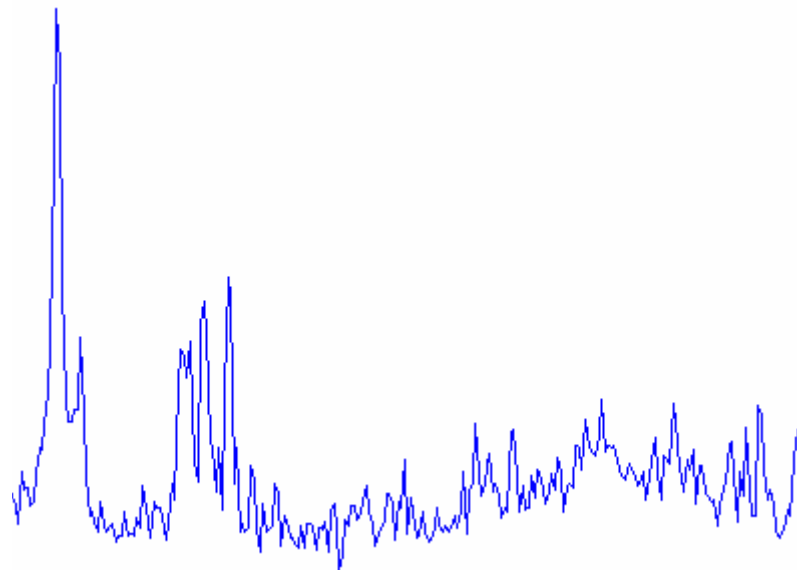


Mathias Wilow

Metodik och signalbehandling för radarmätningar med hög avståndsupplösning



TOTALFÖRSVARETS FORSKNINGSINSTITUT

Sensorteknik
Box 1165
581 11 Linköping

FOI-R--0883--SE

Maj 2003

ISSN 1650-1942

Metodrapport

Mathias Wilow

Metodik och signalbehandling för radarmätningar med hög avståndsupplösning

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--0883--SE	Klassificering Metodrapport
	Forskningsområde 6. Telekrig	
	Månad, år Maj 2003	Projektnummer E3013
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 61 Telekrigföring med EM-vapen och skydd	
Författare/redaktör Mathias Wilow	Projektledare Mathias Wilow	
	Godkänd av	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig	
Rapportens titel Metodik och signalbehandling för radarmätningar med hög avståndsupplösning		
Sammanfattning (högst 200 ord) Inom projektet "Värdering Telekrig i Radarmålsökare" används ett mobilt, koherent radarmätsystem, Arken. Det används bla för att göra radarmålareamätningar mot olika typer av objekt, som t.ex. flygplan, fartyg och markfordon, samt mot radarmotmedel. Systemets förmåga att göra mätningar med frekvensstegning för att uppnå hög upplösning i avståndsled har fram till idag utnyttjats mycket sparsamt. Vid de mätningar som gjorts har systemet inte kalibrerats för ändamålet och inga detaljerade utvärderingar av mätdata har genomförts. Denna mätmetod har fram till idag varit långsam, vilket krävt ett statiskt mätscenario. Implementeringen av ny snabb hårdvara möjliggör nu mätningar med frekvensstegning mot dynamiska mätscenarier. Efterfrågan på mätningar med hög avståndsupplösning med Arken har på senare tid ökat, så det är därför viktigt att metodik och algoritmer för utvärdering av sådana mätningar tas fram. I den här rapporten ges en beskrivning av den metodik och signalbehandling som tagits fram för mätningar med hög avståndsupplösning genom stegad frekvens med radarmätsystemet Arken.		
Nyckelord radar signalbehandling frekvensstegning		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 23 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Sensor Technology Box 1165 SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--0883--SE	Report type Methodology report
	Programme Areas 6. Electronic Warfare	
	Month year May 2003	Project no. E3013
	General Research Areas 5. Commissioned Research	
	Subcategories 61 Electronic Warfare including Electromagnetic Weapons and Protection	
Author/s (editor/s) Mathias Wilow	Project manager Mathias Wilow	
	Approved by	
	Sponsoring agency	
	Scientifically and technically responsible	
Report title (In translation) Methodology and signal processing for radar measurements with high range resolution		
Abstract (not more than 200 words) <p>Within the project "Evaluation of electronic warfare for radar seekers", a mobile, coherent radar measuring system named "Arken" is used to measure radar cross section of different types of objects, such as planes, ships and ground vehicles, and for evaluation of radar counter measures. The systems' ability to do high range resolution measurements using the stepped frequency technique has to date been used very sparsely, and when used, the system has furthermore not been calibrated for that purpose and no detailed evaluation of the measurements have been made. Implementation of new hardware now enables stepped frequency measurements in dynamic scenarios.</p> <p>Demands for high range resolution measurements with Arken is increasing, so therefore it is important to develop methodology and signal processing for these types of measurements.</p> <p>This report describes the methodology and signal processing used for high range resolution measurements with the radar measurement system Arken</p>		
Keywords radar, electronic warfare, stepped frequency waveform		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 23 p.	
	Price acc. to pricelist	

INLEDNING	5
RADARMÄTSYSTEMET ARKEN	6
Amplitudkalibrering	7
Val av kalibreringsobjekt	8
Effekten av flervägsutbredning	11
Kvadraturkorrigerig	13
RADARMÄTNINGAR MED HÖG AVSTÅNDSUPPLÖSNING GENOM STEGAD FREKVENNS	13
Principen för ökad avståndsupplösning genom stegad frekvens	13
Mångtydighet i avstånd	15
UTVÄRDERINGSMETODIK VID RADARMÄTNINGAR MED HÖG AVSTÅNDSUPPLÖSNING	15
Kalibreringsmätning	15
Kalibrering och utvärdering av mätdata	16
Implementering av kalibreringsrutin i utvärderingsprogrammet QL	18
REFERENSER	19
APPENDIX A	20
Arken systemöversikt	20
APPENDIX B	21
Några definitioner och samband	21
APPENDIX C	23
Numerisk fönsterkorrigerig och IQ-korrigerig	23

INLEDNING

Vid mätningar med en pulsradar som sänder med fast frekvens styrs avståndsupplösningen av längden hos den utsända pulsen enligt sambandet $\Delta R=c\tau/2$, där ΔR är avståndsupplösningen, c ljushastigheten och τ den utsända pulsens längd i sekunder.

För att erhålla en högre avståndsupplösning kan principen med stegrad frekvens utnyttjas. En syntetisk dopplerprofil genereras genom att sända en serie pulser som var och en är skiftade i frekvens med ett visst frekvenssteg Δf . Dessa data kan sedan genom en invers fourier-transform transformeras från frekvensdomänen till en avståndsdomän. Man kan med denna metod få en betydligt bättre upplösning i avståndsled och detaljer hos uppmätta objekt kan observeras.

Inom projektet "Värdering Telekrig i Radarmålsökare" har ett mobilt, koherent radarmätsystem, Arken, tagits fram. Det används bla för att göra radarmålareamätningar mot olika typer av objekt, som flygplan, fartyg och markfordon, samt mot radarmotmedel. Systemets förmåga att göra mätningar med frekvensstegning har fram till idag utnyttjats mycket sparsamt. Vid de mätningar som gjorts har systemet inte kalibrerats för ändamålet och inga detaljerade utvärderingar av mätdata har genomförts. Vidare har denna mätmetod fram till idag varit långsam, vilket krävt ett statiskt mätscenario. En ny, snabbare, hårdvara medger nu även möjlighet att göra mätningar med frekvensstegning mot dynamiska mätscenarier.

Efterfrågan på högupplösta mätningar med Arken har på senare tid ökat. Det är därför viktigt att metodik och algoritmer för utvärdering av sådana mätningar tas fram.

I den här rapporten ges en beskrivning av den metodik och signalbehandling som tagits fram för att med radarmätsystemet Arken göra mätningar med hög avståndsupplösning genom att utnyttja metoden för stegrad frekvens.

RADARMÄTSYSTEMET ARKEN

Arken är ett mobilt, koherent, radarmätsystem för mätning på i första hand X- och Ku-bandet. Arken kan utföra både hotorienterade och högupplösande mätningar av olika objekt i vitt skilda miljöer. Mätsystemet består av en antennenhet, där en målföljradar av monopulstyp finns monterad tillsammans med två mätradarantennerna för sändning respektive mottagning, och en datainsamlings- och databehandlingsdel. Datainsamlings- och databehandlingsdelen ryms i en husvagn, där också operatörsplatsen finns. Antennenheten är monterad på en släpvagn, vilket gör att hela systemet kan flyttas med två personbilar.

Sändning och mottagning kan göras med vertikal och horisontell polarisation. Frekvensområdet ligger inom bandet 8-18 GHz. Polarisation och pulslängd kan i stort anpassas till den mätning som efterfrågas.

Systemet har under de senaste åren använts främst för radarmålareamätningar i operativ miljö samt analys och utvärdering av radarmotmedel. Arken möjliggör att dessa mätningar kan ske under olika operativa och taktiska förhållanden. Möjligheten finns också att använda Arken som hotsimulator, som registrerar mätobjektets respons på det simulerade hotet. I Appendix A redovisas data och systemschema.



Figur 1. Radarmätsystemet Arken. På bilden syns husvagnen innehållande datainsamlings- och databearbetningsutrustning. Monterat på släpvagnen är antennenheten, med mäntantennerna och antenn för målföljning.

KALIBRERING AV ARKEN

För att en mätning ska vara meningsfull så måste resultaten vara frikopplade från det mätsystem som använts. Om det inte är fallet så finns ingen möjlighet att jämföra resultat från mätningar gjorda med olika system, eller ens mätningar med samma system utförda vid olika tidpunkter. Det är därför viktigt att en kalibrering av mätsystemet genomförs i samband med mätning. För mätningar med Arken krävs en amplitudkalibrering, samt en faskorrigerings. Amplitudkalibrering görs för att kunna omsätta uppmätt signalnivå till radarmålarea (appendix B), och faskorrigeringen för att kunna genomföra dopplermätningar och radarmålareamätningar med hög avståndsupplösning. Vare sig mätningar ska genomföras med stegad frekvens eller med endast en frekvens så ska dessa procedurer gås igenom. Skillnaden vid stegad frekvens är att amplitudkalibreringen måste genomföras för varje enskild frekvens. Anledningen till detta är att den av systemet utsända effekten varierar med frekvens, vilket innebär att man för varje frekvens får ett unikt värde på kalibreringskonstanten. Faskorrigeringen är däremot frekvensoberoende och behöver således inte göras för varje frekvens.

I det här kapitlet beskrivs principen för amplitudkalibrering och faskorrigerings, samt något om hur markreflektioner kan spela in vid mätningar.

Amplitudkalibrering

Amplitudkalibrering är nödvändig för att kunna omsätta mottagen signalnivå till radarmålarea. En enkel form av radarekvationen är

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1)$$

där

P_r = uppmätt effekt

P_t = utsänd effekt

G_t = antennförstärkning vid sändning

G_r = antennförstärkning vid mottagning

λ = våglängd hos utsänd signal

σ = mätobjektets radarmålyta

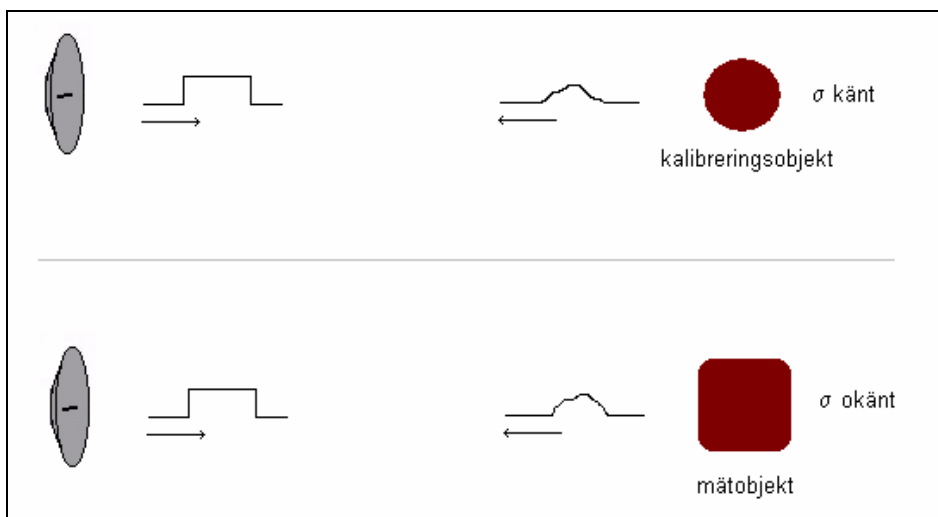
R = avstånd mellan radar och mätobjekt

Under ett mätpass kan G_t , G_r , λ och P_t anses vara konstanta för en frekvens och polarisation. Då kan radarekvationen skrivas på formen

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^3} \cdot \frac{\sigma}{R^4} = konst \cdot \frac{\sigma}{R^4} \quad (2)$$

Genom att nu använda ett mätobjekt med känd radarmålarea, σ , så kan *konst* bestämmas. Därefter kan således radarmålarean hos mål beräknas utifrån mottagen effekt och avståndet till målet enligt sambandet

$$\sigma = \frac{P_r R^4}{konst} \tag{3}$$

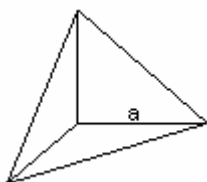


Figur 2. Mätning mot kalibreringsobjekt ger konst, varvid radarmålarean hos andra objekt kan mätas

Val av kalibreringsobjekt

Tidigare användes en triangulär hörnreflektor vid kalibrering av mätsystemet. Att nämna vad gäller en triangulär hörnreflektor är att [1]

- radarmålarean är frekvensberoende/våglängdsberoende (se figurtext, fig 3,4)
- radarmålarean är riktningsberoende
- den maximala radarmålarean är så stor att dämpning av den reflekterade signalen krävs vid kalibreringen på korta avstånd (detta skulle i vissa fall kunna vara till fördel då kalibreringen då kan göras över ett större dynamikområde).

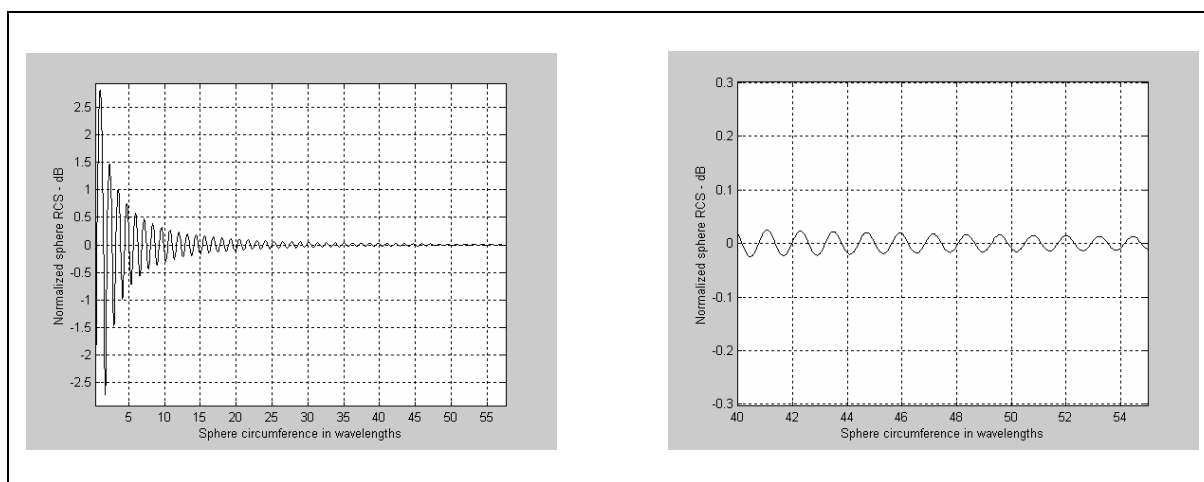


Figur 3. Triangulär hörnreflektor. $\sigma_{max} \approx \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$



Figur 4. Sfär. $\sigma = \pi a^2$, $\lambda \ll a^2$

Det faktum att Arken är ett mobilt system som kan utföra mätningar i vitt skilda miljöer och terränger innebär att det är av stor vikt att kalibreringsförfarandet är så smidigt som möjligt. Riktningberoendet innebär att kalibreringsobjektet är tvunget att riggas upp i en vridbar anordning så att man under kalibreringsmätningen kan vrida objektet för att få maximal mottagen signal. De egenskaper hos en triangulär hörnreflektor som nämnts ovan har visat sig vålla en del problem vid kalibrering. Med anledning av detta har nu kalibreringsobjektet bytts ut mot en sfär. En sfär har ett antal fördelar gentemot en hörnreflektor. Det exakta uttrycket för en perfekt ledande sfärs radarmålarea är en Mie-serie [2] som har utseende enligt figur 5. Radarmålarean då förhållandet [sfärens omkrets/utsänd våglängd] är tillräckligt stor kan då anses vara frekvensoberoende. Den projicerade arean hos den sfär som används som kalibreringsobjekt är 0.2027 m^2 . Det innebär tex att för en bärfrekvens $f=8 \text{ GHz}$ så är förhållandet [omkrets/utsänd våglängd] $= \sqrt{4\pi A} / 0.03 = 43$. En annan fördel är att radarmålarean för en sfär är riktningsoberoende. Detta är en fördel med tanke på att Arken är ett mobilt mätsystem, vilket ibland kan innebära att uppställningsplatsen inte möjliggör justering av kalibreringsobjektets riktning efter montering.



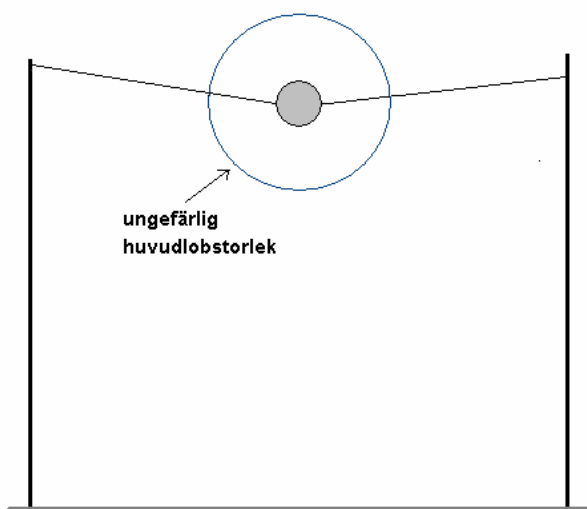
Figur 5. Normaliserad radarmålarea hos en perfekt ledande sfär.

En nackdel med att använda en sfär är just det faktum att den sprider signalen lika mycket i alla riktningar, vilket kan ställa till problem med markreflektioner. Den hörnreflektor som tidigare användes har en huvudlobsbredd på ca 20° , vilket minskar risken för inverkan av interfererande flervägsutbredning. För att minska inverkan av oönskade reflektioner har upphängningsanordningen anpassats för detta ändamål. Det beskrivs i följande stycke.

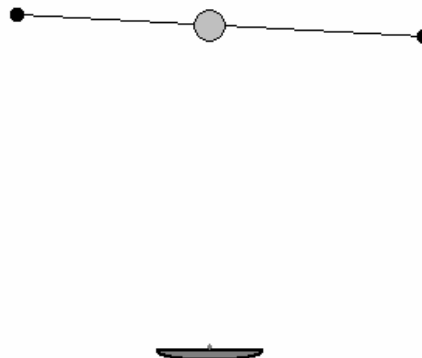
Mätgeometri vid kalibrering

Vid kalibreringsmätningarna vill man, förutom direktsignalen, så långt det är möjligt undvika att få med olika typer av reflexer. För att minimera inverkan av reflektioner från

kulans upphängningsanordning så är uppställningen sådan att upphängningslinornas samt de bärande masternas normaler inte är riktad mot radarn (se figur 6,7).



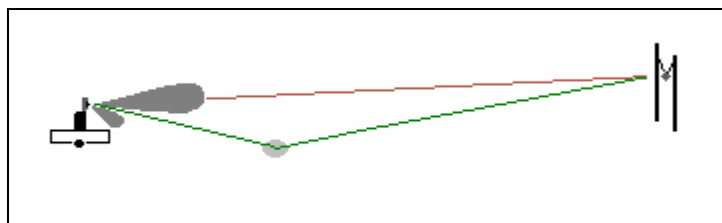
Figur 6. Kulans upphängning sedd från radarn



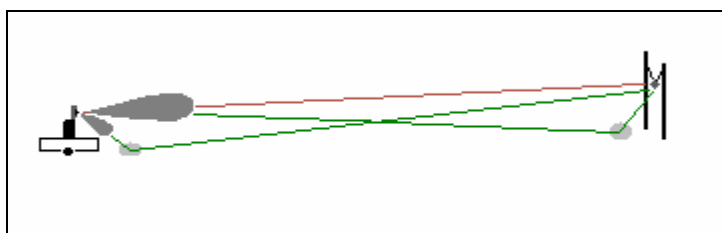
Figur 7. Kulans upphängning sedd ovanifrån

Vad gäller problemet med markreflektioner så nämndes tidigare att sfärens isotropa egenskaper (appendix B) kan ge problem med signaler reflekterade i markplanet. En möjlig lösning på detta problem skulle kunna vara att placera mätobjektet på ett sådant sätt att signalen från en eventuell spekulärreflex hamnar i antenndiagrammets första minimum (figur 8). Problemet med det förfarandet är att man gör antagandet att spekulärreflexen är det dominerande reflexbidraget. Om det finns ett starkt reflekterande objekt eller markområde någon annanstans längs mätsträckan så är den här mätgeometrin inte nödvändigtvis att föredra (figur 9). För att minska inverkan av markreflektioner vid kalibreringen placeras kulan då det är möjligt så att radarn vid kalibreringen är riktad uppåt med en vinkel som är minst lika stor som antennens huvudlobsbredd. På detta sätt försäkras man sig om att markreflektioner inte mäts in med huvudloben, utan enbart med sidoloberna. Hur mätgeometrin bör se ut vid kalibreringsmätningar styrs i detta fall av radarns huvudlobsbredd. För Arken gäller att huvudlobsbredden inom aktuellt frekvensintervall är av storleksordningen 3-4°. Vid kalibreringsmätningar bör alltså radarn om möjligt vara riktad uppåt med motsvarande vinkel.

Det finns i huvudsak två faktorer som begränsar möjligheterna att rikta radarantennen uppåt samtidigt som den är riktad mot kalibreringsobjektet. För det första finns det naturligtvis en begränsning av hur högt kalibreringsobjektet kan placeras. I den nuvarande anordningen är den högsta möjliga upphängningshöjden ca 12 m. För det andra så måste mätobjektet befinna sig i antennens fjärrzon, dvs så långt från strålkällan att de utsända signalerna vid mätobjektet kan anses vara planvågor. För en cirkulär antennappertur är detta avstånd av storleksordningen $2D^2/\lambda$ (appendix B). För en antenn med diametern 0.7 m och frekvensen 10 GHz ger detta ett minsta avstånd av 45 m.



Figur 8. Principiell mätupställning så att spekulärreflexen hamnar i antenndiagrammets första minimum.

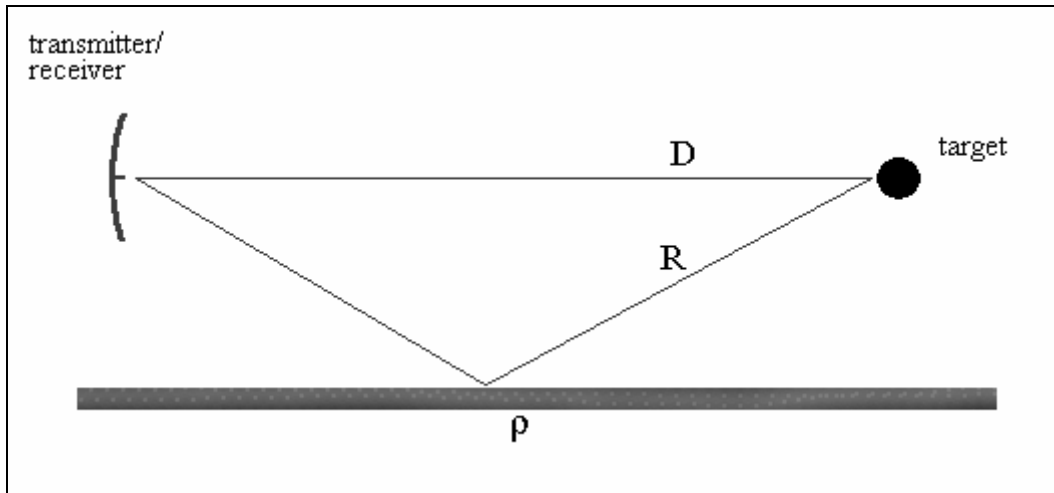


Figur 9. Reflexer härrörande från andra markområden än det för spekulärreflexen.

Effekten av flervägsutbredning

För att få en uppfattning om hur mycket flervägsutbredning kan påverka en mätning så ska vi titta på en enkel analytisk modell.

Antag att vi har en idealiserad försöksupställning enligt figur 10. Vi antar här att marken är en plan, perfekt ledande yta. Vi har då fyra strålgångar för en signal som sänds ut, reflekteras av målet och tas emot i mottagaren. Vi bortser här från radarns antennförstärkning, atmosfärsabsorption etc. De fyra gångvägarna är DD, DR, RD och RR. D står här för direktsignalen och R för den signal som reflekteras i markplanet.



Figur 10. Mätupställning

Vi gör nu följande antaganden : Den mottagna amplituden för DD, dvs den signal som inte reflekterats i markplanet, är v_o , och dess fas $\phi_{DD} = 0$. Markplanet ger upphov till en förändring av signalens amplitud med en faktor ρ , och dess fas med vinkeln ϕ_g . Även gångvägsskillnaden mellan direktsignal och reflekterad signal ger upphov till en fasskillnad, $\frac{2\pi}{\lambda}(R - D) = k(R - D) \equiv k\delta$. Uttrycket för den mottagna signalen blir då

$$v = v_{DD} + v_{DR} + v_{RD} + v_{RR} \quad (4)$$

dvs

$$\begin{aligned} v &= v_o + v_o \rho e^{i(k\delta + \phi_g)} + v_o \rho e^{i(k\delta + \phi_g)} + v_o \rho e^{i(k\delta + \phi_g)} \cdot \rho e^{i(k\delta + \phi_g)} = \\ &= v_o \left(1 + 2\rho e^{i(k\delta + \phi_g)} + \rho^2 e^{i2(k\delta + \phi_g)} \right) \\ &= v_o \left(1 + \rho e^{i(k\delta + \phi_g)} \right)^2 \end{aligned} \quad (5)$$

Vid radarn har vi alltså en amplitud som ges av

$$A = A_o \left| 1 + \rho e^{i(k\delta + \phi_g)} \right|^2 \quad (6)$$

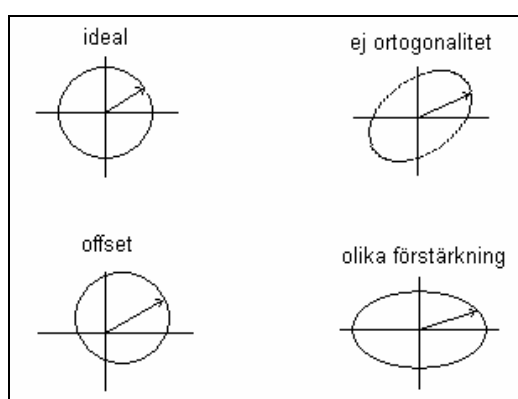
Om $\rho=1$, dvs om signalens amplitud förblir oförändrad vid markreflektionen, har vi således

$$\frac{A}{A_o} = \left| 1 + e^{i(k\delta + \phi_g)} \right|^2 \quad (7)$$

Den mottagna signalens amplitud kan alltså teoretiskt anta värden mellan 0 och $4A_o$, beroende på värdet av $k\delta + \phi_g$. Detta är som sagt en förenklad modell av verkligheten, men den visar ändå att markreflexer kan ha mycket stor inverkan på den uppmätta signalen.

Kvadraturkorrigering

För att göra koherenta mätningar krävs att både fas och amplitud mäts in. Detta görs i Arken genom att med hjälp av en fasdetektor dela upp den inkommande signalen i en I- och en Q-komponent (inphase och quadrature), motsvarande signalens real- och imaginärdel. Då fasdetektorn aldrig är helt ideal så fås vissa fel i I/Q-komponenterna: offsetfel mellan signalerna, olika förstärkning som leder till amplitudfel och en felaktig fasvridning som leder till att komponenterna inte är ortogonala. En principskiss av effekterna av de här felen visas i figur 11 mha vektorrepresentation av signalen.



Figur 11. Effekterna av olika kvadraturfel. Signalens realdel på x-axeln och imaginärdelen på y-axeln

En korrigering av dessa fel görs alltid i samband med mätning. Tillvägagångssättet beskrivs kortfattat i Appendix C.

RADARMÄTNINGAR MED HÖG AVSTÅNDSUPPLÖSNING GENOM STEGAD FREKVENNS

Vi ska nu beskriva metodik, kalibrering och signalbehandling för mätningar med hög avståndsupplösning med mätsystemet Arken. Den metodik som valts för att uppnå ökad upplösning i avståndsled är genom frekvensstegning, vilket beskrivs nedan.

Principen för ökad avståndsupplösning genom stegrad frekvens

Med en pulsradar med pulslängden τ kan man inte upplösa två mål som är placerade närmare varandra än halva den sträcka radarpulsen färdas på tiden τ , dvs

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} = \left| \tau = \frac{1}{B} \right| = \frac{c}{2B} \quad (12)$$

där B är pulsens bandbredd (Hz). Om man har möjlighet att mäta mot samma mål med ett antal olika diskreta frekvenser så kan man få betydligt bättre avståndsupplösning. Principen för detta är följande :

Antag att vi har ett objekt på avståndet R . Fasen för den mottagna signalen kan skrivas

$$\theta = 2\pi \left(2R \frac{f}{c} \right) \quad (13)$$

där R är avståndet till objektet, f är signalens bärfrekvens och c ljushastigheten. Härav följer nu att fasens tidsberoende är

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{4\pi}{c} \frac{d}{dt}(Rf) = \frac{4\pi}{c} (R \dot{f} + \dot{R} f) \quad (14)$$

vilket ger uttrycket för dopplerfrekvensen f_D enligt

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = \frac{2}{c} (R \dot{f} + \dot{R} f) \quad (15)$$

Om vi nu gör antagandet att målet inte rör sig under mätningen (som vanligt då det gäller dopplereffekter avses här den radiella hastigheten) så får vi

$$\dot{R} = 0 \Rightarrow f_D = \frac{2R}{c} \dot{f} \approx \left[\frac{df}{dt} \approx \frac{\Delta f}{\Delta t} \right] \approx \frac{2R}{c} \cdot PRF \cdot \Delta f \quad (16)$$

Man kan med andra ord syntetiskt generera ett dopplerspektrum genom att stega den utsända frekvensen från puls till puls. Man kan nu gå från frekvensdomänen till tidsdomänen genom en invers fouriertransform av de frekvensstegade signalerna. I och med det direkta sambandet mellan tid och avstånd ($R = ct/2$) så motsvarar tidsdomänen även en avståndsdomän. Även här har vi en avståndsupplösning som är $\Delta R = \frac{c}{2B}$, men bandbredden är nu $n\Delta f$, där n är antalet frekvenser vid vilka mätningen gjorts, och Δf är differensen mellan två efterföljande frekvenser. Upplösningarn vid stegad frekvens är således

$$\Delta r = \frac{c}{2n\Delta f} \quad (17)$$

där $n\Delta f$ är bandbredden för frekvenssvepet (jmf ekv. 12)

Mångtydighet i avstånd

Låt θ_i vara den mottagna fasen från ett objekt på avståndet R_o och tidsfördröjningen τ_o (i är index för frekvens nr i i frekvensstegningen). Vi har då sambandet

$$\theta_i = 2\pi f_i \tau_o = \frac{4\pi f_i R_o}{c} \quad (18)$$

Ur detta följer att

$$\frac{\Delta\theta}{\Delta f} = \frac{4\pi}{c} \frac{f_{i+1} - f_i}{f_{i+1} - f_i} R_o = \frac{4\pi}{c} R_o \Rightarrow R_o = \frac{\Delta\theta}{\Delta f} \frac{c}{4\pi} \quad (19)$$

(19) insatt i (18) ger nu att den mottagna fasen för frekvens i är

$$\theta_i = \frac{4\pi f_i R_o}{c} = \frac{f_i \Delta\theta}{\Delta f} \quad (20)$$

Tvetydigheter i det beräknade avståndet finns alltså för $\Delta\theta = \Delta\theta + n \cdot 2\pi$, dvs

$$R = \frac{\Delta\theta + n \cdot 2\pi}{\Delta f} \frac{c}{4\pi} = R_o + n \left(\frac{c}{2\Delta f} \right) \quad (21)$$

UTVÄRDERINGSMETODIK VID RADARMÄTNINGAR MED HÖG AVSTÅNDSUPPLÖSNING

Kalibreringsmätning

Då mätningar utförs med en fast frekvens så görs även kalibreringsmätningen vid denna frekvens. Kalibreringsmätningen görs i detta fall under ett antal sekunder. I och med att kalibreringsobjektet alltid har en viss rörelse, företrädesvis en pendling eller gungning, så görs kalibreringarna under en så lång tidsrymd att man med säkerhet mäter in ett antal pendlingar/gungningar hos mätobjektet. Vid framtagning av kalibreringskonstanten har man således möjlighet att studera hur den mottagna signalen varierar med kulans rörelse och kan då fritt anpassa kalibreringskonstanten efter t.ex. medelvärde eller medianvärde av uppmätt signal.

För att göra mätningar med hög avståndsupplösning används tekniken med stegad frekvens. Då amplituden hos den utsända signalen inte är densamma vid olika frekvenser så krävs att

en kalibreringskonstant tas fram för varje frekvens som ska användas vid frekvensstegningen. Tiden för att stega igenom valt antal frekvenser, ett typiskt antal kan vara 400, är av storleksordningen 0.1 s. För att, på samma sätt som vid kalibrering med fast frekvens, få mätresultat under det att kalibreringsobjektet genomgår ett antal pendlingar, genomförs varje kalibreringsmätning med ett antal upprepade frekvenssvep. Därefter kan kalibreringskonstanter tas fram för varje enskild frekvens.

Kalibrering och utvärdering av mätdata

Här ges en beskrivning av tillvägagångssättet för att ta fram kalibreringskonstanterna. Mätning görs mot kalibreringsobjektet med samma antal frekvenser och med samma frekvenssteg som ska användas vid mätning mot det aktuella mätobjektet. Kalibreringskonstanten för varje frekvens f fås ur sambandet (jmf ekv.3)

$$\sqrt{\sigma_{kal}} = \frac{V_f \cdot R^2}{k_{kal,f}} \Leftrightarrow k_{kal,f} = \frac{V_f \cdot R^2}{\sqrt{\sigma_{kal}}} \quad (22)$$

där V_f är uppmätt signal för frekvens f , R är mätavstånd och σ_{kal} är kalibreringsobjektets målarea, vilken antas vara frekvensoberoende. V_f är här en sammanvägning av de uppmätta signalerna för frekvens f (figur 12). Det kan tex vara medelvärde eller median. Orsaken till att kalibreringskonstanten tas fram för $\sqrt{\sigma_{kal}}$ och uppmätt inspanning istället för σ_{kal} och effekt P , är att vi vill använda fasinformationen som finns i V i nedanstående beräkningar (ekv. 24). Mätning genomförs sedan mot mätobjektet. Radarmålarean som funktion av frekvensen, σ_f , fås ur sambandet

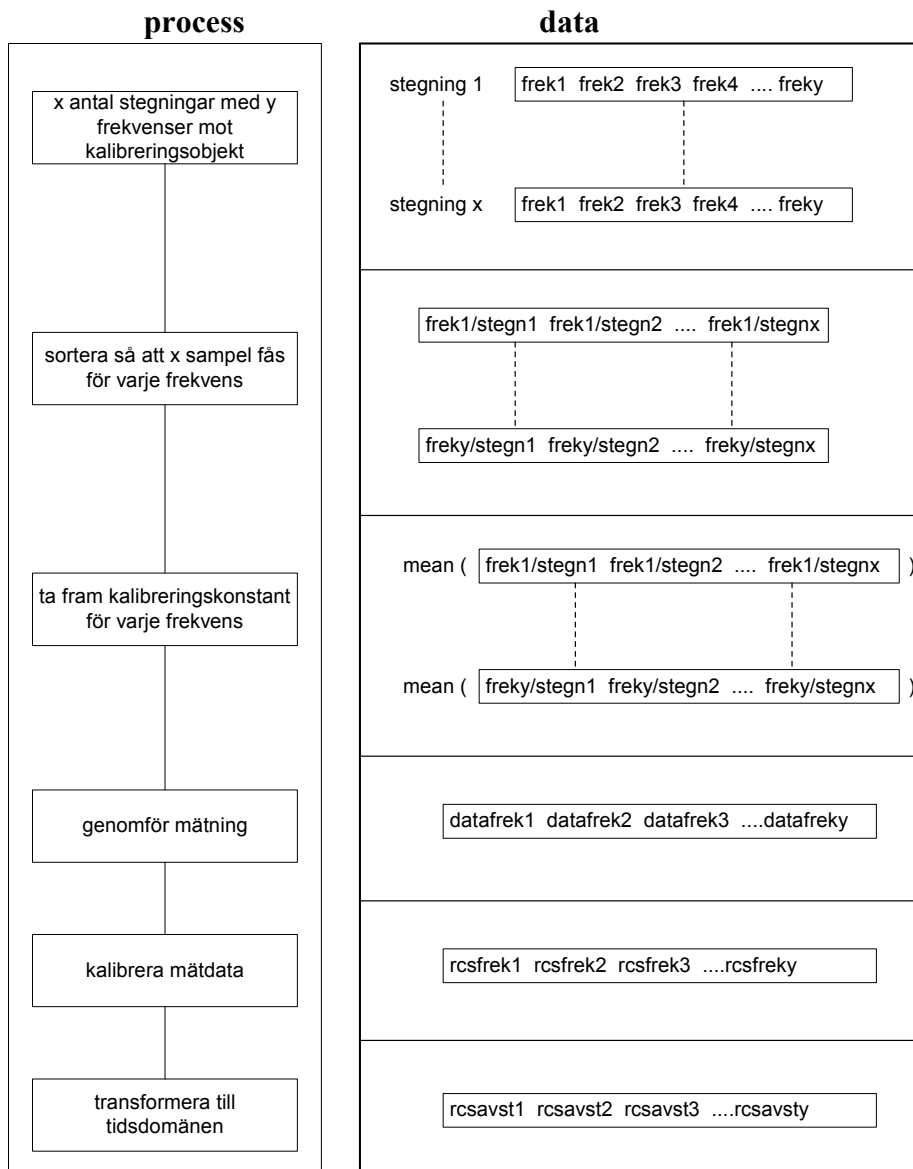
$$\sqrt{\sigma_f} = \frac{V_{in,f} \cdot R^2}{k_{kal,f}}$$

(23)

För att erhålla radarmålarean som funktion av avstånd skall en invers Fouriertransform, ifft, göras på den vektor σ_{rot} som innehåller målareorna $[\sqrt{\sigma_{f1}}, \sqrt{\sigma_{f2}}, \dots, \sqrt{\sigma_{fn}}]$ från de n st inmätta signalerna från frekvensstegningen. För att minska frekvensläckage pga att den uppmätta signalen inte består av ett jämnt antal hela perioder så multipliceras σ_{rot} med en fönsterfunktion, \mathcal{F} . Multiplikationen med fönsterfunktionen leder dock till att amplituden hos den beräknade avståndsprofilen blir fel. En korrektionsfaktor, $\mathcal{K}_{\mathcal{F}}$, för korrigering av detta kan beräknas analytiskt för den valda fönsterfunktionen. Vi har valt att använda en numeriskt beräknad korrektionsfaktor. På så sätt kan framtagningen av korrektionsfaktorn automatiseras i utvärderingsprogrammet (appendix C). Den sökta avståndsprofilen fås slutligen ur sambandet

$$\sigma = [\mathcal{K}_{\mathcal{F}} \cdot \text{ifft}(\sigma_{rot} \cdot \mathcal{F})]^2 \quad (24)$$

Teorin kring ovan beskrivna förfarande finns beskrivet i [4,5,6]

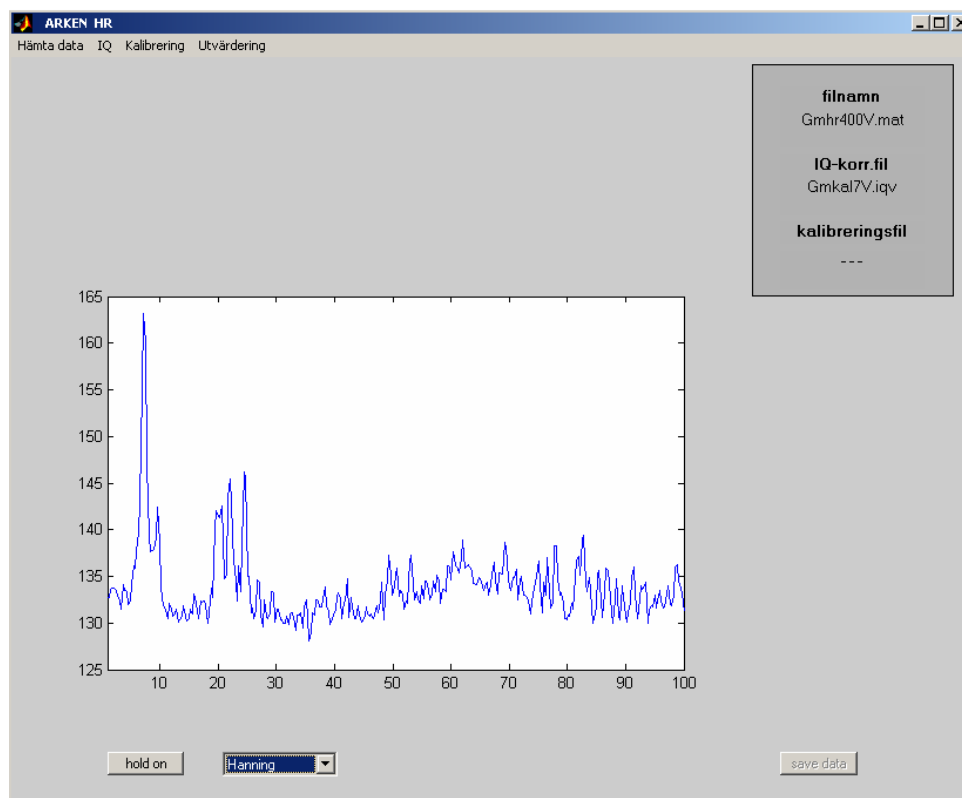


Figur 12. Principschema för för kalibrering vid stegad frekvens

Implementering av kalibreringsrutin i utvärderingsprogrammet QL

För att analysera de mätdata som mäts in med Arken så har ett Matlab-baserat verktyg utvecklats för ändamålet, Arken QL. Det är uppbyggt av olika funktionsbibliotek för import och export av mätdata, signalbehandling och resultatplottar. I Arken QL ingår också funktioner för kalibrering av mätdata. Vid mätningar med fast frekvens är kalibreringsrutinerna inte fullt ut automatiserade, utan vissa handgrepp måste till för att kalibrera data från en mätfil. En automatisering av dessa rutiner är önskvärt och kommer så småningom att implementeras.

För mätningar med stegad frekvens, däremot, så skulle en kalibrering av en enda mätning kräva hundratals handgrepp med nuvarande metod, i och med att kalibrering krävs för varje frekvens. Här måste kalibreringsförfarandet därför vara långt mer automatiserat än för mätning med en frekvens. Det förfarande för kalibrering och framtagning av avståndsprofiler som beskrivits ovan har implementerats som en integrerad del i Arken QL.



Figur 13. Verktyg för hantering av data från frekvensstegade mätningar

REFERENSER

- [1] Nicholas C. Curry, *Radar reflectivity measurements*, 1st ed., Artech House, Norwood, MA, 1989.
- [2] Bassem.R. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design using Matlab*, 1st ed., Chapman & Hall/CRC, Huntsville , Alabama, 2000.
- [3] F.E. Churchill, G.W. Ogar, and B.J. Thompson, “The correction of I and Q errors in a coherent processor,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no. 1, pp. 131-137, January 1981.
- [4] F.J. Harris, *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51-83, January 1978.
- [5] *Introduction to DSP – basics*, Bores Signal Processing (2002), <http://www.bores.com/courses/intro/basics> (2003-06-03).
- [6] G.W. Stimson, *Introduction to airborne radar*, 2nd ed., SciTech Publishing, Mendham, NJ, 1998.

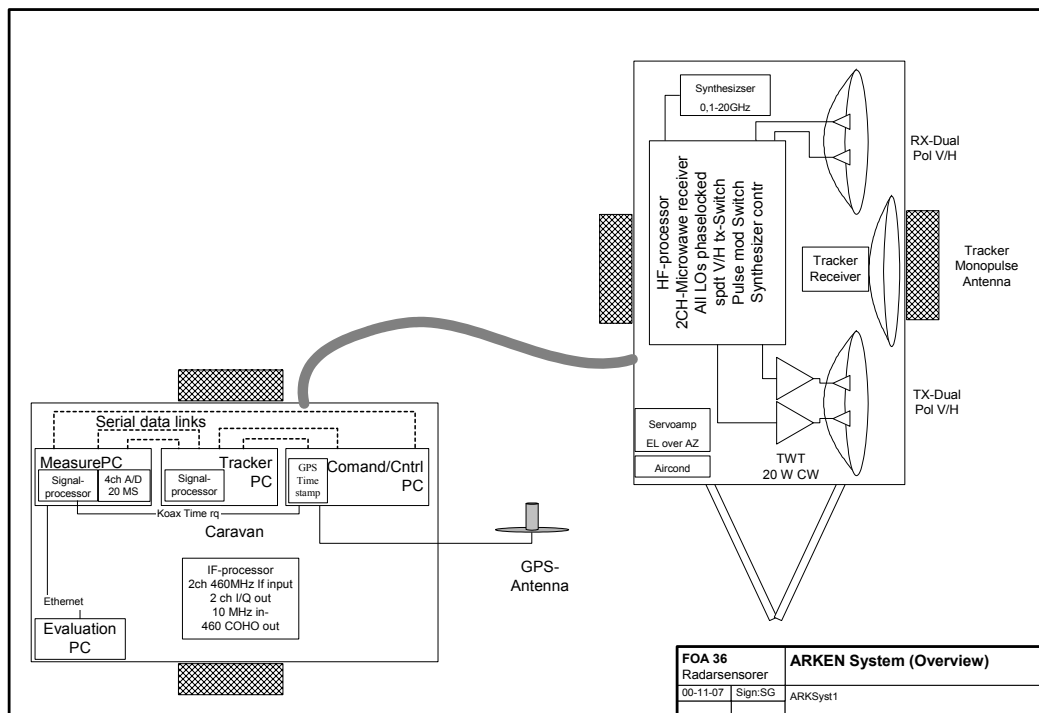
APPENDIX A

Arken systemöversikt

frekvensområde	8-18 GHz
uteffekt	20 W
PRF	10 kHz
pulslängd	200-700 ns
bandbredd	5 MHz
samplefrekvens	20 MHz
antennvinst, sändning	30-32 dB
antennvinst, mottagning	30-32 dB
polarisation	vertikal, horisontell
mottagardynamik	50 dB
lägsta detektionsnivå	-90 dBm

Tabell 1. tekniska data för Arken

systemöversikt



APPENDIX B

Några definitioner och samband

Radarmålärea

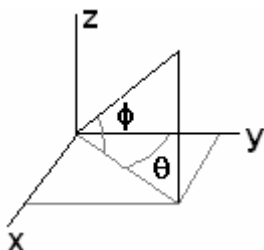
Kvoten mellan mottagen reflekterad signal från aktuellt objekt och mottagen reflekterad signal från en perfekt ledande sfär med tvärsnittsarean 1 m^2 , mätt på samma avstånd.

Antenndiagram

Ett tvärsnitt av antennens strålningsmönster (förstärkning/gain) i något plan som inkluderar mönstrets origo. Både horisontella och vertikala polära och rektangulära plottar används för att beskriva antenndiagram.

Isotrop spridare

Definitionen av en isotrop spridare är ett objekt som reflekterar den infallande energin lika mycket i alla riktningar, dvs $I_r(\theta, \phi) = \text{konst}$



Fjärrfält

I en punkt i det sk fjärrfältet är gångvägsskillnaden till olika delar av antennen så liten att man kan göra antagandet att delvågorna från de olika delarna av antennen är i fas.



En förenklad härledning av gränsen för fjärrfält :

Gångvägsskillnaden mellan ytterkanterna hos en cirkulär antennen med diametern D och en punkt p ger relationen

$$s_2^2 - s_1^2 = D^2 \Leftrightarrow D^2 = s_2^2 - s_1^2 = (s_2 + s_1)(s_2 - s_1) \quad (c)$$

Det krav som sätts på den maximala gångvägsskillnaden för att p ska anses vara i den sk fjärrzonen är att fasskillnaden inte får överstiga $\pi/2$, dvs $s_2 - s_1 < \lambda/4$. Det innebär nu att

$$D^2 < (s_2 + s_1) \frac{\lambda}{4} \approx |s_2 - s_1| \approx s_1 \cdot \frac{\lambda}{2} \Leftrightarrow s_1 > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (d)$$

APPENDIX C

Numerisk fönsterkorrigering och IQ-korrigering

Tillvägagångsätt för att numeriskt justera för fönstring
(www.siglab.ece.umn.edu/ee301/dsp/fourier/scale.html)

1. Bestäm vilket program som ska användas vid Fouriertransform-beräkningen
2. Bestäm vilket fönster som ska användas
3. Skapa en sinusvåg med amplituden 1.
4. Fouriertransformera denna signal efter att det aktuella fönstret applicerats på denna. Utan fönstring får de två uppkomna impulserna värdet 0.5. Fönstringen innebär att de resulterande impulserna kommer att ha en lägre amplitud. Beräkna den korrigeringsfaktor som behövs för att transformera denna lägre amplitud till 0.5 V.
5. Använd denna korrigeringsfaktor för att korrigera amplituderna hos de Fouriertransformerade signalerna. Observera att olika fönsterfunktioner ger olika korrigeringsfaktorer, så den aktuella signalen måste fönsterviktats med samma fönster som användes för att beräkna korrigeringsfaktorn.

Här följer en kortfattad beskrivning av hur korrigering av felen i I/Q-komponenterna görs. Mer ingående detaljer kring, och teorin bakom, kalibreringsförfarandet finns att läsa i [3,4] En mätning utförs under det att en känd dopplersignal injiceras i I/Q-detektorn. Därefter görs en DFT på den inmätta signalen. DFT's värde, f_p , för dopplerfrekvensen, och värdet f_n för dess negativa frekvens, används för att beräkna två korrektionstermer :

$$E = -\Re \frac{2f_n}{f_p^* + f_n} \quad (1)$$

$$P = -\Im \frac{2f_n}{f_p^* + f_n} \quad (2)$$

Dessa termer används sedan för att korrigera de uppmätta signalerna för icke-ortogonaliteten och obalansen i förstärkningen. För att korrigera för offset så beräknas signalens medelvärde, vilket ger en korrektionsterm offset0.

Efter att en mätning gjorts så används nu dessa termer för att göra en korrigering av de uppmätta signalerna. Det första som görs är att korrigera för offset-felet. Det görs genom att från den uppmätta signalen subtrahera offset0 enligt

$$S_o = S_{in} - \text{offset0} \quad (3)$$

där S_o är den uppmätta signalen korrigerad för offsetfel. Därefter görs korrektionen för förstärkning och ortogonalitet enligt följande:

$$S_{\text{of0}} = (1 + E) \cdot \Re[S_o] + \Im[P \cdot \Re(S_o) + \Im(S_o)] \quad (4)$$

där S_{of0} är den uppmätta signalen korrigerad för offset-, förstärkning- och ortogonalitetsfel.