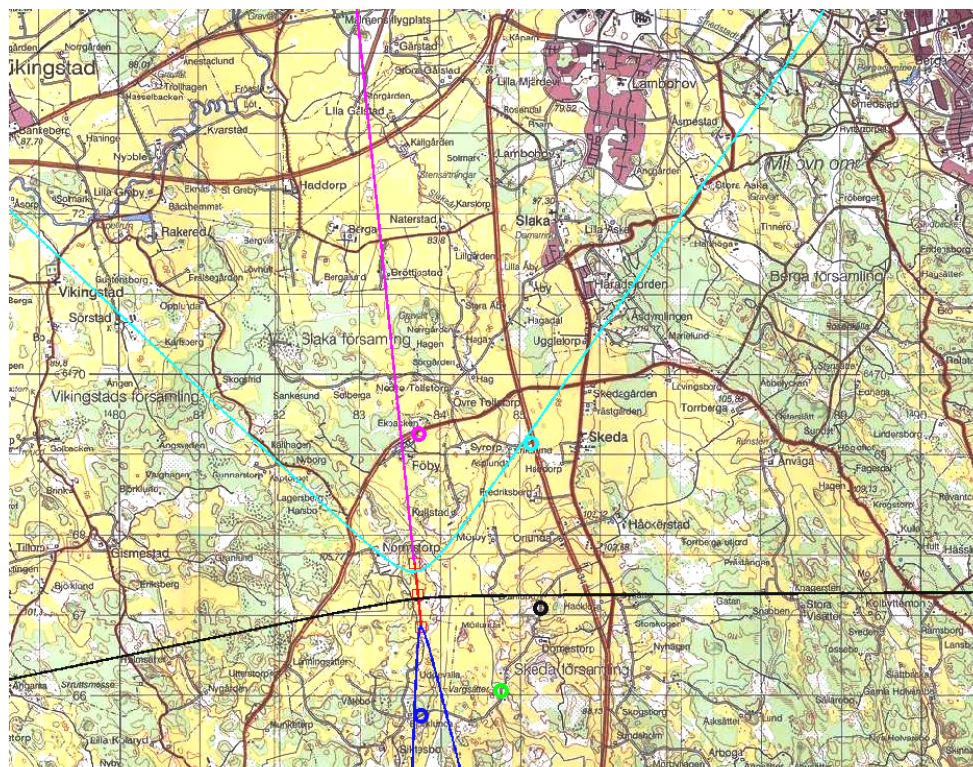


Mats Larsson

Modellutveckling av ett TDOA-positioneringsystem



TOTALFÖRSVARETS FORSKNINGSINSTITUT

Ledningssystemteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--0122--SE

Juni 2001

ISSN 1650-1942

Metodrapport

Mats Larsson

Modellutveckling av ett TDOA-positioneringssystem

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Ledningssystemteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--0122--SE	Klassificering Metodrapport
	Forskningsområde 6. Telekrig	
	Månad, år Juni 2001	Projektnummer E7018
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 61 Telekrigföring med EM-vapen och skydd	
Författare/redaktör Mats Larsson	Projektledare Rolf Gustavsson	
	Godkänd av Leif Månsson	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig Johan Falk	
Rapportens titel Modellutveckling av ett TDOA-positioneringssystem		
Sammanfattning (högst 200 ord) <p> Detta examensarbete presenterar ett försök att realisera en radiopejl för kortvågsbandet, baserad på ankomsttidsskillnader. (Time Difference Of Arrival, TDOA) </p> <p> Några grundläggande principer för riktningsbestämning av radiovågor presenteras, därefter behandlas två sätt att uppskatta tidsskillnader: att beräkna korskorrelationen mellan signalerna och att mäta fasen för korspektraltätheten. Metodernas egenskaper visas genom simuleringar. Tidsuppskattning med hjälp av korspektraltäthetens fas kräver inte så hög sampeltakt men är känsligare för dåliga signalförhållanden. </p> <p> Två fältförsök genomfördes för att undersöka hur fasmätning fungerar i praktiken. Försöksutrustningen bestod av ett mottagarsystem med två kanaler och en rörlig sändare. På grund av tekniska problem gick det inte att fullfölja de planerade mätningarna, antagligen beroende på att mottagaren hade byggts om och använts i andra fältförsök under mätperioden. </p> <p> Resultaten antyder dock att det är möjligt att riktningsbestämma en kortvågssignal med hjälp av TDOA och korspektraltäthetens fas. Metoden är inte omedelbart användbar: höga signal/brusförhållanden krävs och signalens modulationstyp påverkar resultat. Nya algoritmer måste därför utvecklas. </p>		
Nyckelord Korrelation, upptäckt, riktningsbestämning, pejling, kortvåg, TDOA, ankomsttidsskillnad		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
Även utgiven som examensarbete vid Blekinge Tekniska Högskola, nummer MEE 0103		
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 44 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista Sekretess: Öppen	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Command and Control Warfare Technology P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--0122--SE	Report type Methodology report
	Research area code 6. Electronic Warfare	
	Month year June 2001	Project no. E7018
	Customers code 5. Contracted Research	
	Sub area code 61 Electronic Warfare, Electromagnetic Weapons	
Author/s (editor/s) Mats Larsson	Project manager Rolf Gustavsson	
	Approved by Leif Månsson	
	Scientifically and technically responsible Johan Falk	
Report title (In translation) Modelling a system for direction finding based om TDOA		
Abstract (not more than 200 words) <p>This masters thesis details an attempt to build a short-wave radio direction finding device based on the principle of Time Difference Of Arrival, TDOA.</p> <p>Some basic principles of radio direction finding are presented, followed by two methods for estimating time differences: the cross-correlation function and the phase slope of the cross-spectral density. The properties of the methods are investigated through simulations. Estimation by means of the phase slope makes less demand on the sample rate but is more sensitive to low signal to noise ratios.</p> <p>Two field experiments were conducted to investigate the real-life performance of the phase slope method. The test platform consisted of a 2-channel receiver and a mobile transmitter. Due to technical problems, the planned measurements could not be completed, probably caused by the receiver being modified and used for other purposes between the experiments.</p> <p>The results suggests, however, that it may be feasible to use TDOA and phase slope measurements for short-wave signals. The method needs refining: high signal to noise ratios are currently necessary and the signals type of modulation affects the results. New algorithms must therefore be developed.</p>		
Keywords Correlation, detection, direction finding, short wave, TDOA, time difference of arrival		
Further bibliographic information Also published as a masters thesis at the Blekinge Institute of Technology, number MEE 0103	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 44 p.	
	Price acc. to pricelist Security classification: Open	

FÖRKORTNINGAR OCH DEFINITIONER:	9
1 INLEDNING	11
1.1 Historik	11
1.2 Metoder för positionsbestämning	11
1.2.1 Rörliga antenner	12
1.2.2 Adcock-system	12
1.2.3 Positionsbestämning med hjälp av ankomsttidsdifferenser	15
1.3 Metoder för skattning av ankomsttidsdifferenser	17
1.4 Varför TDOA?	19
1.5 Tidigare arbeten	19
2 PROBLEMDEFINITION	21
2.1 Syfte med arbetet	21
2.2 Problemställningar	21
2.3 Speciella problem och begränsningar	21
2.4 Definitioner	21
3 LÖSNINGSMETOD	23
3.1.1 MATLAB-simuleringar	23
3.1.2 Mätning 1 vid testplats	23
3.1.3 Mätning 2 vid testplats	23
4 GENOMFÖRANDE	25
4.1.1 MATLAB-simuleringar	25
4.1.2 Mätning 1 vid Normstorp	25
4.1.3 Mätning 2 vid Normstorp	26

5	RESULTAT	29
5.1	Mätningar	29
5.1.1	MATLAB-simuleringar	29
5.1.2	Mätning 1 vid Normstorp	33
5.1.3	Mätning 2 vid Normstorp	35
5.2	Tänkbara felkällor	35
5.2.1	Egen signal	36
5.2.2	Annan signal	37
5.2.3	Analysverktygen	37
5.2.4	Mottagaren	37
5.2.5	Sammanfattning av felsökning	37
6	SAMMANFATTNING	39
6.1	Resultat	39
6.2	Fortsatt arbete	39
6.2.1	Utrustningen	39
6.2.2	SNR-värdet	39
6.3	Slutord	40
7	REFERENSER	41
	APPENDIX A, ÖVERSIKT AV SESAM-SYSTEMETS MOTTAGARE	43

Förkortningar och definitioner:

BPSK	Binary Phase Shift Keying	Fasmodulering med två tillstånd
c		Ljusets hastighet = $2,99793 \cdot 10^8$ m/s.
CSD	Cross Spectral Density	Korsspektraltäthet
DSP	Digital Signal Processing	Digital signalbehandling
ϕ	ϕ	Azimutvinkel
FFT	Fast Fourier Transform	Sätt att beräkna diskret Fouriertransform
FSK	Frequency Shift Keying	Frekvensmodulering
GPS	Global Positioning System	Satellitnavigeringssystem
IFFT	Inverse FFT	Invers Fouriertransform
λ	lambda	Våglängd
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Fasmodulering med fyra tillstånd
RMS	Root Mean Square	$RMS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\hat{x}_i - x_i)^2}{n}}$ <p>$\hat{x}_i =$ observerat värde i $x_i =$ verkligt värde i</p>
SNR	Signal to Noise Ratio	Signal/brusförhållande: $SNR = 10 \log \left(\frac{signal \cdot signal^H}{brus \cdot brus^H} \right)$
SSB	Single SideBand	Enkel sidbandsmodulering
TDOA	Time Difference Of Arrival	Skillnad i ankomsttid
θ	theta	Elevationsvinkel

1 INLEDNING

1.1 Historik

Att bestämma riktningen till en radiosändare har varit av intresse mycket länge. Några olika applikationer kan vara:

- navigation
- räddningstjänst
- underrättelsearbete

De första försöken gjordes innan radiotekniken som vi känner den existerade. Redan 1902 fanns ett förslag att använda ett vridbart antensystem för pejländamål men de långa våglängder som användes gjorde systemet besvärligt att hantera rent mekaniskt. I och med att elektronröret och förstärkartekniken kom ändrades förutsättningarna drastiskt, nya och betydligt mindre antenner, exempelvis ramantenner, kunde nu användas. Utvecklingen mot högre frekvenser, halvledartekniken och den moderna datatekniken har ytterligare förändrat förutsättningarna. För en översikt av riktungs- och positionsbestämning samt signalspaning i stort, se Bergdal [1].

1.2 Metoder för positionsbestämning

Det är lämpligt att först klargöra vilken typ av positionsbestämning som avses:

- *Egenpositionering* innebär att man försöker bestämma sin egen position med hjälp av flera, i rummen separerade, signalkällor.
- *Fjärrpositionering* innebär att man försöker bestämma en signalkällas position med hjälp av flera, i rummen separerade, mottagare.

En annan indelning som kan vara användbar är om sändaren samverkar eller inte med den som vill bestämma positionen. En samverkande sändare kan sända tidskoder och/eller speciellt utformade teckensekvenser som väsentligt underlättar positioneringen. De olika fallen kan sammanfattas som tabell 1.1:

Typ av positionsbestämning	Sändaren	
	Samverkar	Samverkar inte
Egen	Navigation	(Navigation)
Fjärr	Räddningstjänst	Signalspaning

Tabell 1.1: Olika fall vid positionsbestämning

I fortsättningen kommer endast fjärrpositionering, huvudsakligen signalspaning, att behandlas.¹

Rörliga antenner: De första systemen utnyttjade riktningssärligheten i ramantenner; genom att vrida dessa kunde riktningen till sändaren bestämmas. Moderna antenner kan riktas elektroniskt, principen är dock oförändrad. Metoden är svår att automatisera: signalen måste först upptäckas i en vanlig mottagare, därefter skall minst två olika antenner svepa över horisonten, identifiera signalen och mäta bäringen till källan (helst samtidigt i alla mottagare) innan positionen kan bestämmas.

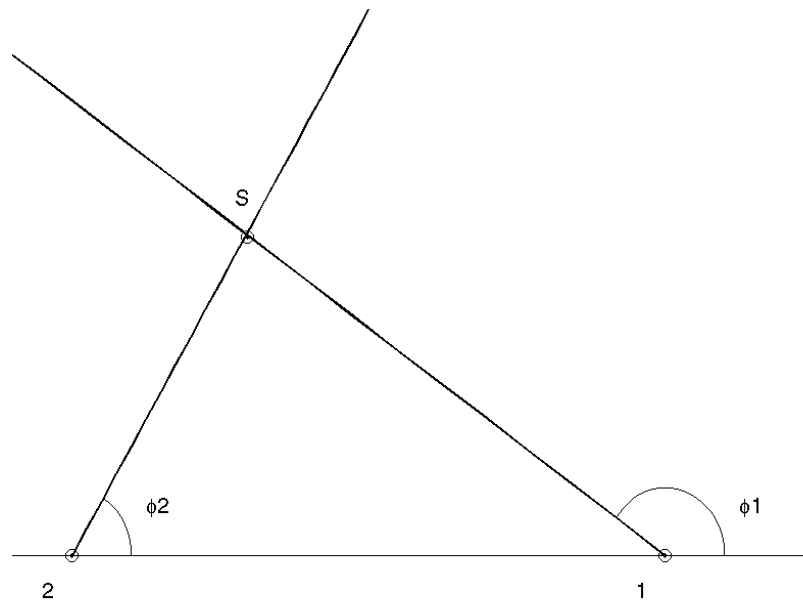
¹ Naturligtvis finns paralleller med egenpositionering: riktningssärliga antenner är uppenbart, GPS är ett exempel på fas/tidsdifferensmätning.

Adcock/Watson-Watt: H. Adcock fick 1919 ett patent på en teknik att omvandla fasdifferenser till amplitudinformation. Genom att använda system av flera fasta antenner som samverkar parvis och sedan mäta amplituddifferenserna mellan paren kan riktningen bestämmas med god noggrannhet. Antennsystemen blir dock förhållandevis komplicerade, i det projekt som denna rapport ingår i (SESAM) används 8 element i en cirkel med 20 m diameter. System som använder fasskillnader inom ett antennsystem blir också mycket känsliga för lokala störningar i vågfronten som kan uppstå på grund av byggnader eller terrängformationer, såsom kustlinjer, berg, skogskanter...

Mätning av fas/tidsdifferenser: Om det är möjligt att mäta fas/tidsdifferenserna mellan flera i rymden separerade mottagare går det att med god noggrannhet bestämma sändarens läge. Antenner och mottagare blir mycket enkla, koordinering och bearbetningen av data blir dock betydligt besvärligare.

1.2.1 Rörliga antenner

Antag att mottagare finns i 1 och 2 och en sändare i S, se figur 1.1.



Figur 1.1: Positionsbestämning i planet med hjälp av vinkelmätning.

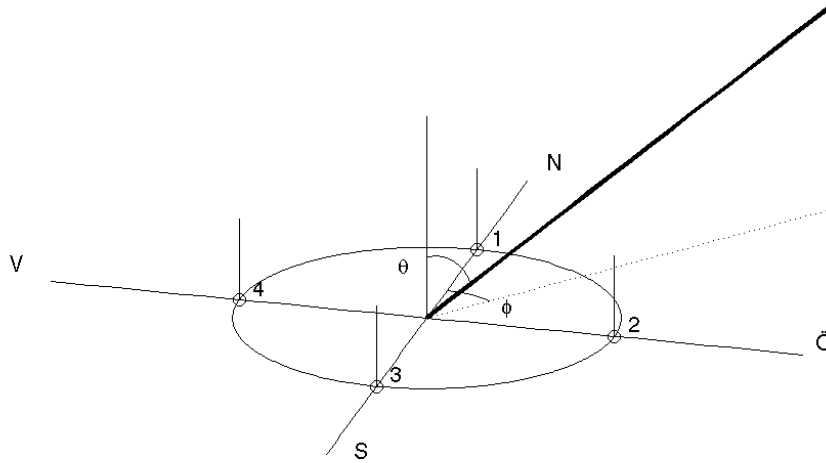
Om mottagarnas positioner är kända kan man genom att mäta respektive vinkel, ϕ_1 och ϕ_2 , till sändaren finna dess position med hjälp av vanlig trigonometri. Två riktningar räcker teoretiskt, i praktiken behövs fler. Dessa kommer då att ge positionen som ett område i stället för en punkt.

1.2.2 Adcock-system²

Den följande beskrivningen avser ett 4-kanaligt system, teorin kan dock enkelt generaliseras till ett godtyckligt antal baslinjer.

Två korsande baslinjer används för att skapa två ortogonala signalvektorer vilkas magnituder representerar signalens ankomstvinkel. Vektorerna kallas nord-syd (NS) respektive öst-väst (ÖV).

² Detta stycke bygger huvudsakligen på Johansson och Johansson [2].



Figur 1.2. Principskiss 4-kanaligt antensystem.

Fyra vertikala dipoler är placerade i en cirkel med diameter d enligt figur 1.2. En anländande signal ger upphov till följande spänningar:

$$u_1 = A \cos \left[\omega t + 2\pi \frac{d/2}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \right] = A \cos \left[\omega t + \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \right] \quad (1.1)$$

$$u_2 = A \cos \left[\omega t + 2\pi \frac{d/2}{\lambda} \sin \theta \sin \phi \right] = A \cos \left[\omega t + \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \left(\frac{\pi}{2} - \phi \right) \right] \quad (1.2)$$

$$u_3 = A \cos \left[\omega t - 2\pi \frac{d/2}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \right] = A \cos \left[\omega t + \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos(\pi - \phi) \right] \quad (1.3)$$

$$u_4 = A \cos \left[\omega t - 2\pi \frac{d/2}{\lambda} \sin \theta \sin \phi \right] = A \cos \left[\omega t + \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \left(\frac{3\pi}{2} - \phi \right) \right] \quad (1.4)$$

Bilda skillnadsspänningarna $u_{NS} = u_3 - u_1$ och $u_{ÖV} = u_4 - u_2$ samt förenkla:

$$u_{NS} = 2A \sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \right] \sin(\omega t) \quad (1.5)$$

$$u_{ÖV} = 2A \sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \sin \phi \right] \sin(\omega t) \quad (1.6)$$

Detta ger vektorerna för NS och ÖV:

$$U_{NS} = 2A \sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \right] \quad (1.7)$$

$$U_{ÖV} = 2A \sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \sin \phi \right] \quad (1.8)$$

För små värden på x så är $\sin(x) \approx x$, det vill säga för små värden på d/λ eller för små elevationsvinklar (vertikalt infallande signaler) kan man skriva:

$$\tilde{U}_{NS} = 2A \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \quad (1.9)$$

$$\tilde{U}_{\text{ÖV}} = 2A \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \sin \phi \quad (1.10)$$

Detta ger estimatorn:

$$\hat{\phi} = \arctan \left| \frac{\tilde{U}_{\text{ÖV}}}{\tilde{U}_{NS}} \right| \quad ; \quad 0 \leq \hat{\phi} < \frac{\pi}{2} \quad (1.11)$$

Denna estimator kan vara behäftad med stora fel, i storleksordningen 10%, beroende på d och θ . Det går dock att förbättra den avsevärt, se [2], sid. 27-28 för detaljer.

Den estimerade riktningen kommer alltid att ligga i första kvadranten, för att kunna få riktningar varvet runt behövs en referens. Denna kan erhållas med en femte antenn mitt i ringen eller genom att summera samtliga signaler, vilket ger:

$$u_0 = 2A \cdot \left[\cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \right) + \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \sin \phi \right) \right] \cos(\omega t) \quad (1.12)$$

För att bestämma kvadrant används fasskillnaden $u_{\text{ÖV}} - u_0$ och $u_{NS} - u_0$:

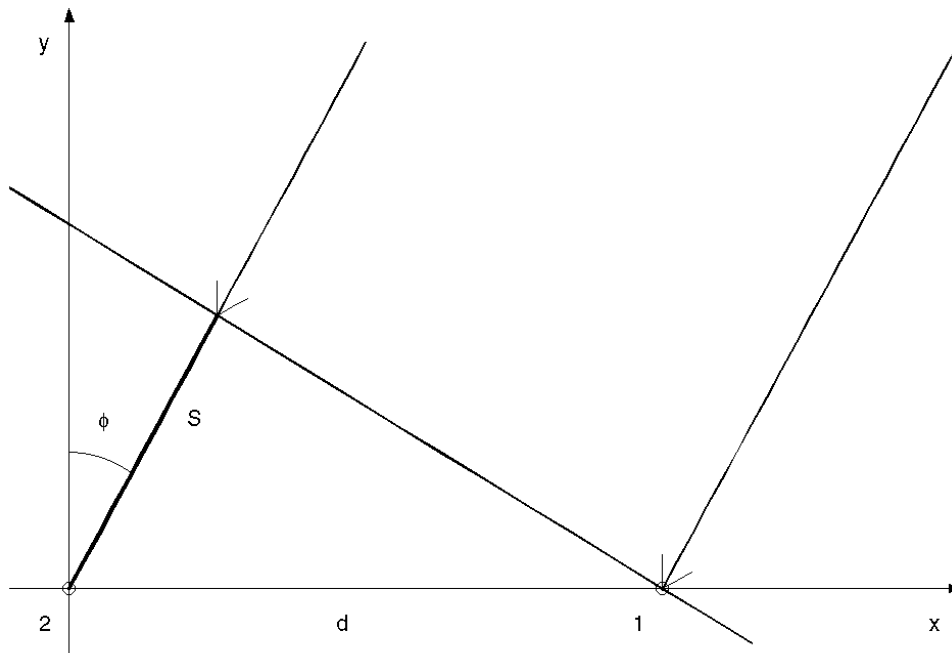
$\angle u_{\text{ÖV}} - \angle u_0$	$\angle u_{NS} - \angle u_0$	Azimutvinkel
$+\pi/2$	$+\pi/2$	$\phi = \hat{\phi}$
$-\pi/2$	$+\pi/2$	$\phi = -\hat{\phi}$
$-\pi/2$	$-\pi/2$	$\phi = \hat{\phi} - \pi/2$
$+\pi/2$	$-\pi/2$	$\phi = \pi/2 - \hat{\phi}$

Tabell 1.2: Kvadranter för azimutvinkeln

Summa- och skillnadsspänningar genererades tidigare med hjälp av så kallade hybrider. I ett digitaliserat system kan de naturligtvis skapas aritmetiskt.

1.2.3 Positionsbestämning med hjälp av ankomsttidsdifferenser

Antag att en plan våg rör sig med hastighet c . Den träffar två antenner med inbördes avstånd d , kallat *baslinjen*, se figur 1.3.



Figur 1.3: Riktningbestämning i planet med hjälp av ankomsttidsdifferens

S , gångvägsskillnaden mellan antenn 1 och antenn 2, ger en tidsskillnad som kan skrivas:

$$\tau = \frac{d \sin \phi}{c} \quad (1.13)$$

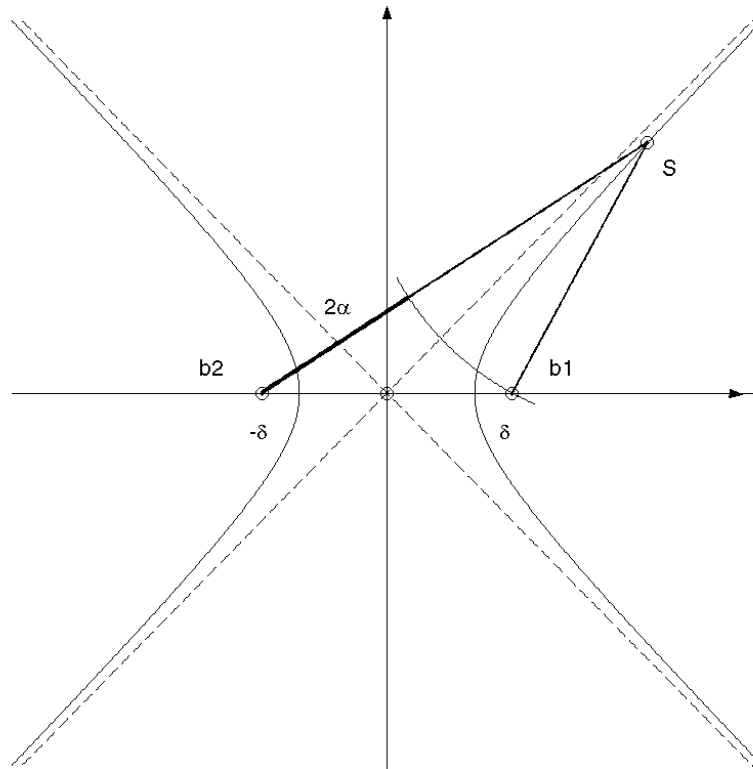
Detta ger oss vågens ankomstriktning:

$$\phi = \arcsin \frac{\tau \cdot c}{d} \quad (1.14)$$

Om c och d är kända räcker det att bestämma skillnaden i ankomsttid för att finna riktningen till signalkällan. Observera att tidsdifferensen blir den samma för en signal som kommer från en riktning speglad i X-axeln. Detta kallas den *fundamentala mångtydigheten*.

En plan våg betyder att källan finns på oändligt avstånd. För något mer närliggande källor kommer tidsdifferensen att ange en *hyperbelgren*.

En *hyperbel*, figur 1.4, bildas av alla punkter som har samma avståndsskillnad till två fasta punkter, hyperbelns *brännpunkter* (b_1 , b_2). Antag att dessa är placerade i $+\delta$ och $-\delta$ på x-axeln i ett rätvinkligt koordinatsystem. Antag också att avståndsskillnaden är 2α .



Figur 1.4: Hyperbeln

Hyperbelns ekvation blir då:

$$\frac{x^2}{\alpha^2} - \frac{y^2}{\beta^2} = 1 \quad (1.15a)$$

$$\beta^2 = \delta^2 - \alpha^2 \quad (1.15b)$$

Om källan befinner sig på ett avstånd större än $\approx 3d$ närmar sig hyperbelns grenar asymptoterna

$$y = \frac{\beta}{\alpha}x \text{ och } y = -\frac{\beta}{\alpha}x \quad (1.16)$$

Dessa asymptoter motsvarar fallet med en plan våg³.

Som för den plana vågen finns en fundamental mångtydighet, det går inte att avgöra från vilken sida av baslinjen signalen kommer. I likhet med tidigare fall kan man, genom att använda flera mottagare, få en position som skärningen mellan flera hyperbler. En skillnad är att det krävs minst tre mottagare för att få en skärningspunkt, en annan skillnad är att hyperblerna *kan* skära varandra i flera punkter, det kan alltså uppstå mångtydigheter utöver den fundamentala.

³ En annan definition av plan våg är att avståndet till källan skall vara större än 10λ .

1.3 Metoder för skattning av ankomsttidsdifferenser

Det är alltså möjligt att finna en riktning genom att uppskatta en tidsskillnad. Detta kan förefalla vara en enkel mönsterpassning, i praktiken är det dock förenat med flera svårigheter:

- Det rör sig om mycket små tidsskillnader.
- Signalen förvrängs av brus, interferens, fädning (...).

Det finns matematiska metoder att ge sig i kast med detta problem. Graden av överensstämmelse mellan två signaler kan beräknas med hjälp av *korskorrelationen*. Eftersom det handlar om ett digitaliserat system är det lämpligt att ange denna på diskret form:

$$r_{12}(\lambda) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_1^*(n)x_2(n-\lambda); \quad \lambda = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.17)$$

För kausala sekvenser av finit längd N kan korskorrelationen skrivas:

$$r_{12}(\lambda) = \sum_{n=i}^{N-|\lambda|-1} x_1^*(n)x_2(n-\lambda); \quad \begin{array}{l} \lambda \geq 0: \quad i = \lambda, k = 0 \\ \lambda < 0: \quad i = 0, k = \lambda \end{array} \quad (1.18)$$

Variabeln λ motsvarar tidsförskjutningen, det värde på λ som maximerar r_{12} ger tidsförskjutningen mellan signalerna.

Det finns andra sätt att beräkna korrelationen, till exempel *Fouriertransformen*. För härledning av det följande, se litteratur i signalbehandling, exempelvis Proakis och Manolakis [3].

Fouriertransformen kan symboliskt skrivas $x(n) \xrightarrow{F} X(\omega)$. Uttrycket för korskorrelationen blir då:

$$r_{12}(\lambda) \xrightarrow{F} X_1^*(\omega)X_2(-\omega) = R_{12}(\omega) \quad (1.19)$$

Det vill säga, korrelationen kan beräknas som inversa Fouriertransformen av *korspektraltätheten*, $R_{12}(\omega)$.

Några intressanta egenskaper hos Fouriertransformen:

Tidsförskjutning:

$$x(n-\lambda) \xrightarrow{F} e^{-j\omega\lambda} X(\omega) \quad (1.20)$$

Detta innebär att en tidsförskjutning i tidsdomänen motsvarar en fasförskjutning i frekvensdomänen.

Tidsreversering:

$$x(-n) \xrightarrow{F} X(-\omega) \quad (1.21)$$

En tidsreversering i tidsdomänen ger en frekvensreversering i frekvensdomänen.

Komplexkonjugering:

$$x^*(n) \xrightarrow{F} X^*(-\omega) \quad (1.22)$$

Om vi nu sätter $x_2(n) = x_1(n - \lambda)$ och kombinerar (1.19) - (1.22) får vi

$$r_{12}(\lambda) \xrightarrow{F} e^{-j\omega\lambda} X_1(\omega) X_1^*(\omega) \quad (1.23)$$

Detta innebär att det finns ett direkt samband mellan tidsförskjutningen och Fouriertransformens fas. (Formeln visar autokorrelationen av x_1 , i praktiken är $x_2(n) \neq x_1(n - \lambda)$ på grund av interferens och brus.)

Finne [4] (sidan 24 – 28) presenterar några sätt att beräkna tidsförskjutningen, τ , mellan två signaler $x_1(t)$ och $x_2(t)$.

Ett sätt är att beräkna korskorrelationen med hjälp av Fouriertransformen (efter Finne):

1. Sampla signalerna som $x_1(n)$ och $x_2(n)$, längd N (N bör vara en multipel av 2).
2. Lägg till N stycken nollor efter vardera signalen⁴.
3. Beräkna FFT som $X_1(\omega)$ och $X_2(\omega)$, FFT-längd 2N.
4. Komplexkonjugera $X_1(\omega)$.
5. Beräkna korskorrelationen $r_{12}(\lambda) = \text{IFFT}(X_2(\omega) \cdot X_1^*(\omega))$.

$r_{12}(\lambda)$ har maximum för det λ som motsvarar tidsförskjutningen. Observera att förskjutningen är kontinuerlig medan r_{12} är diskret, för att finna det "riktiga" värdet är det därför nödvändigt att använda någon teknik för interpolation.

Ett annat sätt att beräkna τ är att använda fassen för korsspektraltätheten, $R_{12}(\omega)$. Denna metod presenteras i flera artiklar av Houghton och Reeve: [5],[6] och [7]. En tidsförskjutning i tidsdomänen motsvarar enligt (1.23) en lutning av fassen i frekvensdomänen. Om signalerna är utan brus kan man visa att fassen för $R_{12}(\omega)$ är linjär med lutningen $2\pi\tau$. Genom att beräkna lutningen, exempelvis med minsta kvadratmetoden, kan man alltså beräkna förskjutningen.

I praktiken kan beräkningarna utföras enligt:

1. Sampla signalerna som $x_1(n)$ och $x_2(n)$.
2. Beräkna FFT som $X_1(\omega)$ och $X_2(\omega)$, FFT-längd N.
3. Komplexkonjugera $X_1(\omega)$.
4. Beräkna korsspektraltätheten $R_{12}(\omega) = X_2(\omega) \cdot X_1^*(\omega)$.
5. Upprepa 1-4 för flera block av sampel, det vill säga bilda ett medelvärde av $R_{12}(\omega)$.
6. Beräkna fassen för medelvärdet av $R_{12}(\omega)$.
7. Identifiera den del av faskurvan som svarar mot signalens bandbredd.
8. Anpassa en rät linje till utsnittet av faskurvan.
9. Korrigera för N.

⁴ Nollinbakning påverkar inte det faktiska innehållet i Fouriertransformen. Med en signal som är N sampel lång kan förskjutningen vara maximalt $\pm N$ sampel; Fouriertransformen är dock bara N sampel lång, det är alltså inte möjligt att skilja mellan positiva och negativa förskjutningar! Nollinbakningen gör Fouriertransformen 2N lång och det blir därför möjligt att skilja positiva och negativa tal åt.

1.4 Varför TDOA?

TDOA erbjuder flera fördelar jämfört med de andra tekniker som nämnts:

- Enklare antensystem, *en* sprötantenn i stället för fyra i en cirkel med en diameter av tiotals meter.
- Okänsligt för lokala fasvariationer i vågfronten, orsakade exempelvis av terrängformationer.
- Bättre noggrannhet genom att mätningarna utförs i en struktur (=baslinje) av storleksordningen km i stället för meter (=antensystem).

Det finns också nackdelar med tekniken:

- Synkronisering av data mellan mottagarna är absolut nödvändig.
- Större krav på tidsupplösning medför högre dataakt och mer data att bearbeta.
- Korrelation av signaler kan ses som ett slags mönsterpassning. Detta medför att TDOA-baserad pejling kräver en modulerad signal för att kunna bestämma tidsdifferensen mellan de mottagna signalerna. Konsekvensen av detta blir att signaler bestående av (enbart) kontinuerlig bärvåg inte kan rikttningsbestämmas.
- TDOA kräver minst tre mottagare för att kunna bestämma en position.

Sammantaget får TDOA ses som ett värdefullt komplement till, snarare än ersättning för, tidigare metoder.

1.5 Tidigare arbeten

I litteraturen förekommer TDOA huvudsakligen i radarsammanhang (1-30 GHz).

Förutsättningarna där skiljer sig dock från vad som gäller lägre frekvenser. När det gäller kortvågsradio (1-30 MHz) behandlar litteraturen mest fasmätande system typ Adcock/Watson-Watt, TDOA nämns som "en lovande teknik". Problemet med TDOA har främst varit de stora tekniska krav som synkronisering och bearbetning av data ställer.

Inom FOI pågår ett arbete med att utveckla ett 8-kanaligt signalspaningssystem med pejlfunktion av Adcock-typ, "SESAM", där signalen från varje antenn bearbetas separat. I samband med detta har ett antal rapporter publicerats, dessa behandlar dock huvudsakligen Adcock-system och/eller bandspridda signaler:

- Johanson och Johansson [2] presenterar de grundläggande formlerna för rikttningsbestämning med hjälp av ett Adcock-system.
- Finne [4] behandlar detektering och rikttningsbestämning av bandspridda signaler.
- Johansson [8] är en fortsättning och utvidgning av [4], med stark inriktning mot Adcock-system.

En översiktlig presentation av SESAM-mottagaren finns i appendix A.

2 Problemdefinition

2.1 Syfte med arbetet

Att undersöka vilka krav TDOA-baserad pejling ställer på signaler (till exempel SNR, modulationstyp och bandbredd) och mottagare (till exempel tidsupplösning, bearbetning av data och bandbredd) inför en eventuell implementering samt undersöka vilka krav som måste ställas på synkronisering mellan systemen och vilken mängd data som måste överföras.

2.2 Problemställningar

Följande punkter skall utredas:

- Vilket SNR krävs för att bestämma tidsdifferensen, τ , med acceptabel noggrannhet?
- Med vilken noggrannhet kan τ bestämmas?
- Måste beräkningarna anpassas för olika modulationsmetoder?
- Skall delar av signalen med speciellt goda korrelationsegenskaper väljas? Hur?
- Skall korrelationsfunktionen interpoleras? Hur?

2.3 Speciella problem och begränsningar

- Kortvågsbandet erbjuder mycket speciella mottagningsförhållanden med markvåg och rymdvåg i olika kombinationer under dygnet, dessutom förekommer flervägsutbredning beroende på reflexer av olika slag. Behov finns av att kunna bestämma riktningen till en signal utan att behöva mäta dess fasläge eftersom detta kan distorderas bl.a. genom reflexer.
- Det stora antalet sändare på kortvågsbandet gör det mycket svårt att isolera en signal, dvs. det blir svårt att ta emot *en* signal.
- För att minska inverkan av små mätfel vill man gärna ha många sampel i mätningarna. Ett sätt att uppnå detta utan att öka sampeltakten är att använda långa baslinjer, dvs. stora avstånd mellan mottagarna. Detta medför att man måste ha tillgång till en gemensam, stabil tidsreferens i dessa.
- För att utföra tidsdifferensberäkning mellan två signaler måste de i TDOA-systemet ingående enheterna kunna utbyta data med hög datatakt över stora avstånd.

2.4 Definitioner

- Alla koordinater är angivna efter rikets nät. Detta innebär att ett ortogonalt rutnät läggs över kartbilden, linjerna anger meter i x- och y-led från origo. Med hjälp av koordinaterna kan mindre avstånd beräknas direkt.
- Den karta som används i figurerna är Gröna kartan, skala 1:50000. Skalan är inte exakt återgiven, varje ruta motsvarar 1 x 1 km.
- Alla positioner är uppmätta med hjälp av differentiell GPS. Noggrannheten är +/- 10 m.

3 Lösningsmetod

3.1.1 MATLAB-simuleringar

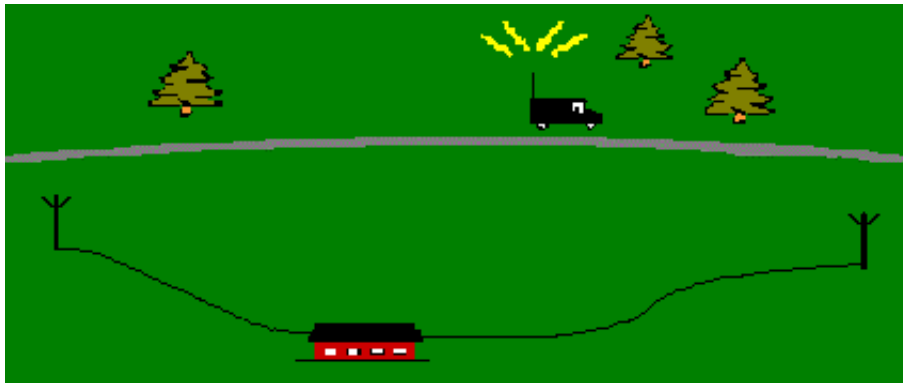
Utöver inledande litteraturstudier skall, med hjälp av simulerade signaler från RASMUS-systemet (sändare-kanalemulator-mottagare), följande göras:

- Utveckla algoritm för beräkning av tidsdifferens.
- Bestämna vilket minsta SNR som krävs.
- Undersöka inverkan av olika modulationsmetoder.
- Undersöka vilken precision som kan förväntas i mätningarna.

3.1.2 Mätning 1 vid testplats

Ett 2-kanaligt mottagarsystem finns tillgängligt, se figur 3.1. Kanalerna har gemensam klocka, baslinje ≈ 1000 meter. Med hjälp av detta system skall följande utföras:

- Verifiera att data i de två kanalerna är synkrona.
- Verifiera resultaten av simuleringarna med hjälp av sändare i känd position.

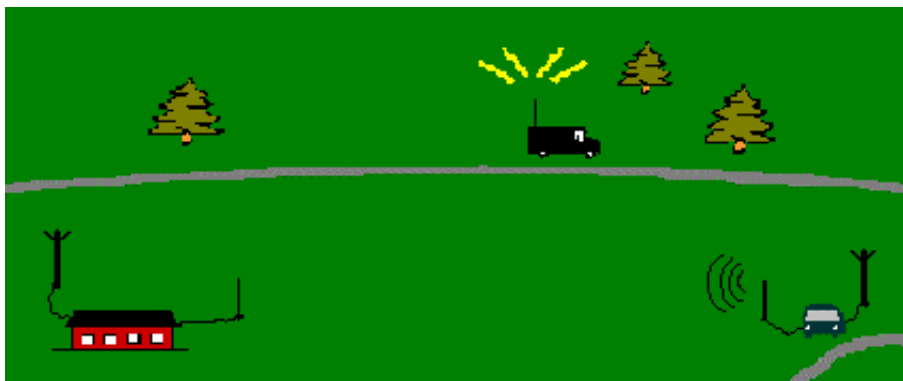


Figur 3.1: Mätning 1 vid Normstorp

3.1.3 Mätning 2 vid testplats

Två 1-kanaliga mottagarsystem finns tillgängliga, se figur 3.2. Dessa kan nu placeras fysiskt separerade, med egna GPS-synkroniserade klockor. En mottagare skall fungera som slav och sända data vidare till den andra mottagaren där bearbetning sker. Baslinje ≈ 10 kilometer. Följande skall utföras:

- Verifiera att data i de två kanalerna kan synkroniseras.
- Verifiera tidigare resultat med hjälp av sändare i känd position.



Figur 3.2: Mätning 2 vid Normstorp

4 Genomförande

4.1.1 MATLAB-simuleringar

Med hjälp av ett system (RASMUS) som normalt används för att undersöka inverkan av olika kanaler skapades testsignaler. Systemet består av sändare – kanalemulator – mottagare, genom att utesluta kanalemulatorn erhöles ”brusfria” data med samma format som i SESAM-systemet. Sampeltakten var 28,5 MHz decimerat med en faktor 64. Detta ger en sampelfrekvens av 445,3 kHz, motsvarande ett sampelintervall av 2,246 μ s. Samtliga signaler var basbandssignaler, det vill säga det finns inte någon bärvåg. Filer med följande modulationsmetoder skapades:

- BPSK 300 baud
- BPSK 1200 baud
- QPSK 300 baud
- QPSK 1200 baud
- FSK 50 baud
- FSK 150 baud
- SSB (skapad i MATLAB från inspelad talsignal)

Två identiska signaler, förskjutna ett känt antal steg, togs ut ur respektive datafil, vitt gaussiskt brus motsvarande olika brusnivåer adderades varefter förskjutningen skattades med hjälp av:

- direkt korrelation
- korrelation genom inverstransformering av CSD
- lutningen av fassen för CSD.

4.1.2 Mätning 1 vid Normstorp

Dessa mätningar utfördes på FOI:s försöksplats Normstorp, cirka 10 km sydväst om Linköping. Landskapet är huvudsakligen plan åkermark med mindre trädridåer, det finns varken några större höjdskillnader eller några vattenytor.

Det fanns bara utrustning tillgänglig för att skapa FSK- och SSB-signaler, mätningar med fasmodulerade signaler kunde därför inte genomföras.

Ett tvåkanaligt mottagarsystem byggdes upp med två antenner placerade enligt tabell 4.1 :

Antenn	X 64xxxxx	Y 14yyyyy	Fördröj- ning, μ s
Nord	67650	83684	2,30
Syd	66868	83765	2,33
Medelpunkt	67259	83725	-

Tabell 4.1: Baslinjens antenntpositioner

Detta ger en baslinje om 786 meter, motsvarande en utbredningstid om 2,622 μ s. Fördröjningen i kabeln hade tidigare mätts till 2,30 respektive 2,33 μ s, skillnaden om 30 ns komparerades för i beräkningarna.

Före proven kontrollerades att de använda mottagarkanalerna arbetade synkront och sparade data så att de senare kunde bearbetas parallellt. Mätningarna genomfördes med de inställningar som normalt används i pejlsystemet, det vill säga en sampeltakt av 32,5 MHz decimerad med en faktor 64. Detta ger en sampelfrekvens av 507,8 kHz, motsvarande ett sampelintervall av 1,969 μ s. Den använda baslinjen motsvarar då 1,33 sampel. Tyvärr saknades möjlighet att föra över data direkt till en pc, det var därför nödvändigt att hämta data från ett buffertminne på ett av signalprocessorkorten. Bandbredden i den provisoriska datakanalen begränsade den sparade signalens längd till \approx 1 sekund.

För att undvika konflikter med annan trafik avlyssnades tillgängliga frekvenser med en separat mottagare. 9,115 MHz valdes för detta prov.

Den rörliga sändaren var en vanlig personbil, utrustad med:

- kortvågssändare
- FSK-modem
- differentiell GPS-mottagare
- dator.

Datorn användes dels för att bestämma sändarens position, dels för att ge insignal till sändaren.

Sändningar med FSK och SSB gjordes från positioner enligt tabell 4.2 och figur 4.1 (sidan 28):

Mätning 1 Sändarposition	X 64xxxxx	Y 14yyyyy	Avstånd till centrum, m	Bäring från centrum, °	Fördröjning, μ s
1	69267	83733	2008	0,2	2,607
2	69152	85140	2363	36,8	1,915
3	67102	85263	1546	95,8	-0,518
4	66069	84770	1584	138,7	-2,115
5	65754	83770	1506	178,3	-2,615

Tabell 4.2: Sändarpositioner mätning 1

Positionerna valdes för att ge en god spridning över ett halvt varv. De skulle också vara lätta att nå med bil och vara enkla att identifiera. För att ge en plan vågfront skall avståndet mellan sändaren och mottagarens centrum vara minst 10 våglängder, här lika med 300 m. Någon hänsyn till vågutbredningsförhållanden togs inte vid valet av positioner.

4.1.3 Mätning 2 vid Normstorp

Avsikten var att dessa mätningar skulle utföras med två fysiskt separerade mottagare. Med en sekund långa inspelningar skulle det ha krävts maskinell synkronisering av inspelningen. Tyvärr fanns inte förutsättningar att genomföra detta, mätningarna utfördes i stället på samma sätt som tidigare, vad avser

- placering av mottagarantenn
- antennkablar
- mottagarparametrar
- sändarutrustning.

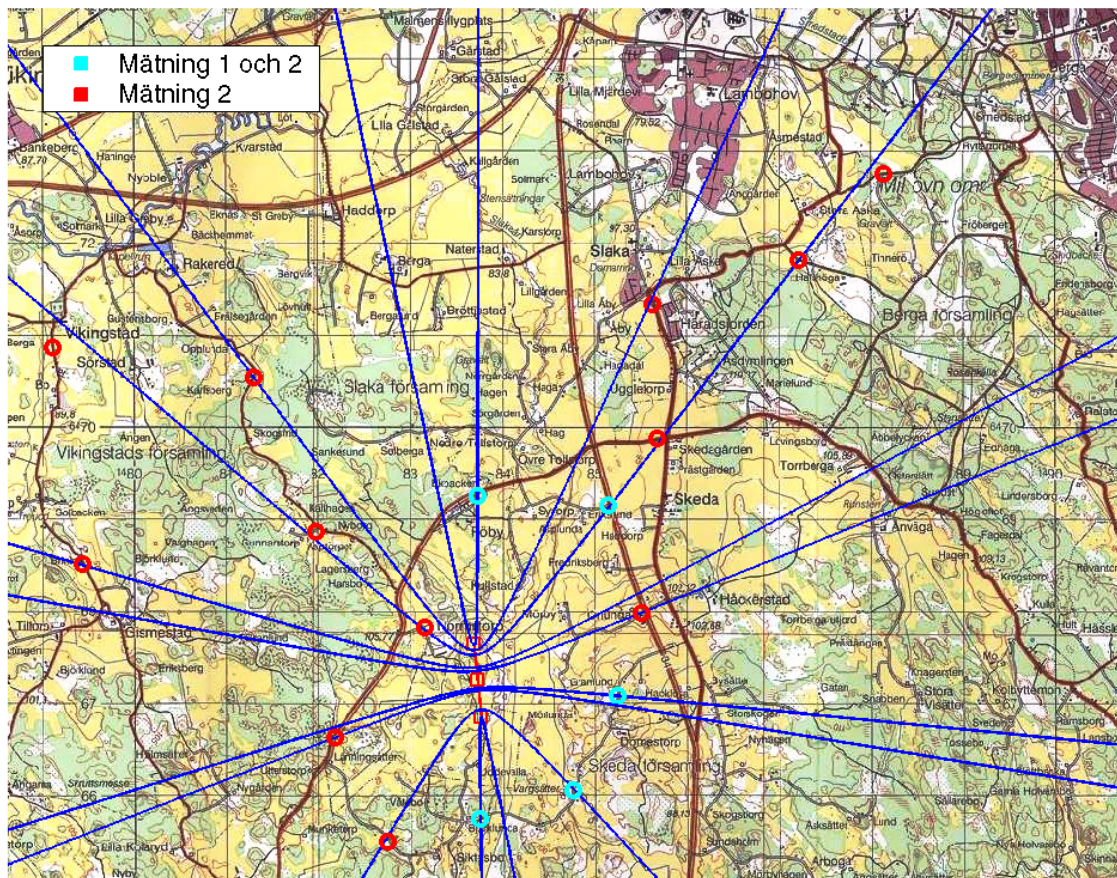
Skillnaden ligger i ett betydligt större antal mätpunkter och mätningar vid två tillfällena från varje punkt. Valet av mätpunkter baserades på följande överväganden:

- mätningar på båda sidor om baslinjen för att fånga upp skillnader mellan mottagarkanalerna
- mätning från längre avstånd för att undersöka vilket SNR som krävs i praktiken
- flera mätningar längs samma hyperbel för att undersöka om resultaten är konsistenta.

Sändningar med FSK och SSB gjordes från positioner enligt tabell 4.3 och figur 4.1 (sidan 28):

Mätning 2	X	Y	Avstånd till centrum, m	Bäring från centrum, °	Fördröjning, μ s	
Sändarposition	64xxxxx	14yyyy y				
*	1	69274	83723	2015	0.0	2,6081
	2	71351	85627	4513	24.9	2,2492
	3	71827	87217	5750	37.4	1,9060
	4	72769	88133	7057	38.7	1,8666
	5	69889	85677	3276	36.6	1,9270
*	6	69160	85140	2370	36.7	1,9186
	7	67998	85507	1930	67.5	0,7355
*	8	67096	85253	1537	96.1	-0,5273
*	9	66072	84760	1575	138.9	-2,1050
*	10	65750	83755	1509	178.8	-2,6127
	11	65515	82751	1997	209.2	-2,1320
	12	66641	82171	1672	248.3	-0,6955
	13	68525	79425	4482	286.4	0,9927
	14	70888	79105	5875	308.2	1,8218
	15	70561	81297	4098	323.7	2,2590
	16	68880	81974	2386	312.8	1,9588
	17	67832	83150	811	314.9	1,9324

Tabell 4.3: Sändarpositioner mätning 2
(* = även i mätning 1)



Figur 4.1: Sändarpositioner

5 Resultat

5.1 Mätningar

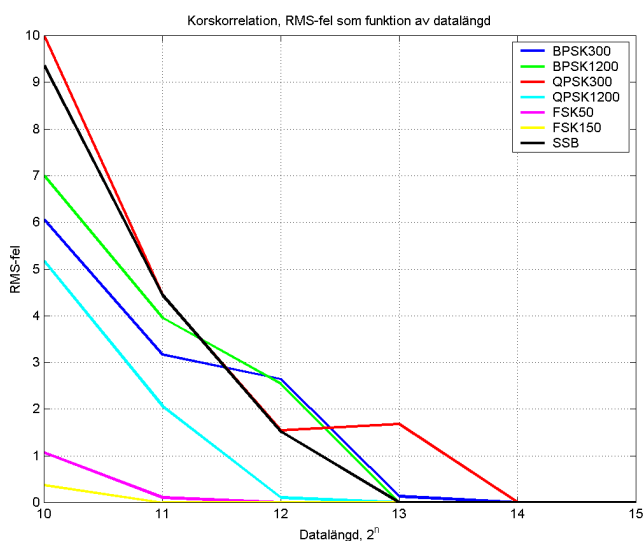
5.1.1 MATLAB-simuleringar

Med hjälp av MATLAB undersöktes de olika modulationsmetodernas egenskaper med hänsyn till SNR. Med de givna förutsättningarna skulle en baslinje om 10 km motsvara cirka 17 sampel, alla beräkningar utfördes därför för förskjutningen 1, 4, 7, 10, 13, 16 och 19 sampel.

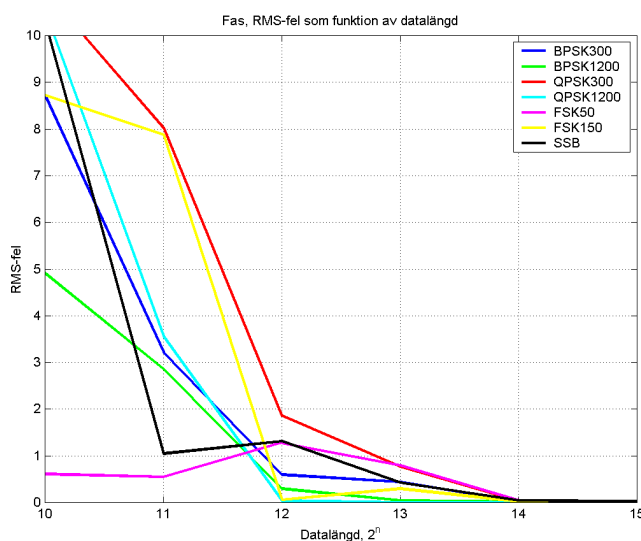
För att få en uppfattning om de olika metodernas egenskaper utfördes beräkningarna först utan brus. Det olika alternativen var att uppskatta förskjutningen med hjälp av:

- direkt korrelation (MATLAB ”xcorr”)
- korrelation genom inverstransformering av CSD
- lutningen av fasen för CSD.

Samtliga beräkningar gjordes som ett medelvärde för 5 skattningar med olika startpunkter i data. Som väntat spelar det ingen roll vilken metod man väljer för att beräkna korrelationen, resultaten blir lika⁵. RMS-felet som funktion av datalängd för direkt korrelation framgår av figur 5.1 medan motsvarande resultat för lutningen av fasen för CSD framgår av figur 5.2:



Figur 5.1: RMS-fel i sampel som funktion av datalängd, metod direkt korrelation



Figur 5.2: RMS-fel i sampel som funktion av datalängd, metod lutningen av fasen för CSD

Båda metoderna att skatta förskjutningen ger bra resultat, det krävs dock datalängder i storleksordning $2^{13} - 2^{14}$ vid beräkningarna. Det finns dock flera problem:

- Resultatet beror av signalens modulationstyp.
- Resultatet beror av vilken del av signalen som används för beräkningen.

⁵ Endast resultatet för direkt korrelation redovisas här.

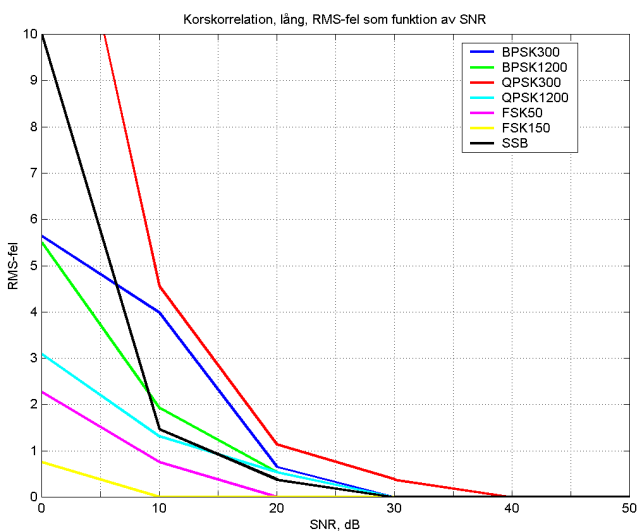
Alla signaler är som nämnts basbandssignaler och har låga datahastigheter respektive liten bandbredd. Framför allt BPSK300 visar dessutom långa partier med mycket liten variation inom signalen, överhuvud taget förefaller de fasmodulerade signalerna ha sämre korrelationsegenskaper. För SSB är det kritiskt vilken del av signalen som används vid beräkningarna, dess spektralinnehåll varierar kraftigt över tiden jämfört med de andra signalerna.

Nästa steg var att undersöka hur bra de olika metoderna fungerade för brusiga signaler. En komplex testsignal skapades som

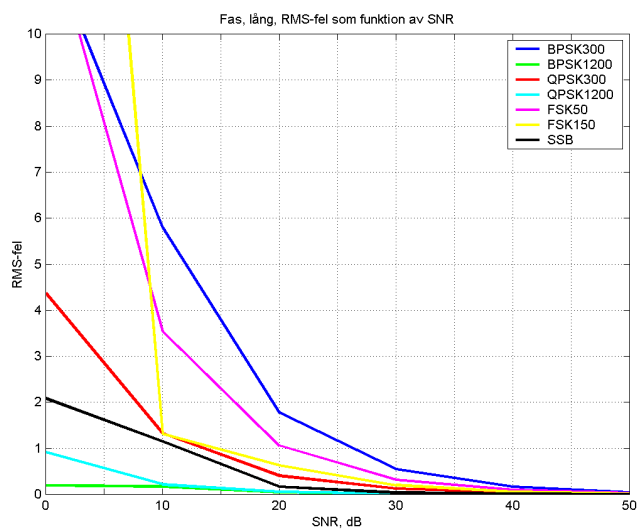
$$\text{Testsignal} = \text{RASMUSsignal} + \alpha(\text{randn} + i\text{randn}) \quad (5.1)$$

där konstanten α användes för att reglera SNR. För varje modulationstyp skapades 5 realiseringar av testsignalen.

För att undersöka vilken effekt sampellängden har utfördes beräkningar för FFT-längd 2^{15} , 2^{16} , 2^{17} och 2^{18} . Resultaten är medianen av fem realiseringar av stickproven, med startpunkten lagd så att det finns signal under hela samplet. Längre FFT påverkar framför allt i området 0 – 20 dB SNR, över 30 dB blir förändringarna små. Med de använda data krävs dock en sampellängd av minst 2^{18} för att få ner RMS-felet, se figur 5.3 – 4⁶:



Figur 5.3: RMS-fel i sampel som funktion av SNR, metod direkt korrelation FFT-längd 2^{18}



Figur 5.4: RMS-fel i sampel som funktion av SNR, metod lutningen av fasen för CSD FFT-längd 2^{18}

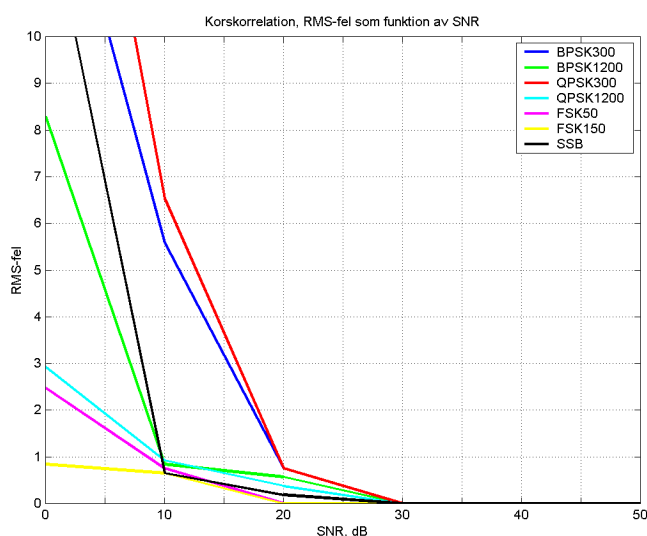
Resultatet av beräkningarna överensstämmer i stort med figur 5.1 – 2: de fasmodulerade signalerna med låga bithastigheter fungerar sämre än de andra datasignalerna (framförallt vid korta sampel). Direkt korrelation kräver minst 30 dB SNR medan fasmetoden kräver minst 40dB SNR för att få ner RMS-felet.

⁶ Endast denna sampellängd redovisas här.

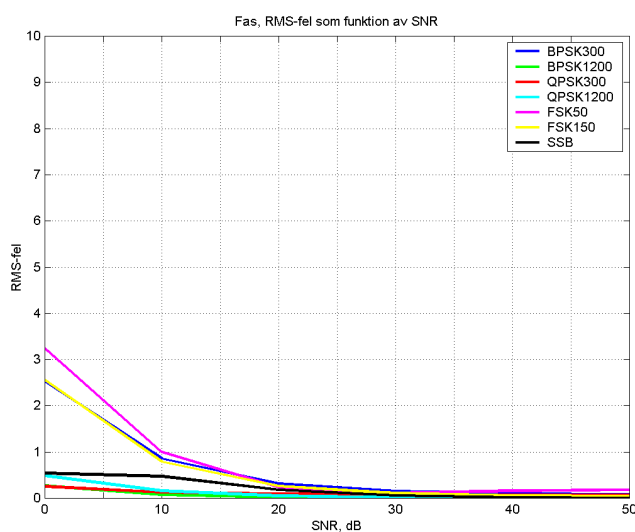
Inte ens 2^{18} sampel är någon särskilt stor del av mätdata. En viss medelvärdesbildning har gjorts över olika realiseringar av data men vid låga SNR-värden är beräkningarna instabila. För att få ner variansen i skattningen av CSD:n räcker det inte heller att öka datamängden, det är också nödvändigt att bilda ett medelvärde av flera skattningar.

Ett sätt att skapa tidsmedelvärden är att dela upp samplet i flera delar, beräkna resultaten för varje del separat och sedan bilda ett medelvärde. För att undersöka denna metod utfördes beräkningar med samma datalängder som i föregående exempel. Alla sampel delades dock upp i 8 delar som beräknades separat, varefter ett medelvärde bildades. Varje kombination av modulationstyp och fördröjning representerar alltså ett medelvärde av 40 olika beräkningar⁷. Hela beräkningen utfördes sedan för olika värden på SNR.

Figur 5.5 visar RMS-felet som funktion av SNR för direkt korrelation, medan figur 5.6 visar motsvarande beräkning med hjälp av fasen för CSD:



Figur 5.5: RMS-fel i sampel som funktion av SNR, metod direkt korrelation FFT-längd 2^{18} i 8 delar



Figur 5.6: RMS-fel i sampel som funktion av SNR, metod lutningen av fasen för CSD FFT-längd 2^{18} i 8 delar

Direkt korrelation visar samma mönster som i figur 5.3, de kvarstående felen blir små från 20 dB SNR, över 30 dB är felen = 0.

Fasen för CSD visar betydligt mindre fel än i figur 5.4, från och med 20 dB är RMS-felet litet. Dock finns ett kvarstående fel, detta skulle förmodligen försvinna vid längre sampel. Beräkningarna utfördes först med en fast bandbredd om 3 kHz men det var inte möjligt att få användbara resultat på detta sätt. I stället användes den centrala delen av CSD:n, cirka 40 sampel, motsvarande en bandbredd i storleksordningen 600 Hz.

⁷ 8 delsampel och 5 realiseringar.

Det normala sättet att förbättra SNR är att lågpasfiltrera signalen. Ett problem med detta är att mottagaren hanterar en bredbandig signal: FFT beräknas för hela den mottagna signalen varefter val av station sker genom att välja ett utsnitt av FFT:n. Detta motsvarar en ideal smalbandig filtrering, det finns alltså inte något mer att hämta här! Det är därför nödvändigt att försöka förbättra algoritmen. Dessutom krävs en strategi för att finna och hantera orimliga resultat, exempelvis kan förskjutningen inte vara större än utbredningstiden mellan antennerna. Skall något för stora värden accepteras medan större förkastas? Var går i så fall gränsen?

Beräkning av förskjutning med hjälp av fasen för CSD möter speciella problem:

- en datasignals spektralinhåll beror på fördelningen mellan nollor och ettor och kommer att variera över tiden.
- en talsignal har naturligt en stor spektral variation.

Detta medför att man måste göra ett dynamiskt urval av data att räkna på, metoden att välja ut data måste därför utredas bättre. Effekten av olika modulationstyper bör också undersökas ytterligare. Dessa problemområden kommer inte att studeras här utan de får vänta till senare arbeten.

Det finns goda skäl att inte ägna korrelationsberäkningar i tidsplanet mer intresse här:

- Metoden ger ett diskret svar på ett kontinuerligt problem, korrelationsfunktionens topp måste uppskattas för att man skall kunna interpolera fram "rätt" svar.
- Med de givna förutsättningarna blir maximal förskjutning cirka 1,33 sampel. Det blir mycket svårt att få någon precision i mätningarna med så dålig upplösning. (Detta problem kan lösas genom uppsamling av signalen. Tyvärr skulle detta kräva betydligt mer beräkningskapacitet än vad som finns tillgängligt).

5.1.2 Mätning 1 vid Normstorp

Som framgår av figur 5.10 (sidan 36) uppvisar kortvågsbandet en besvärlig signalmiljö som ligger långt från vitt brus. Trots det ger en snabb uppskattning⁸ av τ med hjälp av korskorrelationens fas resultaten i tabell 5.1 – 2:

SSB Position	FFT-längd							Rätt värde
	2^{11}	2^{12}	2^{13}	2^{14}	2^{15}	2^{16}	2^{17}	
1	1,213	1,858	2,259	2,366	2,298	2,629	2,955	2,607
2	1,188	1,402	1,437	1,400	1,555	1,328	1,613	1,915
3	-0,452	-0,651	-0,846	-0,948	-0,268	-0,141	-0,069	-0,518
4	-1,377	-1,616	-2,166	-2,502	-2,605	-2,233	-2,846	-2,115
5	-1,361	-1,451	-1,667	-2,106	-2,442	-2,510	-2,428	-2,615

Tabell 5.1: τ i μs som funktion av FFT-längden, SSB

FSK Position	FFT-längd							Rätt värde
	2^{11}	2^{12}	2^{13}	2^{14}	2^{15}	2^{16}	2^{17}	
1	2,440	2,490	2,570	2,600	2,719	2,898	2,960	2,607
2	1,430	1,700	1,630	1,770	1,986	1,998	2,180	1,915
3	-0,460	-0,520	-0,370	-0,220	-0,257	-0,452	-1,390	-0,518
4	22,620	-17,450	-24,030	-19,960	4,103	-5,784	11,620	-2,115
5	-2,310	-2,360	-2,500	-2,580	-2,597	-2,519	-2,540	-2,615

Tabell 5.2: τ i μs som funktion av FFT-längden, FSK

FFT-längd 2^{15} ger totalt sett bäst resultat. Trots det finns några uppenbara felaktigheter:

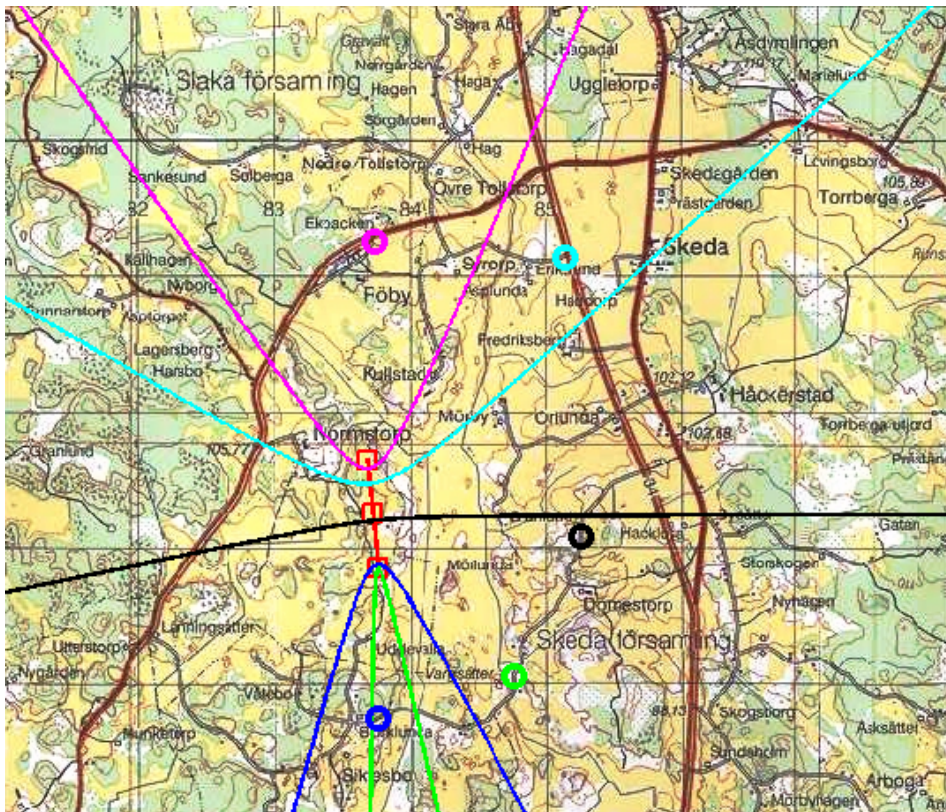
- Tiderna borde gå från största positiva till största negativa värden.
- Ingen fördröjning kan vara större än baslinjens längd. FSK1 är något för stor, FSK4 är orimligt stor och dessutom med fel tecken.

Figur 5.7 och 5.8 (sidan 34) visar hyperbler motsvarande de uppmätta tidsförskjutningarna för FFT-längd 2^{15} inritade på kartbilden. Baslinjen anges av röda kvadrater, sändarnas verkliga positioner av cirklar i samma färg som respektive hyperbel. Förskjutningar större än baslinjen visas som ett streck i baslinjens förlängning. Resultatet stämmer med beräkningen i avsnitt 5.1.1: FSK ger ett bättre resultat än SSB.

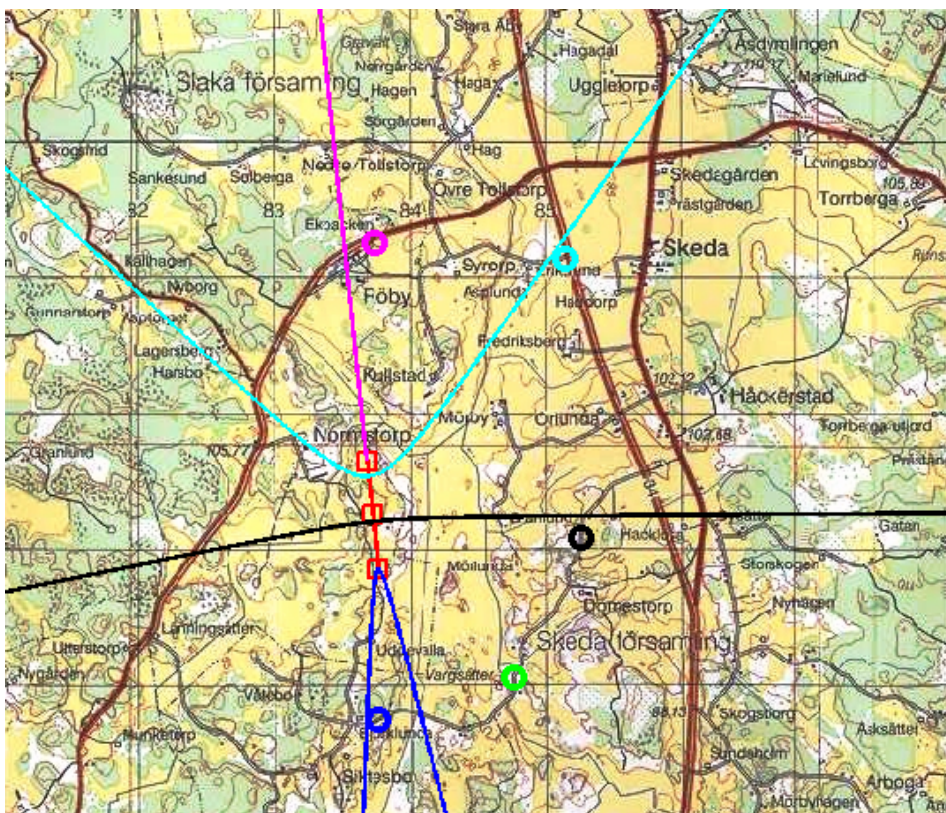
Som framgår av tabell 5.1 – 2 hjälper det inte att variera FFT-längden. Resultatet blir inte entydigt, vissa värden blir bättre, andra sämre i varje fall. De flesta mätpositionerna ger dock ett rimligt resultat. Undantaget är position 4, om detta är tillfälligheter eller kanske beror på något i terrängen runt position 4 är svårt att säga. Om resultaten i övrigt är bra eller dåliga går inte heller att svara på, den intressanta frågan är i stället: går det att göra bättre? En närmare analys av detta lämnades till nästa mätserie. Som ett första försök är resultaten acceptabla, det finns inget som motsäger att metoden skulle vara användbar efter förbättring av algoritmen.

(Ett bättre resultat fås om man drar bort 0,1 μs från FSK, FFT-längd 2^{15} . Detta *kan* bero på skillnader mellan kanalerna, men utan mätningar på båda sidor av baslinjen går det inte att avgöra!)

⁸ Data var $\approx 2^{19}$ sampel. $2^{19}/N-1$ FFT beräknades ”kant i kant” varefter ett medelvärde bildades. Beräkningen skedde med bandbredd = 3 kHz och utan försök till optimering.



Figur 5.7: Kartbild SSB
FFT-längd 2^{15}



Figur 5.8: Kartbild FSK
FFT-längd 2^{15}

5.1.3 Mätning 2 vid Normstorp

Mätningarna genomfördes med ett mottagarsystem och var planerade att ske över två dagar, en komplett uppsättning per dag. En kontrollräkning efter första dagens mätningar gav resultaten i tabell 5.3:

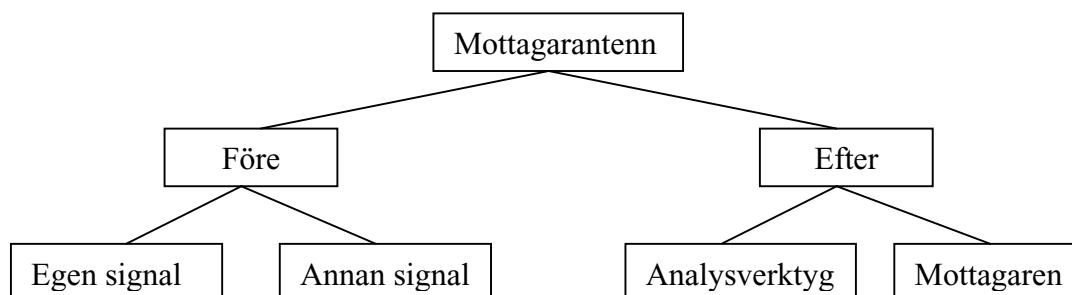
Mätning 2 Sändarposition	τ , μs		
	Rätt värde	SSB	FSK
* 1	2,6081	-0,5684	-0,9523
2	2,2492	-13,8430	20,9120
3	1,9060	256,0300	-18,6380
4	1,8666	32,2870	14,8780
5	1,9270	-5,4536	2,2188
* 6	1,9186	-123,7000	408,2400
7	0,7355	0,1445	-0,4520
* 8	-0,5273	0,3844	-0,2954
* 9	-2,1050	0,8681	0,4998
* 10	-2,6127	-34,1440	0,9117
11	-2,1320	-0,2085	1,2033
12	-0,6955	1,0060	0,8291
13	0,9927	-86,4150	39,2920
14	1,8218	-214,4400	121,2600
15	2,2590	-199,9300	383,4800
16	1,9588	-62,7350	70,8560
17	1,9324		-109,9600

Tabell 5.3: Första uppskattning av τ , mätning 2
(* = även i mätning 1)

Som synes är resultaten både en och två potenser fel, ofta med fel tecken och även med olika tecken från samma position. Mätningarna avslutades här och övergick i felsökning.

5.2 Tänkbara felkällor

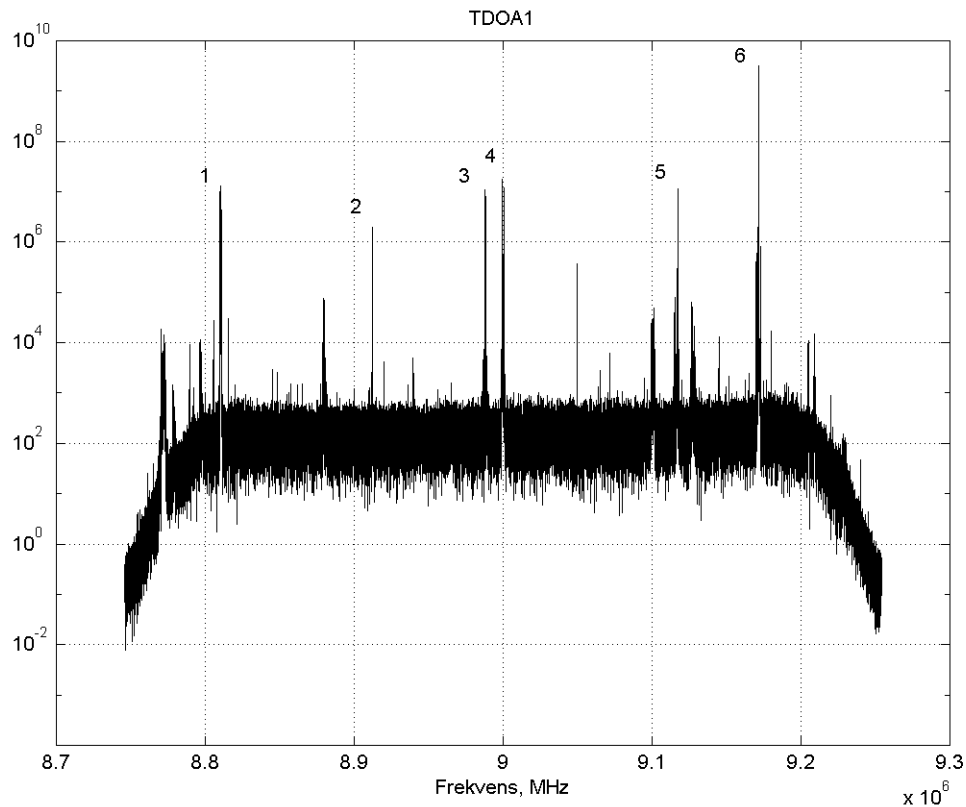
Ett sätt att systematisera sökandet efter felkällor visas i figur 5.9:



Figur 5.9: Analys av felkällor

5.2.1 Egen signal

Sändarutrustningen var densamma vid båda mätningarna, så när som på att ett jordplan tillkom vid mätomgång två. Efter varje registrering presenterades ett grovt spektrum, inget anmärkningsvärt syntes här. Senare kontroller har visat ett fel i jordanslutningen till antennen, när detta uppstod är dock inte känt. Felet *kan* ha påverkat styrkan i den mottagna signalen.



Figur 5.10: Spektrum av filen TDOA1

Som framgår av figur 5.10 finns inte bara testsignalen (nummer 5) i det som togs emot. Flera frekvenser finns i ett antal av mätningarna, några är markerade i figuren. Det finns inte något som säger att det är samma sändare mellan olika mätningar, inte heller är modulationsmetoden känd, men om felet ligger i den egna sändaren borde det gå att bestämma en riktning till de andra sändarna. Ett närmare studium visade tyvärr att signalerna 1 – 4 är mycket smalbandiga medan signal 6 är fasmodulerad. Ingen av dessa ger en användbar riktning.

För att jämföra SNR i signalen med SNR i MATLAB-simuleringarna måste värdena tas fram ”baklänges”: figur 5.10 visar att signalen ligger cirka 40 dB över bruset, ett medelvärde för samtliga signaler i mätning 2 är cirka 44 dB. Genom att (på samma sätt som i simuleringarna i avsnitt 5.1.1) skapa en brusig signal, beräkna och plotta spektrum samt mäta SNR i figuren är det möjligt att variera mängden brus och sedan iterera så att 44 dB kan avläsas. Räknat som i simuleringarna motsvarar detta cirka 12 dB, mätning 1 har ett avläst medelvärde kring 56 dB vilket motsvarar cirka 22 dB uträknat.

Simuleringarna pekar på att minst 20 dB SNR krävs, det är alltså tveksamt om signalnivån var tillräcklig ens i mätomgång 1. Simuleringarna stördes dessutom enbart av vitt brus, verkliga mätningar har betydligt sämre förhållanden vad gäller brus och andra störningar.

5.2.2 Annan signal

Signalernas frekvensspektrum analyserades efter mätningarna. För vissa av signalerna från andra mätomgången var testsignalen mycket svag, andra visar tecken på överstyrning. (Källan till detta är oklar, inte heller syntes det i det spektrum som visades i samband med registreringen).

Sammantaget ger inte analysen någon ledtråd till varför det inte går att räkna på signalerna, flertalet av dem ser likadana ut som de från första mätomgången.

5.2.3 Analysverktygen

Fel i de mätverktyg som används kommer med stor sannolikhet att ge felaktiga resultat. Samma program användes för att analysera båda mätningarna: första mätningen ger acceptabla resultat, andra gör det inte. Eftersom data kommer från samma system, med samma format, är det inte så sannolikt att problemet ligger i verktygen.

5.2.4 Mottagaren

Den använda pejlmottagaren är ett förhållandevis komplicerat experimentsystem, bestående av många delar som är förenade med externa kablar och databussar. Även om styrprogrammen är ordentligt testade kan dålig kontakt eller komponentfel orsaka fel i utdata.

Det åttakanaliga pejlsystemet var vid försöken delat i två fyrkanaliga system. Även inom dessa finns viss redundans eftersom mätningarna endast kräver två kanaler. Kanalerna, i sin tur, består av flera delar. Detta utnyttjades genom att först byta hela systemet, därefter växla komponenter mellan dem. Tyvärr gav inte detta något märkbart bättre resultat.

Senare kontroller har visat på flera felaktiga komponenter, det går dock inte att säga hur länge felen har funnits⁹. Allvarligast är kanske att brusnivån ligger mycket högre än den borde.

5.2.5 Sammanfattning av felsökning

De problem som uppstod kan ha flera orsaker:

- Metoden kan ha inneboende begränsningar som gör att den inte fungerar i praktiken.
- Sättet att mäta och analysera data kan behöva förbättras.
- Utrustningen kan ha varit felaktig.

Att metoden inte skulle vara användbar motsägs av att det finns minst ett företag som marknadsför pejluutrustning baserad på samma princip. Troligare är att mät- och analysmetoderna behöver förbättras, problem med utrustningen gjorde dock att vi inte fick data nog för en bättre analys. Fortsatta fältförsök får lösa detta, en god ide kan då vara att börja med att mäta in kända rundradiosändare med god signalstyrka och att vänta med egna sändningar tills mätningarna verkar fungera.

⁹ Ett förbiseende i genomförandet av mätningarna var att vi inte dokumenterade exakt hur systemet var uppbyggt: vilka kortindivider som användes, revisionsnivåer och exakt hur de olika delarna var hopkopplade. På grund av detta kan vi inte återskapa miljön exakt, inte heller kan vi säga om konstaterat felaktiga enheter använts i mätningarna. Ett åsknedslag som förstörde delar av datorutrustningen gjorde inte heller saken bättre!

6 Sammanfattning

6.1 Resultat

Vissa av de planerade målen kunde inte nås eftersom utrustningen inte var klar, andra på grund av funktionsproblem. Den första mätningen vid Normstorp antyder dock att det är möjligt att bestämma en kortvågssändares läge med hjälp av skillnader i signalens ankomsttid till flera mottagare.

De inledande beräkningarna visar att det går att beräkna tidsförskjutningen mellan två signaler, även i närvaro av brus. Det finns dock flera problem förknippade med detta:

- Förhållandevis höga SNR-värden krävs för ett bra resultat.
- Signalens modulationstyp påverkar resultatet: fasmodulerade signaler med låga bithastigheter fungerar sämre än de andra datasignalerna, SSB ger ett dåligt resultat.
- Resultatet beror av vilken del av signalen som används för beräkningen, för SSB är urvalet kritiskt eftersom dess spektralinhåll varierar kraftigt över tiden.

6.2 Fortsatt arbete

Det fortsatta arbetet bör följa två linjer, dels att kontrollera utrustningens funktion, dels att försöka förbättra SNR-värdet.

6.2.1 Utrustningen

Först och främst, kontrollera utrustningen i laboratoriemiljö så att alla specifikationer är uppfyllda. Placera sedan ut mottagaren och börja med att försöka mäta in befintliga rundradiosändare. Om det går att hitta sådana med tillräcklig signalnivå har man stabila signalkällor och kan ta sig tid med mätningarna. Ett problem kan vara att dessa sändare bara kan tas emot via rymdvågen, riktningen kan därför variera.

När utrustning och algoritmer verkar fungera, placera ut en egen sändare men håll den på samma plats. När det fungerar kan man exempelvis börja variera effekten för att undersöka vilka signalnivåer som krävs i mottagaren och att sända från en position speglad i baslinjen så att skillnader i löptid mellan mottagarens kanaler kan mätas. Ytterligare en sak av intresse bör vara att undersöka hur mottagarens sampeltakt påverkar precisionen.

En sak som kommer att påverka försöken är att signalförhållandena på kortvågsbandet varierar kraftigt, både under dagen och från dag till dag. Det kan bli nödvändigt att vänta in gynnsamma förhållanden!

Slutligen, dokumentera *exakt* vilka enheter som används, hur enheterna är hopkopplade och aktuella revisionsnivåer/programversioner! (Den dag någon mätning behöver upprepas kommer detta att göra tillvaron betydligt enklare.)

6.2.2 SNR-värdet

Enligt simuleringarna, som gjordes under idealiska störförhållanden (vitt brus), kräver metoden att beräkna förskjutningen med hjälp av fasen för CSD SNR-värden på minst 20 - 30 dB. Det traditionella sättet att lösa detta är smalbandig filtrering. Resultaten här pekar på att en bandbredd på några hundra Hz kan behövas. Eftersom utdata från Sesam redan är i frekvensplanet kan filtreringen göras genom att ett utsnitt tas från FFT:n. Eftersom spektralinhållet i data förändras över tiden, krävs att centerfrekvens och bandbredd kan varieras dynamiskt. Detta kan realiseras genom att utsnittets läge och bredd ändras. En algoritm som utför detta bör konstrueras.

Ett alternativ kan vara "Time Domain Filtered Cross Spectral Density", en metod som presenteras av Houghton och Reeve i [6,7]. Denna uppges förbättra SNR-värdet kraftigt. Oavsett hur man väljer att göra filtreringen bör de olika modulationsmetodernas egenskaper utredas närmare, det kan vara till exempel vara lämpligt att låta modulationstypen styra behandlingen av data.

Vidare krävs en strategi för att finna och hantera orimliga resultat, exempelvis kan förskjutningen inte vara större än utbredningstiden mellan antennerna. Skall något för stora värden accepteras medan större förkastas? Var går i så fall gränsen?

6.3 Slutord

Sett i förhållande till de ursprungliga målen känns resultatet delvis som ett misslyckande. Detta beror till dels på orsaker utanför vår kontroll, men det är ändå inte roligt att redovisa. Trots det, även om arbetet inte ledde fram till några formella modeller har det ändå gett en insikt i förutsättningarna för att göra positionsbestämning med hjälp av TDOA och en god grund för det praktiska arbetet med att genomföra ytterligare mätningar.

Resultaten visar tydligt betydelsen av planering och kontroll, dels i förberedelserna för arbetet, vilka fungerade utmärkt, dels i (den obefintliga) dokumentationen av vilken utrustning som använts, vilket ledde till att vi inte kan säga om vi har använt defekt utrustning!

Arbetet utfördes under något speciella förhållanden, eftersom pejlsystemet måste delta i prov på annan plats under mina mätningar. Hemtransporten blev sedan en vecka försenad, vilket gjorde tiden för de sista mätningarna väl kort. I samband med dessa prov skedde också förändringar i utrustningen (kortbyten och nya styrprogram), sannolikt utan betydelse för mig, men det är naturligtvis mycket önskvärt att det system man mäter på inte rubbas i onödan under mätserien!

Jag vill till slut tacka alla på FOI Ledningssystemteknik, Telekrigssystem, särskilt Johan Falk, Rolf Gustavsson och Leif Persson, för det intresse de visat mitt arbetet och den hjälp de givit mig. Den som mest förtjänar tack är dock min sambo Agneta som haft mycket besvär och lite glädje av mina studier de senaste åren!

7 Referenser

[1] Bergdal, H. (1998) *Signalspaningsteknik: del 1 Grunder samt radiosignalspaning*. FOA, Linköping.

Bergdal, H. (1998) *Signalspaningsteknik: del 2 Radarsignalspaning*. FOA, Linköping.

[2] Johansson, T. och Johansson, H. (1993) *Algorithms for a Digital Radio Direction Finding System in the HF Band*. FOA rapport C 30738-3.6.

[3] Proakis, J. G. och Manolakis D. G. (1996). *Digital Signal Processing*. Prentice Hall International, London.

[4] Finne, M. (1996). *Methods for Direction-Finding of Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals*. FOA-R--96-00250-3.6--SE

[5] Reeve C. D. och Houghton A. W. (1994). *Performance modelling of an acousto-optic joint transform correlation*. IEE M94 Conference proceedings, pp 430-433

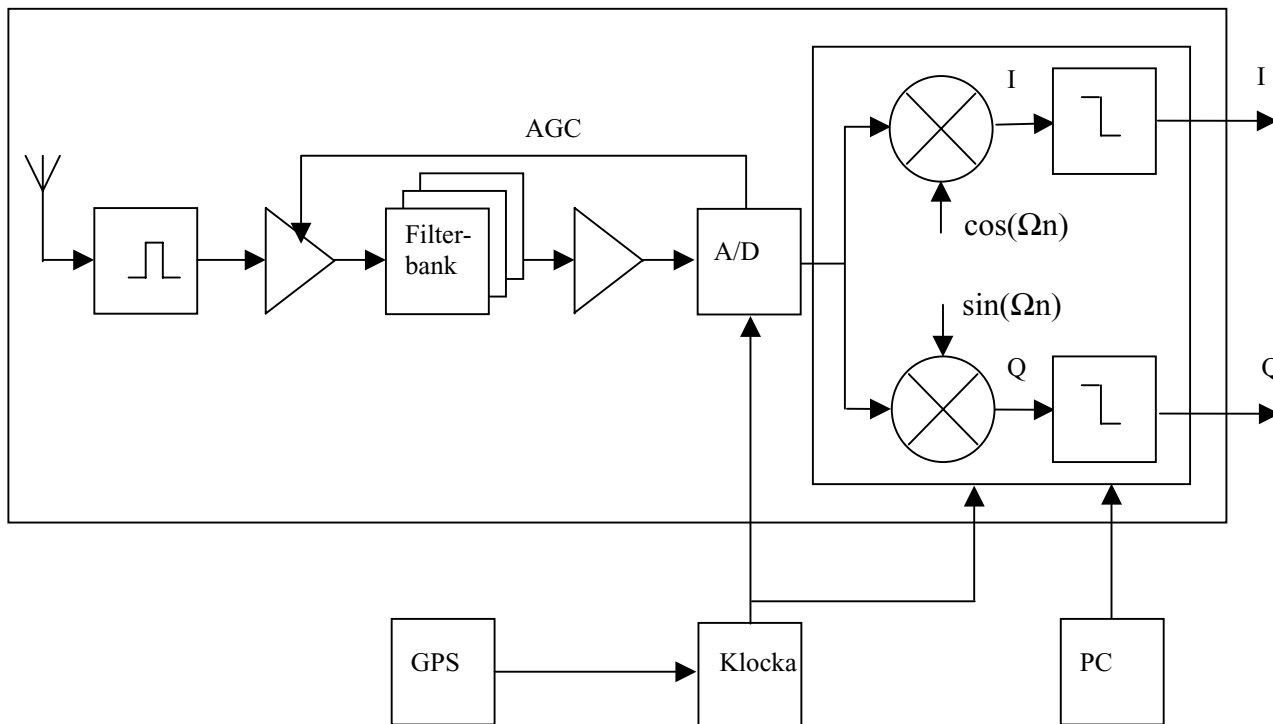
[6] Houghton A. W. och Reeve C. D. (1994). *Direction finding on spread spectrum signals using a cross correlation receiver*. IEE M94 Conference proceedings, pp 304-308

[7] Houghton A. W. och Reeve C. D. (1995). *Spread spectrum signal detection using a cross correlation receiver*. Sixth International Conference on Radio Receivers and Associated Systems, Conference publication number 415, pp 42-46

[8] Johansson, E. (1997). *Detection and Direction Finding of Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals*. FOA-R--97-00562-616--SE

Appendix A, översikt av SESAM-systemets mottagare

I SESAM-systemet finns 8 kanaler, försedda med digitala mottagare. Konstruktionen för en kanal är i stora drag enligt figur A.1:



Figur A.1: SESAM-systemets mottagardel

De olika delarna är:

- bandpassfilter för förselektering, antivikningsfilter
- reglerbara dämpare, AGC
- bandpassfilter för val av frekvensområde
- förstärkare
- sampling
- kvadraturuppdelning, nedblandning och decimering.

Mottagaren arbetar inom området 2 – 30 MHz, momentan bandbredd är 0,5 – 2 MHz.

Varje kanal har en komplett mottagare, klocka och styrfunktioner är gemensamma för samtliga kanaler. PC:n används bland annat för att göra den slutliga avstämningen.

Efter mottagarna följer ett antal DSP-processorer för bearbetning av signalerna samt datorer och program för att presentera resultatet grafiskt.

Mottagaren är visserligen digital men radiofrekvensdelen innehåller analoga filter. Eftersom mottagarna skall användas för att mäta amplituddifferenser är filtren trimmade med avseende på amplituden, fsegenskaperna har inte varit av större intresse, något som kan vålla problem vid tidsmätningar!

Utsignalen från mottagarna är *kvadraturupplad*, det vill säga signalen multipliceras med $\cos(\Omega n)$ respektive $\sin(\Omega n)$ så att en I- och en Q-komponent bildas. Omvandlingen ger halva dataakten men dubbla "bredden". Vinsten är att signaler ända upp till den reducerade sampelfrekvensen kan bearbetas. Signalen, som från början var av bandpasskaraktär, är nu transformerad till en basbandssignal.

En komplex signal kan nu skapas som

$$s[k] = i[k] + j \cdot q[k] \quad (\text{A.1})$$

All följande signalbehandling sker alltså på denna komplexa signal.

En GPS-mottagare används för att styra systemets klockor. Dessa är bland annat sampelklockan om 32,5 MHz och en synkroniseringspuls "1 pps" med frekvensen 1 Hz. Denna styr tidsstämplingen av data "hårt", däremellan sker uppdatering med intern klocka. GPS-mottagaren har en precision av 100 ns¹⁰ och ger *dels* en stabil tidbas inom systemet, *dels* synkronisering av flera stationer.

¹⁰ Detta gällde med den störning som tidigare fanns i GPS-signalen. Efter att de första mätningarna genomförts upphörde USA med att avsiktligt försämra signalen, alla prestanda i GPS-systemet är alltså bättre, vi saknar dock exakta siffror.