

FFIE/728/161

Godkjent  
Kjeller 16 mars 1998

*R Hedemark*

R Hedemark  
Forskningsjef

**METODER FOR SORTERING AV PULSTOG  
(DEINTERLEAVING)**

MALNES Eirik, BERG Pål, SMESTAD Tore

FFI/RAPPORT-98/01476

**FORSVARETS FORSKNINGSINSTITUTT**  
**Norwegian Defence Research Establishment**  
Postboks 25, 2007 Kjeller, Norge

NORWEGIAN DEFENCE RESEARCH ESTABLISHMENT (NDRE)  
 FORSVARETS FORSKNING SINSTITUTT (FFI)

UNCLASSIFIED

POST OFFICE BOX 25  
 N-2007 KJELLER, NORWAY

SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE  
 (when data entered)

## REPORT DOCUMENTATION PAGE

1) PUBL/REPORT NUMBER FFI/RAPPORT-98/01476 1a) PROJECT REFERENCE FFIE/728/161	2) SECURITY CLASSIFICATION UNCLASSIFIED 2a) DECLASSIFICATION/DOWNGRADING SCHEDULE	3) NUMBER OF PAGES 54
4) TITLE METODER FOR SORTERING AV PULSTOG (DEINTERLEAVING) (METHODS FOR PULSTRAIN SORTING (DEINTERLEAVING) )		
5) NAMES OF AUTHOR(S) IN FULL (surname first) MALNES Eirik, BERG Pål, SMESTAD Tore		
6) DISTRIBUTION STATEMENT Approved for public release. Distribution unlimited. (Offentlig tilgjengelig)		
7) INDEXING TERMS IN ENGLISH:  a) <u>Deinterleaving</u>  b) <u>Electronic support measures</u>  c) <u>Algorithms</u>  d) <u>Electronic intelligence</u>  e) _____	IN NORWEGIAN:  a) <u>Pulssortering (Deinterleaving)</u>  b) <u>Elektroniske støttetiltak</u>  c) <u>Algoritmer</u>  d) <u>Elektronisk etterretning</u>  e) _____	
THESAURUS REFERENCE:		
8) ABSTRACT <p>The report, written under FFI-project 728 "KONTUR-continuation", is meant to be a reference book on deinterleaving. Deinterleaving is the process of sorting interleaved pulsed signals into pulse-trains with a more or less fixed pulse-repetition interval (PRI). The report describes and discusses various methods and algorithms for deinterleaving. The report is based on references found in the open literature. Most of the methods discussed threat deinterleaving based on time-of-arrival (TOA). Methods using sequence-search and TOA-histogramming are discussed extensively, and some of these algorithms are demonstrated with MATLAB. There are also other strategies which can be used to deinterleave signals. Deinterleaving by using other signal parameters such as bearing, frequency and pulse-length as key sorting parameter are briefly discussed. Problems concerning the association of emission-tracks to an emitter are discussed in some detail.</p>		
9) DATE  16 March 1998	AUTHORIZED BY This page only <i>R Hedemark</i> R Hedemark	POSITION  Director of Research

ISBN 82-464-0245-5

UNCLASSIFIED

## INNHOOLD

		Side
1	INNLEDNING	5
2	AKTUELLE SIGNALFORMER	7
2.1	Pulset signal	7
2.2	Pulsparametre	8
2.2.1	Intrapuls	8
2.2.1.1	Ankomsttidspunkt (TOA)	9
2.2.1.2	Pulslengde	10
2.2.1.3	Amplitude	10
2.2.1.4	Senderfrekvens	10
2.2.1.5	Ankomstvinkel	10
2.2.1.6	Pulsmodulasjon	11
2.2.1.7	Andre karakteristikker	11
2.2.2	Interpuls	12
2.2.2.1	Pulsrepetisjonsintervall (PRI)	12
2.2.2.2	Pulsrepetisjonsfrekvens (PRF)	12
2.2.2.3	Pulsgrupper	13
2.3	Ulike PRI sendeskjema	13
2.3.1	Konstant PRI	13
2.3.2	PRI-stagger	13
2.3.3	PRI-jitter	13
2.3.4	Svitsjet og dvelende PRI	14
2.3.5	Glidende PRI	14
2.3.6	Periodiske PRI variasjoner	15
2.3.7	Multi PRI sendeskjema	15
3	PULSSORTERING	15
3.1	Hensikt og delmål for pulssorteringen	15
3.2	Kategorier av signalmiljøer	16
3.3	Valg av signalparametre for pulssortering	16
3.4	Sekvensorienterte og satsorienterte algoritmer	16
4	HISTOGRAMBASERTE METODER	17
4.1	Midlere kvadratisk tilnærming av PRI	18
4.2	TOA differanse histogram	18
4.2.1	Terskefunksjon	20
4.3	Sekvenssøk	21
4.4	To-pass veid søkealgoritme	22
4.4.1	Kumulativt differanse histogram (CDIF)	22
4.4.2	Veid sekvenssøk	22

4.4.3	Deinterleaving av stagger/jitter	23
4.4.4	Terskelfunksjon	23
4.4.5	Problemer med CDIF	24
4.5	Sekvensielt differanse histogram (SDIF)	24
5	METODER BASERT PÅ ESTIMERINGSTEORI	26
5.1	Deinterleavingsalgoritmen til Synnøve	26
5.2	Flerdimensjonal deinterleaving	28
5.3	Kalmanfilter	29
5.4	Flerdimensjonal deinterleaving med Kalmanfilter	32
6	FOURIERTEKNIKKER	34
6.1	Puls-sorteringstransformen	34
6.2	Diskret Fouriertransform	35
7	METODER BASERT PÅ PULSANALYSE	35
8	ANDRE METODER	36
8.1	Rasterplott	36
8.2	Hough transformasjon	38
8.3	Glidende vindu over TOA	39
8.4	Sirkulær statistikk	41
8.5	Nevrale nettverk	42
8.6	Teknikker basert på kunstig intelligens (AI)	43
9	EMITTERTRACKING	43
10	OPPSUMMERING	47
	Litteratur	49
APPENDIKS		
A	DEFINISJONER	50
B	FORKORTELSER	52
	Fordelingsliste	53



## METODER FOR SORTERING AV PULSTOG (DEINTERLEAVING)

### 1 INNLEDNING

Denne rapporten inngår i prosjekt 728 "KONTUR Videreføring". Rapporten skal være et oppslagsverk for alle som jobber med deinterleaving/pulssortering, enten i utviklingsarbeid, analysearbeid eller i operativ bruk. Aktuelle metoder/algoritmer skal være beskrevet på en slik måte at det er mulig å forstå ideen bak metoden samt få et inntrykk av dens ytelse og begrensninger. Noen av metodene er implementert i MATLAB, og vil bli demonstrert i rapporten.

Vi vil i dette dokumentet bruke det norske ordet "pulssortering" synonymt med det engelske "deinterleaving". Vi vil i hovedsak drøfte digital pulssortering. Historisk har pulssortering også blitt foretatt på analogt nivå. Med økt kompleksitet av emittere, og ikke minst økt kapasitet på regnekraft ser det i dag ut til at digital etterprosessering er den mest realistiske framgangsmåte for å få mest mulig ut av dataene, og for å kunne gjøre dette i tilnærmet sann tid.

Det finnes flere mulige strategier for hvordan pulssorteringen kan utføres. Vi vil i hovedsak se på metoder som baserer seg på analyse av ankomstidspunkt (TOA) for pulser. Parametre som pulslengde (PW), pulsamplitude (PA), retningsvinkel (AOA) og senderfrekvens (F) og eventuelt pulsmodulasjon (MOP) kan brukes for å effektivisere/forbedre pulssorteringa og vil bli diskutert i noen grad.

I motsetning til typiske ELINT (elektronisk etterretning) applikasjoner vil det for vårt formål være behov for en nær sanntidsanalyse av pulsene. I ESM-sammenheng (elektroniske støttetiltak) ønsker en et hurtig varsel av eventuelle fiendtlige emittere. Dette gjør at vårt valg av deinterleavingsalgoritme er svært viktig. Svært tette signalmiljø (mere enn 1 million pulser per sekund) stiller store krav til fleksibilitet og hurtighet av algoritmene som velges.

Fagområdene ELINT og ESM har mye til felles. Da disse funksjoner i stor grad har vært utført av etterretningsorganisasjonene i de respektive land er det meste av informasjon svært høyt gradert, og følgelig lite tilgjengelig. I de senere år har det imidlertid blitt publisert en del artikler og lærebøker. Dette dokumentet vil i hovedsak baseres på det som står i disse kildene, selv om det er opplagt at mye av arbeidet som er gjort på dette fagområdet ikke er publisert. Vi må anta at det finnes et rikt utvalg av metoder og algoritmer som ikke er tilgjengelig i den åpne litteraturen pga fagområdets naturlige "hemmelighets-kremmeri".

Historien for ELINT/ESM startet omtrent på samme tidspunkt som radarer kom i allmen bruk, dvs i løpet av 2. verdenskrig. På dette tidspunkt var datamaskiner ikke tilgjengelig.

Deinterleaving ble derfor utført med analoge teknikker. En ELINT-operatør ville typisk stille inn mottakeren manuelt på rett frekvens, og deretter variere tidsforsinkelsen på oscilloskopet til han fant pulsrepetisjonsintervallet (PRI). I den første tida var radarenes sendemønstre enkle, og antall emittere var også overkommelig. Etterhvert kom enkle sanntids pulssortere på markedet. Her var signal gating implementert i hardware som forsinkelseslinjer. En puls trigger et forsinkelse (delay). Hvis en ny puls ankommer i løpet av en fastsatt akseptanstid, åpnes et nytt vindu med samme forsinkelse. Dersom en ny puls ankommer i det angitte vindu låses mekanismen på tidsforsinkelsen som er funnet, og telleverket kan finne antall pulser i pulstoget. Disse pulssortererne var ganske enkle, og får fort problemer dersom radaren ikke sender ut stabile PRI sekvenser. Enkle radarvarslere bruker ofte slike teknikker.

Etterhvert som radarteknologien utviklet seg, ble det et økende behov for mer avanserte deinterleavingsteknikker. Da datamaskiner ble tilgjengelig kunne deinterleavingsalgoritmer implementeres i software. Disse algoritmene kan ofte ta hensyn til at radaren ikke sender på en stabil PRI, at pulser ikke detekteres, at enkelte støypulser blander seg inn osv. Jo mer komplisert signalmiljøet blir, desto strengere krav stilles til algoritmen. I følge Whiley (4) bør en algoritme være i stand til å:

1. Tilordne så mange pulser som mulig til en emitter.
2. Resultere i så få emittere som mulig.
3. Minst mulig PRI variasjon assosiert med hver emitter.

Sluttresultatet bør være en "modell" for signalmiljøet. Et enkelt signalmiljø vil ofte kunne indikere en entydig modell, mer kompliserte signalmiljø kan resultere i flere mulige modeller, altså en tvetydig deinterleaving. Det er derfor viktig at algoritmen finner den mest sannsynlige modellen. Det er ikke alltid opplagt optimaliserings-kriteriene 1-3 er de beste i enhver situasjon. Punkt 1 og 3 kan av ofte være i motstrid til hverandre. Dette diskuteres til en viss grad i kapittel 9.

I dag er frekvenshopping, jitter og PRI-stagger vanlig, og stiller strenge krav til pulssorteringa i et ESM-system. I tabell 1.1 viser vi noen trender for hvordan signalmiljøet har utviklet seg de siste 30 åra. I slike signalmiljø blir pulssortering svært komplisert. Samtidig ønskes det at denne prosessen skal gjøres i tilnærmet sann tid.



	1970 tallet	1980 tallet	1990 tallet	2000 tallet
Pulstetthet	40 k pps	2M pps	10 M pps	15 M pps
Frekvens	2-12 GHz	2-40 GHz	-40 GHz	-40 GHz
PRI	Stabil, multiple pulstog	Jitter, stagger	Pseudo random	Adaptiv
System	Enkel frekvens	Flere frekvenser, og hopping, fasekode, PA-kontroll	Multi beam, høyere duty cycle, lavere PA	Støy radar, adaptive modus

*Tabell 1.1 Noen utviklingstendenser for radarer de siste 30 år. En ser at utviklinga i retning av høyere pulstetthet, større frekvensområde og PRI- og frekvensagilitet alle stiller strengere og strengere krav til deinterleavinga. (pps=pulser per sekund)*

## 2 AKTUELLE SIGNALFORMER

Dette kapitlet gir bakgrunnsstoff for rapportens hovedinnhold ved å beskrive signalformer og tilhørende begreper. Et signal kalles her en emisjon. Denne er typisk en radarmode, og kan bestå av flere pulstog. Hvert pulstog består av flere pulser. Hver enkelt emisjon stammer fra en enkelt emitter; denne kan ha flere emisjoner.

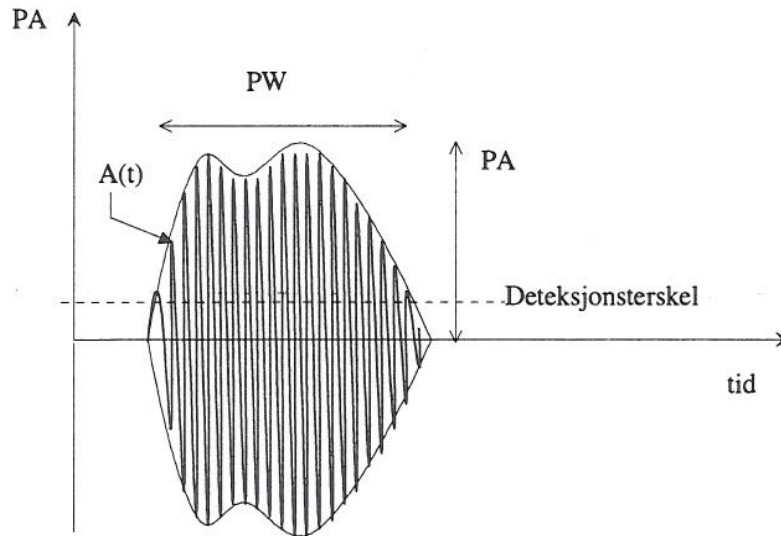
I denne rapporten vil vi i hovedsak behandle pulsede signal. Kontinuerlige signal som CW og FM-CW kan også medføre behov for deinterleaving, men varigheten av slike signal gjør at en ikke har fullt så strenge krav til ytelse av sorteringsalgoritmene som for pulsede signal. Vi kan derfor gå ut fra at en deinterleavingsalgoritme som kan håndtere et pulset signal med høy pulsrepetisjonsfrekvens også vil klare å sortere avbrutte sekvenser av CW signal. FM-CW stiller imidlertid strengere krav til deteksjon og parameterestimering enn pulsdeteksjon.

### 2.1 Pulset signal

Et pulssignal kan skrives som

$$s(t) = A(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (2.1)$$

hvor  $A(t)$  er pulsamplituden og  $\omega_0$  er senderfrekvensen til signalet.



Figur 2.1 Typisk råsignal for videodeteksjon. Omhyllingskurven til RF-signalet gir pulsformen. Skjæring med deteksjonsterskelen danner grunnlaget for å finne PW og PA

En enkelt puls kan da karakteriseres blant annet ved hjelp av senderfrekvensen, pulslengden (PW), pulsamplitude (PA), internmodulasjon eller MOP (modulation on pulse) og selve formen (omhyllingskurven) på pulsen. Dette kalles intrapuls parametre, siden de beskriver en enkeltpuls. Ofte settes disse sammen til et pulssord (PDW). For en ESM sensor defineres også et ankomsttidspunkt (TOA), og ofte også ankomstvinkel (AOA) for hver enkelt puls. Et pulssignal kan i tillegg beskrives ved hjelp av interpuls parametre, altså sammenhengen mellom de ulike pulser i et pulstog. Den viktigste parameteren her er pulsrepetisjonsintervall (PRI).

## 2.2 Pulsparametre

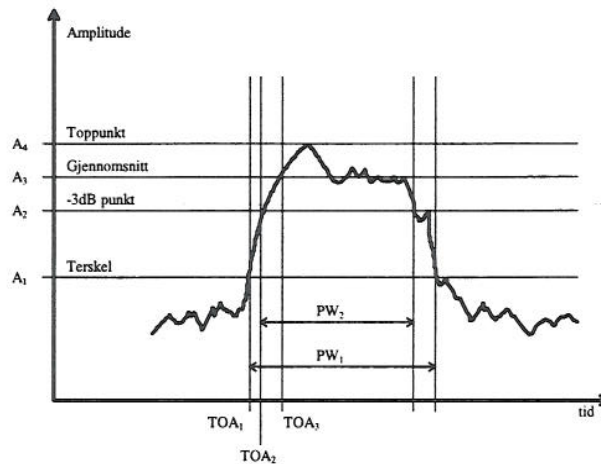
En er generelt interessert i å måle så mange egenskaper eller parametre til pulsen som mulig. Dette vil gjøre det enklere å skille pulsene i sammensatte signal fra hverandre, samt muliggjøre klassifisering av emisjonene for om mulig å identifisere emitterne. Noen av disse parametrene vil bli diskutert nedenfor.

Samtidig er det klart at for å forbedre deteksjonsevnen og holde antall falske alarmer under gitte krav, vil det være aktuelt å benytte tilpassete videofiltre eller M/N integrasjon (definert i appendiks A). Dette reduserer muligheten for nøyaktige målinger av pulsens parametre, og her må det gjøres en avveining mellom behovet for nøyaktig parameterestimering, følsomhet og prosesseringskrav.

### 2.2.1 Intrapuls

Intrapulsparametre er parametre som kan defineres ut fra hver enkelt puls. Typiske parametre er ankomsttidspunkt, pulslengde, amplitude og kanskje modulasjon. Figur 2.2

viser en puls etter deteksjon hvor enkelte definisjoner er angitt. De enkelte intrapulsparametre vil bli diskutert i det følgende.



Figur 2.2 Detektert puls (videosignal) med angivelse av noen alternative definisjoner for ankomsttidspunkt (TOA) og pulslengde (PW)

#### 2.2.1.1 Ankomsttidspunkt (TOA)

For å kunne beregne PRI må ankomsttidspunktet til hver enkelt puls bestemmes. En puls kan tegnes som vist i figur 2.2, hvor alternative definisjoner av ankomsttidspunkt, amplitude og pulslengde er angitt. Det finnes mange flere brukte definisjoner enn de som er vist her, men de er tatt med for å vise at det finnes alternative definisjoner. For den videre regning er det ikke kritisk hvilke definisjoner som velges. Vi velger å bruke alternativ nummer 1 for ankomsttidspunkt og pulslengde, og alternativ 4 for amplitudeverdi fordi dette er enklest og fullt ut tilfredsstillende for mange anvendelser.

I følge Wiley (4) kan da standardavviket for måling av ankomsttidspunktet for en puls estimeres ved

$$\sigma_{TOA} = \frac{t_R}{0.8\sqrt{SNR}} \quad (2.2)$$

hvor  $t_R$  er pulsens stigetid i filteret (rice time) fra 10% til 90% av full amplitude og SNR er pulsens signal-støy forhold. Formelen er gyldig når  $SNR \gg 1$ . For  $SNR=40$  dB og 50 ns stigetid er  $\sigma_{TOA}=40$  ns. Variasjonen i TOA antas å være gaussisk. I følge (4) kan minimum stigetid en mottaker kan måle være gitt av

$$t_R \approx 0.35 \cdot \frac{1}{B_{MF}} \quad (2.3)$$

hvor  $B_{MF}$  er IF båndbredden i mottakerkanalen (det dobbelte av videobåndbredden). For 20 MHz båndbredde blir dette 18 ns. Hvis dette signalet detekteres for deretter å bli sampelet med 25 MHz, vil beste oppløsning i samplene tilsvare 40 ns.



### 2.2.1.2 Pulslengde

Pulslengden angir varigheten av en puls i tidsplanet, og defineres ofte som tiden fra signalet krysser deteksjonsterskelen til det faller tilbake under samme terskel ( $PW_1$  i figur 2.2).

Hvis samplingsfrekvensen er høyere enn den inverse av pulsbandbredden (oversampling) er ikke mottakeren optimal deteksjonsmessig, men til gjengjeld kan man måle pulslengden bedre. Pulslengden kan være et effektivt hjelpemiddel i pulssorteringa hvor emisjoner fra forskjellige emittere skal sorteres.

Usikkerheten i målingen av pulslengden  $\tau_p$  er avhengig av  $SNR$  og er vanskelig å bestemme siden nedflanken på pulsen generelt er mindre lineær enn oppflanken. Et minimumsestimat kan imidlertid fås ved å anta at målingen av nedflanken kan gjøres like god som målingen av oppflanken, og standardavviket for pulslengden blir da lik standardavviket for tilsvarende måling av PRI

$$\sigma_{\tau_p} = \sqrt{2}\sigma_{TOA} = \frac{\sqrt{2}t_R}{0.8\sqrt{SNR}} \quad (2.4)$$

Dette er en optimistisk formel siden det vanligvis er beheftet med større usikkerhet å måle nedflanken enn oppflanken. Vanligvis blir derfor usikkerheten i PRI-målingene noe større. Ofte er det samplingsfrekvensen som er den begrensende faktor i nøyaktigheten, og nøyaktigheten i måling av pulslengde kan derfor antas å ligge i samme størrelsesorden som samplingsintervallet.

### 2.2.1.3 Amplitude

En emitters amplitude er ofte konstant fra puls til puls, men sett fra ESM-systemets posisjon vil amplituden variere som funksjon av antennes pekereining og geometri forøvrig. Variasjonen er generelt langsom sammenlignet med en pulslengde, så nabopulser har gjerne mindre variasjoner i amplitude. Dette kan benyttes i pulssorteringa, og til å karakterisere en emitters søkemønster, sveipetid etc.

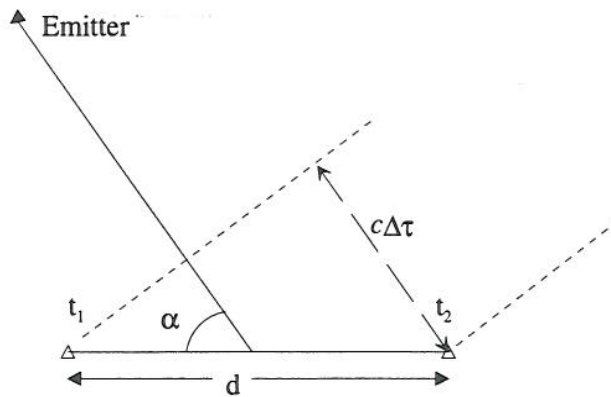
### 2.2.1.4 Senderfrekvens

Hver puls har en senderfrekvens. Denne kan bestemmes på flere måter (f eks vha øyeblikksmåling av frekvens, IFM). For å følge flere frekvenshoppende emittere er det nødvendig med god frekvensoppløsning.

### 2.2.1.5 Ankomstvinkel

Ankomstvinkel (AOA eller DOA) er ikke egentlig en intrapulsparameter da den er bestemt av geometri. På den annen side vil hvert pulsdeteksjonsord PDW få tilordnet en AOA dersom retningsmåling foretas, og sett i et slikt lys vil en kunne si at hver puls kommer fra en bestemt retning. ESM-systemer kan leveres med eller uten retningsmåling. En omnidireksjonal antenne vil ikke gi retningsinformasjon, men vil ha stor sannsynlighet for oppfangning (POI). Direktive antenner kan gi vinkelmålinger med usikkerhet lik

åpningsvinkelen til antenna, men dette medfører også lavere POI. Et alternativ kan være tidsdifferensmålinger (TDOA) av samme puls i to antenner. Hvis en sender er så langt borte at radiobølgen kan tilnærmes men en planbølge, så er sammenhengen mellom ankomstvinkelen  $\alpha$  og tidsforskjellen i ankomsttidspunkt  $\Delta\tau=t_2-t_1$  gitt  $\alpha = \cos^{-1}(c \cdot \Delta\tau / d)$  der  $c$  er lyshastigheta og  $d$  er avstanden mellom sensorene. Figur 2.3 viser prinsippet for TDOA-målinger av retningsvinkel.



Figur 2.3 Prinsippskisse for TDOA-måling av retningsvinkel  $\alpha$ .  $d$  er avstanden mellom sensorene. En ser at  $d$  må være stor nok til at tidsdifferensen er målbar, men ikke så stor at radiobølgen ikke kan forventes å være plan

En viktig egenskap ved retningsvinkel i deinterleavingssammenheng er at den er den eneste parameteren som radarer ikke har muligheten til å forandre svært hurtig. Frekvens, PRI, pulsbredde osv kan forandres fra puls til puls på mange moderne radarer, og gjør deinterleaving svært vanskelig. Hvis emittere kan pre-sorteres vha av AOA kan det være med på å forenkle deinterleavinga.

#### 2.2.1.6 Pulsmodulasjon

En puls kan være modulert med variasjoner i både amplitude og fase. Typisk fasemodulasjon er bifasemodulasjon (f eks Barkerkode) og frekvenssveip. Amplitudemodulasjon er vanligvis ikke tilsiktet, og forekommer stort sett pga begrensninger i sendeutstyr. I tillegg kommer selvfølgelig det som mottakeren oppfatter som amplitudemodulasjon pga antennesveip eller bølgeutbredelseforhold (4). På en større tidsskala vil også avstanden til emitteren medføre endringer i amplitude. Pulsmodulasjon kan også deles inn i tilsiktet modulasjon (IMOP) og utilsiktet modulasjon (UMOP).

#### 2.2.1.7 Andre karakteristikker

Det er mulig å karakterisere pulser på en mengde andre måter, mest vanlig er stigetid og falltid.



### 2.2.2 Interpuls

Interpulsparametre er parametre som kan defineres først etter at pulsene er gruppert i emisjonstrack, og de sier noe om sammenhengen mellom pulsene i et pulstog.

#### 2.2.2.1 Pulsrepetisjonsintervall (PRI)

PRI er definert som avstanden mellom nabopulser i et pulstog. Denne kan være konstant for en gitt emisjon, men det er også vanlig med bestemte PRI-mønster. Eksempel på slike er stagger med 2-8 nivåer, lineært økende PRI, syklisk PRI. Det forekommer også PRI-jitter, små variasjoner overlatt på et annet PRI-mønster.

I radarsammenheng måles PRI fra starttidspunkt for en puls til starttidspunkt for den neste pulsen. Det er vanlig å kalle dette PRI selv om intervallet ikke gjentas seinere.

Nøyaktigheten i bestemmelse av PRI er gitt av nøyaktigheten i måling av ankomsttidspunktet, TOA. Hvis standardavviket til denne er  $\sigma_{TOA}$ , som angitt i likning (2.2), og det antas å være gaussisk, er standardavviket for måling av PRI gitt av

$$\sigma_{PRI} = \sqrt{\sigma_{TOA,2}^2 + \sigma_{TOA,1}^2} \quad (2.5)$$

og, hvis SNR er likt for de to pulsene,

$$\sigma_{PRI} = \sqrt{2}\sigma_{TOA} = \frac{\sqrt{2}t_R}{0.8\sqrt{SNR}} \quad (2.6)$$

For  $SNR=15$  dB og  $t_R$  lik 18 ns (tilsvarer et MF-filter på 20 MHz), vil  $\sigma_{PRI}$  bli 6 ns. Vi ser at dette er mye mindre enn oppløsningen i samplingsintervallet for samplingsfrekvens lik 25 MHz, som da blir 40 ns. Derfor er ofte samplingsfrekvensen den begrensede faktor for nøyaktigheten i bestemmelse av PRI.

#### 2.2.2.2 Pulsrepetisjonsfrekvens (PRF)

Det er vanlig å dele  $PRF=1/PRI$  inn i tre hovedområder avhengig av radarens funksjon:- lav, medium og høy PRF. En pulset radar som både ønsker å måle hastighet og avstand til et mål vil måtte inngå kompromisser for å balansere blinde avstander  $R > c \cdot PRI / 2$  og blinde hastigheter  $V_u = c / (2 \cdot PRI \cdot F)$ . Her er  $c$  lyshastigheten og  $F$  senderfrekvensen.

Med lav PRF (LPRF) menes at radaren mottar ekko fra mål fra alle interessante avstander før den sender ut neste puls. Avstandsmålinger blir entydige, og denne typen brukes derfor i søkeradarer der det er viktig å kunne måle avstanden til mål langt bort. Verdien av PRF avhenger av avstanden til målet, men er typisk noen hundre hertz. Måling av hastigheter vil med denne typen radarer bli tvetydige siden doppler-forskyvninga er større enn PRF.

Radarer med høy PRF (HPRF) mottar ekko der doppler-forskyvninga er lavere enn PRF verdien for alle interessante mål. Hastighetsmålinger er entydige, men avstandsmålinger blir tvetydige siden ekkoene har en forsinkelse som er flere ganger PRI. Typisk HPRF er noen hundre kilohertz.

Medium PRF (MPRF) er et kompromiss mellom lav og høy PRF. Typisk PRF vil være 1-10 kHz. En kan ha noen PRI forløp før ekkoet kommer tilbake, og doppler forskyvninger for de fleste hastigheter er noen ganger PRF. Resultatet av dette er at både avstands og hastighetsmåling blir tvetydige. En MTI-radar vil bruke varierende PRF i kombinasjon med fasemålinger for å eliminere blinde hastigheter og bestemme avstanden entydig.

### 2.2.2.3 Pulsgrupper

Pulsgrupper består av raskt påfølgende pulser, separert av lengre intervall mellom gruppene. Tiden fra den første pulsen i en gruppe til den første i den neste gruppen kalles pulsgruppe-repetisjonsintervall (PGRI).

## 2.3 Ulike PRI sendeskjema

### 2.3.1 Konstant PRI

PRI varierer ikke fra puls til puls med mer enn 1 % av PRI-verdien. Typiske PRI-verdier kan ligge fra 2  $\mu$ s til 10 ms. Vha middelvei  $\mu_{PRI}$ , standard avvik  $\sigma_{PRI}$  og evt. PRI-drift kan en emitter ofte identifiseres entydig, dvs assosieres med en bestemt radar. Det kan være vanskelig å måle jitter med rms mindre enn 10-20 ns, fordi dette krever svært hurtig sampling. Mange radarer kan skifte mellom flere konstante PRIer.

### 2.3.2 PRI-stagger

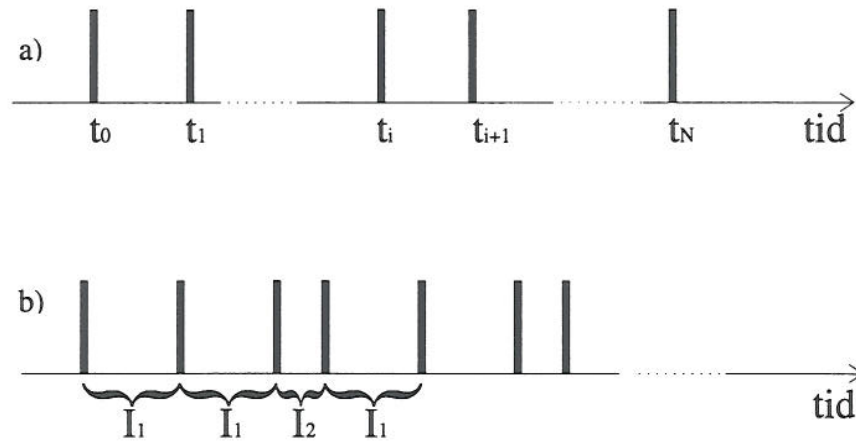
PRI kan forandres regelmessig fra puls til puls i et fast mønster. En klassifiserer vanligvis staggere i posisjoner og intervall (se Whiley (4), s 154). Den enkleste tenkelige staggere består av et kort og et langt intervall. En sier da at den har to intervall og to posisjoner. En stagger som består av sekvensen lang, lang, kort (se figur 2.4 b) før sekvensen gjentas, har to intervall og tre posisjoner. Den totale tida før sekvensene gjentas kalles stagger repetisjonsintervall. I forbindelse med deinterleaving er den vanlig å betrakte en stagger som en sammensetning av to eller flere pulstog med samme PRI. Sekvensen lang, lang, kort kan da benevnes en 3-nivå stagger. Faseforskjellen mellom de forskjellige pulstogene blir da stagger-intervallene. Formålet med stagger er å eliminere blinde hastigheter i radarens MTI-prosessering (Moving Target Identification) eller for puls-doppler radarer.

### 2.3.3 PRI-jitter

Konstant PRI kan overlages mer eller mindre tilfeldige variasjoner (perturbasjoner) opp til 20-30 % av middelveien  $\mu_{PRI}$ . I det ideelle tilfelle er disse gaussisk fordelt, men i praksis veksler det ofte mellom et antall faste intervaller. Denne typen brukes ofte for å redusere effekten av jamming. For å analysere signalene er en oftest interessert i middelvei  $\mu_{PRI}$  og standardavvik  $\sigma_{PRI}$ , men det eksakte sendeskjema kan også være interessant.



Det kan skilles mellom ikke-kumulativt jitter (NCJ) og kumulativt jitter (CJ). For NCJ er jitteret assosiert med hver TOA uavhengig av pulsene som ankom tidligere. Ankomst-tidspunkt for den  $n$ 'te pulsen kan modelleres som  $t_n = (n - 1)T + \phi + v_n$ , der  $v_n$  er hvit støy, der  $T$  er pulsrepetisjonsintervallet og  $\phi$  er fasen til pulstoget. NCJ svarer til en stabil emitter (stabil oscillator) der støyen stort sett skyldes unøyaktigheter i sender og mottaker, og ikke i drift av klokka. For CJ er støyen for hver TOA akkumulert fra alle tidligere pulser. CJ skyldes bevisst eller ubevisst drift i emitterens oscillator. Modellen for den  $n$ 'te pulsen blir da  $t_n = t_{n-1} + T + \zeta_n$  der  $\zeta_n$  også er hvit støy. Dette er en Markov-prosess, og en kan risikere ved søk at pulstoget kommer ut av fase.



Figur 2.4 a) Kravet til at PRI skal være konstant er vanligvis at jitteret er mindre enn 1% av PRI. b) 3 nivå stagger bestående av 3 posisjoner og 2 forskjellige intervall. I ESM sammenheng settes ofte PRI lik  $(2 \times I_1 + I_2)$ , mens  $I_1$  og  $I_2$  kalles pulsintervall. Vi må ha minst to pulsintervall for at signalet skal kalles en stagger

### 2.3.4 Svitsjet og dvelende PRI

Sendeskjema sammensatt av flere konstante PRI perioder kalles svitsjet eller dvelende PRI. Dette er vanlig i MPRF-bølgeformer i kampflyradar, hvor typisk 7-9 ulike PRIer sendes i fast rekkefølge, hver med varighet noen ms. Denne typen PRI brukes for å unngå avstands- og hastighets-tvetydigheter.

### 2.3.5 Glidende PRI

PRI som kjennetegnes av monotont økende eller minkende PRI, gjerne avbrutt av korte hopp mellom ytterpunktene kalles glidende PRI. Den kan være periodisk, men trenger ikke være det.



### 2.3.6 Periodiske PRI variasjoner

Dette kan sees på som sinusvariasjoner overlappende en konstant PRI. Typisk 5% modulasjon over en periode på 20 ms.

### 2.3.7 Multi PRI sendeskjema

Radarer med elektronisk fasestyrt antenne kan ofte benytte mange ulike PRI sammensatt på ulike måter og sendt ut i ulike retninger, og det kan være vanskelig å finne sammenhenger. Ofte kan imidlertid hver enkelt av disse pulstogene beskrives som en av de foregående PRI-typene.

## 3 PULSSORTERING

Dette kapitlet gir en del begrepsavklaring omkring pulssortering eller deinterleaving som her er synonyme begreper. Innholdet er ment å gi en generell bakgrunn for de enkelte metoder for pulssortering i de videre kapitlene i rapporten.

### 3.1 Hensikt og delmål for pulssorteringen

Den endelige hensikten med pulssorteringen er å kunne gjøre rede for alle detekterte pulser ved å si hvilken emitter de stammer fra og om de er et resultat av støy. Dette kan naturligvis bare til en viss grad oppnås, og en kan være fornøyd ved å si om det er emittere til stede og hvilken type det er, eventuelt hvilke typer som er til stede og hvor mange det er av de forskjellige typene.

Et emisjonstrack innebærer å følge signalet fra en emitter i en modus. Et emittertrack vil si at en følger og setter sammen de forskjellige emisjonstrackene fra samme emitter. Hvis emitteren bare har en mode vil emittertracking tilsi at en setter sammen et eller flere tilnærmet like emisjonstrack, hvis f eks emisjonstrack har blitt avsluttet pga at hovedloben sveiper inn og ut av mottakerantenna.

Når emitterne har forskjellige moder, kan det være vanskelig å avklare spørsmålene ovenfor. Selv om en gjør emisjonstrackingen riktig, er det ikke sikkert at emittertrackingen blir riktig. Selv om en også gjør dette riktig, er det ikke sikkert at en kjenner det riktige antallet emittere hvis enkelte av disse periodevis ikke emitterer.

### 3.2 Kategorier av signalmiljøer

Signalmiljøet kan karakteriseres på flere måter, pulstetthet er en vanlig karakteristikk. Miljøet kan også karakteriseres ut fra ESM-sensorens evne til å gjøre rede for signalmiljøet. Eksempler på det siste er følgende:

- a) Sensoren lytter etter den første “farlige” emisjonen over et konstant “støygulv”
- b) Sensoren lytter etter nye “farlige” emisjoner i et tynt miljø der den følger noen få emisjoner.
- c) Sensoren lytter etter nye “farlige” emisjoner i et tett miljø av “vennlige” emisjoner
- d) Sensoren prøver å få oversikt i et tett miljø der bare en brøkdel av pulsene er forstått

Sensoren forsøker å avklare prioriterte spørsmål i et så tett signalmiljø at den ikke greier å følge de enkelte emisjoner. Det kan f eks stilles helt andre krav til deinterleavinga i forbindelse med en “kald start” i et svært tett signalmiljø, enn i tilfeller der ESM sensoren gradvis detekterer og tracker nye emittere i et signalmiljø som bygger seg opp over tid. En deinterleavingsalgoritme må kunne håndtere begge deler.

### 3.3 Valg av signalparametre for pulssortering

I denne rapporten vil ankomsttidspunkt for pulser TOA være den mest diskuterte nøkkelparameter. Ofte kan andre parametre som retning, frekvens og pulsbredde brukes i deinterleaving, og gjøre denne effektiv. For en omnidireksjonal antenne der retningsinformasjon ikke er tilgjengelig, er som oftest TOA-deinterleaving det eneste realistiske. Bruk av andre signalparametre er i noen grad diskutert i avsnitt 5.2 og 5.4

### 3.4 Sekvensorienterte og satsorienterte algoritmer

Sekvensorientering betyr her at en bruker tracking-algoritmer inspirert fra målfølging med radar, eller mer generelt at en ser nye målingene i lys av det en hittil har beregnet. I “Synnøve” er en slik algoritme benyttet. Alternativet er satsorienterte algoritmer hvor en samler opp en viss mengde målinger og gjør sine beregninger og konklusjoner basert på disse. I estimering er Kalmanfiltret en sekvensorientert algoritme, “Maximum Likelihood” er en satsorientert metode. På et generelt grunnlag kan en ikke si hvilken som er best, men en kan si noe om de prinsipielle forskjellene mellom dem. En slik avklaring vil forhåpentligvis gjøre at vi raskere finner en fornuftig balanse mellom de to; det er sannsynlig at vi trenger begge.

Satt på spissen, kan en si at sekvensalgoritmer har et minimalt regnebehov, mens satsorienterte algoritmer gir en teoretisk optimal løsning, men med et uoverkommelig



regnebehov. I visse tilfeller er også den første optimal, men i de fleste tilfeller er den optimale løsningen ikke kjent for noen av de to. Et stort problem med sekvensalgoritmer er at feiltolkning av enkeltmålinger kan ødelegge det akkumulerte resultatet. Et eksempel er “track-loss” i radarmålfølgning når falske plott blir tolket som ekte. Senere ekte plott blir feilaktig forkastet, og en mister målet. Problemet skyldes at en bestandig satser alt på en hest.

Dagens beste radarmålfølgingsalgoritmer kombinerer de to angrepsmåtene. Det er nå vanlig å utføre parallelle beregninger for samme mål ut fra forskjellig assosiering av plottene, men også alternative dynamiske modeller. Populært sagt er dette å “satse på flere hester” slik at en ny tar over når en faller. I noen tilfeller blir større datamengder satsvis preprosessert for å finne en middelvei og fjerne feilaktige enkeltmålinger før resultatet prosesseres i en effektiv sekvensorientert algoritme.

I måleoppstillinga til prosjekt KONTUR videreføring, Synnøve, benyttes nå en sekvensalgoritme inspirert av målfølgning. Algoritmen finner ofte de underharmoniske av den riktige PRF. Dette skyldes sannsynligvis at den satser alt på en hest, og at algoritmen i situasjoner med manglende enkeltpulser ofte først finner sammenhengende sekvenser med den dobbelte eller andre multiple av den underliggende PRF. Parallelle beregninger og vurdering av disse kan muligens redusere dette problemet. Litteraturen beskriver kombinasjoner av histogrammetoder og sekvenssøk. Dette er eksempler på satsorienterte algoritmer. Sekvenssøk er også en slik algoritme, fordi den undersøker flere alternativer i samme sats.

En mulig kombinasjon av de to kan være å utføre satsorienterte beregninger prioritert ut fra de tidligere kjente sekvenser. De kjente sekvensene benyttes for å gjenkjenne flest mulig av pulsene i den nye satsen. Kanskje viser det seg i praksis at kun en eller noen svært få nye emittere kan opptre i den nye satsen. Problemet blir da redusert til å detektere en ny sekvens blant falske pulser.

#### 4 HISTOGRAMBASERTE METODER

Deinterleaving basert på TOA foregår ofte etter to forskjellige hovedtyper av algoritmer, histogrambaserte algoritmer eller sekvensielle søk. En kan også forene disse to på forskjellige måter. Hvilke metoder en bør velge avhenger i stor grad av det signalmiljø en er interessert i å studere, og om en vil gjøre prosesseringen satsvis eller sekvensielt.

Vi vil i de følgende avsnitt anta at vi har en “passelig” stor mengde data til rådighet. Den totale samplingstiden  $T$  er tiden fra første puls til siste puls i datasettet. Dersom det totale samplet består av  $N+1$  pulser kan vi angi hver TOA i sekvensen med tiden  $t_n$  der  $n=0,1,\dots,N$ . Dersom en er i stand til å finne tre pulser med tilnærmet samme PRI vil vi i det følgende kalle dette en (potensiell) PRI-sekvens. Denne PRI-sekvensen kan ved senere

testing vise seg å være en del av et pulstog (“emisjonstrack” eller “track”). For at dette skal være tilfelle må dette tracket oppfylle bestemte betingelser (f eks M av N kriterium).

#### 4.1 Midlere kvadratisk tilnærming av PRI

For en gitt sekvens av TOAer  $t_n, n=0, N$  kan vi finne den midlere PRI, heretter  $I_0$ , ved minste-kvadraters-metode. Ved å anta at  $t_0=0$ , for enkelthets skyld, finner en minimum av

$$\varepsilon^2 = \sum_{n=0}^N (t_n - nI_0)^2 \quad (4.1)$$

ved å derivere med hensyn på  $I_0$  og sette lik null. En finner at

$$I_0 = \left[ \sum_{n=1}^N nt_n \right] \frac{6}{N(N+1)(2N+1)} \quad (4.2)$$

og for store  $N$  vil feilen avta som  $1/N^{3/2}$ . Dette kan gi oss en første ordens tilnærming av PRI i svært enkle signalmiljø (helst bare en emitter). I praksis vil deinterleaving involvere flere emisjoner, og da kan midlere kvadratisk tilnærming i beste fall gi oss en indikasjon på størrelsesorden av PRI. En kan f eks tenke seg at en fanger opp en radar med høy PRF og en radar med lav PRF i løpet av samme tidsintervall. Radaren med høy PRF vil da dominere, og middelveiden vil gi en indikasjon av størrelsesorden for PRI.

#### 4.2 TOA differanse histogram

Histogrammer basert på å studere differanser mellom ankomsttidspunkt og kan grupperes inn i (minst) tre typer. En har det klassiske delta- $\tau$  histogram, kumulativt differanse histogram (CDIF) og sekvensielt differanse histogram (SDIF). I dette avsnittet vil vi ta for oss delta- $\tau$  histogrammet. CDIF og SDIF vil bli behandlet senere.

Delta- $\tau$  histogram (4) finnes ved at hver TOA subtraheres fra alle etterfølgende TOA, og en akkumulator teller opp antall treff ved hver påtruffet TOA-differanse i histogramstolper. En stabil PRI-sekvens vil da gi treff ved alle heltallsmultipler av PRI. Inndeling i histogrammene må nøye avveies i forhold til datamengden. For smale stolper kan føre til tomrom, for brede stolper fører til dårlig oppløsning og vanskeligheter med å skille nærliggende PRIer fra hverandre. Hver type PRI sendeskjema vil gi sitt karakteristiske histogram, jfr tabell 4.1. Diskrete PRIer, jitter, stagger, planlagt og svitsjede signaler gir tydelige maksima. PRI med uniform jitter gir et flatt histogram. PRI med gaussisk jitter gir klokkeformet histogram. Glidende PRI gir trappeformet histogram.



Signal	Form					
	Topp	Flat	Klokke	Konveks	Trapes	Trapp
Diskret, jitter, stagger	x					
Planlagt	x					
Svitsjet	x					
Gaussisk random			x			
Uniform random		x				
Ikke-uniform					x	
Sinus				x		
Glidende						x

Tabell 4.1 Typisk histogramform for forskjellige PRI-sendeskjema (fra Whiley (4), side 184)

I delta- $\tau$  histogram regnes alle mulige differanser og differansenivå ut på en gang. Det totale antall intervall som må beregnes for  $N$  pulser er av størrelsesorden

$$\sum_{i=0}^N i \approx \frac{1}{2} N^2, N \gg 1 \quad (4.3)$$

og metoden kan fort bli svært regnekrevende. Når det er flere signal til stede, vil det dukke opp treff i alle summer, differanser og multipler av alle kombinasjoner av TOA differanser. Dette blir fort meget uoversiktlig, og kan ikke gi entydige resultat. Dersom sampelet er beskrevet med en sum av  $\delta$ -funksjoner:

$$f(t) = \sum_{n=0}^N \delta(t - t_n) \quad (4.4)$$

så kan det vises at metoden svarer til autokorrelasjonen av samplene gitt med

$$y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t-\tau)dt = \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \delta(t_n - t_m - \tau). \quad (4.5)$$

Vi får dermed en telling for tidsintervallet  $[\tau_1, \tau_2]$  dersom  $\tau_1 < t_n - t_m < \tau_2$ . Topper i delta- $\tau$  histogrammet vil nå opptre for såkalte stabile summer. Når en har to nærliggende PRIer kan det vise seg at toppene blir tydeligere på 2 eller 3 harmoniske enn eksakt på PRIen, spesielt når det er litt jitter tilstede. Årsaken til dette er at det blir større separasjon mellom de nærliggende PRIene.



### 4.2.1 Terskelfunksjon

TOA histogram kan ofte brukes som startpunkt for en deinterleavingsalgoritme. En finner først potensielle PRIer vha histogrammet, for deretter å utføre et søk i sampelet etter de potensielle PRIene. For å kunne skille de potensielle PRIene som kommer fra differenser mellom etterfølgende pulser fra samme pulstog, i fra alle andre differenser er det nødvendig å ha gode terskelfunksjoner. Histogramsøyler som skjærer terskelen gir en indikasjon på at en PRI er funnet. Siden det er større sannsynlighet for å finne lave PRIer enn høye PRIer må terskelfunksjonen avta som funksjon av PRI. Hvis vi antar at vi har  $E$  forskjellige regelmessige pulstog med pulsrepetisjonsfrekvenser

$PRF_k = 1 / PRI_k$ ,  $k = 1, \dots, E$  og hvert pulstog består av  $n_k$  pulser, så vil det totale antall pulser være

$$N = \sum_{k=1}^E n_k \approx T \sum_{k=1}^E PRF_k, \quad (4.6)$$

der  $T$  er det totale observasjonsintervallet. Vi antar at vi ikke har noen overlappende pulser, og at pulstogene dekker samme tidsintervall  $T$ . Vi tar nå alle mulige differenser for å generere TOA histogrammet. Antallet differenser som skyldes ekte PRIer er

$$N_R = \sum_k \frac{1}{2} n_k (n_k - 1) \approx \frac{1}{2} \sum_k n_k^2 \quad (4.7)$$

Antallet differenser pga enten underharmoniske, eller differanser med andre pulstog er:

$$N_U = \sum_k n_k \sum_{j>k} (n_j - 1) \approx \frac{1}{2} \left( \sum_k n_k \right)^2 \quad (4.8)$$

Forholdet mellom de ekte og de uekte intervallene  $PR$  (purity ratio) blir dermed av størrelsesorden

$$PR \equiv \frac{N_R}{N_U} \approx \frac{\sum_k n_k^2}{\left( \sum_k n_k \right)^2} \quad (4.9)$$

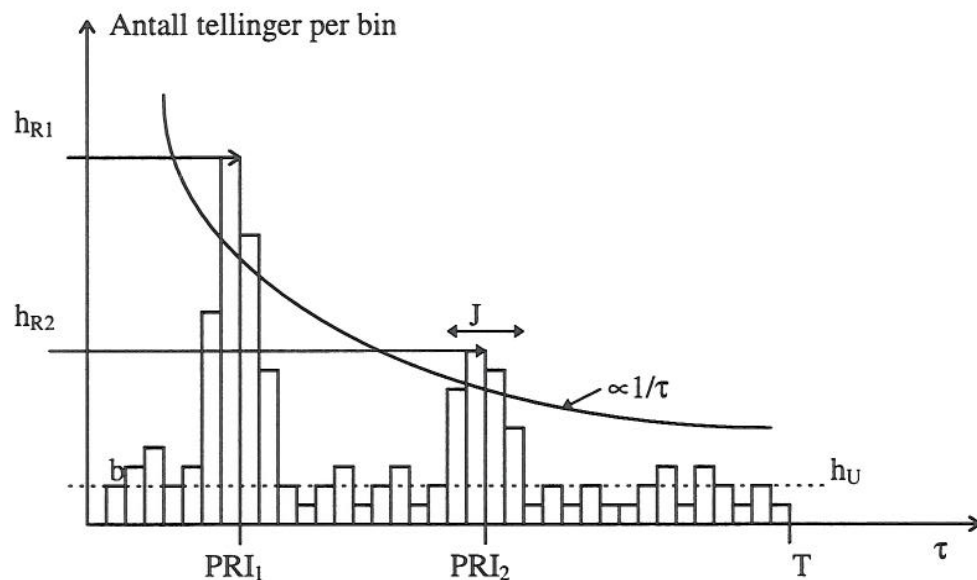
Når vi bare har et pulstog med pulsrepetisjonsintervall  $PRI$  blir  $PR \approx 1 / N$ .

Når vi lager histogram er vi nødt til å gruppere tellingene i diskrete stolper med bredde  $b$ . Denne bredden må velges med omtanke slik at ikke oppløsningen enten blir for fin eller for grov. Dersom oppløsningen er for fin kan jitter eller unøyaktigheter i mottakeren gjøre at høyden på stolpene ikke blir stor nok til å kunne skilles fra støynivået. For grov oppløsning gjør at vi ikke klarer å skille nærliggende PRIer. En god antagelse vil være at de uekte intervallene er uniformt fordelt utover alle de  $T/b$  stolpene i histogrammet. Den midlere høyden for de uekte intervallene (støynivået) blir da  $h_U = N_U b / T$ . De ekte intervallene har i utgangspunktet høyde lik  $h_R = n_k = T / PRI_k$ , men når en tar hensyn til en jitterbredde  $J$  vil  $n_k$  fordele seg over  $J/b$  stolper slik at den midlere høyden for de ekte intervallene er  $h_R = n_k b / J$

Vi ser nå at dette kan brukes som terskelfunksjon for delta- $\tau$  histogrammet. Ved å kreve at høyden på en PRI skal være av størrelsesorden

$$p(PRI) = x \cdot h_R = x \frac{T \cdot b}{J \cdot PRI} \quad (4.10)$$

der  $x < 1$  er en konstant som sier hvor mange pulser vi kan tillate å mangle i tracket ( $x = M/N$ ). Vi vil nå kunne skille uekte fra ekte intervall. Vi ser at stolpehøyden avtar omvendt proporsjonalt med PRI.



Figur 4.1 Delta- $\tau$  histogram med to pulstog. Figuren illustrerer hvordan ekte intervaller fordeler seg over en viss bredde  $J$ . Den diskrete stolpebredden er  $b$ . Videre sees at antall tellinger avtar omvendt proporsjonalt med PRI

### 4.3 Sekvenssøk

Sekvenssøk identifiserer sekvenser med tilnærmet lik PRI, og gir bedre nøyaktighet i estimat av PRI og eventuelt andre pulsparametere enn histogrammer. Kostnaden er imidlertid stor, siden antall beregninger vil være av størrelsesorden  $N^2$ . Dersom en ikke har noen a priori kunnskap om pulstog, vil en måtte starte med å ta for seg alle mulige tidsdifferanser som alle pulser danner med etterfølgende pulser. Dersom en finner to eller flere pulser med samme PRI, vil en initiere et track der en krever at  $M$  av de  $N$  siste pulsene er tilstede. En slik algoritme vil ikke være hensiktsmessig for de aller fleste ESM-system, siden den blir altfor regnekrevende.

Dersom en på en eller annen måte kan finne PRI på forhånd, kan det sekvensielle søket gjøres ved å projisere de postulerte PRIene på sampelet. En finner først 3-5 pulser som

passer med den postulerte PRI. En søker så igjennom hele sampelet. En kan tillate at noen pulser er borte, men krever at  $M$  av de siste  $N$  pulsene blir funnet.

En forbedring av det konvensjonelle sekvenssøk vil være å velge ut de mest sannsynlige postulerte sekvenser og sammenligne med hele sampelet av målte pulsene. Når et pulstog er funnet fjerner vi dette fra sampelet og foretar nytt søk. Gitt at  $E$  pulstog er blandet, så kan antall beregninger reduseres til

$$\sum_{i=0}^E i^2 \approx \frac{E^3}{3}, \quad (4.11)$$

som for de fleste tilfeller vil være mye mindre enn  $N^2$ .

#### 4.4 To-pass veid søkealgoritme

Mardia (3) beskriver en to-trinns søkealgoritme som kombinerer TDOA-histogram og sekvenssøk for å oppnå effektiv deinterleaving.

##### 4.4.1 Kumulativt differanse histogram (CDIF)

CDIF-histogram er første trinn i Mardias algoritme. Histogrammet bygges opp trinnvist ved først å ta første ordens differens (differens mellom etterfølgende TOAer). Hvis antall tellinger på hver mulig  $PRI$  og  $2PRI$  er større enn terskelen utføres det veide sekvenssøket, (se 4.4.2) hvis ikke utvides histogrammet med neste ordens differens. En fortsetter så med å bygge opp histogrammet helt til alle pulsene er identifisert, eller til et visst differansenivå er nådd. Etterhvert som pulstog blir gjenkjent fjernes disse fra sampelet og histogrammet genereres på nytt. Sammenlignet med delta- $\tau$  histogrammet ser vi nå at antall beregninger som må utføres dersom en beregner til  $c$ 'te differansenivå er

$$\sum_{i=E-c}^E i = \frac{1}{2} [E^2 - (E-c)^2] \approx Ec, \text{ der } c \ll E \quad (4.12)$$

##### 4.4.2 Veid sekvenssøk

I og med at en ved CDIF reduserer antallet PRIer til noen få mulige, blir antall beregninger i sekvenssøket redusert drastisk. Et konvensjonelt  $M/N$  kriterium for deteksjon veier en ubrutt sekvens av lengde  $M$  like mye som flere avbrutte sekvenser med samme  $M/N$ . Mardias (3) algoritme vekter ubrutte sekvenser sterkere enn brutte. Hvis  $R = N \cdot \mu_{pw} / T$  er produktet av midlere pulstetthet og midlere pulslengde (for en sekvens) så er sannsynligheten for at en sekvens med  $n$  intervall måles gitt av

$$p(n) = (1 - R)^n. \quad (4.13)$$

For hver ubrutt sekvens som finnes adderes  $1/p(n)$  til tellingen. Dette gir en forsterkning som er proporsjonal med pulstettheten.



Hvis vi lar 1 representere en detektert puls og 0 representere en manglende puls, og antar at  $s=(1-R)\ll 1$  så ville de to sekvensene under blitt vektet på følgende måte:

$$[1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \text{ vektes med } v_1 = 1 + 2 + s^{-1} + 5 + s^{-5} = 8 + s^{-2} + s^{-5}$$

$$[1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \text{ vektes med } v_2 = 1 + s^{-1} + 7 + s^{-7} = 8 + s^{-1} + s^{-7}.$$

Siden  $s\ll 1$  vil  $s^{-7}\gg s^{-5}$ . Følgelig er  $v_2\gg v_1$ , og den siste sekvensen vektes vesentlig mer enn den første siden den inneholder en lang ubrutt sekvens.

#### 4.4.3 Deinterleaving av stagger/jitter

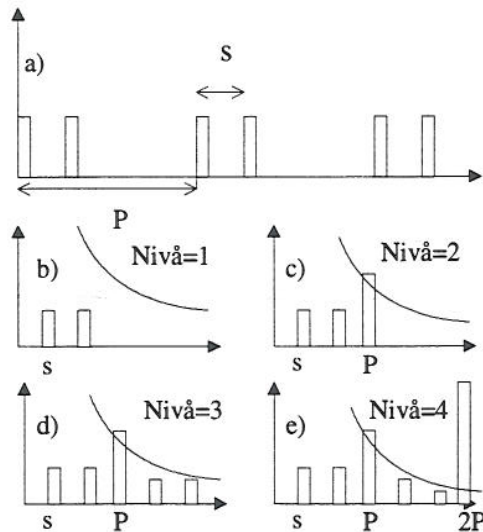
I et komplisert signalmiljø er det viktig å deinterleave de "enkleste" signalene først. Dersom en finner flere sekvenser med lik PRI men separert med en fast tidsdifferans (faseforskjell)  $\Delta\tau$  kan vi ha funnet en stagger med staggerintervallene  $\Delta\tau$  og  $(PRI - \Delta\tau)$ , se figur 2.4 b). Korte emisjoner fra scannende radarer kan også trekkes ut med den samme algoritmen. Pulstog med jitter deinterleaves til slutt ved å øke toleransen. En adderer da histogram-stolper sammen med passende toleranse, finner sannsynlige PRIer, og foretar sekvenssøk med større søkevindu. Etter at stagger/jittersignal er fjernet fra sampelet kan en til slutt bruke andre algoritmer for å identifisere eventuelt gjenværende signal. På et eller annet tidspunkt må en imidlertid terminere søket.

#### 4.4.4 Terskelfunksjon

Milojevic og Popovic (2) har vist at den optimale terskelfunksjonen for CDIF-histogram er invers proporsjonal med PRI. Vi antar at antall stolper i histogrammet svarer til antall intervall mellom pulsene og at vi har en begrenset samplingstid. Da er sannsynligheten for at en finner et intervall med lengde  $\tau$  mellom to observasjoner proporsjonalt med det totale antall pulser  $N$  og omvendt proporsjonal med tidsdiffensen  $\tau$ . Terskelfunksjonen er dermed

$$p(\tau) = \frac{xN}{\tau} \tag{4.14}$$

der  $x$  er en konstant som er mindre enn 1, og er et uttrykk for antall manglende pulser i pulstoget,  $x=M/N$ .



Figur 4.2 TOA histogram for en 2 nivå stagger med intervall  $s$  og  $P$ -s. a) Skisse av pulstoget. b-e CDIF histogram for 1-4 differansenivå. Kravet om at andre harmoniske skal overskride terskelen oppfylles først ved fjerde differansenivå

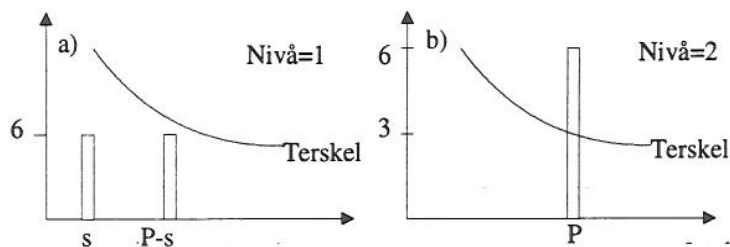
#### 4.4.5 Problemer med CDIF

En viktig ulempe med CDIF er at en må gå til ganske høyt differansenivå, selv for å kunne deinterleave enkle signal. En enkel to-nivå stagger vist over krever f eks at vi går til fjerde differansenivå før vi har oppfylt kravet om at andre harmoniske skal overskride terskelen. Hvis mange pulser mangler i sampelet vil algoritmen kunne predikere deteksjon av 2PRI i stedet for den sanne PRIen. Utilsiktet PRI-variasjon fra senderen (jitter) kan føre til at histogram toppene blir smurt utover, og ikke overskrider terskelen

#### 4.5 Sekvensielt differanse histogram (SDIF)

Kravet i CDIF om at andre harmoniske også skal overskride terskelen er ikke strengt tatt nødvendig for å kunne foreta et sekvenssøk. Ved å kutte ut dette kravet er det ikke lengere nødvendig å akkumulere differansene i CDIF-histogram. En kan derfor bruke SDIF histogram der en lager et nytt histogram for hvert differansenivå. Den enkle 2-posisjonsstaggeren (se 4.4.5) finnes nå allerede i andre differanse histogram, jfr figur 4.3. En fare med denne metoden er at en lett kan finne underharmoniske PRIer. En må derfor sjekke nøye for underharmoniske PRIer. En kan f eks undersøke om den første PRI som overskrider terskelen er et multippel av andre maksima i SDIF-histogrammet selv om disse ikke overskrider terskelen. Hvis dette er tilfelle må en foreta sekvenssøk med utgangspunkt i denne PRI.





Figur 4.3 SDIF-histogram for to-nivå staggen i figur 4.2 a) med intervall  $s$  og  $P-s$ . Staggen repetisjonsintervallet er  $P$ . a) Første differansenivå, ingen av stolpene kommer over terskelen. b) Andre differansenivå, en finner terskelskjæring på  $P$ . Et sekvenssøk vil nå kunne resultere i at en finner to pulstog med  $PRI=P$

Den viktigste faktoren for å øke hastigheten til SDIF-algoritmen i forhold til CDIF er imidlertid terskelfunksjonen. Det kan vises at når antallet pulser i samplingsintervallet er så stort at tidsintervallene mellom de ulike pulsene kan betraktes som en random variabel, dvs at starten på en ny puls er et random Poisson punkt, så er sannsynligheten for at  $k$  av  $n$  tilfeldig fordelte punkter ligger i intervallet  $[t, t + \tau]$  gitt ved Poissonfordelingen

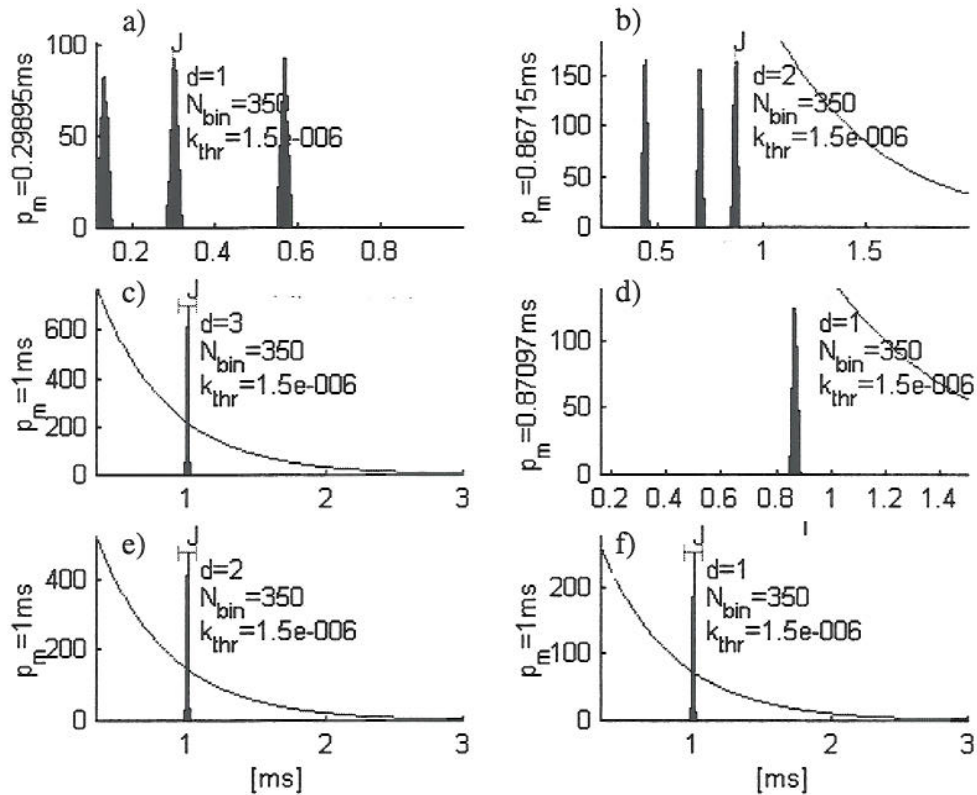
$$p_k(\tau) = \frac{\lambda^k \tau^k}{k!} e^{-\tau \lambda}, \quad (4.15)$$

der pulstettheten  $\lambda = n / T$  forblir konstant selv om antall sampel  $n$  og samplingstiden  $T$  begge går mot uendelig. Sannsynligheten for at et punkt ligger i et gitt intervall med bredde  $\tau$  er gitt ved å sette inn  $k=0$  i likning (4.15). Siden vi ved  $c$ 'te differanse vil ha  $N-c$  mulige differanser må terskelfunksjonen være proporsjonal med  $N-c$ . Den optimale terskelfunksjonen er dermed

$$p(\tau) = x(N - c)e^{-\tau/(k_{thr} \cdot N_{bin})}, \quad (4.16)$$

der  $N_{bin}$  er antall stolper i histogrammet og  $k_{thr}$  og  $x$  er eksperimentelt bestemte konstanter.  $x \approx M/N < 1$  avhenger av den antatte maksimale sannsynlighet for manglende pulser. Det viser seg at denne terskelfunksjonen følger histogrammet svært godt og gir få falske PRI-verdier. Dette i tillegg til at vi ikke trenger å gå til så høyt differansenivå som for CDIF gjør at hastigheten til SDIF-algoritmen er mye større enn CDIF-algoritmen.

Figur 4.4 viser vi SDIF-histogrammet etter en deinterleaving av en 3-nivå stagger med 1% jitter. Algoritmen som ble bruk er utviklet i KONTUR-prosjektet. En ser klart at den første av staggersekvensene finnes ved differansenivå 3, den andre gir terskelskjæring ved nivå 2 og den siste finnes ved første differansenivå. Når terskelskjæring finner sted, søkes det i sekvensen og pulstog fjernes etter vellykket søk.



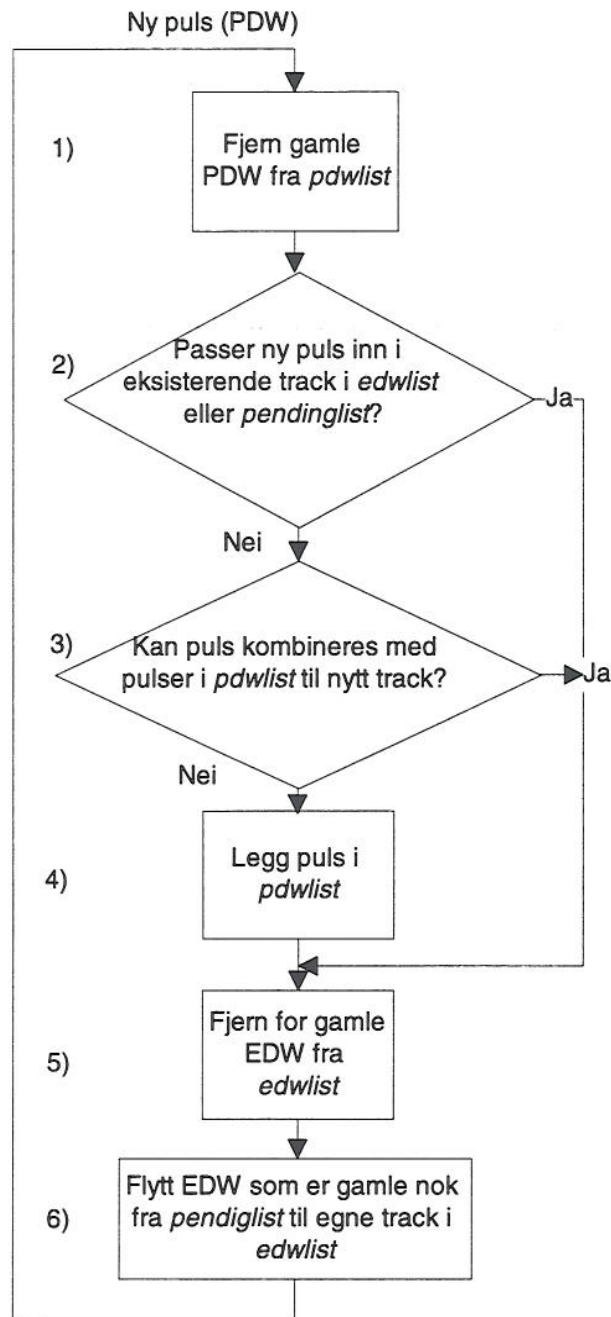
Figur 4.4 SDIF-algoritmen anvendt på 3-nivå stagger med 1% jitter. Den første staggerposisjonen finnes etter 3dje differensnivå, den andre staggeren etter nivå 2 og den siste ved nivå 1

En kritisk faktor ved SDIF-algoritmen har vist seg å være terskelkonstanten  $k_{thr}$ . For et fast antall stolper i histogrammet,  $N_{bin}$ , vil  $k$  måtte variere som funksjon av pulstettheten. Det har vist seg å være ikke-trivielt å finne en deterministisk sammenheng her. For at SDIF-algoritmen skal kunne fungere under variable signalmiljøer må en kunne sette denne konstanten adaptivt.

## 5 METODER BASERT PÅ ESTIMERINGSTEORI

### 5.1 Deinterleavingsalgoritmen til Synnøve

Synnøve er navnet til signalinnsamlings- og analyse systemet til en laboratorie-prototype av et ESM-system som KONTUR-prosjektet har til rådighet. Systemet består ellers av en RF-mottakerdel, og en mellomfrekvensdel som samler og produserer data i tre format til Synnøve. Systemet kan levere kontinuerlige samlinger av videosignalet, sampling av videosignalet når deteksjonsterskel overskrides og rene pulsdeteksjonsord (PDW).



Figur 5.1 Flytdiagram for deinterleavingsalgoritmen til Synnøve. Med “gamle” track menes track som har et bestemt antall pulser (bruker definert) og som i tillegg oppfyller et M/N-kriterium

Deinterleavingsalgoritmen som foreløpig er implementert i Synnøve er et kontinuerlig sekvenssøk. Den kan forstås som et glidende tidsvindu der en for hver ny puls som ankommer mottakeren vil prøve å assosiere denne med eksisterende track. Algoritmen ordner alle PDWene i tre lister avhengig av hvor godt de er “tracket”. *pdwlist* inneholder innkommende, uklassifiserte PDWer. *edwlist* inneholder eksisterende veldefinerte track og



*pendinglist* er en slags venteliste der en vurderer om en PRI-sekvens representerer et nytt track eller hører sammen med et eksisterende track.

I flytdiagrammet i figur 5.1 er algoritmen skissert. Først fjernes “for gamle” PDWer fra *pdwlista*. Deretter sjekker vi om en ny puls passer inn i eksisterende track i *edwlista* eller i *pendinglista*. Dette gjør vi med å ta utgangspunkt i den nye pulsen, og så søker vi gjennom lista etter to pulser til, slik at de tre pulsene danner en PRI sekvens. Når en slik sekvens er opprettet søker en bakover med denne PRIen til en har mange nok pulser til å kunne kalle det et track. Kravet er at det er mange nok pulser (5-6) rett etter hverandre og at i tillegg et *M/N*-kriterium er oppfylt. Disse kravene er brukerdefinert. Når et track er funnet settes den nye PDW inn i den rette lista. Hvis det ikke lykkes å opprette et track må en sjekke om pulsen kan kombineres med pulser i *pdwlista* til et track. Hvis det er tilfelle overføres tracket til *edwlista*, hvis ikke legges den nye PDWen inn i *pdwlista*.

Siste del av algoritmen går ut på å oppdatere listene. En fjerner track i *edwlista* som mangler for mange pulser, og overfører track i *pendinglista* til *edwlista* dersom disse er blitt gamle nok til å kalles et track.

## 5.2 Flerdimensjonal deinterleaving

En kan bruke flere parametre enn TOA for å identifisere pulser. Ved f eks å bruke PW kan en skille fra hverandre pulser med nesten lik PRI, når det er stor forskjell i pulslengden. En kan også tenke seg å bruke frekvens og pulsamplitude (PA) i en fleredimensjonal deinterleaving. Problemet med disse to parametrene er imidlertid at målingene av dem som oftest er mer usikre enn TOA-måling.

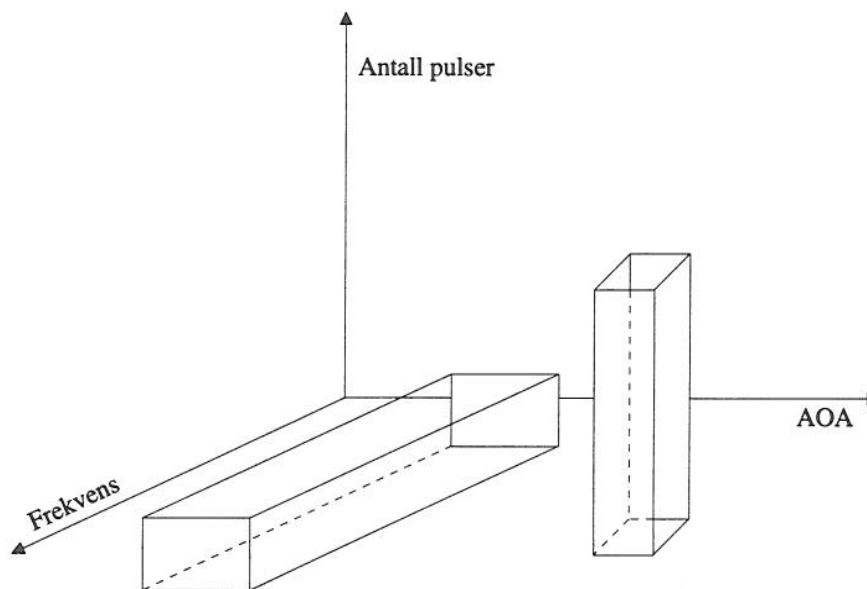
I Davies og Hollands (1) og Milojevic og Popovic (2) finnes grundige beskrivelser av hvordan flerdimensjonal deinterleaving kan foregå. Generelt vil en ønske å starte med den minst usikre parameteren (ofte retningsvinkel AOA hvis denne er tilgjengelig) og grupperer pulsordene i et histogram som funksjon av vinkel. En kan nå bruke minima i dette histogrammet til å definere grupper av pulser som kommer fra samme retning. Når dette er gjort kan en gjøre en lignende oppdeling av hver av de forskjellige retningsgruppene i en ny parameter. Senderfrekvens kan i første omgang synes å være en aktuell parameter, men både (1) og (2) anbefaler å vente med den til senere, da en kan få problemer med frekvenshoppende radarer. Det beste er derfor å deinterleave de forskjellige retningsgruppene med en eller annen form for TOA-analyse. Når dette er gjort kan en gå videre og gruppere de forskjellige PRI sekvensene en finner vha senderfrekvenser. En siste mulige sjekk for å være sikker på at de individuelle pulsene som hører til et track virkelig kommer fra samme emitter kan være å sammenligne de individuelle pulslengdene. Her må en imidlertid tillate ganske stor variasjon da PW er en svært usikker parameter (se 3.2.1.2). Etter at den flerdimensjonale analysen er foretatt og forskjellige PRI-sekvenser er funnet kan en utføre staggeranalyse med tanke på at to eller flere av PRI-sekvensene kan kombineres til en stagger. Hvis en har funnet to eller flere PRI-sekvenser med (tilnærmet)

samme AOA, PRI og frekvens er det sannsynligvis en stagger med stagger repetisjonsintervall lik PRIen. Seperasjonstiden mellom de forskjellige PRI-sekvensene svarer til stagger intervallene.

Analyse av jitter kan være det siste en foretar seg. Grupper av histogram kombineres for å øke toleransen og sekvenssøk foretas med større PRI toleranse. Dersom det ennå gjenstår signaler i bufferet som ikke er deinterleavet så kan disse evt analyseres vha andre algoritmer eller de kan forkastes.

Flerdimensjonal følging kan øke effektiviteten i deinterleavingsalgoritmen betydelig når en har å gjøre med svært kompliserte signalmiljø. Troverdigheten av deinterleavingen er også noe større i dette tilfellet.

Algoritmen beskrevet over kan karakteriseres ved at en søker å deinterleave en dimensjon/parameter av gangen. En mer generell framgangsmåte ville være å analysere flere dimensjoner under ett. I figur 5.2 viser vi et to-dimensjonalt histogram for deinterleaving i AOA og frekvens. Figuren kan tyde på at det er to emittere tilstede. Emitteren til høyre er klart begrenset i både frekvens og ankomstsvinkel, den andre emitteren har tydelig frekvensagilitet, men er også klart lokalisert i retning. Antall tellinger tyder på at det er flere pulser fra emitteren lengst til høyre; dette kan tyde på høy PRF.



Figur 5.2 To-dimensjonal deinterleaving i retning og frekvens. En deler inn pulsene i bokser

### 5.3 Kalmanfilter

Kalmanfilter kan brukes til å følge emisjoner når en a priori kjenner PRI, eller kan finne et godt start-estimat. I motsetning til sekvenssøk blir PRI og jitter oppdatert underveis slik at



estimatene blir bedre og bedre jo flere målinger som blir tatt med. Teorien for Kalmanfilter baserer seg på antakelsen om at ankomsttida for pulsene kan betraktes som en Markov-prosess. Tidspunktet for den neste pulsen predikeres vha estimer beregnet vha de foregående pulsene. Ligningene for et diskret Kalmanfilter består av en tilstandsligning,

$$x_k = \phi_k x_{k-1} + w_{k-1}, \quad (5.1)$$

som beskriver hvordan tilstanden  $x_k$  bestemmes vha den foregående tilstand  $x_{k-1}$ .  $\phi_k$  er overgangsmatrisa og  $w_k$  er ukorrelert hvit støy. Kalmanfilteret er videre basert på måleligninga

$$z_k = H_k x_k + v_k. \quad (5.2)$$

som angir sammenhengen mellom målingene  $z_k$  og tilstanden  $x_k$ .  $H_k$  er målematrisa og  $v_k$  er ukorrelert gaussisk støy. For et tilfelle der vi kun ønsker å deinterleave mht TOA kan vi velge  $x_k = [t_k, T_k]^T$  som tilstandsvariabel, der  $t_k$  er ankomsttidspunktet til puls  $k$  og  $T_k$  er en saktevarierende PRI.  $\phi_k$  og  $H_k$  er da

$$\phi_k = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad H_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

I tillegg trenger vi estimat for startbetingelsene  $\hat{x}_0 = E[x_0]$  og feilestimat

$$P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T], \text{ og kovariansmatriser til prosessstøy } Q_k \text{ og målestøy } R_k.$$

Kalmanfilteret gir da det optimale estimatet av  $x_k$  gitt av målingene  $z_k$ . For en mer detaljert utledning av Kalmanfilter henviser vi til Brown og Hwang (15) som bruker den samme notasjonen.

For å finne estimatene  $\hat{x}_{k+1}$  for de etterfølgende ankomsttidspunkt og PRIer framskrives tilstandsvektoren i en to-trinns prosess. Først finner vi et estimat for tidspunkt  $t_{k+1}$  ved å bruke tilstandsligningene for  $\hat{x}_k$  og  $P_k$ .

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1}^- &= \phi_k \hat{x}_k^+ \\ P_{k+1}^- &= \phi_k P_k^+ \phi_k^T + Q_k \end{aligned} \quad (5.4)$$

Deretter oppdaterer vi estimatene for tilstand og usikkerhet ved å bruke målingene  $z_k$

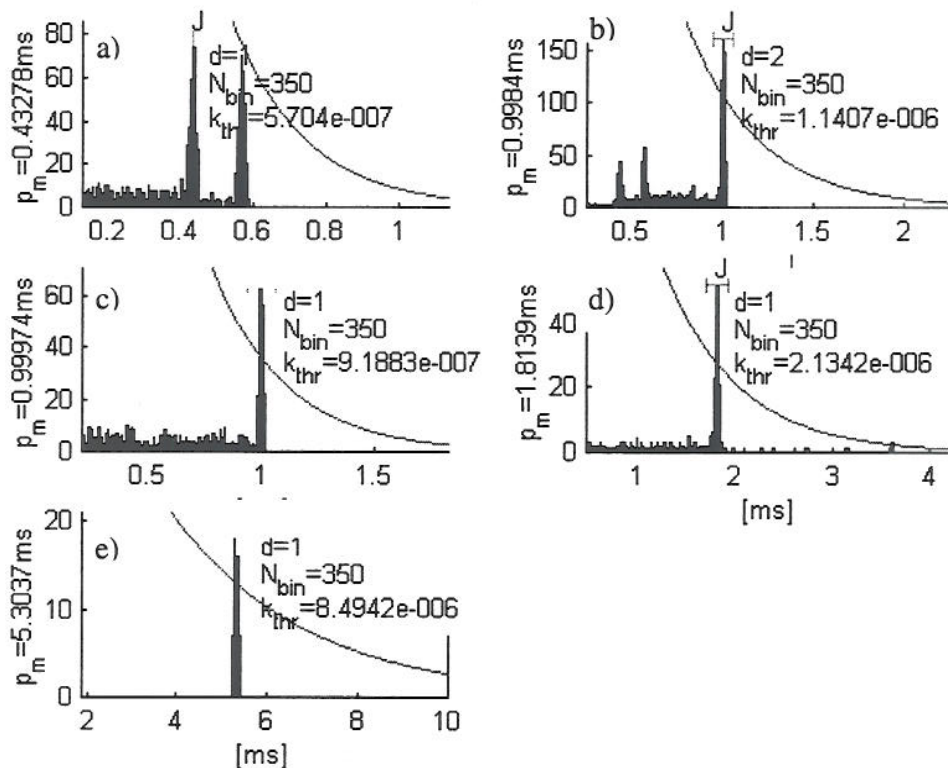
$$\begin{aligned} \hat{x}_k^+ &= \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-) \\ P_k^+ &= (I - K_k H_k) P_k^- \\ K_k &= P_k^- H_k^T [H_k P_k^- H_k^T + R_k]^{-1}, \end{aligned} \quad (5.5)$$

der  $I$  er identitetsmatrisa. Kalmanforsterkninga,  $K_k$ , er en matrise som uttrykker hvordan avviket mellom målinger og estimer skal veies som funksjon av  $k$ . Symbolene - og + brukes for å skille mellom estimat før og etter måleoppdatering.

Elton og Slocumb beskriver en anvendelse av Kalmanfilter på en lineært økende PRI. Den maksimale feil i instantant PRI-estimat er under 5%. Trenden med økende PRI følges svært godt. De konkluderer med at Kalmanfilter er en svært robust metode for deinterleaving.



En observasjon etter simuleringer med Kalmanfilter er at metoden avhenger sterkt av startestimatet for PRI. En preprosessering som kan gi en rimelig nøyaktig PRI som startverdi gjør metoden svært robust. En idé kan være å bruke histogramteknikker for å finne potensielle PRIer, og deretter utføre søket vha Kalmanfilter. En liten feil i PRIverdien fra histogrammet er ikke kritisk fordi en oppdaterer PRIen underveis i Kalmanfiltreringa. Et vanlig problem med ordinære sekvenssøk har vist seg å være at en liten feil i PRIen adderes opp, slik at søkevinduet vil drive sakte ut av fase med pulstøget. Dette kan i noen grad kompenseres, i sekvenssøk, ved å foreta en relativ oppdatering av forventet ankomsttidspunkt for neste puls ( $t_{n+1} = t_n + T$ ) isteden for en absolutt oppdatering ( $t_{n+1} = t_0 + n \cdot T$ ). I Kalman filter gjøres det automatisk. I tillegg er Kalmanfilter mer fleksibelt iom at både ankomsttidspunkt, PRI og selve bredden av søkevinduet oppdateres underveis. Dette krever imidlertid at prosess- og målestøy er tilnærmet riktig beskrevet.

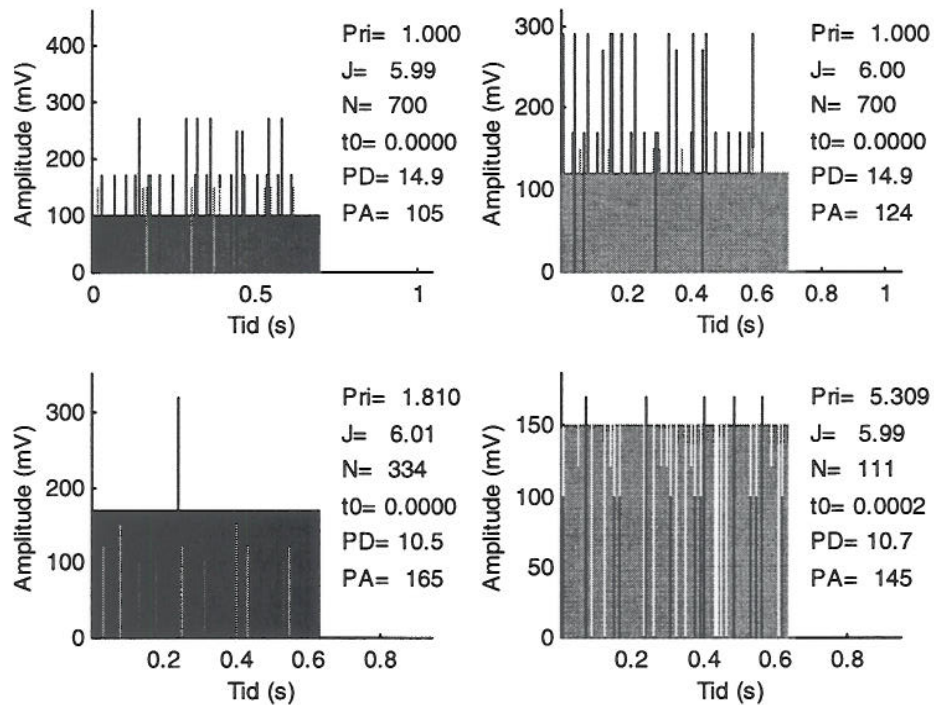


Figur 5.3 SDIF-histogram for pulstog med en 2-nivå stagger (PRI=1 ms) og to pulstog med PRI=1.8 ms og 5.3 ms. En ser at terskelkonstanten  $k_{thr}$  må settes svært forsiktig. a) Første ordens histogram, ingen terskelskjæring. b) Stagger med stagger-intervall lik 1 ms, denne fjernes så fra samplet og første ordens histogram beregnes på nytt i c). En finner den neste posisjonen i staggere i c). I d) og e) finner vi de to andre PRIene ved 1 ordens histogram

Det er gjort noen tester i prosjekt KONTUR ved å erstatte sekvenssøket i SDIF-algoritmen med Kalmanfilter. Metoden fungerer godt, selv om det ofte kan være vanskelig å sette terskelkonstanten til SDIF histogrammet rett. I figur 5.3 vises SDIF-histogram for en sekvens bestående av en 2 nivå stagger og to andre pulstog med konstant PRI. En ser at de laveste PRIer deinterleaves først.

#### 5.4 Flerdimensjonal deinterleaving med Kalmanfilter

En annen fordel med Kalmanfilter er at det naturlig åpner for flerdimensjonal følgning gjennom å utvide dimensjonen til tilstandsrommet. I stedet for å minimere feilen mellom målt TOA,  $t_n$ , og estimert TOA,  $\hat{t}_n^+$ , slik en i praksis gjør med Kalmanfilteret beskrevet ovenfor, kan en finne minimum i feilen for flere av parameterene. Dette kan være svært fordelaktig i tette signalmiljø der flere enn en puls faller innenfor søkevinduet for pulsen. Bredden på søkevinduet vil være 2-3 ganger jitterbredden. For et ordinært Kalmanfilter vil en ofte finne feil puls siden en kun leter etter beste tilnærming til ankomsttidspunktet. I figur 5.4 viser vi de fire pulstogene som ble deinterleavet i figur 5.3.

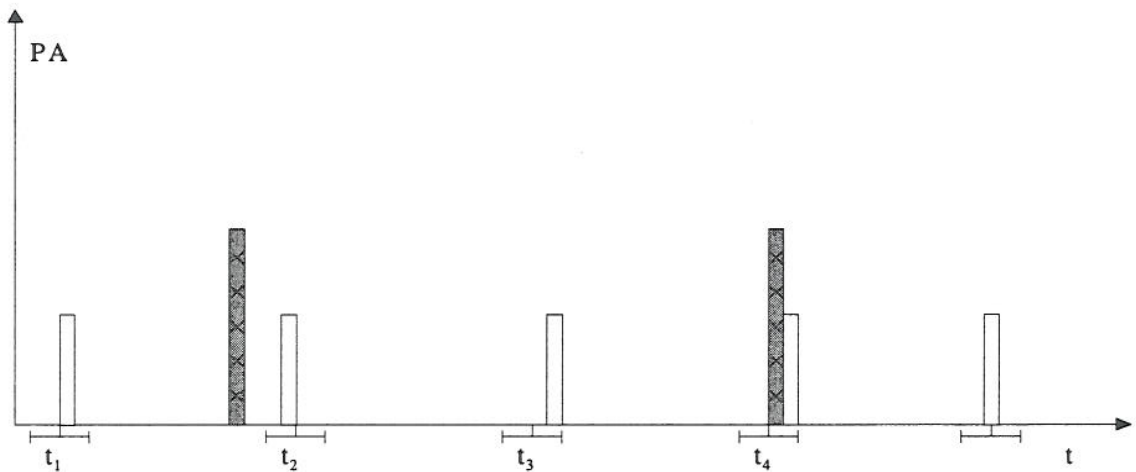


Figur 5.4 De fire pulstogene etter deinterleaving vha SDIF/Kalman-algoritmen beskrevet i 5.4. En del av pulsene ( Amplitude > 200 mV ) er resultat av addisjon av to overlappende pulser. Søkevinduet er satt til 6 % av PRIen som en finner i SDIF-histogrammet. J=1% for alle pulstogene

En ser at mange av pulsene som blir plukket ut fra Kalman-algoritmen har feil amplitude siden disse tilfeldigvis ligger nærmere det forventede ankomsttidspunktet enn den rette pulsen pga jitter. Figur 5.5 viser hvordan algoritmen for å finne den pulsen som passer best med resten av pulstoget virker. En algoritme som prøver å finne den av pulsene i søkevinduet som passer med den estimerte pulsen best i både TOA, PW og PA er under utvikling. En vil da lettere unngå å finne gale pulser. Dette kan oppnås ved å utvide dimensjonen til Kalmanfilteret slik at en estimerer og oppdaterer f eks PRI, PA og PW. Vi vil da unngå problemene fra figur 5.4. I stedet for å finne pulsen som har ankomsttidspunkt nærmest det estimerte ankomsttidspunkt, bør en søke å finne minimum i det tredimensjonale rommet (PRI,PW,PA). En kan f eks finne minimum for

$$\varepsilon_j = \left[ \left( \frac{\bar{t}_j - \hat{t}_j}{d\hat{t}_j} \right)^2 + \left( \frac{\bar{a}_j - \hat{a}_j}{d\hat{a}_j} \right)^2 + \left( \frac{\bar{w}_j - \hat{w}_j}{d\hat{w}_j} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5.6)$$

der  $a_j$  er amplitude og  $w_j$  er pulsbredde for puls  $j$ .  $d\hat{t}_j$ ,  $d\hat{a}_j$  og  $d\hat{w}_j$  er estimat av usikkerhetene i målingene av TOA, amplitude og pulslengde. En slik forbedret algoritme ville sannsynligvis valgt så godt som alle pulsene i figur 5.4 rett.



*Figur 5.5 Deinterleaving vha Kalmanfilter. For tidspunktene  $t_1, t_2$  og  $t_3$  faller kun en puls innenfor søkevinduene. For tidspunkt  $t_4$  har vi to pulser innenfor søkevinduet. Med et en-dimensjonalt Kalman-filter vil pulsen med størst amplitude bli valgt ut siden den er nærmest det estimerte ankomsttidspunkt. En to-dimensjonal Kalmanfiltrering ville valgt ut den andre (riktige) pulsen*

Elton og Slocumb (11) og Kofler og Leondes (12) beskriver to andre innfallsvinkler til flerdimensjonal deinterleaving vha Kalman-filter. (11) beskriver en anvendelse der en vha to mottakere prøver å deinterleave vha AOA og PRI. Målingene av ankomstvinkel gjøres ved å beregne tidsforsinkelsen som en puls har pga at den ankommer til den ene



mottakeren før den andre. Vha et 4-dimensjonalt Kalmanfilter (TOA for mottaker 1 og 2, PRI og AOA) oppnår en svært gode resultat. (12) beskriver Kalmanfilter ut fra dets anvendelse i tracking algoritmer. De ser spesielt på hvordan en skal "gate" pulsene, dvs finne kriterier for å assosiere pulser med pågående emisjonstrack. Deres konklusjon er at Kalmanfilter har et stort potensiale i deinterleaving.

## 6 FOURIERTEKNIKKER

Diskret Fouriertransform (DFT) eller fast Fouriertransform (FFT) er velkjente numeriske metoder som kan være godt egnet til å finne periodisiteter i signal. Ved første øyekast skulle en kunne tenke seg at Fouriertransform også burde være velegnet til deinterleaving, som jo også er å finne periodisiter ( PRI eller PRF). Et umiddelbart problem en støter borti da er at en i ESM-sammenheng vanligvis ikke vil ha et kontinuerlig sampelet signal, men bare pulsord-beskrivelse av de blandede pulstogene. En kunne i utgangspunktet tenke seg at en gjorde en re-sampling av hele signalet, før en gjør en FFT, dette skaper imidlertid en masse overflødig data, siden en må ta med mange punkter som settes lik null mellom hver puls som samples. En svært grov metode kunne kanskje være å legge inn en null mellom hver puls slik at det totale signalet bestod av trekanter. Dette er imidlertid ikke heller noen klok måte å representere signalet på siden det både skaper problemer siden vårt signal blir ujamnt sampelet. I tillegg vil effektene pga skarpe kanter sannsynligvis også medføre problemer.

### 6.1 Puls-sorteringstransformen

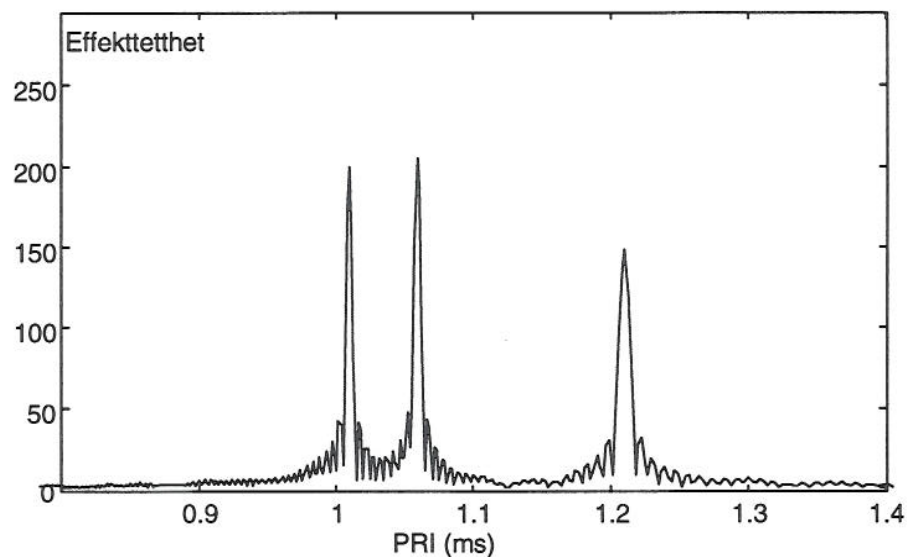
Overman et al (13) beskriver en modifikasjon av den vanlige Fouriertransformen som de mener er egnet for deinterleaving. Denne puls-sorteringstransformen (PST) har mange av de samme egenskapene som en vanlig Fouriertransform, bl a har den en invers, den er lineær, kan skaleres og translateres, men oppfyller f eks ikke Parsevals teorem for foldning.  $PST = V(\omega, \phi, \beta)$  defineres som

$$V(\omega, \phi, \beta) = \int_{\phi/\omega - \pi/(\omega\beta)}^{\phi/\omega + \pi/(\omega\beta)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} v(t + 2\pi n / \omega) e^{-i\beta\omega t} \quad (6.1)$$

der  $\beta > 1$  er en fase-bin faktor og  $\phi$  er fasen.  $v(t)$  er det opprinnelige signalet. Ideen med denne transformasjonen er at en for et godt valg av  $\beta$  vil kunne generere to-dimensjonale plott i  $(\omega, \phi)$ -rommet. Deretter kan en skille ut pulser med samme  $PRI=2\pi/\omega$  ved å identifisere topper i spektret. Staggere vil ideelt også kunne adskilles ved at de har forskjellig fase. (13) beskriver noen enkle anvendelse av PST. Det generelle inntrykket er at PST i svært liten grad ser ut til å kunne klare å skille pulstog fra hverandre. Artikkelen gir ikke noen god forklaring på hvorfor dette er tilfelle.

## 6.2 Diskret Fouriertransform

Det har i prosjekt KONTUR vært jobbet noe med en enkel Fouriertransform teknikk der en kan finne aktuelle PRFer. En skikkelig presentasjon av denne teknikken vil komme i en senere FFI rapport. I denne rapporten vil vi nøye oss med å vise en figur der tre pulser lett kan identifiseres i et effekttetthetspekter. Figur 6.1 viser effekttetthetspekteret for en sekvens som består av tre pulstog med PRI 1.01 ms, 1.06 ms og 1.21 ms, og vi ser klart at maksimumsverdiene befinner seg på disse periodene.



*Figur 6.1 Denne figuren viser effekttetthet som funksjon av PRI. De tre toppene vi skulle forvente å få fra pulstog, viser seg med stor nøyaktighet*

## 7 METODER BASERT PÅ PULSANALYSE

Whiley (4, s. 121) betegner dette intrapulsanalyse. Ved å karakterisere pulsens modulasjon i amplitude, frekvens eller fase kan en ofte entydig skille pulser fra forskjellige emittere fra hverandre. Dersom bærefrekvensen ikke moduleres betegnes pulsen ofte CW-puls. For slike CW-pulser vil omhylningskurven bestemme avstandsoopløsninga til radaren. Ofte vil en analyse av utilsiktede modulasjoner i AM eller FM kunne gi informasjon om radaren, og kanskje være nok til å bestemme radartype. Det kan også være mulig å skille to like emittere fra hverandre. Til forskjell fra alle de andre teknikkene i dette dokumentet er intrapulsanalyse avhengig av en svært hurtig og nøyaktig sampling av signalet. Dette medfører at mye mer data blir produsert, og analyse av hver enkelt puls er svært prosesseringskrevende. Med dagens teknologi er det vanskelig å tenke seg at dette kan gjøres i sann tid for alle pulser. En mer realistisk innfallsvinkel kan være å gjøre

intrapuls analyse av noen få pulser fra hvert pulstog. Dette kan være til hjelp ved senere klassifisering eller identifisering av emisjonen.

## 8 ANDRE METODER

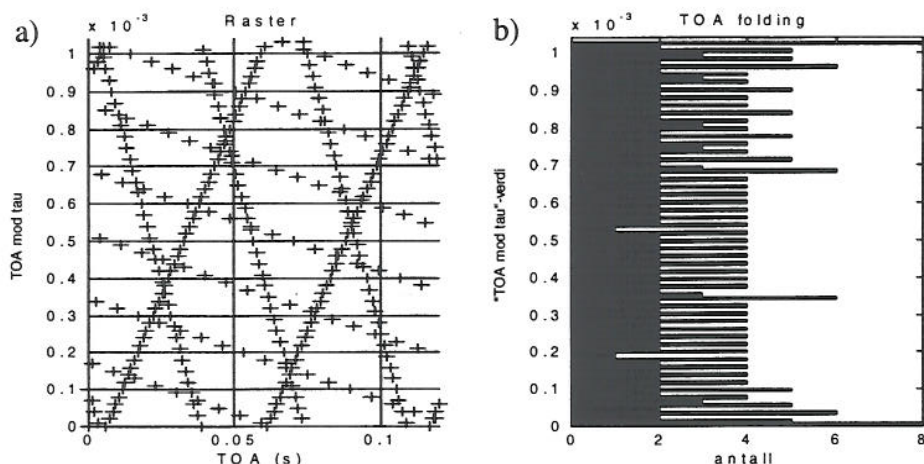
I dette kapittelet vil vi ta med en del andre deinterleavingsalgoritmer. Alle metodene unntatt metoden i avsnitt 8.3 er beskrevet i litteraturen.

### 8.1 Rasterplott

Rasterplott ble opprinnelig brukt som en rein oscilloscop-teknikk av ELINT-operatører for å raskt kunne stille seg inn på rett PRI. Det er en måte visualisere ( $TOA \bmod \tau$ ) som en funksjon av TOA. Funksjonen  $\bmod$  er definert ved  $x \bmod y = x - \text{floor}(x/y) y$ , der  $\text{floor}(a)$  er det største hele tallet som er mindre enn eller lik det reelle tallet  $a$ .  $\tau$  svarer vindusbredden og funksjonen  $TOA \bmod \tau$  viser da resten etter en heltallsdivisjon med  $\tau$ . Dersom ankomsttidspunktene består av et reint pulstog  $t_n = t_\phi + n \cdot T$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$ , så vil en ved å velge  $\tau = T$  finne at  $TOA \bmod \tau = t_\phi$  for alle  $n$ , og rasterplottet gir da en horisontal linje. Velges  $\tau$  nær en PRI, vil vi få skrå linjer som splittes i høyden hvis de går utover vindusbredden  $\tau$ . Figur 8.1 a) viser et rasterplott av tre pulstog med PRI verdier lik 1.01 ms, 1.06 ms og 1.21 ms.  $\tau$  er valgt som 1.04 ms. Det er viktig å merke seg at to pulstog går på skrå oppover, mens en puls skrår nedover. Stigningstallet  $m$  til en linje i rasterplottet vil være positiv hvis  $PRI \bmod \tau < \tau/2$  og negativ hvis  $PRI \bmod \tau > \tau/2$ . Som oscilloskop teknikk var det vanlig å presentere TOA langs y-aksen og  $TOA \bmod \tau$  langs x-aksen (waterfall-plot).

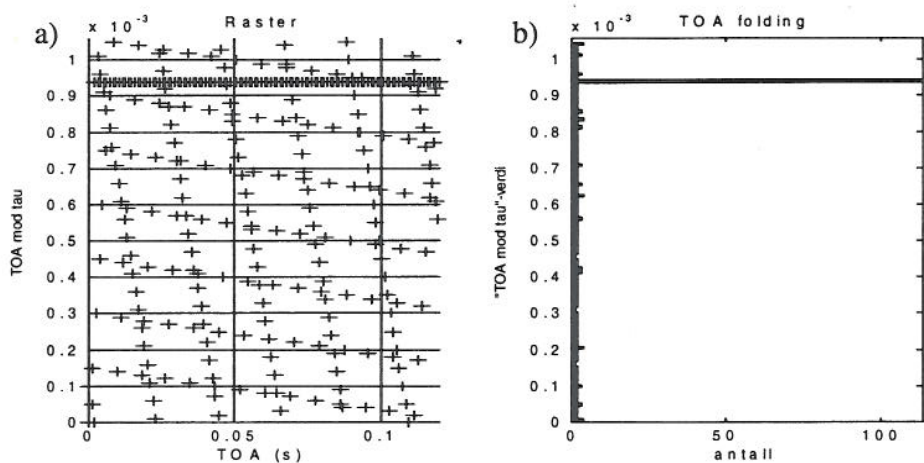
Figur 8.1 b) viser fordelingen av antall punkter innenfor samme  $\tau$ . Dette kalles ofte TOA-folding. Formelt er dette et histogram over  $TOA \bmod \tau$ . Siden vindushøyden i rasterplottet ikke har samme verdi som en av PRIene, vil vi kun få skrå linjer, og fordelingen av punktene vil ikke gi noe klart maksimum for TOA-folding histogrammet.





Figur 8.1 a) Rasterplott av 3 pulstog med PRI verdier 1.01 ms, 1.06 ms og 1.21 ms. Vindushøyden,  $\tau$ , er valgt som 1.04 ms. b) TOA folding med samme parametre som rasterplottet

I figur 8.2 vises et rasterplott og tilhørende TOA folding med  $\tau = 1.06$  ms, noe som altså er en av PRI-verdiene. Vi får da en horisontal linje i rasterplottet og et tydelig maksimum i TOA folding. Dette demonstrerer hvordan en kan finne en potensiell PRI ved å variere  $\tau$  inntil en har en rett linje i rasterplottet eller et tydelig maksimum for TOA folding.



Figur 8.2 Samme pulstog som i figur 8.1, men nå er  $\tau = 1.06$  ms. Vi har da en horisontal linje i rasterplottet og et tydelig maksimum i TOA folding

I kompliserte signalmiljø vil en ofte få problemer med å stille inn vindusbredden  $\tau$  på rett PRI. Rasterplot i seg selv er derfor ofte ikke tilstrekkelig som deinterleavingsalgoritme. For å kunne komme videre med rasterplott trenger vi en forbedret signalprosessering, der vindusbredden  $\tau$  velges på en mer automatisk måte. Hough transformasjonen er en metode som har vært brukt til dette.

## 8.2 Hough transformasjon

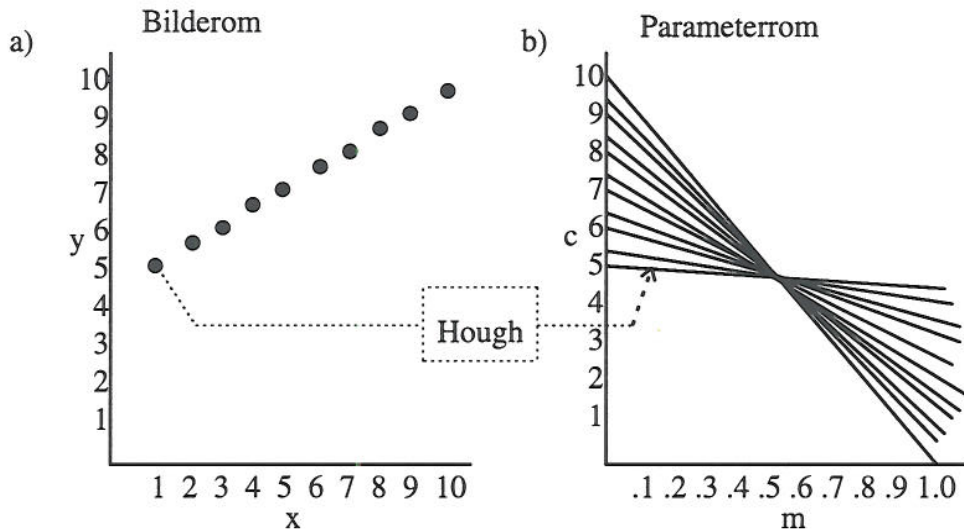
Hough transformasjon (8) og (9) kan brukes til å finne linjer i rasterplottene. Så lenge vi har konstante PRI verdier, vil vi få rette linjer som en kan prøve å detektere ved å skille dem fra støyen. Stigningstallet til en linje er gitt som

$$m = \frac{PRI_f - \tau}{PRI_f}, \quad (8.1)$$

der  $PRI_f$  står for den minste av en gruppe PRI verdier som er harmonisk relaterte ( $PRI = m \cdot PRI_f$ ). Vi kan bruke dette til å finne  $PRI_f$  hvis vi kjenner  $m$ ,

$$PRI_f = \frac{\tau}{1 - m}. \quad (8.2)$$

Den enkleste formen for Hough transformasjonen går ut på å se på den rette linjen  $y = \hat{m}x + \hat{c}$ , der  $\hat{m}$  og  $\hat{c}$  er konstanter, som beskriver en bestemt PRI. Tar vi nå utgangspunkt i parameterrommet og ser på et bestemt punkt i rasterplottet, får vi ligningen  $\hat{y} = m\hat{x} + c$ , som beskriver alle linjene gjennom punktet  $(\hat{x}, \hat{y})$ . Gjør vi dette med flere punkter i rasterplottet vil vi få felles skjæringspunkt mellom linjene i parameterrommet  $(\hat{m}, \hat{c})$  hvis punktene i raster plottet ligger på en linje. Dette er illustrert i figur 8.3.



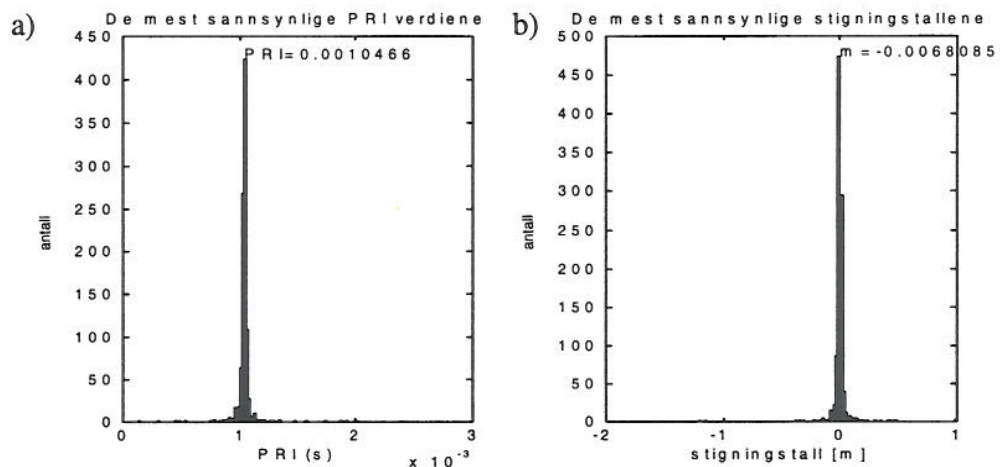
Figur 8.3 Hough transformasjonen avbilder punkter i bilderommet til linjer i parameterrommet

Problemet med å finne linjene i rasterplottet blir dermed redusert til å finne skjæringspunkt i parameterrommet. Det er da vanlig å legge et rutenett i parameterrommet og telle opp antall linjer innenfor hvert område. Hvis en ønsker større nøyaktighet, må vi velge et finmasket rutenett. Antall linjer innenfor hvert område lagres videre i en matrise, men problemet med denne matrisen er at den fort kan bli veldig stor hvis det er stor spredning i parameterne, slik at videre prosessering kan ta lang tid.

Random Houghtransformasjon bruker også skjæringspunkt, men her betrakter vi to vilkårlige punkt samtidig,  $(\hat{x}_1, \hat{y}_1)$  og  $(\hat{x}_2, \hat{y}_2)$ , slik at stigningstallet er gitt ved

$$m = \frac{\hat{y}_1 - \hat{y}_2}{\hat{x}_1 - \hat{x}_2} \quad (8.3)$$

Ulempen med denne metoden er at vindusbredden,  $\tau$ , for rasterplottet som regel er mye mindre enn maksimum TOA verdi, slik at stigningstallet,  $m$ , blir svært lite. Dermed er  $\tau$  en kritisk verdi da de PRI-verdier som detekteres ikke blir svært forskjellig fra  $\tau$  (se likning (8.2) med  $m \approx 0$ ). Dette er også illustrert i figur 8.4, der vi har prøvd å finne PRI verdier for pulstogene i figur 8.1. Selv om to av PRI verdiene ligger innenfor toppen som er markert, er det ingen markering for verdien 1.21 ms.

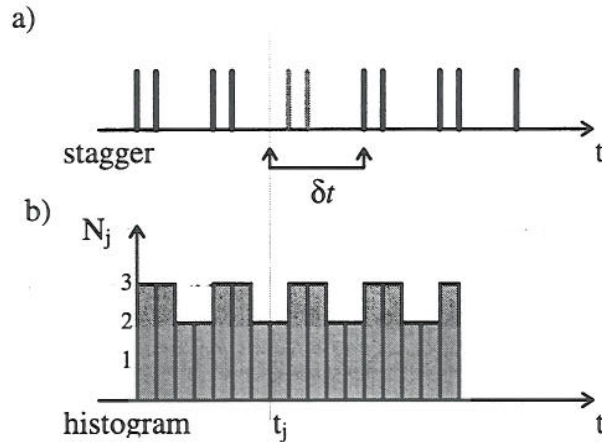


Figur 8.4 Random Hough transformasjon av rasterplottet i figur 8.1. Her ble det brukt 1000 forskjellige punkt-par i rasterplottet. Først finner en stigningstallet  $m$  i b). Høyden i histogrammet angir antallet pulser. I a) vises samme histogram, men nå som funksjon av PRI, se likning (8.2)

### 8.3 Glidende vindu over TOA

Denne metoden er framkommet under arbeidet med denne rapporten, og en har ikke funnet referanser til den i litteraturen. En tenker seg at en lar et vindu med bredde  $\delta t$  gli over hele sampelet av ankomsttidspunkt. For hvert tidsskritt  $t_j$  teller en hvor mange pulser  $N_j$  som er innenfor vinduet. Prinsippet er skissert i figur 8.5 for en 2-nivå stagger. Vindusbredden er i dette tilfellet valgt noe større en stagger repetisjonsintervallet slik at en alltid vi ha to pulser innenfor vinduet. En ser at det relativt hyppig vil være tre pulser i vinduet.

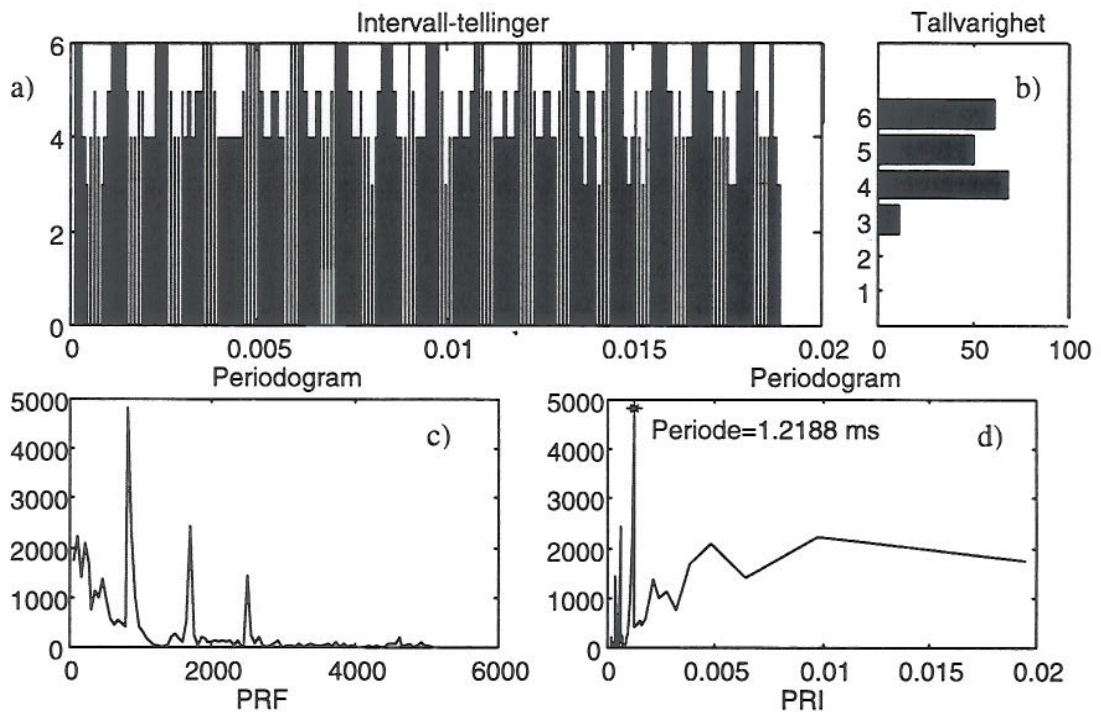




Figur 8.5 Skisse som viser algoritmen for glidende tidsvindu. a) 2-nivå stagger. Tidsvinduet har bredde  $\delta t$ . b) Histogrammet av  $N_j$  som funksjon av tid  $t_j$ . Pulsene som telles opp innenfor  $\delta t$  er markert med grått

I figur 8.6 a) er en 6-nivå stagger deinterleavet vha av algoritmen breskrevet over. I figur 8.6 b) vises "tallvarigheten" eller hvor mange ganger et bestemt antall pulser er innenfor vinduet. Videre utføres en Fast Fourier Transform (FFT) av  $N_j(t)$ , og på grunnlag av dette vises to periodogram som funksjon av henholdsvis frekvens i c) og periode i d). Maksimum i periodogrammene gir dermed et godt estimat for stagger repetisjonsintervallet. Antall stagger-nivå kommer også klart fram med denne metoden.

En ulempe med metoden er at en er avhengig av å velge et tidsvindu  $\delta t$  som er tilnærmet lik stagger repetisjonsintervallet. Er vinduet for lite vil "tallvarigheten" vise for få stagger-nivå. For stort vindu gir for mange stagger-nivå. Optimalt bør vindusbredden være litt mindre enn stagger repetisjonsintervallet for at en ikke skal få flere pulser innenfor vinduet enn antall pulser i staggeren.  $\delta t$  lik 80% av stagger repetisjonsintervallet viser seg å være et rimelig kompromiss for vårt konkrete eksempel.



Figur 8.6 Deinterleaving av 6 nivå stagger med stagger repetisjonsintervall lik 1.2 ms. Et glidende vindu som har bredde lik 80% av stagger repetisjonsintervallet. b) viser tellevarighet, c) vises periodogrammet som funksjon av PRF, og i d) vises periodogrammet som funksjon av PRI. Maksimum i periodogrammene viser klart at stagger repetisjonsintervallet er tilnærmet 1.2 ms. Feilen i estimatet er ca 1.6%

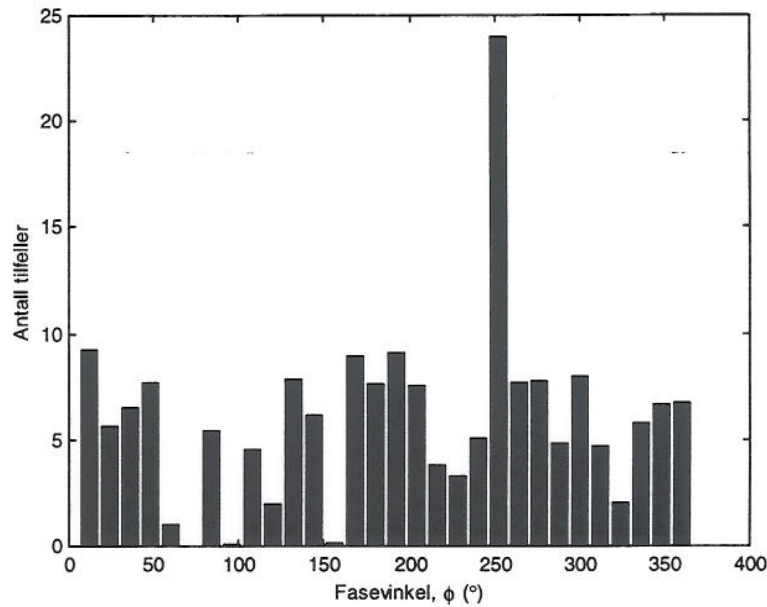
#### 8.4 Sirkulær statistikk

Elton og Gray (7) beskriver en metode for å detektere et signal med kjent PRI når dette er korrumpert av korrelert jitter (CJ) eller ukorrelert jitter (NCJ) og i tillegg er blandet med andre pulstog. Metoden baserer seg på et kryss-korreleringsprinsipp av TOA. Når en søker etter et pulstog med  $PRI=P$  beregner en først fasen for sampelet  $t_k, k = 0, 1, \dots, (N-1)$

$$\phi(t_k) = \frac{2\pi}{P} \cdot t_k \text{ mod } P, \quad k = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (8.4)$$

der  $\phi_k \in [0, 2\pi)$ . TOA sekvensen vil nå slynge seg rundt enhets sirkelen. Hvis vi inndeler  $\phi(t_k)$  i et histogram mellom 0 og  $2\pi$  vil en fast  $P$  svare til et tydelig maksimum i histogrammet, dvs at en i prinsippet har utført en kryss-korrelasjon. Interfererende pulstog vil danne irrasjonelle forhold med  $P$ , og vil derfor fordele seg uniformt over enhets sirkelen,

eller i histogrammet. NCJ vil føre til et bredere og mer diffust maksimum. CJ vil være mer problematisk, og vil føre til at fasen vandrer vilkårlig rundt enhetssirkelen.



Figur 8.7 Fase-histogram for TOA sekvens. Pulser med  $P$  som matcher fasevinduet hoper seg opp ved fasevinkel  $250^\circ$

Problemet med å detektere PRI er dermed redusert til å finne avvik fra fase-uniformitet. Dette kan best gjøres vha sirkulær statistikk. Forfatterne foreslår å bruke funksjonen

$$Z_m^2 = \frac{2}{N} \sum_{l=1}^m \left\{ \left[ \sum_{k=0}^{N-1} \cos(l\phi(t_k)) \right]^2 + \left[ \sum_{k=0}^{N-1} \sin(l\phi(t_k)) \right]^2 \right\}, \quad (8.5)$$

der  $l$  står for den  $l$ 'te harmoniske av frekvensen  $f=1/P$ . En bruker totalt  $m$  harmoniske, og valget av  $m$  avhenger sterkt av hvor sterkt CJ er.

Uten å gå mer i detalj om denne metoden kan det konkluderes med at den kan være en robust metode for å detektere et signal når en vet hvilken PRI en leter etter. I ESM-sammenheng er ikke dette alltid like interessant. Spørsmålet blir da om denne metoden kan være effektiv til å holde fast på et track når det er blitt identifisert av andre metoder.

## 8.5 Nevrale nettverk

Noone og Howard (6) foreslår å kombinere sekvenssøk og nevrale nettverk for å deinterleave pulstog. Først utføres et forenklet sekvenssøk for å finne fram til potensielle PRIer. Deretter testes denne hypotesen vha et 4 nivå bakoverpropagerende nevral nett. Det nevrale nettet har evnen til å "lære" seg den rette PRIen med adaptiv terskel for jitter etter hvert som det prosesserer sampelet. Den adaptive feiltersklingen settes inn etter 3 pulser. I



en sanntidssituasjon vil det også kunne “kjøre” helt til det mister trackingen på sekvensen. Feilaktige PRI-hypoteser forkastes dersom feilen blir for stor. I algoritmen søker en først etter lave PRIer og lav jitter. Deretter økes PRI og terskel for jitter til en har fanget opp (nesten) alle pulsene. Metoden er svært robust mot jitter opp mot 30% av PRIen, og også robust mot manglende og falske pulser.

Forfatterene sammenligner sin algoritme med et rent sekvenssøk og finner at sekvenssøket ikke klarer å deinterleave sekvenser med så stor jittervariasjon. En standard definisjon av periodisitet mangler rett og slett robustheten som det nevralt nettet har.

## 8.6 Teknikker basert på kunstig intelligens (AI)

En teknikk som baserer seg på kunstig intelligensteknikker (AI) beskrives av *Marshall og Simons* (10). En tenker seg at systemet prøver å etterligne måten en eller flere ELINT-operatører ville gått fram på for å deinterleave et komplisert signalmiljø dersom de hadde hatt tid. Disse har mange metoder til rådighet, og de vil søke å sortere pulstogene omtrent på samme måte som man løser et puslespill. Det er om å gjøre å få alle bitene til å passe sammen. I den konkrete implementasjonen benytter en seg av black-board teknikk. Dette er en kjent metode for AI. En tenker seg en tavle der dataene og eventuelle hypoteser blir nedskrevet. Tavla er omgitt av en rekke eksperter som har hver sin oppgave. Oppgavene fordeles av en leder. Ekspertene prosesserer så dataene og kommer kanskje frem til mulige løsninger. Disse settes så sammen, og en sjekker til slutt om puslespillet er gått opp.

## 9 EMITTERTRACKING

Muligheter og problemstillinger for sammenstilling av informasjon over en lengre tidsskala enn i pulssorteringen er kort omtalt her. Dette kalles ofte emittertracking, og går som oftest ut på å finne system og sammenheng mellom alle emisjonstrack. Algoritmer for slike sammenstillinger kan betraktes som på nivået over deinterleaving, men betraktes vanligvis som en del av deinterleavingsprosessen i et ESM-system. Etter som slike algoritmer forventes å bli en vesentlig del av praktiske løsninger og tett integrert med pulssorteringen, er temaet tatt opp i dette avsnittet.

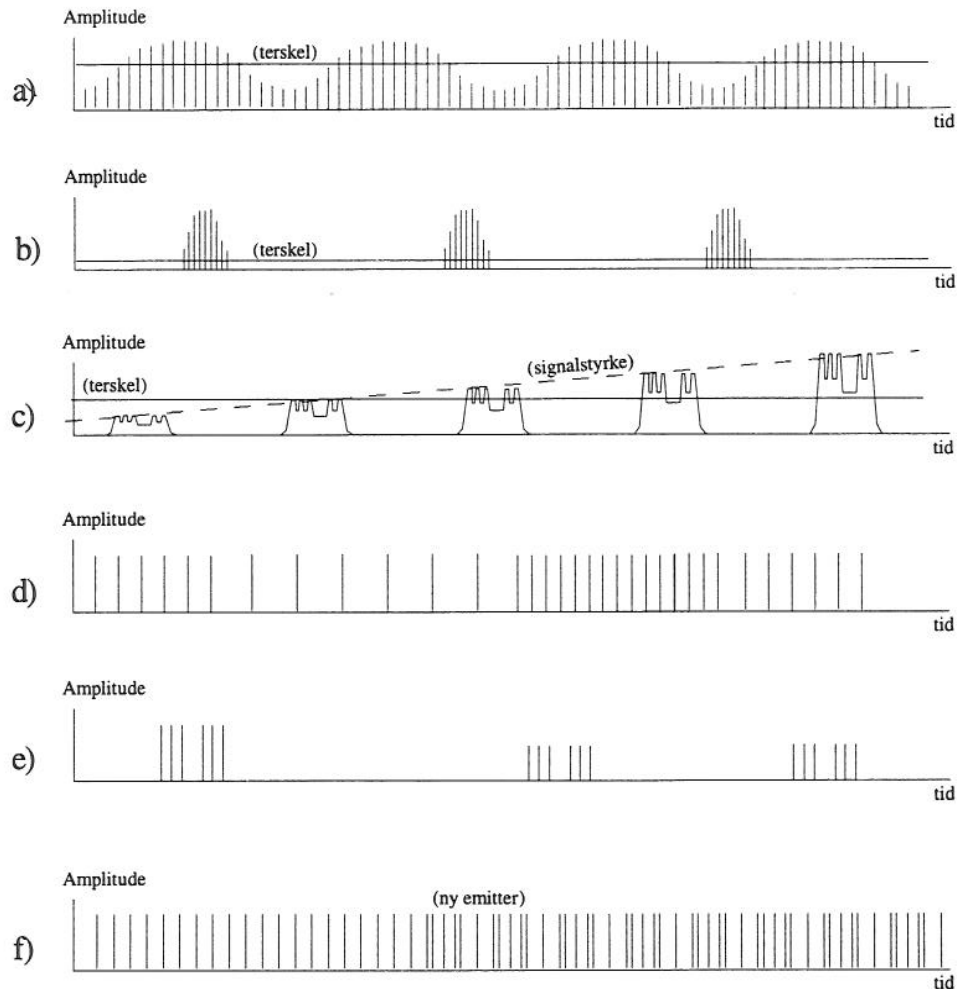
Figur 9.1 viser noen situasjoner der beregninger på nivået over pulssorteringen kan gi nyttig informasjon for pulssorteringen, for identifikasjon av emitter og for taktisk informasjon generelt. Hver av de seks eksemplene blir omtalt nedenfor.

Figur 9.1 a) viser et regelmessig pulstog som fluktuerer omkring deteksjonsterskelen. I perioder blir pulsene borte så lenge at emisjonstracket avsluttes. Et nytt emisjonstrack blir etablert når pulsene kommer over deteksjonsgrensen igjen. Det nye har tilnærmet samme fase som det forrige, og de øvrige parametre er rimelig like. Dermed kan vi temmelig

sikkert konkludere med at emisjonstrackene er fra samme emitter. Uten bruk av fasen i forrige emisjonstrack hadde konklusjonen ikke vært så sikker.

Figur 9.1 b) viser en emitter som kan detekteres innenfor mer eller mindre regelmessige tidsvinduer. Dette kan være en søkende AI-radar eller en roterende, stasjonær radar. Merk at tidskalaen her er mye lengre enn i del a). Tidsperioden og forløpet av pulsgruppene i diagrammet kan nærmest oppfattes som mottatte pulser, men på en mye lengre tidsskala. Likheter og den tidsmessige sammenhengen mellom pulsgruppene bidrar til å konkludere at pulsene innenfor kommer fra samme emitter. De kan videre bidra til å identifisere hvilken type emitter dette er.

Figur 9.1 c) viser fem pulser med interpulsmodulasjon. Tidsskalane er mye kortere enn i den forrige. Del c) kan f.eks. være et lite utsnitt akkurat da pulsene kommer over deteksjonsterskelen i b). Den andre av de fem pulsene i figuren blir kanskje detektert ved en eller to av modulasjonspulsene inni hovedpulsen. I den tredje blir alle fem modulasjonspulsene detektert som separate pulser, mens den fjerde blir detektert som to lengre pulser. (Her er det forutsatt en enkel deteksjonsalgoritme som kun ser på varighet over deteksjonsterskelen.) Den femte, og de påfølgende pulser blir detektert med riktig pulslengde. Puls-sortering av disse er enkel, men deteksjonene i de foregående hovedpulser kan gi problemer. Kanskje blir det etablert et emisjonstrack av de fem deteksjonene i den midterste pulsen. De øvrige er uforklarlige uten en sammenligning med det senere korrekte emisjonstracket. Oppklaringen kan altså skje ved at et etablert emisjonstrack ekstrapoleres bakover i tid. Dermed kan vi unngå eventuelt falske alarmer og "uforklarlige" deteksjoner. Lignende problemer kan oppstå når pulsene kommer under deteksjonsterskelen, men da er "forklaringen" (det korrekte emisjonstracket) allerede etablert.



**Figur 9.1** *Eksempler der beregninger over en lengre tidsskala er nyttig for pulssorteringen. Merk at tidsskalaen i diagrammene ikke er like.*  
 a) *Emitter som fluktuerer rundt deteksjonsterskelen.*  
 b) *Emitter som kan detekteres periodisk (f eks en roterende radar)*  
 c) *Emitter med modulerte pulser som krysser deteksjonsterskelen*  
 d) *Emitter som skifter modus*  
 e) *Emitter med terrengrefleksjoner eller jammer som kopierer pulsene*  
 f) *Emitter som kommer i tillegg til en eksisterende*

Figur 9.1 d) viser pulser med forskjellig PRI som resultat av at emitteren skifter modus. Hver modus vil resultere i separate emisjonstrack som avløser hverandre. Ved å se disse i sammenheng kan en konkludere at de kommer fra samme emitter. En slik sammenstilling er i rapporten betegnet "emittertrack". Sekvensen av de forskjellige emisjonstrackene (dvs emittertracket) kan brukes til å identifisere type emitter og si hvilken operativ situasjon den er i.

Figur 9.1 e) viser pulser som blir kopiert. Dette kan f eks skje ved terrengrefleksjon eller ved at en jammer kopierer noen av de pulsene den selv detekterer. Når en ser disse pulstogene i sammenheng, kan en få nyttig operativ informasjon. Hvis kopieringen kan



avklares til å være terrengrefleksjon, vet en at disse pulsene ikke skyldes lignende emittere. Hvis kopiene skyldes jamming, kan tidsdifferensen og sammenhengen med andre emisjonstrack benyttes til å beregne nyttig informasjon, f eks posisjon. Se omtale av sammenhenger mellom del b) og e) senere i dette avsnittet.

Figur 9.1 f) viser at en ny emitter kommer i tillegg til en eksisterende. Hvis en først trekker ut de pulsene som en kjenner fra før, blir det lettere å sortere pulsene der begge emitterne er til stede. Denne teknikken burde kunne brukes ofte, siden forskjellige emittere neppe blir detektert "samtidig" i denne tidsskalaen. Ved påslag av ESM-sensoren i et tett signalmiljø skulle en kunne få samme effekt ved gradvis å øke følsomheten (eller å ta for seg de kraftigste signalene først).

Eksemplene ovenfor er enkle for å illustrere prinsipper. I praksis vil sannsynligvis situasjonene være mer komplisert. For eksempel kan en i del f) ha mange emittere til stede når en skal finne en ny, og en vil i b) ha mange samtidige emittere som gir pulsgrupper. En vil også kunne få "blanding" av de forskjellige situasjonene, noen eksempler på dette er omtalt nedenfor.

Del b) og f) i figur 9.1 kan sees i sammenheng ved at en ny emitter med pulsgrupper kommer i tillegg til en eller flere lignende emittere som gir pulsgrupper. Pulsene kan overlape i samme korte tidsperiode, som illustrert i f), eller de kan komme helt separat. I det siste tilfellet er det kanskje bare sortering av pulsgruppene som kan avklare hvilken emitter de kommer fra og om det er en ny der. Mønsteret i b) kan brukes til å trekke fra nye, men kjente pulser i et tidsvindu. I så måte er det den nye emitteren i f) som er kjent, og som kan trekkes fra i signalmiljøet.

Del d) kan sees i sammenheng med a) ved at en kan miste signalet fra en emitter idet den skifter modus. Det kan da bli langt vanskeligere å benytte faseinformasjonen for å avklare at det er samme emitter. Hvis en kjenner typiske modusskifte av emittere, vil en kanskje allikevel kunne avklare at det er samme emitter selv om en bare mottar bruddstykker av de forskjellige modiene.

Del b) og e) kan utnyttes sammen for å avklare nyttig informasjon ved kopiering av pulstog. De kopierte pulsene dannes oftest når hovedloben i den første emitteren er rettet mot reflekterende terreng, objekt eller mot jammeren. Hvis emitteren er en roterende radar som en kjenner posisjonen til, kan en benytte informasjonen i b) til å finne hvor den peker til enhver tid. (I dette tilfelle detekteres emitteren også når hovedloben ikke peker mot vår ESM-sensor.) Tidsperioden for mottak av kopierte pulser vil dermed fortelle hvilken retning (i forhold til emitteren) som "reflektoren" befinner seg på. Tidsdifferensen kan gi posisjon for reflekterende terreng eller objekt. Hvis jammeren kopierer pulser fra to radarer med kjente posisjoner og pekeretninger, kan den krysspeiles. Hvorvidt disse teoretiske muligheter lar seg gjennomføre i praksis krever analyser og eksperimenter.

Som en ser, er det mange måter og tidsskalaer for sammenstilling av informasjon som kan gi nyttig informasjon. Dette kan tjene pulssorteringen, identifikasjon av emittere og avledning av taktisk nyttig informasjon. Eksemplene ovenfor er neppe uttømmende. De skulle imidlertid vise at det både er store muligheter og utfordringer ved sammenstilling av informasjon over lengre tid enn i pulssorteringen.

## 10 OPPSUMMERING

Vi har i dette dokumentet gitt en bred behandling av deinterleaving/pulssortering og skissert en rekke metoder. Ikke alle metodene vil være egnet for implementasjon i en deinterleavings-algoritme som skal møte dagens krav med svært høye pulstettheter. Vi har likevel tatt med en del av disse metodene (f eks delta- $\tau$  histogram og rasterplott) siden de er enkle, og gir en god innføring i temaet.

Vi har stort sett behandlet pulsedede signaler. En er klar over at FM-CW signaler også utgjør en viktig klasse av radarsignaler, som det kan være interessant å identifisere. Metodene for å deinterleave FM-CW signaler vil imidlertid ligne mye på tilsvarende metoder for pulsedede signaler. Parametre for pulsedede signal er behandlet utførlig i kapittel 2. Mot sluttet av kapittelet behandlet vi ulike PRI sendeskjema.

I dokumentet har vi i hovedsak diskutert deinterleaving basert på ankomsttidspunkt for pulser. Der det har vært naturlig har vi også beskrevet flerdimensjonal deinterleaving f eks vha amplitude, frekvens og retning. Kjernen i enhver algoritme vil imidlertid være å sortere ankomsttidspunktene til pulsene slik at en kan finne pulsrepetisjonsintervallet.

Vi viser at algoritmer for TOA-deinterleaving kan deles inn i to grupper: -sekvensielle og sats-orienterte algoritmer. For sekvensielle algoritmer prøver en å tracke en eller flere pulstog ut i fra antakelser eller beregninger av pulstogenes PRI. Satsorienterte algoritmer baserer seg på at en samler opp en viss mengde data før en gjør beregninger for å finne PRI og andre pulsparametre. Skillet mellom sats-orienterte og sekvensorienterte algoritmer er diskutert i kapittel 3.

I kapittel 4 gjennomgås histogrambaserte algoritmer. Kumulativt differanse-histogram (CDIF) og sekvensielt differanse-histogram (SDIF) trekkes fram og diskuteres detaljert. Det vises at disse algoritmene innebærer en kraftig reduksjon av antall beregninger i forhold til delta- $\tau$  histogram. Videre har vi gjennom å se på sannsynlighet for pulsforekomster vist at en kan sette eksponentielle terskelfunksjoner i SDIF-algoritmen, slik at denne konvergerer raskere enn andre histogram-baserte algoritmer.

I kapittel 5 behandles metoder basert på estimeringsteori. Først diskuterer vi en algoritme som er brukt i laboratorie-opstillingen til prosjekt KONTUR-videreføring. Denne algoritmen er sekvensiell og søker å tracke pulstog ved å lete etter 3 pulser med samme



PRI. Problemet med algoritmen er imidlertid at den er lite adaptiv, og at man i reelle situasjoner ofte mister tracket for tidlig. Kalmanfilter er en mere adaptiv algoritme for tracking, der forventet ankomsttidspunkt for neste puls, med usikkerhet estimeres vha tidligere målinger og estimat. I avsnitt 5.4 vises simuleringer av deinterleaving med Kalmanfilter. I ekstremt tette signalmiljø vi imidlertid Kalmanfilter kun basert på ankomsttidspunkt også få problemer. En naturlig utvidelse er da å ta med flere signalparametre, f eks amplitude og pulsbredde. Kalmanfilter gir en naturlig ramme for dette.

I kapittel 6 behandles Fourier-teknikker. En søker da å finne periodisiteter i sampel som består av flere pulstog ved å transformere signalene over til frekvensdomenet. En har funnet lite stoff om dette i litteraturen, men det gis en kortfattet demonstrasjon av to algoritmer.

Deinterleaving på bakgrunn av pulsmodulasjon diskuteres kort i kapittel 7.

I samlekapitlet 8 diskuteres kortfattet en del algoritmer som er funnet i litteraturen eller som vi har utviklet selv. Nevrale nettverk, rasterplott, Hough transformasjon og sirkulær statistikk diskuteres. En ny algoritme basert på glidende vindu med intervall-tellinger viser seg å ha potensiale for å kunne deinterleave staggere.

I tillegg til problemet med å finne system i pulstog vil en relativt hurtig komme i den situasjonen at en gjenkjent emitter enten sveiper inn og ut av mottakeren, eller at den slås av og på. Track vil derfor ofte mistes, og nye lignende track oppstår på nytt. Problemet med å holde orden på, og å finne sammenhenger mellom, alle pågående og avsluttede track kan karakteriseres som deinterleaving på et overordnet nivå. Prosessen kalles også ofte emittertracking. Mye viktig informasjon om radarens virkemåte kan finnes dersom denne analysen foretaes optimalt, f eks sveipetid. Disse problemstillingene diskuteres i kapittel 9.

Rapporten er ikke konkluderende med hensyn til hvilken algoritme som bør velges i en endelig implementasjon av deinterleaver. Delvis uavhengig av om en velger satsvis eller sekvensiell prosessering kan en imidlertid si noe generelt om hvordan en TOA-basert deinterleaver bør bygges opp. Vårt inntrykk er at en generell deinterleaver bør bestå av to hovedkomponenter. En pre-prosessor som predikerer mulige PRIer. Deretter foretas søk, eller initieres track basert på disse potensielle PRIene. Pre-prosesseringsen kan f eks gjøres vha histogram, som i CDIF og SDIF, eller vha andre metoder. Søkene/trackene kan utføres vha vanlige søk med M/N integrasjon eller med adaptive søk som f eks Kalmanfilter eller nevrale nett. Ytelsen til de forskjellige metodene kan beregnes ved å se på hvor mange operasjoner de forskjellige algoritmene må utføre. Maier (14) har gitt en generell metode for slike beregninger.



## Litteratur

- (1) Davies C L, Hollands P (1982): Automatic processing for ESM, *IEE Proc.* **129**, 164-171.
- (2) Milojevic D J, Popovic B M (1992): Improved algorithm for the deinterleaving of radar pulses, *IEE Proc F*, **139**, 98-104.
- (3) Mardia H K (1989): New techniques for the deinterleaving of repetitive sequences, *IEE Proceedings F* **136**, 149-154.
- (4) Wiley R G (1993): *Electronic Intelligence: The analysis of radar signals*, Artech house, Boston.
- (5) Elton S, Slocumb B J (1996): A robus filter for estimation and tracking of a class of periodic discrete event processes, *Proceedings of the international symposium on signal processing and its applications* **1**, 184-187.
- (6) Noone G, Howard S D (1995): Deinterleaving radar pulse trains using neural networks, *Proc. IEEE Annes'95 IEEE*, 480-483.
- (7) Elton S D, Gray D A (1994): The application of circular statistics to specific radar pulse train detection, *Procedings EU-SIPCO'94* **1**, 284-287.
- (8) Perkins J, Coat I (1994): Pulse train deiterleaving via the Hough transform, *Proceedings IEEE on Accoustic,speech and signal processing*.
- (9) Illingworth J, Kittler J (1988): A survey of the Hough transform, *Computer vision, graphics, and image processing* **44**, 87-116.
- (10) Marshall C B, Simons P R (1990): The application of real time AI techniques to pulse train deinterleaving, *Military microwaves*, 350-355.
- (11) Elton S D, Slocumb B J. (1996): A state space approach to joint AOA and period estimation for a class of periodic discrete processes, *Proceedings of TENCON'96*, 1-6.
- (12) Kofler E T, Leondes C T. (1989): New approach to the pulse train de-interleaving problem, *Int.J. Systems Sci.* **20**, 12, 2663-2671.
- (13) Overman K C, Dwight F M, Lookadoo J A (1990): The pulse sorting transform, *IEEE Trans. On circuits and systems* **37**, 10, 1193-1200.
- (14) Maier M W (1998): Processing throughput estimation for radar intercept receivers, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems* **34**, 1, 84-92.
- (15) Brown R G, Hwang P Y C (1992) *Introduction to random signals and applied Kalman filtering*, Wiley, New York.

## APPENDIKS

### A DEFINISJONER

**Deinterleaving:** Prosessen med å sette sammen enkeltpulser som stammer fra samme emitter. I rapporten brukes *pulssortering* synonymt med deinterleaving.

**Emisjon:** Utsendelse fra en enkelt emitter. F eks en radarmode, et PRF sendeskjema. *Signal* brukes ofte synonymt med emisjon, men kan også bety noe mer generelt.

**Emisjonstrack:** Alle pulsord (PDW) fra en enkelt emisjon. Emisjonstrack kan ofte avsluttes ved at emitteren endrer mode, PRF, frekvens eller at ESM mottakeren mister tracket ved at noen pulser ikke blir detektert.

**Emitter:** Utstyret som sender ut emisjoner/signal. Vanligvis en radar.

**Emitterassosiering:** Fellesbetegnelse for prosessene klassifisering, gjenkjenning og identifikasjon.

**Emittertracking:** Prosessen med å sette sammen alle emisjonstrack som stammer fra en enkelt emitter.

**Gjenkjenning:** Tilordning av emitter til en bestemt radartype, f eks APG-66 eller Mainstay.

**Identifikasjon:** Bestemmelse av eksakt radar. F eks APG-66 med gitt serienummer. Dette kalles også ofte for *fingerprinting*.

**Interpuls:** Egenskaper eller parametre som bygger på sammenhenger mellom flere pulser i et pulstog, f eks PRI.

**Intrapuls:** Egenskaper eller parametre som kan bestemmes for hver enkelt puls, f eks ankomsttidspunkt, amplitude og pulsbredde.

**Jitter:** Mer eller mindre tilfeldige variasjoner i PRI. Skyldes ofte unøyaktig oscillator i radaren, men kan også være tilsiktet. Mottakersystemet kan også gi unøyaktige TOA målinger, som tolkes som jitter.

**Klassifisering:** Det å tilordne en emitter til en (generisk) klasse av emittere f eks AI-radar eller overvåkningsradar.

**M av N kriterium:** Krav som må være oppfylt for at en PRI sekvens skal kunne kalles et track (emisjonstrack). Hvis en finner mindre enn  $M$  pulser der en forventet å finne de siste  $N$  pulsene er ikke  $M$  av  $N$  kriteriet oppfylt, og tracket skal avsluttes. Betegnelsene  $M$  over  $N$  eller rett og slett  $M/N$  brukes om det samme.

**Over-/underharmonisk:** I forbindelse med histogram-deinterleaving brukes ofte betegnelsen andre harmonisk om topper i histogrammet på to ganger den virkelige PRI. En vil da lett kunne komme i skade for å kalle dette en overharmonisk. Det er imidlertid standard terminologi å relatere begrepene over- og underharmonisk til frekvensdomenet. Det er da opplagt at en topp på 2 ganger PRI svarer til halvparten av PRFen til emisjonen. Følgelig blir dette en underharmonisk. Litteraturen er imidlertid ikke konsistent på dette punktet, så en bør ha inndelinga in mente når en leser referansene.

**PRI sekvens:** Brukes om 3 eller flere pulser som har tilnærmet samme PRI. Benevnelsen brukes ofte i sammenhenger der en ikke vet sikkert om en har funnet et pulstog, men der en har funnet en sammenheng mellom tre eller flere pulser som en ønsker å studere nærmere. Det at en ennå ikke har et etablert track kan presiseres ved å kalle det *en potensiell PRI sekvens*. I noen referanser kalles dette en *triplett* eller en *n-tuplett*.

**Pulstog:** En ordnet sekvens av pulser fra en emitter med tilnærmet samme EDW.

**Sampel:** I denne rapporten brukes sampel ofte som en ordnet følge av PWDer som foreløpig ikke er deinterleavet. En kan tenke seg et buffer som enten dynamisk utvides når nye pulser ankommer og som desimeres når en puls blir assosiert med et emisjonstrack eller blir for gammel til å kunne assosieres med et track. Alternativt kan en ha et statisk buffer som deinterleaves vha sats-orienterte algoritmer.

**Stagger-intervall:** Antall ulike intervall og deres lengde for en stagger. En stagger bestående av sekvensen kort, kort, lang har 3 posisjoner og 2 intervall. I noen referanser brukes "element" synonymt med intervall.

**Stagger-nivå:** Brukes synonymt med antall stagger-posisjoner, ofte i sammenhenger der en stagger anses som to eller flere pulstog med samme PRI som er blandet.

**Stagger periode:** Tiden det tar før en stagger-sekvens gjentas. På engelsk brukes betegnelsen "stagger frame-rate".

**Stagger-posisjon:** Relativ posisjon av pulsene i en stagger sekvens i forhold til den første pulsen i sekvensen.

**Track:** I denne rapporten brukes track ofte synonymt med et pågående eller avsluttet emisjonstrack. For at et track skal initieres kreves ofte at en finner tre eller flere pulser med tilnærmet samme PRI. Ofte stilles et M av N krav til et track.



**B FORKORTELSER**

Fork	Engelsk	Norsk
AOA	Angle of Arrival	Ankomstvinkel
CJ	Correlated jitter	Korrelert jitter
DOA	Direction of Arrival (synonymt med AOA)	Ankomstvinkel
EDW	Emitter detection word	Emitter deteksjons ord
F	Transmitter frequency	Senderfrekvens
FM-CW	Frequency-modulated Continuous wave	Frekv.modulert kontinuerlig bølge
HPRF	High Pulse Repetition Frequency	Høy pulsrepetisjonsfrekvens
IF	Intermediate frequency (local oscillator)	Mellomfrekvens
IFM	Instantaneous frequency measurement	Øyeblikksmåling av frekvens
IMOP	Intentional pulsmodulation	Tilsiktet pulsmodulasjon
LPRF	Low Pulse Repetition Frequency	Lav pulsrepetisjonsfrekvens
MOP	Modulation on pulse	Pulsmodulasjon
MPRF	Medium Pulse Repetition Frequency	Medium pulsrepetisjonsfrekvens
MTI	Moving Target Identification	Identifikasjon av bevegelige mål
NCJ	Non-correlated jitter	Ukorrelert jitter
PA	Pulse amplitude	Pulsamplitude
PDW	Pulse detection word	Puls deteksjons ord.
PGRI	Pulse group repetition interval	Pulsgrupperepetisjonsintervall
POI	Probability of Intercept	Sannsynlighet for oppfangning
PRF	Pulse repetition frequency	Pulsrepetisjonsfrekvens
PRI	Pulse repetition interval	Pulsrepetisjonsintervall
PST	Pulse Sorting Transform	Pulssorteringstransformen
PW	Pulse width	Pulsbredde
SNR	Signal-to-noise ratio	Signal-til-støy forhold
TOA	Time of arrival	Pulsens ankomsttidspunkt
TDOA*	Time-difference of arrival	Tidsdifferens mellom pulser
UMOP	Unintentional modulation on pulse	Utilsiktet pulsmodulasjon

\*Brukes også om tidsforskjell for mottak av samme puls på to forskjellige posisjoner

## FORDELINGSLISTE

FFIE Dato: 16 mars 1998

RAPPORT TYPE (KRYSS AV)			RAPPORT NR	REFERANSE	RAPPORTENS DATO
<input checked="" type="checkbox"/>	RAPP	<input type="checkbox"/>	NOTAT	<input type="checkbox"/>	RR
			98/01476	FFIE/728/161	16 mars 1998
RAPPORTENS BESKYTTELSESGRAD			ANTALL EKS UTSTEDT	ANTALL SIDER	
UGRADERT			76	54	
RAPPORTENS TITTEL			FORFATTER(E)		
METODER FOR SORTERING AV PULSTOG (DEINTERLEAVING)			MALNES Eirik, BERG Pål, SMESTAD Tore		
FORDELING GODKJENT AV FORSKNINGSSJEF:			FORDELING GODKJENT AV ADM DIREKTØR:		
<i>R Hedemark</i>			<i>L. J. Holme</i>		

## EKSTERN FORDELING

## INTERN FORDELING

ANTALL	EKS NR	TIL	ANTALL	EKS NR	TIL
1		FO/E	14		FFI-Bibl
1		v/Arve Dimmen	1		Adm direktør/Stabssjef
1		v/Tore Belsnes	1		FFIE
1		SSLV	1		FFISYS
1		v/kapt Lars Skaarer Johansen	1		FFITOX
1		FO/LVI	1		FFIU
1		v/Brig Lars Myraune	1		FFIVM
1		v/Maj Ørjan Sørensen	1		Rolf Hedemark, FFIE
1		FO/LKI	1		Hans Øhra, FFIE
2		HFK	1		Svein Erik Hamran, FFIE
2		SFK	1		Eirik Malnes, FFIE
1		LFK	1		Pål Berg, FFIE
1		v/Oblt Kåre Skogheim	1		Tore Smestad, FFIE
1		v/Kapt Karl Kapaasen	1		Morten Mjanger, FFIE
1		FO/LTI	1		Kirsten Kvernsveen, FFIE
1		v/Oblt Gaute Dyrdal	1		Atle Onar Knapkog, FFIE
1		FKN	1		Reidar Haugen, FFIE
1		v/Oblt Dag R Fredriksen	1		Kjell Olav Nystuen, FFIE
1		FKS	1		Arne Petter Bartholsen, FFIE
1		v/Oblt Arne J Bjune	1		Asgeir Berg, FFIE
			1		Arne Slåstad, FFIE
			1		Jarle Synnevåg, FFIE
			1		Erik Nordø, FFIE
			5		Arkiv, FFIE

FFI-K1 Retningslinjer for fordeling og forsendelse er gitt i Oraklet, Bind I, Bestemmelser om publikasjoner for Forsvarets forskningsinstitutt, pkt 2 og 5. Benytt ny side om nødvendig.

## EKSTERN FORDELING

## INTERN FORDELING

ANTALL	EKS NR	TIL	ANTALL	EKS NR	TIL
1		FO/LST			
1		v/Maj Kurt Pedersen			
1		FO/SST			
1		v/OK Ketil Olsen			
1		FO/HST			
1		Datarespons AS			
1		v/Hans Christian Lønnstad			
		Postboks 489, 1322 HØVIK			
1		Systems in Motion AS			
1		v/Thomas Hammer			
		Prof.Brochsgt. 6, 7030 TRONDHEIM			
1		Ericsson Radar AS			
1		v/Kjell Arne Hellum			
		Hvamstubben 17, 2013 Skjetten			
1		UiO			
		Postboks 1048, Blindern			
		0315 OSLO			
1		NTNU			
		7034 TRONDHEIM			