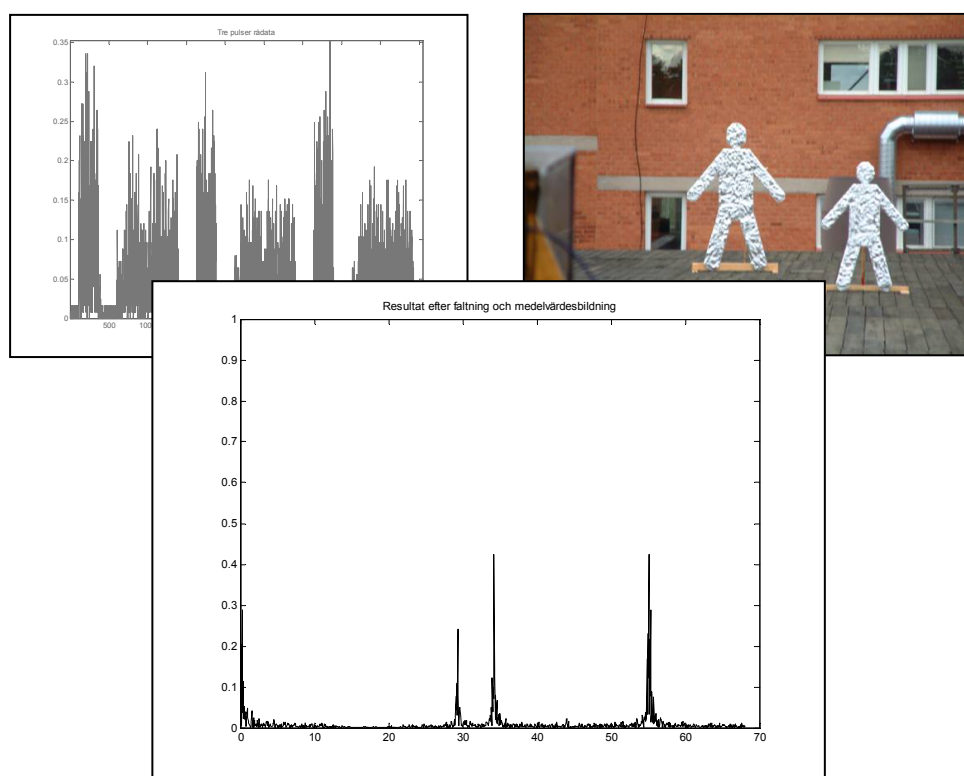


Mikael Karlsson, Sune Axelsson, Staffan Gadd, Nils-Uno Jonsson

Brusradar - Verksamhet 2004



TOTALFÖRSVARETS FORSKNING SINSTITUT

Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--1501--SE

December 2004

ISSN 1650-1942

Teknisk rapport

Mikael Karlsson, Sune Axelsson, Staffan Gadd, Nils-Uno Jonsson

Brusradar - Verksamhet 2004

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--1501--SE	Klassificering Teknisk rapport
	Forskningsområde 4. Ledning, informationsteknik och sensorer	
	Månad, år December 2004	Projektnummer E3055
	Delområde 42 Spaningssensorer	
	Delområde 2	
Författare/redaktör Mikael Karlsson Sune Axelsson Staffan Gadd Nils-Uno Jonsson	Projektledare Mikael Karlsson	
	Godkänd av Johan Söderström	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning FM	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig	
Rapportens titel Brusradar - Verksamhet 2004		
Sammanfattning (högst 200 ord) Brusradar använder till skillnad från traditionella system en helt slumpmässig signalform i varje puls, eller i en kontinuerlig signal. Det ger flera intressanta systemegenskaper, såsom optimal smygradar, maximalt svårstört system, ingen tvetydighet i doppler eller avstånd m.m. Förra året genomfördes en teoretisk studie av brusradar och några verifierande experiment föreslogs. Under året har verksamheten i projektet fokuserat på att verifiera realiserbarheten hos brusradar och ett av de föreslagna försöken har genomförts med mycket lyckat resultat. Projektet har även medverkat med en poster i FOIs resultatkonferens och en teoretisk utredning kring förutsättningarna att använda brusradartechnik i SAR-system har genomförts.		
Nyckelord brusradar, stokastisk vågform, SAR		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 36 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--1501--SE	Report type Technical report
	Programme Areas 4. C4ISTAR	
	Month year December 2004	Project no. E3055
	Subcategories 42 Surveillance Sensors	
	Subcategories 2	
Author/s (editor/s) Mikael Karlsson Sune Axelsson Staffan Gadd Nils-Uno Jonsson	Project manager Mikael Karlsson	
	Approved by Johan Söderström	
	Sponsoring agency Swedish defence forces	
	Scientifically and technically responsible	
Report title (In translation) Noise radar - Activities 2004		
Abstract (not more than 200 words) Noise radar uses, as distinct from traditional systems, a completely random signal shape in each pulse or in a continuous signal. This results in some interesting system characteristics, such as optimal LPI radar, maximal robustness to interference, no range and Doppler ambiguity etc. Last year, a theoretical study of noise radar was made and some suggestions for experiments were suggested. During this year the work has been focused on verification of the realization of noise radar and one of the suggested experiments have been performed with very successful results. The project has also participated with a poster in FOI's result conference and a theoretical study on the conditions for use of noise radar technology in SAR-systems has been carried out.		
Keywords noise radar, stochastic waveforms, SAR		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 36 p.	
	Price acc. to pricelist	

Innehåll

1	Inledning	6
1.1	Disposition	6
2	Beskrivning av brusradar	7
2.1	Några applikationer för brusradar	8
3	Verifierande experiment med brusradar	9
3.1	Mätkoppling	9
3.1.1	Bruskällans egenskaper	10
3.2	Pulsformning	11
3.3	Digitalisering	13
3.3.1	Datalagring och format	13
3.4	Signalbehandling och dataanalys	14
3.5	Mätsträckor	14
3.6	Några mätresultat	15
4	Deltagande vid FOI resultatkonferens.....	18
5	Brusradar i SAR-system	19
6	Slutsatser och fortsatt arbete	20
6.1	Fortsatt arbete	20
A	Appendix: Mätdatafiler.....	21
B	Appendix: Matlab-kod för dataanalys	25
C	Appendix: Miniaturbilder av postrar	27
D	Appendix: Noise radar theory for SAR-applications.....	30
D.1	Principles of noise radar	30
D.2	Range sidelobes and noise floor	31
D.3	Different configurations and implementation of noise radar	32
D.4	Ground clutter influence and SAR-mapping.....	33
D.4.1	SAR-mapping	34
	Referenser	36

1 Inledning

Denna rapport beskriver den verksamhet som bedrivits inom projektet ”Inledande studie av Brusradar” under verksamhetsåret 2004. Målet med projektet är att sammanställa grundläggande teori för funktion och prestanda hos ett brusradarsystem, samt att om möjligt verifiera teorin med experiment.

Under 2003 gjordes en genomgång av teori för brusradar, realiserbarhet undersöktes och ett antal användningsområden presenterades [1]. Vidare beskrevs hur verifierande experiment kan genomföras och en kortfattad redogörelse för hur brusradarteknik kan användas i system med syntetisk aperturradar gavs.

Årets verksamhet har fokuserat på dessa två frågeställningar i form av en mindre teoretisk utredning av brusradar i SAR-system och ett försök med avsikt att verifiera realiserbarheten för brusradarsystem med digital mottagarkanal.

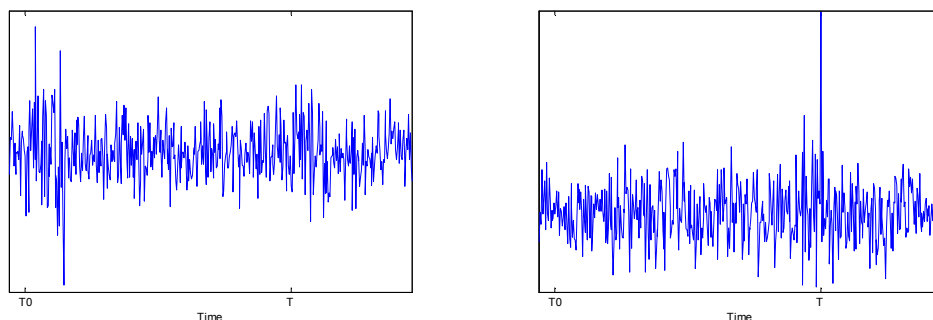
1.1 Disposition

Avsnitt 2 ger en kortfattad beskrivning av hur ett brusradarsystem fungerar och avsnitt 3 beskriver det försök som genomförts under året. Avsnitt 4 behandlar kortfattat medverkan vid FOIs resultatkonferens och avsnitt 5 introducerar kort den utredning av brusradar för SAR som genomförts. En utförligare beskrivning på engelska finns i appendix D och innehåller även en del grundläggande teori för brusradar. I appendix A återfinns en samanställning av genomförda mätningar och referens till datafiler m.m. Appendix B innehåller en version av den programkod som använts för dataanalys. Miniaturbilder av de postrar som presenterades vid resultatkonferensen finns i appendix C.

2 Beskrivning av brusradar

Den grundläggande parameter som styr upplösningen i avståndsled för en radar är bandbredden, d.v.s. det frekvensintervall den utsända signalen upptar. En radar arbetar normalt med en noggrant genererad syntetisk signal, som då medvetet skapas för att på ett systematiskt sätt svepa över ett stort frekvensområde. Detta kan göras antingen med flera pulser (stegad frekvens) eller i en puls (pulskompression). En mycket vanlig pulskompressionsmetod är att helt enkelt svepa linjärt över spektrumet i en puls, vilket kallas för linjär frekvensmodulerad pulsform (LFM). Denna signalgenerering måste göras noggrant och utgör en vital och kostsam del i ett radarsystem.

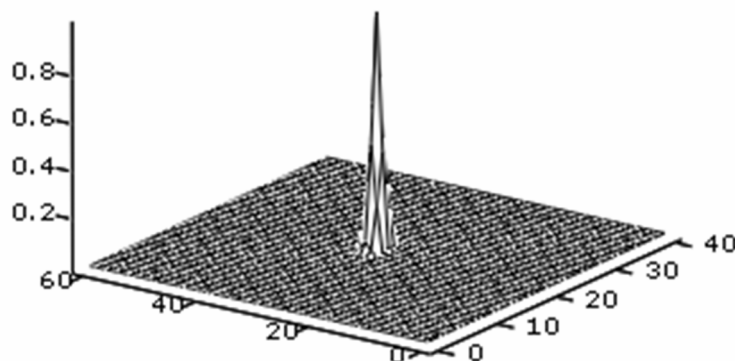
Brusradartechniken eliminerar den syntetiska signalgeneratoren och arbetar i stället med en betydligt enklare och billigare brusgenerator. Denna genererar antingen ett bredbandigt brus direkt på den avsedda systemfrekvensen, alternativt blandas lågfrekvent brus upp och används som utsignal. Den utsända signalen kommer då att uppta *större delen* av frekvensområdet under *hela* pulsen, vilket t.ex. en LFM-puls inte gör. Detta faktum medför att signalen i större utsträckning smälter in i bakgrundsbruset, att den blir svårstörd och att den blir mer robust mot flervägsutbredning.



Figur 1: T.v. En bruskodad puls sänds ut vid tiden T_0 . Ett eko med SNR 0 dB, finns vid tiden T . Det är här mycket svårt att urskilja målektot. T.h. Efter korrelation med den utsända pulsformen, kan målektot tydligt identifieras (sändpulsens vid T_0 är avlägsnad).

För att detektera ekon från målsceen i den mottagna signalen, lyssnar man av den utsända brussignalen och lagrar en kopia lokalt. Denna kopia korreleras sedan med den mottagna signalen, varvid en högupplöst avståndsprofil av sceen erhålls, se Figur 1. I system med analog teknik måste kopian av signalen lagras, eller mer korrekt uttryckt, tidsfördröjas analogt, vilket är svårt att göra utan att distordera signalen. Dessutom är det besvärligt att göra detta för en sekvens av olika tidsfördröjningar, vilket krävs för att skapa en avståndsprofil av sceen. Med digital teknik görs detta betydligt enklare och med full flexibilitet i parameterinställningar, såsom antal avståndsluckor, minsta avstånd etc.

En annan egenskap hos radarsystem med unikt kodade pulser, såsom brusradar, är att ingen tvetydighet i doppler och avstånd uppstår. I traditionella system fås tvetydighet p.g.a. att olika pulser har samma utseende och därmed inte kan skiljas åt, vilket begränsar och försvårar konstruktionen av radarsystemet. Detta problem är särskilt påtagligt då områden på längre avstånd skall avsökas samtidigt som dopplerinformation eftersöks, eftersom detta ger motstridiga krav på systemets pulsrepetitionsfrekvens (PRF). Det är betydligt enklare att hantera detta i ett brusradar system, eftersom entydighet i både doppler och avstånd kan erhållas samtidigt, se Figur 2.



Figur 2: Tvetydighetsdiagram för faskodad brusradar. Ingen tvetydighet fås p.g.a. att varje puls är unikt kodad. Med lämplig utformning av systemet och signalbehandlingen erhålls även låga sidlobber i både avstånd och doppler.

Det är fullt möjligt att realisera SAR (syntetisk aperturradar) med ett brusradarsystem. I litteraturen finns exempel på system med hög upplösning men med vissa begränsningar p.g.a. den analoga signalbehandlingen, som nämnts ovan. Ett intressant resultat från studier som gjorts med brusradar för SAR, är att störfastheten hos ett sådant system är bättre än för ett system baserat på t.ex. traditionell LFM-teknik, se avsnitt 5.

De teknikframsteg som idag möjliggör konstruktion av praktiskt användbara brusradarsystem är bl.a. nya analog till digitalomvandlare, snabba minnen och kraftfulla processorer. Kostnaden för ett brusradarsystem ligger främst i den processorkraft som krävs för signalbehandlingen, men för de flesta tillämpningar finns det med dagens teknik lösningar att tillgå till en rimlig kostnad.

2.1 Några applikationer för brusradar

Här beskrivs kortfattat några applikationer som tar tillvara de fördelar ett brusradarsystem har.

Målsökare: En målsökare baserad på denna teknik har potential att bli mycket svår att detektera och klassificera för ett varnarsystem. Målsökaren kan ges hög avståndsupplösning och kan arbeta med hög PRF för noggrann dopplermätning, samtidigt som entydigheten bevaras. Eftersom signalgenereringen kan göras enklare än normalt, finns även en potential att göra tillverkning och användning av systemet billigare än med annan teknik.

SAR-sensor för taktiska UAVer: På samma sätt som för målsökare är egenskapen att den utsända brussignalen är svårare att detektera, vital för överlevnaden för en UAV med radar. God upplösning inklusive SAR kan erhållas, samtidigt som den enklare signalgenereringen kan ge vikt- och utrymmesvinster. Dessa egenskaper gör tekniken intressant att utvärdera även för spaningssensorer i mindre UAVer.

Sensorer för urban miljö: Den bredbandiga signalen i ett brusradarsystem lämpar sig väl för urban miljö, där flervägsutbredning normalt är ett besvärande problem. Det finns flera koncept för urban miljö som med fördel kan hanteras med ett brus- eller pseudobruskodat system, där små nätverksbaserade bevakningsenheter och system för rörelsedetektion genom väggar tillhör de mer intressanta.

3 Verifierande experiment med brusradar

Under vecka 38 och 39 2004 genomfördes försök med brusradar vid FOI Radarsensorers laboratorium i Linköping. Detta avsnitt redogör för mätningens utförande, mätkonfiguration, samt preliminära resultat. Det som möjliggjorde genomförandet av denna mätning till en låg kostnad var möjligheten att låna delsystem från FOI Radarsensorers ARKEN-utrustning, tillsammans med diverse lösa delar och instrument.

3.1 Mätkoppling

I Figur 3 visas den systemlösning som användes vid experimentet. Principen för mätningen innebär att en referensbrussekvens sändes ut samtidigt som den, via referensgrenen (via riktkopplaren TXPDC) och en justerbar dämpare, digitaliseras. Därefter slår TX/RX (SW2) om och signalen från antennen digitaliseras. Beroende på målsceens ekostyrka justeras referensgrenens dämpning så att signalerna ligger i samma dynamikområde.

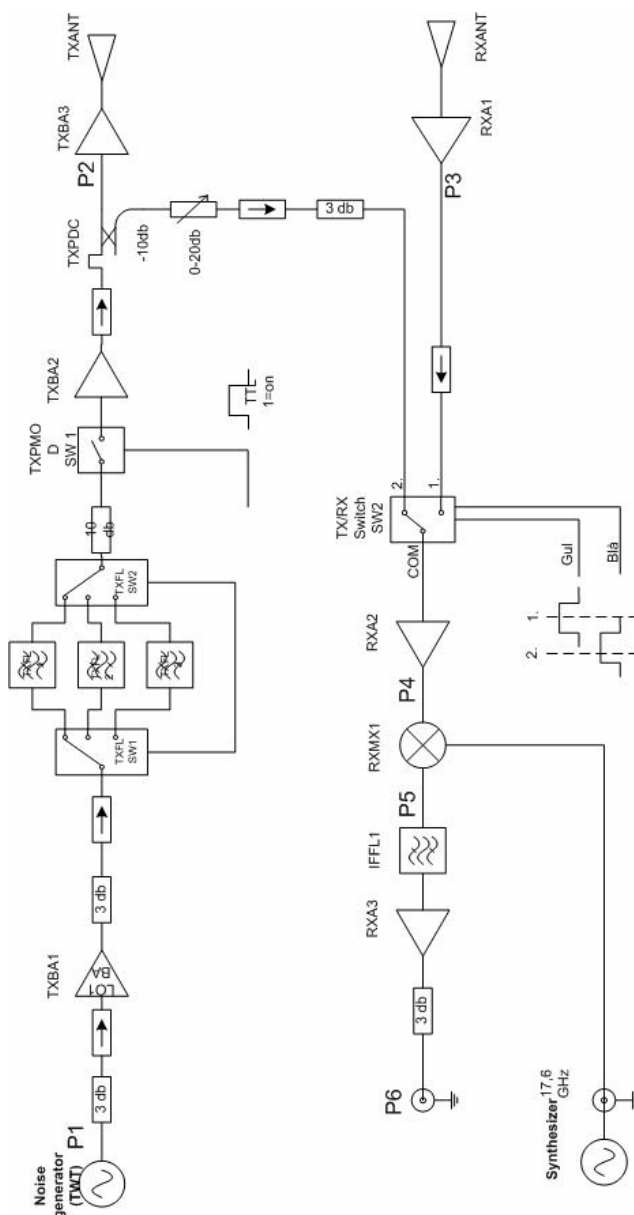
Som brus-källa användes utsignalen från ett vandringsvågslör (TWT), vilket normalt används som sändarslutsteg till ARKEN. Röret anslöts till punkten P1 i den modifierade mikrovågsenheten varvid förstärkning, filtrering samt grindning utfördes.

Grindningen av utsignalen sker i en PIN-switch (SW1) med 10 ns stigtid och en isolation i off-läge på 80 dB. Denna signal delas sedan i riktkopplaren TXPDC och går via en förstärkare på 32 dB (AFT-18855) till sändarantennen.

Sändarantennen är ett horn med 24 dB gain och en lobbredd på 10-12 grader. Horisontal polarisation är den aktuella. ERP kan med den aktuella förstärkaren maximalt vara $12+24 = 36$ dBm.

Mottagarantennen är likadan som sändaren men har en lågbrusförstärkare ansluten direkt vid antennen (RXA1). Den är av typen DBL-01618N213 med gain på ca 15 dB.

Signalen passerar sedan SW 2, varefter den förstärks i en lågbrusförstärkare (DBL-01618N213) innan den går till nerblandaren Miteq (DMX0418L). SW2 är en SPDT med



Figur 3: Kopplingsschema för det mikrovågs-system som användes vid experimentet.

en omslagstid på 20 ns, samt en isolation på 60 dB.

Lokalskallatorn på 17,6 GHz (+12 dBm) matas från en HP-syntesgenerator. Det utsända spektrumet, vilket reflekterats i målen, transponeras ned till 0,6 - 3,6 GHz. Det för samplingen specialdesignade antivikningsfiltret (IFFL1), med ett passband på 1,425-2,325 GHz, skär ut den önskade delen av spektrumet, vilken sedan förstärks i RXA3. Efter en 3 dB pad (dämpare med impedansanpassning) går signalen slutligen in i samplingsoscilloskopet. Filterdata för IFFL1 finns i Tabell 1.

<i>F - 16737 Tubular Band Pass Filter, 10 section</i>	
1 dB Passband	1425 MHz – 2325 MHz
VSWR	1,5:1
Rejection	40 dB at 1250 & 2500 MHz
Insertion Loss	1 dB in passband.

Tabell 1: Filterdata på det antivikningsfilter som användes vid mätningen.

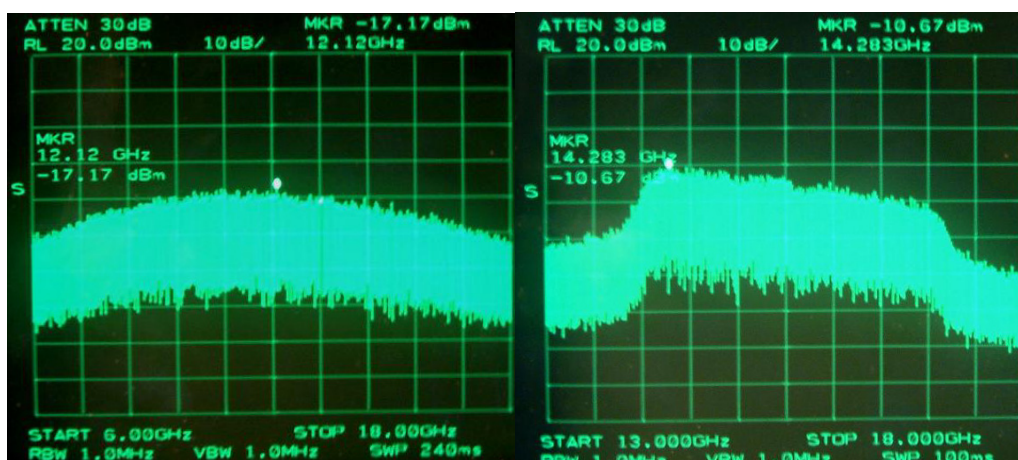
Tabell 2 redogör för diverse uppmätta förstärkningar och signalnivåer i den använda uppkopplingen.

<i>Position (från - till, se schema ovan)</i>	<i>Gain</i>
P1 - P2	27 dB (linjärt till +8 dBm vid P2)
P3 - P4	12 dB
P4 - P5	-5 dB (mixer conversion loss)
P5 - P6	10 dB

Tabell 2: Signalnivåer på några mätpunkter i den använda mätkopplingen, se Figur 3.

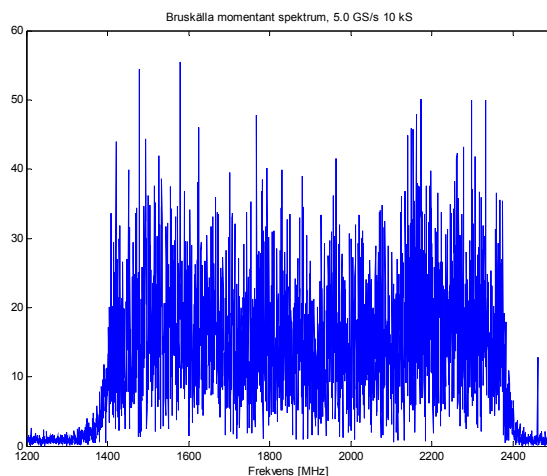
3.1.1 Bruskällans egenskaper

Som bruskälla användes utsignalen från ett vandringsvågrör (TWT), vilket normalt används som sändarslutsteg till ARKEN. Det är av typen Varian VZM-6991K3 (20 W, gain 40 dB). Genom att terminera ingången med 50 ohm genererar röret ett någorlunda vitt brus. Bilden till vänster nedan visar uppmätt spektrum direkt från TWT, vilket visar ett ganska vitt brus vilket är typiskt för vandringsvågrör. Denna signal bandpassfiltreras sedan i sändarkedjan med ett passband mellan 13 och 17 GHz, vilket resulterar i det spektrala utseendet till höger i Figur 4.



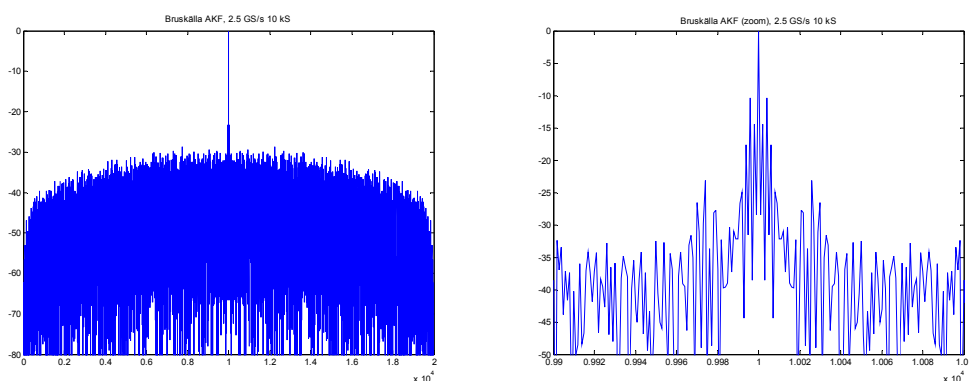
Figur 4: Avfotograferat spektrum från bruskällan. T.v. visas den ofiltrerade brussignalen och t.h. visas signalens spektrala egenskaper efter sändarkedjans bandpassfiltrering.

I mottagarkedjan filtreras sedan signalen ytterligare. Det avslutande antivikningsfiltret begränsar den insamlade signalens spektrum till 1,425 - 2,325 GHz, se Figur 5.



Figur 5: Figuren visar signalens spektrum efter antivikningsfiltrering. Signalen är samplad med 5,0 GS/s.

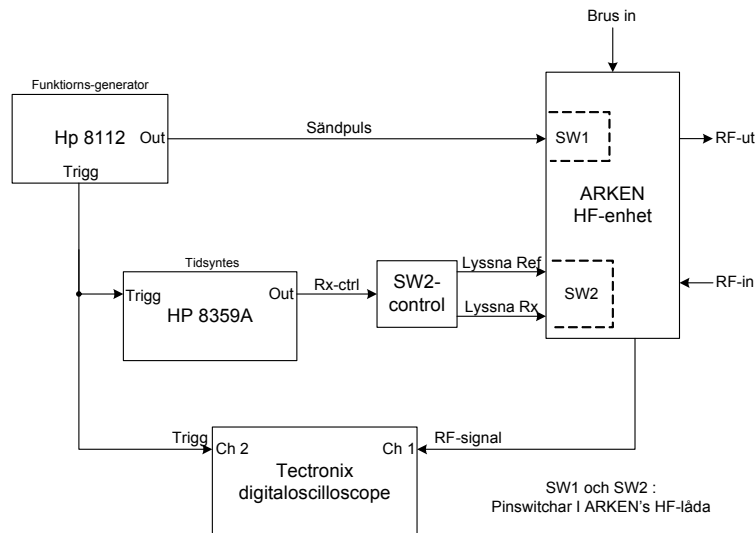
Den viktigaste egenskapen för bruskällan i ett brusradarsystem är dess autokorrelationsfunktion. Sidlobor i denna kommer direkt att återspeglas i form av sidlobor i de estimerade avståndsp profiler man får från systemet. Autokorrelationsfunktionen för denna bruskälla återfinns i Figur 6. Vid denna estimering användes 2,5 GHz samplings takt med bandbegränsningsfiltret inkopplat. Resultatet visar ett bra utseende.



Figur 6: Uppmätt autokorrelationsfunktion för den använda bruskällan. Hela funktionen visas t.v. och en förstoring kring centrum t.h.

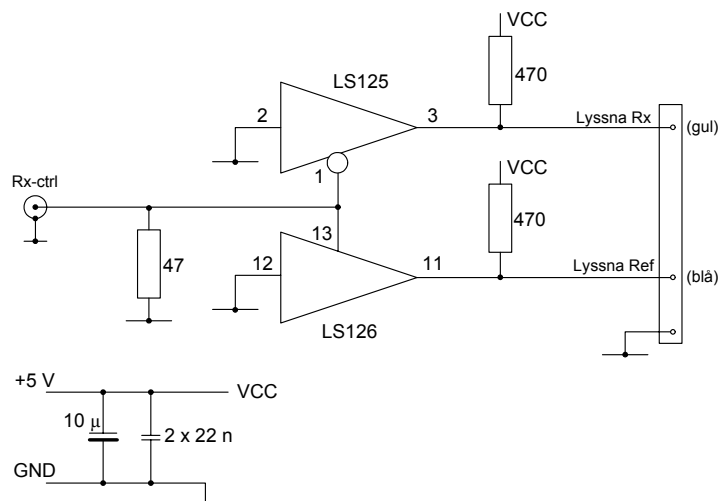
3.2 Pulsformning

Den koppling för pulsgenerering och mottagarkontroll som användes vid försöket visas i Figur 7. Pulsrepetitionsintervall (PRI) och pulslängd styrdes med en HP 8112 "Funktionsgenerator" vars utsignal "Sändpuls" gick direkt till SW1 i ARKEN HF-enhet. Från samma generator togs triggutgången till övriga delar i kopplingen. Intervallet för val av referenssignal/mottagen reflekterad signal styrdes av en HP 88359A tidsyntesgenerator, vars utsignal gavs lämplig fördröjning och pulslängd i förhållande till triggsignalen. Utsignalen från tidsyntesen gick till SW2-kontroll som bildade två komplementära signaler "Lyssna ref" och "Lyssna Rx" för kontroll av SW2 i HF-enheten. Triggen gick även till oscilloskopets kanal 2 för att användas som tidreferens vid den efterföljande signalbehandlingen.



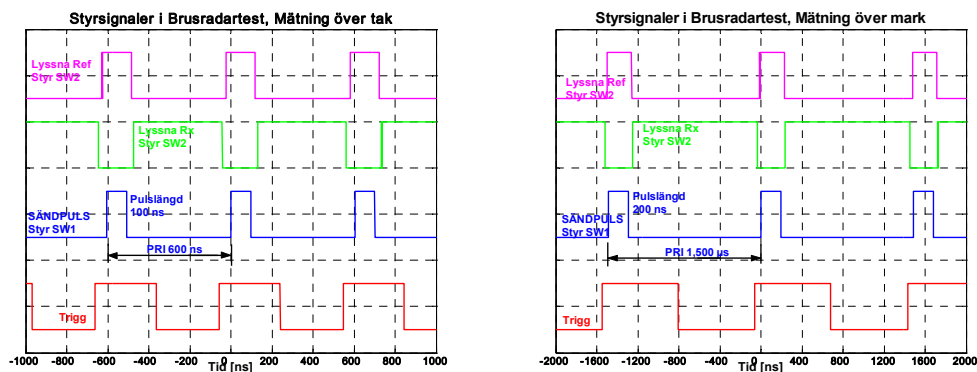
Figur 7: Figuren visar hur puls- och switchlogiken löstes vid försöket.

Uppbyggnaden av "SW2-control" ses i Figur 8.



Figur 8: Uppbyggnad av "SW2-control".

Utseende och timing på "Sändpuls", "trigg", "Lyssna ref" och "Lyssna Rx" ges av Figur 9 för mätningarna över taket respektive för markmätningen, se avsnittet om mätningar nedan.



Figur 9: Tidsdiagram för styrning av kontrollogiken i mätsystemet. T.v. visas inställning vid mätning över mätsträckan på taket och t.h. motsvarande vid mätning mot marken.

Inställningarna för instrumenten vid de två mätfallen visas i Tabell 3. I båda fallen utnyttjades hela det entydiga mätavståndet.

<i>Instrument</i>	<i>Parameter</i>	<i>Över tak</i>	<i>Mot mark</i>
HP 8112	PRI	600 ns	1500 ns
	Pulslängd	100 ns	200 ns
	Hi-lvl	3 V	3 V
	Lo-lvl	0 V	0 V
	Output	Normal	Normal
Hp 8359A	Delay	preset	preset
	Trigg	Negativ flank	Negativ flank
	Delay	196 ns	646 ns
	Width	155 ns	255 ns
	Output	Complementary, Positiv	Complementary, Positiv
	Hi-lvl	2,4 V	2,4 V
	Lo lvl	0,05 V	0,05 V
<i>Metrisk</i>	<i>Pulslängd</i>	<i>15 m</i>	<i>30 m</i>
<i>mått</i>	<i>Entydigt mätavstånd</i>	<i>15 till 90 m</i>	<i>30 till 225 m</i>

Tabell 3: Inställningar för instrumenten vid de två mätfallen.

3.3 Digitalisering

Digitaliseringen av den bandpassfilterade signalen gjordes med ett digitalskop av typen Tektronix TDS6604. Det har en bandbredd på 6 GHz och kan sampla med 20 GS singelskott med 8 bitar. I mätningen utnyttjades 2 samtidiga kanaler med 100000 sampel per kanal. Kanal 1 användes för mellanfrekvenssignal och kanal 2 till synkroniseringssignalen (switch). För att utnyttja så många av AD-omvandlarnas bitar som möjligt skruvades förstärkningen på kanal 1 upp till 50 mv/div. Samplingsfrekvensen valdes till 2,5 GS varvid en insamling varade i 40 us. Det medför att signalen undersamlas en gång och således viks ner till basband vid AD-omvandlingen.

3.3.1 Datalagring och format

Data lagrades i Matlab-kompatibelt dataformat (".dat") tillsammans med en header fil (".hdr") som beskriver aktuella inställningar på oscilloskopet. Dataformatet i dat-filen består av ASCII kodade amplitudvärden med ett värde per rad. Headern innehåller fem värden med ett värde per rad. I headern är det främst de två första värdena som är av intresse. Det första anger antalet sampel i datavektorn och det andra är sampelintervallet i sekunder.

Data överfördes efter mätning med hjälp av nätverk till en permanent lagringsarea för enkel åtkomst vid dataanalysen.

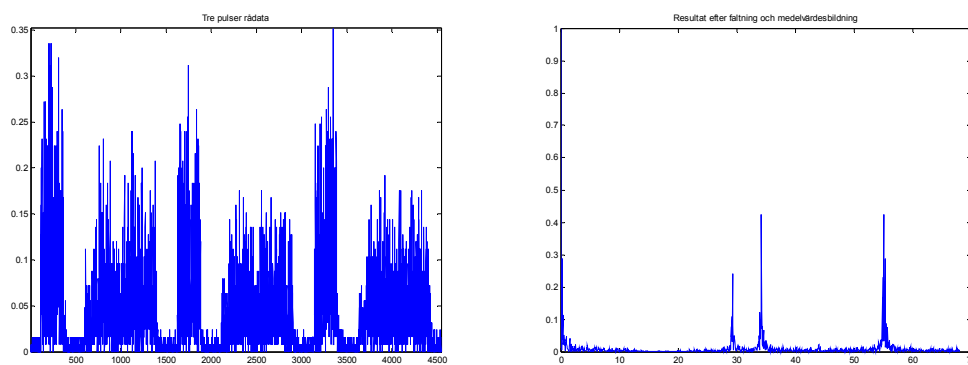
Vid insamlingen samlades två kanaler, data kanal (ch1) och trigg kanal (ch2). Triggdata användes endast för att underlätta uppdelning av signalen i pulshintervall vid dataanalysen. Trigg-filerna döptes till samma basnamn som datafilen men med namntillägget "_trigg" ("*_trigg.dat"). Även till dessa filer hör en header-fil.

3.4 Signalbehandling och dataanalys

För att erhålla en avståndsprofil från den brusiga rådatavektorn används faltning i kombination med medelvärdesbildning (integration), se Figur 10. För att erhålla liten variation i avståndsprofilen och få ett bra signal-till-brusförhållande, måste många sampel användas i signalbehandlingen. Detta kan uppnås på två sätt:

1. använda långa pulser med många sampel per puls
2. använda kortare pulser, men medelvärdesbilda flera pulser

Kortsträckviddiga system kan även arbeta i CW-mod, men i detta försök har pulsad teknik använts på grund av begränsningar i oscilloskopets sampeldjup m.m. I försöket användes alternativ två av de alternativ som beskrivs ovan, eftersom mätningen sker på kort avstånd och pulslängden begränsas av näravståndet. Beroende på vad radarsensorn ska användas till kan ett mellanting av alternativ 1 och 2 användas.



Figur 10: T.v. visas exempel på hur datapulser kan se ut. De korta pulserna med hög amplitud är sändpuls och de med lägre amplitud är mottagna ekon från scenen. T.h. visas den avståndsprofil som erhålls av scenen efter signalbehandling. Målscenen är den samma som visas i Figur 14, men avståndsprofilen är här plottad i linjär amplitudskala.

Arbetet med data består i följande huvudpunkter

- Estimera pulsrepetitionsfrekvensen
- Stycka upp datavektorn i enskilda (hela) pulsintervall
- Finn referenspulserna
- Falta data i varje pulsintervall med respektive referenspuls
- Finn nollposition per puls och rätta upp de detekterade pulserna
- Medelvärdesbilda pulserna

I appendix B finns en listning av den Matlab-kod som användes för dataanalysen.

3.5 Mätsträckor

Mätningar gjordes i laboratoriet på taket till huskropp E vid FOI i Linköping. Vid de första mätningarna användes en mätsträcka över taket. Denna mätsträcka är utformad för att ge minimalt med reflexer från staket m.m. och har en längd på ungefär 40 m. Mätsträckan avslutas med ett staket och en bit bakom det finns en tegelvägg till huskropp Q, som ger ett kraftigt eko i slutet av varje puls. Träställningen på bilden i Figur 11 fanns med vid mätningen men utgör inget hinder och med tanke på det näravstånd som användes, bedöms den inte ha någon större inverkan på resultatet.



Figur 11: Mätsträcka över taket på huskropp E.

Den andra mätsträckan som användes var ut genom fönstret åt öster i det sydliga rummet i laboratoriet. På nära håll finns här tält, staket, buskar, lyktstolpar m.m., se Figur 12. På längre håll (ca 200 m) finns träd, buskar stenar m.m. Målet med dessa mätningar var att undersöka om känsligheten, trots den låga uteffekten, var tillräcklig för att mäta mot mark på lite längre avstånd.



Figur 12: Foto på mätsträckan för experiment mot mark. I bilden syns tält, lyktstolpar, staket m.m. och dessa ger några av de ekon som erhålls i en del av de mätningar som gjordes i denna riktning.

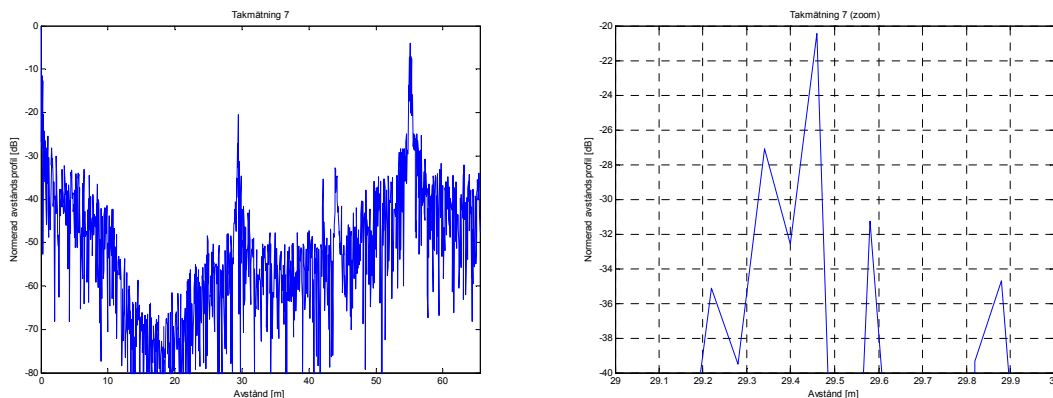
3.6 Några mätresultat

Målet med dessa mätningar var att påvisa att brusradar fungerar och att man kan använda digital signalbehandling för att erhålla ett flexibelt och väl fungerande radarsystem. Det data som insamlats kan även användas till att utvärdera en del teoretiska resultat, men det ligger utanför ramen för denna rapport.

I Figur 13 visas den avståndsprofil som erhöles vid mätning mot en reflektor utplacerad vid ca 30 m. Reflektorn är en hörnreflektor som egentligen är avsedd för 94 GHz (W-bandet) och har för dessa frekvenser en målarea, σ_W , på 100 m². Reflektorns målarea för det använda frekvensbandet (Ku-bandet), σ_{Ku} , kan erhållas genom skala om målarean med sambandet

$$\sigma_{Ku} = \left(\frac{\lambda_W}{\lambda_{Ku}} \right)^2 \sigma_W = \left(\frac{f_{Ku}}{f_W} \right)^2 \sigma_W$$

$f_{Ku} = 15 \text{ GHz}$ ger $\sigma_{Ku} \approx 2,6 \text{ m}^2$.



Figur 13: T.v. avståndprofil från mätning mot reflektor på $2,6 \text{ m}^2$ utplacerad vid ca. 30 m. Resultatet är plottat i dB relativt referenssignalens korrelationsvärde. T.h. visas returen från reflektorn inzoomad.

Avståndet till reflektorn mättes med måttband till 27 meter. På grund av fördröjningar i sändardelen i systemet, kablar till och från antenner etc., fås ett konstant avståndsfel i systemet, vilket med dessa data kan uppskattas till ungefär 2,4 m.

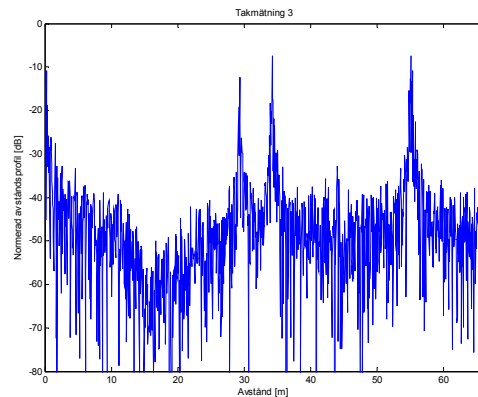
Den topp som återfinns vid ca. 55 m härrör från väggen på huskropp Q, se bilden till vänster i Figur 14. Det finns även två mindre ekon mitt emellan reflektorn och väggen. Dessa kommer troligen från den tunna och det staket som finns i slutet av mätsträckan på huskropp E. Tunnan skymtar fram bakom den mindre träfiguren i bilden i Figur 14 och staketet syns längst till höger. Den låga signalnivån vid ca 15 m härrör från den lilla marginal som lagts in mellan sändpulsens bakkant och tidpunkten då mottagaren kopplas in, se Figur 9.

Från högra grafen i Figur 13 kan avståndsupplösningen i systemet uppskattas till ungefär 2 dm eller bättre beroende på hur man tolkar ”dubbeltoppen”. Den teoretiska upplösningen ges av

$$\Delta R = \frac{c}{2B}$$

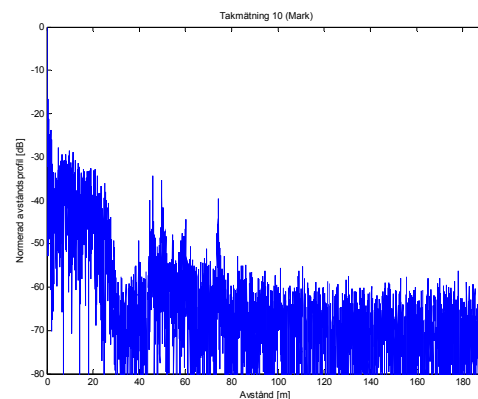
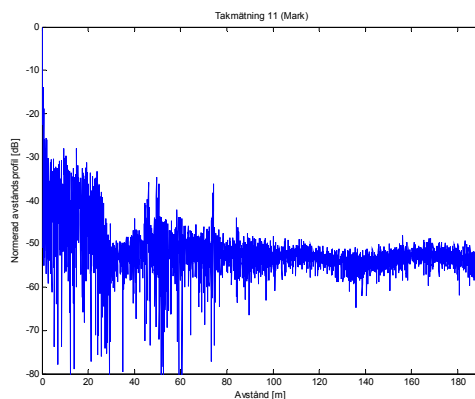
vilket med $B = 900 \text{ MHz}$, ger $\Delta R \approx 0,17 \text{ m}$.

Till höger i Figur 14 återfinns den avståndprofil som uppmättes av den scen som visas i bilden till vänster. Scenen består av två metallfoliebeklädda träfigurer utplacerade på ett avstånd av 27 respektive 32 m och den främre är något mindre än den bakre. Figurerna är bara några centimeter tjocka och ger mycket distinkta ekon i avståndprofilen. Man kan här lägga märke till att ekot från väggen bakom ger ett något bredare eko än de två figurerna. Denna breddning beror med största sannolikhet på fönstren och på den lufttrumma som finns monterad på väggen. De två svaga ekona från staketet och tunnan dränks här nästan helt av bruskällans sidlobar från de två träfigurerna.



Figur 14: T.v. Två metallfolieklädda träfigurer av olika storlek är utplacerade på olika avstånd från sändaren. T.h. Figurerna återfinns i mitten av avståndsprofilen i form av två toppar. Toppen längst till höger är vägen på huskropp Q.

Vid mätningen mot markscenen stod det snart klart att den begränsade uteffekten inte var tillräcklig för att erhålla bra resultat. Sändareffekten var ungefär 12 dBm $\approx$ 15 mW och i detta fall var effektiviteten i det utsända pulståget $2/15 \approx 13\%$, vilket ger en medeleffekt på ungefär 2 mW.

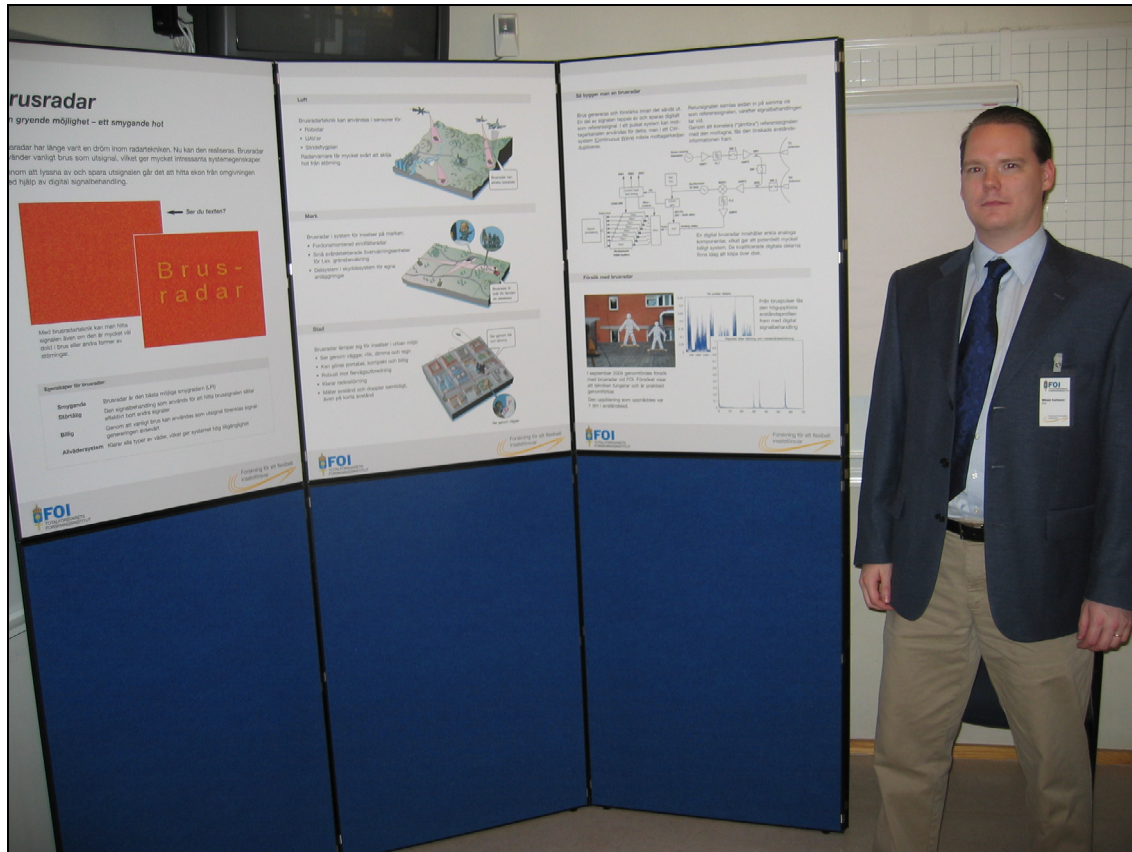


Figur 15: T.v. avståndsprofil erhållen vid mätning rakt ut genom fönstret. Antennen var i detta fall riktad så högt att inget, eller mycket lite, av marken var belyst. T.h. erhållen avståndsprofil mätt i ungefär samma azimutriktning, men med antennen riktad mot marken.

Vid mätningen studerades den mottagna signalen på oscilloskopet och det tycktes då inte finnas någon signal synlig i rådata över huvud taget. Dock framgår klart av avståndsprofilerna i Figur 15 att markreturen ligger precis i det erhållna brusgolvet. En intressant egenskap hos brusradarsystem är att då antalet sampel ökar avtar variansen i den framkorrelerade avståndsprofilen dubbelt så fort utanför korrelationens "huvudlob" som i den, se avsnitt D.2 i appendix D. Det innebär att i de avståndsluckor där det inte finns något signaleko minskar variansen, dubbelt så fort jämfört med de luckor där det finns signal. Denna effekt är klart synlig vid en jämförelse av de två graferna i Figur 15.

4 Deltagande vid FOI resultatkonferens

För att sprida information till försvarsmakten om hur brusradartechniken fungerar och på vilket sätt den kan påverka de framtida systemen, medverkade projektet med en poster vid den resultatkonferens som FOI arrangerade vid Bosön på Lidingö i Stockholm den 26:e oktober 2004, se Figur 16.



Figur 16: Mikael Karlsson vid de postrar som föreförades vid FOI:s resultatkonferens.

Postern verkade intressera dem som besökte den. Frågorna var många och de allra flesta stannade länge och lyssnade intresserat på en mer ingående beskrivning av bilderna. Bilder på postrarna finns i appendix C.

Målet med postern var att förmedla budskapet att denna teknik är under utveckling och kommer inom en snar framtid att finnas tillgänglig i system. Den kommer att medföra nya hot mot våra plattformar och samtidigt erbjuda nya möjligheter till radarbaserade vapen och spaningssystem.

5 Brusradar i SAR-system

Brusradartechniken medger användning i radarsystem med syntetisk apertur. I sådana system används en kontrollerad förflyttning av en liten fysisk antenn för att skapa en syntetisk stor, eller mer korrekt uttryckt, bred antenn. Anledningen till att man gör på det viset är att en bred antenn ger en smalare lob och därmed avsevärt bättre upplösning i radarbilden. Den sträcka den mindre antennen flyttas kallas apertursträcka och är ofta flera hundra meter lång, beroende på vilket avstånd från scencentrum systemet spanar.

För att erhålla en så skarp och brusfri SAR-bild som möjligt, bör man använda mycket välkontrollerade signalformer. Vanligtvis används linjärt frekvenssvepta pulser (LFM), vilket ger ett ”platt” spektrum inom den använda bandbredden och därmed så god bildkvalitet som möjligt. Denna diskussion talar ju emot att använda bruskodade pulser i SAR-system, men faktum är att så snart ett SAR-system utsätts för störning, degraderar bildkvaliteten betydligt snabbare för ett LFM-system än för ett system med brusradartechnik [2].

I appendix D finns bl.a. en teoretisk utredning av hur brusradartechnik påverkar den för SAR-system intressanta storheten ”integrerade sidlobsförhållandet” ($PSLR_i$) för olika systemparametrar. För ett flygande SAR-system baserat på brusradartechnik med parameteruppsättningen:

- signalverkningsgrad $\eta = 0.4$
- elevationsvinkel $\phi = 0.3$ rad
- avstånd $R = 25$ km
- våglängd $\lambda = 0.03$ m
- lobavtryck $\theta_{az}\theta_h = 0.002$ sterad
- flyghastighet $V = 100$ m/s

ger ekvation (13) $PSLR_i = 20$ dB, vilket är fullt tillräckligt för att erhålla bra SAR egenskaper.

6 Slutsatser och fortsatt arbete

Målet med årets arbete har primärt varit att påvisa realiserbarheten hos brusradar med experiment. Det försök som genomförts har på ett mycket övertygande sätt visat att tekniken fungerar och kan realiseras med dagens teknik. Försöket genomfördes med mycket små medel och utnyttjade till stor del endast den befintliga utrustning som fanns tillgänglig vid avdelningen för sensorteknik vid FOI i Linköping. En av de viktiga erfarenheterna från försöket är hur enkelt det är att konstruera ett brusradarsystem. Detta är viktigt att hålla i minnet när spaningssystem, målsökare, varningssystem, signalspaningsutrustningar etc. konstrueras och utvärderas. Detta var också en del av det budskap som framfördes vid FOIs resultatkonferens.

Det teoretiska arbete som genomförts påvisar att tekniken mycket väl kan användas för spanings-system med SAR-kapacitet, exempelvis för UAV-tillämpningar.

6.1 Fortsatt arbete

Vid försöket fanns en del begränsningar som med något större resurser till viss del kan elimineras. Den begränsade uteffekten kan ganska enkelt åtgärdas, men det begränsade samplingsdjupet på oscilloskopet är mer kostsamt att åtgärda. Inte desto mindre finns möjlighet att samutnyttja utrustning och kompetenser från andra forskningsprojekt för att på så vis möjliggöra byggandet av ett försökssystem för brusradar till en mycket attraktiv kostnad. Med lite ytterligare medel kan även systemet integreras med en befintlig stabiliserad antenn och monteras in i en redan flyggodkänd kapsel. Detta skulle möjliggöra att Sverige blev ett av de första länderna i världen att flyga ett fungerande brusradarsystem med digital signalbehandling, med upplösning bättre än 15 cm i avståndsled och med SAR-kapacitet.

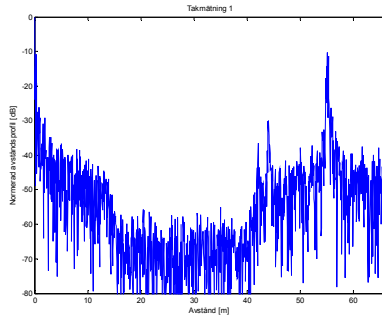
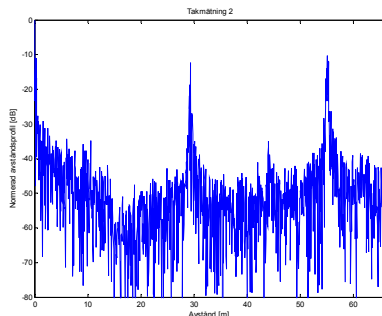
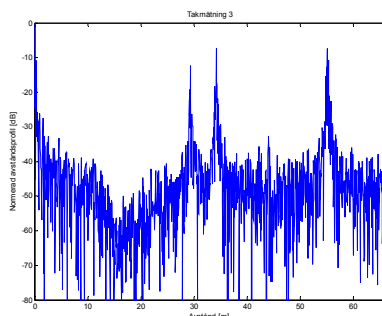
A Appendix: Mätdatafiler

Följande filer utgör bas för analys av bruskällan

Filnamn (*.dat och *.hdr)	Beskrivning
Bruskälla-2_5GHz-10kS	10000 sampel med 2,5 GS/s
Bruskälla-5_0GHz-10kS	10000 sampel med 5,0 GS/s

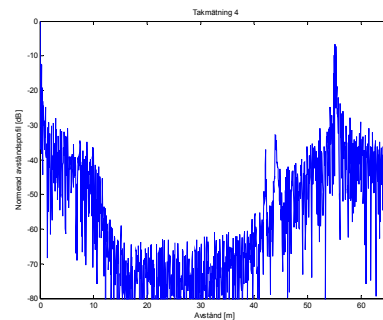
Tabell 4: Datafiler med data på bruskällans egenskaper.

Tabell 5 redovisar de mätningar som gjordes över taket med tillhörande kommentarer. 50/100 mv/div anger hur oscilloskopets amplitudupplösning var inställt vid det aktuella mättillfället. Denna inställning har endast liten inverkan på resultatet efter korrelationen. I bilderna visas resultatet efter signalprocessering. Sampelfrekvensen var i alla dessa fall 2,5 GS/s.

Mätuppställning	Filer (*.dat och *.hdr)	Resultat
Mätning över tomt tak (50 mv/div)	Taktest1 Taktest1_trigg	
Liten "aluminium gubbe" på 27 m (50 mv/div)	Taktest2 Taktest2_trigg	
Liten och stor "aluminium gubbe" på 27 resp. 32 m (50 mv/div)	Taktest3 Taktest3_trigg	

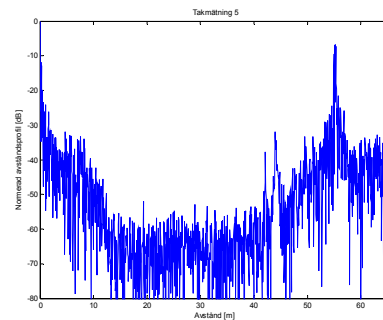
Mätning över tomt tak
(Förändrad referens-
signalnivå?)
(50 mv/div)

Taktest4
Taktest4_trigg



Mätning över tomt tak
(Förändrad referens-
signalnivå?)
(100mv/div)
(fel sampltakt)

Taktest5
Taktest5_trigg



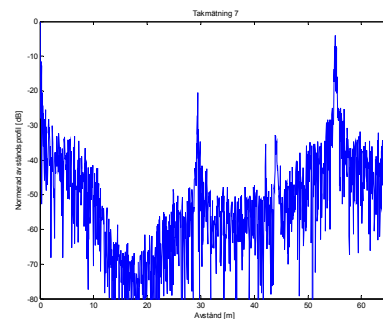
Referensreflektor på ca 3
m² (100 m² vid 94 GHz)
vid ca 27 m
(fel sampltakt)

Taktest6
Taktest6_trigg

KONSTIGT DATA

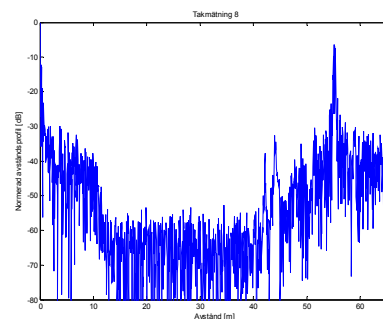
Referensreflektor på ca 3
m² (100 m² vid 94 GHz)
vid ca 27 m

Taktest7
Taktest7_trigg



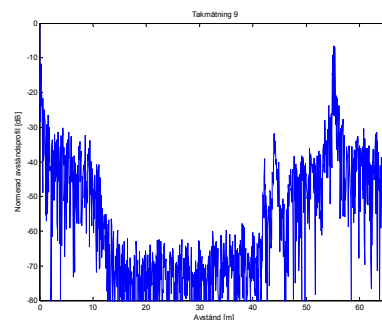
Samma som 5
(100mv/div)
(rätt sampltakt)

Taktest8
Taktest8_trigg



???
(50 mv/div)

Taktest9
Taktest9_trigg



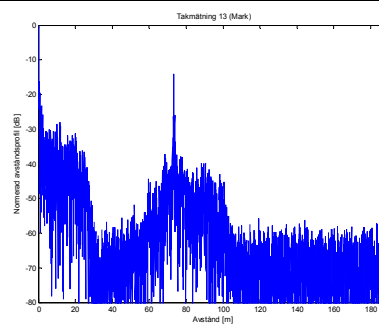
Tabell 5: Använda mätuppställningar vid mätning över taket.

Tabell 6 redovisar de mätningar som gjordes mot marken. Uteffekten och mottagarförstärkningen räckte inte riktigt till för denna mätning.

Mätuppställning	Filer (*.dat och *.hdr)	Resultat
Första mätning mot markscenen, tält och staket	Taktest10 Taktest10_trigg	
Mot fältet (buss, troligen missad)	Taktest11 Taktest11_trigg	
Mot cykel vid staketet (troligen något högt riktad)	Taktest12 Taktest12_trigg	

Mot staketet (stor
reflektor i gräset, avst. ca
70,9 m)

Taktest13
Taktest13_trigg



Tabell 6: Mätningar och scenegenskaper vid mätning mot mark.

B Appendix: Matlab-kod för dataanalys

Nedan listas den programkod som använts för att analysera det data som insamlats med samplingsoscilloskopet. Anledningen till att denna kod är något komplicerad är att data måste delas upp i individuella pulser och justeras tidsmässigt för att möjliggöra integrering. Programkoden skapar även plottar för att visa resultatet.

```
rawData = load( 'taktest7.dat' );
triggData = load( 'taktest7_trigg.dat' );

% Data parameters
approxPRI = 1500; % Approx PRI in samples
approxRefLen = 300; % Approx pulse length
approxDelay = 110; % Approx. delay between trigg and pulse start
minPulsePow = 0.05; % Threshold level for reference pulse energy
pulseStartMrg = 10; % Add to ensure inclusion of front edge of pulse
triggAt = 0.8; % Trigg at ... % of trigg signal swing
plotStart = 1; % Plot parameter to remove send pulse

% Estimate mean PRI and trigg positions
triggLevel = (max(triggData) - min(triggData)) * triggAt + min(triggData);
cleanTrigg = triggData > triggLevel;
posEdge = diff(cleanTrigg) > 0.9;
triggPos = find(posEdge);
PRIs = diff(triggPos);
PRIs(PRIs < (approxPRI - approxRefLen/4)) = median(PRIs); % Don't allow to low PRI
PRIs(PRIs > (approxPRI + approxRefLen/4)) = median(PRIs); % Don't allow to high PRI
meanPRI = round( mean(PRIs) );
triggs = PRIs - min(PRIs) + 1;

% Cut data into matrix of pulses
nPulses = floor( (size(rawData, 1) - triggPos(1)) / meanPRI );
alignData = rawData( triggPos(1) : triggPos(1) + meanPRI * nPulses - 1 );
alignEdge = posEdge( triggPos(1) : triggPos(1) + meanPRI * nPulses - 1 );
pulses = reshape( alignData, [meanPRI nPulses] );

% Get trigg to pulse delay and pulse length
for p = 1 : nPulses
    refPulse = pulses( 1 : approxRefLen + approxDelay, p );
    pulsePowEst = conv( abs( refPulse ), ones(10, 1)/10 );
    pulseStart(p) = min( find( diff( pulsePowEst > minPulsePow ) > 0.9 ) );
    pulseEnd(p) = max( find( diff( pulsePowEst > minPulsePow ) < -0.9 ) );
end
meanDelay = round( mean( pulseStart ) );
meanPulseLen = round( mean( pulseEnd - pulseStart ) );

% Cut out reference pulses and do convolution
refPulses = zeros( meanPulseLen + pulseStartMargin + 1, nPulses );
detectSig = zeros( size(pulses, 1) + size(refPulses, 1) - 1, nPulses );

for p = 1 : nPulses
    refPulseStart(p) = triggs(p) + meanDelay - pulseStartMargin;
    refPulseEnd(p) = triggs(p) + meanDelay + meanPulseLen;
    refPulses(:,p) = pulses( refPulseStart(p) : refPulseEnd(p), p );
    detectSig(:,p) = conv( pulses(:, p), flipud( refPulses(:, p) ) );
    [zeroAmp(p), zeroPos(p)] = max( detectSig( 1 : size(refPulses, 1)-1 + ...
        refPulseEnd(p), p ) );
end

% align signals and normalize amplitude
commonLen = size(pulses, 1) - max( zeroPos );
```


C Appendix: Miniatyrbilder av postrar

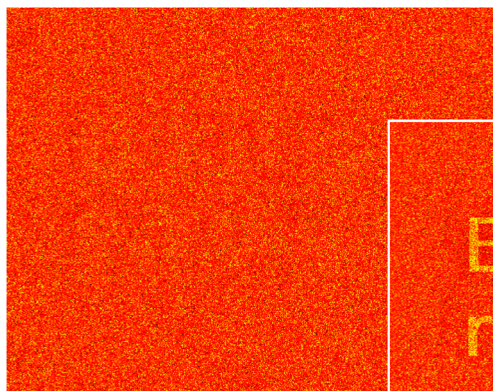
I detta appendix finns miniatyrbilder av de postrar som visades på FOIs resultatkonferens som hölls på Bosön i Stockholm 26:e Oktober 2004. Bilderna är producerade av Access Marketing AB.

Brusradar

– En gryende möjlighet – ett smygande hot

Brusradar har länge varit en dröm inom radartekniken. Nu kan den realiseras. Brusradar använder vanligt brus som utsignal, vilket ger mycket intressanta systemegenskaper.

Genom att lyssna av och spara utsignalen går det att hitta ekon från omgivningen med hjälp av digital signalbehandling.



← Ser du texten?



Med brusradarteknik kan man hitta signalen även om den är mycket väl dold i brus eller andra former av störningar.

Egenskaper för brusradar:

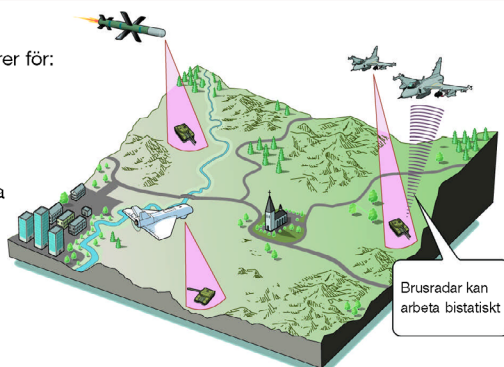
Smygande	Brusradar är den bästa möjliga smygradarn (LPI)
Störtålig	Den signalbehandling som används för att hitta brussignalen sällar effektivt bort andra signaler
Billig	Genom att vanligt brus kan användas som utsignal förenklas signalgenereringen avsevärt
Allvädersystem	Klarar alla typer av väder, vilket ger systemet hög tillgänglighet

Luft

Brusradartechnik kan användas i sensorer för:

- Robotar
- UAV:er
- Stridsflygplan

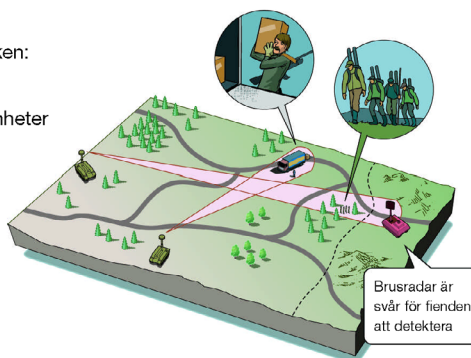
Radarvarnare får mycket svårt att skilja hot från störning.



Mark

Brusradar i system för insatser på marken:

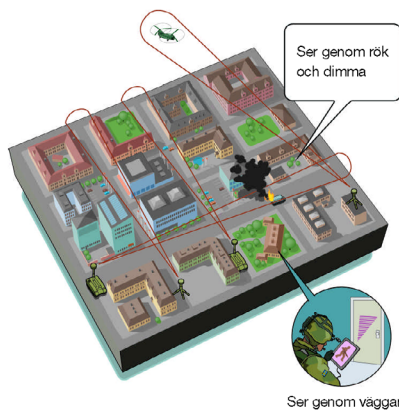
- Fordonsmonterad stridfältsradar
- Små svårdekteterade övervakningsenheter för t.ex. gränsbevakning
- Delsystem i skyddssystem för egna anläggningar



Stad

Brusradar lämpar sig för insatser i urban miljö:

- Ser genom väggar, rök, dimma och regn
- Kan göras portabel, kompakt och billig
- Robust mot flervägsutbredning
- Klarar radiostörning
- Mäter avstånd och doppler samtidigt, även på korta avstånd



D Appendix: Noise radar theory for SAR-applications

D.1 Principles of noise radar

Figure D-1 shows the main elements of random noise radar. A noise signal is transmitted, and a signal delayed T is received from a point target. A replica of the transmitted noise, delayed T_r , is correlated with the received signal. When T_r is varied a strong correlation peak is obtained Figure D-2 for $T_r = T$, which gives an estimate of the target range $R = cT/2$.

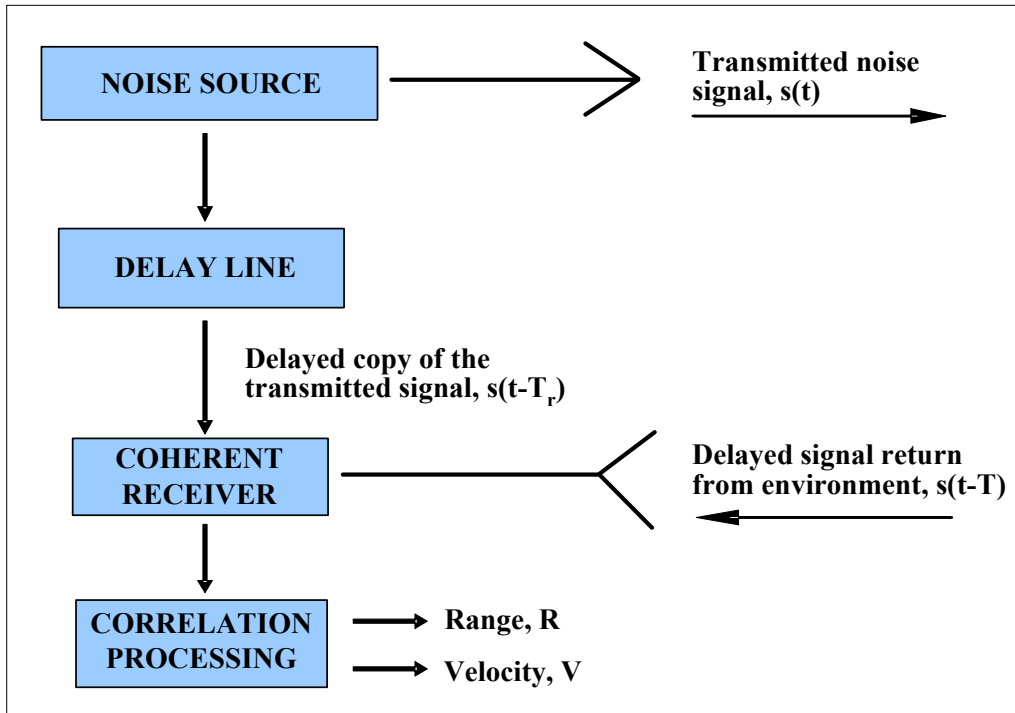


Figure D-1: Main components of noise radar with external delay line.

If the transmitted noise signal is modelled as a stationary narrow-band noise process it can be expressed in complex form as

$$S(t) = (X(t) + jY(t))e^{j\omega_0 t} \quad (1)$$

where ω_0 is the angular frequency of the carrier, and $X(t)$ and $Y(t)$ are stationary Gaussian processes with zero means. For moving targets, the received signal is compressed or expanded in time as a result of the relative velocity between the target and the radar [3]. For a point target positioned at R with the relative velocity v , the received signal is $S(\alpha t - T)$, where $T = 2R/c$ and $\alpha = (c-v)/(c+v) \approx 1 - 2v/c$ when $v \ll c$. Correlation of $S(\alpha t - T)$ with a reference signal $S(\alpha_r t - T_r)$, which is delayed T_r and time compressed $\alpha_r = 1 - 2v_r/c$, becomes proportional to

$$C(T_0, \alpha; T_{r0}, \alpha_r) = \int_0^{T_{int}} w(t) S(\alpha t - T) S^*(\alpha_r t - T_{r0}) dt \quad (2)$$

where a window function $w(t)$ has been included in the correlation integral to improve the Doppler side lobe suppression. After insertion of (1) into (2)

$$C(T_0, \alpha; T_{r0}, \alpha_r) = \int_0^{T_{int}} w(t) [X(\alpha t - T) + jY(\alpha t - T)] [X(\alpha_r t - T_r) - jY(\alpha_r t - T_r)] e^{j\omega_0[(T_r - T) + (\alpha - \alpha_r)t]} dt \quad (3)$$

The correlation output is close to its mean value when BT_{int} is large. The average of (3) is with $\Delta\alpha = \alpha - \alpha_r$ and $\Delta T = T - T_r$

$$R_c(\Delta T, \Delta\alpha) = 2e^{-j\omega_0\Delta T} \int_0^{T_{int}} w(t) [R_X(\Delta\alpha t - \Delta T) - jR_{XY}(\Delta\alpha t - \Delta T)] e^{j\Delta\alpha\omega_0 t} dt \quad (4)$$

where $R_X(\tau)$ and $R_{XY}(\tau)$ are the autocorrelation and cross-correlation functions of $X(t)$ and $Y(t)$. For symmetric noise power spectrum about the carrier frequency, the cross-correlation term can be neglected and

$$R_c(\Delta T, \Delta\alpha) = 2e^{-j\omega_0\Delta T} \int_0^{T_{int}} w(t) R_X(\Delta\alpha t - \Delta T) e^{j\Delta\alpha\omega_0 t} dt \quad (5)$$

The parameters T_r and α_r are varied until the maximum is found, represented by α_{r0} and T_{r0} , from which range and velocity are estimated: $R = cT_{r0}/2$ and $v = c(1 - \alpha_{r0})/2$. For narrowband noise processes ($B \ll f_0$), the phase term of (4) and (5) generates the dominant decorrelation. As a result, the $\Delta\alpha\omega_0 t$ term should be kept small over the integration time to avoid a degradation of the correlation peak.

Using the relationship $\Delta\alpha = -2\Delta v/c = \Delta f_d/f_0$, where $\Delta v = v - v_r$ and $\Delta f_d = -2\Delta v f_0/c$ is the difference in Doppler shift, (5) becomes an extension, [3]-[4], of the Woodward ambiguity function $\chi(\Delta f_d, \Delta R) = |R_c(\Delta f_d, \Delta T)|$, which can also be expressed in terms of range and velocity $\chi(\Delta v, \Delta R)$.

Obviously, there is a limiting relationship between the range resolution $\Delta R_c = c/(2B)$, the relative velocity of the target (v) and the available correlation time (T_{int}). The time taken for the target to pass through a range resolution cell $T_p = \Delta R/v$ should exceed the time of measurement T_{int} , giving the limitation $\Delta R_c/v = c/(2Bv) > T_{int}$. Since the number of statistically independent samples is $N = 2BT_{int}$, an upper limit can be derived:

$$N = 2BT_{int} < \frac{c}{v} \quad (6)$$

For $v < 300$ m/s, as an example, $N < 10^6$ is required. Hence, very long noise sequences can be used within the limits defined in (6). Still longer sequences can be applied if the delay of the reference signal is made variable and is adapted to the predicted target velocity.

From (4) and (5), the correlation peak degrades as a result of the $\Delta\alpha t$ -term in $R_X(\Delta\alpha t - \Delta T)$, if $\Delta\alpha T_{int} = 2|\Delta v|T_{int}/c$ exceeds the correlation time ($\tau = 1/B$) of the noise process. This gives the requirement $2BT_{int} < c/|\Delta v|$ that is equivalent to (6).

D.2 Range sidelobes and noise floor

From (5), the mean range response for $\Delta\alpha = 0$ agrees with the autocorrelation function $R(\tau)$, which according to Wiener-Khinchine theorem is the Fourier transform of the power spectrum of the

noise process $s(t)$. For a spectrum with Gaussian shape, the autocorrelation function becomes Gaussian with no range side lobes, whereas significant side lobes are formed from a rectangular power spectrum which results in a correlation function of $\sin(x)/x$ shape.

Due to the limited measurement time (T_{int}), the correlation output fluctuates about its average for different realizations of $s(t)$, which limits the side lobe suppression possible. From (3) for $w(t) = 1$, the variance of correlation output was computed as

$$\sigma_c^2 = 8 \int_0^{T_{\text{int}}} (T_{\text{int}} - \nu) R_X(\alpha\nu) R_X(\alpha_r\nu) e^{j\Delta\alpha\omega_0\nu} d\nu \quad (7)$$

The main contribution to the integral comes from a narrow interval $0 < \nu < 1/B$, in which the phase term is close to zero, making $e^{j\Delta\alpha\omega_0\nu} \approx 1$ if $|\Delta\nu/\tau| \ll B/f_0$.

The randomly fluctuating correlation output can be analysed more simply by describing the correlation integral as a sum of independent samples

$$C(\Delta T) = \sum_{n=1}^N [X_1(t_n - T) + jY_1(t_n - T)] [X_1(t_n - T_r) - jY_1(t_n - T_r)] \quad (8)$$

where $N = 2BT_{\text{int}}$ is the number of noise samples during T_{int} . The mean value is $\langle C(\Delta T) \rangle = 2NR_X(\Delta T)$, and the side lobe variance is $\sigma_c^2 = 4NR_X^2(0)$. The squared peak-to-sidelobe variance ratio (PSLR) is then N . Hence, $N = 10^4$ gives 40 dB suppression of the sidelobe noise floor, as an example see Figure D-2.

The imaginary part of (8) gives no contribution to the correlation peak but doubles the sidelobe variance. As a consequence, the sidelobe variance is reduced to $\sigma_c^2 = 2NR_X^2(0)$, giving $\text{PSLR} = 2N$, when $\text{Re}\{C(\Delta T)\}$ is used as correlation output, see Figure D-2.

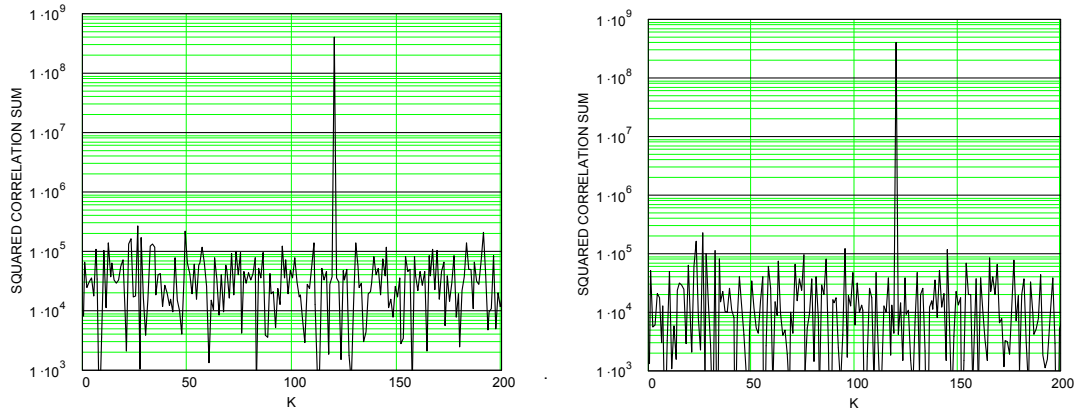


Figure D-2: The correlation sum $C_k = \sum (x_{n+k} - jy_{n+k})(x_{n+120} + jy_{n+120})$ over $N = 10\,000$ independent noise samples with $\text{Var}(x_n) = \text{Var}(y_n) = 1$, and a point reflector at range cell $k = 120$. Upper graph $|C_k|^2$ and lower $\text{Re}^2(C_k)$, giving $\text{PSLR} = 10\,000$ and $\text{PSLR} = 20\,000$, respectively.

D.3 Different configurations and implementation of noise radar

The noise radar receiver of Figure D-1 could include a homodyne or heterodyne receiver and detection of the inphase and quadrature components (I and Q) of the received signal. In CW-

applications (Continuous Wave), separate antennas for transmission and receive are required to minimise leakage from the transmitter. They can be arranged in mono-static or bi-static geometry.

A combined antenna for transmission and receive is possible using interrupted CW with the receiver blocked during transmission. In that case, long noise pulses are transmitted and a time sequence of them is coherently correlated according to (2). To avoid blind distances, the pulse repetition frequency must be varied. For interrupted CW noise radar, there is a Doppler ambiguity to be considered, but there is no ambiguity in range as a result of the randomness of the waveform.

Figure D-1 includes the classical delay line implementation at RF-level using a variable delay line with $\alpha_r = 0$.

The range/velocity estimation described by (3) is based on finding the delay and Doppler shift of the reference signal, giving a correlation peak. The steps in Δv and ΔT must be chosen so short that the phase term is near constant during the integration time. Also time compression effects make this solution complex to implement efficiently for long noise sequences.

A simpler way, applied in conventional Doppler radar processing, is to divide the velocity/range processing into sequent steps. First, a large number of correlation computations are performed with different delays, forming the range cells. By repeating the correlation, a signal vector is generated, whose phase time variation depends on the Doppler frequency shift. FFT-processing of each range signal vector splits it up into Doppler cells, giving the Doppler/range matrix as output. An advantage is that the efficient FFT-algorithm can be applied in Doppler processing, which reduces the computation time.

D.4 Ground clutter influence and SAR-mapping

The analysis above was based on a single point reflector. Distributed targets, like the ground surface, can be characterized by an impulse response function $g(t)$. The received signal is then described by the convolution of the transmitted signal $s(t)$ and $g(t)$. As a result, the integrands of (4)-(5) are replaced by their convolution with $g(\tau)$.

In particular, if signals from Q discrete point reflectors are received, the impulse function response is

$$g(t) = \sum_{q=1}^Q a_q \delta\left(t - \frac{2R_q}{c}\right)$$

where a_q is the reflectivity and R_q is the range of the q th point reflector. The received signal is then

$$s_d(t) = \sum_{q=1}^Q a_q s\left(t - \frac{2R_q}{c}\right)$$

From N independent samples of the transmitted and detected noise signals, the correlation sum for a reference delay k , is given by

$$S_k = \sum_{n=1}^N s_{n-k} \left(a_1 s_{n-m_1} + a_2 s_{n-m_2} + \dots + a_Q s_{n-m_Q} \right) \quad (9)$$

where the side lobe variance ($k \neq m_q$) is

$$\sigma_{side}^2 = \langle S_k^2 \rangle = N\sigma^4 (a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_Q^2)$$

The mean correlation peak value of reflector q is $\langle S_q \rangle = N\sigma^2 a_q$. As a result, the integrated peak-to-side lobe ratio (PSLR_i) becomes [3]-[4]

$$\text{PSLR}_i(q) = \frac{\langle S_q \rangle^2}{\sigma_{side}^2} = \frac{Na_q^2}{a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_Q^2} \quad (10)$$

For uniform reflectivity in range ($a_q = 1$), the integrated peak-to-sidelobe ratio is reduced a factor Q compared to the single point reflector, giving $\text{PSLR}_i = N/Q$. Hence, $N \gg Q$ is required to make $\text{PSLR}_i \gg 1$. For a backscattering sea or ground surface, Q represents the number of resolution elements within the antenna footprint.

A chirp waveform could give improved integrated sidelobe suppression but is more easily detected and identified than a random noise signal. Further improvement of the integrated peak-sidelobe ratio of noise radar is possible by averaging over multiple SAR-image data. These could be formed by parallel SAR-processing in K_r adjacent frequency bands, and by using K_{az} sub-apertures along the flight path. Then PSLR_i improves by a factor $K = K_r K_{az}$. If the total SAR-aperture and modulation bandwidth are unchanged, the resolution in range and azimuth is reduced by a factor K_r and K_{az} , respectively. A simpler way improving PSLR_i is achieved by repeating a noise sequence periodically, which highly suppresses the random noise floor in Doppler. An ambiguity is then introduced in range, however, similar to any periodic radar waveform.

D.4.1 SAR-mapping

In SAR-applications, an integrated peak side lobe ratio of 15 to 20 dB is a typical requirement. The number of pixels within the antenna beam footprint is

$$N_{pix} = \frac{\theta_{az} \theta_h R^2}{\sin(\phi) \Delta R^2} \quad (11)$$

where θ_{az} and θ_h are antenna beam widths in azimuth and elevation, respectively, ΔR is the ground pixel resolution, and ϕ is the depression angle.

The number of independent noise samples used at the correlation is $N = \eta 2BT_{int}$, where η is the duty factor of the noise pulse transmission. $B = c/[2\Delta R \cos(\phi)]$ and $T_{int} = L/V$, where V is the velocity of the SAR platform, and L is the SAR path length given by $L = (\lambda R)/(2\Delta R)$. Hence,

$$N = \frac{\eta c \lambda R}{2\Delta R^2 V \cos(\phi)} \quad (12)$$

The integrated peak side lobe ratio is then

$$\text{PSLR}_i = \frac{N}{N_{pix}} = \frac{\eta c \lambda \tan(\phi)}{2V \theta_{az} \theta_h R} \quad (13)$$

which is independent of the range resolution and SAR path length. In terms of the antenna size (D_{az} , D_h), the expression is approximately

$$\text{PSLR}_i = \frac{N}{N_{\text{pix}}} = \frac{\eta c D_{az} D_h \tan(\phi)}{2V \lambda R} \quad (14)$$

For airborne SAR with $\eta = 0.4$, $\phi = 0.3$ rad, $R = 25$ km, $\lambda = 0.03$ m, $\theta_{az}\theta_h = 0.002$ sterad, and $V = 100$ m/s, (13) gives $\text{PSLR}_i = 20$ dB, which is sufficient for good SAR-image performance.

In spaceborne SAR, both altitude and platform speed increase, which reduces PSLR_i significantly according to (14). Improvements are possible by averaging over multiple SAR-images from several frequency bands and sub-apertures; or simpler by repeating the noise signal periodically, which further suppresses the noise floor in Doppler.

Referenser

- [1] Karlsson M. m.fl., "Noise radar - An introductory study", Linköping, FOI, User report, FOI-R--1107--SE, December 2003.
- [2] Xu X. och Narayanan R.M., "FOPEN SAR imaging using UWB step-frequency and noise radar waveforms", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 37, No. 4, pp. 1287-1299, October 2001.
- [3] Axelsson S.R.J., "Noise radar for range/Doppler processing and digital beamforming using low-bit ADC", *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, No. 12, pp. 2703-2720, December 2003.
- [4] Axelsson S.R.J., "Noise Radar Using Random Phase and Frequency Modulation", *IEEE Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, No. 11, pp. 2370-2384, November 2004.