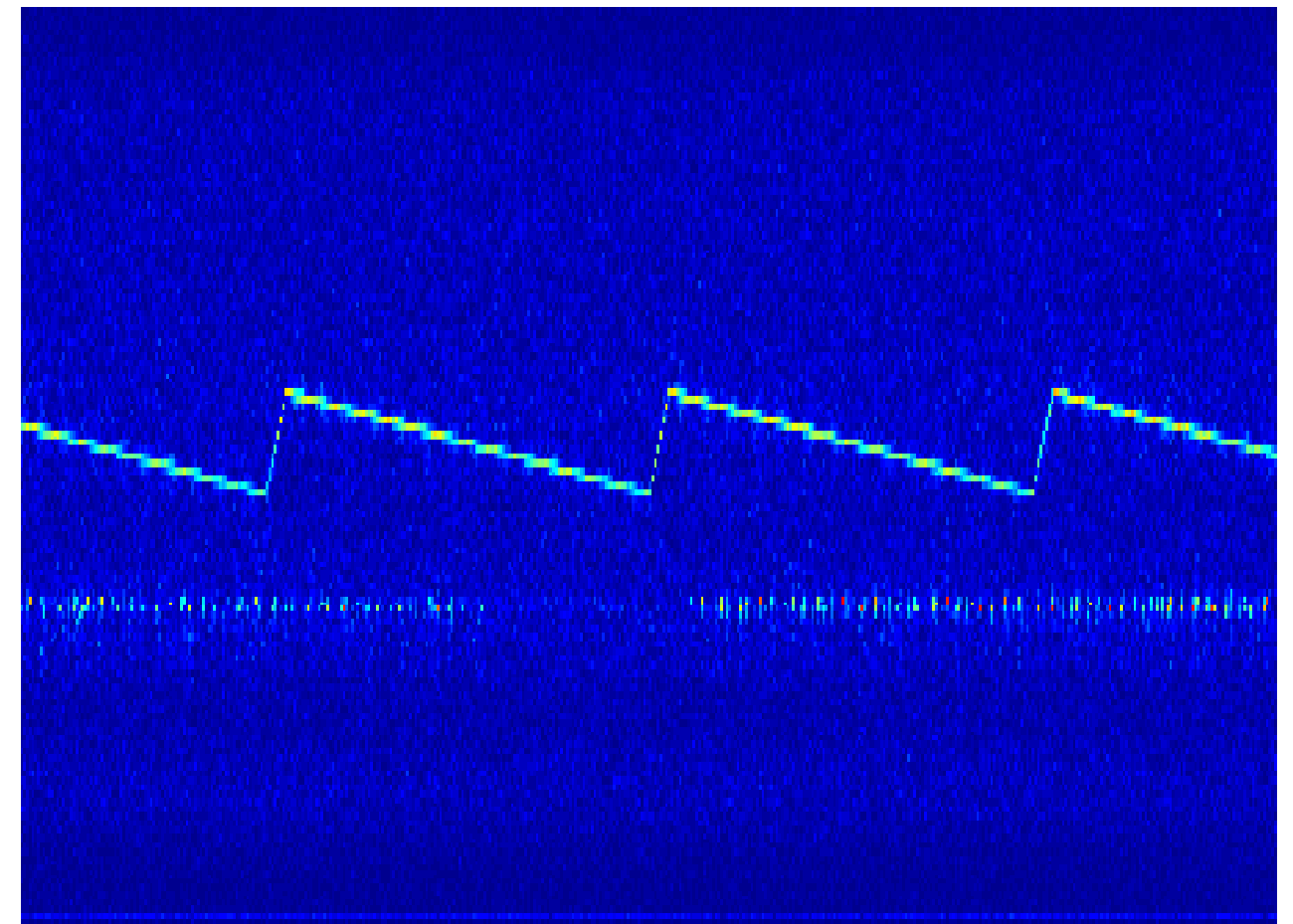


BÖRJE ANDERSSON, DAVID EKLUND, ANDREAS GUSTAFSSON,  
DANIEL HENRIKSSON, BJÖRN LINDGREN



FOI är en huvudsakligen uppdragsfinansierad myndighet under Försvarsdepartementet. Kärnverksamheten är forskning, metod- och teknikutveckling till nytta för försvar och säkerhet. Organisationen har cirka 1000 anställda varav ungefär 800 är forskare. Detta gör organisationen till Sveriges största forskningsinstitut. FOI ger kunderna tillgång till ledande expertis inom ett stort antal tillämpningsområden såsom säkerhetspolitiska studier och analyser inom försvar och säkerhet, bedömning av olika typer av hot, system för ledning och hantering av kriser, skydd mot och hantering av farliga ämnen, IT-säkerhet och nya sensorers möjligheter.

Börje Andersson, David Eklund, Andreas  
Gustafsson, Daniel Henriksson, Björn Lindgren

# Studie DRx

Bredbandiga digitalmottagare för radarsignalspaning

Titel	Studie DRx
Title	DRx Study
Rapportnr/Report no	FOI-R--2510--SE
Rapporttyp Report Type	Teknisk rapport Technical report
Sidor/Pages	78 p
Månad/Month	Mars
Utgivningsår/Year	2008
ISSN	ISSN 1650-1942
Kund/Customer	FMV
Forskningsområde Programme area	6. Telekrig och vilseledning 6. Electronic Warfare
Delområde Subcategory	61 Telekrigföring med EM-vapen och skydd 61 Electronic Warfare including Electromagnetic Weapons and Protection
Projektnr/Project no	E7426
Godkänd av/Approved by	Stefan Ahlgren
FOI, Totalförsvarets Forskningsinstitut Avdelningen för Ledningssystem Box 1165 581 11 Linköping	FOI , Swedish Defence Research Agency Command and Control Systems SE-581 11 Linköping

## Sammanfattning

Den aktuella rapporten sammanfattar projektverksamhet som är genomförd på uppdrag av FMV med det övergripande syftet att öka kompetensen avseende användning av bredbandiga digitala mottagare inom telekrigområdet. Målgruppen för rapporten är framförallt personer med erfarenheter av radarvarnare och system för radarsignalspaning men utan djupa kunskaper om digital signalbehandling.

Rapporten inleds med en marknadsundersökning som visar att många aktörer är verksamma inom området, men också att det är svårt att få fram detaljerad information om uppbyggnad och egenskaper. En relativ stor del av rapportinnehållet ger därefter en grundläggande genomgång av huvuddelarna i en digital mottagare; analog frontend, A/D-omvandling och digital signalbehandling. I denna del beskrivs exempelvis olika aspekter av digitalisering, utvecklingstakt vad gäller A/D-omvandlare samt synpunkter på frekvenskanalisering och parametermätning.

Projektet har disponerat en bredbandig digital mottagare som är tillverkad av Saab Avionics i Järfälla och Avitronics från Sydafrika. Det huvudsakliga syftet har varit att generera erfarenheter avseende egenskaperna hos en verklig förhållandevis bredbandig digitalmottagare. I rapporten beskrivs mottagaren översiktligt och användningen kommenteras.

I innehållet återfinns även en allmän genomgång av vilka fördelar som kan nås när konventionella analoga mottagare ersätts av digitalmottagare. Förbättringar är att vänta såväl vad gäller signalspaningssystemens upptäcktsegenskaper, deras förmåga att klassificera och identifiera samt systemens prestanda avseende riktning- och lägesbestämning. Ett separat kapitel ger en fördjupning om möjligheterna att med digitala mottagare hantera svårupptäckt radar, så kallad LPI-radar.

I rapportens avslutande del diskuteras vilken inverkan på FM TK SE arbetssätt som ett framtida införande av digitala mottagare kan komma att få.

Under projektets genomförande har framkomna resultat och den fortsatta inriktningen vid ett flertal tillfällen diskuterats med en referensgrupp bestående av representanter från FMV, FM TK SE och FRA.

Nyckelord: Signalspaning, radar, digital, mottagare

## Summary

This report is the final delivery in a project ordered by the Swedish Defence Material Administration. The project has been focused on wideband digital receivers for use at microwave frequencies in electronic warfare applications. The main purpose of the project has been to enhance the knowledge in the field and to provide information to people familiar with electronic warfare but without prior experience of digital signal processing.

In the report there is a brief survey of the digital receiver market, showing that many companies are active in this field. Detailed technical information is however not easily accessible. Following the survey is a description of the essential parts of a digital receiver; the analog frontend, the analog-to-digital conversion and the digital signal processing. In this chapter a presentation of the current state-of-art concerning A-to-D converters is included, as well as an analysis of the performance evolution. Other topics covered are frequency channelization and estimation of signal parameters.

With the purpose of gaining experience from a real system a digital receiver developed by Saab Avionics (Sweden) and Avitronics (South Africa) has been used in the project. In the report the receiver is briefly described together with an overview of the type of measurements used.

In one chapter there is a discussion of the different benefits of digital receivers when compared to the traditional analog receiver types. Improved performance can be expected concerning most functions associated with electronic warfare systems. Examples of how low probability of intercept type of radars can be handled by using relevant digital signal processing are presented in a separate chapter.

An important part of the project has been to analyse what consequences conversion to digital receivers will have within the responsibility of SWEWOSE<sup>1</sup>, the organization supporting the electronic warfare systems used by the Swedish Armed Forces.

Together with people from Swedish Defence Material Administration and the National Defence Radio Establishment, SWEWOSE has been represented in a reference group where the results and the upcoming work in the project have been discussed.

Keywords: ESM, radar, digital, receiver

---

<sup>1</sup> Swedish Electronic Warfare Operational Support Establishment

# Innehållsförteckning

<b>1</b>	<b>Inledning</b>	<b>9</b>
1.1	Bakgrund.....	9
1.2	Syfte.....	9
1.3	Inriktning och genomförande .....	9
1.4	Referensgrupp .....	9
1.5	Projektsamverkan .....	9
1.6	Resultat .....	9
1.7	Redovisning .....	9
<b>2</b>	<b>Marknadsöversikt digitalmottagare</b>	<b>10</b>
2.1	Källor .....	10
2.1.1	Restriktioner .....	10
2.1.2	Upphovsrätt till bilder .....	10
2.2	Företag som erbjuder digitalmottagare.....	10
2.2.1	Översikt från juni 2007 .....	10
2.2.2	Applied Signal Technologies .....	11
2.2.3	BAE Systems .....	11
2.2.4	EADS Defence & Security .....	12
2.2.5	Elettronica S.p.A .....	12
2.2.6	Elisra Electronic Systems .....	12
2.2.7	ERA Corporation.....	13
2.2.8	Indra .....	13
2.2.9	LNX Corporation .....	13
2.2.10	MRCM GmbH .....	13
2.2.11	Rafael.....	14
2.2.12	Raytheon.....	14
2.2.13	Rockwell Collins.....	15
2.2.14	Saab.....	15
2.2.15	Selex Sensors & Airborne Systems.....	15
2.2.16	Thales .....	15
2.2.17	Ultra Electronics Telemus.....	15
2.3	Myndighetsfinansierade projekt .....	16
2.3.1	WEAG .....	16
2.3.2	DARPA.....	16
2.3.3	USA:s försvarsdepartement.....	16
<b>3</b>	<b>Arkitekturer och digital mottagarteknik</b>	<b>18</b>
3.1	Digitalmottagarens huvuddelar .....	18
3.2	Digitalisering.....	18
3.3	Effekter vid ideal amplitudkvantisering .....	19
3.3.1	Upplösning och amplitudrepresentation .....	19

3.3.2	Kvantiseringsfel .....	20
3.3.3	Signal/brusförhållande .....	20
3.3.4	Determiniskt kvantiseringsfel .....	20
3.3.5	Reduktion av spuriouser genom brusinjicering .....	21
3.4	Effekter vid ideal sampling .....	22
3.4.1	Bandpassampling.....	23
3.4.2	Översampling .....	25
3.5	Icke-ideal digitalisering .....	26
3.5.1	Oönskade olinjäriteter i amplitudkvantiseringen .....	26
3.5.2	Varierande intervall mellan samplingarna.....	26
3.5.3	Antal effektiva bitar - ENOB .....	27
3.5.4	Spurious-Free Dynamic Range - SFDR.....	27
3.5.5	Harmonisk distorsion.....	27
3.6	A/D-omvandlare .....	28
3.6.1	Olika grundprinciper för A/D-omvandling .....	28
3.6.2	Tidsinterleaving av flera A/D-omvandlare .....	29
3.6.3	State-of-the-art och utvecklingstakt .....	30
3.6.4	Begränsande faktorer.....	33
3.6.5	Möjliga framtidsmetoder.....	34
3.7	Analog frontend .....	35
3.7.1	Behov av förstärkning .....	35
3.7.2	Behov av frekvenstransponering och filtrering.....	36
3.7.3	Digitalisering efter bredbandig frekvenstransponering.....	37
3.8	Alternativa arkitekturer .....	39
3.8.1	Enbitsmottagare .....	39
3.8.2	Två parallella undersamplade kanaler med förskjutna samplingstidpunkter .....	40
3.8.3	Digitalisering i två komplementära kanaler .....	40
3.9	Digital signalbehandling .....	42
3.9.1	Reduktion av brister i digitaliseringen .....	42
3.9.2	Frekvenskanalisering .....	42
3.9.3	Parallell signalväg utan kanalisering.....	45
3.9.4	Detektion genom trösklingsfunktion .....	45
3.9.5	Allmänt om parameterinmätning .....	45
3.9.6	Parameterinmätning efter kanalisering med FFT.....	46
3.9.7	Digital lobformning .....	48
3.9.8	Kretsar för digital signalbehandling.....	49
<b>4</b>	<b>Erfarenheter av Saabs mottagare DRxII</b>	<b>51</b>
4.1	Inledning.....	51
4.1.1	Syfte .....	51
4.1.2	Metod .....	51
4.1.3	Kommersiell sekretess .....	51
4.2	Digitalmottagaren DRxII och riggen Mosquito .....	51

4.2.1	Utvecklingen av DRxII.....	51
4.2.2	Riggen Mosquito .....	51
4.2.3	Tillgänglig dokumentation som beskriver utrustningen.....	52
4.2.4	Delarna i DRxII.....	52
4.3	Kort om genomförda mätningarna .....	54
4.3.1	Mätningar med analogdelen - RFSS .....	54
4.3.2	Mätningar med digitalprocessorn.....	54
4.3.3	Mätningar med hela DRxII .....	55
<b>5</b>	<b>Fördelar med digitala mottagare</b>	<b>56</b>
5.1	Ökade möjligheter ur ett användarperspektiv .....	56
5.1.1	Upptäckt.....	56
5.1.2	Klassificering och identifiering .....	56
5.1.3	Rikttnings- och lägesbestämning .....	57
5.2	Miniaturisering.....	57
5.3	Flexibla system .....	57
5.3.1	Integrerade signalspanings- och störssystem .....	57
5.3.2	Återanvändning av funktioner och moduler .....	58
<b>6</b>	<b>Detektion av LPI-radar</b>	<b>59</b>
6.1	Inverkan av utstyrning.....	59
6.1.1	Simuleringsförutsättningar .....	59
6.1.2	Resultatexempel och slutsats .....	59
6.2	Detektion via tid-frekvensanalys .....	60
6.2.1	Simuleringar och mätverksamhet .....	61
6.2.2	Resultat.....	61
6.3	Spektralkompression via avsvepning .....	63
6.3.1	Resultat och slutsats.....	63
<b>7</b>	<b>Konsekvensstudie FM TK SE</b>	<b>65</b>
7.1	Varnar-, signalspanings- och störssystem.....	65
7.1.1	System baserat på analog mottagare.....	66
7.1.2	Integrerat signalspanings- och störssystem baserat på DRx.....	67
7.2	FM TK SE och signalspaningssystem .....	69
7.2.1	Biblioteksproduktion.....	69
7.2.2	System baserat på analog mottagare.....	71
7.2.3	Integrerat signalspanings- och störssystem baserat på digital mottagare.....	72
7.3	Konsekvenser för FM TK SE .....	73
7.3.1	Mottagare .....	74
7.3.2	Bibliotek .....	75
7.3.3	Loggning och återmatning .....	75



7.3.4	Integrerat varnar- och störsystem .....	76
7.4	Slutsatser .....	76
<b>8</b>	<b>Referenser</b>	<b>77</b>

# 1 Inledning

## 1.1 Bakgrund

Studie DRx<sup>2</sup> är ett ettårigt projekt som har startats på initiativ av FMV med ambitionen att dra nytta av en bredbandig digitalmottagare, DRxII, som i början av 2000-talet utvecklades av Saab Avionics och sydafrikanska Avitronics på uppdrag av FMV.

## 1.2 Syfte

Syftet med projektet har varit att öka kompetensen avseende realisering och användning av mottagare med tidig digitalisering i telekrigsystem. En annan viktig uppgift har varit att studera vilka konsekvenser detta tekniksteg kan få inom FM TK SE område.

## 1.3 Inriktning och genomförande

Inriktningen har framförallt varit mot bredbandiga digitala mottagare. För att nå det aktuella syftet har verksamheten genomförts parallellt inom ett antal aktiviteter. Dessa avspeglar i stort den resulterande rapportstrukturen.

## 1.4 Referensgrupp

Projektet har använt en referensgrupp för att under genomförandet föra fram resultat och diskutera den kommande inriktningen. Medverkande i referensgruppen har varit representanter från FM TK SE, FRA och beställaren FMV.

## 1.5 Projektsamverkan

Stora synergivinster har nåtts via samverkan med projektet Radarsignalspaning inom FM samlingsbeställning avseende FoT. Genom tillgången till DRxII har detta projekt kunnat genomföra mätverksamhet för att få underlag till metodutveckling inom specifik emitter-identifiering och signalspaning mot svårupptäckt radar.

## 1.6 Resultat

Den genomförda verksamheten bedöms ha bidragit till en ökad förståelse avseende bredbandiga digitalmottagare för radarsignalspaning. Detta gäller såväl uppbyggnad och funktion som resulterande systemfördelar och konsekvenser för FM TK SE. Projektet har dessutom initierat ett givande utbyte mellan FOI och FRA.

Resultatet från projektet infriar därmed förväntningarna.

## 1.7 Redovisning

I överenskommelse med beställaren slutredovisas projektet genom den här rapporten och en muntlig presentation för utvalda deltagare.

---

<sup>2</sup> DRx - Digital Receiver

## 2 Marknadsöversikt digitalmottagare

Det har bedömts vara intressant att som en aktivitet inom projektet göra en enkel marknadsöversikt för att få en uppfattning om vilka företag som är verksamma inom området. En utvald delmängd av den insamlade informationen presenteras i det här kapitlet.

Författarna har inga illusioner om att den här presenterade bilden av området är helt rättvisande avseende vad som pågår i omvärlden. Den tillgängliga tiden har inte medgivit omfattande efterforskningar och från framförallt företagssidan är man mycket försiktig med att via öppna forum släppa annat än övergripande och otydlig information.

För att använda en term som passar projektnikningen kan man därför konstatera att resultatet av arbetet sannolikt är en undersampling av verkligheten. Förhoppningsvis kan sammanställningen trots detta vara intressant för läsaren.

### 2.1 Källor

Marknadsöversikten baseras på sökningar i tidningar, tidskrifter samt via internet. Värdefull information kommer även från dokumentation från olika konferenser. I viss mån har även direktkontakter med företag förekommit.

#### 2.1.1 Restriktioner

En del av den inhämtade information har utelämnats från den här rapporten på grund av att den har blivit tillgänglig under förutsättning att den ej sprids vidare.

#### 2.1.2 Upphovsrätt till bilder

Vid den genomförda marknadsundersökningen har relativt många bilder från olika systembeskrivningar kommit fram. Bilderna avslöjar i sig inte mycket om systemens egenskaper men de hade kunnat vara en möjlighet att göra det här kapitlet mer livfullt.

Med hänsyn till upphovsrätten har dock dessa bilder utelämnats från genomgången. Främsta skälet är att det inte har bedömts vara rimligt att lägga tid på att få publiceringstillstånd.

## 2.2 Företag som erbjuder digitalmottagare

### 2.2.1 Översikt från juni 2007

Tidskriften The Journal of Electronic Defense, som har en koppling till den oberoende internationella telekrigorganisationen AOC<sup>3</sup>, genomför med vissa intervall marknadsöversikter avseende produkter med koppling till telekrigområdet.

I juni 2007 [1] presenteras resultatet av en genomgång av mottagare för radarsignalspaning inom tillämpningsområden från radarvarnare till signalunderrättelsetjänst. Artikeln inleder med att peka på betydelsen av den teknikutveckling som har förekommit avseende snabba A/D-omvandlare sedan en liknande sammanställning genomfördes 1995. En konsekvens är att digitalmottagare nu är en realitet inom ovanstående tillämpningar.

Tillverkare sägs därmed kunna erbjuda system med lägre vikt, mindre volym och bättre mätnoggrannhet. Även livstidskostnaden bedöms vara lägre. Prestandaförbättringen i sig har även minskat skillnaden mellan radarvarnare och så kallade ESM-system, som avseende

---

<sup>3</sup> Association of Old Crows

prestanda och tidskrav tidigare var en tydlig grupp mellan varnare och speciella system för signalunderrättelsetjänst.

Genom att digital mottagarteknik erbjuder möjligheter att göra fasskillnadsmätningar kan såväl riktningmätning som lägesbestämningen förbättras. En annan fördel är bättre upptäckts- och identifieringsfunktioner.

Utvecklingen av digitalmottagare har enligt artikeln konkurrerat ut analoga metoder för att realisera multikanalförmåga. Vid den tidigare genomgången 1995 var både så kallade kompressionsmottagare, som använder ytakustisk teknik, och braggcellmottagare, som baseras på akustoptisk teknik, lovande alternativ som senare har övergivits.

Utvecklingen har medfört att det nu är möjligt att köpa flerkanaliga moduler med 500 MHz momentan bandbredd som inkluderar FPGA<sup>4</sup>-kretsar där användaren själv kan programmera innehållet för önskad detektionsfunktion. Alternativ med 1 GHz momentan bandbredd förväntas komma och författaren konstaterar att allt som behöver tillföras för att få en digitalmottagare är analog frontend och firmware för signalbehandling och styrning.

Vid årets marknadsundersökning sändes förfrågan till 45 företag. Av dessa har 18 lämnat underlag som har medfört att de är med i sammanställningen. Uppgifterna är genomgående relativt knapphändiga vilket överensstämmer med intrycken från andra öppna källor. Tabellkolumner som används är bland annat; mottagartyp, momentan bandbredd, känslighet samt momentan respektive total dynamik.

Inom varje företag är tabellen uppdelad i olika system. Många av systemen innehåller dock flera mottagartyper vilket innebär att det inte går att avgöra vilka egenskaper en digitalmottagare som ingår i systemet har. Tolkningen försvåras även av att kanaliserad mottagare (channelizer) respektive digitalmottagare finns som två olika kategorier. Det är inte uppenbart att den första bara omfattar analog kanalisering.

Informationen från tabellen används när olika företag kommenteras i nedanstående avsnitt.

## 2.2.2 Applied Signal Technologies

Företaget marknadsför systemet Pegasus som enligt datablad på deras hemsida har 320 MHz momentan sökbandbredd och digital kanalisering med programmerbar kanalbredd för att med hög känslighet kunna detektera och riktningbestämma flera signaler som samtidigt uppträder inom sökbandbredden. Företagets FPGA-kunnande anges ge förbättrad noggrannhet i parameterbestämningen liksom möjligheter att anpassa till kommande behov avseende signalbehandling. Omkonfigurering mellan uppdrag lyfts fram som en annan fördel.

I sammanställning i referens [1] uppges den momentana bandbredden vara 500 MHz och känsligheten -76 dBm till -92 dBm. Den totala respektive momentana dynamiken anges till 73 dB respektive 60 dB. Vad gäller mottagartyp ingår både kanaliserande mottagare och digitalmottagare vilket gör det svårt att bedöma om egenskaperna enbart avser en digitalmottagare. De olika uppgifterna på momentan bandbredd bidrar till att informationen är oklar.

## 2.2.3 BAE Systems

BAE Systems tillverkar telekrigssystemen till bland annat F-22 och F-35. Uppgifter om systemen är knapphändiga men enligt en pressrelease [2] har digitalmottagaren ALR-94 i F-22 mer än 500 MHz momentan bandbredd och är rekonfigurerbar. Äldre information från BAE Systems anger att en prototypversion av mottagaren har dubbla kanaler [3]. Företaget

---

<sup>4</sup> Field Programmable Gate Arrays

tittar även på flera framtida program som berör digitalmottagare, exempelvis uppgraderingar avseende ALR-56M och ALR-56C [4].

En brittisk del av företaget har under senare år deltagit i det europeiska samarbetsprojektet RTP 1.15 som har varit inriktat mot digital mottagarteknik, se avsnitt 2.3.1.

#### 2.2.4 EADS Defence & Security

Klaus Wentsch från EADS genomförde en bra presentation om fördelarna med bredbandiga digitalmottagare på en AOC konferens i London 2006 [5]. Företagets erfarenheter inom området sträcker sig tillbaka till 1994 när en studie genomfördes. Fyra år senare hade man tagit fram en demonstrator med 500 MHz bandbredd och därefter har flera demonstratorer utvecklats, en med inriktning mot Eurofighter.

EADS är nu delaktiga i Eurohawk-projektet som är en tysk satsning på ett obemannat signalspaningsflygplan baserat på plattformen Globalhawk. Det aktuella signalspaningssystemet innehåller flera mottagartyper inklusive digitalmottagare. Dessa uppges vara företagets första operativa digitalmottagare. I en första fas används två relativt smalbandiga mottagare för riktningmätningen, men på sikt ska bredbandiga digitala mottagare tillföras.

Tillsammans med Indra utvecklar företaget även en bredbandig digitalmottagare för systemet ALR-400.

Företaget är inkluderat i sammanställningen i referens [1] med systemet Airborne Surveillance Intelligence System (ASIS) som sannolikt motsvarar Eurohawk-systemet. De specifika egenskaperna för digitalmottagaren inte kan särskiljas i den aktuella tabellen.

#### 2.2.5 Elettronica S.p.A

En presentation av företagets verksamhet avseende digitala mottagare genomfördes på en AOC-konferens i Rom 2004 [6]. Bland annat visades bilder på en framtagen kretskortsmodul för digitalisering av två parallella kanaler som även inkluderar FPGA-kretsar för digital signalbehandling. Resultat från simuleringar av kanalisering antyder att 500 MHz momentan bandbredd uppdelat i 32 kanaler är aktuell. Enligt presentationen används FFT<sup>5</sup> för att realisera kanaliseringen. FFT-längden kan väljas till antingen 32, 64, 128 eller 256 sampel för att passa minsta pulslängd och önskad frekvensupplösning.

Företaget deltog även med en presentation på en AOC-konferens i USA 2007 [7]. Den aktuella genomgången var bredare än i Rom men av bilderna framgår det att digitalmottagare ingår i systemet SEAL-H. Systemet är företagets nya generation av fartygsbaserade signalspaningsutrustning. Bilderna indikerar att det kan vara den typ av kretskortsmodul som visades i Rom som används i SEAL-H.

Företaget är inkluderat i sammanställningen i referens [1] med systemfamiljerna SEAL och ELT-888 som båda anges innehålla digitalmottagare och superheterodyn-mottagare. I SEAL ingår även IFM-mottagare. Bland egenskaperna anges att riktningbestämningen för systemen kan ske med TDOA<sup>6</sup>.

#### 2.2.6 Elisra Electronic Systems

Även Elisra bidrog med en presentation inriktad mot digitalmottagare vid AOC-konferensen i Rom 2004 [8]. Två kompletterande typer av digitalmottagare beskrevs. I ena fallet används en flerbits A/D-omvandlare och frekvenskanalisering med hjälp av FFT.

<sup>5</sup> Fast Fourier Transform

<sup>6</sup> Time Difference of Arrival

Den andra typen är en digital implementering av IFM-mottagarprincipen, som sedan årtionden har realiserats med analoga kretsar. Dessa har även under lång tid utnyttjat digitalisering av videosignalen för att kunna användas i automatiska system. Benämningen på denna typ av mottagare är *digital IFM*. Digitaliseringen sker dock efter detektion varför den inte motsvarar de digitalmottagare som studeras i projektet.

Elisras digitala IFM är dock ”äkta”. Amplitudlimiterad signal som är nedtransponerad till mellanfrekvens digitaliseras i en A/D-omvandlare som bara använder en bit. Mottagaren benämns därför ”Monobit Receiver”. Frekvensmätningen sker med digital signalbehandling och jämfört med mottagare med flerbitsomvandlare är fördelen att bandbredden kan vara större. Nackdelen är dock att bara den starkaste av två samtidiga signaler mäts in. Denna nackdel finns även hos traditionella IFM-mottagare. Förutom vid konferensen i Rom har den aktuella mottagaren beskrivits i *Microwave Journal* [9].

Företaget är inkluderat i sammanställningen i referens [1] med flera system. Av dessa uppges SPS-65V-5 använda digitalmottagare. Inga egenskaper för denna anges dock förutom att systemet har riktningsmätning.

### 2.2.7 ERA Corporation

Företaget är sannolikt ett amerikanskt dotterbolag till det tjeckiska företaget ERA som sedan länge tillverkar markbaserade signalspaningssystem som lägesbestämmer med TDOA-metoden, bland annat systemet VERA-E. Detta system har presenterats vid ett flertal konferenser men ingen information om att digitalmottagare används har kommit fram.

Företaget ERA Corporation är inkluderat i sammanställningen i referens [1] med bland annat systemet VERA-RL som uppges innehålla digitalmottagare. På grund av att flera andra mottagartyper ingår i systemet kan inte digitalmottagarens egenskaper särskiljas.

### 2.2.8 Indra

Uppgifter från spanska Indra gör gällande att man har arbetat med utveckling av digitalmottagare sedan i början av 1990-talet. Företaget har under senare år deltagit i det europeiska samarbetsprojektet RTP 1.15 som har varit inriktat mot digital mottagarteknik, se avsnitt 2.3.1.

Tillsammans med EADS utvecklas en bredbandig digitalmottagare för systemet ALR-400.

### 2.2.9 LNX Corporation

LNX Corporation marknadsför kretskortsmoduler med digitalisering och kretsar för digital signalbehandling. Bland annat har man en tvåkanalig version som klarar 2 GHz samplingsfrekvens och har 10-bitars upplösning [10]. Kortet har plats för tre FPGA-kretsar av typen Virtex-II.

### 2.2.10 MRCM GmbH

Företaget är inkluderat i sammanställningen i referens [1] med två system.

Systemet MRGR-800-STDMB218 använder bara digitalmottagare och täcker 2-18 GHz momentant. Det är mycket tveksamt om denna uppgift stämmer, särskilt som den momentana dynamiken anges vara 60 dB.

Det andra systemet, MRGR-ELINT-FD, består av superheterodyn- och digitalmottagare. Den momentana bandbredden är 500 MHz och den momentana dynamiken 55 dB. Om det är två

parallella mottagare eller om den aktuella klassningen beror på att systemet har en nedtransponering i en superheterodynmottagare före den digitala mottagaren går inte avgöra.

### 2.2.11 Rafael

Enligt sammanställningen i referens [1] marknadsför Rafael C-PEARL-DV som är en digitalmottagare eller ett system som använder digitalmottagare men inga andra mottagartyper. Med hänsyn till egenskaperna är uppgifterna mycket tveksamma. Den momentana bandbredden uppges vara 0,5 - 40 GHz och den momentana dynamiken 60 dB.

### 2.2.12 Raytheon

Raytheon bedöms ha omfattande erfarenheter av utveckling vad gäller digitala mottagare. Bland annat från det fartygsinriktade M-AESA-projektet AMRFC, där många parallella A/D-omvandlare med 1 GHz samplingsfrekvens och 10-bitars upplösning har använts tillsammans med digital lobformning och frekvenskanalisering [11].

I referens [1] ingår ALR-69A(V) som anges vara en digital kanaliserad mottagare med total frekvenstäckning från C- till J-band. Om hela det övre respektive undre bandet täcks är oklart, C-bandet omfattar 0,5 - 1 GHz och J-bandet 10 - 20 GHz. Riktningmätningen baseras på amplitud-, fas- och tidsjämförelse.

Via företagets hemsida [12] kan en broschyr med något mer information om systemet hämtas. ALR-69A(V) är enligt företaget världens första helt digitala radarvarnare. På traditionellt sätt finns fyra parallella antennkanaler med tillhörande mottagare. Informationen i broschyren kan tolkas som att respektive mottagare har 16 parallella frekvenskanaler. Den totala bandbredden anges inte. En intressant uppgift är att systemet är anpassat för att efterhand kunna byta till A/D-omvandlare med bättre prestanda.

Föregångare till den aktuella varnaren finns i stora antal på flera olika flygplanstyper vilket innebär att den nya varnaren har goda möjligheter att bli en bra affär för Raytheon. Enligt broschyren kommer ALR-69A(V) först installeras på US Air Force F-16 och AC/MC/C-130. De senaste uppgifterna indikerar att C-130 kommer bli allra först [13].

Enligt uppgifter [14] har utvecklingen pågått sedan 2001 och när systemet införs kommer bland annat noggranna lägesbestämningsmetoder att kunna användas. Dessa har utvecklats inom demonstratorprogrammet Advanced Tactical Targeting Technology (AT3). Raytheon tillverkar dessutom ASQ-213 HTS som är ett kapselbaserat signalspaningssystem för invisning av signalsökande robotar. Lägesbestämningsmetoderna från AT3 används även av detta system i den senaste versionen R7, som benämns STING - Smart Targeting and Identification via Networked Geolocation. Jämfört med tidigare versioner har bland annat digitalmottagare införts [15].

Av referens [14] framgår även att US Navy har uppgraderat radarvarnaren ALR-67(V)3 med en digital mätkanal för parameterbestämning. Genom detta inslag av digitalmottagarteknik kommer även F/A-18E/F att kunna utnyttja motsvarande metoder för lägesbestämning. Benämningen på systemet är ALR-67(V)3 Digital Radar Warning Receiver. Av Jane's International Defence Review [15] framgår att även australiska F/A-18A+ kommer att utrustas med den aktuella varnaren. Detta gäller även kanadensiska och finska uppgradering av F-18 där det dock inte framgår om digitalmottagartekniken är inkluderad [16], [17]. För Finlands del handlar det för närvarande om fyra system.

### 2.2.13 Rockwell Collins

Sammanställningen i referens [1] indikerar att företaget har två produkter med digitalmottagare.

Enligt en broschyr som kan hämtas via företagets hemsida [18] är CS-6040 Microwave Receiver en analog frontend följt av en FFT-kanalisering. Den momentana bandbredden för kanaliseringen är dock begränsad till 100 MHz, vilket gör den mindre intressant.

Företaget har även en "Wideband digital receiver" som med stöd av hemsidan kan konstateras saknar analog frontend. Den momentana bandbredden anges till 500 MHz och bör troligen vara centrerad kring 1 GHz. Signalbehandlingen använder FPGA-kretsar där bland annat kanalisering och parametermätning genomförs. Även detektion och identifiering av LPI-signaler är möjlig liksom lagring av sampelsekvenser.

### 2.2.14 Saab

I referens [1] är Saab Avitronics det företag som är tydligast vad avser digitalmottagare. Mottagaren ingår i systemet HES-21 som även inkluderar IFM- och superheterodyn-mottagare. För digitalmottagaren anges att frekvenstäckningen är 2 -18 GHz och känsligheten -75 dBmi. Den momentana bandbredden är uppdelad i 25 kanaler som tillsammans täcker 500 MHz. Avseende total respektive momentan dynamik anges 70 dB respektive 55 dB, men detta avser hela systemet varför det inte med säkerhet går att säga vad som gäller för digitalmottagaren.

Genom kontakter med Saab har framkommit att utveckling av en 4-kanalig digitalmottagare med förbättrade prestanda relativt DRxII pågår. Benämningen är DRxIV.

Nuvarande Saab Microwave Systems har sedan Ericsson-tiden bland annat erfarenheter från projektet RTP 1.15, se avsnitt 2.3.1.

### 2.2.15 Selex Sensors & Airborne Systems

Enligt ägaren Finmeccanicas årsrapport för 2006 har Selex S & AS under det aktuella året påbörjat utveckling av nästa generations radarvarnare som bland annat baseras på bredbandiga digitalmottagare.

### 2.2.16 Thales

Företaget är inkluderat i sammanställningen i referens [1] med flera system där digitalmottagare ingår som en mottagartyp. Det finns en lång erfarenhet inom området. Redan för flera år sedan pågick utvecklingen av en femte generation digitala mottagare.

Produkter där digitalmottagare ingår är enligt referensen exempelvis det flygburna systemet CATS. Via andra källor är det även bekant att telekrigssystem SPECTRE på Rafale använder digitalmottagare.

### 2.2.17 Ultra Electronics Telemus

Enligt referens [1] marknadsför företaget produkterna EAGLE och EAGLE-S som inkluderar digital mottagarteknik. Trots stöd av information av från den aktuella hemsidan [19] är det svårt att analysera vilka egenskaper som kan tillskrivas digitalmottagaren.



## 2.3 Myndighetsfinansierade projekt

Utvecklingen inom området drivs delvis framåt genom myndighetsfinansierade projekt, både på systemnivå och vad gäller ingående delar. I de följande avsnitten beskrivs några projekt som tillhör den senare kategorin.

### 2.3.1 WEAG

#### RTP 1.15 - Digital Receiver Techniques

Inom det europeiska samarbetsorganisationen WEAG<sup>7</sup> genomfördes under åren 2002-2005 ett projekt, RTP 1.15 - Digital Receiver Techniques, inriktat mot digital mottagarteknik. Deltagande industrier var BAe Systems Advanced Technology Centres, Indra Sistemas och Ericsson Microwave Systems. Samtliga var inriktade mot utveckling av en gemensam hårdvara med en utformning som passade tre olika tillämpningar. Två inriktade mot radar och en mot radarsignalspaning. Den senare delen under ledning av Indra.

Projektet finansierades av de tre länderna gemensamt och till lika delar av industrin och myndigheter från respektive land. FMV, som var svensk beställare, har en omfattande dokumentation från projektet.

### 2.3.2 DARPA

Myndighetsorganisationen DARPA<sup>8</sup> från USA driver flera projekt som på sikt kan ge digitala mottagare bättre prestanda. Nedanstående grupp har identifierats.

- TEAM - Technology for efficient, agile mixed-signal microsystems
- ADR - Advanced digital receiver
- A to I - Analog to information
- NLMMSM - Non-linear mathematics for mixed signal microsystems
- PHOBIAC - Photonic bandwidth compression for instantaneous wideband A/D conversion
- PHOR-FRONT - Linear photonic RF front-end technology

Övergripande beskrivningar kan hittas på aktuell hemsida [20]. Några av projekten kommenteras längre fram i rapporten.

### 2.3.3 USA:s försvarsdepartement

US DoD finansierar en relativt omfattande och diversifierad verksamhet inom programmet SBIR<sup>9</sup> som är riktat mot mindre företag. Under hösten 2007 har två olika anbudsinfordran som berör digitalmottagare publicerats.

#### Nonlinear Signal Processing for Advanced Digital Receive Systems

Syftet med projektet är att utveckla olinjär signalbehandling som kan användas i realtid för att förbättra prestanda hos system med digitalmottagare. Målsättningen är att demonstrera 50-100 % ökning i bandbredd samtidigt som dynamiken förbättras 20-30 dB. Den aktuella signalbehandlingen ska kunna implementeras i FPGA-kretsar.

<sup>7</sup> Western European Armaments Group

<sup>8</sup> Defense Advanced Research Projects Agency

<sup>9</sup> Small Business Innovation Research

## High Performance Rad Hard Analog to Digital Converter Architectures

Syftet med projektet är att utveckla strålningståliga A/D-omvandlare med höga prestanda inom minst ett av tre områden avseende samplingsfrekvenser.

Ett av dessa områden siktar på mer än 9-bitars upplösning vid samplingsfrekvenser högre än 10 GHz, samt effektförbrukning lägre än 1W/GHz.

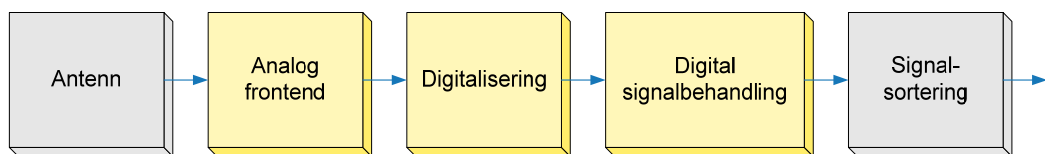
### 3 Arkitekturer och digital mottagarteknik

I det här kapitlet beskrivs den funktionella uppbyggnaden av digitalmottagare samt en del fundamentala och praktiska begränsningar som påverkar prestanda.

Som tidigare är inriktningen mot mottagare med stor momentan bandbredd och bra dynamik.

#### 3.1 Digitalmottagarens huvuddelar

En digital mottagare består vid en förenklad beskrivning av en *analog frontend* som anpassar insignalernas amplitudnivå och frekvensområde till vad som är lämpligt att använda vid *digitaliseringen*, varefter *digital signalbehandling* används för att realisera önskvärda mottagarfunktioner. De tre delarna framgår av figur 1.



*Figur 1 En principiell bild av de tre huvuddelarna i en digitalmottagare och deras omgivning. För att kunna bestämma signalernas ankomstriktning är det ofta nödvändigt med flera antennelement och parallella mottagarkanaler, vilket inte framgår av bilden.*

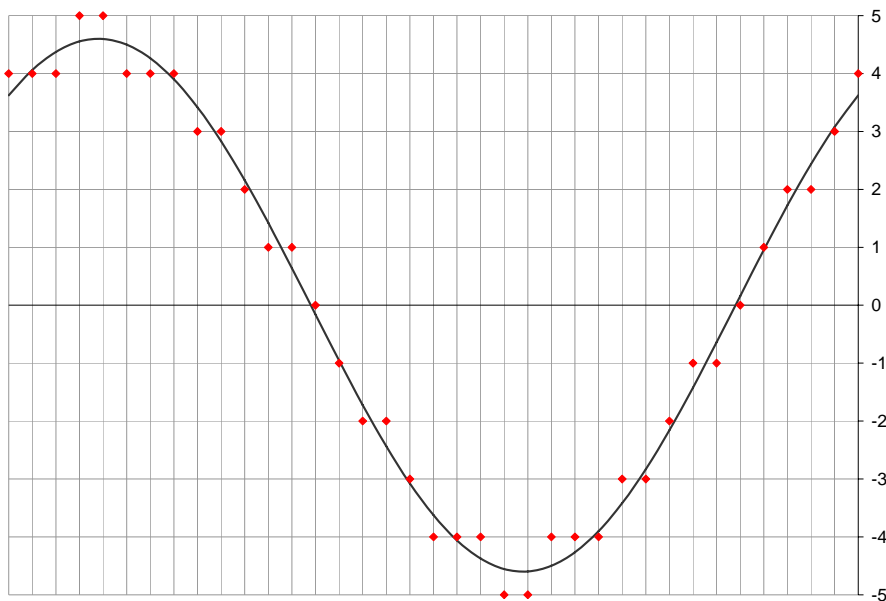
I de följande avsnitten beskrivs de tre delarna. Det har bedömts vara en pedagogisk fördel att inleda genomgången med digitaliseringen och denna del ges ett förhållandevis stort utrymme. Bland annat berörs egenskaper hos en ideal digitalisering liksom skillnader relativt det icke-ideala fallet. En genomgång av verkliga A/D-omvandlare är också inkluderad. I denna ligger tyngdpunkten på utvecklingen avseende prestanda.

Rent praktiskt består ofta den analoga frontenden av flera enheter medan digitaliseringen och den digitala signalbehandlingen är förhållandevis väl integrerade i en gemensam enhet. För att nå bra systemprestanda är det viktigt att den aktuella frontend anpassas till den efterföljande digitaliseringen. I avsnittet 3.7 berörs några generella aspekter som måste beaktas i detta avseende, medan avsnitt 3.8 beskriver några exempel på hur en analog frontend och digitalisering tillsammans kan anta olika *arkitekturer*.

#### 3.2 Digitalisering

En grundläggande funktion i en digitalmottagare är digitaliseringen där analoga signaler övergår till att representeras digitalt. Digitaliseringen inkluderar både *amplitudkvantisering* och övergång från tidskontinuerlig till tidsdiskret representation, så kallad *sampling*. I det ideala fallet sker digitaliseringen genom att amplituden avrundas till ekvidistanta amplitudnivåer vid ekvidistanta tidpunkter enligt figur 2. Signalen kan därefter beskrivas som en sekvens av digitala amplitudvärden, vilket erfordras för att digital signalbehandling ska kunna användas.

Även om den eftersökta kvantiseringen och samplingen sker helt idealt innebär dessa funktioner en del oönskade effekter som inte kan försummas på systemnivå. I avsnitt 3.3 respektive 3.4 presenteras vissa grundläggande begrepp i detta avseende. Avsnitt 3.5 kompletterar därefter med aspekter som är aktuella vid den icke-ideala digitalisering som alltid gäller för verkliga system.



Figur 2 Exempel på ideal digitalisering av en sinussignal. Avståndet mellan samplings-tidpunkterna, som indikeras med vertikala linjer, är konstant. Det samma gäller avståndet mellan de horisontella linjerna som motsvarar de aktuella amplitud-nivåerna. Den del av sinuskurvan som är synlig representeras efter digitaliseringen av en sekvens av amplitudvärden som börjar (4, 4, 4, 5, 5, 4, 4, 4, 3, 3, ...).

### 3.3 Effekter vid ideal amplitudkvantisering

I den följande genomgången behandlas endast amplitudkvantisering där det önskade avståndet mellan kvantiseringsnivåerna är konstant, som i figur 2. I princip är det exempelvis möjligt att istället fördela nivåerna i logaritmiska steg men om detta förekommer har inte undersökts. Sannolikt är nackdelarna dominerande över eventuella fördelar.

#### 3.3.1 Upplösning och amplitudrepresentation

Som hos de flesta digitala kretsar är utsignalerna från A/D-omvandlare använder normalt binär representation, vilket bland annat innebär att det totala antalet amplitudnivåer som kan beskrivas är bestämt av det aktuella antalet binära bitar enligt ekvation (1) där  $b$  är antalet bitar.

$$\text{Amplitudnivåer} = 2^b \quad (1)$$

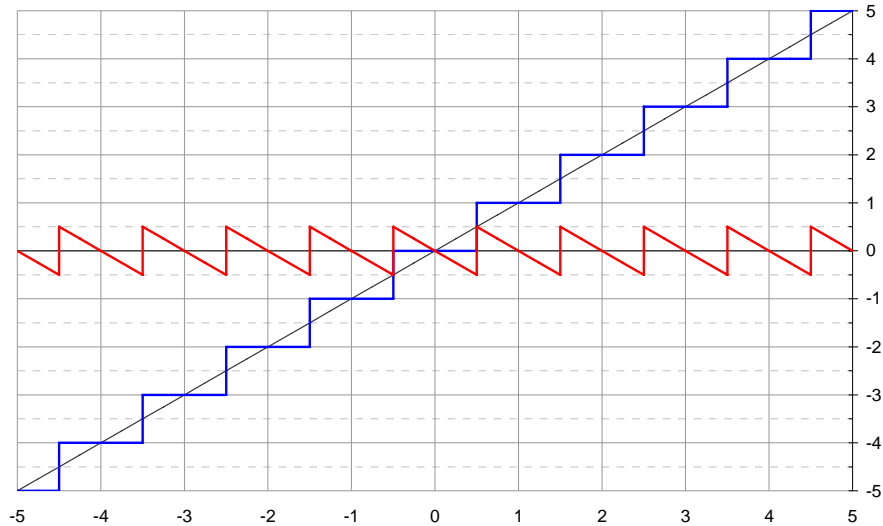
Den relativa amplitudupplösningen är lika med inversen av antalet amplitudnivåer, medan den absoluta amplitudupplösningen är lika med det totala amplitudområdet delat med antalet amplitudnivåer. Det senare motsvarar värdet för den minst signifikanta biten, LSB<sup>10</sup>.

Det förekommer ett antal olika sätt att med  $2^b$  binära värden representera den aktuella skalan av amplitudnivåer, exempelvis tvåkomplement respektive Gray-kod. Detta är dock praktikaliteter som inte beskrivs ytterligare i den här rapporten.

<sup>10</sup> Least Significant Bit

### 3.3.2 Kvantiseringsfel

Det avrundningsfel som uppstår när en amplitudkontinuerlig signal tilldelas närmaste digitala amplitudvärde benämns *kvantiseringsfel*. Betraktas en enstaka samplingspunkt har felet en likformig sannolikhetsfördelning i intervallet från  $-0,5$  till  $+0,5$  kvantiseringssteg, det vill säga  $\pm 0,5$  LSB, se figur 3.



Figur 3 Den svarta linjen visar det linjära samband som finns mellan in- och utsignalen när ingen amplitudkvantiserings sker, medan den blå linjen gäller vid kvantiserings. Den röda linjen visar att kvantiseringsfelet idealt alltid återfinns i intervallet  $\pm 0,5$  LSB.

### 3.3.3 Signal/brusförhållande

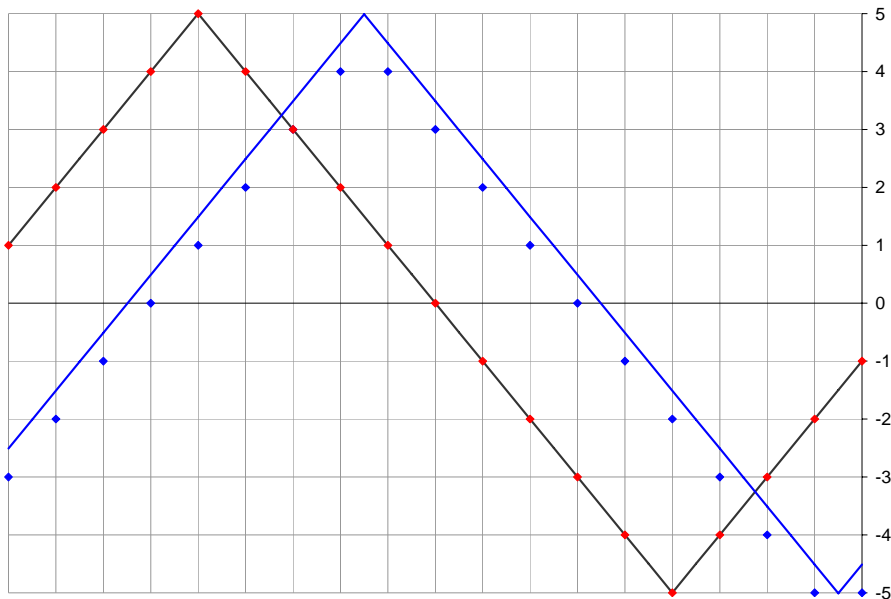
Kvantiseringsfelet kan betraktas som en brussignal som adderas till insignalen. Eftersom detta *kvantiseringsbrus* håller sig inom intervallet  $\pm 0,5$  LSB ökar signal/brus-förhållandet, *SNR*, om amplituden på insignalen ökar. När insignalen är en sinussignal blir det resulterande signal/brus-förhållandet, uttryckt i dB, enligt ekvation (2), där  $b$  är antalet utstyrda bitar.

$$SNR_{dB} = 6,02b + 1,76 \quad (2)$$

Eftersom en sinussignal är smalbandig och kvantiseringsbruset i normalfallet är utspritt i frekvens finns goda möjligheter att förbättra signal/brus-förhållandet genom lämplig filtrering efter digitaliseringen. Detta berörs i senare avsnitt.

### 3.3.4 Determiniskt kvantiseringsfel

Om insignalen enbart består av en deterministisk signal, exempelvis en sinussignal kan även det resulterande kvantiseringsfelet upprepas periodiskt. En konsekvens är att kvantiseringsfelets storlek i vissa fall kan vara noll vid samtliga samplingspunkter, medan det vid ett annat extremfall kan vara  $0,5$  LSB vid samtliga samplingspunkter, se figur 4. Signal/brus-förhållandet kan därför vara såväl bättre som sämre än vad som framgår av ekvation (2).



Figur 4 Exempel som visar de två extremfallen att kvantiseringsfelet i alla samplings-tidpunkter är noll respektive  $-0,5$  LSB.

En annan egenskap när kvantiseringsfelet är periodiskt är att bruseffekten inte fördelas jämnt i frekvensled utan istället samlas på en eller flera diskreta frekvenser. Eftersom dessa spektral-komponenter inte kan skiljas från verkliga signaler brukar de benämnas *spuriösa signaler*, det vill säga falska signaler. En annan vanlig benämning är *spuriöser*.

Genom att amplitudkvantiseringen kan ge upphov till spuriöser finns det begränsningar på hur mycket signal/brus-förhållandet kan förbättras vid efterföljande filtrering. De påverkar därmed i hög grad vilken dynamik som kan nås i en digital mottagare. Eftersom de spuriösa signalerna knappast kan betraktas som brus är det mer relevant att använda begreppet SINAD<sup>11</sup> istället för SNR när spuriöserna inkluderas.

Eftersom amplitudkvantisering är en olinjär funktion är det svårt att analytiskt ta fram generella uttryck som beskriver vilken undertryckning av spuriöserna som kan förväntas. För ett förenklat fall där insignalens frekvens är så låg att samtliga kvantiseringnivåer utnyttjas har Tsui [21], via analys och datorsimuleringar, visat att undertryckningen av den kraftigaste spuriösen är cirka 9 dB per utstyrd bit. I detta fall kan därmed genom exempelvis en digital frekvenskanalisering vara möjligt att öka SNR (eller egentligen SINAD) relativt ekvation (2).

Tsui diskuterar även andra exempel men det svårt att från dessa nå slutsatser som är allmän-giltiga.

### 3.3.5 Reduktion av spuriöser genom brusinjicering

Ett sätt att minska den generering av spuriösa signaler som sker när kvantiseringsfelet blir deterministiskt är att avsiktligt införa brus före digitaliseringen, en metod som på engelska brukar benämnas *dithering*. I en verklig digitalmottagare nås dock i princip samma effekt genom att brus från mottagarens analoga del, som föregår digitaliseringen, avsiktligt tillåts dominera över kvantiseringsbruset, se vidare avsnitt 3.7.1.

Oavsett om inbruset kommer från tidigare mottagardelar eller eventuell dithering kan det även bidra till att svaga signaler som själva inte förmår att generera omslag i A/D-omvandlaren får

<sup>11</sup> Signal to Noise and Distorsion

chansen att påverka den digitala sampelsekvensen. Efterföljande signalbehandling kan därmed i vissa fall lyfta fram signaler som är dolda av brus eller spuriöser, se vidare kapitel 6.

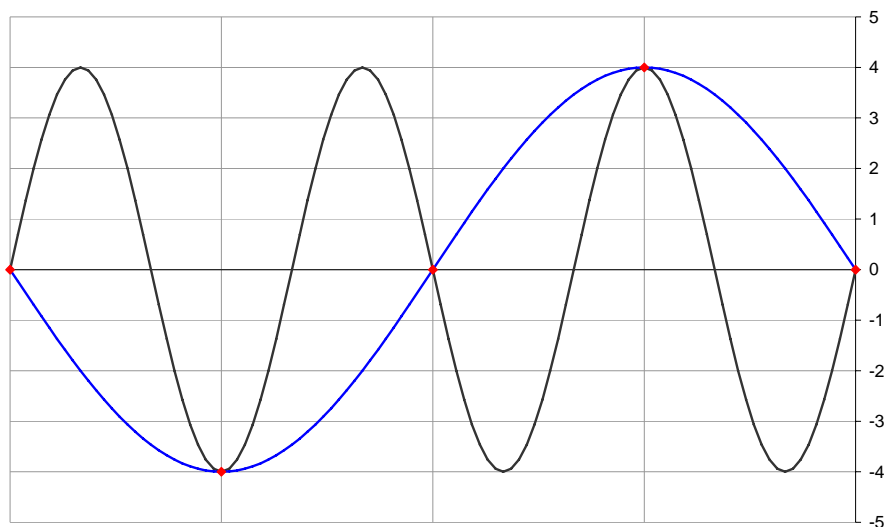
### 3.4 Effekter vid ideal sampling

Avståndet mellan samplingstidpunkterna bestämmer digitaliseringens *samplingfrekvens*,  $f_s$ , som är en betydelsefull parameter hos en digitalmottagare eftersom den är avgörande för vilken bandbredd som kan hanteras entydigt.

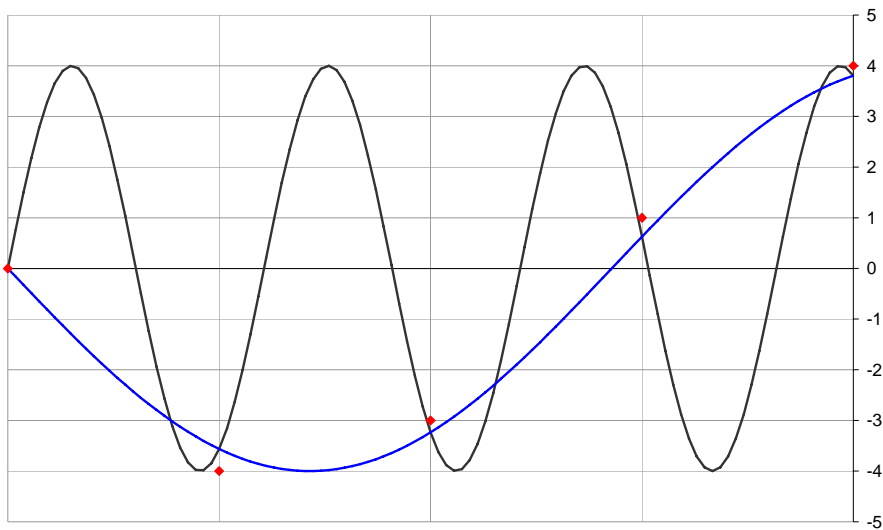
Nyquists samplingsteorem innebär att en deterministisk signal med viss bandbredd kan rekonstrueras perfekt ur den samplade signalen om samplingfrekvensen är större än dubbla den aktuella bandbredden. Samplingsteoremet inkluderar inte den försämring av signalen som uppstår, genom brustillskott, på grund av eventuell amplitudkvantisering enligt avsnitt 3.3. En helt perfekt rekonstruktion kan heller inte göras om samplingstidpunkterna avviker från de nominella på ett okänt sätt, vilket beskrivs i avsnitt 3.5.

Orsaken till att den entydiga bandbredden är begränsad till halva samplingfrekvensen ( $f_s/2$ ) är att signaler med frekvenser utanför intervallet från 0 till  $f_s/2$  alltid motsvaras av en frekvens i detta intervall som ger exakt samma sampelsekvens, enligt exemplet i figur 5 och figur 6. Fenomenet benämns *vikning* eftersom de lägre frekvenser som uppstår vid infrekvenser över  $f_s/2$  kan bestämmas genom att flytta signalen nedåt genom ett erforderligt antal vikningar kring  $f_s/2$  och multiplar av  $f_s/2$  enligt figur 7.

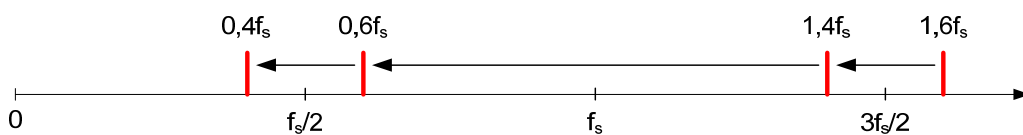
Som synonym till vikning används ibland begreppet aliaseffekt eftersom signaler med frekvenser över  $f_s/2$ , efter samplingen, har synbart lägre frekvens, d v s ”uppträder under en falsk beteckning”. På engelska är därför benämningen *aliasing*.



Figur 5 Principfigur som visar att två olika frekvenser kan resultera i samma sampelsekvens på grund av så kallad vikning. I det aktuella fallet är den lägre frekvensen  $0,25 f_s$  och den högre  $0,75 f_s$ .



Figur 6 Om den högre frekvensen höjs något, relativt i figur 5, finns det fortfarande en lägre frekvens som ger exakt samma sampelsekvens. Till skillnad mot i föregående exempel ger vissa samplingsstidpunkter här ett kvantiseringsfel.



Figur 7 En effekt av sampling är att infrekvenser över halva samplingsfrekvensen, genom vikning, hamnar i intervallet 0 till  $f_s/2$ . I det aktuella fallet viks  $0,6f_s$ ,  $1,4f_s$  och  $1,6f_s$  ner till  $0,4f_s$ . Även frekvenserna  $2,4f_s$  samt  $2,6f_s$  och så vidare viks ner till denna frekvens.

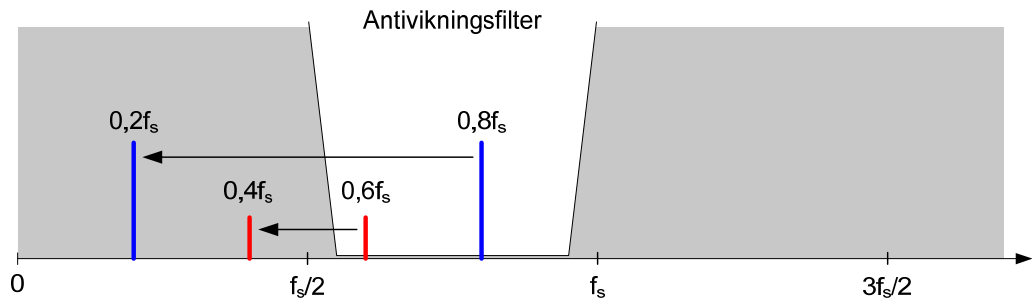
### 3.4.1 Bandpassampling

Kraven för att entydigt kunna rekonstruera en insignal efter sampling sätter inga restriktioner vad gäller signalens frekvens, endast dess bandbredd. Detta innebär att det är möjligt att välja att exempelvis förlägga den entydiga bandbredden till frekvensområdet mellan  $0,5f_s$  och  $f_s$ . Signaler utanför denna bandbredd måste dock bortfiltreras före samplingen med ett så kallat *antivikningsfilter* för att säkerställa entydigheten, se figur 8. Även insignaler inom delområdet 0 till  $f_s/2$  måste således tas bort av antivikningsfiltret som är en viktig del av mottagarens analoga frontend.

Metoden att använda den entydiga bandbredden i ett frekvensområde som ligger över  $f_s/2$  brukar benämnas *bandpassampling*. Vid bandpassampling används vikningen på ett kontrollerat och konstruktivt sätt vilket kan vara ett fördelaktigt alternativ till att analogt flytta det önskade infrekvensområdet till intervallet 0 till  $f_s/2$ .

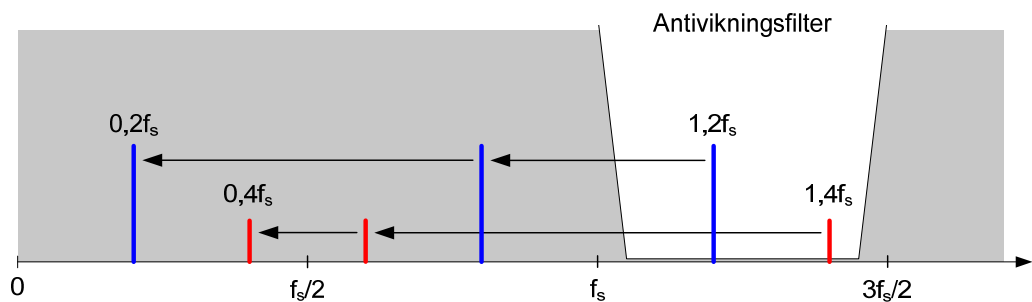
På grund av vikningen blir frekvensspektrum omkastat när delområdet  $f_s/2$  till  $f_s$  är valt vilket framgår av figur 8. Detta gäller samtliga delband som ligger närmast under  $f_s$ ,  $2f_s$ ,  $3f_s$  och så vidare, eftersom dessa delband viks ett ojämnt antal gånger och omkastning sker vid varje vikning.





Figur 8 Principbild som beskriver bandpassampling. Med hjälp av ett antivikningsfilter placerat före A/D-omvandlingen väljs ett delband ut medan signaler på andra frekvenser dämpas bort. Efter vinkningen uppträder de digitaliserade signalerna alltid i området 0 till  $f_s/2$  men genom filtreringen kan de resulterande frekvenserna översättas till de korrekta infrekvenserna.

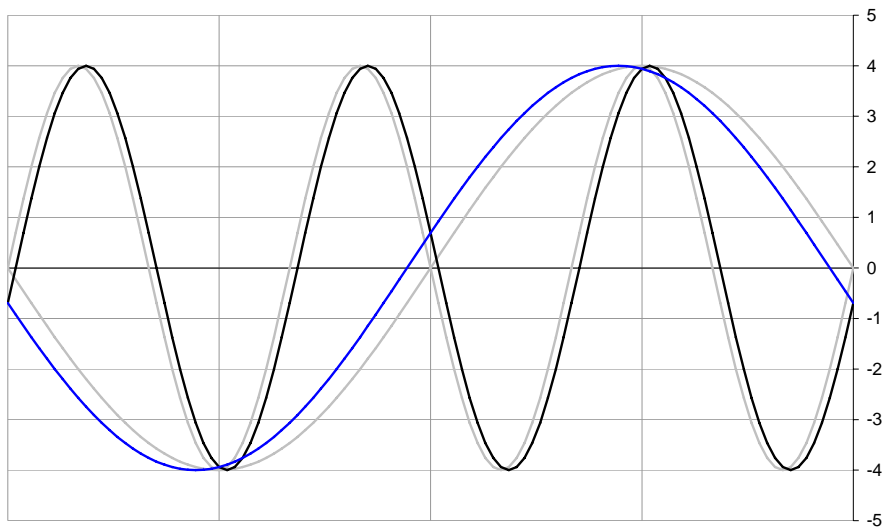
Samtliga delband som ligger närmast över  $f_s$ ,  $2f_s$ ,  $3f_s$  och så vidare resulterar dock i rättvända frekvensspektrum genom att ett jämnt antal vikningar då sker. Figur 9 visar detta för fallet att delområdet  $f_s$  till  $3f_s/2$  används.



Figur 9 Frekvensspektrum blir omkastat vid varje vinkning vilket innebär att delområdet  $f_s$  till  $3f_s/2$  blir rättvänt medan delområdet  $f_s/2$  till  $f_s$ , som framgår av figur 8, blir omkastat.

När ett delband som resulterar i omkastning av frekvensspektrum används, påverkas även beteendet hos signalens fas, något som inte framgår av figur 8. Till skillnad mot vad som gäller för de delband där omkastning inte sker, ökar då fasvinkeln hos den nedvikta digitaliserade signalen om insignalen fördröjs relativt samplingstidpunkterna. Som en konsekvens av detta medför tidsfördröjningar av insignalen att utsignalen upplevs komma tidigare, vilket illustreras av figur 10. De två tidsförskjutningarna blir dessutom skalade med respektive periodtid. Fasförskjutningarna av de två signalerna är därmed lika stora men har olika tecken. Ovanstående beteende gäller enbart när man felaktigt tolkar samplingssekvensen som ett resultat av en insignal som återfinns i intervallet 0 till  $f_s/2$ , vilket inte motsvarar det verkliga fallet.

Sammantaget kan konstateras att det vid bandpassampling är viktigt att veta hur den avsiktliga nedvikningen påverkar insignalernas frekvenser för att de ska kunna beräknas efter mätning. I de fall när relativa faslägen är betydelsefulla är det även viktigt att hantera de teckenskillnaderna som sker vid varje vinkning. Det senare gäller exempelvis om systemet använder interferometri för att bestämma insignalernas ankomstriktning.



Figur 10 När delband som ger omkastat frekvensspektrum används byter även en eventuell fasskillnad som finns mellan signaler i två mottagarkanaler tecken. Detta är viktigt att beakta om exempelvis fasskillnaden utnyttjas för att med hjälp av interferometri bestämma signalens ankomstriktning.

Som indikeras i figur 8 och figur 9 har inte ett antivikningsfilter ideala filterflanker vilket innebär att passbandet måste ha en något lägre bandbredd än  $f_s/2$  för att säkerställa entydighet. Ett rimligt antagande är att den entydiga bandbredden hos en digitalmottagare som använder bandpassamplung kan vara i storleksordningen 40 % av den samplingsfrekvens som används vid A/D-omvandlingen.

Bland fördelarna med bandpassamplung finns exempelvis:

- Den relativa bandbredden är lägre vilket är gynnsamt i vissa avseenden.
- Det är svårt att i den analoga frontend-delen transponera ner det önskade frekvensområdet till låga frekvenser eftersom oönskade spegelfrekvenser blir svåra att filtrera bort.

Det finns även nackdelar, bland annat:

- Ökar kraven avseende analog bandbredd hos A/D-omvandlaren eller eventuell sampel-and-hold-krets.
- Ökar kraven på att aperturjitter vid samplingen hålls lågt. Denna parameter förklaras i avsnitt 3.5.2.

Bandpassamplung är vanligt förekommande vilket antyder att fördelarna överväger.

### 3.4.2 Översampling

Genom att använda en samplingsfrekvens som är högre än vad som krävs för att uppfylla samplingsteoremet och därefter filtrera ut den önskade bandbredden kan det signal/brus-förhållandet som är ett resultat av amplitudkvantiseringen förbättras jämfört med vad som framgår av ekvation (2). Förbättringen beror på att kvantiseringsbruset idealt fördelas jämnt i intervallet från 0 till  $f_s/2$  och därför delvis kan bortfiltreras om den önskade bandbredden är lägre. Det resulterande signal/brus-förhållandet framgår av ekvation (3), där  $f_b$  som anger bandbredden efter filtrering förutsätts vara minst lika stor som signalens bandbredd.

$$SNR_{dB} = 6,02b + 1,76 + 10 \lg \left( \frac{f_s}{2f_b} \right) \quad (3)$$

Med ett fåtal bitar kan således bra SNR nås med en samplingsfrekvens som är mycket högre än den önskade bandbredden. Att principen fungerar i praktiken framgår bland annat av att den används i vissa audiotillämpningar.

Översampling är sannolikt svårare att utnyttja inom radarsignalspaning där stora momentana bandbredder normalt efterfrågas.

## 3.5 Icke-ideal digitalisering

I praktiken kan varken den amplitudkvantisering eller sampling som har beskrivits i avsnitt 3.3 respektive 3.4 ske med ekvidistanta steg, vilket påverkar en digitalmottagares egenskaper.

I avsnitt 3.5.1 och 3.5.2 kommenteras något om de bakomliggande orsakerna och i avsnitt 3.5.3 introduceras ett prestandamått som är användbart för att avgöra vilken inverkan dessa ofullkomligheter har på mottagarprestanda.

### 3.5.1 Önskade olinjäriteter i amplitudkvantiseringen

I amplitudled har alltid en A/D-omvandlare avvikelser från den önskade överföringsfunktionen genom att kvantiseringsstegen är olika stora. Den önskade olinjäriteten ger på samma sätt som i en analog mottagare upphov till spuriöser, d v s signaler som inte har någon motsvarighet på ingången.

Ett sätt att beskriva graden av olinjäritet är att ange maximala avvikelser från det nominella kvantiseringssteget, på engelska DNL - *differential non-linearity*. En kompletterande parameter är den absoluta avvikelser från den idela linjära överföringsfunktionen, på engelska INL - *integral non-linearity*.

Båda parametrarna finns normalt med bland informationen i en A/D-omvandlars datablad, men även om mindre fel naturligtvis är bättre än stora är det svårt att direkt omsätta uppgifterna i hur digitalmottagarens prestanda påverkas.

### 3.5.2 Varierande intervall mellan samplingarna

I tidsled finns på motsvarande sätt önskade avvikelser från den ekvidistanta sampling som sker när digitaliseringen är ideal. Variationen, som benämns *aperturjitter* eller *aperturbrus*, kan exempelvis förorsakas av att den oscillator som används för att generera klocksignalen är instabil eller att fördröjningen i klockdistributionen varierar.

Aperturjittret påverkar bara digitaliseringens kvalitet om det medför att det aktuella samplet får ett annat amplitudvärde än vad som är fallet om samplingen sker vid den nominella tidpunkten. Risken för att detta inträffar ökar med ökande insignalfrekvens eftersom derivatan för signalens amplitud då är större.

Aperturjittrets inverkan på en A/D-omvandlars prestanda är därför minimal när insignalens frekvens är låg och störst när frekvensen är i det övre området av omvandlars analoga bandbredd. Bland annat innebär detta att bandpassampling oftast ger sämre prestanda när delband som ger många vikningar används.

Vid de höga samplingsfrekvenser som krävs för att nå momentana bandbredder i storleksordningen 1 GHz är ofta aperturjitter den prestandabegränsande parametern vid digitalisering, även om variationen kan hållas mindre än 1 ps.

### 3.5.3 Antal effektiva bitar - ENOB

Vid ideal digitalisering ökar det maximala signal/brus-förhållandet med cirka 6 dB för varje extra bit som tillförs i amplitudkvantiserings. Vid den icke-ideala digitalisering som sker i en A/D-omvandlare kan normalt inte det maximala signal/brus-förhållandet bestämmas bara genom att betrakta antalet bitar omvandlaren använder. På grund av olinjäriteter, aperturjitter och annat genereras mer kvantiseringsbrus och spuriouser som kan konkurrera med signalen än i det ideala fallet. Signal/brus-förhållandet blir därmed sämre än vad som framgår av ekvation (2).

Ett vedertaget sätt att beskriva hur bra digitaliseringen är i en A/D-omvandlare är att ange *antalet effektiva bitar*, på engelska förkortat ENOB<sup>12</sup>. Utan hänsyn till vad det är som orsakar degraderingen visar detta prestandamått vilket signal/brus-förhållande som kan erhållas med den aktuella A/D-omvandlaren.

Som framgår av ekvation (4) baseras beräkning av ENOB på mätning av SINAD, d v s den aktuella signaleffekten jämförs med summaeffekten av brus och spuriouser.

$$ENOB = \frac{SINAD_{dB} - 1,76}{6,02} \quad (4)$$

En A/D-omvandlars antal effektiva bitar är inte en fix parameter utan värdet varierar både med samplingsfrekvensen och med insignalens frekvens. Generellt minskar ENOB när insignalens frekvens ökar, vilket i huvudsak beror på inverkan av aperturjitter enligt beskrivningen i föregående avsnitt 3.5.2.

### 3.5.4 Spurious-Free Dynamic Range - SFDR

En mycket betydelsefull egenskap hos de flesta signalspaningsmottagare är att kunna hantera svaga signaler vid samtidigt närvaro av en eller flera starka signaler. Gränssättande för den aktuella momentana dynamiken är i de flesta fall den kraftigaste spuriousen som en stark insignal ger upphov till.

Eftersom ENOB inte avslöjar hur effekten från brus och spuriouser är spektralt fördelad används normalt parametern *spurious-free dynamic range* för att beskriva vilken dynamik som kan nås med en given A/D-omvandlare. Framförallt är parametern intressant hos digitalmottagare som använder filtrering för att förbättra signal/brus-förhållandet, exempelvis genom att använda frekvenskanalisering.

### 3.5.5 Harmonisk distorsion

En annan parameter som ofta presenteras för att beskriva egenskaperna hos en icke-ideal digitalisering visar i vilken omfattning som övertoner till insignalen genereras. På engelska används begreppet *total harmonic distortion - THD*, men normalt inkluderas bara ett definierat antal av övertonerna. Om dessa ligger över halva samplingsfrekvensen är de på samma sätt som andra signaler nedvikta till frekvensområdet 0 till  $f_s/2$ .

---

<sup>12</sup> Effective Number of Bits

## 3.6 A/D-omvandlare

Digitaliseringen i en digitalmottagare sker i en eller flera A/D-omvandlare. Ibland används dessutom en separat *sample-and-hold-krets* före A/D-omvandlaren för att ”låsa” insignalen under den korta tid när omvandlingen sker. I dessa fall genomförs därmed samplingen respektive amplitudkvantiseringen i separata kretsar.

Det här avsnittet är fokuserat på att belysa A/D-omvandlarna ur ett prestandaperspektiv eftersom det bedöms mest relevant ur systemsynpunkt. Genomgången omfattar både en inventering av vad som erbjuds idag, vilken utvecklingstakt som gäller samt vilka fysikaliska begränsningar som bromsar utvecklingen. Avsnittet inleds dock med en kort sammanställning av olika principer som förekommer avseende A/D-omvandling.

### 3.6.1 Olika grundprinciper för A/D-omvandling

Det förekommer många alternativa principer för hur digitaliseringen i A/D-omvandlare är realiserad, alla med olika fördelar respektive nackdelar. Ur ett systemperspektiv är egenskaperna mest intressanta. I de diagram som längre fram i det här kapitlet visar prestanda anges därför inte vilken teknik respektive A/D-omvandlare använder.

En kort introduktion till förekommande principer kan dock vara motiverad. En fylligare beskrivning kan exempelvis hittas i referens [22].

#### Flash

Flash-tekniken är mycket snabb eftersom alla bitar omvandlas parallellt i ett steg. Behovet av komparatorer ökar dock exponentiellt med antalet bitar varför metoden passar bra när det är aktuellt med höga samplingsfrekvenser men samtidigt acceptabelt med relativt få bitar.

#### Semi-flash

En semi-flash-omvandlare är internt uppbyggd av flera omvandlare som använder flash-tekniken. Med samma antal komparatorer ger alternativet semi-flash betydligt fler bitar än en flash-omvandlare. Nackdelen är att den är långsammare.

#### Sigma-delta

I en sigma-delta-omvandlare används internt en 1-bitsomvandlare som genom stor översampling kan ge många bitar, dock med låg bandbredd. Den är billig att tillverka men erbjuder bara relativt låga samplingsfrekvenser.

#### Pipeline

En pipeline-omvandlare använder en serie identiska steg där ett visst antal bitar omvandlas i varje steg. Metoden ger en snabb omvandling med relativt få komponenter. Detta är en vanligt förekommande omvandlartyp.

#### Interpolerande

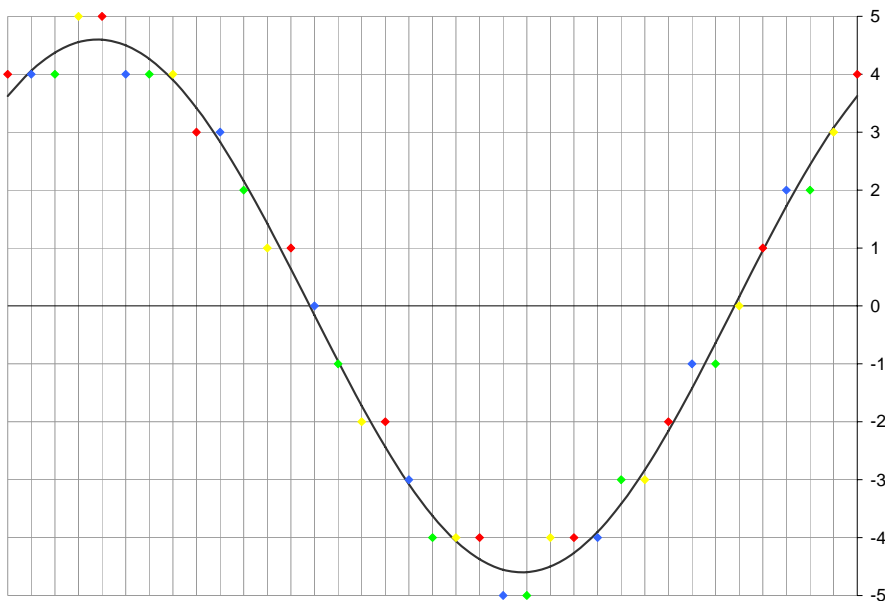
Interpolerande A/D-omvandlare har en kompakt och energisnål arkitektur som påminner om semi-flash. Vissa fördelar nås genom att enkla latchar-kretsar används istället för komparatorer som i en semi-flash-omvandlare.

## Folding

En A/D-omvandlare som använder folding-metoden är till sin uppbyggnad lik den interpolerande typen av omvandlare. Genom foldingtekniken kan den ge samma antal bitar med färre latchar.

### 3.6.2 Tidsinterleaving av flera A/D-omvandlare

Ett sätt att öka samplingsfrekvensen utöver vad en enskild omvandlare av en viss typ klarar är att använda ett antal lika A/D-omvandlare som samtliga matas med de aktuella insignalerna. En förutsättning är då att samtliga A/D-omvandlare som används styrs av samma samplingsfrekvens men att samplingspunkterna för respektive omvandlare förskjuts något i förhållande till varandra. Om exempelvis fyra omvandlare tidsinterleavas är den korrekta tidsförskjutningen  $\frac{1}{4}$ -klockcykel. Figur 11 visar principen.



*Figur 11 Principen för tidsinterleaving av A/D-omvandlare är enkel. I det visade fallet samplar fyra likadana omvandlare insignalen med samma samplingsfrekvens. Samplingspunkterna är dock förskjutna så att hela samplingsmängden tillsammans motsvarar vad som fås med en A/D-omvandlare och fyra gånger högre samplingsfrekvens. I figuren visas sampel från respektive A/D-omvandlare med olika färg.*

Om önskvärt kan samplingsströmmen från utgången av respektive A/D-omvandlare interleavas för att få den samplingsström som motsvarar en omvandlare med fyra gånger högre samplingsfrekvens. Ofta brukar det dock vara en fördel att hålla nere överföringshastigheten till efterföljande kretsar, varför det istället kan vara en fördel att göra överföringen med fler parallella bitar.

Det finns ett antal nackdelar och svårigheter som måste beaktas när tidsinterleaving av A/D-omvandlare används för att nå samplingsfrekvens som de enskilda A/D-omvandlarna inte erbjuder:

- Kraven avseende aperturjitter och analog bandbredd ökar
- Det finns risk för systematiskt aperturfel på grund av felaktiga klockfördröjningar
- Olika överföringsfunktioner för respektive A/D-omvandlare försämrar prestanda

Om svårigheterna inte kan bemästras finns det stor risk för att det antal effektiva bitar som de ingående A/D-omvandlarna erbjuder när de används enskilt, påtagligt minskar när de används deinterleavat. Det finns dock möjligheter att i den efterföljande signalbehandlingen korrigera för systematiska fel som uppstår när A/D-omvandlare används tidsinterleavat. I avsnitt 3.9.1 finns exempel på detta.

### 3.6.3 State-of-the-art och utvecklingstakt

Avseende prestanda är viktiga egenskaper hos A/D-omvandlare bland annat:

- Samplingsfrekvens -  $f_s$
- Analog bandbredd
- Antal effektiva bitar -  $ENOB$

Dessutom anses effektförbrukningen i många fall vara betydelsefull, bland annat därför att det påverkar övriga prestanda.

Som tidigare har konstaterats är samplingsfrekvensen avgörande för vilken bandbredd som kan hanteras entydigt. Den analoga bandbredden är vanligtvis alltid minst lika stor som halva samplingsfrekvensen. I många fall kan den vara betydligt större, något som är nödvändigt om digitaliseringen sker genom bandpassampling enligt beskrivningen i avsnitt 3.4.1.

Enligt tidigare beskrivning är antalet effektiva bitar en viktig parameter avseende vilken dynamik som A/D-omvandlaren kan ge. Parametern påverkas normalt av både den använda samplingsfrekvensen och insignalens frekvens. Tyvärr anger tillverkare ofta bara värden för ett fåtal kombinationer vilket försvårar jämförelser.

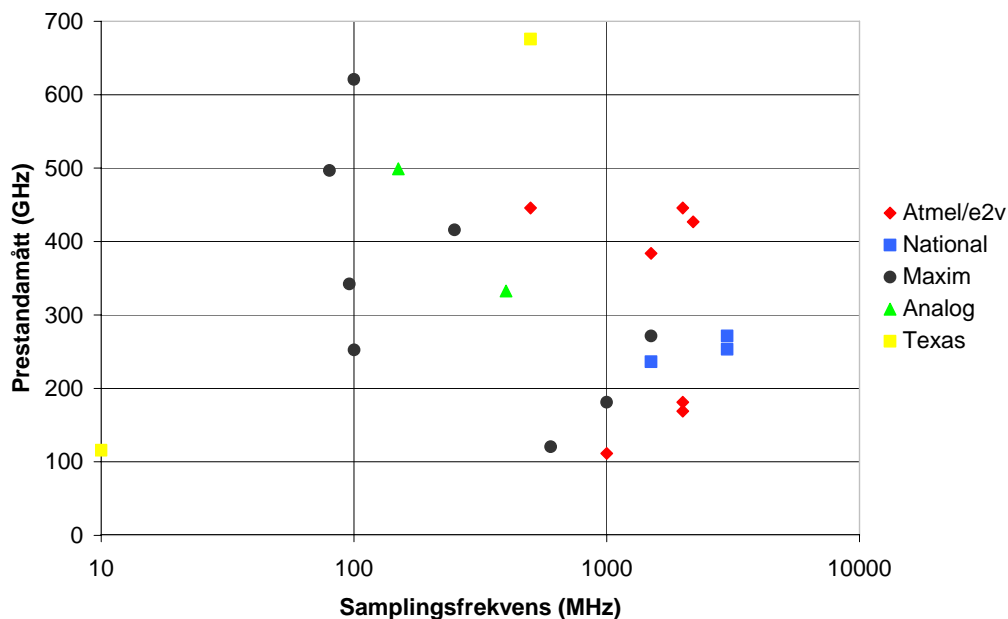
Som har konstaterats i avsnitt 3.5.4 är även *spurious-free dynamic range* en viktig parameter för att avgöra vilken dynamik som kan nås i en digitalmottagare som reducerar brusbandbredden efter digitalisering, exempelvis genom kanalisering. Denna parameter har dock inte studerats specifikt och behandlas därför inte i det här avsnittet.

#### Prestandamått

Ett förekommande generellt prestandamått för A/D-omvandlare som bland annat återfinns i referens [23] framgår av ekvation (5). Detta mått används med fördel för både snabba och långsamma omvandlare eftersom det tar hänsyn till både antalet effektiva bitar i omvandlaren och dess samplingsfrekvens. Som framgår av sambandet ger en fördubbling av samplingsfrekvensen, med bibehållet antal effektiva bitar, motsvarande prestandaförbättring som en ökning av ENOB med 1 samtidigt som samplingsfrekvensen är oförändrad.

$$P = 2^{ENOB} \cdot f_s \quad (5)$$

Figur 12 visar prestandamåttet  $P$  som funktion av samplingsfrekvensen för ett antal nu tillgängliga omvandlare. Dessa har identifierats i en kartläggning via internet och de kommer från några av de mer kända tillverkarna av A/D-omvandlare. Som framgår av figur 12 är prestandamåttet störst för omvandlare med medelhöga samplingsfrekvenser. Detta kan bero på ett antal orsaker, inklusive att utfallet avspeglar marknadens behov och tillverkarnas riktade satsningar.



Figur 12 Prestandamåttet enligt ekvation (5) för ett urval nu tillgängliga A/D-omvandlare från några av de mer kända tillverkarna. De värden avseende antal effektiva bitar som har använts gäller vid infrekvensen  $f_s/2$ . De aktuella tillverkarna är e2v, National Semiconductor, Maxim, Analog Devices samt Texas Instruments. Flera av omvandlarna från e2v tillverkades tidigare av Atmel.

## Utvecklingstakt

Den genomförda kartläggningen antas ge en indikation på state-of-the-art avseende A/D-omvandlare. Tillsammans med tidigare liknande bedömningar [24] är det även möjligt att studera den aktuella utvecklingstakten under den senaste 20-årsperioden.

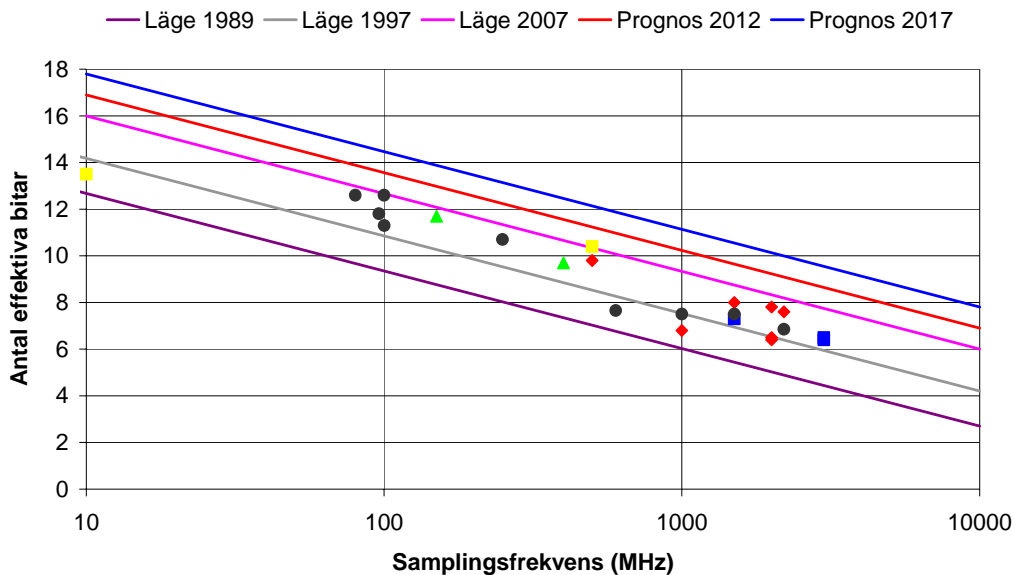
I diagrammet i figur 13 presenteras omvandlarnas antal effektiva bitar som funktion av samplingsfrekvensen. De ENOB-värden som har används i diagrammet gäller när infrekvensen är halva samplingsfrekvensen.

I figuren visas utvecklingsläget 1989 och 1997 med linjer som motsvarar ett konstant värde vad gäller prestandamåttet P, det vill säga respektive linje faller en effektiv bit för varje dubbling av samplingsfrekvensen. Motsvarande linje för 2007 är inkluderad och dessutom finns prognoser för 2012 och 2017. De senare indikerar det förväntade läget om utvecklingen fortsätter i samma takt som tidigare.

Referens [24] anger en utvecklingstakt under perioden 1989-1997 som innebär en ökning av ENOB med cirka 1,5 bit, vilket motsvarar ungefär 1 bit per 5 år. Figur 13 indikerar en liknande utvecklingstakt fram till 2007. Som framgår av figuren är det en omvandlare med samplingsfrekvensen 100 MHz (Maxims MAX19588) respektive en med 500 MHz samplingsfrekvens (Texas Instruments ADS5463) som ligger i topp vid en jämförelse baserad på prestandamåttet i ekvation (5). Båda dessa omvandlare är av pipeline-typ.

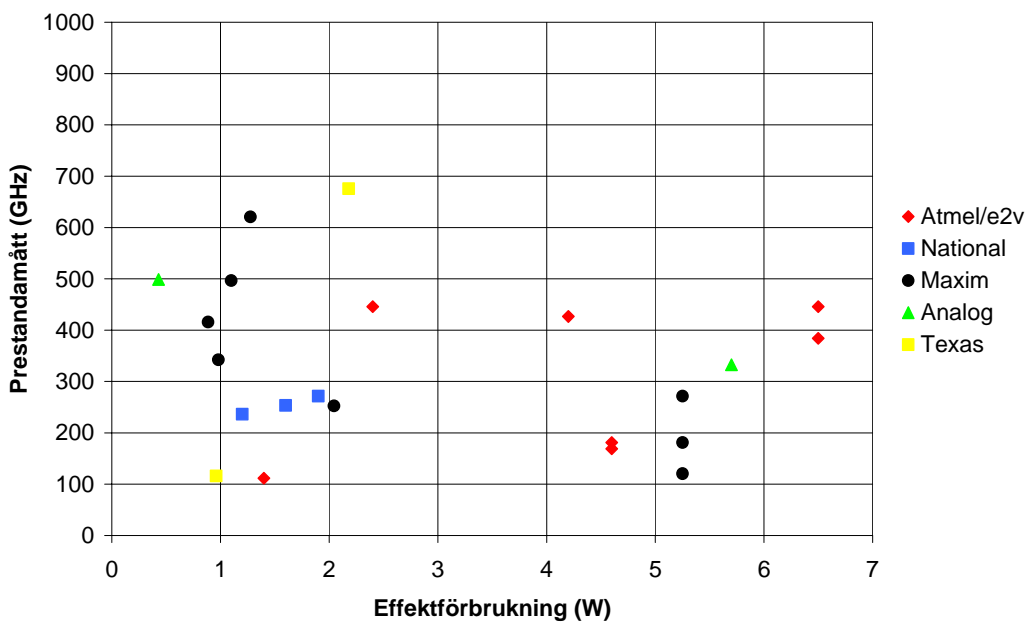
Att A/D-omvandlare med samplingsfrekvenser över 1 GHz ligger något efter utvecklingslinjen kan bero på att det är den kommersiella marknaden, vanligen med relativt måttligt bandbreddsbehov, som styr utvecklingen snarare än den militära sidan. En förklaring kan även vara att linjelutningen motsvarar begränsningar på grund av aperturjitter medan även processrelaterade faktorer är betydelsefulla vid höga samplingsfrekvenser, se vidare avsnitt 3.6.4.





Figur 13 Prestanda för nu tillgängliga A/D-omvandlare från några av de mer kända leverantörerna. De värden avseende antal effektiva bitar som har använts gäller vid infrekvensen  $f_s/2$ . Symbolerna för A/D-omvandlarna är samma som i figur 12. I figuren finns även linjer som visar tidigare och nuvarande utvecklingsläge, samt prognoser baserade på en konstant utvecklingstakt.

Figur 14 visar effektförbrukningen som funktion av prestandamåttet  $P$  för omvandlarna i kartläggningen. Något tydligt samband mellan prestandamått och effektförbrukning är svårt att se. Förbrukningen är mycket varierande. En viss trend mot att en hög sampeltakt också ger en hög effektförbrukning finns dock men detta visas inte av figuren.



Figur 14 Prestandamåttet  $P$  som funktion av effektförbrukning för de studerade A/D-omvandlarna.

### 3.6.4 Begränsande faktorer

Det finns flera faktorer som kan begränsa dynamiken för en A/D-omvandlare. Bland de mer signifikanta är termiskt brus, aperturjitter (jitterbrus), tvetydighet och kvantiseringsbrus. De olika typerna beskrivs kortfattat nedan och något mer ingående i referens [24]. Uttrycken beskriver det största möjliga ENOB som går att realisera givet nivån för respektive brustyp och att det är det enda förekommande bruset.

#### Termiskt brus

Bruset benämns även som "circuit noise" och är ett ekvivalent brus för kretsarna före omvandlaren och betecknas som  $R_{eff}$ . Följande uttryck gäller:

$$MaxENOB_{termiskt} = \log_2 \left( \frac{V_{FS}^2}{6kTR_{eff}f_s} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \quad (6)$$

där  $V_{FS}$  är inspanning för full utstyrning av omvandlaren,  $k$  är Boltzmanns konstant,  $T$  den absoluta temperaturen,  $R_{eff}$  den ekvivalenta termiska resistansen och  $f_s$  samplingsfrekvensen.

#### Aperturjitter

Jittret beror på att A/D-omvandlaren inte samplar signalen precis med samma tidsintervall mellan varje sampel. Följden blir att brusnivån ökar. Standardavvikelsen för denna osäkerhet i tiden kallas aperturjitter. Följande uttryck gäller:

$$MaxENOB_{jitter} = \log_2 \left( \frac{2}{\sqrt{3\pi}f_s\tau} \right) - 1 \quad (7)$$

där  $\tau$  är aperturjitterets rms-värde.

#### Tvetydighet

Komparatorrtvetydighet beror på att transistorerna i komparatorerna inte kan reagera oändligt snabbt på spänningsförändringarna hos signalen. Detta processberoende beskrivs enligt:

$$MaxENOB_{tvetydighet} = \frac{\pi f_T}{6,93 f_s} - 1,1 \quad (8)$$

där  $f_T$  är den aktuella processteknologins tröskelvärde (gränshfrekvens där en transistor fortfarande ger förstärkning). Indiumfosfid (InP) har exempelvis mycket höga  $f_T$ , 100-tals GHz, medan GaAs har en  $f_T$  på runt 250 GHz. Kiselbaserade teknologier har vanligen en  $f_T$  på 10-tals GHz.

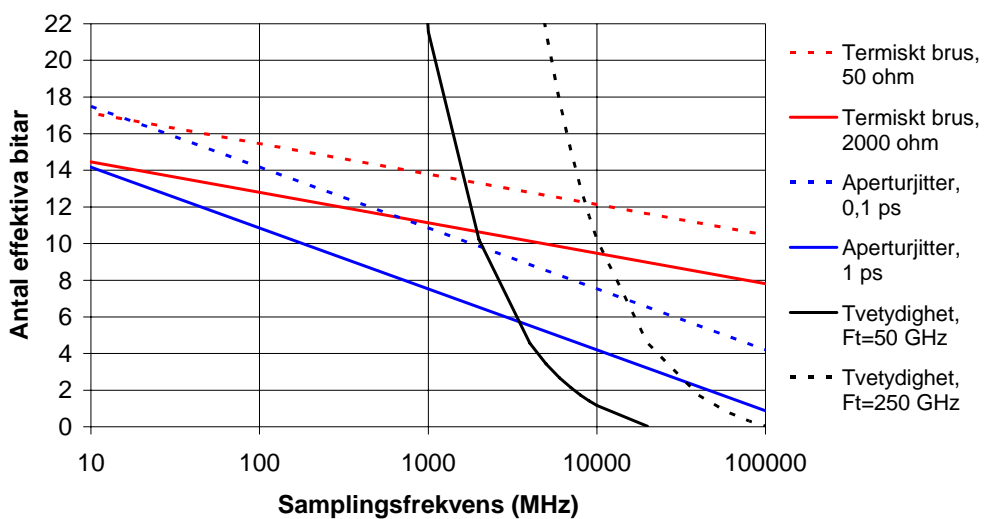
#### Kvantiseringsbrus

Frånsett ovanstående olika faktorer som kan begränsa ENOB hos en omvandlare kan naturligtvis den aktuella amplitudupplösningen, det vill säga det verkliga antalet tillgängliga bitar, vara begränsande genom att det är avgörande för kvantiseringsbrusets storlek. Hos de

A/D-omvandlare som har studerats är dock ENOB minst en bit mindre än det verkliga bitantalet, oftast är skillnaden betydligt större.

En kvantifiering av de olika brustyperna ges i figur 15. Notera variationen i karakteristik för de olika brustyperna. På grund av denna dominerar termiskt brus för låga samplingsfrekvenser, jitterbrus för högre frekvenser och tvetydighetsbrus vid mycket höga frekvenser. Beroende på aktuell samplingsfrekvens blir därmed olika brus av störst vikt.

Som tidigare har konstaterats är linjens lutning för brus som orsakas av aperturjitter, samma som för linjerna i figur 13. Detta kan tolkas som att aperturjittret är den begränsade parametern för de samplingsfrekvenser som är studerade. Att de A/D-omvandlare som har högst samplingsfrekvens i figur 13 inte riktigt når utvecklingslinjen för 2007 kan bero på att tvetydighetsbruset inverkar.



Figur 15 Linjerna visar hur olika typer av brus i A/D-omvandlare begränsar det antal effektiva bitar som är möjligt att nå vid olika samplingsfrekvenser. De visade egenskaperna baseras på ekvation(6), (7) och (8). För termiskt brus förutsätts  $V_{FS}$  vara 1 V och den absoluta temperaturen 300 K.

### 3.6.5 Möjliga framtidsmetoder

Prognosen i avsnitt 3.6.3 avseende den kommande prestandaförbättringen hos A/D-omvandlare baseras på den utvecklingstakt som har gällt under ett antal år. Det är dock fullt möjligt att nya innovativa lösningar medför att utvecklingstakten ökar och/eller tar ett påtagligt steg.

Flera satsningar med denna målsättning bedöms pågå. Ett exempel är programmet PHOBIAC, se avsnitt 2.3.2, som drivs av DARPA. Enligt referens [25] förväntas projektet utveckla revolutionerande tekniker med resulterande prestandaförbättringar som har dramatisk påverkan på SIGINT<sup>13</sup>-förmågan.

Programmet utvecklar en "bandwidth-compressing photonic front end" som används tillsammans med en efterföljande A/D-omvandlare av konventionell typ. Genom bandbreddskompression blir den resulterande bandbredden 40 gånger högre än vad A/D-omvandlaren har när den används utan "kompressor".

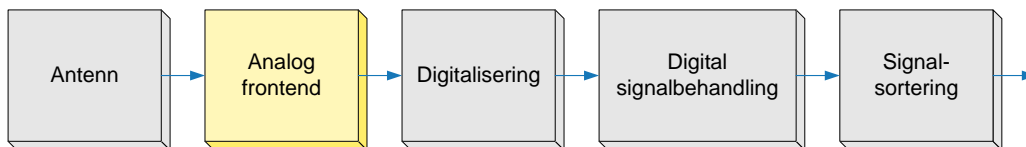
<sup>13</sup> Signal Intelligence

När programmet avslutas räknar man med att tillsammans med en A/D-tillverkare kunna demonstrera en A/D-omvandlarfunktion som har 10 effektiva bitar och 10 GHz momentan bandbredd, samt en effektförbrukning som är lägre än 40 W.

Det framgår inte när programmet beräknas vara klart men den angivna prestandan överträffar med stor marginal den prognos för 2017 som finns i figur 13. Om bandbreddsökningen på 40 gånger jämföras med motsvarande ökning av samplingsfrekvensen kan förbättringen enligt ekvation (5) beräknas till 5,3 effektiva bitar. Med den hittillsvarande utvecklingstakten på 1,5 effektiva bitar per 8 år motsvarar utvecklingssteget 28 år.

Den tillgängliga informationen om projektet är för övrigt begränsad och i brist på kontakter med personer kunniga inom området har det inte varit möjligt att närmare förstå hur bandbreddskompression går till. Inte heller om det finns påtagliga nackdelar.

### 3.7 Analog frontend



Teoretiskt är det fullt möjligt att avgränsa antalet analoga komponenter mellan antennen och A/D-omvandlaren till ett antivikningsfilter. Om digitaliseringen sker med mycket hög samplingsfrekvens kan denna filtrering till och med lösas genom att antennens bandbredd är betydligt lägre än halva samplingsfrekvensen.

I praktiken behövs det dock en analog frontend för att anpassa antennsignalerna till A/D-omvandlarens egenskaper.

#### 3.7.1 Behov av förstärkning

De signaler som kommer från antennen är i allmänhet mycket svaga och förmår inte alls att nå upp till A/D-omvandlarens lägsta kvantiseringsnivåer. Det finns därmed ett behov av att genom förstärkning lyfta upp amplitudnivåerna före A/D-omvandlaren.

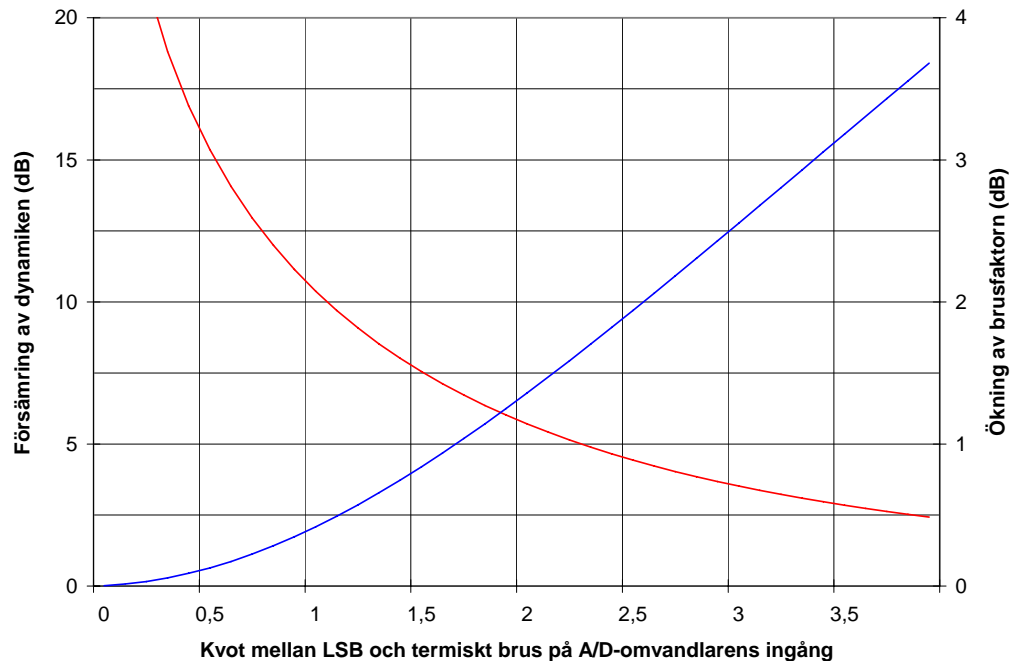
Hur stor förstärkningen bör vara är en kompromiss. Om den är för hög kommer brus från den analoga frontend-delen att uppta en stor del av digitaliseringens omvandlingsområde. Dessutom riskerar starka signaler att delvis ligga utanför området, något som vill undvikas eftersom detta genererar spuriösa signaler. En ökning av förstärkningen reducerar därför mottagarens dynamik. Det blir därmed svårare att hantera starka och svaga signaler samtidigt.

Om förstärkningen istället är för låg minskar mottagarens känslighet på grund av att de förstärkta insignalerna får svårare att dominera över A/D-omvandlarens kvantiseringsbrus, något som innebär att mottagarens brusfaktor ökar.

Det finns inget självklart svar på hur kompromissen bör hanteras. Det är däremot relativt enkelt att analysera vilken inverkan olika val har avseende dynamik och känslighet. I figur 16 visas en beräkning av hur dynamiken respektive brusfaktorn påverkas. Den parameter som används som variabel i figuren är kvoten mellan A/D-omvandlarens kvantiseringssteg (=LSB) och brusnivån från mottagarens analogdel. För en given mottagare kan denna parameter översättas till vilken förstärkning som behövs i mottagarens analoga frontend.

Av figuren framgår att A/D-omvandlaren bidrar till mottagarens brusfaktor med cirka 0,35 dB om den aktuella kvoten väljs till 1, d v s brusnivån är lika med en LSB. I detta fall reduceras den dynamik som kan användas i A/D-omvandlaren med cirka 11 dB.

I många fall kan den momentana dynamik som är ett resultat av den gjorda kompromissen vara otillräcklig för att systemet ska kunna användas i olika signalmiljöer. Det är därför relativt vanligt att det totala dynamikområdet utökas genom att förstärkningen i mottagarens analoga frontend kan ändras manuellt eller automatiskt. Vanligtvis sker ändringen i en eller flera diskreta steg, genom att förstärkare eller dämpare kopplas in eller ur signalvägen.



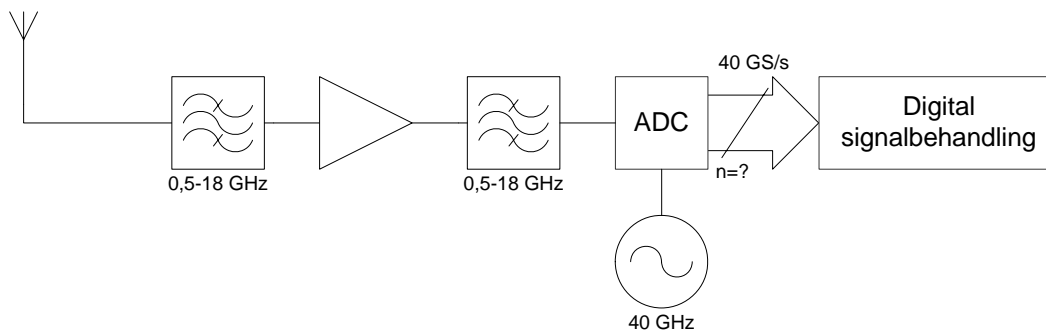
Figur 16 Storleken på förstärkningen i mottagarens analoga frontend är en kompromiss som påverkar mottagarens dynamik respektive känslighet. Med låg förstärkning är kvoten mellan en LSB i digitaliseringen och inbrusnivån till A/D-omvandlaren stor, vilket leder till bra dynamik men dålig känslighet. I diagrammet framgår detta genom en ökning av brusfaktorn.

### 3.7.2 Behov av frekvenstransponering och filtrering

Radarvarnare och system för radarsignalspaning har, med få undantag, behov av en frekvenstäckning som är minst 2-18 GHz. För att säkerställa hög upptäcktssannolikhet är det även önskvärt att frekvenstäckningen är momentan d v s utan frekvensavsökning, speciellt vid varnartillämpningar.

För att realisera en digital mottagare som klarar denna momentana bandbredd, med en enda A/D-omvandlare, måste denna naturligtvis erbjuda motsvarande analoga bandbredd. I de flesta fall är det ett krav att frekvensmätningen kan ske entydigt, vilket enligt tidigare avsnitt dessutom innebär att samplingsfrekvensen bör vara i storleksordningen 40 GHz.

Med tillgång till en A/D-omvandlare som klarar ovanstående krav kan mottagarens analoga frontend hållas mycket enkel. Enligt föregående avsnitt behövs förstärkning i lämplig omfattning men därutöver erfordras i princip endast antivikningsfiltrering. Den principiella uppbyggnaden framgår av figur 17, där filtrering även sker mellan antenn och förstärkare.



Figur 17 En mottagararkitektur som saknar analog frekvenstransponering får en avsevärt enklare uppbyggnad genom att den saknar de blandarsteg och lokaloscillatorer som alltid ingår i en superheterodyn-mottagare.

Som framgår av tidigare avsnitt är prestanda hos en enskild A/D-omvandlare ännu inte tillräckliga för att erbjuda denna bandbredd, särskilt inte om kraven på dynamik samtidigt ska beaktas. Arkitekturen förekommer dock i tillämpningar som utnyttjar lägre bandbredder och bärfrekvenser, även i kommersiella system.

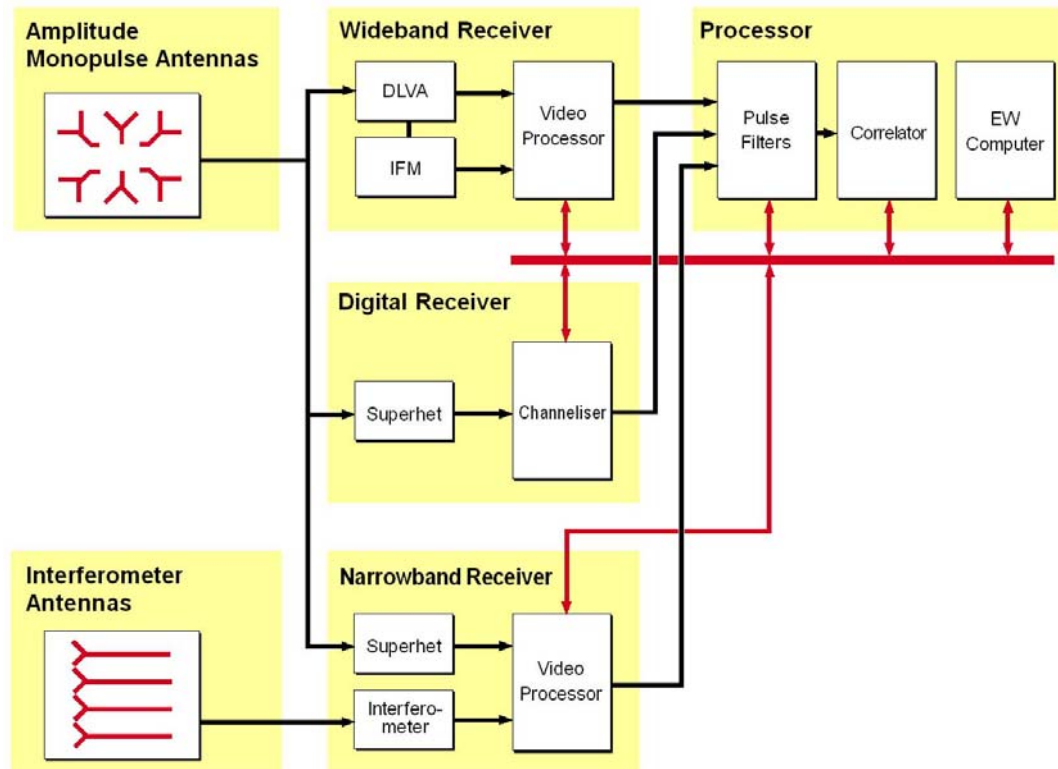
Avseende system för radarsignalspänning finns det uppenbarligen ett behov av mer komplexa mottagararkitekturer. Vad gäller mottagarens analoga frontend innebär detta att det kan vara nödvändigt att fördela insignalerna till flera A/D-omvandlare och att det behövs en förmåga att på ett kontrollerat sätt flytta delband i frekvensdomänen, en funktion som brukar benämnas frekvenskonvertering eller *frekvenstransponering*.

### 3.7.3 Digitalisering efter bredbandig frekvenstransponering

Standardalternativet för att åstadkomma stor total frekvenstäckning med tillgång till en mindre momentan bandbredd är än så länge att digitalisering sker på mellanfrekvens efter analog nedblandning i en superheterodyn. Genom nedtransponeringen i den analoga frontenden kan den momentana bandbredden därmed på ett önskvärt sätt flyttas inom mottagarens totala frekvensområde.

Ett exempel på den aktuella arkitekturen visas i blocket "Digital Receiver" i figur 18, där frekvenskanaliseringen är realiserad med digital signalbehandling. Av figuren framgår även att digitalmottagaren inte ensam bedöms vara tillräcklig för att nå eftersökta systemprestanda. Olika typer av analoga mottagare används parallellt för att bland annat säkerställa stor momentan bandbredd.

Att använda digitalmottagare som ett värdefullt komplement till traditionella mottagare är en vanlig metod. Efterhand som digitalmottagarnas dynamik och momentana bandbredd ökar kommer dock betydelsen av analog mottagare att minska.



Figur 18 Schema som visar den tänkta arkitekturen i projekt TORA<sup>14</sup> där en digital mottagare ingår. Som framgår krävs det att en analog nedblandning (genom blocket benämnt "superhet") föregår den digitala kanaliseringen. Bilden presenterades av Sven Holte från Saab vid AOC-konferensen i Stockholm 2002, referens[26].

Det finns flera nackdelar med att använda analog frekvenstransponering. Bland annat är superheterodynerna komplexa och kostsamma. Transponeringen måste normalt ske i flera steg vilket både medför en komplicerad signalväg och behov av flera lokaloscillatorsignaler.

Prestandamässigt innebär transponeringen en risk för att spuriösa uppstår. Dessa falska signaler kan exempelvis orsakas av insignaler på så kallade *spegelfrekvenser* genom en analog motsvarighet till den vinkning som uppstår vid digitalisering. En annan vanlig orsak till spuriösa är intermodulation mellan olika insignaler. Intermodulation är en direkt följd av att superheterodynens blandare är olinjära, något som är nödvändigt om mellanfrekvenser ska kunna genereras genom interaktion mellan lokaloscillatorsignalen och respektive insignal.

Även utan insignal kan falska signaler uppträda, vanligtvis benämnda *egenspurioser*. I många fall beror de på bristande undertryckning av en eller flera lokaloscillatorsignaler. Att nå önskvärd undertryckning kan vara ett svårhanterligt problem på grund av att lokaloscillatorsignalerna genomgående har hög effekt relativt de signaler som ska transponeras. I en digitalmottagare kan problemet reduceras om lokaloscillatorfrekvenser väljs som en heltalsmultipel av halva samplingsfrekvensen, eftersom den aktuella egenspuriosen vid nedvikningen då hamnar på DC och  $f_s/2$  som normalt är ointressanta.

Av tidigare avsnitt är det lätt att inse att den avslutande mellanfrekvensen normalt bör centrera det önskade delbandet mellan två heltalsmultiplar av halva samplingsfrekvensen, exempelvis  $f_s/4$  eller  $3f_s/4$ . Sammantaget kan det dock vara en svår och omfattande uppgift att

<sup>14</sup> Totalförsvarets Radarvarnare

planera vilka lokaloscillator- och mellanfrekvenser som ska användas vid bredbandig transponering. Någon närmare beskrivning av området ingår inte i den här rapporten. Vid konstruktion av en digital mottagare som använder bredbandig transponering är dock val av aktuella frekvenser och komponenter avgörande för att inte mottagarens analoga frontend ska reducera den dynamik som den aktuella A/D-omvandlaren erbjuder.

På grund av att signalvägen är komplex kan det även vara svårt att åstadkomma och behålla matchning mellan parallella kanaler, vilket normalt är ett krav för att noggrant kunna bestämma signalernas ankomstriktning.

## 3.8 Alternativa arkitekturer

Det finns stora möjligheter att på olika sätt realisera digitala mottagare som avviker från de tidigare beskrivna grundalternativen. Syftet kan vara förbättra prestanda eller att nå andra fördelar. I det här avsnittet berörs kort ett par exempel. Ytterligare alternativ har studerats inom projektet men av tidsskäl har de inte inkluderats i rapporten.

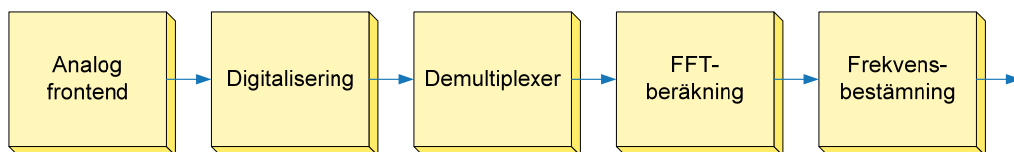
För att öka överskådligheten visas endast en antennkanal men eftersom mätning av signalernas ankomstriktning i de flesta fall är önskvärd krävs normalt minst två parallella kanaler.

### 3.8.1 Enbitsmottagare

Olika varianter av digitala mottagare som enbart amplitudkvantiserar med en bit har föreslagits och förekommer även som färdiga produkter. Fördelarna är framförallt att digitaliseringen kan ske med hög samplingsfrekvens och att såväl A/D-omvandlingen som den efterföljande signalbehandlingen kan göras enklare än om många bitar används.

Den uppenbara nackdelen är att den momentana dynamiken är dålig vilket medför begränsningar vad gäller att hantera samtidiga signaler. Tillämpningen är dock i huvudsak som frekvensmätare där de kan ersätta så kallade digitala IFM-mottagare som har motsvarande nackdel, men som dessutom är dyra och komplexa.

Tsui har sedan länge intresserat sig för enbitsmottagare och ägnar området ett helt kapitel i referens [21]. Figur 19 visar ett övergripande blockschema som återfinns i referensen och av tabell 1 framgår vilka egenskaper en variant av enbitsmottagare förväntades få. Tsui har tillsammans med andra även flera patent som relaterar till enbitsmottagare. Det senaste är från våren 2007 [27].



Figur 19 Enbitsmottagare kan realiserars för att få en frekvensmätförmåga som motsvarar en konventionell digital IFM-mottagare. Enbitsmottagaren är dock en äkta digital-mottagare till skillnad mot en digital IFM där digitaliseringen sker på video-signaler.



Parameter	Målsättning
Centerfrekvens	1875 MHz
Momentan bandbredd	1 GHz
Frekvensupplösning	10 MHz
Känslighet	-70 dBm
<b>Dynamik</b>	
En insignal	75 dB
Tvåtons spuriösfri dynamik	70 dB
Momentan	5 dB
Pulslängd	$\geq 200$ ns
Antal samtidiga signaler	$\leq 2$

Tabell 1 Preliminära prestanda för enbitsmottagaren som beskrivs i referens [21].  
Informationen är några år gammal och det är oklart om målsättningen uppfylldes.

Det israeliska företaget Elisra marknadsför en IFM-mottagare där frekvensmätningen är digital och baserad på enbitsomvandling, se avsnitt 2.2.6. Funktionssättet förklaras delvis i en artikel som är publicerad i Microwave Journal [9].

### 3.8.2 Två parallella undersamlade kanaler med förskjutna samplings-tidpunkter

En intressant variant av digital mottagare som använder tidsinterleavade A/D-omvandlare beskrivs i referens [21]. Till skillnad mot vad som är normalt vid tidsinterleavning används avsiktligt icke ekvidistanta samplingstidpunkter vilket ger speciella egenskaper. För en närmare genomgång av principen samt fördelar och nackdelar hänvisas till den aktuella referensen.

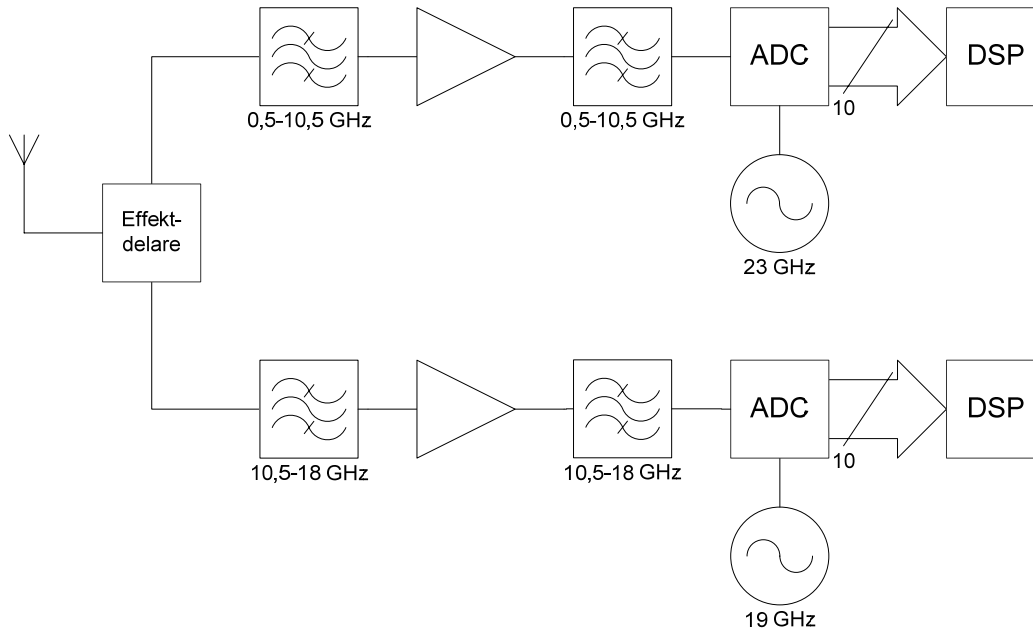
### 3.8.3 Digitalisering i två komplementära kanaler

I figur 20 visas en arkitektur som saknar analog frekvenstransponering och som nästan halverar samplingstakten, relativt alternativet i figur 17, med bibehållen momentan frekvens-täckning, 0,5 - 18 GHz. Detta är möjligt genom att bandpassfiltreringen som föregår digitaliseringen selekterar området  $0 - f_s/2$  i ena kanalen men området  $f_s/2 - f_s$  i den andra, enligt figur 21. I den senare kanalen använder således bandpassampling.

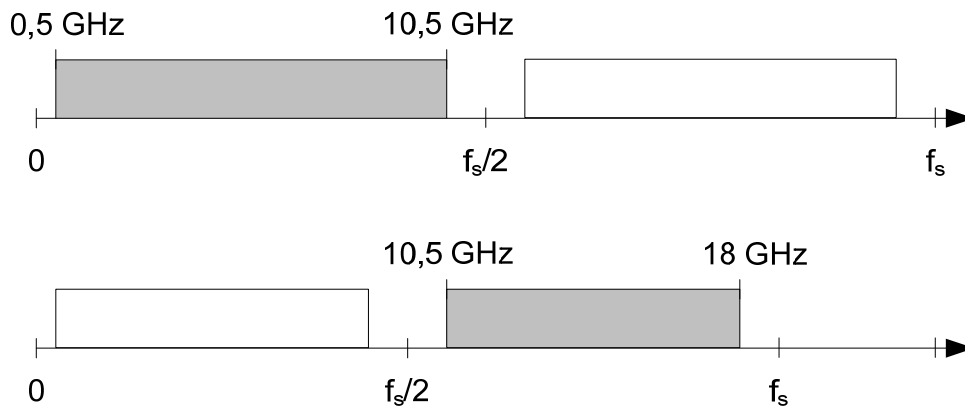
Som har framgått tidigare kan normalt inte området närmast  $f_s/2$  användas entydigt på grund av att antivikningsfiltreringen inte har ideala filterflanker. För att undvika en lucka i frekvenstäckningen har därför samplingsfrekvenserna förskjutits något relativt varandra.

En nackdel med denna lösning är att två olika samplingsklockor måste genereras. Trots att kraven på samplingsfrekvens har reducerats är även kraven på A/D-omvandlarna mycket höga. Att frekvenser upp till 18 GHz ska hanteras innebär dessutom att den undre omvandlaren i figur 20 måste ha motsvarande analoga bandbredd.

När A/D-omvandlare med de eftersökta egenskaperna finns tillgängliga kommer det även vara en utmaning att hantera den höga datatakten. Detta problem gäller för övrigt alla arkitekturer som digitaliserar stora bandbredder med många bitar.

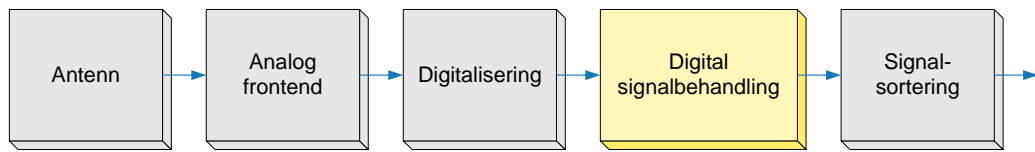


Figur 20 En mottagararkitektur där de två mottagarkanalerna har likadan uppbyggnad men använder olika samplingsfrekvenser. Genom att bandpassfiltreringen före A/D-omvandlarna selekterar olika frekvensband relativt  $f_s/2$  kan en total frekvens-täckning från 0,5 till 18 GHz nås enligt nedanstående figur.



Figur 21 De två mottagarkanalerna i ovanstående figur täcker tillsammans frekvensområdet 0,5-18 GHz entydigt enligt den grå markeringen. Anledningen till att olika samplingsfrekvenser utnyttjas är att området närmast  $f_s/2$  inte kan användas på grund av att bandpassfiltren i praktiken inte har ideala filterflanker.

### 3.9 Digital signalbehandling



I en digital mottagare realiseras många av de önskade funktionerna genom digital signalbehandling. Det gäller både systeminterna funktioner som frekvensseparation och funktioner som är mer uppenbara för en användare, exempelvis detektion eller riktningbestämning.

I det här avsnittet finns en genomgång av olika aspekter av digital signalbehandling med relevans för radarsignalspaning och radarvarning. Inledningsvis beskrivs olika typer av funktioner som kan realiserats och i slutet av avsnittet berörs de typer av kretsar som är involverade.

#### 3.9.1 Reduktion av brister i digitaliseringen

Med tillgång till digital signalbehandling finns det olika möjligheter att minska inverkan av ofullkomligheter i den föregående digitaliseringen, innan vidare signalbehandling sker. Ett företag som utnyttjar detta för att minimera inverkan av bristande matchning mellan tidsinterleavade A/D-omvandlare är företaget SP Devices.

SP Devices [28] använder sig av tidsinterleaving av flera omvandlare för att öka samplingshastigheten, enligt den tidigare beskrivningen i avsnitt 3.6.2. För att kompensera för exempelvis olika klockfördröjning och överföringsfunktioner i omvandlarna utnyttjar de en egenutvecklad och patenterad korrigeringsalgoritm. Enligt SP Devices blir korrektionen så bra att de kvarvarande felen endast motsvarar en reduktion av 0,1 ENOB relativt de enskilda A/D-omvandlarnas prestanda. En ingående beskrivning av problematiken och lösningen finns presenterad i form av ett så kallat *white paper* [29].

SP Devices planerar tidsinterleaving av Texas Instruments ADS5463 som klarar en samplingsfrekvens av 500 MHz och erbjuder drygt 10 effektiva bitar. Interleaving av 4 stycken av dessa A/D-omvandlare ger en samplingsfrekvens på 2 GHz med endast liten reduktion avseende antal effektiva bitar, vilket kan anses vara mycket intressant och till stor nytta för bredbandiga system.

#### Non-Linear Mathematics for Mixed Signal Microsystems (NLMMSM)

Ett annat intressant projekt som genom digital signalbehandling avser nå ökad dynamik drivs av DARPA under benämningen NLMMSM - Non Linear Mathematics for Mixed Signal Microsystems. Den knapphändiga informationen som finns tillgänglig i referens [30] anger att en dynamikförbättring av 25 dB eftersträvas för system med 500 MHz bandbredd.

Den aktuella metoden innebär att signalbehandlingen används för att så långt som det är möjligt invertera bort de oönskade olinjäriteterna i A/D-omvandlarens överföringsfunktion, men även de olinjäriteter som finns i föregående analoga delar.

#### 3.9.2 Frekvenskanalisering

I en enkanalig signalspaningsmottagare är alltid valet av så kallad upplösningsbandbredd en obekvämt kompromiss mellan bra känslighet och momentan frekvenstäckning. I en multi-kanalmottagare används många parallella kanaler vilket ger potential att både beakta behovet

av känslighet och momentan bandbredd. Dessutom finns goda möjligheter att detektera och mäta in samtidiga signaler som har en bärfrekvensskillnad som är större än kanalavståndet.

Sedan länge används flera olika metoder för att med analog teknik åstadkomma multikanal-mottagare. Samtliga alternativ har dock nackdelar i form av komplexitet och kostnad eller brister avseende prestanda.

Det finns även ett stort antal olika sätt att med digital signalbehandling åstadkomma frekvenskanalisering. Det mesta välkända är sannolikt FFT som är en effektiv metod för att beräkna DFT<sup>15</sup> för  $2^m$  stycken ekvidistanta frekvenser, d v s kanaler. Till skillnad mot exempelvis en analog filterbankmottagare, där kanaliseringen sker med ett stort antal parallella filter som har utsignal i tidsdomän, är FFT en omvandling från tids- till frekvensdomänen. Resultatet av FFT-beräkningen är därför ett antal ekvidistanta sampel av det frekvensspektrum som motsvarar sampelsekvensen som används vid beräkningen.

Andra digitala metoder som kan användas för att åstadkomma kanalisering är bland annat:

- DDC - Direct Down Converter
- WOLA & Polyphase DFT Filterbank
- PFT - Pipelined Frequency Transform
- TPFT - Tuneable PFT

Samtliga dessa metoder har fördelar och nackdelar avseende prestanda, flexibilitet och beräkningsbehov. En bra introduktion till de olika metoderna kan sökas via hemsidan för företaget RF Engines Limited [31] som bland annat utvecklar och säljer kod som är avsedd för att användas i FPGA-kretsar.

Även om kanalisering har betydelsefulla fördelar, enligt ovanstående beskrivning, måste den ske med en viss eftertanke. Bland annat är det viktigt att kanalavståndet om möjligt är anpassat till bandbredden hos förekommande signaler. Om för smala kanaler väljs ökar antalet radarsignaler som inte ryms inom en kanal. Med smala kanaler ökar dessutom risken att en kanalgräns gränslas, även om signalens bandbredd är mindre än kanalbredden. I båda fallen försvåras den efterföljande parametermätning och ett oönskat resultat kan bli att en signal felaktigt tolkas som två stycken.

Eftersom utbudet av olika radarsignaler uppvisar en stor bandbreddsvariation finns det inget självklart val. En radars bandbredd är dock ofta bestämd av den önskade avstånds-upplösningen, en parameter som är proportionell mot inversen av bandbredden. Få radar-system använder av detta skäl en momentan bandbredd som överstiger 20 MHz, vilket hos en konventionell pulsad radar utan intrapulsmodulation motsvarar pulslängden 50 ns.

En FFT-beräkning som använder en sampelsekvens med längden 50 ns resulterar i en frekvenskanalisering med just 20 MHz kanalavstånd, något som inte är en tillfällighet. Antalet frekvenskanaler som genereras beror av hur många sampel som ingår vid FFT-beräkningen. I det aktuella exemplet, där sekvenslängden är 50 ns, resulterar 2 GHz samplingsfrekvens i att sekvensen innehåller 100 sampel, är därmed lika många kanaler.

Eftersom FFT-beräkningen är mest effektiv när  $2^m$  stycken sampel används är 64 eller 128 stycken sampel att föredra istället för 100 stycken. Med ovanstående kanalavstånd, d v s bibehållen sekvenslängd innebär detta att samplingsfrekvensen bör vara 1,28 GHz eller 2,56 GHz.

---

<sup>15</sup> Discrete Fourier Transform

## Tidsupplösning efter FFT-beräkning

En viktig egenskap hos FFT-beräkningen är att de resulterande frekvenskanalerna fördelar sig jämnt i intervallet 0 till  $f_s$ . Såväl beräkningen som utresultatet använder komplexa tal, vilket innebär att både ett amplitud- och fasvärde kan erhållas i varje kanal genom en efterföljande beräkning. Indata till FFT-beräkningen kan dock vara antingen reell eller komplex. Om sampelsekvensen består av amplitudvärden från en A/D-omvandlare är sekvensen reell. I detta fall är FFT-resultatet för den övre hälften av kanalerna en spegling av resultaten från den undre hälften av kanaler. I den fortsatta signalbehandlingen är det därför bara meningsfullt att använda den ena hälften av kanalerna. Den aktuella egenskapen hos FFT-beräkningen beror på att den digitala sampelsekvensen från A/D-omvandlaren endast kan representera en entydig bandbredd motsvarande halva samplingsfrekvensen i enlighet med den tidigare beskrivningen i avsnitt 3.4.

Genom att göra upprepade FFT-beräkningar med helt eller delvis nya sampel sker en uppdatering av samtliga frekvenskanaler. Den resulterande tidsupplösningen är bestämd av hur ofta beräkningarna sker. Den högsta upplösning som kan erhållas fås om endast det äldsta samplet från den föregående FFT-beräkningen kastas och ett nytt sampel istället tillförs. I detta fall blir uppdateringstakten lika med samplingsfrekvensen. Detta alternativ kräver dock mycket stor beräkningskraft när samplingsfrekvensen är hög. Alternativet kan dessutom vara svårt att motivera på grund av att, exempelvis amplituden, efter kanaliseringen förändras relativt långsamt på grund av den lägre bandbredden.

En lämpligare uppdateringstakt för FFT-beräkningen kan vara att utnyttja alla sampel en gång, eller att använda 50 % överlapp mellan konsekutiva FFT-beräkningar, varvid alla sampel används 2 gånger. I ovanstående exempel där FFT-längden valts till 50 ns blir den resulterande tidsupplösningen för de två alternativen 50 ns respektive 25 ns.

## Separation mellan frekvenskanalerna

Genom att FFT-beräkningen sker på en sampelsekvens som har en viss tidslängd kommer alla insignaler att uppfattas som pulsade. En konsekvens av detta är att även en långvarig sinus-signal med stabil frekvens, efter FFT-beräkningen har ett frekvensspektrum som motsvarar en puls med samma längd som sampelsekvensen.

En nackdel med denna egenskap hos FFT-beräkningen är att även insignaler med en bandbredd som håller sig inom en frekvenskanal, resulterar i en relativt kraftig respons i många av de andra kanalerna. Det blir därför svårare eller omöjligt att detektera och mäta in svaga signaler när det samtidigt finns en eller flera kraftiga signaler. Stora ansträngningar med att konstruera en analog frontend och A/D-omvandlare som ger önskvärd dynamik kan därmed vara förgäves.

Undantaget från ovanstående egenskap är när insignalen är en sinussignal med stabil frekvens som överensstämmer med centerfrekvensen hos någon av kanalerna. I detta fall fås bara en respons i den rätta kanalen, något som beror på att aktuellt frekvensspektrum då har sina nollställen vid alla andra kanalers centerfrekvens. Denna egenskap kan exempelvis användas när en A/D-omvandlars egenskaper ska utvärderas och negativ inverkan från FFT-beräkning vill undvikas.

Den etablerade metoden för att öka separationen mellan kanalerna är att minska den spektralbreddning som sker på grund av att FFT-beräkningen "pulsmodulerar" insekvensen. Detta kan göras genom att på ett kontrollerat sätt minska amplituderna i sampelsekvensen så pulsformen blir mer rundad. Mest dämpning ska därför finnas ske i början och slutet av sekvensen. Den beskrivna metoden kallas *viktning* eller *fönstring*. Det finns många olika välkända funktioner som kan användas när viktning ska genomföras, samtliga med något olika egenskaper

avseende bland annat vilken undertryckning av frekvensspektrum som sker på olika avstånd från den stabila sinussignalens centerfrekvens.

Oavsett vilken viktningfunktion som används före FFT-beräkningen tillför den ett beräkningsbehov som inte är försumbart i förhållande till vad FFT-beräkningen kräver.

### 3.9.3 Parallell signalväg utan kanalisering

Även om frekvenskanalisering har stora fördelar försvinner en del möjligheter om enbart kanalisering sker efter digitaliseringen. För att ha möjlighet att hantera bredbandiga radar-signaler av exempelvis LPI-typ och samtidigt nå bra känslighet mot mer smalbandiga signaler är det därför nödvändigt att ha minst en parallell signalväg utan kanalisering eller med endast en grov kanalindelning. Detta framgår bland annat av kapitel 6.

En signalväg som exkluderar kanaliseringen kan även vara önskvärd för att exempelvis utföra parameterinmätning i tidsdomänen eller för att fånga samplingssekvenser. Det senare är aktuellt när efteranalys är önskvärd och exempelvis när lägesbestämning utförs av samverkande signalspaningssystem som använder metoderna TDOA och FDOA<sup>16</sup>.

### 3.9.4 Detektion genom trösklingsfunktion

Vid de upprepade FFT-beräkningar som sker genereras sampel som beskriver hur insekvensens frekvensspektrum varierar med tiden. Som tidigare har beskrivits består varje sampel av ett komplext tal som har en realdel och imaginärdel. Innan vidare signalbehandling sker är det lämpligt att lämna denna representation för att istället använda absolutbelopp och fas. En omvandling som bidrar till det totala beräkningsbehovet.

Den digitala mottagarens parameterinmätning bör in visas av någon form av detektionsfunktion med uppgift att upptäcka var det finns signaler. I sin enklaste form kan denna detektionsfunktion jämföra varje enstaka amplitudvärde med en lämpligt satt tröskelnivå, som inte överskrids när bara brus är närvarande. Tröskelnivån kan antingen vara individuellt vald per frekvenskanal eller vara samma för alla kanaler. Tröskelsättningen kan även vara fast eller varieras över tiden för att bibehålla en lämplig nivå om brusamplituden varierar. En sådan anpassning av tröskelnivån kan ske antingen manuellt eller automatiskt.

Detektionsegenskaperna kan beskrivas genom parametrarna detektionssannolikhet respektive falsklarmrisk som har ett intimt samband. Varje ändring av en tröskelnivå ökar den ena parametern men minskar samtidigt den andra. Den valda tröskelsättningen är därför en kompromiss mellan vilken falsklarmrisk som kan accepteras och vilket signal/brusförhållande som krävs för att detektera en signal med en viss sannolikhet.

Det finns möjligheter att, med bibehållen risk för falsklarm, kunna detektera svagare signaler om detektionsfunktionen görs något mer avancerad än vad som beskrevs ovan. Exempelvis kan krav ställas på att tröskeln överskrids av flera konsekutiva sampel i en kanal. En nackdel med den metoden är dock att den kortaste pulslängden som förekommer måste beaktas.

### 3.9.5 Allmänt om parameterinmätning

En viktig funktion i en signalspaningsmottagare eller radarvarnare är att mäta in de parametrar som beskriver karaktäristiken hos varje mottagen signal. Normal hantering av denna funktion är att varje mottagen puls, men även CW-signaler, efter inmätningen beskrivs med ett digitalt ord som består av ett stort antal bitar. Dataord av denna typ benämns

---

<sup>16</sup> Frequency Difference of Arrival

traditionellt *pulsdeskriptor*, PDW<sup>17</sup> men på senare tid har även benämningen *signaldeskriptor*, SDW<sup>18</sup>, blivit vanlig.

Kvaliteten på den parameterinmätning som resulterar i SDW-data är betydelsefull ur flera perspektiv. Direkt efter mottagaren följer vanligtvis en signalsortering med syfte att gruppera SDW-data som kommer från en radarsignal utan att sammanblandning sker med SDW-data från andra signaler. Möjligheterna att genomföra detta på ett felfritt sätt påverkas i hög grad av att inmätningen sker korrekt och med bra upplösning.

Parameterinmätningen är även viktig för att den identifiering som sker efter signalsorteringen ska ges bästa möjliga förutsättningar att fungera på önskvärt sätt. Dessutom används minst en av de parametrar som mäts in som indata vid lägesbestämning av de aktuella radarsystemen.

En central delmängd av en SDW är de så kallade primära pulsparametrarna.

- Ankomsttid
- Pulslängd
- Amplitud
- Bärfrekvens
- Ankomstvinkel

Utöver dessa grundläggande parametrar är det även önskvärt att parametrar som beskriver de mottagna signalernas intrapulseegenskaper ingår i SDW-data.

### 3.9.6 Parameterinmätning efter kanalisering med FFT

Invisning av mottagarens parameterinmätning sker som tidigare har beskrivits normalt från en detektionsfunktion. För att utnyttja multikanalmottagarens fördelar måste detektion och invisning av flera samtidiga signaler kunna ske. Idealt bör det vara möjligt att parallellt mäta in lika många signaler som frekvenskanaler. I praktiken är dock behovet betydligt mindre vilket reducerar beräkningsbördan för den digitala signalbehandlingen till en mer rimlig omfattning.

En generell svårighet att hantera för parameterinmätningen är signaler som, genom sin bandbredd eller närhet till en intilliggande kanal, ger respons i flera kanaler. Problemet aviserades i avsnitt 3.9.2 när lämpligt kanalavstånd diskuterades.

Den enklaste åtgärden när flera intilliggande kanaler är belagda är att enbart producera SDW-data för den kanal som har den kraftigaste amplituden. När den aktuella signalen exempelvis är frekvenssvept över en kanalgräns ger dock denna metod problem i form av felaktig pulslängd och frekvensdeviation. Eventuellt kan en SDW genereras per kanal som signalsorteringen sedan sammanför till en korrekt helhetsbeskrivning. Det bör dock vara fördelaktigt om parameterinmätningen själv löser uppgiften.

Nedan ges några korta kommentarer avseende inmätningen av respektive parameter.

#### Inmätning av ankomsttid, pulslängd och amplitud

Ankomsttid, pulslängd och amplitud är samtliga parametrar som relaterar till signalens envelopp. Mätningarna utnyttjar därför respektive sampels absolutbelopp. För att undvika att pulslängdsmätningen ger ett resultat som varierar med signalens innivå är det en fördel om pulslängden mäts exempelvis 3 dB under maxamplituden. Denna referensnivå bör även användas för att definiera ankomsttiden.

---

<sup>17</sup> Pulse Descriptor Word

<sup>18</sup> Signal Descriptor Word

Pulslängdsmätningen bör kunna hantera korta amplituddippar som är orsakade av våg-utbredning för att inte pulsen ska riskera att fragmenteras i flera kortare pulser, representerade av var sin SDW.

Det är viktigt att ankomsttid och pulslängd kan mätas med hög tidsupplösning för att signalspaningssystemets signalsortering och identifiering ska ges bra förutsättningar att hålla isär liknande signaler. Som tidigare har konstaterats sätts förutsättningarna av den valda kanalbredden och tiden mellan konsekutiva FFT-beräkningar.

### Inmätning av bärfrekvens

En grov inmätning av signalens bärfrekvens kan göras genom att studera vilken frekvenskanal som ger det största absolutbeloppet. När upprepade FFT-beräkningar utförs kan dock frekvensen bestämmas med betydligt bättre noggrannhet. Metoden är att jämföra fasvärdena hos de komplexa samplen i den aktuella kanalen.

Om upprepade FFT-beräkningar sker utan överlapp, och utan att några sampel används flera gånger, är den resulterande fasskillnaden från två konsekutiva FFT:er 0 grader, under förutsättning insignalen är en sinussignal med stabil frekvens som sammanfaller med kanalens centerfrekvens. Detta är en egenskap hos FFT som gäller i samtliga kanaler oavsett kanalavståndet.

När insignalen istället ligger på gränsen mellan två kanaler är motsvarande fasskillnad mellan konsekutiva FFT-beräkningar  $-180^\circ$  eller  $+180^\circ$ . Eftersom detta motsvarar samma fasskillnad går det inte avgöra om signalen ligger på gränsen till den undre eller övre kanalen. Osäkerheten är dock enkelt lösbar genom att signaler som ligger nära kanalgränsen ger nästan samma absolutbelopp i den aktuella grannkanalen.

Om FFT-beräkningar istället sker tätare genom att använda 50 % överlapp är fasskillnaden när signalen ligger på kanalgränsen bara  $-90^\circ$  respektive  $+90^\circ$  varvid fasskillnadsmätningen i sig räcker för att avgöra var i kanalen signalen ligger.

För alla upprepningstakter som ger överlapp, d v s att vissa sampel används vid flera FFT-beräkningar, är frekvensmätning baserad på fasskillnadsmätningen entydig inom en kanal. Inom kanalen finns då även ett linjärt samband mellan fasskillnaden och den aktuella frekvensen.

När FFT-beräkningar sker med så låg uppdateringstakt att vissa sampel kastas oanvända är sambandet mellan fasskillnad och frekvens bara linjär inom delar av frekvenskanalen. Detta beror på att endast fasskillnader inom ett  $\pm 180^\circ$ -intervall kan representeras, något som genererar fassprång när gränsen nås.

Noggrannheten i frekvensmätningen kan generellt öka när signalens varaktighet är längre. Förbättringspotentialen baseras på att det då är längre tid mellan första och sista samplet, samt att fler sampel då är tillgängliga vilket kan användas för att minska inverkan från brus.

Ovanstående beskrivning förutsätter att insignalens frekvens är konstant under mättiden, vilket innebär att fasen ökar linjärt med tiden. När radarsignalen är fasmodulerad gäller inte denna förutsättning på grund av att avsiktliga fassprång är inkluderade. Det behövs med andra ord flera alternativa metoder för att bestämma signalens bärfrekvens.

I fallet med en binärfaskodad signal kan en användbar metod vara att sortera in inmätta fasskillnader i ett histogram. Om radarsignalens subpulslängd då är tillräckligt lång för att flera FFT-beräkningar ska kunna genomföras mellan varje fassprång kommer de fasskillnader som är påverkade av fassprången ha betydligt lägre förekomst. Dessa kan då utelämnas från beräkningen eller användas efter att fasen har korrigerats  $-180^\circ$  eller  $+180^\circ$ .



## Ankomstvinkel

Den aktuella signalens ankomstvinkel kan beräknas på olika sätt. Oavsett metod handlar det dock om att jämföra FFT-sampel från olika mottagarkanalerna men från samma frekvenskanal.

Om systemets riktningmätning baseras på interferometri är det fasskillnaden mellan mottagarkanalerna som ska användas och mätningen har därför likheter med frekvensmätningen enligt den tidigare beskrivningen. Krav på fasmatchning mellan de använda kanalerna tillkommer dock. Vid interferometri är det dessutom nödvändigt att känna till vilken bärfrekvens signalen har för att kunna beräkna ankomstvinkeln. Detta beror på att fasskillnaden mellan kanalerna även påverkas av hur långt antennavståndet är relativt den aktuella våglängden.

Ankomstvinkeln kan även bestämmas genom att mäta vilken skillnad i ankomsttid som signalen har i två antennkanaler, en metod som benämns TDOA. Med de antennavstånd som är aktuella inom en plattform, exempelvis ett fartyg, bör tidsskillnaden kunna bestämmas med en noggrannhet av ett fåtal nanosekunder eller bättre för att riktningnoggrannheten ska bli godtagbar. Det är en fördel om FFT-beräkningarna sker med en hög uppdateringstakt. Noggrannheten vid TDOA bestäms i hög grad av den aktuella signalens bandbredd. Högre bandbredd ger bättre noggrannhet eftersom bättre tidsupplösning då är möjlig.

## Intrapulsmodulation

I vissa fall har radarsignalen förutom pulsmodulering även modulation på pulsen, exempelvis i form av fas- eller frekvensmodulation. För att underlätta vid signalsortering och identifiering är det önskvärt att förekommande intrapulsmodulation kan klassificeras och att informationen ingår i de signaldescriptorer som genereras vid inmätningen. Informationen kan vara begränsad till att indikera vilken typ av modulation som är aktuell, men det är även önskvärt att inmätningen bestämmer modulationsparametrar som exempelvis frekvensdeviation och svepriktning.

Mätning av förekommande intrapulsmodulation försvåras om modulationen medför att signalens effekt sprids till flera av frekvenskanaliseringens kanaler. Som tidigare har konstaterats kan detta även medföra att enskilda pulser uppfattas som flera kortare pulser.

Bortsett från, av radarkonstruktören, valda avsiktliga modulationer förekommer det även oönskad modulation på utsända signaler. De metoder som används för mätning och parametrisering av denna typ av modulation kan bidra till att radarindivider blir möjliga att särskilja. Denna förmåga brukar betecknas specifik emitteridentifiering. Med digitala mottagare är förutsättningarna för att kunna utföra specifik emitteridentifiering betydligt bättre än med analoga mottagare.

### 3.9.7 Digital lobformning

När signalspaningssystemet använder flera antennelement och mottagarkanalerna är det inte bara möjligt att mäta signalernas ankomstriktning utan även formning av en eller flera antennlobber kan göras.

I system med digitala mottagare kan lobformning och lobstyrning med fördel ske efter digitaliseringen. Ofta används dock fler antennelement än mottagarkanalerna vilket medför att lobformningen delvis måste vara analog. Digital lobformning är ett relativt etablerat område i radartillämpningar. Bredbandig digital lobformning är inte lika väl analyserad men arbete pågår på olika håll. Det har inte varit möjligt att bidra till denna verksamhet inom det här projektet.

### 3.9.8 Kretsar för digital signalbehandling

De kretsar som används för digital signalbehandling kan grovt delas in i tre typer, signalprocessorer (DSP), FPGA och ASIC<sup>19</sup>. Av de tre alternativen har FPGA-kretsar en dominerande ställning vad gäller bredbandiga digitala mottagare.

#### Digitala signalprocessorer

En digital signalprocessor är en mikroprocessor med instruktioner som är anpassade för de operationer som är vanligt förekommande i signalbehandlingsalgoritmer. Från att tidigare ha varit relativt enkla, har signalprocessorerna utvecklats till att få en större mängd funktioner. Även möjlighet till parallell exekvering av operationer för att öka genomströmningshastigheten av data förekommer. En digital signalprocessor arbetar i huvudsak med sekventiella program, även om vissa speciella program kan exekveras parallellt.

Det huvudsakliga programspråket för att programmera digitala signalprocessorer är C. Det finns också sedan länge verktyg som omsätter exempelvis Matlab-program till kod som är anpassad för digitala signalprocessorer. Båda dessa programmeringsflöden hanterar i huvudsak sekventiella program. För att hantera parallellismen finns olika verktyg, exempelvis utökningar av programspråket C. Ett alternativ på en högre nivå är att använda Simulink, som är ett tillägg till Matlab. I Simulink hanteras parallellismen naturligt genom att olika processer ligger i olika block.

#### FPGA-kretsar

En FPGA-krets kan förenklat sägas innehålla små logiska block som kan konfigureras och kopplas ihop så att olika funktioner kan erhållas. Utöver de logiska blocken finns det även delar som tar hand om praktiska detaljer som gränssnitt mot omgivningen, klockdistribution med mera. Ofta finns det även tillgång till andra funktioner som minnen och olika former av hårdvara för beräkningar. I en del kretsar finns det dessutom tillgång till byggblock som mikroprocessorer och nätverkshårdvara. Finns det utrymme i kretsen kan exempelvis en processor realiseras med hjälp av den tillgängliga logiken. Detta har gjorts i fallet med processorn Microblaze som finns till FPGA-kretsar från Xilinx.

Många av de operationer som utförs i samband med digital signalbehandling, exempelvis filtrering, är komplexa eller reella multiplikationer och additioner. FPGA-kretsen har en arkitektur som passar för detta. I en FPGA realiseras additioner med hjälp av de logiska blocken eller speciellt anpassad hårdvara. För multiplikationer finns det i alla moderna FPGA:er också speciella block. Den största skillnaden mellan en FPGA och en DSP är möjligheten att i en FPGA distribuera signalbehandlingen över en större yta, exempelvis genom att använda fler beräkningsfunktioner parallellt. Det är parallellismen som gör den lämpad för de höga datahastigheter som förekommer i digitala mottagare. I höga hastigheter är det nämligen mycket effektivare att dela upp algoritmerna i parallella deluppgifter än att försöka utföra operationerna i sekvens på en processor. I radartillämpningar där den ingående klocktakten är mycket hög är det oftast omöjligt att realisera funktionen med en digital signalprocessor. Om det finns inbyggda processorer har de vanligtvis uppgiften att administrera signalbehandlingen och exempelvis sköta den relativt sett långsamma kommunikationen mot användaren.

Tidigare var FPGA-kretsar en lösning för små serier och utvecklingsarbete. Numera finns det både billiga FPGA-kretsar med mycket hög beräkningskapacitet och högvolym varianter av de större och dyrare FPGA:erna. Detta gör att FPGA-kretsar numera dominerar över digitala signalprocessorer både för high-end och konsumentprodukter. Det faktum att FPGA:er är

<sup>19</sup> Application Specific Integrated Circuit

omkonfigurerbara och därigenom kan anpassas mot nya standarder är också en fördel. Den största bristen jämfört med framförallt ASIC är att FPGA-kretsar i de flesta fall har högre strömförbrukning. Detta kompenseras dock något av att FPGA:er ligger i framkant vad gäller processteknologi. Sammantaget innebär det att det i väldigt få fall är motiverat med digital signalbehandling realiserat med en ASIC.

För att beskriva funktionen som en FPGA-krets ska ha finns i huvudsak två språk, VHDL och Verilog. Med dessa kan konstruktören skapa logik på olika nivåer, från enkla logiska funktioner till att använda fördefinierade logiska funktioner som kan vara komplexa. För att underlätta framtagandet av funktioner finns det även olika verktyg som exempelvis medger att konstruktören arbetar på en högre abstraktionsnivå. Exempel på sådana är System Generator, som är en utvidgning av Simulink, eller AccelDSP. Båda verktygen kommer från företaget Xilinx.

### ASIC-kretsar

Till skillnad från en FPGA-krets programmeras inte en ASIC-krets. Konstruktionen, eller funktionen som ska finnas i kretsen, skickas som någon form av underlag till tillverkaren, som använder detta vid tillverkningen av kretsen. Detta gör att initialkostnaderna för en ASIC ofta är högre än för en FPGA. Tillverkas kretsen i mycket stora serier kan styckpriset ändå bli lägre än om samma funktionalitet implementeras i en FPGA. FPGA-tekniken har dock i dagsläget tagit över mycket av den marknad där ASIC har varit dominerande genom att priserna för FPGA-kretsar med motsvarande prestanda har sjunkit. I de fall då en blandning av analog och digital teknik önskas i samma krets används ASIC fortfarande. Finns det en önskan att uppdatera funktionerna i kretsen är en ASIC-krets inte ett bra alternativ.

Begreppet ASIC innefattar ett flertal olika kretsvarianter, från helt egendesignade kretsar till kretsar där ett antal grundfunktioner i form av logik och exempelvis processorer finns som kopplas ihop med olika metallager. I det sistnämnda fallet utgörs det specifika i konstruktionen av beskrivningar över hur respektive metallager ska se ut.

Det finns även varianter av ASIC som har samma upplägg som FPGA-kretsar, men med skillnaden att de programmerbara förbindelserna är ersatta med fasta.

## 4 Erfarenheter av Saabs mottagare DRxII

### 4.1 Inledning

Det här kapitlet innehåller en beskrivning av den verksamhet som är genomförd för att generera erfarenheter avseende egenskaperna hos en verklig, förhållandevis bredbandig digitalmottagare. Aktiviteten har varit möjlig genom att de av Saab och Avitronics utvecklade utrustningarna DRxII och Mosquito, på FMV:s initiativ, har gjorts tillgängliga för FOI.

#### 4.1.1 Syfte

Det huvudsakliga syftet med aktiviteten har varit att initialt öka kompetensen på FOI, men med målsättningen att kunskapen efterhand ska kunna komma övriga försvarsfamiljen till del. Under projektets genomförande har ett bra samarbete utvecklats mellan FOI och FRA, något som bedöms ha varit ömsesidigt givande.

#### 4.1.2 Metod

För att nå de önskade erfarenheterna har mätningar genomförts såväl i labbmiljö som i verklig signalmiljö. I det senare fallet har det skett i samverkan med FoT-projektet Radarsignalspaning, där huvudintresset har varit att utnyttja utrustningen för att samla in underlag för forskning och metodutveckling avseende specifik emitteridentifiering.

#### 4.1.3 Kommersiell sekretess

Med hänsyn till att egenskaperna för DRxII till stor del bedöms beröras av kommersiell sekretess redovisas resultat från den aktuella verksamheten i ett separat hemligt FOI Memo. I det här kapitlet presenteras dock en kort övergripande beskrivning av utrustningen. Framförallt baseras denna på en öppen Saab-presentation som genomfördes under pågående utveckling 2002, se referens [26]. I avsnitt 4.3 återfinns även en kort beskrivning av de mätningar som har varit aktuella.

## 4.2 Digitalmottagaren DRxII och riggen Mosquito

### 4.2.1 Utvecklingen av DRxII

Digitalmottagaren DRxII utvecklades under några år fram till och med 2003 av Saab Avionics i samverkan med Avitronics i Sydafrika. Utrustningen togs fram på uppdrag av FMV i samband med projektet TORA. DRxII ägs av FMV men har efter färdigställande varit kvar på Saab under flera år. I samband med uppstarten av Studie DRx, i januari 2007, överfördes utrustningen till FOI och har därefter disponerats av projektet. Från och med månadsskiftet maj/juni 2007 har användningen skett i samverkan med FRA.

### 4.2.2 Riggen Mosquito

Mottagaren DRxII är avsedd att ingå som en del i ett komplett system och är därför inte körbar som helt fristående enhet. Av denna anledning har Saab tidigare utvecklat riggen Mosquito. För att möjliggöra användning av DRxII köpte FMV Mosquito av Saab under 2006 och efter leveransen till FOI har de två enheterna används tillsammans.

### 4.2.3 Tillgänglig dokumentation som beskriver utrustningen

Den dokumentation som har varit tillgänglig på DRxII och Mosquito har varit relativt begränsad. I huvudsak omfattar den en översiktlig PowerPoint-presentation som representanter från Saab överlämnade i samband med leveransen till FOI. Vid detta tillfälle genomfördes även en introduktion avseende handhavandet. Efter leveransen har Saab kontaktats vid något enstaka tillfälle för att få kompletterande tekniska uppgifter.

Utöver den information som har kommit via tillverkaren har även vissa dokument som beskriver DRxII varit tillgängliga genom att FOI under utvecklingen av DRxII deltog vid uppföljningsmöten mellan Saab och FMV.

Sedan tidigare finns även delvis detaljerade bilder avseende DRxII från en Saab-presentation vid AOC-konferensen i Stockholm 2002, referens [26]. Presentationen innehåller både en beskrivning av uppbyggnaden och ger exempel på simuleringsresultat och preliminära egenskaper, bland annat enligt tabell 2 nedan. Eftersom DRxII inte var färdigutvecklat vid konferensen avspeglar tabellen målsättningen vid den aktuella tidpunkten.

Parameter	Målsättning
Unambiguous bandwidth	640 MHz
Resolution pre/post FFT	8/13 bit
Number of channels	32
Channel spacing	20 MHz
Channelizer data rate	40 MHz
Spur free dynamic range	45 dB
RF storage at full bandwidth	1 ms

Tabell 2 Sammanställning som visar Saabs målsättning avseende en del av egenskaperna för DRxII. Informationen presenterades av Sven Holte vid AOC-konferensen i Stockholm 2002, referens[26].

### 4.2.4 Delarna i DRxII

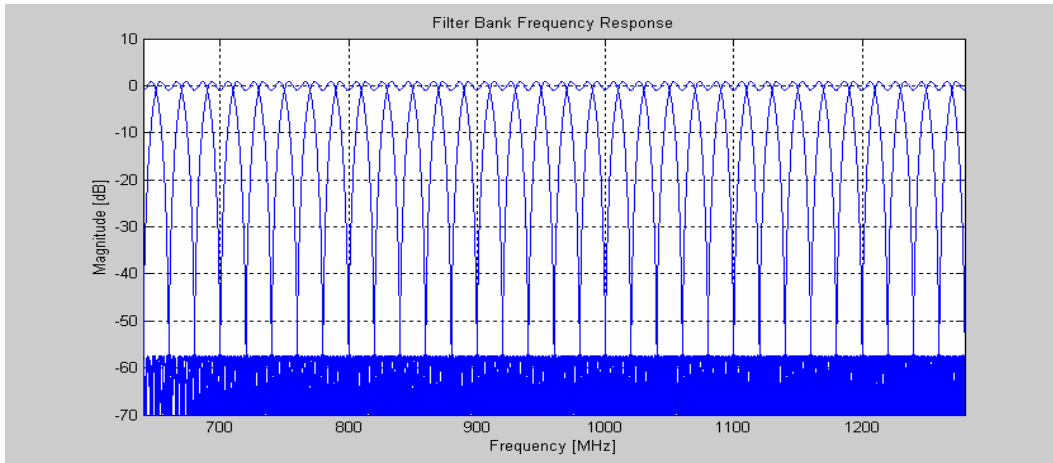
DRxII består av en digital processor som föregås av en analogdel som transponerar ner ett för tillfället valt 500 MHz-band till en mellanfrekvens som är lämplig vid digitaliseringen. Den analoga delen som är benämnd RFSS<sup>20</sup> består i sin tur både av en styrbar lokaloscillator och av en tvåkanalig nedblandningsenhet som utnyttjar den aktuella LO-signalen.

Även den digitala processorn har två parallella RF-kanaler och efter digitalisering sker kanalisering i 32 frekvenskanaler i en första FPGA-krets. Denna innehåller även en aktivitetsdetektor som känner av när signal finns i en eller flera av frekvenskanalerna och då initierar parameterinmätning som är implementerad i en andra FPGA-krets. Tre parameterinmätare säkerställer att upp till tre samtidiga signaler kan mätas in parallellt.

Som framgår av tabell 2 och figur 22 är avståndet mellan respektive frekvenskanal 20 MHz, vilket innebär att 32 kanaler tillsammans täcker 640 MHz. Av figur 22 framgår även att centerfrekvensen är 960 MHz. Enligt presentationen av Holte [26] används samplingsfrekvensen 1280 MHz, något som innebär att DRxII utnyttjar bandpassampling av frekvensområdet mellan  $f_s/2$  och  $f_s$ , jämför avsnitt 3.4.1.

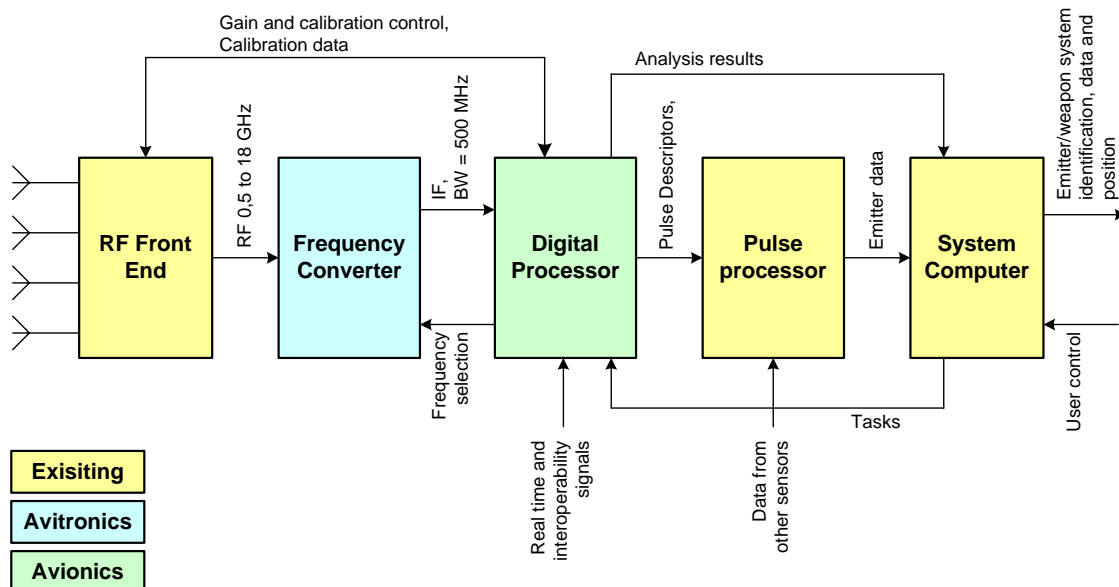
<sup>20</sup> RF Subsystem

För att ställa rimliga krav på den bandpassfiltrering som bör ingå i RFSS för att åstadkomma antivikningsfiltrering används sannolikt inte alla 32 frekvenskanalerna. Detta indikeras även av figur 23 där bandbredden på mellanfrekvensen före den digitala processorn uppges vara 500 MHz. Antalet användbara frekvenskanaler är därmed 25 stycken.



Figur 22 DRxII:ans digitala processor använder en FFT för att kanalisera det ned-transponerade frekvensbandet i 32 kanaler à 20 MHz. För att nå bra separation mellan kanalerna används på traditionellt sätt så kallad fönstring.

Av figur 23 framgår även hur den analoga RFSS (benämnd "Frequency Converter") och den digitala processorn är tänkta att ingå i en komplett radarvarnare eller signalspaningssystem. Riggen Mosquito ersätter inte de gula blocken i figuren men tillåter att DRxII körs som ett fristående system. Det är dock viktigt att beakta att den mottagarkänslighet och dynamik som kan nås med DRxII utan RF frontend inte blir rättvisande.



Figur 23 En översiktlig beskrivning av hur den analoga och digitala delen av DRxII, i blått respektive grönt, passar in i ett komplett system. Bilden presenterades av Sven Holte från Saab vid AOC-konferensen i Stockholm 2002, referens[26].

## 4.3 Kort om genomförda mätningarna

För att nå den önskade erfarenheten av DRxII-mottagaren har i huvudsak tre olika typer av mätningar genomförts.

- Mätningar med analogdelen - RFSS
- Mätningar med digitalprocessorn
- Mätningar med hela DRxII

I samtliga fall har DRxII används tillsammans med riggen Mosquito. I avsnitten 4.3.1 - 4.3.3 beskrivs kort vilka typer av mätningar som är genomförda. Från månadsskiftet maj/juni 2007 har användning av utrustningen för att samla in underlag för forskning och metodutveckling avseende specifik emitteridentifiering prioriterats. Detta har inneburit att DRxII inte längre har varit tillgänglig i den ordinarie labmiljön, något som har resulterat i att omfattningen på de mätningar som är genomförda för att analysera mottagarens egenskaper är mindre än vad som var tänkt från början. Den aktuella prioriteringen är dock gjord i samförstånd med referensgruppen.

Av skäl som framgår i avsnitt 4.1.3 återfinns resultaten i ett separat hemligt FOI Memo. När mätningarna i labmiljön genomfördes under våren 2007 var inte den kommande långa frånvaron av utrustningen känd. Detta har medfört att vissa av mätningarna har varit av inledande sonderande karaktär och därför inte i alla avseenden har dokumenterats på ett sätt som annars hade varit fallet. Av samma anledning är vissa av mätningarna inte inkluderade i det aktuella FOI Memot.

### 4.3.1 Mätningar med analogdelen - RFSS

Egenskaper som har bedömts vara viktiga avseende analogdelen i DRxII är bland annat:

- Brusfaktor
- Linjäritet
- Egenspuriosa signaler

Genomförda mätningar omfattar:

- Förstärkning
- Brusfaktor
- Egenspurioser
- Spuriosa responser
- Tvåtons tredje ordningens intermodulation

Eftersom RFSS innehåller en styrbar lokaloskillator kan det vara intressant att även studera exempelvis vilken tid som, vid frekvensbyte, krävs för nå önskad frekvensstabilitet. Inga mätningar av denna typ är dock genomförda. Inte heller har likheten mellan de två RF-kanalerna studerats i nämnvärd omfattning.

Utöver ovanstående mätningar har även den analoga mottagarkedjan analyserats avseende brusfaktor, linjäritet och dynamik. Som tidigare har konstaterats ger dock denna analys inte den kompletta bilden eftersom den analoga frontend som förväntas föregå RFSS inte är inkluderad.

### 4.3.2 Mätningar med digitalprocessorn

Mätningar av inledande karaktär är genomförda i mindre omfattning men dessa ingår inte i det aktuella FOI Memot.

### 4.3.3 Mätningar med hela DRxII

Mätningarna på hela DRxII har genomförts med insignal från:

- Signalgenerator
- Emittersimulator
- Verklig signalmiljö

Resultaten inkluderar exempelvis vissa erfarenheter av DRxII:ans parameterinmätning. Ingen systematisk genomgång har dock gjorts eftersom antalet parametrar som kan varieras snabbt genererar ohanterligt många kombinationer. Framtagning av en automatisk mätmetod har inte bedömts vara ett rimligt alternativ med hänsyn till den tillgängliga projekttiden.

Till relativt stor andel har mätningarna med emittersimulator respektive verklig signalmiljö fokuserat på inspelning av RF-vågform för att få underlag för forskning avseende specifik emitteridentifiering och signalspaning mot LPI-radar. I dessa fall är större delen av digitalprocessorn exkluderad, exempelvis kanaliseringen, aktivitetsdetektorn och parameterinmätningen.

En mätning med hela DRxII är genomförd för att studera frekvensstabiliteten, en parameter som i huvudsak beror av lokaloscillatorsignalen och samplingsklockan. Båda signaler som genereras i analogdelen RFSS. Frekvensstabiliteten är bland annat intressant för att kunna göra noggranna frekvensmätningar och koherent detektion av vissa typer av LPI-signaler, se kapitel 6.



## 5 Fördelar med digitala mottagare

Följande kapitel ämnar att på en översiktlig nivå belysa möjligheter som är aktuella då mottagare med tidig digitalisering används.

### 5.1 Ökade möjligheter ur ett användarperspektiv

Signalspaningens uppgifter är bland annat att upptäcka, klassificera och riktungs- och/eller lägesbestämma radaremittrar. Införandet av mottagare med tidig digitalisering kan medföra ökade möjligheter vad gäller samtliga dessa uppgifter. I detta avsnitt kommenteras vilka faktorer hos en digitaliserande mottagare som påverkar respektive uppgift.

#### 5.1.1 Upptäckt

Viktiga parametrar som påverkar ett signalspaningssystem upptäcktsegenskaper är bland annat den momentana bandbredden, känsligheten och dynamiken. I en digitaliserande mottagare påverkas den momentana bandbredden i hög grad av samplingsfrekvensen. Som tidigare har konstaterats medför fysikaliska begränsningar att antalet effektiva bitar hos A/D-omvandlare minskar när samplingsfrekvensen ökar. Det finns därför ett önskat motsatsförhållande mellan momentan bandbredd och momentan dynamik som är negativt avseende ett signalspaningssystem upptäcktsegenskaper. Detta gäller för övrigt även när analoga mottagare används genom att ökad momentan bandbredd leder till sämre dynamik och känslighet. Den pågående utvecklingen mot A/D-omvandlare med högre prestanda kommer efterhand att medföra att upptäcktsegenskaperna förbättras.

Enligt avsnitt 3.9 kan en digitalmottagare dela in den momentana bandbredden i parallella frekvenskanaler med hjälp av exempelvis FFT-beräkningar av mottagna sampel. Det är dels en metod att förbättra känsligheten men är även ett effektivt sätt att hantera signaler som överlappar i tid men skiljer i frekvens. I båda fallen är det egenskaper som är mycket betydelsefulla vad gäller upptäcktsfunktionen. Möjligheterna att realisera en digital mottagare som en multikanalmottagare ger därför stora fördelar relativt om analoga mottagare används.

I fallet att den digitaliserande mottagaren har mer än en kanal kan korskorrelation mellan kanalerna användas för att förbättra upptäcktsegenskaperna. Korskorrelation medför att det innehåll som är gemensamt i kanalerna förstärks, medan innehåll som skiljer i de kanalerna undertrycks. Den sökta signalen kommer att vara gemensam i båda kanalerna medan bruset förväntas vara unikt i varje kanal.

Korskorrelation är en metod för att med digital signalbehandling skapa förmåga att kunna hantera svaga signaler, exempelvis från LPI-radar. Fler metoder framgår av kapitel 6 som är helt inriktat på upptäckt av LPI-signaler.

#### 5.1.2 Klassificering och identifiering

I digitaliserande mottagare finns potential att mäta signalparametrar med en hög noggrannhet, vilket i sin tur leder till ökade möjligheter då signaler ska sorteras samt klassificeras eller identifieras. Dessutom erhålls möjligheten att mäta in flera parametrar än de traditionella i vågformer med komplex modulation. Som exempel kan subpulslängden i faskodade signaler mätas. Denna extra information kan användas för att underlätta pulssorteringen och kan dessutom vara värdefull information vid identifiering av vilken typ av radar som har genererat den inmätta signalen.

Digitaliserande mottagare är i viss mån en förutsättning för att så kallad specifik emitteridentifiering ska kunna genomföras, i vart fall om den ska utföras av automatiska system.

Anledningen till att digitala mottagare bättre stödjer individbestämning än analoga mottagare är framförallt att parametermätningen kan ske med bättre noggrannhet och kan inkludera fler parametrar. Digitala mottagare erbjuder dessutom möjligheten att lagra vågformen från mottagna pulser. Det leder till att även oavsiktlig modulation på enstaka pulser kan studeras och användas i identifieringsprocessen.

### 5.1.3 Riktungs- och lägesbestämning

Som tidigare har nämnts har digitala mottagare potential att mäta signalparametrar med bättre noggrannhet än analoga mottagare, vilket indirekt medför att även lägesbestämning av radarsystemen kan ske med högre noggrannhet. Exempelvis kan en signals bärfrekvens i vissa fall bestämmas så noga att en eventuellt förekommande frekvensvariation förorsakad av dopplereffekten kan utnyttjas för att lägesbestämma sändaren. Lägesbestämningsmetoder som baseras på noggranna frekvensmätningar brukar benämnas DDOA och FDOA. FOI har under flera år studerat denna typ av metoder [32].

Om digitalmottagaren har två eller flera kanaler kan korrelation mellan kanalerna användas. I det fall då de använda kanalernas antenner sitter nära varandra relativt signalkällan kan riktning till denna bestämmas. Korrelation nämndes tidigare i detta kapitel som ett sätt att upptäcka signalen, men kan således även vara ett sätt att riktningbestämma densamma.

## 5.2 Miniaturisering

De kretsar som används vid digital signalbehandling blir kraftfullare för varje ny generation. Detta innebär att kvalificerade förmågor som de som nämnts tidigare i detta kapitel efterhand kommer att bli mindre utrymmeskrävande. Dessutom minskar effektförbrukningen vilket kan bidra till ett kompaktare byggsätt och lägre totalvikt. I perspektiv av detta kan det vara möjligt att utveckla små kapabla system som är lämpliga även för mindre UAV:er eller enskilda soldater. Digitala mottagare ger därmed användaren möjligheter till förbättrad omvärlds-uppfattning och utökad skyddsförmåga, exempelvis i form av varningsfunktion mot strids-fältsradar.

## 5.3 Flexibla system

En av de möjligheter som FPGA-tekniken ger är att, som tidigare nämnts, kunna uppgradera eller byta ut de funktioner som finns implementerade. Detta kan utnyttjas till att låta en mottagare eller ett system få olika funktioner vid olika tillfällen, under förutsättning att övriga kringssystem medger detta. Några olika fall av hur detta kan nyttjas presenteras nedan.

### 5.3.1 Integrerade signalspanings- och störsystem

Integration av signalspanings- och störsystem har genomförts på olika vis bland annat beroende på hur de olika systemen har varit konstruerade. Med digitala mottagare och digital signalbehandling samt signalgenerering finns det goda möjligheter att integrera signal-behandlingen på en så pass liten yta som en eller ett fåtal kretsar. Integreras signalspanings- och störsystemen på FPGA:er är det möjligt att förändra systemets tyngdpunkt mellan de två funktionerna beroende på de omständigheter som systemet ska verka i. En något begränsad signalspaningsförmåga kan kombineras med en mer kvalificerad störförmåga eller tvärt om.

Det är också möjligt att på motsvarande sätt integrera radarsignalspaningskapacitet med signalspaning inriktad mot kommunikationssignaler.

### **5.3.2 Återanvändning av funktioner och moduler**

En funktion som är utvecklad för ett system med digital signalbehandling skulle i många fall kunna användas i ett annat under förutsättning att signalbehandlingen sker på samma sätt, exempelvis i FPGA-kretsar. Återanvändandet av funktioner underlättas om enhetliga gränssnitt och modultänkande tillåts påverka framtagningen av olika funktionsblock.

För att kunna dra full nytta av de möjligheter till återanvändning av funktioner som finns är det en fördel om många system bygger på samma hårdvara eller hårdvarukoncept. Exempelvis skulle ett flertal plattformar med samma digitala mottagare kunna ha stora delar av signalbehandlingen gemensam. Eventuellt med några avvikelser beroende på specifika faktorer i de miljöer där plattformarna verkar.

## 6 Detektion av LPI-radar

I följande kapitel redovisas resultat från arbete inriktat mot att undersöka vilka möjligheter digitalmottagare ger beträffande detektion av signaler med LPI-egenskaper.

### 6.1 Inverkan av utstyrning

Ett sätt för en radar att erhålla LPI-egenskaper är att sprida den utsända signalen i såväl tid som frekvens. Konsekvensen då radarn sprider signalen i tid, det vill säga använder långa pulser eller sänder kontinuerligt, är att den mottagna energin i varje sampel är liten. Det är inte otänkbart att energin är så låg att den vid A/D-omvandlingen i en digitalmottagare påverkar enstaka bitar eller till och med är lägre än den minsta bitnivån.

#### 6.1.1 Simuleringsförutsättningar

För att undersöka vilken betydelse låg utstyrning av A/D-omvandlaren har för möjligheten att detektera LPI-signalen har några enkla Matlab-simuleringar genomförts.

Signalen vid dessa försök var en pulsad bredbandig brusignal med 70  $\mu$ s långa pulser. Samplingsfrekvensen var 1280 MHz, vilket ger en entydig bandbredd på 640 MHz. Vid försöken varierades bandbredden hos bruspulserna, men i referensalternativet var den 320 MHz, vilket motsvarar halva den mottagna bandbredden.

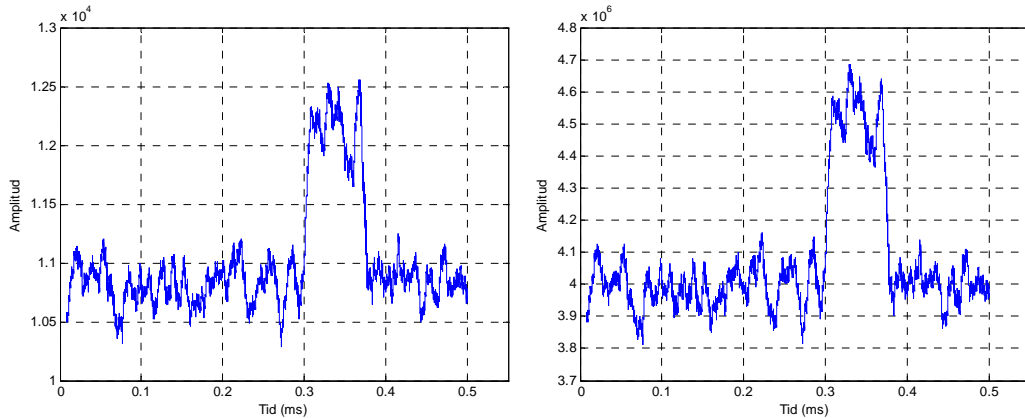
För att kunna värdera resultaten i de simuleringar då signalen i låg grad styrt ut A/D-omvandlaren har även simuleringar med hög utstyrning av A/D-omvandlaren genomförts. Själva A/D-omvandlingen har gått till på exakt samma sätt i de båda fallen. Det som skiljer dem åt är att signalen i fallet med hög utstyrning är en förstärkt version av den ursprungliga signalen, för att på så sätt vara bättre anpassad till A/D-omvandlarens arbetsområde.

Signalbehandlingen som genomförts i syfte att åstadkomma detektion är dels en kvadrering av samtliga sampelvärden. Därefter har signalen medelvärdesbildats med ett så kallat glidande medelvärde baserat på 10000 sampel, vilket motsvarar cirka 7,8  $\mu$ s.

#### 6.1.2 Resultatexempel och slutsats

I figur 24 återfinns exempel på resultat från genomförda simuleringar med varierande utstyrning av A/D-omvandlaren. Signal/brus-förhållandet, SNR, vid simuleringarna i figuren är -9 dB om hela den mottagna bandbredden betraktas. Om endast den del av bandbredden där bruspulsen återfinns betraktas är SNR 3 dB högre, det vill säga -6 dB.

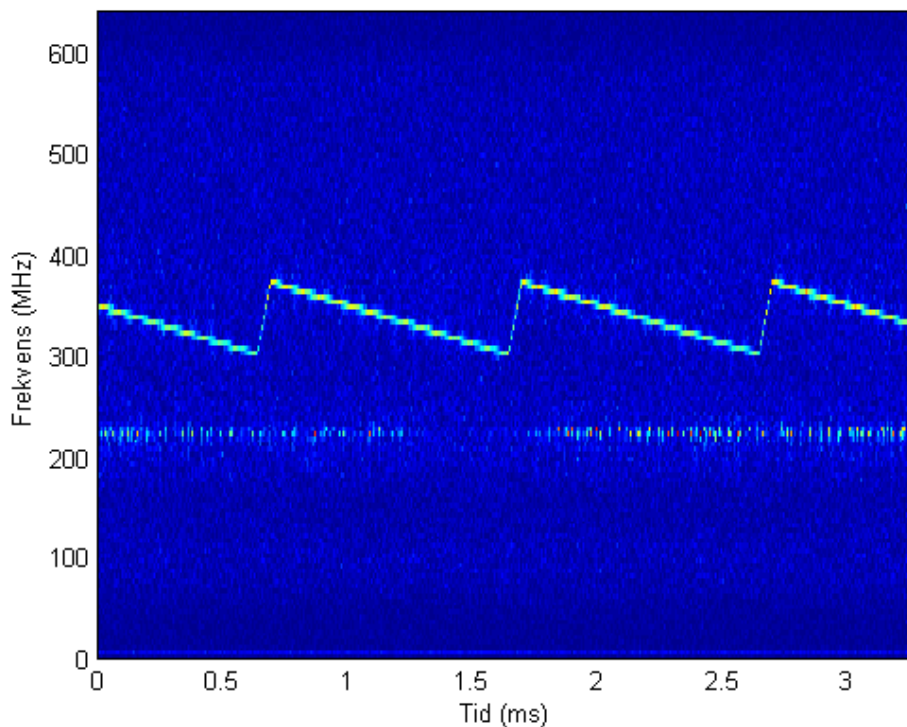
Ur de simuleringar som genomförts kan inte några långtgående slutsatser göras. Utifrån resultaten i figur 24 verkar möjligheterna att detektera signalen inte påverkas av om signalen är kvantiserad med stort antal bitar eller endast med ett fåtal bitar. Då signalnivån i förhållande till kvantiseringsnivåerna sjunker ytterligare kan först en gradvis försämring av detektionsmöjligheten noteras jämfört med fallet med hög utstyrning. Då signalnivån sjunker ytterligare kommer till slut möjligheten till detektion helt att upphöra.



*Figur 24* Signalen i figuren har kvadrerats och filtrerats med ett glidande medelvärde. Längden på det glidande medelvärdet är 10000 sampel. I den vänstra delfiguren motsvarar bruspulvens standardavvikelse 0,5 LSB medan standardavvikelsen i den högra delfiguren motsvarar 10 LSB. Det senare har åstadkommits genom att ursprungssignalen har förstärkts 20 gånger och därigenom har utnyttjat A/D-omvandlarens arbetsområde på ett bättre sätt. Som synes är nivån i den högra delfiguren ca 400 gånger högre, vilket motsvarar kvadraten av den aktuella förstärkningen.

## 6.2 Detektion via tid-frekvensanalys

En detektionsstrategi som studerats är detektion via så kallad tid-frekvensanalys. Det är en signalrepresentation där signalens energi är en funktion av både tid och frekvens. Ett vanligt sätt att åstadkomma tid-frekvensrepresentation är att dela upp signalen i delar varefter varje del fouriertransformeras via en FFT-beräkning. På så sätt erhålls energin som funktion av frekvens genom FFT-beräkningen och som funktion av tiden eftersom varje FFT-beräkning sker på data från olika tidpunkter. Denna beräkningsmetod brukar benämnas STFT (Short Time Fourier Transform) eller Gabor-transform. Exempel på hur tid-frekvensanalysen kan presenteras återfinns i figur 25.



Figur 25 Figuren visar ett exempel på resultat från en tid-frekvensanalys baserad på upprepade FFT-beräkningar. Samtliga amplitudvärden från varje FFT-beräkning har färgkodats vilket gör det möjligt att studera på vilken frekvens signalen har sin energi i varje tidpunkt. Den sågtandliknande signalen är av så kallad FMCW<sup>21</sup>-typ. I figuren finns även en svag signal med fast bärfrekvens.

### 6.2.1 Simuleringar och mätverksamhet

För att bland annat undersöka vilka detektionsmöjligheter som finns när tid-frekvensanalys används har såväl simuleringar som en del mätningar med den digitala mottagaren DRxII genomförts. Mätningarna har dels utförts mot en sveposcillator av äldre typ och dels mot en SAMSIM-simulator av URANUS-typ. I båda fallen har signalen varit FMCW-modulerad. Skälet till detta är att det är en signaltyp som är relativt vanlig i LPI-radarsystem. Ett systemexempel är navigationsradarn PILOT som används på vissa av Försvarens fartyg.

För att få underlag att bedöma inverkan av signalens SNR har mätningar genomförts med ett antal olika signalnivåer.

### 6.2.2 Resultat

Studier av detektionsmöjligheterna när den mottagna bandbredden analyseras med tid-frekvensanalys visar att förbättrade detektionsmöjligheter i vissa fall kan erhållas. Det beror på att analysen ger en signalbehandlingsvinst som förbättrar signal/brus-förhållandet.

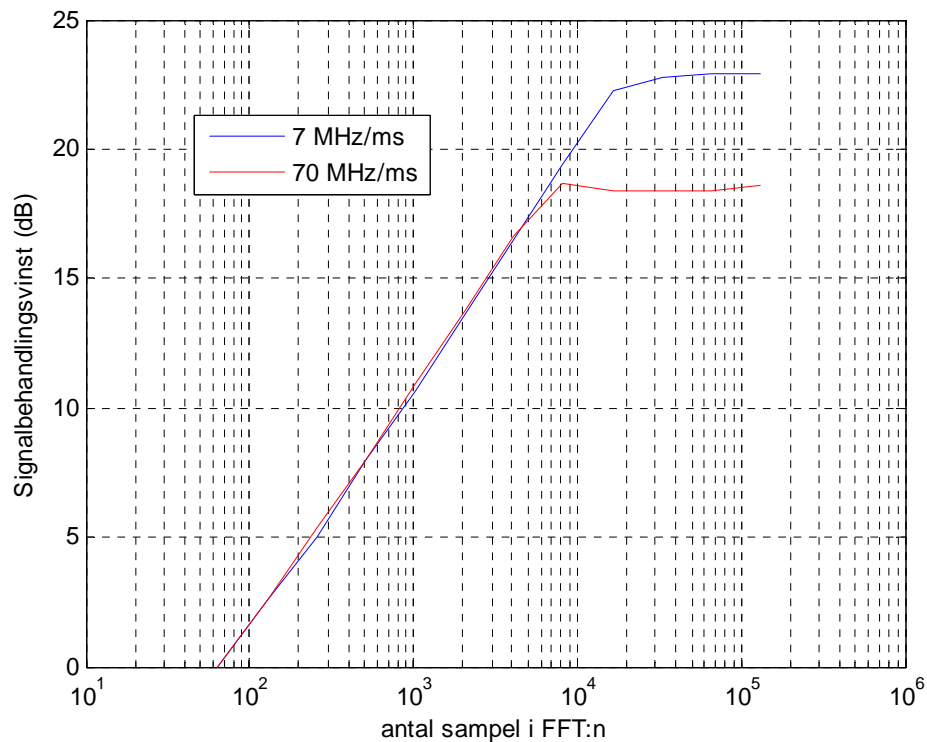
I princip är tid-frekvensanalysen en kanalisering av mottagaren. Vid en kanalisering fördelas den totala brusenergin på ett antal kanaler. Om signalen frekvensmässigt återfinns i en eller ett fåtal kanaler kommer signalenergin att fördelas i dessa. Eftersom brusenergin sprids över fler kanaler än signalenergin kommer kvoten mellan dessa energier, i de kanaler där signalen återfinns, att förändras, vilket är detsamma som att signal/brus-förhållandet ökar. En maximal

<sup>21</sup> Frequency Modulated Continuous Wave

signalbehandlingsvinst fås då tid-frekvensanalysens kanalbredd är sådan att signalen passar precis i en av kanalerna.

För FMCW-signaler gäller att den övre gränsen för signalbehandlingsvinsten beror på signalens svephastighet. Antag exempelvis att signalens svephastighet är sådan att den i ett signalavsnitt sveper lika mycket i frekvens som tid-frekvensanalysens kanalbredd samt att dess frekvens är sådan att den återfinns i endast en kanal. Om ett längre signalavsnitt skulle användas kommer dels tid-frekvensrepresentationens kanalbredd att minska och dels kommer FMCW-signalens svep att vara bredare frekvensmässigt. Därmed kommer ingen ytterligare signalbehandlingsvinst att erhållas eftersom signalen sprider sin energi i fler kanaler.

Om istället ett kortare signalavsnitt används kommer dels signalen att vara smalare frekvensmässigt och dels kommer tid-frekvensanalysens kanaler att vara bredare. Det får till följd att signalen endast återfinns inom en del av kanalen vilket innebär att maximal signalbehandlingsvinst inte nås. I figur 26 återfinns resultat från en simulering som visar vilken signalbehandlingsvinst som kan erhållas som funktion av längden på använt signalavsnitt vid två olika svephastigheter.



Figur 26 I figuren illustreras signalbehandlingsvinsten som funktion av antal sampel i FFT-beräkningen. Som framgår av bilden når signalbehandlingsvinsten en övre gräns och förbättras därefter inte ytterligare när FFT-längden ökas. Det beror på att signalen i det använda signalpartiet då inte längre återfinns i en FFT-kanal utan dess energi är fördelad över flera kanaler. Ju snabbare signalen frekvenssveper desto lägre är den maximala signalbehandlingsvinsten.

En komplikation vid tid-frekvensanalys är att upplösningen vid mätning av exempelvis signalens ankomsttid och pulslängd försämras. Ju fler sampel som används vid varje FFT-beräkning desto större osäkerhet erhålls vid mätning av tidsparametrar. Ett sätt att öka tidsupplösningen är att genomföra FFT-beräkningar med sampeldata som till del överlappar det sampeldata som användes vid föregående FFT-beräkning. Ett sådant förfarande ökar dock beräkningsbördan och kan därför vara svårt att realisera.

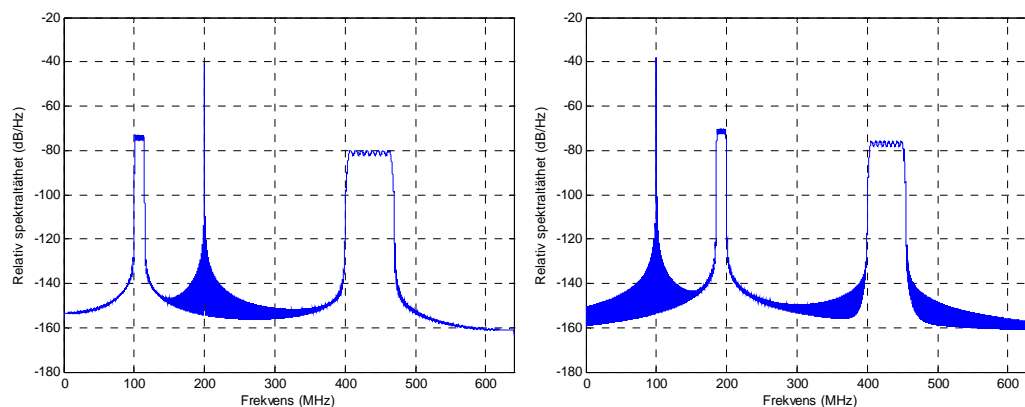
En ytterligare svårighet som har noterats är att mottagarens eventuella spuriöser kommer att spela en ökad roll då signalnivån sjunker. Dessa kommer då att kunna ha en amplitud som gott och väl motsvarar amplituden från den eftersökta LPI-signalen. En slutsats bör därför vara att det vid detektion av LPI-signaler genom tid-frekvensanalys är viktigt att mottagarens eventuella spuriöser har låg amplitud.

## 6.3 Spektralkompression via avsvepning

För att öka möjligheten att detektera en signal som är frekvensmodulerad kan så kallad avsvepning av signalen genomföras för att komprimera signalens spektrum. Det innebär att signalens energi, som före avsvepningen var spridd över ett relativt stort frekvensområde, samlas ihop och återfinns i ett mindre frekvensområde än det ursprungliga. Om signalen därefter avbildas spektralt genom exempelvis en FFT-beräkning fås ökade möjligheter att detektera den.

Avsvepningen går i princip ut på att eliminera det svep som den mottagna digitaliserade signalen har. Det åstadkoms i princip genom att den blandas med en signal med samma svephastighet men med motsatt svepriktning. Det innebär att om radarns signal sveper i frekvens från hög till låg ska signalen som används för att åstadkomma avsvepningen svepa från låg till hög frekvens med samma svephastighet.

En bieffekt som erhålls genom avsvepningen är att signaler med fast frekvens sprids ut spektralt. Det innebär att eventuella spuriöser och andra försvårande signalers energi sprids ut i ett större frekvensband och därmed sjunker i amplitud. I figur 27 återfinns ett exempel på vad som inträffar med olika signaler då avsvepning genomförs.



Figur 27 Figuren illustrerar vad som händer spektralt med signalen vid avsvepning. I den vänstra delfiguren finns en svepande signal med 15 MHz frekvensdeviation, en fixfrekvenssignal och en svepande signal med 70 MHz frekvensdeviation. Då signalen med 15 MHz frekvensdeviation avsveps idealt erhålls den högra delfiguren. De effekter som kan noteras är att signalen som avsveps idealt övergår i en fixfrekvenssignal med väsentligt högre amplitud. Signalen som ursprungligen var en fixfrekvenssignal sprids ut över 15 MHz bandbredd. Dessutom komprimeras signalen med 70 MHz frekvensdeviation så att dess nya frekvensdeviation är 55 MHz, vilket även ger en liten nivåökning.

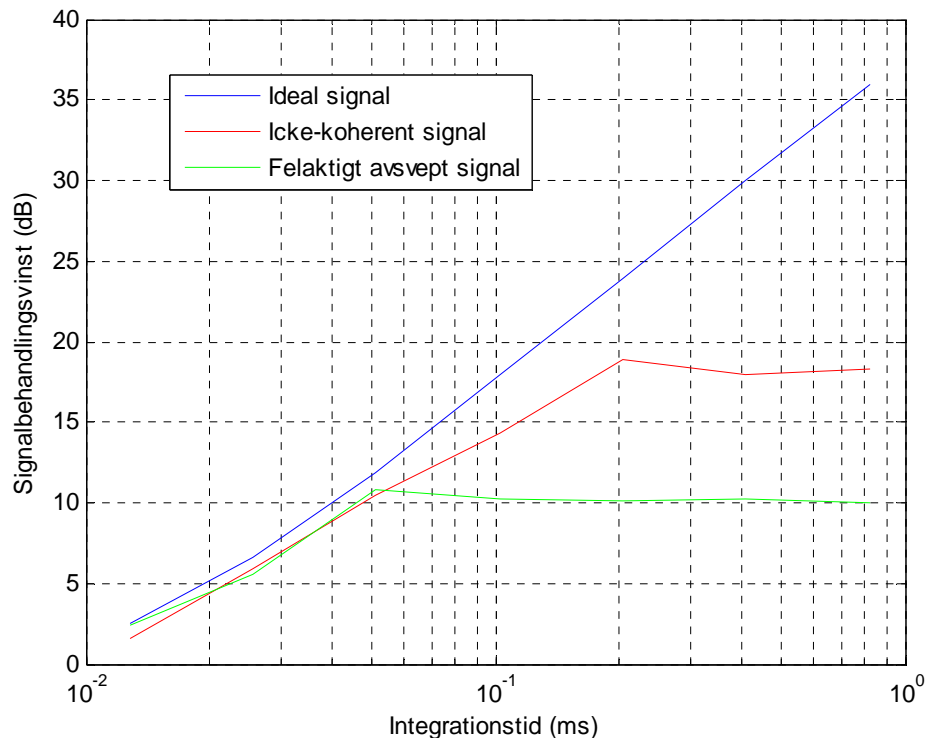
### 6.3.1 Resultat och slutsats

Om avsvepningen kan genomföras helt idealt kommer en ideal ursprunglig svepande signal att omvandlas till en fixfrekvenssignal. Denna kan sedan integreras koherent genom exempelvis en FFT. Integrationstiden ges helt av vilken FFT längd som används. Det är



således en stor fördel att använda lång FFT-längd eftersom lång integrationstid förbättrar detektionsmöjligheten. Som tidigare konstaterats försämrar dock integration tidsupplösningen vilket måste beaktas.

I ett verkligt fall är det inte rimligt att anta att ovan nämnda ideala förhållanden råder. Exempelvis kan avsvepningen genomföras med felaktig svephastighet. Det leder till att maximal signalbehandlingsvinst inte erhålls. En annan begränsande faktor är radarns och mottagarsystemets koherensegenskaper. Om exempelvis mottagarens lokaloscillator inte är tillräckligt frekvensstabil under integrationstiden kommer inte maximal signalbehandlingsvinst att kunna erhållas. Detsamma gäller också i de fall radarns svep har oavsiktliga olinjära egenskaper. I figur 28 illustreras signalbehandlingsvinsten för ovanstående nämnda fall.



Figur 28 I figuren illustreras den så kallade signalbehandlingsvinsten i tre fall. Den blå linjen anger signalbehandlingsvinsten i ett idealt fall. Den röda linjen är ett exempel på avsvepning av en ickekoherent-signal. Den gröna linjen illustrerar signalbehandlingsvinsten då ett felaktigt svep används vid avsvepningen. Som synes kan inte maximal signalbehandlingsvinst erhållas i något av de senare fallen.

Även om koherensegenskaperna i mottagarsystemet och i den mottagna signalen medger lång integrationstid kan möjligheten att i realtid genomföra långa FFT-beräkningar ge begränsningar vad gäller möjlig signalbehandlingsvinst. De signalbehandlingskretsar som finns i dagsläget tillåter inte kontinuerliga FFT-beräkningar med det antal sampel som skulle vara önskvärdt för att erhålla maximal signalbehandlingsvinst. Det beror dels på att beräkningstiden skulle bli för lång och dels på att den beräkningslogik som krävs inte ryms i en krets. I en artikel av Stuber med flera [33] beskrivs dock ett system för spektralanalys av signaler. Detta system arbetar med 2 GHz samplingsfrekvens och klarar av att kontinuerligt genomföra FFT-beräkningar med 32768 ingående sampel. Om signalbehandlingsvinsten i detta fall är kan förbättra detektionsmöjligheterna tillräckligt har inte värderats.

## 7 Konsekvensstudie FM TK SE

I det här kapitlet diskuteras vilka konsekvenser ett införande av digitala mottagare kan få vad gäller verksamheten hos Försvarmaktens Telekrig Stödenhet. Kapitlet inleds med att beskriva två modeller av signalspaningssystem, ett baserat på en analog mottagare och ett på en digital. Till dessa modeller kopplas sedan verksamheten hos FM TK SE för att läsaren ska få en bild av den mängd beröringspunkter som finns mellan ett varnarsystem och TK SE.

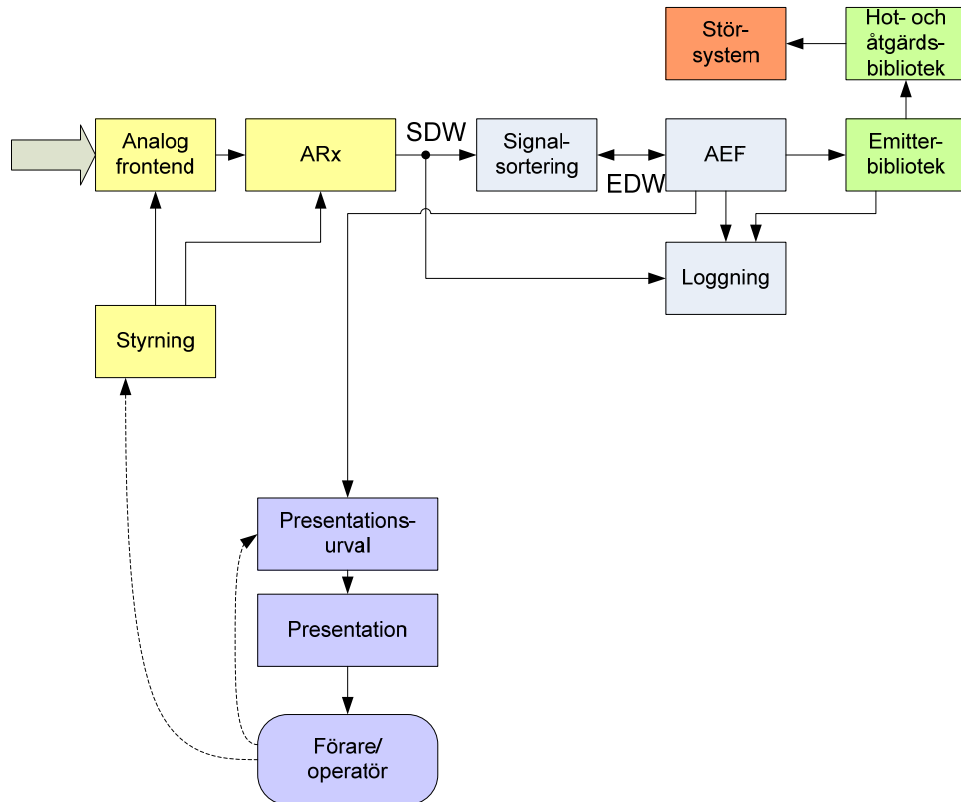
### 7.1 Varnar-, signalspanings- och störsystem

Inledningsvis belyses två system på ett övergripande sätt. Det första systemet är baserat på analoga mottagare, ARx, där digitalisering sker i samband med att signalbeskrivningen skapas. Det andra är ett system med en digital mottagare, DRx, där ett antal nya förmågor och förbättrad prestanda kan finnas tillgängliga. Båda systemen har en koppling till ett störsystem som inte bidrar till inhämtningen av signalspaningsinformation men som bidrar till en mer komplett bild av ett verkligt system. I systemfallet som baseras på en digitalmottagare är grundtanken att systemen har en nära koppling till varandra, exempelvis genom att dela signalbehandlingshårdvara.

Systembeskrivningarna är avsedda att utgöra en grund för de tankar om hur arbetet för FM TK SE kan påverkas vid införandet av digital mottagarteknik och de förmågor som är knutna till det. Därmed görs inga anspråk på att beskrivningarna ska vara kompletta.

Då de flesta radarsignaler är baserade på någon form av pulsgivning antas den huvudsakliga signaltypen vara pulsmodulerad. För att ändå vara generell används som tidigare beteckningen signalbeskrivning, SDW, istället för pulsbeskrivning, PDW.

### 7.1.1 System baserat på analog mottagare



Figur 29 En förenklad bild på ett signalspanings- eller varnarsystem med en koppling till ett störssystem. Systemet baseras på en analog mottagare, ARx, och innehåller funktioner för signalsortering, aktiv emitterfil (AEF), bibliotek, störning och presentation.

Det tänkta systemet i figur 29 är baserat på en analog mottagare där bland annat inmätningen av signalparametrar sker. Efter att en signal har mätts in och parametriserats sker hanteringen av den digitalt. Signaler sorteras och förhoppningsvis identifieras innan de eventuellt presenteras för en förare eller operatör. Systemet har även en koppling till ett störssystem.

#### Mottagare

De analoga delarna i det tänkta systemet är uppdelade i tre delsystem, en analog frontend, en analog mottagare (ARx) samt ett styrsystem.

Den analoga mottagaren, ARx, extraherar de signaler som finns i den mottagna bandbredden och beskriver dessa med en uppsättning parametrar i en signalbeskrivning (SDW).

Felaktigheter i mottagning och parametrisering resulterar i felaktiga signalbeskrivningar. Exempel på fel kan vara att pulser splittras i fler kortare pulser på grund av modulation, eller att två överlappande pulser från olika emittorer sammanställs till en signalbeskrivning.

Ett block med funktioner för att styra mottagaren och dess analoga frontend ingår i systemet. Funktionen kan exempelvis vara att på ett lämpligt sätt invisa en smalbandig superheterodyn-mottagare till ett önskat frekvensområde.

#### Signalsortering

De signalbeskrivningar som kommer från mottagaren har en tidsordning efter när de skapades, vilket motsvarar när motsvarande pulser togs emot. Det är dock önskvärt att

mottagna SDW grupperas efter vilken emitter de kommer ifrån vilket är signalsorteringens huvuduppgift.

I ett idealfall kommer alla signaler att sorteras efter emittertillhörighet och pulsskurarna sammanställs till skurbeskrivningar, EDW<sup>22</sup>, som levereras vidare till den aktiva emitterfilen. I de fall då parametermätningen av olika anledningar har brustit kan de felaktiga signalbeskrivningarna resultera i felaktigheter i sorteringen. Exempelvis kan en emitter uppfattas som ett antal olika emitterar. Signaler från liknande emitterar kan även de blandas på grund av brister i pulssorteringen.

### Aktiv emitterfil, AEF

I det skisserade systemet används den aktiva emitterfilen för uppsamling av de skurbeskrivningar som kommer från signalsorteringen. AEF kopplar skurbeskrivningarna till innehåll i emitterbiblioteket och håller även reda på om emittern har setts tidigare inom en viss tid. Från AEF skickas även data till störsystemet som jämför med ett hotbibliotek och om hotet kräver en åtgärd utförs en sådan med eventuellt stöd från ett åtgärdsbibliotek.

### Bibliotek

Biblioteken är systemets kunskapsbas. Där finns information som kan användas till att knyta en skurbeskrivning till en emitter och i vissa fall en plattform. Biblioteken kan också innehålla information om åtgärder som baseras på hur stort hot en emitter bedöms utgöra.

### Presentation

Från AEF kommer även de data som presenteras för en förare eller operatör. Presenteras informationen för exempelvis en flygförare kan ett förbestämt presentationsurval göras, där emitterar kan prioriteras efter tidigare bedömningar om vilken hotnivå de representerar.

Föraren eller operatören kan ha en möjlighet att påverka systemet i form av styrning av mottagaren respektive presentationsurvalet. Möjligheterna är större för en operatör då denne sannolikt kan avsätta en betydligt större del av sin uppmärksamhet till att handha systemet.

### Störsystem

Identifiering och hotnivåbestämning av eventuella emitterar som kan betraktas som farliga kan antingen ske i samverkan med emitterbiblioteket eller med hjälp av ett separat hotbibliotek. Utifrån emitteridentifieringen kan en lämplig motåtgärd bestämmas med hjälp av ett åtgärdsbibliotek som för störsystemet innehåller lämpliga störformer.

### Loggning

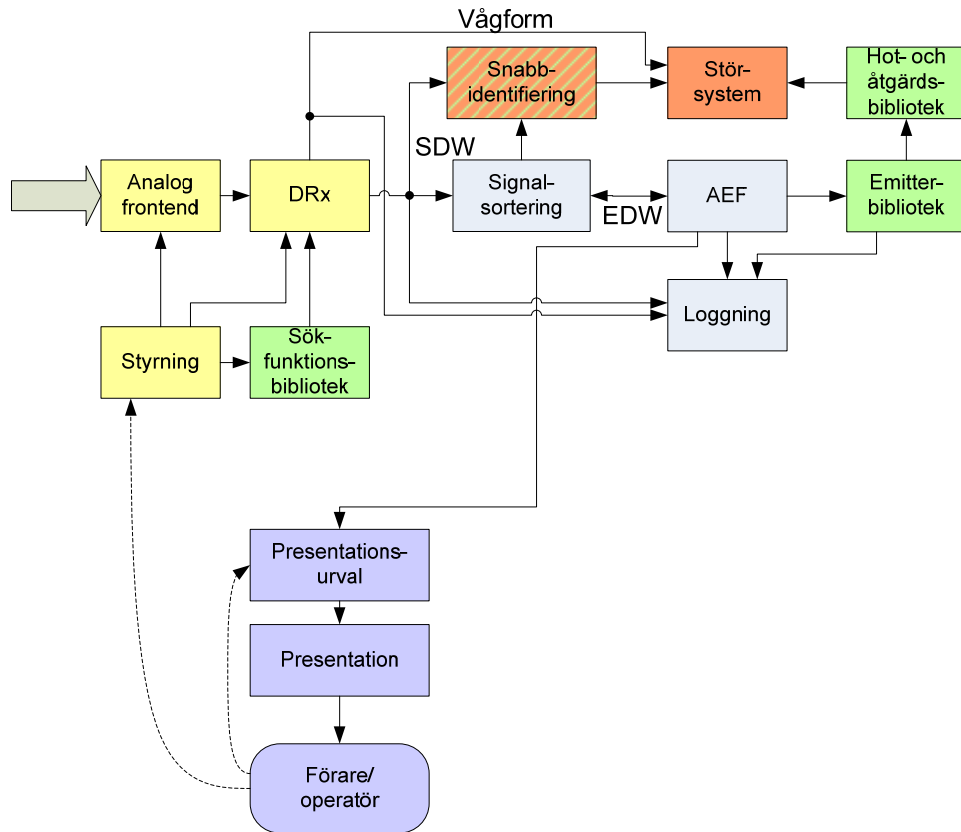
De signalbeskrivningar som genereras av mottagaren liksom information från AEF kan vid behov loggas för att kunna kontrollera funktionen hos pulssorterings- och identifieringsprocesserna. Upptäcker systemet nya emitterar kan även information om dessa sparas för att möjliggöra en utbyggnad och anpassning av biblioteken.

## 7.1.2 Integrerat signalspanings- och störsystem baserat på DRx

Ersätts den analoga mottagaren från föregående avsnitt med en digital mottagare, DRx, och systemet kompletteras med nya förmågor avseende signalinmätning och störning växer systemet något och kan se ut som i figur 30.

---

<sup>22</sup> Emitter Description Word



Figur 30 En utveckling av systemet i figur 29 där den analoga mottagaren har ersatts med en digital och funktioner för snabbidentifiering och stöd för detektion av LPI-signaler har tillkommit. Störfunktionen har även fått en närmare integrering med signalspaningssystemet.

Då systemet till stora delar är likt det analoga system som beskrevs i föregående avsnitt kommer genomlysningen att begränsas till skillnader mellan systemen.

### Mottagardelar

Den huvudsakliga skillnaden mellan systemet i föregående avsnitt och detta är att mottagaren digitaliserar hela eller en del av signalerna i det övervakade frekvensområdet. Den analoga mottagaren är således utbytt mod en digital dito, DRx, som utnyttjar digital signalbehandling för att hitta signaler och parametrisera dessa. En analog frontend kommer även i detta fall att anpassa en del av den av antennen uppfattade bandbredden till ett frekvensområde som passar till digitalmottagaren.

### Signalsortering

Den huvudsakliga skillnaden mellan systemet i föregående avsnitt och detta är att mottagaren digitaliserar hela eller en del av signalerna i det övervakade frekvensområdet. Den analoga mottagaren är således utbytt mod en digital dito, DRx, som utnyttjar digital signalbehandling för att hitta signaler och parametrisera dessa.

### Störsystem

Det integrerade störsystemet delar mottagare med signalspaningssystemet och digitalt inspelade vågformer kan användas till störändamål, exempelvis för att generera skenmål. Störsystemet har även utökats med en funktion för snabb identifiering av utvalda emittertyper. Denna funktion är inte unik för en digital mottagare, men passar bra in i konceptet då

implementeringen underlättas av en tätare integrering mellan signalspanings- och störssystem. Snabbidentifieringen arbetar med signalbeskrivningar som indata och startar störningen efter ett fåtal pulser vilket ger en snabbare störrespons i kritiska lägen. Efter att en säkrare identifiering av emittern har skett kan störningen antingen avbrytas eller bättre anpassas för den aktuella emittern.

## Bibliotek

Jämfört med systemet i figur 29 har det tillkommit två funktioner som kan behöva stöd av någon form av bibliotek. Mottagaren kan behöva någon form av à priori information för att kunna detektera LPI-signaler, vilken kan lagras i någon form av sökfunktionsbibliotek.

Snabbidentifieringsfunktionen behöver tillgång till information om exempelvis pulslängd och bärfrekvens för de signaler som snabbt ska resultera i en störinsats. Innehållet i detta bibliotek är en delmängd av det innehåll som finns i hot- och åtgärdsbiblioteket. Den huvudsakliga skillnaden är att det antal parametrar som används för att identifiera en emitter är färre, huvudsakligen på grund av att funktionen arbetar med ett fåtal pulser.

## Loggning

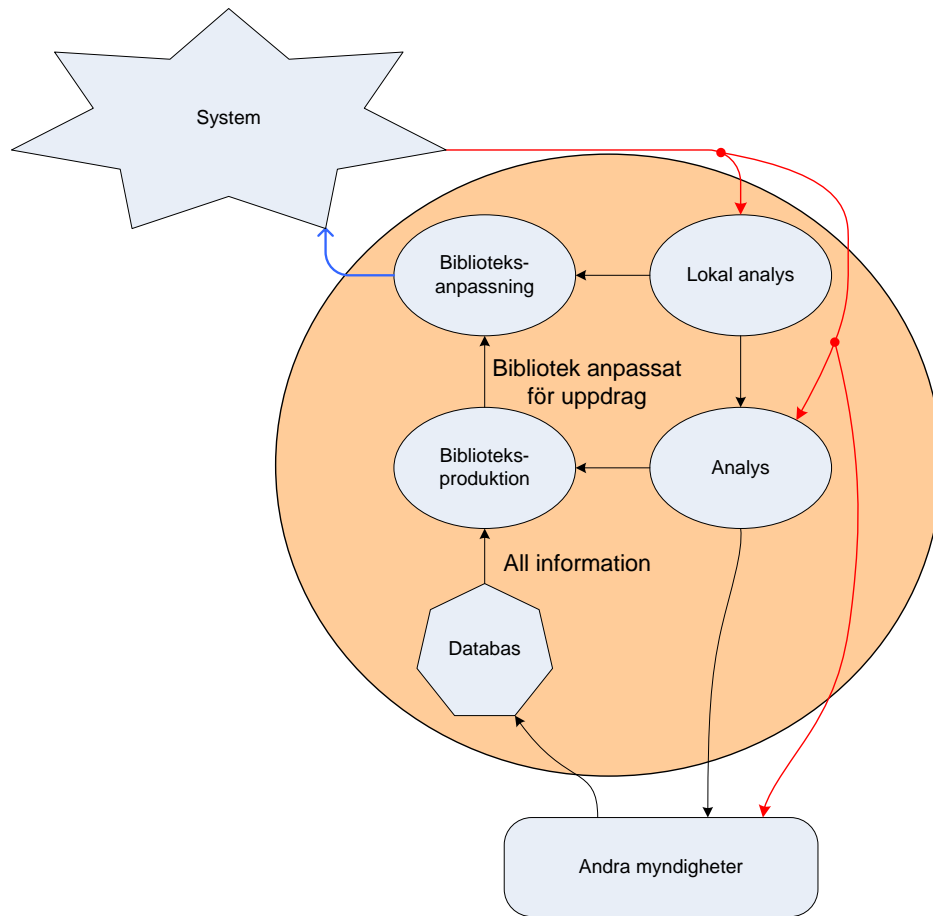
Den digitala mottagarens förmåga att kunna spela in och spara signaler påverkar även loggningsfunktionen då inspelade vågformer kan sparas för en senare analys. Ett vidlyftigt sparande av inspelade signaler kan dock kräva stora mängder minne, varför någon form av prioriteringsordning på loggad data kan behövas där mindre prioriterad information kan slängas till förmån för information med högre prioritet.

## 7.2 FM TK SE och signalspaningssystem

I föregående avsnitt, 7.1, beskrevs på ett övergripande sätt två alternativa system baserade på analog respektive digital mottagarteknik. I detta avsnitt kommer kopplingen mellan systemen och FM TK SE beskrivas ur ett tekniskt perspektiv. Liksom i föregående kapitel sker en generalisering avseende ingående systemfunktioner för att få en bättre överskådlighet.

### 7.2.1 Biblioteksproduktion

Att skapa ett fungerande bibliotek med hjälp av information från en databas kan vara en komplicerad uppgift på gränsen till ett hantverk. De parametrar som styr arbetet är ofta systemberoende exempelvis hur många poster som finns tillgängliga för olika emittermoder eller kvaliteten på inmätt data i signalbeskrivningarna.



Figur 31 Figuren visar en förenklad beskrivning av biblioteksproduktion. Ett bibliotek skapas ur information från en databas och anpassas för ett uppdrag innan det skickas till ett varnarsystem, blå pil. Från systemet sker en återmatning, röd pil, som analyseras för att förbättra bibliotekens funktion.

I figur 31 visas på ett övergripande sätt de delar och funktioner som behövs för att skapa och underhålla ett bibliotek som är anpassat för ett uppdrag. Utdata i form av ett bibliotek och eventuell annan information som behövs skickas till ett system som kan vara ett varnar- och motverkanssystem, VMS. Användning av systemet ger en återmatning som analyseras så att eventuella förbättringar kan föras in i biblioteken. De block som finns med i figuren diskuteras närmare i efterföljande avsnitt.

### Databas

Bibliotekens parametrar har sin grund i en databas med information om olika radarsystems parametrar. Databasens innehåll kommer från olika myndigheter där några är FRA, FMV, FOI och MUST. Databasen är emellertid allt för stor och komplicerad för att i sin helhet passa i ett varnarsystem varför lämpliga emitterar ur den används som grunddata vid produktionen av ett bibliotek. Urvalet av emitterar beror på en bedömning av vilka system som kan antas förekomma i det område där systemet som ska ta emot biblioteket kommer att verka.

### Biblioteksproduktion

Urvalet av emitterar beror på en bedömning av vilka system som kan antas förekomma i det område där systemet som ska ta emot biblioteket kommer att verka. Den utvalda informationen anpassas till det aktuella signalspaningssystemet varvid hänsyn tas till inmättningsprestanda och utrymmet för emittermoder i biblioteken. I samband med

biblioteksproduktionen måste även hänsyn tas till att olika emitterar kan ha överlappande parameterrymder så att dessa inte resulterar i felidentifieringar som kan utsätta den aktuella plattformen för stora risker.

### Biblioteksanpassning

Biblioteket som har producerats kan i samband med användandet behöva anpassas på olika sätt beroende på rådande lokala förhållanden. Detta kan göras lokalt på den plats där en mission sker vilket ger en direkt tillgång till återmatad information från exempelvis en flygförare. Biblioteksanpassningen är i första hand inte avsedd att göra grundläggande förändringar av biblioteks innehållet utan är av mer finjusterande karaktär.

### Återmatning och analys

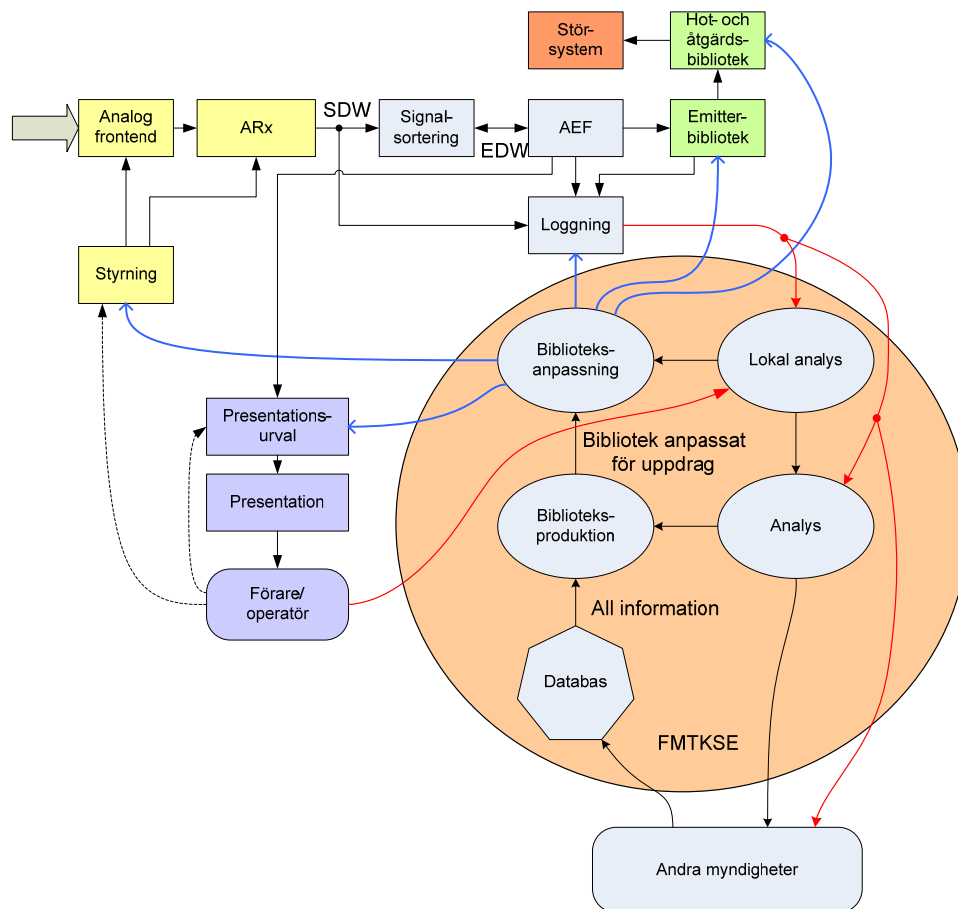
När ett uppdrag har genomförts kan en återmatning av information ske. Återmatningen kan både vara i form av elektroniskt lagrad data från systemet och avtappning från en förare eller operatör som använder systemet. Det sistnämnda kan exempelvis avslöja brister som gör att systemet i stället för att stödja utgör ett irritationsmoment.

Återmatningen kan sedan analyseras lokalt vilket kan resultera i att bibliotekets parametrar justeras så att funktionen kan förändras med en relativt kort cykeltid. En analys som påverkar biblioteket i grunden kan ta lite längre tid då den kan leda till att ett nytt bibliotek måste produceras. Upptäcks exempelvis en ny emitter under ett uppdrag kan information om denna efter analys leda till förändringar och utökning av den databas som ligger till grund för biblioteksproduktionen.

### 7.2.2 System baserat på analog mottagare

Signalspaningssystemets funktion är den som beskrevs i avsnitt 7.1.1, men har i figur 32 kompletterats med den bild av biblioteksproduktion som presenterades i figur 31. Jämfört med föregående figur har antalet kopplingar mellan biblioteksproduktionen och systemet utökats för att bättre visa på vilka delar av systemet som påverkas.





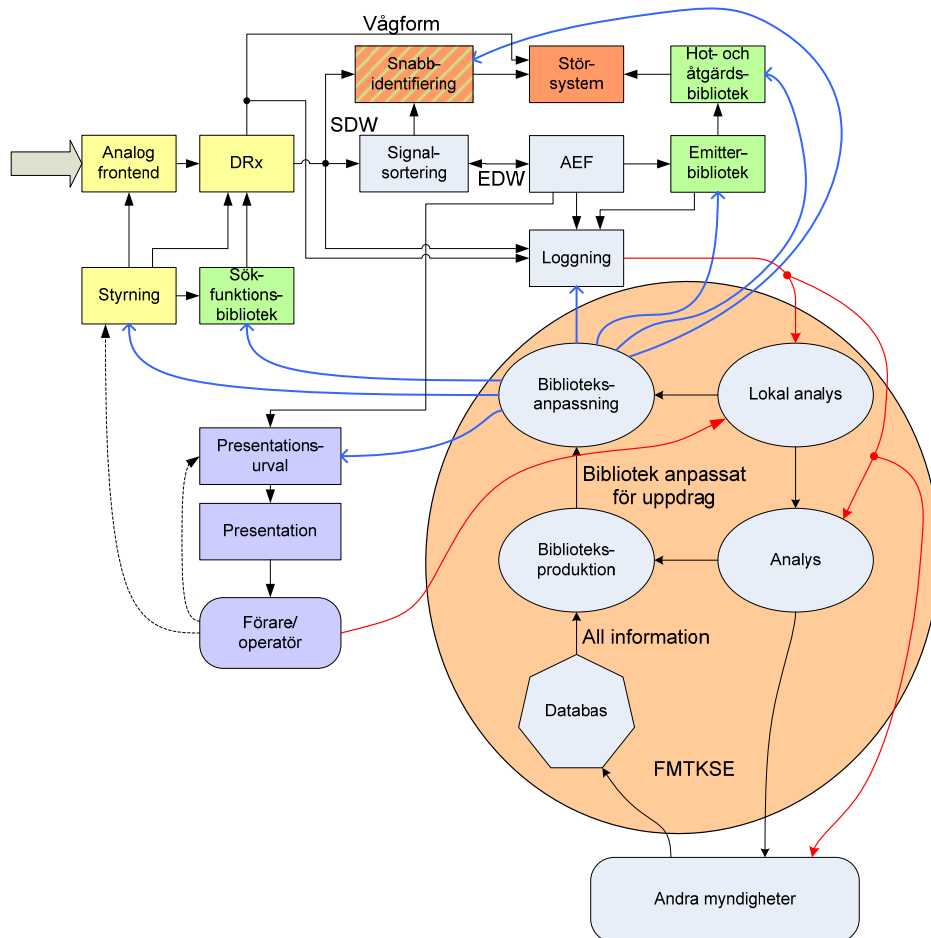
Figur 32 Exempel på hur ett analogt mottagarsystem kan se ut och vilka kopplingar som finns mellan systemets delar och FM TK SE. De pilar som är blå indikerar möjlig information från FM TK SE:s verksamhet som matas in i signalspanningssystemet och röda pilar indikerar möjlig återmatning.

Den information som systemet får från FM TK SE innefattar vanligen bibliotek för emitteridentifiering samt hotbedömning och åtgärder i ett eventuellt motverkanssystem. Finns det möjlighet att styra mottagare, presentationsurval, och loggning kan även den informationen fås från TK SE.

Utdata från systemet på bilden utgörs av information från en förare eller en operatör samt data från en eventuell loggningsfunktion. Loggningsfunktionen kan i det här fallet lagra signalbeskrivningar, data från den aktiva emitterfilen och eventuell information från identifieringsprocessen.

### 7.2.3 Integrerat signalspannings- och störsystem baserat på digital mottagare

Ersätts den analoga mottagaren mot en digital och kompletteras med nya förmågor och ett integrerat störsystem på samma sätt som i avsnitt 7.1.2 blir kopplingarna mellan verksamheten på FM TK SE och systemet fler, som i figur 33.



Figur 33 Exempel på ett signalspanings- och störsystem baserat på en digital mottagare. Jämfört med föregående figur är antalet kopplingar mellan systemet och biblioteksproduktionen fler. Detta beror på att nya förmågor har tillkommit som snabbidentifiering och förmåga att detektera LPI-signaler. Förutom fler bibliotekslika funktioner kan återmatningen från systemet ha en ökad volym.

För att kunna hantera nya förmågor kan systemet komma att kräva mer information än i fallet med ett enklare system baserat på en analog mottagare. För mottagardelarna rör det sig främst om att en förbättrad styrning och avsökning kan behövas då digitala mottagare i nuläget ofta momentant täcker en mindre bandbredd än vad som är möjligt med en analog. Likaså finns en koppling till ett sökfunktionsbibliotek som kan innehålla information som kan vara av vikt när det finns en ambition att detektera vissa LPI-vågformer.

Snabbidentifieringen behöver som tidigare har nämnts även den indata från FM TK SE.

Jämfört med ett system baserat på en analog mottagare kan förändringar i utdata från systemet innefatta längre signalbeskrivningar och inspelade radarvågformer. En orsak till att systemets signalbeskrivningar kan bli längre är möjligheten att ta mer fler parametrar som är möjliga att mäta med digitala mottagare.

### 7.3 Konsekvenser för FM TK SE

En trolig utveckling är att digital mottagarteknik inledningsvis införs i Försvarmaktens telekrigssystem utan att hela den potentiella förmågan utnyttjas. Jämfört med hanteringen av motsvarande system som är baserade på enbart analog mottagarteknik kan en första

konsekvens bli att DRx-mottagarens möjligheter till noggrannare inmätning av signalparametrarna kan underlätta identifieringsprocessen och förenkla biblioteksframställningen.

Efterhand som de nya förmågorna den digitala mottagartekniken tillåter införs, ökar behovet av att hantera flera olika typer av bibliotek. Även om antalet bibliotek ökar kan arbetet med de enskilda biblioteken förenklas genom att fler parametrar med bättre noggrannhet kan ge en enklare gränsdragning mellan olika emitterar och emittermoder.

Ökar antalet plattformstyper som använder VMS eller signalspaningssystem kommer även de sammantagna behoven av bibliotek att öka. Genom att utnyttja ett enhetligt systemkoncept där samma algoritmer och gränssnitt används kan biblioteksstrukturer återanvändas på flera plattformstyper. Detta kan i sin tur resultera i en förenklad process för framtagning av bibliotek till respektive plattform.

I efterföljande avsnitt presenteras några av de tänkbara konsekvenser övergången till digital mottagarteknik kan ge baserat på de systemskisser som tidigare har diskuterats.

### 7.3.1 Mottagare

Digitala mottagare, som har behandlats utförligt tidigare i rapporten, är grunden för de nya förmågor som kan tillföras ett varnarsystem och eventuella motmedelsystem. Den digitala signalbehandlingen tillåter användning av algoritmer som inte finns tillgängliga på ett enkelt sätt med analog signalbehandling.

Digitala mottagares möjliga momentana bandbredd ökar allt eftersom prestanda på A/D-omvandlarna förbättras. Saknar mottagaren på grund av en begränsad bandbredd förmåga att momentant övervaka hela det önskade frekvensområdet är det aktuellt att styra hur bandbredden ska användas inom det totala frekvensområdet. Exempelvis kan någon form av förprogrammerat avsökningsmönster användas som baseras på de emitterar som förväntas finnas i området. Problematiken motsvarar vad som gäller när smalbandiga analoga mottagare används.

#### LPI-förmåga

Förmågan att detektera och mäta in LPI-signaler kan kräva extra funktionalitet i mottagaren. Då signalnivån ofta är låg i förhållande till bruset är det inte säkert att dessa kan detekteras med traditionella metoder. För att detektera och mäta in signalerna kan olika metoder användas som är anpassade för respektive signal. Det kan även finnas ett behov av att ha tillgång till olika parameteruppsättningar beroende på vilka signaler som kan antas finnas i ett område.

#### Specifik emitteridentifiering

Möjligheten att nyttja specifik emitteridentifiering kan i varierande grad påverka biblioteksproduktion och hantering beroende på hur SEI är tänkt att användas. Finns en önskan att kunna identifiera och återidentifiera en mängd olika individer krävs att data finns lagrade för varje individ vilket troligen resulterar i stora databaser och bibliotek. Dessutom måste individspecifik information i databasen hållas uppdaterad med insamlad data för att kompensera för förändringar i den enskilda individens system. Det sistnämnda kan bli en stor och mödosam arbetsuppgift.

En möjlig väg att nyttja SEI är att ha fingeravtryck på alla egna plattformar vilket ökar säkerheten vid identifiering. Uppdatering av SEI-data kan då ske med en relativ lätthet.

I det fall då SEI används till att stödja signalsorteringen behöver inte information om varje individ finnas tillgänglig i biblioteken.

## Nya parametrar

Den digitala signalbehandlingen medger att fler parametrar kan skattas än de som vanligen räknas som pulsparametrar. Exempelvis kan fler parametrar som rör den mottagna signalens modulation bestämmas. De parametrar som mäts kan då skilja mellan olika modulationstyper vilket gör signalbeskrivningarna mer komplexa.

Kan fler parametrar fås ur mottagna signaler finns det med största sannolikhet bättre möjligheter att särskilja olika emitterar vid signalsorteringen. Likaså kan ett större antal parametrar påverka identifieringen på ett positivt sätt. Om systemen mäter in och använder fler parametrar vid sortering kan det vara lämpligt att om möjligt använda samma parametrar vid identifiering, vilket påverkar hela processen vid skapandet av bibliotek. Under förutsättning att biblioteken har plats för fler moder eller individer kan ett större antal parametrar påverka identifieringen på ett gynnsamt sätt. Det krävs då tillgång till motsvarande parameterområden i den databas som understödjer biblioteksproduktionen.

## Förbättrad parameterinmätning

En förbättrad parameterinmätning ger förutsättningar för bättre separation mellan olika emittermoder i ett bibliotek vilket kan öka säkerheten och underlätta arbetet med att få en tillförlitlig separation av likartade emitterar. Ur ett biblioteksperspektiv innebär en bättre separation och tydligare gränser mellan olika emitterar att en större del av arbetet kan ske med automatik.

### 7.3.2 Bibliotek

I ett inledande skede behöver inte antalet bibliotek i systemet öka då digitala mottagare ersätter analoga mottagare. Detta innebär att emitterbibliotek respektive hot- och åtgärdsbibliotek i stort sett kommer att vara samma som för system baserade på analoga mottagare.

Införs nya funktioner i ett mottagarsystem ökar komplexiteten och behovet av indata. Detta oavsett om systemet bygger på digital eller analog mottagarteknik. De utökade funktioner som har beskrivits tidigare; specifik emitteridentifiering, hantering av LPI-vågformer och snabbidentifieringsförmåga är sådana funktioner som det med största sannolikhet kommer att finnas behov av i framtiden då radarhoten kan bli mer komplexa. Med dessa nya förmågor följer behov av flera bibliotek men även av mer information i befintliga bibliotek. Fler parametrar i exempelvis emitterbiblioteket kan som tidigare nämnts även förenkla produktionen.

### 7.3.3 Loggning och återmatning

Med en digital mottagare kan vågformer på ett enkelt sätt sparas vilket, om det görs utan urskiljning, snabbt kan ge stora mängder sparad data. Utökas signalbeskrivningarna med fler parametrar kommer även dessa att bidra till att datamängderna blir större. Med modern minnesteknik kan stora mängder data lagras på en liten volym och på ett smidigt sätt flyttas till en dator för analys. Den stora mängden insamlad data kan om förmåga att hantera och analysera denna finns bidra till att bibliotekens funktion förbättras i en snabbare takt. Det är dock lätt att mängden data blir svåröverskådlig varför databehandlingen måste kunna ske med en viss automation.

## Behov av kommunikationslänkar

Finns det en önskan om att kunna skicka insamlad data längre sträckor för bearbetning exempelvis från ett missionsområde till analys av FM TK SE eller andra myndigheter krävs

förbindelselänkar med tillräcklig kapacitet. Exempelvis kan det finnas behov av att analysera insamlade vågformer på en detaljerad nivå för att kunna anpassa störformer till ett nytt hot.

### 7.3.4 Integrerat varnar- och störsystem

Integreringen av kompetenta varnar- och störsystem i gemensamma FPGA-kretsar kan ge ytterligare möjligheter för FM TK SE att påverka de system som används. Då några olika systemkonfigurationer kan finnas tillgängliga måste även ett val av konfiguration göras i samband med att systemet ska användas.

En integration av varnar- och störsystem innebär även att de bibliotek som systemen använder kan vara konstruerade så att de harmonierar med varandra på ett bra sätt. Detta kan då underlätta biblioteksframställningen jämfört med två separata system för varning och störning med respektive biblioteksfunktioner.

## 7.4 Slutsatser

Digital mottagarteknik har flera fördelar jämfört med den konventionella analoga mottagartekniken, inte minst vad gäller prestanda. Digitala mottagare kan efterhand därför förväntas ersätta analoga mottagare i helt nya system eller vid uppgraderingar av befintliga system.

Inledningsvis kommer teknikskiftet att märkas exempelvis i form av en förbättrad parameter-skattning, något som kan leda till vissa förenklingar i samband med biblioteksproduktion. En fortsatt utveckling kan vara införande av bättre algoritmer och metoder för lägesbestämning, vilket sannolikt kommer att ha liten inverkan på bibliotekshanteringen inom FM TK SE. Efterhand kommer förmåga att hantera LPI-signaler och specifik emitteridentifiering troligen ges stor vikt, vilket resulterar i behov av att kunna understödja dessa förmågor genom olika typer av bibliotek.

Förmåga att snabbt kunna starta ändamålsenliga störåtgärder anses av många vara en betydelsefull egenskap hos moderna motmedelssystem, varför eventuellt merarbete med snabbidentifieringsbibliotek kommer att finnas oavsett om mottagarsystemet är analogt eller digitalt. Är varnar- och störsystemen väl integrerade kan arbetet med denna biblioteksfunktion dock vara relativt enkelt.

Med telekrigssystem baserade på digitala mottagare finns goda möjligheter att spara mottagna vågformer från de emitterar som har belyst en plattform under ett genomfört uppdrag. Loggning och hantering av inspelad data kommer då att vara av vikt för att systemen ska fungera på ett relevant sätt. Det finns i detta fall även behov av att välja generella eller uppdragsspecifika kriterium för när vågformsregistrering ska ske.

## 8 Referenser

- [1] O. Holt, "Technology Survey - Sampling of RWR/ESM/ELINT Receivers", The Journal of Electronic Design, June 2007.
- [2] "BAE Systems delivers first production F-22 Digital Electronic Warfare System to Lockheed Martin", BAE News, June 13, 2006.
- [3] "BAE Systems announces winners of the 2002 Chairman's Award For Innovation", BAE News Release, November 22, 2002.
- [4] J. Knowles, "BAE Systems demonstrates new emitter location capability", The Journal of Electronic Design, January 2007.
- [5] K. Wentsch, "Benefits of Wideband Digital Receivers", EADS Defence & Security, AOC 6<sup>th</sup> International EW/IO Conference and Exposition, London, May 2006.
- [6] D. Pistoia et al., "Digital Receivers in Surveillance Systems", Elettronica S.p.A., AOC Euro-Roma Conference, May 2004.
- [7] A. De Martino, "Advanced EW Systems from Elettronica S.p.A.", AOC 44<sup>th</sup> Annual Convention, Orlando, October 2007.
- [8] E. Brenner, "Digital receivers - Architectures, Technology & Development Prospects", Elisra Electronic Systems, AOC Euro-Roma Conference, May 2004.
- [9] "A Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver", Microwave Journal, May 2007.
- [10] J. Browne, "Digital Receiver Processes 3 GHz", Microwaves & RF, September 2004.
- [11] J. Biondi, "The AMRFC High Band Digital Preprocessor (HBDP)", Raytheon Integrated Defense Systems, Radar/EW Conference, March 2003.
- [12] [www.raytheon.com](http://www.raytheon.com)
- [13] G. Goodman, "Air Force C-130s first in line for new RWR" , The Journal of Electronic Design, January 2008.
- [14] J. Knowles, "USAF orders more digital ALR-69s for testing", The Journal of Electronic Design, August 2006.
- [15] E. Richardson, "USAF receives upgraded HARM targeting pods", The Journal of Electronic Design, November 2006.
- [16] "Brief - Raytheon sells digital RWR to RAAF", Jane's International Defence Review, June 01, 2007.
- [17] E. Richardson, "Canada, Finland buy ALR-67 for Hornets", The Journal of Electronic Design, January 2008.
- [18] [www.rockwellcollins.com](http://www.rockwellcollins.com)
- [19] [www.telemus.com](http://www.telemus.com)
- [20] [www.darpa.mil](http://www.darpa.mil)
- [21] J.B. Tsui, "Digital techniques for wideband receivers", second edition, Artech House, 2001.
- [22] M. Karlsson, "Direktsamplande digital transceiver", Examensarbete LITH-ITN-ED-EX--02/18--SE
- [23] R. H. Walden, "Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis", pp. 539-550, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol 17, April 1999.

- [24] R. H. Walden, "Performance Trends for Analog-to Digital Converters", pp. 96-101, IEEE Communications Magazine, February 1999.
- [25] "Photonic Bandwidth Compression for Instantaneous Wideband A/D Conversion (PHOBIAC)",  
[www.arpa.mil/mto/programs/phobiac/index.html](http://www.arpa.mil/mto/programs/phobiac/index.html)
- [26] S. Holte, "New Technologies in Radar Warning Receivers", Saab Avionics, EW Division, AOC 4<sup>th</sup> International EW Conference, Stockholm, May 2002.
- [27] Tsui et al, "Wideband Digital IFM Receiver", United States Patent US 7206707 B1, April 17, 2007.
- [28] SP-devices, <http://www.spdevices.com/>
- [29] P. Löwenborg, "Removing Apertur Delay Mismatch in Time-Interleaved ADCs Using DSP", SP Devices, 2005
- [30] "Non-Linear Mathematics for Mixed Signal Microsystems (NLMMSM)",  
[www.arpa.mil/MTO/programs/nlmmsm/index.html](http://www.arpa.mil/MTO/programs/nlmmsm/index.html)
- [31] J. Lillington, "Comparison of Wideband Channelisation Architectures", International Signal Processing Conference, March/April 2003  
Artikeln kan hittas på [www.rfel.com/Index.asp](http://www.rfel.com/Index.asp)
- [32] B. Andersson, H. Bergdal, D. Henriksson, B. Lindgren, C-L Westerlund,  
"Precisionslägesbestämning med flygburna radarsis-sensorer",  
FOI-R--0719--SE, december 2002.
- [33] B. Stuber, D. Zardet, "Ultra-High-Speed Spectral Analysis in Xilinx FPGAs", XCell Journal Issue 60, sida 56-59, 2007.