

Maria Wikström

# Utveckling och implementering av ett TDOA-baserat audio-pejlsystem

TOTALFÖRSVARETS FORSKNINGSINSTITUT

Ledningssystem  
Box 1165  
581 11 Linköping

FOI-R--0670--SE

November 2002

ISSN 1650-1942

**Metodrapport**

Maria Wikström

# Utveckling och implementering av ett TDOA-baserat audio-pejlsystem



<b>Utgivare</b> Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Ledningssystem Box 1165 581 11 Linköping	<b>Rapportnummer, ISRN</b> FOI-R--0670--SE	<b>Klassificering</b> Metodrapport
	<b>Forskningsområde</b> 6. Telekrig	
	<b>Månad, år</b> November 2002	<b>Projektnummer</b> E7059
	<b>Verksamhetsgren</b> 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	<b>Delområde</b> 61 Telekrigföring med EM-vapen och skydd	
<b>Författare/redaktör</b> Maria Wikström	<b>Projektledare</b> Johan Falk	
	<b>Godkänd av</b> Stefan Ahlgren	
	<b>Uppdragsgivare/kundbeteckning</b> Försvarsmakten	
	<b>Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig</b> Ulrika Ahnström och Johan Falk	
<b>Rapportens titel</b> Utveckling och implementering av ett TDOA-baserat audio-pejlsystem		
<b>Sammanfattning (högst 200 ord)</b> <p>I ett TDOA-baserat pejlsystem kan en sändare riktning bestämmas genom att mäta ankomsttidsskillnaden (Time Difference of Arrival) som uppstår mellan två rumsligt separerade och synkrona mottagare. Genom korrelering av mottagna signaler erhålls en skattning av tidsdifferensen. De möjliga sändarpositionerna representeras på en hyperbelgren. Med tre eller flera mottagare kan således en position beräknas.</p> <p>Baserat på TDOA-tekniken har en audiodemonstrator utvecklats och implementerats. Audiodemonstratorn har testats i ett ekofritt rum där ljud från en högtalare lästs in i MATLAB med mikrofoner. Med simulerade signaler för givet SNR (oftast 25dB) kan en riktning skattas med ett fel på en hundradelsgrad eller en position på några centimetrar när sändaren befinner sig på några meters avstånd. Vid försök med riktiga ljudsignaler ges mindre tillfredställande resultat. Positionen skattas i bästa fall med 5 % noggrannhet av avståndet när mikrofonerna är utspridda med ca 70cm avstånd från varandra. Audiodemonstratorn skulle kunna förbättras med bättre metoder för att hitta skärningspunkter samt någon slags viktning av skattade tidsdifferenser.</p>		
<b>Nyckelord</b> TDOA, korrelation, riktningbestämning, lägesbestämning		
<b>Övriga bibliografiska uppgifter</b>	<b>Språk</b> Svenska	
<b>ISSN</b> 1650-1942	<b>Antal sidor:</b> 51 s.	
<b>Distribution enligt missiv</b>	<b>Pris:</b> Enligt prislista	



<b>Issuing organization</b> FOI – Swedish Defence Research Agency Command and Control Systems P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	<b>Report number, ISRN</b> FOI-R--0670--SE	<b>Report type</b> Methodology report
	<b>Research area code</b> 6. Electronic Warfare	
	<b>Month year</b> November 2002	<b>Project no.</b> E7059
	<b>Customers code</b> 5. Commissioned Research	
	<b>Sub area code</b> 61 Electronic Warfare including Electromagnetic Weapons and Protection	
<b>Author/s (editor/s)</b> Maria Wikström	<b>Project manager</b> Johan Falk	
	<b>Approved by</b> Stefan Ahlgren	
	<b>Sponsoring agency</b> Swedish Armed Forces	
	<b>Scientifically and technically responsible</b> Ulrika Ahnström and Johan Falk	
<b>Report title (In translation)</b> Development and implementaion of an acoustic direction- and location-finding system using time difference of arrival measurements		
<b>Abstract (not more than 200 words)</b> <p>In a direction-finding system based on TDOA the time difference of arrival (TDOA) that occurs when two receivers are synchronous and spatially separated is measured. By correlating the received signals, an estimation of the time difference can be made. A hyperbolic function represents all possible transmitter positions for the given time difference. With three or more receivers a single position can be estimated.</p> <p>Based on the TDOA-technique an audio-demonstrator has been developed and implemented. The audio-demonstrator has been tested in a non-silencing room where sound from a loudspeaker has been recorded into MATLAB through the use of microphones. With an accuracy within a couple of hundreds of a degree, a direction can be estimated with simulated signals for a given SNR (usually 25dB) or a position within a few centimetres when the transmitter is a couple of meters away. Tests with real audio signals show less satisfying results. The position can at best be estimated with an accuracy of 5% of the distance to the receiver when the microphones are spread out 0.7m apart. The performance of the audio-demonstrator can be improved by using better methods for finding the points of intersection between hyperbolas and by weighting the estimated time differences.</p>		
<b>Keywords</b> TDOA, correlation, direction-finding, location-finding		
<b>Further bibliographic information</b>	<b>Language</b> Swedish	
<b>ISSN</b> 1650-1942	<b>Pages</b> 51 p.	
	<b>Price acc. to pricelist</b>	



# Innehållsförteckning

<b>1</b>	<b>Introduktion</b>	<b>11</b>
1.1	Bakgrund . . . . .	11
1.2	Tidigare forskning . . . . .	11
1.3	Syfte . . . . .	12
1.4	Antaganden och förenklingar . . . . .	12
<b>2</b>	<b>Modell</b>	<b>13</b>
2.1	Ankomsttidsskillnad, TDOA . . . . .	13
2.2	Korrelationsmetoden . . . . .	14
2.3	Hyperbelteori . . . . .	16
2.4	Skärningspunktsberäkning . . . . .	19
<b>3</b>	<b>Implementering</b>	<b>21</b>
3.1	Försöksuppställning . . . . .	21
3.2	Algoritmen . . . . .	21
3.2.1	CSD-steg . . . . .	23
3.2.2	Riktningfiltrering . . . . .	23
3.2.3	FFT, signalextrahering och fasestimering . . . . .	25
3.3	Riktningbestämning . . . . .	25
3.4	Lägesbestämning . . . . .	25
3.5	Användargränssnitt . . . . .	27
<b>4</b>	<b>Resultat</b>	<b>31</b>
4.1	Riktningbestämning . . . . .	31
4.1.1	Med simulerade signaler . . . . .	31
4.1.2	Med audiosignaler . . . . .	33
4.2	Lägesbestämning . . . . .	33
4.2.1	Tre mottagare . . . . .	33
4.2.2	Fyra mottagare . . . . .	35
<b>5</b>	<b>Slutsats och diskussion</b>	<b>41</b>
5.1	Slutsatser . . . . .	41
5.2	Begränsningar . . . . .	41
5.3	Framtida förbättringar . . . . .	42
<b>A</b>	<b>Härledning av hyperbelns ekvation</b>	<b>47</b>
<b>B</b>	<b>Transformation mellan koordinatsystem</b>	<b>49</b>





# Notationslista

ACCF	Average Cross Correlation Function	Medelkorskorrelationsfunktion
ACSD	Average Cross Spectral Density	Medelkorsspektraltäthet
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Additivt vitt Gaussiskt brus
DAQ	Data AcQuisition	Datainsamling
FFT	Fast Fourier Transform	(effektiv beräkningsalgoritm för den diskreta Fouriertransformen)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	(effektiv beräkningsalgoritm för den inversa diskreta Fouriertransformen)
SNR	Signal-To-Noise ratio	Signal-till-brusförhållande
DFACCF	Direction Filtered ACCF	Riktningfiltrerad medelkorskorrelation
DFACSD	Direction Filtered ACSD	Riktningfiltrerad medelkorspektraltäthet
TDOA	Time Difference Of Arrival	Ankomsttidsskillnad



# Kapitel 1

## Introduktion

### 1.1 Bakgrund

Delprojektet ”TDOA (Time Difference Of Arrival) baserad pejling” ingår i det större projektet ”Signalspaning mot militära och civila kommunikationssystem” som startade på Institutionen för Telekrigsystem vid Totalförsvarets Forskningsinstitut (FOI) under våren 2002.

För att minska risken att utsättas för störssignaler och försvåra upptäckt används ofta direktsekvensspridda signaler, d.v.s signaler som är spridda över ett bredare frekvensband än vad som är motiverat av informationsinnehållet i signalen, vid militär kommunikation. Upptäckt av direktsekvensspridda signaler samt riktungs- och lägesbestämning av både smalbandiga och direktsekvensspridda signaler är därför viktiga forskningsområden. Vid radiosignalspaning samarbetar inte sändaren med pejlaren och således finns ingen information om den tillgänglig. TDOA-tekniken har visat på bra resultat, [1], för upptäckt av dessa signaler. Det är därför intressant att gå vidare och undersöka tekniken med avseende på pejlings- och lägesbestämningsegenskaper.

Det finns idag flera andra pejlsystem som använder sig av Adcock antensystem t.ex. SESAM [2] som mäter fasdifferenser och kan positionera med hög precision men som kräver komplexa mottagar- och antensystem medan TDOA kan använda sig av små snabbgrupperade enheter. Det finns dock nackdelar som gör att TDOA inte ersätter tidigare metoder t.ex. krav på hög synkronisering mellan mottagarna och att minst två mottagare måste vara belysta av sändaren. TDOA-tekniken kan ses som ett värdefullt komplement till befintliga pejlsystem.

### 1.2 Tidigare forskning

På 80-talet påbörjades forskning om hur den tidsdifferens som uppstår mellan spatialt separerade radiomottagare kan utnyttjas för att få fram information om sändarens position. Tekniken var intressant för militära ändamål eftersom den gav möjlighet att använda små lättgrupperade enheter. I [3] visade simuleringar att korrelerande mottagare bättre kan skatta riktningen än kvadrerande mottagare för direktsekvensspridda signaler.

På Institutionen för Telekrigsystem inriktas forskningen inom detta område på radiovågor men eftersom utbredningshastigheten är hög och skulle ge upphov till så små tidsskillnader även vid stora avstånd kan ljudvågor användas för praktiska tester av tekniken. De större tidsskillnader som ljudet ger upphov till ställer även mindre krav på synkronisering i utrustningen vilket underlättar vid praktisk implementering. Rumsakustiken respektive egenskaperna för utbredningsmediet har stor inverkan på mottagningsförhållandena. Att ljud- och

radiovågor utbreder sig på ungefär samma sätt genom luften gör att en audiodemonstrator kan användas vid en senare uppbyggnad av ett system med radiovågor.

Att använda mikrofoner för att ta reda på information om en akustisk sändares position har under en längre tid utvecklats för undervattenssonarer. Andra användningsområden är t.ex. telekonferenser och ljudövervakning där ljudupptagningen kan förbättras då information om vart ljudet kommer ifrån finns tillgänglig. I en projektkurs, [4], vid Kungliga Tekniska Högskolan i Stockholm implementerades TDOA-tekniken praktiskt för audiosignaler men begränsades till enbart riktningbestämning.

### 1.3 Syfte

Denna rapport syftar till att presentera hur TDOA-tekniken praktiskt kan implementeras för att riktningbestämma och positionsbestämma en ljudsändare. Tidigare forskning har tagit fram teorierna och för att demonstrera tekniken i realtid kommer här ett fungerande demonstratorsystem att sättas ihop. Demonstratorsystemet består av mottagare och sändare i form av mikrofoner och högtalare, ett datainsamlingskort som läser in signalerna i datorn samt en algoritm implementerad i MATLAB som läser in ljud och beräknar sändarens riktning och position. Det är en fördel om algoritmen är snabb vilket innebär att systemet kan läsa in data större del av den totala tiden. Annars "blundar" pejlen under den tid då beräkningarna utförs. Genom simuleringar i MATLAB och riktiga försök kommer demonstratorsystemets prestanda att undersökas.

### 1.4 Antaganden och förenklingar

Vid framtagandet av en modell har vissa förenklingar gjorts. Demonstratorsystemet arbetar endast i två dimensioner. Sändare och mottagare antas alltså befinna sig i samma plan. De MATLAB-genererade signalerna har en bandbredd som är större än 50% av den mottagna bandbredden, d.v.s bredbandiga signaler. Det mottagna bruset antas vara oberoende för de olika kanalerna och lika fördelat.

Högtalaren antas vara en punktkälla trots att den har en viss bredd, detta för att en infallsvinkel ska kunna definieras entydigt. En riktning kan med två mikrofoner endast skattas i intervallet  $[-90^\circ, 90^\circ]$  eftersom tidsdifferensen som uppstår mellan de mottagna signalerna är oberoende från vilket håll signalen kommer ifrån, vilket kallas den fundamentala mångtydigheten.

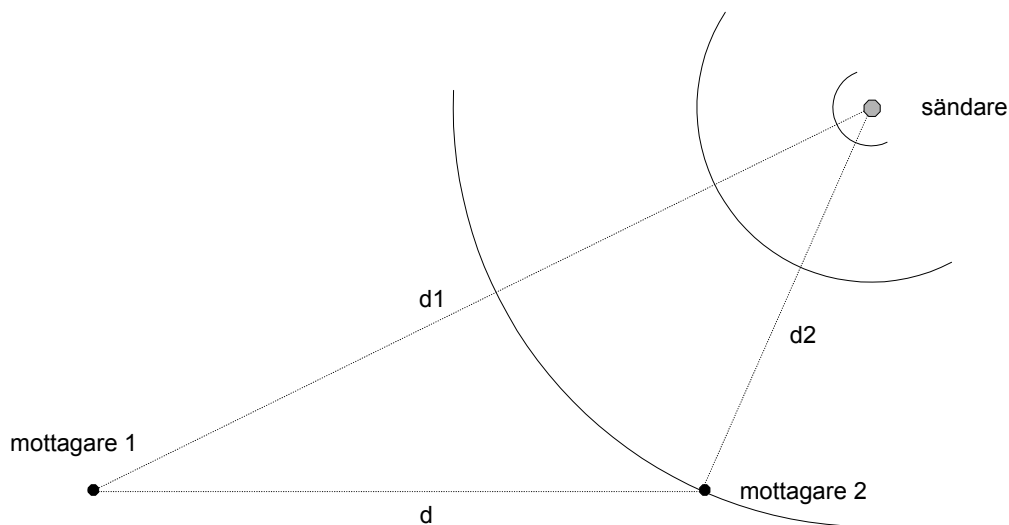
TDOA-tekniken förutsätter att minst två mottagarenheter är belysta av sändaren. Vid riktiga försök har antagandet gjorts att mottagarna är fullständigt synkrona med varandra. I enlighet med gällande villkor för radio antas kanalen vara icke-dispersiv, d.v.s. tidsdifferensen är konstant över alla frekvenser trots att så inte är fallet för ljud.

# Kapitel 2

## Modell

### 2.1 Ankomsttidsskillnad, TDOA

Den tidsdifferens som uppstår hos en signal som mottages av flera spatialt (rumsligt) separerade mottagare (figur 2.1) definieras som ankomsttidsskillnaden, eller TDOA (Time Difference Of Arrival). Denna tidsdifferens kan användas för att skatta sändarens riktning eller position. När metoden används för passiv signalspaning så samarbetar sändaren inte med mottagarna utan skattning görs endast baserat på vad mottagarna fångar upp.



Figur 2.1: Ljud som sänds ut fångas upp av två spatialt separerade mottagare.

I [5] presenterar Allan G. Piersol en metod för att beräkna tidsdifferensen. Antag att två synkrona mottagare tar emot signalerna  $r_1(t)$  och  $r_2(t)$ . De båda signalerna, som härrör från en gemensam källa med vågformen  $s(t)$ , kan skrivas på följande vis

$$r_1(t) = s(t) + n_1(t) \quad (2.1)$$

$$r_2(t) = a \cdot s(t - \Delta t) + n_2(t) \quad (2.2)$$

där  $a$  är dämpningsfaktorn,  $\Delta t$  är tidsskillnaden i sekunder mellan de mottagna signalerna samt  $n_1(t)$  och  $n_2(t)$  additivt vitt gaussiskt brus som är okorrelerade. Med kännedom om

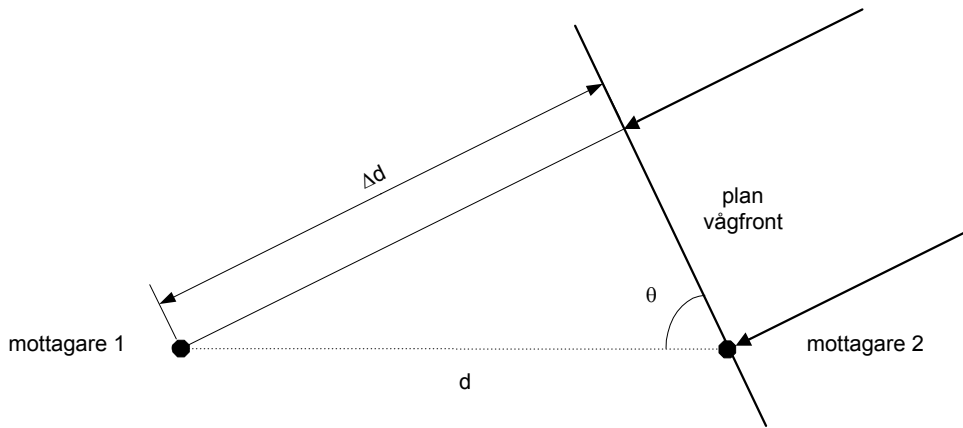
källsignalens utbredningshastighet  $c$ , och gångvägsskillnaden  $\Delta d = d_1 - d_2$  meter (figur 2.2) kan tidsskillnaden bestämmas ur följande ekvation

$$\Delta t = \frac{\Delta d}{c} \quad (2.3)$$

Om avståndet till källan är stort i relation till det inbördes avståndet mellan mikrofonerna kan vågfronten betraktas som plan (fjärrfältsapproximation). Denna approximation innebär att ankomstvinkeln  $\theta$  (figur 2.2) kan beräknas enligt följande

$$\sin \theta = \frac{\Delta d}{d} = \frac{c \cdot \Delta t}{d} \quad (2.4)$$

$$\theta = \sin^{-1} \left( \frac{c \cdot \Delta t}{d} \right) \quad (2.5)$$



Figur 2.2: När sändaren befinner sig på ett långt avstånd från mottagarna kan vågfronten betraktas som plan.

## 2.2 Korrelationsmetoden

En metod att beräkna tidsskillnaden är korrelationsmetoden som även har utvärderats i [3] för riktningbestämning och visat på bra resultat. Med relativt små avstånd och hög utbredningshastighet kommer små tidsskillnader att uppmätas vilket gör korrelationsmetoden till en bra metod för denna applikation.

Att korrelera två signaler innebär att mäta överensstämmelsen mellan dem för varje möjlig tidsfördröjning. Vid den tidsfördröjning där de stämmer bäst överens kommer korskorrelationsfunktionen (Cross-Correlation Function) att anta sitt högsta värde. Att korrelera AWGN (Additive White Gaussian Noise) med sig själv ger bäst resultat eftersom korskorrelationsfunktionen kommer yttra sig som en deltapuls vid den korrekta tidsfördröjningen. Periodiska signaler däremot kommer att ge flera bredare toppar.

Vid mottagaren läses  $N$  sampel in med samplingsintervallet  $T_s$  sekunder. Signalerna från uttrycken (2.1) och (2.2) samt deras diskreta Fouriertransformer [6], kan därför skrivas på följande sätt om det oberoende bruset vid mottagarna bortses ifrån

$$r_1(kT_s) = r_1[k] = \frac{1}{a} r_2[k + \Delta] \quad , k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (2.6)$$

$$R_1[n] = \frac{1}{a} e^{j2\pi n \Delta / N} R_2[n] \quad (2.7)$$

där

$$R_1[n] = \mathcal{F}\{r_1[n]\} \quad (2.8)$$

$$R_2[n] = \mathcal{F}\{r_2[n]\} \quad (2.9)$$

Observera att  $\Delta$  betecknar tidskillnaden i sampel och  $\Delta t$  i sekunder.  $\Delta$  behöver inte vara ett heltal och  $r_2[k + \Delta]$  är således inte definierat för alla  $\Delta$  med det kan bortses ifrån eftersom i fortsatta beräkningar behandlas endast frekvensdomänen. Korskorrelationsfunktionen för signalerna definieras

$$CCF[l] = \sum_{k=0}^{N-1} r_1[k] r_2^*[k + l] \quad (2.10)$$

där  $r_2^*$  anger komplexkonjugatet av  $r_2$ .

Genom att diskret Fouriertransformera korskorrelationsfunktionen erhålls korsspektraltätheten, CSD:n (Cross Spectral Density) som enligt [3] kan skrivas

$$CSD[n] = \mathcal{F}\{CCF[l]\} = \mathcal{F}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} r_1[k] r_2^*[k + l]\right\} = R_1[n] R_2^*[n] \quad (2.11)$$

Genom insättning av (2.7) i (2.11) kan korsspektraltätheten skrivas om på följande vis

$$CSD[n] = R_1[n] R_2^*[n] = \frac{1}{a} e^{j2\pi n \Delta / N} R_2[n] R_2^*[n] = \quad (2.12)$$

$$= \frac{1}{a} |R_2[n]|^2 e^{j2\pi n \Delta / N} \quad (2.13)$$

$$\phi[n] = \arg\{CSD[n]\} = \arg\left\{\frac{1}{a} |R_2(n)|^2 e^{j2\pi n \Delta / N}\right\} = \frac{2\pi n \Delta}{N} \quad (2.14)$$

Notera att dämpningsfaktorn  $a$  inte påverkar fasen av CSD:n och därför kan den helt bortses ifrån. Tidsskillnaden kan enkelt beräknas ur uttrycket för fasen enligt (2.15).

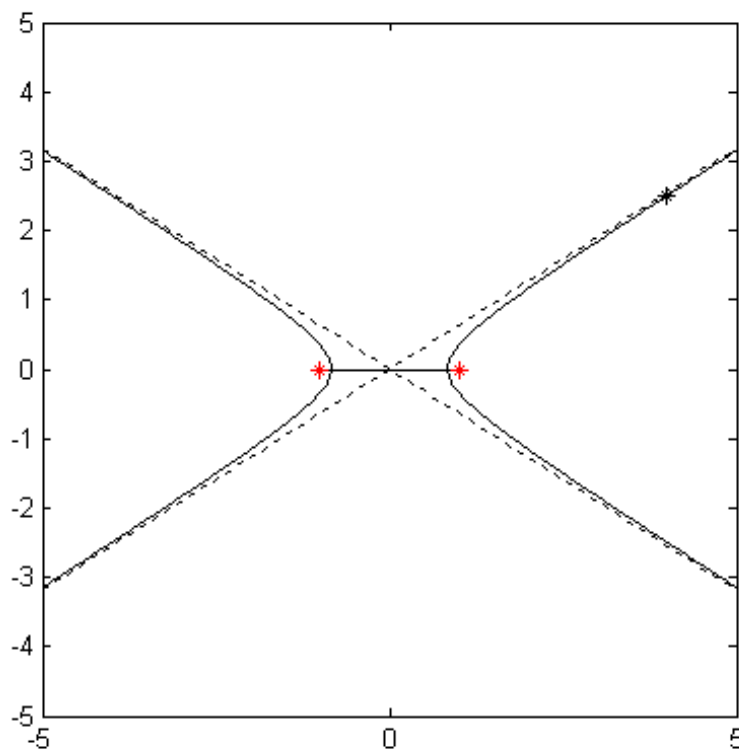
$$\Delta = \frac{\phi[n]}{n} \frac{N}{2\pi} \quad , n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (2.15)$$

Anledningen till att beräkningar görs i frekvensdomänen är just att fasens lutning är proportionell mot tidsskillnaden. Beroende på vilken av signalerna som ligger först i tiden erhålls olika tecken på fasen. Uttrycket för ankomstvinkeln från ekvation (2.5) kan därför skrivas

$$\Delta t = \Delta \cdot T_s \quad (2.16)$$

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\Delta P}{2\pi d T_s}\right) \quad (2.17)$$





Figur 2.3: Alla punkter på hyperbeln ger upphov till samma tidsskillnad hos mottagarna (stjärnorna i mitten av figuren). Hyperbelns asymptoter visas i streckat och kryssset i övre högra hörnet är sändarens riktiga position.

## 2.3 Hyperbelteori

Genom tidsestimering har tidsskillnaden  $\Delta t$  skattats vilket motsvarar avstånds-skillnaden  $\Delta d$ . Varje möjlig sändarposition som ger upphov till ett visst värde på  $\Delta d$ , givet mottagarnas positioner, bildar tillsammans en hyperbel (figur 2.3).

Antag att mikrofonerna, hyperbelns s.k. brännpunkter, är symmetriskt placerade kring origo på x-axeln i ett rätvinkligt koordinatsystem (enligt figur 2.4). Figuren illustrerar också den fundamentala mångtydigheten som innebär att det inte går att avgöra vilken sida om mottagarnas baslinje som sändaren befinner sig på.

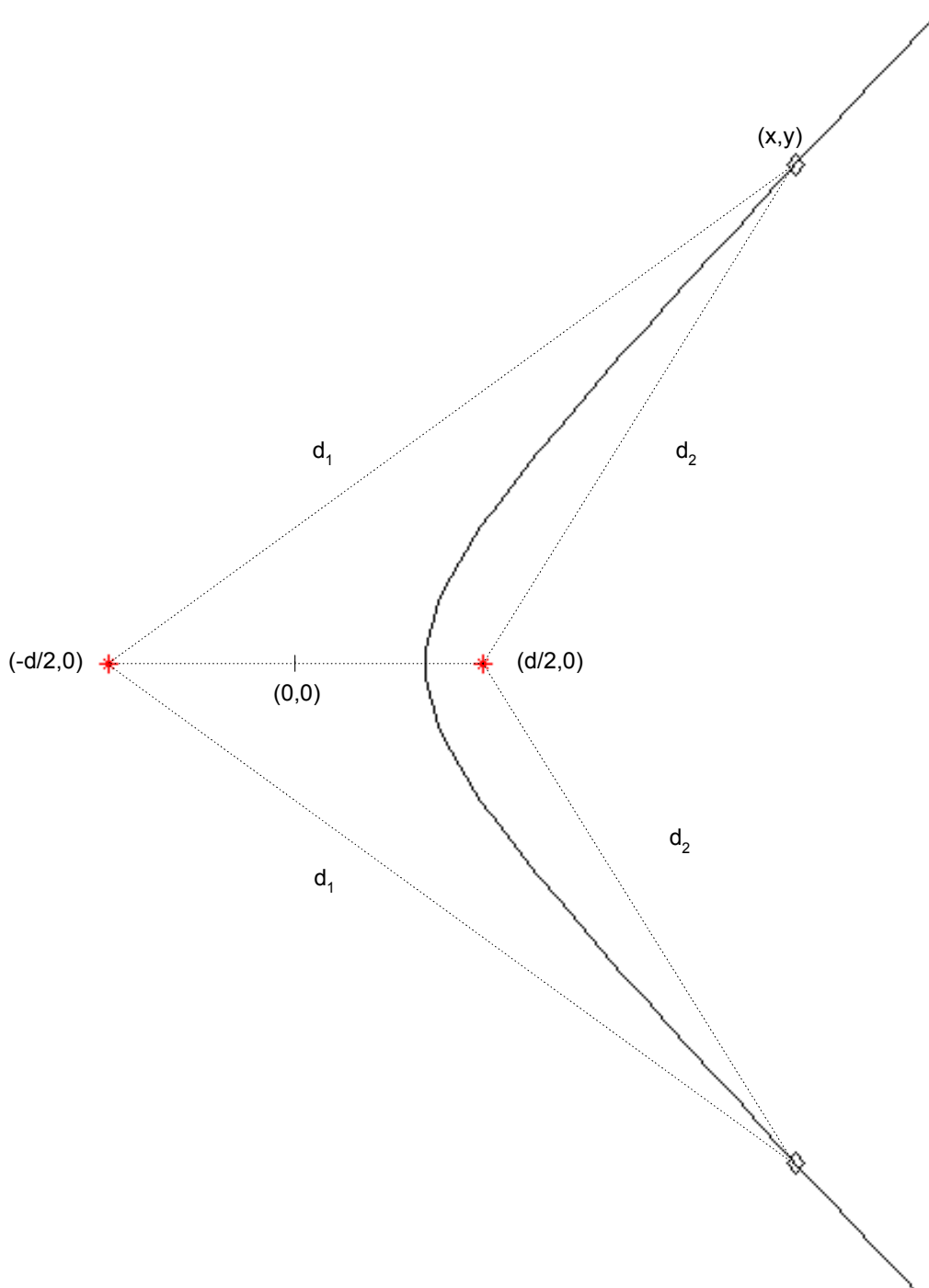
De båda mottagarnas avstånd till sändaren kan betecknas enligt uttrycken (2.18-2.19) där  $d$  är mottagarnas inbördes avstånd och  $(x, y)$  är sändarens position. Avståndskillnaden  $\Delta d$  kan således uttryckas enligt (2.20).

$$d_1^2 = y^2 + \left(x + \frac{d}{2}\right)^2 \quad (2.18)$$

$$d_2^2 = y^2 + \left(x - \frac{d}{2}\right)^2 \quad (2.19)$$

$$\Delta d = d_1 - d_2 = \sqrt{y^2 + \left(x + \frac{d}{2}\right)^2} - \sqrt{y^2 + \left(x - \frac{d}{2}\right)^2} \quad (2.20)$$

Genom omskrivningar kan hyperbelns ekvation uttryckas enligt följande. Se Appendix A för härledning av uttrycken.



Figur 2.4: Varje punkt på hyperbeln ger upphov till samma avståndsskillnad mellan mottagarna. Det är alltså omöjligt att avgöra på vilken sida om mottagarnas baslinje som sändaren befinner sig, vilket är den fundamentala mångtydigheten.

$$\frac{x^2}{\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2} - \frac{y^2}{\left(\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d}{2}\right)^2\right)} = 1 \quad (2.21)$$

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1 \quad (2.22)$$

där

$$a = \frac{\Delta d}{2} \quad (2.23)$$

$$b = \sqrt{\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d}{2}\right)^2} \quad (2.24)$$

Hyperbelns ekvation även uttryckas på formen

$$x = \pm \frac{a}{b} \sqrt{y^2 + b^2} \quad (2.25)$$

där ”+” svarar mot hyperbelns högra gren och ”-” mot den vänstra (figur 2.3). I MATLAB generas först en  $y$ -vektor med jämnt avstånd mellan punkterna som genom insättning i (2.25) bildar en  $x$ -vektor. Hyperbelns asymptoter kan beskrivas med storheterna  $a$  och  $b$  enligt följande ekvationer.

$$y_+ = \frac{b}{a}x \quad (2.26)$$

$$y_- = -\frac{b}{a}x \quad (2.27)$$

Figur 2.2 visar hur ankomstvinkeln definieras när sändaren antas befinna sig tillräckligt långt borta för att vågfronten kan betraktas som plan. Det innebär att sändaren antas befinna sig på någon av asymptoterna. Deras ekvationer kan därför uttryckas med hjälp av ankomstvinkel  $\theta$  enligt

$$y_+ = \tan(\theta) \cdot x \quad (2.28)$$

$$y_- = \tan(\theta) \cdot x \quad (2.29)$$

Vid lägesbestämning då fler mottagare används kommer således fler hyperbelgrenar att uppstå. Hyperbelgrenarna har beräknats med antagandet att mottagarna är symmetriskt placerade kring origo på  $x$ -axeln i det lokala koordinatsystemet. För att kunna jämföra hyperbelgrenarna och beräkna en skärningspunkt måste de transformeras till samma koordinatsystem. Hur transformeringen utförs finns beskrivet i Appendix B.

Antalet kombinationer för att parvis beräkna hyperbelgrenar ökar med antalet mottagare. Antag att  $n$  mottagare används och att alla mottagna signaler korreleras med varandra. Antalet hyperbelgrenar kommer då att uppstå till

$$\text{antal hyperbelgrenar} = \binom{n}{2} = \frac{n(n-1)}{2} \quad (2.30)$$

Hyperblar kan skära varandra maximalt två gånger. Antalet möjliga skärningspunkter blir således maximalt

$$\text{antal skärningspunkter} \leq 2 \cdot \binom{\binom{n}{2}}{2} = \quad (2.31)$$

$$= \frac{n(n-1)}{2} \cdot \left( \frac{n(n-1)}{2} - 1 \right) = \quad (2.32)$$

$$= \frac{n^2(n-1)^2 - 2n(n-1)}{4} \quad (2.33)$$

Det är dock bara den ena av skärningspunkterna som härrör från källan och det kan vara ett problem att bestämma vilken av dem det är.

## 2.4 Skärningspunktsberäkning

För att kunna göra en positionsbestämning måste skärningspunkten mellan två hyperbelgrenar beräknas. Antag att de två hyperbelgrenarna beskrivs med vektorerna  $\bar{x}_1, \bar{y}_1$  samt  $\bar{x}_2, \bar{y}_2$  med  $N$  respektive  $M$  element. Elementen anger samplade värden av hyperbelns placering i koordinatsystemet. En  $N \times M$  matris,  $\mathbf{D}$ , beräknas där varje element  $d_{k,l}$  anger avståndskillnaden mellan två punkter på hyperbelgrenarna enligt nedan.

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_{1,1} & d_{1,2} & \dots & d_{1,m} \\ d_{2,1} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ d_{n,1} & \cdot & \cdot & d_{n,m} \end{bmatrix}$$

$$d_{k,l} = \sqrt{(\bar{x}_1[k] - \bar{x}_2[l])^2 + (\bar{y}_1[k] - \bar{y}_2[l])^2}$$

Punkterna  $(\bar{x}_1[i], \bar{y}_1[i])$  och  $(\bar{x}_2[j], \bar{y}_2[j])$  på hyperbelgrenarna som har det minsta inbördes avståndet antas vara närmast den verkliga skärningspunkten. Beräkningen av skärningspunkten görs med en iterativ metod i MATLAB som först skattar en skärningspunkt, sedan väljer ut en del av hyperbelgrenen runt skärningspunkten, interpolerar och räknar ut en ny skattning så länge det minsta avståndet  $\varepsilon$ , minskar.

$$\varepsilon = \min(D) = d_{i,j}$$

Om tidsdifferensestimeringen inte är tillräckligt exakt finns det tillfällen när två hyperbelgrenar inte bildar någon skärningspunkt. Eftersom algoritmen kommer att hitta det ställe där de ligger varandra närmast kan helt felaktiga skärningspunkter skattas. Dessa kan dock väljas bort genom att undersöka i fall hyperbelgrenarna skär varandra. Detta kan göras genom att stega igenom alla  $y$ -koordinater och testa om hyperbelgrenarnas  $x$ -koordinater ändrar sig i förhållande till varandra.



# Kapitel 3

## Implementering

En algoritm för att skatta sändarens riktning eller position implementeras i MATLAB med simulerade signaler med bestämd fördröjning. Således kan den utvärderas och designvariabler justeras. Den fysiska delen av demonstratorsystemet (figur 3.1) kopplas ihop för att kunna läsa in data till MATLAB och sedan användas i algoritmen.

### 3.1 Försöksuppställning

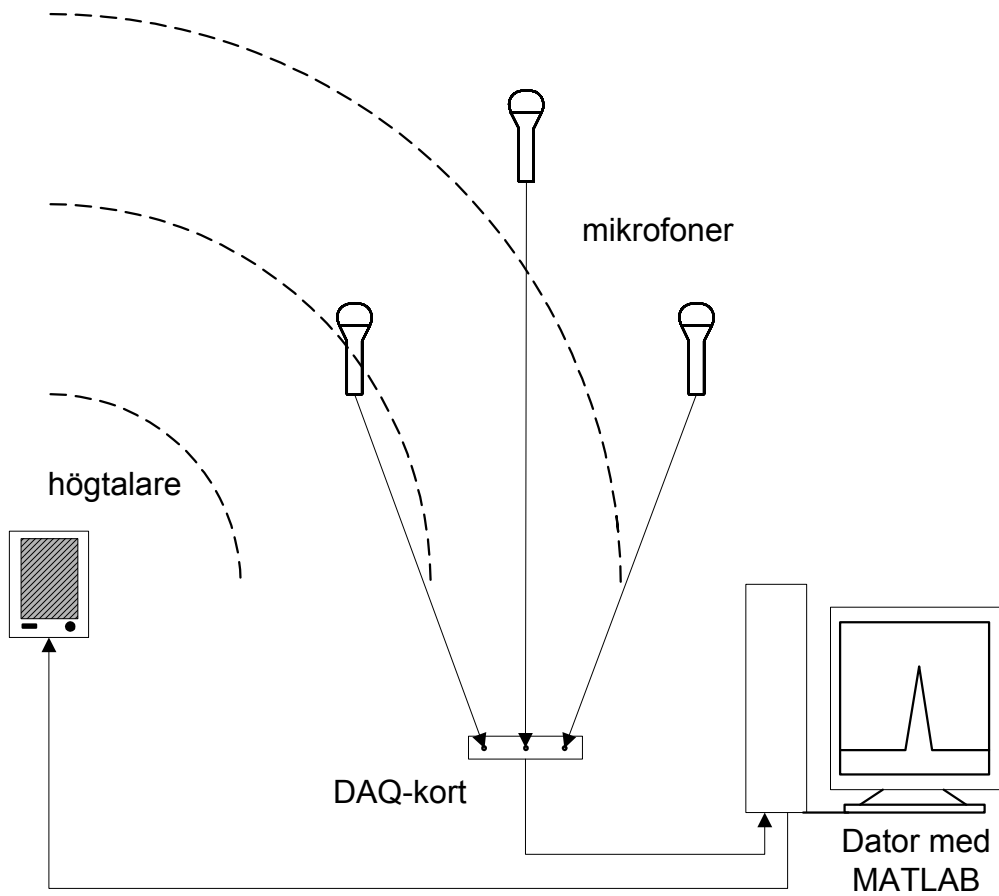
Utrustningen som används i demonstratorsystemet är

- Fostex 6301B högtalare med inbyggd förstärkare
- 4st Shure BG2.1 mikrofoner
- National Instruments 6034E datainsamlingskort (DAQ) med 16 analoga ingångar och samplingshastighet upp till 200 kS/s
- PC med MATLAB version 6.1 och DAQ Toolbox

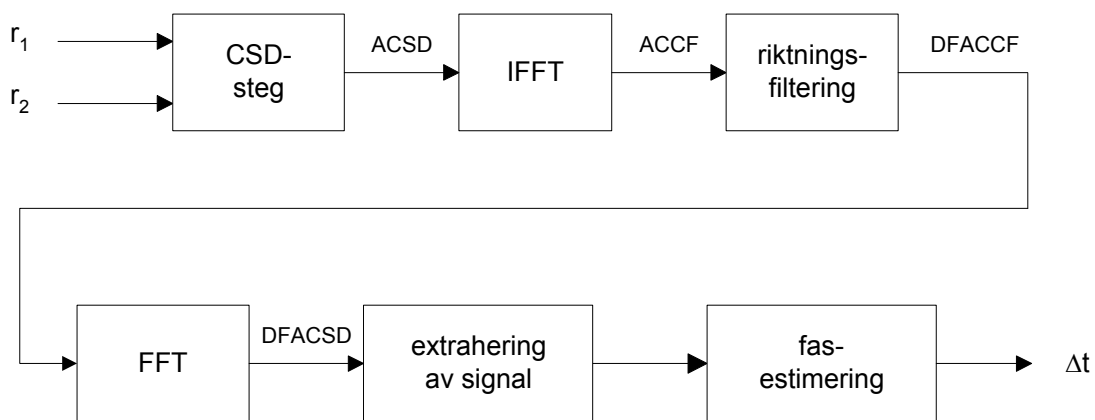
Försöken utförs i ett vanligt rum med bord och stolar samt ljuddämpande plattor i taket. Mikrofonerna står upprätta, och högtalarna är placerade på ca. 1m höjd för att minska effekterna av golvreflektion. Vid försöken flyttas mikrofonerna runt i rummet med ett avstånd till högtalaren av 1-4m. Med högtalarens volym uppskruvad till max och riktad mot mikrofonerna uppmäts SNR till drygt 20dB beroende på avstånd till högtalaren.

### 3.2 Algoritmen

Att beräkna tidsskillnaden  $\Delta t$  ur de två mottagna signalerna kräver en del signalbehandling. I en serie artiklar [7], [8], [9] presenterar Houghton och Reeve en metod för upptäckt och riktningensbestämning av bredbandiga signaler genom korrelation av signalerna, fönstring av CCF:n över ett smalt område och genom applicering av Fouriertransformen bilda den riktningsfilterade korsspektraltätheten. Ur denna är det sedan möjligt att skatta signalens infallsvinkel. Houghton och Reeves arbete lade grunden till den algoritm som används vid denna implementering. En schematisk bild av algoritmens olika steg visas nedan i figur 3.2.



Figur 3.1: Schematisk bild över demonstratorsystemet med tre mikrofoner. Ljudsignalerna som mikrofonerna mottar läses in i MATLAB m.h.a. ett datainsamlingskort (DAQ-kort).

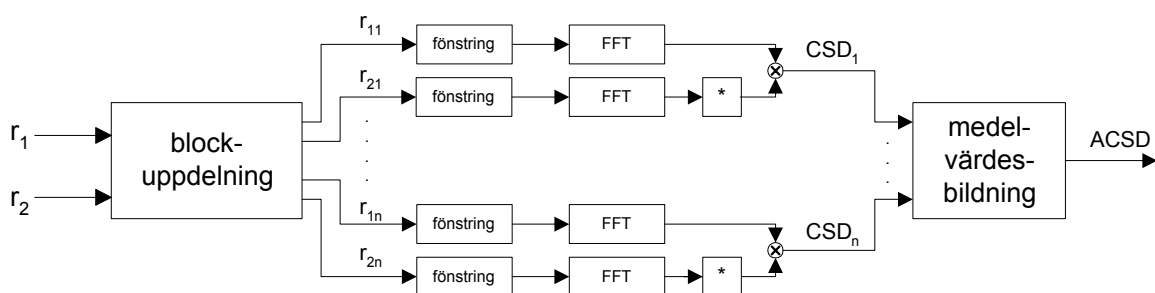


Figur 3.2: Blockschema över tidsestimeringsalgoritmen.

### 3.2.1 CSD-steg

Signalerna läses först in och delas sedan upp i  $n$  st segment om  $N$  sampel (figur 3.3). Korsspektraldensiteten beräknas för varje block för att sedan kunna medelvärdesbildas vid beräkningarna, vilket ger ett bättre resultat. Fler segment ger ett mer pålitligt medelvärde men det tar längre tid att räkna ut så det är en avvägningsfråga. Oftast läses  $2^{16}$  sampel in med samplingsfrekvens 48kHz och sedan delas upp i 64 segment om 1024 sampel.

Eftersom signalen trunkerats vid inläsning så fönstras den genom ett Hanning-fönster för att runda av signalen innan den ska transformeras. Detta för att minska effekterna av läckage (se [6]) som distorderar transformen av signalen. För att öka frekvensseparationen nollinbakas signalvektorerna till dubbla längden, vilket också gör att FFTs snabbhet utnyttjas då cirkulär faltning kan användas. För varje segment multipliceras de båda signalvektorerna och CSD erhålls. Denna funktion medelvärdesbildas för att ta fram ACSD (Average CSD).



Figur 3.3: Blockschemat över CSD-steg.

### 3.2.2 Riktningfiltrering

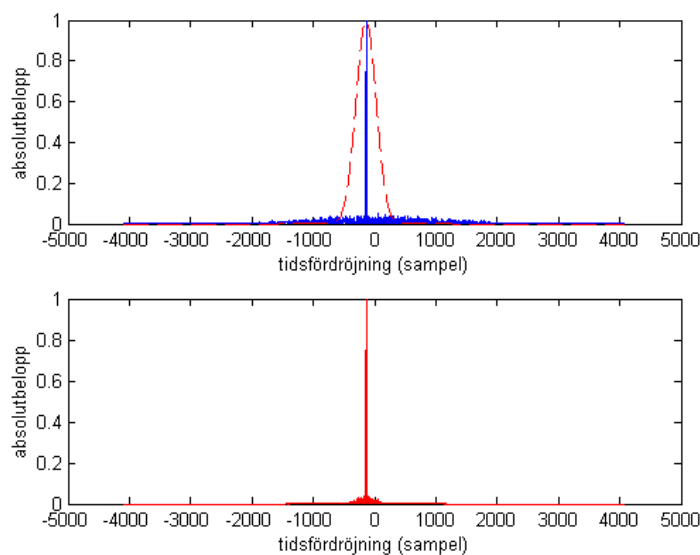
Genom att inverstransformera ACSD:n bildas ACCF (Average Cross Correlation Function) och en plot av den avslöjar en topp som motsvarar tidsfördröjningen i antal sampel (figur 3.4). I ACCF:en har signalens energi samlats i toppen medan bruset spridit sig jämnt för alla olika tidsfördröjningar eftersom bruset är oberoende mellan de två mottagarna. Varje tidsfördröjning motsvarar en riktning så därför kommer begreppet *riktningsdomän* användas försättningsvis. Genom att filtrera ut området där korrelationstoppen befinner sig elimineras bruset eller andra störande signaler från andra riktningar. Detta kallas för att riktningfiltrera och innebär att ett fönster appliceras på ACCF:n. Resultatet av fönstringen kallas DFACCF (Direction Filtered ACCF). Ett Gaussfönster används och förskjuts i tiden för att hamna mitt över toppen av ACCF:n (figur 3.4). På grund av denna förskjutning kommer fönstringen att innebära en viss fasvridning. Detta diskuteras mer i kapitel 4. Gaussfönstrets koefficienter beräknas på följande vis

$$w[k+1] = e^{\frac{1}{2}(\alpha \frac{k-N}{N/2})^2}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \alpha \geq 2 \quad (3.1)$$

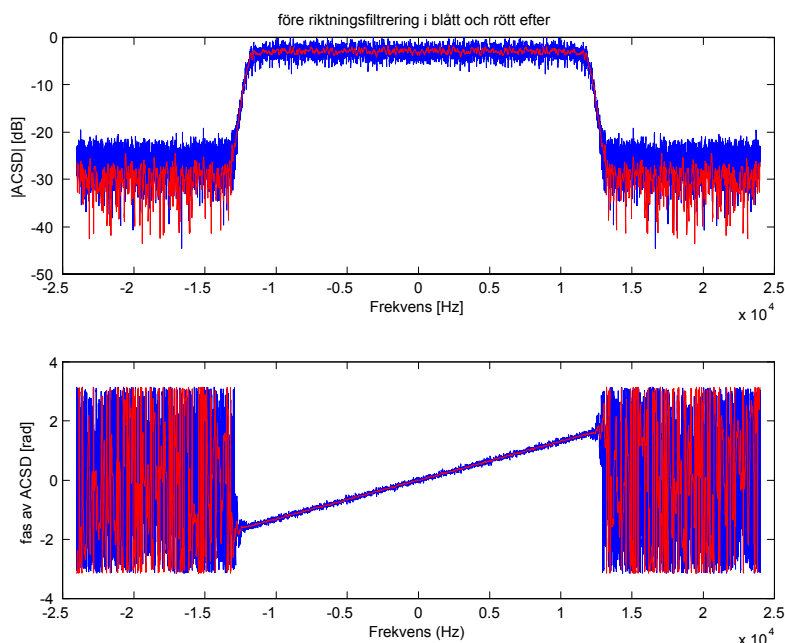
Ett större värde på  $\alpha$  ger alltså ett smalare fönster och en större del av bruset filtreras bort. Fönsterbredden måste anpassas så källsignalen passerar opåverkad. Bredbandiga signaler ger en smal korrelationstopp så att fönstret i sin tur också kan göras smalt.

Riktningfiltreringen leder till att SNR blir högre eftersom en stor del av bruset elimineras (se figur 3.5).





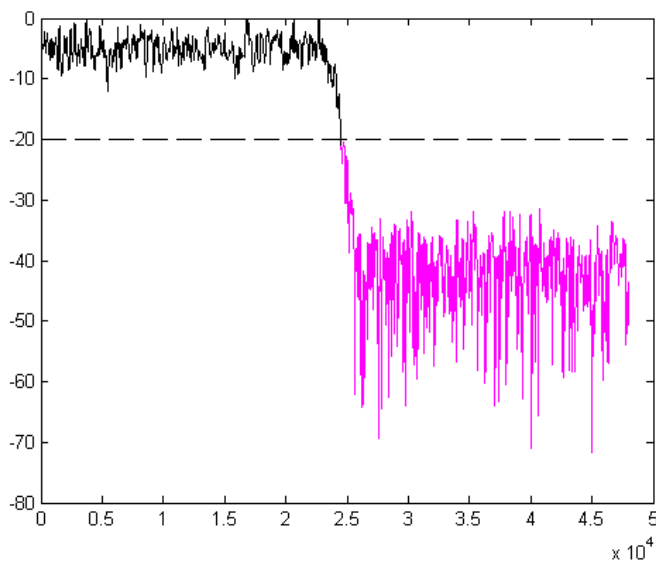
Figur 3.4: Den övre figuren visar ACCF och ett fönster (rött streckat). Resultatet av riktningensfiltreringen - DFACCF visas i den nedre figuren.



Figur 3.5: ACSD:n har ett högre absolutbelopp i det frekvensområde signalen befinner sig i. Fasen är linjär inom detta område. Den övre figuren visar ACSD:n före (i blått) och efter riktningensfiltreringen (i rött). Dess fas syns i den nedre figuren. Observera hur signalen jämnats ut och därmed blir det lättare att uppskatta dess lutning.

### 3.2.3 FFT, signalextrahering och fasestimering

Genom att Fouriertransformera DFACCF erhålls DFACSD (Direction Filtered ACSD). Den har ett stort absolutbelopp i det frekvensområde som innehåller den intressanta signalen, dvs. det frekvensområde som har linjär fas (figur 3.5). Det finns flera olika sätt att extrahera den intressanta delen av DFACSD men enklast är att bara använda de frekvenser som har amplitud över en viss tröskelnivå. Tröskelvärdet sätt utifrån maxvärdet t.ex. 10 dB under maxvärdet (se figur 3.6) och bör justeras beroende på mottagningsförhållandena. Det skulle också gå att välja ut den del av faskurvan som är linjär, men det blir mer komplext och ger ingen större skattnings-vinst. Med minsta kvadratskattningen skattas sedan fasens lutning och således kan tidsskillnaden beräknas.



Figur 3.6: Absolutbeloppet av ACSD:n i dB. Ett tröskelvärde (här 20dB) bestämmer vilken del av signalen som ska användas för att skatta lutningen på faskurvan.

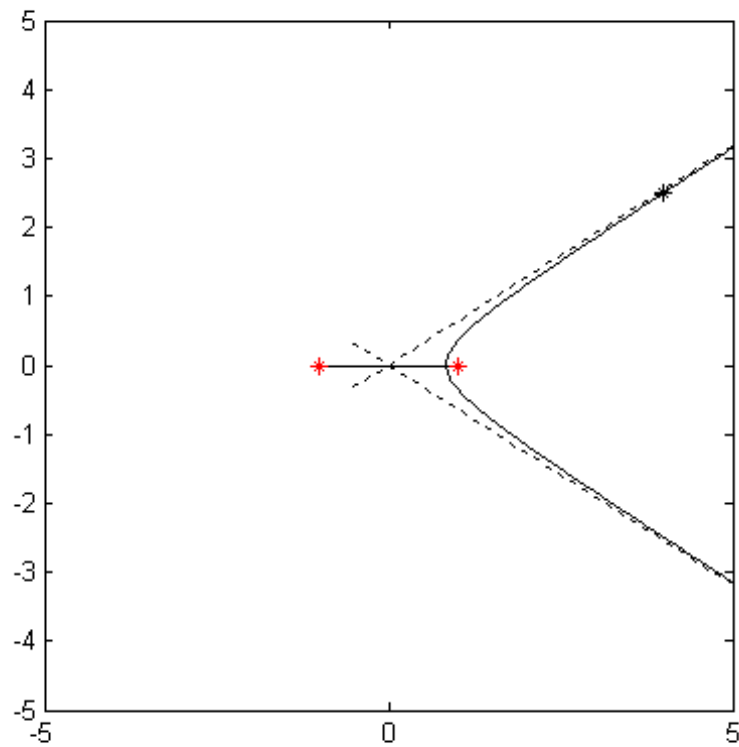
## 3.3 Riktningbestämning

Som beskrivit tidigare beräknar algoritmen tidsskillnaden mellan två signaler, vilket i sin tur leder till en hyperbel. Eftersom fasen på ACSD:n ger oss ett tecken på  $\Delta$  (enligt ekvation (2.15)), vilket anger vilken av signalerna som är först i tiden, är det bara en av hyperbelns grenar (figur 3.7) som är intressant.

Riktningen beräknas baserat på antagandet att källan befinner sig tillräckligt långt bort för att göra en fjärrfälts-approximation enligt ekvation (2.5).

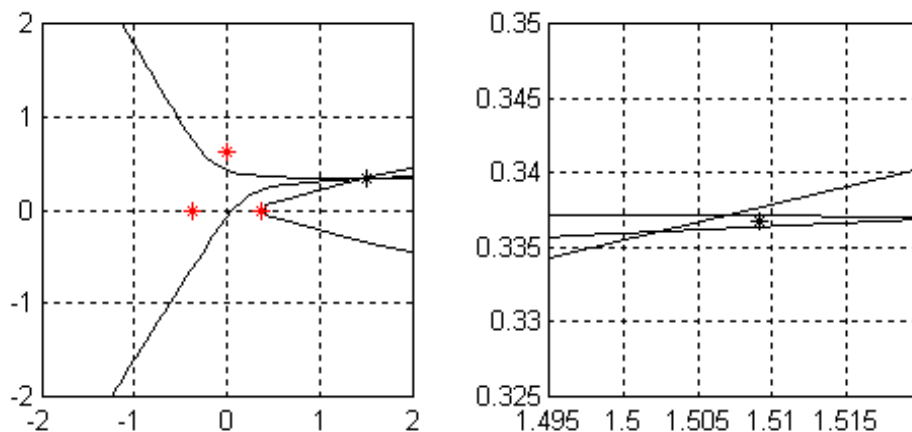
## 3.4 Lägesbestämning

Inspelade signaler från två mottagare ger en tidsskillnad som resulterar i en hyperbel där alla punkter på hyperbeln är en möjlig sändarposition. För att få en entydig positionering krävs två eller flera hyperblar som erhålls genom tre eller fler mottagare. De mottagna signalerna



Figur 3.7: Med kännedom om vilken av de mottagna signalerna som ligger först i tiden är endast en hyperbelgren intressant. Här är det den högra grenen. Stjärnorna i mitten av figuren visar mottagarna. Hyperbelgrenens asymptoter är streckad.

korreleras parvis och en tidsskillnad beräknas för varje mottagarpar, vilket i sin tur resulterar i en hyperbelgren. Skärningen mellan dessa hyperbelgrenar är den skattade positionen av sändaren (figur 3.8).



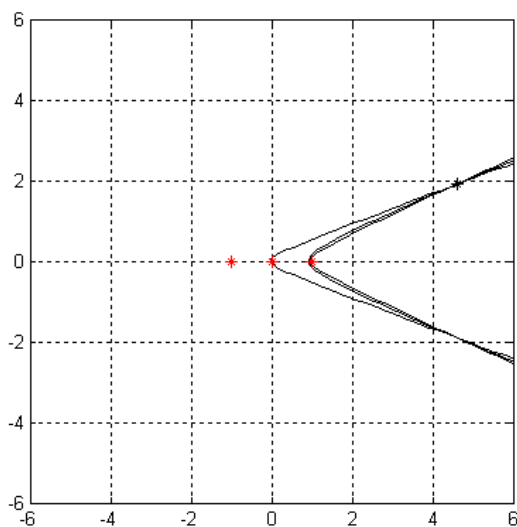
Figur 3.8: *Positionbestämning med tre mottagare. Vid förstoring (högra figuren) syns det tydligt att hyperbelgrenarna skär varandra i flera punkter.*

Vid praktisk implementering kommer i de allra flesta fall dessa hyperbelgrenarna inte att skära varandra entydigt. Därför tas ett medelvärde på de parvisa skärningspunkterna för att skatta positionen. Skärningen bestäms genom att jämföra hyperblarna och välja de punkter för vilka hyperbelgrenarna är närmast varandra. Det är en fördel att sprida ut mottagarna i motsats till att sätta dem på rad (figur 3.9) eftersom även hyperbelgrenarna kommer att följas åt, skärningen blir inte lika tydlig och en sämre skattning fås.

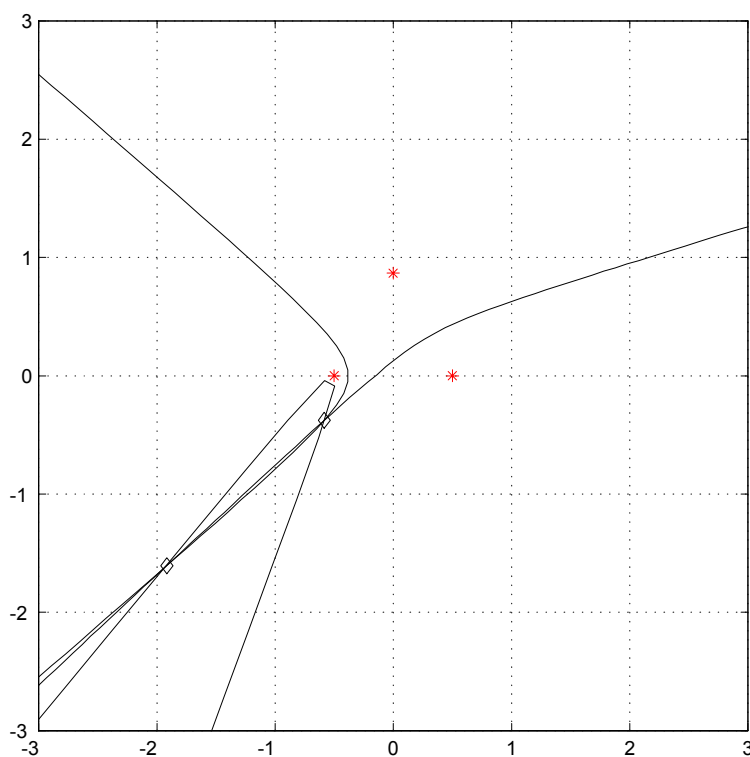
Med tre mottagare erhålls tre hyperbelgrenar och ett system med fyra mottagare ger sex hyperbelgrenar enligt ekvation (2.30). Om tre mottagare används finns det en möjlighet att hyperbelgrenarna ger upphov till två skärningspunkter (figur 3.10). Genom att använda fyra mottagare kan man undvika denna mångtydighet.

### 3.5 Användargränssnitt

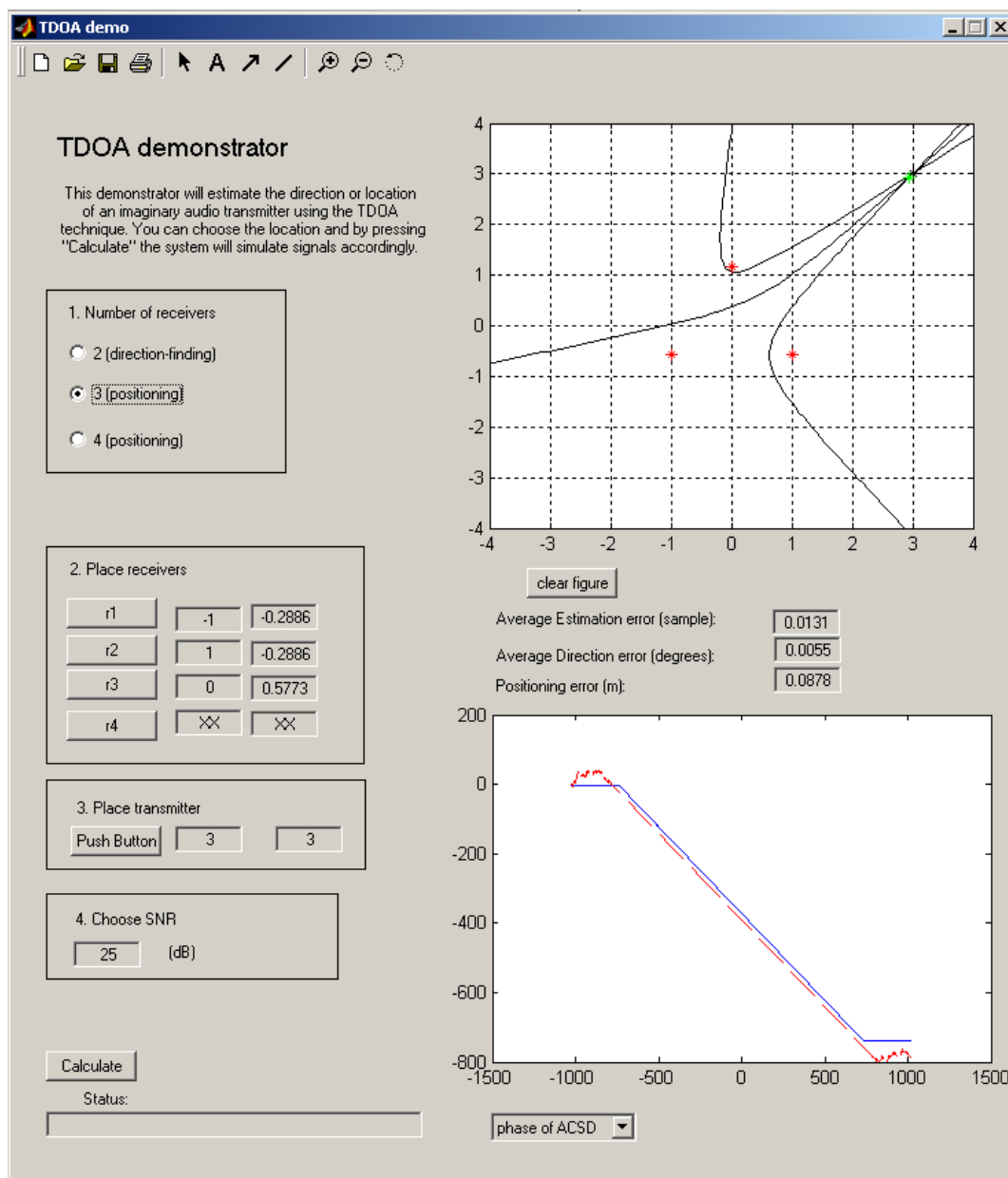
För att förenkla användningen av demonstratorsystemet har ett användargränssnitt (figur 3.11) utvecklats. Genom att specificera hur många mikrofoner som används och avståndet mellan dem kan en riktning eller position av sändaren bestämmas. Användaren kan även specificera samplingsfrekvens och antal sampel som ska läsas in. Det finns även en version av användargränssnittet där endast simulerade signaler används och användaren själv kan välja sändarens sanna position och SNR.



Figur 3.9: Positionsbestämning med mottagarna placerade på rad. Hyperbelgrenarna skär varandra i liten vinkel vilket försvårar skattningen av skärningspunkten.



Figur 3.10: Tre mottagare ger inte alltid en entydig position. Hyperbelgrenar ger upphov till två skärningspunkter.



Figur 3.11: Användargränssnitt för demoversionen av demonstratorsystemet. Simulerade signaler används för att skatta "sändarens" position.



# Kapitel 4

## Resultat

### 4.1 Riktningbestämning

#### 4.1.1 Med simulerade signaler

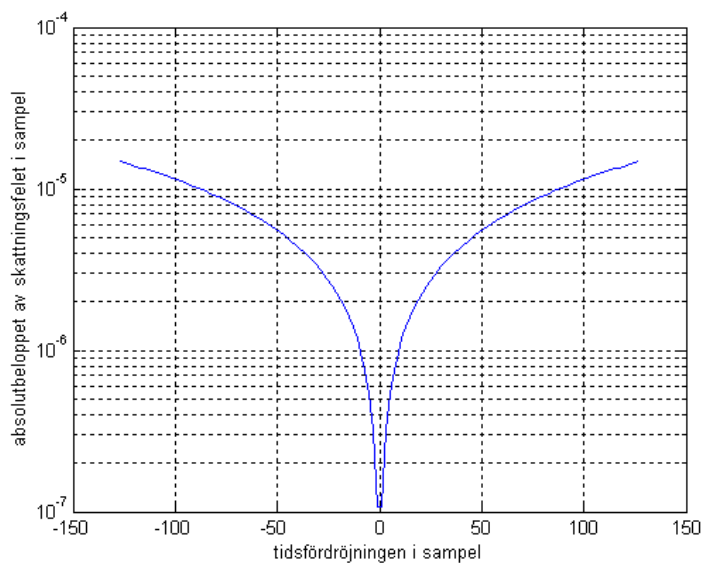
Först testades riktningbestämningsalgoritmen på MATLAB-genererade signaler. Grundsignalen som representerar källan var bandbegränsat vitt brus och de ”mottagna” signalerna var kopior av denna, där den ena tidsfördröjdes för att motsvara en infallsvinkel. För att simulera kanalen adderades två olika realiseringar av vitt brus till de båda signalerna.

Figur 4.1 visar hur skattningsfelet varierar med storleken på fördröjningen för brusfria signaler. När mottagarna befinner sig lika långt från sändaren ( $\Delta t = 0$ ) kommer de mottagna signalerna att ge en bättre överensstämmelse (högre korrelationstopp) än om deras avstånd till sändaren är olika, således blir skattningsfelet även lägre. Vid riktningfiltreringen fasvrids signalen en aning vilket leder till att skattningsfelet blir mindre och större för andra fördröjningar (se figur 4.2). Vid praktiskt implementering när endast en begränsad mängd data läses in, här  $2^{16}$  sampel, kommer det alltid att bli ett visst fel i skattningen. Skattningen är dock väntevärdesriktig och felet konvergerar mot noll när antal sampel går mot oändligheten (se [10]).

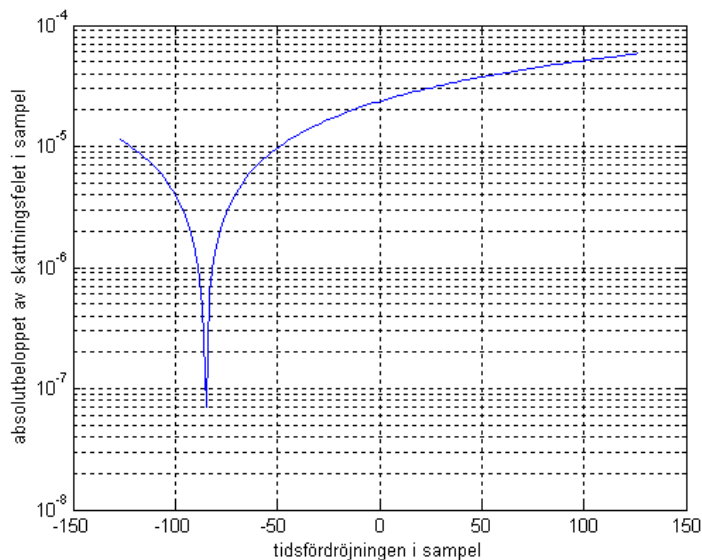
Vid höga SNR som i exemplet ovan gör riktningfiltreringen ingen nytta. För lägre SNR kan den innebära betydande vinster trots fasvridningen som riktningfiltreringen medför, om rätt fönsterbredd väljs. I figur 4.3 syns detta samband tydligt. Det smalaste fönstret i riktningdomänen (alfa3) ger minsta skattningsfelet vid låga SNR medan för höga SNR fås det bästa resultatet om man inte fönstrar. Eftersom man inte alltid kan uppskatta SNR används ändå riktningfiltreringen eftersom felet det inför är försumbart i jämförelse med den brusreducering som erhålls. Oftast har fönsterbredden 20 (se ekvation (3.1)) använts som vid ett SNR på 20dB ger ett skattningsfel på mindre än en tusendels sampel vilket motsvarar ett vinkelfel mindre än en hundraleds grad. Vid okänt SNR kan man kontrollera att signalen inte filtreras bort genom att studera korskorrelationen före och efter riktningfiltrering (figur 3.4) innan mätningar på börjas. Detta skulle också kunna automatiseras genom att utgå ifrån ett smalt fönster och vidga bredden på det så länge det finns mer av signalen.

Skattningsfelet kan bli oproportionerligt stort vid låga SNR. Detta beror på att vissa extremvärden drar upp medelvärdet. Bruset orsakar ibland en topp i ACCF:n som är starkare än den som indikerar tidsförskjutningen. Då kommer tids-domän filtreringen att koncentrera sig på ”fel” topp.

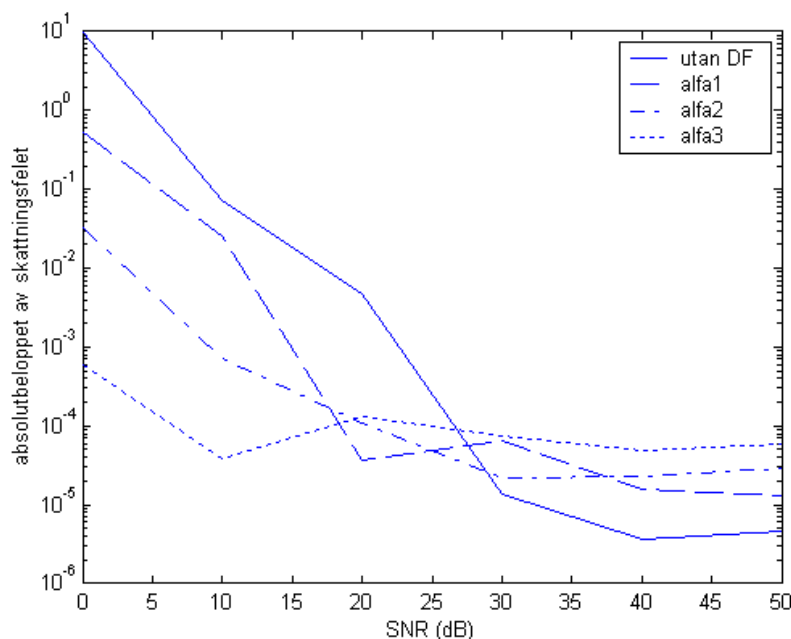




Figur 4.1: *Utan riktningsfiltrering. Skattningsfelet i förhållande till tidsfördröjningen i sampel för brusfria signaler.*



Figur 4.2: *Med riktningsfiltrering. Skattningsfelet i förhållande till tidsfördröjningen i sampel för brusfria signaler.*



Figur 4.3: Skattningsfelet beroende på SNR för signaler som inte riktningsfiltrerats (utan DF) samt riktningsfiltrering med 3 olika fönsterbredder, där *alfa1* är det bredaste i riktningsdomänen.

#### 4.1.2 Med audiosignaler

Vid ett försök med två mikrofoner (figur 4.4), med 0.6 m avstånd uppmättes skattningsfel mellan ett och två sampel vilket motsvarar någon grad i riktningsfel. De horisontella små strecken i figuren visar standardavvikelsen på skattningsfelet för 10 mätningar under vilka högtalare och mikrofoner befann sig på samma positioner. Standardavvikelsen är mycket liten i förhållande till skattningsfelet. Detta kan till stor del förklaras med att den ”riktiga” fördröjningen som skattningen jämförts med har en rätt så stor felmarginal då den uppmättes med måttband. Det är också därför som skillnaderna mellan de olika tidsfördröjningarna är relativt stor.

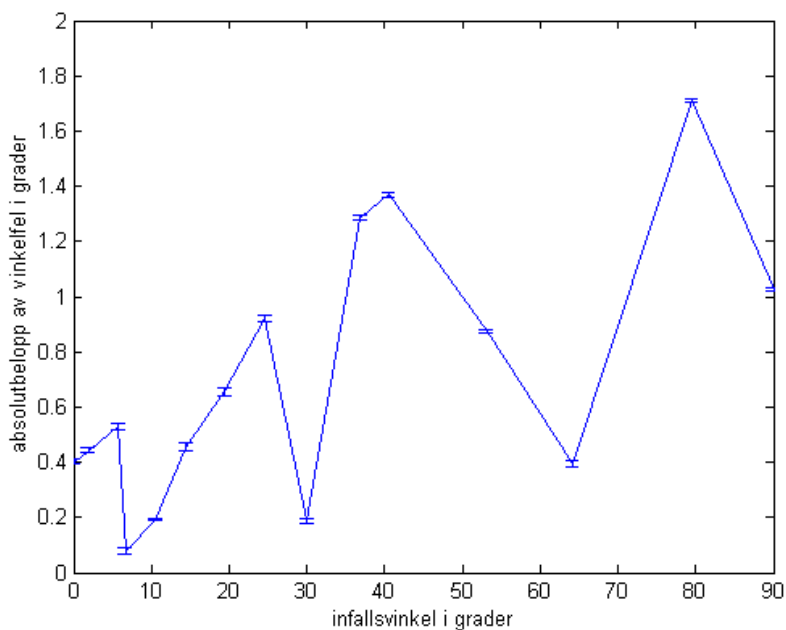
## 4.2 Lägesbestämning

### 4.2.1 Tre mottagare

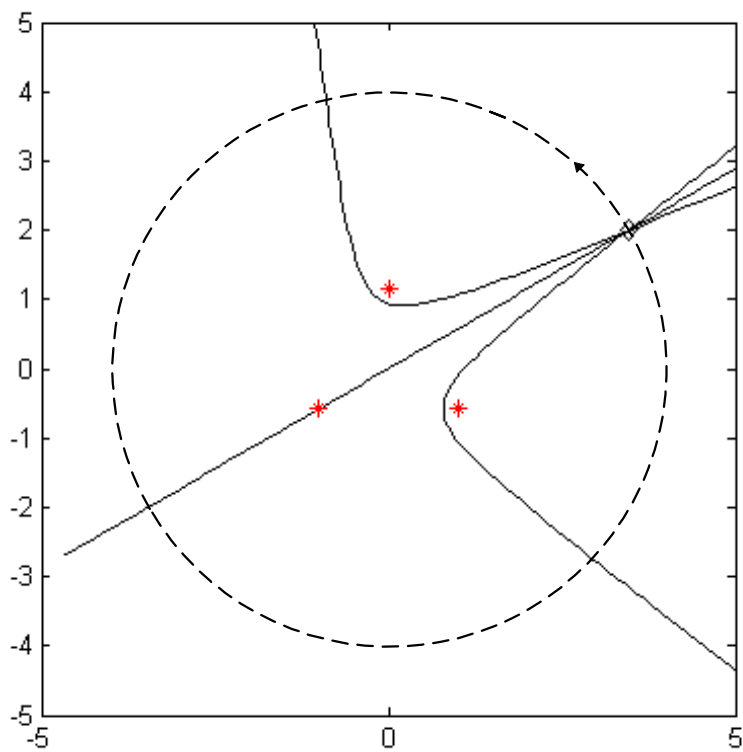
#### Med simulerade signaler

Vid simuleringar med tre mottagare simuleras de mottagna signalerna som om de vore placerade i en trekant (se figur 4.5) och sändarens förflyttas i en cirkel runt mottagarna.

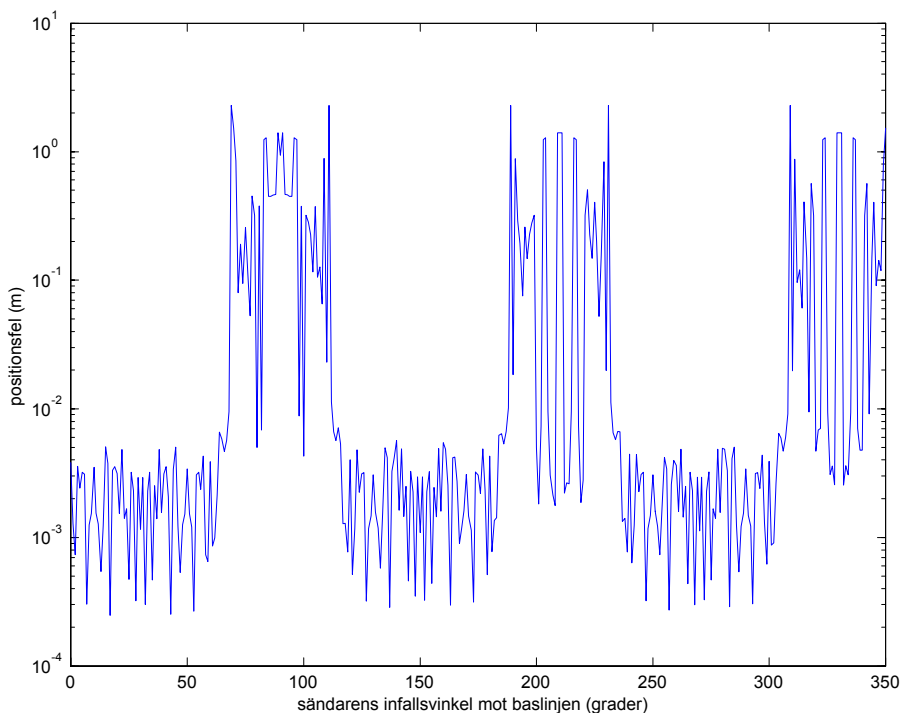
Figur 4.6 visar hur positioneringsfelet varierar för olika infallsvinklar med simulerade signaler. Positionsfelet är ett medelvärde över 20 mätningar. Det syns tydligt att både de bra och de dåliga skattningarna kommer i perioder vilket tyder på att vissa infallsvinklar är mer fördelaktiga för demonstratorsystemet att pejla, vilket diskuteras mer i nästa delkapitel. I denna simulering antogs sändaren befinna sig på 4m avstånd till mittpunkten av mottagartriangeln. Positionsfelet blir oftast någon decimeter eller ca 2.5% av avståndet.



Figur 4.4: Absolutbeloppet av vinkelfelet i förhållande till infallsvinkel i grader. Grafen visar medelvärdet av 10 mätningar med utrustningen i samma positioner och de små horisontella strecken visar standardavvikelsen av vinkelfelet.



Figur 4.5: De mottagna signalerna simuleras som om mottagarna är placerade i en trekant och positioneringsfel beräknas för olika sändarpositioner.



Figur 4.6: *Positionsfel beroende på infallsvinkeln vid simulering med tre mottagare.*

### Med audiosignaler

I figur 4.7 visas medelvärdet av positionsfel för 10 mätningar. Här uppnås inte alls lika små positionsfel som vid simuleringarna men precis som vid rikttningsbestämningen är standardavvikelsen för 10 mätningar liten.

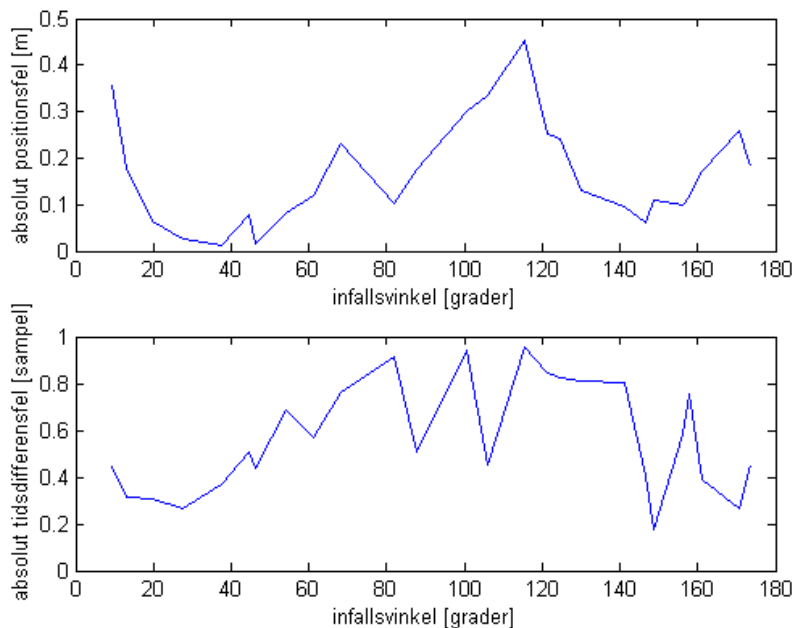
Hur bra tidsdifferensskattningen är har i vissa fall underordnad betydelse för den slutliga positionsskattningen. Istället kan infallsvinkeln ha en avgörande betydelse. Figureerna 4.8 och 4.9 visar ett ”sämsta” och ”bästa” fall i försöken ovan.

Det ideala är att placera mottagarna runt om sändaren vilket ger hyperblar som klart och tydligt skär varandra och inte följs åt. Eftersom demonstratorsystemet är en praktisk implementering och högtalaren inte är rundstrålande placeras alltid högtalaren på ett visst avstånd.

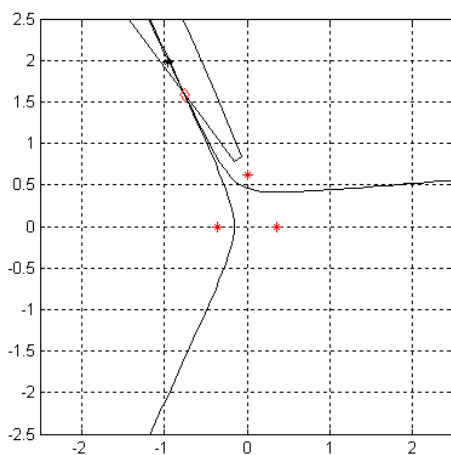
Tiden att beräkna en position med tre mottagare är ca. 0.5 s efter inläsning.

### 4.2.2 Fyra mottagare

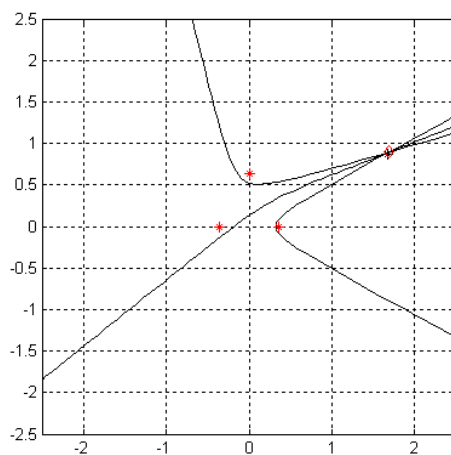
Med fyra mottagare i demonstratorsystemet erhålls enligt ekvationerna (2.30-2.33) sex hyperbelgrenar och maximalt 30 skärningspunkter (figur 4.10). Detta ger utrymme för att kunna välja bort ”dåliga” skärningspunkter, d.v.s sådana som uppkommit genom alltför smalvinkliga hyperblar eller av ett eller annat skäl ligger långt ifrån de andra skärningspunkterna. Eftersom metoden för beräkningen av skärningspunkten som använts här inte är så avancerad så kan hyperbelgrenar som skär varandra flera gånger orsaka problem. Genom att välja bort de skärningspunkter som befinner sig längst ifrån de andra, kan risken för detta minskas. Det krävs bra metoder för att kunna avgöra vilka av de beräknade skärningspunkterna som är relevanta och härrör från källan men de har inte utvecklats ytterligare i dessa försök.



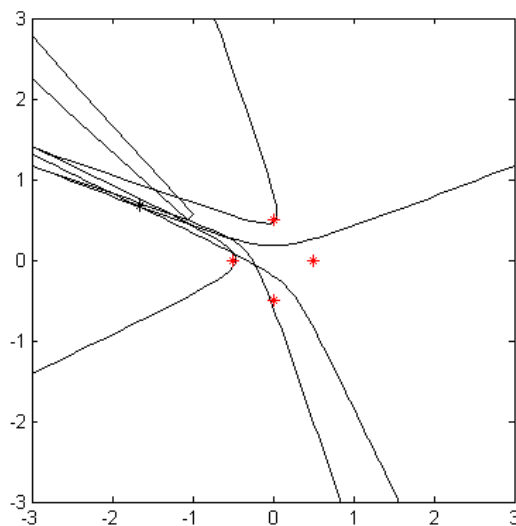
Figur 4.7: Uppmätta skattningsfel för positionsbestämning med tre mottagare. den övre figuren visar positionsfelet och den nedre tidsfelet för olika infallsvinklar. De båda storheterna är medelvärdesbildade över 10 mätningar.



Figur 4.8: Ett "värsta" fall för demonstratorsystemet. Två av hyperbelgrenarna är nästan parallella. Om den tredje är baserad på en dålig tidsskattning kan positionsfelet bli mycket stort. Här blev felet 45cm p å ca. 2m avstånd.



Figur 4.9: Ett "bästa" fall för demonstratorsystemet. Ljudet från sändaren utbreder sig mitt emellan mottagarna och en bra skattning kan göras. Den röda romben till höger i bild visar den skattade positionen som endast är 2cm från den verkliga.

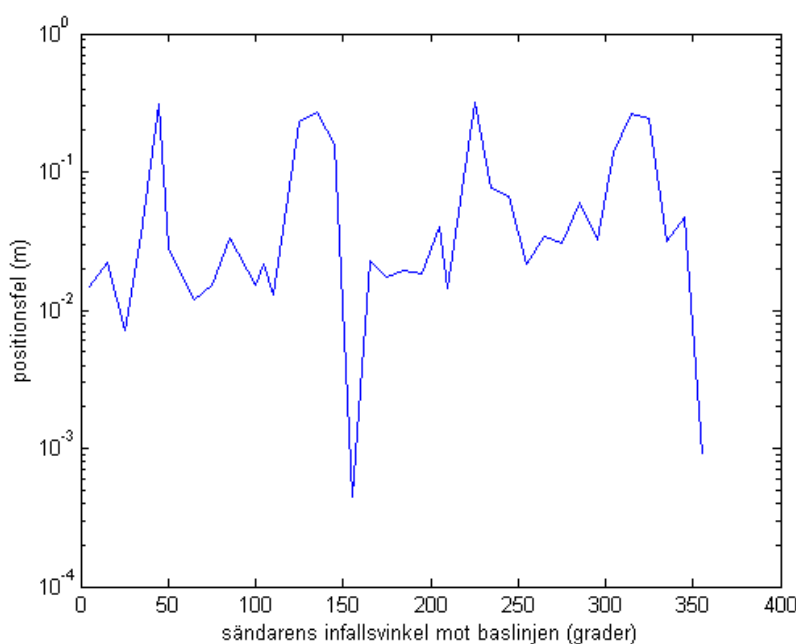


Figur 4.10: Positionsbestämning med fyra mottagare placerade i en kvadratisk formation. Det krävs bra metoder för att kunna välja ut relevanta skärningspunkter.

När en tidsestimering görs med två mottagare som ligger i linje med sändaren uppnås maximal tidsfördröjning. Om skattningen av denna tidsfördröjning är lite större än den sanna tidsfördröjningen erhålls en hyperbel med komplexa värden. Därför är det en fördel att kunna välja bort komplexa hyperblar utan att få alltför otillförlitliga skattningar. Fler hyperbelgrenar kräver mer beräkningar vilket gör att en positionsbestämning tar drygt 2s. Den uppenbara fördelen är att risken för mångtydighet som uppstod med endast tre mottagare elimineras.

### Med simulerade signaler

Simuleringar med fyra mottagare placerade i kvadrat (enligt 4.10) ger inte bättre positionsskattningar än med tre (figur 4.11). De riktigt bra skattningarna uppnås inte lika ofta men således inte de dåliga heller.



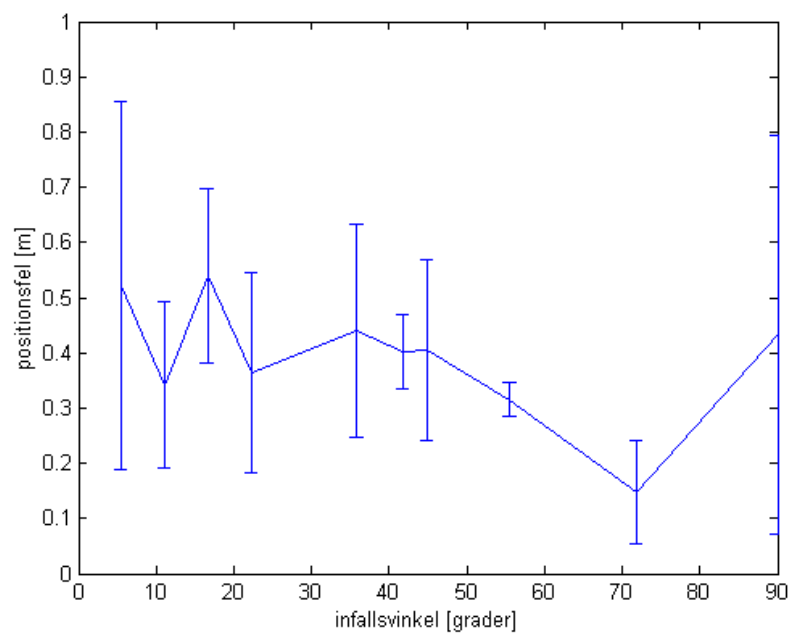
Figur 4.11: *Positionsfel i förhållande till infallsvinkel till mottagarnas baslinje. Signalerna är simulerade utifrån fyra mottagare med SNR=25dB och 4m avstånd till sändaren.*

### Med audiosignaler

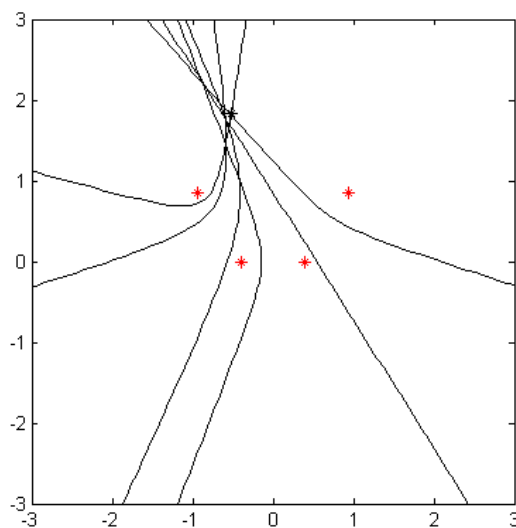
Vi praktiska försök med fyra mottagare placerade i kvadrat uppmäts riktigt stora positionsfel och standardavvikelsen för 10 mätningar är också hög (figur 4.12).

I de flesta praktiska situationer pejar man inte helt i blindo, oftast har man någon kännedom om var sändaren befinner sig. Därför är det mer fördelaktigt att placera mottagarna lite mer utspritt (se figur 4.13).

En mer utspridd formation ger betydligt bättre positionsskattningar och lägre standardavvikelser (se figur 4.14). Ett praktiskt problem är dock att beräkna mottagarnas positioner då de inte är symmetriskt placerade i förhållande till varandra. Därför kommer det "rätta" värdet på högtalarens position som de skattade jämförs med att vara mindre pålitligt.

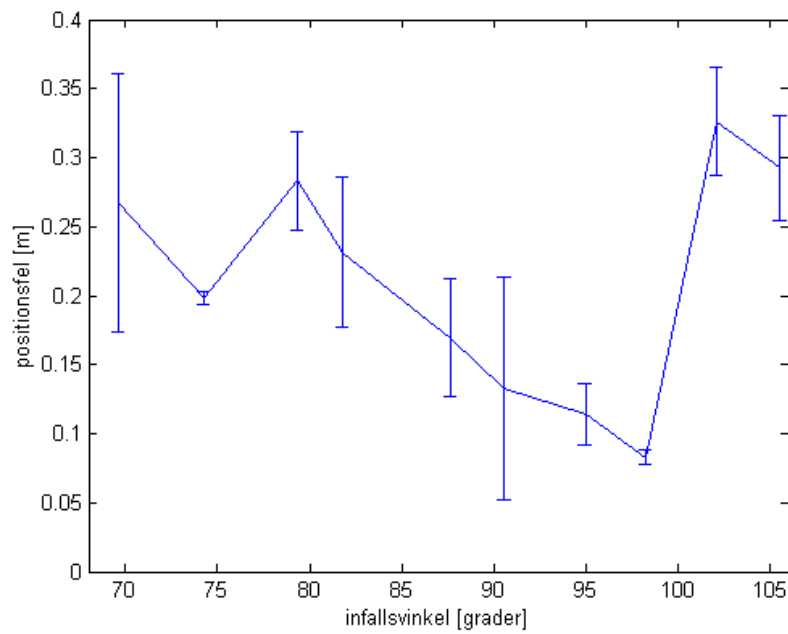


Figur 4.12: Uppmätta positionsfel för olika infallsvinklar med fyra mottagare placerade i kvadrat. De horisontella strecken visar standardavvikelsen för 10 mätningar.



Figur 4.13: Mottagarna (stjärnorna i mitten) placeras med fördel ut på enligt ovan sätt när viss information om sändarens position finns tillgänglig. Hyperblarna skär varandra inom ett betydligt mindre område än när mottagarna placeras i kvadrat.





Figur 4.14: *Positionsfel beroende p å infallsvinkel när mottagarna placeras ut som i figur 4.13.*

# Kapitel 5

## Slutsats och diskussion

### 5.1 Slutsatser

I denna rapport har en metod baserad på TDOA-tekniken presenterats för att riktning- och lägesbestämma en ljudkälla. Praktisk implementering har även visat att det inte bara fungerar i teorin utan även i praktiken. Både simulerade och experimentiella resultat visar att skattningen av tidsdifferensen fungerar bra. Denna skattning lägger sedan grunden för riktning- och lägesbestämning. Att bestämma en riktning utifrån tidsdifferensestimeringen kan också enligt försöken göras relativt noggrant.

Resultaten har även visat att fyra mottagare kan ge bättre positionsbestämningar än tre om bara mottagarna placeras ut förnuftigt. Först och främst elimineras risken för mångtydighet (flera skärningspunkter) men även ges en möjlighet att kunna sortera bort vissa skattningar. Största svårigheten vid implementering av TDOA-tekniken är den inbyggda problematiken med hyperblarna. Bara ett litet fel i skattningen av tidsdifferensen kan ge upphov till stora variationer av hyperbelgrenens skärningspunkter vilket i sin tur orsakar dåliga och otillförlitliga skattningar av sändarens position. Ett tidsskattningsfel på 1 sampel eller  $21\mu s$  som ger positionsfel på upp till 25% är inte acceptabelt. Genom att observera hyperbelgrenarna är det dock lätt att se om det finns risk för mångtydighet eller otillförlitliga skattningar.

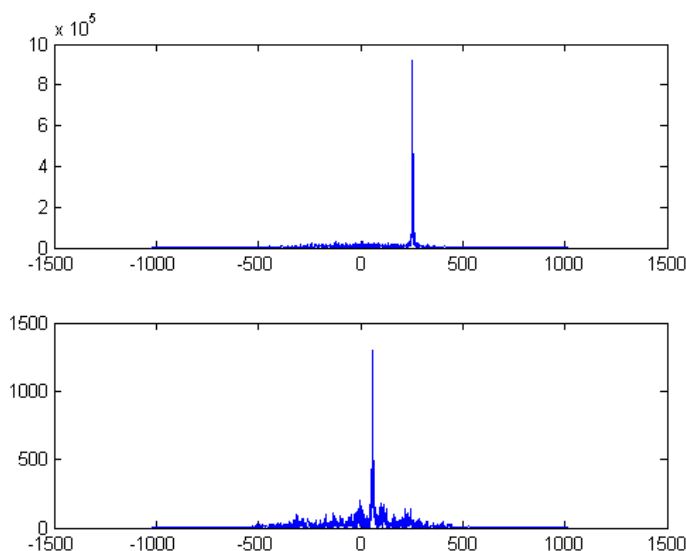
### 5.2 Begränsningar

Varför blir det då så stora skillnader mellan de simulerade signalerna och de riktiga försöken? Som tidigare nämnts så jämförs skattningarna med en "riktig" tidsfördröjning eller position som beräknats genom att mäta avstånd från sändare och mikrofoner med måttband, vilket inte går att göra utan införandet av ett visst fel. De flesta skattningar har små standardavvikelser jämfört med felets storlek, vilket tyder på ett måttbandsfel. Utrustningen d.v.s. högtalarna och mikrofonerna är inte heller ideala eftersom mikrofonerna inte är rundstrålande utan i viss mån riktade. En väggreglektad ljudvåg som träffar på toppen av mikrofonen kommer att förstärkas mer än om vågen inkommer från sidan och korrelationen kan visa på bättre överensstämmelse för den reflekterade ljudvågen.

Högtalaren antas vara en punktkälla medan den i verkligheten har en bredd på 10cm vilket motsvarar nästan  $3^\circ$  på två meters avstånd.

Trots att simuleringar utförts med SNR motsvarande det som råder vid de riktiga försöken uppmäts inte lika bra tidsdifferensskattningar vid de riktiga försöken. ACCF:n för simulerade signaler och inlästa signaler visas i figur 5.1. Överensstämmelsen mellan de två simulerade

signalerna är betydligt bättre trots brus. Vid inspelning av ljuddata har signalmiljön en betydande roll. Mediet (luften) som ljudvågorna färdas genom förändrar signalen och väggar, golv och andra föremål kan reflektera ljudvågen och får samma effekt som flera ljudkällor (se [11]). Kanalen kan alltså inte simuleras genom att bara addera vitt brus, för att få jämförbara resultat måste hänsyn tas till flervägsutbredning som ger färgat brus med viss korrelation samt begränsningar hos hårdvaran d.v.s mikrofonerna, högtalaren och datainsamlingskortet.



Figur 5.1: Även när simuleringar görs med motsvarande SNR som vid riktiga mätningar kan inte kanalen helt återskapas. Den övre figuren visar ACCF:n för simulerade signaler med  $SNR=25dB$  och den undre visar ACCF:n som riktiga ljudsignaler bildar där SNR var ca.  $25dB$ .

### 5.3 Framtida förbättringar

Det finns en hel del förbättringar som skulle kunna göra audiodemonstratorn bättre och skattningarna mer tillförlitliga. Vid vissa försök har det observerats att tidsestimeringen varit acceptabel, men uppskattningen av skärningspunkten har varit för oexakt. Detta kan lätt undvikas med en bättre algoritm för att hitta skärningspunkten.

I positioneringen tas ett medelvärde av skärningspunkterna mellan hyperblarna. Som förklarats tidigare så kan nästan parallella hyperblar ge upphov till varierande skärningspunkter även vid små tidsdifferensfel. Därför kan man tänka sig en viktning av skärningspunkterna, där den skärningspunkt som uppstår mellan hyperblar som inte ligger speciellt nära varandra får större vikt vid beräkning av sändarens position. För att underlätta för framtida användare skulle en kartläggning av "problemsituationer" kunna utföras.

Det skulle också vara fördelaktigt att i korskorrelationsfunktionen kunna jämföra den högsta toppens amplitud med den näst högsta. Om den skillnaden inte är så stor så tyder det på en mindre tillförlitlig skattning då flervägsutbredning gör inverkan på de mottagna signalerna.

Audiodemonstratorn kan utvecklas till att lägesbestämma två eller flera sändare. När mikrofonerna uppfattar ljud från flera håll resulterar det i flera toppar i amplituden på ko-

rskorrelationsfunktionen. Genom att ta vara på de intressanta topparna kan flera tidsskillnader och således positioner beräknas. Det skulle krävas betydligt mer avancerade algoritmer som kan para ihop olika skärningspunkter och härleda dessa till en möjlig sändarposition.

Vid FOI i Linköping kommer ett demonstratorsystem för radiovågor att implementeras med riktiga radiomottagare. Det kommer då att bli allt viktigare att undersöka likheter och framförallt olikheter mellan ljud- och radiovågors utbredning. Det är känt att de båda har liknande dynamik men för att kunna dra någon slutsats om riktnings- och lägesbestämning av radiosändare utifrån dessa resultat måste sambanden analyseras närmare.



## Referenser

- [1] Ulrika Elbornsson, "*Upptäckt och riktningsbestämning av bandspridda signaler med hjälp av korrelation*", FOI-R-0030-SE, Totalförsvarets Forskningsinstitut, 2001
- [2] Peter Nagy, "*Direction Finding for the SESAM-system*", FOA-R-97-00428-616-SE, Försvarets Forskningsanstalt, 1997
- [3] Magnus Finne, "*Methods for Direction-Finding of Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals*", FOA-R-96-00250-3.6-SE, Försvarets Forskningsanstalt, 1996
- [4] Group Brown, "*Final Report, 2E1366 - Project Course in Digital Processing and Digital Communication*", Kungliga Tekniska Högskolan, 2001
- [5] Allan G. Piersol, "*Time Delay Estimation Using Phase Data*", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, 1981
- [6] Fredrik Gustafsson, Lennart Ljung, Mille Millnert, "*Digital Signalbehandling*", Studentlitteratur, 2001
- [7] A.W. Houghton, C.D Reeve, "*Spread spectrum signal detection using a cross correlation receiver*", Radio Receivers and Associated Systems, 1995
- [8] A.W. Houghton, C.D Reeve, "*Detection of spread-spectrum signals using the time-domain filtered cross spectral density*", , IEE Proc.-Radar, Sonar Navig., 1995
- [9] A.W. Houghton, C.D Reeve, "*Direction finding on spread-spectrum signal using the time-domain filtered cross spectral density*", IEE Proc.-Radar, Sonar Navig., 1997
- [10] Ulrika Ahnström, Johan Falk, "*Utvärdering av metoder för tidsdifferensbestämning ur ett telekrigsperspektiv*", FOI-R-0335-SE, Totalförsvarets Forskningsinstitut, 2001
- [11] P. Svaizer, M. Matassoni, M. Omologo, "*Acoustic Source Location in a Three-dimensional Space Using Crosspower Spectrum Phase*", IEEE Conference Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997
- [12] Hans Bergdahl, "*Lägesbestämning, TDOA*", Signalspaningsteknik, del 2, Radarsignalspaning, Försvarets Forskningsanstalt, 1998



## Appendix A

### Härledning av hyperbelns ekvation

$$\Delta d = d_1 - d_2 = \sqrt{y^2 + \left(x + \frac{d}{2}\right)^2} - \sqrt{y^2 + \left(x - \frac{d}{2}\right)^2}$$

$$\begin{aligned} 2y^2 + 2x^2 + \frac{d^2}{2} - 2\sqrt{y^4 + x^4 + 2x^2y^2 + \frac{d^2}{2}y^2 - \frac{d^2}{2}x^2 + \frac{d^4}{16}} &= (\Delta d)^2 \\ \left(2y^2 + 2x^2 + \frac{d^2}{2} - (\Delta d)^2\right)^2 - 4\left(y^4 + x^4 + 2x^2y^2 + \frac{d^2}{2}y^2 - \frac{d^2}{2}x^2 + \frac{d^4}{16}\right) &= 0 \\ 4(\Delta d)^2 x^2 - 4(\Delta d)^2 y^2 - 4d^2 x^2 + (\Delta d)^2 d^2 - (\Delta d)^4 &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d^2}{2}\right)^2\right) x^2 - \left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 y^2 &= \left(\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d^2}{2}\right)^2\right) \left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 \\ \frac{x^2}{\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2} - \frac{y^2}{\left(\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d^2}{2}\right)^2\right)} &= 1 \\ \frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} &= 1 \end{aligned}$$

där

$$\begin{aligned} a &= \frac{\Delta d}{2} \\ b &= \sqrt{\left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d^2}{2}\right)^2} \end{aligned}$$





## Appendix B

# Transformation mellan koordinatsystem

Antagandet att mottagarna är symmetriskt placerade kring origo på  $x$ -axeln stämmer inte när fler än två mottagare används. I sådana fall beräknas en hyperbelgren utifrån ett baslinjelokalt koordinatsystem  $(x_t, y_t)$ , där mittpunkten på baslinjen utgör origo i detta koordinatsystem. Detta måste sedan transformeras till det gemensamma koordinatsystemet (se figur B.1) för att man ska kunna jämföra olika hyperbelgrenar och beräkna en skärningspunkt. Följande teori är tillämpbar för alla punkter i det baslinjelokala koordinatsystemet men kommer bara att diskuteras i termer av transformering av en hyperbelgren.

Om mottagarna befinner sig på olika långt avstånd till origo måste hyperbelgrenen förskjutas i  $x$ - och  $y$ -led i relation till det baslinjelokala koordinatsystemets origo. Det betecknas med  $C$  och med systemcentrala koordinaterna  $(x_C, y_C)$  enligt figur B.1. Låt mottagarnas systemcentrala koordinater vara  $(x_A, y_A)$  och  $(x_B, y_B)$ . Hyperbelgrenen translateras till

$$x_{trans} = x + x_C \quad (\text{B.1})$$

$$y_{trans} = y + y_C \quad (\text{B.2})$$

där

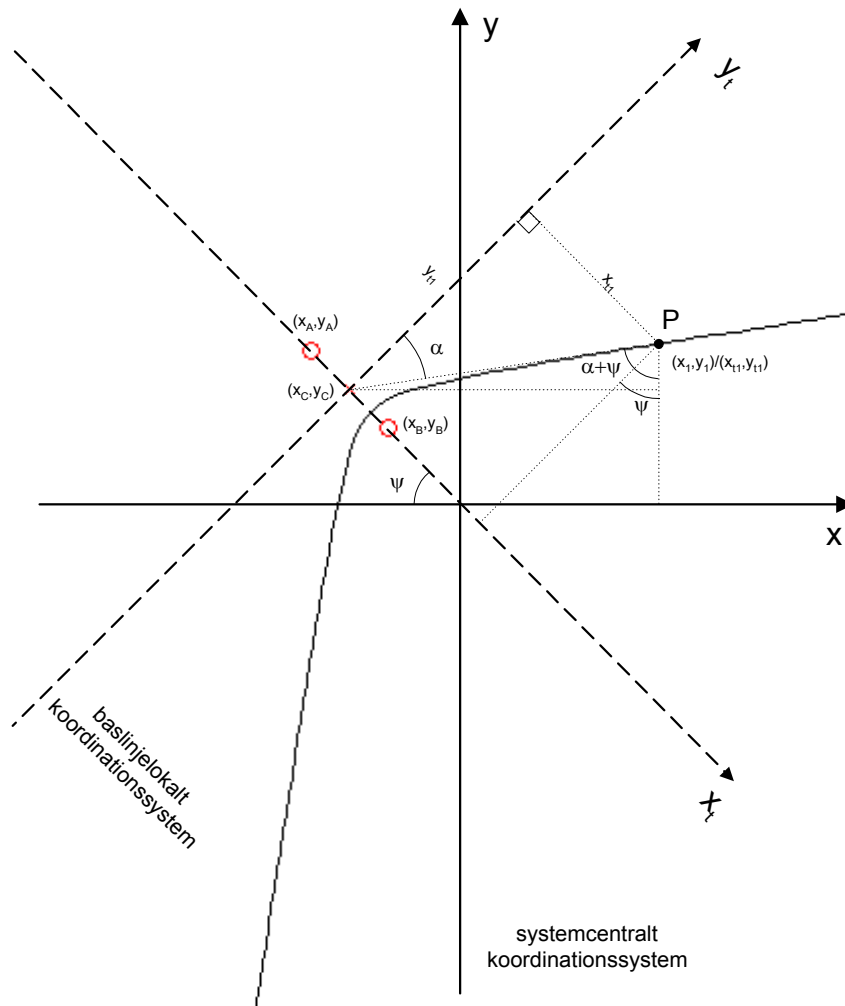
$$x_C = \frac{x_A + x_B}{2} \quad (\text{B.3})$$

$$y_C = \frac{y_A + y_B}{2} \quad (\text{B.4})$$

När fler än två mottagare används placeras de med fördel ut osymmetriskt kring  $y$ -axeln. För att avgöra om en vridning av koordinatsystemet är nödvändig undersöks vinkeln  $\psi$  som bildas mellan det baslinjelokala och det systemcentrala koordinatssystemets  $x$ -axlar (se figur B.1) enligt ekvationen (B.5).

$$\psi = \arctan \left( \frac{y_A - y_B}{x_A - x_B} \right) \quad (\text{B.5})$$

När vinkeln är nollskild beräknas  $r$  som anger avståndet till  $C$  för varje punkt på hyperbeln. Detta avstånd kommer att bevaras under vridningen. Varje punkt bildar också en vinkel  $\alpha$  med det baslinjelokala koordinatsystemets  $y$ -axel (se figur B.1).



Figur B.1: Mottagarna, som representeras av cirklar i figuren, är inte symmetriskt placerade kring  $y$ -axeln vilket innebär att en hyperbelgren beräknas utifrån baslinjelokala koordinater som sedan transformeras till systemcentralt koordinationsystem. Punkten  $P$  på hyperbeln har koordinaterna  $(x_1, y_1)$  som transformeras till  $(x_{11}, y_{11})$ .

$$r = \sqrt{(x_t^2 + y_t^2)}; \quad (\text{B.6})$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{x_t}{y_t}\right); \quad (\text{B.7})$$

Hyperbelgrenens punkter i förhållande till det systemcentrala beräknas enligt ekvationerna (B.8) och (B.9).

$$x = r \cdot \sin(\alpha + \psi) \cdot \text{sign}(y) + x_C; \quad (\text{B.8})$$

$$y = r \cdot \cos(\alpha + \psi) \cdot \text{sign}(y) + y_C; \quad (\text{B.9})$$

Den första termen i uttrycken för  $x$  och  $y$  motsvarar vridningen och den andra translationen till det systemcentrala koordinatsystemet.  $\text{sign}(y)$  resulterar i ”-1”, ”0” eller ”1”. För nollskilda element är  $\text{sign}(y) = y/|y|$ .

Se [12] för mer information om hyperbeltransformering.