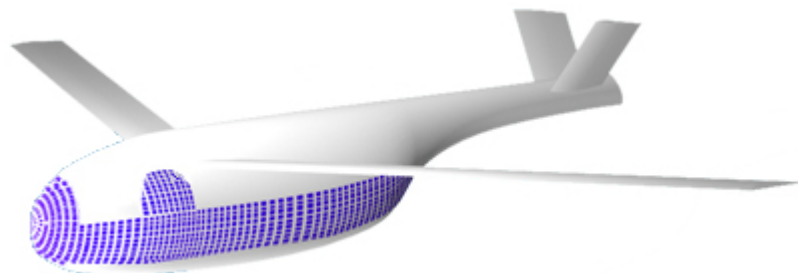


Lars Pettersson

Strålningsdiagramsyntes för Konforma Gruppantenner



TOTALFÖRSVARETS FORSKNING SINSTITUT

Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--1477--SE

December 2004

ISSN 1650-1942

Vetenskaplig rapport

Lars Pettersson

Strålningsdiagramsyntes för Konforma Gruppantenner

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--1477--SE	Klassificering Vetenskaplig rapport
	Forskningsområde 4. Ledning, informationsteknik och sensorer	
	Månad, år December 2004	Projektnummer E3064
	Delområde 42 Spaningssensorer	
	Delområde 2	
Författare/redaktör Lars Pettersson	Projektledare Roland Erickson	
	Godkänd av	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig	
Rapportens titel Strålningsdiagramsyntes för Konforma Gruppantennar		
Sammanfattning (högst 200 ord) Strålningsdiagramsyntes består av att bestämma viktcoefficienter, till amplitud och fas, för elementsignalerna i en gruppantenn så att strålningsdiagrammet blir så lika, i någon viss mening, ett önskat resultat som möjligt. Här anses strålningens fas sakna betydelse vilket påverkar både de metoder som används och uppnåbara resultat. För konforma, dvs. icke plana, antenner där man inte kan utnyttja någon symmetri får numeriska metoder användas. Här diskuteras detta problem dels allmänt, dels speciellt metoden med "Alternerande projektioner" på mängderna av önskade diagram respektive realiserbara diagram. Denna metods applicering på en generell konform gruppantenn med full polaremetri beskrivs. Metoden har implementerats i ett Matlab-program och ett enkelt exempel redovisas.		
Nyckelord konforma antenner, diagramsyntes, alternerande projektionsmetoden		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 27 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Sensor Technology P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--1477--SE	Report type Scientific report
	Programme Areas 4. C4ISTAR	
	Month year December 2004	Project no. E3064
	Subcategories 42 Surveillance Sensors	
	Subcategories 2	
Author/s (editor/s) Lars Pettersson	Project manager Roland Erickson	
	Approved by	
	Sponsoring agency	
	Scientifically and technically responsible	
Report title (In translation) Pattern Synthesis for Conformal Arrays		
Abstract (not more than 200 words) <p>Pattern synthesis consists of finding weight coefficients, both in amplitude and phase, for the antenna element signals in a phased array so that the the radiation pattern becomes as close, in some meaning, to the desired pattern as possible. Here the phase of the radiation is considered unimportant which affects both the methods used and the obtainable results. For conformal, i.e. non-planar arrays where no symmetry can be utilized, numerical methods must be used. Here we discuss this problem both generally but in particular the “Alternating projection” method on sets consisting of desirable patterns and realizable patterns respectively. The application of this method on conformal arrays with full polarimetry is discussed. The method has been implemented in a Matlab program and a simple example is given.</p>		
Keywords conformal antennas, pattern synthesis, alternating projection method		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 27 p.	
	Price acc. to pricelist	

Innehållsförteckning

1. Inledning	5
2. Allmänt om antenndiagramsyntes.....	6
3. Antennmodell.....	8
3.1 Geometri	8
3.2 Polarisat�on	9
3.3 Fjärrfält	10
4. Målfunktion.....	12
5. Optimering	13
5.1 Projektion på mängden av önskade diagram	13
5.2 Projektion på mängden av realiserbara strålningsdiagram	14
5.3 Startapproximation	16
6. Mångtydighet	17
7. Kortfattad beskrivning av ett Matlab-program	19
7.1 Syntkonfig	19
7.2 Altprojsynt.....	20
7.3 Goaltest.....	21
7.4 Localdirpol.....	21
7.5 Övriga funktioner	21
8. Ett enkelt exempel.....	22
9. Referenser	26

1. Inledning

Strålningsdiagramsyntes består, som det används i denna rapport, i att bestämma koefficienter, eller vikter, (exciteringar vid sändning eller summationsvikter vid mottagning), till amplitud och fas, för en i övrigt given gruppantenn så att strålningsdiagrammet i någon viss mening blir så lika ett önskat resultat som möjligt. Detta uppnås genom att använda någon optimeringsmetod.

Ofta tänker man sig en idealiserad gruppantenn bestående av ekvidistanta antennelement med identiska strålningsdiagram. Detta antagande är emellertid aldrig riktigt sant. Även identiska element har olika strålningsdiagram beroende på var i gruppantennen de sitter och speciellt gäller detta naturligtvis i en konform, dvs. icke plan, gruppantenn där elementen dessutom varken sitter i ett periodiskt mönster eller pekar i samma riktning. Denna rapport betraktar diagramsyntes för detta fall.

Det önskade resultatet kan vara att uppnå maximal realiserad antennvinst i någon viss riktning, varvid problemet är relativt lätt, att uppnå en viss vinkeltäckning t.ex. i form av en speciellt formad lob för flygande eller luftspaningsradar eller mer specifika krav för antennlobens vinkelberoende. En optimeringsmetod kan användas dels som ett verktyg för att kunna se vad som går att åstadkomma med en viss gruppantenn men också kunna inkluderas i själva styralgoritmen för en operativ antenn för att finna optimala vikter i någotsånär realtid. Alternativt får man i ett operativt fall använda tabellerade resultat.

De oberoende parametrar som man normalt, såsom i denna rapport, har tillgång till är som nämnts ovan vikternas real och imaginärdelar (eller amplitud och fas), samlad i en komplex viktvektor vilka kan sättas godtyckligt. Ibland kan vikterna dock ha extra bivillkor t.ex. att man endast får variera fasen, oftast för att man vill ha maximal uteffekt från en sändarantenn, att man inte vill ha för stor för stor dynamik på viktamplituderna, eller att amplitud såväl som fas är kvantiserade då de ska realiseras med digitalt styrbara komponenter.

Fig. 1 visar två exempel på konforma gruppantenner, en tänkt UAV med en konform gruppantenn på kroppen som ger möjlighet till täckning nästan varvet runt samt en fasetterad dipolarray från Roke Manor med plana subarrayer för satellitkommunikation. Antennsystemen kan tänkas innehålla många olika, och samtidigt, funktioner med skilda krav på täckning, utnyttjande av aperturyta, krav på sidolobsundertryckning, polarisation, speciell diagramform osv. där en bra algoritm för att generera strålningsdiagram är en naturlig del i det operativa systemet.

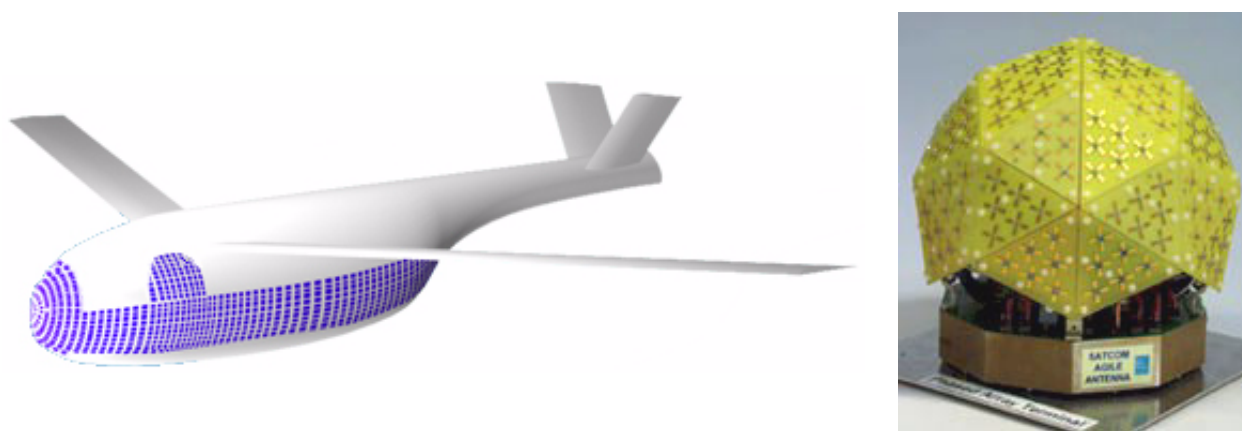


Fig. 1. En UAV men en konform gruppantenn på kroppen och en fasetterad gruppantenn med triangulära subarrayer med korsade dipolelement.

2. Allmänt om antenndiagramsyntes

Litteraturen innehåller en stor mängd artiklar i ämnet antenndiagramsyntes och det är här inte avsikten att göra någon generell genomgång av dessa utan endast att diskutera det som har ett direkt samband med det här rapporterade arbetet.

Gruppantennen vars strålningsdiagram ska syntetiseras anses vara given och kan vara av för syntesen högst varierande komplexitet. I det enklaste fallet består den av en linjär eller rektangulär array med ekvidistanta element vilka dessutom har identiska strålningsdiagram (så när som på att de sitter i olika positioner) vilket i sin tur förutsätter att de sitter i en identisk omgivning. För detta finns ett antal standardmetoder och standardlösningar, [1], [2], [3], [4]. Redan om aperturytan är cirkulär istället för rektangulär ökar komplexiteten men detta problem går fortfarande att behandla analytiskt, se t.ex. [2]. Dessa metoder för linjära gruppantennor kan i viss mån, under vissa antaganden, även tillämpas på cirkulär-cylindriska gruppantennor, t.ex. [5], [6].

Syntesen kan vidare syfta till att få ett strålningsdiagram som är specificerat till såväl amplitud som fas eller att få ett som bara är specificerat till amplitud men där fasen är helt godlycklig. Det sistnämnda kan vi då också kalla för effektdiagramsyntes. Eftersom det förstnämnda problemet är linjärt medan det andra är olinjärt är det förstnämnda ofta betydligt enklare än det andra. Det kan här noteras att effektdiagramsyntes, för en linjär gruppantenn, behandlades på FOA redan 1971, [7]. En annan tidig referens som behandlar detta ämne är [1].

Huruvida man behöver syntetisera strålningsdiagrammet till amplitud såväl som fas eller inte beror naturligtvis på tillämpningen. Om antennen inte är direktstrålande utan t.ex. ska användas för att belysa en reflektor eller lins, där ett väldefinierat fascentrum är av betydelse, ställs naturligtvis krav på både amplitud och fas men ofta gör det inte det utan effektdiagrammet är det enda viktiga. Tyvärr blir alltså denna syntes ofta mer komplicerad och också mer numerisk till sin karaktär medan man i "fältdiagramsyntesen" kan använda mer analytiska metoder. En intressant kommunikation rörande dessa frågor är [8].

En metod för effektdiagramsyntes som har blivit populär är den s.k. "Orchards metod", [9], [10], vilken dock förutsätter en linjär ekvidistant array för vilken Schelkunoff's polynommetod, [2], [3], [4], kan tillämpas.

Då gruppantennens geometri blir alltmer komplicerad, t.ex. genom att den görs konform, dvs icke-plan, kommer antennelementen dels att peka åt helt olika håll och sitta i olika omgivningar och får därför också olika elementdiagram även om elementen i sig skulle vara identiska och man blir då hänvisad till mer eller mindre rent numeriska metoder. Olika sådana metoder har rapporterats i litteraturen.

En metod grundar sig på teorin för adaptiva antenner i den meningen att man vid syntesen tänker sig att belysa antennen med ett stort antal variabla störkällor samt någon nyttsignal eller några bivillkor och låta den adaptiva algoritmen verka, [11], [12], [13]. Om en störare är stark reagerar algoritmen genom försöka att bilda ett minimum i denna riktning. Genom att variera styrkan på ett stort antal störare kan diagramformen ändras. Antalet störare är här normalt betydligt större än antalet frihetsgrader (element) så att algoritmen inte kan sätta nollor i alla dessa riktningar utan måste göra en avvägning, t.ex. en låg allmän sidolobsnivå i en viss sektor. Metoden kan användas oberoende av gruppantennens form. Denna metod har prövats och egna erfarenheter tyder på att det går relativt bra att generera diagram med en smal huvudlob och låga sidolobor och/eller djupa nollställen men att det är svårare att generera mer godtyckligt formade lobor.

En annan metod, som ännu inte provats, är att använda någon metod som bygger på en systematiskt styrd slumpsökning såsom en "Genetisk algoritm", [14], eller "Simulated annealing", [15], [16]. En potentiell fördel med dessa metoder generellt sett är att de, jämfört med många andra

optimeringsmetoder, inte så lätt fastnar i något lokalt optimum utan bättre söker av hela parameterrummet för att kunna hitta det globala optimat. Man behöver här beräkna målfunktionen många gånger men denna är i vårt fall enkel att beräkna (vi antar ju här att den elektromagnetiska modelleringen är gjord sedan tidigare så att vi känner alla antennelementdiagram) och är utan risk att hamna utanför modellens giltighetsområde så att själva optimeringsalgoritmen blir ganska enkel. Om antalet parametrar, dvs. antennelement, är stort kan metoden dock bli långsam, särskilt om vårt optimum är smalt som det ofta är vid exempelvis noggrann lobkontroll.

En kombination av någon av dessa för att generera en bra startapproximation i närheten av ett globalt optimum och sedan fortsätta med andra metoder skulle kunna vara en fruktbar kombination.

Den metod som denna rapport huvudsakligen behandlar är den s.k. "Alternate Projection Method", [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23]. I denna metod beskrivs det önskade strålningsdiagrammet av en övre och en undre begränsning, s.k. masker. Endast amplituden i strålningsdiagrammet beaktas och gruppantennens form kan vara godtycklig, vi förutsätter dock här åter att den elektromagnetiska modelleringen av antennen är gjord så att vi känner alla antennelements geometri och strålningsdiagram, se avsnitt 3. Algoritmen arbetar på i huvudsak följande sätt. Först ansätts en startapproximation, avsnitt 5.3. Det visar sig ofta viktigt att välja denna bra i den meningen att man annars dels kan få mycket långsam konvergens eller så att algoritmen helt enkelt konvergerar till ett lokalt, inte tillräckligt bra, optimum. Att köra optimeringen med några olika startapproximationer är ofta lämpligt om man är osäker, jfr. genetiska algoritmer ovan. Resulterande totalt strålningsdiagram jämförs med de gällande diagrammaskerna i ett stort antal riktningar med syftet att generera ett nytt önskat diagram, till både amplitud och fas, avsnitt 5.1. Om det genererade strålningsdiagrammet faller utanför maskerna ändras önskad amplitud till den närmaste masken medan den uppnådda fasen behålls. Nya, optimala, vikter beräknas så med en minstakvadratanpassning, avsnitt 5.2. Man itererar sig så mellan två mängder, mängden av realiserbara strålningsdiagram och mängden av önskade diagram, tills man hittat en punkt som ligger i båda dessa mängder eller att man hittat den bästa möjliga lösningen, antagande att någon gemensam punkt inte existerar. Ett par exempel där denna metod använts för antenner på flygplan är [24] och [25].

3. Antennmodell

Med att syntetisera ett antenndiagram avses här att bestämma de N viktcoefficiënterna i vektorn \mathbf{w} som gör att det totala antenndiagrammet blir mest lika ett önskat diagram. För att kunna jämföra uppnått och önskat strålningsdiagram för en viss \mathbf{w} måste vi först kunna beskriva bägge i ett gemensamt koordinatsystem och med gemensam polarisationsdefinition. Detta behandlas i detta kapitel.

Om vi däremot från början känner elementens strålning i det gemensamma koordinatsystemet, t.ex. genom att vi beräknat eller mätt alla elementdiagram då de sitter på sin rätta plats behöver vi naturligtvis inte använda nedanstående procedur.

3.1 Geometri

Vi tänker oss en konform gruppantenn med N antennelement. Om de fysiska antennelementen är dubbelpolariserade i den meningen att de har två separata anslutningsportar avsedda att ge två, i princip ortogonala, polarisationer behandlas de i fortsättningen som två separata element. Hela gruppantennen beskrivs i ett globalt koordinatsystem med de ortonormala basvektorerna \mathbf{e}_1^g , \mathbf{e}_2^g och \mathbf{e}_3^g (motsvarande de vanliga \hat{x} , \hat{y} och \hat{z}). Var och en av de N antennelementen har nu en viss position, \mathbf{r}_n , och orientering beskrivet i det globala koordinatsystemet. Det är emellertid ofta lämpligt att beskriva varje elements egenskaper i ett eget lokalt koordinatsystem som är fast i varje element. Detta mer praktiska koordinatsystem beskrivs för element n av basvektorerna \mathbf{e}_1^n , \mathbf{e}_2^n och \mathbf{e}_3^n .

Det lokala koordinatsystemets basvektorer kan nu beskrivas i det globala med koefficienterna Γ_{ij}^n enligt (se mera i t.ex. [26])

$$\mathbf{e}_j^n = \sum \Gamma_{ij}^n \mathbf{e}_i^g \quad (1)$$

där alltså koefficienterna ges av

$$\Gamma_{ij}^n = \mathbf{e}_i^g \cdot \mathbf{e}_j^n. \quad (2)$$

En geometrisk vektor \mathbf{x} kan nu beskrivas i de två (egentligen $N+1$) koordinatsystemen enligt

$$\mathbf{x} = \sum x_i^g \mathbf{e}_i^g = \sum x_j^n \mathbf{e}_j^n \quad (3)$$

och sambandet mellan vektorkomponenterna i de två systemen blir

$$\mathbf{x}^g = \Gamma^n \mathbf{x}^n \quad (4)$$

respektive

$$\mathbf{x}^n = \Gamma^{n-1} \mathbf{x}^g. \quad (5)$$

Då koordinatsystemen antas vara ortonormala är matriserna Γ^n , ortogonala dvs. invers och transponat är samma sak,

$$\Gamma^{n-1} = \Gamma^{nT}. \quad (6)$$

I syntesproceduren väljer vi ett, ofta stort, antal strålningsriktningar där önskat och realiserat diagram jämförs. Dessa riktningar är då beskrivna i det globala systemet medan strålningen från elementen är beskrivna i de lokala systemen. Sambanden mellan dessas vektorkomponenter, givet den geometriska vektorn \hat{k} ges nu, enligt (5) och (6) av

$$\hat{k}^n = \Gamma^{nT} \hat{k}^g \quad (7)$$

där sambandet mellan \hat{k} och vinklarna θ och φ i respektive koordinatsystem ges av

$$\hat{k} = [\sin\theta \cos\varphi \quad \sin\theta \sin\varphi \quad \cos\theta]^T. \quad (8)$$

Ett sätt att geometriskt beskriva ett lokalt koordinatsystem i det globala är genom de s.k. Euler's vinklar, t.ex. [26], där man först gör en vridning vinkeln α kring z-axeln, därefter en vinkel β kring den nyss uppkomna y-axeln och slutligen en vinkel γ kring den nya z-axeln. Resultatet blir

$$\Gamma^T(\alpha, \beta, \gamma) = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma & 0 \\ -\sin\gamma & \cos\gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\beta & 0 & -\sin\beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\beta & 0 & \cos\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha & 0 \\ -\sin\alpha & \cos\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

vilket hopmultipliserat blir

$$\Gamma^T(\alpha, \beta, \gamma) = \begin{bmatrix} \cos\beta \cos\alpha \cos\gamma - \sin\alpha \sin\gamma & \cos\beta \sin\alpha \cos\gamma + \cos\alpha \sin\gamma & -\sin\beta \cos\gamma \\ -\cos\beta \cos\alpha \sin\gamma - \sin\alpha \cos\gamma & -\cos\beta \sin\alpha \sin\gamma + \cos\alpha \cos\gamma & \sin\beta \sin\gamma \\ \sin\beta \cos\alpha & \sin\beta \sin\alpha & \cos\beta \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Ett annat sätt att se vridningen är att tänka sig att man vrider det globala koordinatsystemet en vinkel α kring en axel som ligger vinkeln β från y-axeln vilket ger elementets pekning. Därefter vrider man en vinkel χ kring den nya z-axeln vilket ger det nya polarisationsreferensen. Transformationen ges nu åter av (9) och (10) ovan om vi gör substitutionen

$$\gamma = \chi - \alpha. \quad (11)$$

I många fall är antenngemetrin ganska enkel och kanske bara en, eller två, av dessa vinklar behöver användas.

3.2 Polarisation

Eftersom vi även vill få in polarisationen i diagramsyntesen tänker vi oss att vårt önskade strålningsdiagram är specificerat i två ortogonala polarisationer, förslagsvis i en huvud och en korskomponent. På samma sätt är även elementdiagrammen beskrivna i två polarisationsriktningar. De två riktningarna beskrivs av enhetsvektorerna \hat{i}_1 och \hat{i}_2 , så att $\mathbf{E} = E_1 \hat{i}_1 + E_2 \hat{i}_2$, vilka kan definieras på olika sätt och vilka inte behöver ha samma definition för elementen, i de lokala systemen, som för det önskade strålningsdiagrammet, i det globala systemet. Ett uppenbart val är

$$\begin{aligned} \hat{i}_1 &= \hat{\theta} \\ \hat{i}_2 &= \hat{\varphi} \end{aligned} \quad (12)$$

Ett annat är att använda den s.k. Ludwig's 3:e definition, [27],

$$\begin{aligned}\hat{i}_1 &= \hat{\theta} \sin \varphi + \hat{\phi} \cos \varphi \\ \hat{i}_2 &= \hat{\theta} \cos \varphi - \hat{\phi} \sin \varphi\end{aligned}\quad (13)$$

vilken t.ex. ger korspolarisationen noll för Huygens-källor strålande i \hat{z} -riktningen, medan ett tredje val är att använda den 2:a definitionen i ovanstående referens,

$$\begin{aligned}\hat{i}_1 &= \frac{\hat{\theta} \cos \theta \sin \varphi + \hat{\phi} \cos \varphi}{\sqrt{1 - (\sin \theta \sin \varphi)^2}} \\ \hat{i}_2 &= \frac{\hat{\theta} \cos \varphi - \hat{\phi} \cos \theta \sin \varphi}{\sqrt{1 - (\sin \theta \sin \varphi)^2}}\end{aligned}\quad (14)$$

vilken ger korspolarisation noll för, i detta fall \hat{y} -riktade, dipoler.

Vi önskar nu transformera polarisationskomponenterna från det lokala systemet där de är kända till det globala där de önskas. Detta kan beskrivas genom att först transformera komponenterna i ovanstående polarisationsriktningar till ett Cartesiskt lokalt system, därefter till det globala systemet och slutligen till komponenterna i önskade polarisationsriktningar. Detta görs, jfr. (4), med en transformationsmatris, \mathbf{P} , för varje lokalt system given av

$$\mathbf{P}^n = \mathbf{p}^{gT} \Gamma^n \mathbf{p}^n \quad (15)$$

där matriserna \mathbf{p} kan delas upp enligt

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ -\sin \theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \cdot \hat{i}_1 & \hat{\theta} \cdot \hat{i}_2 \\ \hat{\phi} \cdot \hat{i}_1 & \hat{\phi} \cdot \hat{i}_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

med vinklar och enhetsvektorer från respektive koordinatsystem. Den högra matrisens komponenter fås för de exemplifierade polarisationerna direkt ur (12), (13) och (14).

Fältet från element n , placerat i position \mathbf{r}_n , med strålningen $\mathbf{E}^n(\theta_n, \varphi_n)$, beskriven i det lokala koordinatsystemet ges nu i punkten (θ_g, φ_g) i det globala koordinatsystemet av

$$\mathbf{E}^g(\theta_g, \varphi_g) = \mathbf{P}^n \mathbf{E}^n(\theta_n, \varphi_n) \exp(jk_0 \hat{k}^g \cdot \mathbf{r}_n) \quad (17)$$

där vinklarna θ_n och φ_n fås via (7) och (8).

3.3 Fjärrfält

Givet antennens geometribeskrivning, beräknade eller mätta strålningsdiagram och transformationerna i avsnitt 3.1 kan nu varje antennelements strålning i två valda polarisationsriktningar beräknas. Vi tänker oss att varje polarisationskomponent i varje önskad riktning, längs \hat{i}_1^g och \hat{i}_2^g , betraktas som en av totalt M fjärrfältsdatapunkter. Från fältvektorerna $\mathbf{E}^g(\theta_g, \varphi_g)$ från de N antennelementen (ett element per antennport enligt tidigare, avsnitt 3.1) och M datapunkterna (en punkt per riktning och polarisationskomponent enligt ovan) bildar vi nu en $[M \times N]$ -matris, \mathbb{E} . Tillsam-

mans med, den senare sökta, viktvektorn \mathbf{w} får vi nu det totala strålningsdiagrammet i vektorn \mathbf{E} , med längden M

$$\mathbf{E} = \mathbb{E}\mathbf{w}. \quad (18)$$

Målet med vår kommande optimering är att söka det \mathbf{w} som, i någon viss mening, gör vektorn \mathbf{E} så lika en målvektor \mathbf{E}_{goal} , enligt senare avsnitt, som möjligt.

4. Målfunktion

För att kunna utföra en diagramsyntes måste vi naturligtvis ha något slags mål som vi vill uppnå. Man skulle kunna sätta upp ett "idealt" strålningsdiagram av någon form. Som tidigare nämnts är vi här intresserade av fallet när strålningens fas är helt ointressant varför strålningsdiagrammet här ska tolkas som ett effektdiagram dvs. som fälten i kvadrat vilket gör problemet icke-linjärt.

Att sätta upp ett sådant idealt effektdiagram har dock nackdelar. En nackdel är att vi ofta inte kan ange ett enskilt idealt diagram, t.ex. kan vi önska sidolober under en viss nivå medan de dock kan få vara hur låga som helst. En annan nackdel kan vara att vi ofta har en viss naturlig tolerans på nivån, t.ex. i form av ett visst största vinkelrippel i en huvudlob med en viss form, typexempel en s.k. cosecantkvadrat-form. En tredje nackdel kan vara att vi inte har något specifikt självklart mått på när vi har uppnått vårt mål.

En metod som undviker dessa nackdelar, men som naturligtvis kan ha andra, är att beskriva önskat strålningsdiagram med ett övre och ett undre gränsvärde, s.k. diagrammasker. Det betyder att vi kräver att våra resulterande strålningsdiagram, en för varje polarisationskomponent enligt avsnitt 3.2, alltid skall ligga mellan dessa två gränser som vi betecknar med M_U respektive M_L .

$$M_L(\theta, \varphi, p_i) \leq |E(\theta, \varphi, p_i)| \leq M_U(\theta, \varphi, p_i) \quad (19)$$

En potentiell nackdel med denna metod är att den är binär i den meningen att den bara graderar en lösning i om, eller möjligen i hur många testpunkter, den uppfyller kraven eller inte. Man får t.ex. inte någon extra bonus för ett strålningsdiagram som ligger mitt emellan övre och undre gräns och man får inte något extra straff om diagrammet för någon vinkel ligger långt utanför gränserna jämfört med att man nästan klarar kraven. Man kan naturligtvis också beräkna t.ex. RMS-avvikelsen från maskerna och använda det som ett kvalitetsmått om vi inte lyckas uppfylla kraven helt. Här antar vi dock att vi kommer att lyckas uppfylla kraven och att vi, om vi inte gör det, får mildra kraven istället.

De övre och undre kraven, de s.k. diagrammaskerna, beskriver alltså för var och en av de M datapunkterna (riktning och polarisationskomponent) enligt avsnitt 3.3 mellan vilka nivåer vårt resulterande effektstrålningsdiagram ska ligga för att bli godkänt. Med datapunkter definierade enligt avsnitt 3.3 kan vi alltså skriva

$$M_L(m) \leq |E(m)| \leq M_U(m) \quad m \in [1, M]. \quad (20)$$

5. Optimering

Optimeringen består av att hitta en lösning för viktvektorn \mathbf{w} som gör att det totala strålningsdiagrammet ligger mellan de övre och undre gränserna givna i avsnitt 4 i varje datapunkt. Eftersom effekten beror av fältet i kvadrat blir detta ett icke-linjärt optimeringsproblem. Det kan finnas flera godkända lösningar, se avsnitt 6, men det behöver å andra sidan inte finnas någon alls om kraven är för hårt ställda, se mer i nästa avsnitt.

Den metod som använts är en metod, ofta kallad "Alternating projection method" vilken utarbetats huvudsakligen på universitetet i Neapel, [17], [18], [19], [20], [21], [23]. Enligt denna tänker man sig två mängder av strålningsdiagram, en icke konvex mängd som innehåller alla önskade diagram, och som alltså uppfyller villkoren i avsnitt 4, och en konvex mängd som innehåller alla av antennen realiserbara diagram, som ligger i matrisen \mathbb{E} 's kolumnrum (avsnitt 3.3). Om dessa två mängder överlappar varandra har problemet en lösning, annars inte. För att finna en lösning itererar man sig fram genom att omväxlande projicera ett strålningsdiagram, med tillhörande viktvektor \mathbf{w} , på den ena respektive den andra mängden. Man kan även tänka sig att begränsa lösningen genom att kräva att den även ska ligga i en tredje mängd, t.ex. innehållande de viktvektorer som uppfyller vissa villkor på t.ex. fas eller amplitudspridning på vilket man projicerar viktvektorerna, men detta har inte gjorts i detta arbete.

5.1 Projektion på mängden av önskade diagram

Utgående från aktuell viktvektor, en startapproximation \mathbf{w}_0 eller en lösning \mathbf{w}_k i den iterativa processen enligt avsnitt 5.2, har vi nu fått en realiserad lösning \mathbf{E} enligt

$$\mathbf{E}_k = \mathbb{E}\mathbf{w}_k. \quad (21)$$

Denna lösning jämförs nu i samtliga valda datapunkter, m , med de önskade syntesmålen beskrivna i avsnitt 4 och man finner då ofta att alla dessa inte är uppfyllda utan att strålningen är för stark i vissa punkter och för svag i andra. Eftersom målet med optimeringen endast gäller absolutbeloppet av \mathbf{E} medan faser får vara godtyckliga används denna frihet till att definiera en projektion genom att, om kraven inte är uppfyllda, välja den närmast liggande maskamplituden men behålla faser, dvs. genom att modifiera den komplexa målvektorn \mathbf{E}_{goal} som används i avsnitt 5.2 enligt

$$\begin{aligned} |E_k(m)| > M_U(m) &\Rightarrow E_{goal,(k+1)}(m) = R_U(m)M_U(m) \cdot e^{j\angle E_k(m)} \\ |E_k(m)| < M_L(m) &\Rightarrow E_{goal,(k+1)}(m) = R_L(m)M_L(m) \cdot e^{j\angle E_k(m)} \\ M_L(m) \leq |E_k(m)| \leq M_U(m) &\Rightarrow E_{goal,(k+1)}(m) = E_k(m) \end{aligned} \quad (22)$$

Vi försöker alltså i nästa iterationssteg att syntetisera ett antenndiagram som har samma fas som det nyss syntetiserade, vilket förhoppningsvis ligger nära vårt syntesmål, men sätter amplituden till, eller nära, våra satta övre eller undre kravmasker, M_U respektive M_L .

Relaxationsfaktorerna R_U och R_L är avsedda att snabba upp konvergensen, se avsnitt 4, och kan ändras varefter itereringen fortskrider. I början kan det vara bra att inte försöka ta så stora steg genom att sätta R_U stort och R_L litet. När lösningen senare konvergerat närmare målen, där itereringen oftast tillbringar den mesta tiden, kan det istället vara bra, eftersom vi antagligen inte kommer att satisfiera ekvation (23) i nästa avsnitt exakt, att låta både R_U och R_L vara något mindre

respektive något större än ett (naturligtvis så att $R_U M_U > R_L M_L$). Detta betyder att vi då sätter ett lite (men inte mycket) strängare krav än nödvändigt med tanken att även de avvikelser mellan realiserat \mathbf{E}_k och \mathbf{E}_{goal} , vilket det alltid blir, ska vara tillräckligt små att våra mål blir uppfyllda. Dessa relaxationsfaktorer synes inte ha använts i litteraturen men som visas i avsnitt 8 kan de ha en inte fösumbar betydelse för konvergenshastigheten. Andra uppdateringar än de i (22) är naturligtvis möjliga. En tänkbar sådan vore att extrapolera fasändringen genom att ta hänsyn inte bara till fasen i steg k utan även i ett tidigare steg för att på så sätt få snabbare konvergens, dvs. genom att använda $\angle E_{goal,(k+1)} = (1 + \alpha)\angle E_k - \alpha\angle E_{k-1}$ med α valt till något lämpligt värde. Sådan typ av överrelaxation är vanlig i andra sammanhang med iterativa lösningar, men har inte provats vidare här.

Hur länge man ska hålla på och iterera är en viktig fråga. Om målen blir uppfyllda slutar vi naturligtvis men det är inte alls säkert att de någonsin blir det. Vårt syntesmål kanske helt enkelt är för hårt satta så att de inte är realiserbara, dvs. det kanske inte finns någon lösning i matrisen \mathbb{E} :s kolumnrum som uppfyller kraven, och då kan vi hålla på hur länge som helst. Samtidigt visar erfarenheten, se avsnitt 8, att konvergens kan vara långsam. En kontinuerlig övervakning av hur itereringen fortskrider är därför mycket användbar, så att vi kan avsluta när vi känner oss nöjda (eller gett upp). Om vi lyckas uppfylla alla krav kan vi också försöka med något svårare krav och om vi inte lyckas kan vi försöka med något mildare krav.

5.2 Projektion på mängden av realiserbara strålningsdiagram

Vi har nu enligt föregående avsnitt fått en ny målfunktion, $\mathbf{E}_{goal,k}$, för iterationssteg k och vi har nu följande överbestämde, eftersom $M > N$, ekvationssystem.

$$\mathbb{E}\mathbf{w}_k = \mathbf{E}_{goal,k}. \quad (23)$$

Vi väljer som projektion det strålningsdiagram som ligger närmast $\mathbf{E}_{goal,k}$ i minstakvadratmening och får då

$$\mathbf{w}_k = \mathbb{E}^\dagger \mathbf{E}_{goal,k} \quad (24)$$

där \mathbb{E}^\dagger är pseudoinversen till \mathbb{E} , dvs. (om \mathbb{E} har full rank)

$$\mathbb{E}^\dagger = (\mathbb{E}^H \mathbb{E})^{-1} \mathbb{E}^H. \quad (25)$$

Det kvarvarande felet är ortogonal mot \mathbb{E} :s kolumnrum och blir

$$\Delta_k = \mathbf{E}_{goal,k} - \mathbb{E}\mathbf{w}_k = (\mathbf{I} - \mathbb{E}\mathbb{E}^\dagger)\mathbf{E}_{goal,k} = \mathbb{E}^\perp \mathbf{E}_{goal,k} \quad (26)$$

och eftersom, normalt, $\mathbf{E}_{goal,k}$ inte ligger i \mathbb{E} :s kolumnrum blir $\Delta_k \neq 0$.

Om \mathbb{E} vore kvadratisk, dvs. ett icke överbestämt ekvationssystem, fås det gamla vanliga

$$\mathbb{E}^\dagger = \mathbb{E}^{-1} \quad (27)$$

varvid naturligtvis $\Delta \equiv 0$.

Här kan man dock använda sig av en modifiering som kan snabba upp konvergens, nämligen att vikta de M ekvationerna olika. Ofta består problemet med konvergens i att det är svårt att trycka ner sidolober till önskade, kanske mycket låga, nivåer. Eftersom (24) minimerar det kva-

dratiska felet kommer ett mycket litet relativt fel vid en riktning med hög strålning att ge samma bidrag som ett relativt stort fel vid en riktning med låg strålning. Därför kan det ofta vara bra att försöka förstora felen vid de låga nivåerna. Detta kan enkelt göras genom att multiplicera hela ekvationssystemet med en diagonalmatris \mathbf{W}_{LS} med större diagonalelement för de rader med låg önskad strålning än för de med hög, dvs. istället för (23) så löser vi ekvationen

$$\mathbf{W}_{LS}\mathbb{E}\mathbf{w}_k = \mathbf{W}_{LS}\mathbf{E}_{goal,k} \quad (28)$$

med minstakvadratlösningen

$$\mathbf{w}_k = (\mathbf{W}_{LS}\mathbb{E})^\dagger \mathbf{W}_{LS}\mathbf{E}_{goal,k}. \quad (29)$$

Pseudoinversen till \mathbb{E} (eller $\mathbf{W}_{LS}\mathbb{E}$) beräknas i praktiken oftast med en singularvärdesuppdelning (SVD), se t.ex. [28]. Detta är i sig inte ett ämne för denna rapport men det kan ändå vara på sin plats att diskutera det lite eftersom det kan användas för att lösa ett annat problem vi ännu inte nämnt. Matrisen \mathbb{E} kan alltså skrivas som

$$\mathbb{E} = \mathbf{Q}_1 \Sigma \mathbf{Q}_2^H \quad (30)$$

där \mathbf{Q}_1 är en ortogonal $[M \times M]$ -matris, \mathbf{Q}_2 en ortogonal $[N \times N]$ -matris och Σ en $[M \times N]$ -matris med elementen

$$\Sigma_{ij} = \sigma_i \delta_{ij} \quad (31)$$

där σ_i är matrisens icke negativa singularvärden, och där $\delta_{ii} = 1$ och $\delta_{ij} = 0$ om $i \neq j$.

Pseudoinversen ges nu av

$$\mathbb{E}^\dagger = \mathbf{Q}_2 \Sigma^\dagger \mathbf{Q}_1^H \quad (32)$$

där elementen i matrisen Σ :s pseudoinvers, Σ^\dagger , ges av

$$\begin{aligned} (\Sigma^\dagger)_{ij} &= \sigma_i^{-1} \delta_{ij}, & \sigma_i \neq 0 \\ (\Sigma^\dagger)_{ij} &= 0, & \text{annars} \end{aligned} \quad (33)$$

I avsnitt 5.1 konstaterade vi att de målfunktioner, \mathbf{E}_{goal} , som kan genereras av vår antenn måste ligga i matrisen \mathbb{E} :s kolumnrum (som spänns upp av de N första kolumnerna i \mathbf{Q}_1) och eftersom antalet rader i \mathbb{E} normalt är mycket större än antalet kolumner, dvs. $M \gg N$, så är det ganska många målfunktioner som inte kan genereras. Ett annat, kanske mindre uppenbart förhållande, är att det kan finnas viktvektorer, \mathbf{w} , som inte ger någon strålning alls. Orsaken är, se analysen ovan, att om \mathbb{E} :s kolumner inte är linjärt oberoende, dvs. om matrisen inte har full rank, så kan vi till varje \mathbf{w} lägga en vektor i \mathbb{E} :s nollrum utan att det påverkar resultatet. (Minst ett singularvärde, σ_i , är då noll och nollrummet spänns upp av motsvarande kolumner i \mathbf{Q}_2 .) Genom att bilda pseudoinversen enligt (33) får man den lösning som har lägst norm vilket i vårt fall betyder den lösning som har lägst påmatad, eller minst reflekterad, effekt. Fysikaliskt svarar singularvärdena (såvida vi inte viktat ekvationerna enligt (28)) mot roten ur utstrålad effekt, $\sigma_i \sim \sqrt{P_i}$, i en lob given av \mathbf{Q}_1 :s kolumnvektor i , vid matning med \mathbf{Q}_2 :s kolumnvektor i , vilka har normen, dvs. pålagd effekt, lika med ett. Singularvärdet noll svarar alltså mot en situation att en viss elementexcitering inte strålar. Ett exempel på detta är en oändlig linjär gruppantenn, en ULA, som matas med ett linjärt

fasskift, $|\beta| > kd$, vilket ger en lob i det osynliga området med totalreflektion som följd. Ett annat exempel är utstyrning av samma gruppantenn till en s.k. blind riktning. En verklig, ändlig, gruppantenn kommer dock alltid att stråla men de två ovanstående exciteringsexemplen kommer dock att innebära låg strålning och en kraftig och oönskad missanpassning. Sådana lösningar kan nu undvikas genom att sätta elementen i Σ :s pseudoinvers, Σ^\dagger , till noll om singularvärdena är tillräckligt små, men dock skilda från noll, dvs. den första raden i (33) byts mot

$$(\Sigma^\dagger)_{ij} = \sigma_i^{-1} \delta_{ij}, \quad \sigma_i > \sigma_{TOL} \quad (34)$$

där σ_{TOL} är lägsta använda singularvärde. Därigenom får vi inte en helt optimal lösning i minstakvadratmening men en som är mer stabil. Eftersom anpassningen för de flesta användbara exciteringar bör vara ganska god blir de flesta användbara singularvärden ganska lika och valet av σ_{TOL} därmed inte speciellt kritiskt. I Matlab görs detta mycket enkelt genom satsen `pinv(E,TOL)`. (Om inget anges, dvs. det vanliga `pinv`, använder Matlab ett eget beräknat värde enligt $M\sigma_{max}\epsilon$, där ϵ är den Matlab's aritmetiska precision (2^{-52})).

5.3 Startapproximation

För att itereringen fram till en acceptabel lösning ska gå någorlunda snabbt och för att processen ska kunna styras för inte ska fastna i ett oönskat lokalt optimum är det viktigt att välja en bra startapproximation. Nedan är ett antal alternativ uppräknade men fler är naturligtvis möjliga.

En metod som kanske är den mest uppenbara, om den är tillgänglig, är att använda sig av en lösning till ett tidigare löst liknande problem. Detta är naturligen fallet då vi har byggt en antenn och vill forma olika lobar från den, t.ex. helt enkelt vrida dessa i olika riktningar då vi tror oss veta att ett litet fasskift men för övrigt samma vikter som förut kommer att vrida loben en liten vinkel.

Man kan låta startapproximationen vara någon standardexcitering, t.ex. Taylor, Chebyshev, eller konstant, som för en plan antenn bildar en lob i viss önskad riktning, se även avsnitt 2. Även en lob med maximal realiserad antennvinst i en given riktning, varvid $\mathbf{w} \sim \mathbb{E}^*(\theta_{max}, \varphi_{max})$ eller att bara låta ett enda element vara exciterat är två andra alternativ.

Man kan börja med att göra en minstakvadratanpassning av den övre masken, M_U , gärna med något pålagt rippel på både amplitud och fas för att förhindra allt för stora symmetrier i denna startlösning vilket kan tendera att låsa in de senare lösningarna.

Man kan välja en rent stokastisk startapproximation med viss given standardavvikelse på amplitud och fas.

Man kan göra en syntes med någon annan syntesmetod, t.ex. Woodward-Lawson, [1], [3], [4]. Dessa får för konforma antenner appliceras rent formellt eftersom vissa villkor som ska vara uppfyllda för dessa metoder, t.ex. linjär eller plan gruppantenn, inte är uppfyllda.

En metod som kanske inte är tänkt främst som en startapproximation utan mer för att försöka tvinga en uppnådd lösning ur ett misstänkt lokalt optimum är att störa viktvektorn genom att lägga på en stokastisk störning i amplitud och fas.

I nuvarande datorprogram, kortfattat beskrivet i avsnitt 7, finns dessa metoder implementerade. En metod för att styra upp processen, och som också är implementerad, är att vid lämpliga tillfällen under processen gå in och ändra vissa parametrar.

6. Mångtydighet

När optimeringen slutligen konvergerat, eller vi fått ett tillräckligt bra resultat, uppkommer den naturliga frågan om denna lösning är entydig eller inte, dvs. kan det finnas helt andra viktvektorer \mathbf{w} som ger precis samma effektstrålningsdiagram, dvs. då vi bortser från fasen.

När det gäller de enklaste gruppantennerna, linjära arrayer (eller rektangulär med exciteringen separabel i en x och en y-del) med N identiska element, kan vi separera strålningsdiagrammet i en elementfaktor och en gruppfaktor. Grupp faktorn är nu ett polynom av gradtal $N-1$ i variabeln z ,

$$z = \exp(jkd \cos \theta) \quad (35)$$

där θ är vinkeln från arrayens längsaxel. I Schelkunoff's polynommetod, t.ex. [2], [3], [4], skriver man om grupp faktorn som en produkt av en skalfaktor och $N-1$ faktorer $(z - z_n)$ där z_n är ett, av totalt $N-1$, nollställe till polynomet. Eftersom variabeln z ligger på enhetscirkeln i det komplexa planet och vi endast är intresserade av beloppet kan vi utnyttja det faktum att

$$|z - z_n| = |z_n| \left| z - \frac{1}{z_n^*} \right|, \quad |z| = 1 \quad (36)$$

vilket innebär att vi får exakt samma effektstrålningsdiagram (så när som på en ointressant skalfaktor) om vi speglar nollstället z_n i enhetscirkeln, dvs. behåller fasen men inverterar beloppet.

Om därför strålningsdiagrammet har totalt N_1 nollställena som inte ligger på enhetscirkeln, dvs. $N - 1 - N_1$ på enhetscirkeln (och för verkliga vinklar om $d = \lambda/2$), kan vi alltså hitta 2^{N_1} helt olika viktvektorer (genom att multiplicera ihop produkten för att få polynomkoefficienterna) som ger identiska effektdiagram (vi bortser här från fallen då nollställena är multipla eller förekommer i speglade par då antalet minskar). Lösningen är alltså i detta fall långt ifrån entydig, men om vi har en lösning kan de övriga lätt hittas.

Vilken av dessa viktvektorer som är "bäst" får då avgöras av andra kriterier, t.ex. av deras inbördes dynamik, rippel, kvadratsumma (effekt) o.dyl., vilket kan påverka hur bra de går att realisera i praktiken och anpassning (minsta kvadratsumma).

Om antennen inte är så enkelt som ovan blir problemet med entydighet betydligt mer komplicerat och här ges inget svar på frågan utan bara en diskussion. Som ett första steg kan vi tänka oss en ändlig linjär gruppantenn i en generell omgivning. Varje antennelement har då olika elementdiagram som, generellt sett, inte kan beskrivas som en linjärkombination av några identiska diagram, dvs. som inte kan strikt avkopplas som i [30]. Elementdiagrammen blir då dels individuella och dels mer oregelbundna. Effektdiagrammet från ett enda element kan då normalt inte återskapas av de övriga tillsammans medan det i det ideala fallet ovan finns N st lösningar, en för varje använt element (detta fall är lite speciellt eftersom nollställena z_n här ligger antingen i origo eller i oändligheten). Vi har här alltså entydighet, givetvis så när som på en gemensam faktor, t.ex. ett fasskift. Det kan dock, som detta enkla exempel visar, finnas vitt skilda exciteringar som ger nästan samma effektdiagram. Det ovanstående blir naturligtvis alltmer accentuerat ju mer "oregelbunden" gruppantennen blir.

Ett annat mycket symmetriskt fall är en "Uniform cirkulär array", UCA. En syntesmetod för dessa är att beskriva exciteringskoefficienterna i deras Fourier-serie i vinkelled varvid syntesen övergår till den för en ULA, se t.ex. [5] eller [6], under det viktiga antagandet att högre ordningens Fourierkomponenter kan försummas. Om detta antagande gäller får vi tillbaka mångtydigheten som gäller för en ULA men däremot inte om de inte kan försummas.

Vi drar alltså slutsatsen (även om vi inte bevisat det) att vi i praktiska gruppantenner har entydighet men att vi, om vi släpper på kravet om helt lika till bara nästan lika effektdiagram, kan ha flera likvärdiga lösningar.

Om vi nu ytterligare släpper på kravet om likhet till att bara gälla att uppfylla våra diagramkrav enligt avsnitt 4 ökar naturligtvis mängden av "korrekta" lösningar kraftigt, förutsatt att lösningar som uppfyller kraven finns. Den enda generella metoden som synes stå till buds att hitta flera lösningar synes vara att köra optimeringen flera gånger med olika startapproximationer.

7. Kortfattad beskrivning av ett Matlab-program

Ovanstående syntesmetod har implementerats i ett Matlabprogram. Som anges nedan är dock programmet ännu inte helt generellt vad gäller indatagenereringen. Det är också relativt primitivt vad gäller användargränssnitt i och med att parametrarna skrivs in direkt i ett konfigureringsprogram, `Syntkonfig`, som därefter anropar optimeringsfunktionen `Altprojsynt`. Många av de övriga hjälpfunktionerna som används och som nämns nedan är utvecklade i projekt om "Bredbandig adaptiv lobformning" och finns beskrivna i [29]. Nedan följer en kortfattad beskrivning av de ingående funktionerna.

7.1 Syntkonfig

Initiering:

Före tilldelningen av indata sätts ett antal default-variabler, världskonstanter samt frekvens. Vissa av defaultparametrarna kan ändras inte bara senare i `Syntkonfig` utan även mellan varje anrop av `Altprojsynt` dvs. mellan varje grupp av iterationer mha. matlabkommandot `keyboard`.

Geometri, antennelement och elementdiagram:

Antennens geometri definieras, antingen genom ett antal parametrar för enkla antenner (linjära, rektangulära, cirkulära) eller genom namnet på en datafil (`namn.geo`). I det första alternativet följer ett anrop till funktionen `geometry` som beräknar alla elementpositioner, \mathbf{r}_n , vilka läggs i en $[3, N]$ -array och alla transformationsmatriser, Γ^n , vilka läggs i en $[3, 3, N]$ -array enligt avsnitt 3.1 medan, i det andra alternativet, den namngivna datafilen innehåller alla elementpositioner och transformationsmatriser.

Fjärrfältspunkterna, i vilka önskad och realiserad strålning ska jämföras, definieras varur vektorerna \hat{k}^g beräknas och läggs i en $[M, 3]$ -array.

Polarisationkonventionerna enligt avsnitt 3.2 definieras sedan.

Fjärrfältspunkterna beskrivna i de lokala koordinatsystemen, \hat{k}^n , beräknas mha. matriserna Γ^n och läggs i en $[3, M, N]$ -array och transformationsmatriserna \mathbf{P}^n i avsnitt 3.2 beräknas och läggs i en $[2, 2, M, N]$ -array i funktionen `localdirpol`.

Typ av antennelement definieras genom antingen ett val av någon standardtyp av elementdiagram eller genom att ge namnet på en datafil (`namn.pat`). Denna fil innehåller en tabell över strålningen, i komplex form, i en 3-dimensionell array med storheterna elevationsvinkel, azimutvinkel respektive frekvens samt vektorer för motsvarande datapunkter.

Därefter anropas funktionen `heffun2` som beräknar strålningen från varje element och i alla fjärrfältspunkter, vars lokala riktningar finns i \hat{k}^n , och polarisationskomponenterna i de globala referensriktningarna beräknas mha. \mathbf{P}^n . Om strålningsdiagrammet ges via en indatafil fås strålningen i önskade riktningar och frekvens genom interpolation.

Funktionen `heffun2` är ännu inte riktigt generell i och med att den för tillfället kräver att alla elementdiagrammen är lika och att de endast ger strålning i sin huvudpolarisationskomponent. Att generalisera detta är i sig ingen stor svårighet, alla nödvändiga indata finns där, utan är huvudsakligen en fråga om att organisera upp det hela, men detta har hittills inte ansetts vara mödan värt. Vi har dock möjlighet att lägga på ett individuellt, för varje enskilt elements strålningsdiagram,

slumpmässigt rippel på amplitud och fas mha. funktionen `heffrippel`, vilken anropas innifrån `heffun2`, genom att ange standardavvikelser för amplitud och fas.

Den totala strålningen från varje individuellt element beräknas sedan genom att multiplicera på korrekt fasfaktor i varje fjärrfältspunkt så att vi får \mathbb{E} i avsnitt 3.3 vilken senare lagras i en $[M, N]$ -array.

Diagrammasker

Kravfunktionerna (maskerna) M_U och M_L enligt avsnitt 4 definieras genom att först ange ett antal brytpunkter, BPMU och BPML, och funktionernas värden i dessa punkter. Därefter beräknas kravfunktionernas värden i de M önskade fjärrfältspunkterna, som ofta ligger betydligt tätare än dessa brytpunkter, genom interpolation. Värden för båda polarisationskomponenterna kan anges. Två brytpunkter för samma mask får inte sammanfalla av tvetydighetsskäl men det löses genom att separera dem med t.ex. variabeln `eps` i Matlab. Om vi inte önskar ha någon undre mask M_L i vissa områden löses detta genom att ange denna till '-Inf'.

Relaxationsparametrarna R_U och R_L enligt avsnitt 5.1 som beskriver till vad minstakvadratoptimeringen ska sträva i relation till själva målkraven, M_U och M_L , liksom ekvationsvikterna i diagonalmatrisen \mathbf{W}_{LS} i avsnitt 5.2, definieras på analogt sätt för samma M fjärrfältspunkter.

Startapproximation

För att börja att iterera med den "Alternierende projektionsmetoden" behövs en startapproximation. Detta görs enligt avsnitt 5.3 för närvarande med fyra olika alternativ, vikter enligt någon standardfördelning, en minstakvadtatanpassning till den övre masken M_U med konstant fas, konstant men med ett stokastiskt rippel pålagt, eller med Woodward-Lawson's metod applicerat rent formellt. Man kan också störa en viktvektor, uppnådd i tidigare iterationssteg, genom att vrida den lite eller lägga på stokastiska variationer för att eventuellt kunna komma ur ett lokalt optimum som processen kanske fastnat i.

Optimeringsparametrar

För själva optimeringsproceduren används ett antal speciella parametrar. Dessa är:

Kvoten mellan minsta och största singularvärdet vid beräkandet av pseudoinversen i avsnitt 5.2.

Det maximala antalet iterationer, `Maxiter`, som `Altprojsynt` ska genomlöpa innan den slutar. Efter dessa itereringar har man alltid möjlighet att låta programmet göra lika många försök till, eventuellt efter att först ha ändrat någon parameter.

7.2 Altprojsynt

I denna funktion utförs själva optimeringen genom en omväxlande projektion på mängden av önskade respektive på mängden av realiserbara strålningsdiagram. Alla masker och vikter läggs i var sin vektor liksom det totala strålningsdiagrammet För att underlätta för optimeringen normaliseras först startapproximationen så att den ger samma max-värde som den övre kravfunktionen M_U .

Singulärvärdena för matrisen \mathbb{E} beräknas och det lägsta värdet, TOL, som ska användas i pseudoinversen, $\text{pinv}(\mathbb{E}, \text{TOL})$, beräknas från det största värdet och det relativa värde som angetts i `Syntkonfig`.

Reulerande strålningsdiagram läggs också in som första kolumn i en variabel `EtotT` som senare fylls på med den senare beräknade diagrammen så att framskridandet kan följas såsom senare visas i Fig. 5.

Funktionen `Goaltest` anropas vilken beräknar den nya målfunktionen $\mathbf{E}_{goal,k}$ i variabeln `Effgoal` enligt avsnitt 5.1 och 7.3, såvida inte kraven är uppfyllda då den ger ett OK som resultat och optimeringen avslutas.

Utgående från den nya målfunktionen beräknas en ny, uppdaterad viktvektor \mathbf{w}_k genom en minstakvadratlösning av ekvationssystemet enligt (24) eller (29). Ett nytt totalt antenndiagram \mathbf{E}_k enligt (21) beräknas, läggs in i den ackumulerade variabeln `EtotT`, samt jämförs med kraven i `Goaltest` och iterationen fortsätter tills vi löpt igenom maxantalet iterationer, `Maxiter`, eller vi uppfyllt kraven. Antalet datapunkter utanför kravfunktionerna M_U respektive M_L och RMS-avvikelsen, givna av `Goaltest` i avsnitt 7.3, fylls också på i variabler som kan användas för att följa algoritmens konvergens.

7.3 Goaltest

Här jämförs syntetiserad strålningsdiagram, \mathbf{E} , punkt för punkt med de uppställda kravfunktionerna. Om alla är uppfyllda ger funktioner ett OK men annars sätter den nya värden på målfunktionen \mathbf{E}_{goal} enligt ekvation (22). Som utdata ges dessutom antalet punkter för vilka kraven inte uppfyllts samt RMS-värdet för avvikelserna utanför maskerna, vilka kan vara användbara då man vill följa konvergens.

7.4 Localdirpol

Utgående från transformationsmatriserna, Γ^n , riktningsvektorerna \hat{k}^g och polarisationsdefinitionerna för det globala och de lokala systemen beräknas de nya riktningsvektorerna \hat{k}^n , samt tillhörande vinklar θ_n och φ_n , och polarisationstransformationsmatriserna \mathbf{P}^n .

7.5 Övriga funktioner

Andra funktioner som anropas och som nämnts ovan är `geometry`, `heffun2`, `heffrippel` och `weights`. De är desamma, eller nästan desamma, som de som finns beskrivna i [29].

8. Ett enkelt exempel

Som ett enkelt exempel redovisas i detta avsnitt syntetisering enligt den ovan redovisade metoden med Matlab-programmet i avsnitt 7. Exemplet är ganska enkelt i den meningen att antennen egentligen inte är en konform gruppantenn utan är FOA's tidigare rapporterade linjära digitala gruppantenn, [30], men diagramkraven är däremot inte enkla utan ganska krävande. Antennens strålningsdiagram har tidigare syntetiserats genom en avkopplingskorrigering av elementdiagrammen baserad på en kalibreringsmätning. Här utförs syntetiseringen däremot direkt på de uppmätta elementdiagrammen. Till skillnad mot metoden använd i [30] bygger inte den här gjorda syntesen på några antaganden om elementen (t.ex. att de är enkel-mods element) utan är mer generell. (Metoden i [30] bygger dock bara på de dessa antaganden i den meningen att den blir exakt om de gäller men den bryter på intet sätt ihop om de inte gäller.) Som vi ska finna klarar metoden som beskrivs i denna rapport av att syntetisera önskade diagram, vilka vi ju här i förväg visste var realiserbara eftersom det gjordes i [30], men det kan ta ganska många iterationer, i synnerhet om startapproximationen är dålig. Kraven består av att syntetisera ett riktat diagram med -60 dB sidolober, vilket normalt är ett mycket svårt krav men som alltså är möjligt här bl.a. beroende på de enkla elementen som är dipoler över ett jordplan. I en starkt krökt konform antenn är dessa krav antagligen alltför hårda (förutom möjligen för en cirkulär cylindrisk array med dess speciella symmetri).

Som utgångspunkt visar Fig. 2 amplituden för uppmätta strålningsdiagram för antennens alla 12 element, utan någon korrigering alls (dvs. rådata) med maximum satt till 0 dB. Som synes är alla diagrammen olika även om en parvis symmetri kan ses.

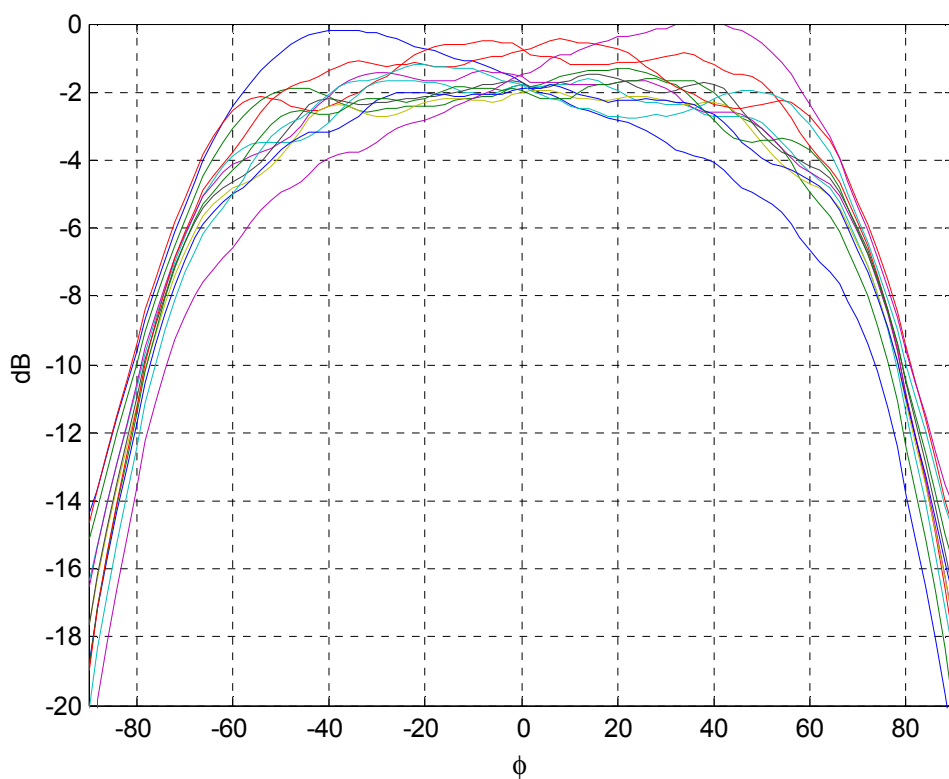


Fig. 2. Amplituden för uppmätta strålningsdiagram för de 12 elementen.

I Fig. 3 visas resultaten då dessa elementdiagram använts på tre olika sätt tillsammans med -60 dB Chebyshev-vikter för att syntetisera en lob med låga sidolober pekande i 0° . Först genom att använda elementdiagrammen direkt (dvs. rådata), därefter efter kalibrering (normering) i 0° och slutligen genom den ovan nämnda avkopplingskalibreringen, vilken i princip gör alla elementdiagram mycket lika. Den i denna rapport diskuterade metoden är alltså ännu inte inblandad.

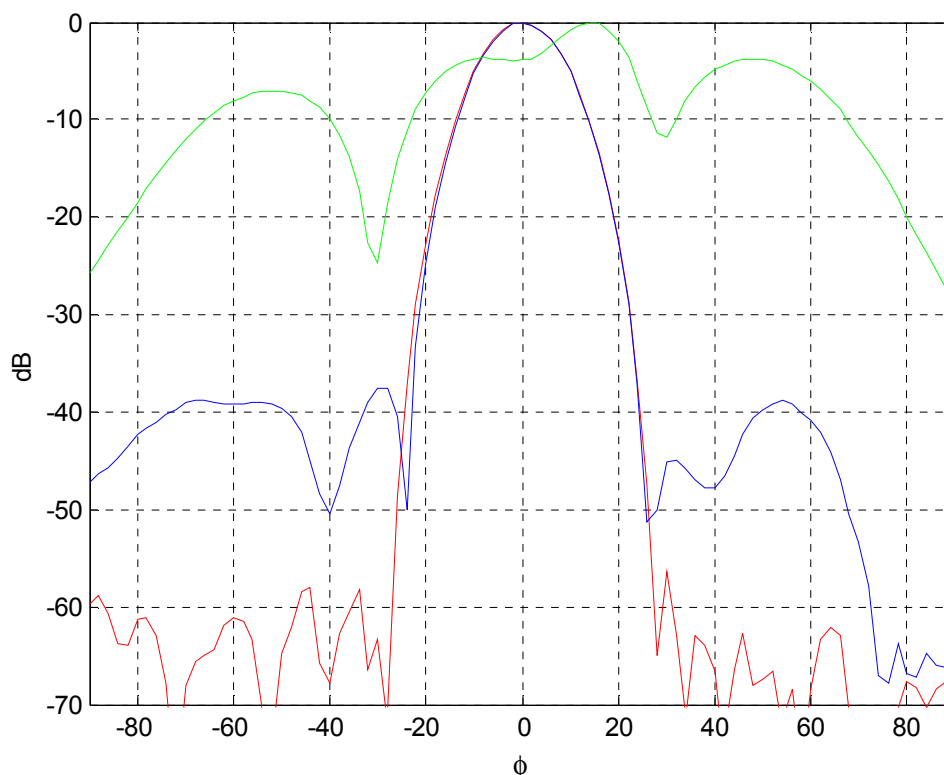


Fig. 3. Strålningsdiagram med 60 dB Chebychev-vikter utgående från elementdiagrammen okalibrerade (överst), elementdiagrammen kalibrerade för lika amplitud och fas i 0° (mellerst) och elementdiagrammen korregerade med en avkopplingsmatris enligt [30] (underst).

Som synes ger de okalibrerade elementdiagrammen ett mycket dåligt strålningsdiagram, huvudsakligen eftersom fasen är mer eller mindre helt slumpmässig, den enkla kalibreringen är betydligt bättre men fortfarande inte tillräckligt bra för stora vinklar medan den bästa kalibreringen ger nästan den önskade sidolobsnivån på -60 dB. (Om vi applicerar Chebyshev-vikter för lägre sidolober kan sidoloberna pressas ner ytterligare 5 - 10 dB.)

Vi applicerar nu den här beskrivna "Alternerande projektionsmetoden".

I Fig. 4 visas dels de kravmasker som använts, en övre gräns på -60 dB utanför $\pm 27^\circ$ och 0 dB däremellan och en undre gräns på -3 dB inom $\pm 6^\circ$ och $-\infty$ därutån, och dels ett optimerat strålningsdiagram. De redovisade fjärrfältspunkterna som också är testpunkter vid optimeringen ligger med 2° intervall. Någon korspolarisation har inte använts här varför $N = 12$ och $M = 91$.

Som startapproximation har här använts Chebyshev-vikterna på de normerade elementdiagrammen som gav det mellersta strålningsdiagrammet i Fig. 3. Relaxationsparametern R_U var här vald till 1.0 i huvudlobsområdet och 0.9 i sidolobsområdena, där svårigheterna är att trycka ner dessa, medan parametern R_L saknar betydelse i detta fall. Viktparametern W_{LS} var vald till 0.1 i huvud-

lobsområdet och 1 i sidolobsområdena. Vi fick här konvergens efter 763 iterationssteg vilka alla visas i Fig. 5. Om vi istället som startapproximation använder Chebyshevvikterna på de okalibrerade elementdiagrammen i Fig. 2 som gav det mycket dåliga övre diagrammet i Fig. 3 konvergerar också lösningen men först efter mer än 40000 iterationssteg.

Även de 763 iterationsstegen i Fig. 5 kanske tyckas vara stort och med bättre startapproximation, eller relaxations- och viktparametrar, kan detta antal minskas. I detta exempel blev faktiskt konvergens snabbare ju lägre R_U i sidolobsområdet valdes och också då vi valde viktparametern W_{LS} i huvudlobsområdet något mindre (men inte så mycket att sidolobsområdet börjar få större betydelse än huvudlobsområdet). Med $R_U = 0$ och $W_{LS} = 0.01$ i respektive vinkelintervall konvergerade lösningen redan efter 167 steg medan då vi valde $R_U = 1$ vi inte fick någon konvergens alls.

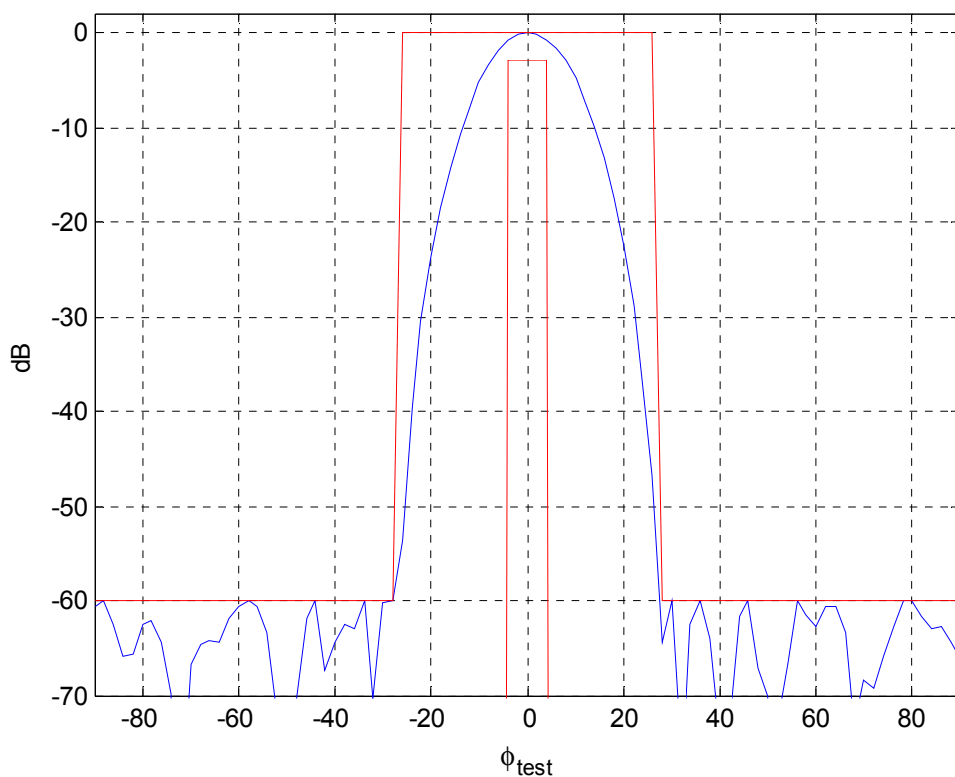


Fig. 4. Den övre och undre diagrammaskerna, M_U och M_L , för syntesen samt resulterande strålningsdiagram. Som kanske framgår av Fig. 5 är det i slutet, när man börjar närma sig målet som den mesta tiden används, åtminstone i detta för syntesen ganska svåra fall. Detta illustreras också av att om vi mildrar sidolobskraven till -50 dB konvergerar lösningen, med samma startapproximation, redan efter 12 iterationssteg.

Om man tittar lite mer på konvergensförloppet för kurvorna i Fig. 5 kan man konstatera att antalet punkter där kraven ej är uppfyllda avtar väsentligen monotont med undantag för ett brusaktigt rippel med amplituden ± 1 innan slutligen alla kraven är uppfyllda. Samma typ av uppträdande gäller för det kvarvarande RMS-värdet för nivåerna över R_U och också för felet vid minstakvadratlösningen, dvs. normen av Δ_k i (26). Under de avslutande ca 30 iterationsstegen är dock kraven uppfyllda utom i en enda punkt medan de båda andra felmått avtar strängt monotont. Särskilt slutskedet, förutom då vi kommit mycket nära lösningen, verkar alltså i detta svåra

fall ha en del slumpmässigt över sig. Detta uppträdande verkar rimligt då vårt målkriterium är antingen uppfyllt eller inte i varje testpunkt.

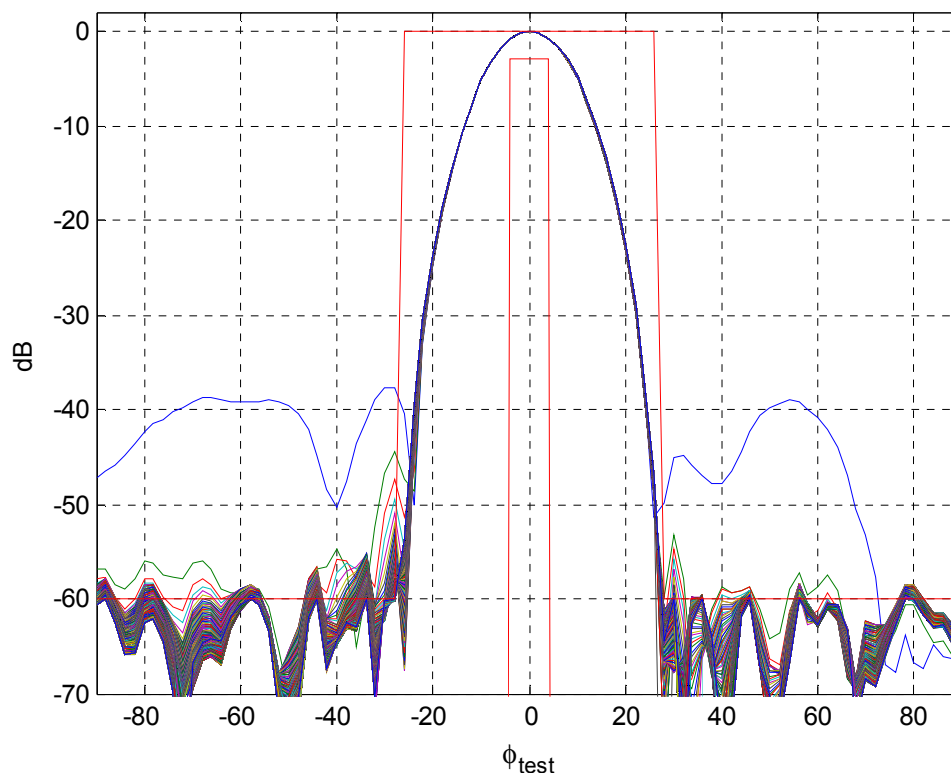


Fig. 5. Alla 763 iterationssteg från startapproximationen (som också visas) lika med den mellersta, kalibrerade, diagrammet i Fig. 3 till det slutgiltiga resultatet som uppfyller kraven.

Relaterande till diskussionen i avsnitt 5.2 kan man konstatera att av de 12 singularvärdena till matrisen \mathbb{E} (alltså utan viktmatrisen \mathbf{W}_{LS} inkluderad) låg de 10 högsta inom ett relativt intervall av 1:0.92 medan det 11:e låg på 0.8 och det 12:e på 0.4. De högsta svarade då mot strålning (\mathbf{Q}_1 :s egenvektorer) som täcker hela intervallet $\pm 90^\circ$ medan det 12:te gav strålning huvudsakligen i två lobber med maximum i $\pm 75^\circ$, dvs. för stora vinklar där antennen strålar sämre. Det finns dock här ingen anledning till att begränsa användningen av alla matrisens singularvärden, särskilt som kraven ovan då inte går att uppfylla.

En allmän erfarenhet från dessa och andra optimeringar är att programmet verkligen hittar en bra lösning och uppfyller kraven om det går men att det kan krävas många iterationssteg, särskilt om vi har en dålig startapproximation såsom ideala vikter på de övre okalibrerade diagrammen i Fig. 3.

9. Referenser

- [1] A. C. Schell, A. Ishimaru, "Antenna Pattern Synthesis", Ch. 7 in R. Collin, F. Zucker, *Antenna Theory, part 1*, McGraw-Hill, 1969
- [2] R. S. Elliott, *Antenna theory and design*, Prentice-Hall, 1981
- [3] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna theory and design*, 2nd ed. Wiley, 1998
- [4] C. A. Balanis, "*Antenna theory. Analysis and design*", 3rd ed. John Wiley 1997
- [5] T. Martin, L. Pettersson, J. Lorén, R. Erickson, J. Rahm, "A Broadband Circular Antenna Array", FOA-R--99-01321-504--SE, Dec. 1999.
- [6] L. Pettersson, "Cirkulär Gruppantenn för Aerostatradar. En inledande studie", FOI-R--0245--SE, Okt. 2001.
- [7] H. Steyskal, "On the Problem of Antenna Power Pattern Synthesis for Linear Arrays", FOA Reports, Vol. 5, No. 3, 1971.
- [8] R. S. Elliott, "Criticism of the Woodward-Lawson Method", IEEE Ant. and Prop. Newsletter, p. 43, June 1988.
H. Steyskal, "The Woodward-Lawson Method: A Second Opinion", IEEE Ant. and Prop. Newsletter, p. 48, Oct. 1988.
R. S. Elliott, "More on the Woodward-Lawson Method", IEEE Ant. and Prop. Newsletter, p. 28-29, Dec. 1988.
H. Steyskal, "The Woodward-Lawson Method - To Bury or Not to Bury", IEEE Ant. and Prop. Newsletter, pp. 35-36, Feb. 1989
R. S. Elliott, "Woodward-Lawson Versus Orchard: Round Three", IEEE Ant. and Prop. Newsletter, pp. 55-56, Apr. 1989.
M. J. Maybell, "The Woodward-Lawson Method: A Third Opinion", IEEE Ant. and Prop. Newsletter, pp. 49-50, June 1989.
R. S. Elliott, "Reply to Mr. Maybell", IEEE Ant. and Prop. Newsletter, p. 50, June 1989.
- [9] H. J. Orchard, R. S. Elliott, G. J. Stern, "Optimizing the synthesis of shaped beam antenna patterns", IEE Proceedings, Pt. H, pp. 63-68, Feb. 1985
- [10] R. S. Elliott, G. J. Stern, "A New Method for Shaped Beam Synthesis of Equispaced Arrays", IEEE Trans. Antennas and Prop., Oct. 1984, pp.1129-1133.
- [11] C. A. Olen, R. T. Compton, "A Numerical Pattern Synthesis Algorithm for Arrays", IEEE Trans. Ant. and Prop. Oct. 1990, pp. 1666-1676.
- [12] P. Y. Zhou, M. A. Ingram, "Pattern Synthesis for Arbitrary Arrays Using an Adaptive Array Method", IEEE Trans. Ant. and Prop. May 1999, pp. 862-869.
- [13] E. C. Dufort, "Pattern Synthesis Based on Adaptive Array Theory", IEEE Trans. Ant. and Prop. Aug. 1989, pp. 1011-1018
- [14] F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzales, E. Villanueva-Lopez, S. R. Rengarajan, "Genetic Algorithms in the Design of Antenna Array Pattern", IEEE Trans. Ant. and Prop. March 1999, pp. 506-510.
- [15] J. A. Ferreira, F. Ares, "Pattern synthesis of conformal arrays by the simulated annealing technique", Electronic Letters, No.14, July 1997, pp. 1187-1189.
- [16] J. A. Ferreira, F. Ares, "Radiation pattern synthesis for conformal antenna arrays", Proc. European Workshop on Conformal Antennas, Karlsruhe, 29 Oct. 1999, pp. 88-91.
- [17] O. M. Bucci, G. D'Elia, G. Mazzarella, G. Panariello, "Antenna Pattern Synthesis: A New General Approach", Proc. IEEE, pp. 358-371, March 1994
- [18] O. M. Bucci, G. D'Elia, G. Romito, "Power synthesis of conformal arrays by a generalised projection method", IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., pp. 467-471, Dec. 1995
- [19] O. M. Bucci, G. Franceschetti, G. Mazzarella, G. Panariello, "A General Projection Approach to Array Synthesis", Proc. AP-S Symposium 1989, pp. 146-148.
- [20] O. M. Bucci, G. Franceschetti, G. Mazzarella, G. Panariello, "Intersection approach to array pattern synthesis", IEE Proc. pp. 349-357, Dec. 1990.
- [21] G. Mazzarella, G. Panariello, "Pattern Synthesis of conformal arrays", Proc. AP-S Symposium 1993, pp. 1054-1057.
- [22] O. M. Bucci, G. D'Elia, "Power synthesis of reconfigurable conformal arrays with phase-only control", IEE Proc. pp. 131-136, Feb. 1998.
- [23] G. Franceschetti, G. Mazzarella, G. Panariello, "Array Synthesis with Excitation Constraints", Proc. AP-S Symposium 1998, pp. 1192-1195.
- [24] H. Steyskal, "Pattern Synthesis for a Conformal Wing Array", Proc IEEE Aerospace Conference 2002, pp. 2-819 - 2-824.

- [25] J. S. Herd, H. Steyskal, "Multipath Scattering Compensation for Low Sidelobe Pattern Synthesis on a Complex Platform", Proc IEEE Aerospace Conference 2002, pp. 2-827 - 2-831.
- [26] J. Mathews, R. L. Walker, *Mathematical methods for physics*, Addison-Wesley World Student Series, W. A. Benjamin, 1973
- [27] A. C. Ludwig, "The Definition of Cross Polarization", IEEE Trans. Antennas and Prop., Jan. 1973, pp.116-119.
- [28] G. Strang, *Linear algebra and its applications*, Saunders Publishing, Harcourt Brace Jovanovich College Publishers, 1988
- [29] L. Petterson, "WBBF. Ett simuleringsverktyg för bredbandig adaptiv lobformning", FOI-R--0605--SE, Okt. 2002
- [30] L. Petterson, "An S-band Digital Beamforming Antenna: Design, Procedures and Performance", FOA-R--99-01162-408--SE, Dec. 1999.