


HOVEDPROSJEKT:



*S-bånd  
Telemetrimottaker*

FORFATTERE:

Andreas Bjerknes Taranrød  
Eskil Viksand Olufsen  
Tom Erik Wittingsrud Roberg  
Vegard Øen

Dato:

19. Mai 2004

## Sammendrag av hovedprosjekt

Tittel:	S-bånd Telemetrimottaker S-band Telemetry Receiver	Nr. : 1 Dato : 19/5-04
Deltaker(e):	Andreas Bjerknes Taranrød Eskil Viksand Olufsen Tom Erik Wittingsrud Roberg Vegard Øen	
Veileder(e):	Odd Olav Walmann og Arne Wold Arne Myhre	
Oppdragsgiver:	Forsvarets Forskningsinstitutt	
Kontaktperson:	Terje Angeltveit	
Stikkord (4 stk)	Telemetri, Høgfrekvens, Downconverting, Demodulering	
Antall sider: 107	Antall bilag: 3	Tilgjengelighet (åpen/konfidensiell): åpen
Kort beskrivelse av hovedprosjektet:		
<p>FFI driver med blant annet målinger gjort med forskningsraketter. For dette trenger man sender og mottaker som fungerer i frekvensbåndet for space research og earth exploration-satellite som er fra 2,2GHz til 2,3GHz. FFI har i dag en løsning som er dyr, gammel og som de ønsker å bytte ut. En sender er allerede under utvikling og har vært hovedprosjekt her på HiG de to foregående årene</p> <p>Vi skal lage en prototyp på en S-bånd (2,2Ghz til 2,3GHz) telemetrimottaker som skal ta imot data fra sendere i forskningsraketter som skytes opp fra bla. Andøya.</p> <p>Siden det har vært en rivende utvikling på komponenter til dette formålet skal denne prototypen på sikt erstatte utstyr som i sin tid kostet en kvart million kr. Kostnaden på prototypen kommer på sin side til å ligge på bare noen få tusen i komponentkostnader.</p> <p>Vi velger selv leverandører av komponenter og hvordan vi vil løse de tekniske løsningene for å realisere prosjektet. Likevel er det en del rammer som allerede er satt siden senderen som vår mottaker skal kommunisere med allerede er laget. Modulasjon er FSK, dataraten skal være på minst 1Mbit/s og vi skal bruke S-båndet. Mottakeren skal kunne stilles inn på forskjellige kanaler i båndet, den skal kunne gi ut informasjonen på TTL nivå og det er også ønskelig med måling av mottatt signal-effekt.</p> <p>Prosjektarbeidet har resultert i en fungerende prototyp, som tilfredsstillende de aller fleste gitte krav fra oppdragsgiver.</p>		

## Forord

Hovedprosjektet er en obligatorisk og avsluttende del i den treårige ingeniørutdanningen ved Høgskolen i Gjøvik. Prosjektet går over det siste vårsemesteret og er på 15 studiepoeng.

Det var mange ulike typer oppgaver å velge mellom. Vi valgte denne oppgaven da den virket utfordrende og siden et stort emneområde ble dekket.

Vi vil takke vår oppdragsgiver FFI, representert ved Terje Angeltveit for den utfordrene oppgaven, samt god oppfølging og bistand under prosjektet. Samtidig vil vi takke våre veiledere Odd Olav Walmann og Arne Wold for råd og veiledning underveis. Vi vil i tillegg takke laboratorieingeniør Arne Myhre for bistand i den praktiske delen av prosjektarbeidet.

Gjøvik 19.05.2004

---

Andreas Bjerknes Taranrød

---

Eskil Viksand Olufsen

---

Tom Erik Wittingsrud Roberg

---

Vegard Øen

## Innhold

1.0 Innledning .....	3
1.1 Definisjon av oppgaven .....	3
1.2 Målgruppe .....	3
1.3 Organisering av rapporten .....	3
1.4 Arbeidsform .....	4
2 Tekniske krav/Spesifikasjoner .....	5
3 Utvikling av prototyp .....	6
3.1 Downconverter .....	7
3.1.1 Valg av komponenter .....	8
3.1.1.1 Downconverter .....	8
3.1.1.2 Effektmåler .....	9
3.1.1.3 Mellomfrekvensfilter, 2.ordens Butterworth lavpass .....	10
3.1.2 Implementering .....	11
3.1.2.1 Downconverter, Max 2701 .....	11
3.1.2.2 MAXIM 2701 Evaluation Kit .....	12
3.1.2.3 Exposed Paddle .....	12
3.1.2.4 Effektmåler, AD8362 .....	12
3.2 Faselåst sløyfe .....	15
3.2.1 Valg av komponenter .....	16
3.2.1.1 Frekvenssyntetisator .....	16
3.2.1.2 Sløyfefilter .....	17
3.2.1.3 VCO(Voltage Controlled Oscillator) .....	18
3.2.1.4 Referanseoscillator .....	19
3.2.1.5 Mikrokontroller .....	19
3.2.1.6 RS-232 driver .....	20
3.2.2 Implementering .....	22
3.2.2.1 Design av sløyfefilter .....	23
3.2.2.2 Analog- to Digital Converter, ADC .....	24
3.2.2.3 Dempning av utgangssignalet fra VCO .....	24
3.3 Demodulator .....	25
3.3.1 Valg av komponenter .....	25
3.3.1.1 FSK Demodulator .....	25
3.3.1.2 Høyhastighets komparator .....	26
3.3.3 Implementering .....	27
3.4 Spenningsregulatorer .....	29
3.4.1 Regulator 5 volts .....	29
3.4.2 Regulator 3,3 volts .....	30
3.4.3 Justerbar lineær regulator .....	30
3.5 Realisering av kretsen .....	34
3.5.1 Bruk av Orcad .....	34
3.5.2 Konstruksjon .....	34
3.5.2.1 Skjerming .....	34
3.5.2.2 EMI filtre og avkoblingskondensatorer .....	35
3.5.2.3 Jordingsstrategi .....	35



3.5.2.4	Overføring av signaler .....	36
3.5.2.5	Plassering av kortene .....	36
4	Apparatur - Utstyr .....	37
5	Testing av prototyp .....	38
5.1	Målinger på forsterkertrinn i mottakeren .....	38
5.1.1	LNA og miksertrinn .....	38
5.1.2	VGA – Variable Gain Amplifier .....	39
5.2	Målinger på filter i mottakeren .....	42
5.2.1	Båndpass mikrostrip filter .....	42
5.2.1	Mellomfrekvensfilter .....	42
5.3	Testing av Faselåst sløyfe .....	43
5.3.1	Signal fra Faselåst Sløyfe .....	43
5.3.2	Tuningspenning .....	45
5.3.3	Signal fra referanseoscillator .....	46
5.4	Grensesnitt mot PC .....	47
5.4.1	Baudrate .....	47
5.4.2	Avstand mellom datapakker .....	48
5.5	Effektmåler .....	49
5.6	Målinger av ytelse for hele mottakeren .....	50
5.6.1	Datarate og signalnivå .....	50
5.6.2	Strømtrekk og spenningsforsyning .....	52
6	Diskusjon av resultater .....	53
6.1	Diskusjon av resultater for downconverter .....	53
6.1.1	Forsterkning i LNA og miksertrinn .....	53
6.1.2	Båndpassfilter .....	54
6.1.3	Effektmåler .....	54
6.1.4	Støy i mottager .....	54
6.2	Diskusjon av resultater for Faselåst Sløyfe .....	56
6.2.1	Uønskede frekvenskomponenter fra VCO .....	56
6.2.2	Ustabil frekvens fra VCO .....	56
6.2.3	Stråling fra VCO .....	57
6.2.4	Sløyfefilter .....	57
6.2.5	Kommunikasjon mot PC .....	57
6.3	Diskusjon av resultater for demodulator .....	58
6.3.1	Datahastighet .....	58
6.3.2	Uønsket skifting i komparator .....	58
6.3.3	Impedansetilpasning .....	58
7	Konklusjon .....	59
8	Litteraturliste .....	60
9	Vedlegg .....	62

## 1.0 Innledning

### 1.1 Definisjon av oppgaven

Vi skal lage en prototyp på en telemetrimottaker som skal motta data fra blant annet sendere på forskningsraketter som skytes opp fra Andøya. Mottakeren skal operere i S-båndet med frekvensområde fra 2,2GHz til 2,3GHz. En ny sender er allerede under utvikling hos FFI og har vært hovedprosjekt her på HiG de to foregående årene.

Det har vært en rivende utvikling på komponenter til bruk innefor dette frekvensområdet, særlig da i det nærliggende ulisensierte ISM-båndet der man blant annet finner WLAN og Bluetooth.

Mottakeren vi har i oppdrag å konstruere, skal på sikt erstatte utstyr som i sin tid kostet opptil en kvart million kroner. Komponentkostnadene på prototypen kommer til å bli betraktelig mindre.

Vi velger selv leverandører av komponenter og hvordan vi vil løse de tekniske løsningene for å realisere prosjektet. Likevel er det en del rammer som allerede er satt siden senderen som vår mottaker skal kommunisere med, er allerede laget av hovedprosjektet våren 2003 med Rødningsby og Skaare, se litteraturhenvisning punkt 3.

Modulasjonen er FSK, dataratene skal være på minst 1 Mbit/s og vi skal bruke S-båndet. Mottakeren skal kunne stilles inn på forskjellige kanaler i båndet, den skal kunne gi ut informasjonen på TTL nivå. Det er også ønskelig med måling av mottatt signaleffekt.

### 1.2 Målgruppe

Denne rapporten er skrevet først og fremst med tanke på elektroingeniører eller andre med lignende kompetanse ved oppdragsgiver Forsvarets Forskningsinstitutt. Det kreves en viss innsikt i de fleste av fagområdene innenfor elektronikk for å ha utbytte av denne rapporten.

### 1.3 Organisering av rapporten

Vi har valgt å legge vekt på at arbeidet som er gjort, skal presenteres så enkelt og greit som mulig for en elektroingeniør. Det er da forutsatt at leseren er inneforstått med en del teori som ligger bak mange av valgene og løsningene som er presentert i rapporten. Der det kreves, er det henvist til relevant stoff som omhandler teorien bak.

I tillegg kan det være en fordel å lese gjennom rapporten til Rødningsby/Skaare våren 2003 og Etnestad/Seljeftot våren 2002, se punkt 4 i litteraturhenvisning, da de valgte å ta med en del bakgrunnsstoff som dekker mange av de samme områdene som vi omhandler i vår rapport.

Siden vi tidlig i prosjektet bestemte oss for å dele oppgaven inn i tre hoveddeler, tar også rapporten for seg de tre hovedområdene i detalj der valgte enkeltkomponenter og løsninger er omhandlet. Rapporten syr også sammen de tre områdene og redegjør for den samlede

arbeidsprosessen og konstruksjonsutfordringer underveis. Testing og redegjørelse for sluttproduktet følger mot slutten av selve rapporten.

I vedleggene finner leseren programkoden til brukerprogrammet(ene) med kommentarer og en utfyllende forklaring til koden i mikrokontrolleren, samt grensesnitt mellom mikrokontrolleren og de andre enhetene. Skjemategninger, kretskortutlegg og måletabeller finnes også i vedleggene.

## 1.4 Arbeidsform

Siden gruppen består av fire medlemmer, delte vi oss tidlig opp i to grupper som arbeidet med hver sin del av mottakeren. Den ene gruppen konsentrerte seg om nedmiksing og demodulator trinnet, imens den andre gruppa konsentrerte seg om den programmerbare faselåste sløyfa med grensesnitt mot PC og brukerprogrammet der.

Internt i gruppa ble det samarbeidet tett hele veien selv om vi var delt i to undergrupper, dette mye fordi mesteparten av jobbingen med prosjektet for begge undergruppene foregikk på elektrolaboratoriet ved HiG. Vi hadde hyppige interne statusmøter for å utveksle erfaringer og diskutere løsninger, dette fungerte meget bra. Vi hadde et møte med oppdragsgiver, FFI på Kjeller i den innledende fasen av prosjektet, der fikk vi en omvisning og fikk en mer nøyaktig beskrivelse av hva som var ønsket av prosjektet. Alt av montering og produksjon har foregått ved HiG. Vi så ikke hensikten med å legge denne aktiviteten til oppdragsgiver eller andre egnede steder da dette ble vurdert til å stjele mye tid og ressurser, samt at utstyret ved HiG fungerte tilfredsstillende.

Offisielle statusmøter med veileder og Arne Wold har blitt holdt hver 3. uke, der ble det orientert om fremgang på prosjektet og vi hadde muligheten til å ta opp eventuelle problemer vi hadde underveis. Ellers har vi henvendt oss til Arne Wold ved spørsmål.

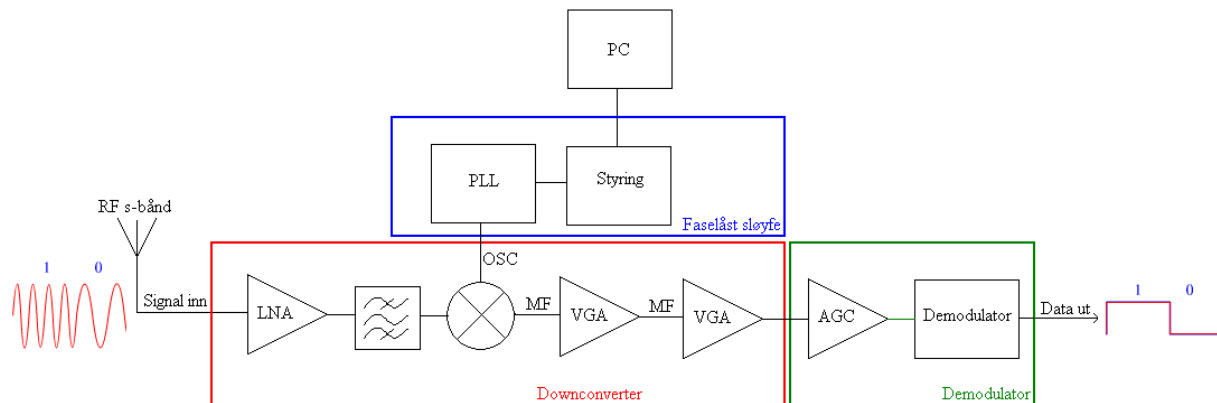
## 2 Tekniske krav/Spesifikasjoner

Oppgaven går i sin helhet ut på å konstruere en S-bånd telemetri mottaker som kan erstatte eksisterende mottaker og som har følgende kravspesifikasjon:

- Datahastighet på mottaker: 1 Mbit/s
- Frekvensområde: 2,2 - 2,3GHz
- Kanalavstand 500kHz
- Data fra mottaker på TTL nivå, ren bitstrøm. Bitstrøm på egen port.
- Avlesning av status på mottaker og setting av parametere på egen port:
- Kunne lese av:
  - Signalstyrke
  - Nåværende frekvens
- Kunne sette:
  - Bærefrekvens
- Fysiske krav/miljøkrav
  - Ingen krav til dimensjoner eller størrelse
  - Operasjonstemperatur og fuktighetskrav behøver ikke følge militære krav, holder med konvensjonelle komponenter(0-70C°).
- Kretsutlegg:
  - Utføres i Orcad
- Økonomi innen rimelighetens grenser
- Bruke mikrokontrollere med ISP (In-System Programmability).
- Kretsen skal kunne fungere uten tilknytning til PC. Da skal sist satte parametere være gjeldende.



### 3 Utvikling av prototyp



**Figur 1. Blokkskjema av mottaker**

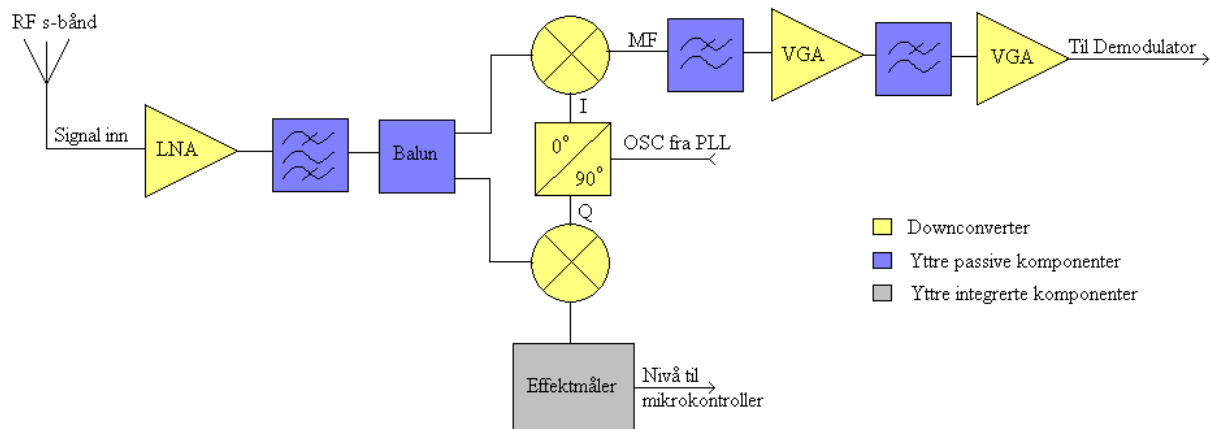
Mottakeren er delt inn i tre hovedblokker, ”downconverter”, ”faselåst sløyfe” og ”demodulator”, som man ser i Figur 1. Disse hovedblokkene er, i tillegg til å være logiske avgrensninger, utført på separate kort. Denne løsningen ble valgt for lettere å kunne dele arbeidsoppgaver og feilsøking på de tre kortene.

Signalet i S-båndet mottas i en antenne som er koblet til downconverteren. Her blir signalet forsterket, filtrert og mikset ned til mellomfrekvens. Den faselåste sløyfen sørger for at det blir generert en frekvens satt av brukeren. Det er denne frekvensen som blir mikset sammen med signalet fra S-båndet. Mellomfrekvensen blir i sin tur forsterket opp og filtrert med lavpassfilter før demodulatoren. Demodulatoren sørger for å få signalet demodulert og over på TTL nivå.

Det er utviklet et brukerprogram på PC der man setter mottaksfrekvens og leser av mottatt signalstyrke i mottakeren.

### 3.1 Downconverter

Downconverterblokken består av de fleste elementene som trengs for å få signalet filtrert, mikset og forsterket ned fra S-båndet til mellomfrekvens. Elementene er LNA, VGA med AGC, I/Q-demodulator og ett miksetrinn som foretar nedmiksingene til mellomfrekvens i kun ett steg. I tillegg er det her signalstyrken måles og videresendes til mikrokontrolleren for avlesning.



Figur 2. Blokkskjema av downconverter

#### LNA

Når signalet mottas fra antenne blir det først forsterket opp i LNA. LNA, "Low-noise amplifier" har ekstra høye krav til at egenstøyen holdes lav og at IIP3 er høy for å unngå interferens med nærliggende frekvenser. Den integrerte LNA som brukes, har egenstøy på 2 dB i følge datablad.

#### Mikrostrip båndpass filter

Dette er et 2.ordens båndpass mikrostrip filter beregnet i elnikk. Se Kap 5.2.1 for detaljer og karakteristikker.

#### Balun

Balunen er en 1 til 1 transformator kobling for 50Ω balansert til 50Ω ubalansert. Det er her signalet til I- og Q-kanal splittes.

#### Miksertrinn

Hele miksingene fra passband til baseband foretaes i dette ene trinnet. Her er i tillegg kvadratur generatoren som generer en I- og en Q kanal. Der Q kanalen er en 90° fasedreid kanal av I-kanalen. Miksertrinnet består altså av to mikserer som mikser hver sin kanal. I/Q demodulasjon av denne typen muliggjør de fleste modulasjonsformer. FSK modulasjon derimot bruker ikke fasedreid kanal. Utgangen fra Q-mikseren brukes derfor til signalstyrkemåling. Signalet fra utgangen til I-mikseren videreføres videre til første AGC og er nyttesignalet som blir utnyttet videre.

#### AGC/VGA

Etter mikseren kommer to variable forsterkere med AGC muligheter. Etter hver forsterker er det et lavpass mellomfrekvens filter.

## Effektmåler

Effekten i signalet måles etter Q-kanal mikseren og avleses i ADC i mikrokontrolleren. Forsterkningen før mikseren er noenlunde konstant, en konstant må derfor trekkes fra på målingene som blir foretatt i mikrokontrolleren for å få riktig verdi.

## 3.1.1 Valg av komponenter

### 3.1.1.1 Downconverter

MAX2701 ble valgt grunnet høy integrasjon og lav pris. Andre alternativer som ble vurdert var blant annet en tilsvarende komponent fra Analog, denne hadde færre elementer integrert og ble av den grunn forkastet. Det er flere fordelen med å ha mest mulig av blokkene i downconvertingen i en IC:

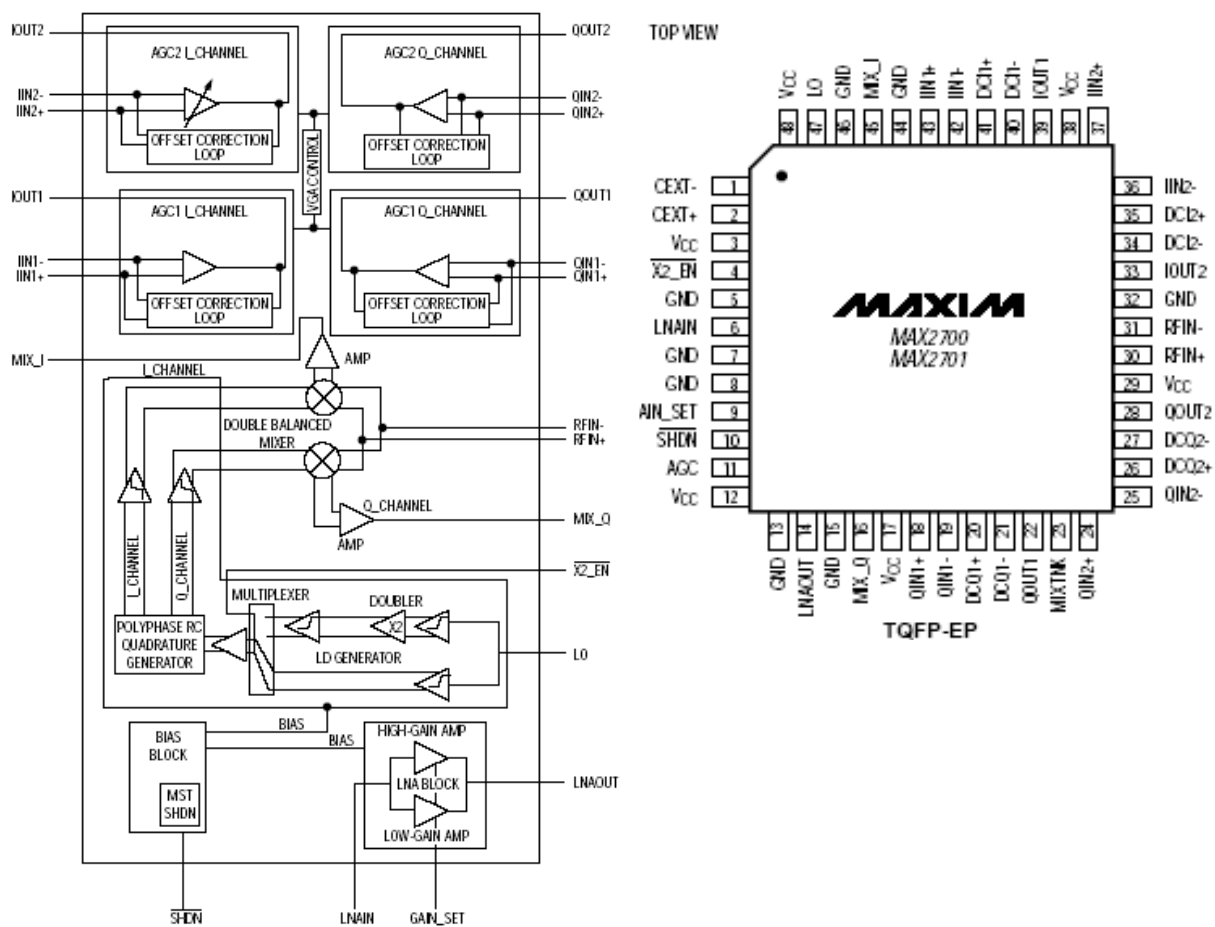
- Færre IC'er reduserer kostnaden og plassbehov.
- Løsningen er testet ut av leverandøren, som betyr at de fleste operasjonelle krav og ytelser er dokumenterte på forhånd. Spesielle hensyn som må tas ved valg av komponenter og ved design er gjerne også dokumentert.
- Høy integrasjon resulterer i at tid til feilsøking reduseres.

I tillegg kommer båndpass mikrostrip filteret på utgangen av LNA og de to RC lavpass mellomfrekvens filterne samt diverse tilpassnings komponenter.



<b>MAXIM MAX2701</b>	
Frekvensområde	2.1 – 2.5GHz
Driftspenning	2.7 – 3.3 V
Typisk Strømforbruk	167 – 235 mA
Temperaturområde	- 40 – + 85 grader

Figur 3. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.

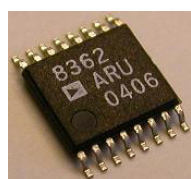


Figur 4. Funksjonsdiagram og pinnekonfigurasjon for MAX2701

Hele konverteringen fra S-båndet til mellomfrekvensbåndet skjer i MAX2701.

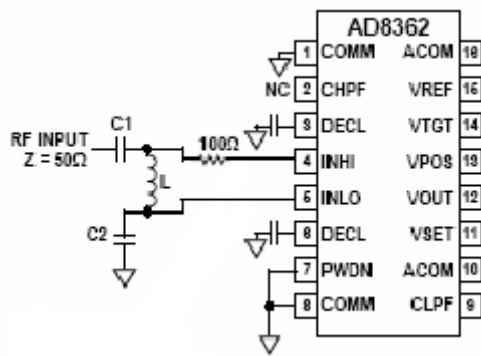
### 3.1.1.2 Effektmåler

For å kunne måle mottatt effekt trengte vi en effektmåler som kan gjøre den mottatte effekten om til en bitstrøm eller et spenningsnivå. Kravene var at den kunne måle effekten på mellomfrekvensen på 25MHz, i tillegg må den kunne måle effekten ved FSK-modulasjon. Et annet krav er at den kan gi ut målinger fra et akseptabelt effektområde, noe som betyr at den bør gi ut logaritmiske verdier. Etter en del søk fant vi at AD8362 fra Analog Devices oppfylder de kravene vi hadde. Spesifikasjoner finnes i Figur 5, oppkobling og pinnekonfigurasjon på Figur 6.



Analog Devices AD8362	
Innspenning	4.5 – 5.5V
Operasjonsområde	50Hz – 2.7GHz
Maks strømtrekk	24mA
Temperaturområde	-40 - +85 grader

Figur 5. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



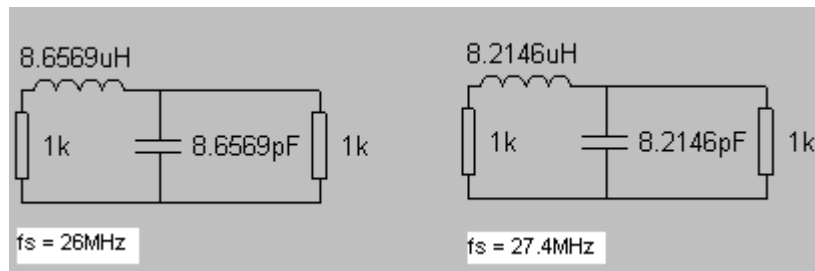
Andre spesifikasjoner	
Måleområde	-52 - +8dbm
Utspenning	0.32 – 3.52V
Modus	Lineær i desibel, 50mV/dB
Modulasjon	Alle modulasjonsformer

Figur 6. Pinneplassing og andre spesifikasjoner.

AD8362 skal helst ha et differensiert signal å måle på. En kobling for dette er skissert i databladet.

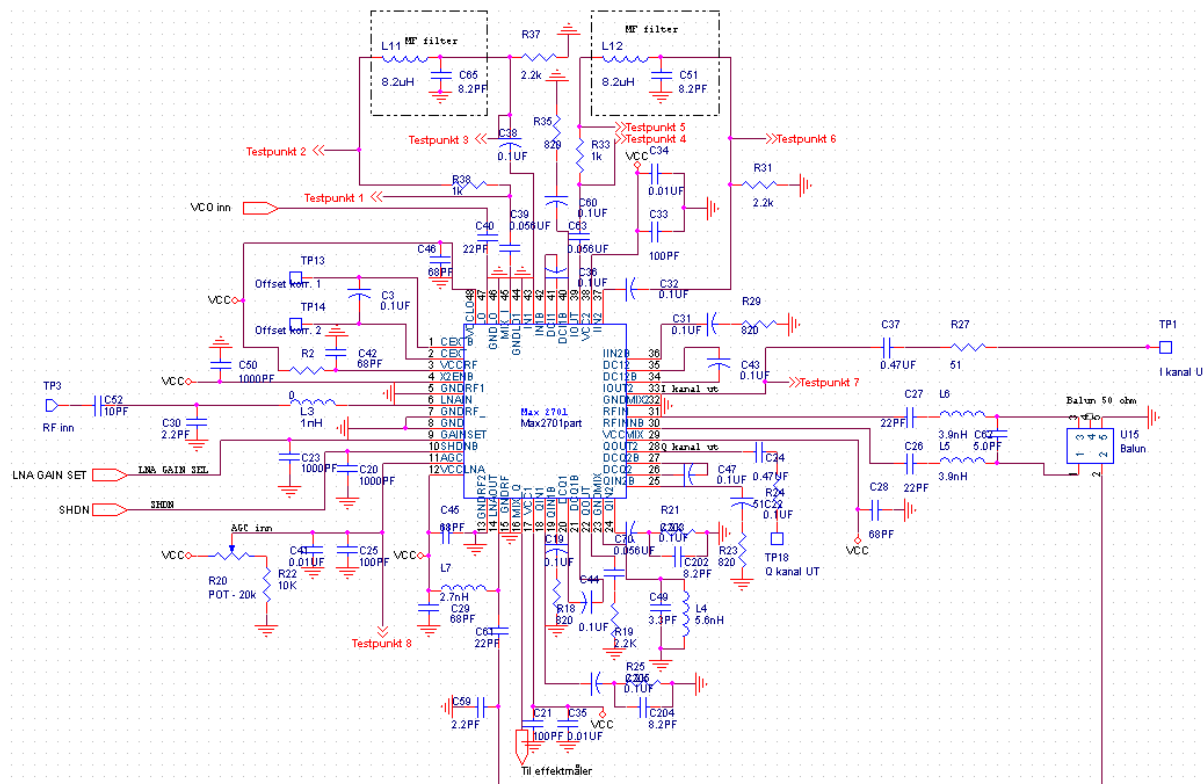
### 3.1.1.3 Mellomfrekvensfilter, 2.ordens Butterworth lavpass

Beregnet MF filteret med Elnikk. Mellomfrekvensen er på 25MHz, høyeste deviasjon ved Sundes FSK er på 1MHz. Det betyr at knekkfrekvensen må være høyere enn 26MHz. På grunn av tilgjengelige komponenter er teoretisk knekkfrekvens på ca. 27,4MHz, se Figur 7.



Figur 7. MF filter

### 3.1.2 Implementering



Figur 8. Skjemategning fra Orcad, downconverter.

#### 3.1.2.1 Downconverter, Max 2701

Signalet kommer fra antenne inn på LNA, som er tilpasset på inngangen ved hjelp av eksterne komponenter til 50Ω. Den er i tillegg satt til å operere i høy-forsterkningsmodus. Videre går signalet ut på et båndpass mikrostripfilter, før det igjen går inn på den doble balanserte mikseren. Allerede her blir signalet mikset ned til mellomfrekvens båndet i de to kanaler I og Q, der Q-kanalen er 90° fasedreid. Q-kanalen er koblet til effektmåleren og brukes derfor ikke videre. I-kanalen derimot blir videreført ut på et eksternt mellomfrekvens 2.ordens lavpass RC filter og inn igjen på første variable forsterker. Deretter går signalet ut igjen på nok et tilsvarende mellomfrekvens lavpassfilter og inn igjen på siste variable forsterker og videreføres på 50Ω linjer til demodulatoren. De to variable forsterkere har begge lik optimal forsterkning. Optimal forsterkning i følge datablad er 40 dB for hver av dem, AGC løkken som muliggjør dynamisk styring av VGA'ene er ikke implementert, istedet er det satt inn et potmeter der man kan justere inn VGA'ene til en fungerende forsterkning. Grunnen til dette er enklere feilsøking, samt at FSK modulasjon er usensitiv til amplitudevariasjon. Dette betyr at så lenge VGA'ene gir god forsterkning, er det ikke kritisk at amplitude toppene "kuttet" noe ved stor inngangseffekt så lenge VGA'ene ikke går i metning og slutter å fungere med ønsket forsterkning.

Forsterker	Forsterkning [dB]		Egenstøy-støytall [dB]
	Min	Maks	
LNA, 2.4GHz, høy forst. modus, -40 - +85	12,5	19,0	2,3
Miksersteg, 2.4GHz	14,5	20,0	12,8
VGA/AGC 1, $V_{AGC} = 0.5V$	-1,5	6,0	34,0
VGA/AGC 1, $V_{AGC} = 2.0V$	37,0	42,0	7,5
VGA/AGC 2, $V_{AGC} = 0.5V$	-0,6	9,5	47,0
VGA/AGC 2, $V_{AGC} = 2.0V$	37,0	42,0	14,0

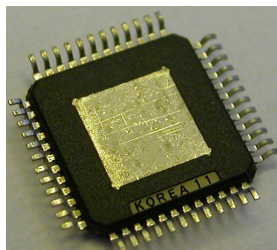
Tabell 1, forsterkning og egenstøy gjennom downconverteren i følge datablad

### 3.1.2.2 MAXIM 2701 Evaluation Kit

Som utgangspunkt for komponentvalg ble "MAXIM 2701 Evaluation Kit" brukt, se Maxim 2701 Direct-Downconversion Receivers Evaluation Kit Rev 0 (Oppføring 10 i litteraturliste). "MAXIM 2701 Evaluation Kit" har en konfigurasjon som er tilpasset for 2,4GHz, denne er stort sett brukt gjennomgående.

### 3.1.2.3 Exposed Paddle

Maxim 2701 TQFP-EP IC-pakke har såkalt "exposed paddle". Det betyr at den har en flate på indersiden av IC'en som også må loddes for å garantere dokumentert ytelse og stabilitet. "Exposed paddle" er metallområdet bak på MAX2701, se Figur 9.



Figur 9. "Exposed Paddle" synes bak på MAX2701.

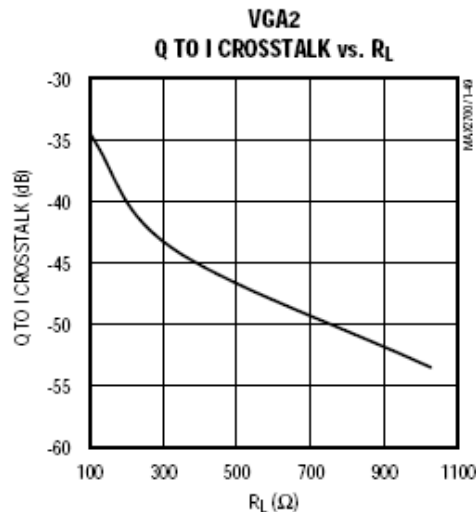
### 3.1.2.4 Effektmåler, AD8362

For et differensiert signal har effektmåleren en inngangsimpedans på  $Z_{inn} = 200\Omega$ . Inngangene på effektmåleren som brukes ved differensiert signal, er INHI og INLO. Det er nødvendig med et tilpassningsledd på inngangen. For å få til en slik differensiering og tilpassning uten å bruke en balun eller transformator, er det foreslått i databladet s. 22 for AD8362 å bruke et tilpassningsledd på inngangen som er vist i Figur 6. En tabell for forskjellige verdier i dette leddet finnes i databladet s. 24 for AD8362. Verdiene er tilpasset for en utgangsimpedans på  $50\Omega$  for signalkilden.

Siden kretsen skal måle på mellomfrekvensen i mottakeren vår som er på 25MHz, vil det bli en liten misstilpassning ved bruk av disse verdiene. Den ekvivalente kretsen for disse to

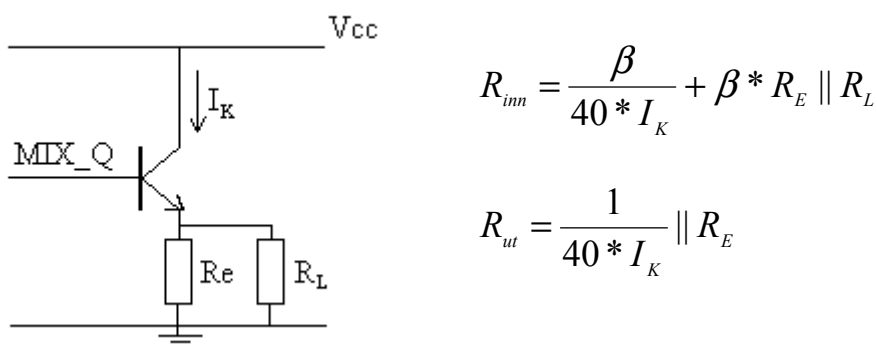
inngangene finnes i databladet s.8 for AD8362. Ved å bruke de valgte verdiene og dette ekvivalentskjema i Multipol i Elnikk, får vi ved 25MHz en tilpassning på  $70\Omega$  og en faseforskjell på 150 grader. Dette er ikke ideelt, men akseptabelt.

AD8362 skal, som tidligere nevnt, måle effekten på mellomfrekvenssignalet. Den vil derfor bli satt i forbindelse med MIX\_Q utgangen på MAX2701. Denne utgangen har en veldig lav utgangsimpedans, og krever en last på minst  $600\Omega$  på grunn av ”krysstale mellom I og Q – kanalen, se Figur 10.



Figur 10. Krysstale I/Q kanal, Lastmotstand

Inngangsimpedansen på effektmåleren er bare  $200\Omega$  ved differensiert signal, og med tilpassningsleddet er vi nede i  $60\Omega$  ved 25MHz. Et alternativ er å legge en motstand i serie med effektmåleren, men dette vil skape en spenningsdeling og dermed heve nivået som vi kan måle på. Løsningen som ble valgt ble derfor å sette inn en emitter-kobling, se Figur 11. Siden en emitterfølger med NPN-bipolar transistor har høy inngangsimpedans og en utgangsimpedans som varierer med kollektorstrømmen, vil vi kunne tilpasse denne koblingen.



Figur 11. Emitterfølger

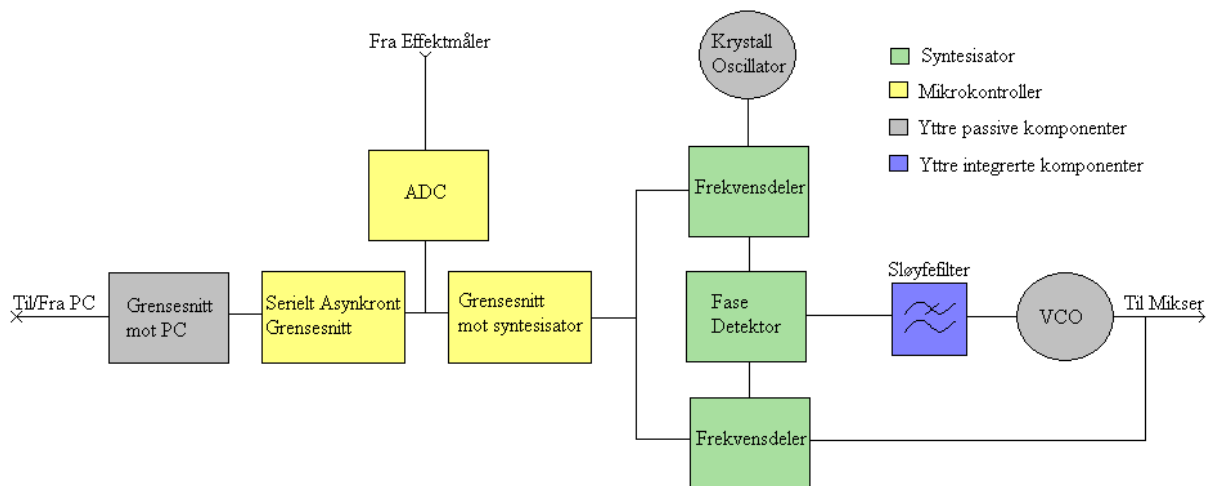
MIX\_Q kanalen på MAX2701 har en DC spenning på 1.2V, dette gjør at transistoren blir forspent. Spenningsfallet fra basen til emitteren er på ca. 0.6V, det vil da ligge omtrent 0.6V over emittermotstanden. For å få en utgangsimpedans på rundt  $50\Omega$ , trenger  $I_k$  å være 0.5mA.





Strømmen over emittermotstanden er nesten lik kollektorstrømmen, dermed vil en emittermotstand på  $1200\Omega$  lage en kollektorstrøm på omtrent  $0.5\text{mA}$ . Ved en  $\beta$  i transistoren på rundt 200 vil inngangsimpedansen til koblingen bli på over  $10\text{k}\Omega$ .

### 3.2 Faselåst sløyfe



Figur 12. Blokkskjema av faselåst sløyfe

Denne delen av mottakeren består av to hoveddeler. Den faselåste sløyfen vil generere frekvensen som blir sendt til downconverterdelen. Det engelske uttrykket for faselåst sløyfe, ”Phase Locked Loop”, forkortet PLL vil bli videre brukt på samme måte. Vi har her i hovedsak tatt utgangspunkt i løsningen til hovedprosjektet av Rødningsby/Skaare våren 2003. I mikrokontrolleren skapes kontakt med brukeren og syntesatoren. Her vil også nivået fra effektmåleren bli omgjort til en bitstrøm slik at verdien av mottatt effekt kan leses av på PC.

Selve den faselåste sløyfen i denne blokken består av delene referanseoscillator, syntesator, sløyfefilter og VCO. Referanseoscillatoren har som oppgave å forsyne syntesatoren med en mest mulig stabil frekvens. Ustabiliteten i referanseoscillatoren vil gjenspeiles i frekvensen denne blokken genererer. Frekvensdelerne vil bli forsynt med et deletall som gjør at frekvensen fra oscillatoren og VCO’en kan sammenlignes i fasedetektoren med en frekvens lik kanalavstanden på 500kHz. To signaler med ulik fase som multipliseres sammen følger Formel 1:

$$F_1 * F_2 = \cos(\omega_c t) * \cos(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + \theta) + \frac{1}{2} \cos(\theta)$$

Formel 1

Likespenningen som skapes av faseforskjellen mellom VCO og referanseoscillatoren, vil bli tuningspenningen som får VCO’en til å tune inn på ønsket frekvens. Sløyfefilteret vil filtrere bort komponenten som skapes ved den dobbelte frekvensen i fasedetektoren. For mer informasjon om faselåst sløyfe henvises det til Hovedprosjektrapport våren 2003 Miniatur S-bånd Telemetrisender, kapittel 2.2 (s.5). Senderen for dette prosjektet bruker en kanalavstand på 500kHz, derfor må også vi basere oss på dette. Det er verdt å nevne at båndbredden med Sunde’s FSK, som er den mest brukte er på 2MHz. Da forstår man lett at nabokanalene til aktuell frekvens ikke kan brukes samtidig.

Mikrokontrolleren vil forsyne syntesisatoren med deletall slik at den ønskede frekvensen kan bli tunet inn. Det siste deletallet som ble lest til mikrokontrolleren vil bli husket, slik at den siste satte frekvensen vil genereres i PLL'en når man setter på drivspenningen. Grensesnittet mellom disse to komponentene er nærmere beskrevet i vedlegg A.

Effektmåleren vil generere en likespenning som representerer mottatt effekt, dette nivået vil bli samlet og omgjort til en bitstrøm av ADC'en i mikrokontrolleren. På inngangen av ADC'en er det et lavpassfilter som fungerer som antialiasing-filter.

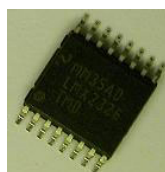
For å få kontakt med brukeren via PC, vil data bli sendt på RS-232 grensesnitt, som er en seriell og asynkron kommunikasjon. For å møte dette brukes et liknende serielt og asynkront grensesnitt som ligger i mikrokontrolleren. Siden mikrokontrolleren gir ut TTL-nivå, vil det være nødvendig med en RS-232 driver mellom PC og mikrokontroller. Denne driveren gjør TTL-nivå om til RS-232 nivå og omvendt. Initialisering og programmering av ADC, serielt asynkront grensesnitt og grensesnitt mot syntesisatoren blir behandlet i vedlegg A2. Et brukerprogram for setting av frekvens og lesing av effekt er utviklet og er omhandlet i samme vedlegg.

### 3.2.1 Valg av komponenter

#### 3.2.1.1 Frekvenssyntesator

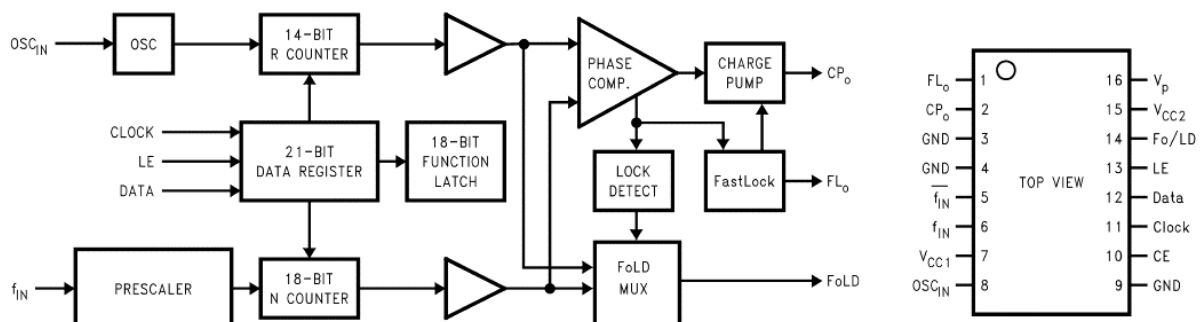
Siden frekvenssyntesatoren LMX2326 fra National Semiconductors har vært med i to tidligere hovedprosjekter og dermed godt testet, bestemte vi oss for å bruke denne. LMX2326 er en RF frekvenssyntesator med integrert fasedetektor og frekvensdelere.

Driftsspesifikasjoner, blokkskjema og pinneplassing er vist på Figur 13 og Figur 14.



National LMX2326	
Frekvensområde	100MHz - 2.8GHz
Driftspenning	2.3 - 5.5V
Typisk Strømforbruk	4.7 - 7mA
Temperaturområde	- 40 - + 85 grader

Figur 13. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



Figur 14. Blokkskjema og pinneplassing.

For å gjøre LMX2326 til en PLL trengs en lokal oscillator koblet til  $OSC_{IN}$ , utsignalet til en VCO (Voltage Controlled oscillator) koblet til  $f_{IN}$ , en mikrokontroller koblet til CLOCK, LE og DATA og en VCO koblet til  $CP_0$ .

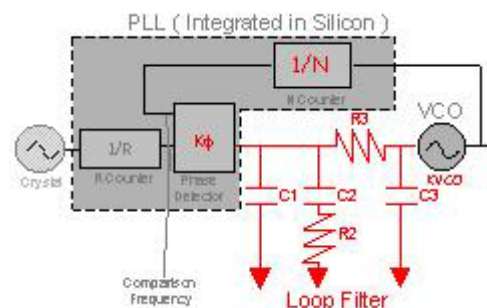
PLL'en vår skal generere frekvenser mellom 2,2 og 2,3GHz (ønskelig opptil 2,5GHz) med en ønsket kanalavstand på 0,5MHz. Derfor deles både oscillatorsignalet og VCO signalet ned til kanalavstanden før disse låses i fasedetektoren. Dette foregår ved at signalet fra lokaloscillatoren deles ned til 0,5MHz med et 14-bit register kalt "R Counter". VCO signalet deles først i en fast frekvensdeler på 32 før signalet deles ned til 0,5MHz med et 18-bits register kalt "N Counter". Det er disse registrene i tillegg til et 18-bits funksjonsregister som settes av mikrokontrolleren.

Fasedetektoren driver en "Charge Pump" som genererer en stabil tuningspenning til VCO'en som er koblet til  $CP_0$ . LMX2326 har også en funksjon som kalles "FastLock", denne brukes i applikasjoner der hurtig skifting av frekvens er kritisk. Siden vi ikke har behov for hurtig skifting av mottaksfrekvens, har vi ikke benyttet denne funksjonen. En annen funksjon er "LockDetect" som detekterer når PLL'en er låst, denne funksjonen benyttes som oftest sammen med "FastLock", vi har ikke benyttet denne funksjonen.

Mikrokontrolleren vi har valgt å bruke, Atmel ATmega8, som er den samme som Rødningsby/Skaare benyttet, kobles som tidligere nevnt til CLOCK, LE og DATA inngangene på LMX2326. Det er tre registerverdier som skal settes av mikrokontrolleren, disse lastes inn serielt inn i et 21-bits dataregister der verdiene lastes videre til "R-counter", funksjonsregister og "N-counter" avhengig av to kontrollbit. Hvordan disse registerverdiene regnes ut samt hvordan programmeringen av LMX2326 foregår, er beskrevet i vedlegg A1.

### 3.2.1.2 Sløyfefilter

Dette filteret har som hovedoppgave å filtrere vekk all vekselspanningen som blir resultatet av miksingen, slik at en stabil DC tuningspenning kan tilføres VCO'en. Se Figur 15.



Figur 15. Plassering av sløyfefilter.

For å konstruere dette filteret valgte vi å bruke et verktøy, WebBench, som finnes på National Semiconductors hjemmesider, se punkt 24 i litteraturhenvisningen. Her kan man konstruere og simulere blant annet sløyfefiltre for bruk i PLL, ut ifra de spesifikasjoner du selv spesifiserer. Etter å ha vurdert type filter, kom vi fram til at et passivt 2. ordens filter var det letteste å realisere, samtidig at denne typen filter var gjennomprøvd av tidligere hovedprosjekt ved HiG, Rødningsby/Skaare våren 2003 og Etnestad/Seljeftot våren 2002.

### 3.2.1.3 VCO(Voltage Controlled Oscillator)

Denne komponenten ble først og fremst valgt på grunnlag av at den måtte oppfylle alle kravene fra kravspesifikasjonen vår. Den første VCO'en som ble vurdert og testet var MFC-2050A fra Synergy Microwave. MFC-2050A har en tuning spenning på  $V_{TUNE}$  inngangen som går fra 0 - 9V, LMX2326 har kun mulighet til å produsere en tuning spenning mellom 0,5V og 4,5V, dette gjorde til at vi måtte undersøke om vi da kunne bruke denne VCO'en for vårt frekvensområde. MFC-2050A har en oppgitt tuning sensitivitet på 100-120MHz/Volt og LMX2326 har som tidligere nevnt en tuning spenning på 0,5 – 4,5V. Regnestykket for frekvens levert av VCO blir da:

Frekvens = (Frekvens fra VCO ved 0V) + (maks/min tuning sensitivitet \* tuning spenning)

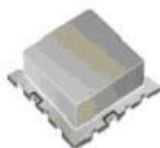
**Nedre frekvens** =  $2050 + 120 * 0,5 = \underline{2110\text{MHz}}$ .

**Øvre frekvens** =  $2050 + 100 * 4,5 = \underline{2500\text{MHz}}$ .

Her brukes minimum oppgitt tuning sensitivitet for å beregne øvre frekvens og maksimum tuning sensitivitet for å beregne nedre frekvens, dette for å undersøke "worst case" tilfellet. Her ser vi at denne VCO'en passer for vårt frekvensområde.

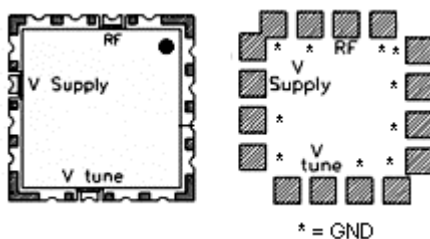
Etter videre testing viste det seg at maks frekvens ved bruk av LMX2326 og MFC-2050A kun oppnådde en øvre frekvens på 2445MHz, og nedre på frekvens på ca 2100MHz. Ved å bruke et aktivt sløyfefilter med forsterkning vil man kunne heve dette frekvensområde slik at det dekker det ønskede området. Vi fikk kun én MFC-2050A, denne ble benyttet for testing på en tidligere prototyp, og ble da ødelagt under forsøk på avmontering. VCO'en som ble benyttet på den endelige prototypen, er fra samme produsent, og har typebetegnelsen MFC-2200A. Denne komponenten er for øvrig også i samme VCO'en som ble benyttet i hovedprosjektet til Rødningsby/Skaare og har litt andre spesifikasjoner, se Figur 16.

Frekvensområdet til denne VCO'en skal ifølge fabrikanten gå fra 2200MHz til 2400MHz, men under testing av prototypen viser det seg at MFC-2200A går helt opp til 2544MHz som gjør at den dekker hele området fra 2200MHz til 2500MHz. Driftsspesifikasjon, pinneplassering og andre spesifikasjoner for MFC-2200A er vist på Figur 16 og Figur 17.



Synergy MFC-2200A	
Frekvensområde	2200MHz – 2400MHz
Driftspenning	5.0V
Typisk Strømforbruk	< 30mA
Temperaturområde	- 30 - + 70 grader

Figur 16. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



Andre spesifikasjoner	
Tuning spenning	0.5 – 4V
Tuning sensitivitet	80 - 100MHz/V
Effekt	+ 2.5dBm
Impedanse	50 ohm

Figur 17. Pinneplassering og andre spesifikasjoner.

MFC-2200A har 16 tilkoblingspunkter, derav 13 er til jordtilkobling og 3 er for tilkobling av tuningspenning ( $V_{TUNE}$ ), spenningsforsyning ( $V_{SUPPLY}$ ) og RF utgang (RF).

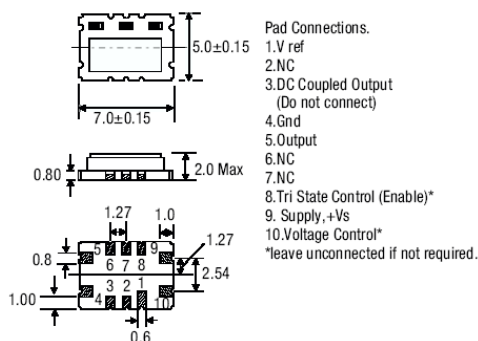
### 3.2.1.4 Referanseoscillator

Det er viktig å ha en stabil referanseoscillator tilkoblet LMX2326 slik at PLL sløyfa vår blir så stabil som mulig. Her fant vi at den oscillatoren Rødningsby/Skaare hadde funnet frem til så ut til å fungere svært bra, derfor valgte vi å benytte denne. Driftsspesifikasjon, pinneplassing og andre spesifikasjoner er vist på Figur 18 og Figur 19.



C-Mac CPFT-9006	
Frekvensområde	1.25 – 40MHz
Driftspenning	3.3V $\pm$ 10%
Typisk Strømforbruk	$\leq$ 8mA
Temperaturområde	0 - +70 grader

Figur 18. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



Andre spesifikasjoner	
Frekvensstabilitet	1 ppm
Utnivå logisk høy	0,9 * $V_S$
Utnivå logisk lav	0,1 * $V_S$
Bølgeform	Sinus

Figur 19. Pinneplassing og andre spesifikasjoner.

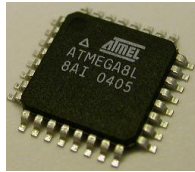
Vi vil bruke denne oscillatoren fast på 40MHz. Oscillatoren skal kobles til OSC inngangen på LMX2326 og deles da ned til kanalavstanden på 0,5MHz.

Frekvensstabiliteten er oppgitt til 1 ppm. ved 40 MHz, ved senterfrekvensen vår ved 2,25GHz tilsvarer dette 2,25kHz. Dette må kunne sies å være meget bra, da kanalstanden vår er som tidligere nevnt på 500kHz.

### 3.2.1.5 Mikrokontroller

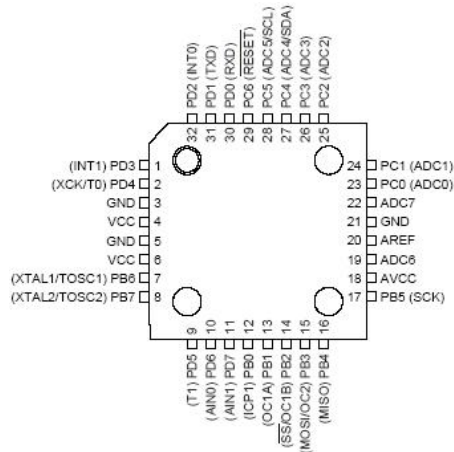
Av naturlige årsaker vurderte vi først den samme mikrokontrolleren som hovedprosjektet til Rødningsby/Skaare, en ATmega8L produsert av Atmel. Her vurderte vi hva slags oppgaver mikrokontrolleren skulle utføre. Mikrokontrolleren skulle ikke lenger bare sette en statisk frekvens slik som Rødningsby/Skaare, men også kommunisere med en PC for endring av frekvens og sende data fra effektmåling, samt ha integrert ADC (Analog to Digital Converter) for måling av mottatt signalstyrke. Dermed var bruksområdet ganske kraftig utvidet.

Det viste seg imidlertid at ATmega8L er en svært allsidig mikrokontroller med mange muligheter, inkludert alle de bruksområdene vi skulle bruke den til. Driftsspesifikasjoner, pinneplassing samt andre spesifikasjoner er vist på Figur 20 og Figur 21.



Atmel ATmega8L	
Klokkefrekvenser	1 – 16MHz
Driftspenning	2,7 – 5,5V
Typisk Strømforbruk	2,5 - 8mA
Temperaturområde	- 55 - +125 grader

Figur 20. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



Andre spesifikasjoner	
Minne	8KB Flash, 1KB SDRAM og 512B EEPROM
I/O porter	22 toveis programmerbare
ADC	8 kanals
Grensesnitt	SPI, I2C og UART

Figur 21. Pinneplassing og andre spesifikasjoner.

For kommunikasjonen med et brukerprogram på PC valgte vi å bruke USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter) grensesnittet på mikrokontrolleren. Ved å benytte den asynkrone muligheten på dette grensesnittet tilsvarer dette UART. Tilsvarende asynkron serielt grensesnitt på PC blir enten RS-232 eller USB. Vi valgte RS-232 for å forenkle kommunikasjonen mest mulig. Data overføres på en nullmodemskabel som kobles til serieporten på PC'en.

For den integrerte ADC'en, som blir brukt for avlesning og konvertering av DC-nivået fra effektmåleren, valgte vi å benytte oss av en ADC kanal med en oppløsning på 8 bit. Dette gir da et step på:  $5V/(2^8 - 1) = 19,6mV$ . Siden effektmåleren gir ut spenning i step på 50mV er denne oppløsningen tilstrekkelig.

For overføring av registerverdiene fra ATmega8 til LMX2326 bruker vi SPI (Serial Peripheral Interface) grensesnittet som kan gjøres kompatibelt med LMX2326 sitt Microwire grensesnitt. Kommunikasjonen, grensesnittet og programmeringen av LMX2326 er behandlet i vedlegg A.

### 3.2.1.6 RS-232 driver

Siden ATmega8 opererer på TTL-nivå, er det nødvendig med en driver som kan gjøre om TTL-nivåene fra I/O porten på mikrokontrolleren til RS-232 nivå og omvendt. Det trengs derfor en RS-232 driver. Her er det mye å velge mellom, de typiske spesifikasjonene er antall innganger og utganger, samt datarate og drivspenning. Kravene våre var at driveren kunne leveres som overflatemontert, med kun en drivspenning, ha færrest mulig eksterne komponenter og minimum én inngang og én utgang. Dataraten spilte ikke så stor rolle, da vi kun overfører små datamengder. På bakgrunn av disse kravene valgte vi en MAX233A fra

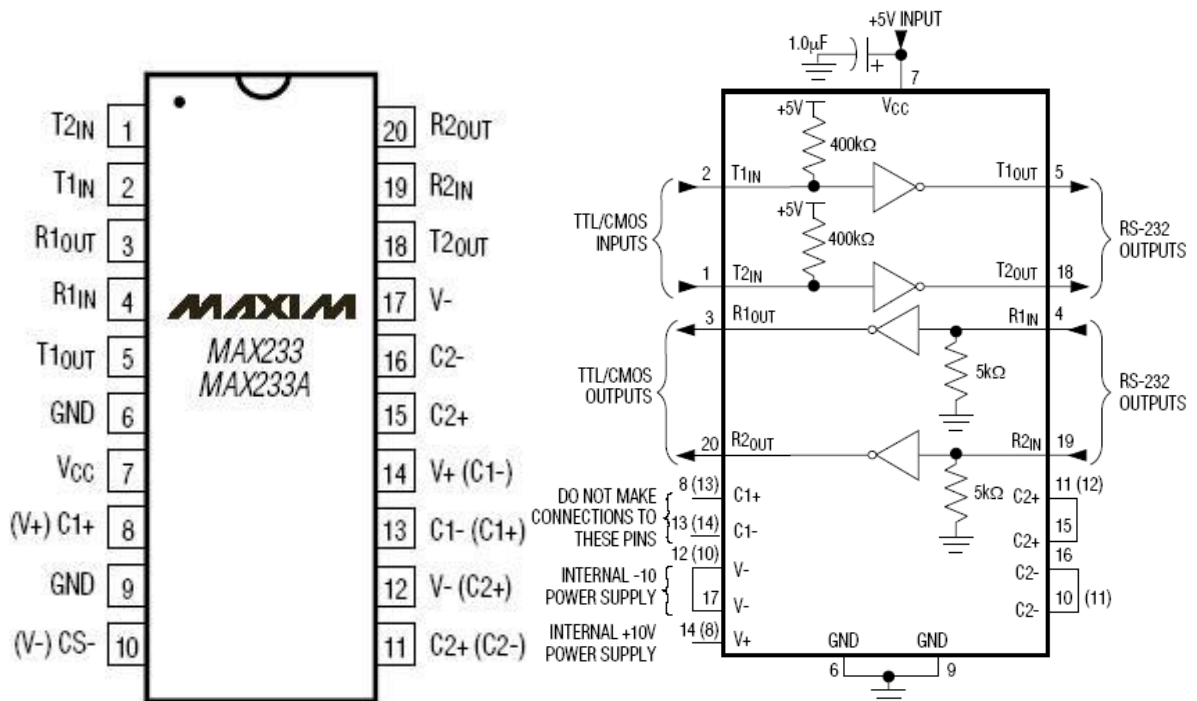


Maxim. Denne hadde kun to sendere og to mottakere, ingen eksterne komponenter og en drivspenning på 5V. Driftsspesifikasjoner og pinneplassing finnes på Figur 22 og Figur 23.



Maxim MAX233A	
Datahastighet	200kbps
Driftspenning	5V
Typisk Strømforbruk	4 - 10mA
Temperaturområde	0 - +70 grader

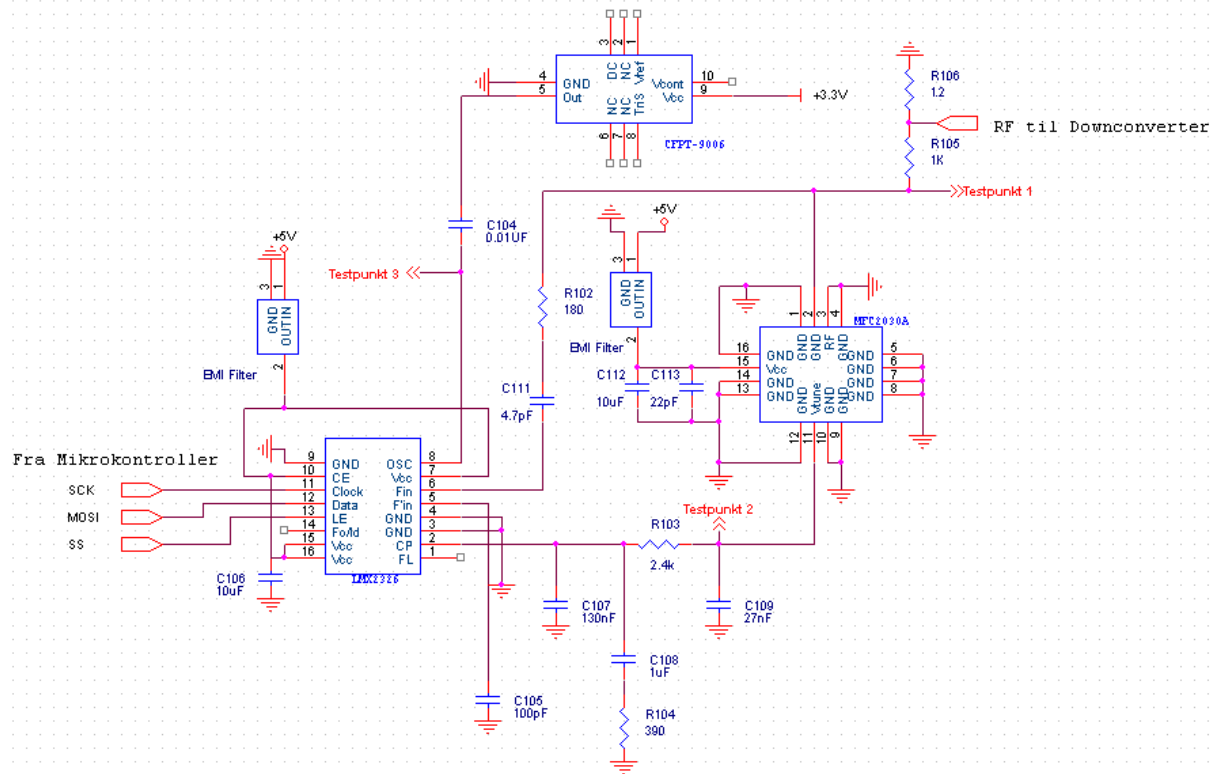
Figur 22. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



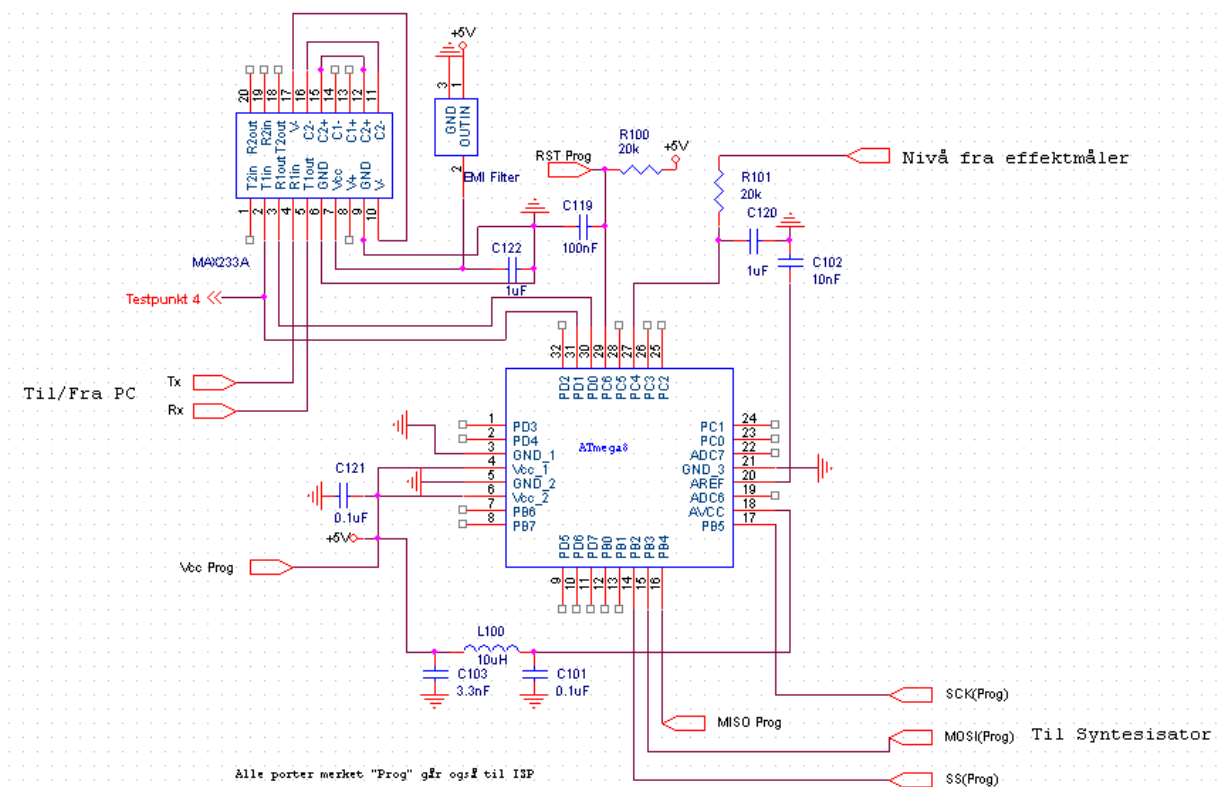
Figur 23. Pinneplassing og typisk koblingskjema.



### 3.2.2 Implementering



Figur 24. Skjemategning fra Orcad, faselåst sløyfe.



Figur 25. Skjemategning fra Orcad, mikrocontroller og RS-232 driver.

### 3.2.2.1 Design av sløyfefilter

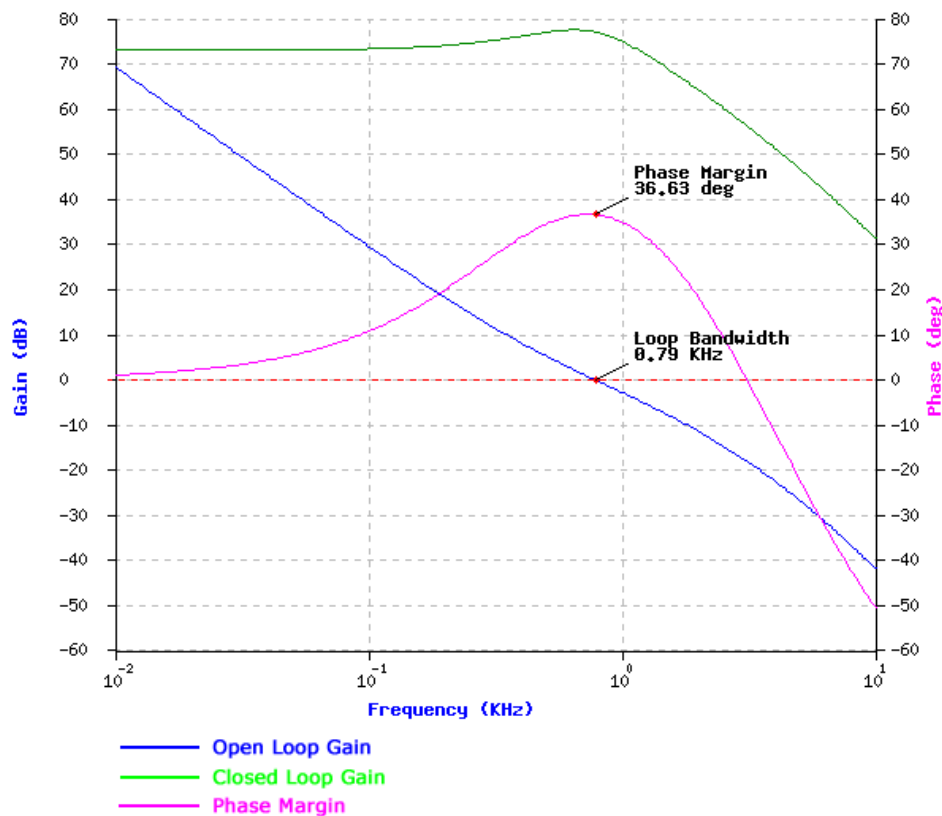
Sløyfefilteret ble som nevnt tidligere laget på National Semiconductors hjemmesider, med et verktøy som heter Webbench. Etter å ha tastet inn spesifikasjonene for både LMX2326 og MFT-2200A, må vi velge noen filterspesifikasjoner, se Figur 26.

Loop Filter Specification						
Comparison Frequency	<input type="text" value="500"/> KHz	<a href="#">help</a>	Output Frequency	<input type="text" value="2250"/> MHz		
Part Specific Parameters		Filter Parameters				
Charge Pump Gain	<input type="text" value="4"/> mA	<a href="#">help</a>	Phase Margin	<input type="text" value="70"/> Deg	Tolerance	<input type="text" value="Auto"/>
VCO Gain	<input type="text" value="90"/> MHz/V	<a href="#">help</a>	Loop Bandwidth	<input type="text" value="0.8"/> KHz	Tolerance	<input type="text" value="0%"/>
VCO Input Capacitance	<input type="text" value="20"/> pF	<a href="#">help</a>				

Figur 26. Inntasting av filter parametere.

Først settes sammenlikningsfrekvensen i syntetisatoren som er 500kHz, identisk med kanalavstanden. Karakteristiske data for VCO'en fylles så inn. Frekvensen ut settes til middelverdien av det opprinnelige frekvensområdet vårt som da blir 2250MHz. Til slutt settes filterparametere som fasemargin og sløyfefilterets båndbredde. Det er ønskelig med en så smal båndbredde som mulig uten at kondensatorverdiene blir urealistisk store, samtidig som at mer av uønsket vekselspanning blir filtrert bort. Fasemarginen setter vi så stor som mulig slik at filteret blir mest mulig stabilt selv om dette går på bekostning av låsetiden vår. Låsetiden er ikke kritisk i vårt system siden vi skal låse på kun én frekvens over lengre tid.

Vi brukte det samme WebBench-verktøyet til å simulere filteret vårt, resultatet vises på Figur 27. **BODE-plot sløyfefilter**



Figur 27. BODE-plot sløyfefilter

### 3.2.2.2 Analog- to Digital Converter, ADC

Sampel frekvensen som er satt under initialiseringen av mikrokontrolleren er 7812 Hz, dette er den lavest mulige sampelfrekvensen som er mulig ved bruk av den interne RC-oscillatoren på 1MHz. En høy sampelfrekvens vil ikke være nødvendig fordi endringen i nivået fra effektmåleren ikke er særlig rask, og den høyeste frekvenskomponenten vil være så godt som DC. En 8-bits konvertering vil skape en kvantifiseringsstøy på:

$$6.02 \cdot 8 + 1.76 = -50\text{dB}$$

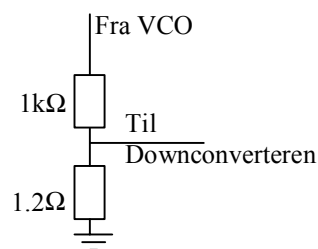
Et antialiasing-filter må ha en karakteristikk som gjør at det ikke skapes antialiasingstøy som er høyere enn dette. Knekkfrekvensen på det valgte 1.ordens filteret er:

$$1/(2 \cdot \pi \cdot 20\text{k}\Omega \cdot 1\mu\text{F}) = 8\text{Hz}$$

Dette gir en aliasingstøy ved knekkfrekvensen på -59.83dB. Kvantifiseringsstøyen ligger høyere, og det 1.ordens antialiasing-filteret er tilstrekkelig.

### 3.2.2.3 Dempning av utgangssignalet fra VCO

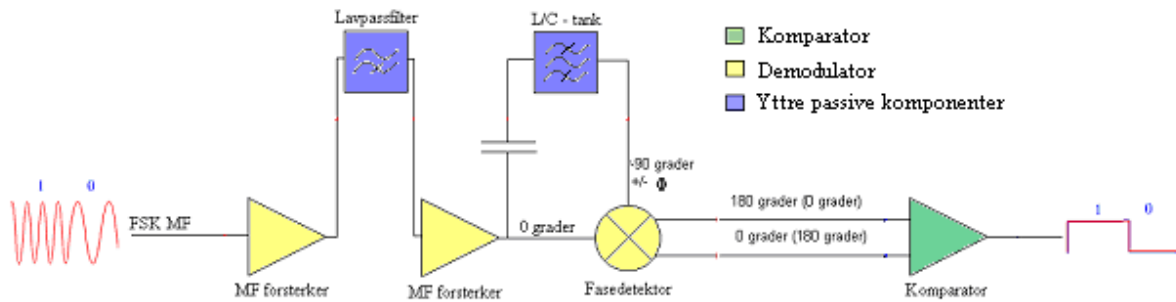
Det største problemet er skjermingen av signalet som kommer ut av den faselåste sløyfen. Her benyttes en VCO som gir ut et signal med effekt på +2.5 dBm, og dette skaper mye stråling og støy for de andre komponentene i mottakeren. Downconverteren trenger et signal fra den faselåste sløyfen på minst -16dBm, og VCO'en gir da mer enn downconverteren behøver. Det ble klart at det var nødvendig å dempe signalet før det kom ut av en skjermingsboks. På grunn av plassmangel på kortet ble det lagt inn et provisorisk dempeledd på utgangen av VCO, se Figur 28.



Figur 28. Dempeledd for RF.

Under utvikling av dette dempeleddet ble det først forsøkt å oppnå tilpasning, siden utgangsimpedansen fra VCO er 50Ω og signalet skal overføres på en kabel med 50Ω. Dette viste seg å være vanskelig. Løsningen som her er valgt demper signalet til -14dBm, men gir ingen tilpasning og kan skape refleksjoner. Etter at ønsket demping var oppnådd, ble komponentene som inngikk i den faselåste sløyfen skjermet inn i en boks. Skjermingen og dempingen viste seg å ha en positiv effekt på den totale løsningen, og egenskapene til mottakeren ble merkbart bedre.

### 3.3 Demodulator



Figur 29. Blokkskjema av demodulator

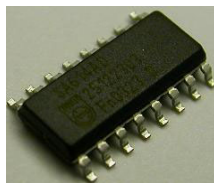
Det er det flere mulige løsninger for å demodulere et FSK-signal. Dette er løsningen vi har valgt.

Denne demodulatoren består av to hoveddeler, en demodulator, og en komparator. Vi fant da en demodulator som drev fasen til frekvensskiftingen i forhold til mellomfrekvensen uten bruk av en lokal oscillator, faseforskjellen genererer ti signaler som er vridd i fase i forhold til hverandre. Denne faseforskyvinga blir detektert av en komparator som gir ut firkantpulser.

#### 3.3.1 Valg av komponenter

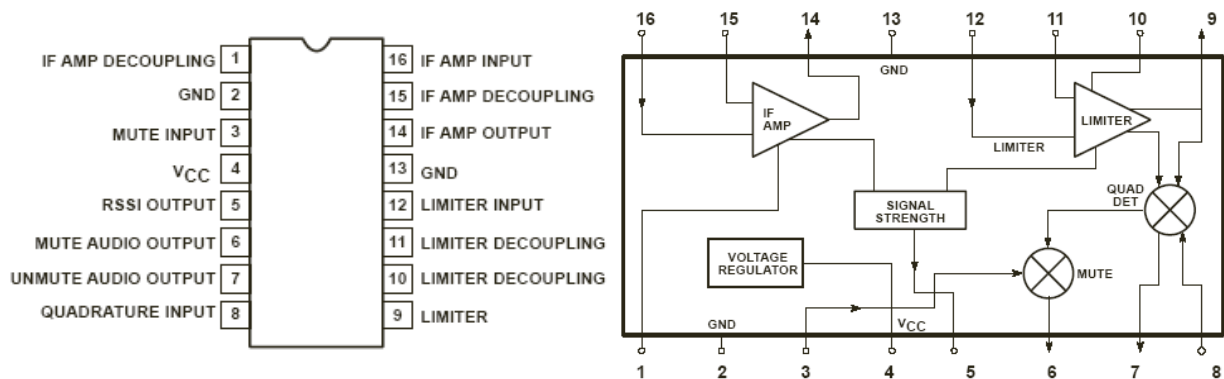
##### 3.3.1.1 FSK Demodulator

Vi ønsket en mest mulig integrert løsning siden dette gjorde mulighetene for feil i konstruksjon mye mindre. Kravene var at den skal demodulere et FSK signal på 25MHz og med en datahastighet på 1Mbit/s, samt at den skal kunne demodulere både Sunders og MSK. Etter en del leting fant vi en demodulator fra Phillips, SA614A. Driftsspesifikasjoner, blokkskjema og pinneplassering finnes på Figur 30 og Figur 31.



Phillips SA614A	
Frekvensområde	→ 25MHz
Drivspenning	4.5 – 8V
Typisk strømforbruk	3.3mA
Temperaturområde	-40 - +85 grader

Figur 30. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



Figur 31. Pinneplassering og blokkskjema.

Denne komponenten tar inn en mellomfrekvens på opptil 25MHz med FSK modulasjon i vårt tilfelle. Virkemåten til SA614A kan kort forklares med at den bruker en L/C-tank sammen med en ”quadrature” detektor for å bestemme om signalet den får inn representer logisk høyt eller lavt nivå. I tillegg er et MF filter likt MF filtrene i downconverteren implementert sammen med den integrerte AGC forsterkeren.

### 3.3.1.2 Høyhastighets komparator

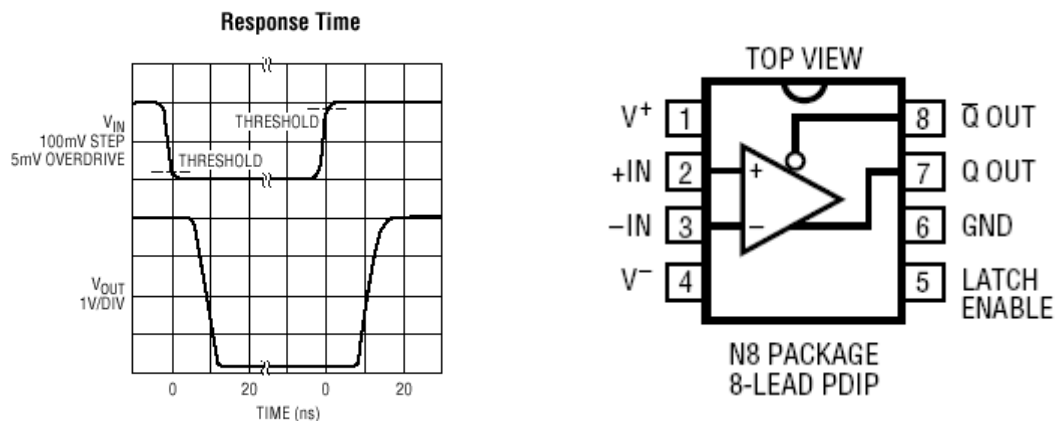
En komparator som kan brukes på opp til 1Mbps(500Hz) måtte vi koble på utgangen til demodulatoren, SA614A, dette fordi demodulatoren gir ut to vekselspenningssignaler med motsatt fase. Disse skifter med en hastighet på opp til 4 Mbaud.

Etter noe leting kom vi fram til at LT1016 fra Linear Technology kunne brukes. Vi fikk kun tak i den som DIP-pakke fordi overflatetypen ikke var på lager i Norge. Driftsspesifikasjoner, koblingsskjema og pinneplassing er vist på Figur 32 og Figur 33.



Linear Technologies LT1016	
Frekvensområde	DC – 100MHz
Drivspenning	±5V eller +5V
Typisk strømforbruk	25 – 35mA
Temperaturområde	0 - +70 grader

Figur 32. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.

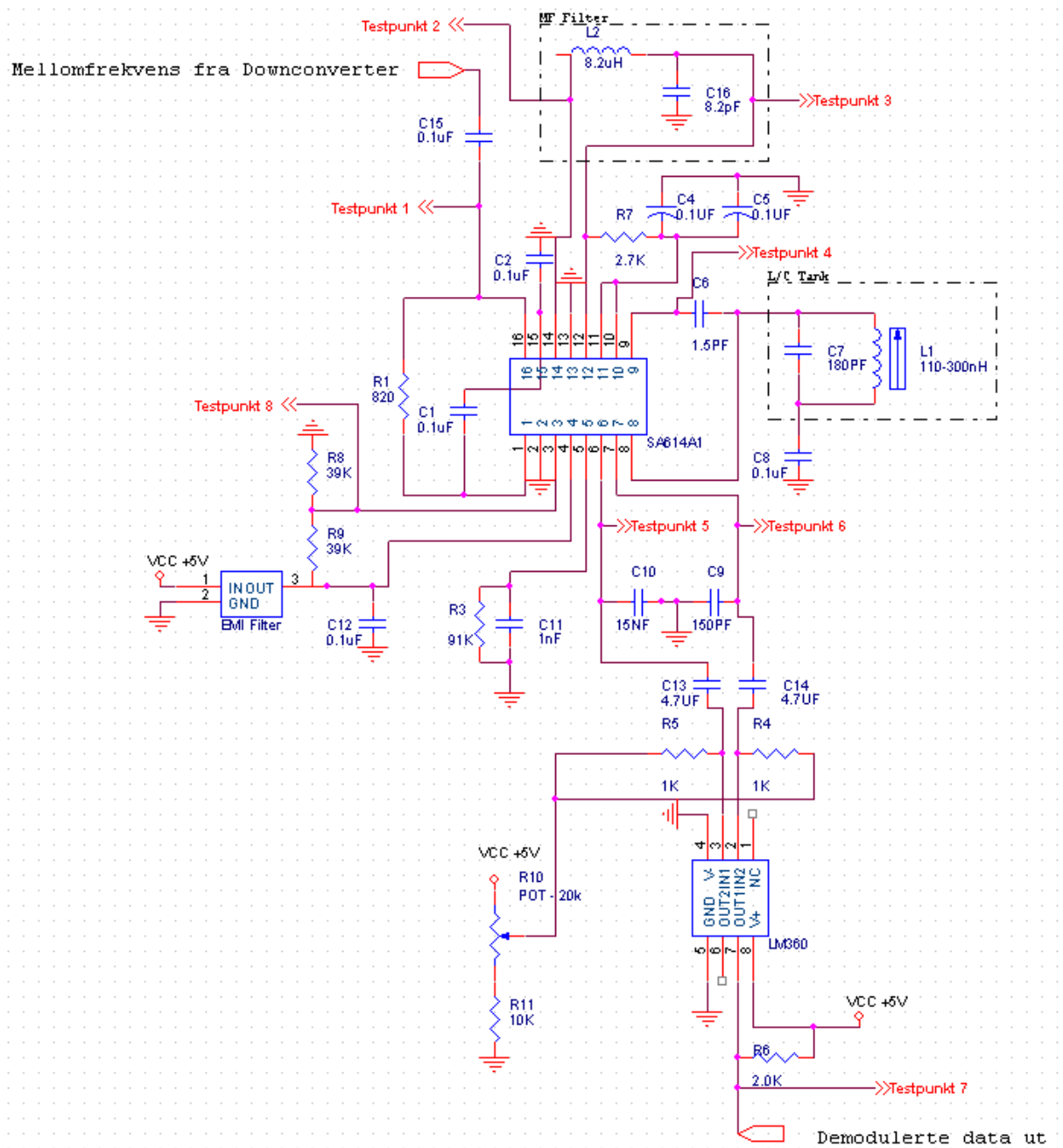


Figur 33. Responstid og pinneplassing.

Denne komparatoren har muligheten for enkel spenningsforsyning på +5 volt og en tid fra sammenlikning til en stabil spenning ligger på utgangen, på 10ns. Det vil si at den kan klare et inn signal på opp til:

$$1/(10\text{ns} \cdot 2) = \underline{50\text{MHz}}$$
 som tilsvarer 100Mbps.

### 3.3.3 Implementering

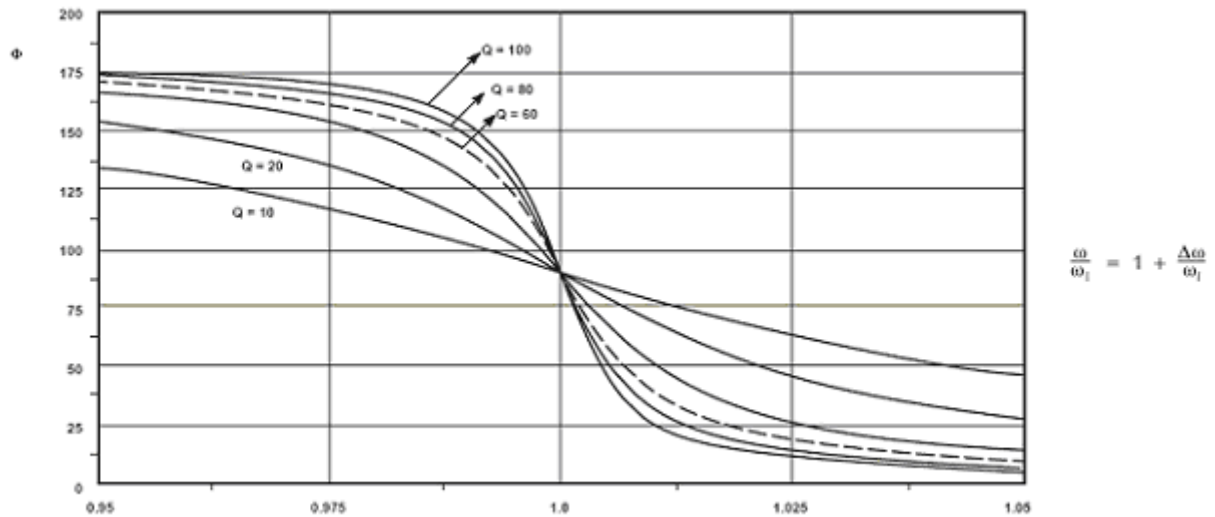


Figur 34. Skjemategning fra Orcad, demodulator og komparator.

Demodulatorene inneholder en multiplikator som i prinsipp er det samme som en mikser, men istedenfor å mikse to forskjellige frekvenser, mikser den to signaler med samme frekvens, men med forskjellig fase (Quadrature detektor).

Internt i komponenten, blir innsignalet med konstant amplitude koblet til den lave inngangen på multiplikatoren. Det samme signalet blir eksternt koblet gjennom en kondensator der det blir dreid 90 grader, dette signalet blir koblet til den høye inngangen på multiplikatoren. I tillegg er signalet koblet til en L/C tank, som er tunet inn på senterfrekvensen. Denne L/C tanken dreier signalet ytterligere når det pendler rundt senterfrekvensen enten positiv eller negativ retning i samsvar med FSK signalet. Denne fasevinkelen blir omgjort til variasjon på utgangsspenningen på multiplikatoren. Variasjonen er også avhengig av spolens Q-verdi,

dette er illustrert på Figur 35. Ut fra demodulatorene er det to utganger som er 180 grader faseforskjøvet i forhold til hverandre, disse skifter fase i forhold til FSK signalet. En komparator blir koblet til disse utgangene for å detektere logisk "0" og "1" fra de to utgangene, samt gi den ut som bitstrøm på TTL nivå. Da denne komparatoren har drivspenning 0 og +5V måtte vi løfte signalnivået fra å pendle fra rundt 0 til et litt høyere nivå. Vi valgte å legge oss rundt 2.5v, dette ble gjort ved hjelp av spenningsdeling.



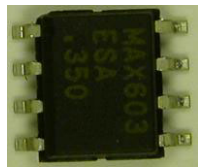
Figur 35, Fase vs. normalisert MF frekvens

## 3.4 Spenningsregulatorer

Prototypen får drivspenning fra 4 typer spenningsregulatorer. Vi har valgt å bruke lineære regulatorer da svitsjeregulatorer genererer for mye støy. Ulempen med lineære regulatorer er at de har en mye dårligere virkningsgrad enn svitsjeregulatoren, men siden mottakeren er beregnet på nettdrift er strømforbruk og virkningsgrad ikke så kritisk.

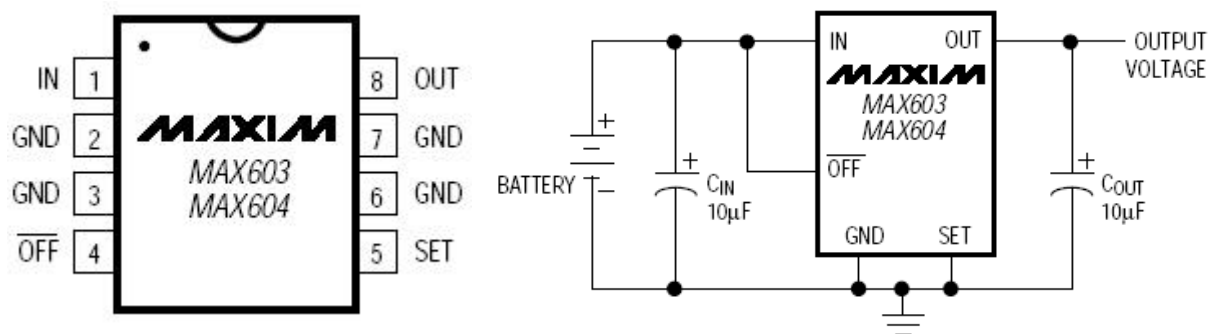
### 3.4.1 Regulator 5 volts

Til 5 volts spenningsforsyning valgte vi MAX603 som er en lineær regulator i overflateutførelse med fast 5 volts utspenning eller variabel utspenning fra 1.25 – 11V. Driftsspesifikasjoner, typisk koblingsskjema og pinneplassing i Figur 36 og Figur 37.



Maxim MAX603	
Innspenning	2.7 – 12V
Utspenning	1.25 – 11V
Maks strømtrekk	500mA
Temperaturområde	0 - +70 grader

Figur 36. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner



Figur 37. Pinneplassing og typisk koblingsskjema.

Vi brukte denne regulatoren i den enkleste oppkoblingen, slik at vi får en fast 5 volts utspenning. Maksimalt strømtrekk som denne komponenten er beregnet for, er langt under beregnet strømtrekk på PLL-kortet. Strømtrekket til komponentene som har 5V drivspenning, er til sammen maksimalt 62mA. Det vil si at denne regulatoren ikke blir spesielt varm, og ikke vil komme opp i maksimal junction temperatur på 125°C. Med en termisk konstant på 42,3°C/W og en drivspenning på 9V blir forventet temperatur på:

$$(P * R_{th}) + 25^{\circ}\text{C} = T_j \text{ (junction temperatur)}$$

$P$  = effekt,  $R_{th}$  = termisk resistans fra junction til omgivelse

$$\Rightarrow ((9\text{V}-5\text{V}) * 62\text{mA}) * 42,3^{\circ}\text{C/W} + 25^{\circ}\text{C} \approx \underline{\underline{36^{\circ}\text{C}}}$$

med 12V spenningsforsyning:

$$\Rightarrow ((12\text{V}-5\text{V}) * 62\text{mA}) * 42,3^{\circ}\text{C/W} + 25^{\circ}\text{C} \approx \underline{\underline{43^{\circ}\text{C}}}$$

Vi konkluderer da med at denne komponenten ikke trenger noen ekstra kjøling i form av store loddeflater for avledning av varme.



### 3.4.2 Regulator 3,3 volts

Her brukte vi en regulator i samme serie som MAX603, denne heter MAX604 og er beregnet til en fast utspenning på 3,3V eller regulerbar fra 1,25 – 11V. Driftsspesifikasjoner, pinneplassering, blokkskjema og pakketype er samme som for MAX604. Denne regulatoren skal kun levere drivspenning for vår referanseoscillator, CFPT-9006, denne trekker typisk  $\leq 8\text{mA}$ . Maksimal junction temperatur for MAX604 er  $125^\circ\text{C}$ . Temperaturen ved junction blir da ved 9V spenningsforsyning:

$$(P * R_{th}) + 25^\circ\text{C} = T_j \text{ (junction temperatur)}$$

$P$  = effekt,  $R_{th}$  = termisk resistans fra junction til omgivelse

$$\Rightarrow ((9\text{V}-3.3\text{V}) * 8\text{mA}) * 42,3^\circ\text{C}/\text{W} + 25^\circ\text{C} \approx \underline{27^\circ\text{C}}$$

med 12V spenningsforsyning:

$$\Rightarrow ((12\text{V}-3.3\text{V}) * 8\text{mA}) * 42,3^\circ\text{C}/\text{W} + 25^\circ\text{C} \approx \underline{28^\circ\text{C}}$$

Konkluderer også her med at ingen spesielle hensyn må tas i forhold til kjøling av noe slag.

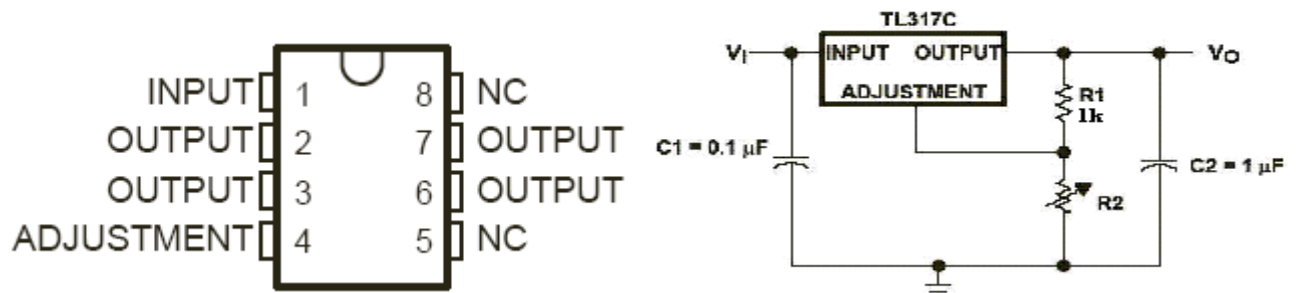
### 3.4.3 Justerbar lineær regulator

For å forsyne komponenter som trenger drivspenninger utover det vi fikk tak i av faste regulatorer, trenger vi da justerbare regulatorer. Valget av lineære justerbare regulatorer er tatt med samme vurdering som for de faste lineære. En mulighet var å bruke MAX604 siden denne kan fungere som en justerbar regulator, men denne var ikke tilgjengelig da vi utviklet prototypen. Vi brukte derfor det vi hadde tilgjengelig på skolen, og valget falt da på LM317 fra National Instruments, to i overflate utførelse og en med mulighet for tilkobling av kjøleribbe. Grunnen til at vi har brukt tre 5 volts regulatorer i stedet for kun 1, er fordi vi har en trekortsløsning, da var det mest hensiktsmessig å montere en regulator på hvert kort. I tillegg vil vi da fordele varmen på tre regulatorer. Først tar vi en titt på den overflatemonterte modellen, driftsspesifikasjoner og pinneplassering er vist i Figur 38 og Figur 39.



National TL317	
Innspenning	2.2 – 35V
Utspenning	1.2 – 32V
Maks strømtrekk	100mA
Temperaturområde	0 - +125 grader

Figur 38. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



Figur 39. Pinneplassering og typisk koblingsskjema

Her regner man ut R2 ut ifra Formel 2:

$$V_O = V_{ref} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

**Formel 2**

$$V_{REF} = 1,25V$$

R2 blir da i vårt tilfelle:

$$R2 = ((5/1,25)-1)*1k = \underline{3k\Omega}$$

Denne regulatoren ble brukt på både effektmåleren og demodulatortrinnet. Effektmåleren trekker maks 22mA, med en termisk resistans fra junction til omgivelsene på 17,2°C/W og en drivspenning på 9V tilført regulatoren blir beregnet temperatur for junction:

$$(P * R_{th}) + 25^\circ C = T_j \text{ (junction temperatur)}$$

P = effekt, R<sub>th</sub> = termisk resistans fra junction til omgivelse

$$\Rightarrow ( ((9V-5V) * 22mA) * 17,2^\circ C/W ) + 25^\circ C \approx \underline{27^\circ C}$$

med 12V spenningsforsyning:

$$( ((12V-5V) * 22mA) * 17,2^\circ C/W ) + 25^\circ C \approx \underline{28^\circ C}$$

Maksimal junction temperatur er på 150°C. Her er det helt klart at ekstra kjøletiltak ikke behøves.

Demodulatortrinnet består av en demodulator, SA614A, som trekker maksimalt 4mA i følge datablad. Denne regulatoren vil også forsyne en komparator, LT1016, med drivspenning. LT1016 trekker maks 35mA. Regulatoren har da et maksimalt forventet strømtrekk på omtrent 39mA. Med den samme termiske resistansen på 17,2°C/W og en drivspenning på 9V tilført regulatoren blir beregnet temperatur for junction:

$$(P * R_{th}) + 25^\circ C = T_j \text{ (junction temperatur)}$$

P = effekt, R<sub>th</sub> = termisk resistans fra junction til omgivelse

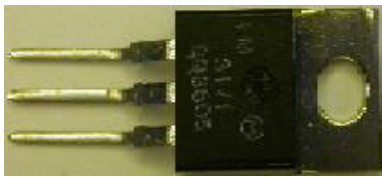
$$\Rightarrow ( ((9V-5V) * 39mA) * 17,2^\circ C/W ) + 25^\circ C \approx \underline{28^\circ C}$$

med 12V spenningsforsyning:

$$\Rightarrow ( ((12V-5V) * 39mA) * 17,2^\circ C/W ) + 25^\circ C \approx \underline{30^\circ C}$$

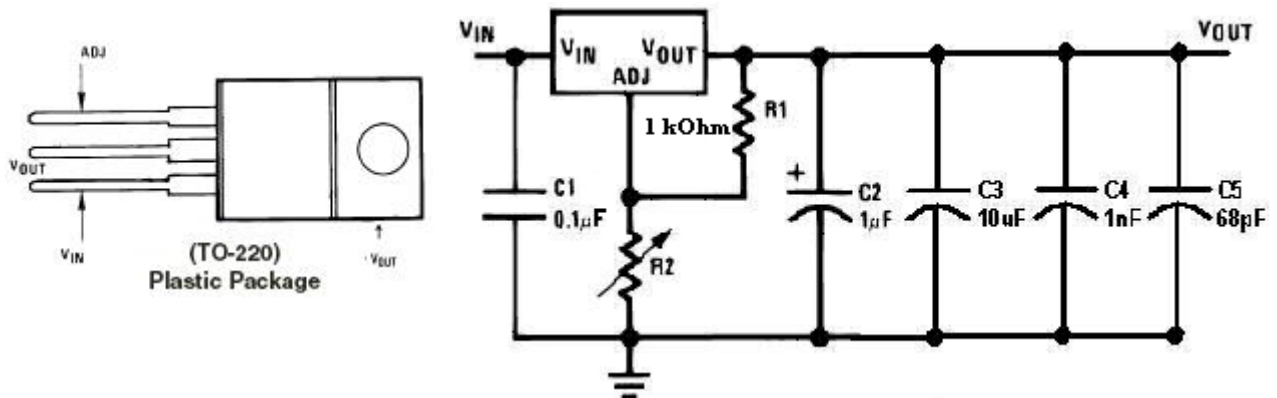
Disse verdiene er også godt innenfor maksimal junction temperatur på 150°C.

Den andre justerbare regulatoren som er brukt er vist i Figur 40 og Figur 41. Denne heter LM317, også fra National Semiconductors.



National LM317 (TO-220)	
Innspenning	2.2 – 34V
Utspenning	1.25 – 32 V
Maks strømtrekk	1.5A
Temperaturområde	0 - +125 grader

Figur 40. Illustrasjon av IC og driftsspesifikasjoner.



Figur 41. Pinneplassing og typisk koblingsskjema.

Her regnes  $R_2$  ut etter Formel 2, med andre ord må  $R_2$  være  $1,5k\Omega$  for å gi ut en spenning på omtrent 3,1 volt. Kondensatorene  $C_3 - C_5$  er anbefalt for MAX2701 og avkobler støy og transienter i forskjellige frekvensområder.

Denne regulatoren skal brukes til å drive miksetrinnet vårt som i hovedsak består av Maxims MAX2701, denne har et typisk strømtrekk på maks 235mA. Derfor så vi oss nødt til å bruke en LM317 med TO-220 pakke som vist på Figur 41, da denne tålte et høyere strømtrekk. Det var denne komponenten som hadde potensiale til å bli varmest, derfor var det ekstra viktig å beregne varmeutviklingen i denne. Med termisk resistans på  $50^\circ\text{C}/\text{W}$  og en drivspenning på 9V blir beregnet temperatur på komponenten:

$$(P * R_{th}) + 25^\circ\text{C} = T_j \text{ (junction temperatur)}$$

$P$  = effekt,  $R_{th}$  = termisk resistans fra junction til omgivelse

$$\Rightarrow ( ((9\text{V}-3\text{V}) * 235\text{mA}) * 50^\circ\text{C}/\text{W} ) + 25^\circ\text{C} \approx \underline{\underline{95,5^\circ\text{C}}}$$

med 12V spenningsforsyning:

$$\Rightarrow ( ((12\text{V}-3\text{V}) * 235\text{mA}) * 50^\circ\text{C}/\text{W} ) + 25^\circ\text{C} \approx \underline{\underline{130,8^\circ\text{C}}}$$

Her kunne det med fordel monteres på en heatsink/kjøleribbe for å senke temperaturen på komponenten. Det anbefales ikke å bruke mer enn +9Volts spenningsforsyning så lenge denne regulatoren blir brukt. For senere prototyper anbefales en annen regulator, eks. en MAX 604 som vi har brukt ellers, på grunn av tidsnød rakk vi ikke å få tak i flere slike.

Hvis en MAX603 hadde blitt benyttet i stedet, er det anbefalt med ekstra store kobberfelt rundt komponenten for varmeavledning ved høye strømtrekk. Den termiske resistansen synker da til under  $42,3^\circ\text{C}/\text{W}$ , og med 9V spenningsforsyning ville den absolutt høyeste temperatur blitt:

$$(P * R_{th}) + 25^{\circ}\text{C} = T_j \text{ (junction temperatur)}$$

$P$  = effekt,  $R_{th}$  = termisk resistans fra junction til omgivelse

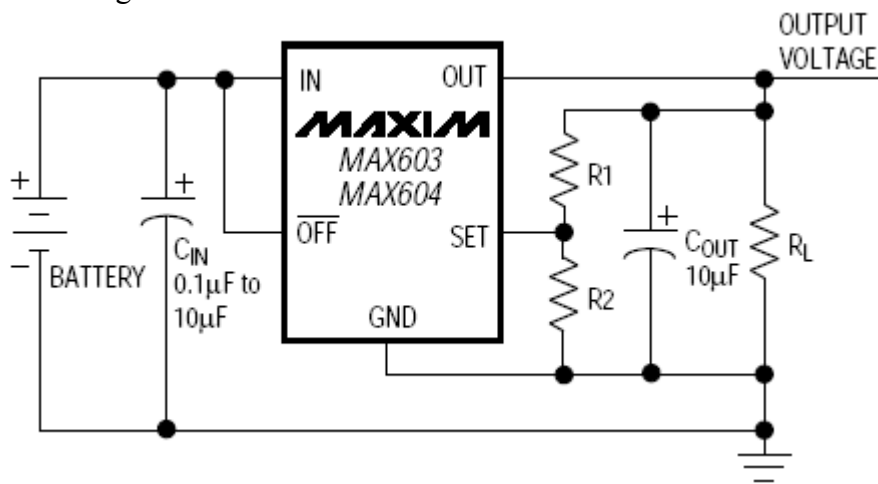
$$\Rightarrow ((9\text{V}-3\text{V}) * 220\text{mA}) * 42,5^{\circ}\text{C}/\text{W} + 25^{\circ}\text{C} \approx \underline{81^{\circ}\text{C}}$$

med 12V spenningsforsyning:

$$\Rightarrow ((12\text{V}-3\text{V}) * 220\text{mA}) * 42,5^{\circ}\text{C}/\text{W} + 25^{\circ}\text{C} \approx \underline{109^{\circ}\text{C}}$$

Maksimal junction temperatur er oppgitt til  $125^{\circ}\text{C}$ .

For å få 3V utspenning fra en MAX603 måtte den kobles opp som på Figur 42. Motstandsverdiene regnes ut etter Formel 3.



Figur 42. Koblingskjema alternativ løsning.

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{SET}} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

Formel 3

$$V_{\text{SET}} = 1,20$$

Hvis vi eksempelvis velger  $R2$  til  $1\text{M}\Omega$  for å minimere strømforbruk i spenningsdelingen, må  $R1$  velges til:  $(3/1.2)-1 * R2 = 1.6 * R2 \Rightarrow R2 = \underline{1,6\text{M}\Omega}$ . Med denne koblingen skal man få en stabil spenning på 3V, med komponenter som tar liten plass og har en lavere varmeutvikling slik at man ikke har behov for en heatsink/kjøleribbe.

## 3.5 Realisering av kretsen

Realisering av kretsen, både skjematisk og utlegg er gjort i Orcad 9.2.3. Ingen av gruppedeltagerne hadde brukt denne programpakken før. Måten dette ble løst på var at halve gruppa satte seg inn i bruk av Orcad ved å lese Hovedprosjektoppgave Teleteknikk Høgskolen i Gjøvik 2003 "Miniatyr S-bånd Telemetrisender" v/ Anders Rødningsby og Hans Fremstad Skaare og ved å gå igjennom "tutorials" som er små innføringer i programpakken. Deretter ble den resterende delen av gruppa opplært i etterkant.

### 3.5.1 Bruk av Orcad

Det er tre trinn for hvordan man lager kretskortutlegg i Orcad:

1. Skjematisk oppsett gjøres i "Capture". Koblingene mellom komponenten blir overført til "Layout" som "nets".
2. Den fysiske utformingen gjøres i "Layout". For å opprettholde godt HF-design må man her manuelt gjøre komponentplasseringene og opprettholde jordplan og mikrostrip linjer med ønsket impedans.
3. Når man er ferdig i Layout, går man over til "Gerbtool" der man skriver ut utlegget.

For ytterligere informasjon og brukerveiledning, se Hovedprosjektoppgave Teleteknikk Høgskolen i Gjøvik 2003 "Miniatyr S-bånd Telemetrisender" v/ Anders Rødningsby og Hans Fremstad Skaare, side 108- 120.

### 3.5.2 Konstruksjon

Vi valgte tidlig i prosessen å dele mottakeren på tre separate kort. Dette var for å effektivisere arbeidet og feilsøkingen, men også for å utforske mulighetene for skjerming av støy. Denne fordelingen viste seg å være svært effektiv når det gjaldt å fordele oppgaver. I tillegg til de tre kortene vil også båndpassfilteret som ligger mellom LNA og mikser ligge på eget kort. Dette filteret er utført med mikrostrip linjer. Grunnen til at også dette er plassert på eget kort, er med tanke på muligheten til enklere å kunne teste flere filtre på hele systemet. Alle kortene utenom filter-kortet har sine egne spenningsregulatorer, og kan tilkobles en felles spenningskilde Spenningsregulatoren er behandlet i kapittel 3.4.

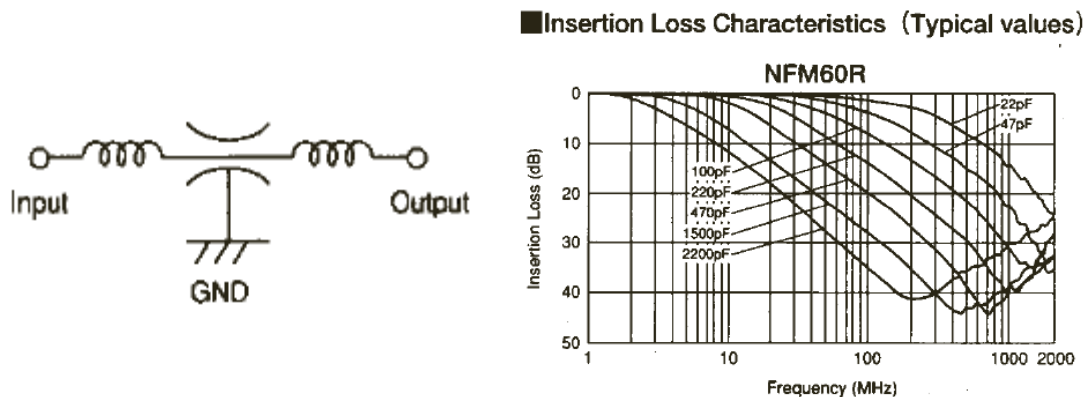
#### 3.5.2.1 Skjerming

Skjerming av de ulike delene i mottakeren er svært viktig. Det er mange signaler på kortet som kan forstyrre, samtidig som det er kritisk at ikke nyttesignalene blir forstyrret. En løsning som ble forsøkt, var å utvikle en boks med et rom til hver av kortene. Rommene var skjermet fra hverandre og kortene var jordet i boksen. Dette skulle dempe spredningen av de uønskede signalene, samtidig som at det skulle få mottakeren til å fremstå som én enhet. Alle gjennomføringer mellom rommene ble beskyttet med gjennomføringskondensatorer, og gjennomføring av signaler ble gjort med skjermede 50Ω kabler. Det viste seg derimot at denne boksen førte til at mottakeren fikk dårligere egenskaper enn ved tidligere tester. En mulig forklaring kan være dårlig jording, eller at boksens utforming skapte uønskede effekter som for eksempel  $\lambda/4$ -avstander. Denne boksen ble derfor forkastet.

### 3.5.2.2 EMI filtre og avkoblingskondensatorer

EMI-filtrene ble valgt på grunnlag av best mulig demping i S-båndet. Filteret vi valgte var av typen Murata NFM60R0020T152, og har dempingskurve som vist i Figur 43.

Ekvivalentskjema finnes i samme figur. EMI-filtre er plassert ved komponenter som får drivspenning fra en felles regulator. Filteret er plassert så nær drivspenningsinngangen som mulig. Ved bruk av felles spenningsregulator, er det er ikke plassert EMI-filtre på komponenten med høyest strømtrekk. Det er heller ikke EMI-filtre på komponenter som blir forsynt med drivspenning fra egen spenningsregulator.



Figur 43. Dempingskurve og ekvivalentskjema for Murata NFM60R0020T152, 1500pF.

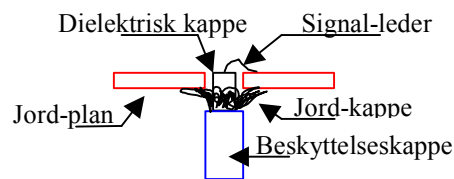
Avkoblingskondensatorer er viktige for å dempe støy som ligger utenfor dempningsområdet til EMI-filtret. I databladet til de forskjellige komponentene er det ofte tegnet inn anbefalte avkoblingskondensatorer i skjemaet for typisk oppkobling. Disse er ofte satt inn for å dempe egenstøy fra komponenten, og er alle tatt med i prototypen. I tillegg til disse har vi målt og undersøkt nødvendigheten av ytterlig avkobling. Det viste seg at dette var nødvendig på Demodulator- og PLL kortet. Her fant vi betydelige støysignaler på linjene for spenningstilførselen. Støysignalene ble antatt å stamme fra regulatoren og ble avkoblet med kondensatorer i størrelsesorden 1-10 $\mu$ F. Etter videre målinger observert vi at støysignalene var fjernet.

### 3.5.2.3 Jordingsstrategi

Fra oppdragsgiver var det ikke krav til begrenset størrelse på den ferdige løsningen. På høgskolen har vi ikke muligheten til å utvikle kretskort med flere lag en to. Vi valgte å bruke tolagskort, og har forsøkt å plassere de fleste komponenter og baner på det ene laget. Dette er for å skape så stort jordingsplan som mulig på den ene siden. Jordingsplanet kan i begrenset grad virke som skjerming, og det vil gjøre det enklere å føre igjennom jord med korte mellomrom. Hovedfordelen vil allikevel være at vi unngår jordingsbaner som kan bli  $\lambda/4$ -lengder, problemer med jordingsløyper vil også minimeres. Mellom de forskjellige kortene blir jordplanene koblet sammen ved hjelp av jordingen i 50 $\Omega$  kablene, som blir brukt til overføringen av signaler mellom kortene. Jordingstilførselen til hele mottakeren blir koblet til downconverter-kortet, som ligger mellom Demodulator og PLL kortet, se Figur 44.

### 3.5.2.4 Overføring av signaler

Siden mottakeren er delt på tre forskjellige kort, må signalene overføres ved hjelp av kabler. De fleste av komponentene som inngår i de høyfrekvente delene av kortet, har  $50\Omega$  i inngangs- eller utgangsimpedans. Det er derfor nødvendig å bruke kabler med en resistans på  $50\Omega$  for å unngå misstilpasning, refleksjoner og demping. Siden signalene mellom PLL -og downconverter kortet har en frekvens på over 2.2GHz, er det nødvendig å bruke kabler som ikke gir økt demping ved disse frekvensene. Hvordan disse kablene skal være tilkoblet, er vist i Figur 44. Dette er spesielt viktig hvor kablen går ut av et skjermet område, som for eksempel ut av skjermingsboksen til den faselåste sløyfen.



Figur 44. Tilkobling av kabel for signal.

### 3.5.2.5 Plassering av kortene

For å kunne gjøre tester og målinger av hele mottakeren er det nødvendig å ha mest mulig like forhold under de forskjellige testene og målingene. Siden boksen som er omtalt i kapittel 3.4.1 ble forkastet, valgte vi å sette kortene fast på en plate se måleoppstilling, Figur 45. Figur 45, Måleoppstilling. Avstand og plassering av kortene er kun gjort med hensyn på praktisk oppkobling av  $50\Omega$  kablene som skal overføre signalene mellom kortene.

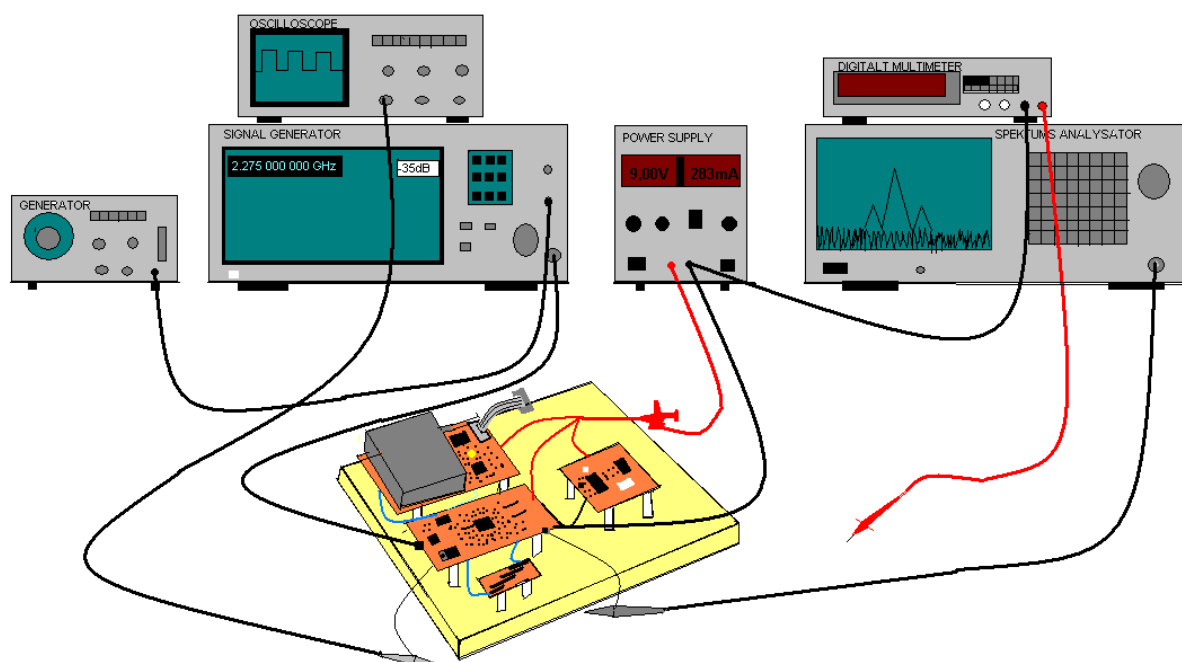
## 4 Apparatur - Utstyr

Måle instrument	Typebetegnelse
Vector Network Analyzator(Rhode & Schwartz) (20kHz – 8GHz)	Rhode & Schwartz - Vector Network Analyzator - ZVCE
Signalgenerator (5kHz – 3GHz)	Rhode&Swartzs – Signal Generator SMT03
Spectrum analysator Advantest (100Hz – 26,5 GHz)	Advantest R3273
Signalgenerator Wavetek	Wavetek modell 3010
Strømforsyning Thurlby (30V-2A)	Thurlby PL320
Digitalt multimeter TTI	TTi 1604
Signalgenerator (0.1Hz – 2MHz)	Leader LFG-1300
Oscilloskop med passive prober (DC – 60MHz)	Tektronix TDS2002 og prober P2200
Målejigg $Z = 50 \Omega$	(Arne Myhre)
Microskop	PSP
Loddebolt	Metcal MX2 05595

Dataverktøy	Typebetegnelse
Matlab - Elnikk	Elnikk, Arne Wold, v.5.51
Matlab - Linvill	Elnikk, Arne Wold, v.5.51
Orcad til tegning og konstruksjon av kretser	Versjon 9.2.3
Kompilering av kode	Borland C++ Builder, GNU C-kompilator og Microsoft Visual Studio6
Overføring av kode til mikrokontrolleren	AVR Studio v.4.07 og AVR ISP(In System Programmer)



## 5 Testing av prototyp



Figur 45, Måleoppstilling.

Under testingen er det brukt følgende utstyr:

- Spectrumanalysator Advantest
- Strømforsyning Thurlby
- Tektronix TDS2002 oscilloskop
- Passive standardprober, øvre grense 200MHz.
- Digitalt multimeter TTI
- Signalgenerator Rode&Schwarz
- PC, med RS-232 grensesnitt og nullmodemkabel

For nærmere beskrivelse av instrumentene henvises det til kapittel 4, Apparatur – Utstyr.

### 5.1 Målinger på forsterkertrinn i mottakeren

#### 5.1.1 LNA og miksertrinn

På LNA er det vanskelig å få til noen pålitelige måleresultater, da målingene må gjøres med probe i frekvensområdet på over 2 GHz. Datablad oppgir opptil 20dB forsterkning med typisk forsterkning på 16,5dB ved 2,4GHz for LNA. Inngang og utgang av LNA, samt inngang av miksertrinn er avhengig av impedansetilpasninger ved hjelp av eksterne komponenter. S-båndet er 1GHz bredt, det betyr at tilpassningen ikke vil være like god over hele båndet. Det er derfor foretatt målinger på utgangen av miksertrinnet på I-kanalen, for å sjekke variasjon av forsterkning over hele S-båndet samt ISM-båndet. Referansen er -25dBm ut fra signalgenerator, dvs. RF-inn gjennom LNA og forsterkerne i miksertrinnet. Etter LNA ligger

BP mikrostrip filteret, her er det varierende tap over hele båndet. På utgangen av miksertrinnet er det mellomfrekvensen man måler på, denne er konstant på 25 MHz. Måleparametre:

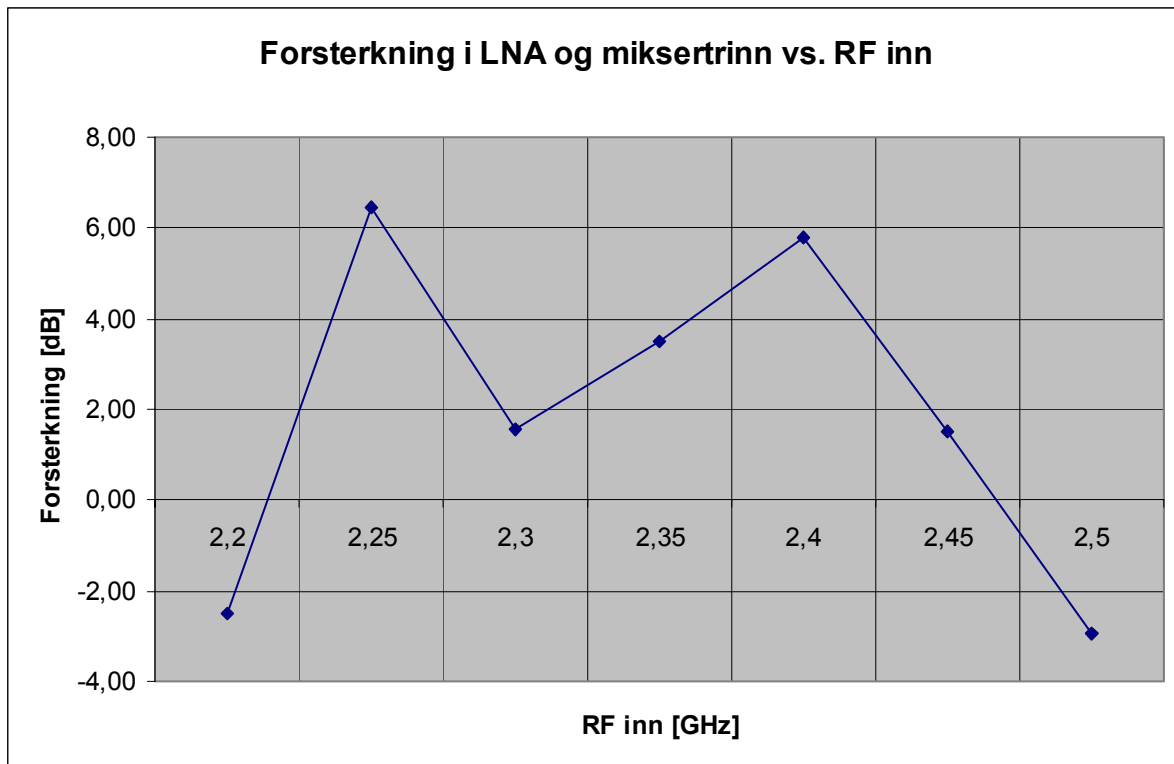
Målinger av variasjon i forsterkning ut av Mix I ved variasjon av RF frekvens

MF frekvens: 25 MHz

Signalnivå på RF inn: -25dbm

Målehenvisning: Testpunkt 1, Downconverter

Måleutstyr: Avantest spektrum analysator



Figur 46, Nivå ut av mikser på I-kanal vs. RF-inn

Ser av Figur 46 at det bare er forsterkning rundt 2,25 GHz og 2,4 GHz. Datablad oppgir LNA forsterkning på over 14dB fra 2,1 til 2,5 GHz. Det er da aktuelt å se på båndpass mikrostrip filteret og dens variasjonen av dempningen over hele båndet, samt tilpassningskomponentene ved inn og utgang til LNA. Dette diskuteres nærmere i kapittel 6.1.

### 5.1.2 VGA – Variable Gain Amplifier

Totalt er det tre VGA i bruk på hele mottakeren. VGA1 og VGA2 er begge på downconverteren, VGA3 er på demodulatoren. VGA1 og -2 kan brukes som AGC ved hjelp av en tilbakekobling til  $V_{AGC}$ .  $V_{AGC}$  styrer VGA-1 og -2 samtidig. AGC tilbakekoblingen er ikke i bruk på downconverteren, forsterkningen settes konstant ved hjelp av et potmeter koblet på  $V_{AGC}$  inngangen. Fordelen med dette er at man har kontroll over hvor mye forsterkning VGA'ene gir, og på den måten kan man regulere inn optimal forsterkning med et optimalt S/N forhold. Det viser seg at ved en viss forsterkning øker egenstøyen til VGA'ene betraktelig. VGA1 og -2 har lik forsterkningskarakteristikk og kan forsterke opp til 40 dB hver.

Målinger er foretatt på forsterkningen i VGA-1 og -2 i forhold til spenningen på V<sub>AGC</sub>.

Måleparametre:

Målinger av variasjon i forsterkning på VGA-1 og -2 i forhold til spenningen på V<sub>AGC</sub>

MF frekvens: 25 MHz

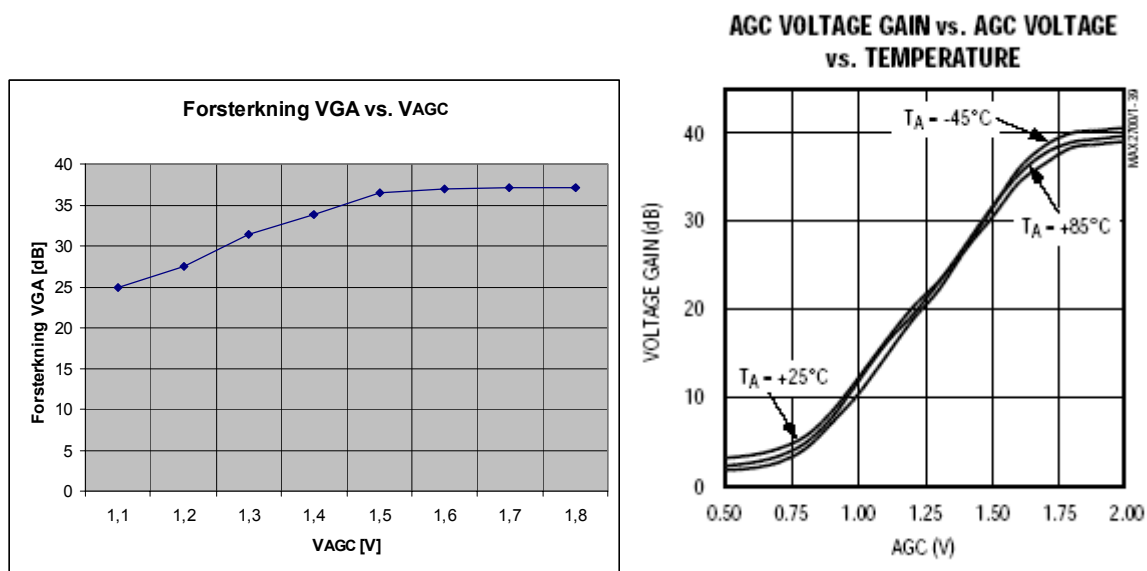
Signalnivå på RF inn: -25dbm

Målehenvising: Testpunkt 3 og 4, Downconverter

Måleutstyr: Avantest spektrum analysator

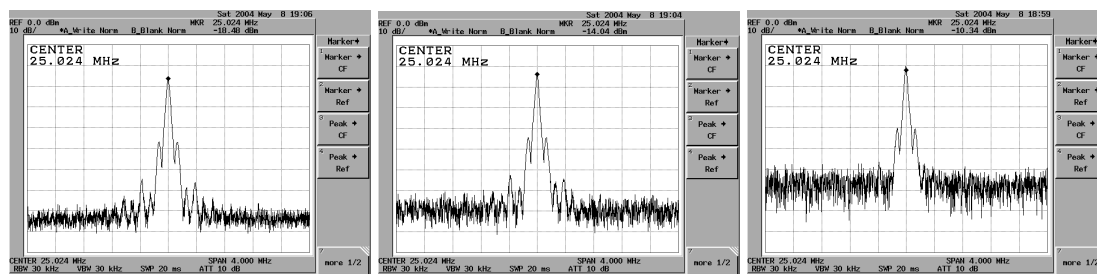
Digitalt multimeter TTI

Figur 47 viser den målte forsterkningen i forhold til datablad. Dette stemmer bra overens.



Figur 47. Forsterkning VGA1 vs. V<sub>AGC</sub>. a) Målt forsterking, b) Forsterkning i flg. Datablad

Ved målingene av forsterkningen kunne det i observeres en endring i egenstøyen ettersom forsterkningen økte. På Figur 48 vises endring i støynivå ved forskjellig forsterkninger.



Figur 48. Endring i støynivå ved forskjellig forsterkning (V<sub>AGC</sub>) på VGA1. a) V<sub>AGC</sub>=1,33V. b) V<sub>AGC</sub>=1,50V. c) V<sub>AGC</sub>=1,8V

Det viste seg ved måling at VGA-spenningen hadde best S/N og forsterkning ved  $V_{AGC}$  på 1.33V. Foretok måling på VGA1 og VGA2 med denne konfigurasjonen:

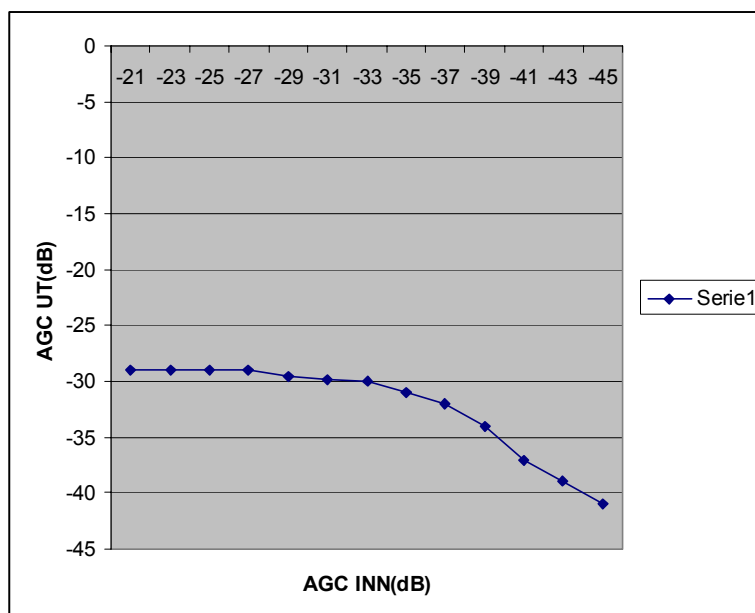
Måling av alle forsterkere i MF

MF frekvens: 25 MHz  
 Signalnivå på RF inn: -25dbm  
 RF inn 2,275 GHZ  
 $V_{AGC}$  1,33V  
 Måleutstyr: Avantest spektrum analysator

	Nivå VGA1 nivå	Nivå VGA1 ut	Nivå VGA2 inn	Nivå VGA2 ut
Målte nivåer [dB]	-57	-28,5	-43,5	-16,5
Forsterkning(differanse) [dB]	<b>28,5</b>		<b>27</b>	

Tabell 2, Forsterkningen i VGA1 og -2 på downconverteren ved  $V_{AGC} = 1,33V$

VGA3 er på inngangen av demodulatoren. Denne styres av en egen AGC i demodulatoren. Vi målte forsterkningen i AGC på demodulatoren ved hjelp av prober på inngangen og utgangen på forsterkeren (henholdsvis pinne 16 og pinne14), testpunkt 1 og 2 på Demodulatorkretsen.



Figur 49. AGC demodulator.

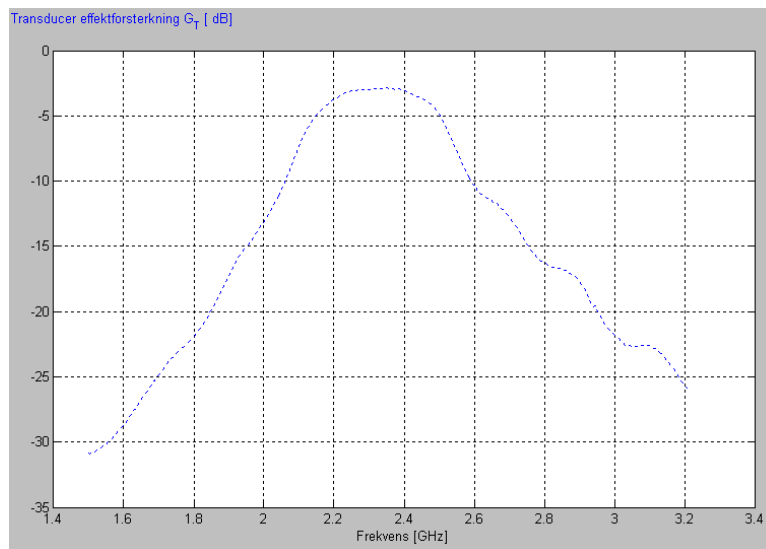
AGC funksjonene fungerer her som en begrenser slik at nivået holdes mest mulig konstant på -29dBm. Etter dette kommer den siste forsterkeren, med en tilnærmet konstant forsterkning på 12dB.

## 5.2 Målinger på filter i mottakeren

I tillegg til lokale filtre som avkoblingskondensatorer er det to typer filter som er brukt. Etter LNA er det brukt et båndpassfilter realisert med mikrostriptechnologi. I mellomfrekvensbåndet er det brukt 2.ordens LC Butterworth lavpassfilter.

### 5.2.1 Båndpass mikrostrip filter

Dette filteret er beregnet med Elnikk i Matlab og realisert i Orcad med mikrostriptechnologi. Målingene på dette filteret er gjort med nettverksanalysator fra Rhode & Schwarz, filteret ble satt i en målejigg tilpasset  $50\Omega$ . Resultatene fra denne målingen ble lastet over i Multipol/Elnikk der karakteristikken ble tegnet opp, se Figur 50.



Figur 50. Filterkarateristikk

### 5.2.1 Mellomfrekvensfilter

Målt dempning i mellomfrekvensfilter:

Måling av MF -filter  
 MF frekvens: 25 MHz  
 Signalnivå på RF inn: -25dbm  
 RF inn 2,275 GHZ  
 Måleutstyr: Avantest spektrum analysator

Inn på filter [dB]	Ut av filter [dB]	Tap i filter [dB]
-48	-52	-4

Tabell 3, Tap i MF – filter

Dempningen mellomfrekvensfilteret er akseptabel, teoretisk forventer man 3dB dempning i et 2.ordens lavpass LC-filter i passbåndet.

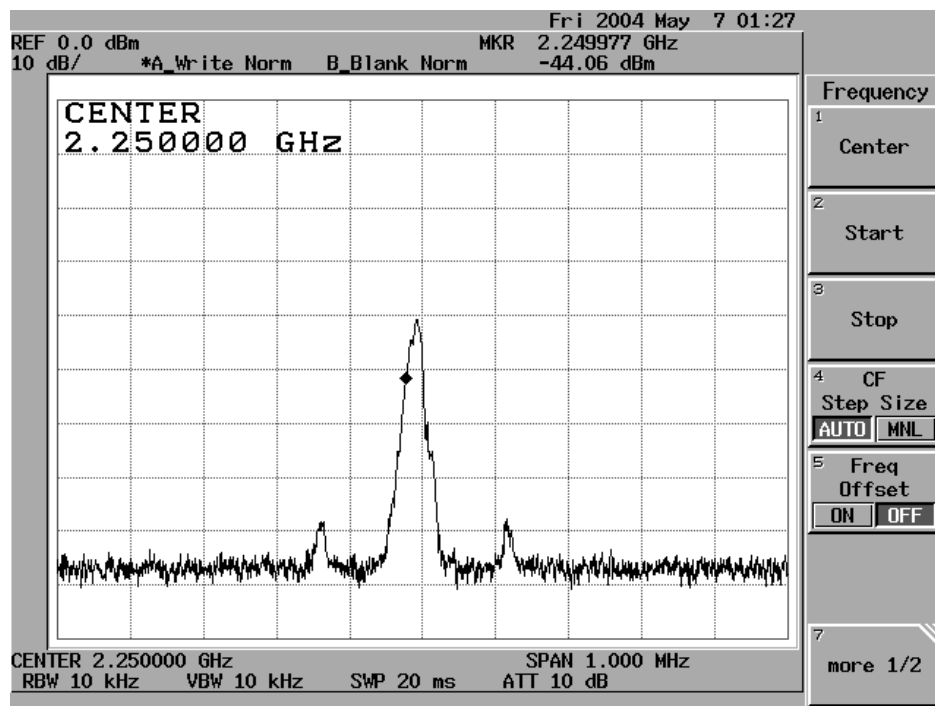
## 5.3 Testing av Faselåst sløyfe

Signalet fra den faselåste sløyfa brukes i nedmiksingene av det mottatte signalet. Derfor er det viktig at dette signalet er så stabilt og støyfritt som mulig. Viktige testområder blir da:

- signal ut av faselåst sløyfe
- tuningspenning inn på VCO
- signal fra referanseoscillator

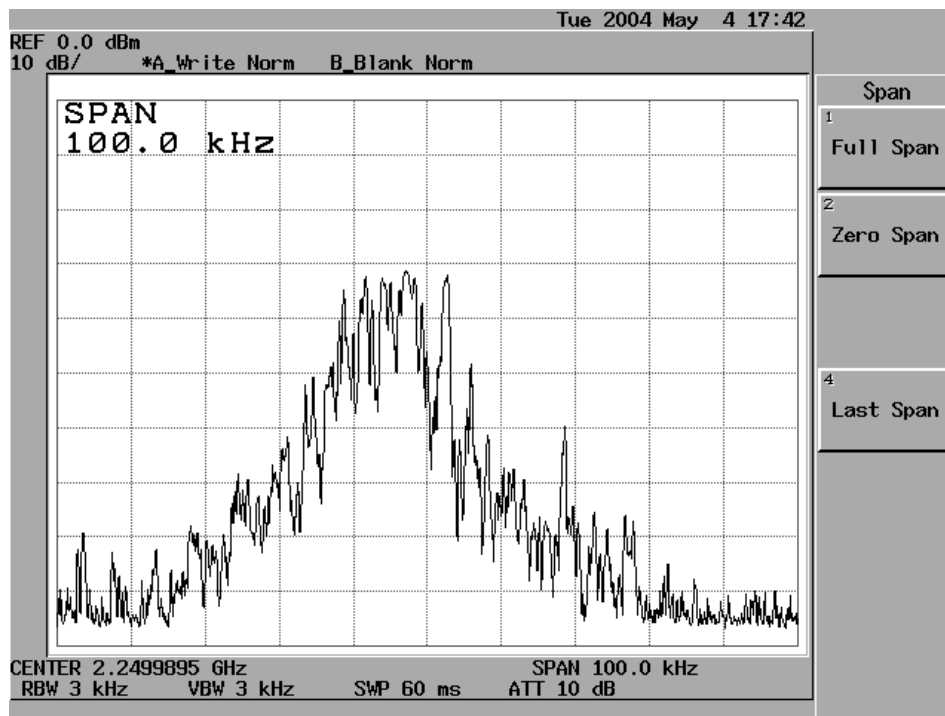
### 5.3.1 Signal fra Faselåst Sløyfe

Målingen av signalet ut fra den faselåste sløyfa er tatt i testpunkt 1 med en passiv standardprobe beregnet for 200MHz, denne er tilkoblet Advantest spektrumanalysator. På grunn av at proben er beregnet for maksimalt 200MHz, vil ikke figuren vise riktig nivå på signalet. Testpunktene for denne målingen er avmerket på skjemategningene fra Orcad i Vedlegg B3. Signalet finnes på Figur 51. Figuren kan brukes som en indikator på S/N-forhold og undersøkelse av signalets frekvenskomponenter og eventuelt andre frekvenskomponenter.



Figur 51. Signal fra faselåst sløyfe, 2.25 GHz

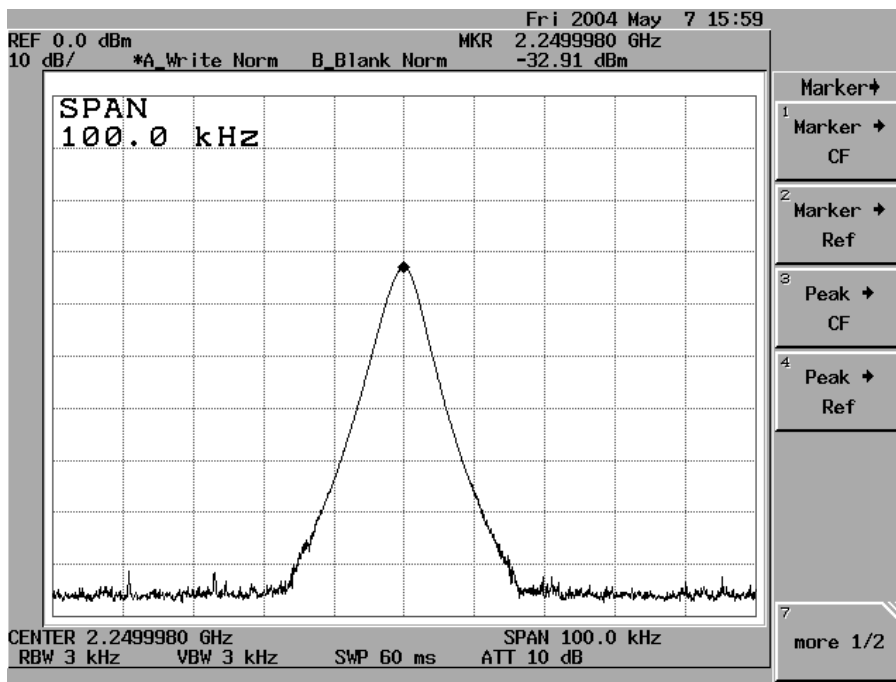
Vi kan lese av et omtrentlig S/N-forhold på 38dB. De to frekvenskomponentene på hver side av hovedsignalet er uønskede, og S/N-forholdet er målt ned til disse. På figuren tilsvarer hver rute vertikalt 10dB referert 0dBm og horisontalt 100KHz, dette kan leses direkte av figuren. Avstanden fra hovedsignalet til de uønskede signalene på hver side er målt til 130kHz. For å undersøke signalet vårt ytterligere satte vi ned den horisontale oppløsningen til 100kHz per rute. Resultatet vises i Figur 52.



Figur 52. Signal fra faselåst sløyfe, 2.25GHz

Her ser vi flere uønskede frekvenskomponenter som forstyrrer hovedsignalet vårt, i tillegg til noe skjelving i signalet. Hele signalet har komponenter som ligger i området fra ønsket frekvens til  $\pm 35$  kHz.

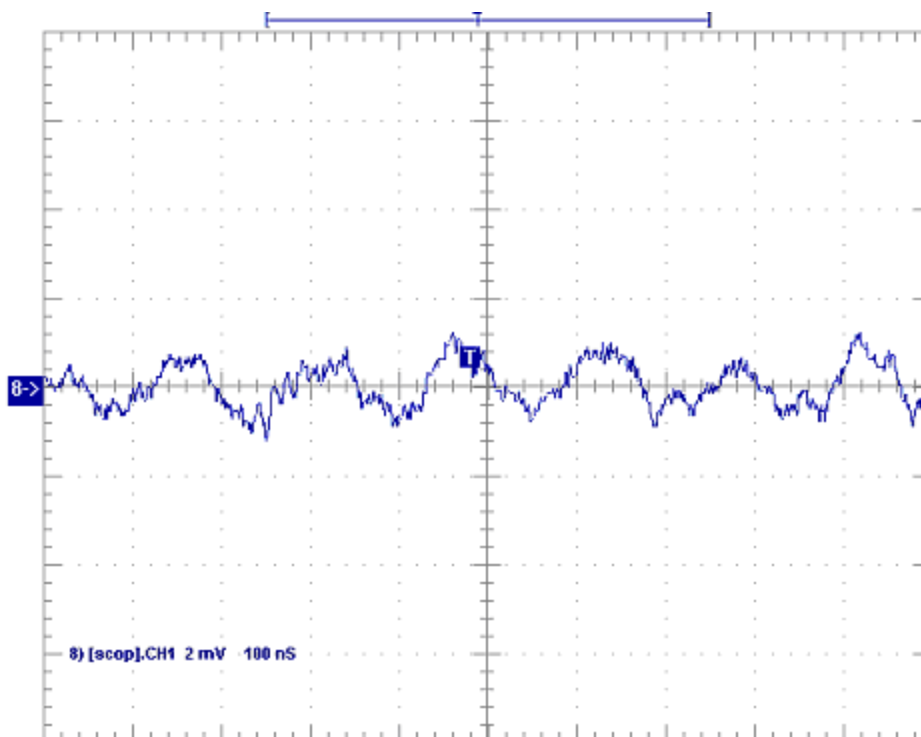
For å sammenligne med et ideelt signal har vi tatt med en figur av et tilsvarende signal fra signalgeneratoren Rhode & Swarts SMT03. Se Figur 53. Her skal det nevnes at dette signalet er tilnærmet ideelt og at man ikke kan forvente et så pent signal ut av en faselåst sløyfe i dette frekvensområdet.



Figur 53. Ideelt signal fra signalgenerator Rhode&Scwarts SMT03, 2.25GHz

### 5.3.2 Tuningspenning

Målingene av tuningspenningen til VCO er utført i testpunkt 2 med samme passive standardprobe som nevnt tidligere, men nå tilkoblet et Tektronix oscilloskop. Målingen er vist på Figur 54.



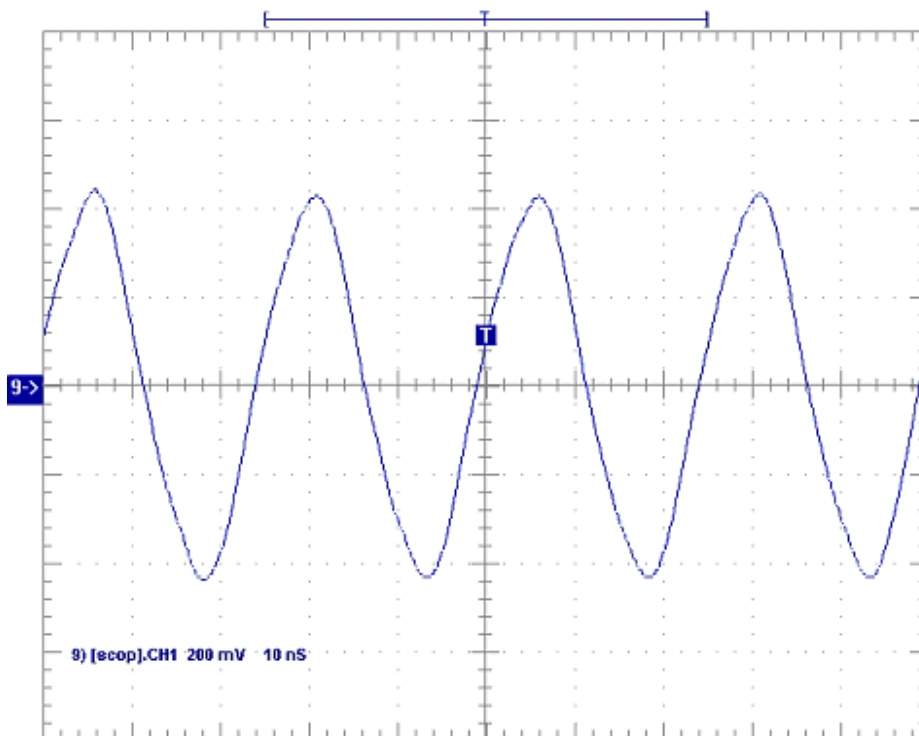
Figur 54. Tuningspenning til VCO, Volt/div = 2mV, Time/div = 100nS



Her ser vi klart at det ligger noe støy, dette til tross for at vi har et passivt 2. ordens sløyfefilter med en knekkfrekvens på 800Hz på denne inngangen. Det uønskede signalet som synes på Figur 54 har en frekvens på omtrent 5,5MHz med en amplitude på omtrent 1,4mV. I tillegg ser man at det også ligger noe tilfeldig støy på inngangen.

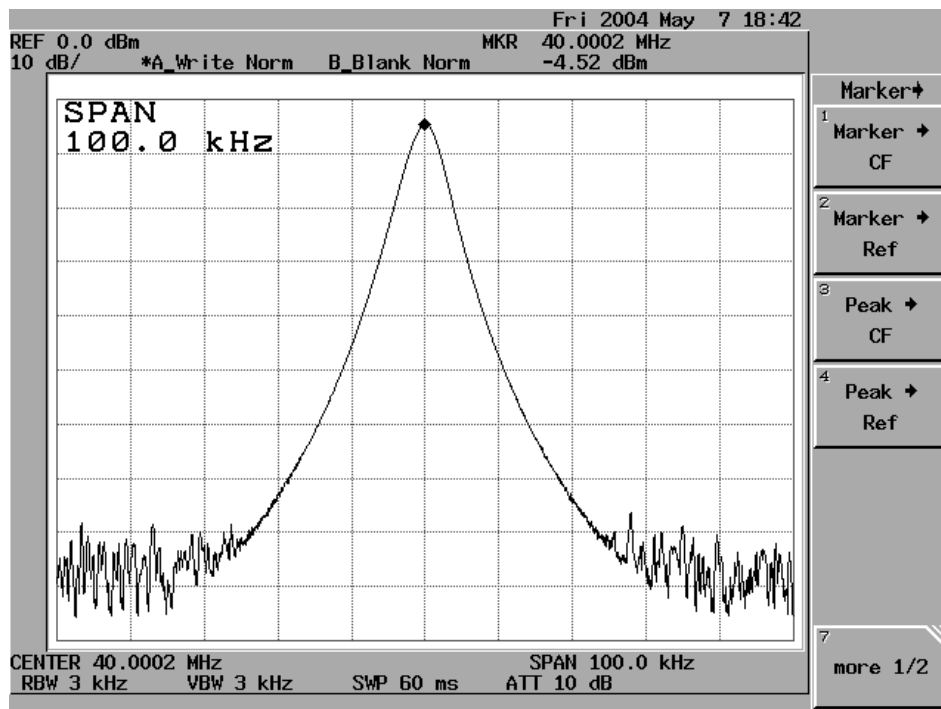
### 5.3.3 Signal fra referanseoscillator

Det er tatt målinger av signalet ut fra referanseoscillatoren for å undersøke hvordan dette signalet ser ut og hvor stabilt det er. Disse målingene er utført i testpunkt 3, se vedlegg B3. Den første målingen er gjort med Tektronix oscilloskop og passiv standardprobe, resultatet vises i Figur 55.



Figur 55. Signal fra referanseoscillator, 40MHz.

Ut av Figur 55 ser vi at signalet har en frekvens på 40MHz. Vi ser ingen tegn til støy eller uønskede frekvenskomponenter på dette oscilloskopbildet. En måling av frekvensspekteret til referanseoscillatoren er vist i Figur 56. Her er det også målt med en passiv standardprobe, denne gangen tilkoblet Avantest spektrumanalysator. Også denne figuren viser at signalet er uten uønskede komponenter.



Figur 56. Spektrumanalysatorbilde av referanseoscillator

## 5.4 Grensesnitt mot PC

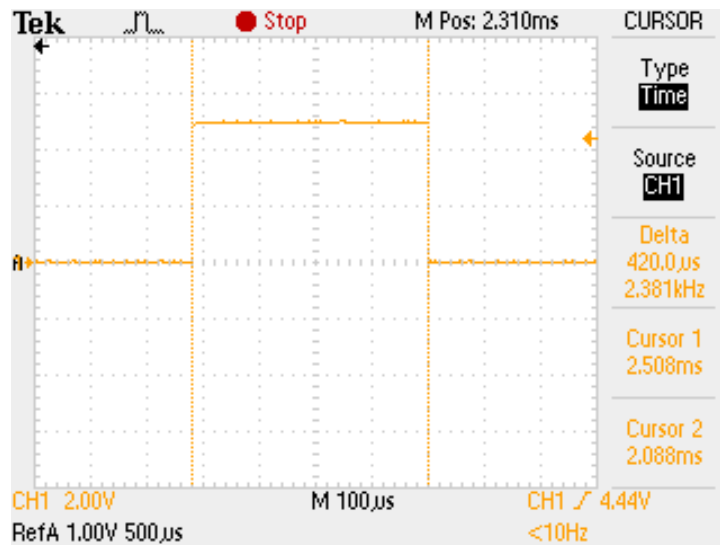
I kommunikasjonen mellom PC og mikrokontroller er det blitt gjort følgende målinger:

- Baudrate
- Avstand mellom datapakker

Alle målingene er gjort med standardprobe og Tektronix oscilloskop.

### 5.4.1 Baudrate

Målinger av baudraten til signalet fra mikrokontrolleren til PC ble gjort i testpunkt 4, se vedlegg B3, og er vist i Figur 57. Baudraten fra PC er ikke målt fordi dette kan variere fra PC til PC. Målingene er gjort etter RS232 driveren, og signalet skal derfor være på RS232 nivå.

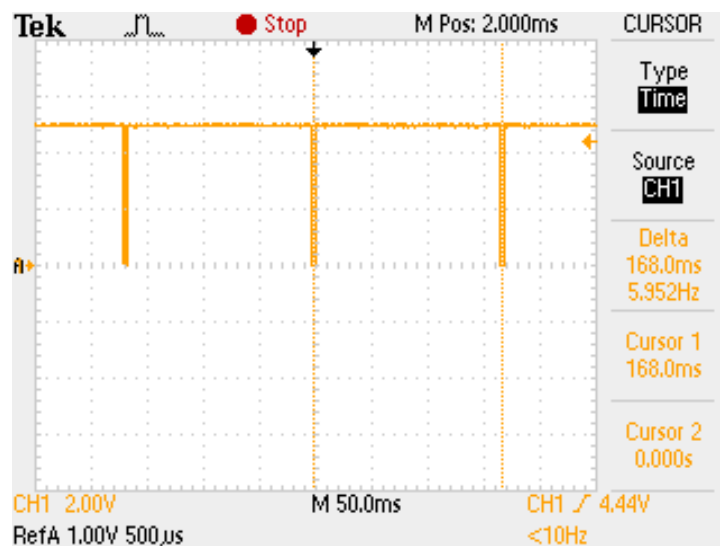


Figur 57. En bit av det digitale signalet fra mikrokontroller til PC.

De stiplede vertikale linjene er kun målereferanse og inngår ikke i signalet. Ut av Figur 57. En bit av det digitale signalet fra mikrokontroller til PC. leses av en baudrate på 2381, programmert verdi i mikrokontrolleren er 2400baud. Datasignalet på figuren stammer fra ADC-konvertering i mikrokontrolleren.

#### 5.4.2 Avstand mellom datapakker

ADC'en i mikrokontrolleren sender ut datapakker på 1byte + 2bit header. Disse blir sendt ut kontinuerlig med en bestemt pause mellom hver pakke. Denne forsinkelsen er vist på Figur 58. Her er det også målt i testpunkt 4.



Figur 58. Sending av datapakker fra mikrokontroller til PC

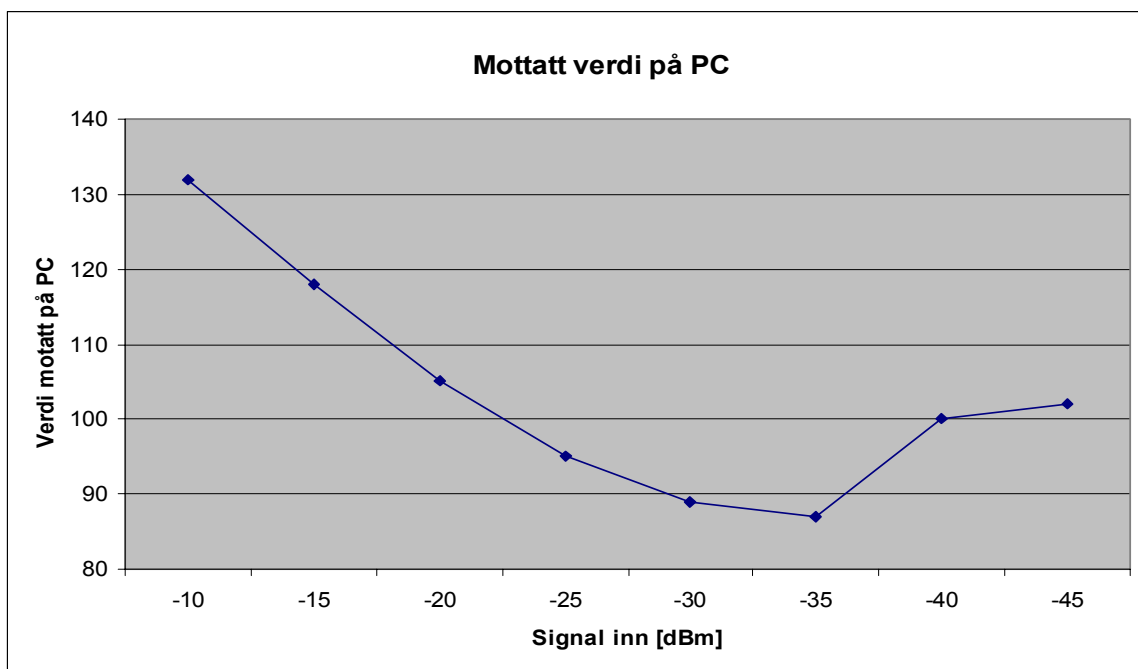
Av Figur 58 ser vi at det blir sendt en datapakke hvert 168ms, det tilsvarer en frekvens på omtrent 6 datapakker i sekundet.

## 5.5 Effektmåler

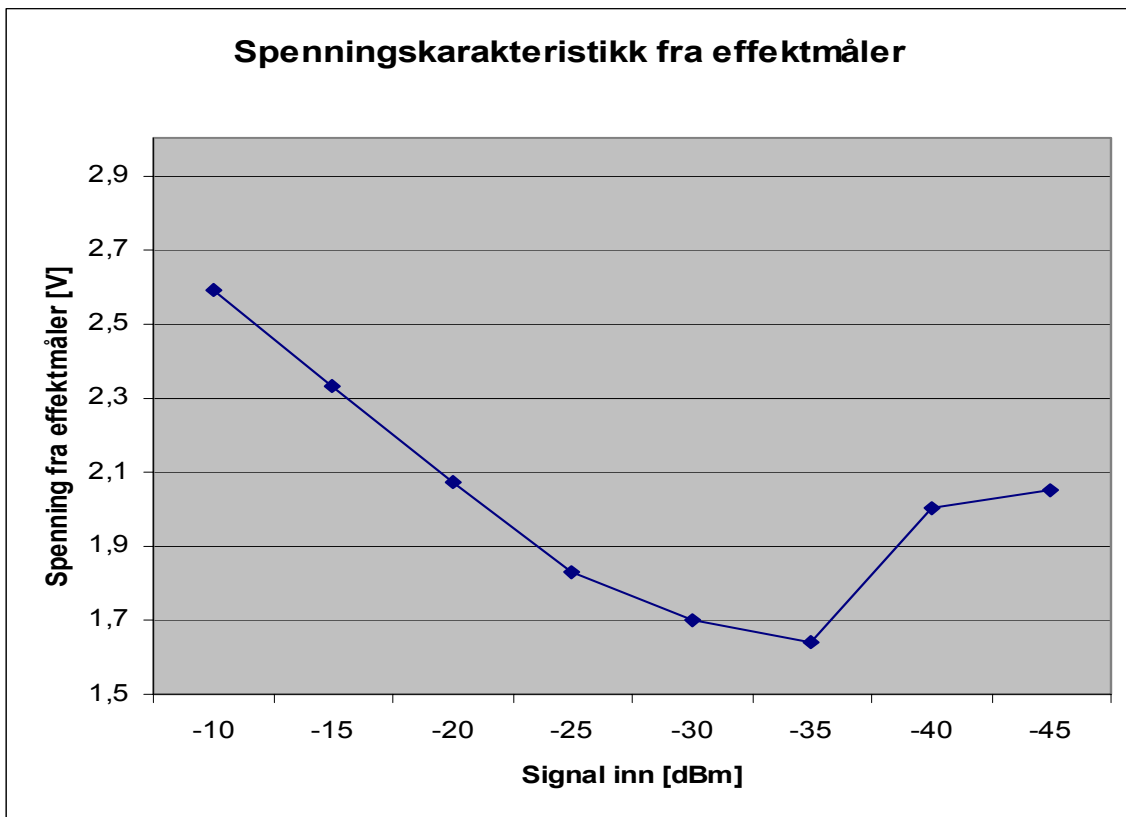
Effektmåleren skal ifølge databladet gi ut en lineær karakteristikk for hele området den skal måle i. En nærmere beskrivelse av funksjon og implementering til effektmåleren finnes i kapittel 3.1.1.2 og 3.1.2. Målingene for nivå fra effektmåler, er foretatt med digitalt multimeter på ADC inngangen til mikrokontrolleren. Mottatt data på PC er verdien av byten som er resultatet av konverteringen i ADC'en. Signálnivå er avlest nivå på signalgenerator. Målingene er foretatt med et inngangssignal på 2250MHZ. Resultatene er vist i Tabell 4, Verdier fra effektmåler., og en grafisk fremstilling er vist i Figur 59.

Nivå signal [dBm]	Nivå fra effektmåler [V]	Mottatt data på PC
-10	2,59	132
-15	2,33	118
-20	2,07	105
-25	1,83	95
-30	1,7	89
-35	1,64	87
-40	2	100
-45	2,05	102

Tabell 4, Verdier fra effektmåler.



Figur 59. Motatt verdi på PC



Figur 60. Spenningskarakteristikk fra effektmåler.

Disse målingene viser at effektmåleren som er implementert på downconverterkortet ikke oppfører seg tilfredsstillende. Mulige årsaker til dette er behandlet i kapittel 6.3. Effektmåleren ble testet med emitterfølger før implementeringen på downconverterkortet, og viste da en lineær karakteristikk som fulgte databladet.

## 5.6 Målinger av ytelse for hele mottakeren

### 5.6.1 Datarate og signalnivå

Kravspesifikasjonen krever en datarate på 1Mbaud, og det er ønskelig at mottakeren kan ta inn et så lavt nivå som mulig. Foretok måling ved to inngangsnivåer, på RF inn. En ideell måling og en maksytelse måling, på grensen av hva mottakeren kan klare og fortsatt få igjennom et signal med minimalt med feil.

Det er da aktuelt å foreta målinger på demodulatorene før og etter komparatoren.

Måling på signalforløpet på utgang av demodulatorene IC'ene

MF frekvens: 25 MHz

Signalnivå på RF inn: Tilfelle 1:-40dBm. Tilfelle 2:-60dBm

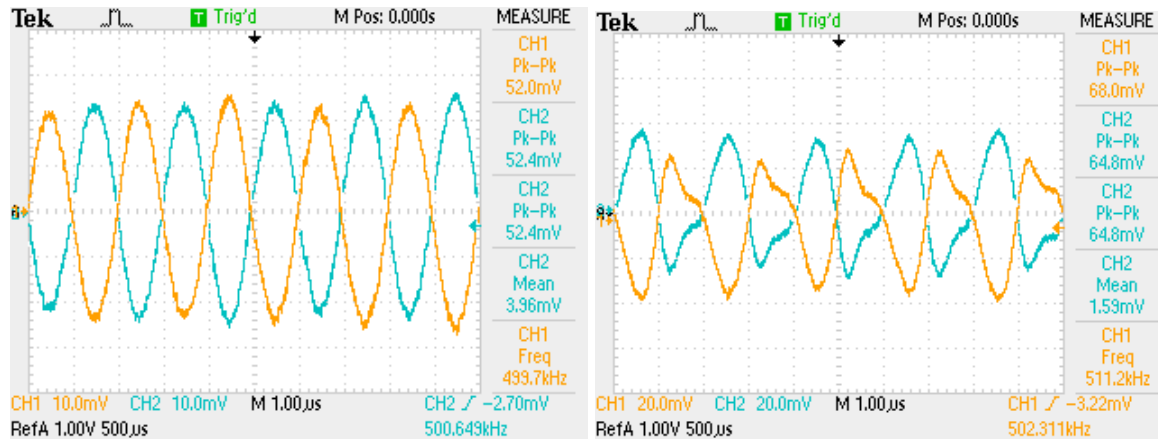
RF inn 2,275 GHz

Modulasjon på, med 500kHz => 1Mbaud, data som sendes 1,0,1,0,1, osv.

Målehenvisning: Testpunkt 5,6,7, Demodulator

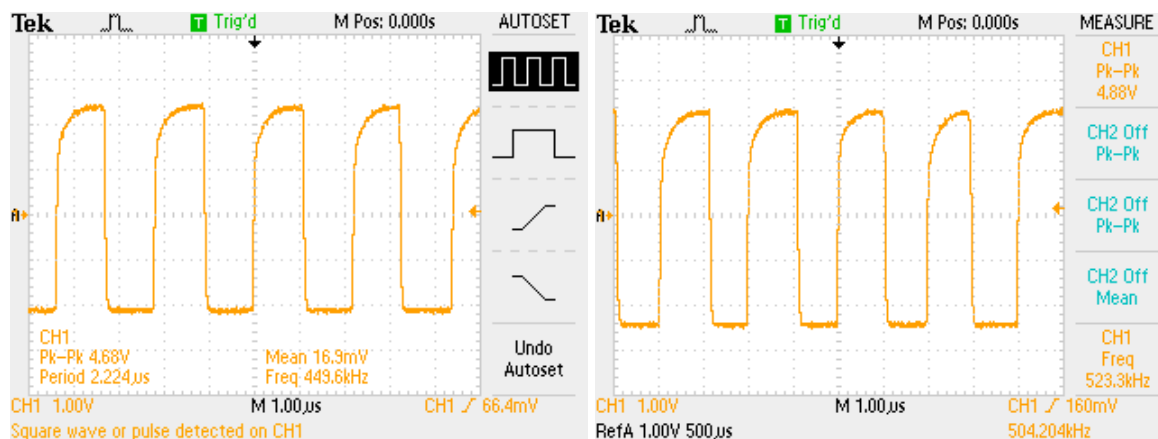
Måleutstyr: Oscilloskop med passive prober (DC – 60MHz)

På Figur 61. Måling på testpunkt 5 og 6, før inngang på komparator. a) Tilfelle 1. b) Tilfelle 2 sees forskjellen i de 90 graders faseforskjøvne utgangene til SA614 demodulator IC'en ved Tilfelle 1: -40dBm RF inn, og Tilfelle2: -60dBm RF inn.



Figur 61. Måling på testpunkt 5 og 6, før inngang på komparator. a) Tilfelle 1. b) Tilfelle 2

Signalet blir forvrengt ved lavt RF inn signal. Likevel klarer komparatoren å differensiere og gi ut riktig data som kan sees på Figur 62. Ved lavere signal enn -60dBm vil det bli feiltolkning ved at komparatoren får problemer med å gi ut riktige firkantsignal ut på grunn av glitcher på signalet.



Figur 62. Måling på DATA UT, testpunkt 7. a) Tilfelle 1. b) Tilfelle 2

## 5.6.2 Strømtrekk og spenningsforsyning

### Faselåst Sløyfe

Drivspenningen til VCO, syntesisor, mikrokontroller og RS-232 driver skal være 5V, målt spenning er 4.96V. Referanseoscillatoren skal ha drivspenning på 3.3V, målt spenning er her 3.36V. Ingen støysignaler er målbare på disse linjene. Strømtrekket er målt individuelt og samlet, se Tabell 5. Tabell 5, Målt vs. teoretisk maks strømtrekk for Faselåst Sløyfe.

	Samlet strømtrekk	VCO	Syntesisor	Referanseoscillator	Mikrokontroller	Rs-232 driver
Målt	59mA	34mA	6mA	6mA	6mA	8mA
Datablad	Maks. 66mA	30mA	7mA	8mA	8mA	10mA

**Tabell 5, Målt vs. teoretisk maks strømtrekk for Faselåst Sløyfe.**

### Downconverter

Drivspenningen til downconverteren skal være mellom 2.7V og 3.3V, målt spenning er 3.2V. Effektmåleren skal ha drivspenning på 5V, her det målt 4.97V. I tillegg til strømtrekket til komponentene vil det gå litt strøm i spenningsdeling. Resultatene er vist i Tabell 6.

	Samlet strømtrekk	Downconverter	Effektmåler
Målt	185.7mA	162.9mA	22mA
Datablad, maks	259mA	235mA	24mA

**Tabell 6, Målt vs. teoretisk maks strømtrekk for Downconverter.**

### Demodulator

Både demodulatoren og komparatoren skal ha drivspenning på 5V, her er det målt 5.1V. Forspenningen til inngangssignalene er målt til 2.7664V på inngang 1, og 2.7683V på inngang 2. I tillegg til strømtrekket til komponentene vil det også her gå litt strøm i spenningsdeling. Resultatene er vist i Tabell 7.

	Samlet strømtrekk	Demodulator	Komparator
Målt	31.4mA	3.5mA	27.6mA
Datablad, maks	39mA	4mA	35mA

**Tabell 7, Målt vs. teoretisk maks strømtrekk for Demodulator.**

### Samlet

Alle kortene har sine egne spenningsregulatorer, og kan alle drives med en drivspenning. Totalt strømtrekk er vist i Tabell 8.

	Samlet Strømtrekk	Faselåst Sløyfe	Downconverter	Demodulator
Målt	276.1mA	59mA	185.7mA	31.4mA
Datablad, maks	364mA	66mA	259mA	39mA

**Tabell 8, Målt vs. teoretisk maks strømtrekk for Mottaker.**

## 6 Diskusjon av resultater

Vi valgte å dele prototypen for mottakeren i tre separate kort. Dette ble i hovedsak gjort for å effektivisere arbeidsoppgaver og feilsøking. En løsning på et flerlagskort med lokale skjerminger kan være en bedre løsning for en fremtidig modell. Dette vil bidra til bedre HF-egenskaper og sannsynligvis forbedre signal-støy forholdet. Ved bruk av 50Ω kabler for signaloverføring mellom kortene, er det lett å få dempninger og varierende egenskaper på grunn av dårlig kontakt i tilkoblingen. Med hele mottakeren på ett kort vil høyfrekvente signaler kunne gå i mikrostriplinjler, istedenfor i 50Ω kabler. I vår løsning er kortene jordet som beskrevet i kapittel 3.5.2.3. Dette kan også utbedres ved å legge hele mottakeren på ett kort, eller inne i en boks med felles jord i boksen.

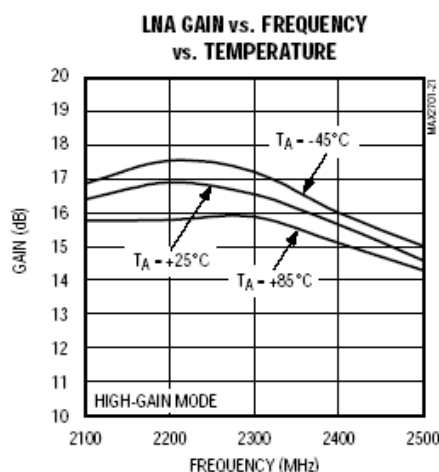
### 6.1 Diskusjon av resultater for downconverter

#### 6.1.1 Forsterkning i LNA og miksertrinn

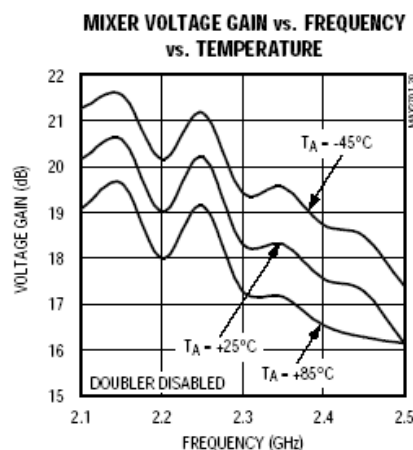
Det ble utført målinger av forsterkningen i LNA og miksertrinn, se kapittel 5.1 Figur 46. Målingene viser en del variasjon i forsterkningen over hele S-båndet, samtidig som forsterkningen er lav i forhold til hva datablad oppgir, se Figur 63, LNA forsterkning ifølge datablad og Figur 64, Mikser forsterkning ifølge datablad.

Det er flere grunner til at forsterkningen ikke blir som forventet:

- Inngangen og utgangen til LNA krever tilpassning med eksterne komponenter. Denne tilpassningen blir ikke ideell over hele S-båndet, noe tap kommer derfor av dette.
- På pinne 23 på MAX2701 er det en LC-tank, som brukes av mikseren. Denne skal være tilpasset midt i båndet, Q-verdien dikterer båndbredden. På grunn av problemer med å få målt Q-verdien på over 2GHz samt usikkerheten på komponentverdien er det vanskelig å få resonansfrekvensen helt riktig.
- Målingene av forsterkningen ble gjort på utgangen av mikseren, med referanse mot RF inn, det betyr at båndpassfilterets demping også spiller inn.
- Inngangen på miksertrinnet har balun og tilpassningskomponenter, også disse er kritiske for å kunne oppnå den forsterkningen databladet oppgir.
- Misstilpasning grunnet kretskonstruksjon og loddinger må også nevnes som mulig kilde til den lave forsterkningen.



Figur 63, LNA forsterkning ifølge datablad



Figur 64, Mikser forsterkning ifølge datablad



### 6.1.2 Båndpassfilter

Båndpassfilteret som ble brukt er et 2.ordens mikrostrip filter. Dette filteret har forholdsvis stor dempning, det er også vanskelig å få knekkfrekvensene på rett plass. Som båndpassfilter bør et SAW(Surface Acoustic Waves) filter vurderes istedenfor.

### 6.1.3 Effektmåler

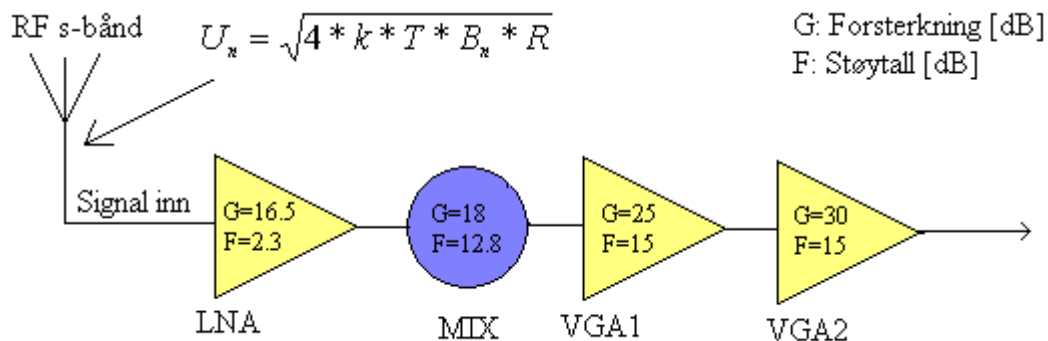
Under kapittel 5.5, "Effektmåler" kom det frem at effektmåleren ikke fungerte som forventet. Karakteristikken var kun lineær ned til et bestemt signalnivå, når signalnivået ble lavt nok, ble målingene forstyrret av stråling og nivået ble opprettholdt selv om signalnivået ble redusert. Her er det flere mulige løsninger for forbedring.

- Skjerming av RF delene av kretsen reduserer stråling og på den måten slipper effektmåleren mye av disse forstyrrelsene.
- Plasseringen av effektmåleren bør tas hensyn til, slik at eventuelle mikrostriplinjer og RF komponenter ikke ligger i nærheten.
- Et lav- eller båndpassfilter på inngangen av effektmåleren ville filtrert ut mye støy og uønskede signaler.

Med disse forbedringene vil karakteristikken opprettholde sin linearitet og målingene vil da bli mer korrekte.

### 6.1.4 Støy i mottaker

Den termiske støyen sammen med støyen til forsterkerne, har de største bidragene til den totale støyen i mottakeren. Ut ifra disse verdiene kan man få en ide om hvilket nivå mottageren ideelt skal kunne motta. Støyfaktoren for seriekoblede forsterkere følger Friis formel, se side 35 i Elektronikk2 av Arne Wold og Håkon Solum. I mottakerens frekvensområde er kosmisk støy neglisjerbar.



Figur 65. Seriekoblede forsterkere

I beregningen er det bare tatt med forsterkerne i downconverteren, fordi støytallene for forsterkerne i demodulatoren ikke er oppgitt i databladet. Forsterkerne til demodulatoren vil heller ikke legge til så mye på det totale støytallet, på grunn av at de kommer såpass langt ut i rekken av forsterkere. Figur 65 viser rekken av forsterkere i downconverteren. Den minste båndbredden for signalet i mottageren er lavpassfilteret for mellomfrekvensen.

Knekkfrekvensen for dette filteret er 27.4MHz.

Effektbåndbredde for signalet:

$$f_{eff} = f_{nivå} * \frac{\pi}{2} = 27.4 \text{ MHz} * \frac{\pi}{2} = \underline{\underline{43.2 \text{ MHz}}}$$

Termisk Støy:

$$U_n^2 = 4 * k * T * B_n * R = 4 * 1.38 * 10^{-23} * 293 * 43.2 * 50 = \underline{\underline{3.49 * 10^{-11}}}$$

$$W_{termisk} = U_n^2 / R = \frac{3.49 * 10^{-11}}{50} = \underline{\underline{7.00 * 10^{-13}}}$$

Resulterende støyfaktor i forsterkerne:

$$F_{tot} = F_{LNA} + \frac{F_{MIX} - 1}{G_{LNA}} + \frac{F_{VGA1} - 1}{G_{MIX} * G_{VGA1}} + \frac{F_{VGA2} - 1}{G_{VGA1} * G_{VGA2}}$$
$$F_{tot} = 1.70 + \frac{19.05 - 1}{44.67} + \frac{31.62 - 1}{44.67 * 316} + \frac{31.62 - 1}{316 * 1000} = 2.11$$

Støy i mottageren:

$$W_{termisk} * F_{tot} = 2.11 * 7.00 * 10^{-13} = \underline{\underline{1.48 * 10^{-12} W}}$$

$$dBm = 10 * \log 1.48 * 10^{-9} = \underline{\underline{-88.30 dBm}}$$

Her ser vi at mottageren genererer endel egenstøy, dette er mye på grunn av den store båndbredden i mellomfrekvensfilteret. Her valgte vi å bruke et lavpassfilter fordi inn- og utgangstrinnet har stor impedans, dette gjorde det vanskelig å realisere et LC båndpassfilter med komponentene tilgjengelig på skolen. Alternativt kan man transformere impedansen ved bruk av transistorkoblinger, dette gjør det lettere å realisere et LC båndpassfilter. Man kan også lage et RC båndpassfilter, men dette kan føre til store effekttap. For å få en tilnærmet feilfri overføring trenger man et S/N-forhold på omtrent 15dBm.

## 6.2 Diskusjon av resultater for Faselåst Sløyfe

### 6.2.1 Uønskede frekvenskomponenter fra VCO

Under testing og måling av den faselåste sløyfen på kortet ble det tidlig klart at det var to uønskede frekvenskomponenter  $\pm 130\text{kHz}$  fra den ønskede frekvensen. Se Figur 51, kapittel 5.3.1. Vi undersøkte flere mulige løsninger på problemet. VCO'en har bare tre innganger, jord, drivspenning og tuningspenning. Her er det som regel drivspenningen eller tuningspenningen som forårsaker ustabilitet eller uønskede frekvenskomponenter. Det første som ble undersøkt var drivspenningen. Her fant vi uønskede frekvenskomponentene fra regulatorene og RS-232 driveren, disse ble avkoblet og fjernet. Videre målinger viste at avkoblingen av den uønskede støyen på drivspenningen ikke fjernet de uønskede frekvenskomponentene på utgangen av VCO'en.

Det neste som ble undersøkt var tuningspenningen. Syntesistoren som er brukt i denne faselåste sløyfen heter LMX2326, denne driver tuningspenningen med en "charge-pump" som lader opp en ladekondensator med strømstøt. Det er fasedetektoren inne i syntesistoren som driver charge-pumpen med spenningen som skapes av faseforskjellen mellom signalet fra VCO og krystalloscillatoren. Dette skaper en rippel på tuningspenningen, som da vil skape komponenter på hver sin side av den ønskede frekvensen. Rippelen vises i Figur 54, kapittel 5.3.2. Perioden på denne rippelen måles til 180ns, som gir en frekvens på 5.5MHz. For å skape en frekvens på  $\pm 130\text{kHz}$  med en karakteristikk for VCO på 90MHz/V, må rippelen ligge  $\pm 1.4\text{mV}$  fra den ønskede tuning spenningen, dette kan observeres på figuren for rippelspenningen. Det første som ble forsøkt for å utbedre dette var å sette inn et sløyfefilter med lavere knekkfrekvens. Fra før hadde vi et filter med en knekkfrekvens på 800Hz, med videre utregning på National sine websider, se kapittel 3.2.1, beregnet vi et filter med knekkfrekvens på 500Hz. En lavere knekkfrekvens en dette var ikke mulig da verdiene til noen av komponentene ikke var realistiske. Ved innsetting av filteret med knekkfrekvens på 500Hz opplevde vi ingen forbedring. En annen mulighet var å avkoble rippelen, dette endret filterkarakteristikken, og fjernet heller ikke problemet. Hovedårsaken til dette problemet er LMX2326 sin charge-pump, dette vil som sagt skape en rippelspenning som vil få betydelige utslag når frekvensområdet til VCO'en er såpass bredt. En mulig løsning på problemet kan være å velge en syntesistor i den faselåste sløyfen som ikke bruker en charge-pump, men som driver tuningspenningen direkte med likespenningen fra fasedetektoren.

### 6.2.2 Ustabil frekvens fra VCO

Ved å studere nærmere det ønskede signalet fra VCO i kapittel 5.3.1, Figur 52, ser vi at signalet ikke har en ren kurve. Man kan se støykomponenter  $\pm 35\text{kHz}$  fra senterfrekvensen. Årsaken til dette kan være støy på tuningspenningen eller drivspenningen. Støyen må være i størrelsesorden:  $\pm 35\text{kHz}/90\text{MHz} = \pm 0.4\text{mV}$ . Vi kunne ikke måle dette med måleinstrumentene som var tilgjengelig, da egenstøyen til måleinstrumentene er høyere enn  $\pm 0.4\text{mV}$ . Signalet fra signalgeneratoren i Figur 53, kapittel 5.3.1, kan brukes som referanse for hvordan signalet kan se ut. Her ser man et rent og fint signal uten uønsket støy. Dette kan vanskelig oppnås med en VCO med en karakteristikk på 90MHz/V, men det kan være et forbedringspotensiale hvis man klarer å fjerne mer av støyen som forårsaker denne ustabile frekvensen.

### 6.2.3 Stråling fra VCO

I prototypen har vi lagt inn et provisorisk dempeledd, og skjermet den faselåste sløyfen med en skjermingsboks, dette er nærmere beskrevet i kapittel 3.2.2. Dette forbedret strålingsnivået betraktelig, men kan med fordel forbedres. Ytterlige forbedringer vil være å skjerme hele kortet som den faselåste sløyfen ligger på, og i tillegg skjerme de to andre kortene som mottakeren består av. Ved gjennomføringer mellom boksene vil det være nødvendig med gjennomføringskondensatorer og skjermede kabler for signalene.

### 6.2.4 Sløyfefilter

Vi valgte å bruke et filter med passive komponenter i vår faselåste sløyfe. Et slikt filter begrenser mulighetene til å justere forsterkningen i sløyfen. Ved å bruke et aktivt filter vil man enklere kunne justere denne forsterkningen, og da endre tuningnivået. På denne måten kan frekvensområdet til VCO flyttes slik at man dekker et ønsket frekvensområde. Siden MFC2200A som vi benyttet, ikke er spesifisert til å dekke det frekvensområde den faktisk gjør, vil dette være en mulighet hvis man velger å benytte en annen type VCO. Ulempen ved denne løsningen er muligheter for økt støy i filteret.

### 6.2.5 Kommunikasjon mot PC

Vår kommunikasjon med mottakeren skjer uten bruk av handshake og bekreftelse av mottatt deletall. Dette kan skape usikkerhet og problemer ved overføringen av data. Ved flere tester med overføring av data har det foreløpig ikke vært noe problem, men uten utstyr til kontrollsjekking av hvilken frekvens som blir satt av brukeren vil det være en stor fordel med en høyere grad av kontroll og sikkerhet i dataoverføringen. Mottatt data fra konverteringen på ADC'en i mikrokontrolleren er ikke kritisk og trenger ingen bekreftelse, men det kan være aktuelt med handshake for å kontrollere at enhetene er klare for overføring av data.

## 6.3 Diskusjon av resultater for demodulator

### 6.3.1 Datahastighet

Ved vår testing av hele kretsen fikk vi gjennom en bithastighet opp til 2.3 Mb/s ved et innsignal på -62dB. I databladene er det oppgitt at demodulatoren klarer opp til 4Mbaud, og komparatoren klarer opp til 100 Mb/s. Det vil si at det ligger et forbedringspotensial i denne kretsen.

### 6.3.2 Uønsket skifting i komparator

Signalet fra demodulatoren som komparatoren skal skifte på, inneholder mye støy. Siden vi har valgt å bruke en høyhastighets komparator, vil denne være ømfintlig ovenfor korte variasjoner som kan være forårsaket av støy. Et lavpassfilter mellom demodulatoren og komparatoren vil kunne fjerne frekvenskomponenter som gjør at komparatoren uønsket endrer tilstand. En annen mulighet er å sette inn en langsommere komparator, som er for treg for de raske endringene som blir forårsaket av støy.

### 6.3.3 Impedansetilpasning

Det er oppgitt en anbefalt impedans på under  $6k\Omega$  på komparatorinngangen. Denne inngangen er koblet til demodulatorutgangen, som har en utgangsimpedans på  $58k\Omega$ . En for stor last kan ifølge databladet gi forstyrrelser på signalet, så her burde det ha blitt satt inn en emitterfølger som gir impedanstilpasning. Emmitterfølger er tidligere omtalt i kapittel 3.1.2.4.

## 7 Konklusjon

Dette har vært en meget lærerik oppgave som har gitt oss store utfordringer innenfor flere fagfelt. Man oppdager fort at å omsette tidligere lært teori til en ferdig konstruksjon, kan føre til mye hodebry. Det viser seg tidlig at mange oppgaver er mer tidkrevende enn forventet. Dette har flere årsaker som mangel på erfaring, uventede problemstillinger og noen forhastede avgjørelser.

Erfaringer fra denne hovedoppgaven kan være en god lærdom å ha med seg videre i livet. Samarbeid internt i gruppen, mot oppdragsgiver og veiledere har fungert tilfredsstillende. Det viktigste vi har lært av dette arbeidet gjennom denne perioden er:

- Omsette teori til praksis
- Samarbeid for å løse spesifikke problemer.
- Design av produkt ut i fra en gitt spesifikasjon.
- Gruppearbeid og ledererfaring.
- Bruke tilgjengelig informasjon og innhente ny.
- Samarbeide for å løse problemer
- Kjennskap til praktiske problemstillinger

Prototypen, som langt på vei oppfyller de krav som oppdragsgiver har gitt, kan brukes til videre utvikling av en fremtidig ferdig mottaker. Etter testing av vår prototyp kan vi konkludere med følgende:

- Krav til bithastighet er oppfylt, levert i TTL nivå
- Kan motta signal å demodulere ned til -62dBm
- Et fungerende brukerprogram er utviklet
- Fungerende krets uten tilknytning av PC.
- Fungerende i frekvensområdet 2.2 til 2.53GHz.
- Problemer med stråling fra RF komponenter

## 8 Litteraturliste

- [ 1 ] Elektronikk 2, Arne Wold og Håkon Solum, Norge  
ISBN: 82-7674-035-9
- [ 2 ] Modulasjon Demodulasjon, Arne Wold, januar 2004, Norge  
Høgskolen i Gjøvik
- [ 3 ] Miniatyr S-bånd Telemetrisender, Anders Rødningsby og Hans Fremstad Skaare, mai 2003, Norge  
Høgskolen i Gjøvik, Hovedprosjekt Teleteknikk 2003
- [ 4 ] Miniatyr S-bånd Telemetrisender, Odd André Seljeflot og Audun Etnestad, mai 2002, Norge  
Høgskolen i Gjøvik, Hovedprosjekt Teleteknikk 2002
- [ 5 ] Communication Systems 3rd ed, Simon Haykin  
ISBN: 0-471-57176-8
- [ 6 ] Digital Communications 2nd ed, Bernard Sklar  
ISBN: 0-13-084788-7
- [ 7 ] Maxim, MAX603 - Linear regulator supply 5V, Rev 0; 9/94, USA  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX603-MAX604.pdf>
- [ 8 ] Maxim, MAX604 - Linear regulator supply 3.3V, Rev 0; 9/94, USA  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX603-MAX604.pdf>
- [ 9 ] Maxim, 2701 Direct-Downconversion Receivers, Rev 0; 4/00, USA  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX2700-MAX2701.pdf>
- [ 10 ] Maxim, 2701 Direct-Downconversion Receivers Evaluation Kit, Rev 0; 12/00, USA  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX2700EVKIT-MAX2701EVKIT.pdf>
- [ 11 ] Maxim, MAX233A - Multichannel RS-232 Drivers/Receivers, Rev 12; 10/03, USA  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX220-MAX249.pdf>
- [ 12 ] National Semiconductor, LMX2326 Frequency Synthesizer, 2002, USA  
<http://cache.national.com/ds/LM/LMX2306.pdf>
- [ 13 ] National Semiconductor, LM317 3-Terminal Adjustable Regulator, 2002, USA  
<http://cache.national.com/ds/LM/LM117.pdf>
- [ 14 ] Texas Instruments, TL317 3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS, Rev. 95, USA  
<http://www.elfa.se/pdf/73/733/07330202.pdf>
- [ 15 ] C-Mac Microtechnology, CFPT - 9006 Oscillators SMD TCXOs  
[http://www.cmac.com/mt/databook/oscillators/smd/tcxo/cfpt\\_9000.html](http://www.cmac.com/mt/databook/oscillators/smd/tcxo/cfpt_9000.html)
- [ 16 ] Atmel, ATmega8 8-bit AVR with 8k Bytes IN-System Programmable Flash, 2003, USA  
[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2486.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf)
- [ 17 ] Atmel, 8bit AVR RISC Microcontroller, 2000, USA

- [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc0943.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc0943.pdf)
- [ 18 ] Synergy Microwave, MFC2230, 2001, USA  
[http://msrc.wvu.edu/lcit/EE-RF/manuf-pages/synergy\\_dir/synergy-hdbk.pdf](http://msrc.wvu.edu/lcit/EE-RF/manuf-pages/synergy_dir/synergy-hdbk.pdf)
  - [ 19 ] Linear Technology, LT1016 UltraFast 10ns Comparator, Rev C; 91, USA  
<http://www.linear.com/pdf/1016fc.pdf>
  - [ 20 ] Phillips, SA614A Low power FM IF system, november 97, USA  
[http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/datasheets/SA614A\\_3.pdf](http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/datasheets/SA614A_3.pdf)
  - [ 21 ] Analog Devices, AD8362 - 50 Hz to 2.7 GHz, 60 dB TruPwr™ Detector, 2004, USA  
[http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/295350986AD8362\\_b.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/295350986AD8362_b.pdf)
  - [ 22 ] Brukerforum for Atmel mikrokontrollere, "AVRfreaks"  
<http://www.avrfreaks.net>
  - [ 23 ] Serial Programming Guide av Windows CE World  
<http://www.wince.org.uk/vc/intermediate/serialrw.htm>
  - [ 24 ] Webbench, National Semiconductors  
[http://www.national.com/appinfo/webench/scripts/my\\_webench.cgi](http://www.national.com/appinfo/webench/scripts/my_webench.cgi)