

# **FFI RAPPORT**

## **RF-MASKINVARE FOR DIGITAL BISTATISK RADAR**

GUNDERSEN Rune, JOHNSRUD Steinar, SØRNES Per, JOHNSEN  
Terje

**FFI/RAPPORT-2002/01751**



FFIE/170/726

Godkjent  
Kjeller 12 Juni 2002

John-Mikal Størdal  
Forskningsjef

**RF-MASKINVARE FOR DIGITAL BISTATISK  
RADAR**

GUNDERSEN Rune, JOHNSRUD Steinar, SØRNES Per,  
JOHNSEN Terje

FFI/RAPPORT-2002/01751

**FORSVARETS FORSKNINGSINSTITUTT**  
**Norwegian Defence Research Establishment**  
Postboks 25, 2027 Kjeller, Norge



**FORSVARETS FORSKNING SINSTITUTT (FFI)**  
**Norwegian Defence Research Establishment**

**UNCLASSIFIED**

P O BOX 25  
 NO-2027 KJELLER, NORWAY  
**REPORT DOCUMENTATION PAGE**

**SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE**  
 (when data entered)

1) PUBL/REPORT NUMBER FFI/RAPPORT-2002/01751 1a) PROJECT REFERENCE FFIE/170/726	2) SECURITY CLASSIFICATION UNCLASSIFIED 2a) DECLASSIFICATION/DOWNGRADING SCHEDULE -	3) NUMBER OF PAGES 33		
4) TITLE RF-MASKINVARE FOR DIGITAL BISTATISK RADAR  RF-HW FOR DIGITAL BISTATIC RADAR				
5) NAMES OF AUTHOR(S) IN FULL (surname first) GUNDERSEN Rune, JOHNSRUD Steinar, SØRNES Per, JOHNSEN Terje				
6) DISTRIBUTION STATEMENT Approved for public release. Distribution unlimited. (Offentlig tilgjengelig)				
7) INDEXING TERMS IN ENGLISH: <table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; vertical-align: top;">           a) <u>CW radar</u>            b) <u>Radar transmitter</u>            c) <u>Radar receiver</u>            d) <u>Military radar</u>            e) <u>Radar engineering</u> </td> <td style="width: 50%; vertical-align: top;">           IN NORWEGIAN:            a) <u>CW radar</u>            b) <u>Radar sender</u>            c) <u>Radar mottaker</u>            d) <u>Militær radar</u>            e) <u>Radar konstruksjon</u> </td> </tr> </table>			a) <u>CW radar</u> b) <u>Radar transmitter</u> c) <u>Radar receiver</u> d) <u>Military radar</u> e) <u>Radar engineering</u>	IN NORWEGIAN: a) <u>CW radar</u> b) <u>Radar sender</u> c) <u>Radar mottaker</u> d) <u>Militær radar</u> e) <u>Radar konstruksjon</u>
a) <u>CW radar</u> b) <u>Radar transmitter</u> c) <u>Radar receiver</u> d) <u>Military radar</u> e) <u>Radar engineering</u>	IN NORWEGIAN: a) <u>CW radar</u> b) <u>Radar sender</u> c) <u>Radar mottaker</u> d) <u>Militær radar</u> e) <u>Radar konstruksjon</u>			
THESAURUS REFERENCE: THESAURUS 1999 INSPEC. ISBN 0 85296 966 X				
8) ABSTRACT This paper covers the RF-HW made as a technology demonstrator for a bistatic radar system. Both the transmitter and the receiver are described in detail. By designing and building the radar we gained insight in using and operating a bistatic radar system. Several measurement campaigns have successfully been concluded with the bistatic radar system. All the measurements were successfully accomplished. Some basic theory of radio transmission is also included.				
9) DATE  12 June 2002	AUTHORIZED BY This page only  John-Mikal Størdal	POSITION  Director of Research		

ISBN-82-464-0627-2

**UNCLASSIFIED**

**SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE**  
 (when data entered)



**INNHOOLD**

	<b>Side</b>	
1	BAKGRUNN	7
2	TEORI RUNDT SENDING OG MOTTAK AV RADIOBØLGER	7
2.1	Punktprøving (sampling)	9
3	RADARSENDER OG -MOTTAKER SYSTEMBESKRIVELSE	10
3.1	Skjematisk oversikt over senderenheten	11
3.2	RF-sender	12
3.3	Skjematisk oversikt over mottaker	14
3.4	RF-mottager	14
3.5	Trådløs kommunikasjonslink	17
3.6	Frekvens- og tids- synkronisering med GPS-disiplinert referanse	17
4	OPPKOBLING AV RF-KOMPONENTER	17
4.1	Kraftforsyning	17
4.2	Kjøling av komponenter	18
4.3	Frekvensneddeling	18
4.4	Kabling av RF-signaler	18
5	TEST OG VERIFIKASJON	19
6	KONKLUSJON	19
	Litteratur	21
A	KOMPONENTER	22
A.1	Sender	22
A.1.1	Synthesizer	22
A.1.2	Sirkulator	23
A.1.3	Mikser	23
A.1.4	Effektforsterker	23
A.1.5	Dempere	23
A.1.5.1.1	Faste dempere	23
A.1.5.1.2	Variable demper	24
A.1.5.1.3	Variable demper	25
A.1.5.1.4	Styring for variable dempere	25
A.1.6	Switch	25
A.1.7	Terminering	25
A.1.8	Oscillator	25
A.1.9	Nivåkonverter/frekvensdeler	26
A.1.10	Antenne	26
A.2	Mottaker	26

A.2.1	Syntesizer	26
A.2.2	Sirkulator	27
A.2.3	Miksere	27
A.2.3.1	1. Lo mikser	27
A.2.3.1.1	IQ demodulator	28
A.2.4	Forsterkere	28
A.2.4.1.1	RF-forsterker	28
A.2.4.1.2	IF-forsterker	28
A.2.4.1.3	Basebånd-forsterker	29
A.2.5	Filtere	29
A.2.5.1.1	RF båndpassfilter	29
A.2.5.1.2	IF båndpassfilter	29
A.2.5.1.3	Lavpassfilter	29
A.2.6	Dempere	30
A.2.6.1.1	Faste dempere	30
A.2.6.1.2	Variable dempere	30
A.2.6.1.3	Styring for variable dempere	31
A.2.7	Terminering	31
A.2.8	Effekt-deler	31
A.2.9	Oscillatorer	31
A.2.9.1.1	150 MHz oscillator	31
A.2.9.1.2	200 MHz oscillator	32
A.2.10	Nivåkonverter/divider	32
A.2.11	Antenne	32
	FORDELINGSLISTE	33



## **RF-MASKINVARE FOR DIGITAL BISTATISK RADAR**

### **1 BAKGRUNN**

FFI prosjekt 726, Digital Multistatisk Radar, har arbeidet både teoretisk og praktisk med et multistatisk radarkonsept. Konseptstudiet har hatt som mål å identifisere og løse tekniske problemstillinger forbundet med bruk av bi- og multistatiske radarsystemer. Prosjekt 726 har blitt gjennomført fire grunnleggende studier for å kartlegge eventuelle teknologiske utfordringer rundt bi- og multistatisk radar. Disse studiene innbefatter:

- Bruk av bi- og multistatisk radar for kortholds luftvern (8)
- Analyse og sammenligning av mono-, bi- og multistatisk deteksjonssannsynlighet (9)
- Synkronisering (10)
- Utvikling av en mono-, bi- og multistatisk radardekningsimulator (11)

I tillegg har prosjektet bygget en eksperimentell bistatisk radar for å understøtte de teoretiske studiene og det har vært gjennomført en rekke målekampanjer med radaren.

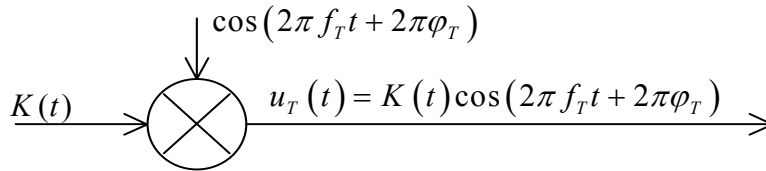
Det er bygget én sender og én mottager slik at det pr dato er et bistatisk oppsett. I et bistatisk radaroppsett er sender og mottager fysisk og/eller geografisk atskilt. Senderenheten som er egenutviklet i prosjektet sender kontinuerlig signal (CW) og mottakeren mottar eventuelt reflektert og/eller direktesignal. All nødvendig signalprosessering er tenkt utført på mottakerenheten i sann tid, se (1).

Dette dokument beskriver Radiofrekvens (RF) - komponentene i sender- og mottagersystemet. I kapittel 2 presenteres bakgrunnen for FFI prosjekt 726, Digital Multistatisk Radar (DiMuRa).

I kapittel 3 beskrives teori rundt sending og mottak av radiobølger. Radarsenderen og radar mottageren er beskrevet i detalj i kapittel 4. Oppkoblingen av RF-komponentene er beskrevet i kapittel 5, mens kapittel 6 beskriver test og verifikasjon av sender og mottager. Oppsummering og konklusjoner presenteres i kapittel 7.

### **2 TEORI RUNDT SENDING OG MOTTAK AV RADIOBØLGER**

I dette avsnittet vil grunnleggende teori rundt sending og mottak av radiobølger bli belyst. Figur 2.1 viser en skjematisk fremstilling av den matematiske modellen for signalbehandlingen i senderen (7). Dette er en sterkt forenklet modell i forhold til virkeligheten. De komponentene som ikke inngår i den matematiske modellen står i hovedsak for en skalering av signalet gjennom kjeden. Her blir det kun tatt hensyn til modulasjon.



Figur 2.1 Figuren viser en skjematisk fremstilling av den matematiske modellen for signalbehandlingen på sendersiden i radaren. Koden,  $K(t)$ , moduleres med bæreølgen, som har frekvens  $f_T$  og fase  $\varphi_T$ . Det modulerte signalet sendes deretter ut på antennen.

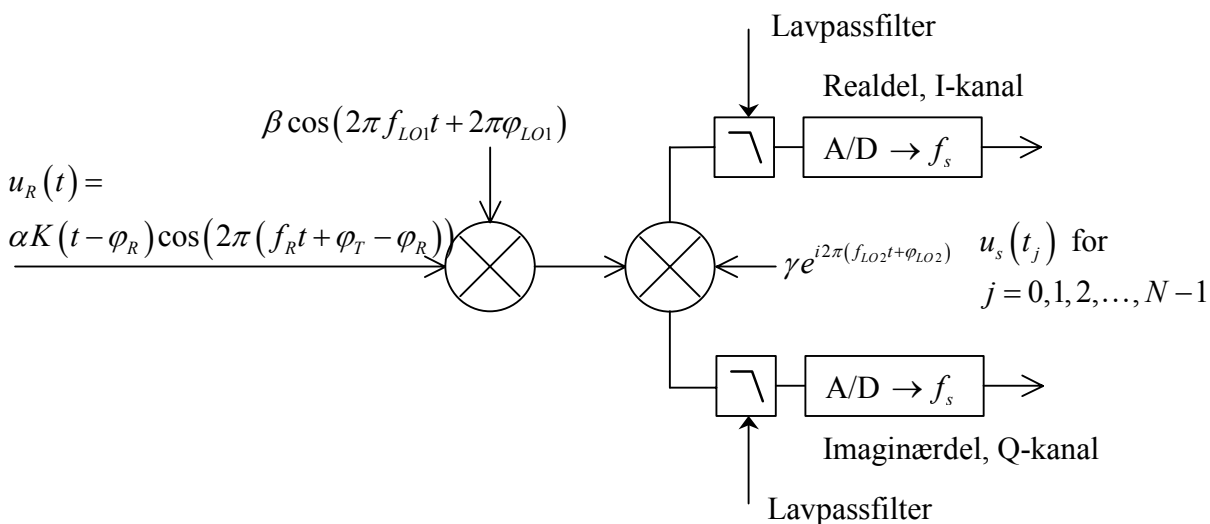
La  $K(t)$ ,  $t > 0$ , definere koden. Vi vil her kun se på binærfasekoding. Funksjonen  $K(t)$  antar kun verdiene  $K(t) = -1$  eller  $K(t) = 1$ . Koden består av  $M$  bit, og er periodisk med periode  $T$ , hvor  $T$  er

$$T = \frac{M}{B_{kode}} \quad (2.1)$$

hvor  $B_{kode}$  er kodens båndbredde. Bæreølgen har amplitude 1, frekvens,  $f_T$ , og fase,  $\varphi_T$ . Koden blandes med bæreølgen og gir signalet  $u_T(t)$  gitt ved

$$u_T(t) = K(t) \cos(2\pi f_T t + 2\pi\varphi_T), \quad t > 0. \quad (2.2)$$

Figur 2.2 viser en skjematisk fremstilling av den matematiske modellen for signalgangen etter mottak. Anta at vi kun har ett mål.



Figur 2.2 Figuren viser en skjematisk fremstilling av den matematiske modellen for signalgangen i mottageren. Mottatt signal  $u_R(t)$  består av en skalert bæreølge med frekvens  $f_R$  og fase  $\varphi_T - \varphi_R$ , pålagt en kode  $K(t)$ . Mottatt signal moduleres med en cosinusbølge med frekvens  $f_{LO1}$  og fase  $\varphi_{LO1}$ . Deretter demoduleres signalet i en I/Q-demodulator hvor blandeølgen har frekvens  $f_{LO2}$  og fase  $\varphi_{LO2}$ .

Hver av kanalene  $I$  og  $Q$  filtreres så med et lavpassfilter før de punktprøves med en punktprøvingssfrekvens  $f_s$ .

Vi mottar et skalert signal  $u_R(t)$  bestående av en bærebølge med frekvens  $f_R$  og fase  $\varphi_T - \varphi_R$ , pålagt en forsinket kode  $K(t)$ . Dette skriver vi

$$u_R(t) = \alpha K(t - \varphi_R) \cos(2\pi f_R t + 2\pi\varphi_T - 2\pi\varphi_R), \quad (2.3)$$

hvor  $\alpha$  er en reell størrelse. Signalet  $u_R(t)$  moduleres i første lokaloscillator,  $LO1$ , med en cosinusbølge med amplitude  $\beta$ , frekvens  $f_{LO1}$  og fase  $\varphi_{LO1}$ . Andre lokaloscillator,  $LO2$ , er en I/Q-demodulator med blandebølge med amplitude  $\gamma$ , frekvens  $f_{LO2}$  og fase  $\varphi_{LO2}$ . Signalet etter modulasjon, men før filtrering skrives da som

$$u_R(t) = \alpha K(t - \varphi_R) \cos(2\pi f_R t + 2\pi\varphi_T - 2\pi\varphi_R) \beta \cos(2\pi f_{LO1} t + 2\pi\varphi_{LO1}) \gamma e^{i(2\pi f_{LO2} t + 2\pi\varphi_{LO2})}. \quad (2.4)$$

## 2.1 Punktprøving (sampling)

En viktig prosess i digital signalbehandling er å bringe signalet fra analog til digital form. Vi tar utgangspunkt i en kontinuerlig funksjon,  $f(t)$ , som vi punktprøver ved konstante tidsintervaller,  $T$ . Dette gir opphav til funksjonen  $f(nT)$ , hvor  $n$  er en indeks. Dette er det samme som å multiplisere  $f(t)$  med et delta-pulstog  $\delta(t)$ . Dette kan da skrives som:

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} T f(nT) \delta(t - nT) \quad (2.5)$$

Fouriertransformasjonen,  $F_s(\omega)$ , av  $f_s(t)$  er:

$$\begin{aligned} F_s(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T f(nT) \delta(t - nT) e^{-j\omega t} dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega + n\omega_s) \end{aligned} \quad (2.6)$$

hvor  $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$ . En multiplikasjon i tidsdomenet gir en foldning i frekvensdomenet.

Fouriertransformasjonen av en diskret følge har et periodisk frekvensspekter. Dette medfører at vi får repetert spekteret  $F_s(\omega)$  for alle heltalls multipler av punktprøvingssfrekvensen ( $\frac{1}{T}$ ).

Under gitte forutsetninger kan  $f(t)$  gjenskapes fra  $F_s(\omega)$  ved å multiplisere med en filterfunksjon,  $G(\omega)$ .

$$F(\omega) = F_s(\omega) G(\omega) \quad (2.7)$$

Ved å multiplisere  $F_s(\omega)$  med  $G(\omega)$  båndpassfiltreres  $F_s(\omega)$  slik at alle multipler av spekteret utelukkes. Den inverse funksjon til  $G(\omega)$  er gitt ved  $\frac{\sin(\omega_0 t)}{\pi t}$ . Dette kommer av at  $G(\omega)$  er en firkantpuls. Relasjonene for transformasjon mellom tid- og frekvensplan er gitt av:  $F_s(\omega) \leftrightarrow f_s(t)$  og  $G(\omega) \leftrightarrow g(t)$ . Dette gir:

$$F_s(\omega)G(\omega) \leftrightarrow f_s(t) * g(t) \quad (2.8)$$

hvor  $*$  er foldning. Kombinasjon av ligning (2.5) og inversfunksjonen til  $G(\omega)$  innsatt i ligning (3.8) gir:

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} T f(nT) \delta(t - nT) * \frac{\sin(\omega_0 t)}{T_0 \omega_0 t / 2} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} T f(nT) \frac{\sin(\omega_0 (t - nT))}{T_0 \omega_0 (t - nT) / 2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Dette kan skrives som:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \frac{\sin(\omega_0 (t - nT))}{\omega_0 (t - nT)} \quad (2.10)$$

Her er  $\frac{T}{T_0/2} = 1$  og dette resultatet er kjent som punktprøvingsteoremet. Ved å flytte litt om på ligning (2.10) får vi:

$$\frac{1}{T} = 2 \left( \frac{1}{T_0} \right) \quad (2.11)$$

Dette er kjent som Nyquist-frekvensen og kan skrives som  $f_s = 2f_0$  og sier at punktprøvingfrekvensen må minst være dobbelt så høy som høyeste frekvens i signalet som punktprøves for at det originale signalet  $f(t)$  skal kunne gjenskapes fra  $F_s(\omega)$ . I praksis vil man punktprøve med en frekvens som er høyere enn  $2f_0$  for å forenkle implementasjonen av filteret  $G(\omega)$ . Hvis man punktprøver med  $f_s = 2f_0$  vil det resulterende spekteret være helt tett og filteret  $G(\omega)$  må ha helt rette flanker, hvilket i praksis er helt umulig. Filtre med relativt steile flanker kan konstrueres, men dette går på bekostning av signalets faseforskyvning gjennom filteret.

### 3 RADARSENDER OG -MOTTAGER SYSTEMBESKRIVELSE

Sender og mottager har forholdsvis lik oppbygging og består av:

- En PC for styring av sender/mottager
- Egenutviklede prosesseringskort plassert i en CompactPCI (cPCI) hylle (2),(3),(4)
- Egenutviklet I/O-kort for bl a A/D- og D/A-konvertering og kodeutklokking
- Tids- og frekvens- synkronisering med GPS-disiplinerte rubidiumsoscillatorer (5)
- Egenutviklede RF-komponenter (sender og mottager)
- Sender/mottager antenne
- Trådløs kommunikasjonslink for systemovervåking og parameter nedlasting
- UPS for å sikre avbruddsfri drift ved midlertidig strømbrudd

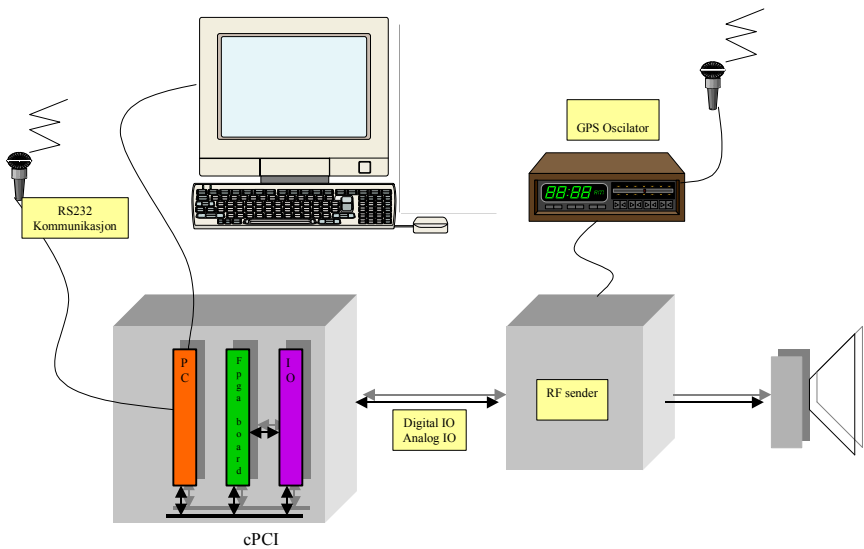
Sender og mottager er plassert i hvert sitt 19" rack med høyde henholdsvis 16u og 24u (1u~44mm), se Figur 3.1.



Figur 3.1 Bilde av sender- og mottagerrack. Sender til venstre

### 3.1 Skjematisk oversikt over senderenheten

I senderenheten genereres koden fra digitaldelen som mellomfrekvens (IF) -signal inn til RF-enheten. Her moduleres signalet opp til senderfrekvensen og sendes videre til antennen. Se Figur 3.2. Senderfrekvensen og styrken på utgangssignalet styres fra digitaldelen.



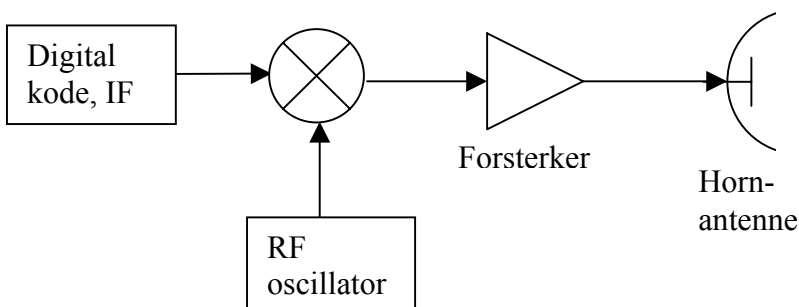
Figur 3.2 Blokkskjema over senderenheten i bistatisk radar

### 3.2 RF-sender

RF-senderen kan beskrives med fem grunnleggende komponenter:

1. Digital kode, IF
2. RF-oscillator
3. IF-RF blander
4. Forsterker
5. RF-sender antenne

Sammenkoblingen av disse komponentene er vist i Figur 3.2. Den digitale koden er den informasjonsbærende delen av radarsignalet. RF-oscillatoren gir bæreølgefrekvensen, heretter kalt radarens sendefrekvens. IF-RF blanderen legger det informasjonsbærende signalet på bæreølgen. Differansen mellom høyeste og laveste frekvens i IF-signalet gir signalets båndbredde (BW). Forsterkeren forsterker så RF-signalet til ønsket signalstyrke. I antennen omformes det elektriske signalet til en rettet elektromagnetisk bølge. Her vil antennens åpningsvinkel gi antennens forsterkning relativt til en isotrop rundtstrålende signalkilde.

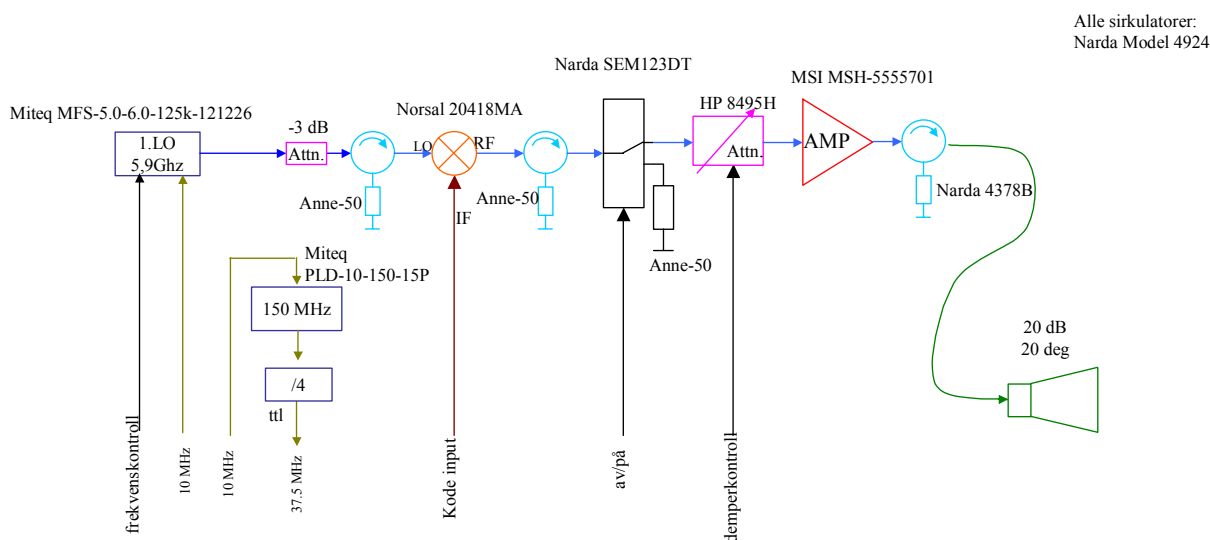


Figur 3.3 Flytskjema for RF-senderen

Figur 3.2 viser en forenklet fremstilling av RF-senderen, mens et fullstendig flytskjema for senderen er vist i Figur 3.3. Fra venstre mot høyre har vi:

- Lokaloscillator, 1.LO
- 3 dB dempeledd
- Circulator
- LO/IF blander
- Sirkulator
- Av/på bryter
- Dempeledd, stillbart (0- -70 dB i steg á 10 dB)
- Forsterker (33 dB)
- Sirkulator
- Antenne

Spesifikasjoner på komponentene finnes i appendiks A.1.



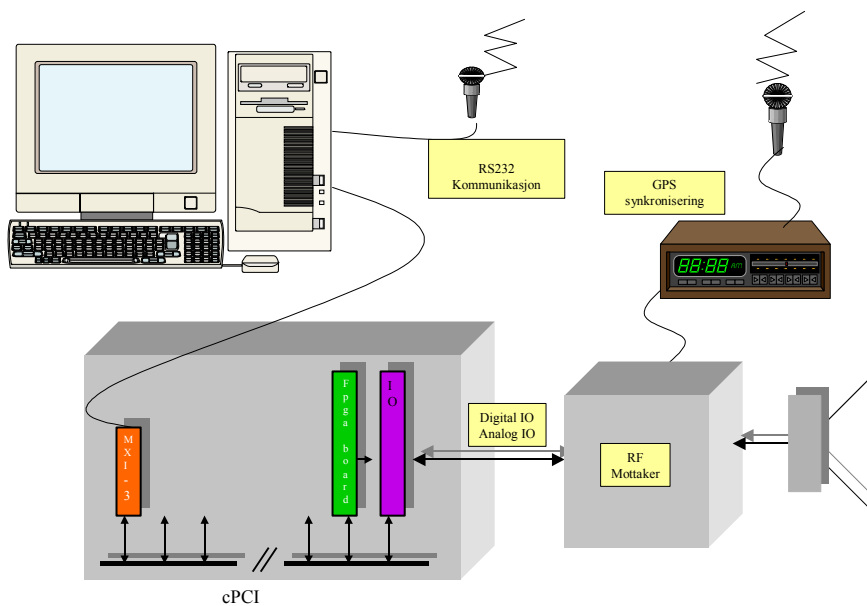
Figur 3.4 Fullstendig flytskjema for RF-senderen

Lokaloscillatoren genererer bærebølgefrequensen og er innstillbar i frekvensområdet 5-6 GHz i steg á 125 kHz. Ønsket frekvens programmeres fra PCen via Field Programable Gate Array (FPGA) (2)- og I/O-kortet (3). 3 dB dempeleddet er plassert der for signaltilpasning. Sirkulatorene er plassert mellom dempeleddet og blanderen for å hindre eventuelle refleksjoner og lekkasjer fra blandetrinnet å nå frem til lokaloscillatoren. I lokaloscillatoren blandes bærebølgen og det informasjonsbærende signalet, som i vårt tilfelle er koden. Ønsket kode velges fra PC og sendes via FPGA- og I/O-kort. Etter I/O-kortet sendes koden inn på en operasjonsforsterker og deretter lavpassfiltreres koden før den blandes med bærebølgen. Vi fant det hensiktsmessig å plassere en bryter etter blandetrinnet slik at senderen kan skrus av og på uten å skru av bærebølgen og kodegenereringen. Bryteren er styrt fra PCen via FPGA- og I/O-kortet. Dempeleddet mellom bryteren og forsterkeren er plassert der for å kontrollere utsendt effekt fra senderen. Den går fra 0-70 dB i steg á 10 dB. Dempeleddet styres fra PCen via FPGA-

og I/O-kortet. Effektforsterkeren øker signalet med maksimalt 33 dB. Mellom forsterkeren og hornet har vi plassert en sirkulator. Dette for å hindre refleksjoner og eventuelle mottatte signaler i antennen i å nå utgangen på effektforsterkeren. Sist i kjeden sitter antennen, pr dags dato brukes hornantenner med en åpningsvinkel i elevasjon og azimuth på ca 20° samt en  $\lambda/4$  monopolantenne (rundtstrålende). Man kan anvende den antennen man finner hensiktsmessig.

### 3.3 Skjematisk oversikt over mottager

I mottakeren går signalet fra antenne til RF-mottager der det moduleres ned i to trinn før det sendes videre til digitaldelen for digitalisering, lagring og eventuelt prosessering, se Figur 3.4 Mottakerfrekvens og demping av mottatt signal i RF-delen styres fra digitaldelen.



Figur 3.5 Blokkskjema over mottakerenheten i bistatisk radar

### 3.4 RF-mottager

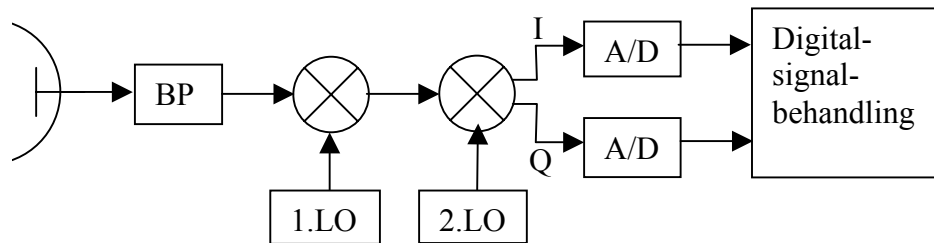
RF-mottageren kan beskrives med ni grunnleggende komponenter:

- Antenne
- Båndpassfilter
- 1. lokaloscillator
- 1. IF-RF blander
- 2. lokaloscillator
- I-Q demodulator
- 2 analog til digital omformere
- Digital signalbehandlings modul

Radiobølger mottas på antennen og båndpassfiltreres før første demulering. Den første



demoduleringen bringer det mottatte signalet fra ca 6 GHz ned til en mellomfrekvens på ca 200 MHz. Andre demodulator bringer signalet ned til ca 5 MHz og splitter signalet i to strømmer:  $I$  og  $Q$ .  $I$ - og  $Q$ -kanal er fasedreid i forhold til hverandre med  $90^\circ$ .  $I$ - og  $Q$ -kanalene sendes inn på hver sin analog til digital konverter, for så videre å bli behandlet digitalt i prosesseringsenheten.

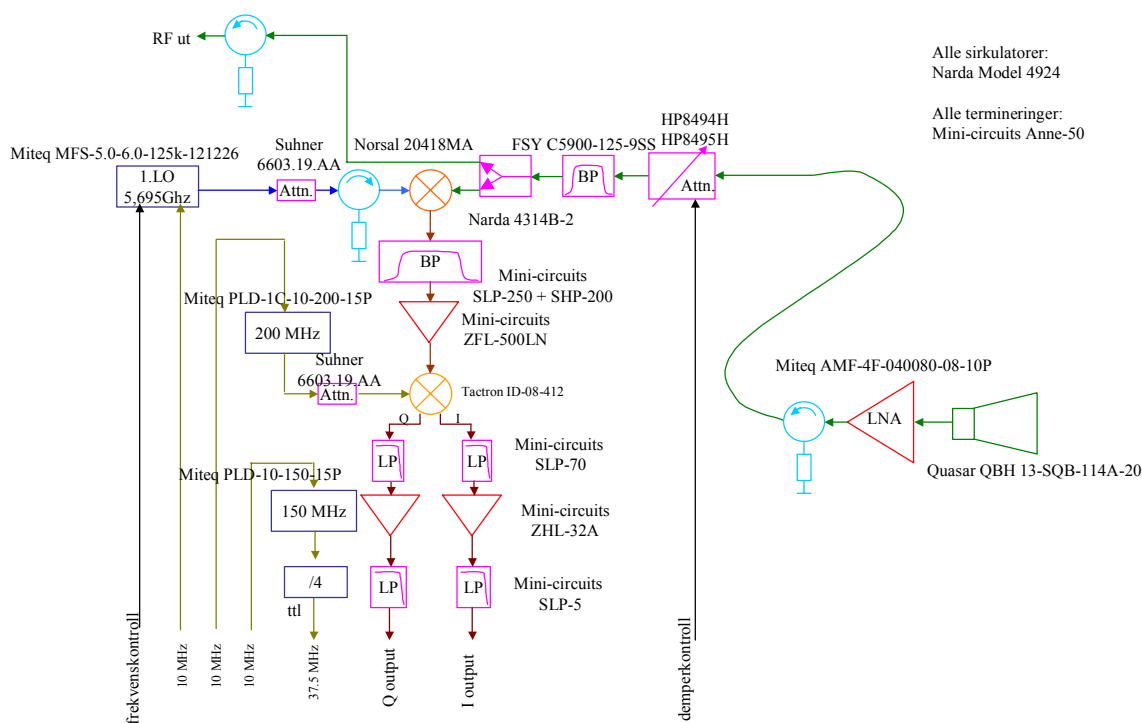


Figur 3.6 Forenklet flytskjema for RF-mottager

Figur 3.6 viser en forenklet fremstilling av RF-mottager, men et fullstendig flytskjema for mottageren er vist i Figur 3.6. Blokkene i flytskjemaet er:

- Antenne
- Lav-støy forsterker (LNA)
- Sirkulator
- Stillbart dempeledd
- Båndpassfilter
- Effekt-deler
- Blandetrinn
- Lokaloscillator, 1.LO
- 3 dB dempeledd
- Sirkulator
- Båndpassfilter
- Forsterker
- I/Q-demodulator
- To forsterkere
- To lavpassfiltre
- 150 MHz oscillator
- 200 MHz oscillator

Spesifikasjoner på komponentene finnes i appendiks A.2.



Figur 3.7 Fullstendig flytskjema for RF-mottager

Først i kjeden sitter antennen, pr dags dato bruker vi hornantenner med en åpningsvinkel i elevasjon og azimuth på ca  $20^\circ$ . Her kan man alternativt anvende den antennen man finner hensiktsmessig. Montert på hornet sitter en Low Noise Amplifier (LNA) som forsterker det mottatte signalet. LNAen er montert så nær hornet som mulig for å redusere tap i signalstyrke.

Etter LNAen er det plassert en sirkulator hvis hensikt er å hindre lekkasjer og refleksjoner i å nå utgangen på LNAen. Et dempeledd er plassert mellom sirkulatoren og båndpassfilteret for å kontrollere signalnivået inn til mottageren. Fysisk sett er dette to dempere som er plassert i serie. Det ene dempeleddet går fra 0-70 dB i steg á 10 dB og det andre dempeleddet går fra 0-11 dB i steg á 1 dB. Dempeleddet styres fra PCen via FPGA- og I/O-kortet. Fra dempeleddet går signalet inn i et båndpassfilter for å skille ut ønsket frekvensområde og begrense båndbredden på mottatt signal. Etter filteret splittes signalet i to grener. Den ene grenen går gjennom en sirkulator og ut av mottageren på en plugg for å gi tilgang til mottatt signal før nedmodulering. Den andre grenen går til demodulatoren. På venstre side av figuren er lokal oscillator som genererer demodulasjonssignalet. Lokaloscillatoren er lik den i senderen og er justerbar i frekvensområdet 5-6 GHz i stapp av 125 kHz. Ønsket svingefrekvens programmeres fra PCen via FPGA- og I/O-kortet. Ut fra demodulatoren kommer et Intermediate Frequency (IF) signal med senterfrekvens 205 MHz. Dette signalet båndpassfiltreres før det forsterkes. Etter forsterkeren kommer I-Q-demodulatoren. Signalene inn til I-Q-demodulatoren er: IF-signalet og et demoduleringsignal fra en 200 MHz oscillator. I- og Q-kanal er fasedreid i forhold til hverandre med  $90^\circ$ . Demoduleringen av IF med 200 MHz gir to nye signaler med senterfrekvens på 5 MHz. Disse to signalene lavpassfiltreres, forsterkes og lavpassfiltreres på

nytt før de sendes til I/O-kortet for analog til digital konvertering. For å styre punktprøvningsfrekvensen har vi en 150 MHz oscillator. Dette 150 MHz signalet divideres med fire før det sendes til FPGA-kortet. På FPGA-kortet deles frekvensen på to, og vi har dermed en punktprøvningsfrekvens på 18.75 MHz i både *I*- og *Q*-kanal. Med en senter frekvens på 5 MHz i det demodulerte signalet og en punktprøvningsfrekvens på 18.75 MHz, har vi en oversampling på ca to ganger med signalbåndbredde ca 5 MHz.

Første lokaloscillator (5-6 GHz), 200 MHz- og 150 MHz-oscillatorene er alle faselåst til 10 MHz signalet fra den GPS-disiplinerte referansen.

### 3.5 Trådløs kommunikasjonslink

For å øke brukervennligheten av den bistatiske radaren ble sender og mottager utstyrt med en trådløs kommunikasjonslink for fjernstyring og parameternedlasting. Ved hjelp av denne fjernkontrollinken kan én person kontrollere både sender og mottager, fra mottageren. Ved hjelp av linken er det også mulighet for å avlese senderens statusinformasjon fra mottakeren.

Kommunikasjonslinken er implementert ved bruk av to radiomodemer tilknyttet PCen via en RS232 seriell linje. Kommunikasjonen er halv dupleks og har en maksimal hastighet på 9600 baud. Programvare for å håndtere enkle feil i kommunikasjonen er implementert i både sender- og mottager- programvaren.

### 3.6 Frekvens- og tids- synkronisering med GPS-disiplinert referanse

Synkronisering i tid og frekvens gjøres ved hjelp av GPS-disiplinerte rubidiumoscillatorer (5). Sekundpulsen (1 PPS<sup>1</sup>) fra GPS-mottageren brukes til tidssynkronisering og angir kodestarttidspunkt. Frekvenssynkronisering skjer ved hjelp av GPS-disiplinerte 10 MHz rubidiumoscillatorer. Disse brukes som referanse for alle andre frekvenser generert i sender og mottager. Fra oscillatoren er det et sett med 10 MHz utganger og en 1 Hz utgang som alle er disiplinert til GPS signalene. Langtidsstabiliteten er god da den er styrt av Cesium og Rubidium atomklokker ombord i de forskjellige GPS-satellittene. Korttidsstabiliteten er gitt av lokaloscillator, som i vårt tilfelle er en rubidiumoscillator.

## 4 OPPKOBLING AV RF-KOMPONENTER

RF-maskinvaren ble montert i en 19" kasse. Den valgte kassen var ikke sterk nok strukturelt, ettersom noen av komponentene var relativt tunge ( kraftforsyning og oscillatoren). Ved et eventuelt redesign bør kassen byttes med en strukturelt kraftigere kasse. For å forenkle monteringen ble komponentene skrudd fast i kassens bunnplate.

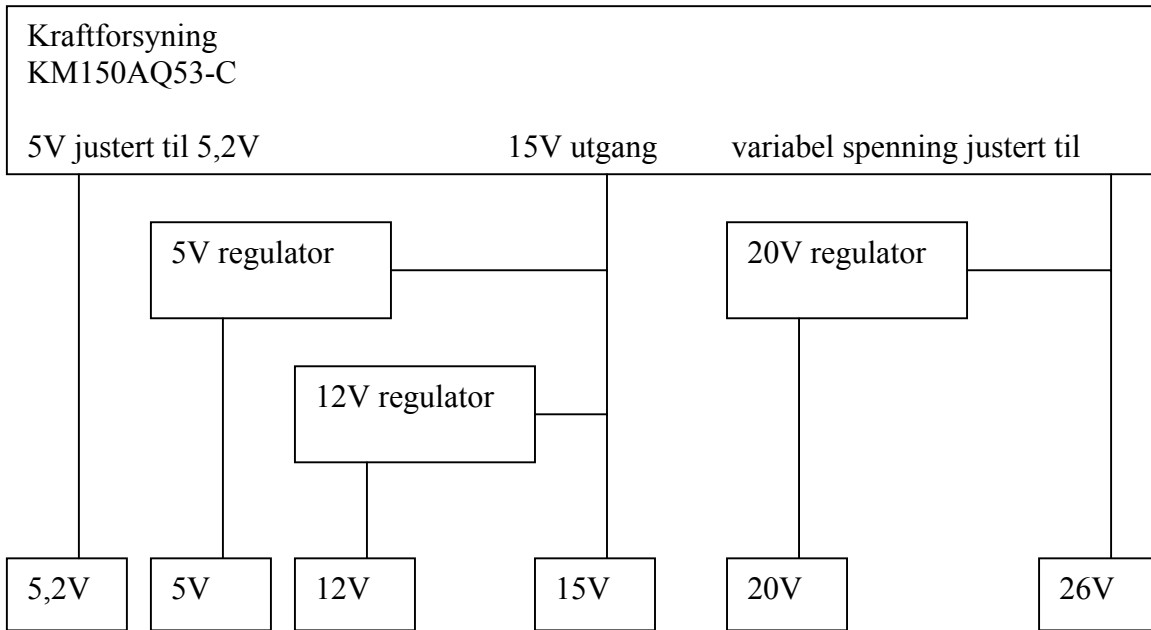
### 4.1 Kraftforsyning

Flere av komponenten trenger forskjellige spenninger, dette ble løst ved at vi kjøpte inn en kraftforsyning (KM150AQ53-C) med tre forskjellige utspenninger: 5 V, 15 V og

---

<sup>1</sup> Pulse-Per-Second

en variabel spenningsutgang. Komponentene trenger spenningene: 5 V, 5,2 V, 12 V, 15 V, 20 V og 26 V. 5 V utgangen ble justert opp til 5,2 V. En 5 V og en 12 V regulator ble koblet til 15 V utgangen. 20 V spenningen ble laget ved å sette en justerbar spenningsregulator på den regulerbare utgangen som ble justert til 26 V. Dette gav oss alle nødvendige spenninger. For at kraftforsyningen skal være stabil må den ha en minimumslast. Da vi har varierende last er det satt inn lastmotstander for å overholde kravet til minimumslast til enhver tid. I ettertid ser vi at det hadde vært bedre å kjøpe en kraftforsyning dedikert til hver spenning. En skisse av kraftforsyningen er vist i Figur 4.1.



Figur 4.1 Logisk skjema over kraftforsyningen

## 4.2 Kjøling av komponenter

Kraftforsyningen, regulatorene og noen av komponentene forbruker en del effekt og trenger derfor kjøling. Det ble derfor montert kjølefiner på spenningsregulatorene og effektforsterkeren. Effektforsterkeren i sender fikk i tillegg en egen vifte. Oscillatoren ble også utstyrt med en dedikert vifte.

## 4.3 Frekvensneddeling

Til punktprøvingslogikken og kodeutsendelseslogikken ble 150 MHz klokka delt ned til en firedel. Dette ga oss ønskt frekvensdeling (37.5 MHz). Vi trengte også nivåjustering for tilpasning til digitalt signalnivå.

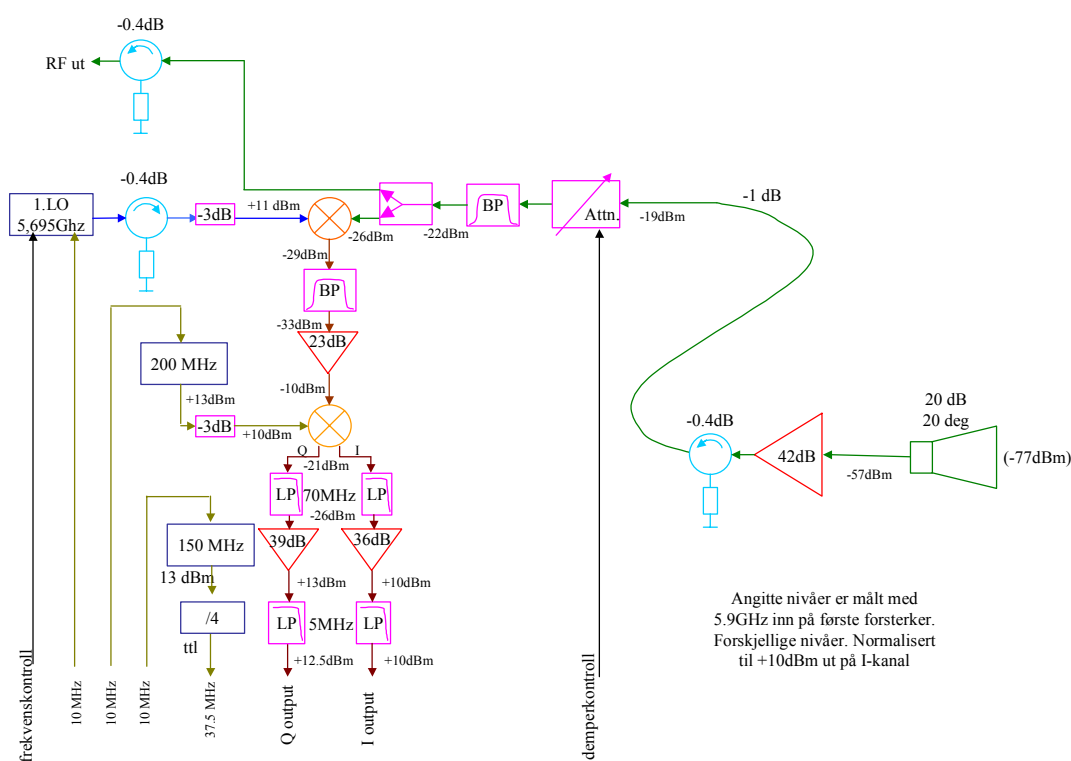
## 4.4 Kabling av RF-signaler

For sammenkobling av RF-signaler med frekvens over 1 GHz, er det brukt en ”semi-rigid” kabel (Sucoform SM141PE). Denne kabelen er stiv, men likevel enkel å forme. Kabelen er montert

med Sub Miniature Type-A (SMA) kontakter. For signaler med frekvens under enn 1 GHz brukte vi koaksialkabel (RG-58 og RG-174). Koaksialkablene er også montert med SMA-kontakter. For kontrollsignaler er det brukt flatkabel. Til kraftforsyningen er det brukt flettet kabel hvor tverrsnitt ble valgt ut fra effektbehov.

## 5 TEST OG VERIFIKASJON

Ved oppstart av systemene ble noen nivåer og frekvenser målt med spektrumsanalysator og RF-effektmetre. Det meste av test og verifikasjon er foretatt ved bruk av systemet. Etter innledende bruk av systemet ble signalnivåene i mottakeren målt, se Figur 5.1. Nivåene i figuren angir hvilke signalnivåer som skal til for at datakonverterne på *I*- og *Q*-kanal skal gi fullt utslag (+10 dBm). De programmerbare demperne er satt til 0 dB demping. Det er ikke gjort noen målinger for å sjekke stabiliteten over tid eller over varierende temperaturområder.



Figur 5.1 Målte signalnivåer i mottakeren

## 6 KONKLUSJON

Denne rapporten beskriver RF-maskinvare brukt i en teknologidemonstrator utviklet for bistatisk radar. RF-maskinvaren ble bygd for å gi praktisk erfaring med bruk av bistatisk radar, samt kompetanseoppbygging på utvikling og bruk av RF-komponenter. Maskinvaren har gitt god nok ytelse til å gjennomføre alle planlagte tester og målekampanjer, (10) (12). Maskinvaren har ikke satt noen begrensinger for testene eller redusert noen av resultatene.

Støynivået i mottageren er noe høyere enn forventet. Støynivået i mottageren kan senkes ved å minske prosessert båndbredde, dette kan gjøres ved å benytte smalere filtre med steilere flanker. Dette gjelder spesielt IF (205 MHz). Fasefeil og amplitudeubalansen mellom  $I$ - og  $Q$ - kanal i mottakeren innfører noe feil i prosesseringen. Dette kommer av unøyaktighet i forsterkerne plassert etter  $I/Q$ -demodulatoren. En mulig forbedring av dette er å lage  $I$  og  $Q$  digitalt eller anvende forsterkere med mindre spredning. En digital  $I/Q$ -demodulator krever at punktprøvningsfrekvensen dobbes, med dagens båndbredde og frekvens er dette realiserbart.

Vi har flere ganger sett store fordeler ved å bygge maskinvaren selv. Først og fremst når det har vært behov for forandringer, men også ved at vi har en langt større forståelse for signalgangen. Det gjør at vi lettere kan se problemer og muligheter ved nye løsninger.

**Litteratur**

- (1) Johnsen Terje, Olsen Karl Erik, Johnsrud Steinar, Gundersen Rune, Bjordal Halvor, Tansem Ivar, Sørnes Per (2002): Multistatisk CW radar – konsept, FFI/RAPPORT-2002/01767
- (2) Sørnes, Per (2002): FPGA kort II, FFI/RAPPORT-2002/02364
- (3) Sørnes, Per (2002): IO kort, FFI/RAPPORT-2002/02365
- (4) Tansem, Ivar (2002): Digital multistatisk sender og mottaker. FFI/RAPPORT-2002/01931
- (5) Johnsen Terje (2002): Frekvens- og tidssynkronisering ved bruk av GPS disiplinerte referanser, FFI/RAPPORT-2002/00701, Begrenset
- (6) PLX Technology (200): PLX PCI Host SDK Software Development Kit
- (7) Olsen K E, Johnsen T, Johnsrud S (2001): To-dimensjonal digital signalprosessering for å skille radarmål i avstand og hastighet, FFI/RAPPORT-2001/04787, BEGRENSET
- (8) Norland R, Gundersen R (2001): A Multistatic Low Probability of Intercept Concept for Low-level Air Defence, NATO-RTO Symposium on Passive and LPI Radio Frequency Sensors, Warsaw, Poland, 23-25/4-2001
- (9) Gundersen R, Norland R (2001): Spatial predictions of the probability of detection of low signature targets using bistatic and multistatic radar systems versus monostatic radar systems, NATO-RTO Symposium on Passive and LPI Radio Frequency Sensors, Warsaw, Poland, 23-25/4-2001
- (10) Olsen K E, Johnsen T, Johnsrud S, Gundersen R, BJORDAL H, Tansem I, Sørnes P (2002): Radarmålinger med bistatisk CW radar, FFI/RAPPORT- 2002/02373, BEGRENSET
- (11) Olsen K E, Johnsen T (2001): Predictions of multistatic radar coverage over hilly terrain, NATO-RTO Symposium on Passive and LPI Radio Frequency Sensors, Warsaw, Poland, 23-25/4-2001
- (12) Johnsen T, Gundersen R, Olsen K E, Johnsrud S, Tansem I, Sørnes S (2002): Bistatiske radarmålinger av helikopter, FFI/RAPPORT-2002/01764

## A KOMPONENTER

### A.1 Sender

#### A.1.1 Synthesizer

Miteq MFS-5.0-6.0-125k-121226.

Overflatetemp under drift	:	0 – 60 °C
Frekvensområde	:	5.0 – 6.0 GHz i 125 kHz trinn.
Innstillingshastighet	:	10 ms typisk, 100 ms maks.
Utgangseffekt	:	13 dBm min.
Utgangseffekt-variasjon	:	±1.5 dB maks.
Referanse inngang	:	10 MHz, 0±3 dBm
Spurious outputs, In-band	:	-70 dBc minimum
Spurious outp, Out-of-band	:	-65 dBc minimum
Fasestøy, offset 10 Hz	:	-60 dBc
Fasestøy, offset 100 Hz	:	-78 dBc
Fasestøy, offset 1 kHz	:	-95 dBc
Fasestøy, offset 10 kHz	:	-98 dBc
Fasestøy, offset 100 kHz	:	-100 dBc
Fasestøy, offset 1 MHz	:	-120 dBc
Fasestøy, offset 10 MHz	:	-140 dBc
Harmonisk output	:	-20 dBc typisk
Utgangsimpedans	:	50 ohm nominell
VSWR	:	1,5:1 maksimum, alle faser
Regulering (pwr?)	:	±5%
Støy og ripple	:	10 mV p-p maks
Frekvenskontroll	:	BCD, TTL parallele linjer.
Alarm	:	In-lock, TTL aktiv høy
VCO låst-spenning	:	2-15 V
DC krav	:	20 V, 1 A typisk
	:	5,2 V, 0,8 A typisk

Interface-plugg, pinout:

1. Ground
2. +20 VDC
3. +5.2 VDC
4. Test point
5. TTL alarm
6. Phase Voltage
7. 100 MHz(8)
8. 100 MHz(4)
9. 100 MHz(2)
10. 100 MHz(1)
11. 10 MHz(8)
12. 10 MHz(4)
13. 10 MHz(2)
14. Ground
15. +20 VDC
16. +5.2 VDC



- 17. 10 MHz(1)
- 18. 1 MHz(8)
- 19. 1 MHz(4)
- 20. 1 MHz(2)
- 21. 1 MHz(1)
- 22. 125 kHz(8)
- 23. 125 kHz(4)
- 24. 125 kHz(2)
- 25. 125 kHz(1)

#### A.1.2 Sirkulator

##### Coax Circulator Model 4924

Frekvensområde	: 4-8 GHz
Isolasjon	: 20 dB min
Tap	: 0.4 dB maks
VSWR	: 1.25:1 Maks
Spiseseffekt, forover og bakover	: 50 W
Gjennomsnittseffekt, forover og bakover	: 15 W
Temperaturområde	: -20 til 65 °C

#### A.1.3 Mikser

##### Norsal 20418MA

Frekvensområde LO/RF	: 4-18 GHz
Frekvensområde IF	: DC-4 GHz
Temperaturområde	: -55 til 100°C
Konverteringstap/støytall	: 5.0 dB typisk, 8.0 dB maks, IF<2 GHz : 7.5 dB typisk, 9.0 dB maks, IF>2 GHz
Isolasjon LO-RF	: 35 dB typisk, 20 dB min
Isolasjon LO-IF	: 30 dB typisk
Isolasjon RF-IF	: 25 dB typisk
Inngang 1dB kompressjon	: +5 dBm typisk med LO +10 til +13 dBm
Inngang To-tone IP3	: +15 dBm typisk med LO +10 til +13 dBm
VSWR LO 5-6 GHz	: 2.6:1
VSWR RF 5-6 GHz	: 2.5:1

#### A.1.4 Effektförsterker

##### MSI MSH-5555701

Frekvensområde	: 4-8 GHz
Gain	: 32 dB min
Støyfaktor	: 6.0 dB maks
Utgangseffekt, 1 dB komp.	: +33 dBm min
IP3	: +43 dBm typisk
VSWR inn	: 2.0:1 maks
VSWR ut	: 2.0:1 min
DC inngang	: +15 V, 2.0 A

#### A.1.5 Dempere

##### A.1.5.1.1 Faste dempere

##### Suhner 6603.19.AA

Demping : 3 dB  
Nøyaktighet :  $\pm 0.3$  dB

#### Suhner 6606.19.AA

Demping : 6 dB  
Nøyaktighet :  $\pm 0.3$  dB

#### Suhner 6610.19.AA

Demping : 10 dB  
Nøyaktighet :  $\pm 0.5$  dB

#### Suhner 6620.19.AA

Demping : 20 dB  
Nøyaktighet :  $\pm 0.5$  dB

Alle:

Frekvensområde : DC – 18 GHz  
VSWR : <1.35  
Effekt : 2W ved 30°C. Faller lineært til 0W ved 130°C  
Temperaturfølsomhet :  $<10^{-4}$  dB/dB°C  
Effektfølsomhet :  $<10^{-3}$  dB/dBW  
Maks spenning : 160V (50  $\Omega$ )

#### A.1.5.1.2 Variable demper

##### HP 8494H

Frekvensområde : DC – 18 GHz  
Dempingsområde : 0 – 11 dB, 1 dB stepp  
VSWR 8 GHz : 1.5  
VSWR 12.4 GHz : 1.8  
VSWR 18 GHz : 1.9  
Tap ved 0 dB demping: 0.6 dB + 0.09 dB/GHz  
Dempingsnøyaktighet : Bedre enn  $\pm 0.7$  dB DC til 12.4 GHz  
: Bedre enn  $\pm 0.9$  dB DC til 18 GHz  
Effekt : 1W kontinuerlig, 100 W peak 10  $\mu$ s maks  
Levetid : Minst 5 millioner omkoblinger pr dempeseksjon  
Solenoid-driving : 20-30 V, 2.7 W  
Omkoblingstid : <20 ms

##### HP 8495H

Frekvensområde : DC – 18 GHz  
Dempingsområde : 0 – 70 dB, 10 dB step  
VSWR 8 GHz : 1.25  
VSWR 12.4 GHz : 1.5  
VSWR 18 GHz : 1.7  
Tap ved 0dB demping: 0.4 dB + 0.07 dB/GHz  
Dempingsnøyaktighet :  $\pm 3$  dB DC til 12.4 GHz  
:  $\pm 4$  dB DC til 18 GHz  
Effekt : 1W kontinuerlig, 100 W peak 10  $\mu$ s maks  
Levetid : Minst 5 millioner omkoblinger pr dempeseksjon  
Solenoid-driving : 20-30 V, 2.7 W  
Omkoblingstid : <20 ms

### A.1.5.1.3 Variable demper

HP 8495H

Frekvensområde	: DC – 18 GHz
Dempingsområde	: 0 – 70 dB, 10 dB step
VSWR 8 GHz	: 1.25
VSWR 12.4 GHz	: 1.5
VSWR 18 GHz	: 1.7
Tap ved 0dB demping:	0.4 dB + 0.07 dB/GHz
Dempingsnøyaktighet	: ±3 dB DC til 12.4 GHz : ±4 dB DC til 18 GHz
Effekt	: 1 W kontinuerlig, 100 W peak 10 µs maks
Levetid	: Minst 5 millioner omkoblinger pr dempeseksjon
Solenoid-driving	: 20-30 V, 2.7 W
Omkoblingstid	: <20 ms

### A.1.5.1.4 Styring for variable dempere

Variabel demper styres med TTL-signaler fra IO-kortet i senderPC'en. Konvertering fra TTL til 24V driv er gjort som foreslått i databladet til demperen.

### A.1.6 Switch

Narda SEM123DT

TTL styring.

Intern terminering.

Indikatortilkobling.

Intern suppressor diode.

Frekvensområde	: DC til 18 GHz
Innkoblingstap, 3-8 GHz	: 0.3 dB maks
VSWR, 3-8 GHz	: 1.3:1 maks
Isolasjon, 3-8 GHz	: 70 dB min

### A.1.7 Terminering

Narda 4378B

Frekvensområde	: DC – 18 GHz
Gjennomsnittseffekt	: 5 W maks
Spisseffekt	: 2 kW maks
VSWR	: $1.05 + 0.015 * f(\text{GHz})$

Minicircuits Anne-50

Frekvensområde	: DC-20 GHz
Returtap, 4-10 GHz	: 30 dB typisk
Effekt	: 0.5 W maks

### A.1.8 Oscillator

Miteq PLD-10-150-15P

Utgangsfrekvens	: 150 MHz
Utgangseffekt	: +13 dBm min
Variasjon utgangseffekt	: ±1 dB maks, 0-60°C
Fasestøy	: -82 dBc ved 1Hz offset
Harmonisk støy	: -20 dBc maks
Spurious støy	: -80 dBc maks

Referanse frekvens	: 10 MHz
Referanse nivå	: $0 \pm 3$ dBm
VSWR	: 1.5:1 nominell
DC input	: +15 V, 130mA
	: +5 V, 200mA

### A.1.9 Nivåkonverter/frekvensdeler

For gjøre om nivået fra +13 dBm til TTL og dele 150 MHz ned til 37.5 MHz ble det satt sammen et lite design. +13 dBm i 50 $\Omega$  er ca 2.8 V p-p. Ved å fjerne DC-komponenten (kondensator i serie) og trekke DC-nivået i signalet til ca 1.4V med et motstandsnettverk med totalimpedans ca 50  $\Omega$  får vi TTL-nivåer i signalet. Signalet er en sinus, så vi får veldig slake flanker, men ved å bruke en inngang med schmidt-trigger funksjonalitet unngår vi problemer pga dette. Signalet brukes til å klokke en to-bits teller ("dele på 4"). Utgangen fra telleren går inn på et buffer som er i stand til å drive TTL-nivå over en 50  $\Omega$  linje.

### A.1.10 Antenne

Quasar QBH 13-SQB-114A-20 horn	
Frekvensområde	: 4.90-7.05 GHz
VSWR	: 1.25 maks
Åpningsvinkel	: ca 20 grader
Gain	: 20 dB

QRA13-MZH-114-A-N-F coax til waveguide konverter

Frekvensområde	: 4.90-7.05 GHz
VSWR	: 1.15 maks

## A.2 Mottager

### A.2.1 Syntesizer

Miteq MFS-5.0-6.0-125k-121226.

Overflatetemp under drift	: 0 – 60 °C
Frekvensområde	: 5.0 – 6.0 GHz i 125 kHz trinn.
Innstillingshastighet	: 10 ms typisk, 100 ms maks.
Utgangseffekt	: 13 dBm min.
Utgangseffekt-variasjon	: $\pm 1.5$ dB maks.
Referanse inngang	: 10 MHz, $0 \pm 3$ dBm
Spurious outputs, In-band	: -70 dBc minimum
Spurious outp, Out-of-band	: -65 dBc minimum
Fasestøy, offset 10 Hz	: -60 dBc
Fasestøy, offset 100 Hz	: -78 dBc
Fasestøy, offset 1 kHz	: -95 dBc
Fasestøy, offset 10 kHz	: -98 dBc
Fasestøy, offset 100 kHz	: -100 dBc
Fasestøy, offset 1 MHz	: -120 dBc
Fasestøy, offset 10 MHz	: -140 dBc
Harmonisk output	: -20 dBc typisk
Utgangsimpedans	: 50 ohm nominell
VSWR	: 1,5:1 maksimum, alle faser
Regulering (pwr?)	: $\pm 5\%$
Støy og ripple	: 10 mV p-p maks
Frekvenskontroll	: BCD, TTL paralelle linjer.

Alarm	: In-lock, TTL aktiv høy
VCO låst-spenning	: 2-15 V
DC krav	: 20 V, 1 A typisk
	: 5,2 V, 0,8 A typisk

#### Interface-plugg, pinout:

1. Ground
2. +20 VDC
3. +5.2 VDC
4. Test point
5. TTL alarm
6. Phase Voltage
7. 100 MHz(8)
8. 100 MHz(4)
9. 100 MHz(2)
10. 100 MHz(1)
11. 10 MHz(8)
12. 10 MHz(4)
13. 10 MHz(2)
14. Ground
15. +20 VDC
16. +5.2 VDC
17. 10 MHz(1)
18. 1 MHz(8)
19. 1 MHz(4)
20. 1 MHz(2)
21. 1 MHz(1)
22. 125 kHz(8)
23. 125 kHz(4)
24. 125 kHz(2)
25. 125 kHz(1)

#### A.2.2 Sirkulator

##### Coax Circulator Model 4924

Frekvensområde	: 4-8 GHz
Isolasjon	: 20 dB min
Tap	: 0.4 dB maks
VSWR	: 1.25:1 Maks
Spisseeffekt, forover og bakover	: 50 W
Gjennomsnittseffekt, forover og bakover	: 15 W
Temperaturområde	: -20 til 65 °C

#### A.2.3 Miksere

##### A.2.3.11. Lo mikser

##### Norsal 20418MA

Frekvensområde LO/RF	: 4-18 GHz
Frekvensområde IF	: DC-4 GHz
Temperaturområde	: -55 til 100°C

Konverteringstap/støytall	: 5.0 dB typisk, 8.0 dB maks, IF<2 GHz
	: 7.5 dB typisk, 9.0 dB maks, IF>2 GHz
Isolasjon LO-RF	: 35 dB typisk, 20 dB min
Isolasjon LO-IF	: 30 dB typisk
Isolasjon RF-IF	: 25 dB typisk
Inngang 1 dB kompressjon	: +5 dBm typisk med LO +10 til +13 dBm
Inngang To-tone IP3	: +15 dBm typisk med LO +10 til +13 dBm
VSWR LO 5-6 GHz	: 2.6:1
VSWR RF 5-6 GHz	: 2.5:1

#### A.2.3.1.1 IQ demodulator

Tactron ID-08-412	
Frekvensområde LO	: 190-210 MHz
Frekvensområde RF	: LO $\pm$ 50 MHz
Frekvensområde I og Q	: DC-50 MHz
Konverteringstap	: 9.0 dB maks
Amplitude ubalanse	: 0.4 dB maks
Fase ubalanse	: 3.0° maks
Isolasjon LO-RF	: 35 dB min
Isolasjon LO-IF	: 30 dB min
VSWR	: 1.5:1 maks

#### A.2.4 Forsterkere

##### A.2.4.1.1 RF-forsterker

Miteq AMF-4F-040080-08-10P	
Frekvensområde	: 4-8 GHz
Gain	: 34 dB min
Gainvariasjon	: $\pm$ 1 dB maks
Støytall	: 0.80 dB maks
Utgangseffekt	: +10 dBm min
Ikkeodeleggende inneffekt	: +10 dBm maks
VSWR	: 2.00:1 maks
DC tilførsel	: 15 V, 160 mA nominell

##### A.2.4.1.2 IF-forsterker

Mini-circuits ZFL-500LN	
Frekvensområde	: 0.1-500 MHz
Gain	: 24 dB min
Gainvariasjon	: $\pm$ 0.5 dB maks
Utgangseffekt (1 dB komp.)	: +5 dBm min
Ikke ødeleggende inneffekt	: +5 dBm maks
Støytall	: 2.9 dB typ
3.orden I.P	: +14 dBm
VSWR inn	: 1.5:1
VSWR ut	: 1.6:1
DC tilførsel	: 15 V, 60 mA

### A.2.4.1.3 Basebånd-forsterker

#### Mini-circuits ZHL-32A

Frekvensområde	: 0.05-130 MHz
Gain	: 25 dB min
Gainvariasjon	: $\pm 1.0$ dB maks
Utgangseffekt (1 dB komp.)	: +29 dBm min
Ikke ødeleggende inneffekt	: +10 dBm maks
Støytall	: 10 dB typ
3.orden I.P	: +38 dBm
VSWR inn	: 2:1
VSWR ut	: 2:1
DC tilførsel	: +24 V, 600 mA

### A.2.5 Filtere

#### A.2.5.1.1 RF båndpassfilter

##### FSY microwave, inc. C5900-125-9SS

Senterfrekvens	: 5.9 GHz nominell
I.L.(?) ved 5.9 GHz	: 2.0 dB maks
1 dB passbånd	: 5.85 til 5.95 GHz minimum
Demping ved 5.81 og 5.99 GHz	: 40 dBc minimum

#### A.2.5.1.2 IF båndpassfilter

##### Mini-circuits SHP-200 høypass

Demping >40 dB	: DC-90 MHz
Demping >20 dB	: 90-116 MHz
Demping =3 dB	: 164 MHz
Demping <1 dB	: 185-800 MHz
VSWR stopband	: 17:1 typisk
VSWR passband	: 1.6:1 typisk
Inngangseffekt	: 0.5 W maks

##### Mini-circuits SLP-250 lavpass

Demping <1 dB	: DC-225 MHz
Demping =3 dB	: 250 MHz
Demping >20 dB	: 320-400 MHz
Demping >40 dB	: 400-1200 MHz
VSWR passband	: 1.7:1
VSWR stopband	: 18:1
Inngangseffekt	: 0.5 W maks

#### A.2.5.1.3 Lavpassfilter

##### Mini-circuits SLP-5

Demping <1 dB	: DC-5 MHz
Demping =3 dB	: 6 MHz
Demping >20 dB	: 8-10 MHz
Demping >40 dB	: 10-200 MHz
VSWR passband	: 1.7:1
VSWR stopband	: 18:1

Inngangseffekt: 0.5 W maks

## A.2.6 Dempere

### A.2.6.1.1 Faste dempere

Suhner 6603.19.AA

Demping : 3 dB

Nøyaktighet :  $\pm 0.3$  dB

Suhner 6606.19.AA

Demping : 6 dB

Nøyaktighet :  $\pm 0.3$  dB

Suhner 6610.19.AA

Demping : 10 dB

Nøyaktighet :  $\pm 0.5$  dB

Suhner 6620.19.AA

Demping : 20 dB

Nøyaktighet :  $\pm 0.5$  dB

Alle:

Frekvensområde : DC – 18 GHz

VSWR :  $< 1.35$

Effekt : 2 W ved 30°C. Faller lineært til 0 W ved 130°C

Temperaturfølsomhet :  $< 10^{-4}$  dB/dB°C

Effektfølsomhet :  $< 10^{-3}$  dB/dBW

Maks spenning : 160 V (50  $\Omega$ )

### A.2.6.1.2 Variable dempere

HP 8494H

Frekvensområde : DC – 18 GHz

Dempingsområde : 0 – 11 dB, 1 dB step

VSWR 8 GHz : 1.5

VSWR 12.4 GHz : 1.8

VSWR 18 GHz : 1.9

Tap ved 0 dB demping: 0.6 dB + 0.09 dB/GHz

Dempingsnøyaktighet: Bedre enn  $\pm 0.7$  dB DC til 12.4 GHz

: Bedre enn  $\pm 0.9$  dB DC til 18 GHz

Effekt : 1W kontinuerlig, 100 W peak 10  $\mu$ s maks

Levetid : Minst 5 millioner omkoblinger pr dempeseksjon

Solenoid-driving : 20-30V, 2.7 W

Omkoblingstid :  $< 20$  ms

HP 8495H

Frekvensområde : DC – 18GHz

Dempingsområde : 0 – 70 dB, 10dB step

VSWR 8 GHz : 1.25

VSWR 12.4 GHz : 1.5

VSWR 18 GHz : 1.7

Tap ved 0 dB demping: 0.4 dB + 0.07 dB/GHz



Dempingsnøyaktighet	: $\pm 3$ dB DC til 12.4 GHz
	: $\pm 4$ dB DC til 18 GHz
Effekt	: 1 W kontinuerlig, 100 W peak 10 $\mu$ s maks
Levetid	: Minst 5 millioner omkoblinger pr dempeseksjon
Solenoid-driving	: 20-30 V, 2.7 W
Omkoblingstid	: $< 20$ ms

#### A.2.6.1.3 Styring for variable dempere

Variabel demper styres med TTL-signaler fra IO-kortet i senderPC'en. Konvertering fra TTL til 24 V driv er gjort som foreslått i databladet til demperen.

#### A.2.7 Terminering

Minicircuits Anne-50

Frekvensområde	: DC-20 GHz
Returtap, 4-10 GHz	: 30 dB typisk
Effekt	: 0.5 W maks

#### A.2.8 Effekt-deler

Narda 4314B-2

Frekvensområde	: 4-8 GHz
VSWR in	: 1.35 maks
VSWR ut	: 1.25 maks
Innkoblingstap	: 0.6 dB maks
Isolasjon	: 20 dB min
Amplitudeforskjell	: 0.2 dB maks
Faseforskjell	: 2.0 ° maks
Effekt, lastVSWR $< 2$	: 20 W kontinuerlig maks
Effekt, lastVSWR $=\infty$	: 3 W kontinuerlig maks

#### A.2.9 Oscillatorer

##### A.2.9.1.1 150 MHz oscillator

Miteq PLD-10-150-15P

Utgangsfrekvens	: 150 MHz
Utgangseffekt	: +13 dBm min
Variasjon utgangseffekt	: $\pm 1$ dB maks, 0-60°C
Fasestøy	: -82 dBc ved 1 Hz offset
Harmonisk støy	: -20 dBc maks
Spurious støy	: -80 dBc maks
Referanse frekvens	: 10 MHz
Referanse nivå	: $0 \pm 3$ dBm
VSWR	: 1.5:1 nominell
DC input	: +15 V, 130 mA
	: +5 V, 200 mA

### A.2.9.1.2 200 MHz oscillator

#### Miteq PLD-1C-10-200-15P

Utgangsfrekvens	: 200 MHz
Utgangseffekt	: +13 dBm min
Variasjon utgangseffekt	: $\pm 1$ dB maks, 0-60°C
Fasestøy	: -82 dBc ved 1Hz offset
Harmonisk støy	: -20 dBc maks
Spurious støy	: -80 dBc maks
Referanse frekvens	: 10 MHz
Referanse nivå	: $0 \pm 3$ dBm
VSWR	: 1.5:1 nominell
DC input	: +15 V, 250 mA
	: +5 V, 200 mA

### A.2.10 Nivåkonverter/divider

For gjøre om nivået fra +13 dBm til TTL og dele 150 MHz ned til 37.5 MHz ble det satt sammen et lite design. +13 dBm i 50  $\Omega$  er ca 2.8 Vp-p. Ved å fjerne DC-komponenten (kondensator i serie) og trekke DC-nivået i signalet til ca 1.4 V med et motstandsnettverk med totalimpedans ca 50  $\Omega$  får vi TTL-nivåer i signalet. Signalet er en sinus, så vi får veldig slake flanker, men ved å bruke en inngang med schmidt-trigger funksjonalitet unngår vi problemer pga dette. Signalet brukes til å klokke en to-bits teller ("dele på 4"). Utgangen fra telleren går inn på et buffer som er i stand til å drive TTL-nivå over en 50  $\Omega$  linje.

### A.2.11 Antenne

#### Quasar QBH 13-SQB-114A-20 horn

Frekvensområde	: 4.90-7.05 GHz
VSWR	: 1.25 maks
Åpningsvinkel	: ca 20 grader
Gain	: 20dB

#### QRA13-MZH-114-A-N-F coax til waveguide konverter

Frekvensområde	: 4.90-7.05 GHz
VSWR	: 1.15 maks

## FORDELINGSLISTE

FFIE Dato: 12 Juni 2002

RAPPORTTYPE (KRYSS AV)		RAPPORT NR.	REFERANSE	RAPPORTENS DATO				
<input checked="" type="checkbox"/>	RAPP	<input type="checkbox"/>	NOTAT	<input type="checkbox"/>	RR	2002/01751	FFIE/170/726	12 Juni 2002
RAPPORTENS BESKYTTELSESGRAD				ANTALL EKS UTSTEDT	ANTALL SIDER			
UGRADERT				42	33			
RAPPORTENS TITTEL				FORFATTER(E)				
RF-MASKINVARE FOR DIGITAL BISTATISK RADAR				GUNDERSEN Rune, JOHNSRUD Steinar, SØRNES Per, JOHNSEN Terje				
FORDELING GODKJENT AV FORSKNINGSSJEF				FORDELING GODKJENT AV AVDELINGSSJEF:				
John-Mikal Størdal				Johnny Bardal				

## EKSTERN FORDELING

## INTERN FORDELING

ANTALL	EKS NR	TIL	ANTALL	EKS NR	TIL
1		Major Sverre Vestad, LVI	14		FFI-Bibl
1		Rådgiver Tore Belsnes, FO/E	1		Adm direktør/stabssjef
1		FO/SST	1		FFIE
1		IKT System Partner AS	1		FFISYS
		P.O.Box 5061	1		FFIBM
		NO-1503 Moss	1		FFISYS
			1		FFIBM
			1		FFIN
			1		John-Mikal Størdal
			1		Halvor Bjordal
			1		Karl Erik Olsen
			1		Terje Johnsen
			1		Ivar Tansem
			1		Steinar Johnsrud
			1		Per Sørnes
			1		Rune Gundersen
			1		Kirsten Kvernsveen
			1		Øyvind Thingsrud
			1		Haakon Vinge
			1		Leif Hanssen
			5		FFIE Arkiv
					FFI-veven

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.