

BEGRENSET  
BEGRENSET

FFIE  
Intern rapport E-193  
Referanse: 113  
Dato: Januar 1972

AVGRADERT  
Dato: 11.11.09 Sign.: S2i

ET RADARSYSTEM MED GODE MULIG-  
HETER FOR FYSISK BESKYTTELSE

av

R Ekholdt

Godkjent  
Kjeller 26 januar 1972

*Dag T. Gjessing*

Dag T Gjessing  
Forskningsjef

FORSVARETS FORSKNINGSINSTITUTT  
Norwegian Defence Research Establishment  
Postboks 25 - 2007 Kjeller  
Norge

BEGRENSET

BEGRENSET

BEGRENSET  
BEGRENSET

FFIE  
Intern rapport E-193  
Referanse: 113  
Dato: Januar 1972

ET RADARSYSTEM MED GODE MULIG-  
HETER FOR FYSISK BESKYTTELSE

av

R Ekholdt

Godkjent  
Kjeller 26 januar 1972

*Dag T. Gjessing*

Dag T Gjessing  
Forskningsjef

FORSVARETS FORSKNINGSINSTITUTT  
Norwegian Defence Research Establishment  
Postboks 25 - 2007 Kjeller  
Norge

BEGRENSET

BEGRENSET

Innholdsfortegnelse

	Side
Symbolliste	3
1 INNLEDNING	6
2 SYSTEMBESKRIVELSE	9
2.1 Prinsipp for flomlysradar med strålesampling	9
2.2 Mikser-scanning	11
2.3 Fritt-romsdekning	14
2.4 Clutter-begrensede forhold	17
2.5 Signalbehandling	20
2.5.1 Integrasjon	21
2.5.2 Fluktuerende mål	23
2.5.3 MTI	24
2.5.4 Sifferteknologiske begrensninger	27
2.6 Parametervalg	28
2.6.1 Antennevinning	29
2.6.2 Deteksjonsberegninger for fritt rom	30
2.6.3 Deteksjonsberegninger ved MTI	36
2.6.4 Konklusjon for parametervalg	38
3 SYSTEMSKISSE	40
3.1 Mottaker	41
3.2 Sender	43
4 KOSTNADSOVERSLAG	44
5 KONKLUSJON	45
Litteratur	46

Symbolliste

$B_N$	- Båndbredde etter multipleksing
$B_n$	- effektiv båndbredde for fluktasjons-spekteret
$B_m$	- modulbåndbredde, nominelt tilsvarende utsendt puls
$B_r$	- mottakerantennens bredde
$c$	- lysets hastighet
$d$	- modulavstand
$D_o(1)$	- nødvendig SNR på inngang for gitt $P_d$ og $P_n$ med $n$ integrerte pulser og konstant målsignal
$D_1(n)$	- som $D_o(n)$ , men for fluktuerende mål av type Swerling I, se (15).
$F_B$	- bit-rate ved parallell integrasjon
$f_c$	- dekorrelasjonsfrekvens for mål
$\Delta f$	- båndbredde for frekvenshoppende system
$f_{LOm}$	- lokaloscillatorfrekvens for m-te modul
$f_m$	- samplingfrekvens
$f_s$	- scanfrekvens for mottakerantenne
$G_r$	- antennevinning for mottaker
$G_t$	- antennevinning for sender
$H_r$	- mottakerantennens høyde
$H_t$	- senderantennens høyde
$I$	- forbedringsfaktor for MTI
$k$	- Boltzmann's konstant
$L_a$	- atmosfæriske tap
$L_f(n_e)$	- fluktusjonstap for $n_e$ uavhengige samples
$L_i(n)$	- integrasjonstap for $n$ pulser
$M$	- antall moduler i et array
$m_{op}$	- integrasjonsterskel
$N$	- antall antenneblober



$n$	-	antall integrerte pulser
$n_e$	-	antall uavhengige integrerte signalsamples
(NF)	-	støyfaktor for mottaker
$N_M$	-	antall oppløsningsceller pr mottaker-array
$N_s$	-	antall samples av en mottatt puls
$P_d$	-	deteksjonssannsynlighet
$P_n$	-	sannsynlighet for falsk alarm
$P_t$	-	utsendt pulseffekt
$\Delta R$	-	radiell oppløsningscelle
$R_c$	-	rekkevidde under clutterforhold
$R_{cmax}$	-	clutterbegrenset rekkevidde
$R_{co}$	-	ideell rekkevidde for enkeltpuls i clutter
$r_i$	-	midlere effektforhold mellom mål og clutter på inngang
$R_{max}$	-	radarens rekkevidde
$r_o$	-	midlere effektforhold mellom mål og clutter på utgang
$R_o$	-	ideell rekkevidde for enkeltpuls
$(S/C)_{min}$	-	nødvendig signal/clutter-forhold for deteksjon
SNR	-	signal/støy-forhold
S/N	-	nødvendig SNR på mellom-frekvens for deteksjon
$(S_i/N_i)$	-	signal/støy-forhold for enkeltpuls
$(S_n/N_n)$	-	signal/støy-forhold etter integrasjon av $n$ pulser
T	-	mottakerens støytemperatur
$t_c$	-	korrelasjonstid for signal
$T_{dm}$	-	dekorrelasjonstid for termisk støy etter filtrering
$T_{\Delta\theta}$	-	scantid pr strålebredde (beam dwell)
$t_o$	-	observasjonstid

- $v_{LOm}$  - lokaloscillatorsignal for m-te modul
- $v_r$  - radiell hastighetskomponent for mål
- $\gamma$  - innfallsvinkel mot clutterplan
- $\Delta\theta$  - mottakerens horisontale strålebredde
- $\Delta\phi$  - vertikal strålebredde
- $\theta$  - pekeretning referert til array-normal
- $\lambda$  - bølgelengde for radarsignalet
- $\sigma$  - radantverrsnitt for mål
- $\sigma^o$  - spesifikt radantverrsnitt for clutter; referert til belyst areal- ikke projisert areal som benyttes av enkelte forfattere
- $\tau$  - lengde på utsendt puls
- $\phi_m$  - fasetillegg i m-te modul
- $\omega_d$  - dopplerfrekvens

ET RADAR SYSTEM MED GODE MULIGHETER FOR FYSISK BESKYTTELSE

SUMMARY

A radar system that lends itself readily to hardening of the antennas is described. The system is based on the principle of floodlighting and in-pulse scanning.

Pertinent features and analysis of coverage in free space as well as under clutter conditions are included in this report.

Finally, a cost estimate for a realistic system is ventured.

(A Hardenable Surveillance Radar System).

1 INNLEDNING

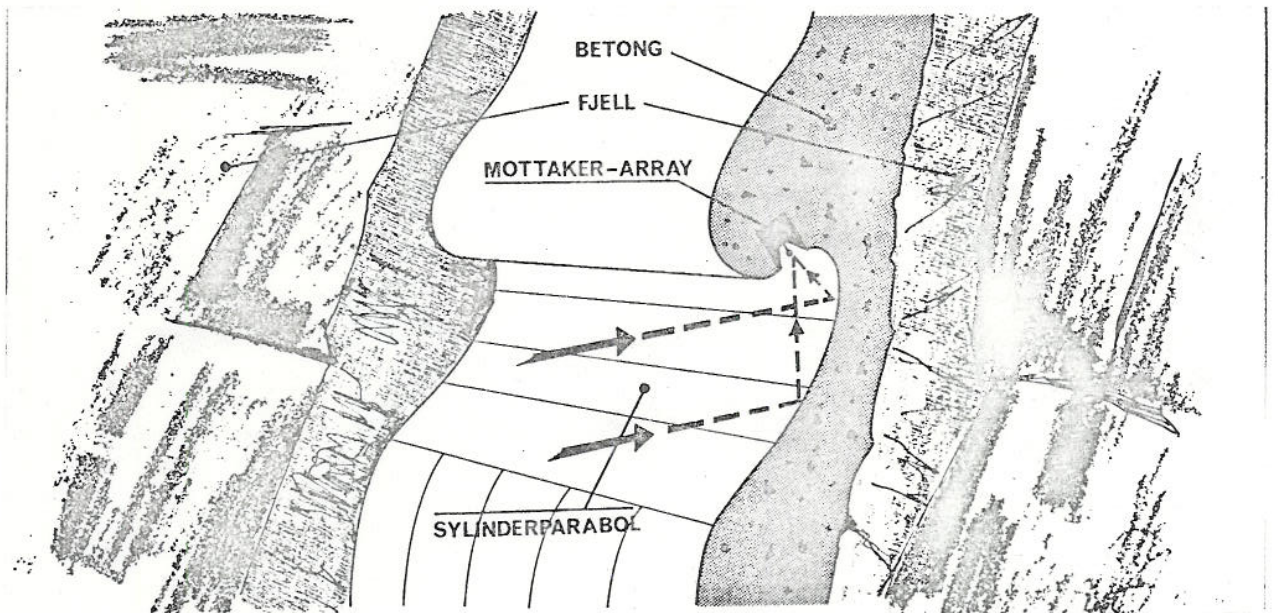
Denne rapport omhandler et radarsystem som det er praktisk mulig å gi en meget god fysisk beskyttelse på grunn av en spesiell antenne-konfigurasjon.

Systemet baserer seg på en sender som er rundstrålende, eller har stasjonære og meget brede antennestråler i azimut, mens mottakerens antennestråle scanner på Nyquist-frekvensen for den utsendte puls slik alle reflekterte pulser i scansektoren effektivt blir mottatt. D v s den scanner så hurtig at den samler alle innkommende pulser. Det tilsynelatende effekttap som oppstår ved lav antennevinning på sender, kompenseres ved at et stort antall mottatte pulser integreres, hvilket er særlig effektivt ved fadende mål (1). Dette radarprinsippet gir også mulighet for en meget høy data-rate, d v s at ved tilstrekkelig signal/støy-forhold får en langt bedre evne til å følge hurtige mål enn ved normale mekanisk scannende systemer.



Systemets potensielle fysiske robusthet ligger i dets stasjonære antenne-system og oppdelingen i senderantennen, som blir meget små på grunn av meget brede stråler i azimut, og plane mottakerantennen, som bare dimensjoneres for mottakerens effektnivå. Et vanlig stasjonært phased array system som har felles scannende antenne for sender og mottaker, vil være vanskeligere å gjøre robust idet den høye effekt på den scannende antennen begrenser valgmulighetene i dens mekaniske utforming.

Figur 1.1 viser forslag til mottaker-antenne. Den består av en sylinderparabolisk reflektor festet direkte mot en betong/fjellbakgrunn, og et lineært array med fase-scanning. For et system med 25 cm bølgelengde vil arealet være ca 3.5 m x 5 m.



Figur 1.1 Mottakerantenne

Senderantennen kan utformes på samme måte, men den vil bare være ca 0.5 m bred og ha en enkel føder.

Over bakke- og sjøekko samt chaff har systemet i kraft av den elektroniske scanning store fordeler relativt til en mekanisk scannende radar. I MTI operasjon unngår en således scan-modulasjonen, som i et mekanisk system ofte er den begrensende faktor; den elektronisk scannende antennen er i dette henseende ekvivalent til en stasjonær antenne idet sampling-tidene kan synkroniseres med de utsendte pulser fra senderen. Ved sjø-ekko kan en oppnå fordeler ved at den hurtige scan-frekvensen tillater utnyttelse av sjø-ekkoets naturlige dekorrelasjon.

Hva aktiv jamming angår har systemet en del fordeler, men de fleste egenskapene er uforandret i forhold til et konvensjonelt system. En av fordelene skyldes at med ikke-scannende senderantenne forhindres jammeren i å vite når mottakerstrålen, eller sidelobene, er rettet mot ham, slik at han ikke kan ødelegge vinkelinformasjon ved å variere jammeeffekt omvendt proporsjonalt med mottatt effekt.

På den annen side har systemet ikke dobbel sidelobe-dempning, hvilket kan gi problemer med clutter. Såkalt "sidelobe blanking", som er enkelt å realisere i denne type mottaker, vil imidlertid kunne forhindre økning i falske alarmer.

Systemet er videre velegnet for bistatisk bruk idet mottakere kan plasseres langt fra senderen. Ekstra mottakere kan således settes opp for å utvide dekningen f eks i clutterbegrensede områder hvor belysningen er god nok, men hvor strålebegrensning blir for svak på grunn av avstand til mottaker. Ekstra bistatiske mottakere kan forøvrig gi vinkeldata til triangulering av jammere.

Prismessig synes dette systemet å kunne bli akseptabelt. Senderen blir enklere enn i et konvensjonelt system idet en sparer TR-venderen. En unngår videre mekanisk roterende antenne og en stor radom. Mottakersiden blir mer komplisert på grunn av det store kanalantallet, men da modulene bare



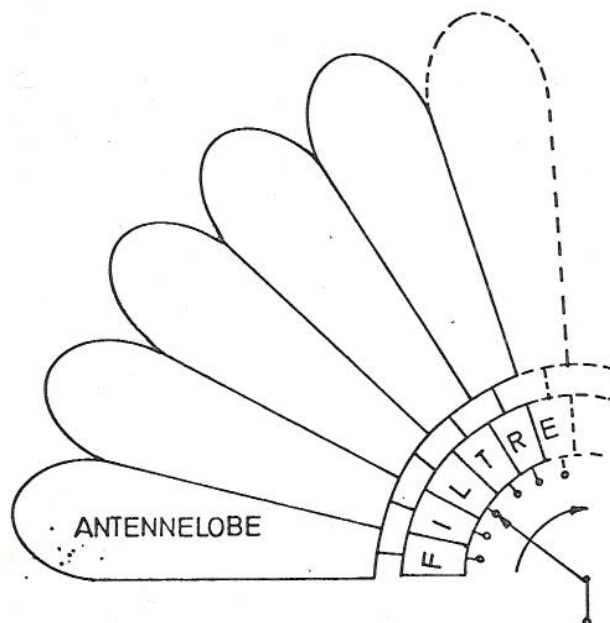
opererer på mottakernivå kan de fremstilles rimelig ved hybridintegrering. Signalbehandling som MTI og integrasjon, forutsettes utført med sifferteknikk, som vil falle rimelig med det fallende prisnivå på sifferkomponenter.

## 2 SYSTEMBESKRIVELSE

Dette kapitel gir hovedsakelig en kvalitativ beskrivelse av radarprinsippet og de viktigste systemkomponentene som bakgrunn for et skjønnsmessig valg av parametre for et realistisk system. Tilslutt kontrolleres kvantitativt radarens yteevne med forskjellige parametersett.

### 2.1 Prinsipp for flomlysradar med strålesamling

Det er her naturlig å begynne med mottakeren da dens funksjon avviker sterkt fra en konvensjonell radarmottaker idet den skal sample hele den aktuelle azimuth-sektor i løpet av én puls. Et konseptuelt enkelt arrangement for å utføre dette er skissert i figur 2.1.



Figur 2.1 Prinsippskisse for strålesamling - fast mønster av antenne-lober

Antennesystemet gir her et stasjonært mønster av  $N$  lober som dekker hver sin del av azimutsektoren. Der er en mottakerkanal pr antennelobe og hver kanal har et båndpassfilter hvis båndbredde er tilpasset frekvensspekteret til den informasjon som skal mottas. For vanlige puls-signaler er altså båndbredden  $B_m$  tilnærmet lik den inverse pulslengden  $1/\tau$ . Dette maksimaliserer signal/støy-forholdet (SNR) i den enkelte kanal og definerer informasjonsbåndbredden for den påfølgende sampling.

De enkelte kanaler samples etter filtrering - med en frekvens  $f_m \geq B_m$  på grunn av at det er båndpass-sampling, ikke  $f_m \geq 2B_m$  som ved vanlig lavpass-sampling. (Den effektive sampling-frekvens er for såvidt også her  $2B_m$  idet det etter multipleksing er mulig å detektere signalet i to ortogonale komponenter, f eks i fase og amplitude, eller i fase-kvadratur).

På tidsbasis betyr dette at de  $N$  kanalene avtastes i løpet av en pulslengde  $\tau$ , slik at det blir tatt et sample av alle pulser med denne lengde som kommer inn i mottakeren.

Sample-intervallet blir  $\tau/N$ , d v s at båndbredden etter multipleksing øker til  $B_N = N \cdot B_m$ .

Da mottakeren fanger opp all informasjon innenfor åpningssektoren og kanalbåndet, kan en sender-antenne med en strålebredde lik mottakerens totale vinkelåpning benyttes. Hvert mål i sektoren belyses av hver utsendt puls og blir på denne måten i middel belyst med samme effekt som ved en høydirektiv, scannende senderantenne - hvor belysningspulsene pr mål er sjeldnere, men har tilsvarende høyere effekt.

For en radar som skal overvåke det samme volum vil det aktuelle systemet i prinsipp kunne bli like effektivt som et konvensjonelt system. Forutsetningen er at signalbehandlingen



i mottakeren maksimaliserer det ønskede signal i forhold til mottakerens egenstøy.

Mens enkeltpulsenes SNR maksimaliseres med kanalfiltrene, må den lave antennevinning på sendere kompenseres ved å dra nytte av det større antall mottatte pulser pr mål.

## 2.2 Mikser-scanning

I praksis vil systemet med sampling av stasjonære antenne-lober måtte erstattes av en scannende antenne-lobelobe. Et system basert på faste lober kan tenkes realisert med et linsesystem av Luneberg-typen med et fødepunkt pr lobe. I et høydirektivt system i L-bånd - som er et aktuelt frekvensbånd - vil imidlertid en Luneberglinse bli upraktisk stor. En linse av denne typen er dessuten mekanisk svak.

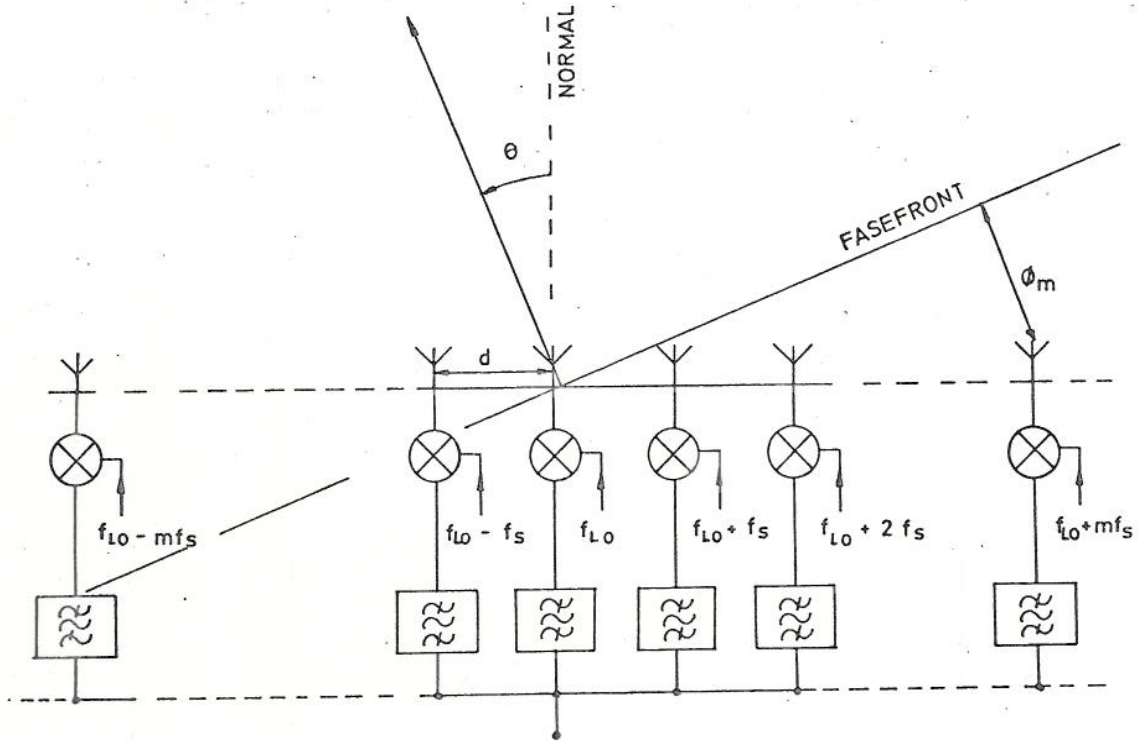
For et meget hurtig, kontinuerlig scannende system peker prinsippet med faseskift i mikserne seg ut fremfor faseskift i de faseskiftertyperne som brukes i phased array systemer med hopp mellom stasjonære antenneposisjoner. Prinsippet baserer seg på at i en mikser er fasen på utgangssignalet lik differansen mellom fasene på inngangssignal og lokaloscillatorsignal.

Scanning-prinsippet er illustrert i figur 2.2. Systemet består av et lineært array av antenneelementer som er tilknyttet hver sin mikser og hvert sitt båndpassfilter; se (1).

For konstruktiv interferens fra en gitt fasefront må fase-tillegget i m-te modul være

$$\phi_m = - \frac{m \cdot d \cdot \sin \theta}{\lambda} \cdot 2\pi \quad (2.1)$$

Her er



Figur 2.2 Prinsippskjema for mikser-scanning

- θ - pekeretning referert til arraynormal
- d - modulavstand
- λ - bølgelengde for innfallende signal.

En lineær fasefront som scanner med en repetisjonsfrekvens  $f_s = 2\pi\omega_s$  oppnås ved at lokaloscillator-signalet på modulene moduleres med  $m \cdot \omega_s$  (for m-te modul), d v s

$$v_{L0m} = v_{L0} \sin(\omega_{L0}t - m\omega_s t) \quad (2.2)$$

Her er altså  $\phi_m = -m\omega_s t$ .

Maksimalutslag på strålen inntreffer ved  $\omega_s t = \pm \pi$ , hvilket tilsvarer

$$\sin \theta = \mp \frac{\lambda}{2d} \quad (2.3)$$

(d =  $\lambda/\sqrt{2}$  gir  $\theta = \mp 45^\circ$ ).

Nå er

$$\frac{d\phi_m}{dt} = -m\omega_s = -\frac{m d 2\pi}{\lambda} \cos \theta \frac{d\theta}{dt} \quad (2.4)$$

d v s

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\lambda \omega_s}{2\pi d \cos \theta} \quad (2.5)$$

Her kan en anta  $\Delta\theta = \frac{\text{konstant}}{\cos \theta}$ .

Dette fører til scan-tid pr strålebredde (beam dwell)

$$\tau_{\Delta\theta} = \frac{\Delta\theta}{\frac{d\theta}{dt}} = \text{konstant} \quad (2.6)$$

Det er derfor naturlig å bruke en azimutinndeling på  $\Delta\theta$  selv om denne varierer med  $\theta$  idet signaleffekt pr vinkelcelle a priori blir konstant. Dessuten er dette gunstig for signalbehandlingen da signalene fra de enkelte cellene kommer lineært i tid.

Til mikserne trengs det en frekvenskam  $f_{LOm} = f_{LO} + m f_s$  hvor frekvenskomponentene må være gjensidig fasekoherente i den forstand at de har felles nullgjennomgang.

En slik frekvenskam kan oppnås ved at et signal  $f_{LO}$  pulsmoduleres med  $f_s$  i meget korte pulser. Det vil forøvrig være nødvendig med fasekorreksjoner i hver kanal for å kompensere for forskjellig fasegang i modulene, og dette bør skje på LO-siden idet det da ikke fører til ekstra tap i signalveien.

Kanalfiltrene fører til at SNR blir M ganger ( $M =$  antall moduler) bedre enn for enkeltkanalen da signalene er korrelerte over kanalene, mens støyen kan forutsettes ukorrelert.



Mikser-scanningen bør sannsynligvis ikke skje på mikrobølgefrekvens, men på mellomfrekvens hvor kanalfiltrenes selektivitet er enklere realiserbar. Selv om modulene, som også må inneholde forsterkning, skal være selektive med frekvensavstand  $f_s$ , vil det ventelig være mest økonomisk å produsere standardmoduler som kan settes til sin spesielle rolle i arrayet, f.eks. med spenningskontroll. Foruten frekvensavstemning må også forsterkningen i modulene settes forskjellig over arrayet av hensyn til en optimal sidelobediskriminering. (Å utnytte denne muligheten er viktig da det aktuelle radar-system ikke har dobbel sidelobedempning som et konvensjonelt system).

### 2.3 Fritt-romsdekning

Ved frittroms-operasjon, hvor SNR på mottakeren begrenser, er maksimal rekkevidde for det aktuelle system gitt ved formelen

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t \cdot \tau \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \cdot kT (S/N)} \quad (2.7)$$

Her er antatt:

$$\tau = 1/B_m$$

T - mottakerens støytemperatur

(S/N) - nødvendig SNR på MF for deteksjon.

Tar en hensyn til atmosfæriske tap  $L_a$ , får en

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t \cdot \tau \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \cdot kT L_a (S/N)} \quad (2.8)$$

Denne formelen er bl.a. nyttig ved valg av radarfrekvens, selv om det ikke er mulig å gi en direkte frekvensavhengighet

for rekkevidden idet betydningen av frekvens for flere av faktorene er kvantitativt usikker. Kvalitative betraktninger gir imidlertid følgende tilnærmelser:

- $P_t$  - sendereffekt er i første rekke et kostnadsproblem idet effekt blir billigere ved synkende frekvens. Den maksimalt tilgjengelige effekt øker også ved synkende frekvens, men dette vil i den aktuelle situasjon ikke være avgjørende da hensynet til pris begrenser. Antar  $P_t \sim \lambda^{\frac{1}{2}}$ .
- $\tau$  - pulslengden er relativt uavhengig av frekvensen.
- $G_t$  - Antennevinning for sender er gitt av spesifikasjonene for elevasjonsdekning. Vertikal antennedimensjon  $H_t$  må derfor være proporsjonal med bølglengden.  $G_t \sim \frac{H_t}{\lambda}$  gir derfor  $G_t =$  konstant uavhengig av frekvensen.
- $G_r$  - Hva vertikale forhold angår tilsvarende mottakerantennen senderantennen idet  $G_r \sim \frac{H_r}{\lambda} \frac{B_r}{\lambda}$ .
- I azimut er  $\Delta\theta \sim \frac{\lambda}{B_r}$  friere valgbar, men den kan i denne sammenheng ansees som gitt.
- $G_t G_r$  - produktet er derfor uavhengig av frekvensen under disse antakelser. Antennedimensjonene vil imidlertid øke proporsjonalt med  $\lambda$  under de samme antakelser, og selv om krav til nøyaktighet og dermed fysisk sårbarhet avtar med frekvensen, vil det kostnadsmessig være en øvre grense. For stasjonære anlegg er dette imidlertid ikke kritisk.
- $\sigma$  - radartverrsnittets variasjon med  $\lambda$  avhenger av formen på reflekterende partier av målet under de aktuelle aspektforhold (se (2, p 557)). Data hos Povejsil (3, p 196) tyder på at  $\sigma$  i middel er

uavhengig av frekvens for litt større bombefly, hvilket i (14, p 152) bekreftes for de fleste typer jet-fly.

T - Mottakerens støytemperatur vil gå opp ved økende frekvens for alle aktuelle mottakertyper. Det vil være en stor fordel å velge en frekvens som dekkes av lavstøytransistorer; grensen går idag ved ca 2 GHz, men flyttes raskt oppover. Antar  $T \sim \lambda^{-\frac{1}{2}}$ .

$L_a$  - Atmosfæriske tap, som dempning og spredning i skyer og nedbør, øker sterkt med frekvensen og er av stor betydning for radarer med lang rekkevidde. (Se (4, kap 27)). Antar  $L_a \sim \lambda^{-1}$ .

(S/N) - Krav til signal-støy-forhold påvirkes ikke særlig av frekvensen i normale radarer. I dette tilfellet hvor en er interessert i å integrere over mange pulser, kommer målfluktuasjonenes dekorrelasjonstid inn, og den varierer nær omvendt proporsjonalt med frekvensen. Som vist i (5, p 842) er det gunstig med korte dekorrelasjonstider, hvilket tilsier høyere frekvenser. Antar  $(S/N) \sim \lambda$ .

Dette gir

$$R_{\max}^4 \sim \frac{\lambda^{\frac{1}{2}} \cdot \lambda^2}{\lambda^{-\frac{1}{2}} \cdot \lambda^{-1} \cdot \lambda} = \lambda^3 \quad (2.9)$$

Selv om dette er et grovt overslag er det tydelig at det her, som ved konvensjonelle radarer for store rekkevidder, er gunstig med lave frekvenser. Hvor lavt avhenger av begrensninger på antennedimensjonene.

Ligning (2.7) viser forøvrig at rekkevidden øker med økende pulslengde  $\tau$  i dette tilfellet. Dette forsterkes ved at



(S/N) avtar med økende  $\tau$  da det kan integreres over flere pulser. Ved radiell målhastighet  $v_r$  blir nemlig antall pulser pr celle:

$$n = \frac{\tau c^2}{4 \cdot v_r \cdot R_{\max}} \quad (2.10)$$

For frittroms-tilfellet bør det altså velges så store  $\tau$  som krav til oppløsning i avstand tillater.

#### 2.4 Clutter-begrensede forhold

Når clutter-signal er større enn egenstøy i mottakeren, er rekkevidden gitt ved

$$R_{c \max} = \frac{\sigma \sin \gamma}{(S/C)_{\min} \sigma^0 \Delta\theta c(\tau/2)} \quad (2.11)$$

Se (4, p 1-7).

Det er her forutsatt store innfallsvinkler ( $\gamma \approx 90^\circ$ ) mot det effektive refleksjonsplan for clutter, og jevnt fordelte ekko-kilder. For bakke-ekko viser de fleste undersøkelser (se f eks (4, kap 25)) en svak økning av det spesifikke radartverrsnitt  $\sigma^0$  for clutter med økende frekvens. For sjøekko (4, kap 26) er det imidlertid stor spredning i den angitte frekvensavhengighet - fra  $\sigma^0 \sim f^0$  til  $f^4$ . Det vil i alle tilfelle være gunstigst å velge lave frekvenser.

Forøvrig bør produktet  $\Delta\theta \cdot \tau$ , d v s clutter-cellen, reduseres så langt som andre hensyn tillater. I det aktuelle system griper valg av dette produktet inn i en rekke funksjoner og vil begrenses teknologisk og ikke minst kostnadsmessig.

Reduksjon av  $\Delta\theta$  krever flere antennemoduler og, hvis frekvens beholdes konstant, en større antenne. Kostnadene som

faller på mottakerens RF-del, antenne inkludert, vil anslagsvis øke omvendt proporsjonalt med  $\Delta\theta$ . Isolert sett virker dette akseptabelt idet rekkevidden under clutterforhold vil øke tilnærmet proporsjonalt med disse kostnadene.

Hovedbegrensningen vil ligge på signalbehandlingssiden idet båndbredde etter multipleksing og data-rate vil øke omvendt proporsjonalt med produktet  $\Delta\theta \cdot \tau$ . (Båndbredden øker fordi antall moduler  $M \sim 1/\Delta\theta$  og modulbåndbredden er  $B_m \approx 1/\tau$ , d v s  $B = M \cdot B_m \sim \frac{1}{\Delta\theta \cdot \tau}$ . Data-rate øker fordi antall oppløsnings-celler som skal behandles i samme tidsrom øker).

De største problemene vil oppstå på grunn av høy data-rate idet det idag er mulig å oppnå båndbredder på flere gigahertz med SHF-transistorer.

Den teknologisk vanskeligste funksjon er den hurtige A/D-omforming i MTI-operasjon idet det her kreves minst 7 bits oppløsning for at ikke kvantiserings-støyen skal bli begrensende.

M h t pulsbredden er det imidlertid her motsatte krav i forhold til frittroms-operasjon hvor  $R_{\max}^4 \sim \tau$ . I et system med en fast pulslengde må denne velges ved en avveining av rekkevidde med og uten clutter.

Hvis det ønskes god lavdekning er det naturlig å velge kort pulslengde idet  $R_{c \max} \sim 1/\tau$ , slik at endring av  $\tau$  slår langt sterkere ut her enn for frittroms-rekkevidden.

Et system hvor en fritt kan velge mellom kort og lang puls synes å ha store fordeler. Dette byr tilsynelatende på problemer i dette systemet idet scanfrekvensen og båndbreddene i RF modulene er bestemt av pulslengden og det vil være meget komplisert med moduler som kan omkobles etter pulslengden.

Dette kan imidlertid løses ved at en ved større pulslengder enn den nominelle får flere samples ( $N_s = \tau \cdot B_m$ ) av pulsen.



Da dekorrelasjonstiden for støy etter båndpassfiltrering med båndbredde  $B_m$  er  $\tau_{dn} = 1/B_m$ , og altså lik sample-intervallet, oppveies tilnærmet tapet i signal/støy-forhold på grunn av for brede modul-filtre for den lange puls ved integrasjon over pulsen.

På den andre side er det også mulig å anvende kortere pulser enn den nominelle, men da på bekostning av at endel av avstands-celler tilsvarende den korte puls blir oversett. Selv om det ved variasjon av scan-synkronisering i forhold til de utsendte pulser er mulig å dekke alle avstand-cellene, vil antall registrerte pulser pr arealenhet reduseres, hvilket fører til høyere  $(S/C)_{min}$  i lign (2.11) på grunn av redusert undertrykkelse av fasestøy ved video-integrasjon etter MTI. Da  $(S/C)_{min}$  tilnærmet vil være omvendt proporsjonal med  $\tau$  for pulser som er kortere enn den nominelle, blir det i følge lign (2.11) ingen nettogevinst.

Ligning (2.11) bygger imidlertid på antakelsen om jevnt fordelte spredeelementer hvis innbyrdes avstand er langt mindre enn  $c\tau/2$ , og det er all grunn til å se på om denne antakelsen er gyldig i de enkelte tilfeller.

Mens skogsområder og regn oppfyller antakelsen, er det klart at når sprede-elementene nærmest er isolerte enkeltgjenstander vil gevinsten av å redusere oppløsnings-cellen bli større enn hva lign (2.11) gir på grunn av den økede sannsynlighet for celler uten clutter. Målinger ved RRE (6) har vist clutter-reduksjon på ca 20 db ved en pulslengde-reduksjon på 1/10 mens lign (2.11) bare gir 10 db. Dette gir anslagsvis  $R_{c \max} \sim 1/\tau^2$ . Denne effekt, som i norsk fjell- og kyst-terreng synes meget aktuell, kan tenkes utnyttet i det aktuelle system ved at det velges en kortere pulslengde enn den nominelle, og ved at en går utenom modulfiltrene. Båndbredden etter multipleksing må her tilpasses multipleksingsspekteret for de korte pulsene. Ved at det ikke er modulfiltrering

tapes endel på støyfaktor, men dette har ingen betydning så lenge clutter er den begrensende faktor.

Mottaker-systemet bør altså dimensjoneres med en strålebredde og en nominell pulslengde som er teknologisk og kostnads-messig akseptabel. Mottakeren kan likevel, med relativt enkle omkoblinger, adapteres til operasjon med både lengre og kortere pulser for å gi gode deteksjonsmuligheter i henholdsvis fritt rom og forskjellige typer clutter. Pulslengden vil forøvrig være begrenset av sender; for korte pulser kan gi fasestøy og variasjoner i pulslengden som vil begrense undertrykkelsen av clutter.

(M h t sjø-clutter kan en annen operasjonsmodus enn MTI komme på tale idet dette systemet med sitt hurtige scan tillater utnyttelse av den naturlige dekorrelasjon av sjøekko. Dekorrelasjonstiden, som er typisk 10 ms på X-bånd, (4, 31-25) bør velges som tidsavstand mellom de pulsene som tas med i integrasjonen. En fordel med denne modus er at en får clutter-reduksjon selv om målet beveger seg tangensialt i forhold til radar).

## 2.5 Signalbehandling

Signalbehandlingen etter multipleksing og forsterkning til et praktisk signalnivå har som målsetning å trekke ønsket informasjon ut fra uønsket informasjon, d v s støy og clutter, og å presentere den ønskede informasjonen på en egnet form for videre behandling.

Første trinn består i å føre signalene over på videoform. For vanlig operasjon skjer dette ved amplitude-deteksjon, for MTI-operasjon skjer det ved fasedeteksjon idet fasen fra to, eller flere, påfølgende pulser fra samme celle sammenlignes. Amplitude-deteksjon er antatt som det eneste økonomisk akseptable, selv om den støymessig er ugunstigere enn koherent deteksjon.



Da radarprinsippet forutsetter integrasjon over et stort antall pulser, overføres videosignalet til sifferform idet dette gir langt bedre integrasjon enn analoge metoder. Integrasjonen forutsetter lagring fra puls til puls og det er en stor fordel å bruke lagring i en halvlederhukommelse idet den vil være langt mer fleksibel m h t synkronisering enn ultrasoniske forsinkelseslinjer. Dette er av særlig betydning fordi konseptet forutsetter flere mottakerenheter pr sender, hvilket krever synkronisering fra samme klokke.

De samme argumenter tilsier også MTI-funksjon på sifferbasis selv om det medfører hurtig A/D-omforming med meget god oppløsning. Den fleksible synkroniseringen i et siffersystem er av særlig betydning hvis det velges et system med veksling i prf for å unngå de såkalte blinde hastigheter.

### 2.5.1 Integrasjon

Ved integrasjon over flere pulser oppnås en forbedring i SNR idet egenstøyen er ukorrelert fra puls til puls fra samme mål, mens målekkøet vil være korrelerte i større eller mindre grad avhengig av bl a koherens for de utsendte pulser og hvordan målets refleksjonsegenskaper varierer med tiden.

Ved ideell integrasjon øker SNR proporsjonalt med antall pulser idet målsignalene adderes lineært (i fase) mens støyen adderes på effektbasis (tilfeldig fase):

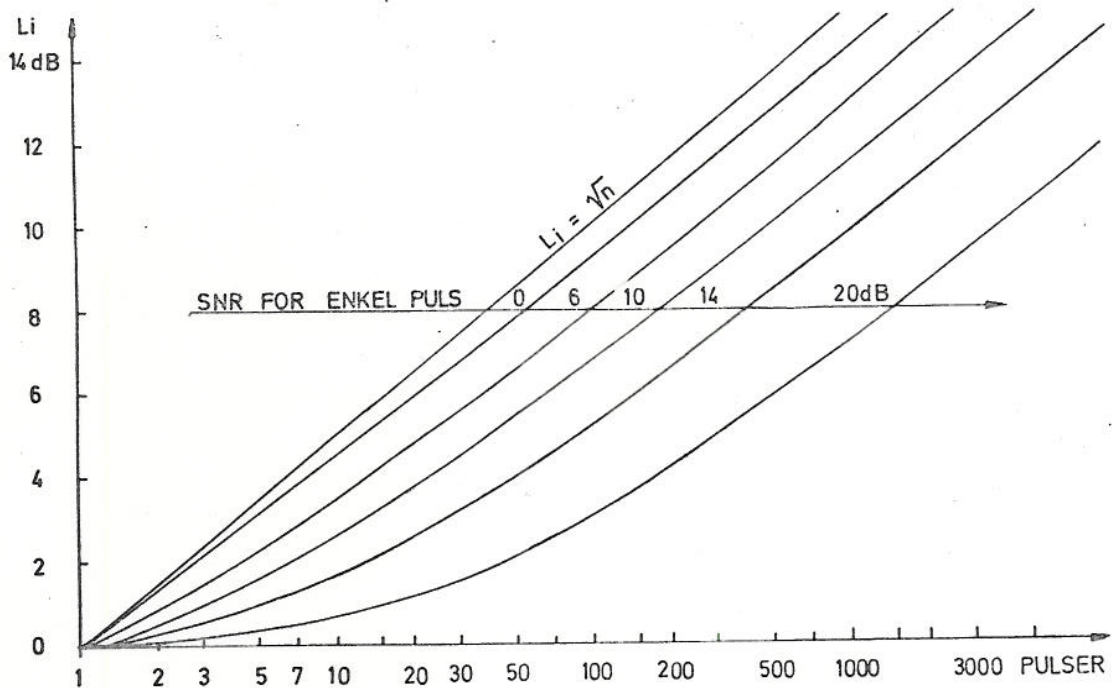
$$\left(\frac{S_n}{N_n}\right) = \frac{(n \sqrt{S_i})^2}{n N_i} = n \left(\frac{S_i}{N_i}\right) \quad (2.12)$$

n er her antall integrerte pulser

$\frac{S_i}{N_i}$  signal/støy før integrasjon

$\frac{S_n}{N_n}$  signal/støy etter integrasjon.

Ved integrasjon etter videodeteksjon er en henvist til den koherens som finnes i pulsenvelopene. Det oppstår derfor integrasjonstap som øker med økende støy. Se figur 2.3 (etter Barton (5)).



Figur 2.3 Integrasjonstap ved forskjellige signal/støy-forhold

Antall integrerte pulser begrenses av hvor lenge et mål befinner seg i en oppløsningscelle. På store avstander vil den radielle mål hastighet  $v_r$  være avgjørende. Antall integrerte pulser blir da

$$n = \frac{\tau c^2}{4v_r \cdot R_{\max}} \quad (2.13)$$

Eksempel:  $\tau = 1 \mu s$  ,  $v_r = 2000 \text{ km/t}$  og  $R_{\max} = 200 \text{ km}$

gir  $n \approx 200$ .

Ved integrasjonen er det lite å vinne med en finere kvantisering enn ett bit idet tapene er begrenset til maksimalt 2 db ifølge flere beregninger (7, p 448). I betraktning av den forenkling dette medfører er dette tapet i høy grad akseptabelt.

Forøvrig er det ikke aktuelt å integrere lenger enn til terskelen for optimal desisjon, som faller asymptotisk til ca  $n/5$  ved høye  $n$  og ett bit's kvantisering ifølge (7, p 448). For eksemplet over betyr det at en ordlengde på 6 bit er tilstrekkelig.

Antall ord i hukommelsen blir lik antall oppløsningsceller:

$$N_m = N \frac{2R_{\max}}{\tau c} \quad (2.14)$$

$N$  - antall antenne-lober.

For å holde bit-raten nede er det naturlig å bruke parallell prosessering. Bit-raten er da gitt ved

$$F_B = \frac{N}{\tau} \quad (2.15)$$

### 2.5.2 Fluktuerende mål

I tillegg til integrasjonstapet på grunn av video-integrasjon fører målfluktuasjoner vanligvis til tap i forhold til et stasjonært mål. Dette tapet avhenger av hvor mange uavhengige mål-samples,  $n_e$ , som blir integrert. Tapet varierer som

$$L_f(n_e) \approx L_f(1)^{1/n_e} \quad (2.16)$$

etter tilnærmet formel gitt i (5).



Med

- $t_o$  - observasjonstid
- $t_c (= 1/B_f)$  - dekorrelasjonstid for målet
- $B_f$  - båndbredde for fluktuasjonsspekteret

er

$$n_e = 1 + \frac{t_o}{t_c} \quad (2.17)$$

Med frekvenshoppende radar oppnås det en kunstig dekorrelasjon som gir

$$n_e = 1 + \frac{\Delta f}{f_c} \quad (2.18)$$

Her er

$\Delta f$ : radarens hopp-båndbredde

$f_c$ : dekorrelasjonsfrekvens for målet.

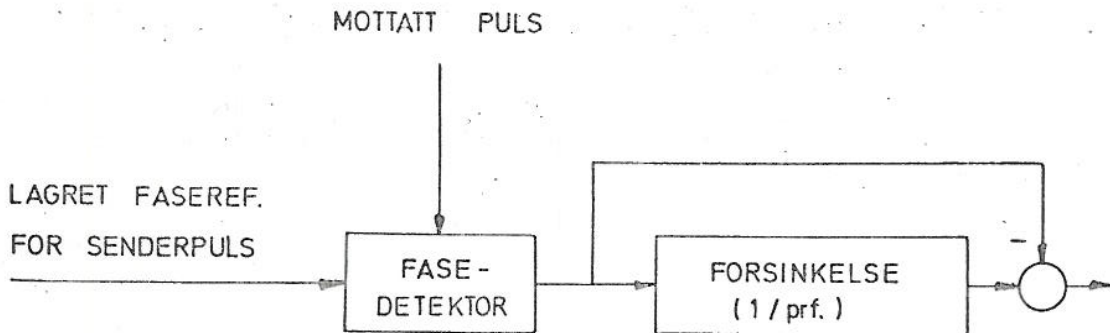
Med en effektiv radiell målutstrekning på  $L_r$  får en tilnærmet

$$f_c = \frac{c}{2L_r} \quad (2.19)$$

Ae (8, pp 172-73).

### 2.5.3 MTI

Prinsipp-skjemaet for den enkleste type koherent MTI er vist i figur 2.4.



Figur 2.4 Prinsipp-skjema for enkelt MTI-filter

Fasen på innkommende puls detekteres med referanse i fasen på tilhørende utsendt puls, som bevares i en COHO. Ved hjelp av en forsinkelseslinje som tilsvarer pulsavstanden for senderen kan fasedifferansen mellom to påfølgende pulser fra samme oppløsningscelle bestemmes, og denne differans representerer fasevariasjonen i dopplersignalet fra et mål i bevegelse.

Da den elektroniske scanmetoden, som nevnt, eliminerer de begrensninger som et mekanisk scannende system har på MTI-effektivitet, er det ønskelig å utnytte denne fordelene med et forsinkelsessystem på sifferbasis idet dette er langt bedre enn de analoge ultrasoniske forsinkelseslinjer som sannsynligvis ellers ville bli begrensende. I tillegg kommer de fleksible synkroniseringsforhold i siffersystemet.

Kvaliteten til et MTI-system angis vanligvis ved forbedringsfaktoren  $I$  (improvement) definert ved

$$I = r_o/r_i \quad (2.20)$$

$r_o$  og  $r_i$  er her midlere effektforhold mellom mål og clutter på henholdsvis inngang og utgang. Midlingen i uttrykket for  $I$  kan enten skje over et stort ensemble av mål, eller som tidsmidling over et raskt aksellererende mål (2, VI kap 2).

Nå er forbedringen i et gitt tilfelle avhengig av målets hastighet idet den er avhengig av hvilke faser av doppler-signalet som blir samlet av pulsene - når prf er en harmonisk av doppler-frekvensen oppstår det blinde hastigheter. For det enkle filteret i figur 2.4 er transferfunksjonen på frekvensbasis

$$G(\omega_d) = 4 \sin^2 \frac{\omega_d}{2prf} \quad (2.21)$$

Ved bruk av flere forsinkelseslinjer kan det oppnås bedre filterfunksjoner enn lign (2.21). Det brukes ofte to filtre i kaskade, hvilket gir transferfunksjonen:

$$G(\omega_d) = 16 \sin^4 \frac{\omega_d}{2prf} \quad (2.22)$$

Bredden av områdene med lav  $G(\omega_d)$  ved de blinde doppler-frekvensene øker imidlertid på denne måten, hvilket vil øke behovet for variabel prf for å spre de blinde hastighetene.

En rekke faktorer fører til at forbedringen  $I$  blir langt lavere enn den ideelle filter-respons tilsier. De viktigste begrensningene er fasestøy på grunn av ustabilitet i systemet og doppler-spredning i clutter. (Se (4; 17-14, 17-22)). Det fremgår her tydelig fra et praktisk eksempel at den virkelige  $I$  kan bli langt lavere enn den teoretisk beregnede selv om det er forsøkt tatt hensyn til diverse begrensninger.

Sammenholdt med (9) og (1) synes det som det med et enkelt filter er praktisk mulig å oppnå  $I \approx 30$  db, og med et dobbelt filter  $I \approx 40$  db. For at kvantiseringen da ikke skal begrense, må en ha henholdsvis 6 bits og 7 bits oppløsning (4, p 17-50).

Som det fremgår i (4) er det mange opsjoner i et digitalt MTI-system. Enkelte er billige å implementere, andre kan



medføre en kostnadsøkning for det digitale system på en faktor fra 2 - 5. Endel av forbedringene er forholdsvis enkelt kvantifiserbare (f eks. økning fra ett til to filtre), andre vil det være vanskelig å vurdere uten prøver med et radarsystem.

I betraktning av at 10 db forbedring i I gir 10 gangers økning i rekkevidde ved uniform clutterfordeling, vil det sannsynligvis være riktig å velge et system med dobbelkansellering. Dette krever  $2 \times 7$  bit hukommelse pr oppløsnings-celle i tillegg til hukommelse til integrasjon etter MTI.

#### 2.5.4 Sifferteknologiske begrensninger

På siffersiden er det A/D-omformerer for MTI-operasjon som rent teknologisk er den mest begrensende enhet idet det her er ønskelig med ytelser opp mot det som er mulig med de raskeste halvlederkomponenter. Det er rapportert en del A/D-omformere for TV-overføring på pcm-form hvor det er brukt fra 7 til 9 bit med klokkefrekvens på 12 MHz. Den første ble rapportert av Bell Labs i 1965 (10). En 7 bits omformer av denne typen er utviklet av F G Johannesen ved TF (11). I de nevnte eksempler ble det brukt konvensjonelt innkapslede, men hurtige transistorer og dioder. I hybridintegrent form uten spredkapasiteter o l fra innkapsling er det rimelig å anta en fordobling av hastigheten.

Det er forøvrig naturlig å benytte arbeidsdeling mellom flere parallelle A/D-omformere i dette systemet. Dermed reduseres hastigheten tilsvarende - bortsett fra sample-and-hold kretsene som må operere på den fundamentale båndbredde  $B_N$ . En slik oppdeling i parallelle systemer gir dessuten en stor sikkerhet mot katastrofefeil, og mulighet for automatisk innbytte av subsystemer når feil oppstår - det samme gjelder også i hukommelsen.

Den andre kritiske enhet på siffersiden er hukommelsen. Her er det mer et økonomisk enn et teknologisk problem idet f eks ECL-type kretser har hastigheter på over 100 MHz, men denne typen anses prohibitivt kostbart. TTL-typen er neste kandidat - med hastigheter på over 30 MHz. Fra et økonomisk synspunkt er MOS-typen langt å foretrekke; det er her utsikter til ca 10 øre pr bit i den nærmeste fremtid - hastigheten er imidlertid for tiden begrenset til maksimalt 5 MHz. Denne hastighet øker imidlertid raskt og det ser ikke ut til å være fundamentale begrensninger under 10 MHz.

Hvorvidt det bør velges shift-register eller random access type hukommelse er et økonomisk spørsmål. Random access er mer fleksibelt, særlig m h t mulige modifikasjoner i signalbehandlingen etter operativ erfaring. Om halvleder-hukommelser, se (18).

## 2.6 Parametervalg

Valg av strålebredde og pulslengde er i første rekke avgjørende for ytelse og kostnader idet disse parametre bestemmer antall mottaker-moduler, samt kapasitet og hastighet for sifferdelen i mottakeren. I et langtreckende system antas kravet til oppløsning å være et minimumskrav, mens kravene til stor antennevinning og liten clutter-celle for å oppnå store rekkevidder er avgjørende.

Hensynet til antall mottakermoduler tilsier at det velges noe større åpningsvinkler i azimut,  $\Delta\theta$ , enn i tilsvarende konvensjonelle systemer.

I betraktning av den raske utvikling i hastigheter og priser på siffersiden er det grunn til å velge en relativt kort pulslengde

Tentativt valg:

$$\Delta\theta = 3^\circ$$

$$\tau = 1 \mu\text{s}$$

Antas tilnærmet

$$\Delta\theta = 70 \frac{\lambda}{B_r} \quad (\text{vinkel i grader}) \quad (2.23)$$

gir dette  $\frac{\lambda}{B_r} = \frac{3}{70}$ .

Med  $90^\circ$  sektor for hver mottaker blir modulavstand ifølge 2.3:

$$d = \lambda/\sqrt{2}$$

Antall moduler blir dermed

$$M = \frac{B_r}{d} + 1 = \frac{B_r}{\lambda} \sqrt{2} + 1 \approx 34 \quad (2.24)$$

Lign (2.15) gir bitrate

$$F_B = \frac{90}{3 \cdot 10^{-6}} = 30 \text{ MHz}$$

### 2.6.1 Antennevinning

I tillegg til  $\Delta\theta$  for mottaker er det nødvendig å definere dekning i elevasjon både for sender og mottaker. Her vil det sannsynligvis være naturlig å bruke en modifisert kosekant-form (4, p 17-58). Uten å spesifisere dette i detalj antas antennen ekvivalent til et vanlig symmetrisk diagram i elevasjon med 3 db strålebredde på  $5^\circ$ .

Dette gir en antennevinning på mottaker på



$$G_r = \frac{27\ 000}{\Delta\theta_r \cdot \Delta\phi_r} = \frac{27\ 000}{3 \cdot 5} = 1800 \Rightarrow 32.5\ \text{db}$$

Se (12, p 2-14).

For omnidireksjonal sender antas

$$G_t = 2H_t/\lambda = 2 \cdot \frac{70}{\Delta\phi_t} = 2 \cdot \frac{70}{5} \Rightarrow 14.3\ \text{db}$$

Se (13, p 25-44).

Ideell rekkevidde  $R_o$  - for enkelt puls ved  $\text{SNR} = 1$  på mellomfrekvens - er gitt ved

$$R_o^4 = \frac{P_t \cdot G_r \cdot G_t \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 kTB \cdot (NF) \cdot L} \quad (2.25)$$

Antar forsøksvis

$$P_t = 1\ \text{MW}$$

$$\lambda = 12\ \text{cm}$$

$$B = 1.2\ \text{MHz} \quad (\text{tilpasset } 1\ \mu\text{s} \text{ puls})$$

$$NF = 2.5 \quad (4\ \text{db})$$

$$L = 2.5 \quad (4\ \text{db}) \quad (\text{inkluderer tap p g a stråleform})$$

$$\sigma = 1\ \text{m}^2$$

Dette gir  $R_o \approx 60\ \text{km}$ .

### 2.6.2 Deteksjonsberegninger for fritt rom

$R_o$  har bare interesse som normaliseringsfaktor idet deteksjonsprosessen etter mellomfrekvens er avgjørende for den

effektive deteksjonsavstand. Mens det i et konvensjonelt radarsystem som regel vil være et resulterende tap etter mellomfrekvens, bygger dette systemkonseptet på netto vinning ved at det integreres over et stort antall pulser.

Deteksjonsberegningene følger her Barton's forenklede prosedyre (5). Forfatteren angir praktiske feilgrenser på  $\pm 0.5$  db, hvilket er neglisjerbart i forhold til usikkerhetene med spredetverrsnitt for aktuelle mål - særlig deres fluktasjonspektra. (Det benyttes her de samme symboler som hos Barton).

Korrelasjonstid for fluktuerende mål er tatt fra Nathanson (14, p 179);  $B_f = 3.7$  Hz for et lite jagerfly i S-bånd.

#### Eks I

$$\tau = 1 \mu\text{s} \quad \text{Oppløsningscelle} \quad \Delta R = 150 \text{ m}$$

Antar

$$v_r = 2000 \text{ km/t} \quad , \quad t_c = 0.27 \text{ sek} \quad , \quad t_o = 0.27 \text{ sek} \quad ,$$

$$n = 200 \quad (\text{At } t_c = t_o \text{ er tilfeldig - følger av valget})$$

$$B_f = 3.7 \text{ Hz} \quad , \quad \Delta R = 150 \text{ m} \quad \text{og} \quad v_r = 2000 \text{ km/t}$$

$$n_e = 1 + \frac{t_o}{t_c} = 2$$

$$P_n = 10^{-6} \quad P_d = 0.90$$

- a) Nødvendig SNR på inngang med en puls for å oppnå

$$P_n = 10^{-6} \quad \text{og} \quad P_d = 0.90$$

(Barton figur 5)

$$D_o(1) = 13.1 \text{ db}$$

b) Integrasjonstap for  $n = 200$  pulser

(Barton figur 7)

$$L_i(200) = 7.0 \text{ db}$$

c) Nødvendig NSR for 200 pulser

$$D_o(200) = \frac{D_o(1) \cdot L_i(200)}{200} = -2.9 \text{ db}$$

d) Fluktuasjonstap

$$L_f(n_e) = (L_f(1))^{1/n_e} = 4.0 \text{ db}$$

( $L_f(1)$ )  $\approx$  8 db ifølge Barton figur 8  
for Swerling mål av type I)

$$\text{Nødvendig SNR} \quad D_1(200) \approx L_f(2) \cdot D_o(200) = 1.1 \text{ db}$$

$$\text{Deteksjonsavstand} \quad R = R_o(D_1(200))^{-1/4} = 57 \text{ km}$$

### Eks II

$$\tau = 4 \text{ s} , \quad v_f = 2000 \text{ km/t} , \quad t_c = 0.27 , \quad t_o = 4 \cdot 0.27 ,$$

$$n = 800 , \quad n_e = 5 , \quad P_n = 10^{-6} , \quad P_d = 0.90$$

$$\text{a)} \quad D_o(1) = 13.1 \text{ db}$$

$$\text{b)} \quad L_i(800) = 9.8 \text{ db}$$

$$\text{c)} \quad D_o(800) = -6.1 \text{ db}$$

$$\text{d)} \quad L_f(5) = 1.6 \text{ db}$$

$$D(800) = -4.5$$

$$R = 78 \text{ km}$$



Eks III

$$\tau = 1 \mu\text{s} , v_r = 2000 \text{ km/t} , n = 200 , n_e = 1 ,$$

$$P_n = 10^{-6} , P_d = 0.44$$

a)	$D_o(1)$	=	12.1 db
b)	$L_i(200)$	=	7.8 db
c)	$D_o(200)$	=	-4.2 db
d)	$L_f(1)$	=	1.0 db
	$D_1(200)$	=	-3.2 db
	R	=	73 km

Med observasjonstid for fire uavhengige avstands-celler tilsvarende dette en deteksjonssannsynlighet:

$$P_4 = 1 - (1 - P_d)^4 = 1 - (1 - 0.44)^4 = 1 - 0.56^4 = 0.90$$

( $n_e = 1$  er antatt i dette eksemplet for å sikre uavhengige avstands-celler).

Eksempel II er tilsynelatende 0.8 db bedre. Men  $P_t \cdot \tau$  er 6 db høyere i II enn i III, dvs at eksemplet III er 5.2 db mer effektivt enn II på pulsenergibasis - i avstand tilsvarende det en faktor 1.35. Dette korresponderer med konklusjonene hos Berkowitz (2, p 595).

Eks IV

$$\tau = 1 \mu\text{s} , v_r = 2000 \text{ km/t} , n = 200 , n_e = 1 ,$$

$$P_n = 10^{-6} , P_d = 0.15$$

- a)  $D_o(1) = 9.2 \text{ db}$
- b)  $L_i(200) = 9.3 \text{ db}$
- c)  $D_o(200) = -4.5 \text{ db}$
- d)  $L_f(1) = -1.0 \text{ db}$   
 $D_1(200) = -5.5 \text{ db}$   
 $R = 83 \text{ km}$

$$P_4 = 1 - (1-0.15)^4 = 1 - 0.85^4 = 1 - 0.52 = 0.48$$

Eks V

$$\tau = 1 \mu s, \quad v_r = 2000 \text{ km/t}, \quad n = 200, \quad n_e = 1,$$

$$P_n = 10^{-8}, \quad P_d = 0.05$$

- a)  $D_o(1) = 9.8$
- b)  $L_i(200) = 9.2$
- c)  $D_o(200) = -4.0 \text{ db}$
- d)  $L_f(1) = -1.8 \text{ db}$   
 $D_1(200) = -5.8 \text{ db}$   
 $R = 84 \text{ km}$

$$P_{100} = 1 - 0.95^{100} = 1 - 0.01 = 0.99$$

Eks VI

Som V men  $P_d = 0.01$

- a)  $D_o(1) = 8.3 \text{ db}$
- b)  $L_i(200) = 9.8 \text{ db}$
- c)  $D_o(200) = -4.9 \text{ db}$
- d)  $L_f(1) = -2.5 \text{ db}$   
 $D_1(200) = -7.4 \text{ db}$   
 $R = 92 \text{ km}$

$$P_{100} = 1 - 0.99^{100} = 0.60$$

Eks VII

$$\tau = 1 \mu\text{s} , v_r = 2000 \text{ km/t} , n = 100 , n_e = 1 ,$$

$$P_n = 10^{-6} , P_d = 0.44$$

- a)  $D_o(1) = 11.0 \text{ db}$
- b)  $L_i(100) = 6.5 \text{ db}$
- c)  $D_o(100) = -2.5 \text{ db}$
- d)  $L_f(1) = 1.0 \text{ db}$   
 $D_1(100) = -1.5 \text{ db}$

Sammenligning med eks III viser at å unnlate å prosessere annenhver puls gir et ekstra prosesseringstap på 1.7 db. Dette indikerer at en kan benytte samme sifferutstyr for den dobbelte datarate en får ved døbling av antall moduler med en nettogevinst på (3.0 - 1.7) db = 1.3 db idet mottatt signalnivå øker med 3 db.



Eks VIII

$$\tau = 1 \mu s, \quad v_r = 2000 \text{ km/t}, \quad n = 100, \quad n_e = 2,$$

$$P_n = 10^{-6}, \quad P_d = 0.90$$

$$a) \quad D_o(1) = 13.1 \text{ db}$$

$$b) \quad L_i(100) = 5.6 \text{ db}$$

$$c) \quad D_o(100) = -1.3 \text{ db}$$

$$d) \quad L_f(2) = 4.0 \text{ db}$$

$$D_1(100) = 2.7 \text{ db}$$

Tap relativt til eks I 1.6 db, d v s som i eks VII.

## 2.6.3 Deteksjonsberegninger ved MTI

Med utgangspunkt i lign (2.11) kan det ved clutterbegrensede forhold defineres en (tilfeldig) normaliseringsrekkevidde tilsvarende  $(S/C)_{\min} = -40 \text{ db}$ .

$$R_{co} = \frac{\sigma \sin \gamma}{10^{-4} \sigma^o \cdot \Delta\theta \cdot c(\tau/2)}$$

## Parameter-eksempel

$$\text{Måltverrsnitt} \quad \sigma = 1 \text{ m}^2$$

$$\text{Spesifikt clutterverrsnitt} \quad \sigma^o = 0.02 \text{ m}^2/\text{m}^2$$

(se f eks (4, kap 25))

$$\text{Strålebredde} \quad \Delta\theta = 0.05 \text{ rad}$$

$$\text{Oppløsningscelle} \quad c(\tau/2) = 150 \text{ m}$$

$$\text{Innfallsvinkel} \quad \gamma = 80^\circ$$

Dette gir  $R_{co} \approx 80 \text{ km}$ .

Da systemet antas ikke å være begrenset av scan-modulasjon, men av støylygnende fasefluktuasjoner og kvantiseringsstøy, benyttes Barton's prosedyre for å beregne tap ved integrasjon etter MTI-kansellering. Eksempel I i 2.6.2 gir da rekkevidde

$$R_c = R_{oc} / D_1(200) \approx 60 \text{ km}$$

Dette er en større avstand enn frittromsdekningen for de samme parametre med 1 MW pulseffekt. Ifølge (16) vil dessuten de effektmessige forhold endre seg ved MTI idet antall uavhengige støysamples reduseres til 2/3 og 18/35 ved henholdsvis 2 og 3 puls kansellering. Ved 3 puls kansellering reduseres antall effektivt integrerte samples i eks I til  $n \approx 100$ , hvilket gir følgende effekt-tap:

- |    |            |   |         |
|----|------------|---|---------|
| a) | $D_o(1)$   | = | 13.1 db |
| b) | $L_i(100)$ | = | 5.6 db  |
| c) | $D_o(100)$ | = | -1.3 db |
| d) | $L_f(2)$   | = | 4.0 db  |
|    | $D_1(100)$ | = | 2.7 db  |

Effektbegrenset rekkevidde er da  $R \approx 50 \text{ km}$ .

Det kreves dermed ca 2 MW pulseffekt for å utnytte MTI-egenskapene fullt ut under disse antakelser.

Den enkle sidelobereduksjon vil kunne ødelegge enkelte avstandsceller ved at sterkt clutter via sidelober bidrar over hele azimutsektoren. Med "sidelobe blanking" undertrykkes imidlertid falske mål, mens det med den høye data-raten vil ha liten betydning for deteksjonsevnen så lenge antallet punkter med ekstremt høyt clutter ikke blir for høyt.

Det fremgår av disse overslagene at prediksjon av MTI-ytelse er meget usikkert idet alle usikkerheter i clutter og system-

parametre slår sterkt ut i rekkevidde. Det er imidlertid grunn til, som eksperimentelt påvist i (1), å regne med meget gode MTI-egenskaper i et velkonstruert system av denne type. I tillegg vil egenskapene m h t inter-clutter kunne utnytted effektivt idet alle oppløsningsceller overvåkes simultant. Kumulativ deteksjonssannsynlighet og følgeevne for hurtige mål i clutterersoner skulle således bli meget gode.

#### 2.6.4 Konklusjon for parametervalg

For den følgende systemskisse og kostnadsoverslag velges følgende hovedparametre:

Pulslengde	$\tau$	=	1 $\mu$ s
Pulseffekt	$P_t$	=	4 MW
Bølgelengde	$\lambda$	=	25 cm
Strålebredde i azimut	$\Delta\theta$	=	3°
Ekv strålebredde i elevasjon	$\Delta\phi$	=	5°
Antall moduler pr kvadrant	M	=	34
Klokkefrekvens for digital signalbehandling	$F_B$	=	30 MHz
Kanalbåndbredde	$B_m$	=	1.2 MHz
Båndbredde etter multipleksing	$B_N$	=	34 MHz

Bølgelengde på 25 cm er valgt idet dette gir en økning på  $\sqrt{2}$  i  $R_0$  i forhold til  $\lambda = 12$  cm. Antennedimensjonene dobles, men dette anses akseptabelt for stasjonære systemer. (Mottakerantennens dimensjoner blir ca  $5 \times 3.5$  m<sup>2</sup>, senderantennens høyde ca 3.5 m).

Med 4 MW pulseffekt blir ideell rekkevidde for systemet med bibehold av øvrige aktuelle parametre

$$R_0 = 2 \cdot 60 = 120 \text{ km}$$



Det velges videre fast pulslengde for fritt-roms og MTI-operasjon.

I følge eks III i 2.6.2 ( $v_r = 2000$  km/t ,  $n = 200$  ,  $n_e = 1$  ,  $P_n = 10^{-6}$  ,  $P_d = 0.44$ ) blir kumulativ deteksjonssannsynlighet over 4 oppløsningsceller for mål som beveger seg radielt - d v s ca 1 sekunds observasjonstid -  $P_d = 0.90$  for følgende mål og avstander:

1 m <sup>2</sup> mål	R = 140 km
5 m <sup>2</sup> mål	R = 210 km
10 m <sup>2</sup> mål	R = 250 km

Atmosfæriske tap vil redusere disse verdier endel, typisk ca 5% ved normale værforhold. Forøvrig vil dette systemet reagere på ugunstige værforhold på samme måte som en konvensjonell radar.

For MTI velges 7 bits oppløsning og 3-puls kansellering, d v s dobbel forsinkelse, hvilket gir ca 40 db forbedring av signal/clutter-forholdet.

Med integrasjon over  $n = 200$  pulser er det, ifølge (7, p 448) tilstrekkelig med integrasjonsterskel på  $m_{op} = 0.25 \cdot 200 = 50$ . D v s at en ordlengde på 6 bits er tilstrekkelig.

1400 avstandselementer à 150 m tilsvarer  $R_{max} = 210$  km.

For en mottaker som dekker en kvadrant gir dette totalt et lagringsbehov på  $1400 \times 30 = 42\ 000$  6 bits ord.

Med MTI-dekning til 75 km blir det 500 avstandselementer à 150 m, hvilket pr kvadrant ved dobbelt kansellering fører til to forsinkelseslinjer på hver

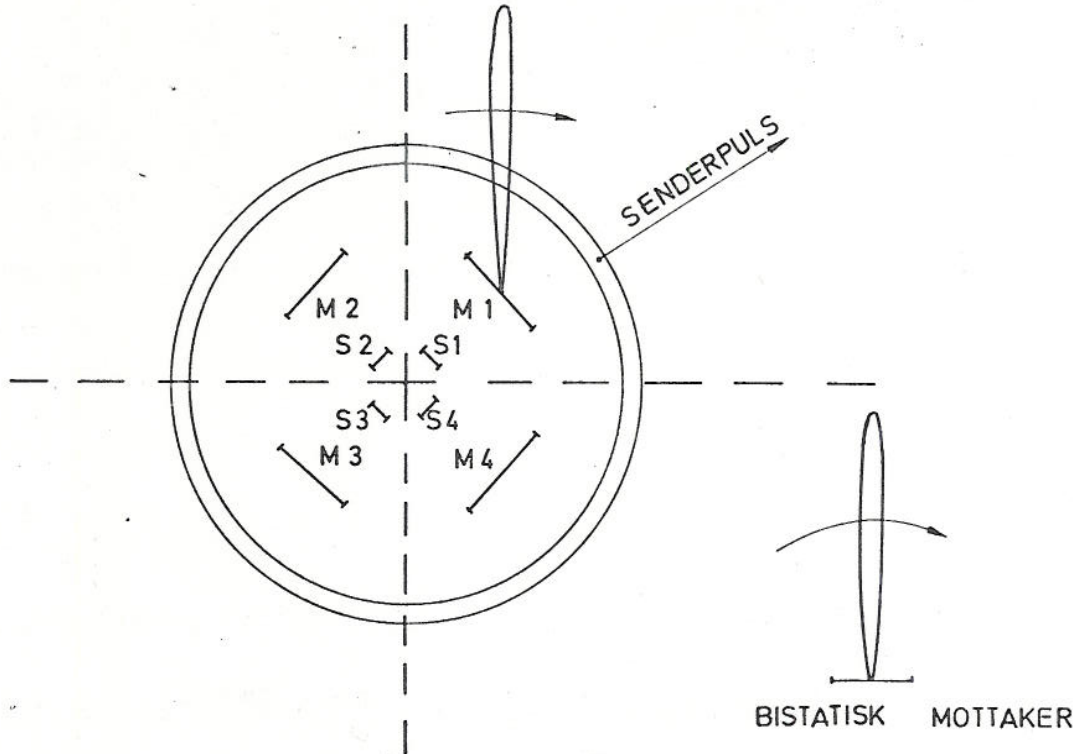
$500 \times 30 = 15\ 000$  7 bits ord

På grunn av integrering over et stort antall pulser kan det sees bort fra de blinde faser i fasedetektoren (4, p 1732), og det er ikke nødvendig med to kanaler i kvadratur for å eliminere dette problemet.

3 SYSTEMSKISSE

Før et kostnadsoverslag kan foretas er det nødvendig med en systemskisse som gir en oversikt over nødvendige systemkomponenter.

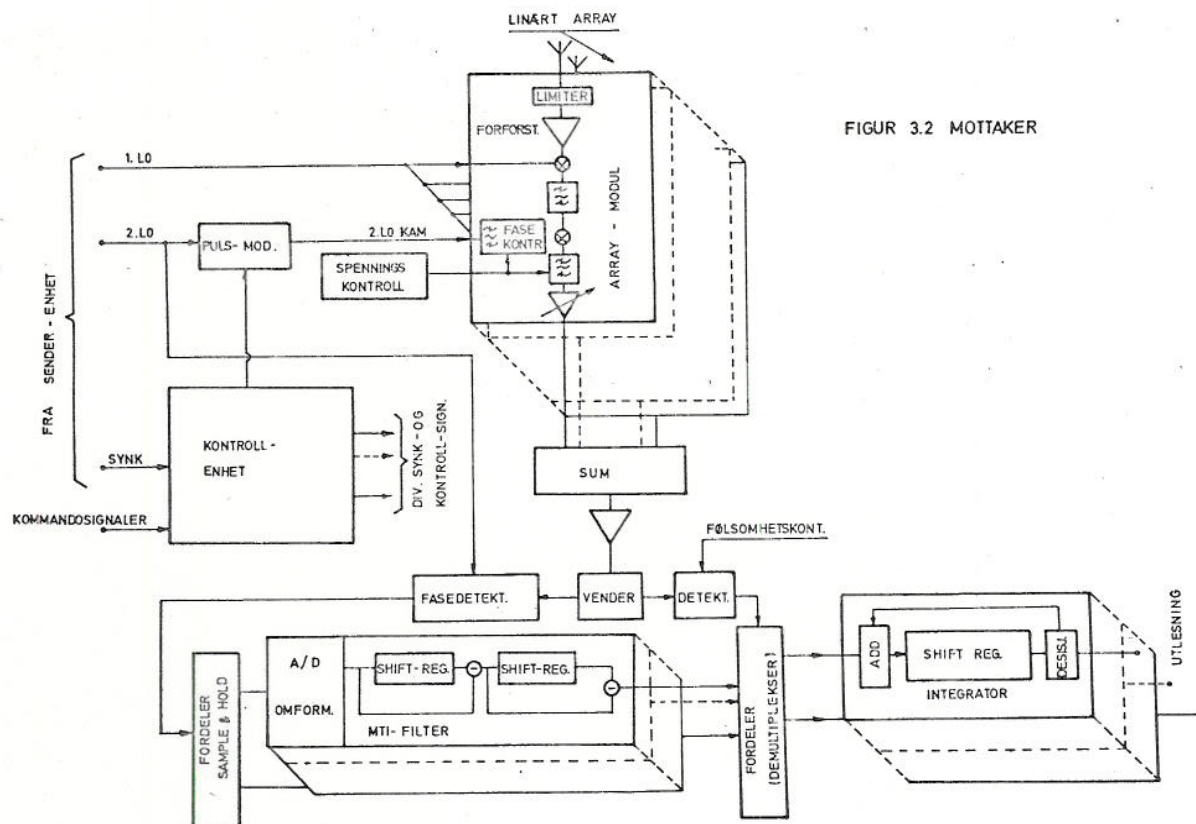
Her betraktes et 360 graders system med fire mottaker-arrayer og fire sender-antenner som dekker hver sin kvadrant - se figur 3.1. I tillegg kan det bli aktuelt med installasjoner uten dekning av alle fire kvadranter, og dessuten bistatiske mottakere som plasseres langt fra sender. Kostnadene for slike spesialløsninger kan imidlertid forholdsvis enkelt utledes fra grunnsystemet.



Figur 3.1 Konfigurasjon med fire sentrale sender/  
mottaker-enheter samt en bistatisk mottaker

### 3.1 Mottaker

Figur 3.2 viser skjematisk en tentativ mottakerenhet, som enkelt kan beskrives ved å følge signalveien fra antennen. Hvert antenne-element er tilknyttet en array-modul som består av:



FIGUR 3.2 MOTTAKER

Figur 3.2 Mottaker

- a) Limiter - eventuelt svitsj for beskyttelse mot senderlekkasje
- b) Forforsterker - lavstøy-transistor
- c) 1. mikser - tilføres LO-signal som genereres sentralt ved sender
- d) Båndpassfilter



- e) 2. mikser - tilføres LO-signal fra frekvenskam via elektronisk avstembart filter med fasejustering. Frekvenskam genereres ved pulsmodulasjon av nominell 2 LO som genereres sentralt og som inneholder fasereferanse fra COHO-enhet til MTI. Filtertype - aktivt transistorfilter (17). Filtre basert på akustiske overflatelinjer er her et aktuelt alternativ.
- f) Kanalfilter - båndbredde  $B_m$  - samme type som under e)
- g) MF-forsterker med volumkontroll for sidelobeoptimalisering
- h) Summeringsnettverk - kombinerer signalene fra M moduler
- i) MF-trinn med båndbredde  $B_N = M B_m$
- j) Vender - mellom MTI og vanlig frittromsoperasjon

Frittroms-operasjon

- k) Videodetektor med variabel terskel avhengig av ekkoavstand. Gir ut logisk 1 eller 0.
- l) Fordeler - demultiplekser det binære signalet til et antall sifferintegratorer
- m) Integrator - forsinkelse i parallelle shift-registre, ett pr bit, parallell adder; utlesning via terskel-test. Integratorene må tilsammen ha hukommelseskapasitet for et ord (6 bit) pr oppløsningscelle i kvadranten. Oppdeling avhengig av hastighet og pålitelighetsforhold

MTI-operasjon

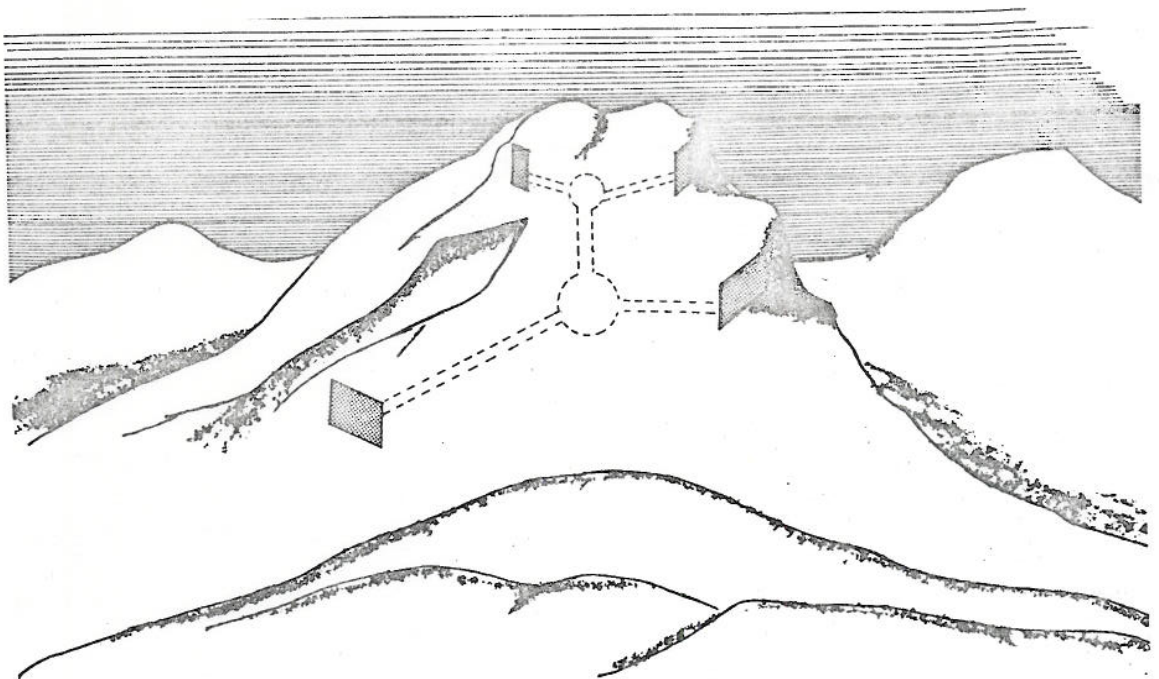
- n) Fasedetektor - sammenligner mottatt signal med fase-referanse for utsendt puls
- o) Fordeler - består av et antall sample-and-hold kretser som sampler i sekvens
- p) A/D-omformer - signal på hver S/H-krets omdannes til 7 bits kode

- q) MTI-filter - dobbel forsinkelse/kansellering. Hukommelseskapasitet 2 x (antall oppløsningsceller i clutter-sonen) 7 bits ord. Oppdeling avhengig av hastighet, pålitelighet og pris. Utgangen av MTI-filtrene fordeles på integratorene. (Ikke nødvendigvis samme antall integratorer som MTI-filtre selv om dette er naturlig).

De fleste enhetene i systemet krever kontroll- og synkroniserings signaler uten at dette er tatt med på skjemaet. Ved bistatisk mottaker må LO- og synksignaler genereres på basis av direkte mottatt puls, hvilket krever ekstra utstyr.

### 3.2 Sender

Elektronikk-delen av sender blir som i en konvensjonell radar med MTI forenklet ved at en unngår TR-svitsj. Som nevnt under 3.1 er det naturlig at LO-signalet med fase-referanse for MTI genereres ved senderen.



Figur 3.3 Skisse av to senderantenner (øverst)  
og to mottakerantenner (nederst)  
montert mot fjellvegg

Installasjonen kan tenkes utformet som skissert i figur 3.3. Figuren viser to av fire sender-antennene med tilhørende mottakerantennene under. Senderantennene blir ca 3.5 m høye og 0.5 m brede.

4 KOSTNADSOVERSLAG

Da systemet kan deles i enheter som dekker en kvadrant i azimut er det naturlig å regne kostnader pr kvadrant, i hvert fall hva elektronikk angår.

Elektronikk pr kvadrant

Det regnes her at utstyret fra fabrikk koster 4 ganger komponentprisene hva sifferdel angår.

Integrasjon 42K - 6 bits ord à kr 0.10	kr 100 000
MTI-forsinkelse 30K - 7 bits ord à kr 0.10	" 85 000
Div signalbehandling	" 100 000
Datadel	kr 285 000
Mottakermoduler 30 stk à kr 5000 = 150 000	
Resten av mottakere (inkl antenne) 200 000	" 350 000
Sum mottaker pr kvadrant	kr 635 000
Sender pr kvadrant (inkl antenne)	" 350 000
Sum elektronikk pr kvadrant	kr 985 000

Pris pr bit for halvlederhukommelser er tatt fra Intel's pris på 1024 bits shift-registre pr 3/8-1970, se forøvrig (18). Det er regnet felles sender for fire kvadranter; prisantydning for elektronikk er her fra CSF. Utviklingskostnader er ikke tatt med. Elektronikk for fire kvadranter skulle etter dette komme på ca 4 mill kroner. Det antas at



med anlegg og kraftforsyning vil kostnadene typisk dobles til ca 8 mill kroner.

5 KONKLUSJON

Det behandlede system har tre store fortrinn.

- a) Systemet kan enkelt gis en meget god fysisk beskyttelse
- b) Meget god MTI-funksjon
- c) Meget høy data-rate.

Radarprinsippet er eksperimentelt prøvet med godt resultat, men det må fortsatt en god del nyutvikling og utprøving til før det kan satses på som et cost/effectivt system.

Ved eventuelt videre arbeid med systemet er det tre områder som peker seg ut for nærmere undersøkelse:

- a) Mottakermoduler med mikser-scanning
- b) Hurtige sample/hold-porter
- c) Systemstudier
- d) Antennestudier.

Litteratur

- (1) Edgar, A K  
I L Jones - "Flood-Lighting with Nyquist Rate Scanning", AGARD Conf Proc No 66, paper no 15
- (2) Berkowitz, R A - Modern Radar, Wiley (1965)
- (3) Povejsil, et al, D J - Airborne Radar, Van Nostrand (1961)
- (4) Skolnik, M I - Radar Handbook, McGraw-Hill, (1970)
- (5) Barton, D K - "Simple Procedures for Radar Detection Calculations", IEEE-Trans, Vol AES-5, No 5, (1969), pp 837-46
- (6) Warden, M P - "An Experimental Study of Some Clutter Characteristics", AGARD Conf Proc No 66, paper no 2
- (7) Skolnik, M I - Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill (1962)
- (8) Barton, D K - Handbook of Radar Measurement, Prentice-Hall (1969)
- (9) Reiss, A - "A Digital MTI Canceller", AGARD Conf Proc No 66, paper no 27
- (10) Edson, J O  
H Henning - "Broadband Codecs for an Experimental 224 Mb/s PCM Terminal", BSTI, VOL 44, (1965), pp 1887-1940
- (11) Johannesen, F G - "Successive Approximation and Feedback PCM Encoder for Television", Proc IEE, Vol 117, No 4, (April 1970), pp 671-80
- (12) Jasik, H - Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill (1961)
- (13) ITT - Reference Data for Radio Engineers, 4. utg
- (14) Nathanson, F E - Radar Design Principles, McGraw-Hill (1969)
- (15) Swerling, P - "Probability of Detection of Fluctuating Targets", IRE Trans, Vol IT-6, pp 269-308, (April 1960)

- (16) Hall, W M  
H R Ward - "Signal-to-Noise Loss in Moving Target Indicator",  
Proc IEEE, Vol 56, no 2,  
(Febr 1968) pp 233-34
- (17) Adams, D K  
R Y C Ho - "Active Filter for UHF and Micro-  
wave Frequencies",  
IEEE Trans, Vol MTT-17, pp 662-70  
(Sept 1969)
- (18) Vadasz, L L et al - "Semiconductor random-access  
memories",  
IEEE Spectrum, Vol 8, pp 40-48,  
(May 1971)