



HOVEDPROSJEKT:

*S-bånd Video/
Telemetri sender*

FORFATTERE:

Pål Anders Braastad
Jan Hjermstad
Arnfinn Melgaard
Jørn Halvorsen

Dato:

19.mai 2005



Sammendrag av hovedprosjekt

Tittel:	Miniatyr S-bånd Telemetrisender	Nr. : 9
		Dato : 19.05.2005
Deltaker(e):	Jan Hjermsstad Pål Anders Braastad Jørn Halvorsen Arnfinn Melgaard	
Veileder(e):	Ole Johnny Berg Arne Wold Erling Bakke	
Oppdragsgiver:	Forsvarets forskningsinstitutt	
Kontaktperson:	Terje Angeltveit	
Stikkord (4 stk)	Telemetri, høyfrekvens, modulasjon, programmering	
Antall sider: 99	Antall bilag: 0	Tilgjengelighet (åpen/konfidensiell): åpen
Kort beskrivelse av hovedprosjektet:		
<p>Forsvarets forskningsinstitutt har gitt oss i oppgave å videreutvikle en miniatyr S-bånd telemetrisender. Vi måtte derfor ta opp trådene fra arbeidet som ble gjort våren 2003, og konstruere en fysisk liten sender i 2.2 – 2.3 GHz området. Det var ønskelig med høyere datahastigheter opptil 15 Mbps.</p> <p>Prosjektet har resultert i en delvis fungerende prototyp.</p>		



Forord

Hovedprosjektet er den siste obligatoriske og avsluttene delen av ingeniørstudiet. Dette er ”rosinen i pølsa” under den treårige utdanningen, og utgjør 15 studiepoeng. Her skal vi få et innblikk i hvordan det er ute i arbeidslivet, og hvilke utfordringer man kan komme overfor.

Vi vil takke vår oppdragsgiver ved FFI, Terje Angeltveit, for en utfordrende og lærerik oppgave, og for god oppfølging underveis. Tone Sømme ved FFI må også takkes for hjelp under montering av komponenter. Vi vil også takke våre veiledere under prosjektet Arne Wold, Ole Johnny Berg og Erling Bakke, som har vært til stor hjelp og gitt mange gode råd og vink under arbeidet med prosjektet.

Jan Hjermsstad

Pål Anders Braastad

Jørn Halvorsen

Arnfinn Melgaard

Innhold

Sammendrag av hovedprosjekt	2
Forord	3
Innhold	4
1.0 Innledning	6
1.1 Definisjon av oppgaven	6
1.2 Mål	6
1.3 Mottakergruppe	6
1.4 Arbeidsform	7
2.0 Teori	7
2.1 Modulering	7
2.2 Faselåst sløyfe	9
2.3 Forsterkning	13
2.4 Jording	13
3.0 Apparatutstyr	14
4.0 Utvikling av prototyp	15
4.1 Teknisk oppgavebeskrivelse	15
4.2 Valg av komponenter	15
4.3 Spenningsregulatorer	15
4.3.1 +3.3 volts regulator	16
4.3.2 +5 volts regulator	16
4.3.3 -5 volts regulator	17
4.3.4 +10 volts regulator	18
4.4 Inngangstrinn	19
4.4.1 Optokopler	19
4.4.2 Komparator	19
4.5 Faselåst sløyfe	20
4.5.1 Frekvenssyntetisator og oscillator	20
4.5.2 Sløyfe-filteret	22
4.5.3 Referansekrytall	24
4.5.4 Mikrokontroller	24
4.6 Utgangsfosterker	25
4.7 Tilpasning	26
4.7.1 Tilpasning mellom VCO og forsterker	26
4.7.2 Tilpasning mellom forsterker og antenneinngang	27
4.8 Overvåking av drifttilstand	28
4.8.1 Effektmåler	28
4.8.2 Temperaturmåler	29
4.8.3 Strømmåler	29
4.8.4 Virkningsgrad	30
4.9 Realisering av kretsen	31
4.9.1 Bruk av Orcad	31
4.9.2 Lodding av komponenter	37



5.0	Testing av prototyp	38
6.0	Diskusjon av resultater.....	42
6.1	Tekniske resultater	42
6.2	Kostnadsoverslag	43
7.0	Konklusjon.....	44
8.0	Litteraturliste.....	45
VEDLEGG A	Programmering.....	47
A1	Programmering av ADF4360-1	47
A2	Grensesnitt mellom ADF 4360-1 og ATmega8.....	51
A 3	Programmering av ATmega8.....	53
A 3.1	Forklaring til programkoden	56
A4	Innlasting av programkode til ATmega8	58
VEDLEGG B	Komponentliste	67
VEDLEGG C	Veiledning for bruk av Orcad	69
C1	Plassering av komponenter og routing.....	69
C2	Innføring i Orcad.....	72
C 2.1	Capture.....	72
C 2.2	Layout	82



1.0 Innledning

1.1 Definisjon av oppgaven

Forsvarets forskningsinstitutt (FFI) ved Kjeller har gitt oss i oppgave er å lage en prototyp på en S-bånd (2,2GHz til 2,3GHz) telemetrisender som skal sende data fra forskningsraketter som skytes opp fra blant annet Andøya. Dagens sendere er store og kostbare (ca 10.000 \$), som bør kunne erstattes med noe mindre og rimeligere. I tillegg til prototypen er det ønskelig med et produksjonsdesign med profesjonelt kretskort og testutstyr/prosedyrer for en serieproduksjonsvariant. Her må vi ta i bruk teknologisk lab ved FFI for testing av senderen. Dette går på vakuum-, temperatur-, fuktighets-, vibrasjons- og sjokktestinger, for å sjekke om senderen tåler påkjenninger ved en rakettoppskytning og ytre påkjenninger i rommet.

1.2 Mål

Målet med denne oppgaven er å bygge videre på prosjektet til Rødningsby/Skaare, for å komme nærmest mulig et produksjonsklart produkt. Vi kan dele oppgaven inn i følgende delmål:

- Sette oss inn i tidligere prosjekt.
- Komme med ideer om endringer og forbedringer, og utvikle senderen.
- Realisere senderen med profesjonelt kretskort
- Finne løsning på problemet med at forsterkeren i tidligere prosjekt kortslutter batteriet.
- Testing og måling på senderen.
- Senderen skal tilfredsstillende krav til vakuum-, temperatur-, fuktighets-, vibrasjons- og sjokktestinger

1.3 Mottakergruppe

Denne rapporten er skrevet for folk med kompetanse innen elektronikk/-telekommunikasjon på ingeniørnivå. Man bør også ha en viss innsikt i fagene elektronikk konstruksjon, modulasjon/demodulasjon og programmering.

1.4 Arbeidsform

I startfasen av prosjektet gikk det mye tid til å sette seg inn i prosjektet til Rødningsby/Skaare, for å se på hva vi kunne gjøre av forbedringer og eventuelle endringer. Så startet vi søket etter komponenter som tilfredstilte våre krav, både elektriske og fysiske, mens vi begynte å konstruere kretsen. For tegning av kretsen måtte vi sette oss inn i bruk av verktøyet Orcad. Dette er en stor og krevende programpakke.

Vi besøkte også oppdragsgiver FFI på Kjeller. Det første var i starten av prosjektet, der vi diskuterte oppgaven. Møtet inkluderte også en omvisning. Vi besøkte også FFI da vi skulle lodde komponentene på kretskortet. Siden vi måtte lodde mange komponenter som var fysisk små, reiste vi til FFI siden deres utstyr er mye bedre enn skolen sitt utstyr.

I prosjektperioden har vi jobbet både selvstendig, og samarbeidet i en gruppe. Gruppemedlemmene har blitt tildelt ansvarsområder som er løst tilfredsstillende. Underveis har vi ikke hatt faste statusmøter, men vi har hatt møter etter behov. Veiledere har også blitt tilkalt jevnlig, for hjelp og oppfølging.

2.0 Teori

2.1 Modulering

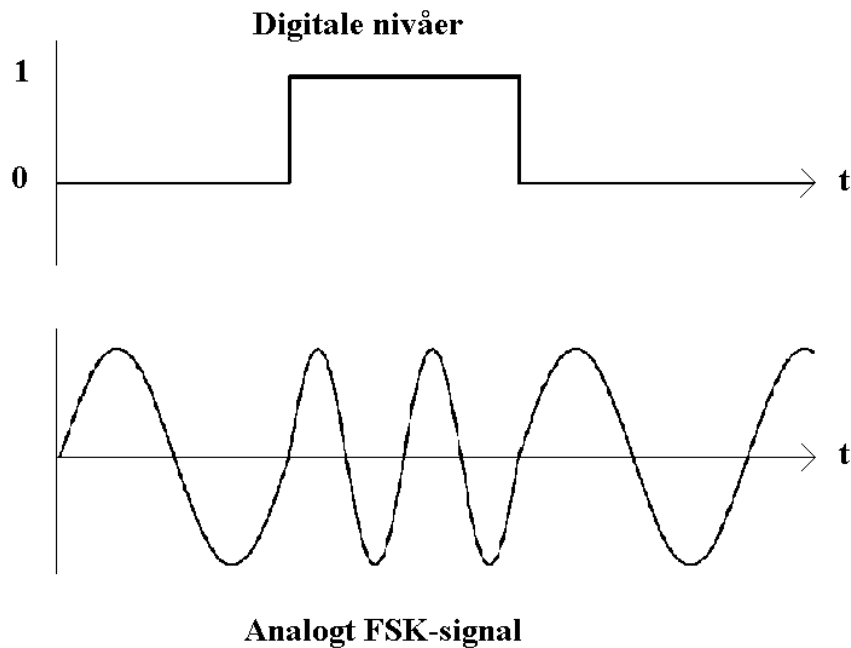
Modulering vil si å gjøre om signalet til en form slik at det kan overføres på et annet medium. For eksempel å prege signalet inn på en bærebølge, ved å endre frekvens, fase eller amplitude. I vår oppgave har vi brukt frekvensmodulasjon, eller FSK (Frequency Shift Keying).

Ved FSK skifter frekvensen på det modulerte signalet mellom to frekvenser, se Figur 1. Forskjellen mellom frekvensene er $Df = |f_1 - f_2|$. For at frekvensene skal kunne skiller fra hverandre i en mottaker slik at "0" og "1" kan gjenvinnes, er det en minimumsverdi på Df . Når denne minimumsverdien på Df brukes, kaller vi modulasjonen MSK (minimum shift keying). Frekvensavstanden er gitt av:

$$\Delta f = \frac{1}{2 \cdot T_{symbol}}$$

I vår oppgave skal det brukes Sunde's FSK, etter ønske fra FFI. De tidligere senderne og mottakerne lagd ved HIG og FFI benytter denne modulasjonsformen. Sunde's FSK har en avstand mellom symbolfrekvenser som er lik symbolhastigheten. Dette gir

$$\Delta f = \frac{1}{T_{symbol}}$$



Figur 1. Digitale data -> FSK

Når det bare er frekvensen som varieres, mens amplituden er konstant, sier vi at informasjonen lagres i frekvensvariasjonen. Støy som tilføres det modulerte signalet, vil i hovedsak påvirke amplituden. Dermed vil støy påvirke informasjonen i liten grad.

Generering av FSK kan foregå på flere måter. Vi har valgt å bruke VCO metoden, (Voltage Controlled Oscillator) fordi VCO metoden ikke har sprang i fasen ved skifte mellom de to frekvensene, i motsetning til svitsjemetoden.

En VCO fungerer slik at utgangen oscillerer med en frekvens som er avhengig av spenningsnivået på inngangen. Det vil si at når vi setter et digitalt datasignal på inngangen, så vil utgangen skifte mellom to frekvenser, avhengig av om signalet på inngangen er "0" eller "1", se Figur 2.

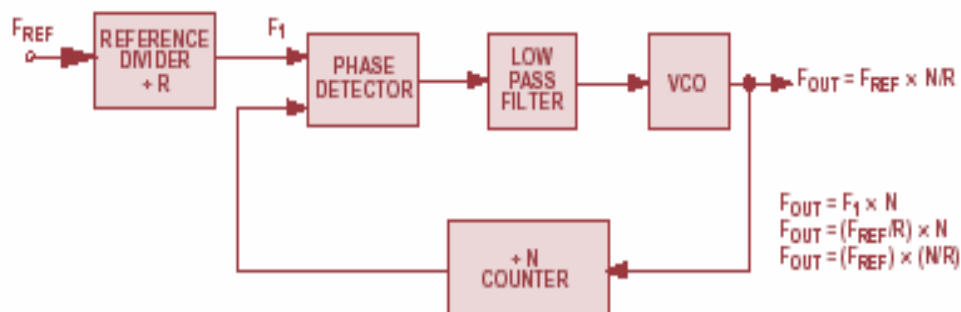


Figur 2. Prinsipp for VCO

På inngangen til VCO'en har vi et TTL-signal. Ettersom dette ikke har noe nøyaktig definert spenningsnivå, må vi lage to konstante spenninger som representerer hvert sitt binære nivå. For å gjøre dette har vi brukt en komparator, som er satt inn før inngangen på VCO'en. Inn på komparatoren har vi TTL signalet, som "sammenlignes" med en spenning gitt av en spenningsdeling med to motstander, slik at vi på utgangen får to faste spenninger for høyt og lavt nivå. Nivåene på utgangen til komparatoren deles igjen ned til det nivået som er ønskelig å ha inn på VCO'en. Mellom komparatoren og VCO'en har vi en kondensator. Den skal sørge for at datasignalet skal pendle rundt 0V.

2.2 Faselåst sløyfe

En meget sentral del i telemetrisenderen er en faselåst sløyfe. På engelsk heter det Phase Locked Loop, forkortet PLL, som benyttes videre i denne rapporten. Vi skal i dette avsnittet forklare prinsippene for en PLL. Vi skal benytte en PLL som en frekvenssyntetisator, og starter med å vise et generelt blokkskjema av en PLL, se Figur 3.

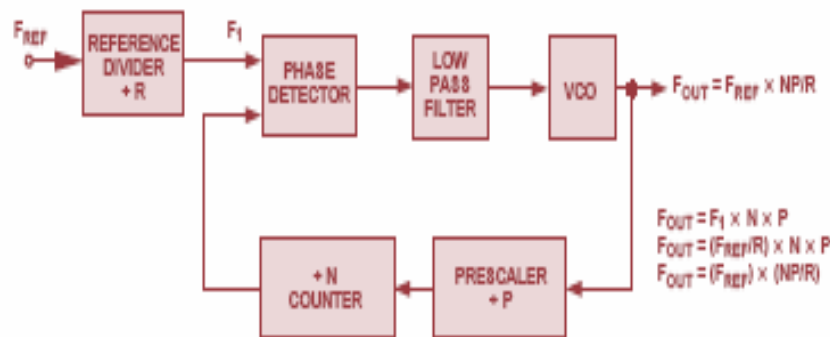


Figur 3. Blokkskjema, Faselåst sløyfe

Vi går inn og ser litt nærmere på de ulike blokkene. F_{REF} er en konstant frekvens som vanligvis lages i en krystalloscillator. Det stilles strenge krav til dens frekvensstabilitet siden denne gjenspeiler stabiliteten for signalet som VCO'en genererer. F_{REF} kan være mye høyere enn F_{OUT} . Blokken "Reference divider, R" deler så ned F_{REF} fra krystall-

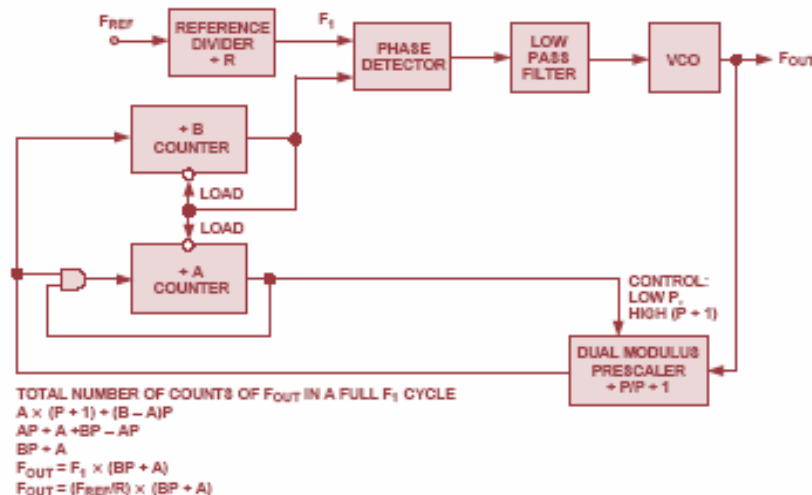
oscillatoren til en ønskelig frekvens, F_{REF}/R . (F_1) I vårt tilfelle er det kanalavstanden mellom sendefrekvensene $F_{KANAL} = F_{REF}/R = 0,5$ MHz. Videre skal den spenningskontrollerte oscillatoren produsere en frekvens som er lik F_{REF}/R . Dette skjer via tilbakekoblingen fra VCO'en. Tilbakekoblingen korrigerer oscillatoren når frekvensen på utgangen avviker fra den ønskede. N-teller er en programmerbar frekvensdeler.

I dagens PLL'er er det vanlig at N-telleren inneholder en "prescaler", som kan ha enkelt eller todelt modus. La oss belyse "prescaler" prinsippet med et eksempel. Valgt $F_{OUT} = 900$ MHz med 10 kHz kanalavstand. Med 10 MHz referansefrekvens, F_{REF} , gir dette R-teller lik 1000. N-teller i tilbakekoblingen måtte da vært på 90000, som tilsvarer minst en 17-bits teller. For å håndtere disse størrelsene er det nødvendig med en "prescaler" som deler ned frekvensen før selve N-telleren. Se Figur 4. "Prescaleren" må kunne arbeide med høye frekvenser og må følgelig inneholde hurtige logiske kretser.



Figur 4. Standard prescaler

Bruk av standard "prescaler" introduserer nye komplikasjoner. Systemets oppløsning blir nå nedgradert. Med oppløsning i dette tilfellet menes at avstanden mellom hver frekvens VCO'en kan generere øker. Dette problemet kan bli løst ved å bruke en "dual-modulus prescaler", se Figur 5. ADF 4360-1, som vi benytter, har "prescaler" med todelt modus,



Figur 5. Dual-modulus prescaler

Dette systemet har de samme egenskapene som systemet med standard ”prescaler”, men gir ikke tap i oppløsning. En ”dual-modulus prescaler” er en teller som veksle mellom to forskjellige deletall, P eller $P+1$. N -teller er da delt opp i en A -teller og en B -teller. Dette gjelder:

1. Utsignalene fra disse to tellerne er høye så lenge de er i drift.
2. Når B -telleren stopper, gir den lav på utgangen, og begge tellerne går umiddelbart tilbake til opprinnelig verdi.
3. Verdien lastet inn i B -telleren må hele tiden være større enn eller lik verdien lastet inn i A -telleren.

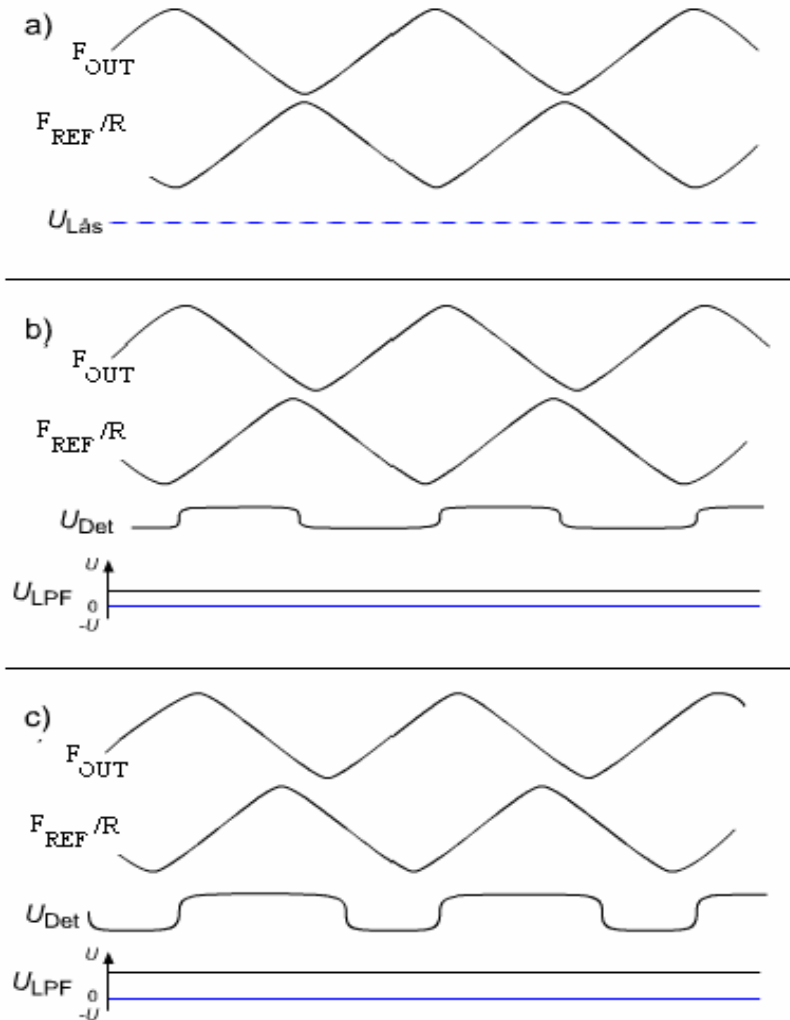
La oss nå se for oss tilstanden der B -telleren har gått lav og begge tellerne har gått tilbake til opprinnelige verdi. Vi skal finne antall VCO perioder som trengs for å komme tilbake til samme tilstand igjen. Så lenge A -telleren er aktiv, deler ”prescaleren” ned med $P+1$. Da vil både A - og B -telleren telle ned med 1 hver gang ”prescaleren” teller $(P+1)$ VCO perioder. Det vil si at A -telleren vil stoppe etter $(A \cdot (P+1))$ VCO perioder. Nå går ”prescaleren” over til å dele ned med P . Nå har B -telleren igjen $(B-A)$ omløp å gå før den stopper. Tiden det tar tilsvarende: $(B-A) \cdot P$ VCO perioder. Systemet er nå tilbake til tilstanden hvor vi startet. Det totale antall VCO perioder som trengs blir:

$$\begin{aligned} N &= (A \cdot (P+1)) + ((B-A) \cdot P) \\ &= AP + A + BP - AP \\ &= A + BP \end{aligned}$$

VCO'en trenger N perioder for å låse i riktig frekvens.

Når PLL startes opp, vil VCO'en svinge fritt. Den frekvensen man da får ut vil være feil, innenfor en viss innsvingningstid. Denne kunne man tro at man ønsker så kort som mulig, men ved for kort innsvingningstid vil PLL'en bli svært ustabil. Da er båndbredden høy og mye støy slipper igjennom.

Vi går nå over til å se mer på signalene som kommer inn på fasedetektoren. De to signalene er de neddelte frekvensene F_1 , (F_{REF}/R i Figur 6) og en frekvens tilsvarende F_{REF}/R som kommer fra VCO'en via tilbakekoblingen. Fasedetektoren sammenligner fasene på F_{OUT} og F_{REF}/R og gir ut en spenning i forhold til denne differansen. Dette illustreres i Figur 6.

**Figur 6. Signaler i en PLL**

Det kreves ikke at fasen på signalene inn på fase detektoren er lik, men det skal være en konstant fasedifferanse mellom signalene for en bestemt frekvens. Når det ikke er faseforskjell mellom F_{OUT} og F_{REF}/R , gir fasedetektoren ut en låsespenning, $U_{Lås}$, se a) i Figur 6. Lavpassfilteret tar ut DC innholdet av spenningen fra fasedetektoren, og VCO'en får en stabil likespenning for denne oscillasjonsfrekvensen. Skulle derimot VCO'ens frekvens øke, vil forandringen først registreres som en faseforandring. Fasedetektoren, som også likeretter differansesignalet, gir ut en liten korreksjonsspenning. Lavpassfilteret gjør om denne pulserende likespenningen til en likespenning, U_{LPF} . Se b) og c) i Figur 6. VCO'en korrigerer sin frekvens inntil spenningen fra fasedetektoren igjen låser utfrekvensen i en stabil frekvens.



2.3 Forsterkning

Forsterkning i en radiosender skjer i flere trinn, for å få det svake signalet fra oscillatoren ut på antennen med ønsket effekt. Det er vanligvis viktig i en sender at forsterkeren er lineær slik at den ikke ødelegger eller svekker kvaliteten på signalet. I vårt tilfelle er ikke dette like kritisk, ettersom vi benytter FSK-modulasjon. En ulineær forsterker vil påvirke signalet i amplitude, men ved FSK så er det frekvensvariasjonen som inneholder dataene.

2.4 Jording

Ettersom vi benytter oss av et firelags kort, har vi et eget lag til jordplan. Vi har også lagt jordplan i de tre andre lagene der det er ledig plass. Dette fins det verktøy for å gjøre enkelt i Orcad ("copper pour"). Vi har også brukt lik jord over hele printet. Avstanden fra transmisjonslinjer ut til "copper pour", er ca 3 til 5 ganger så stor som avstanden ned til jordplan. Jordplan rundt tilpasningsfilter ut fra PLL, har en avstand på ca 2 mm. Dette er vanlige konstruksjonsregler, ref. *Wold, Arne*.

3.0 Apparatutstyr – Utstyr

Måleutstyr:

- HP 8559A Spektrum Analysator
- Advantest R3273 Spektrum Analysator
- ROHDE & SCHWARZ, SMT03 Signal Generator
- Wavetek 1 – 4 GHz Frekvens Generator
- OLTRONIX B200 Power Supply
- Thurlby 30V-2A, PL320 Power Supply
- Fluke 45 Multimeter
- Tektronix TDS 2002 Digital Real Time Oscilloscope
- HP 1222H Oscilloscope
- TG215 2MHz Funksjons Generator
- LEADER LFG 1300S Funksjons Generator
- Diverse lodde/monterings utstyr

Datautstyr:

Vi har benyttet dataverktøyet Orcad versjon 9.2.3 til tegning og konstruksjon av kretsen. Denne programpakken fikk vi låne av vår oppdragsgiver under prosjektet.

For å beregne bredde på transmisjonslinje mellom forsterker og antenneinngang ble MATLAB programmet Elnikk brukt. Programmene er utviklet av 1. Amanuensis Arne Wold ved HIG.

For å kompilere koden til mikrokontrolleren ble AVR Studio versjon 3.56 og GNU C – kompilator benyttet. AVR Studio versjon 4.09 ble brukt for å legge ut programmet til mikrokontrolleren. For å overføre koden fra PC til mikrokontroller, brukte vi AVR ISP (In System Programmer).

Programmet ADI simPLL versjon 2.50 ble brukt til å beregne sløyfe filteret mellom ladningspumpe utgangen og V_{TUNE} -inngangen på PLL'en. Det ble også brukt til å kontrollregne deletallene som ble lagt inn i PLL'en, samt strømmen i ladningspumpen.

4.0 Utvikling av prototyp

4.1 Teknisk oppgavebeskrivelse

- ✓ Programmerbar senderfrekvens mellom 2.2 – 2.3 GHz.
- ✓ Kanalavstand på 0.5 MHz.
- ✓ Sendereffekt på 1 – 2 watt.
- ✓ Datarate minimum 5 Mbps
- ✓ Batteridrift på +12 volt.
- ✓ Fysisk størrelse på printkort, maks 30×90 mm.
- ✓ 4-lags printkort.

4.2 Valg av komponenter

I våre valg av komponenter har vi tatt utgangspunkt i hovedprosjektet til Rødningsby/Skaare våren 2003 her ved Høgskolen i Gjøvik. Vi skal øke datahastigheten til minimum 5 Mbit/s, men målet er 15 Mbit. Dette gjøres ved å ta i bruk flere kanaler, det vil si øke båndbredden. Dette vil resultere i mer støy, siden støyen øker med båndbredden. Vi brukte derfor mye tid på å finne en ny løsning på den faselåste sløyfen og oscillatoren, som har bedre støytall. Vi skal benytte den samme modulasjonsformen som tidligere, det vil si Sunde's FSK.

FFI hadde på forhånd gitt oss de fysiske målene vi måtte holde oss innenfor. Printet skulle ikke være større enn 30×90 mm. Derfor måtte vi finne komponenter med fysisk liten størrelse. Det var ønskelig med en sendereffekt på 1-2 watt, samt høyest mulig virkningsgrad. Lavest mulig strømforbruk var derfor et av kriteriene vi også vurderte til alle komponenter.

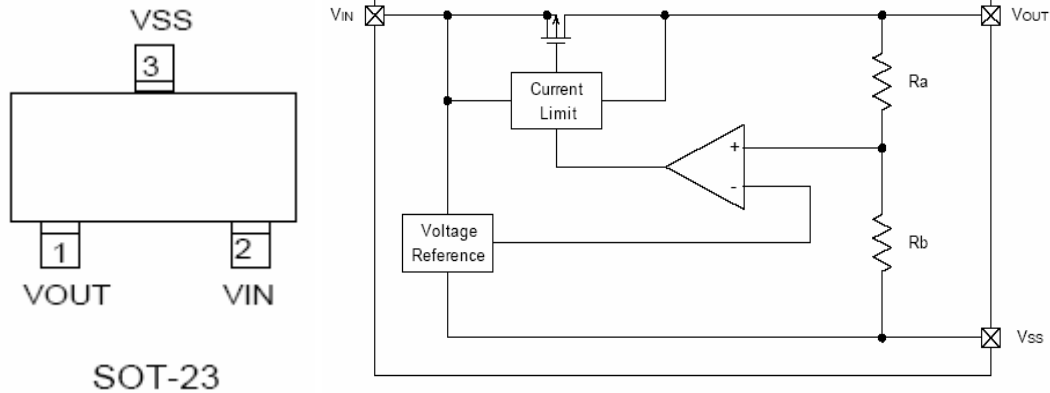
Det var et krav om at vi skulle benytte 4-lags printkort. Dette kan vi ikke lage her på Høgskolen i Gjøvik, slik at dette måtte vi bestille fra Elprint.no. Bruk av 4-lags kort gjør framføring av printbaner (routing) lettere, siden vi kan fordele banene på flere lag.

4.3 Spenningsregulatorer

Senderen tilkoples et batteri på +12 volt. Vi må derfor bruke fire forskjellige regulatorer, slik at alle kretsene får riktige drivspenninger. Regulatorer som gir ut flere spenninger blir fysisk store, og er som regel ”switch”-regulatorer som vil støye mer. For å spare plass på kretskortet, har vi valgt regulatorer med liten fysisk størrelse og som trenger minimalt med tilleggs komponenter for å fungere.

4.3.1 +3.3 volts regulator

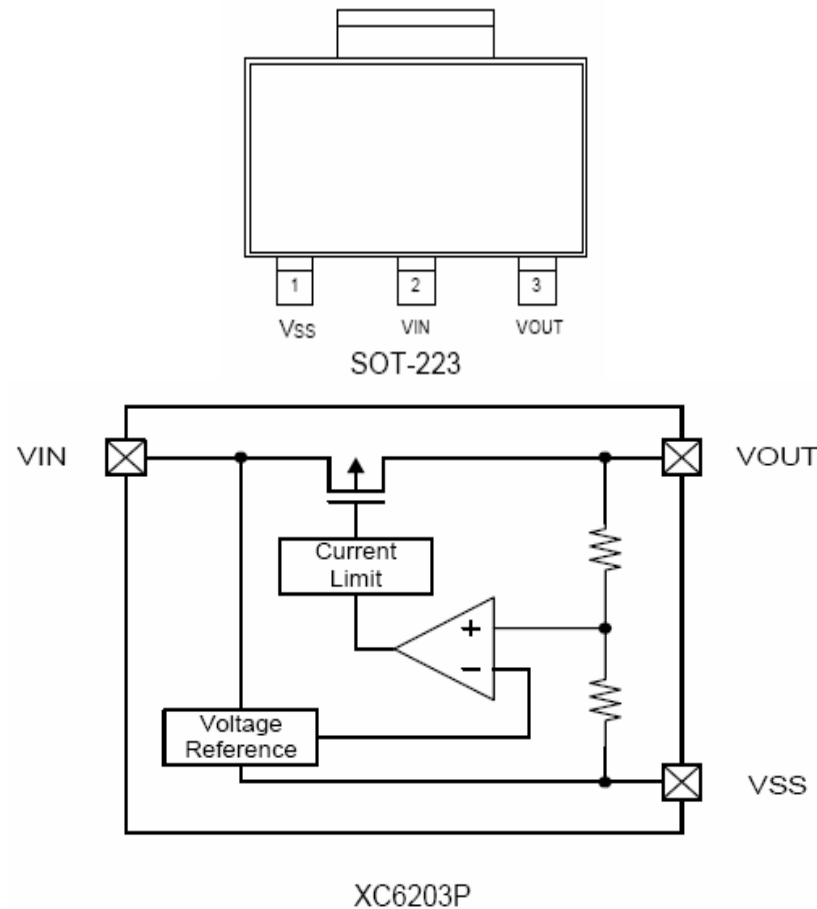
Mikrokontrolleren, PLL/VCO, samt krystallet skal ha en drivspenning på 3.3 volt. Vi bruker vi en regulator som heter XC6202, produsert av Torex, se Figur 7. Dette er en spenningsregulator som er beregnet på batteridrevet utstyr, og den kan levere opptil 400mA med innebygd strømbegrenser.



Figur 7. 3.3 volts regulator

4.3.2 +5 volts regulator

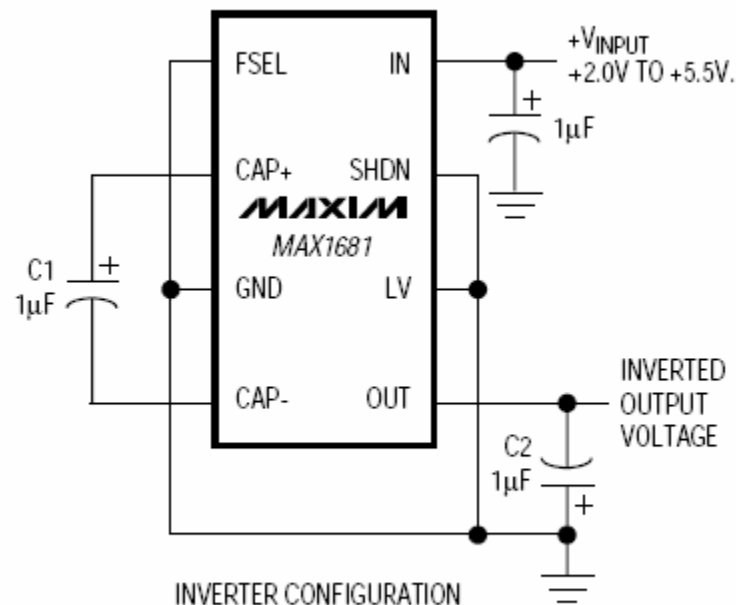
Optokopler, komparatoren, sensorer og målere trenger +5 volts drivspenning. Vi har benyttet en regulator som heter XC6203 fra Torex, se Figur 8. Den kan levere opptil 200mA, med innebygd strømbegrenser.



Figur 8. +5 volts regulator.

4.3.3 -5 volts regulator

Utgangsførsterkeren skal ha en forspenning på -5 volt. Til dette benyttet vi MAX1680 fra Maxim. Denne inverterer inngangsspenningen, som kan være mellom 2.0 – 5.5 volt. Ut kan den levere opptil 125 mA. Typisk oppkopling for invertering av spenning er vist i Figur 9.

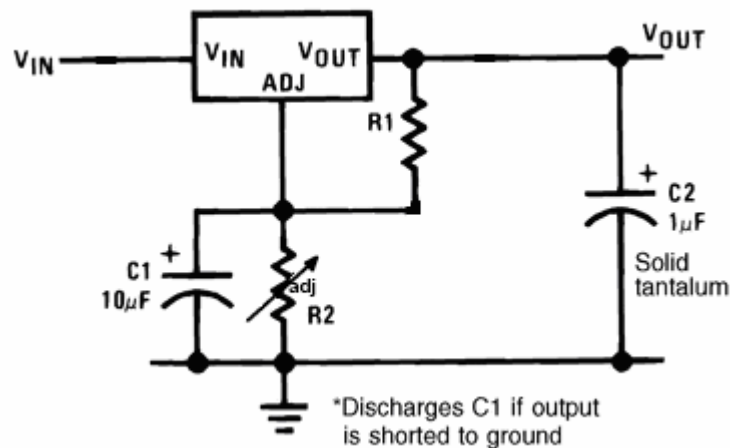


NOTE: USE 4.7µF CAPACITORS FOR MAX1680
 INPUT VOLTAGE RANGE: +2.0V TO +5.5V.

Figur 9. Inverterende kopling for MAX1680.

4.3.4 +10 volts regulator

Drivspenning til forsterkeren får vi fra spenningsregulatoren LM317, i en SOT-223 pakning, se Figur 10. Den kan levere opptil 1 A, og kan reguleres mellom 1.2 – 25 volt.



Figur 10. 10 volts regulator, LM317.

Resistansverdiene beregnes etter formelen:

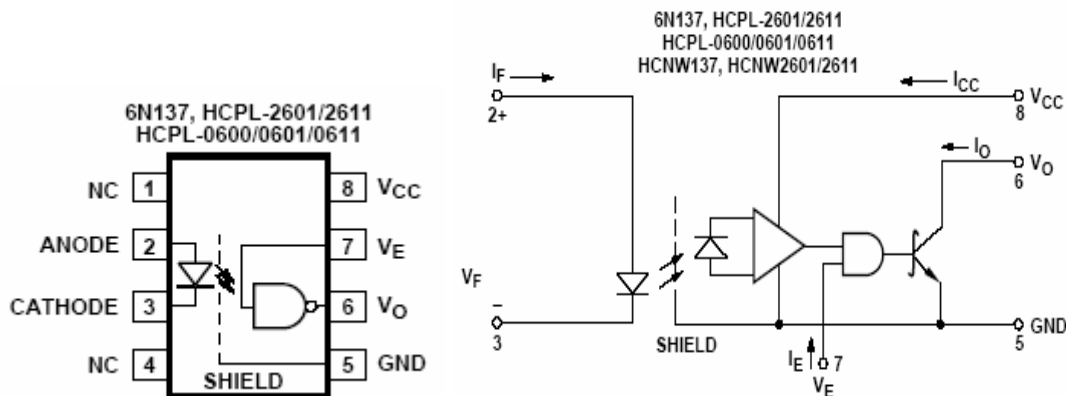
$$V_{out} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

4.4 Inngangstrinn

4.4.1 Optokopler

På inngangen av senderen har vi valgt å sette en optokopler som heter HCLP-0600 fra Agilent Technologies, se Figur 11. Denne er benyttet for å isolere senderens jord fra chassis. Dette gjør vi for å hindre problemer med forskjellige jordpotensialer eller forstyrrende jordsløyfer.

Optokopleren inverterer signalet fra inngangen til utgangen, slik at vi må inverttere signalet på nytt før det går videre i senderen. Dette gjøres i komparatoren, se avsnitt 4.4.2.



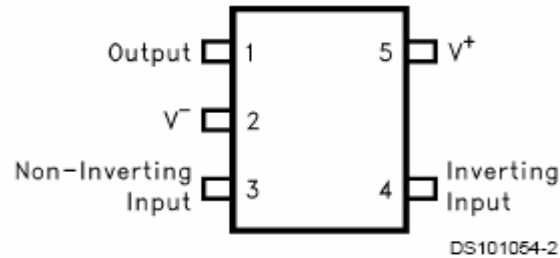
Figur 11. Optokopler HCLP-0600

Optokopleren trenger en drivspenning på +5 volt, og trekker opptil 70 mA.

4.4.2 Komparator

For å få konstante spenninger på datasignalet benytter vi en komparator som heter LMV7219 fra National Semiconductor, se Figur 12. Komparatoren gir samme spenning på alle logiske enere (1), og samme spenning på alle logiske nuller (0). LMV7219 gir ut spenninger på TTL nivå (0-5 volt), slik at vi må bruke en spenningsdeling for å få riktig nivå på signalet inn til VCO'en. Datasignalet går via en kondensator, rett inn på tune-inngangen på VCO'en. Dersom spenningen på nuller og enere forandrer seg litt, vil dette resultere i en frekvensforandring ut fra VCO'en.

Optokopleren inverterer signalet som nevnt i avsnitt 4.4.1. Vi bruker derfor en inverterende kopling på komparatoren, slik at vi får tilbake til det originale signalet.



Figur 12. Komparator LMV 7219

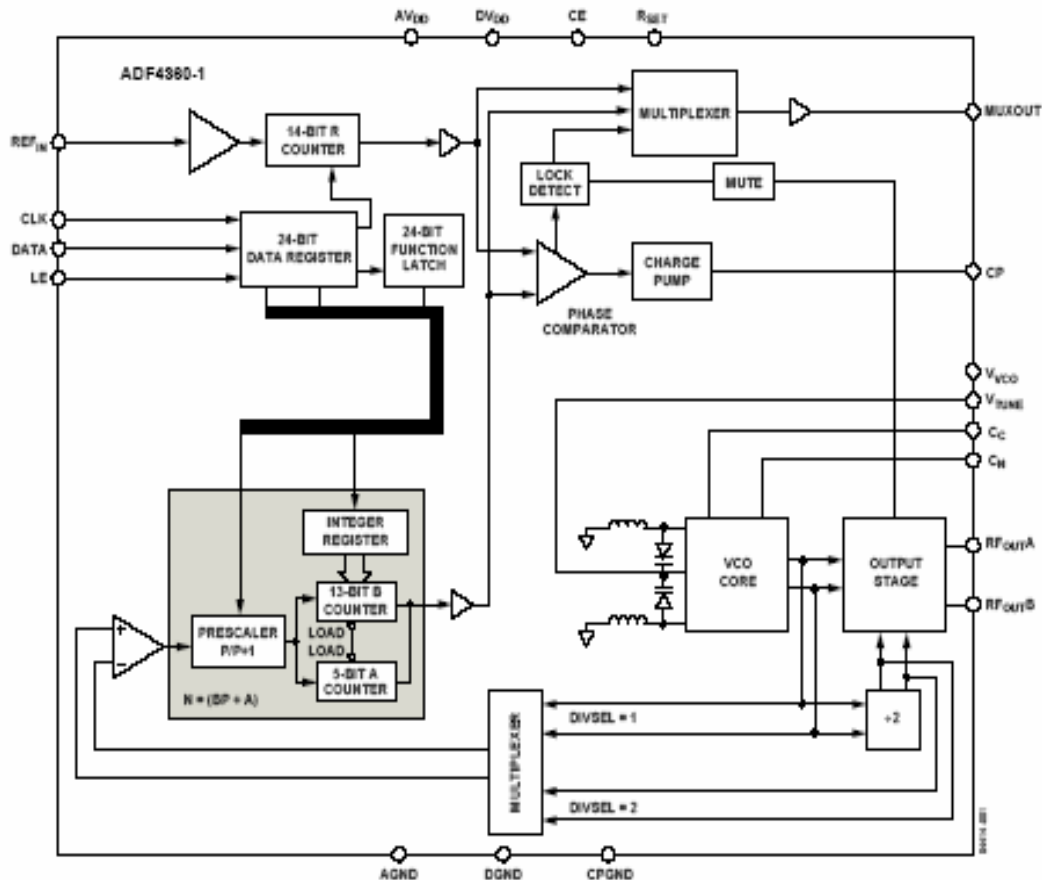
Komparatoren benytter kun positiv 5 volts drivspenning.

4.5 Faselåst sløyfe

Teorien til en faselåst sløyfe (PLL) har vi gjennomgått tidligere i denne rapporten. Vi valgte å benytte en faselåst sløyfe og en spenningsstyrt oscillator (VCO), i en integrert krets (IC). Dette er en IC fra Analog Devices som heter ADF 4360-1. Den trenger et referansekrystall og et sløyfefilter for å lage en PLL. I tillegg må vi ha en mikrokontroller for å programmere ADF4360-1.

4.5.1 Frekvenssyntetisator og oscillator

ADF4360-1 kan operere i frekvensområde 2050 – 2450 MHz, med mulighet for å halvere frekvensområde til 1025 – 1225 MHz. ADF4360-1 må ha en drivspenning på 3.0 – 3.6 volt. Vi bruker 3.3 volt siden dette benyttes på krystallet og mikrokontrolleren. Typisk strømtrekk er 50 mA. Blokkskjema over denne IC'en er vist i Figur 13.



Figur 13. ADF4360-1, PLL og VCO

VCO'en skal gi ut frekvenser mellom 2.2 – 2.3 GHz, med en kanalavstand på 0.5 MHz. Referansekristallet på 40 MHz kommer inn på pinnen merket REF_{in} . Denne blir delt ned i R-telleren til 0.5 MHz, som er kanalavstanden. RF-signalet, det vi si signalet ut fra VCO'en, går først gjennom en "prescaler" som er en fast frekvensdeling på 8 eller 9. Deretter går det gjennom N-telleren som sammen med "prescaleren" deler RF-signalet ned til 0.5MHz.

Fasedektoren sammenlikner referanse- og RF-signalet, som igjen styrer ladingpumpen. En forandring av frekvensen vil først registreres som en faseforandring. Da vil ladingpumpen gi ut strømpulser, som koples tilbake til tunespenningen (V_{TUNE}) via et sløyfefilter, se avsnitt 4.5.2. Sløyfe-filteret glatter ut strømpulsene til en spenning, som gjør at frekvensen ut fra VCO'en vil øke eller synke. Denne spenningen følger $K_v \Delta V$, der K_v er følsomheten til VCO'en i MHz/Volt, og ΔV er forandringen i spenningen inn til VCO'en.

Etter tilkobling av spenning til pinnene AV_{DD} , DV_{DD} , V_{VCO} og CE , må ADF 4360-1 programmeres ved hjelp av en mikrokontroller. Dette må skje i en bestemt rekkefølge.

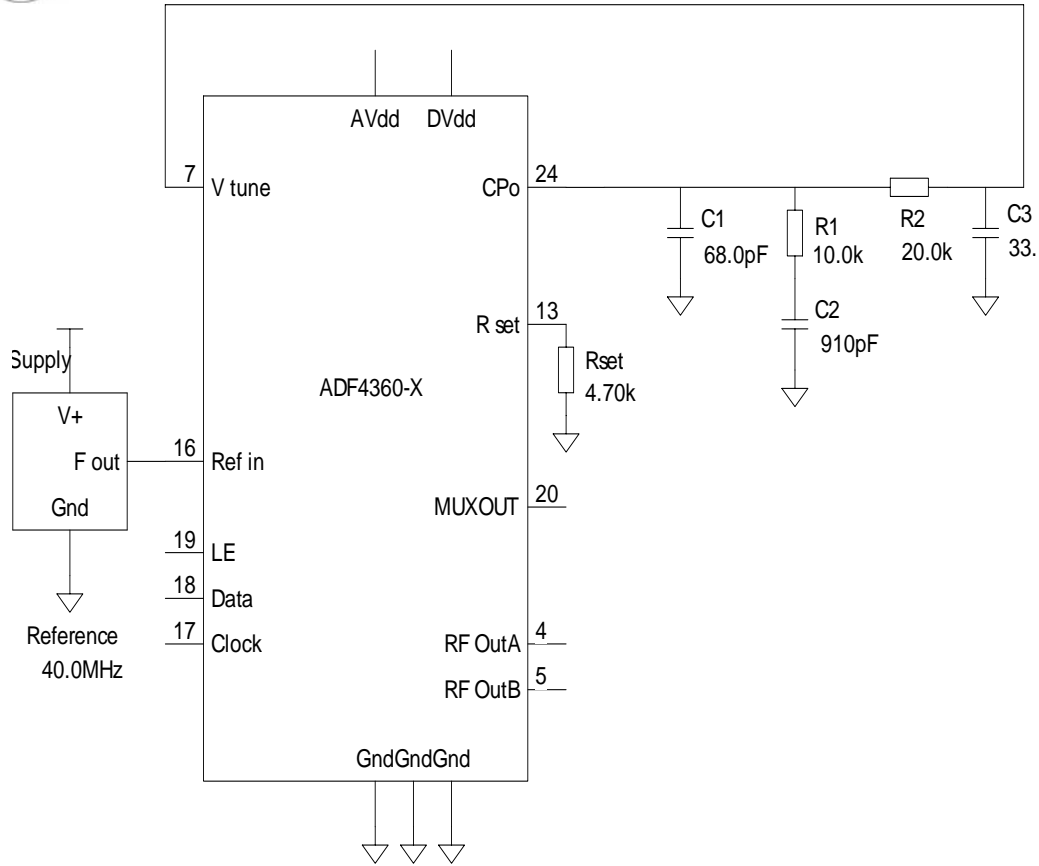
Denne er: R-teller, "Control Latch" og til slutt N-teller. VCO'en i ADF 4360-1 bruker 8 overlappende frekvensbånd (fra 2050 MHz til 2450 MHz). Korrekt bånd velges automatisk under oppstart og programmering av PLL'en. Det er derfor påkrevd et tidsintervall mellom programmering av "Control Latch" og N-telleren. Intervallet er viktig for at VCO'en skal kunne oscillere på ønsket frekvens, at PLL'en velger riktig frekvensbånd og til slutt låser på korrekt frekvens. Dette tidsintervallet får vi ved å sette inn en kondensator med anbefalt verdi på 10 μF , mellom pinne 14 (C_N) og pinne 6 (V_{VCO}). Dette gir et tidsintervall på $\geq 5\text{ms}$ mellom programmering av "Control Latch" og N-telleren.

Programmeringen av ADF4360-1 er gjennomgått i detalj i VEDLEGG A.

4.5.2 Sløyfe-filteret.

Vi benyttet et passivt lavpassfilter mellom utgangen på ladningspumpen og V_{TUNE} -inngangen som vist i Figur 14. Filteret benyttes for å fjerne mest mulig av høyfrekvens støyen som strømpulsene produserer. Denne høyfrekvens støyen kommer av strømpulsene sine steile flanker.

Filteret er beregnet i ADI simPLL, et program fra Applied Radio Labs, som brukes til å beregne filter samt å finne deletall til den faselåste sløyfa. Der velger man frekvensområde, som i vårt tilfelle er 2.2 – 2.3 GHz, og en kanalavstand på 500 kHz. Filterets båndbredde eller grensefrekvens settes i utgangspunktet til 50 kHz, som er en tiendedel av kanalavstanden. Dette er vanlig konstruksjonsregel, ref. *Wold, Arne*.



Notes:

1. ADF4360-X contains an integrated VCO
2. Consult datasheet for full pinout detail

Figur 14. Loop-filteret til ADF4360-1

Programmet beregner da verdiene på alle komponentene i filteret, uten å ta hensyn til standard verdier. Vi må derfor gå inn å forandre på alle komponentverdier, noe som vil forandre grensefrekvensen noe. Vi kom fram til følgende verdier på komponentene i filteret:

C1 = 68pF
C2 = 910pF
C3 = 33pF
R1 = 10 kohm
R2 = 20 kohm

Dette flyttet grensefrekvensen til filteret opp til 50.1 kHz, noe som er ubetydelig.

4.5.3 Referansekrystall

Den faselåste sløyfen (ADF4360-1), må ha en nøyaktig og stabil referanse for å kunne låse på korrekt frekvens. Vi valgte å benytte samme referansekrystall som Rødningby / Skaare brukte i sitt hovedprosjekt i 2003. Dette er en krystalloscillator som heter CPFT – 9006 og er produsert av C – MAX, se Figur 15. Denne gir ut en frekvens på 40 MHz med en frekvens-stabilitet på 1 ppm. Det vil si med en middelfrekvens på 2.25 GHz tilsvarer dette 2.25 kHz.

Denne trenger en drivspenning på 3.3 volt, som vi også benytter på mikrokontrolleren og PLL/VCO'en.

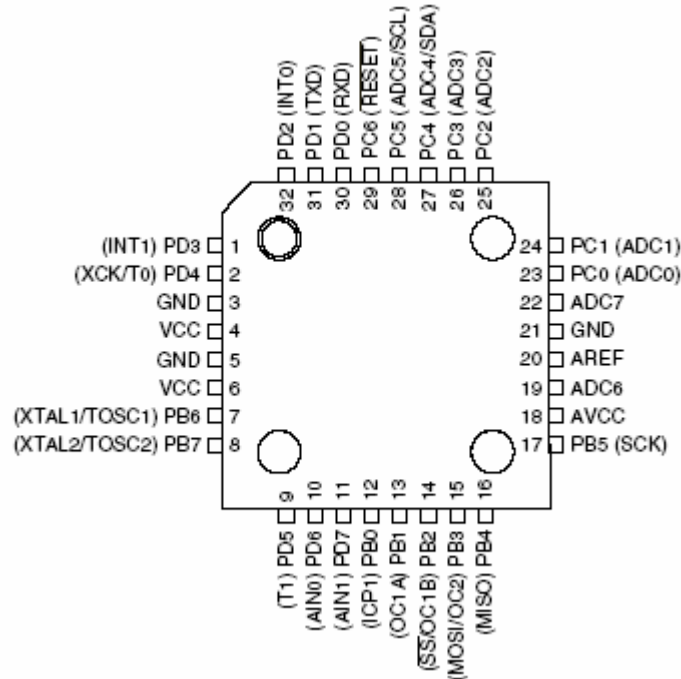


Figur 15. Referansekrystall, CPFT – 9006

4.5.4 Mikrokontroller

ADF4360-1 (PLL) må ha en mikrokontroller som forteller den hvilke deletall den skal benytte. Mikrokontrolleren gir også informasjon om hvordan den faselåste sløyfen skal arbeide. Det er viktig å merke seg at kretsen også skal kunne fungere selv om strømmen blir slått av og på, slik at vi må ha en enhet med ikke-flyktig (non volatile) hukommelse.

Vi valgte her å bruke samme mikrokontroller som Rødningby / Skaare benyttet. Denne heter ATmega8 og er produsert av ATMEL. Dette er en 8-bit RISC mikrokontroller, med 8 byte ISP (In System Programable) flash. Dette betyr at kretsen kan programmeres etter at den er loddet fast på kretskortet. ATmega8 har et SPI (Serial Peripheral Interface) for å programmere enheten. Måten programmeringen er gjort på, er beskrevet i detalj i VEDLEGG A. Se Figur 16 for pin konfigurasjon av mikrokontrolleren.



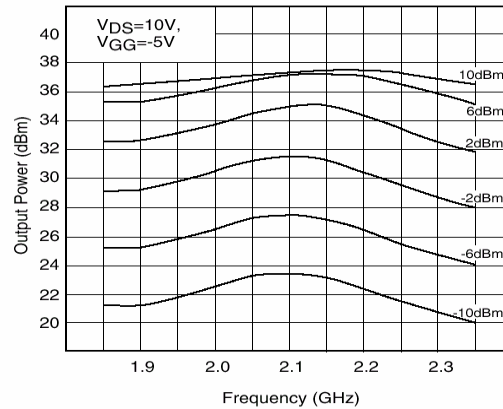
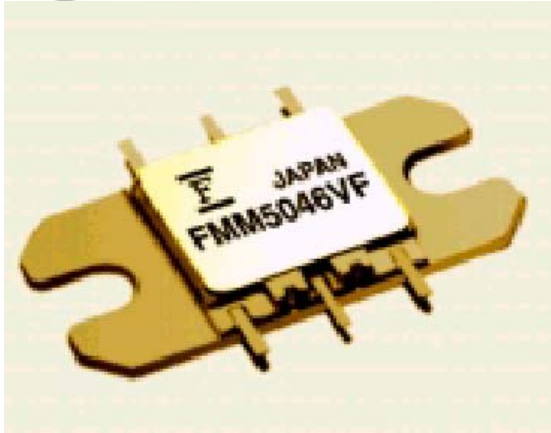
Figur 16. Pin konfigurasjon ATmega8

4.6 Utgangsførsterker

Utgangsførsterkeren er den samme som ble benyttet i hovedprosjektet til Rødningsby / Skaare, og heter FMM5046VF fra Fujitsu, se Figur 17.

Dette er en forsterker som er beregnet for frekvenser mellom 1.7 – 2.3 GHz. Den skal ha en drivspenning på maks 12 volt, pluss en forspenning på -5 volt. Strømtrekket er typisk 1.1 A. Denne kan forsterke opp 30 dB og har et sammentrykningspunkt på 36 dBm, det vil si maksimalt RF-signal med lineær sammenheng mellom inn- og utgangen. Temperaturområde for drift er -40 til +70 °.

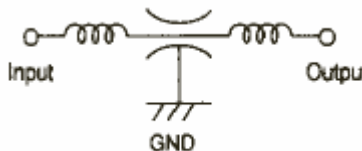
Rødningsby / Skaare koplet forsterkeren direkte til batteriet, uten noen regulator. Dette resulterte i at forsterkeren kortsluttet batteriet i det tidsrommet til forspenningen var på plass. Vi har derfor valgt å benytte en spenningsregulator til forsterkeren for å løse dette problemet.



Figur 17. Utgangsførsterker FMM5046VF.

Det er montert avkopplingskondensatorer på 100 nF, så tett inntil likespenningspinnene (V_{DD} (Pin 1 og 6) og V_{GG} (Pin 3)) som mulig. Dette for å hindre at høyfrekvenssignalet skal lekke ut i likespenningsdelen og til batteriet.

I tillegg er det plassert EMI filter i serie med strømtilførselen på $V_{DD} = 10V$. EMI-filteret ser ut som, og har ekvivalent skjema som vist i Figur 18. Det er to spoler i serie med strømbanen, som har stor resistans for høye frekvenser. Midt i mellom spolene er det en avkopplingskondensator, som er en kortslutning til jord for høye frekvenser.



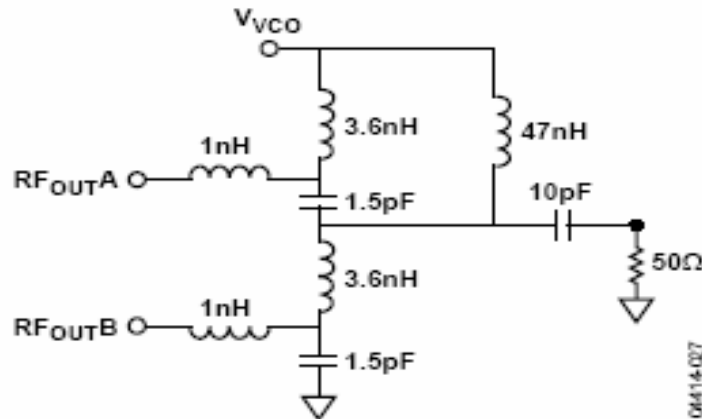
Figur 18. EMI-filter og Ekvivalent skjema

4.7 Tilpasning

I hovedoppgaven til Rødningby/Skaare ble det brukt en del tid på tilpasning mellom VCO og forsterker og mellom forsterker og antenneinngang. Grunnen til dette var at databladet til FMM5046VF manglet en del svært vesentlige informasjon. Blant annet at forsterkeren er internt tilpasset 50Ω 's linjer på inn- og utgang.

4.7.1 Tilpasning mellom VCO og forsterker

VCO'en tilpasses 50Ω 's last og forsterkeren er tilpasset 50Ω på inngangen. Det er flere måter å tilpasse VCO'en på, og disse er beskrevet i databladet til ADF4360-1. Vi valgte å bruke en løsning der begge RF utgangene på VCO'en benyttes, se Figur 19.

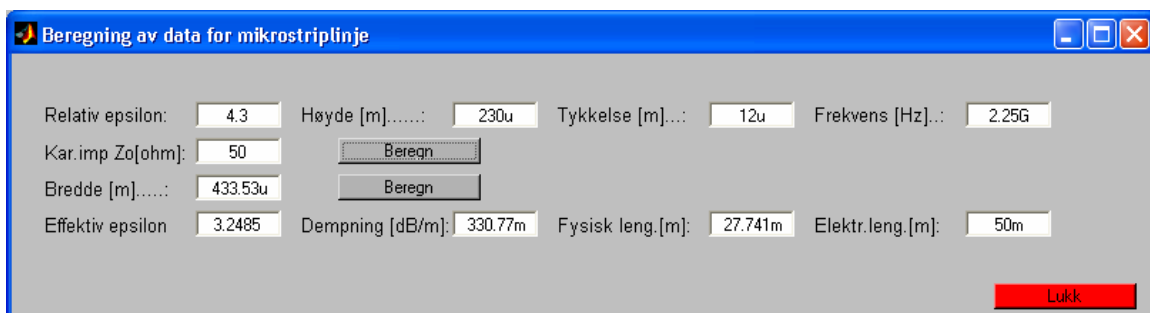


Figur 19. Kombinering av begge RF utgangene på PLL, Balun.

Dette er en LC Balun-kobling, som er designet for en senterfrekvens lik 2,2 GHz. Ved denne frekvensen er utgangseffekten 1.0 dBm. Vi valgte derfor denne koplingen for å få et så høyt effektnivå på inngangen av forsterkeren som mulig.

4.7.2 Tilpasning mellom forsterker og antenneinngang

Forsterkeren er tilpasset 50 Ω på utgangen, og inngangsimpedansen til antennen er 50 Ω . For å få best mulig effekttilpasning, bruker vi en 50 Ω 's transmisjonslinje mellom forsterker og antenne. Bredden på transmisjonslinjen regner vi ut ved hjelp av MatLAB-programmet Elnikk, se Figur 20. Her taster vi inn data for printet vi skal bruke, som heter FR4. Relativ epsilon er i størrelsesorden 3.8 – 4.8, høyde er avstanden ned til jordlaget (0.230mm), tykkelse på kobber er 0.012 mm og frekvensen velger vi til 2.25 GHz. Dette gir en bredde ≈ 0.4 mm for å få en 50 Ω 's transmisjonslinje.



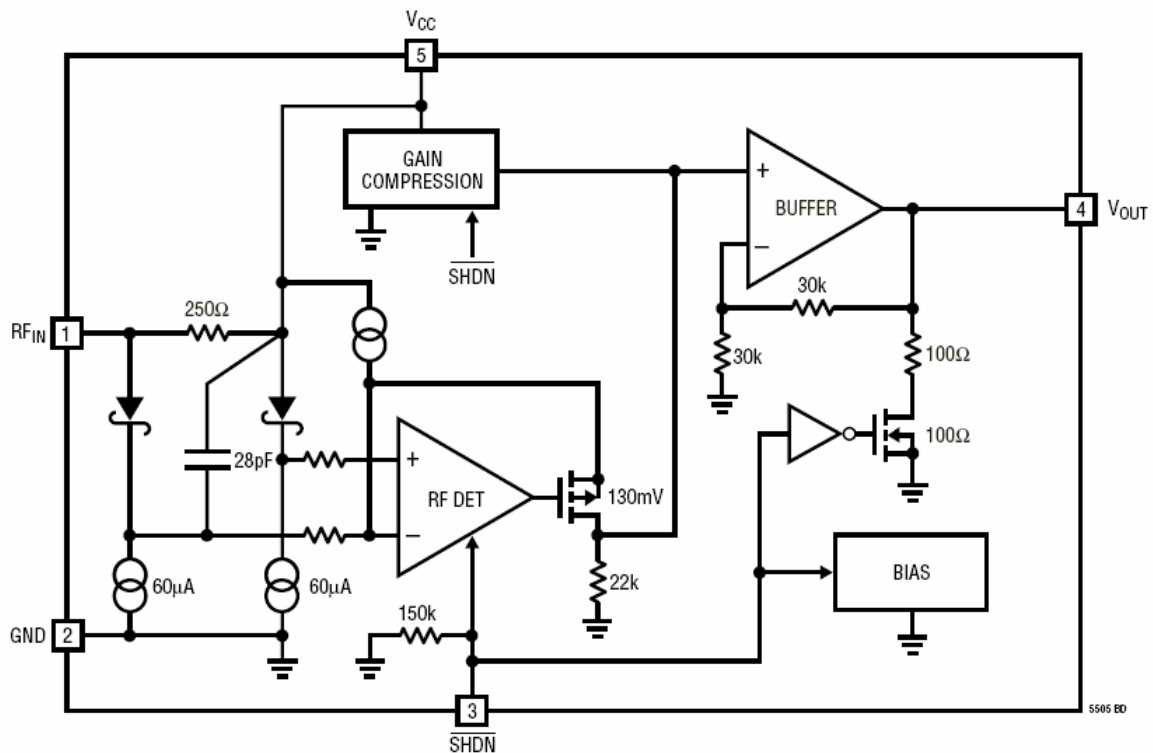
Figur 20. Beregning av data for mikrostriplinjje

4.8 Overvåking av drifttilstand.

Vi har montert sensorer for å måle utgangseffekten, temperatur og strømforbruket til senderen. Virkningsgraden kan vi beregne ut fra utgangseffekten, strømforbruket og batterispenningen.

4.8.1 Effektmåler.

Effektmåleren vi benytter, er en LTC5505-2 fra Linear Technology. Den har et frekvensområde fra 300 MHz til 3.5 GHz, og må ha et innsignalet mellom -32dBm til +12dBm. Drivspenning kan være mellom 2.7 – 6 volt. Figur 21 viser blokkskjema over effektmåler LTC5505.



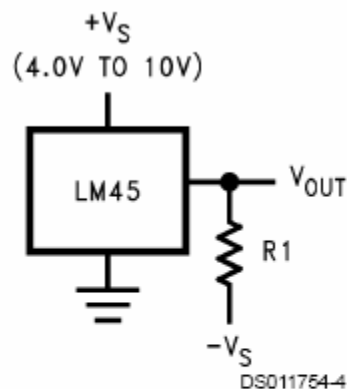
Figur 21. Blokkskjema over effektmåler LTC5505

Vi tapper signalet fra utgangen av forsterkeren, via en motstand og kondensator, inn til effektmåleren på pinne 1 (RF_{in}). Motstand og kondensatoren lager en spenningsdeling med inngangsimpedansen til effektmåleren. RF detektoren finner topp nivået på signalet ved hjelp av en schottkydiode. Det detekterte signalet går via en buffer til pinne 4 (V_{out}).

4.8.2 Temperaturmåler.

Temperaturmåleren vi benytter, er en LM45 fra National semiconductor, se Figur 22. Denne kan tilkoples med en drivspenning på 4 – 10 volt, med et temperaturmåleområde på +2.5 til +100 °C. Alternativt kan man bruke +/-5 volt som drivspenning for å øke måleområde til -20 til +100 °C. Vi har valgt å benytte positiv og negativ drivspenning.

Temperaturmåleren har en nøyaktighet på $\pm 3^{\circ}\text{C}$ over hele temperaturområde på -20 – 100 °C.



$$\begin{aligned} \text{Choose } R_1 &= -V_S/50 \mu\text{A} \\ V_{\text{OUT}} &= (10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C} \times \text{Temp } ^{\circ}\text{C}) \\ V_{\text{OUT}} &= +1,000 \text{ mV at } +100^{\circ}\text{C} \\ &= +250 \text{ mV at } +25^{\circ}\text{C} \\ &= -200 \text{ mV at } -20^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

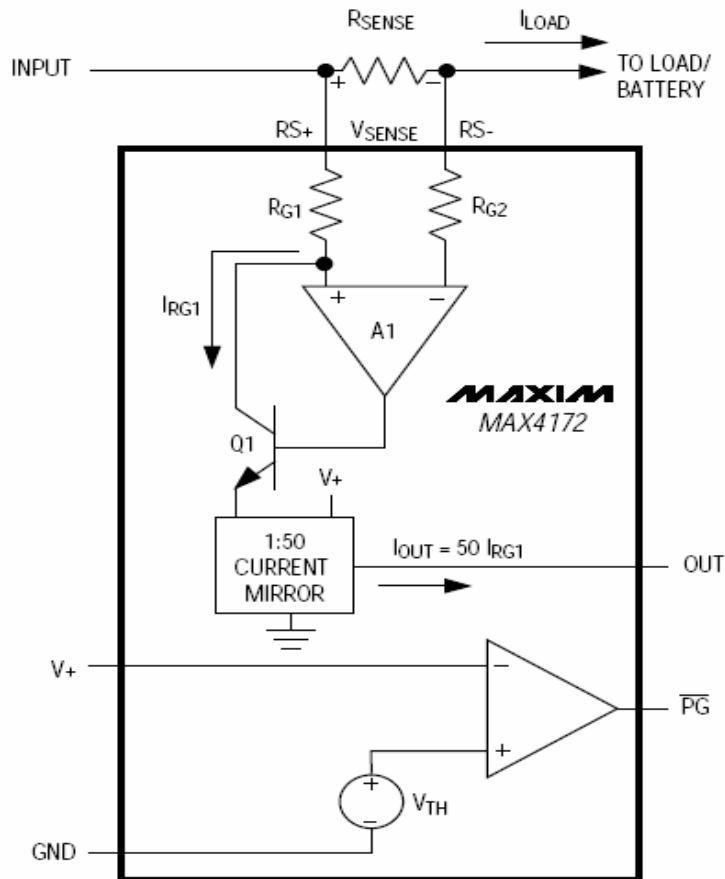
Figur 22. Oppkopling av LM45, med kun positiv drivspenning.

Spenningen ut fra temperaturmåleren er lineært proporsjonal med temperaturen i °Celsius. Vi benytter formelen under til å finne temperaturen:

$$V_{\text{ut}} = 10\text{mV} / ^{\circ}\text{C}$$

4.8.3 Strømmåler.

Vi benytter en strømmåler fra MAXIM som heter MAX4172, se Figur 23, for å måle hvor mye strøm vi trekker fra batteriet. All strøm senderen trekker fra batteriet går gjennom R_{sense} . Denne må ha lavest mulig verdi, for å få minst mulig effekttap i motstanden. Verdien på R_{sense} finner vi i en egen tabell i datablad for MAX4172. Vi forventer et strømtrekk på høyere enn 1 ampere, derfor må vi ta neste verdi som er 5 ampere. Dette gir: $R_{\text{sense}} = 20\text{m}\Omega$.



Figur 23. Funksjonsdiagram for strømmåler, MAX4172

4.8.4 Virkningsgrad

Virkningsgraden kan enkelt beregnes ut fra følgende formel:

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{inn}} = \frac{P_{ut}}{U_{batteri} \times I}$$

Strømmen (I) er den vi måler i strømmåleren, mens P_{ut} finner vi fra effektmåleren.

4.9 Realisering av kretsen

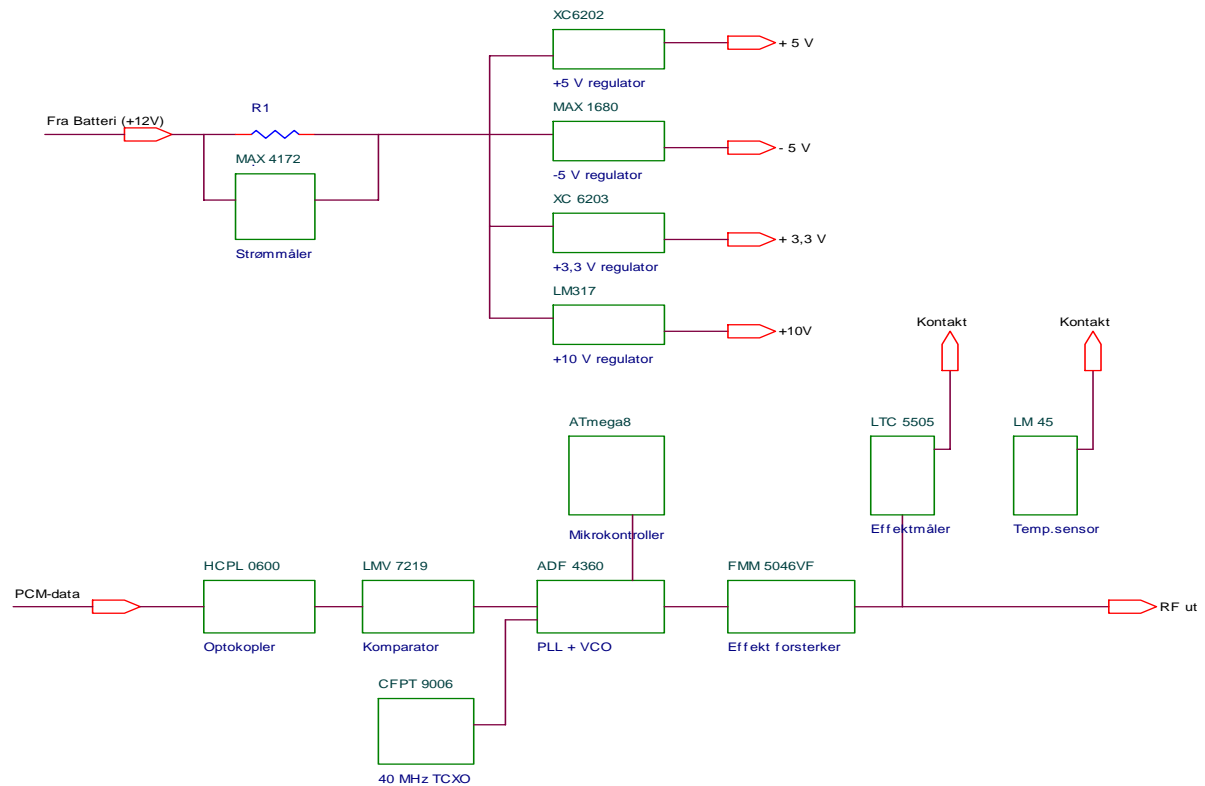
I denne prosjektoppgaven måtte vi benytte utviklingsverktøyet Orcad for tegning av koblingsskjema og utvikling av den fysiske kretsen. FFI benytter Orcad i sine arbeider, derfor var det et krav at vi satte oss inn i dette verktøyet. Dette er en programpakke som er svært avansert i forhold til hva vi er vant til. Det har derfor gått med mye tid til å lære seg å bruke dette verktøyet.

4.9.1 Bruk av Orcad

Utviklingsverktøyet er delt i 2, Orcad Capture og Orcad Layout. I Capture tegner man kretsen skjematisk, mens man i Layout setter sammen kretsen slik den fysiske skal se ut.

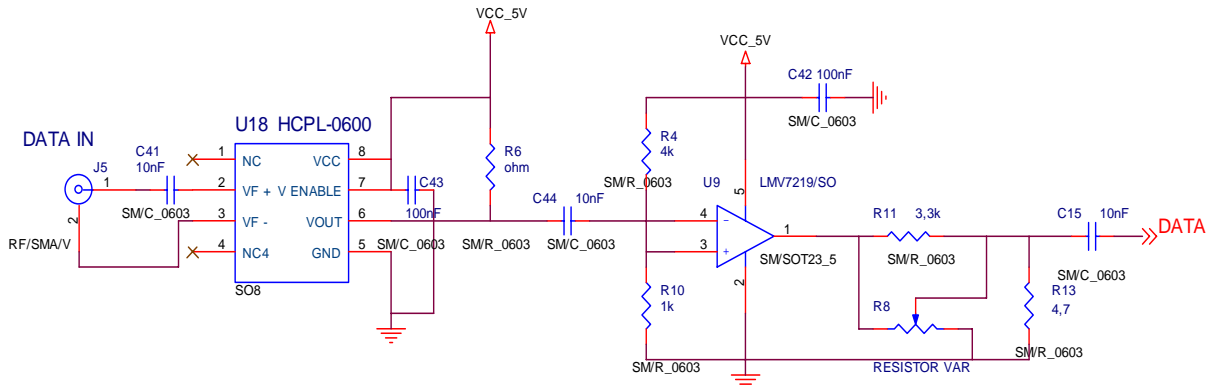
Når man tegner kretsen i Capture benyttes standard komponenttegn. Brukeren velger selv verdier. Når det gjelder IC'er så finnes ikke alle i Capture sitt bibliotek, de må derfor tegnes og lagres i et eget bibliotek.

For å lage kretsen strukturert og oversiktlig, bygget vi kretsen opp i logiske blokker. Da slipper man å følge unødige lange ledningsbaner for å se hvordan kretsen henger sammen. Vi har også laget en hierarkisk skisse for lettere å se den prinsipielle oppbygningen for kretsen, se Figur 24.

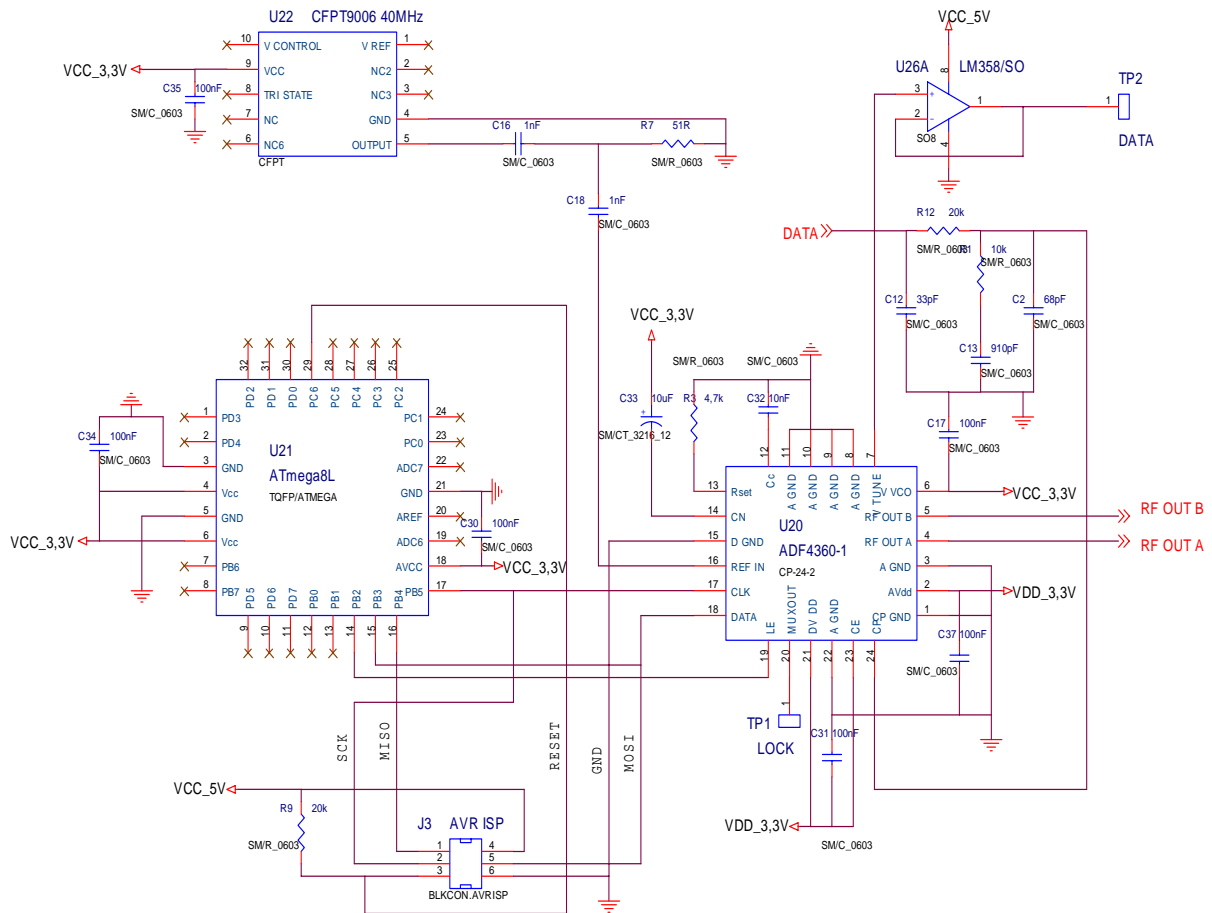


Figur 24. Blokkskjema for senderen

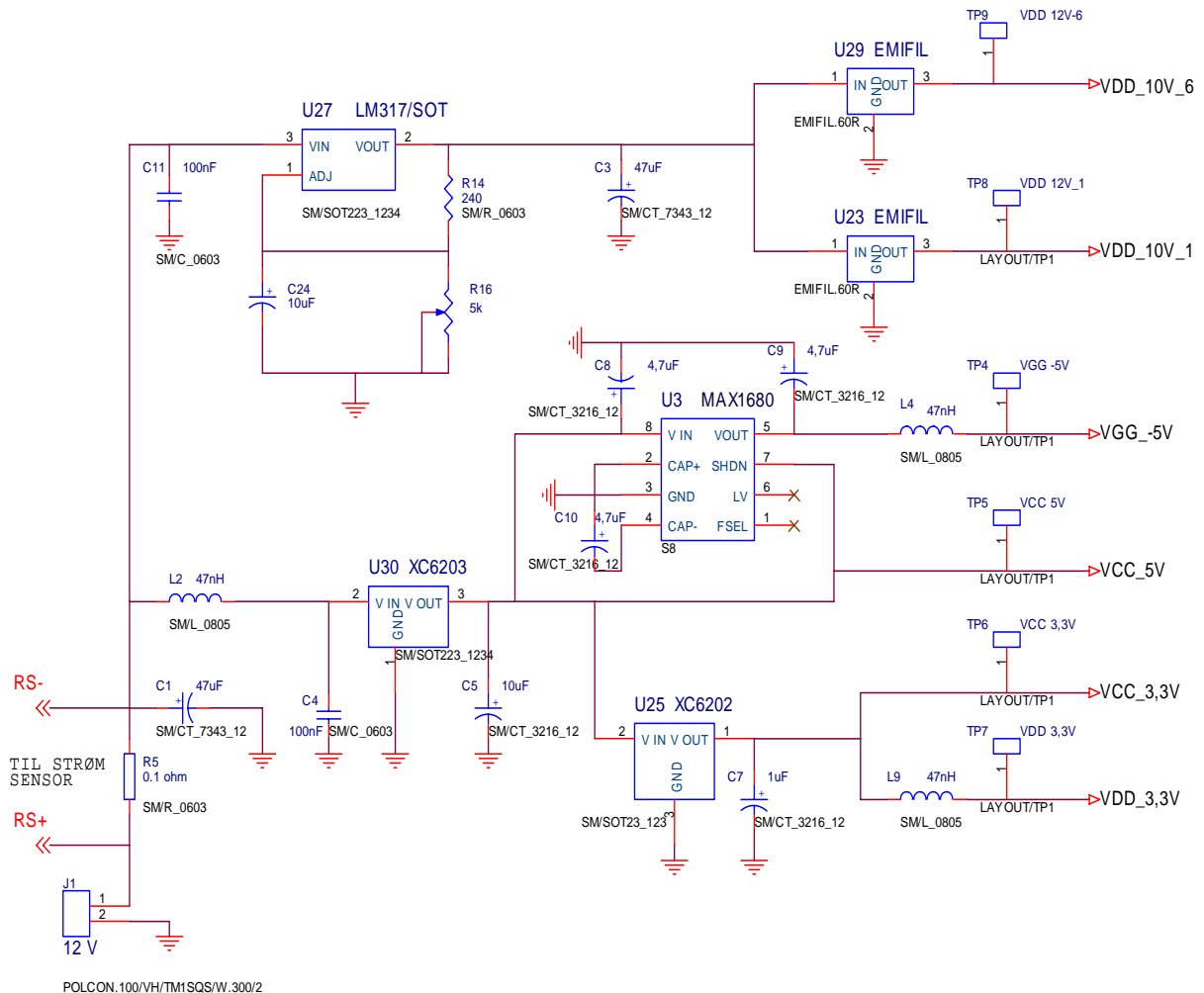
For å vise kretsskjemaer over senderen på en mest mulig oversiktlig måte, er kretsen delt opp i 5 deler, et inngangstrinn (se Figur 25), PLL og mikrokontroller (se Figur 26), strømforsyning (se Figur 27), sensorer (se Figur 28) og utgangstrinn (se Figur 29).



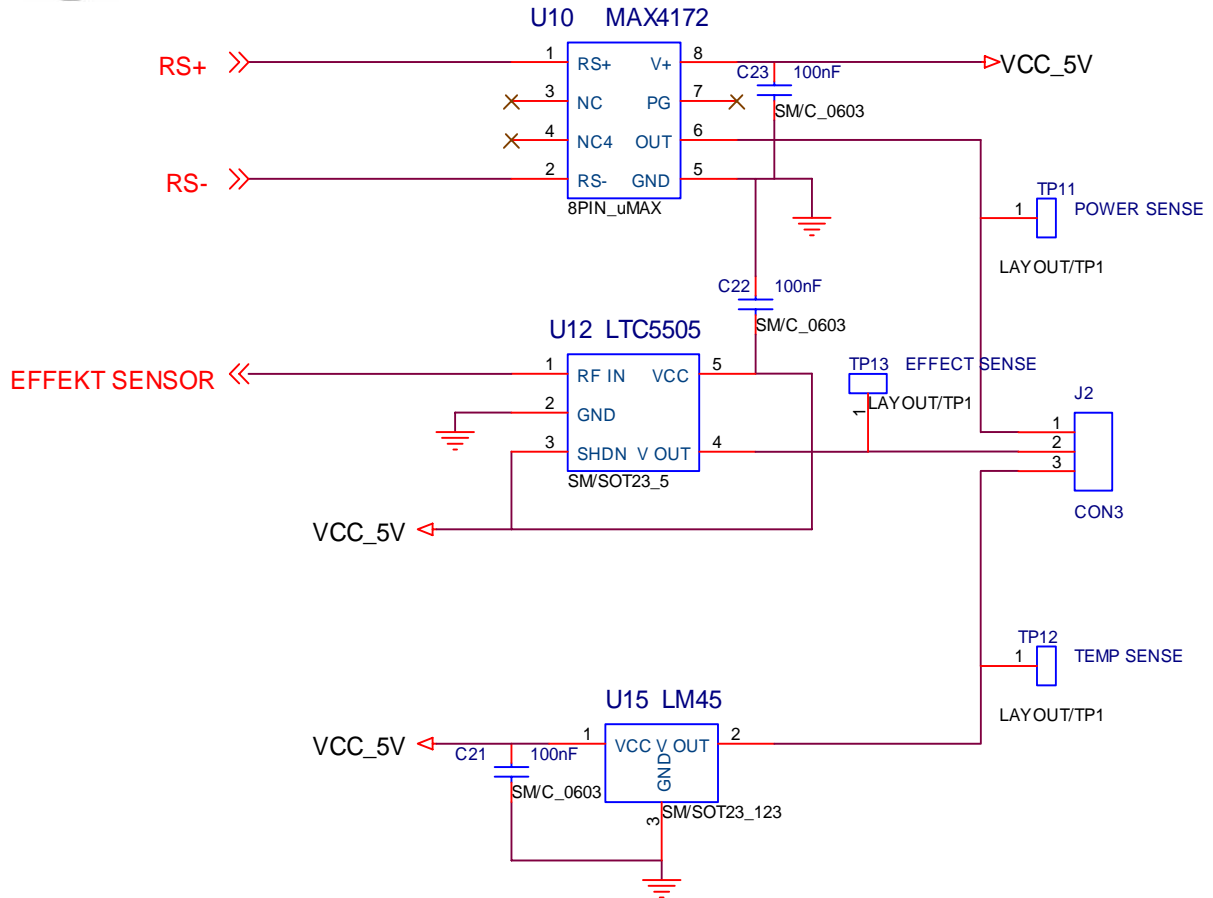
Figur 25. Kretsskjema for inngangstrinn



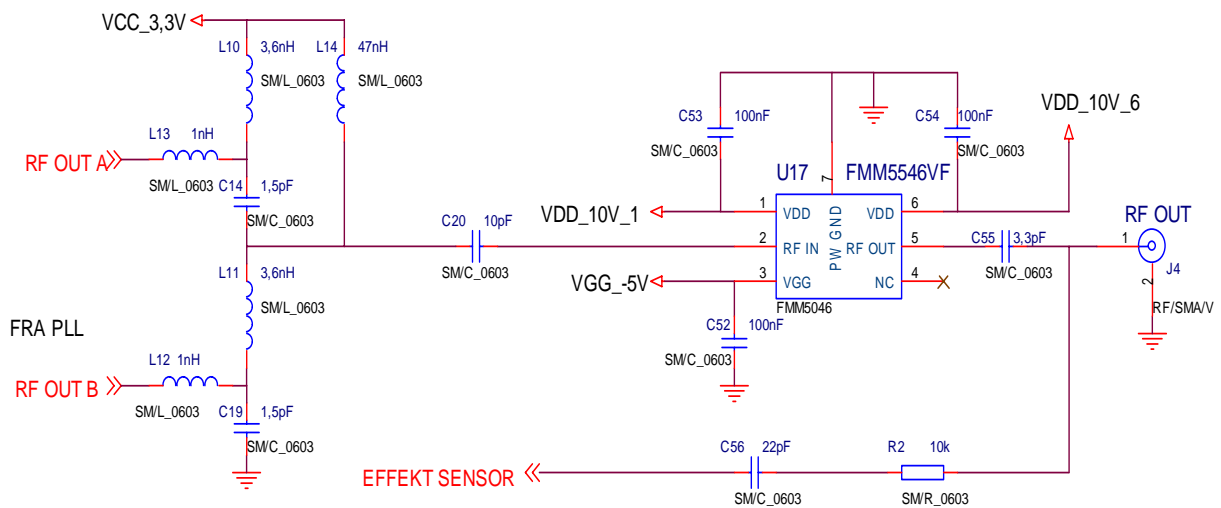
Figur 26. Kretsskjema for PLL og mikrokontroller



Figur 27. Kretsskjema for strømforskyning



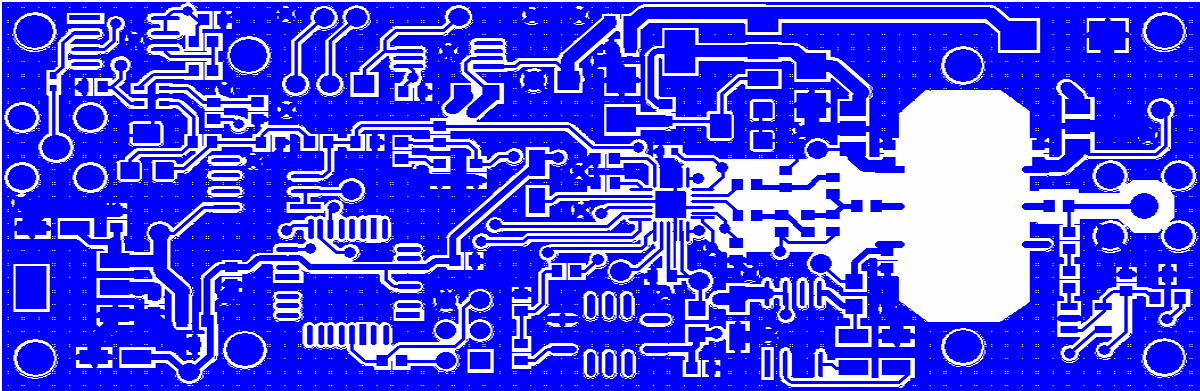
Figur 28. Kretsskjema for sensorer



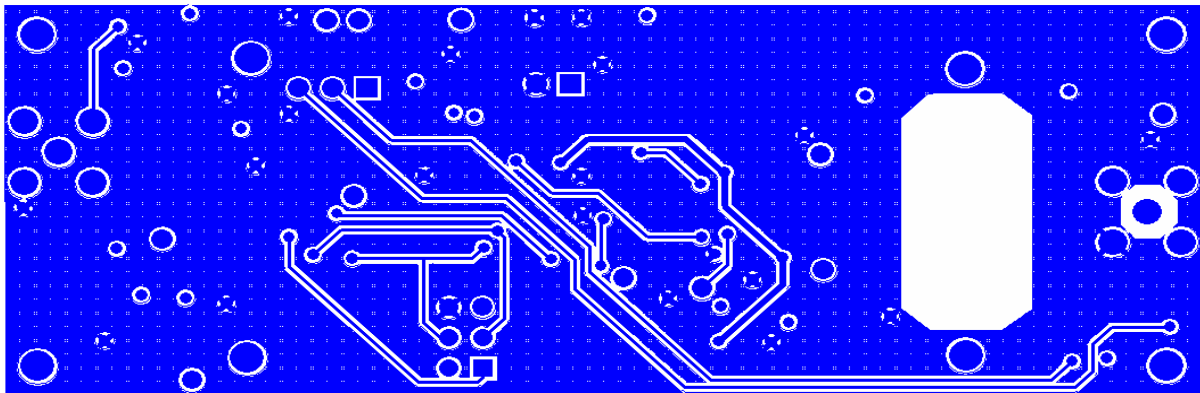
Figur 29. Kretsskjema for utgangstrinn

Da kretsen var ferdig tegnet i Capture, ble den overført til Layout der komponentene blir plassert slik de skal være på kortet. Banene blir også routet opp. For mer informasjon angående bruk av Orcad, se Vedlegg C.

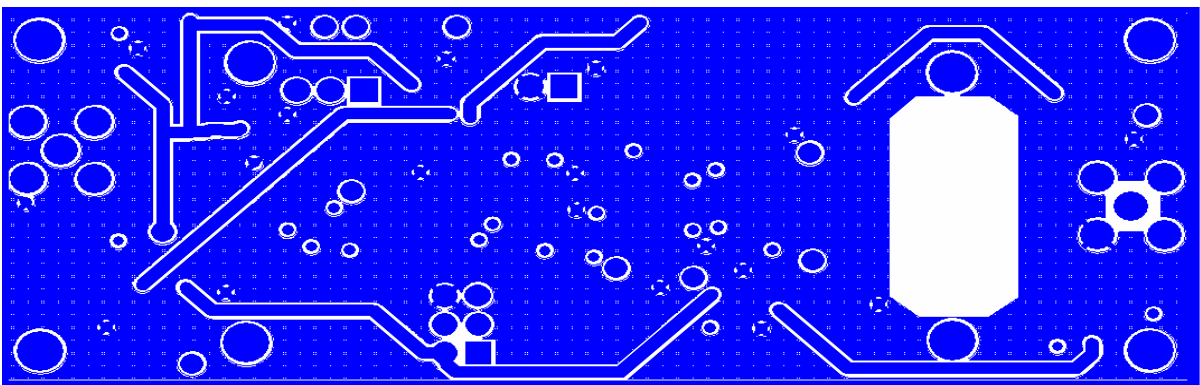
Senderen er laget med 4-lags printkort. Vi skal nå vise de forskjellige lagene. På Figur 30 ser man topplaget der komponentene sitter, på den ferdige prototypen. Figur 31 viser bunnlaget, med routing av signaler, Figur 32 viser power-laget og Figur 33 viser jordlaget.



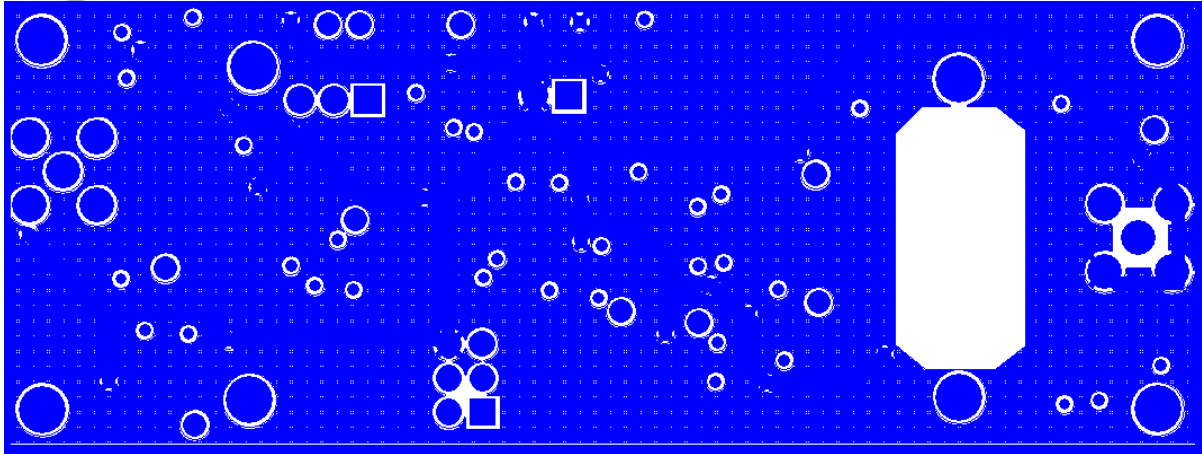
Figur 30. Ferdig prototyp, layer: Top



Figur 31. Ferdig prototyp, layer: Bottom

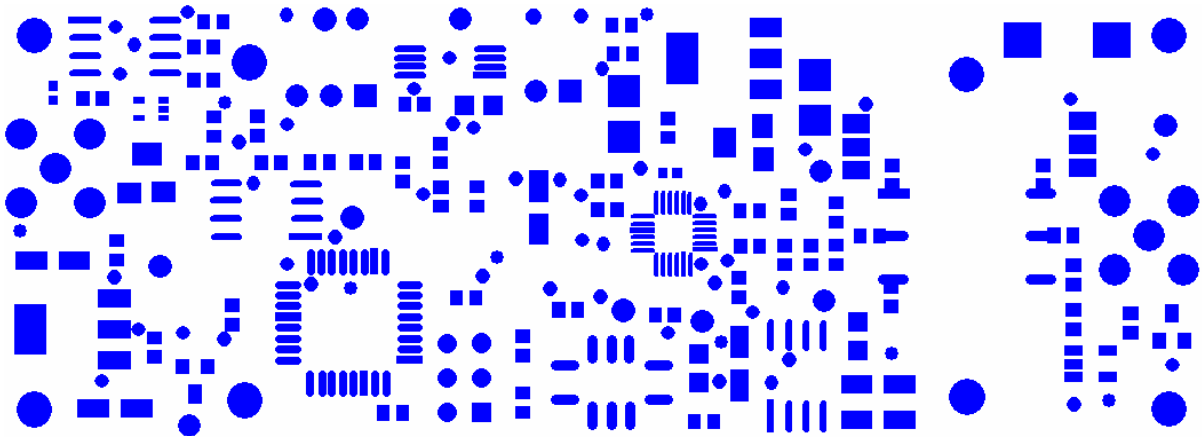


Figur 32. Ferdig prototyp, layer: Power

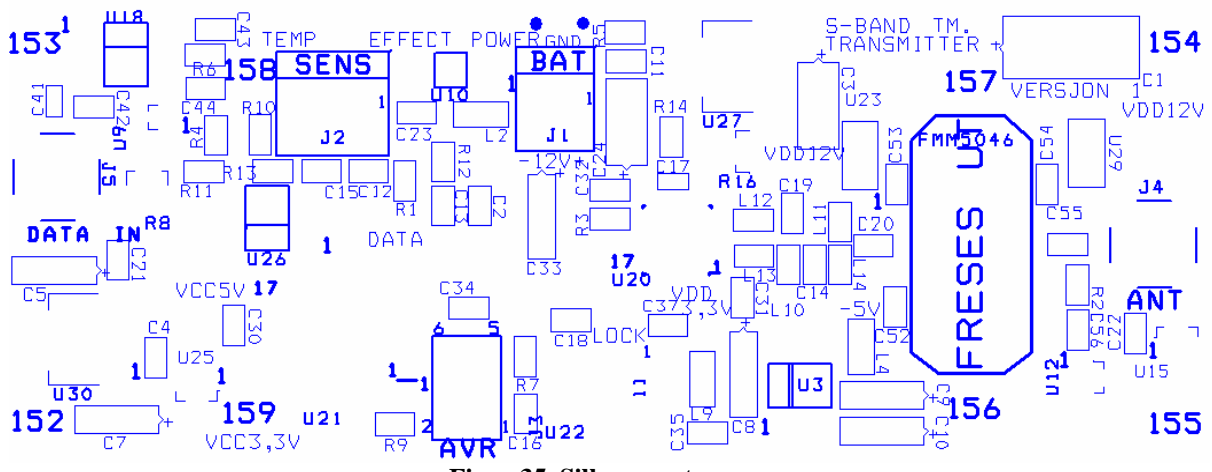


Figur 33. Ferdig prototyp, layer: Ground

På de to neste figurene viser vi topplaget på ny, i Figur 34 ser vi loddemaske. I Figur 35 vises ”silkscreen top”, trykket av komponentplassering.



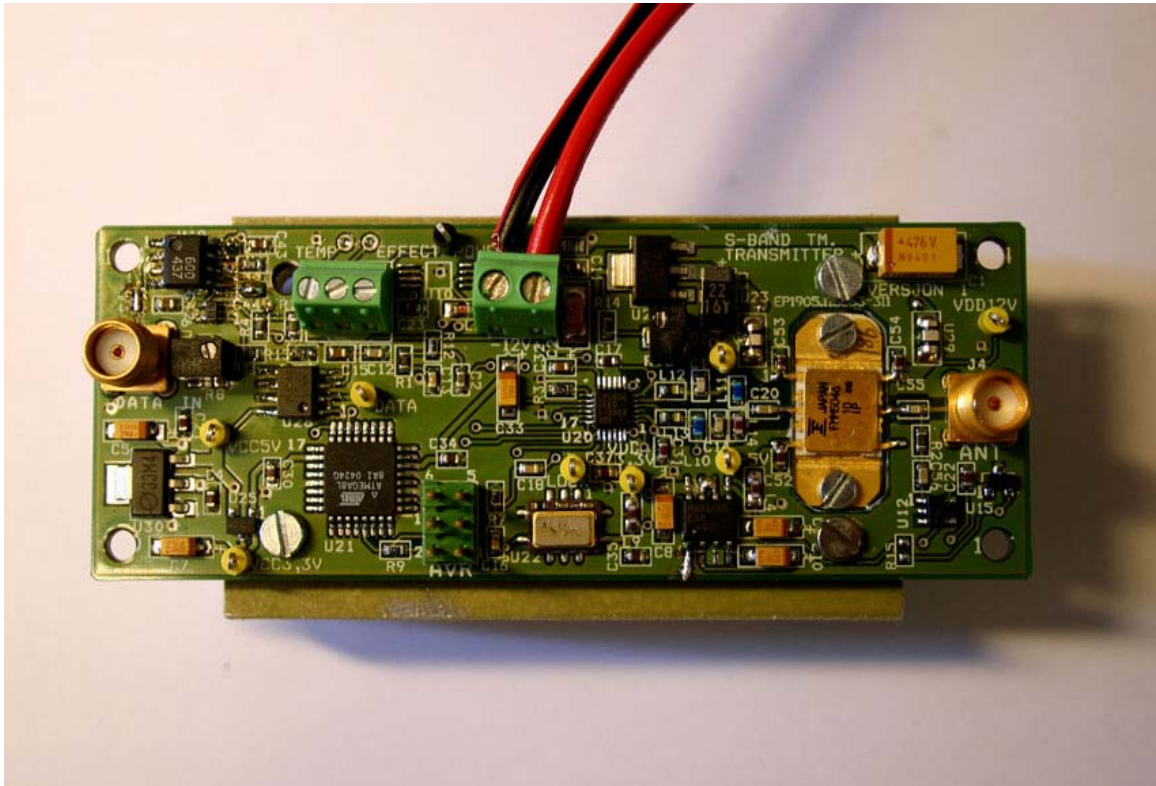
Figur 34. Loddemaske



Figur 35. Silkscreen top

4.9.2 Lodding av komponenter

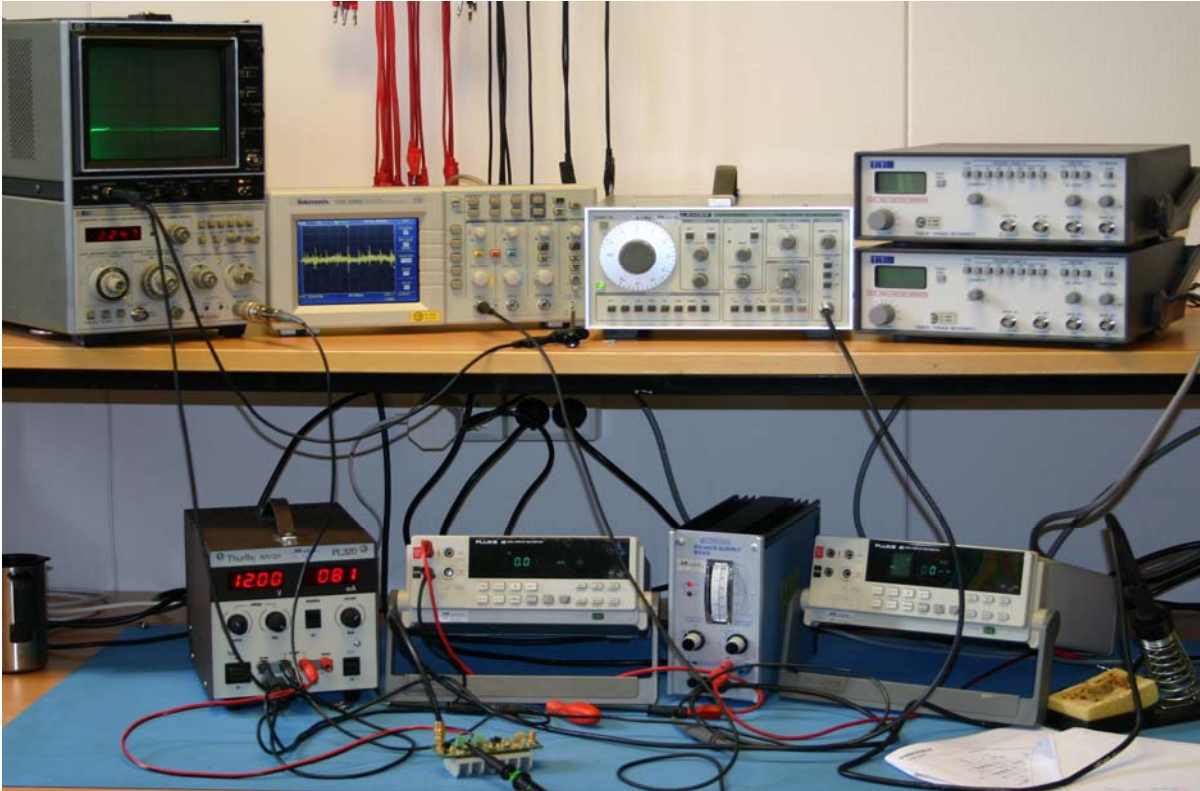
Vi valgte å reise til FFI for å lodde komponentene. 2 av gruppas medlemmer reiste inn og utførte jobben sammen med en ansatt ved FFI, Tone Sømme. Tone utførte den praktiske delen med å påføre loddepasta på samtlige loddeland på kortet. Deretter plasserte hun samtlige komponenter som hun fikk tildelt av oss. Deretter ble kortet ført inn i en varmluftsovn slik at alle kontaktpunkter ble loddet og fikk en glinsende overflate. Helt til slutt ble SMA-kontakter, testpunkter og 6-pins konektor loddet på manuelt. Det ferdige produktet ble fotografert, se Figur 36.



Figur 36. Ferdig kretskort

For øvrig oppdaget vi at foot print til strømmåleren var feil, slik at vi ikke fikk loddet på denne. Det betyr at vi ikke fikk gjort målinger av strømtrekket.

5.0 Testing av prototyp



Figur 37. Testoppstilling for måling på senderen.

Vi koplet senderen til en strømforsyning på +12 volt. Det første vi sjekket var spenningsregulatorene. 3.3 volts og +5 volts regulatorene fungerte som normalt, mens -5 volts regulatoren ga ut 0 volt. Vi oppdaget da en konstruksjonsfeil i forbindelse med denne regulatoren. Pinne 7 (SHDN) som er en styreinngang for å stenge regulatoren, var satt til høy (+5 volt). Da vil vi få 0 volt ut av regulatoren. Pinne1 (FSEL) og pinne 6 (LV) var ikke tilkopleet (svever) men skulle til jord. Når vi fikk dette på plass virket denne regulatoren som normalt.

10 volts regulatoren fikk vi regulert til +8 volt. 10 volts regulatoren skal brukes til utgangsførsterkeren, slik at vi kunne sjekke resten av senderen uten denne på plass.

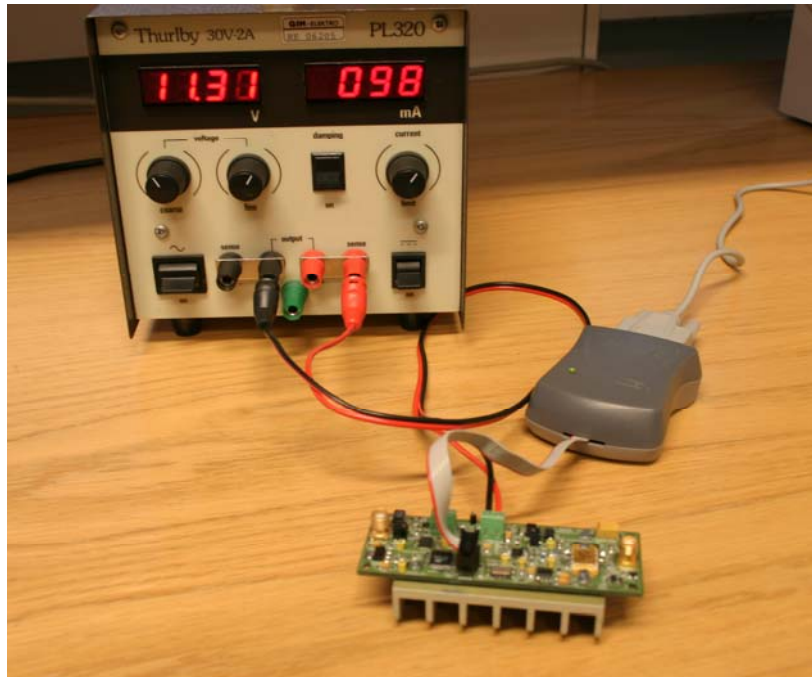
En forbedring på senderen vil være å plassere en beskyttelsesdiode på tilkoplingen for batteriet, noe som vil beskytte senderen mot feil polaritet på batteriet.

Vi koplet en signalgenerator på datainngangen til senderen, med frekvens 100kHz og spenning 5 volt. Vi brukte oscilloskop for å følge signalveien. Vi fikk ingen signal inn til optokopleren, som skyldes kondensator C41, se Figur 25. Med C41 på plass vil vi aldri få DC gjennom dioden i optokopleren, som betyr at den aldri vil lyse. Vi fjernet C41 og hadde signal inn til optokopleren.

Neste trinn er komparatoren, som fikk signal inn men ga ingenting ut. Vi oppdaget da en konstruksjonsfeil i kondensatoren C44. Komparatoren fikk ingen DC-spenning på inngangen, noe som betyr at inngangen ”svever”. Da er det helt vilkårlig hvilken DC-spenning som er på inngangen. Vi fjernet kondensator C44 og loddet inn en ledning der den satt. Da fikk vi datasignalet igjennom inngangstrinnet og fram til oscillatoren.

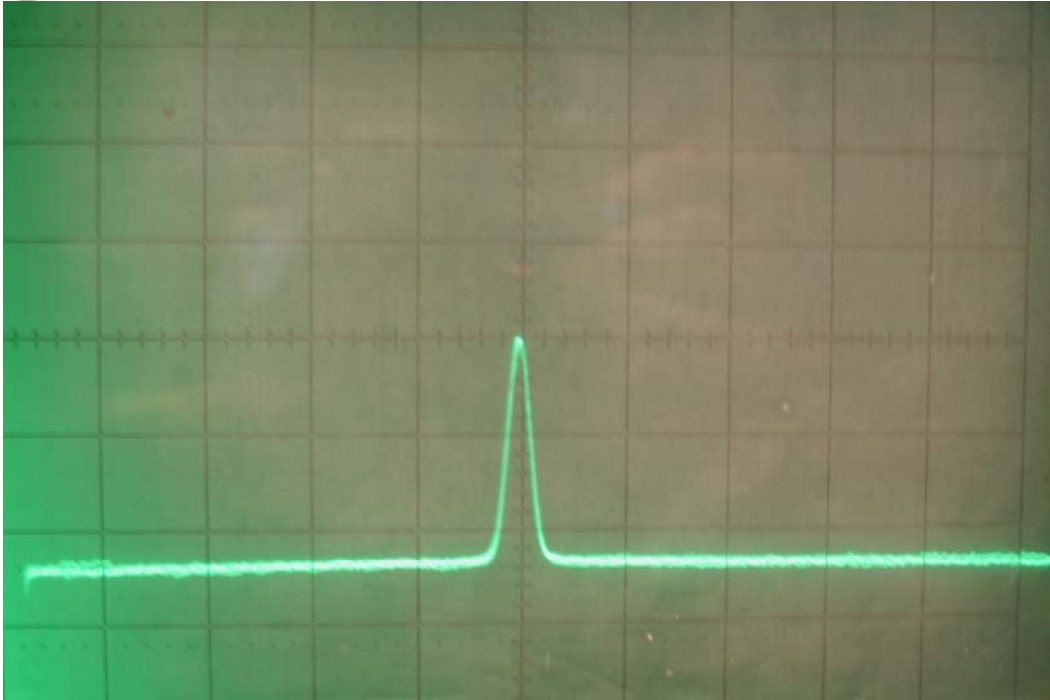
Det neste vi sjekket var krystalloscillatoren. Ved hjelp av spektrumanalysator kunne vi måle nivået og frekvensen som den oscillerte på. Den hadde et signal på -50 dBm med en frekvens på 40 MHz.

Med drivspenninger på plass, datasignal fram til oscillatoren og referansekrystallet som svinger på rett frekvens, valgte vi å programmere mikrokontrolleren. Dette gikk helt fint, uten noen feilmeldinger. Oppkopling og programmering ved hjelp av AVR ISP ser vi i Figur 38.



Figur 38. Innlastning av programkode til ATmega8 vha AVR ISP

Ved hjelp av spektrumanalysator kunne vi sjekke bølgeformen på utgangen. Vi hadde en bølgeform på 2.25 GHz med et nivå på -50 dBm. Se Figur 39.



Figur 39. Bærebølgen ut fra oscillatoren, 2.25 GHz.

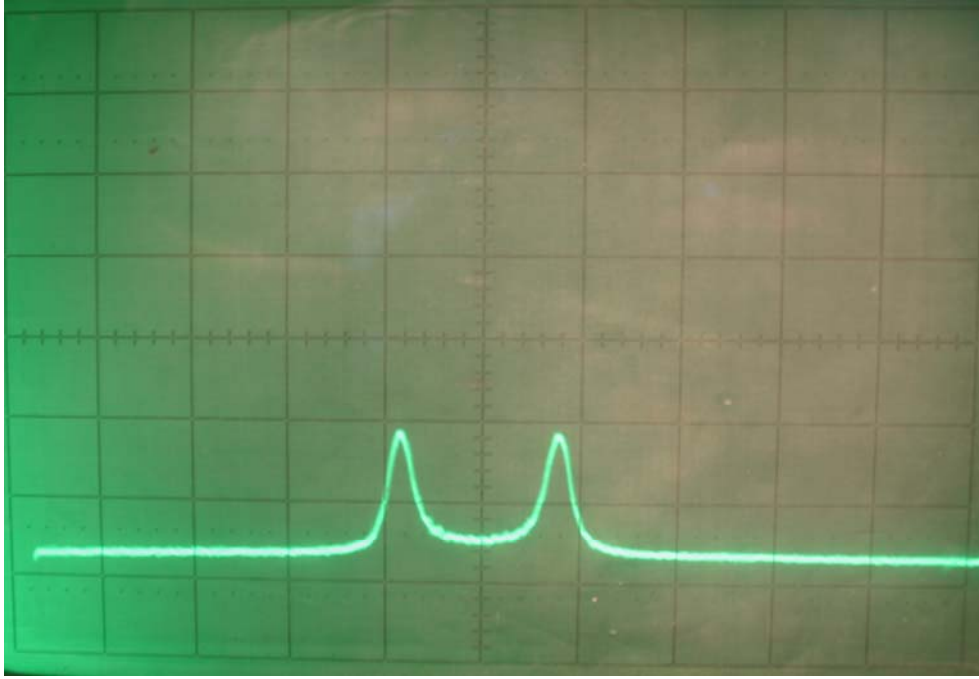
For å sjekke om mikrokontrolleren og programmeringen fungerte, prøvde vi og omprogrammerte mikrokontrolleren til 2.0 GHz. Dette fungerte også uten noen feilmeldinger, og vi fikk ut en bærebølge på 2.0 GHz. Vi konkluderte da med at mikrokontrolleren, krystallet og PLL'en var operativ, selv om nivået ut fra oscillatoren ikke var som forventet (skulle hatt 1 dBm). Oscillatoren er programmerbar til å levere fra -13 dBm til -3 dBm. Etter grundig sjekk av drivspenninger, koplinger og verdier på alle komponenter mener vi at dette må skyldes feil i PLL/oscillator kretsen. Vi fjernet filteret på utgangene til oscillatoren, for å sjekke om det var det som ødela signalet. Vi fikk ingenting ut av oscillatoren, og bestemte oss for å bytte den. Dette ga ingen resultat.

Vi måtte fysisk tilpasse en kjøleribbe til utgangsførsterkeren før vi kunne montere denne.

Når forsterkeren var montert fikk vi signal på utgangen, men oppdaget raskt at -5 volts regulator ble varm. Denne skal kun gi forspenning til forsterkeren, som etter datablad skal være på maksimalt 35 mA. Etter hvert ble også 5 volts regulatoren varm. Denne leverer strøm til -5 volts regulator, så vi konkluderte med at strømtrekket var for stort i -5 volts regulator. Etter litt feilsøking og en test med ekstern strømforsyning til forspenningen oppdaget vi at utgangsførsterkeren var montert speilvendt. Forspenning og drivspenning var byttet om.

Når spenningene var korrekte på utgangsførsterkeren fikk vi samme problem som i tidligere prosjekter. Utgangen trekker alt for mye strøm. Vi lagde en testoppstilling med kun forsterkeren. Vi satte forspenning til -7.5 volt og drivspenningen til 4.0 volt. Da fikk vi forsterket signalet opp 30 dB.

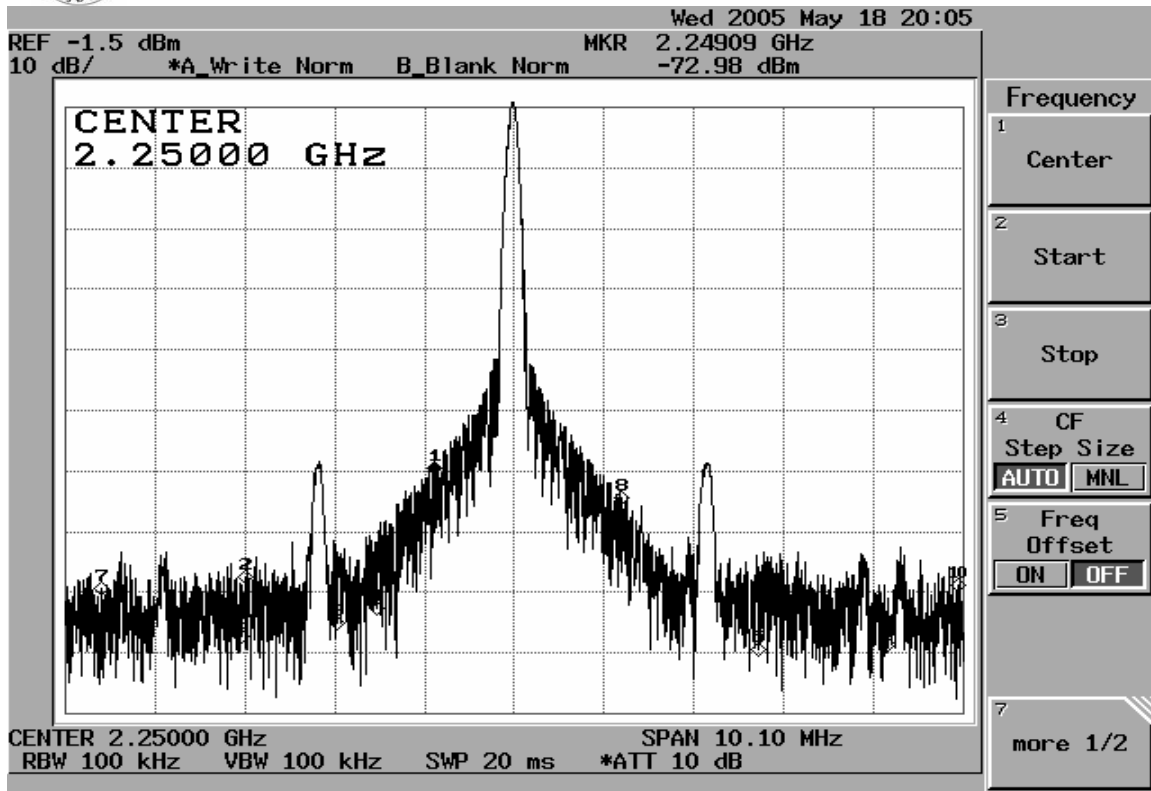
Vi koplete til signalgenerator på datainngangen, og spektrumanalysator på utgangen av oscillatoren (utgangsførsterkeren var ikke tilkopleet). Vi fikk da ut to frekvenser (data) som forventet, og den klarte 4.4 Mbit/s. Men nivået ut fra oscillatoren var alt for lavt, kun på -50 dBm. Se Figur 40.



Figur 40. Modulert signal.

Vi fikk ikke kontrollert noen av sensorene på senderen. Strømmåleren fikk vi ikke montert på grunn av feil ”foot-print”. Effektsensoren tapper signalet etter utgangsførsterkeren, som vi ikke fikk til å fungere, slik at vi fikk ikke målt noe fra denne. Temperatursensoren manglet drivspenning, og dette skyldes brudd i printbanen.

Etter at problemet med forsterkeren var løst, gjorde vi noen målinger på FFI sin siste utgave av senderen. Dette for å kunne løse deres problem med utgangen. Også her måtte spenningene justeres og tilkoples eksternt. Med drivspenning lik 4,0 volt og forspenning lik -5 volt, fikk vi resultater som vist i Figur 41. Vi ser tydelig bærebølgen på 2,25 GHz. Nivået avleses til 10 dBm, men vi brukte et dempeledd på 20 dBm inn på spektrum analysatoren, slik at det riktige nivået tilsvarer ca 30 dBm. Med signalgenerator tilkopleet på datainngangen, fikk vi også ut to frekvenser (data). Problemet med utgangen skal derfor være løst. Det gjelder å få riktige spenninger på plass.



Figur 41. Utsignal FFI sin siste sender

6.0 Diskusjon av resultater

Vi skal se på hvilke resultater vi har oppnådd i dette prosjektet, og om vi har nådd målene i oppgaven.

6.1 Tekniske resultater

Vi har fått konstruert en delvis fungerende prototyp. En del arbeid er påkrevd for å løse problemet med at nivået ut fra PLL'en.

Utgangsførsterkeren har vi funnet en løsning på, selv om databladet er svært mangelfullt. Førsterkeren må ha helt andre spenninger enn oppgitt i datablad. Den har oppgitt en drivspenning på maks 10 volt, og en forspenning på maks -5 volt. Våre målinger viser at den må ha en forspenning på -7.5 volt med en drivspenning på maks +4 volt. Da fikk vi forsterkeren til å fungere som forventet, med en forsterkning på 30 dB. Dette fikk vi bekreftet ved en test av en annen sender som er lagd ved FFI, som også hadde problemer med utgangsførsterkeren. Vi må derfor benytte andre spenningsregulatorer til forsterkeren. Et alternativ er å bruke en annen forsterker, f.eks AM40-0055 fra Macom.



Vi har klart å holde oss innefor kravene til fysisk størrelse på 30×90 mm. Men vi har sett at komponenter kan plasseres bedre på kortet. Inngangstrinnet kunne vært plassert nærmere PLL'en for å oppnå en bedre utnyttelse av kortet.

Vi fikk gjort noen målinger av hastigheten på signalet som skal overføres. Vi fikk overført opptil 4.4 Mbit/s men på alt for lave nivåer. Etter en stund ville ikke PLL'en gi ut noe mer, så vi fikk ikke fullført målingene på senderen.

Vi fikk ikke teste noen av målerne for å overvåke driftstilstanden til senderen. Dette må rettes opp på et eventuelt nytt printkort, siden feilene ligger i kortet.

6.2 Kostnadsoverslag

Her vil vi vise en enkel overslagsberegning på hva senderen vår vil komme til å koste. I Tabell 1 har vi tatt med kostnader for komponenter og hva det kostet å lage printet. Prisene er ekskl. mva.

<i>Enhet</i>	<i>Antall</i>	<i>Pris pr. stk</i>	<i>Sum</i>
Kondensatorer, overflate montert	30	1,36	40,80
Potmeter, overflate montert	2	13,30	26,60
Motstander, overflate montert	12	1,74	20,88
Spoler, overflate montert	8	6,84	54,72
T-filter	2	12,60	25,20
Regulator, +3,3 V: XC6202	1	10,90	10,90
Regulator, +5 V: XC6203	1	10,90	10,90
Regulator, -5V: MAX 1680	1	64,90	64,90
Regulator, +10V: LM317	1	16,20	16,20
Optokopler, HCPL 0600	1	41,70	41,70
Komparator, LMV 7219	1	10,50	10,50
Krystall Oscillator, CFPT 9006	1	462,00	462,00
Mikrokontroller, ATmega8	1	55,50	55,50
PLL+VCO, ADF 4360-1	1	33,60	33,60
Op.amp, LM358	1	4,24	4,24
Strømsensor, MAX 4172	1	47,10	47,10
Effektsensor, LTC 5505	1	30,00	30,00
Temperatursensor, LM45	1	21,70	21,70
Effektforsterker, FMM5046VF	1	850,00	850,00
AVR ISP	1	397,00	397,00
Rekkeklemmer	3	10,00	30,00
SMA kontakt	2	59,80	119,60
6 pins konnektor	1	5,00	5,00
Produksjon av printkort	1	2500,00	2500,00
Totalt			4879,04

Tabell 1. Enkelt kostnadsoverslag

7.0 Konklusjon

I dette prosjektet har vi utviklet en sender i profesjonelt kretskort for høyfrekvens, som delvis fungerer. Problemet med altfor lite nivå ut i fra PLL, er ikke løst. Dette skyldes tidsnød mot prosjektets slutt.

Vi hadde et godt utgangspunkt i en sender som er utviklet ved FFI, men som hadde problemer med utgangsførsterkeren. Vi har funnet en løsning på dette problemet, i form av annen drivspenning og forspenning.

Vi har brukte mye tid på å sette oss inn Orcad, noe som var frustrerende med tanke på den begrensede tiden vi har til rådighet.

Det er en ganske omfattende jobb å søke etter passende komponenter. Det er i tillegg vanskelig å sammenlikne komponenter fordi forskjellige produsenter oppgir data på forskjellige måter. Vi brukte derfor mye tid i starten av prosjektet på søk etter komponenter.

Vi har hatt stort utbyttet av dette prosjektet i form av lære oss nye ting på egenhånd. Vi har fått erfare at datablad kan være misvisende og mangelfulle. Test av enkelt komponenter vil i mange tilfeller være nødvendig i utvikling av et produkt.

Målene vi satte i begynnelsen av prosjektet er delvis nådd. Vi tok utgangspunkt i tidligere sendere, og utviklet vår egen med profesjonelt kretskort. Dessverre fikk vi problemer med nivået ut i fra PLL. Siden vi ikke har kommet helt i mål med en fullgod sender, har vi heller ikke fått anledning og tid til å teste senderen i FFI sitt miljølaboratorium. Problemet med at utgangen på tidligere prosjekter kortslutter batteriet, har vi funnet en løsning på.

8.0 Litteraturliste

- [1] Forelesningsreferat, Modulasjon/Demodulasjon, Arne Wold, Jan. 2005.
- [2] Hovedprosjektrapport, Miniatyr S-bånd Telemetrisender, Anders Rødningsby og Hans Fremstad Skaare, HIG 2003.
- [3] Atmel AVR Resources:
http://www.itee.uq.edu.au/~cse/_atmel/Atmel_AVR_Resources/
- [4] Atmel, ATmega8 - Mikrokontroller
http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf
- [5] Analog, ADF 4360-1. PLL + VCO
http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/816331135ADF4360_1_b.pdf
- [6] Agilent Technologies, Optokopler, HCLP-0600
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-2126EN.pdf>
- [7] Linear Technology, Komparator, LMV 7219
<http://cache.national.com/ds/LM/LMV7219.pdf>
- [8] C-mac, Krystalloscillator, CFPT 9006
<http://www.cmac.com/mt/databook/> (velg Oscillators – SMD – TCXO, deretter CFPT-9000)
- [9] Fujitsu, Effektforsterker, FMM 5046VF
<http://www.eudyna.com/products/wireless/idoummic/FMM5046VF.pdf>
- [10] Maxim, Strømmåler, MAX 4172
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX4172.pdf>
- [11] National Semiconductor, Temperatur sensor, LM 45
<http://cache.national.com/ds/LM/LM45.pdf>
- [12] Linear Technology, Effekt måler, LTC 5505
<http://www.linear-tech.com/pc/productDetail.do?navId=H0,C1,C1011,C1074,P2084>
- [13] Torex, XC6202, +3,3 V regulator
[http://www.torex-usa.com/product/pro02/pdf/XC6202\(E\).pdf](http://www.torex-usa.com/product/pro02/pdf/XC6202(E).pdf)



- [14] Torex, XC6203, +5 V regulator
<http://www.semiconductorstore.com/pdf/XC6203P332PR%20%20%20.pdf>
- [15] Maxim, MAX1680, -5V regulator
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX1680-MAX1681.pdf>
- [16] National, LM317, +10V regulator
<http://cache.national.com/ds/LM/LM117.pdf>
- [17] National, Op.amp. LM358
<http://cache.national.com/ds/LM/LM158.pdf>
- [18] Analog, "Technical Articles" PLL:
<http://www.analog.com/en/prod/0%2C2877%2CADF4360%25252D1%2C00.htm>
[1](#)
- [19] www.romteknologi.no
- [20] www.elprint.no
- [21] AVR ISP User Guide (datablad, vedlagt på CD)