen med en resistor med samma impedans som den karakteristiska, så kommer hela effekten att absorberas av den utan några reflexer. Detta eftersom man för en punkt strax innan avslutningen inte kan se någon skillnad ur ström och spänningssynpunkt på den avslutade transmissionsledningen och en transmissionsledning som fortsätter till oändligheten. Detta är inte enbart väsentligt när man använder en transmissionsledning för att transportera effekt till en last, på samma sätt måste transmissionsledningens karakteristiska impedans vara anpassad till den inre impedansen hos en effektkälla för att inte onödiga förluster ska uppstå.

Ofta är det svårt eller omöjligt att identifiera strömmar och spänningar som kan relateras på ovanstående sätt, eller så finns det inga strömmar alls, t.ex. i fri rymd. Det alternativa impedansbegreppet som man då kan använda är den s.k. vågimpedansen, som är kvoten mellan beloppen på de elektriska och magnetiska fälten i en punkt. På samma sätt som för den karakteristiska impedansen ger variationer i vågimpedansen upphov till reflektioner (i alla fall ofta approximativt sant). Jämför de två impedansdefinitionerna med de fält och ström- perspektiven som nämndes i avsnitt 2.0.

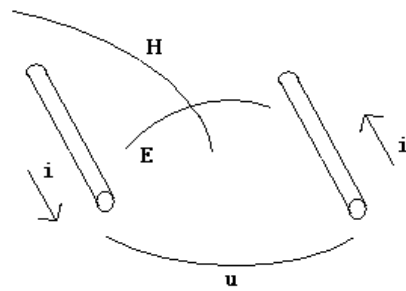


Fig. 2.1 Två uppsättning ekvivalenta storheter som kan definieras för en transmissionsledning, vilka båda har varsin våg och impedans knuten till sig.

I en vågledare kan flera olika fältbilder eller laddningsfördelningar propagera. När det sker utan att den förändras sig, d.v.s. vi har en egenlösning, säger vi att det är en mod. En mer allmän form fås då som en linjärkombination av olika moder, som i allmänhet propagerar med olika hastighet och därmed ger en fältbild som inte är statisk. Det är först när man har en mod som det blir särskilt meningsfullt att knyta en impedans till vågledaren.

En antens strålningsdiagram är beroende av vilken mod den matas med. Två typiska fall är att man för en mod, ofta en grundmod, har ett strålningsmaximum rakt framför antennen, medan man för en högre ordningens mod har ett minimum i den riktningen.

Vid övergångar mellan vågledare, eller t.ex. en vågledare och en antenn, är det viktigt att den exciterade moden i den första vågledaren påminner i så hög grad som möjligt om moden som man önskar i den andra vågledaren (antennen), eftersom den annars inte kan exciteras på ett effektivt sätt.

### 2.3 Elektriskt överslag

Blir fältet för stort för det mediet som den elektromagnetiska vågen propagerar genom så kommer mediet att ryckas sönder till ett ledande plasma och en urladdning ske. Exakt när det sker är svårt att förutsäga. Den konservativa gissningen är att ange samma fältstyrkor som skulle ge genomslag vid ett stationärt fält, men vid snabba förlopp är det sannolikt möjligt med högre fältstyrkor utan överslag. Förutom detta beror risken för överslag på material och geometri. Ledande hörn och kanter är exempel på geometrier då det lätt uppkommer höga fältstyrkor, medan t.ex. fältet för en grundmod i en öppen vågledare är utspritt över en relativt stor yta.

Mediet är dessutom viktigt för hur höga fältstyrkor som är möjliga. Om det är en gas så är det möjliga fältet i hög grad beroende av trycket, något som man speciellt bör tänka på när man har en antenn som rör sig i hög hastighet. Ett sätt som ofta används är att använda en skyddsgas, ofta SF<sub>6</sub>, helt eller delvis istället för luft, eftersom den tål ett högre statiskt fält vid samma tryck. Om man önskar ännu högre fältstyrkor kan man använda t.ex. oljefyllda vågledare. Det existerar fasta material med bättre materialkonstanter vilka man kan använda, men det är då viktigt att det inte finns några luftfickor i materialet.

	$\epsilon_r$	Kritisk statisk elektrisk fältstyrka kV/mm
Luft	1	3
SF <sub>6</sub>	1	9
Transformator olja	2,4	20

Tabell 2.2 Den relativa dielektritetskonstanten (*Physics Handbook transformator olja*) och maximal elektrisk fältstyrka (*Gert Bjarnholt*) för några olika material.

Den kritiska fältstyrkan har oftast ett mer komplicerat beroende av längd än ett enkelt lineärt. Detta är dock ingenting jag tar hänsyn till i den här texten

Om vi har en apertur med en harmonisk våg som passerar igenom är det enkelt att sätta en övre gräns på effekten som kan stråla igenom, givet att genomslag sker då en viss fältstyrka överträds någonstans. Det är klart att effekten maximeras om fältet över hela aperturen är lika förutom för fasskillnader. Då blir den utstrålade effekten

$$P = \frac{E_0^2 \pi r^2}{2\eta_0}, \quad (2.3)$$

där  $E_0$  är fältets toppvärde,  $r$  är radien på den cirkelformade aperturen, och  $\eta_0$  är vågimpedansen i fri rymd.

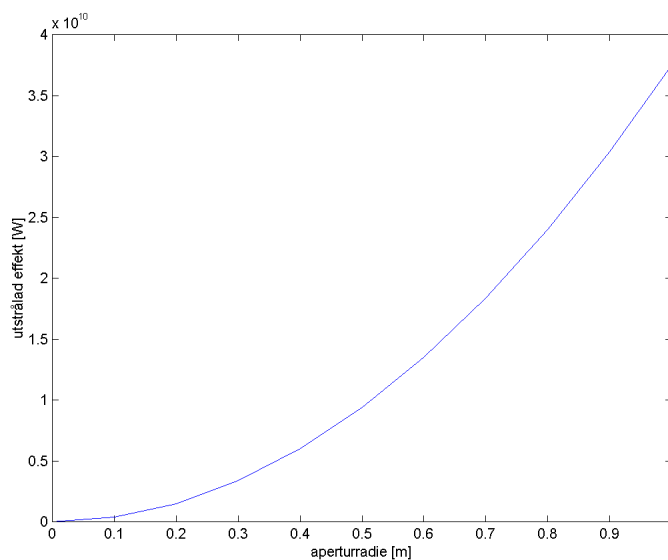


Fig. 2.3 En övre gräns på effekten utstrålad genom en cirkulär apertur med radien  $r$ , från ekv. (2.3) med  $E_0=3kV/mm$ .

### 3.0 Ett system med vakuumbgenerering av mikrovågor

Vi har sagt tidigare att valet av källa kommer att i stor utsträckning bestämma systemet. Den vanligaste typen av källor bygger på fria elektroner som rör sig i vakuum. Den enklaste, minsta och lättaste typen vi kan använda är virkatorn. I princip skulle det inte bli så stor skillnad med en annan vakuumbkälla, men lämplig för ett lätt, litet och mobilt system.

#### 3.1 Virkator

En virkator (virtual cathode oscillator) oscillerar elektroner i huvudsak längs en axel, vilket betyder att om vi tar ut strålning genom en ihålig vågledare får vi till största delen transversellt elektriska vågor om vi lägger vågledaraxeln vinkelrätt mot oscillationen, och transversellt magnetiska vågor om vi lägger vågledaraxeln parallellt med oscillationen. De varianter av virkatorn med någorlunda effektivitet är smalbandiga, men det är lätt att ändra på frekvensen. Pulslängden ligger typiskt på några hundra nanosekunder. Virkatorn omsluts normalt av en kavitet, vilken man måste ta hänsyn till när virkatorn designas. Förutom de hänsyn man normalt tar när en sådan designas, så har vi också kravet på att vågledaren måste exciteras med rätt mod(er), vilket måste göras när virkatorn designas tillsammans med kavitet och vågledaröppning. Att försöka ändra högre moder till lägre senare i systemet får nog betraktas som svårgörigt.

#### 3.2 Ihålig rektangulär vågledare

En ihålig vågledare är ett rör som en elektromagnetisk våg kan fortplantas i. Transversella elektromagnetiska vågor kan inte förekomma, utan moder är av typen transversellt elektriska (TE) och transversellt magnetiska (TM). De har vanligen två index, ett knutet till varje koordinat i tvärsnittet ( $TE_{mn}$ ), som anger ordningen på excitationen. Indexen är naturliga heltal för TE moder, förutom att det inte finns någon excitation motsvarande indexparet (0,0), och för TM moder är de positiva heltal.

För varje mod och varje tvärsnitt finns det en 'cut-off' våglängd, så att längre våglängder av den moden inte kan propagera i vågledaren. Detta är betydelsefullt när vågledaren dimensioneras, inte bara så att den önskvärda moden kan propagera, utan också så att icke önskvärda moder inte kan propagera. Antag att vi har en rektangulär vågledare med sidorna  $a$  och  $b$ , då ges 'cut-off' våglängden av

$$\lambda_c = \frac{2\sqrt{ab}}{\sqrt{\frac{b}{a}m^2 + \frac{a}{b}n^2}}, \quad (3.1)$$

för mod  $TE_{mn}$  eller  $TM_{mn}$ . Våglängden  $\lambda_c$  är här den fria våglängden som motsvarar vågens frekvens.

När en mod med en viss våglängd inte kan propagera uppkommer istället en s.k. evanescent våg, d.v.s. fältet avtar exponentiellt, ju långsammare desto närmare kantlängderna är sådana som moden kan propagera i. Man bör alltså när man designar en vågledare tänka på att göra den tillräckligt lång.

För en  $TE_{10}$  mod ges den transporterade effekten av

$$P_{10} = \frac{E_0^2 ab}{4\eta_0} \sqrt{\epsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}, \quad (3.2)$$

där  $E_0$  är det maximala fältet i vågledaren,  $\lambda$  är våglängden i ett fritt dielektrikum, och  $\eta$  är dielektrikumets vågimpedans och  $\eta_0$  är det för fri rymd (ca 377  $\Omega$ ), och slutligen är självklart  $\epsilon_r$  den relativa dielektritetskonstanten. Den ekvationen är viktig för oss eftersom om vi antar att genomslag i ett material sker vid en kritisk fältstyrka, så ger ekvationen den maximala effekten som kan transporteras genom vår vågledare.

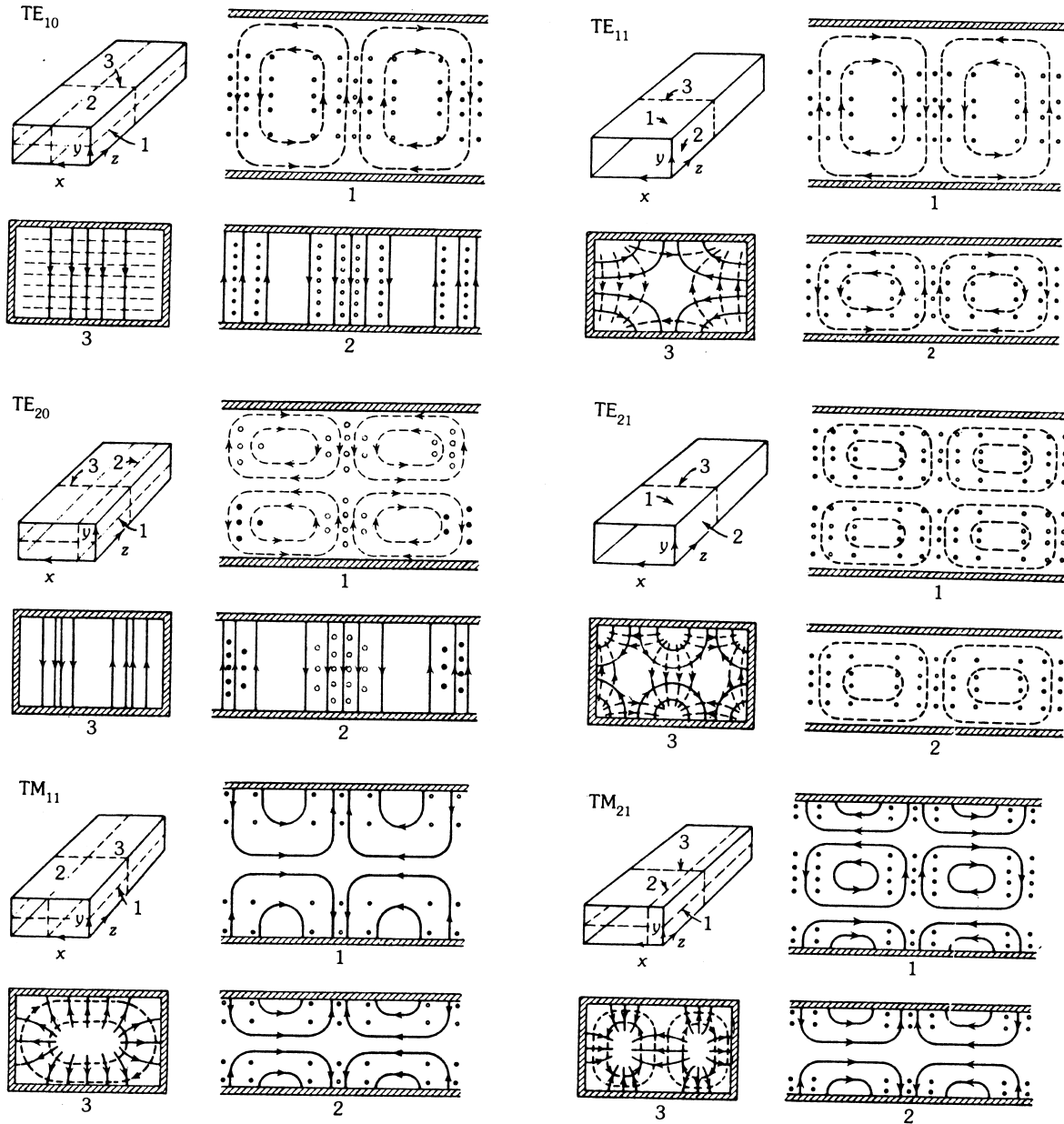


Fig. 3.1 Fältbilden för de lägsta moderna i en rektangulär ihålig vågledare, från [1].

### 3.3 Horn

Ett horn är en naturlig antenn till en öppen vågledare, d.v.s. man öppnar upp vågledaren med en konstant vinkel (eller en E-plan och en H-plan vinkel). En naturlig ansats när man ska analysera det utstrålade fältet från ett horn är att ansätta fältet på aperturen till det fältet en öppen vågledare med samma tvärsnitt skulle haft. För att få maximal direktivitet i hornets riktning vill vi helst ha ett så homogent fält på aperturen som möjligt, vilket i praktiken innebär att vi vill ha en grundmod. Till antagandet om att aperturfältet är som fältet i en vågledare måste vi sedan lägga ett fasfel som uppkommer eftersom det finns en skillnad i väg från vågledaren fram till aperturen, och egentligen även diffraktion från hornets kanter, vilket vi här bortser ifrån. En öppen vågledare som abrupt avslutas kommer att ha en direktivitet som i alla fall idealt är proportionell mot aperturarean. För ett horn med givna vågledardimensioner för matningen, gäller att ju större aperturarea, desto större fasfel om längden på hornet också är den samma. Är aperturens dimensioner givna ger större längd ett mindre fasfel, och givet en viss längd på hornet så kallar man det optimerat om aperturarean väljs så att direktiviteten blir maximal. Det finns ingen direkt anledning för oss att ha ett optimerat horn, utan vi bör nog snarare sträva efter att ta till vara det utrymme som finns, oavsett om det ger ett optimerat horn eller inte. Däremot så utgör de optimerade hornen en gräns som signalerar att man är fel ute om gränsen passeras. Om vi antar att det aldrig är problematiskt att minska ner hornets dimensioner, så betyder det att om vi befinner oss på fel sida om ett optimerat horn, så är det bättre att minska på aperturarean. Det bör noteras att modellens användbarhet hänger på att hornet inte är för litet, men å andra sidan närmar sig hornet någon våglängd så har det inte heller någon användbar direktivitet.

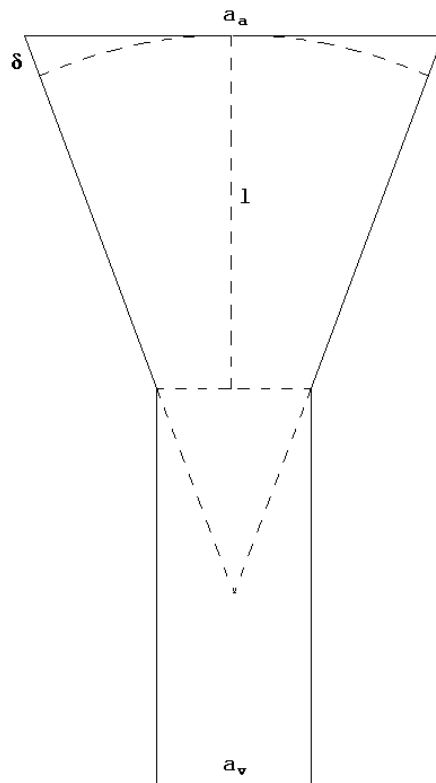


Fig. 3.2 Ett rektangulärt horn med mått och fasfel.

En vanlig hornstyp är det rektangulära, eller pyramidhornet. Det matas av en rektangulär vågledare med sidorna  $a_v$  och  $b_v$ , och har apertursidorna  $a_a$  och  $b_a$ . Vi definierar även längderna  $l_e$ ,  $l_h$  och  $l$  enligt figur 3.2. Direktiviteten i dB fås approximativt genom [1]

$$D_{dB} = 10.08 + 10 \log_{10} \left( \frac{a_a b_a}{\lambda^2} \right) - L_e - L_h, \quad (2.3)$$

där  $L_e$  och  $L_h$  är de förlusterna på grund av fasfelen i E respektive H-plan, och finns angivna i figur 3.3. Jämfört med ekvation (2.1) ger ekvation (3.3) ungefär 80% av direktiviteten (i en linjär effektskala) om fasfelen är noll, medan det för ett riktigt horn förmodligen snarare kommer hamna runt 50%.

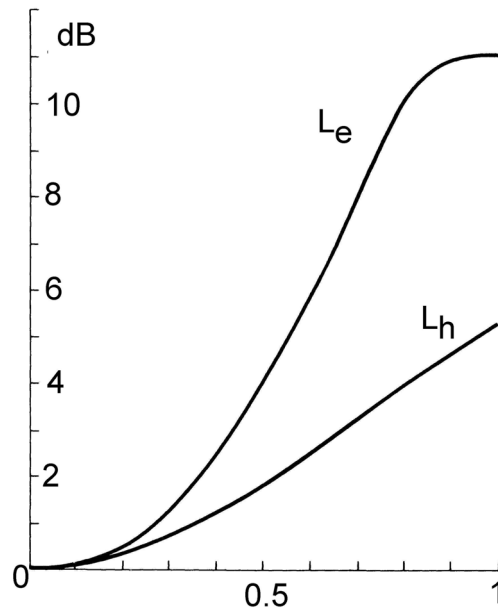


Fig. 3.3 Avvikelser från idealt värde på direktiviteten p.g.a. fasfel i E och H-plan, uttryckt som funktion av det maximala fasfelet i våglängder, från [1].

### 3.4 Hornets längd

Det visade sig i förra avsnittet att det visserligen inte finns någon direkt gräns för hur stor direktivitet ett horn kan få, men det kräver att hornet snabbt blir ohanterligt stort, speciellt på längden. Ett snabbt överslag ger att om man låter aperturens sidor växa linjärt så måste längden växa kvadratisk om inte det maximala felet i fas ska växa. Det är därför intressant att titta på alternativ till det klassiska hornet, och jag tänkte nämna några olika möjligheter här.

Man skulle kunna tänka sig att försöka hitta ett alternativ till ett horn, vilket nog är svårt eftersom hornet (eller någon väldigt hornliknande konstruktion) är den naturliga avslutningen på en öppen vågledare, medan vågledaren i sin tur är det naturliga sättet att leda mikrovågor från en källa av typ virkator.

Det ligger naturligtvis nära till hands att ha ett, helt eller delvis, utfällbart horn och att vi på så sätt löser de flesta av hornets utrymmesproblem, åtminstone fram till att det ska användas. Det är förmodligen också naturligtast att låta det utfällbara hornet bestå av i huvudsak ledande trådar, dels för att få ned vikt och volym i hopfällt tillstånd, men också för att få ned hornets luftmotstånd. Sett från den elektromagnetiska funktionen hos hornet så behövs bara trådar med sträckning från vågledaren ut till aperturen. Avståndet mellan trådarna kan diskuteras utifrån andra än enbart elektromagnetiska synpunkter. Ju längre avstånd mellan trådarna, desto sämre egenskaper hos hornet får vi dock. Som ett riktmärke kan nämnas att det förekommer i elektromagnetiska beräkningsprogram av momentmetod typ, att man modellerar ytor som trådnät, och att man då använder avståndet en tiondels våglängd som en tumregel.

Ett tredje alternativ som är väldigt attraktivt ur strålnings och utrymmessynpunkt är att bilda en liten array av horn. Tanken är att låta en mängd (kanske fyra) horn bilda en stor apertur, men med små element med deras mindre längd. Den största svårigheten med ett sådant koncept är förmodligen att mata elementen i fas från virkatorn.



### 3.5 Motverka överslag i ett horn

En virkator opererar i vakuum, och eftersom vakuum normalt tål betydligt högre fält än olika medier innan överslag sker, är förmodligen inte det inte där de stora problemen ligger. Det måste dock ske en övergång till luft någonstans, och desto tidigare detta sker i systemet, desto större kommer fälten vara där, med medföljande problem. Å andra sidan är det önskvärt att ha så liten del av systemet i vakuum som möjligt. De vanliga alternativen till vakuum om man vill ha högre fälttålighet än hos luft, är antingen gasen SF<sub>6</sub> eller en transformatorolja. Då oljan är ett dielektrikum bör man tänka på att användandet av den kommer att påverka vågfronterna i hornet, även om vi inte kan använda någon fysikalisk optik modell när hornet är trångt. Det finns dock inget som a priori säger att denna påverkan måste vara negativ, utan man borde undersöka vad det finns för möjligheter att bilda en yta som innesluter oljan, som är sådan att den minskar fasfelen vid aperturen.

Något man bör överväga i sammanhanget är på vilket sätt hög hastighet påverkar effekten man kan ta ut genom ett horn. Man skulle i första hand kunna tänka sig två mekanismer. Dels att molekyler lättare skulle kunna joniseras, vilket då skulle minska effekten det är möjligt att ta ut. Den viktigare effekten kommer från att en gas effekttålighet på trycket, d.v.s. om hornet är vänt med mynningen mot färdriktningen så borde det skapa ett övertryck och därmed ett mindre känsligt horn, och vice versa.

Någonstans måste vågen börja forplanta sig i luft, antingen det sker i vågledaren, någonstans i hornet, eller strax efter hornet. Detta kritiska parti kallar vi för systemets fönster, och att fälten inte slår igenom där är viktigt att kontrollera. För oss är det dock inte svårt att uppskatta ifall fönstret klarar en viss effekt, eftersom vi har sagt att oavsett om vi befinner oss i en vågledare, eller i hornet, eller därmed strax utanför hornet, så är fältet ungefär det motsvarande fältet i en vågledare av samma dimension. Ekvation (3.2) ger alltså den maximala effekten som kan passera genom vårt fönster.

Fönstret består av en fysisk yta, vilket kan skapa komplikationer. Materialet i ytan tål i och för sig förmodligen fälten bättre än luften, men det kan lätt bildas beläggningar av smuts och vatten, som försämrar egenskaperna avsevärt. Överslag längs en sådan yta kallas ibland för glidöverslag.

Beroende på önskade effekter och tillgängligt utrymme för en antenn, så är det mycket möjligt att fönstret blir för stort. I sådana fall blir man tvingad att försöka sprida skyddsgas runt antennen, förmodligen med en hinna runt, av typ krockkudde. Att uppskatta vad det finns för begränsningar när man försöker sig på något sådant vill jag inte försöka göra här.

## 4.0 Frågor rörande alternativa system

Man kan istället för att generera mikrovågor som sedan leds ut i rymden, använda sig av strukturer som är naturligt att analysera utifrån exciterade strömmar som direkt får stråla. En fördel är högre effektivitet, eftersom den är låg för mikrovågsgenerering med virkator, milo, eller någon annan metod som innebär acceleration av fria elektroner i vakuum. En annan är att man blir av med en skrymmande del. Nackdelar är sämre kontroll över frekvensspektrumet och speciellt finns det svårigheter att komma upp i höga frekvenser. Dessutom kan man förvänta sig lägre maximala effekter eftersom fälten blir höga runt (tunna) ledningar.

### 4.1 Trådar och spiralantennor

Den kanske enklaste formen av en transmissionsledning, eller vågledare, är två, öppna parallella, oändligt långa ledare som i figur 2.1. Sådana har den karakteristiska impedansen

$$Z_0 = \frac{119.9}{\sqrt{\epsilon_r}} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{d}\right), \quad (4.1)$$

där  $D$  är avståndet mellan ledarna,  $d$  en ledares tvärsnitts diameter och  $\epsilon_r$  är dielektricitetskonstanten för omgivande dielektrikum. Effekten som transporteras i längs ledningarna ges av

$$P = \frac{E_b^2 d^2 \sqrt{\epsilon_r}}{239.81} \frac{D-d}{D+d} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{d}\right), \quad (4.2)$$

där  $E_b$  är den maximala fältstyrkan som uppkommer i omgivningen till ledarna. Detta uttryck är i närheten av sitt maximum då  $d=D/2$ , och för dessa geometrier är ekv. (4.2) plottad i fig. 4.1. Helt klart är att några oändliga par av ledningar med homogen omgivning inte finns, ens approximativt, i några system som kan vara intressanta för oss. Förhoppningen är bara att detta ska ge en uppfattning om vilken storleksordning på effekt det kan vara möjligt att hantera med trådformade ledningar.

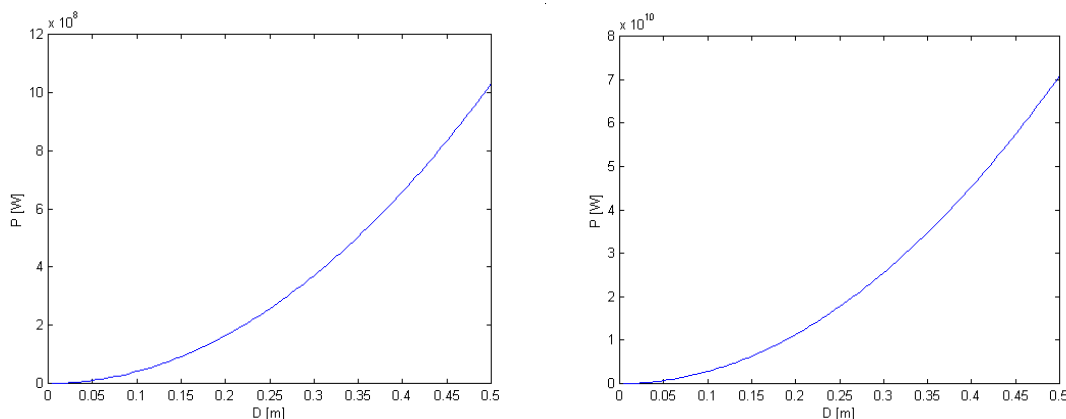


Fig. 4.1 Den maximala effekten för en öppen transmissionsledning med två ledare omgivna av luft (tv) och transformatorolja (th), som funktion av  $D$  då  $d=D/2$ .

En typ av antenn är en ledning dragen i en loop. Om den har en omkrets på en våglängd kommer strömmen på båda sidor gå åt samma håll, d.v.s. samverka med varandra och den kommer att stråla ganska bra, med breda lober vinkelrätt ut från loop planet. Det finns två vanliga sätt att fortsätta en loop på. Ett är att bilda en helix, d.v.s. dra en eller flera ledare som får bilda en struktur som ser ut som en vanlig spiralfjäder. Det är naturligt att betrakta en sådan som en approximativ 'end-fire' array, och den kan ges en progressivt fasskift nära Hansen-Woodyard villkoret för ökad direktivitet. Beroende på

antenndiagrammets utseende kan det bli aktuellt att placera en kavitet vid helixens ena ände för att öka direktiviteten i motsatt riktning.

Det andra sättet att fortsätta looperna på är att bilda en spiral, d.v.s. en cirkel i ett plan med en ökande radie. Den består av minst två ledare och man kan se den som en serie loopar med ökande dimensioner, något som antyder goda egenskaper över ett bredare band av frekvenser. En oändlig spiral som skalas upp så att armarnas tjocklek och armavstånden är proportionella mot avståndet till spiralens centrum skalas med frekvensen, och är därför frekvensoberoende. Strömmarna i spiralen kommer att avta så pass snabbt att det är möjligt att trunkera den med väsentligen samma egenskaper, fast nu gäller de över ett våglängdsband som ungefär bestäms av den innersta och yttersta omkretsen hos spiralen. Spiralen behöver dock inte vara log-periodisk, utan har ofta intressanta egenskaper ändå.

Helixen har alltså relativt hög antenntvinst, men ganska liten bandbredd, medan spiralen har låg antenntvinst, men stor bandbredd. Det är då naturligt att kombinera dessa så att en antenn med de egenskaper man önskar kan konstrueras.

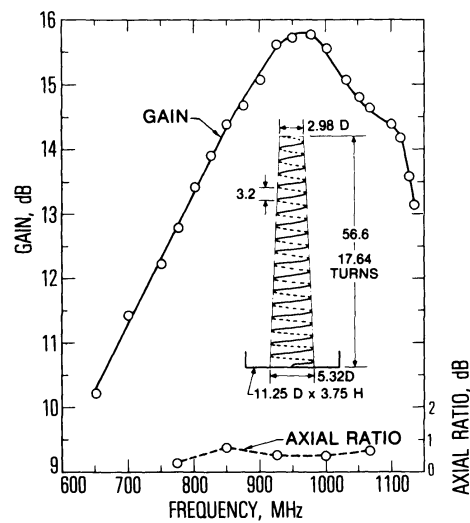
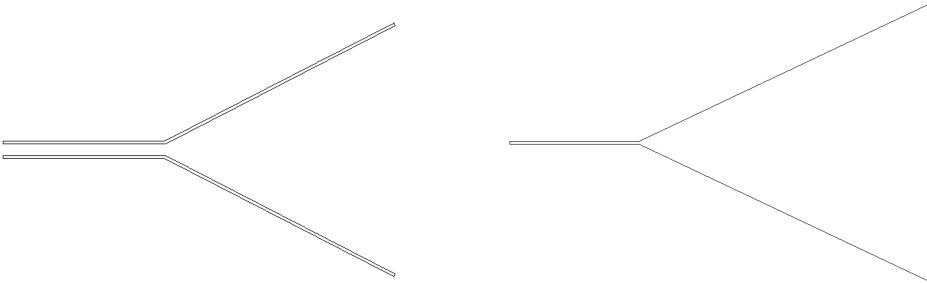


Fig. 4.2 Antenntvinst för en helix med tunn tråd och variabel diameter, från [2]. Måtten i bilden är i inch.

## 4.2 TEM-horn

Ett TEM-horn påminner lite om ett horn till utseendet, men det finns betydelsefulla skillnader. Det består i det enklaste utförandet av två plattor som öppnar upp i ett gap. De är isolerade från varandra och ska matas i motfas så att ett elektriskt fält ligger mellan plattorna. Matningen sker då lämpligen med ett par parallella ledare.



*Fig. 4.3 Ett TEM-horn med matning, sett från två olika håll.*

TEM-hornet kommer att ha egenskaper gemensamma med både vanliga horn å ena sidan och dipoler å andra sidan. Man kan se det som att på ungefär samma sätt som ett horn är en ihålig vågledare som öppnas upp, är ett TEM-horn en parallell transmissionsledning som öppnas upp. Riktigt samma goda överensstämmelse mellan moderna i TEM-hornet och i transmissionsledningen som mellan moderna i vågledaren och hornet, finns dock inte.

Fördelen med ett TEM-horn framför ett vanligt horn är den enklare matningen, något som också är till nackdel då det ger sämre egenskaper. Jämfört med spiral/helix -antennerna är fördelen att det är lättare att kombinera krav på god riktverkan med krav på bredbandighet.

TEM-hornet blir dock stort om det ska kunna ge riktverkan för långa våglängder.

Matningen kan vara problematisk vid höga effekter eftersom man låter hornet gå ihop och närma sig en spets när man matar det med låga effekter. Detta eftersom man då kan få ett ganska homogent fält över spetsen på hornet. Om man går vidare med ett TEM-horn bör man undersöka huruvida man kan flytta matningen längre ut och hur den i sådana fall ska utformas.

### 4.3 Reflektorer

Låt oss betrakta en parabolisk reflektor som en apertur, på ungefär samma sätt som vi gjorde för ett horn. För att få en hög antennvinst vill vi ha ett elektriskt fält över aperturen, som är riktat åt samma håll, eller lite annorlunda uttryckt, ett fält med samma polarisation och fas över aperturen. Av ungefär samma skäl som vi ansåg att ett horn är ett naturlig antenn i förra avsnittet, så är det en naturlig matning av en reflektor här. Skillnaden är här tvåfaldig, dels behöver inte hornet ha speciellt hög vinst, vilket gör att vi kan hålla det litet, åtminstone om inte det ställs krav på att ha tillräckligt stort fönster. Dels så uppkommer det inga väsentliga fasfel vid reflektorns apertur som direkt beror av hornet.

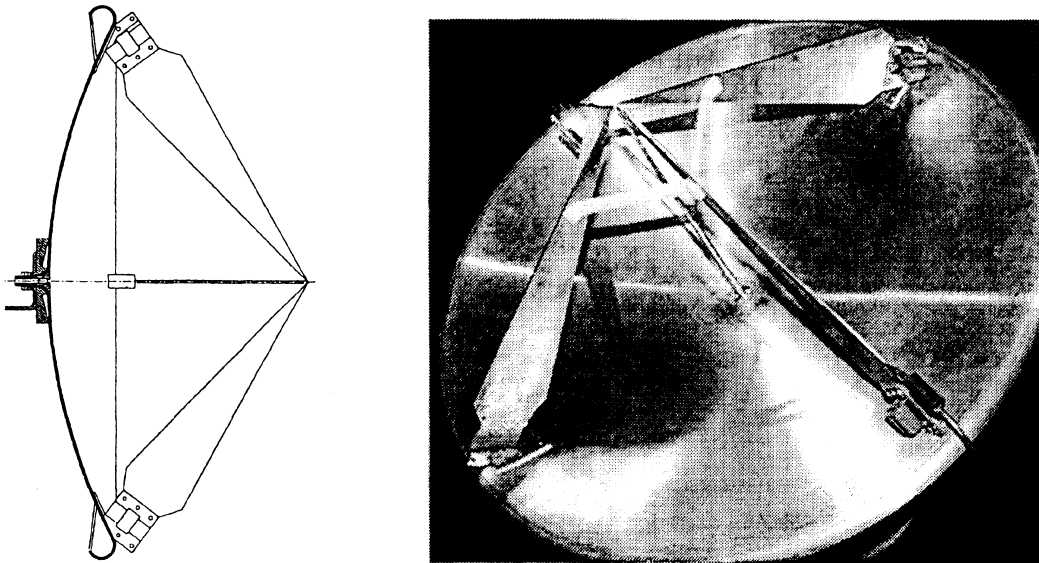
Precis som för hornet är det klart att en reflektor måste fällas ut när den ska användas. Det enklaste sättet att göra det på är att ha en ledande fällskärm, som vapnet hänger under. Om det vore möjligt skulle det finnas anledning att söka en annan lösning. Ett problem är att vapnet skymmer en del av reflektorn, varför det skulle vara att föredra att flytta på matning och ha en så kallad offsetmatad reflektor. I det fallet skulle man kunna tänka sig att matningen sker med en sekundärreflektor, vilket skulle ge en del möjligheter att styra loben, d.v.s. sikta. Det är dock svårt att se hur något sådant skulle lösas praktiskt för en reflektor av intressant storlek.

Jämför man en reflektor med ett horn så finns det en uppenbar fördel, nämligen att medan ett horn med en stor apertur måste vara väldigt långt för att inte oacceptabla fasfel ska uppkomma, så finns det inga fasfel alls hos ett idealt reflektorsystem, och därmed inga problem som riktigt motsvarar hornets tendens att längden växer kvadratisk med en apertursida. Ett problem med reflektorn är att den å andra sidan förmodligen ställer högre krav på geometrisk precision än ett horn. Detta eftersom väggarna i ett horn i huvudsak ligger parallellt med vågens utbredningsriktning, medan en reflektor ligger vinkelrätt mot den. Detta leder ju till att om en bit av reflektorn ligger fel med en bråkdel av en våglängd så kommer detta fel att direkt att fortplanta sig till ett fasfel i aperturfältet, medan samma fenomen inte finns på samma sätt för ett horn. Det förefaller också som om formen på ett horn skulle vara lättare att hålla under kontroll, eftersom det sitter direkt på vapnet.

Om reflektorn är ideal är antennvinsten som kan uppnås näst intill obegränsad. I vårt fall är det svårt säga så mycket om hur stor vinst som kan tänkas uppnås, eftersom det beror på vad reflektorn är gjord av och vad som får den att anta rätt form. Fel i ytan på  $\lambda/16$  kan ge upp till 3 dB reduktion av vinsten, och det är rimligt att tänka sig att felen blir större allteftersom man försöker skapa en större reflektor.

#### 4.4 IRA

Problemställningen har hittills varit att få effekt från vapnet ut i rymden i önskade riktningar och frekvenser. Om man betraktar problemet från tidsdomänen finns det dessutom andra önskemål man kan ställa, framförallt skulle det vara önskvärt om fältets stigtid vid målet är så kort som möjligt. Om man för en ideal antenn skulle betrakta något svar i fjärrfältet som naturligt när vi har ett steg på ingången, så skulle det vara en impuls (Dirac distribution). En antenn som närmar sig detta kallar vi för en IRA (impulse radiating antenna), av vilken vi i frekvensdomänen kräver att den inte bara transmitterar ett brett band av frekvenser, utan dessutom med rätt fas. Av de antenner vi har pratat om tidigare så har ett långt horn någorlunda egenskaper, och ännu bättre är en reflektor om den matas på ett lämpligt sätt. Vanligtvis består den matningen antingen av ett långt horn, eller en expanderande transmissionsledning, som i fig. 4.4 (ungefär ett TEM-horn).



*Fig. 4.4 En reflektor-IRA som matas med en expanderande transmissionsledning, från [5].*

## Referenser och Litteratur

Dessa skrifter (de flesta av dem i alla fall) har jag tittat i när jag skrev detta:

Två handböcker med encyklopediska ambitioner.

[1] Edited by Lo & Lee, Antenna Handbook, Van Nostrand Reinhold.

Speciellt kap 5, E. V. Jullk, Radiation from apertures.

kap 8, C. A. Balanis, Horn antennas.

Kap 9, P. E. Mayes, Frequency-independent Antennas.

Kap 28, Y. C. Shih, D. J. Fang, Transmission Lines and Waveguides.

Figur 3.1 och 3.3 kommer härifrån.

[2] Edited by R. C. Johnson, Antenna engineering handbook, McGraw-Hill.

Speciellt kap 13, H. E. King, J. L. Wong, Helical Antennas.

Kap 14, R. H. DuHammel, J. P. Sherer, Frequency-Independent Antennas.

Kap 15, A. W. Love, Horn Antennas.

Kap 43, R. V. Lowman, Transmission Lines and Waveguides.

Figur 4.2 kommer härifrån.

En bok om elektromagnetiska fält.

[3] Heald Marion, Classical electromagnetic radiation. Saunders College Publishing.

FOA rapporten

[4] R. Erickson, T. Holmgren, Antenner för pulsade HPM-källor, en litteraturöversikt, FOA-R—00-01668-612—SE, 2000.

[5] Diverse artiklar publicerade i C. Baums 'Sensor and Simulation notes', skrivna av C. Baum et al, vilka innehåller lite av varje, men speciellt en del om IRA:er.

Figur 4.4 kommer från en sådan artikel.

FOI rapporten vari appendixet ingår som den här rapporten hör ihop med.

[6] G. Bjarnholt m.fl., Förstudie demo rf-stridsdel. FOI-RH--0044--SE.

Vidare om TEM-horn

[7] B. Helgesson, Measurements on TEM Horn Antennas. FOA-R—98-00672-612—SE.

En bok som jag tyvärr inte hunnit läsa, men som förefaller innehålla mycket om HPM-relaterad teknik, och förmodligen är ett bra ställe att börja på.

[8] Editors: R. Barker, E. Schamiloglu, High-Power Microwave Sources and Technologies, IEEE Press, ISBN 0-7803-6006-0, 2001.