

Anders Nelander, Anders Alm, Tomas Boman, Isabel Ferrer, Per Grahn,
Andreas Gustafsson, Robert Malmqvist, Dan Strömberg, Jan Svedin

Digitala gruppantenner - DGA slutrapport

TOTALFÖRSVARETS FORSKNINGSINSTITUT

Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--0693--SE

December 2002

ISSN 1650-1942

Användarrapport

Anders Nelander, Anders Alm, Tomas Boman, Isabel Ferrer, Per Grahn,
Andreas Gustafsson, Robert Malmqvist, Dan Strömberg, Jan Svedin

Digitala gruppantennor - DGA slutrapport

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--0693--SE	Klassificering Användarrapport
	Forskningsområde 4. Spaning och ledning	
	Månad, år December 2002	Projektnummer E 38346, E 30411
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 42 Spaningssensorer	
Författare/redaktör Anders Nelander Andreas Gustafsson Anders Alm Robert Malmqvist Tomas Boman Dan Strömberg Isabel Ferrer Jan Svedin Per Grahn	Projektledare Anders Nelander	
	Godkänd av	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning FMV, FM	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig	
Rapportens titel Digitala gruppantennar - DGA slutrapport		
Sammanfattning (högst 200 ord) Denna rapport sammanfattar fyra års studier av teknik för digitala gruppantennar (DGA) vid FOI. Studierna Digital gruppantenn och senare Gruppantenneteknik startade 1998 som en fortsättning av det tidigare programmet Antennintegrerad mikrovågsteknik (AIMT) som genomfördes i samarbete mellan dåvarande FOA och EMW. AIMT studierna gav som resultat bland annat en experimentell digital gruppantenn på S-bandet. Digital gruppantenneteknik och den experimentella digitala gruppantennen har studerats och utvecklats vidare samt använts vid mätningar och utvärderingar för radartillämpningar. Vidare har gruppantenneteknik inom millimetervågsområdet studerats. DGA studierna har utvecklat den digitala gruppantennetekniken ytterligare genom nya idéer till användning i nätverk och ledningssystem. Olika metoder för styrning, fusion och optimering av radarsystem med digitala gruppantennar har tagits fram. Mätningar med den tidigare utvecklade experimentella digitala gruppantennen har gett nya kunskaper om möjligheter och användning av digital lobformning för olika funktioner. Utveckling av digital gruppantenneteknik och mikrovågsmoduler har gett nya kunskaper om design och konstruktion av digitala gruppantennar. Olika typer av byggsätt och kretsteknik har studerats för att utveckla digitala gruppantennar.		
Nyckelord radar, MMIC, mottagare, array, antenn, signalbehandling, datafusion		
Övriga bibliografiska uppgifter Utgiven som FOI Memo 02-556:2, 2002-02-28	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 70 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--0693--SE	Report type User report
	Research area code 4. C4ISR	
	Month year December 2002	Project no. E 38346, E 30411
	Customers code 5. Commissioned Research	
	Sub area code 42 Surveillance Sensors	
Author/s (editor/s) Anders Nelander Andreas Gustafsson Anders Alm Robert Malmqvist Tomas Boman Dan Strömberg Isabel Ferrer Jan Svedin Per Grahn	Project manager Anders Nelander	
	Approved by	
	Sponsoring agency FMV, FM	
	Scientifically and technically responsible	
	Report title (In translation) Digital array antennas - DGA final report	
Abstract (not more than 200 words) This report summarizes four years studies of technologies for digital array antennas (DGA) at FOI. The studies Digital Array Antenna and later Array Antenna Technology started in 1998 as a continuation of the earlier program Antenna Integrated Microwave Technology (AIMT) that was carried out in cooperation between then FOA and Ericsson Microwave Systems AB (EMW). The AIMT program gave as a result an experimental digital array antenna at S-band. Digital array antenna technology and the experimental array antenna have been studied and developed further for use in radar measurements and technology evaluations. Array antenna technology for millimetre waves has also been studied and developed. The DGA program has developed the digital array antenna technology for new concepts in radar networks and command and control systems. Different methods for control, fusion and optimisation have been developed for digital array antenna radar systems. Measurements with the experimental digital array antenna have given new insights into digital beamforming for different functions. Developments of array antenna technologies and microwave MMIC modules have given new experiences in design of digital array antennas. Different types of circuit design have been studied to develop digital array antennas.		
Keywords radar, MMIC, receiver, array, antenna, signal processing, data fusion		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 70 p.	
Price acc. to pricelist		

Innehåll

1. Inledning	7
1.1 Bakgrund	7
1.2 Målsättning	7
1.3 Inriktning	7
2. Resultat och värdering	9
2.1 Systemstudier	10
2.2 Radarmätningar och reflexmätningar	10
2.3 Digital gruppantenn teknik	11
2.4 Gruppantenn teknik millimetervåg	
3. Uppdrag och etapper	13
3.1 Arbetsprogram och uppgifter	13
3.2 Samarbete	13
3.3 Kunskapsuppbyggnad	13
4. Systemstudier	15
4.1 Signalbehandling för digital gruppantenn	15
4.2 Systemanvändning och ledningsteknik	16
4.3 Styrning och samverkan	18
4.5 Systemarkitektur i nätverk	19
5. Radarmätningar och reflexmätningar	23
5.1 Mätplatser inomhus och utomhus	23
5.2 Radarmätningar	24
5.3 Reflexmätningar	27
6. Digital gruppantenn teknik	31
6.1 Realtidsimplementering av digital gruppantenn	31
6.2 Framtida modulgeneration	38
6.3 Optiskt kalibreringsnät	45
6.4 Kiselbaserad kretsteknologi	48
7. Gruppantenn teknik millimetervåg	55
7.1 Kommersiella byggsätt	55
Bilaga A: Dokumentöversikt	65
Bilaga B: Översikt arbetsprogram	69

1. Inledning

Denna rapport sammanfattar fyra års studier av teknik för digitala gruppantennar (DGA) vid FOI. Rapporten riktar sig främst till försvarets beslutsfattare och tekniska handläggare med intresse för teknik för digitala gruppantennar för framtida radarsystem. Rapporten innehåller en beskrivning av resultat och värdering av studierna, uppdrag och etapper samt en översikt av genomförda studier.

1.1 Bakgrund

DGA studierna Digital gruppantenn och senare Gruppantenn teknik startade 1998 som en fortsättning av det tidigare programmet Antennintegrerad mikrovågsteknik (AIMT) som genomfördes i samarbete mellan dåvarande FOA och EMW. AIMT studierna gav som resultat bland annat en experimentell digital gruppantenn på S-bandet [1]. Den experimentella digitala gruppantennen avsågs studeras och utvecklas vidare samt användas vid mätningar och utvärderingar för radartillämpningar. Vidare studerades militära tillämpningar av sensorer inom millimetervågsområdet med gruppantennar inom ett annat program. Arbetsprogrammen inom DGA inriktades mot digitala gruppantennar samt gruppantennar inom millimetervågsområdet med tillämpning mot framtida radarsystem.

Referens

[1] Mångkanaliga antenner för radar och telekrig. AIMT slutrapport, FOA 98-712/L, 1998-02-20.

1.2 Målsättning

Målsättningen har varit att tillämpa forskningsresultat och utveckla teknik för digitala gruppantennar i radarsystem samt att överföra kunskaperna till försvarsindustrin. En överbryggning från FOI forskningsprogram och andra områden skulle ske med en koncentration mot FMV specifika behov av teknikutveckling och mot försvarsindustrins kunskapsbehov. Målsättningen innebar att uppnå en viss kompetensnivå för att beskriva och kravställa system med gruppantennar.

1.3 Inriktning

Studierna har skett i fortsatt samverkan med EMW samt LiTH, CTH, Acreo och Saab och har inriktats mot utveckling av teknikområdena: Systemstudier, Radarmätningar och reflexmätningar, Digital gruppantenn teknik och Gruppantenn teknik millimetervåg. Studierna har även innehållit stödande och kompletterande studier och åtaganden från underleverantörer. Studierna har utmynnat i tekniker och kunskaper om digitala gruppantenners användning i framtida radarsystem med inriktning mot uppbyggnad, arkitektur, systemutformning och prestandavärdering. Studier av signalbehandling för digitala gruppantennar överfördes efter ett år till ett annat program medan studier av gruppantennar inom millimetervågsområdet har tillkommit det senaste året.

2. Resultat och värdering

Studierna har genomförts i samarbete med EMW med gemensamma redovisningstillfällen kvartalsvis för FMV och med ömsesidiga underleverantörsåtaganden för att ytterligare stärka samarbetet. Detta har varit av stort värde för de båda projekten DISA och DGA vid EMW och FOI. Samarbetsformen övertogs från det tidigare AIMT programmet och är ett exempel på den typ av integrerade samarbeten som krävs inför framtiden. Samarbetsformen har också inneburit en nyttig utmaning för att skärpa de egna resultaten och presentationerna. Samarbetet har också medfört en dubbelriktad kunskapsöverföring mellan FOI och EMW men även med övriga samarbetsparter inom högskola och industri.

Resultaten från studierna har varit och kommer att vara till nytta för försvarets studier, utveckling och demonstratorer. Inom den nyss avslutade studien Förvarsmaktsgemensamt sensorsystem för luftmål har DGA projektet bidragit med kunskap och systemidéer. Bidrag har även getts till studierna LUST och FoRMA och demonstratorprojektet LedsystT. Inom studier inför framtida luftvärnssystem har bidrag getts till utformning av radar med digitala gruppantennor. Inom utvecklingen av flygburen spaningsradar FSR 890 har bidrag getts till utveckling av störskydd och nya funktioner. Vidare har den digitala gruppantennetekniken blivit ett viktigt inslag i olika systemförslag från industrin för framtida radarsystem.

DGA studierna har utvecklat den digitala gruppantennetekniken ytterligare genom nya idéer till användning i nätverk och ledningssystem. Olika metoder för styrning, fusion och optimering av radarsystem med digitala gruppantennor har tagits fram. Mätningar med den tidigare utvecklade experimentella digitala gruppantennen har gett nya kunskaper om möjligheter och användning av digital lobformning för olika funktioner. Utveckling av digital gruppantenneteknik och mikrovågsmoduler har gett nya kunskaper om design och konstruktion av digitala gruppantennor. Olika typer av byggsätt och kretsteknik har utvecklats för digitala gruppantennor.

Även internationellt har den digitala gruppantennetekniken från AIMT och DGA uppmärksamats i en översikt om gruppantennor för radarsystem [1]. Vidare har resultat från DGA projektet presenterats vid internationella konferenser [2], [3], [4].

Referenser

- [1] E. Brookner, "Phased Arrays for the New Millenium", *CIE International Conference on Radar*, 2001, pp. 34-41.
- [2] P. Grahm, S. Björklund, "Short Range Radar Measurements with an Experimental Digital Array Antenna", *IEEE International Radar Conference*, 2000, pp. 178-182.
- [3] S. Björklund, P. Grahm, A. Nelander, "Analysis of Array Antenna Measurements with a Rough Surface Reflector", *Thirty-fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2000, pp. 1135-1139.
- [4] A. Gustafsson, M. Danestig, A. Ouacha, R. Malmqvist, "Tuneable S-band Filter for On-Chip Receiver", *Proc. 1998 Asia-Pacific Microwave Conference*, 1998, vol. 2, pp. 781-784.

2.1 Systemstudier

Systemstudierna har inriktats mot metoder för signalbehandling, databehandling, ledningsteknik, styrning och samverkan, systemarkitektur i nätverk, fusion och systemanvändning. Studierna har främst inriktats mot radarsystem med digitala gruppantennar men även andra typer av sensorsystem och ledningssystem har behandlats. Olika metoder har föreslagits och analyserats för adaptiv styrning och resurshantering av sensorsystem i nätverk.

En modell för systemarkitektur har tagits fram och principer och teorier för konstruktion och implementering av en plattformsgenerell datafusionsnod har utvecklats. Två av dess viktigaste uppgifter är datafusion och sensorstyrning, i enskilda plattformar och i flera plattformar av samma eller olika typ. Sensorstyrningen utförs i flera nivåer, där den ena extreman är operatörens val av policy för sensorstyrning och den andra extreman representeras av styrningen av sensoraktioner på millisekundernivå. Även datafusionen består av funktioner på flera nivåer, exempelvis distribuerad målföljning och hotanalys.

Samverkan mellan sensorer i nätverk bygger på datafusion och sensorstyrning. För det styrande och reaktiva elementet i dessa funktioner krävs nya metoder för att klara moderna flerkompositionssensorer, ge dynamisk funktionshantering, vara resurseffektiv på ett övergripande plan, understödja delat beslutsfattande med många operatörer och kunna ge kvantitativ prestandaanalys. Utvecklingen av dessa kräver en god förståelse av ett stort antal funktioner och deras samband, t.ex. distribuerad målföljning, högnivåstyrning av multisensorsystem, operatörsanpassad situationsanalys och snabba kommunicerande programnoder. Dessa samband bör analyseras på generellt, enhetligt och samlat sätt. En sådan teori är ett viktigt inslag på vägen mot sensorsamverkan och nätverksbaserat försvar.

2.2 Radarmätningar och reflexmätningar

Radarmätningar och reflexmätningar har genomförts med mätningar med den befintliga S-bands digitala gruppantennen som mottagare och med olika radarsändare och störsändare. Radarmätningar har utförts mot mål och klotter medan reflexmätningar har utförts mot störsändare och markreflexer. Målet har varit att genomföra mätningar för att karakterisera mål, klotter och störning för radar med digital gruppantenn. Olika mätningar har genomförts både inomhus i en ekofri mätthall och utomhus i naturlig miljö. Mätningarna har haft främsta syftet att ge underlag för studier och analyser av olika metoder för signalbehandling för digitala gruppantennar med verkliga data från fältförsök.

Olika lobformningsmetoder har studerats och utvärderats. Framförallt har olika typer av modellbaserad lobformning studerats för att uppnå högupplösande rikttningsbestämning med digitala gruppantennar. Dessa mätningar och analyser har visat att modellbaserad lobformning fungerar i praktiska fall för både aktiva radarmätningar och passiva reflexmätningar. Även

bistatiska radarmätningar har provats med lyckat resultat mot flygburen sändare. Modellbaserade metoder ger också undertryckning av störsignaler från riktningar utanför den önskade spaningsriktningen. Detta visar att modellbaserade högupplösande lobformningsmetoder kan användas tillsammans med övrig konventionell signalbehandling i ett verkligt radarsystem baserat på digitala gruppantennor.

För radarsystem som har mycket hög känslighet i huvudloben och mycket stort sidolobsförhållande finns det en risk att störsignaler skall reflekteras in i huvudloben via reflektorer på marken. Detta kan inträffa trots att huvudloben inte pekar mot störsignalen och att störsignalen inte kommer igenom sidoloberna. Reflexmätningarna har syftat till att studera detta med både inomhusmätningar mot kontrollerade reflexer i mätthall och utomhusmätningar mot naturlig reflexmiljö. Mätningarna har gett underlag för att karakterisera och undertrycka reflexstörning.

2.3 Digital gruppantenneteknik

Digital gruppantenneteknik har inriktats mot utveckling av digital lobformning, utveckling av förenklad framtida modulgeneration, mätningar med optiska kalibreringsnät och utveckling av kiselbaserad kretsteknologi för mottagare. Teknik för realtidsimplementering av digital lobformning har tagits fram och en FPGA krets för digital lobformning har utvecklats och provats. Ett viktigt steg i utvecklingen av framtidens gruppantennor är att förenkla mottagararkitekturen i dagens mottagarkanalor. Styrbara filter och spegelfrekvensundertryckande blandare har utvecklats för att förenkla dagens konventionella mottagarkanalor utan att försämra kanalernas prestanda. En simuleringsmiljö för en hel radarmottagare har tagits fram och där en mottagare för DISA har implementerats. Optiska kalibreringsnät har utvecklats och provats i den digitala gruppantennen. Några enkla mottagarkomponenter har konstruerats i kiselbaserad kretsteknologi.

Digital lobformning har utvecklats med bitseriell aritmetik för att få snabb realtids lobformning för digitala gruppantennor. Ett sätt att visa detta är att bestycka den befintliga digitala gruppantennen med hårdvara för digital lobformning i nära realtid men detta visade sig vara svårt att genomföra. Ett mer kostnadseffektivt sätt valdes genom att generera signalerna till lobformaren separat med en digital simulator av antennsignalerna. Lobformaren bygger på FPGA teknik som är flexibel och billig vid implementering. Detta har gett ökade kunskaper om den digitala arkitekturen och algoritmerna för digitala gruppantennor.

Ett viktigt steg i utvecklingen av framtidens gruppantennor är att förenkla mottagararkitekturen. Med hjälp av ett styrbart filter i kombination med en spegelfrekvensundertryckande blandare går det att förenkla dagens konventionella mottagarkanalor utan att försämra kanalernas prestanda. En stor frekvenshoppbandbredd såväl som en låg mellanfrekvens och en hög spegelfrekvensundertryckning kan uppnås då ett styrbart filter kombineras med en

spegelfrekvensundertryckande blandare. Det styrbara filtret gör det möjligt att välja en låg mellanfrekvens och samtidigt undertrycka spegelfrekvensen vilket kan innebära att ett eller flera nedblandningssteg kan reduceras i mottagaren och därmed uppnås en förenklad mottagararkitektur. Två typer av styrbara filter tagits fram och en spegelfrekvensundertryckande blandare har konstruerats. I projektet har även simuleringar av en hel mottagarkanal utförts för att analysera mottagarprestanda och krav för DISA antennen.

Den digitala gruppantennen har två olika interna kalibreringsnät, ett elektriskt och ett optiskt. Det elektriska kalibreringsnätet är av dubbelriktningstyp där signalen kan distribueras antingen från vänster till höger över antennen eller tvärt om för att fas och amplitudvariationer i slingan skall kunna kompenseras. Det optiska kalibreringsnätet bygger på optiska fibrer och kalibreringssignalen distribueras parallellt till de olika mottagarkedjorna vilket kräver att respektive gren är mycket stabil. Mätningarna visar att det är möjligt att använda fiberoptisk teknik för att distribuera referenssignaler i ett mikrovågssystem. Den princip och de komponenter som vi har använt ger prestanda som är likvärdiga med det elektriska nätet.

Den under senare år starkt ökade efterfrågan på kompakta och kostnadseffektiva systemlösningar för främst olika mobila radiotillämpningar har resulterat i ett ökat intresse för att realisera kompletta integrerade RF mottagarsystem i kiselbaserade lågkostnadsprocesser. Liknande krav finns för framtida mottagarsystem baserade på digital gruppantenneteknik som kan innehålla ett mycket stort antal mottagarmoduler. Lågbrusförstärkaren är en nyckelkomponent som ofta är placerad tidigt i den analoga RF mottagarkedjan och som därmed starkt påverkar brus- och storsignalprestanda för hela mottagaren. Integration av lågbrusförstärkare på kisel har studerats för framtida digitala radarmottagare vid S-bandet och några testkretsar för lågbrusförstärkare har konstruerats.

2.4 Gruppantenneteknik millimetervåg

Gruppantenneteknik millimetervåg har inriktats mot utveckling av byggsätt och kretsteknik för millimetervågstillämpningar. Av avgörande betydelse för möjligheten att kunna ta fram kostnadseffektiva gruppantennsystem vid millimetervågsfrekvenser är tillgången på ett flexibelt byggsätt. Då ett flertal kommersiella LTCC foundries för närvarande finns tillgängliga har detta byggsätt studerats för millimetervågsfrekvenser. Ett antal testkretsar har konstruerats i LTCC multilagerteknik för grundläggande komponenter och byggsätt. Olika substratmaterial som finns tillgängliga har undersökts och några begränsningar dessa tillsammans med gällande designregler medför. Testkretsarna består av olika passiva komponenter som behövs för integrerade gruppantennor vid millimetervågsfrekvenser.

3. Uppdrag och etapper

DGA studierna har pågått under fyra år från 1998 till 2001 i direkt anslutning till de tidigare AIMT studierna. Studierna har redovisats vid fyra tillfällen per år och dokumenterats med dels OH-bilder från presentationer och dels skriftliga rapporter. Rapporteringen finns samlad i ett antal pärmar vid FMV samt FOI och EMW. Årliga dokumentöversikter sammanställer rapporteringen under respektive etapp som motsvarar tiden från februari till och med januari året efter. Rapporteringen för hela studien listas i en dokumentöversikt i bilaga A.

3.1 Arbetsprogram och uppgifter

Arbetsprogrammen utformades med ett antal huvuduppgifter och ett antal delområden under varje huvuduppgift. Huvuduppgifterna och delområdena under de olika etapperna listas i bilaga B. Ett antal milstolpar beskrevs i arbetsprogrammen och dessa kompletterades med mer detaljerade och reviderade milstolpar under projektrapporteringen. Ett antal stödjande och kompletterande studier genomfördes som optioner till arbetsprogrammen.

Referenser

- [1] Studie digital gruppantenn. Arbetsprogram, FOA 98-24/L, 1998-01-23.
- [2] Studie digital gruppantenn. Arbetsprogram, FOA 99-95/L, 1999-01-14.
- [3] Studie digital gruppantenn. Arbetsprogram, FOA 00-65/L, 2000-01-17.
- [3] Studie gruppantenneteknik. Arbetsprogram, FOI 01-69/L, 2001-01-24.

3.2 Samarbete

Studierna har genomförts i samarbete med främst EMW men även LiTH, CTH, Acreo och Saab. Samarbetena har skett med med ömsesidiga underleverantörsåtaganden och med gemensamma redovisningar mot FMV. Olika deluppdrag har lagts till underleverantörerna enligt ovan. Resultaten från samarbetena har rapporterats i FOI egen rapportering men även i EMW rapportering mot FMV. Denna sammnfattande slutrapport innehåller inte EMW rapportering som underleverantör utan denna rapporteras i en separat slutrapport för DISA programmet.

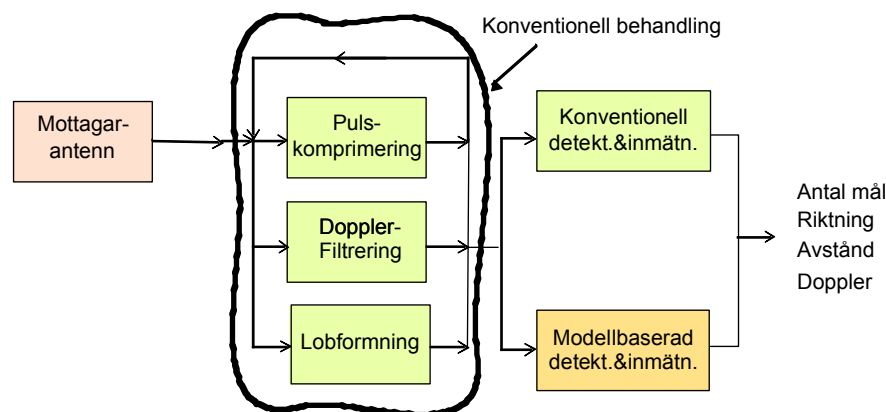
3.3 Kunskapsuppbyggnad

Studierna har medfört en ökad kunskapsuppbyggnad hos både FMV och FOI samt EMW och övriga samarbetsparter. Studierna är mycket väldokumenterade med både OH-bilder och skriftliga rapporter. Arbetssättet har medfört en ökad beredskap och kompetens för liknande studier och teknikutvecklingsprogram.

4. Systemstudier

4.1 Signalbehandling för digital gruppantenn

Olika signalbehandlingsmetoder studerades och värderades för digitala gruppantennener och typs-system i olika radartillämpningar. Speciellt studerades modellfel som beror på yttre orsaker som klotter, flervägsutbredning, rörliga mål etc. Modellerna jämfördes med mätdata från experimentantennen. Integration av modellbaserade metoder studerades för olika radartillämpningar och en studie av skattning av antal mål i ett tillämpningsexempel genomfördes. Ett flertal aspekter av signalbehandling när man använder digital gruppantenn har behandlats. En analys av alternativa processorarkitekturer med studier av algoritmval och kapacitetsbehov har genomförts.



Figur 1. Signalbehandling i radar kan delas in i konventionell signalbehandling (puls-komprimering, lobformning och dopplerfiltrering) samt detektering och inmätning. De senare kan vara av typen konventionell eller modellbaserad och använda avstånds-, doppler- eller riktningsdimensionen.

Radarfunktionerna måste fungera under flera bivillkor som kan delas in i omgivningskrav, täckningskrav, plattformskrav och implementeringskrav. Några exempel på dessa ges nedan.

Omgivningskrav

Radarsystemets omgivning kan ställa ett antal krav på radarfunktionerna. Radarsystemet måste fungera under följande scenarier:

- Klotter från mark, sjö eller regn. Detta kallas ibland för “kallt klotter” för att skilja det från “hett klotter”.
- Flervägsutbredning av målsignalen.
- Direkt störning. Med direkt störning avses då störsignalen utbreddes raka vägen från störaren till radarn utan att reflekteras på vägen.

- Hett klotter. Detta innebär att störsignalen reflekteras mot marken eller annat föremål innan den når radarn. Hett klotter kallas även flervägsutbredd störning eller reflexstörning. Ett speciellt problem är det heta klottret som kommer in i radarns huvudlob.
- Modellfel. Fel i de modeller som signalbehandlingen förutsätter, t.ex. amplitud- och fasfel i antennkanalerna, positionsfel hos antennelementen eller koppling mellan antennelementen.

De studerade signalbehandlingsmetoderna för digitala gruppantennar behandlade några av dessa bivillkor och krav. Speciellt studerades modellbaserade metoder för digitala gruppantennar.

Slutsatser

Några slutsatser av studierna av signalbehandling för digital gruppantenn ges nedan:

- Gruppantennar och signalbehandling i riktning ger nya möjligheter för detektion, inmätning och måligenkänning.
- Signalbehandling i riktning kan ge bättre skydd mot direktstörning och mot kallt och hett klotter.
- Signalbehandling i riktning kan ge bättre upplösning och noggrannhet, vilket förbättrar detektion och inmätning av enskilda mål och underlättar måligenkänning.

4.2 Systemanvändning och ledningsteknik

För att beskriva och modellera systemanvändningen tillämpas här en otraditionell beskrivningsmodell. Denna kan i första påseende vara svår att förstå men leder i slutändan till ett generellt och praktiskt synsätt. Den har tillkommit för att fånga all de användningsmöjligheter som en DGA medger på systemnivå. Beskrivningsmodellen bygger på ett funktionsperspektiv.

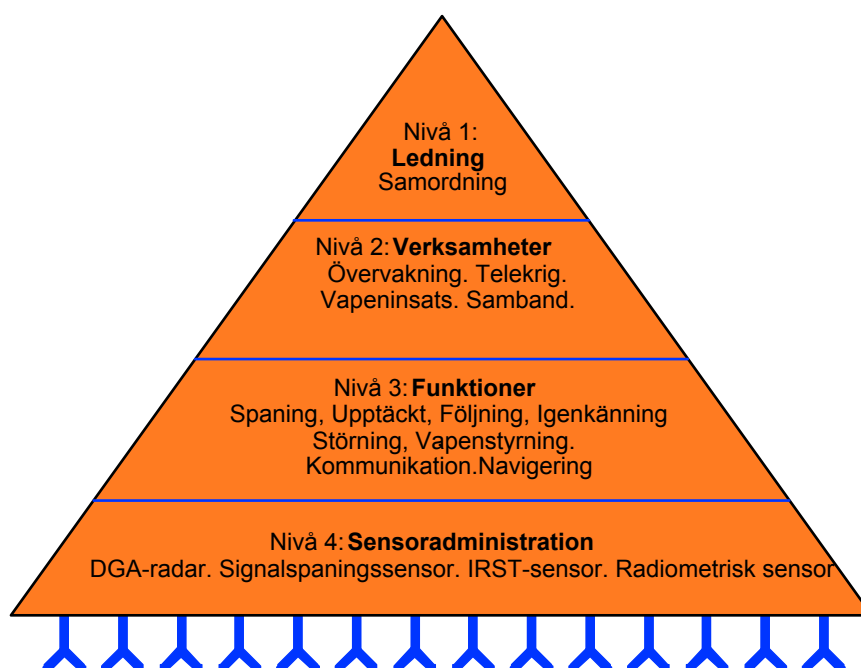
Med system avses här en rörlig plattform, till exempel fartyg, flygplan eller markfordon. Varje plattform antas var försedd med ett antal sensorer, bland annat en DGA. Förutom sensorerna finns ett antal delsystem, som vart och ett kan driva ett antal funktioner av olika typ. På plattformen antas dessutom finnas minst en operatör, och denne antas ha full förfoganderätt över alla plattformens delsystem.

Exempel på delsystem som använder en eller flera sensorer är vapensystem (egentligen flera), navigationssystem, telekrigssystem, kommunikationssystem och spaningssystem. Varje delsystem antas kunna parallellt processa en eller flera funktioner, och dessa kan vara av olika typ. Ett spaningssystem kan t.ex. samtidigt göra TWS (Track While Scan) över två separata områden samt enkelmålföljning av ett antal mål utanför dessa områden. Ett vapensystem kan göra målinmätning, avfyrning, styrning av missil, urladdning samt verkananalys. Av sensorerna är DGA sensorn speciell, eftersom den i större utsträckning än andra sensorer kan användas av de flesta av dessa

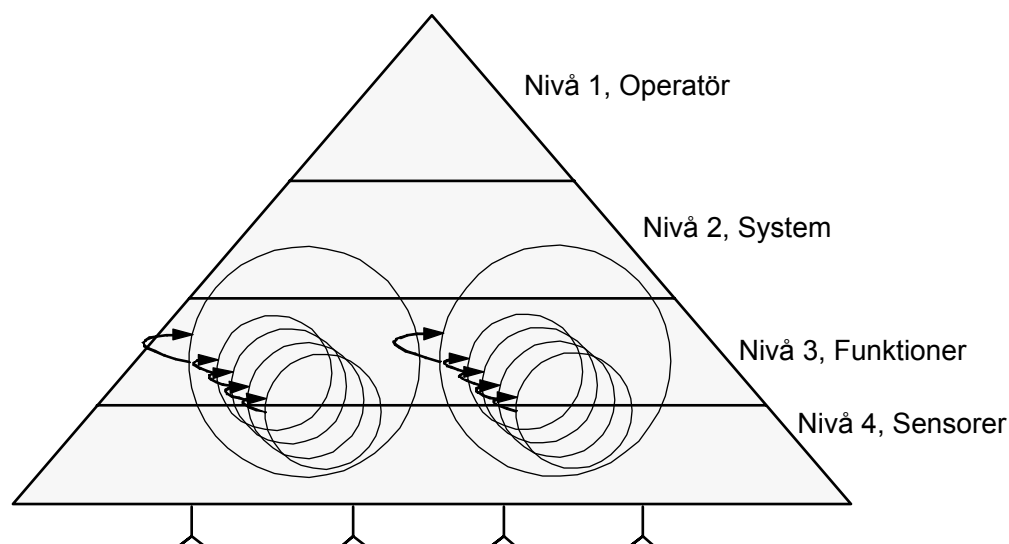
funktioner. Det är därför lätt att inse att belastningen på DGA:n kan bli hög, och att flera funktioner kan komma att konkurrera om dess resurser. Därför kan konflikter lätt uppstå mellan funktioner som samtidigt begär tillgång till sensorn.

Metoder av typen resursallokeringsmetoder krävs för att lösa sådana konflikter. En förstahandsmetod är att låta så många som möjligt av funktionerna använda andra sensorer där så är möjligt. Detta gäller till exempel funktioner av typ enkelmålföljning och TWS sökning, vilket är möjligt om en IRST sensor finns att tillgå och vissa förutsättningar är uppfyllda. En annan metod bygger på att byta tid mot effekt. Genom att transmittera större effekt under kortare tid kan samma energitäthet och observationsmöjlighet uppnås. En tredje metod bygger på att avbryta mindre viktiga funktioner till förmån för mera viktiga sådana. Denna metod bygger på att varje funktion kan tilldelas ett prioritetsvärde. Ytterligare en annan metod, som liknar den förstnämnda, är att överföra vissa funktioner från en DGA sensor till en annan. Detta kan göras om det finns flera plattformar med DGA och om tekniska och taktiska förutsättningar så medger.

Varje funktion kan ses såsom en egen beslutsloop som i likhet med OODA loopen har faser för observation, analys (motsvarande), beslut och aktion. Enligt tidigare resonemang hör varje funktion hemma i ett delsystem, där den skapas, lever och terminerar (dör). Operatören, som också arbetar med beslutsloopar, antas ha möjlighet att genom kommandon påverka hanteringen av sådana funktioner. Detta kan beskrivas grafiskt dels som ett antal delsystem, funktioner och sensorer, se figur 2, eller som ett antal nästlade OODA loopar, se figur 3.



Figur 2. Hierarkisk struktur för uppstartning av processer på olika nivåer.



Figur 3. Bilden åskådliggör förekomsten av ett flertal nivåöverskridande besluts- och regelslingor. Konflikter löses genom "förhandling" mellan berörda

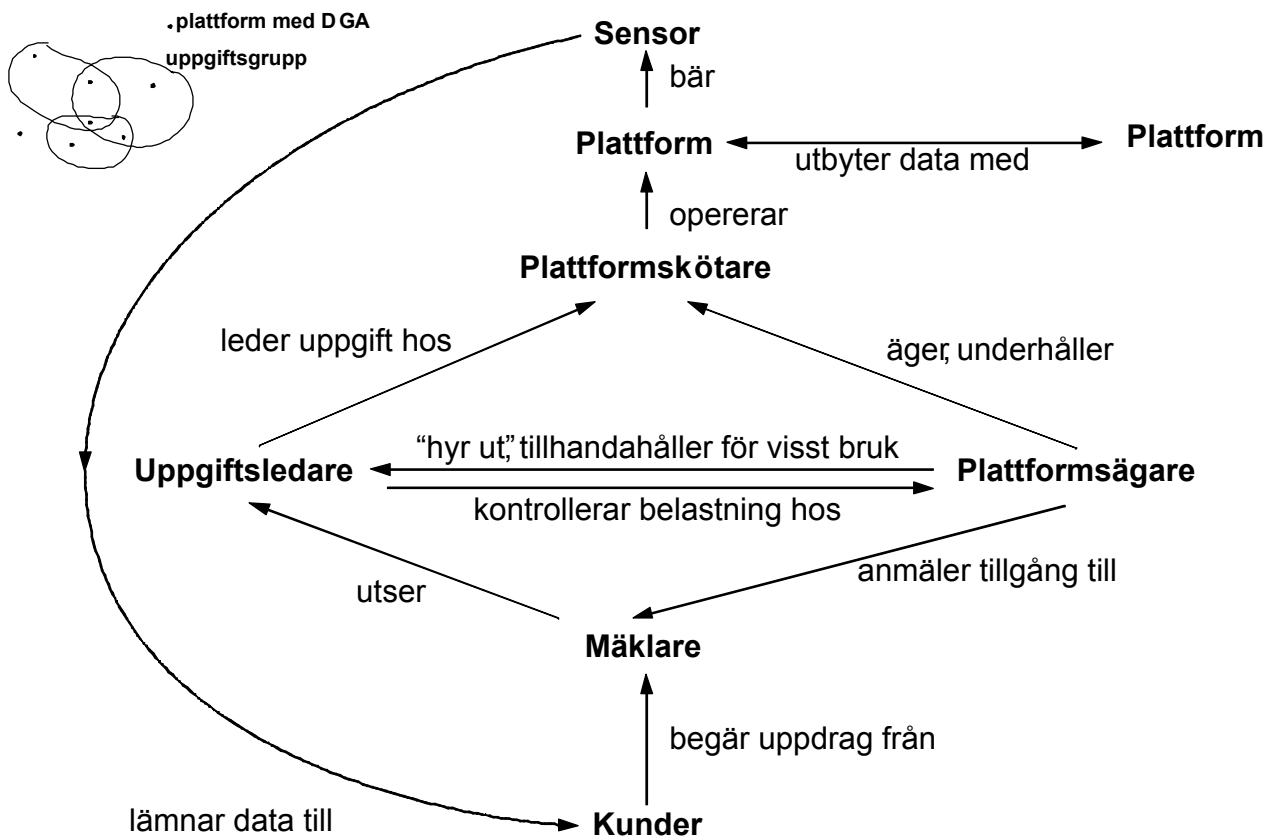
Resursallokering är alltså en vital förmåga hos plattformen. Den förverkligas lämpligen i plattformsbaserade respektive sensorbaserade mekanismer. För att analysera dessa mekanismer har en simulator konstruerats.

4.3 Styrning och samverkan

Traditionellt har sensorer tillhört olika militära förband som var och en haft total kontroll över sina sensorer, eventuella samutnyttjanden har alltid skett på det "ägande" förbandets villkor. Detta kommer inte att fungera i en framtid där i princip alla sensorer skall kunna samutnyttjas. Detta därför att nyttjandetillstånd hanteras för långsamt, ofta i för stora tidsluckor och för slumpmässigt för att en befattningshavare skall se resursen som en viktig tillgång. Hanteringen av sensorutnyttjande och resursallokering måste därför systematiseras och formaliseras, samt få ett tekniskt stödsystem.

Följande bild illustrerar en idé för hur dynamisk resursallokering av sensorer i sensornätverk skall kunna ske. Denna idé har sprungit fram ur samarbete mellan FMV, FOI, EMW och Saab.

Utgångspunkten är att ett flertal operatörer, oberoende och ovetande av varandra, kan vilja använda tillgängliga sensorer för spaning eller andra typer av uppdrag. Eftersom en enskild användare inte kan veta vilka sensorer som finns eller kan göras tillgängliga för hans uppdrag, krävs en metod som hjälper honom att anlita användbara sensorer och plattformar. Vår metod bygger på mäklarbegreppet. Den sammanfattas i figur 4 och nedanstående punkter. En grundidé är att varje resurs "ägs" av en ägare som kan hyra ut delar av den till olika användare.



Figur 4. Princip för resursallokering som ger alla operatörer tillgång till alla sensorer på ett effektivt och dynamiskt sätt.

Fördelarna med förslaget är dess generalitet, flexibilitet och skalbarhet. Generaliteten baseras på att samma allokeringsmodell kan användas av alla typer av användare, att samma typer av tjänster tillhandahålls för alla användare och att alla sensorer är tillgängliga för alla användare. Vår beskrivning är inte slutgiltig utan den måste vidareutvecklas och fördjupas t.ex. vad avser specifika rollbeskrivningar. Dessutom måste beslutsstöd utvecklas för att hjälpa de olika rollinnehavarna.

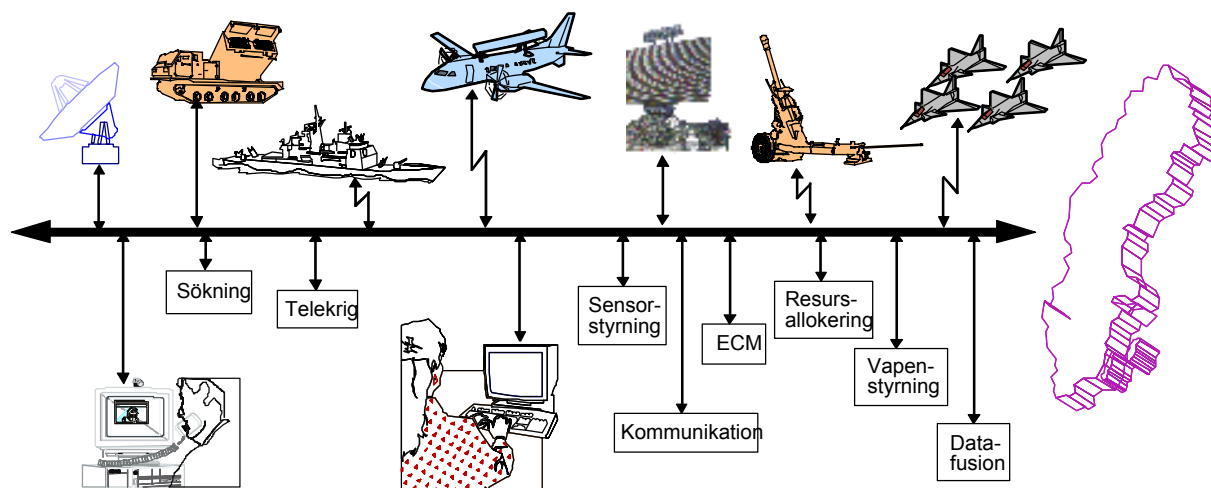
4.4 Systemarkitektur i nätverk

Det svenska försvaret genomgår en informationsteknologisk revolution. Ett krav är att alla funktioner för ledning, informationsinsamling och verkan skall ingå i ett gemensamt nätbaserat ledningssystem. Ett praktiskt operatörsperspektiv är att i detta ledningssystem ha tillgång till olika tjänster, och att varje typ av operatör har till sitt förfogande ett antal rollbaserade tjänster; detta gäller oavsett var eller i vilken plattform operatören befinner sig. Exempel på en tjänst av informationsinsamlingstyp är spaning i visst mark-, luft- eller havsområde.

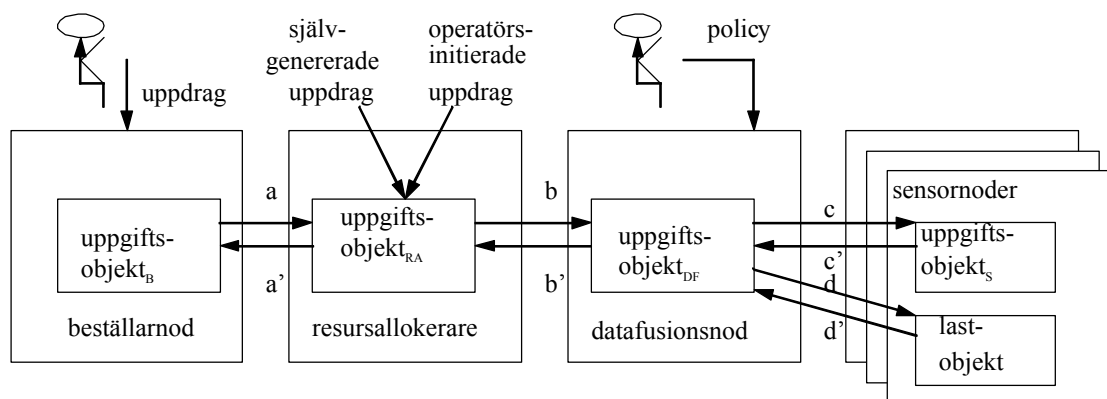
Många tjänster av denna typ kräver att alla för ändamålet användbara sensorer utnyttjas, oavsett om de finns på fartyg, mark eller flygplan. Varje sådan tjänst kräver då att ett antal funktioner tillhandahålls, till exempel resursallokering, datafusion, sensorstyrning och sensormätning. Varje

sådan funktion realiseras i en komponent som tjänsten kan anlita. Komponenterna finns i olika plattformar på geografiskt olika platser.

Datafusion finns i varje plattform i en datafusionskomponent. Då en tjänst beställs av en operatör skapas en instans av den. Datafusion utförs alltså vid varje tidpunkt i ett antal samtidigt existerande tjänsteinstanser. Varje tjänsteinstans existerar exakt så länge som operatören vill att den ska vara i operation. Figur 5 visar en schematisk bild över ett nät där olika tjänster kan utföras. Figur 6 visar hur ett sökuppdrag kan distribueras i ett sådant nät i en objektorienterad programmeringsomgivning. Den ovan angivna konstruktionsprincipen är ett skelett för framtida nätbaserade tjänster av typen sökning, telekrig, kommunikation och vapenstyrning. Tjänster som i sin tur kräver tjänster av typen datafusion, resursallokering, sensordatainhämtning, sensorstyrning etc.



Figur 5. Schematisk organisation av tjänster som är tillgängliga för användare i nätet. Sensorer är sammankopplade i datafusionsnoder på plattformsnivå. Operatörer kan beställa tjänster som utnyttjar i nätet distribuerade komponenter.



Figur 6. Uppdrag från olika källor kan inkomma till varje slags nod. Policyn bestäms av operatören. Uppgiften kan vara t.ex. sökning. Sökprogrammet är distribuerat i flera noder. Pilarna betecknar funktionsanrop och funktionsreturer i detta program.

Simulering av system i nätverk

Med nätverk avses nätverk av noder som behövs för att koppla ihop ett antal radarsensorer och andra sensorer. Alla sensorer antas vara monterade på en fast eller rörlig plattform. I varje plattform finns också ett antal uppdragsobjekt, som bland annat innehåller funktioner för fusion av till exempel observationer eller målspar samt sensorstyrning på plattformsnivå. De innehåller också funktioner för anrop och mottagande av uppdragsbeställning i annan plattform. Med sensorstyrning på plattformsnivå avses val av sensor för sådana uppdragstyper där detta är tillämpligt. Sensorvalet beror bland annat på sensorbelastning, förväntad informationskvalitet, operatörstillstånd med mera. Varje plattformsoperatör antas kunna sätta en egen sensorstypolicy som reglerar hur sensorerna skall användas. Sensorna väljs för varje sensoraktion som oftast är en mätning. Den sensorstyrning som görs på sensornivå omfattar främst schemaläggning och parametersättning. Uppdragen kan vara av flera olika typer eller moder. Operatören påverkar sensorstyrningen genom val sensorstypolicy, som bestämmer hur olika uppdrag skall utföras, hur sensorresurserna skall disponeras grovt samt åtgärder vid överlast.

Styrning kan alltså förekomma på sensornivå, plattformsnivå och nätnivå. På nätnivå görs styrningen gemensamt av flera beslutsfattare eller operatörer, där i princip varje operatör kan beställa uppdrag i många olika plattformar enligt figur 4 men där varje plattformsoperatör också har full förfoganderätt över sina egna sensorer. Det senare kan leda till att inkomna beställningar ej utförs. Stommen för ett simulerat system enligt ovan har implementerats, och demonstrationer har gjorts av olika uppdragstyper med funktioner för målsparfusion, sensorval och schemaläggning. Hjälpmedel finns för hantering av luftmålsscenarier [1].

Referens

- [1] D. Strömberg, "Integration och styrning av sensorer i nätverk", FOI-R--0237-SE, november 2001.

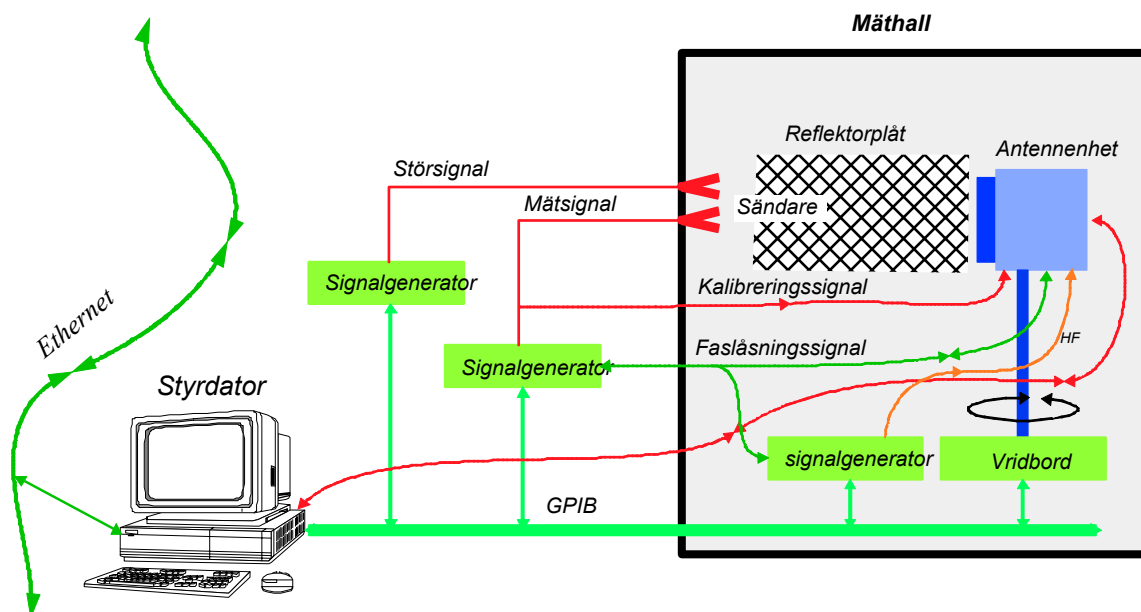
5. Radarmätningar och reflexmätningar

Radarmätningar och reflexmätningar innebär mätningar med den befintliga S-bands digitala gruppantennen som mottagare och med olika radarsändare och störsändare. Radarmätningar har utförts mot mål och klotter medan reflexmätningar har utförts mot störsändare och markreflexer. Målet har varit att genomföra mätningar för att karakterisera mål, klotter och störning för radar med digital gruppantenn. Vi har provat olika mätuppkopplingar inomhus och utomhus och förbättrat mätsystemet i olika avseenden.

5.1 Mätplatser inomhus och utomhus

Inomhus

I FOI:s lilla mätbalk har reflexmätningar mot reflektorplåt genomförts för att mäta mot kontrollerade reflexer och skapa analysverktyg för utvärdering. Radarliknande mätningar har genomförts för att testa funktion och prestanda hos mätsystemet.



Figur 1. Mätuppställning i FOI lilla mätbalk.

Utomhus

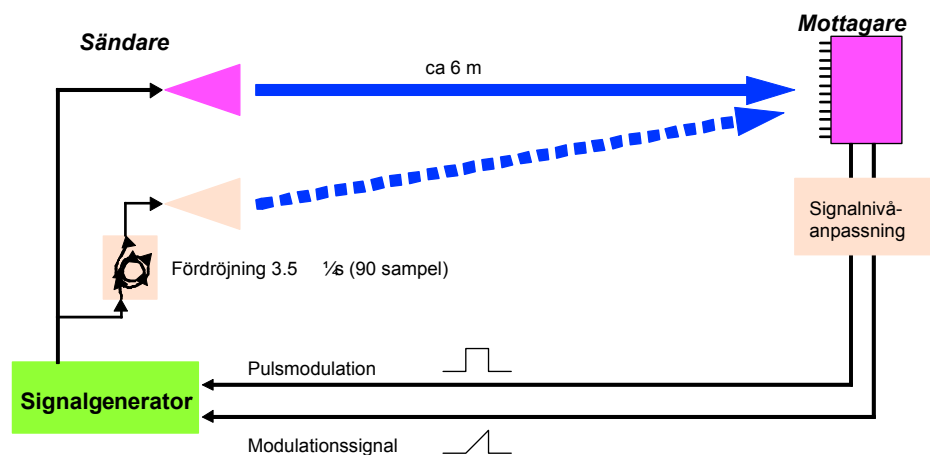
Alla utomhusmätningar har skett på taket av FOI:s stora mätbalk ut mot området strax öster om detta. Både mottagare och sändare har placerats vid FOA:s antennmätsträcka på stora mätbalkens tak. Mottagarenheten monterades på en mast som i sin tur är monterad på en vagn som kan köras in i ett schakt vid mätningarnas avslutning för dagen. Sändarantennen monterades på ett litet stativ som sedan placerades i ett fönster bredvid mottagarantennen på mätbalkens tak. Övrig utrustning som är nödvändig placerades i nivå med mottagarantennen. Därifrån till mottagarantennen går ett

kabelpaket med en längd på cirka 15 m varför man inte kan köra ut mottagarantennen mitt på taket. På väggen intill schaktet finns det stegar och monteringsutrustning monterade som kan ha påverkat mätningarna något.

5.2 Radarmätningar

Radarliknande mätningar i mätthall

Syftet var att testa funktionen hos hela mätsystemet inför utomhusmätningarna eftersom dessa är mycket mer tidskrävande och svårkontrollerade. Mätningar genomfördes för att testa koherens mellan utsänd och mottagen signal samt att testa modulationsformer.



Figur 2. Mätprincip för radarlika mätningar i FOI:s lilla mätthall.

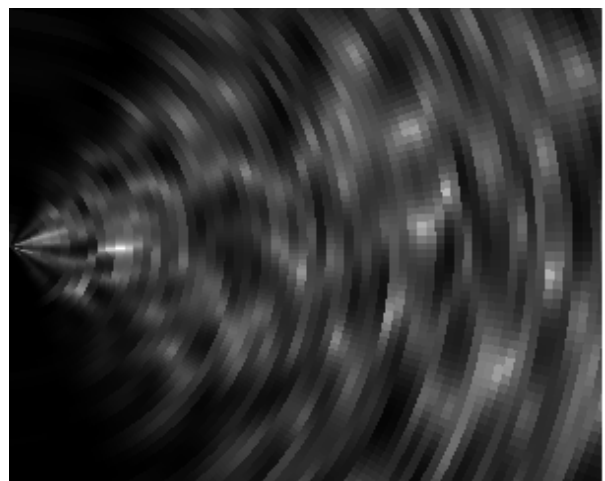
Inledande mätningar utomhus

Vid dessa mätningar provades systemet och visade att pulssade mätningar fungerade. Dessutom provades ett antal olika sändarantennplaceringar och modulationsformer (frekvenssvep, bärvågspuls). Med signalbehandling visades att modellbaserad lobformning fungerar i ett praktiskt fall. De första försöken att göra dopplermätningar gav dåligt resultat eftersom vi inte lyckades erhålla tillräcklig koherens.

Dessa mätningar visar att modellbaserade högupplösande lobformningsmetoder tillsammans med pulskompression fungerar i ett verkligt radarsystem baserat på digitala gruppantennor. Som tidigare visats så ger konventionell lobformning en ganska grov vinkelupplösning men är robust och enkel att implementera. Lobformningsmetoderna Capon och MUSIC har en högre vinkelupplösning men verkar vara mera känsliga. MUSIC algoritmen kräver att man anger hur många mål som finns närvarande, i ett verkligt fall så är detta okänt och måste därför uppskattas med hjälp av någon metod. Vår erfarenhet visar att man inte bör överskatta antalet mål eftersom resultatet blir mera svårtolkat på grund av att effektrelationer inte bevaras.



Konventionell



MUSIC



Capon



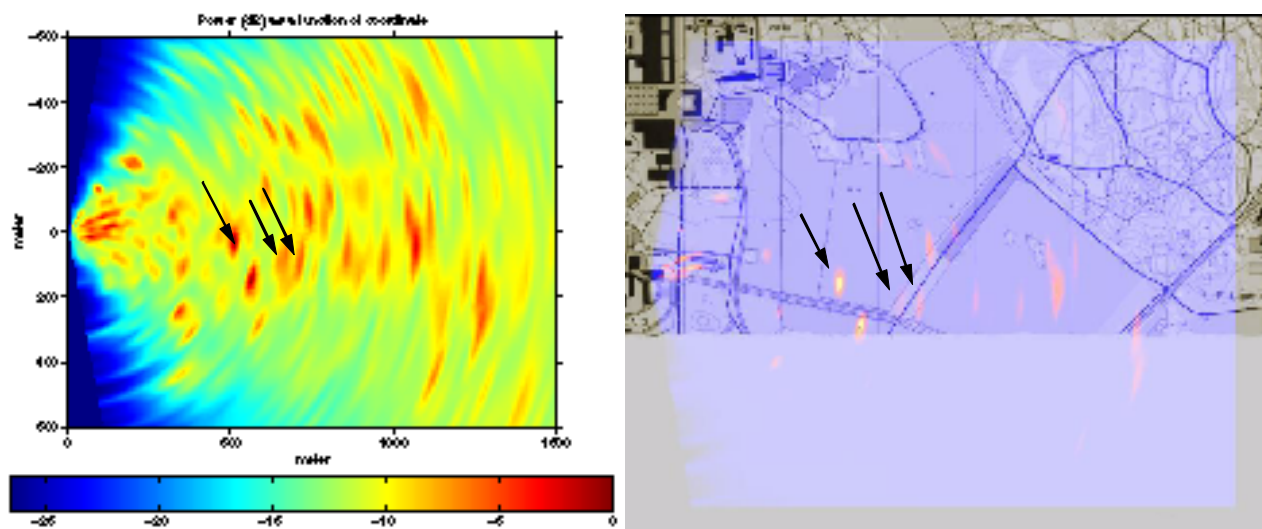
Capon med "Spatial Smoothing"

Figur 3. Bilden visar skillnaden mellan olika lobformningsmetoder. Observera att den starka direktsignalen som syns vid konventionell lobformning undertrycks mycket bra av de andra metoderna.

I ett verkligt radarsystem skall flera metoder användas på samma data. Den konventionella lobformaren används till att leta efter nya mål och som en robust mätmetod att falla tillbaks på. Högupplösningsmetoderna används när man noggrant skall göra inmätningar och för att upplösa målformationer.

Radarmätningar mot hörnreflektorer

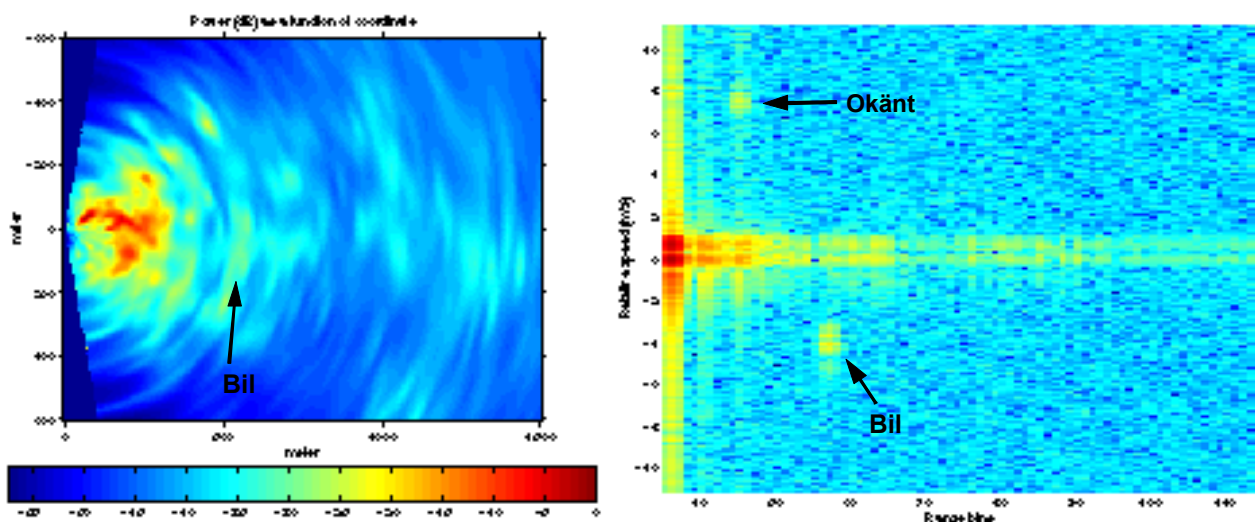
Mätningar mot hörnreflektorer har skett vid flera tillfällen. Dessa utförs för att kalibrera antennmätningarna vad det gäller upplösningsförmåga mot verkliga mål på olika avstånd och vid olika vinklar. Dock visade mätningarna att vårt svagt bistatiska mätsystem har svårigheter att upptäcka reflektorerna på grund av att dessa är mycket smala vinkelmässigt då vår mottagarantenn och sändarantenn är separerade med ungefär 10 m.



Figur 4. Mätning med reflektorer på rad. Till vänster har mätdata lobformats med Capon's metod. Till höger har mätdata överlagrats på en karta efter lobformning med MUSIC.

Radarmätningar mot rörliga mål

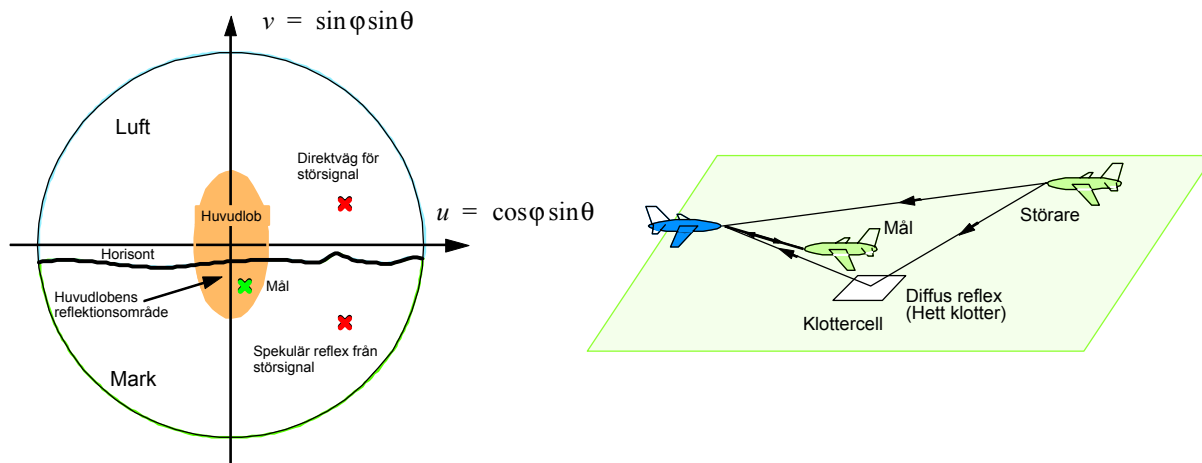
Vi har utfört mätningar vid två tillfällen mot ett fordon som kör på vårt mätområde. Dessa mätningar visar att det går att utföra dopplermätningar med vår antenn med hjälp av att registrera en referenssignal samtidigt med mätdata. Då kan man korrigera mätdata i efterhand så att tillräcklig koherens skapas.



Figur 5. Till vänster mätning processad med Capon's lobformare. Till höger samma mätning som visar bilen i ett avstånd-hastighet diagram. Bilen avlägsnar sig med hastigheten 4 m/s (15 km/h)

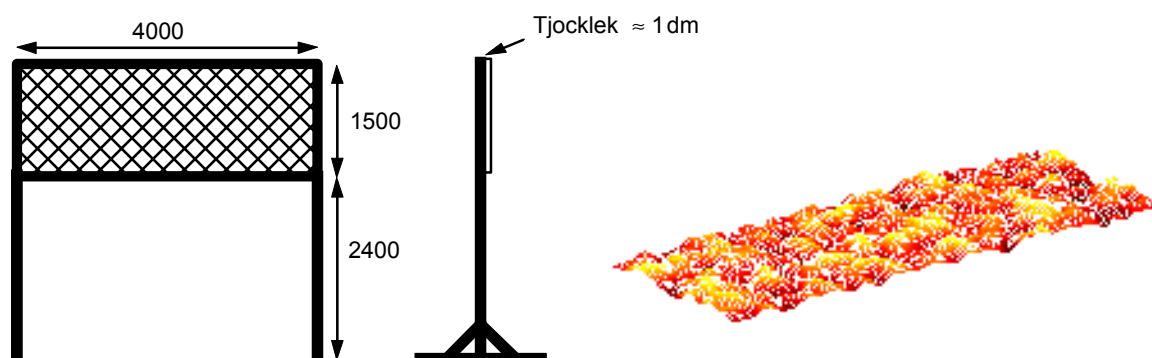
5.3 Reflexmätningar

För alla radarsystem som har mycket hög känslighet i huvudloben och mycket stort sidolobsförhållande så finns det en risk att störsignaler skall reflekteras in i huvudloben via reflektorer på marken. Detta trots att huvudloben inte pekar mot störsignalen och att störsignalen inte kommer igenom sidoloberna. Detta fenomen kallas hett klotter och kan vara ett bekymmer för flygburna radarsystem.

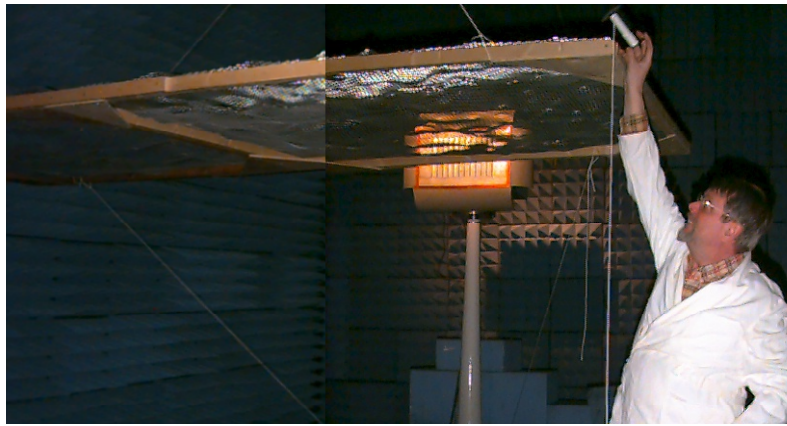


Figur 6. Till höger har vi en typisk situation när hett klotter uppträder. Till vänster visas en mer principiell bild av hur störsignalen uppträder i normaliserad lobriktning.

Vi har gjort mätningar mot reflektorplåtar med den digitala gruppantennen för att lära oss mer om detta fenomen samt att försöka skapa några modeller som beskriver situationen. Det långsiktiga målet är naturligtvis att försöka undertrycka störsignalen. Första mättillfället var reflektorn monterad vertikalt, se figur 7, och vid ett andra tillfälle ungefär ett år senare monterades reflektorn horisontellt, se figur 8.



Figur 7. Utformning av reflektor. Ojämnheterna i bilden till höger är överdrivna för att göra dem tydligare.

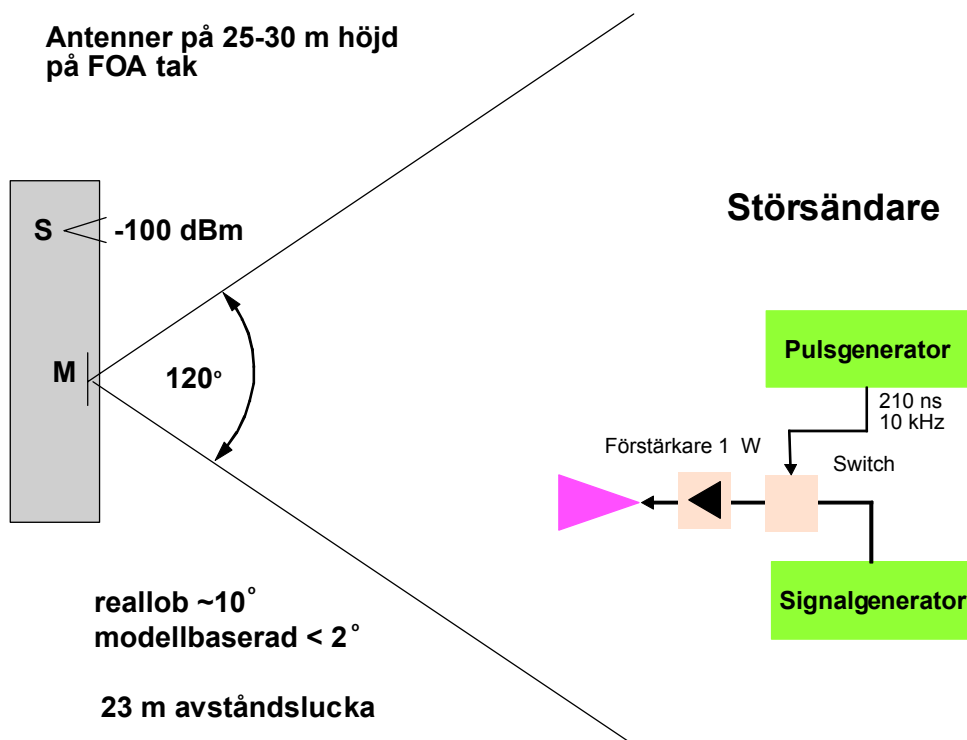


Figur 8. Vår reflektor monteras hängande i vårt ekofria mättrum varefter läget mätes upp. Bilden är ett montage av flera bilder.

Därefter testades ett antal metoder att separera direktsignalen från reflekterade signaler med hjälp av modellbaserad signalbehandling. Olika tekniker för att dekorrelera signalen provades. Ett försök gjordes också att göra en bredbandig mätning med stegad frekvensteknik. Detta gjordes trots att vi visste att koherens troligen inte kunde uppnås vilket också visades.

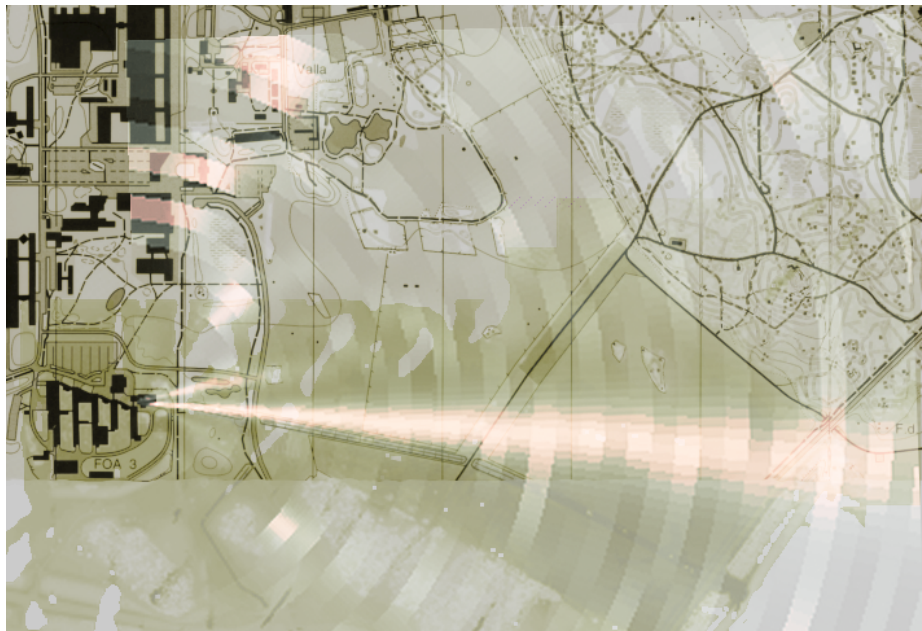
Utomhus reflexmätningar

Ett av syftena är att efterlikna situationen som föreligger vid hett klotter med flervägsutbredning i huvudlob från störare.

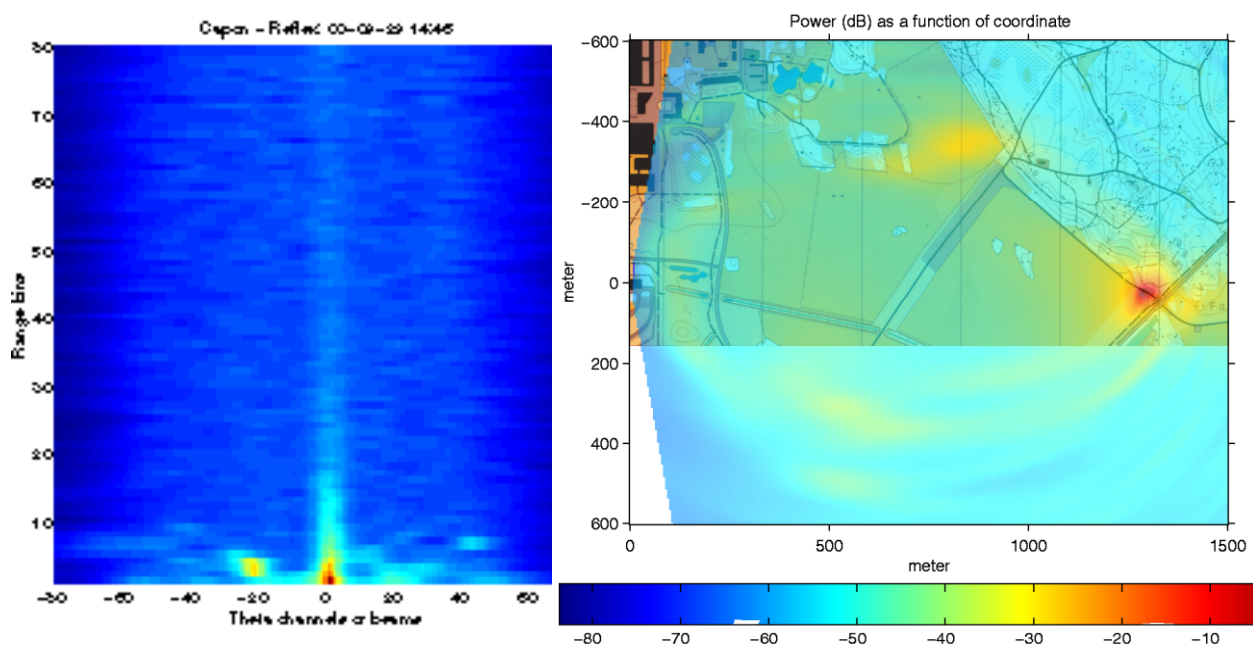


Figur 9. Försöksuppställning vid de nu genomförda reflexmätningarna utomhus. Här har en pulsad störsändare placerats på fältet öster om FOI:s hus.

Vi placerade sändaren som är helt osynkroniserad med mottagaren ute på fältet öster om FOI. Sändarantennen riktades mot den närliggande delen av universitetsområdet. Mottagaren registrerade inkommande signal under ett antal längre perioder. Signalbehandlingen gick ut på att packa om signalen så att modellbaserade lobformningsmetoder kunde användas, varefter visades att vi kunde mäta bistatiskt med belysning från en sändare vars läge var den enda apriorikunskap vi utnyttjade. Denna typ av mätningar har senare upprepats och bistatiska transformationer har utförts.



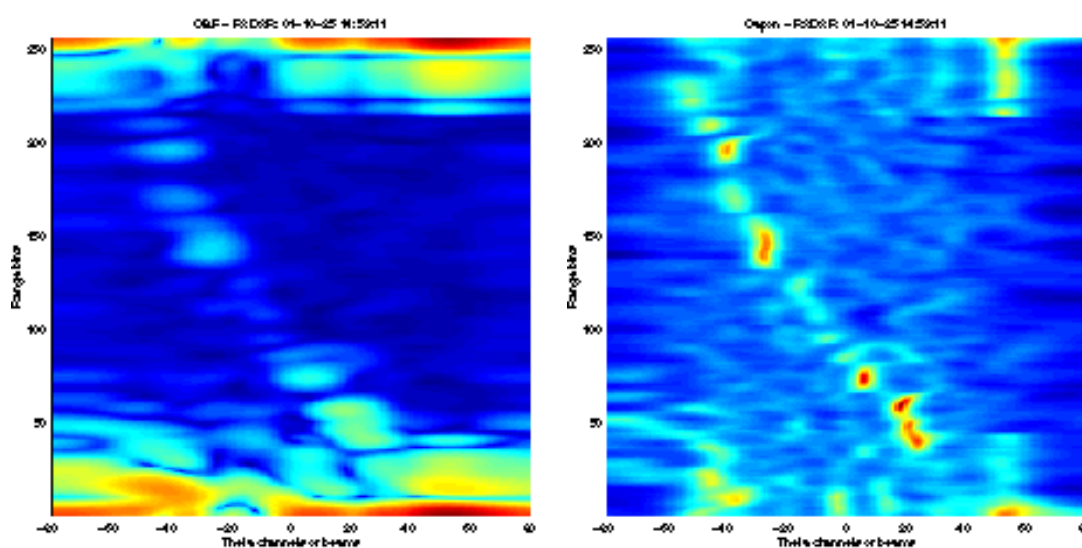
Figur 10. Utdata från MUSIC algoritmen transformerad till kartans koordinatsystem och överlagrad på denna.



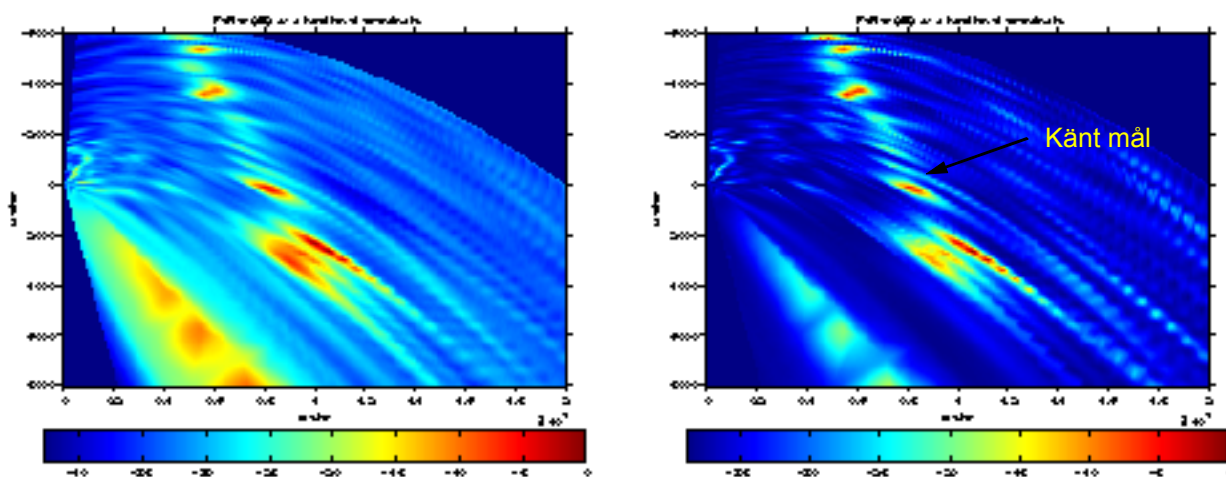
Figur 11. Till vänster visas tidsskillnad från direktpulsen som funktion av vinkel. Till höger är samma data transformerad till och överlagrad på en karta över området (kartan täcker bara två tredjedelar av bilden)

Bistatiska reflexmätningar med flygburen sändare

Vi har mätt på signaler som den flygburna radarn sändt mot vårt mätområde vid två olika tillfällen med ett års mellanrum. Vi har då registrerat inkommande signaler, skattat signalformer, utfört pulskomprimering samt transformerat data till kartriktiga koordinater. Vid det senaste mättillfället gjordes också en mer omfattande registrering av luftläget över mätområdet samt sändarens lobriktning och läge. Vi lyckades över förväntan med denna process, se figurena 12 och 13. Bistatiska mätmoder i en flerfunktionsradar med en digital gruppantenn fungerar definitivt och kommer att utgöra ett ur taktiskt perspektiv värdefullt tillskott. Dock skulle det vara mer effektivt ur spaningssynpunkt att utnyttja en bredlobig sändare som belysare då man kan göra målinmätning över ett större område momentant.



Figur 12. Data från delmätning 4, insamlingsblock 6. Till vänster processat med konventionell lobformning och till höger med Capon's lobformare. Den vertikala axeln visar tidsskillnad mellan direktpuls och reflekterad signal. I figurens överkant kan man se en spegelbild av direktsignalen som orsakad av pulskomprimeringen.



Figur 13. Samma data som i figur 12 transformerade till kartriktiga koordinater. Till vänster processat med Capon's lobformare och till höger med MUSIC algoritmen.

6. Digital gruppantennteknik

6.1 Realtidsimplementering av digital gruppantenn

För att få erfarenhet av vad en specialelektronik kan prestera i en realtidstillämpning för radar och vilka problem som därvid finns att bemästra har FOI haft forskningsverksamhet sedan länge inom VLSI området. Forskning kring digitala filter och digital lobformning har utförts. Efter en utredning 1997 minskade verksamheten och fokuserade istället på några aktuella radartillämpningar i den digitala gruppantenn som FOI konstruerat och tillverkat [1], [2], [3]. Ett delprojekt "Realtidsimplementering av digital gruppantenn" formulerades i början av 1998 i avsikt att studera tekniken och göra realtidsdemonstrationer.

Bakgrund

FOI digitala gruppantenn har en linjär array av antennelement för experiment med mottagning av i första hand radarsignaler. Avsikten är att få erfarenhet av tekniken och kunna studera olika signalbehandlingsalgoritmer med verkliga mätdata. Arrayen har tolv antennelement som matar var sin mottagare på S-bandet. Mottagarna blandar ned signalerna till 19.35 MHz bärfrekvens med en bandbredd på 5 MHz vardera. De nedblandade signalerna AD omvandlas med mättakten 25.8 MHz och resultaten lagras i minnesbuffertar vilka ingår i en digitaldel [2]. Lagrade mätdata bearbetas sedan i datorer där signalbehandlingen är långsam.

I en verklig radartillämpning måste signalbehandlingen snabbas upp med kundanpassad elektronik för de tidskrävande beräkningarna. År 1993 började konstruktionen av en krets med digitalt filter, "Digital Down Converter" (DDC), för I/Q uppdelning, digital nedblandning och utjämning av en mottagen radarsignal. Ambitionen var en kundanpassad konstruktion med hög packningstäthet och klockfrekvens. Alternativa lösningar för kretsen redovisas i en FOI rapport från 1995 [6]. FOI studerade också olika implementeringsaspekter för en digital lobformare, som redovisas i en rapport från 1993 och ett examensarbete vid LiTH under FOI:s ledning i en rapport från 1997 [4], [5].

Detaljkonstruktion av en DDC utfördes 1995 av två examensarbetare vid Linköpings Tekniska Högskola med en FOI forskare som handledare [7]. DDC konstruktionen i ASIC teknik skickades för tillverkning på fabrik. Vid leveranstest av den tillverkade kretsen upptäcktes konstruktionsfel, vilka rättades och ny tillverkning på fabriken gjordes. Omloppstiden från omkonstruktion till färdig krets tar lång tid när man använder ASIC teknik, varför en fungerande krets fanns först 1997 [8]. DDC konstruktionen beskrivs även i en licenciatavhandling framlagd vid LiTH 1998 [9].

Lobformarprojekt

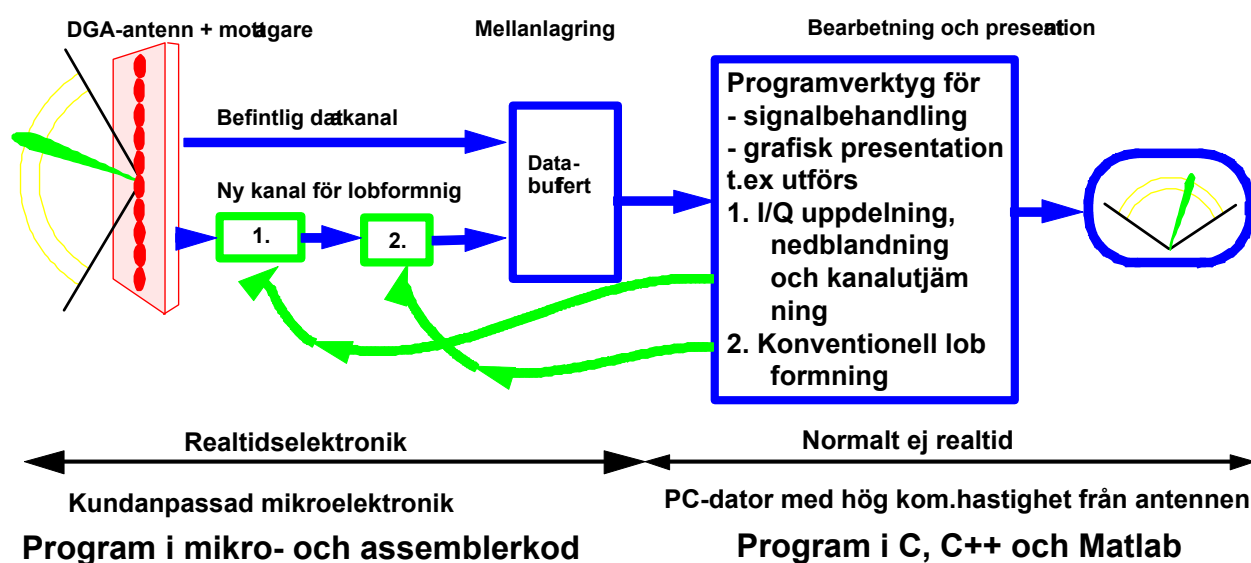
Ett lobformarprojekt med realtidskapacitet beslutades i början av 1998 sedan en målsättning formulerats och krav på specialelektronik och programvara definierats och bedömts rimliga att

implementera. Den tidigare konstruerade DDC kretsen skulle användas för att reducera dataakten med en faktor fyra inför den digitala lobformningen.

Målsättning

Demonstrera en bättre realtidsrespons än vad som är möjligt med en konventionell dator, genom att förse befintlig DGA antenn med grundläggande specialelektronik för snabb digital signalbehandling vid filtrering och lobformning enligt figur 1.

Fördjupa förståelsen för de problem som hör samman med kretstekniker för snabb signalbehandling genom att experimentera med sådana kretsar i forskningsverksamheten och välja lämplig teknik för demonstrationen.



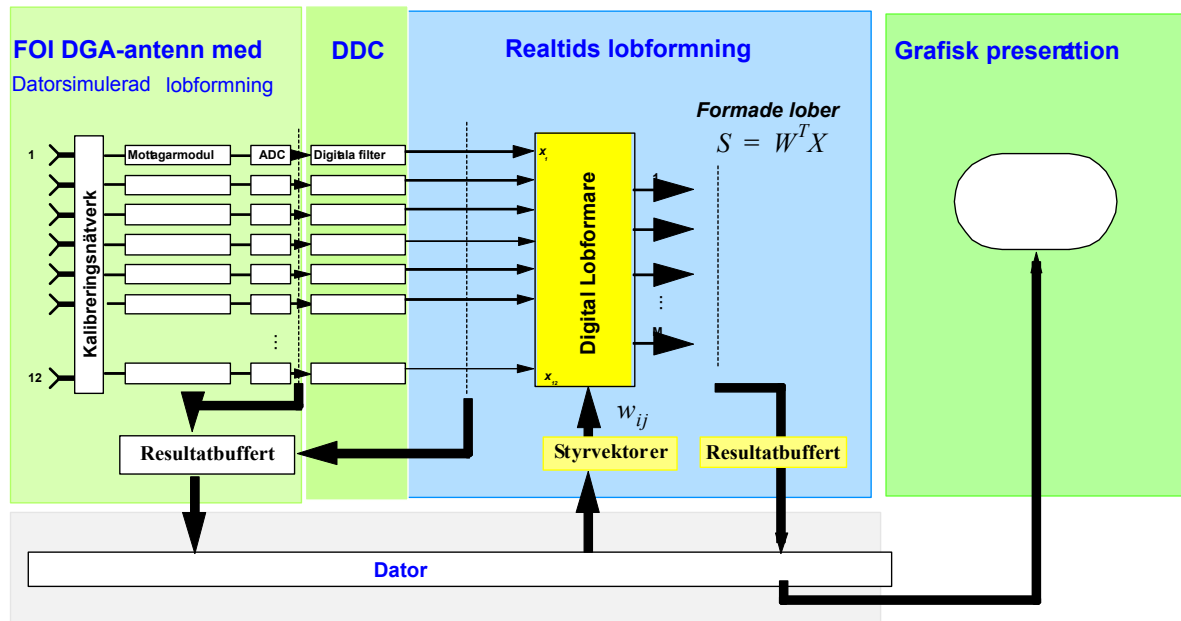
Figur 1. Principschema över lobformarprojektet med den snabba specialelektroniken i de gröna blocken 1 och 2, som skall avlasta programvaran i det blå blocket.

Allmänna krav

Demonstrationen skall visa att en relativt långsam förändring i ett mätscenario kan återges på en bildskärm i realtid. Mätdatainsamling, dataöverföring samt bearbetning och presentation skall utföras kontinuerligt efter inledande initialisering av antennen. Radarloben skall under datainsamlingen stega i vinkel över en vinkelsektor och mätdata filtreras och lobformas samt lagras i ett buffertminne i den takt som antennen kräver. Lobstegningen måste vänta på att antenndatorn hunnit tömma en full buffert innan den kan fortsätta. Kommunikationshastigheten i befintlig kommunikation med antenndatorn skall inte ökas, varför denna hastighet får bli dimensionerande för realtidskapaciteten i demonstrationen. Bearbetning av överförda data och presentation av resultaten på en bildskärm skall ske på enklaste sätt för att inte överbelasta antenndatorn. Dessutom ställdes detaljerade krav på elektronik och program.

Konstruktion, tillverkning och test

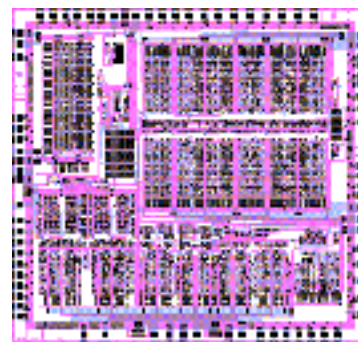
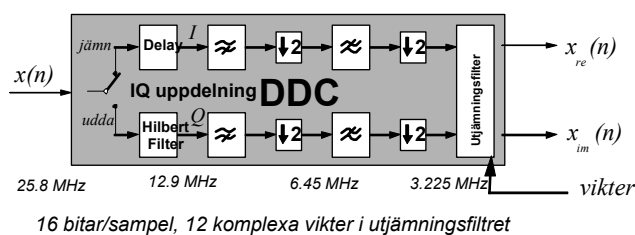
Arbetet började i februari 1998 med att ett PM om målsättning, krav m.m. för delprojektet “Realtidsimplementering av lobformning i en digital gruppantenn”, som är sammanfattat nedan (figur 2), och fortsatte med framtagning av layout för modifierat antennkanalkort med Mottagar-, ADC och DDC kretsar, tillsammans benämnda AD kort [10]. Under andra kvartalet kompletterades DDC konstruktionen med synkroniseringsingång för att alla tolv antennkanaler skulle kunna fås att gå i takt, och skickades ytterligare en gång för tillverkning på fabrik.



Figur 2. FOI digitala gruppantenn med realtids lobformning med hjälp av specialelektronik i form av DDC och lobformarkretsar.

Under hösten 1998 gjordes en överenskommelse med LiTH-ISY angående samarbete kring utveckling av en snabb lobformare och en lobformarkonstruktion började planeras med hjälp av en forskare från LiTH. Konstruktion av ett lobformarkort påbörjades men lades åt sidan i avvaktan på att den komplicerade lobformarkonstruktionen på kortet skulle bli klar, så att dess gränssnittsdetaljer kunde införas i kortkonstruktionen. Den kompletterade DDC kretsen, version 3, levererades från fabriken och nytt AD kort med DDC krets konstruerades.

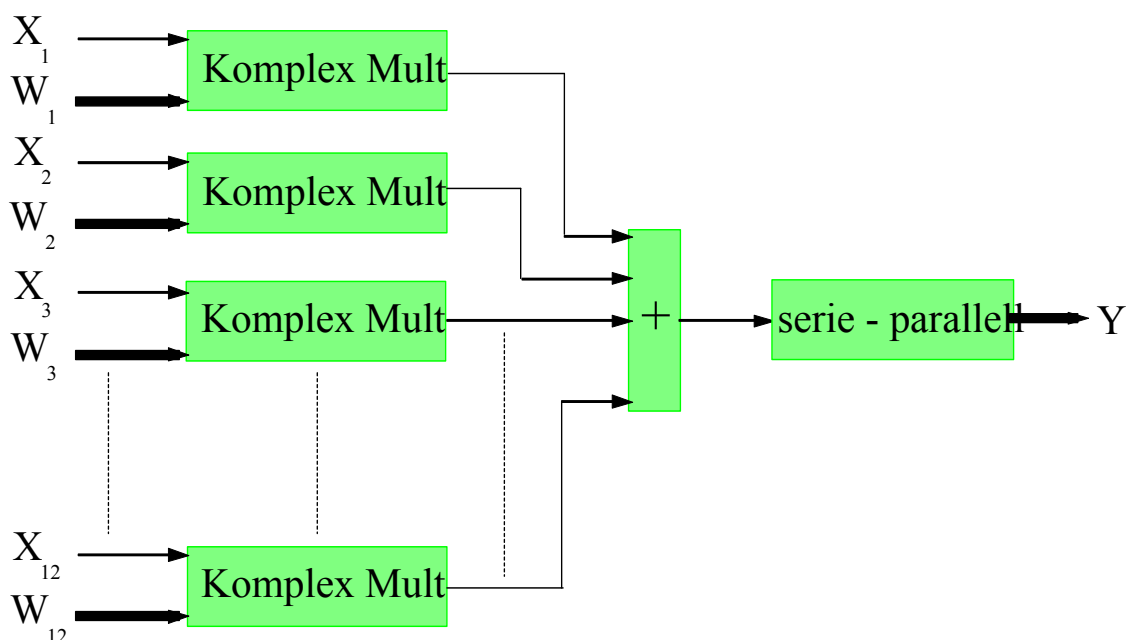
I början av 1999 utfördes en enkel leveranstest av de tjugo DDC kretsarna, som levererats bondade i kapslar. Testet sorterade ut de kretsar som hade grova fel från tillverkningen. Bondning och kapsling av tre obondade kretsar blev nödvändig på grund av dålig yield från fabriken innan tolv godkända kretsar fanns. Detta kunde lyckligtvis göras med FOI personal och apparatur. En fullständig test för att hitta eventuellt kvarvarande fel kunde inte göras förrän AD kortet med sin DDC var tillverkat i (figur 3).



Figur 3. DDC konstruktionen i blockschema och tillverkad krets.

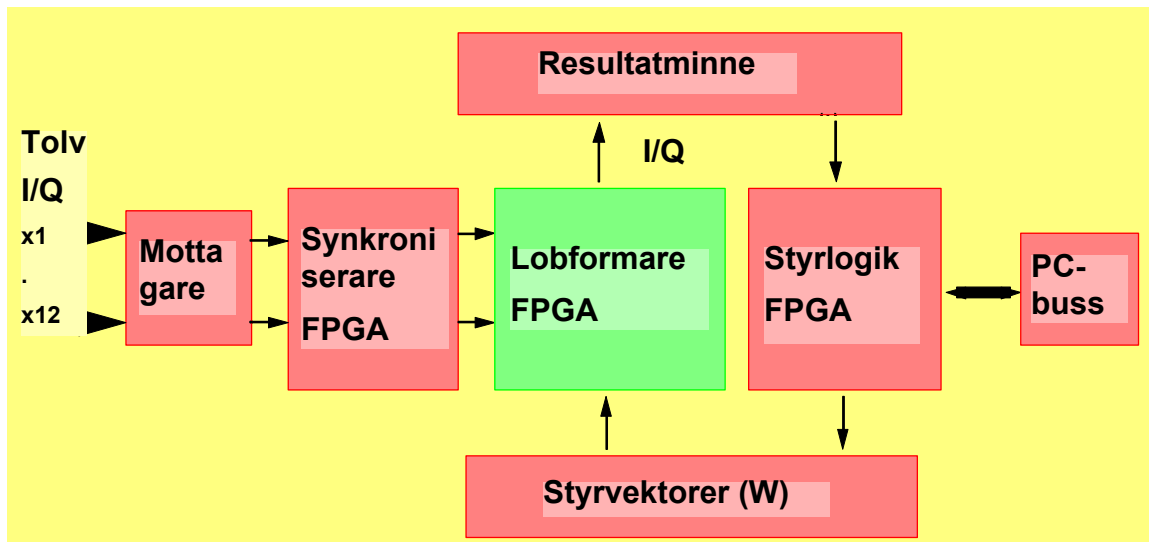
Projektmedlemmarna från FOI och LiTH besökte under vintern 1999 EMW för att diskutera deras erfarenheter från lobformarkonstruktion i olika tekniker. Tekniken “FPGA Custom Design” valdes därefter för användning i lobformaren och LiTH forskaren kunde starta konstruktionsarbetet. Distribuerad bit-seriell aritmetik utnyttjades i konstruktionen av kretslogiken för att spara på kretsytta, och “pipelining” för att få hög klockhastighet. VHDL språk användes vid konstruktionsarbetet för att få en portabel konstruktion och en bra dokumentation.

Under våren 1999 levererades lobformarkonstruktionen och tillhörande testbädd som VHDL filer från LiTH (figur 4). Konstruktionerna testades vid FOI genom detaljsimulering med vald FPGA krets och visade sig inte uppfylla tidskraven. Lobformarkortet konstruerades färdigt så när som på smärre detaljer i väntan på att lobformaren hade tidssimulerats ytterligare (figur 5).



Figur 4. Lobformarkonstruktionen beskrivs av 3000 rader VHDL programkod och har realiserats i en FPGA krets med 800.000 grindar. Distribuerad aritmetik används för liten kretsytta och pipelining för hög hastighet. X anger bitseriella mätdataströmmar bestående av en reell och en komplex del. W anger bitparallella komplexa vikter och Y anger bitparallellt resultat av lobformningen.

Ett första AD+DDC kort tillverkades och tester påbörjades under våren 1999. Projektläget beskrivs i rapporten [11] och lobformarkonstruktionen i rapporten [12]. Under vintern 2000 efter fem månader försening på grund av personalbrist visade fortsatta tester av AD kortet att DDC kretsen räknade fel med hög sannolikhet. Samtidigt konstaterades att lobformarkonstruktionen uppfyllde tidskraven vid simulering med data för nu tillgänglig och mycket större FPGA krets, varpå lobformarkortet modifierades för den större kretsen.



Figur 5. Blockschema över lobformarkortet där FPGA tekniken använts.

Under våren 2000 tillverkades och testades lobformarkortet samt monterades kretsar på detsamma. Tidigare konstaterade fel i kommunikationen med DDC kretsen åtgärdades och fortsatta tester av själva kretsen pågick för att komma till rätta med de sporadiska fel som upptäcktes redan före situationen med personalbrist. Överföringsfunktionen genom DDC kretsen verifierades och befanns helt korrekt men störd av de sporadiska felen i kretsen, som misstänktes komma från klockgenereringen.

Under hösten 2000 fortsatte testerna på DDC kretsen och redovisades kvarvarande behov av programutveckling för initialisering av antennlogik, insamling av mätdata från lobsvep samt bearbetning och presentation av dessa mätdata, tillsammans med uppskattad tid för de olika delprocesserna i den totala realtidsprocessen, som skulle demonstreras. En uppdateringstakt på en sekund bedömdes realistisk med 32 sampel per radarpuls, 128 radarpulser per lobläge och 64 loblägen i en radarbild.

I januari 2001 konstaterades emellertid att de sporadiska felen i DDC kretsen inte kunde korrigeras inom ramen för aktuellt realtidsprojekt. Omkonstruktion av DDC kretsen i FPGA teknik ansågs för omfattande och tidsutdräkten med ny tillverkningsomgång kunde inte accepteras. Den förväntade felfrekvensen i de tolv felaktiga AD+DDC korten skulle bli för stor för att det skall vara meningsfullt att använda dem. En förändrad målsättning för år 2001 beslutades som omfattade att

verifiera att lobformaren korrekt kunde beräkna den komplexa vektorprodukten och att önskad beräkningshastighet kunde uppnås. För detta ändamål beslutades följande:

- FOI skall konstruera och tillverka en signalgenerator på ett kretskort, som kan generera insignaler till lobformaren liknande de som skulle komma från antennen med de tolv AD+DDC korten.
- Generator- och lobformarkort skall monteras i den testutrustning som är ansluten till en testdator och styrlogiken på lobformarkortet anpassas till verifieringsprocessens behov.
- Testdatorn skall överföra simulerade mätdata till generatorkortet och styrvektordata till lobformarkortet samt ta omhand resultaten från lobformarkortet.
- Simulerade mätdata och korrekta resultat att jämföra lobformarens beräkningar mot skall förberäknas på en SUN dator och överföras till testdatorn på förslagsvis en diskett.

Under våren 2001 utarbetades detaljerade krav på program i testdator, signalgenerator och styrlogik på lobformarkortet för att genomföra den beslutade verifieringsprocessen. Under hösten 2001 har signalgeneratoren konstruerats, tillverkats samt utprovats på sitt kort. Vidare har smärre justeringar införts i lobformarens styrlogik för att passa verifieringsprocessen och program utvecklats i testdatorn för att genomföra verifieringen.

Fram till årsskiftet färdigställdes en verifieringsprocedur omfattande punktsatserna ovan. Test av lobformarkretsen med olika mätdata och klockfrekvenser har genomförts. Lobformningsresultaten visar att lobformaren räknar rätt men endast uppnår hastigheten 30 MHz klockfrekvens. Kravet på klockfrekvens var 51.6 MHz för att hinna med dataflödet från antennen, vilket lätt klaras av med de snabbare och större FPGA kretsar som nu finns på marknaden.

Slutsatser

Målsättningen att fördjupa förståelsen kring teknik och metoder för mycket snabb lobformning har väl uppfyllts under arbetet med konstruktion, tillverkning och test av delsystemen i lobformaren samt slutlig integration av delarna. Målsättningen att använda den tillverkade lobformaren i FOI DGA antenn för en realtidsdemonstration av radarbilder i "quick look" har ej nåtts eftersom tekniska svårigheter ledde till tidsutdräkt och kostnadsfördyringar som inte kunde inrymmas under tillgänglig projekttid.

Den förändrade målsättningen att enbart verifiera lobformarfunktionen och räknehastigheten har genomförts med resultatet att lobformaren räknar rätt men endast uppnår 60% av önskad hastighet. Med de nya snabbare och större FPGA kretsar som nu finns på marknaden klaras emellertid kraven av med råge, vilket visar att man idag har goda tekniska möjligheter att lösa mycket komplexa funktions- och höga hastighetskrav i en konstruktion baserad på FPGA teknik. Något som inte var

fallet när lobformarprojektet startade 1998, som det har visat sig under projektets gång. FPGA tekniken har utvecklats snabbt under de sista två åren och dess möjligheter i samband med snabb signalbehandling i radarsammanhang understryks av ett konferensbidrag [13]. Några allmänna erfarenheter från projektarbetet redovisas slutligen i följande punkter:

- Man bör om möjligt undvika "Full Custom ASIC" vid prototypkonstruktion. Arbetsmomenten tillverkning, testning, modifiering tar lång tid. Tre varv genom momenten för DDC konstruktionen tog 3 år. Risk för dålig "yield" på tillverkade kretsar är ytterligare ett problem, som talar emot sådan användning.
- Tidssimulering måste göras på detaljnivå efter "Place & Route" i aktuell FPGA krets för att få någon trovärdighet. FPGA kretsen bör ej fyllas till mer än 60 % för att smärre modifieringar och tillägg inte skall medföra att möjlig klockfrekvens sänks för mycket.
- Tidsutdräkt uppstår lätt på grund av svårplanerad eventuell felsökning.
- Äldre konstruktioner som inte har utprovats tillräckligt i detalj kan behöva omkonstrueras, vilket lätt blir omfattande arbete vars omfattning är svår att bedöma i förväg.

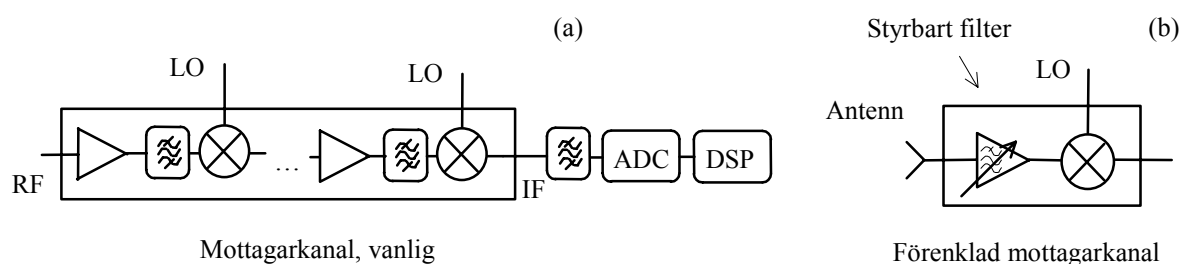
Sammanfattningsvis kan man säga att kraftsamling av resurser måste kunna göras för att snabbt hämta in uppkomna förseningar. Om detta inte är möjligt bör man överväga att så tidigt som möjligt anpassa till ny målsättning.

Referenser

- [1] L. Pettersson, "An S-band Digital Beamforming Antenna: Design, Procedures and Performance", FOA-R--99-01162-408--SE, december 1999.
- [2] S. Lindström, "Beskrivning av digitaldel för digital gruppantenn", FOA-D--96-00258-3.3--SE, april 1996.
- [3] Arbetsgrupp, "Utredning om den framtida VLSI-verksamheten vid FOA Linköping", FOA-D--95-00203-3.3--SE, december 1995.
- [4] U. Sjöström, "Implementation of a Digital Beamformer", FOA D 30736-3.2, september 1993.
- [5] K. Karlsson, "ASIC-implementering av digital lobformare", LiTH-ISY-EX-1337, augusti 1997.
- [6] U. Sjöström, "Design of a Digital Down Converter (DDC)", FOA-D--95-00133-3.2--SE, juni 1995.
- [7] M. Karlsson (Hörlin) och M. Karlsson, "ASIC-konstruktion av en digital nedblandare", FOA-D--95-00194-3.2--SE, december 1995.
- [8] M. Hörlin, M. Karlsson, "Utvärdering av DDC-chip i ASIC-version 2", FOA 97-3051/L, juni 1997.
- [9] M. Karlsson, "Distributed Arithmetic: Design and Applications", LiU-TekLic-1998:31, maj 1998.
- [10] A. Alm, "Realtidsimplementering av digital gruppantenn, PM", FOA-D--98-00384-408--SE, juni 1998.
- [11] A. Alm, "Realtidsimplementering av digital gruppantenn, PM projektläge", FOA-D--99-00443-408--SE, april 1999.
- [12] A. Alm, H. Ohlsson, "Implementering av digital lobformare i FPGA", FOA 99-3158/L, juni 1999.
- [13] R. Stapelton, K. Merranko, C. Parris, J. Alter, "The Use of Field Programmable Gate Arrays in High Performance Radar Signal Processing Applications", *IEEE International Radar Conference*, 2000, pp. 850-855.

6.2 Framtida modulgeneration

Ett viktigt steg i utvecklingen av framtidens gruppantennar är att förenkla mottagararkitekturen i dagens mottagarkanaler. Med hjälp av ett styrbart filter i kombination med en spegelfrekvensundertryckande blandare går det att förenkla dagens konventionella mottagarkanaler utan att försämra kanalernas prestanda. Man kan uppnå en stor frekvenshoppbandbredd såväl som en låg mellanfrekvens och en hög spegelfrekvensundertryckning då ett styrbart filter kombineras med en spegelfrekvensundertryckande blandare. Det styrbara filtret gör det möjligt att välja en låg mellanfrekvens och samtidigt undertrycka spegelfrekvensen vilket kan innebära att ett eller flera nedblandningssteg kan reduceras i mottagaren och därmed uppnås en förenklad mottagararkitektur, se figur nedan.

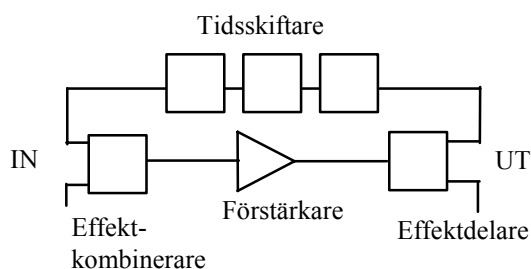


Figur 1. En konventionell mottagarkanal med två eller flera nedblandningssteg (a) jämfört med en förenklad kanal med ett styrbart filter (b).

Under DISA/DGA projektet har två typer av styrbara filter tagits fram [1], [2] och en spegelfrekvensundertryckande blandare har konstruerats [3]. Nedan ges en sammanfattning av de tre kretsarna. I projektet har även simuleringar av en hel mottagarkanal [4] utförts, vilket också sammanfattas i det här avsnittet.

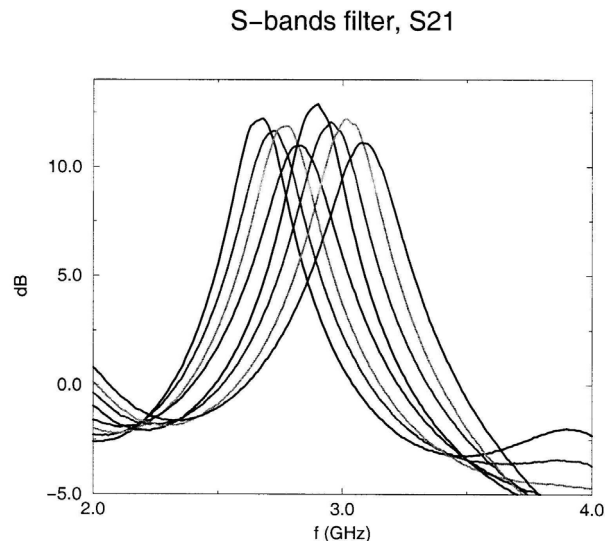
Styrbart aktivt rekursivt filter

Ett styrbart filter av den rekursiva typen konstruerades [1]. Figuren nedan visar schematiskt filtrets olika byggblock.



Figur 2. Schematisk bild av filtrets byggblock.

Tidsskiftaren består av tre tidsfördröjningskretsar som tillsammans ger filtret dess åtta olika möjliga centerfrekvenser. Eftersom filtret innehåller en förstärkare ger filtret en förstärkning vid centerfrekvensen. Filtrets åtta olika inställda lägen presenteras i figuren nedan.



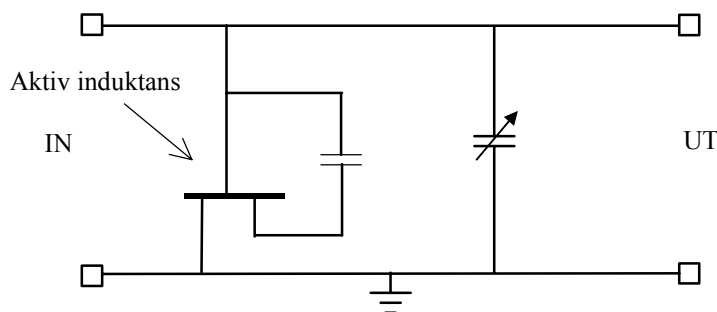
Figur 3. Filtrets åtta olika inställda lägen.

Mätningar på filtret visar på en filterbandbredd (3 dB) på 200 MHz och en styrbarhet mellan 2.7 GHz och 3.1 GHz. Brusfaktor och 1 dB kompression på ingången mättes till 8.3 dB respektive -29 dBm. Som slutsats kan man nämna att selektiviteten hos filtret samt dess 1 dB kompressionspunkt behöver förbättras för att filtret skall fungera i en skarp applikation. Filtret visar dock att det går att åstadkomma bra aktiva filter med stor utstyrbarhet i frekvens.

Styrbart aktivt induktansfilter

En ny typ av styrbart filter konstruerades [2] för att få ett filter med bättre prestanda än det styrbara rekursiva filtret, främst en förbättring då det gäller effekttåligheten hos filtret. Ett filter baserad på aktiv induktans, det vill säga att man utnyttjar en transistor som induktanselement, förväntades ha en högre effekttålighet än det förra filtret.

Flertalet olika topologier för aktiv induktanser simulerades. En filtertopologi enligt figuren nedan valdes och dess funktion är enligt följande: filtrets centerfrekvens ges av resonanskretsen som bildas av en varaktor som är parallell med den aktiva induktansen. Varaktorn fungerar som en kondensator vars kapacitans är beroende av spänningen över den. Styrningen av filtret möjliggörs därmed genom att spänningen över varaktorn varieras.



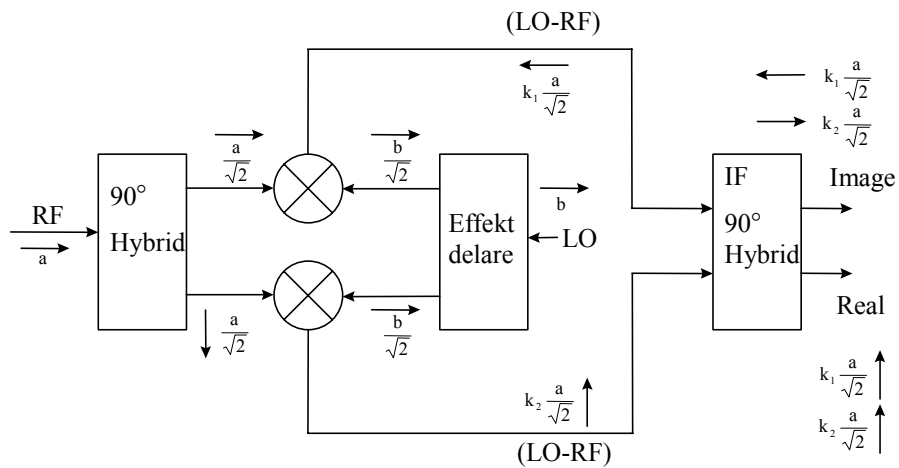
Figur 4. Schematisk bild över det aktiva induktansfiltrets resonanskrets.

Mätresultat visar att filtret är kontinuerligt styrbart mellan 2.9 GHz och 3.4 GHz och dess maximala förstärkning ligger runt 3 dB. Mätningar visar god överensstämmelse med simulerad filterprestanda, förutom en något högre centerfrekvens än simulerad, kring 3% eller 100 MHz. Ett av syftena med konstruktionen var att skapa ett filter med hög effekttålighet. IP_3 på mellan -4 dBm och +4 dBm inom det styrbara bandet är betydligt högre jämfört med det tidigare framtagna filtret [1]. Detta är en förbättring på cirka 20 dBm. Selektiviteten hos filtret är dock inte lika god som man kan önska. 3 dB bandbredden på 5.8 % (eller 170 MHz) är stor och dessutom ökar den med frekvensen. Brusfaktorn på filtret ligger mellan 14 dB och 17 dB, vilket är en hög brusfaktor. Aktiva induktansfilter har höga brusfaktorer i allmänhet. Med en tillräckligt hög förstärkning före filtret bör detta dock ha en mindre påverkan på prestanda för en komplett mottagare.

Spegelfrekvensundertryckande blandare

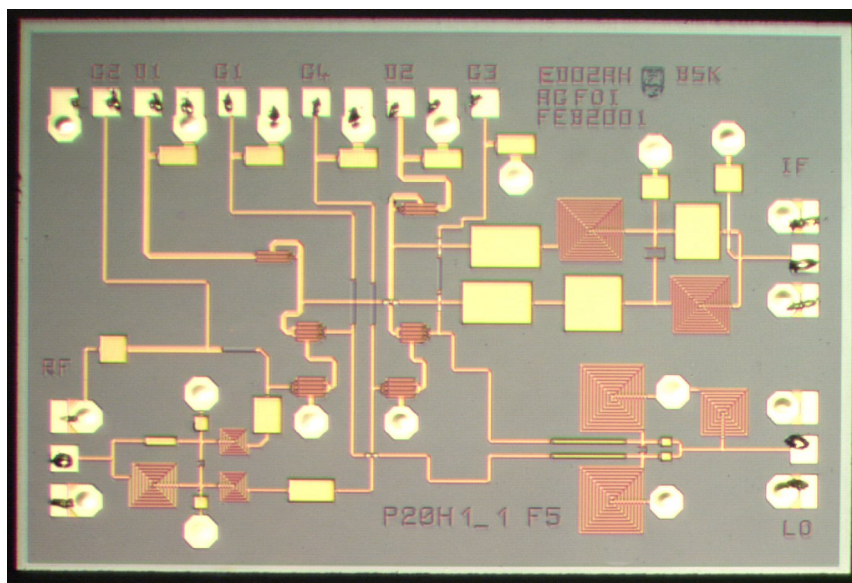
En spegelfrekvensundertryckande blandare har konstruerats och utvärderats [3]. En blandare är en krets som består av två ingångar och en utgång. De två ingångarna adderas till ett olinjärt element där blandningsprodukter uppkommer som kommer ut på utgången. Blandningsprodukterna på utgången ges av följande uttryck: $f_{\text{blandning}} = |mf_1 \pm nf_2|$, där m , n är heltal och f_1 och f_2 är frekvensen på de två signalerna på ingångarna. Blandningsprodukten där $m=2$ respektive $n=1$ eller tvärtom kommer att dominera, men en stor mängd andra blandningsprodukter kommer också att uppkomma. Från uttrycket för blandningsprodukterna kan man se att flera olika uppsättningar av insignaler kommer att ge samma blandningsfrekvens. Om en av signalerna är oförändrad finns det två frekvenser för den andra signalen som kommer att ge samma blandningsprodukt. I vissa fall önskar man att blandning endast ska äga rum för den ena frekvensen och inte den andra. Man kallar den önskade frekvensen för signalfrekvens och den oönskade för spegelfrekvens.

Vår blandare är byggd enligt principen i figuren nedan. Ineffekten delas upp i två olika grenar, blandas ned och summeras sedan igen. Resultatet blir att nyttsignalen adderas i fas och spegelsignalen adderas i motfas och undertrycks därmed.

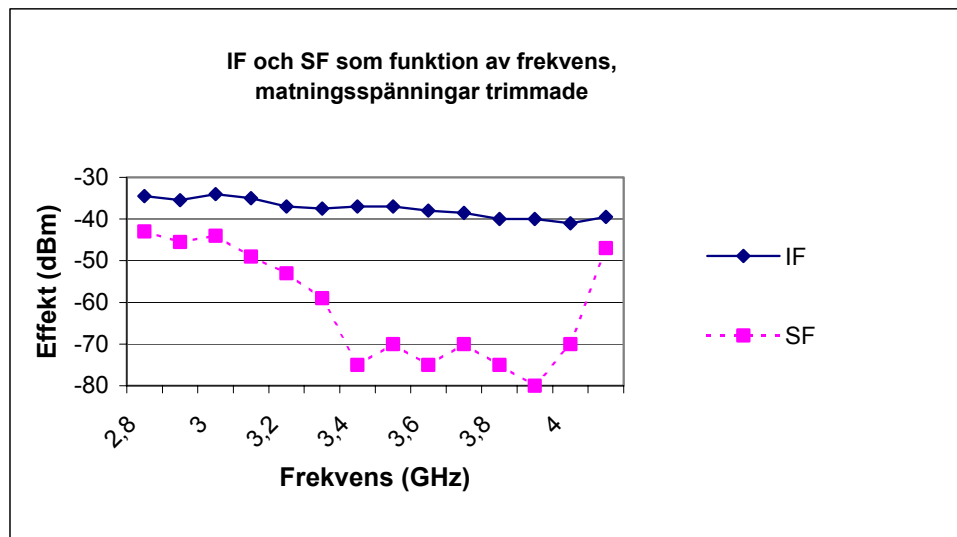


Figur 5. Schematisk bild över en spegelfrekvensundertryckande blandare.

Mätningar på tillverkade blandarchip, se bild nedan, visar på en spegelfrekvensundertryckning på 10-20 dB och en konversionsförlust på 7-9 dB över bandet 3.3 GHz och 4.0 GHz. Simuleringar visar dock på en god undertryckning i bandet 2.8-3.3 GHz. Den stora skillnaden i frekvens kan förklaras med en skillnad mellan simulerad och verklig fasvridning i blandaren. Vidare visar mätningar på blandaren en spegelfrekvensundertryckning på 40 dB mellan 3.4 GHz och 4.0 GHz när matningsspänningarna tillåts trimmas för varje frekvenspunkt. IP_3 för blandarens ingång samt brusfaktorn mättes till +7 dBm respektive 6 dB.



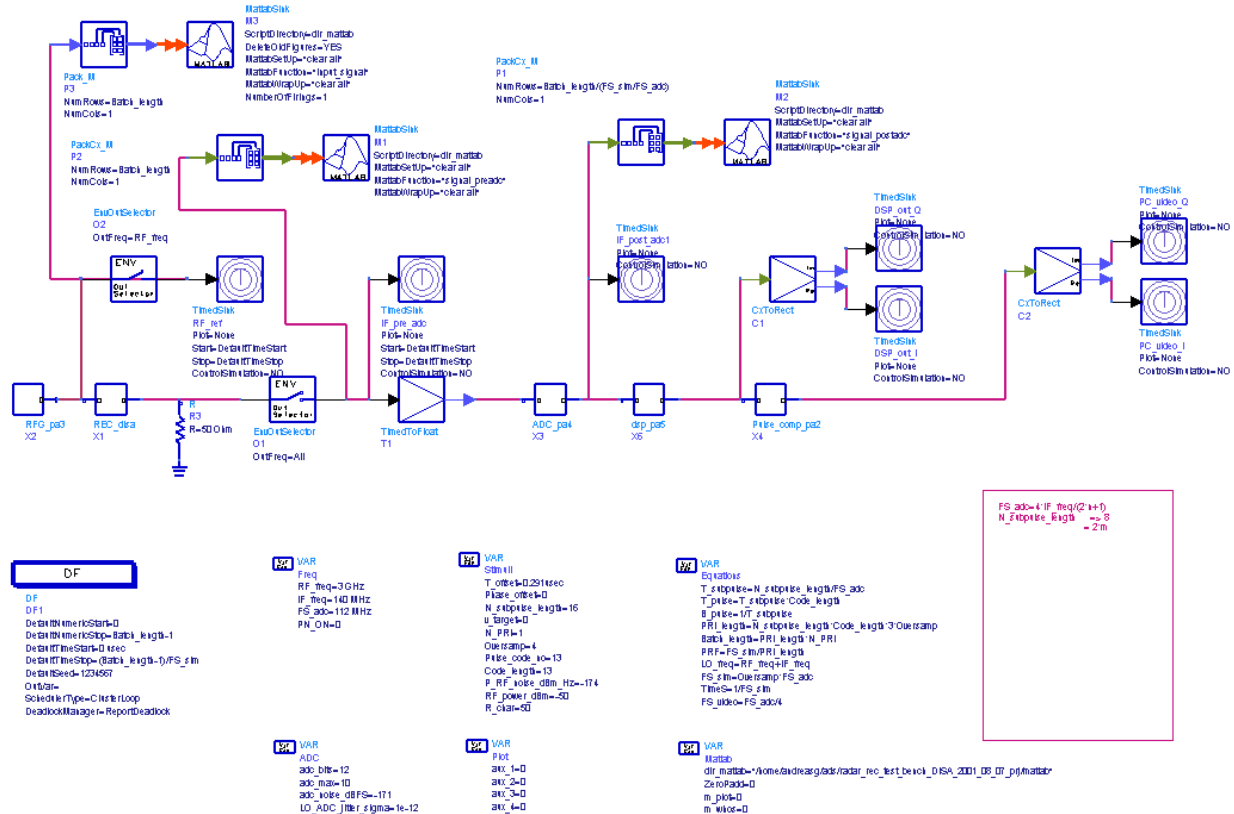
Figur 6. Foto av den spegelfrekvensundertryckande blandaren. Chipstorleken är $3 \times 2 \text{ mm}^2$.



Figur 7. Spegelfrekvensundertryckning mellan 2.8 GHz och 4.1 GHz, trimmad bias. Ineffekten är -30 dBm och IF och SF är blandningen av den nyttiga signalen respektive spegelsignalen.

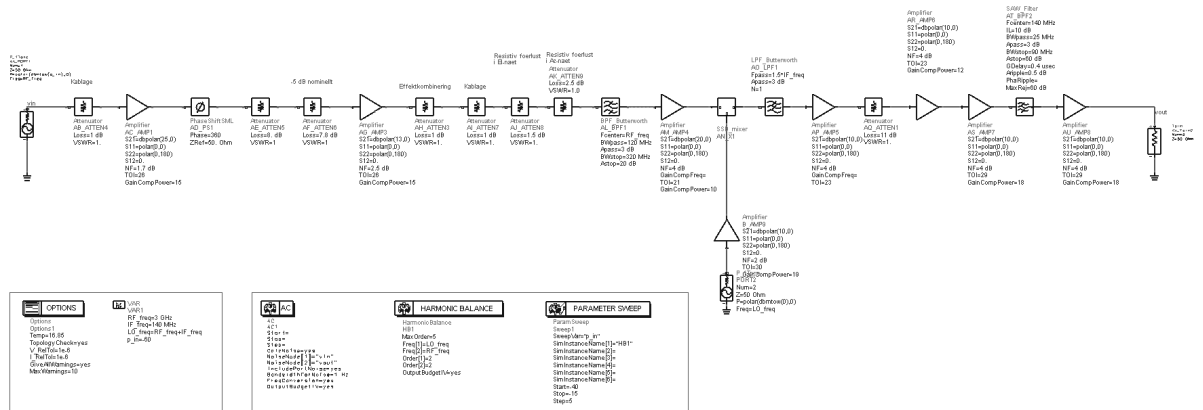
Mottagarsimuleringar

En simuleringsmiljö för en hel radarmottagare har tagits fram inom DISA/DGA projektet. Arbetet har skett genom ett nära samarbete mellan EMW och FOI. Resultatet har blivit en simuleringsmiljö där DISA mottagaren har implementerats [4]. En schematisk bild över simuleringsmiljön presenteras i figuren nedan.

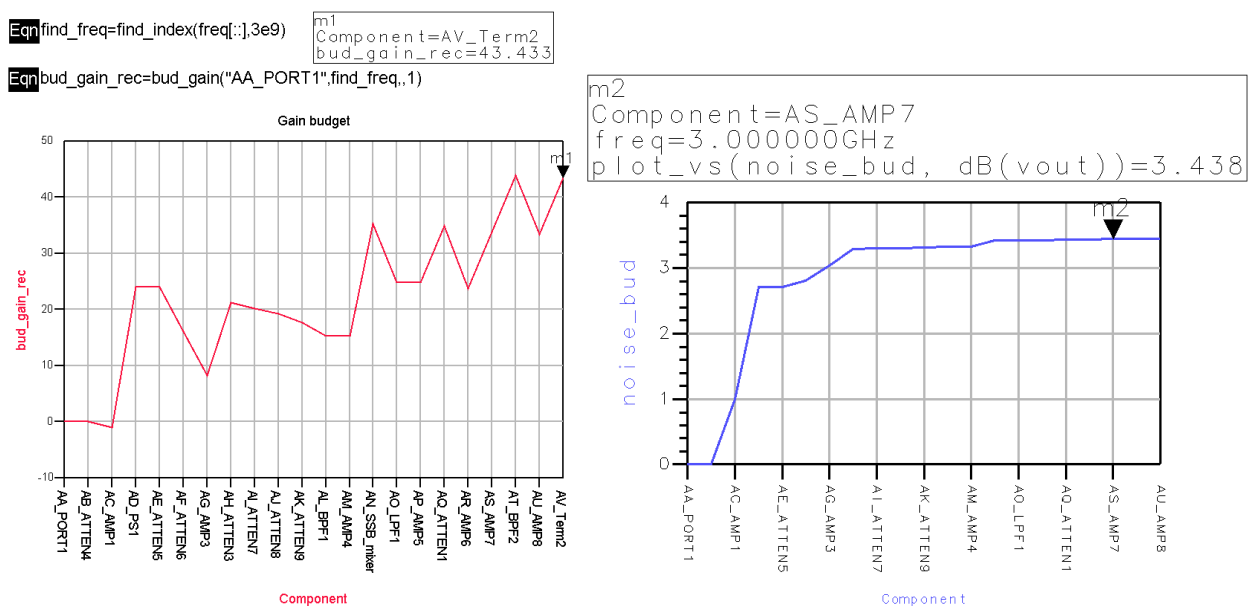


Figur 8. Simuleringsmiljön för DISA mottagaren.

Simuleringsmiljön innehåller möjligheter att variera flera olika systemparametrar, exempelvis frekvenser, effektnivåer, pulskoder och egenskaper hos AD omvandlare. Även komponenter och topologi i den analoga delen av mottagaren går att anpassa efter behov. Nedan visas den analoga delen av DISA mottagaren tillsammans med simuleringsresultat.

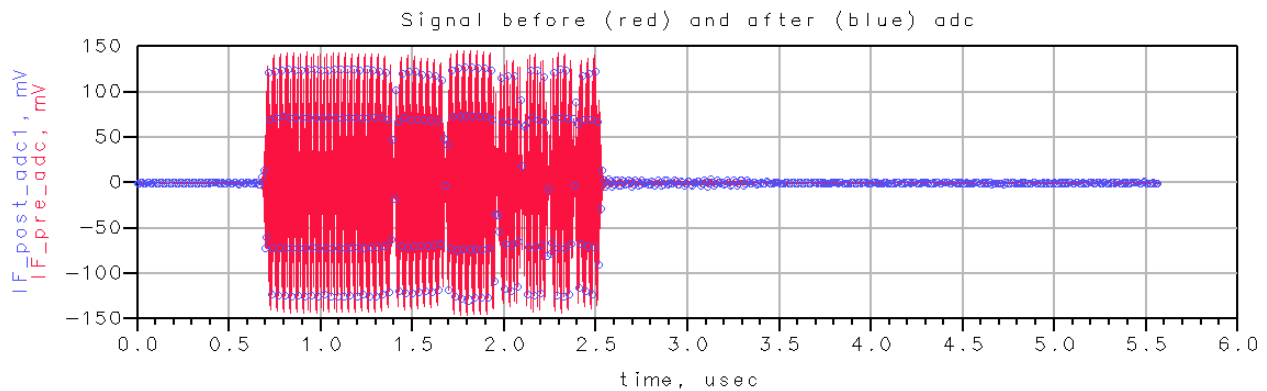


Figur 9. *Analoga delen av DISA mottagaren.*

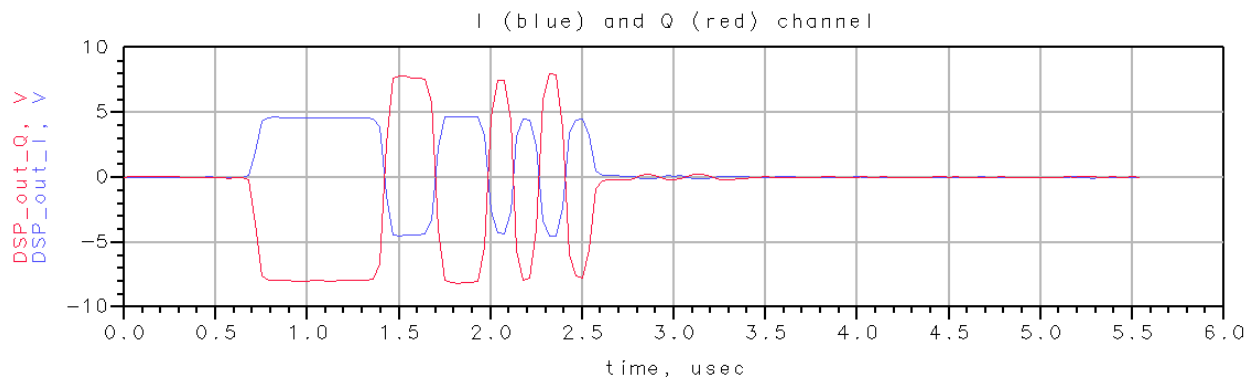


Figur 10. Förstärknings samt brusbudget för mottagaren i DISA.

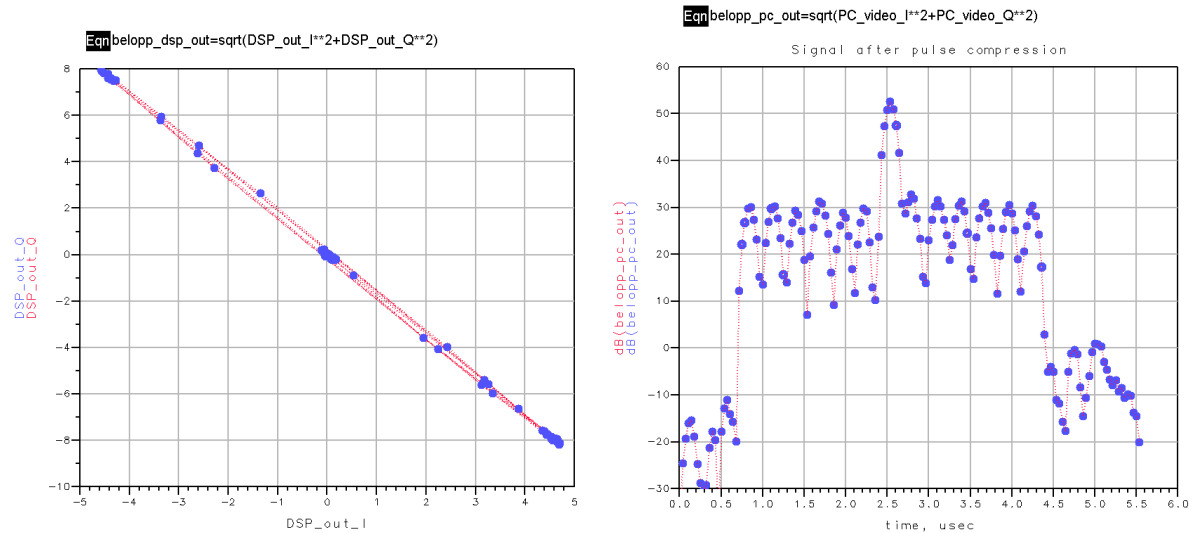
Simuleringsmiljön innehåller också digitala filter som vid behov kan modifieras och signalanpassad filtrering (pulskomprimering). Exempel på en simulering med en inkommande puls av typen Barkerkod 13 med binär faskod visas nedan.



Figur 11. Signalen före (linjerad) och efter (ringar) A/D omvandling.



Figur 12. Signalen I/Q uppdelad.



Figur 13. Den komplexa I/Q signalen (vänster) samt den pulskomprimerade signalen (höger).

Referenser

- [1] Tuneable S-band Filter, FOA 98-4396/L, 1998-10-15
- [2] Styrbart aktivt induktansfilter för S-bandet, FOA 00-4630/L, 2000-10-10
- [3] Spegelfrekvensundertryckande blandare, FOI Memo 02-134, 2002-01-22
- [4] DISA receiver simulations, FOI Memo 02-136, 2002-01-22

6.3 Optiskt kalibreringsnät

Allmänt om kalibrering

För att kunna utföra avancerad signalbehandling i en gruppantenn krävs mycket god kännedom om mottagarsystemets karaktäristik. Man måste kunna korrigera för allt ifrån effektiv antennlängd för enskilda antennelement, missanpassning mellan antennimpedans och mottagarimpedans, överhörning i kablage och mottagarmoduler, samt amplitud och faskaraktäristik för enskilda mottagarmoduler. Det finns väsentligen två sätt att göra kalibreringen. Antingen extern kalibrering - ett känt infallande fält utgör referens, eller intern kalibrering - en intern referenssignal kopplas in i mottagarkedjan.

Extern kalibrering, som måste anses vara det "rätta svaret" är troligen det enda sättet att utföra en fullständig kalibrering. För varje frekvenspunkt man önskar kalibrera krävs då ett stort antal infallsvinklar. Med uppmätta kalibreringsdata återstår sedan ett optimeringsproblem för att bestämma en linjär överföringsfunktion (matris) från infallande fält till uppmätta data. Det krävs en väl definierad referenssändare, och en omgivning utan okända reflexer eller störare, helst en ekofri kammare, så att man verkligen känner det infallande fältet. Därför kan inte externkalibrering utföras utan omfattande förberedelser.

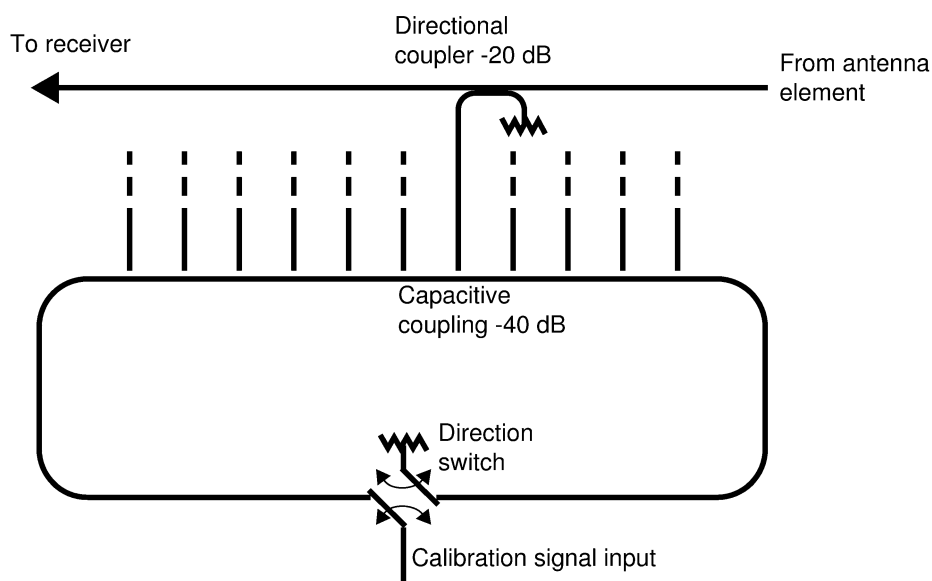
Om inte mottagarsystemet i sig är tillräckligt stabilt/förutsägbart så måste det kalibreras om. Många av de storheter man önskar kalibrera är dock mycket stabila. Om man antar att överhörningen mellan mottagarmodulerna inte ändras, samt att överhörning till följd av variationer i anpassning kan försummas för grannkanalerna så räcker det att korrigera amplitud och faskaraktäristik för varje mottagarkanal för sig. Det kan åstadkommas genom externkalibrering för en enstaka vinkel. Om man dessutom gör antagandet att antennelementen med anpassningsnät inte heller ändrar sig, så kan en intern kalibreringssignal användas.

Internkalibrering kan inte kompensera för variationer före den punkt i mottagarkedjan där kalibreringssignalen kopplas in, och fel i själva kalibreringssignalen överförs till systemet. Dessutom krävs en riktkopplare för inkoppling av referenssignalen vilket ökar komplexiteten. Riktkopplaren kan i sig införa fel, men intern kalibrering är troligen det enda som kan användas under normal användning eftersom det inte ställer särskilda krav på omgivningen.

Man kan även tänka sig ett internt kalibreringssystem där man kan slå på och av kalibreringssignaler individuellt i varje mottagarkedja, i så fall kan man även korrigera för ändrad överhörning. Om man även kan injicera referenssignal i backriktningen (mot antennelementen) så blir det möjligt att kompensera för variationer i anpassning också.

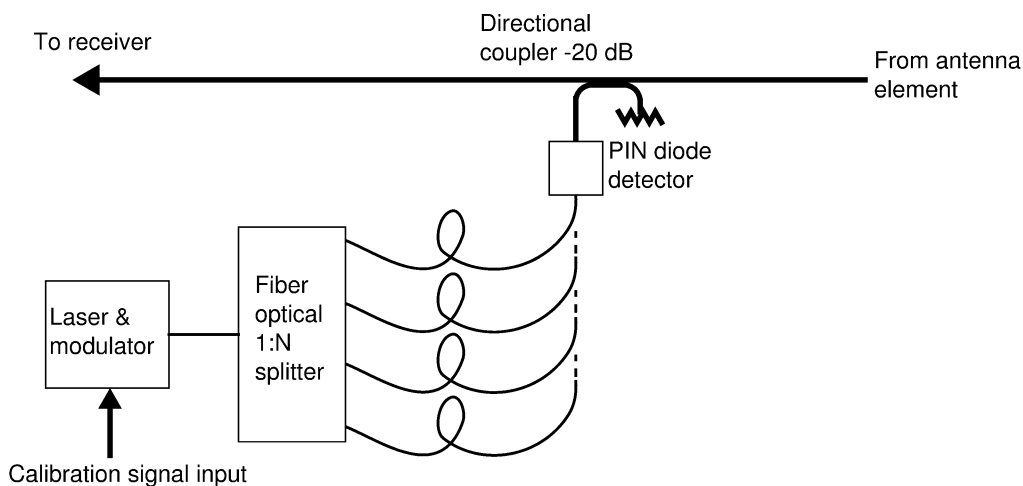
Beskrivning av kalibreringsnäten i experimentantennen

I experimentantenn på FOI finns två olika interna kalibreringsnät, ett elektriskt och ett optiskt. I ett "riktigt" system kommer det förstås inte finnas mer än ett internt kalibreringsnät. Det elektriska kalibreringsnätet är av dubbelriktningstyp där signalen kan distribueras antingen från vänster till höger över antennen eller tvärt om. Det består av en riktningsomkopplare, en slingskopplad transmissionsledare med kapacitiv avtappning och riktkopplare för inkoppling i mottagarkedjan. Den faktiska kalibreringssignalen utgörs av det geometriska medelvärde av de två riktningarna. På det viset kommer fas och amplitudvariationer i slingan påverka samtliga kanaler på samma sätt under förutsättning att det inte finns några reflektioner i slingan.



Figur 1. Principskiss över det elektriska kalibreringsnätet.

Det optiska kalibreringsnätet består av en direktmodulerad laser, en optisk splitter, fibrer, fotodioder och riktkopplare. Kalibreringssignalen distribueras parallellt till de olika mottagarkedjorna vilket kräver att respektive gren är mycket stabil.



Figur 2. Principskiss över det optiska kalibreringsnätet.

Temperaturutvidgning i fibern är ett problem. Ett annat är den optiska kopplaren. Även små temperaturvariationer eller ändring av polarisationstillstånd kan ge stor omfördelning av effekt mellan de olika utgångarna. Ett sätt att förbättra amplitudstabiliteten för denna typ av kalibreringsnät är att jämte detektering av mikrovågssignalen för injicering i mottagarkedjorna även detektera mottagen optisk effekt, och kompensera för denna i efterhand. Det görs enklast genom att biasströmmen till respektive detektordiod mäts med AD omvandlare. AD omvandlarna behöver inte vara särskilt snabba, eftersom de endast skall mäta DC spänningar.

Fördelar med ett optisk teknik

- Låg dämpning i fiber. Om endast dämpningen är begränsande så är överföringsavstånd på många kilometer möjliga.
- Stor fördröjning är möjlig. Eftersom dämpningen är låg, kan man tillåta långa fördröjningsslingor.
- Låg vikt hos fibern jämfört med koaxialkabel.
- Fibern är flexibel vid montering. Men när fibern väl är monterad måste den fixeras, framförallt gäller det för multimodfibrer, annars kan effekt omfördelas mellan olika moder vilket förutom moddispersion även kan leda till ändrade in- och urkopplingsförhållanden.
- Litet temperaturberoende i fibern. Det gäller dock att se till att man använder fiber där även hölje och skyddslager har låg temperaturutvidgningskoefficient.
- Okänslig för störande elektromagnetiska fält. Mikrovågsstrålning kan inte koppla till fibern.
- Ändpunkterna kan tillåtas ha olika elektrisk potential. Fibern är ej elektriskt ledande.

Nackdelar med optisk teknik

- Komplexitetsgraden höjs. Man måste behärska ytterligare en typ av komponenter.
- Temperatur och polarisationskänslig kopplare.
- Temperaturberoende hos fotodioderna.
- Inkoppling av ljus till och från fibern är känslig för smuts och upplinjering. Egentligen inte konstigare än att man måste vara noggrann vid kontakteringen.
- Dyra komponenter. I dagsläget är optiska komponenter dyra. Utvecklingen sker framförallt inom digital kommunikation.

Slutsatser

Det är möjligt att använda fiberoptisk teknik för att distribuera referenssignaler i ett mikrovågssystem. Den princip och de komponenter som vi har använt ger prestanda som är likvärdiga med det elektriska nätet. Amplitudstabiliteten kan förbättras genom utnyttjande av korrigering med DC strömmarna i fotodioderna. Temperaturstabil fiber måste användas och fibrerna skall så långt det är möjligt gå samma väg för att utsättas för samma temperaturändringar.

Referenser

- [1] J. Önnegren, J. Svedin, S. Leijon, "Optik/mikrovågor, Reaktiv anpassning av optisk länk", FOA D 30775-3.1,3.2, juni 1994.
- [2] J. Önnegren, "Optik/mikrovågor, Aktiv anpassning av optisk länk", FOA-D--95-00095-3.1, 3.2--SE, mars 1995.
- [3] J. Önnegren, L. Pettersson, "Optisk signaldistribution av referenssignaler till en digital gruppantenn", FOA-R--98-00753-408--SE, mars 1998.
- [4] T. Boman, "Utvärdering av ett optiskt kalibreringsnät för en digital gruppantenn", LiTH-IFM-Ex-759, september 1998.
- [5] T. Boman, J. Önnegren, "Metod För korrigering av en optisk kalibreringssignal", FOA-R--99-01361-408--SE, december 1999.
- [6] T. Boman, "Further studies of an optical calibration network", FOA-R--99-01360-408--SE, december 1999.
- [7] L. Pettersson, "An S-band Digital Beamforming Antenna: Design, Procedures and Performance", FOA-R--99-01162-408--SE, december 1999.

6.4 Kiselbaserad kretsteknologi

Studie av kiselbaserad kretsteknologi för digitala mottagare

Den under senare år starkt ökade efterfrågan på kompakta och kostnadseffektiva systemlösningar för främst olika mobila radiotillämpningar har resulterat i ett ökat intresse för att realisera kompletta integrerade RF mottagarsystem i kiselbaserade lågkostnadsprocesser. Liknande krav på minskad mottagarkomplexitet samt reducerade tillverkningskostnader återfinns också inom olika radartillämpningar, exempelvis i framtida mottagarsystem baserade på digital gruppantenn teknik vilka kan förväntas innehålla ett mycket stort antal mottagarmoduler [1]. En hög grad av miniatyrisering av sådana mottagarsystem har redan kunnat uppnås genom möjligheterna att integrera främst de digitala systemdelarna i VLSI (Very Large Scale Integrated) kretsteknologier på standard lågresistivt kiselsubstrat (se t.ex. [1]). För digital VLSI konstruktion har användandet av CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) baserade kiselteknologier kommit att dominera då CMOS VLSI kretsar kan tillverkas för en relativt låg processkostnad något som i sin tur gör sådana teknologier speciellt lämpliga att användas för masstillverkning av kretsar. Analoga RF front-ends har å andra sidan traditionellt tillverkats med hybridkretsteknik vilket normalt är mindre lämpat för lågkostnadstillverkning. Ett möjligt alternativ skulle kunna vara att använda Gallium-Arsenid (GaAs) baserade MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) teknologier för att realisera integrerade RF mottagare (se kap. 6.2). Inom många mobila radiotillämpningar har

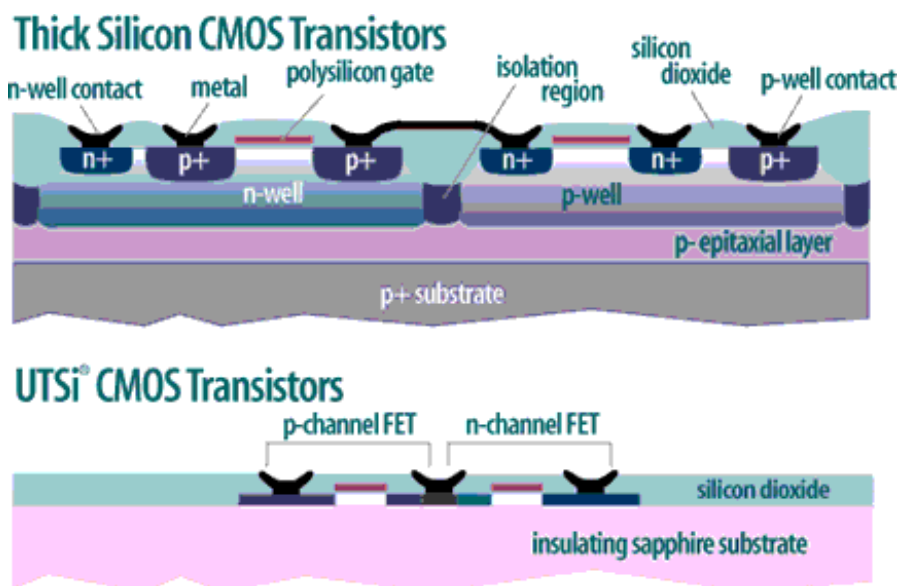
dock RF CMOS teknologier kommit att tilldra sig ett allt större intresse på grund av deras fördelar vad beträffar lägre processkostnad och bättre lämplighet för masstillverkning jämfört med t. ex. GaAs MMIC teknik. En mottagar front-end realiserad i RF CMOS skulle också mycket lättare kunna integreras med lågfrekventa eller digitala kretsar för basband och signalbehandling vilka traditionellt implementeras i CMOS-utförande. En alternativ möjlig RF kiselteknologi är BiCMOS baserat på SiGe (kisel-germanium) HBT:er (Hetero-Junction Bipolar Transistors) med generellt sett något bättre RF prestanda än vanliga bipolära transistorteknologier eller standard CMOS teknologier.

Vad beträffar integration på kisel av analoga RF front-end komponenter som exempelvis LNA (Low Noise Amplifier) samt blandare, så har sådana komponenter hittills huvudsakligen tagits fram för tillämpningar kring 1-2 GHz [2]. Den relativt snabba utvecklingen av olika kommersiellt tillgängliga RF kiselprocesser gör det emellertid intressant att även undersöka möjligheten att realisera analoga RF front-end komponenter på kisel för tillämpningar vid högre frekvenser (från t.ex. 3 GHz och uppåt). I denna studie [2] har vi valt att studera olika RF kiselprocesser för att undersöka ifall någon av dessa processer skulle kunna användas för att realisera förenklade kiselbaserade radarmottagare på S-bandet (2-4 GHz). En möjlig svårighet med att realisera en sådan förenklad RF mottagare skulle kunna vara att uppnå tillräckliga mottagarprestanda bl.a. i form av tillräckligt hög undertryckning av oönskade störssignaler samt tillräckligt goda brus- och dynamikegenskaper. Höga prestandakrav kommer därför att ställas på den valda processen vad gäller exempelvis brus och linjäritet.

Integration av analoga RF front-end komponenter på lågresistiva kiselsubstrat försvåras av stark parasitisk koppling mellan olika metallager och substratet vilket bl.a. medför problem med att realisera kompakta on-chip spolar med låga förluster. De höga förlusterna resulterar i att det i praktiken är svårt att realisera on-chip spolar i standard kiselprocesser med högre Q-värden än 5 [3]. Ett alternativ för att komma runt detta problem är att använda externa anpassningsnät baserat på off-chip spolar. Detta tillvägagångssätt resulterar dock i att en större total kretsytta upptas jämfört med ifall spolarna istället integreras på chipet. Många av de RF mottagare som implementerats i RF CMOS eller i BiCMOS uppvisar generellt sett något sämre lågbrusegenskaper än motsvarande exempel på RF mottagare implementerade GaAs [2].

Stora satsningar har under senare tid gjorts för att ta fram förbättrade RF kiselprocesser med lägre förluster i substrat respektive metalldare. SOI (Silicon-on-Insulator) processer som PSA:s (Peregrine Semiconductor Australias) UTSi[®] (Ultra Thin Silicon) CMOS process utgör ett exempel på en möjlig RF kiselteknologi som potentiellt skulle kunna underlätta realiseringen av en fullt integrerad RF mottagar front-end på kisel. Denna processteknologi möjliggör standard CMOS tillverkning i ett tunt kisellager ovanpå ett isolerande safirsubstans (se figur 1). Det nära ideala

substratet medför att den parasitiska kopplingen mellan metalldare och substrat kan reduceras avsevärt vilket möjliggör tillverkning av on-chip spolar med högre Q-värden ($Q > 10$ vid 2 GHz) än vad som normalt är möjligt för RF kiselteknologier baserat på lågresistiva kiselsubstrat [4].



Figur 1. Schematisk jämförelse mellan en standard bulk CMOS teknologi och PSA's UTSi[®] CMOS teknologi [5].

Den snabba utvecklingen av olika RF kiselprocesser vad gäller allt bättre RF prestanda skulle på sikt kunna förväntas möjliggöra fullständig integration av RF mottagare på kisel. Denna snabba utveckling är emellertid starkt pådriven av det ökade behovet att ta fram en mängd produkter för främst olika mobila radiotillämpningar. När det gäller att framgångsrikt kunna realisera en fullt integrerad S-bands radarmottagarmodul på kisel är det därför nödvändigt att utföra en självständig analys med utgångspunkt utifrån de prestandakrav som ställs av den tänkta radartillämpningen. En rimlig bedömning torde även vara att praktisk erfarenhet av RF kiselkonstruktion samt tillgång till lämpliga designverktyg kommer att vara av avgörande betydelse för hur väl man lyckas i dessa ansträngningar.

Lågbrusförstärkare i en CMOS kisel på isolator process

Lågbrusförstärkaren (LNA) är en nyckelkomponent som ofta är placerad tidigt i den analoga RF mottagarkedjan och som därmed starkt påverkar brus- och storsignalprestanda för hela mottagaren. I denna studie har vi studerat integration av lågbrusförstärkare på kisel för framtida digitala S-bands radarmottagare. Vi har valt att studera möjligheten att använda en kommersiellt tillgänglig UTSi[®] 0.5 μm CMOS SOI process från PSA (se figur 1) för tillverkning av integrerade analoga RF komponenter. Denna process kännetecknas bl.a. av att passiva element som framförallt spolar kan integreras på chipet med relativt låga förluster vilket starkt underlättar möjligheterna att även kunna realisera kritiska RF komponenter som t.ex. lågbrusförstärkare och oscillatorer på kisel med goda

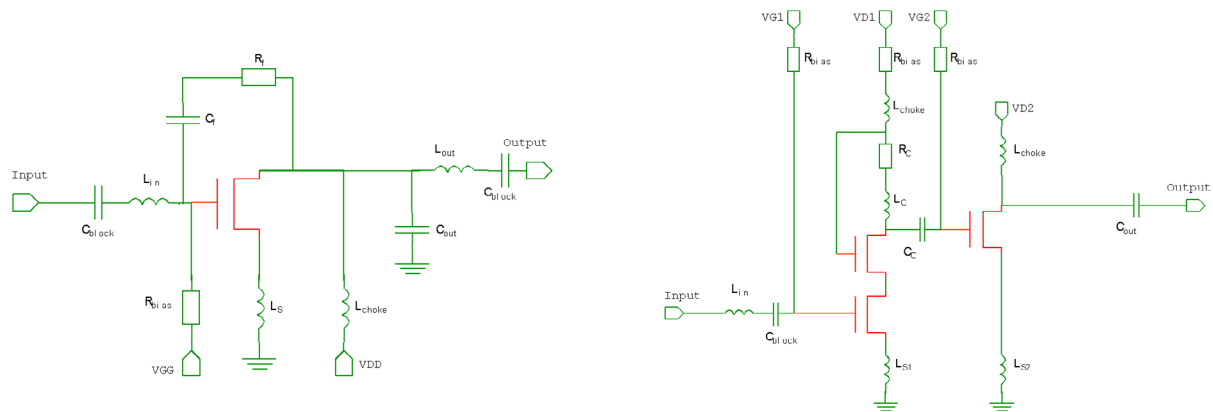
prestanda. Inom ramen för denna studie har vi bedrivit ett samarbete med Acreo AB i Norrköping med avsikt av experimentellt utvärdera den ovan nämnda processen för olika RF tillämpningar kring 3 GHz. Tillsammans med Acreo AB har designunderlag för två olika typer av testkretsar (i detta fall lågbrusförstärkare) gemensamt tagits fram. Detta arbete har utförts vid Acreo AB i Norrköping. De två konstruktionerna har under år 2001 skickats för tillverkning vid PSA:s UTSi® 0.5 µm CMOS foundry i Sydney, Australien. Slutlig leverans till FOI av de tillverkade chipen är på grund av förseningar orsakade av PSA beräknad till månadsskiftet mars/april 2002. Nedan redogörs kortfattat för erhållna simuleringsresultat för de två typerna av testkretsar som har konstruerats [6].

Figur 2 visar kretsschema för en enstegs LNA samt en tvåstegs kaskod LNA. Alla passiva element för DC biasering samt impedansanpassning är i dessa konstruktioner implementerade på chipet vilket resulterar i en relativt kompakt kretsytta. Enstegs LNA:n är baserad på negativ (resistiv) återkoppling mellan in- och utgång för att uppnå ovillkorlig stabilitet något som dock sker till priset av lägre förstärkning och högre brus. Jämfört med denna förstärkare så kan man med en kaskod tvåstegs LNA (se också figur 2) uppnå både högre förstärkning samt bättre isolation.

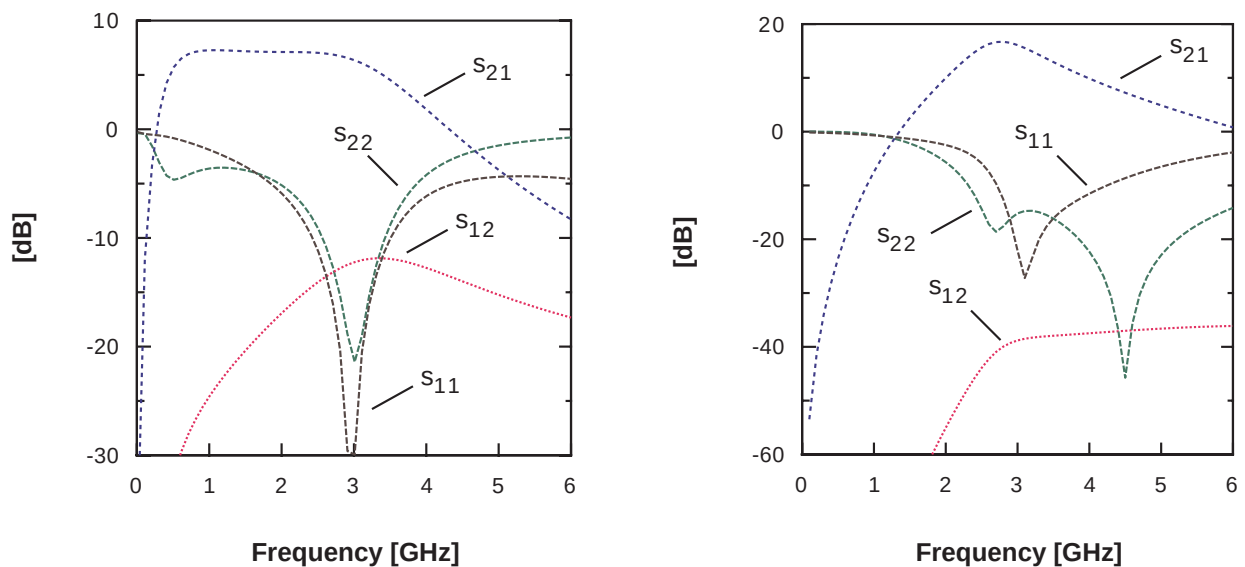
Simulerade S-parametrar för de två olika typerna av LNA:er presenteras i figur 3. Motsvarande kretslayouter för de två förstärkarna visas i figur 4. Storleken på dessa kretskonstruktioner är ca 2 mm². Tabell 1 sammanfattar slutligen simulerade RF prestanda vid S-bandet för de två lågbrusförstärkarna designade i UTSi® CMOS processen. Som jämförelse visas även motsvarande simulerade data för en enstegs LNA i en standard GaAs PHEMT process. Simulerade data för de två förstnämnda förstärkarna har tagits fram med hjälp av CAD verktyget *Cadence Spectre RF* samt kretskomponentbibliotek baserat på erhållna foundrymodeller. För den sistnämnda förstärkaren har simulerade data istället framtagits med hjälp av CAD verktyget *HP EEsof Libra* samt motsvarande foundrybaserade kretsmodellbibliotek.

Simulerade data för enstegs LNA:n designad i UTSi® CMOS processen visar på brusfaktorvärden NF under 2 dB vid S-bandet vilket också är jämförbart med typiska simulerade värden för motsvarande LNA realiserad i en standard GaAs PHEMT process. Förstärkningen G samt 1 dB kompressionspunkten P_{1dB} respektive tredje ordningens interceptpunkten IIP_3 (båda relaterade till ingången) är enligt våra simuleringsresultat (se Tabell 1) lägre för UTSi® CMOS enstegs LNA:n än motsvarande data för GaAs PHEMT enstegs LNA:n. UTSi® CMOS kaskod tvåstegs LNA:n uppvisar en lika hög förstärkning som GaAs PHEMT enstegs LNA:n men dock en något högre brusfaktor. Sammanfattningsvis tyder dessa lovande simuleringsresultat på att det bör finnas goda förutsättningar för att den studerade UTSi® CMOS processen skulle kunna vara en lämplig RF kiselteknologi för att realisera en fullt integrerad S-bands radarmottagarmodul på kisel. För att kunna fastställa detta krävs emellertid en experimentell utvärdering av flera andra byggblock i en analog RF mottagare samt att man slutligen även undersöker möjligheten att integrera de valda RF

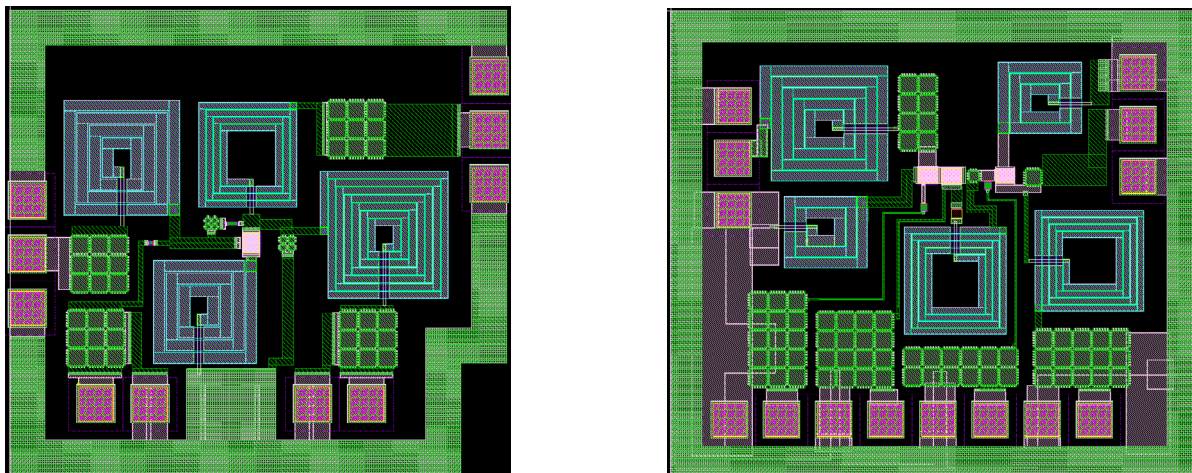
komponenterna på ett eller flera chip. I ett första skede bör man dock experimentellt utvärdera de två framtagna lågbrusförstärkarna för att verifiera hur väl deras simulerade prestanda stämmer överens med uppmätta data. Den tidigare nämnda leveransförseningen av de tillverkade chipen har medfört att en experimentell utvärdering av dessa kretsar ej har kunnat genomföras inom ramen för denna studie.



Figur 2. Kretsschema för en enstegs LNA (till vänster) respektive en tvåstegs kaskod LNA (till höger).



Figur 3. Simulerade s-parametrar för enstegs LNA:n ($V_{DD}=1.5V$, $I_{DD}=10mA$) respektive tvåstegs LNA:n ($V_{D1}=V_{D2}=1.5V$, $I_{D1}+I_{D2}=33mA$).



Figur 4. Kretslayouter för enstegs LNA:n respektive tvåstegs LNA:n. Storleken på kretsarna är drygt 2 mm².

Tabell 1: Simulerade RF prestanda vid 3 GHz för två lågbrusförstärkare designade i en UTSi CMOS process. Som jämförelse visas motsvarande simulerade data för en enstegs LNA i en standard GaAs PHEMT process. Simulerade data för de två förstnämnda förstärkarna har tagits fram med hjälp av CAD verktyget *Cadence Spectre RF* samt foundrybaserade kretsmodellbibliotek. För den sistnämnda förstärkaren har simulerade data istället erhållits med hjälp av CAD verktyget *HP EEsof Libra* samt foundrybaserade kretsmodellbibliotek.

	G [dB]	NF [dB]	P_{1dB} [dB]	IIP_3 [dB]
Enstegs LNA (UTSi CMOS)	6-7	<2	2	10
Tvåstegs LNA (UTSi CMOS)	15-17	<3	-15	Ej simulerat
Enstegs LNA (GaAs PHEMT)	15	<2	Ej simulerat	24

Referenser

- [1] L. Pettersson et al., "An Experimental S-Band Digital Beamforming Antenna," *IEEE AES Systems Magazine*, Nov. 1997, vol. 12, pp. 19-27.
- [2] R. Malmqvist, "Studie av kisel-baserad kretsteknologi för digitala mottagare", FOA Memo 00-4629/L.
- [3] W. B. Kuhn et al., "A 200 MHz CMOS Q-enhanced LC bandpass filter," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Aug. 1996, vol. 31, pp. 1112-1121.
- [4] M. Megahed et al., "High-Q On-Chip Passive Components for UTSi CMOS Technology," *Proc. MTT-S Int. Microwave Symposium*, 1998, pp. 793-796.
- [5] J. McCarthy, "System on Chip Integration Using a True Silicon on Insulator Process," *Wireless Design and Development*, Sept. 2001.
- [6] R. Malmqvist, "3 GHz Low Noise Amplifiers in Silicon on Sapphire CMOS Technology", FOI Memo 01-3267.

7. Gruppantenn teknik millimetervåg

Av avgörande betydelse för möjligheten att kunna ta fram kostnadseffektiva gruppantennsystem vid millimetervågsfrekvenser är tillgången på ett flexibelt byggsätt. Inom av FMV finansierade projekt har tidigare studerats byggsätt för millimetervåg som rapporterats i [4] jämte teknologistudier som rapporterats i bl.a. [5]. Experimentellt har tidigare studerats byggsättet MCM-D som rapporterats i bl.a. [6].

7.1 Kommersiella byggsätt

Två kommersiella byggsätt som under senare år blivit alltmer intressanta för högfrekvensapplikationer är LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) och HTCC (High-Temperature Cofired Ceramic). Detta kan bl.a. konstateras genom det ökade utbudet LTCC/HTCC publikationer och konferensbidrag i de främsta mikrovågstidskrifterna respektive konferenserna under senare år. Medan HTCC är begränsat av de högre processtemperaturerna till metaller (åtminstone i de interna lagren) med hög smältpunkt av typen wolfram medger LTCC användning av metaller med lägre smältpunkt som t.ex. guld och silver och är därför av större intresse för millimetervågsapplikationer där låga förluster som regel krävs.

Då ett flertal kommersiella LTCC foundries för närvarande finns tillgängliga har vi valt att studera detta byggsätt för frekvenser upp till och med W-bandet (75-110 GHz) och har därför tillsammans med Saab designat ett antal testkretsar för experimentell utvärdering (se dock 7.1.4 nedan).

I sektion 7.1.1 beskrivs kortfattat tillverkningen av en LTCC modul. I sektion 7.1.2 kommenterar vi de substratmaterial som finns tillgängliga och några begränsningar dessa tillsammans med gällande designregler medför. I sektion 7.1.3 ges några exempel på testkretsar som designats och i sektion 7.1.4 diskuteras tillverkningsfrågor.

7.1.1 Tillverkning av en LTCC modul

LTCC modulen byggs huvudsakligen upp av en s k 'gröntejp' och en konduktiv tejp. En tejp består av:

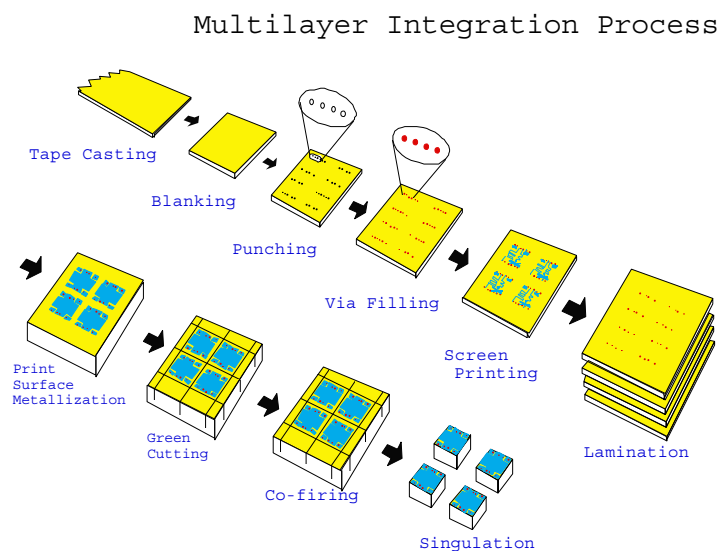
- Glas /keramiskt pulver (60-80 vol-% av det fasta materialet)
- Bindemedel (20-40 vol-% av det fasta materialet). Polymer som håller ihop tejp
- Plasticeringsmedel (ser till att tejp
- Dispergeringsmedel (ser till att partiklar i slamman inte klumpar ihop sig)
- Lösningsmedel (50-70 vol-% av slurryn)

Pastor består av metallen i pulverform. Bindemedel i form av glaspartiklar ser till att metallen binds till substraten och kretsarna blir stadiga. Tjocklekar på tejper varierar från 50 till 250 µm och

bredder upp till 10". Man kan uppnå låga förluster ($\tan\delta = 0.006$) för höga frekvenser. Man kan skräddarsy tejper för olika ändamål (variation i dielektricitetskonstant).

De viktigaste produktionsstegen kan sammanfattas som:

- 1 Layout
- 2 Tillskärning av tejp
- 3 Applicering av via hål
- 4 Viafyllning
- 5 Tryckning av ledare
- 6 Laminering
- 7 Sintring
- 8 Eftersintring
- 9 Utskärning av komponenter
- 10 Ytmontering

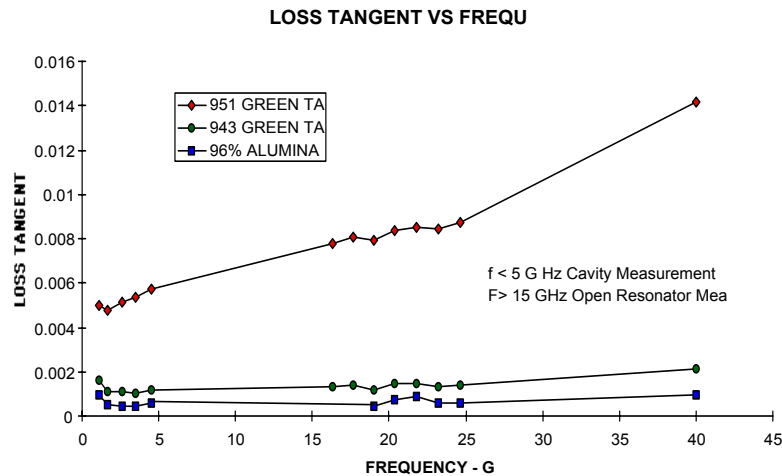


Figur 1. Typisk LTCC tillverkningsprocess.

7.1.2 Substratmaterial och designregler

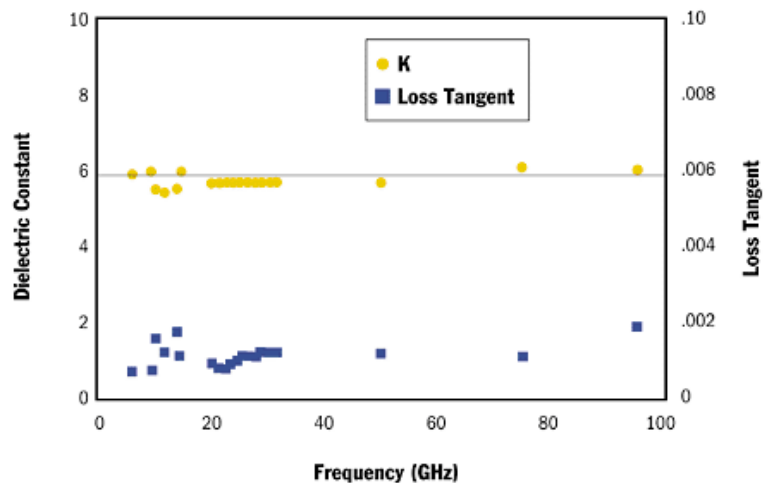
Dupont 943 är det LTCC substratmaterial som har lägst förluster till ca. 20 GHz (se figur 2). För högre frekvenser upp till 95 GHz framkom under projektets gång uppgifter som visade att Ferro A6 har de lägsta förlusterna (se figur 3). Med detta som motiv har vi valt att använda Ferro A6S för våra slutliga testkretsar.

Nackdelen med både Dupont 943 och Ferro A6 i jämförelse med t.ex. Dupont 951 är dock vid användning av National Semiconductors foundry (NSC) att deras sk 'fineline' process (2 mil jämfört med standard 4 mil minsta ledningsbredd/gap) enbart kan användas för de externa lagren.



Figur 2. Förluster för olika LTCC material från Dupont.

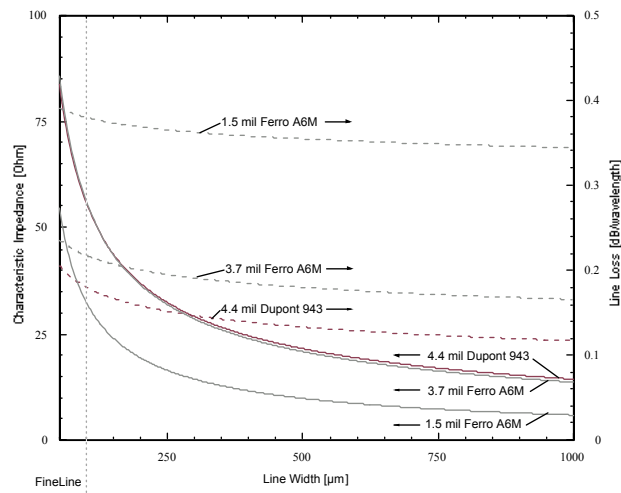
Bland de foundries som tillverkar LTCC-kretsar kan vi utöver NSC nämna CTS Corp., Kyocera, Scrantom Engineering och VIA Electronic. Vi har valt ut NSC som foundry för tillverkning av våra kretsar. Skälet är att de kan processa Ferro A6S och att de har en process (fineline) med mindre ledningsbredd/gap och bättre toleranser än andra foundries, nämligen $2 \text{ mil} \pm 0.2 \text{ mil}$ ($1 \text{ mil} = 25.4 \mu\text{m}$). Denna högre upplösning är viktig för vissa millimetervågsapplikationer (t.ex. patchantennar).



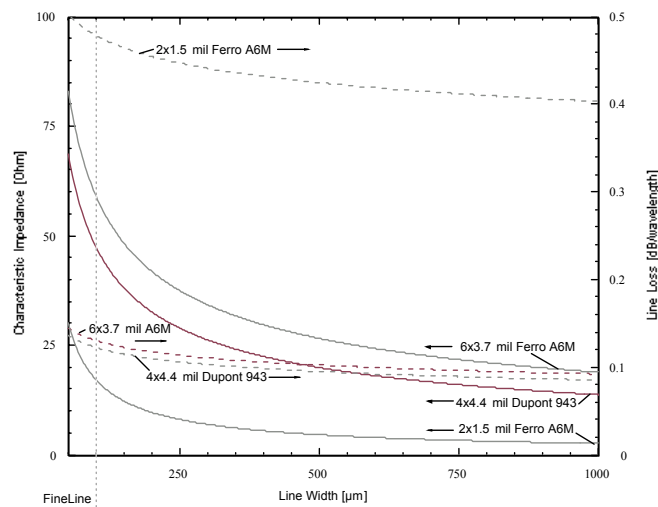
Figur 3. Förluster för Ferro A6S [3].

Varje foundry har sina egna designregler. De allmänna krav som finns är t.ex. den minsta ledarbredden eller gapet som kan uppnås, gällande toleranser, viahålsutformning, tillåten jordplansstruktur, kaviteter, m.m. Den minsta ledarbredden som kan uppnås varierar beroende på vilken process man använder sig av. NSC:s 'fineline' process utnyttjar fotolitografisk teknik så att man uppnår en minsta ledarbredd/gap på 2 mil med en tolerans på 0.2 mil.

Ett rimligt krav torde vara att kunna realisera impedansnivåer både större än och mindre än 50Ω . Vi har som krav att impedanser från 35Ω till 71Ω skall kunna tillverkas. För att åstadkomma detta i mikrostriptechnik måste man t.ex. använda 3.7 mil Ferro A6 och utnyttja fineline processen. Simuleringar av impedanser och förluster för både mikrostrip och stripline ges i figur 4 respektive figur 5. Impedanser under 50Ω kan uppnås med 1.5 mil Ferro A6 utan fineline processning.



Figur 4. Simulerad impedans och förluster för mikrostrip vid 94 GHz.



Figur 5. Simulerad impedans och förluster för stripline vid 94 GHz.

Om man jämför figurerna 4 och 5 ser vi att samma impedansnivåer kan åstadkommas med tjockare substrater för fallet striplinedning. Enligt designreglerna skall jordplan i strukturen vara rutnät (med runt 50 % täckning) men kan vara heltäckande under t.ex. en mikrostriplinedning (upp till $250 \mu\text{m}$). Detta försämrar möjlig isolation mellan ledningslagren i en multilagerkrets.

7.1.3 Testkretsar

Efter den inledande studien av foundries och tillgängliga material valde vi följande uppsättning testkretsar:

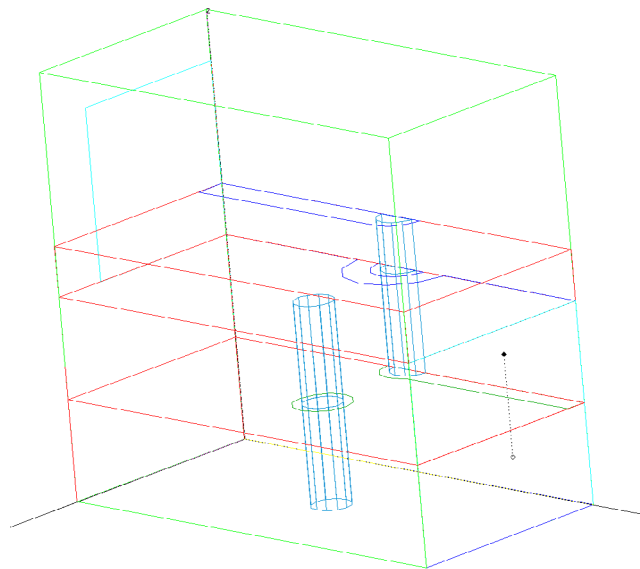
FOI (35 - 94 GHz)

- (1) Ringresonatorer
- (2) Transmissionsledningar
- (3) Viaövergångar
- (4) Patchantennor
- (5) TRL kalibreringsdon

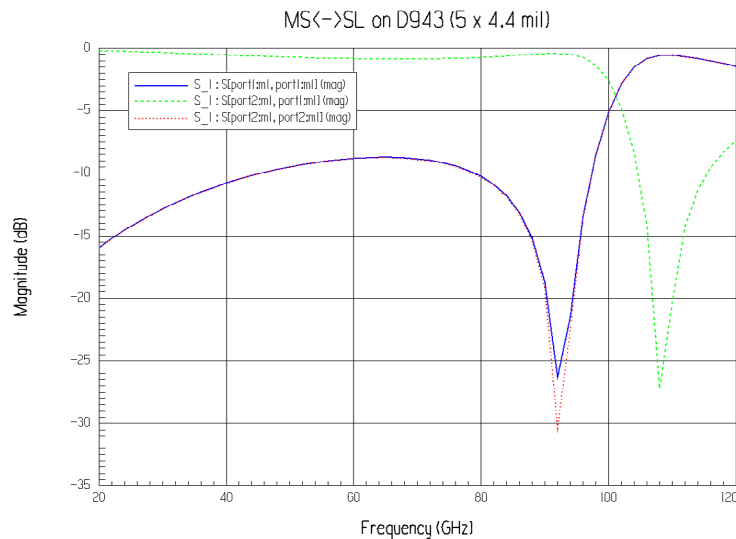
Saab (18 - 46 GHz)

- (6) RF brygga

Som exempel på t.ex. viaövergångar har en övergång från mikrostrip till stripledning designats (Ansoft HFSS) som visas i figur 6. För att kunna utnyttja multilagermöjligheterna behöver man ju kunna leda signaler i dolda ledarlager för att kunna göra korsningar. Det enligt designreglerna minsta tillåtna avståndet mellan viorna visar sig här begränsa den högsta användbara frekvensen till omkring 100 GHz (se figur 7).

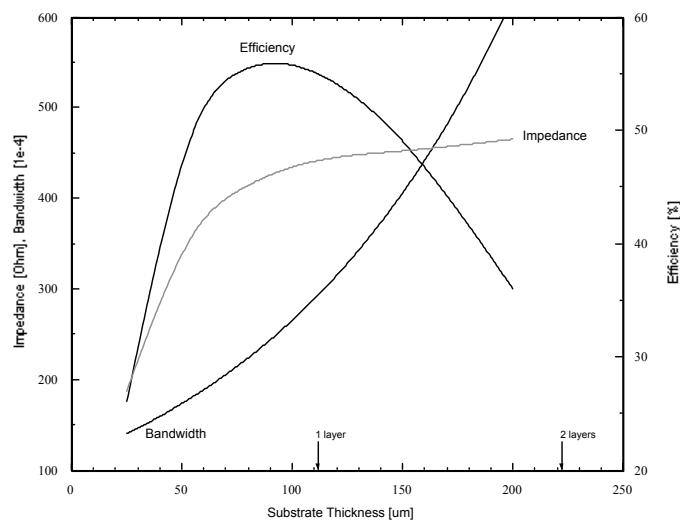


Figur 6. Övergång från mikrostrip till stripledning med via c-c avstånd 530 μm .



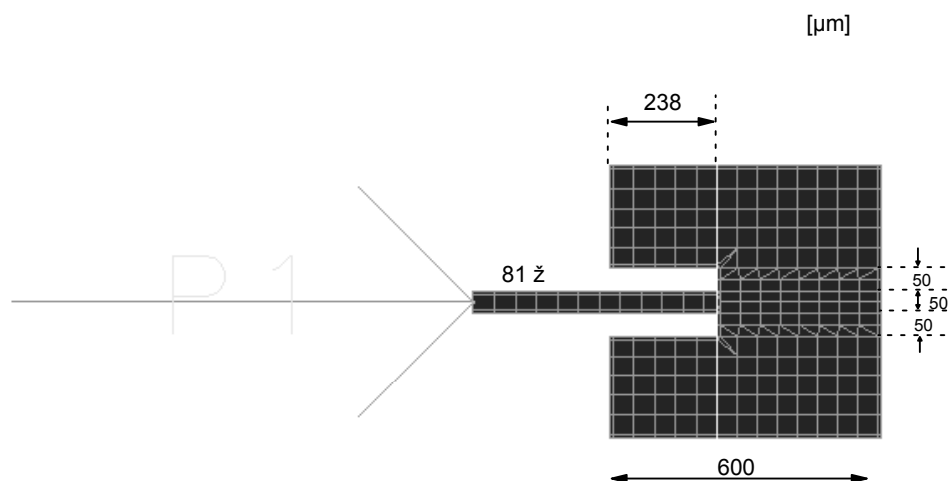
Figur 7. Simulerade prestanda för övergången ovan.

För antennintegrerade system är patchantennerna av stort intresse varför möjligheten att tillverka dessa i LTCC studerats. I figur 8 visas simulerad inimpedans, relativ bandbredd och verkningsgrad för en kvadratisk patchantenn vid 94 GHz för varierande substrattjocklek. Simuleringarna är utförda med Agilent Momentum.

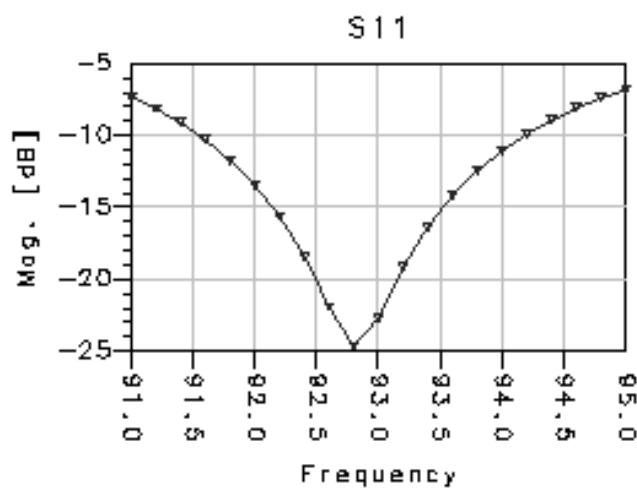


Figur 8. Inimpedans, relativ bandbredd och verkningsgrad vid 94 GHz för en kvadratisk patchantenn med varierande substrattjocklek på D943.

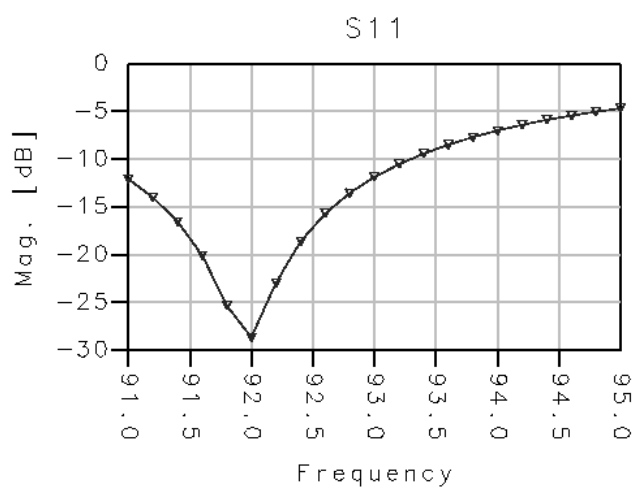
För att studera effekten av den begränsade toleransen i fineline processen kan vi som exempel betrakta fallet med den 'inset' matade patchantennen i figur 9 med tillhörande simulerad (Agilent Momentum) anpassning i figur 10. För fallet maximal avvikelse (0.2 mil) fås istället en anpassning enligt figur 11. Anpassningen är fortdarande acceptabel vid 92.8 GHz men centerfrekvensen har skiftats i omkring 1%. Huruvida detta är acceptabelt eller ej beror på den aktuella applikationen.



Figur 9. Patchantenn anpassad till 81Ω vid 92.8 GHz.

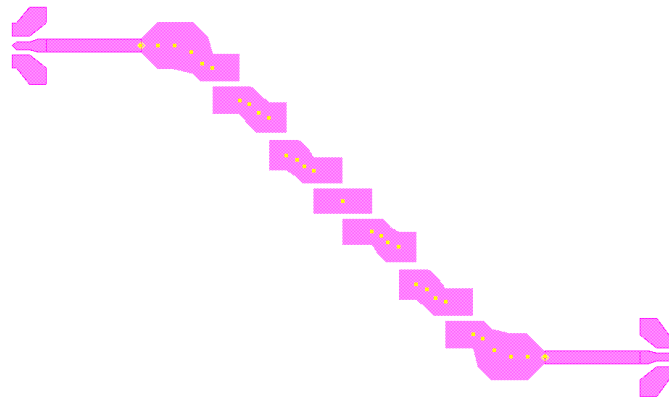


Figur 10. Simulerad anpassning för antennen ovan.

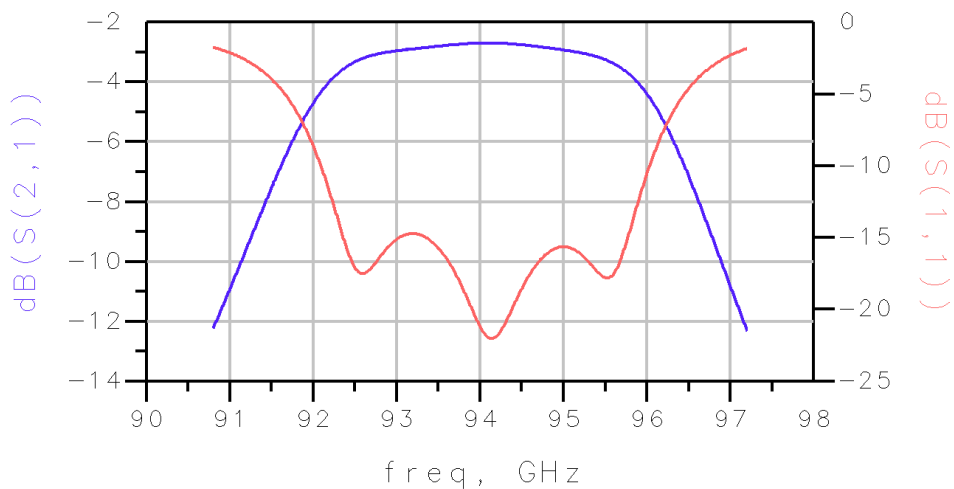


Figur 11. Anpassning vid maximal toleransavvikelse, 0.2 mil.

Som exempel på en något mer komplicerad testkrets kan nämnas ett 94 GHz 5:e ordningens bandpassfilter som designats på 3.7 mil Ferro A6 utnyttjande kopplade ledningar (se figur 12). Designen har optimerats med Agilent ADS och verifierats i Agilent Momentum. Simulerade prestanda visas i figur 13.



Figur 12. Bandpassfilter 94 GHz designat på 3.7 mil Ferro A6.



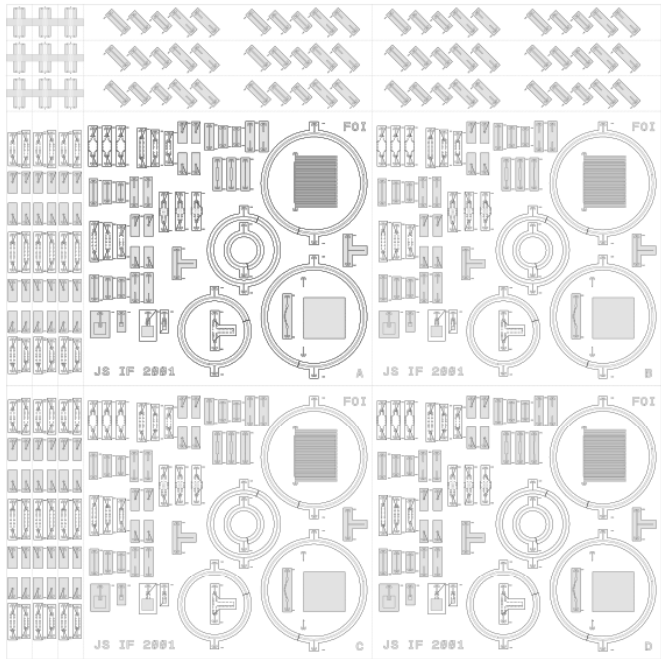
Figur 13. Simulerade prestanda för bandpassfiltret ovan.

Saab Systems har designat en RF brygga i LTCC som skall användas i kombination med en tunnfilmkrets. Denna beskrivs separat i [7].

7.1.4 Tillverkningsfrågor

Efter färdigställande av designunderlaget (ca 20 masklager) för samtliga testkretsar inklusive Saabs testkrets på en 4 tum x 4 tum testpanel som visas i figur 14 skickades underlaget i november 2001 till foundryt. Lagerstrukturen framgår av figur 15. Efter ett flertal försök med olika filformat lyckades foundryt slutligen öppna konstruktionen mycket försenat i januari 2002. Det visade sig då

att man betraktade designunderlaget som problematiskt (komplicerat att tillverka, dyrt och med förväntat låg yield). Det begärda priset för att konstruera 3 paneler var kUSD 40, vilket var utanför ramen för detta projekt. Tillverkning och utvärdering av riktiga kretsar får därför vänta tills vidare. Som jämförelse kostar 3 st 5 tums wafers med omkring 10 masklager i MCM-D teknik hos Acreo omkring kSEK 200.



Figur 14. Layout för 4'x4' LTCC testpanel.

LTCC Cross Section				11-20-01
PRODUCT : FOI MM-WAVE LTCC TEST (LTCC1)				
	Tapes	Cavity Layer (#)	File Name	Layer (#)
			saw.gbr	saw (70)
	Ag		cond5.gbr	cond5 (78)
	A6S		via4.gbr	via4 (62)
	Ag		cond4.gbr	cond4 (77)
	A6S		via3.gbr	via3 (61)
	Ag		cond3.gbr	cond3 (76)
	A6S		via2.gbr	via2 (60)
	Ag		cond2.gbr	cond2 (75)
	100 ohm/sq		resistor2.gbr	resistor2 (67)
	A6S		via1.gbr	via1 (59)
	Ag		cond1.gbr	cond1 (74)
	A6S		via0.gbr	via0 (58)
	Ag		cond0.gbr	cond0 (73)
	A6S		via12.gbr	via12 (65)
	A6S	cavity11 (69)	via11.gbr, cavity11.gbr	via11 (64)
	A6S	cavity10 (68)	via10.gbr, cavity10.gbr	via10 (63)
	Ag		cond10.gbr	cond10 (72)
			board.gbr	board (71)
NOTES: All dielectric layers 3.7 mil Ferro A6S. Board edge is layer #71. Laser scoring according to layer #70. Cavities given by layers #68 and #69 (identical). All Ag metal (0.4 mil). Resistive layer #67 is 100 ohm/sq. Layers #72 and #78 must use FineLine.				Aperture File: ltcc.apr

Figur 15. Lagerstruktur för testpanelen ovan.

Referenser

- [1] Introduktionskurs i LTCC, *Svenska Keramiska Institutet*, 2001-05-16.
- [2] National Semiconductors, www.nsc.com
- [3] L. Chai, A. Shaikh, J. Henry and V. Stygar, "New Ceramics for Wireless Applications", *Ceramic Industry*, June 2001.
- [4] FOA. 00-230/L.
- [5] FOA. 99-496/L.
- [6] FOI. 01-460.
- [7] T. Eriksson, "RF-korsning, LTCC", SaabTech PM282761, 2001-10-19.

Bilaga A: Dokumentöversikt

DGA etapp 1, 1998

A. Digital gruppantenn teknik

Optisk signaldistribution av referenssignaler till en digital gruppantenn	FOA-R--98-00753-408--SE	mars 1998
Realtidsimplementering av digital gruppantenn	FOA-D--98-00384-408--SE	juni 1998
Utvärdering av ett optiskt kalibreringsnät för en digital gruppantenn	FOA 98-4408/L	1998-09-29
Tuneable S-band Filter for On-Chip Receiver	FOA-B--98-00378-408--SE	sept 1998
Tuneable S-band Filter	FOA 98-4396/L	1998-10-15

B. Radarmätningar och reflexmätningar

Kompletterande reflexmätningar i mätthall med FOA:s experimentella digitala gruppantenn	FOA 98-2971/L	1998-06-16
Kompletterande reflexmätningar i mätthall med FOA:s experimentella digitala gruppantenn	FOA-D--98-00401-408--SE	sept 1998
Radar-Like Measurements with an Experimental Digital Beamforming Array Antenna	FOA-B--98-00377-408--SE	sept 1998

C. Typsystemstudier

Kompletterande värdering av modellbaserad lobformning i ett tillämpningsexempel	FOA 98-1848/L	1998-02-12
Analys av alternativa processorarkitekturer	FOA 98-3225/L	1998-06-30
En studie av klotters inverkan på högupplösning i riktning	FOA-D--98-00402-408--SE	sept 1998
Metoder för utvärdering av modeller med hjälp av radarmätdata	FOA-D--98-00416-408--SE	dec 1998
Algoritmval och kapacitetsbehov	FOA 99-287/L	1999-02-01
Tillämpningsexempel för studier av modellbaserad signalbehandling	EMW FY/P-99:042	1999-01-28

D. Stödjande och kompletterande studier

Estimation of the Number of Targets in a Radar Application	FOA-D--99-00424-408--SE	jan 1999
--	-------------------------	----------

DGA etapp 2, 1999**A. Digital gruppantenneteknik**

Realtidsimplementering av digital gruppantenn	FOA-D--99-00443-408--SE	april 1999
Implementering av digital lobformare i FPGA	FOA 99-3158/L	1999-06-30
Further studies of an optical calibration network	FOA-R--99-01360-408--SE	dec 1999

B. Radarmätningar och reflexmätningar

Utomhus radarmätningar med digital gruppantenn	FOA 00-619/L	2000-02-14
--	--------------	------------

C. Systemstudier

Systemanvändning. Probleminventering	FOA 99-3157/L	1999-06-30
--------------------------------------	---------------	------------

D. Stödjande och kompletterande studier

Radar receiver test bench	EMW FX/H-2000:011	2000-02-08
Systemfunktioner. Sensorsamverkan och sensorstyrning	FOA 99-5020/L	1999-11-16
Delantennutglesning	EMW FY/P-1999:170	1999-06-07
Tunna byggsätt. Beskrivning av applikationer	EMW FT/X-1999:009	1999-11-11
Documentation of the computer programs GRAPPA for analysis of groups of arbitrary placed patch antennas on multilayer circular cylinders	CTH Memo M00.01	2000-02-08
Broadband multilayer interconnection using coupled transmission lines	EMW UM-2000:022	2000-02-23

DGA etapp 3, 2000**A. Systemstudier**

Sensorstyrning i nätverk - ett designförslag	FOA 00-4714/L	2000-09-19
Sensorstyrning i nätverk - en modell för resursallokering	FOA 00-5768/L	2000-11-28
Systemstudier, styrning och samverkan	FOI 01-459	2001-01-29

B. Radarmätningar och reflexmätningar

Mätplan 2000 - 2001	FOA 00-2150/L	2000-04-11
Mätplan 2000 - 2001, revision 1	FOA 00-2214/L	2000-04-14
Hot Clutter Reduction in Radar. Experimental Design for Anechoic Chamber Measurements	FOA 00-3316/L	2000-06-16
Radar- och reflexmätningar under år 2000	FOI 01-779	2001-02-19

C. Digital gruppantenn teknik

Styrbart aktivt induktansfilter för S-bandet	FOA 00-4630/L	2000-10-10
Kravdokument för mottagaren i projekt DGA	EMW FX/H-2001:003	2001-01-12

D. Stödjande och kompletterande studier

Studie av kisel-baserad kretsteknologi för digitala mottagare	FOA 00-4629/L	2000-09-30
---	---------------	------------

DGA etapp 4, 2001**A. Systemstudier**

Värdering av systemarkitektur	FOI 01-3253	2001-10-04
Prestandavärdering	FOI 02-264	2002-02-01

B. Radarmätningar och reflexmätningar

Mätplan 2001	FOI 01-1850	2001-04-25
Radar- och reflexmätningar under år 2001	FOI 02-501	2002-02-20

C. Digital gruppantennteknik

Konstruktion och tillverkning av digital lobformare	FOI 01-3252	2001-10-09
3 GHz Low Noise Amplifiers in Silicon on Sapphire CMOS Technology	FOI 01-3267	2001-10-15
Spegelfrekvensundertryckande blandare	FOI 02-134	2002-01-22
DISA receiver simulations	FOI 02-136	2002-01-22
Utveckling och värdering av digital lobformare	FOI 02-499	2002-02-19

D. Gruppantennteknik millimetervåg

LTCC manufacturing technology for mm-wave applications	FOI 02-518	2002-02-28
RF-korsning, LTCC	SaabTech PM282761	2001-10-19

E. Stödjande och kompletterande studier

Integration och styrning av sensorer i nätverk	FOI 01-3133	2001-09-27
Komponenter för förenklad kiselbaserad mottagare	FOI 02-428	2002-02-15

Bilaga B: Översikt arbetsprogram

DGA etapp 1, 1998

A. Digital gruppantennteknik

- A.1 Realtidsimplementering av digital gruppantenn
- A.2 Framtida modulgeneration
- A.3 Optiskt kalibreringsnät

B. Radarmätningar och reflexmätningar

- B.1 Radarmätningar
- B.2 Reflexmätningar

C. Typsystemstudier

- C.1 Databehandling för digital gruppantenn
- C.2 Signalbehandling för digital gruppantenn

D. Stödjande och kompletterande studier

DGA etapp 2, 1999

A. Digital gruppantennteknik

- A.1 Realtidsimplementering av digital gruppantenn
- A.2 Framtida modulgeneration
- A.3 Optiskt kalibreringsnät

B. Radarmätningar och reflexmätningar

- B.1 Radarmätningar
- B.2 Reflexmätningar

C. Systemstudier

- C.1 Databehandling för digital gruppantenn
- C.2 Systemanvändning och ledningsteknik

D. Stödjande och kompletterande studier

DGA etapp 3, 2000

A. Systemstudier

- A.1 Styrning och samverkan
- A.2 Systemarkitektur i nätverk

B. Radarmätningar och reflexmätningar

- B.1 Radarmätningar
- B.2 Reflexmätningar

C. Digital gruppantennteknik

- C.1 Realtidsimplementering av digital gruppantenn
- C.2 Framtida modulgeneration

D. Stödjande och kompletterande studier

DGA etapp 4, 2001

A. Systemstudier

- A.1 Systemanvändning
- A.2 Ledningsteknik

B. Radarmätningar och reflexmätningar

- B.1 Radarmätningar
- B.2 Reflexmätningar

C. Digital gruppantennteknik

- C.1 Realtidsimplementering av digital gruppantenn
- C.2 Framtida modulgeneration

D. Gruppantennteknik millimetervåg

- D.1 Kommersiella byggsätt

E. Stödjande och kompletterande studier