

HOVEDPROSJEKT:

Miniatyr S-bånd Telemetrisender

”Miniature S-band Telemetry Transmitter

FORFATTERE:

Odd André Seljeflot

Audun Etnestad

Dato:

23.mai 2002

SAMMENDRAG AV HOVEDPROSJEKT

Tittel:	Miniatyr S-bånd Telemetrisender "Miniature S-band Telemetry Transmitter"	Nr. : 2 Dato : 23/5-02
Deltaker(e):	Odd André Seljeflot Audun Etnestad	
Veileder(e):	Ole Johnny Berg Arne Wold	
Oppdragsgiver:	Forsvarets Forsknings Institutt	
Kontaktperson:	Terje Angeltveit	
Stikkord (4 stk)	Høgfrekvens, digitalkommunikasjon, konstruksjon, Orcad	
Antall sider:78	Antall bilag: 0	Tilgjengelighet (åpen/konfidensiell):Åpen
Kort beskrivelse av hovedprosjektet:		
<p>Oppgaven går i hovedsak ut på å vurdere ulike løsninger for konstruksjon av en s-bånd telemetrisender, komme med en konklusjon om den beste løsningen og videre realisere denne. Utviklingsverktøyet Orcad skal i tillegg benyttes under konstruksjonen</p> <p>Oppgaven inneholder teori om de viktigste komponentene og prinsippene som er benyttet i forbindelse i med hovedemnene i oppgaven: "bærebølge", "faselåst sløyfe", "modulering" og "forsterkning". Senderens konstruksjon, realisering og virkemåte er beskrevet i detalj. Orcad benyttes til tegning av kretsskjemaer og printkort utlegg.</p> <p>En konklusjon angående senderens prinsipielle virkemåte ble gjort og en testing hos oppdragsgiver ble utført, for å se om senderen virker som forutsatt.</p>		



Forord

Denne rapporten er et resultat av en hovedoppgave utført av Odd André Seljeflot og Audun Etnestad, ved Høgskolen i Gjøvik våren 2002. Vi går begge studieretningen teleteknikk på elektrolinjen, hvor hovedoppgaven er et 4 vekttalls emne som avslutter den 3år lange ingeniørutdanningen.

Vi valgte denne oppgaven fordi vi synes høyfrekvens, digitalkommunikasjon og konstruksjon er interessante områder, og oppgaven virket utfordrende.

Vår oppdragsgiver er Forsvarets Forsknings Institutt (FFI), avdeling for elektronikk, som blant annet driver med langsiktige vitenskapelige grunnlagsstudier innen romfysikk. Hos FFI er Terje Angeltveit vår kontaktperson.

Prosjektveiledere ved skolen er Ole Johnny Berg. Foruten at han er vår veileder, er han faglærer i fagene Elektrisitetstære og Elektronikk 1, og veileder for valgfaget Digitalteknikk 2.

Vi vil gi en ekstra takk til følgende personer:

Terje Angeltveit som formulerte denne spennende oppgaven, og for å ha vært veldig behjelpelig og positiv ved henvendelser.

Ole Johnny Berg for veldig bra oppfølging av prosjektet, og god bistand innen elektronikk og konstruksjon.

Arne Wold (lærer ved Høgskolen i Gjøvik) for å ha bidratt med hjelp og støtte i forbindelse med høgfrekvensteknikk.

Det rettes også en takk til produsenten National Semiconductor for meget bra service, rask levering av vareprøver, samt deres meget informative websider.

Gjøvik, 23 mai 2002

Odd André Seljeflot

Audun Etnestad



INNHold:

1	INNLEDNING.....	1
1.1	Definisjon av oppgaven.....	1
1.2	Mål.....	1
1.3	Mottakergruppe.....	1
1.4	Studentenes faglige bakgrunn.....	2
1.5	Arbeidsform.....	2
1.6	Organisering av rapporten.....	2
2	PRINSIPPER – TEORI.....	4
2.1	Grunnleggende sender prinsipper.....	4
2.1.1	Bærebølge.....	4
2.1.2	Faselåst sløyfe.....	5
2.1.3	Modulering.....	6
2.1.4	Forsterking.....	6
3	APPARATUR – UTSTYR.....	7
4	UTVIKLING AV SENDEREN.....	8
4.1	Teknisk oppgavebeskrivelse.....	8
4.2	Innledning telemetri sender.....	9
4.2.1	Valg av komponenter.....	9
4.2.1.1	Strømforsyninger.....	10
4.2.1.2	Faselåser og spenningsstyrt oscillator.....	14
4.2.1.3	Forsterkere.....	19
4.2.1.4	Mikrokontroller.....	22
4.2.2	Bestemme løsning.....	22
4.3	Orcad.....	22
4.3.1	Kretsskissering i Capture.....	23
4.3.1.1	Hierarkisk prinsipp.....	24
4.3.2	Overføring til Layout.....	28
4.3.2.1	Konstruksjon av fotavtrykk.....	30
4.3.2.2	Plassering av komponenter.....	33
4.3.3	Gerbertools.....	36
4.4	Programmering av kontroller.....	37
4.4.1	In System Programming.....	39
4.5	Realisering av senderen.....	41
4.5.1	Trinnvis montering.....	41
4.5.2	Lodding av komponenter.....	42
4.5.3	Testing av kretsen.....	44
4.5.4	Feilsøking.....	46
4.5.4.1	Faselåst sløyfe.....	47
4.5.4.2	Testkort.....	49
4.6	Konstruksjon av ny prototyp.....	50
4.6.1	Komprimering av utlegg.....	54
5	RESULTATER.....	55
5.1	Funksjonstesting på HiG.....	55
5.2	Funksjonstesting hos FFI.....	61
6	DISKUSJON AV RESULTATER.....	63
7	KONKLUSJON.....	65
8	LITTERATURLISTE.....	67
9	VEDLEGG.....	68
	Vedlegg A – Krets skisseringer fra Capture.....	69
	Vedlegg B – Kildekode til COP8ANE.....	74
	Vedlegg C – Komponentliste.....	76



1 INNLEDNING

1.1 Definisjon av oppgaven

Forsvarets Forsknings Institutt i Kjeller har definert følgende oppgave:

FFI bruker i dag S-bånd (2,2 -2,3 GHz) ved sending av data fra forskningsraketter som blant annet skytes opp i fra Andøya. I dag brukes det dyre kommersielle sendere. Med tanke på alle komponenter som daglig lanseres for frekvenser på mange GHz (bl.a. bluetooth/2,4 GHz) er det ønskelig å kunne forenkle en slik sender betraktelig.

Oppgaven går derfor ut på å utvikle en ny generasjons telemetrisendere. Denne bør være fysisk liten og lett og ha en god virkningsgrad.

Det er blitt valgt å samle all teknisk beskrivelse av oppgaven i avsnitt 4.1.

1.2 Mål

Hovedmål med oppgaven:

Å få god innsikt og forståelse av høyfrekvens/s-bånd telemetri sendere, og med dette kunne konstruere en liten, rimelig og effektiv sender.

Oppgaven kan deles inn i følgende delmål:

- Finne løsning på en effektiv konstruksjon, da med hensyn på tilgjengelige integrerte kretser.
- Realisere den nye senderen, og ved testing og målinger finne ut om den møter de ønskede kravene.

1.3 Mottakergruppe

Denne rapporten er beregnet for personer med ingeniør utdanning innen teleteknikk/elektronikk/høyfrekvens. De fag som spesielt forutsettes for å få utbytte av denne rapporten er matematikk på ingeniør nivå, digital kommunikasjon og høyfrekvens konstruksjon, samt grunnleggende mikroprosessor programmering.



1.4 Studentenes faglige bakgrunn

Begge studentene går studieretningen teleteknikk ved Høgskolen i Gjøvik, i klassen 99HINEA

1.5 Arbeidsform

Arbeidsformen har i hovedsak delt deg i to retninger, først var det nødvendig å tilegne seg nødvendige kunnskaper gjennom litteratur og Internett. Videre ble det gjennomført en fysisk konstruksjon av kretsen.

Ved prosjektets start ble det gjennomført et bedriftsbesøk hos Forsvarets Forsknings Institutt på Kjeller, i tillegg ble det senere i prosjektet deltatt på to møter, et for veiledning angående bruk av Orcad, og til slutt testing av prototypen Telemetri S-bånd sender.

1.6 Organisering av rapporten

Rapporten er delt opp på følgende måte:

”Kapittel 1, Innledning”.

”Kapittel 2, Prinsipper – Teori” inneholder aktuelt bakgrunnsstoff for å løse oppgaven, og er delt inn på følgende måte:

Avsnitt 2.1 inneholder en kort innledning om evner fra digital kommunikasjon og høyfrekvensteknikk. Dette er stoff som forutsettes kjent, men er tatt med i korte trekk som en naturlig del av dette prosjektet.

”Kapittel 3, Apparatutstyr” inneholder spesifikasjoner for nødvendig brukt utstyr for løsning av oppgaven.

”Kapittel 4, Utførelsen” inneholder all informasjon angående løsningen av problemstillingen, og er delt inn på følgende måte:

Avsnitt 4.1 inneholder en teknisk oppgavebeskrivelse.

Avsnitt 4.2 inneholder en inngående teoretisk beskrivelse av en S-bånd telemetrisender, basert på en gitt stuktur.

Avsnitt 4.3 omhandler softwaren Orcad og bruken av dette, med hensyn på retningslinjer fra oppdragsgiver.



Avsnitt 4.4 omhandler programmering av mikrokontroller i softwaren ”COP8FLASH ISP” fra Kanda software.

Avsnitt 4.5 omhandler realiseringen av telemetrisenderen, samt testing og Feilsøking

Avsnitt 4.6 omhandler konstruksjonen av en ny prototyp, som er mer tilpasset og komprimert.

”Kapittel 5, Resultater” inneholder resultater fra fysisk uttesting av den realiserte senderen. Resultatene er i form av gjenvinning av det sendte signalet i en mottaker, samt avlesning på spektrumanalysator.

”Kapittel 6, Diskusjon av resultatene” inneholder en drøfting av resultatene i kapittel 5.

”Kapittel 7, Konklusjon

”Kapittel 8, Litteraturliste

”Kapittel 9, Vedlegg



2 PRINSIPPER – TEORI

2.1 Grunnleggende sender prinsipper

Innholdet i dette avsnittet er stoff som i stor grad skal være kjent fra fagene ”Digital kommunikasjon” og ”Hørfrekvensteknikk”, men er så sentralt for denne prosjekt oppgaven at det velges å gi en kort oppsummering. De mest nødvendige begreper, samt virkemåter til komponenter typer som er berørt av denne oppgaven blir lett omtalt (ref Avsnitt 8).

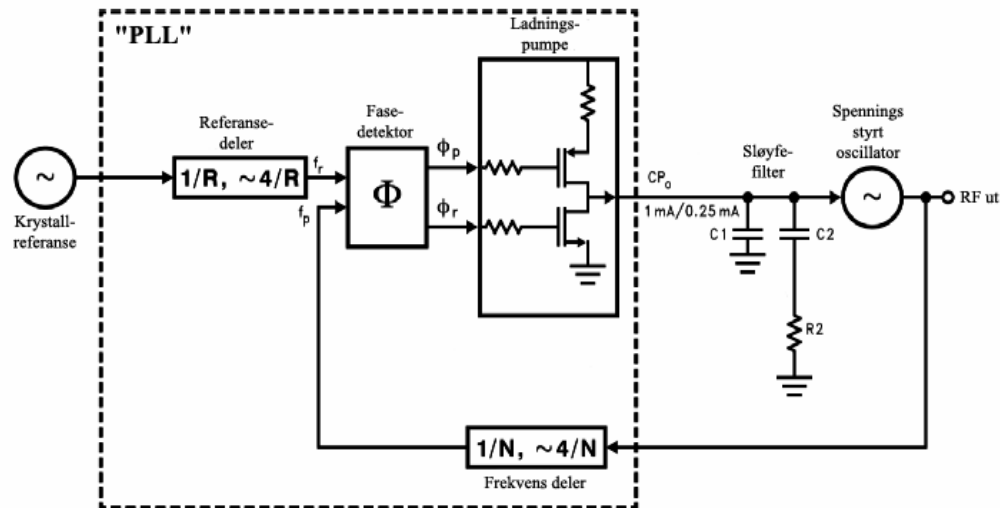
2.1.1 Bærebølge

Bærebølgen er den frekvensen en radiosender benytter for å overføre informasjon på. En slik bærebølge kan frembringes ved bruk av forskjellige oscillatorer og/eller synthesizere. Når man preger bærebølgen med informasjon, snakker man om å modulere, som er omtalt i avsnitt 2.1.3.

I dag vil bærebølgen i en radiosender som oftest bli generert av en synthesizer eller også kalt faselåst sløyfe, omtalt i neste avsnitt.

2.1.2 Faselåst sløyfe

En faselåst sløyfe, ofte kalt PLL fra det engelske navnet Phase Locked Loop, består egentlig av referanse oscillator, fasekomparator, VCO, loop-filter og eventuelle delere. Det er også vanlig å benytte ordet PLL om en enhet som ikke inneholder referanse oscillator, loop-filter og VCO, men er forsynt med dette eksternt. Videre i denne rapporten benyttes uttrykket PLL på denne måten.



Figur 2.1.2.1: Faselåst sløyfe

Synthesizeren genererer frekvenser ved at en referansefrekvens sammenlignes med en neddelt frekvens fra den spenningsstyrte oscillatoren (VCO). Fasedetektoren registrerer ulikheter i fase og styrer ladningspumpen slik at VCO får den riktige tuning spenning. Ladningspumpe og VCO er forbundet med et sløyfe filter som har som oppgave å holde utgangen fra VCO så ren som mulig. All støy som påtrykkes VCO vil modulere bærebølgen og lage støy sidebånd på denne. Derfor ønsker man å ha en smal båndbredde for å fjerne slik støy.

På den annen side vil man med en smal båndbredde i filteret få lengre låsetid for synthesizeren, dvs at den vil bruke lengre tid på å skifte fra en frekvens til en annen. For å få ned låsetiden vil man ha en stor båndbredde i filteret. Man skjønner da at man må finne et kompromiss mellom låsetid og renhet på utgangssignalet når man konstruerer filteret.

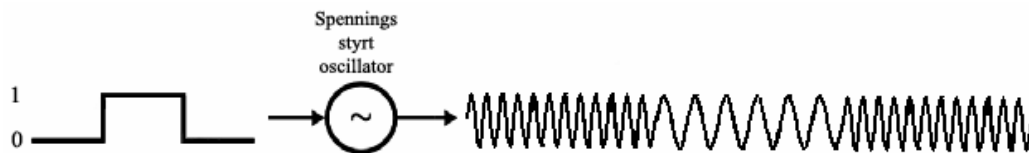
Vi har valgt en liten båndbredde da man ikke har behov for hurtige frekvensskift, og for at moduleringen ikke skal bli dempet alt for mye i det lavere frekvensspekter. For modulering av digitale data ønsker man å ha en lavfrekvensrespons som strekker seg helt ned til DC.

2.1.3 Modulering

Å modulere er å prege en bærebølge med informasjon som f. eks tale eller data. En bærebølge kan moduleres ved å endre dens fase, frekvens, amplitude, eller ulike kombinasjoner av disse. I vårt tilfelle har det blitt brukt frekvensmodulasjon (FM), eller siden vi modulerer med et digitalt signal, Frequency Shift Keying (FSK).

Den enkleste måten å generer FSK på, er å mate den digitale datastrømmen inn på inngangen av en VCO som vist på figur 21.3.1. Resultatet blir da at oscillatoren hopper mellom to frekvenser ettersom datastrømmen varierer mellom de to binære tilstandene. Ettersom oscillatoren inngår i en PLL vil denne påvirke moduleringen, helst da i nedre frekvensområde da sløyfa fungerer som et lavpassfilter.

En måte å komme seg unna dette problemet er å mate den lavfrekvente delen av datastrømmen inn på referanseoscillatoren, men dette gjør moduleringen straks mer komplisert. I vårt tilfelle mener vi den høye datahastigheten og den lave knekkfrekvensen på loopfilteret ikke skal påvirke moduleringen i altfor høy grad.



Figur 2.1.3.1: FSK-modulering

For at de to symbolene 1 og 0 ikke skal påvirke, hverandre må man sørge for at symbolene er ortogonale. For et FSK signal betyr dette at avstanden mellom symbolene må være n/T , der n er et heltall og T er periodetiden for et symbol.

For å minke båndbreddebehovet kan basebånd signalet gjerne filtreres med et Nyquistfilter, men i dette tilfellet settes lav bit feilrate foran kravet om effektiv båndbreddebruk.

2.1.4 Forsterking

I en radiosender er det ofte flere trinn med forsterkning for å få det svake oscillator signalet opp til ønsket effekt som skal ut på antennen. I den sammenheng er det verdt å merke seg at lineariteten i forsterkningen har mye å si for signal kvaliteten. Det er helst i effektforsterkningen en får problemer med ulinearitet. Dette kan gi opphav til forringet signalkvalitet som gjør at bit feilraten øker.



I dette tilfelle hvor det er benyttet FSK modulasjon er lineariteten av mindre betydning da det er frekvensvariasjoner som overfører informasjon, og ikke amplitudevariasjoner.

På den andre siden vil en lineær forsterker ha bedre intermodulasjonsegenskaper og generere mindre harmoniske slik at filtrering av signalet ikke blir så påkrevd.

3 APPARATUR – UTSTYR

Måleutstyr:

- HP 8559A Spektrumanalysator
- Advantest R3273 Spektrumanalysator
- Tektronix TDS222 Digitalt Oscilloskop
- TTi TG215 Funksjons generator
- Fluke 45 Multimeter

Datautstyr:

Vi har benyttet dataverktøyet Orcad versjon 9.0 til tegning og konstruksjon av kretsen. Denne softwarepakken er utlånt fra FFI på Kjeller til dette prosjektet.

For forskjellige høyfrekvens beregninger har vi benyttet Matlab programmet Elnikk, som er utviklet av Arne Wold ved HiG.

Til programvareutvikling for COP8ANE har det blitt brukt COP8 –NSASM versjon 5.3 fra National Semiconductor. For å overføre denne koden til mikrokontrolleren ble COP8FLASH ISP versjon 1.1.2 fra Kanda Systems.

I tillegg har vi benyttet oss av National Semiconductors ”Webench” på internett. Der har man kunnet konstruere og simulere fase låste sløyfer.

4 UTVIKLING AV SENDEREN

Avsnitt 4.1 og 4.2 omhandler i store trekk tekniske data, teori, beregninger og begrunnelse av de forskjellige valg av komponenter og løsninger til telemetri senderen. Avsnitt 4.3 tom 4.5 beskriver konstruksjonen, programmeringen og feilsøking på kretsen.

Det siste avsnitt 4.6 er rettet mot konstruksjon etter ønsket fysisk størrelse.

4.1 Teknisk oppgavebeskrivelse

Forsvarets Forsknings Institutt (FFI) ønsker å utvikle en S-bånd telemetri sender, som er billigere og har mindre fysisk størrelse enn dagens kommersielle sendere som nå blir benyttet.

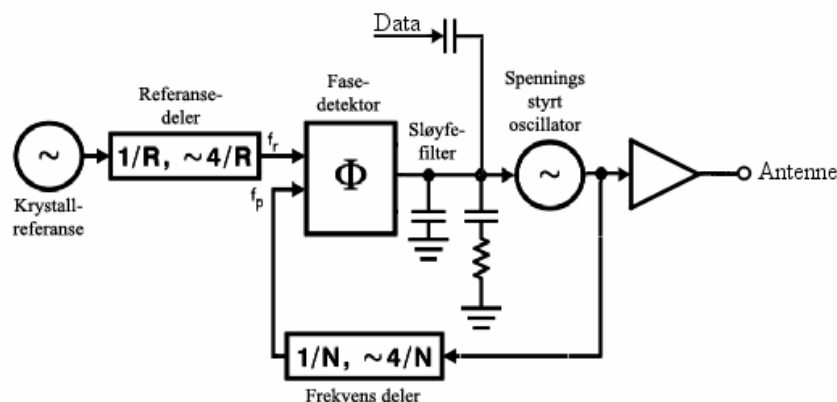
Telemetrisenderen de nå benytter seg av, har en pris på ca 10 000\$.

Vi har gitt opplysningene:

Ønsket effekt	0.5Watt til 2Watt.
Batteri kapasitet	7.2 volt nominelt. (5.5 volt til 8.4 volt)
Fysisk størrelse	3.0 cm * 9.0 cm.
Valgbar sendefrekvens	2,2 GHz til 2,3 GHz i step på 0,5 MHz
Modulering med TTL	300 Kb/s til 2000 Kb/s.(DC fjerning i sender)

Sendefrekvensen er ønskelig å kunne endre via annen elektronikk i raketten og eventuelt brytere.

Forslag til senderstruktur fra oppdragsgiver (Figur 4.1.1):



Figur 4.1.1 Senderstruktur



4.2 Innledning telemetri sender

Dagens marked har en stor mengde forskjellige kretser for bruk i radiokommunikasjon, derfor ble mye tid avsatt og brukt på å undersøke om det var større integrerte kretser som passet til den gitte oppgaven.

4.2.1 Valg av komponenter

For å få kretsen så kompakt og økonomisk som mulig, ble det lagt vekt på å finne komponenter som blant annet kan operere under samme spenning. Dette er fordelaktig med hensyn på oversikt, baner, samt at det holder å benytte en strømforsyning.

Videre måtte det tas hensyn til effektivitet og strømforbruk, da det er ønskelig at produktet skal ha en høy virkningsgrad og lavt strømforbruk. Batterispenningen er oppgitt nominelt 7,2 volt, men varierer fra 5.5 volt til 8,4 volt, så valget av driftsspenning ble satt så høyt som mulig, men under minste gitte variasjon på 5.5 volt, samt litt margin, ned til 5.0 volt.

I startfasen ble det vurdert og søkt etter Bluetooth-komponenter, det var ønskelig å finne en integrert krets som omfattet de fleste påkrevde komponentene, som frekvensgenerering og frekvensmodulator.

De resulterende søkende på Internett, samt tilgjengelige kataloger på skolen, var ikke positive med hensyn på ønsket integrert krets. Komponentene må i stor grad velges enkeltvis for å kunne gi ønsket resultat.

Hovedvalget av PLL *kretsen* ble gjort ut i fra National simuleringsverktøy "Webench", da det tidligere ble funnet en PLL som egnet seg meget bra til formålet på National sidene, og som også hadde støtte for dette simuleringsverktøyet. Webench foreslo egnede VCOer fra forskjellige fabrikat, samt forslag til et passende loop-filter (se avsnitt 2.1.1 og 4.2.1.2 for detaljer) ut fra ønsket båndbredde og bærebølge.

Den valgte frekvenssynthesizeren, nærmere omtalt i avsnitt 4.2.1.2, har innebygde delere for ekstern VCO og krystalloscillator, men trenger seriell innlesning av data/deletall.

Til denne oppgaven ble det valgt en mikrokontroller fra National (avsnitt 4.2.1.4), da denne var brukervennlig, støttet "microwire", "In System Programming", og at man kunne programmer den via parallellporten på en PC.



Utsignalet fra den valgte VCOen er ca 3 dBm \pm 2 dBm, mot ønsket 30 dBm (1 watt/2.3 GHz). For å øke signalet benyttes forsterkere, og til dette formålet er ikke lineariteten vesentlig, da amplituden ikke endres. Forsterkningskravet er relativt stort, og fra de søk som ble gjort, var det ikke å finne en forsterker som hadde nok forsterkning og uteffekt, så det resulterte i to forsterkere, driver og PA-trinn (avsnitt 4.2.1.3).

4.2.1.1 Strømforsyninger

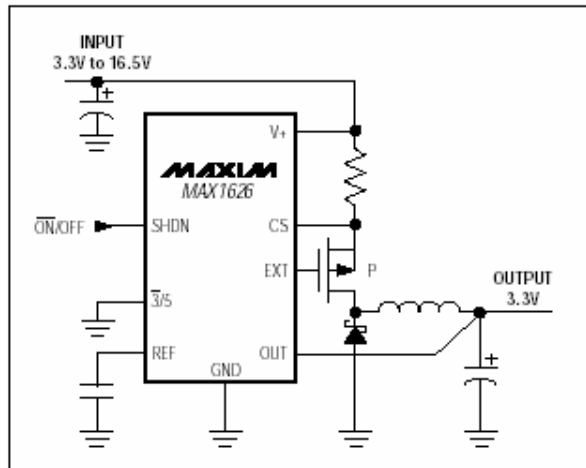
Effektiviteten og strømforbruk er ønsket så lavt som mulig, og derav er det naturlig å velge en løsning av typen "switchmode", da de er meget effektive. Kretsen vil trenge to forsyninger, en som hovedforsyning, på 5 volt, og en på 2.4 volt som biasing på PA-trinnet.

Ut fra sammenlagte typiske maksimale verdier på valgte komponenter, samt tap i selve forsyningen, vil aldri forbruket overstige 960m ampere og med litt margin sattes det en grense på minimum 1 ampere. Her må det også bemerkes at mikrokontrolleren er medregnet til 200m ampere, noe som kun forekommer ved inn og ut lesning. Forsyningskravet til biasingen på 2.4 volt, ble gitt fra leverandør (RFMicrodevices) til maks 20-30m ampere

Forsyningen på 5 volt krevde relativt mye arbeid, da det viste seg vanskelig å finne egnede integrerte kretser som kunne operere med så lav differanse spenning som 0.5 volt.

Hva som var å finne på markedet hadde ofte krav om differanse spenning 1.5 volt og noen ned mot 1.0 volt. Dette førte til behov om utvikling av en krets (Figur 4.2.1.1.1) med ekstern effekt transistor og påkrevd nettverk. Valget falt her på en step down dc-dc kontroller fra Maxim (Max 1626), som har liten fysisk størrelse, effektivitet på over 90% og håndterer opp til 2 ampere.

Det ble funnet en power mosfet fra ST-Microelectronics, som egnet seg meget bra, og den var i SOT23-6L, noe som er *meget* kompakt med tanke på at den kan lede 3 ampere. Drain Source motstanden er under 0.13Ω .



Figur 4.2.1.1.1 Kopling med ekstern MOSFET

Beregning av sense motstand [R_{CS}] ved 1 ampere:

$$R_{CS} = \frac{V_{CS(min)}}{1.3 * I_{OUT(max)}}$$

$$R_{CS} = \underline{\underline{0.068 W}}$$

Beregning av spole på utgangen:

$$L_{min} = \frac{(V_{+(max)} - V_{out}) * 2ms}{(V_{CS(min)} / R_{CS})}$$

Hvor minimum og maksimum på tid er gitt 2ms og 6ms og:

$$V_{CS(min)} = \underline{\underline{88m volt}}$$

$$R_{CS} = \underline{\underline{0.068 W}}$$

Det anbefales å velge spole mellom 2 og 6 ganger L_{min} , dette gir verdier mellom:

$$2 * L_{min} = \underline{10.5mH} \text{ og}$$

$$6 * L_{min} = \underline{31.1mH}$$

Velger en egnet spole på ca 29,7mH

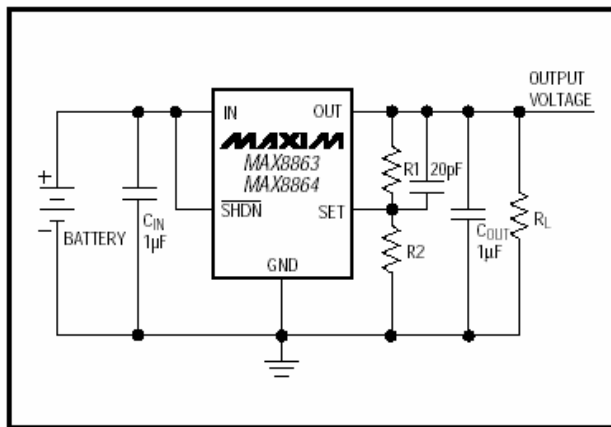
Beregning av kondensatorer på inn og utgang ved hjelp av formler fra databladet:

$$C_{IN} = (0.5 * L * I_{DL}^2) / (V_{RIPPEL, CIN} * V_{IN}) \ll \underline{150mF}$$

$$C_{OUT} = ((0.5 * L * I_{DL}^2) / (V_{RIPPEL, COUT} * V_{OUT})) * (V_{IN} / V_{IN} - V_{UT}) \ll \underline{330mF}$$

Kondensatoren er vesentligere større enn hva formlene gir. Vi har tatt godt i og overdimensjonert.

Som 2.4 volt spenningsforsyning (Figur 4.2.1.1.2) til biasing på PA-trinnet, ble det funnet en høyeffektiv lineær regulator, med maks forbruk 80μ ampere og spenningsfall 55m volt ved 50m ampere ut, som med ekstern spenningsdeling lett kan tilpasses 2.4 volt. Her er også utførelsen fysisk meget liten, SOT23-5L.



Figur 4.2.1.1.2 Kopling med ekstern spenningsregulering



Beregning av motstandsnettverk:

Har oppgitt fra datablad:

$$V_{set} = \underline{1.25 \text{ volt}}$$

Velger:

$$R_2 = \underline{100KW}$$

Formel:

$$V_{ut} = V_{set} * (1 + R_1 / R_2)$$

Dette gir:

$$R_1 = R_2 * ((V_{out} / V_{set}) - 1) = \underline{92KW}$$

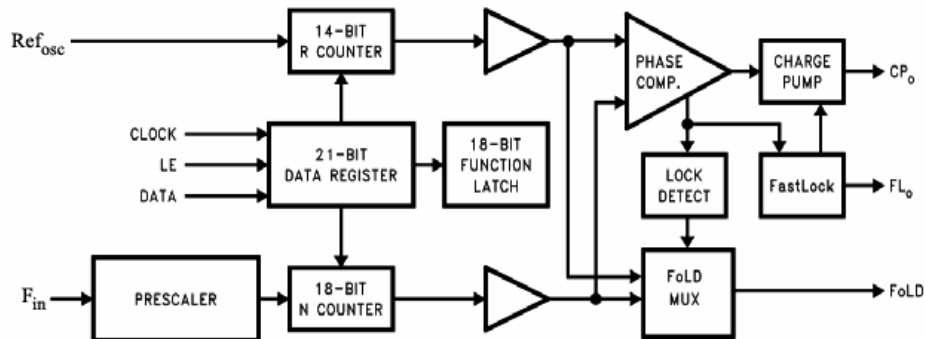
For å få denne motstanden i standardverdier, benyttet vi to i parallell:

$$R_1 = 150KW^1 + 240KW^1 = \underline{92.3KW}$$

4.2.1.2 Faselåser og spenningsstyrt oscillator

National LMX2326 er en frekvens synthesizer som trenger, en VCO og et loopfilter for å fungere. I tillegg er man avhengig av en mikrokontroller da kretsen programmeres via et serielt grensesnitt. Frekvensområde er fra 100 MHz til 2800 MHz.

Drivspenning er 2.3 til 5.5V og drar typisk 5mA.



Figur 4.2.1.2.1 LMX 2326

Kretsen inneholder en teknologi som kalles Fastlock. Denne gir mulighet for raske frekvensskift samtidig som man beholder gode støyegenskaper. Dette gjøres ved å dynamisk forandre på loop filterets båndbredde. Vår løsning bruker ikke dette da det ikke er nødvendig med raske frekvensskifte.

Det er flere måter å programmere kretsen på, men vi har valgt en metode hvor man først laster inn funksjons latches, og deretter R og N teller.

Det første dataordet er for initialisering og vil være ulikt for forskjellige konstruksjoner. Det brukes ikke Fastlock og kretsen skal stå på og være i funksjon hele tiden. Derfor trengs det bare å sette bit 8 som forteller at VCOen har positiv karakteristikk. Det vil si at frekvens øker med økende tuning spenning.



Function latch:

Bit	Funksjon	
1-2	Control bits	11
3	Counter reset	0
4	Power down	0
5-7	Fo/LD pin control	010
8	Phase detector polarity	1
9	Charge pump tri-state	0
10	Fastlock enable	0
11	Fastlock control	1
12	Timeout counter enable	0
13-16	Timeout counter value	0
17-19	Test modes	0
20	Power down mode	0

Function latch = (MSB) 0000 0000 1000 0011b = 000083hex

R og N teller

$$F_{vco} = [(P * B) + A] * Ref_{osc} / R$$

P = Et fast deletall på 32 (prescaler)
B = 13bit teller (heltall mellom 3 og 8191)
A = 5bit teller (0 £ A £ 31; A £ B)
R = 14bit referanse teller (3 til 16383)

$$N = F_{vco} / F_{sammenlign} \text{ og}$$

$$R = Ref_{osc} / F_{sammenlign}$$

Vi har en referanse på 40 MHz og velger $F_{sammenlign} = 500$ KHz slik at vi får frekvensstep på 500 KHz, og setter $F_{vco} = 2259,5$ MHz

$$R = 40 \text{ MHz} / 500 \text{ KHz} = \underline{80} \text{ og}$$

$$N = 2259,5 \text{ MHz} / 500 \text{ KHz} = \underline{4519}$$



Vi bruker så disse verdien for å beregne **A** og **B**.

$$N = P * B + A$$

Hvor **B** er divisor og **A** er rest

$$B = \text{div}(N/P)$$
$$A = N - (B * P)$$

Som gir

$$B = \text{div}(4519/32) = \underline{141}$$
$$A = 4519 - (141 * 32) = \underline{7}$$

R-teller:

Bit	Funksjon	
1-2	Control bits	00
3-16	R counter	0000 0001 0100 00
17-20	Test Modes	0000
21	LD precision	0

$$R\text{-teller} = 0000\ 0000\ 0000\ 0000\ 1111\ 0000b = \underline{000140hex}$$

N-teller verdien er en kombinasjon av **A** og **B**:

Bit	Funksjon	
1-2	Control bits	10
3-7	A teller	001 11
8-20	B teller	0000 0100 0110 1
21	Go bit (Fastlock)	0

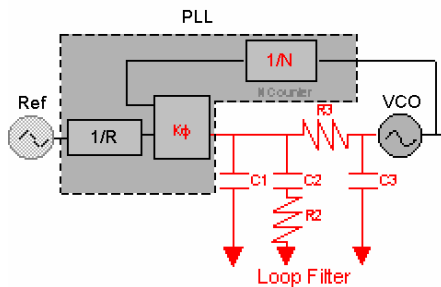
$$N\text{-teller} = 0000\ 0000\ 0100\ 0110\ 1001\ 1101b = \underline{00469Dhex}$$

Disse verdiene blir så lagt inn i et program i en mikrokontroller som kan programmere LMX2326 via microwire interfacet. Dette programmet er vist i avsnitt 4.2.1.4 og som vedlegg.

Henviser ellers til databladet for kretsen (ref Avsnitt 8).

Loop-filter:

Loop-filteret som sitter mellom ladingpumpe på PLLen og tuninginnang på VCO er passivt, og ble beregnet ved hjelp av Nationals Webench. Ved å laste inn aktuelle parametre for VCO, PLL og loop-filter, kan man simulere og se hva slags resultat forskjellige parametre gir. Ved å studere de forskjellige analysene kan man finne ut når man har kommet frem til et bra filter eller ikke.

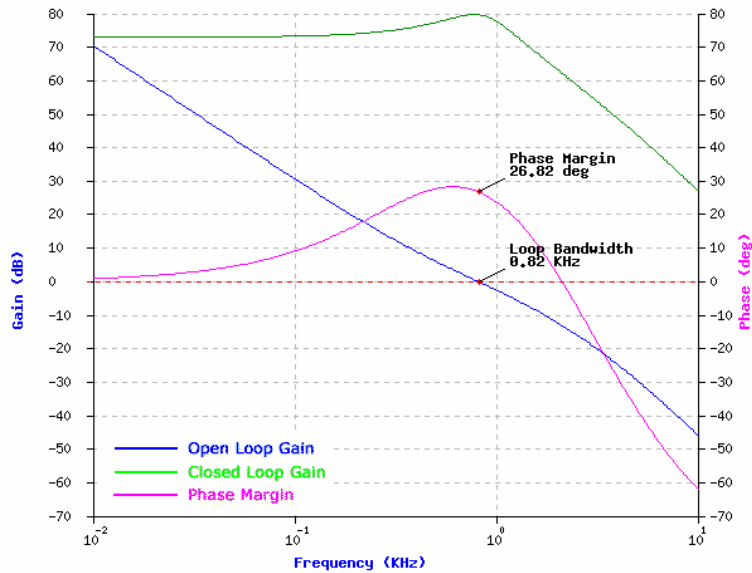


Figur 4.2.1.2.2 Loop-filter konfigurasjon

Etter å ha jobbet en stund med Webench kom vi frem til følgende komponentverdier:

$$\begin{aligned} C1 &= \underline{180 \text{ nF}} \\ C2 &= \underline{1 \mu\text{F}} \\ C3 &= \underline{27 \text{ nF}} \\ R2 &= \underline{390 \Omega} \\ R3 &= \underline{2,4 \text{ k}\Omega} \end{aligned}$$

Det var da satt som krav at filteret skulle ha en båndbredde på 800Hz. Ved lavere frekvenser fikk vi problemer med komponent verdier eller at sløyfa ble ustabil.



Figur 4.2.1.2.3 Bode -plot for loop-filteret

Voltage Controlled Oscillator:

MFC 2030A fra Synergy Microwave er en miniatyr overflatemontert VCO. Denne har en positiv karakteristikk, det vil si at den øker i frekvens med økende tuning spenning.



Figur 2.2.1.2.4: MFC 2030A VCO

Tekniske data:

- Frekvensområde 2030-2330 MHz
- Drivspenning +5V <35 mA
- Tuningspenning 0-5V
- Tuning følsomhet 65-80 MHz/ volt
- Effekt +3 dBm +/-2 dBm
- Impedans 50Ω

4.2.1.3 Forsterkere

Valget av to forsterkere kommer av kravet om den høye forsterkningen og uteffekten på 30 dBm (1Watt, 2,3 GHz, 50 Ω), noe som tilsier at valget av driver (forforsterker) og PA-forsterker(slutt forsterker) er fornuftig.

PA-forsterkeren viste seg å ikke være enkelt å finne, etter betydelige søk på nettet, samt i kataloger, ble resultatet én aktuell forsterker, rf2163 fra RFMicrodevices. Dette er en forsterker i området 1.8-2.5 GHz med lineær forsterkning, noe som ikke er et krav, siden senderen skal moduleres med fast amplitude, men det vil lette kravet til filtrering på utgangen, da den ikke tilfører så mye harmonisk som en ulineær forsterker.

Videre krever den et innsignal på 13-15 dBm for å yte sin maksimale uteffekt på 30 dBm, dette er da en forsterkning(vinning) på 15-17 dB(19 dB typisk).

Utsignalet fra VCO er 3 dBm \pm 2 dBm, så en driver er påkrevd og den bør ha en forsterkning på 12 dB, sånn at den kan heve minimum utsignal fra VCO opp til kravet på 13 dBm.

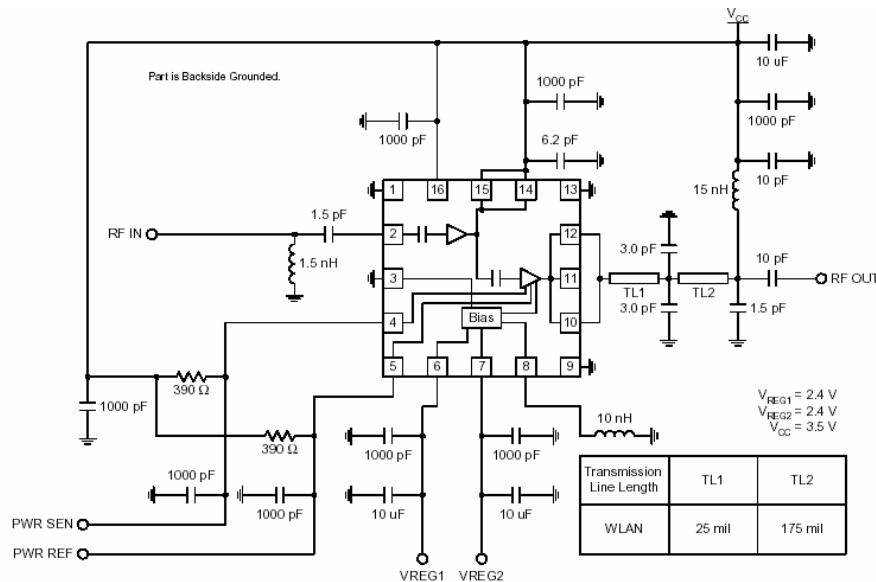
Driveren ble valgt etter enkle krav, tilpasset 50 Ω inn og ut, under 5 volt driftsspenning slik at bias motstand kan benyttes, samt oppfyller kravene om forsterkning, inn og ut effekt. Her falt valget av driver til en forsterker fra Stanford microdevices (Sirenza), NGA 186.

Siden forsterkerne opererer i høy frekvens, kan erfaring fortelle at i praksis er det ikke så enkelt, da mistilpassning, samvirkning og ytre faktorer spiller en stor rolle på resultatet.

PA-forsterkeren:

Det tilgjengelige databladet på denne effektforsterkeren er meget ufullstendig, det er ikke oppgitt nødvendige data til å beregne det tilhørende nettverket. Forslaget om en "typisk" kopleing i databladet, var gjort ved driftsspenning 3.5 volt (Figur 4.2.1.3.1), og endringer med hensyn på annendriftsspenning er ikke gitt. Biasspenningen skal være på 2.4 volt, noe som krever en egen regulert strømforsyning, nærmere omtalt i avsnitt 4.2.1.1.

Detaljer (se figur 4.2.1.3.1) som hvor mye strøm som kreves til biasing, om VREG1 og VREG2 (pin 6 og 7) kan forsynes felles eller om uttakene til eventuell ekstern tilbakekopling PWR SEN og PWR REF (pin 4 og 5) kan beregnes til et felles nettverk, eller hvor mye strøm det går i det beregnede nettverket, er ikke gitt. Det er to ganger blitt sendt e-post med forespørsler om teknisk informasjon angående dette til RFMicrodevices, spørsmålene ble i begge tilfellene returnert med korte og ufullstendige svar.



Figur 4.2.1.3.1 Koplingskjema RF2163, 2400 MHz

Fra kontakten med produsenten ble det funnet at biasingen (pin 6 og 7) kan forsynes felles, da avkoplet med keramiske kondensatorer på: 22 pF//1000 pF//10 nF, samt at maksimalt forbruk på 30m ampere.

Det ble anbefalt å beholde separate nettverk til pin 4 og 5, men ikke om verdiene burde endres når driftsspenningen øker fra 3.5 volt til 5 volt. Det ble derfor valgt å teste det ut, ved å forsyne forsterkeren med 3.5 volt, for deretter øke spenningen mens utsignal avleses på spektrumanalysatoren.

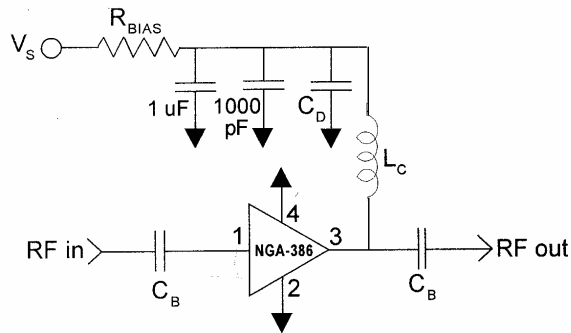
Filteret på 50Ω inngangen, som vist på figur 4.2.1.3.1, er for å fjerne lavfrekvens. Filteret/tilpassingen på utgangen ved 2.45 GHz var lite forklart, og ingen informasjon om utgangsimpedans var gitt. Dette ble også etterlyst i e-posten som ble sendt til produsenten.

Svaret som ble gitt var at de ikke kunne forsyne s-parametere til denne enheten, samt at "s11" er ca 4.9Ω for impedans matching, men kan variere fra 2.5Ω - 8Ω alt etter frekvens og uteffekt. Om verdiene er reelle eller ikke, ble ikke gitt.

Det ble derfor ikke lagt stor vekt på tilpassningen av utgangen, og en enkel tilpassning med "stubb" ble beregnet i Matlab programmet "Elnikk", som vist i avsnitt 4.6.

Driver trinnet:

Forsterkeren er tilpasset 50Ω inn og ut, det eneste som må tilpasses er biasmotstanden (Figur 4.2.1.3.2), med hensyn på 5 volts driftsspenning i kretsen, mot forsterkerens oppgitte 4.5 volt.



Figur 4.2.1.3.2 Koplingskjema NGA 386

$$R_{bias} = (V_{cc} - V_{drain}) / I_{bias}$$

$$R_{bias} = (5.0 \text{ volt} - 4.0 \text{ volt}) / 35 \text{ mA}$$

$$R_{bias} = \underline{28.57 W @ STD 33 W}$$

Øvrige verdier ble valgt ut av tabell i databladet for ønsket frekvens:

$$C_B = 56 \text{ pF}$$

$$C_D = 22 \text{ pF}$$

$$L_C = 18 \text{ nH}$$

Hvor sistnevnte spole ble endret til 15 nH , for å oppnå selvresonans SRF ved 2250 MHz, mot databladets 2400 MHz.



4.2.1.4 Mikrokontroller

National COP8ANE er en 8bit mikrokontroller som støtter Microwire og ISP (In System Programming). Dette medfører at kontrolleren kan programmeres mens den sitter på printkortet ved hjelp av for eksempel parallellporten på en PC. I tillegg er det veldig enkelt å få den til å kommunisere med PLL da de begge støtter samme protokoll. Kontrolleren har kun en oppgave å utføre, innlesing av frekvensdata (deletall) i PLLen.

Henviser ellers til databladet for mikrokontrolleren (ref Avsnitt 8).

4.2.2 Bestemme løsning

Selve bestemmelsen av løsningen er å sy sammen de beregnede nettverkene til de valgte komponentene, da også med hensyn på effektiv plassering, samt minst mulig påvirkning av transmisjonslinja.

Plasseringen ble valgt ut i fra tanken om en rett transmisjonslinje fra VCO gjennom begge forsterkerne og til utgangen, da med kortest mulig vei siden det ikke er plass til å bruke 50Ω mikrostrip linjer.

Skal det benyttes 50Ω mikrostrip linjer, bør de være vesentlig lengre enn de er brede, og da de må være ca 2.8mm brede, så gir dette meget store og unødige areal i denne sammenhengen.

Med tanke på den ønskede størrelsen, vil i praksis de fleste komponentene nærmest være loddet fra ”pin til pin”.

4.3 Orcad

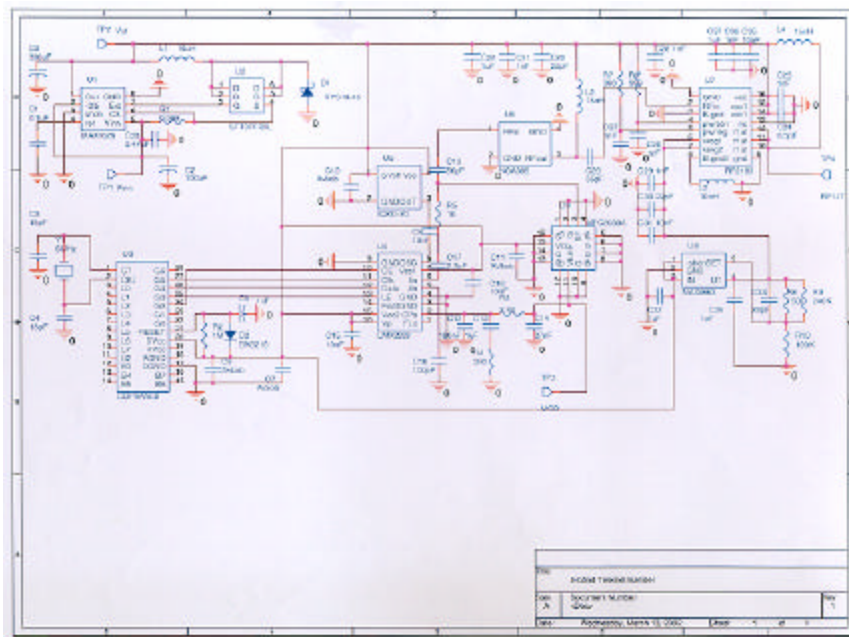
Oppdragsgiver ønsket at senderen skulle tegnes og utvikles i software programmet ”Orcad”, dette programmet var ikke kjent for deltakerne i denne gruppen, og det krevde mye tid for å komme over den noe høye brukerskelen som programmet har. Her må det innvendes at vi har fått meget god støtte og veiledning fra oppdragsgiver til å løse problemer angående Orcad.

4.3.1 Kretsskissering i Capture

Selve skisseringen av kretsen ble utført i Orcad Capture, her tegnes kretsen skjematisk med standard komponent tegn, som det tillegges en ønsket verdi, eller med egen definerte symbol/enheter.

Her ble det valgt å lage de symbolene som ikke kunne finnes i programlisten, definere inn og utganger, samt benytte logiske navn.

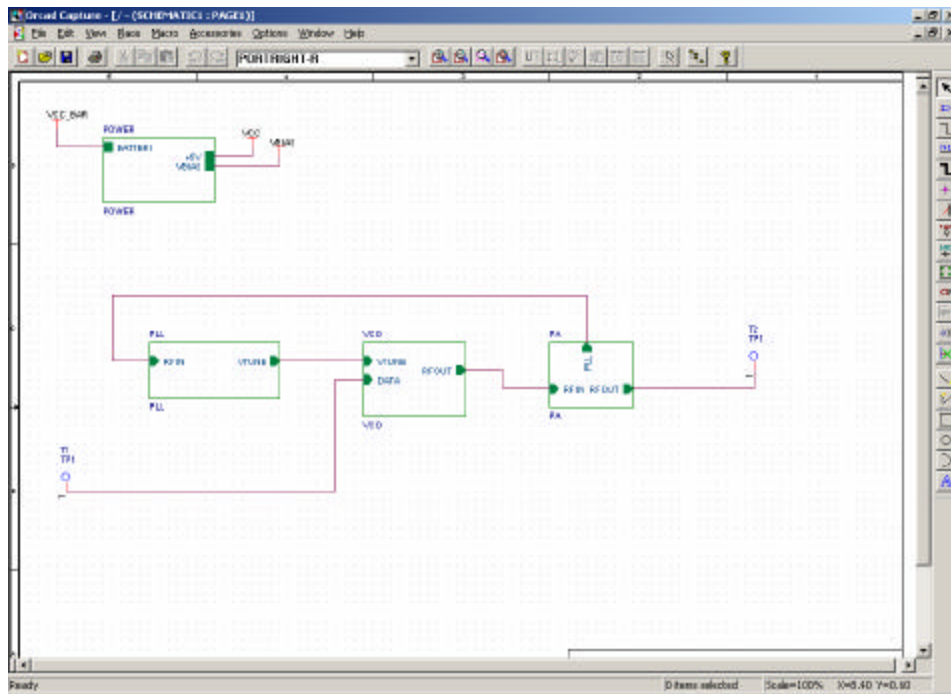
En skisse av hele kretsen i detalj ble deretter tegnet som vist i figur 4.3.1.1.



Figur 4.3.1.1 Kretsskisse

4.3.1.1 Hierarkisk prinsipp

Den ferdige skissen av kretsen ble etter avtale med oppdragsgiver, oversendt til deres vurdering, og det ble funnet at det ville øke oversikten å dele skissen inn i en hierarkisk inndeling (Figur 4.3.1.1.1).



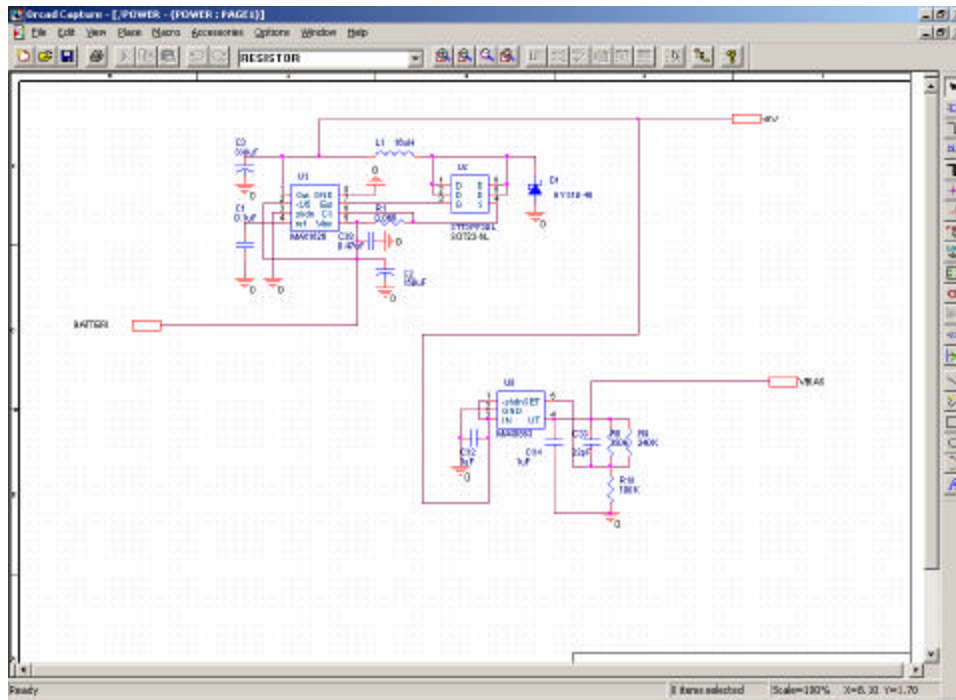
Figur 4.3.1.1.1 Hierarkisk prinsipp

Denne inndelingen og bruken av Capture til dette, ble forklart og vist av oppdragsgiver i et møte hos FFI på Kjeller.

Prinsippet er meget enkelt, det må defineres blokker med inn og utganger, samt globale inn og utganger, som eksempel Vcc. Oppdelingen av kretsen skjer med ”klipp og lim” metoden, og de forskjellige delene legges inn i den tilhørende blokken.

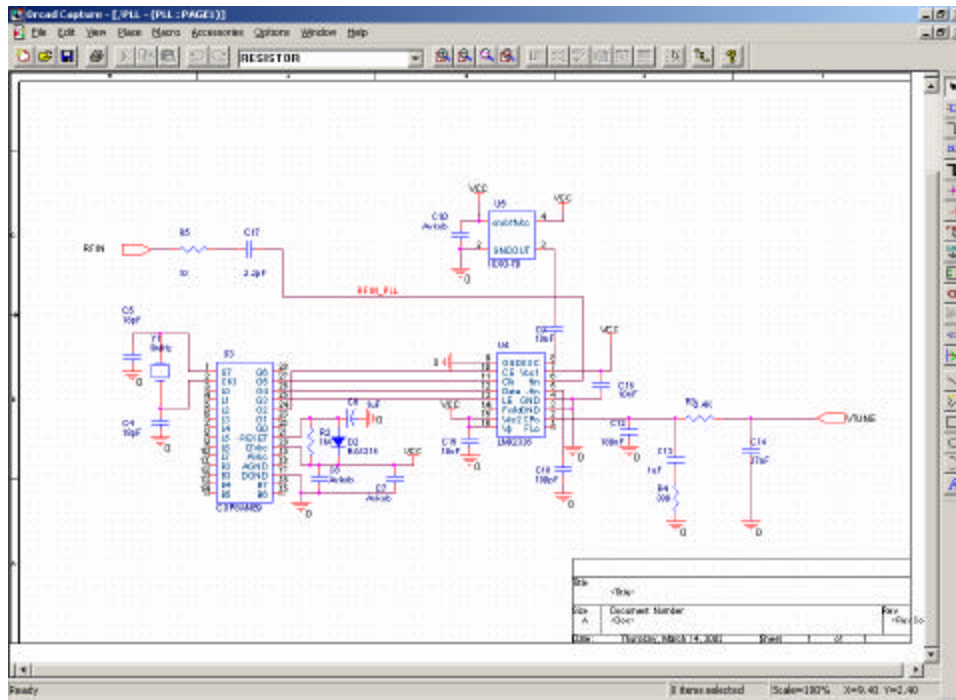
På denne måten vil kretsskissen bli delt inn i flere, men mindre og bedre oversiktlige skjemaer, hvor tilkoplingene til neste skjema, er merket og da med samme merking som er å finne på blokkene.

Her i figur 4.3.1.1.2 er skjemaet til strømforsyningen "Power", med de globale inn/utgangene.

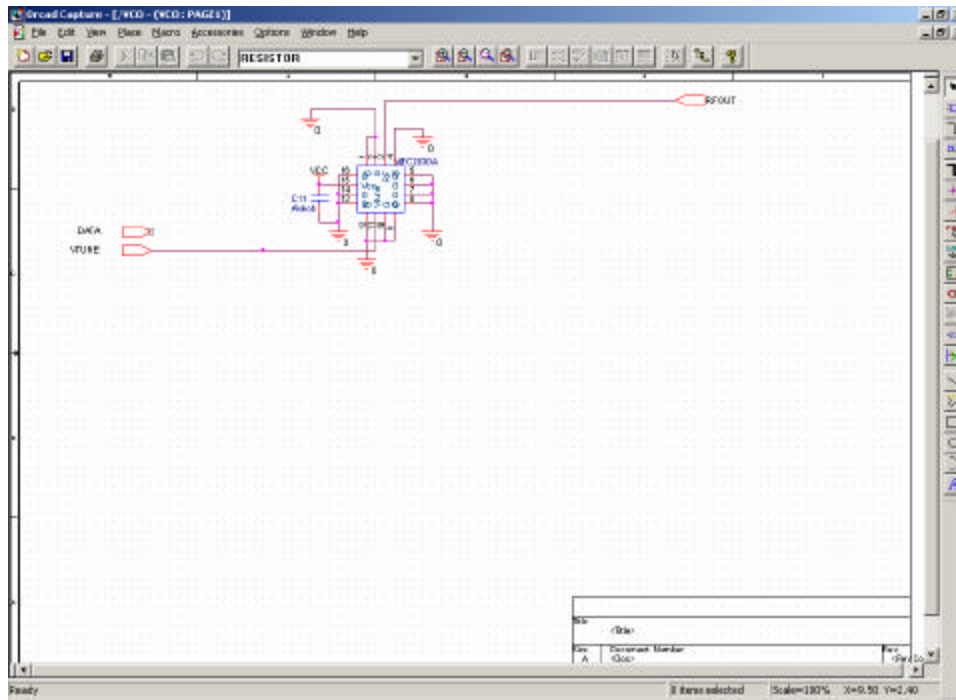


Figur 4.3.1.1.2 Kretsskjema til blokken "Power"

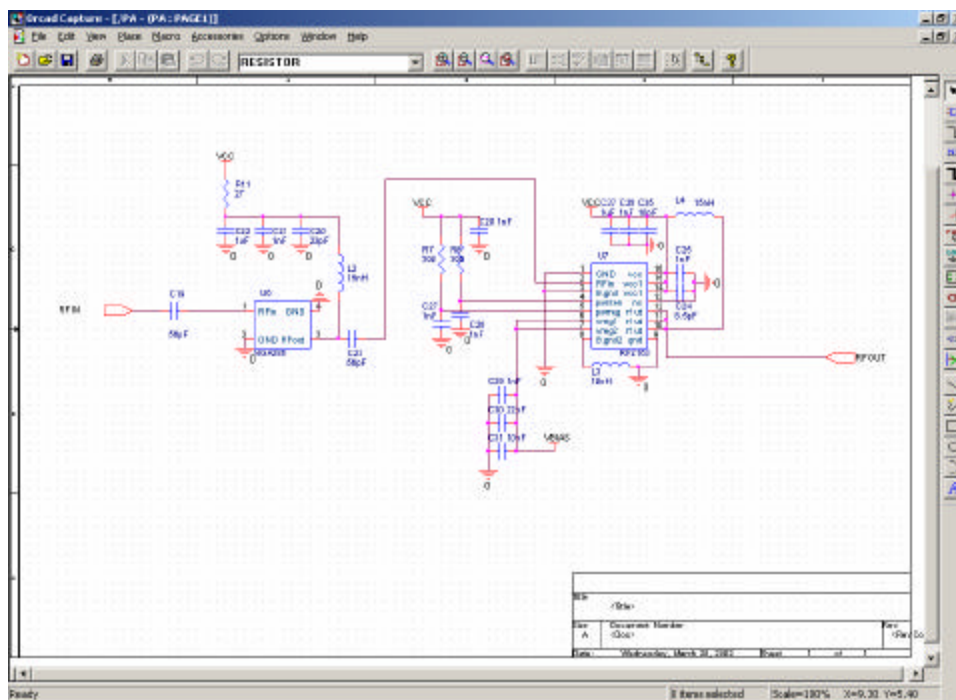
De følgende figurene er skjemaene til de øvrige blokkene i den hierarkiske inndelingen, PLL (Figur 4.3.1.1.3), VCO (Figur 4.3.1.1.4) og PA (Figur 4.3.1.1.5).



Figur 4.3.1.1.3 Krettskjema til blokken "PLL"



Figur 4.3.1.1.4 Kretsskjema til blokken "VCO"



Figur 4.3.1.1.5 Kretsskjema til blokken "PA"

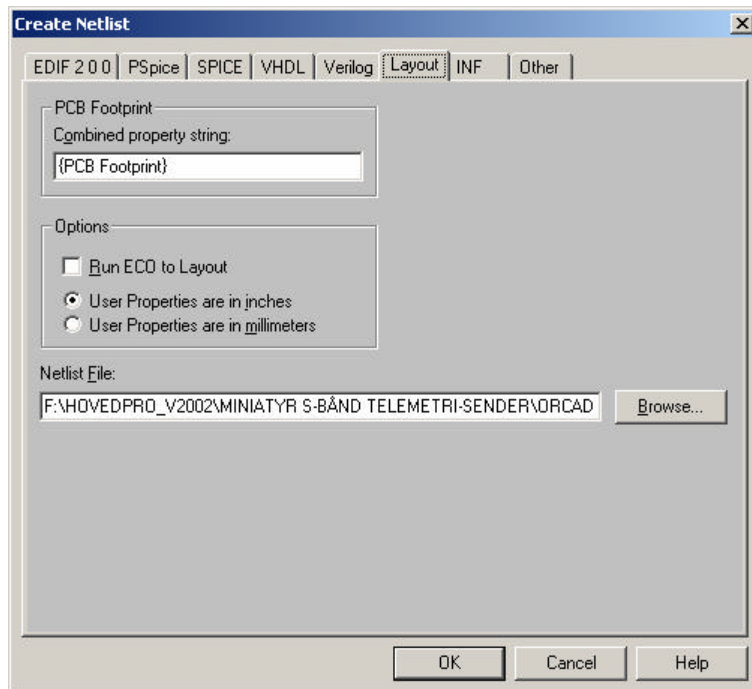


4.3.2 Overføring til Layout

Den ferdige kretsskisseringen overføres til Orcad Layout, der symbolene forbindes med et fysisk fotavtrykk (footprint), som videre blir plassert og forbundet med de øvrige ønskede punktene.

Inneholder kretsskissen egendefinerte enheter som ikke har tilhørende fotavtrykk i Orcads bibliotek, må disse defineres/tegnes før (se avsnitt 4.3.2.1) skissen overføres til Layout.

Når kretsen overføres til Layout, gjøres dette i Capture ved å velge: ”Tools/Create Netlist...” (Figur 4.3.2.1).



Figur 4.3.2.1 Overføring til Layout fra Capture

Videre genereres det da en ”MAX” fil, som du åpner fra plasseringen via Layout.

Alle komponentene havner nå i Layout, men er plassert i systematiske rekker, sortert etter kondensatorer, motstander og øvrige komponenter i logisk rekkefølge.

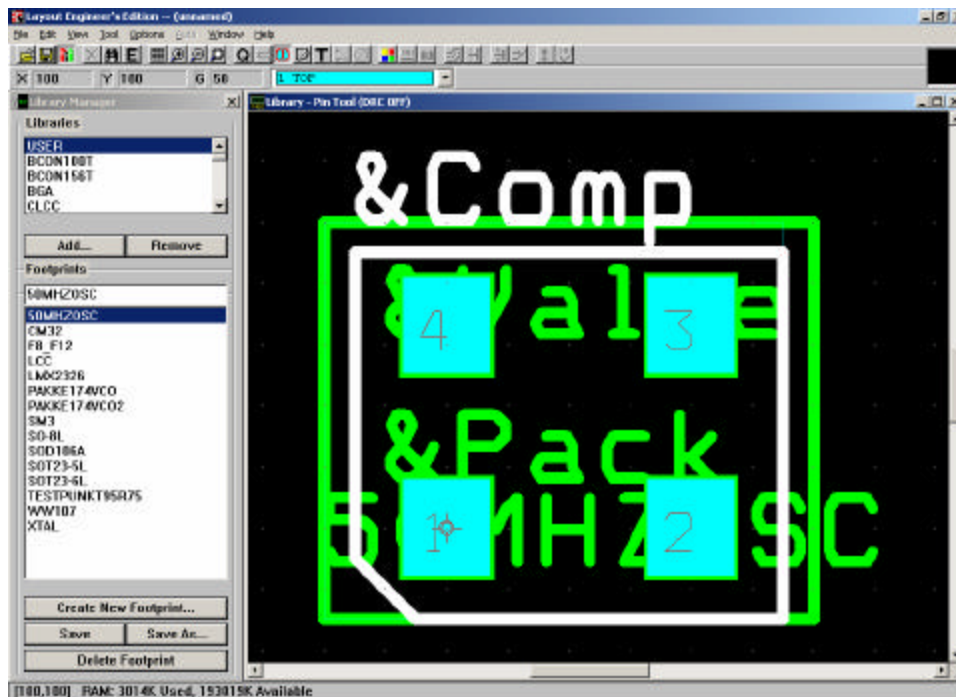
Komponentene er forbundet med grafer som indikerer den tilhørende koplingen mellom komponentene, jord eller strømtilførsel.

4.3.2.1 Konstruksjon av fotavtrykk

Fotavtrykkene og padene som måtte konstrueres til de forskjellige komponentene, førte til mye regnearbeid, da forslag til fotavtrykk ikke fulgte med i databladene, samt informasjon om komponentenes pin plassering ofte var dårlig og ufullstendig. Dette førte igjen til krav om fysisk kontroll måling på komponentene, spesielt siden noen var asymmetriske.

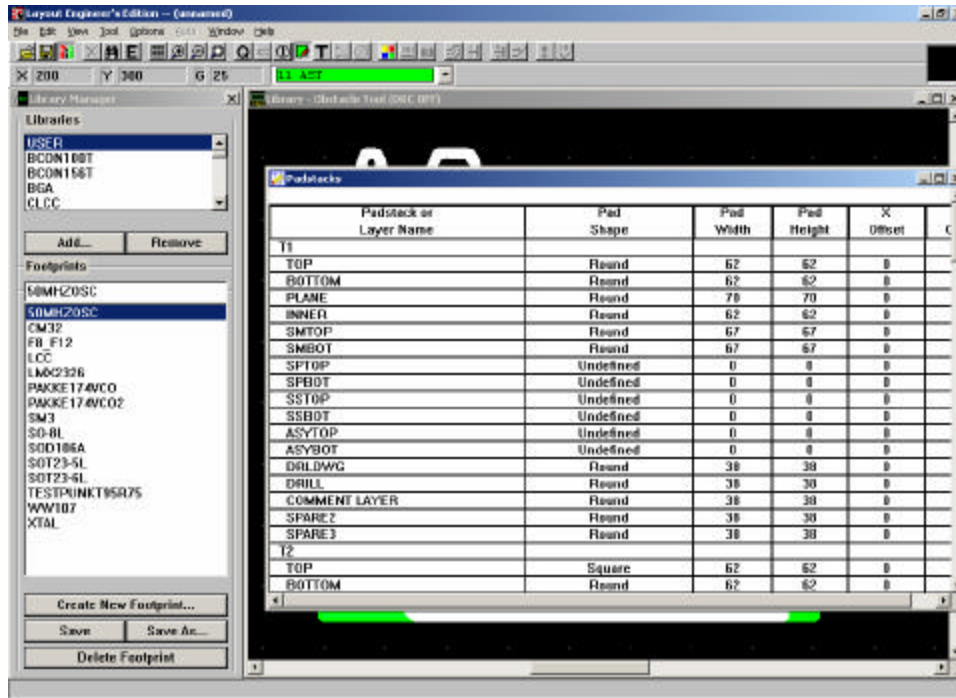
For de fotavtrykkene som ikke finnes i Orcads bibliotek, må det defineres ”padstack” og tegnes et eget avtrykk. Med padstack menes det de enkelte paddene som et fotavtrykk består av, de må også defineres for hvert enkelt lag de skal/skal ikke være med på.

De lagene som ble benyttet i denne oppgaven, er basert på det øverste kopperlaget, samt silketrykk, loddemaske og øvrige hjelpe/dokumentasjonslag lag, siden det benyttes et massivt kopperplan på undersiden som jordplan.



Figur 4.3.2.1.1 Layout Library Manager

Fotavtrykkene lages i Layout/Library Manager (Figur 4.3.2.1.1), og padene under: Layout/Library Manager “view/Database Spreadsheets/Padstacks”, som vist på figur 4.3.2.1.2.



Figur 4.3.2.1.2 Padstacks under Layout Library Manager

Her ble det valgt å lagre under et eget bibliotek navn, “user”, men det kan gjerne lagres under et av de eksisterende biblioteknavnene.

Benyttede lag til Padstack:

TOP	= ”Top Copper”	Øverste kopperlag.
SMTOP	= ”Solder Mask”	Lodde maske.
SPTOP	= ”Solder Paste”	Lodde pasta/fortinning.
ASYTOP	= ”Assembly”	Montering/tegn av TOP

Her er det bare ”TOP” som er et elektrisk lag, og de øvrige er dokumentasjonslag.



Benyttede lag til fotavtrykk/footprint:

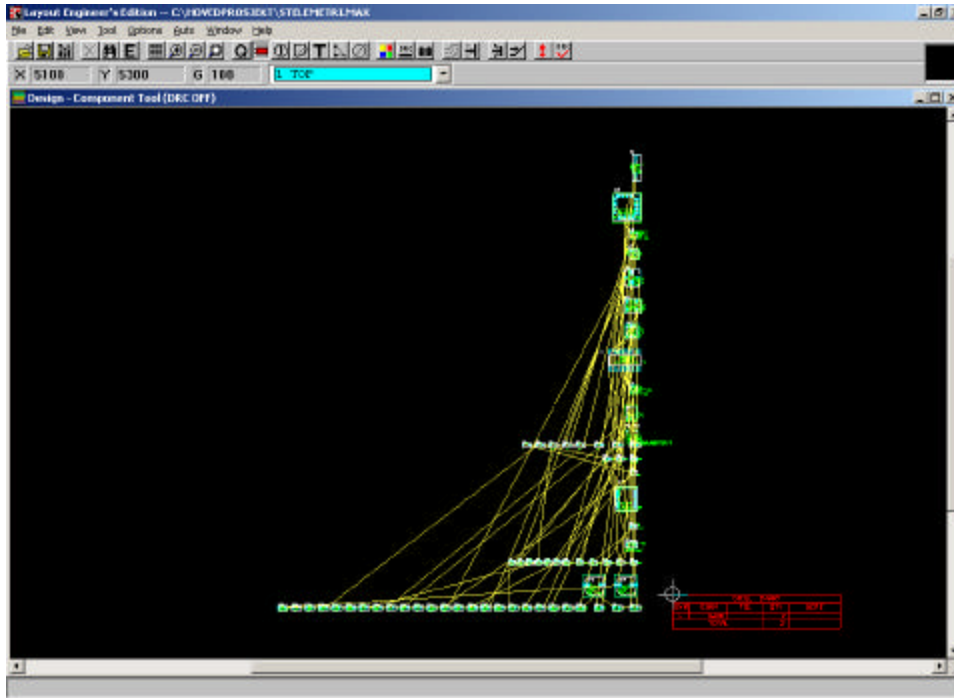
Padene i fra valgt padstack og følgelig de tilhørende lagene som nevnt under "padstack" benyttes, samt til å tegne avtrykk og monteringsrute:

SST	= "Silcscreen"	Silketrykk/tegn av komponenten(på print)
ASTOP	= "Assembly"	Montering/tegn av komponenten(skjema)

Place Outline, en monteringsramme som indikerer den fysiske størrelsen til komponenten ved montering. Tegnes under "Obstacle tool" I menylinjen. Her er også "TOP" det eneste elektriske laget.

4.3.2.2 Plassering av komponenter

Etter overføringen til Layout er alle komponentene logisk plassert etter nummerering og type (Figur 4.3.2.2.1).



Figur 4.3.2.2.1 Overført til Layout

Til plasseringen av komponentene ble det valgt en plasserings strategi (file/load) plbest.sf.

For å få et forhold til størrelse og plassering, benyttes ”Obstacle Tool/Border Outline” til å gi et omriss av tilgjengelig/ønsket størrelse til plasseringen.

Selve plasseringen ble utført etter bestemmelsene omtalt i avsnitt 4.2.2, prinsippet korte og rette transmisjonslinjer. Til prototypen ble det mot bestemmelsene benyttet 50 Ω mikrostrip transmisjonslinjer, dette for å gi mer oversikt og bedre muligheter til endringer, målinger og eventuelle feiløkinger.

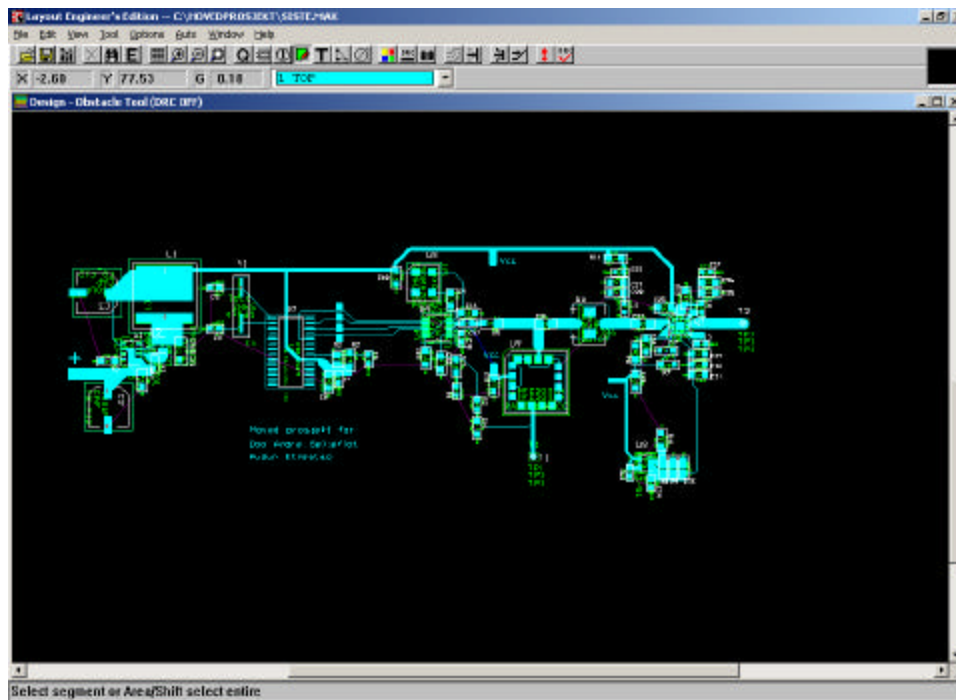
Transmisjons linjene til strømforsyning, og øvrig elektronikk, ble valgt forholdsvis brede (fra 0.4mm til 1mm), for å gi en solid bane, samt god ledeevne.

Unntaket er tilførselen av DC til forsterkerne, da disse ble valgt tynne for å øke impedansen sett inn på dem signalmessig fra høyfrekvensen.

Komponentene kan enkelt flyttes med en dra og slipp funksjon, tilhørigheten vises med grafene mellom komponentene, tegnet i Capture.

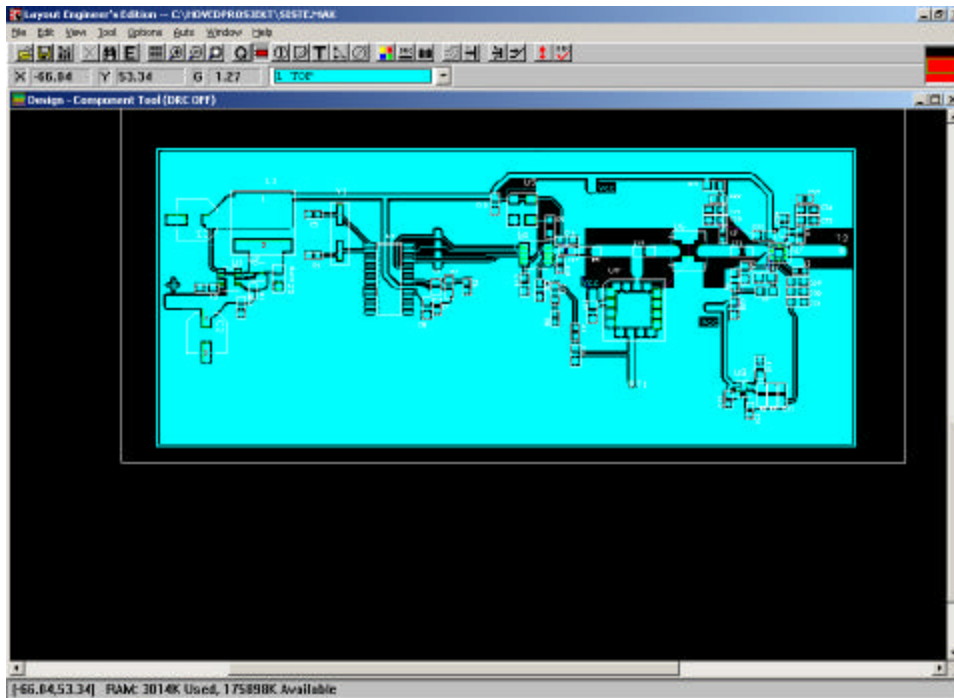
Det ble funnet enklest å fjerne/usynliggjøre grafene til jordplanet, noe som gjøres under: "View/Database Spreadsheets/Nets", Her kan farger og endring av navn på nett utføres.

På figur 4.3.2.2.2 Ser vi den ferdige prototypen, de synlige mørke lilla grafene, indikerer jordforbindelser, og den blåe grafen er forbindelse til strømforsyningen (Vcc).



Figur 4.3.2.2.2 Ferdig prototyp

For å gi en god jord forbindelse, blir også oversiden ”fylt” med kopper jordplan, da isolert fra alle nett utenom jordnettet ”Network 0”, vist i figur 4.3.2.2.3. Dette gjøres med obstacle tool/copper pour.



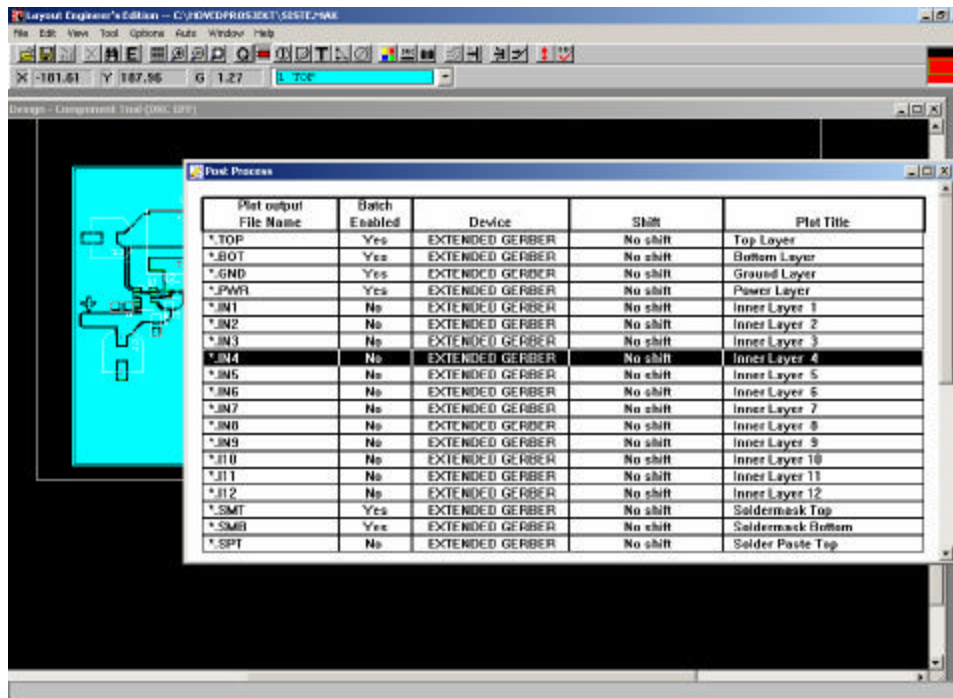
Figur 4.3.2.2.3 Ferdig prototyp med ”copper pour”

Avstanden mellom transmisjonslinjene til høyfrekvenssignalet og jordplanet på overflaten, bør være over 1 - 2 ganger bredden på transmisjonslinjen for å hindre forstyrrelser i form av koplingsfaktor mot jord.

4.3.3 Gerbertools

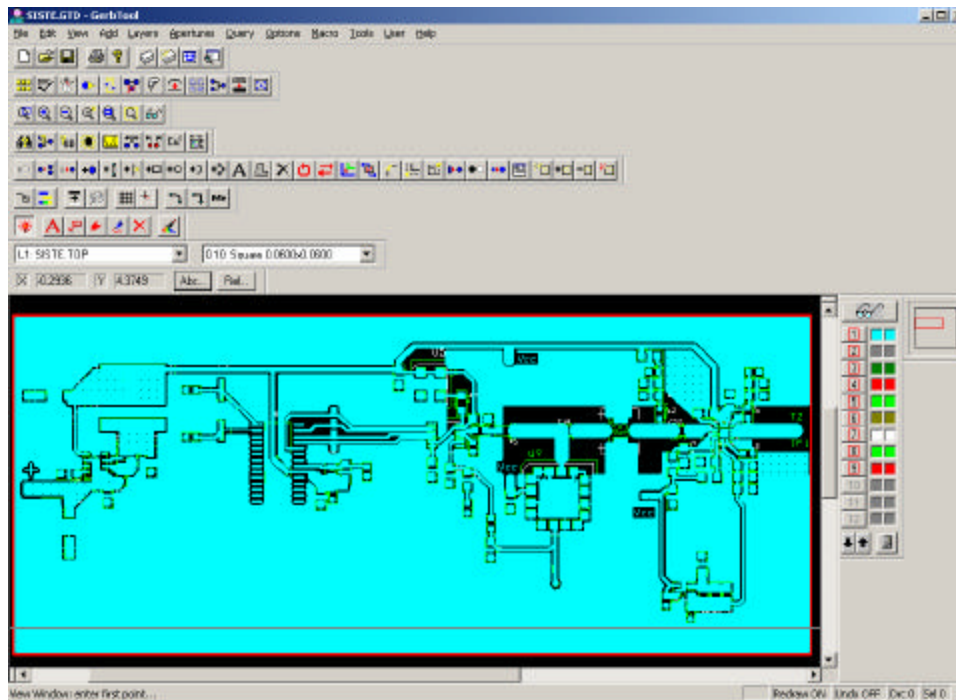
Utskriften til skriver fra Layout, gjøres enklest og best ved hjelp av Gerbertools, som er en funksjon under Layout.

For å benytte denne funksjonen, kjøres: "Auto/Run Post Processor", og det genereres en *.GTD fil (Figur 4.3.3.1) som kan hentes fra Gerbertools.



Figur 4.3.3.1 Overføring av kretsen til Gerbertools

For å få tilgang til å åpne Gerbertools, må programmet startes i det tomme åpningsvinduet til Layout, under: ”Tools/GerbTools/Open”, velger da *.GTD filen som ble generert, og programmet åpnes (Figur 4.3.3.2)



Figur 4.3.3.2 Kretsen åpnet i Gerbertools

I tabellen på høyre siden i figur 4.3.3.2, vises en tabell hvor det velges hvilke lag som skal skrives ut. Her ble det valgt kun det øverste laget ”TOP”, siden de andre brukte lagene ikke er elektriske lag.

4.4 Programmering av kontroller

Under følger programmet som benyttes til programmeringen av LMX2326. Programmet er en modifisert utgave av et program funnet i et applikasjonsnotat på Nationals hjemmesider. Det er skrevet i assembly og assembleres og linkes ved hjelp av COP8 – NSASM.



Miniatyr S-bånd Telemetrisender – Hovedprosjekt ved HiG Våren 2002

```
; COP8 program for programmering av LMX2326 med Microwire
; Modifisert utgave av programmet funnet i http://www.national.com/an/AN/AN -1098.pdf
; Frekvens 2259,5 MHz Ref.krystall 40 MHz

.TITLE LOADPLL
.CHIP 8SBR ; Assembler støtte ikke COP8ANE
.SECTMAIN,ROM,ABS=0

; Dekarasjoner

PORTGD = 0xD4      ; PORTG Data Reg
PORTGC = 0xD5      ; PORTG Config Reg
PORTG = 0xD6       ; PORTG Register (Input Only)
PORTD = 0xDC       ; PORTD
CNTRL = 0xEE       ; Control Register
PSW = 0xEF ; Processor Status Word
R0 = 0xF0 ; Loop Counter 0
R1 = 0xF1 ; Loop Counter 1
R2 = 0xF2 ; Loop Counter 2
SIOR = 0xE9 ; MICROWIRE Register
STKPTR = 0xFD      ; Stack Pointer

; Setup Control Registers, I/O Ports, Interrupts, etc.

START:

LD STKPTR, #0x6F      ; Initialize Stack Pointer
LD CNTRL, #0x09       ; CNTRL is the control register for Timer1 and MICROWIRE/PLUS

; Initialize PORTG' s CONFIGURATION Register for Input or Output

LD PORTGC, #0x3C      ; #0x3E = (0011:1100)

; Initialize PORTG' s DATA Register for LOW, HIGH, HiZ, or PullUp

LD PORTGD, #0x05      ; #0x05 = (0000:0101)

; LOADPLL.ASM (Main Program Section)

LOADPLL: SBIT 2, PORTGD      ; Chip Enable av LMX2326
LD A, #STREAMS              ; Antall data strenger
LAID                        ; fra "lookup table"
X A, R1                     ; Bruker R1 for å telle hvor mange strenger vi skal sende.

LD B, #0x00                 ; Start with offset pointer=0
CONFIG: LD A, #BYTESPER     ; Get Bytes per Data Stream
LAID                        ; from lookup table
X A, R0                     ; Use R0 to count number of Bytes per Data Stream

RBIT 3, PORTGD              ; Guarantee that signal LE=LOW

NEXTDATA: LD A, B           ; Load offset into A
ADD A, #DATA                ; Add starting address of lookup table
LAID                        ; Fetch data from lookup table
JSRL uWire                 ; Transmit via MICROWIRE
LD A, [B+]                  ; Increment B Register
DRSZ R0                    ; Have we finished this Data Stream yet?
JMP NEXTDATA               ; Not yet, get another byte!

SBIT 3, PORTGD              ; After sending a complete Data Stream, set LE=HIGH.
DRSZ R1                    ; Have we sent all the Data Streams?
JMP CONFIG                  ; No, send the next one!
```

```

SBIT 7, PORTGD                ; Chip-Enable av PLL
                               ; assembler gir en advarsel her, dette har ingen betydning.

STREAMS: .BYTE 0x03 ; Antall strenger
BYTESPER: .BYTE 0x03 ; Byte pr. streng

; Frekvens data:

DATA: .BYTE 0x00, 0x00, 0xA3 ; Data stream #1 Function-latch
      .BYTE 0x00, 0x01, 0x40 ; Data Stream #2 R-counter
      .BYTE 0x00, 0x46, 0x9D ; Data Stream #3 N-counter

; MICROWIRE Data Transmission Subroutine: ?uW ire?

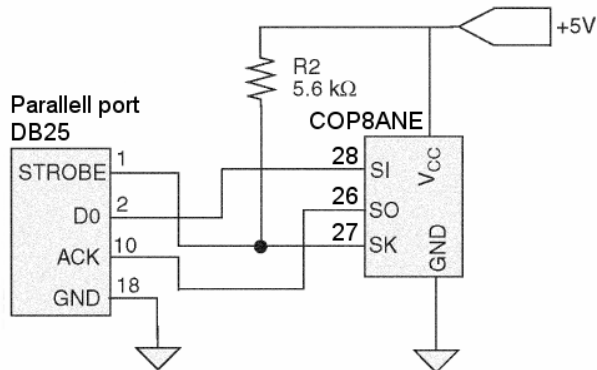
uWire: LD X, #SIOR            ; Point X register to Serial I/O Register
X A, [X]                      ; Store Accumulator in SIOR
RBIT 5, PORTGD                ; Force CLOCK=LOW
SBIT 3, CNTRL                 ; Enable MICROWIRE Mode
SBIT 2, PSW                   ; Set BUSY flag, initiating transfer
SETBUSY: IFBIT 2, PSW        ; Done Yet?
JMP SETBUSY                   ; Keep checking, under BUSY=LOW
RET                            ; Return to calling program

.END START

```

4.4.1 In System Programming

Ved hjelp av koblingen vist i figur 4.4.1.1 og programmet COP8FLASH fra Kanda Systems, kan man på en enkel måte programmere COP8ANE.



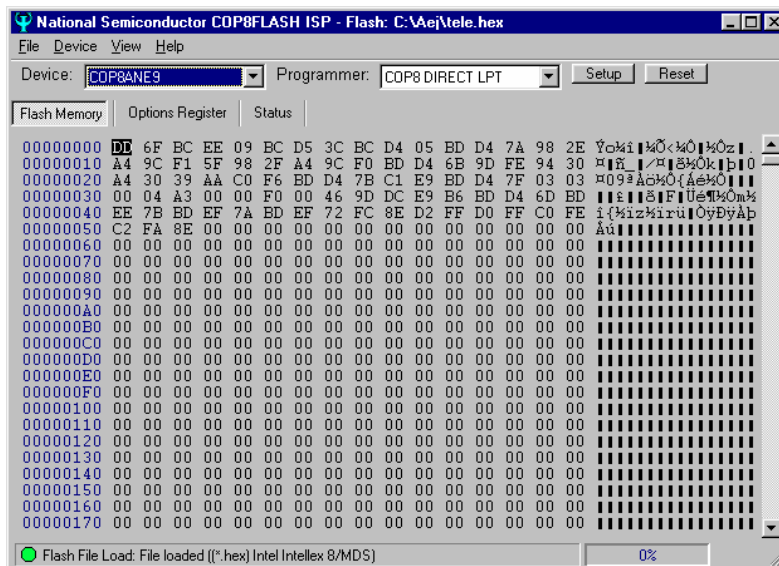
Figur 4.4.1.1 Tilkobling mellom PC og COP8ANE

Når man assembler og linker programmet, sørger man for å lagre binærkoden i Intel hex format, slik at COP8FLASH kan benytte seg av fila.

COP8ANE inneholder en oppstarts rutine som gjør at den er klar for programmering vi microwire porten. Derfor må man etter programmering sette et FLEX bit i mikrokontrolleren ved hjelp av programmet. Dette gjør at når mikrokontrolleren neste gang startes, vil den kjøre ditt program i stedet for ISP rutinen.

Dette betyr også at man må resette mikrokontrolleren på en spesiell måte hvis man skal programmere den på nytt:

1. Vcc kobles på.
2. Reset-pinnen legges til jord.
3. G6, pinne 28, tilføres en spenning på mellom $2 \cdot V_{cc}$ og $V_{cc} + 7$ V. Denne spenningen må ha en stigetid på mer enn 100ns.
4. La reset-pinnen gå høy
5. Etter en forsinkelse på 3 instruksjons sykler fjernes spenningen fra G6.



Figur 4.4.1.2 COP8FLASH



4.5 Realisering av senderen

Realiseringen av senderen består i hovedsak av to hovedpunkter, hvor det første er den fysiske monteringen og loddingen av komponentene, og det andre punktet går mer i detalj på testing og feilsøking.

Selve printkortet ble belyst og etset med skolens utstyr, men konstruksjonen av kretsen i Orcad er klargjort og støtter langt mer avansert produksjon av printkort, samt montering, men denne typen utstyr er ikke per i dag tilgjengelig på Høgskolen i Gjøvik.

Komponentvalgene falt i retning av de mest komprimerte kretsene det var å finne på markedet, og derav ble loddingen av komponentene noe utfordrene, dette er omtalt under avsnitt 4.5.2.

Monteringen ble utført trinnvis (Avsnitt 4.5.1), dette etter et systematisk prinsipp som ga mulighet til å teste de forskjellige funksjonene i kretsen løpende med produksjonen.

Etter monteringen og trinnvis funksjonstesting, ble programmet (Avsnitt 4.4) lest inn til mikrokontrolleren, som deretter videresender ”deletallene” inn til PLLen.

Under testingen av den ferdige prototypen, ble det fastslått en funksjonsfeil, i form av manglende respons/låsing i PLL. Feilsøkingen vedrørende dette er omtalt i avsnitt 4.5.4.

I forbindelse med denne feilsøkingen, ble det også produsert to testkort (avsnitt 4.5.4.3), for å lettere kunne fastslå feilkilden.

Når feilene ble løst og PLL kretsen låste på ønsket frekvens, ble forsterkerne tilsluttet, og til sist et modulert TTL signal påtrykt senderen.

4.5.1 Trinnvis montering

Monteringen ble valgt å utføre i trinn lignende blokkskjemaet i Orcad Capture (Figur 4.3.1.1.1), noe som da tillater å teste de enkelte komponentene/kretsene etter hvert som de loddes på printkortet.

Her virket det fornuftig å montere strømforsyningene først, for å kontrollere riktig og stabil spenning ut, da også med den beregnede typiske lasten på ca 830m ampere.



(VCO, 35 + PA, 650 + Driver, 45 + CPU, 8 + PLL, 7) mA, + MAX1626, 90% effektivitet.

Totalt forbruk = 830 mA.

Videre ble VCO montert og testet, ved kun tilførsel av driftsspenningen på 5 VDC, viste den med måling i spektrumanalysator en uteffekt på ca 0 dBm ved den gitte minimum frekvens på ca 2030 MHz.

Ved et påtrykk av spenning mellom 0 – 5 VDC på VCOen sin tuning inngang, varierte frekvensen opp til ca 2330 MHz, og ved en spenning omkring 3.5 VDC oscillerte den ved 2250 MHz, som er midt i det ønskede virkeområdet.

Deretter ble forsterkerne montert og testet.

Testingen av forsterkernes effekt ble det ikke lagt stor vekt på, da skolens utstyr mer gir en indikasjon på effekten, enn en fullverdig måling. Dette kommer blant annet av mangelen på prober til denne frekvensen, samt at den digitale spektrumsanalysatoren ikke er kalibrert, og gir store feil og avvik i effektmålinger.

Målingene av forsterkningen kunne likevel vise et ”fornuftig” resultat, da driveren ga en forsterkning på ca 10 dB og PA-forsterkeren ca 13 dB. Her må det merkes at kretsen feilbelastes med probene og gir avvik. PA-forsterkeren ble testet uten noen form for tilpassing på utgangen og er derfor ikke tilpasset måleutstyret på 50Ω .

Det siste trinnet var monteringen av mikrokontroller og PLL. Etter monteringen ble programmet til mikrokontrolleren lest inn fra PC-en, noe som virket å fungere fint ved første forsøk.

Dataene angående deletallene som skal leses fra mikrokontrolleren blir automatisk sendt hver gang kretsen tilsluttes driftsspenning, og kan manuelt resettes/leses på ny, ved å jorde mikrokontrollerens pin 21 i ca 1 sekund.

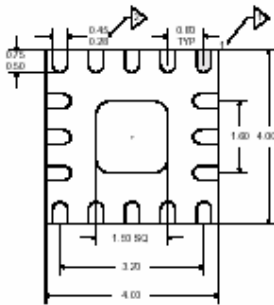
4.5.2 Lodding av komponenter

Loddingen av kretsen ble gjort på skolens loddelab., og det ble benyttet ordinære induksjons loddebolter, flussmiddel og mikroskop.

Hoveddelen av kretsen består av normale overflate monterte enheter (SMD), men PLL, MOSFET, spenningsregulator og spesielt PA-forsterkeren krevde bruk av mikroskop til monteringen.

PA-forsterkeren er av en type ”Ballgrid”, en enhet med loddepunkter ikke bare langs sidene, men også midt under (Figur 4.5.2.1).

Loddeutstyr til dette er ikke skolen rustet med, så det ble improvisert på en noe tvilsom metode.



Figur 4.5.2.1 Fotavtrykk siden på PA -forsterkeren

For å kunne lodde jord feltet som sitter midt under forsterkeren, ble det boret et hull i den berørte padden på printkortet, dette for å bruke en tilslippt og fortinnet koppertråd (1mm) til å tre opp fra undersiden, samt varme den tilstrekkelig til at den fortinnede kopperenden smeltet fast i det fortinnede jordplanet på forsterkeren.

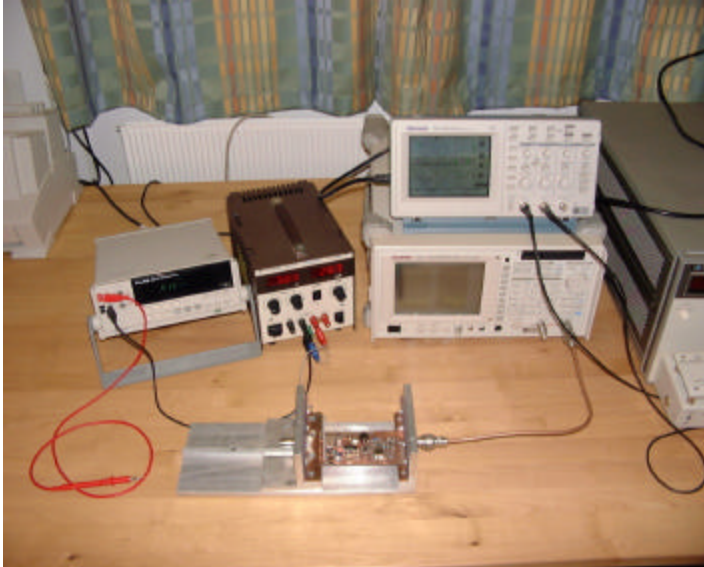
Dette må skje før loddingen av de øvrige punktene rundt forsterkeren, sånn at det er mulig å kontrollere om loddingen sitter tilstrekkelig. Enheten ble teipet fast med en 180°C varmebestandig tape, for å kunne holde den på plass under loddingen.

Her vil en liten vridning under loddingen være nok til kortslutning, så det er ikke mulig å gjøre denne operasjonen uten et bra mikroskop.

Forsterkeren ligger også så nære printkort overflaten med ”kroppen” sin, sånn at det ikke er plass til flussmiddel, eller få vasket dette vekk.

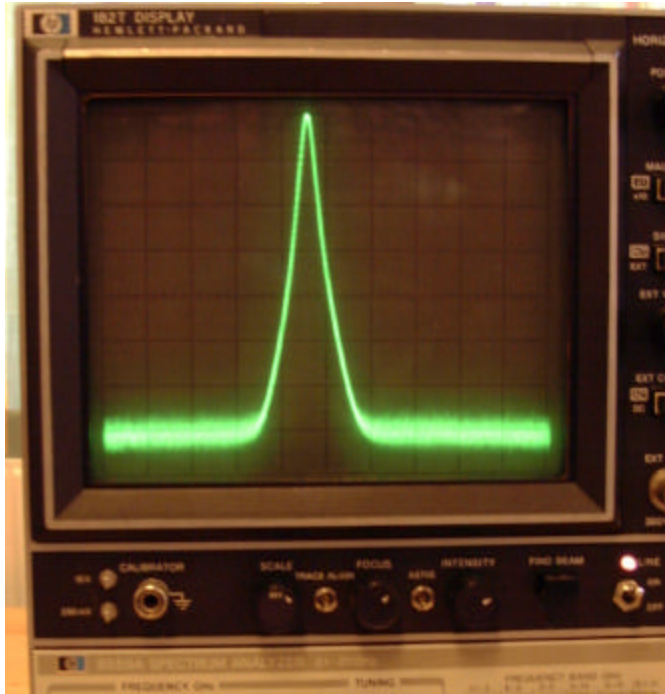
4.5.3 Testing av kretsen

Kretsen ble satt opp i målejiggen og tilkølet den analoge spektrumsanalysatoren før driftsspenningen ble tilsluttet (Figur 4.5.3.1).



Figur 4.5.3.1 Oppsett i jigg

Det ble en umiddelbar reaksjon på utgangen (Figur 4.5. 3.2), et signal på ca 20 dBm, noe som er 10 dBm lavere enn ønsket, og ved en frekvens på ca 2030 MHz. Dette gir en pekepinn i retning misstilpassning med hensyn på uteffekten, og med tanke på frekvensen, er det trolig at PLL ikke låser.



Figur 4.5.3.2 Utgangssignal på prototyp, 20 dBm på topp (10 dBm/rute, 10 MHz/rute)

Forsterkningen blir det valgt å ikke legge stor vekt på, siden tapet trolig skyldes misstilpassninger i transmisjonslinjene og på utgangen til PA-forsterkeren. Kontrollen av PLLen er mer kritisk, da den er grunnsteinen til senderens virkemåte og sendefrekvens.

Det viser seg at kretsen ved normal drift ikke forbruker mer enn 269 mA.

Som en test på PLLen, ble det målt på charge pump utgangen, som er forsyningen til VCOens tuneinngang. Fra tidligere (Avsnitt 4.5.1) er det funnet at for ca 2250 MHz skal PLLen levere 3.5 VDC. Siden dette er frekvensen som det er blitt valgt å programmere PLLen med, er det naturlig å anta at spenningen skal ligge i det området.

Den målte spenningen er 0 volt, noe som kan bety mye:

Feil i PLL

Feil i mikrokontroller

Feil i VCO

Feil i krystall på mikrokontroller (kan leses *til* om dette ikke fungerer)

Feil i krystalloscillator til PLL



4.5.4 Feilsøking

Funksjonstesting av kretsen ga mange muligheter til feilkilde, det ble da valgt å eliminere feilene etter vanlighetsgrad, det enkleste ble kontrollert først.

Krystalloscillatoren ble først testet, i nivå og frekvens.

Målingene ble utført med den analoge spektrumsanalysatoren, med en klippet 50Ω kabel, koplet i serie med en keramisk kondensator på ca 10 pF til DC fjerning, dette er ikke helt pålitelig, og med hensyn på at belastningen på kretsen endres, som en 50Ω motstand i parallell til jord, blir målingene meget anslagsvis.

Krystalloscillatoren viser 50 MHz og et signal på ca 3 dBm ; noe som er mer enn tilstrekkelig, kravet er -5 dBm .

Krystallet til mikrokontrolleren blir målt med et digitalt oscilloskop for å kontrollere om det svinger, nivå kan ikke måles, men det er heller ikke vesentlig, for om krystallet svinger, er nivået stort nok. Testingen tilsier at krystallet svinger.

Det råder en usikkerhet om virkemåten og nivået til VCOen, og det velges å lage en egen testekrets (Avsnitt 4.5.4.3) for å se nærmere på dette.

De resulterende målingene viser med test av tre VCOer at nivået stemmer, er likt på alle, men for lavt i forhold til typisk minimum verdi på 1 dBm , mot målte -2 dBm til 0 dBm .

Videre blir programkoden (Avsnitt 4.5.4.1) gjennomgått i detalj, og det blir gjort en liten endring, en kommando som setter en ledig pin på PLL høy eller lav etter ønske. Ingen respons blir registrert på PLL.

Det blir videre valgt å lage en egen testekrets for PLL og mikrokontroller (Avsnitt 4.5.4.2 og 4.5.4.3) for å teste ut kommunikasjonen mellom enhetene.

Etter å ha funnet at mikrokontrolleren fungerer i den grad at data sendes (Figur 4.5.4.2.1) videre og til PLL, gjenstår det å finne ut om dataene er leselige for PLL.

Feilen ble oppdaget (ref Avsnitt 4.5.4.2), og senderen låser nå bærebølgen ved den programmerte frekvensen.

4.5.4.1 Faselåst sløyfe

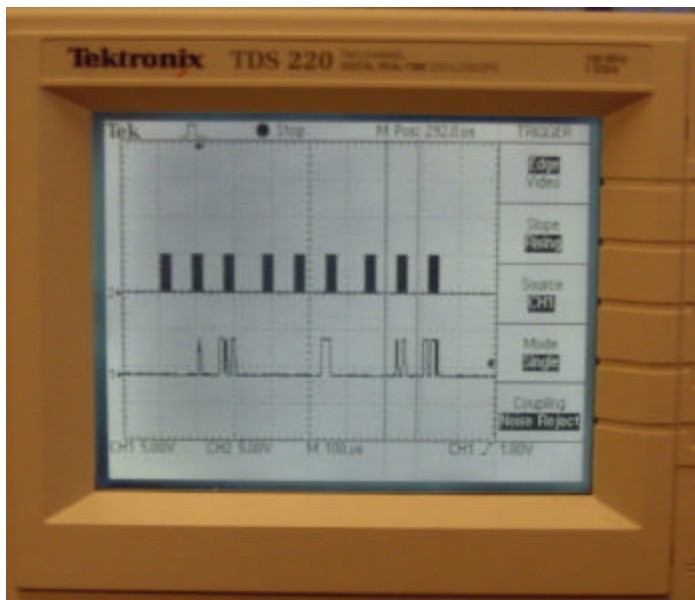
Det utviklede testkortet for kommunikasjonen mellom PLL og mikrokontroller (Figur 4.5.4.3.1), ble forsynt med eksterne generatore som erstatning for krystall oscillator og VCO utsignal, på denne måten kan frekvenser og nivå reguleres fritt.

PLLen krever et minimum innsignal fra krystalloscillator på -5 dBm, og et minimum innsignal på -15 dBm fra VCO,.

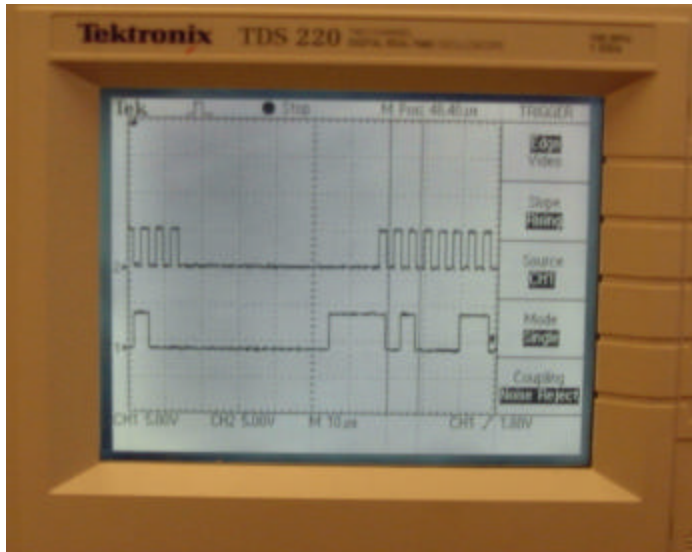
De eksterne generatorene ble satt til 0 dBm for å være på den sikre siden, men ingen resultat var å finne.

Det ble da funnet ut av tekniske data om PLL at den benyttede krystalloscillatoren hadde høyere frekvens (50 MHz), enn hva PLLen kan håndtere (40 MHz), dette var en detalj som beklagelig har blitt oversett under konstruksjonen, da tanken på en høyfrekvens enhet ikke assosierte til begrensning i en, i denne sammenheng, midlere frekvens.

Her ble det antatt å ha funnet feilen, men fremdeles var det ingen respons ut av PLL. En avlesning av den heksadesimale datastrømmen fra mikrokontrolleren ble utført med et digitalt oscilloskop (Figur 4.5.4.2.1), og denne ble tolket ved å strekke den ut i tid (Figur 4.5.4.2.2), for deretter å fysisk telle 'enere' og 'nuller' med hensyn på klokkesignalet. Signalering utenom klokkepulsene registreres ikke, da det trigges på *stigende flanke* på klokkepulsene.



Figur 4.5.4.1.1 Bilde av hele datastrømmen til PLL



Figur 4.5.4.1.2 Bilde av datastrømmen til PLL strukket i tid

Ved å summere heksadesimalt for hver klokkesekvens (8 bit), fikk vi den samme heksadesimale koden som omtalt i avsnitt 4.2. 1.2.

Konklusjonen er enkel: Mikrokontrolleren leverer hva den er programmert til. Hvorfor PLL ikke vil lese dataene er nå spørsmålet.

Etter en grundig gjennomgang av tekniske data, samt kontakt med veiledere virker det som vi står fast.

Programmet ble endret med hensyn på andre frekvenser fra referanse oscillator og RFsignal, men til ingen nytte.

LE (Load Enable), skaper en usikkerhet i om den går høy for tidlig, og dermed ødelegger det siste sendte heksadesimale tallet, så det blir lagt til en forsinkelse på LE. Senere viser det seg å være unødvendig, og forsinkelsen fjernes.

Videre ble det reist spørsmål til de eksterne oscillatorene, de er oppgitt til å klare 0 dBm ved 50Ω , etter en kontroll av utsignalet fra disse, ble det fastslått at dette stemmer ganske bra, men utspenningen er bare på 1 volt.

Her ble det videre funnet at PLL ikke bare stiller krav til signalstyrken i dBm, men krever en spenning på $\frac{1}{2} V_{cc}$, noe som tilsvarer 2.5 volt.

Databladet til PLLen blander dBm for forskjellige laster om hverandre, og det faller naturlig å tro at det er snakk om lik belastning når ikke annet er spesifisert.

De eksterne generatorene ble fjernet, en 30 MHz krystalloscillator ble montert, og RFsignalet ble nå erstattet av en nyere generator med justerbar spenningsnivå. Kretsen låser og virker umiddelbart med tilstrekkelig spenningsnivå inn.

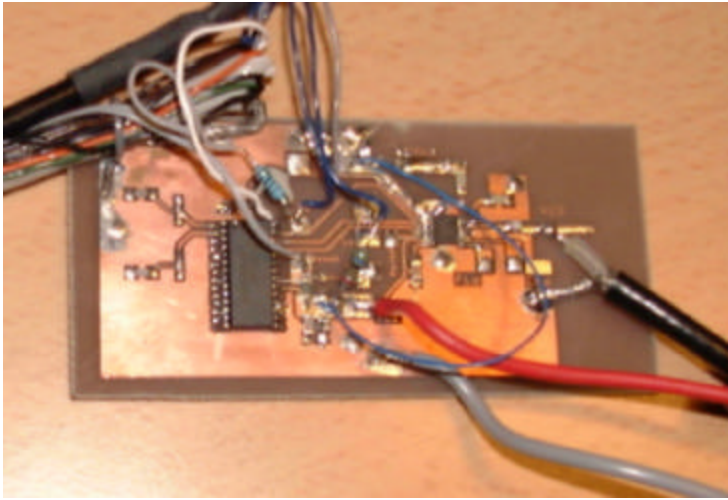


4.5.4.2 Testkort

Det ble utviklet to testkort, et til testing av VCO, og et til å teste kommunikasjonen mellom PLL og mikrokontroller.

Testkortet til VCOen bestod bare av VCOen og nødvendige avkoplinger, samt en 50Ω mikrostrip transmisjonslinje til RFut.

Testkortet til PLLen og mikrokontrolleren (Figur 4.5.4.3.1), er også i hovedsak bestående av PLL og mikrokontroller, samt nødvendige nettverk. Skjematisk er oppbygningen av testkretsen lik kretsskissen under den hierarkiske blokken "PLL" i avsnitt 4.3.1.1.



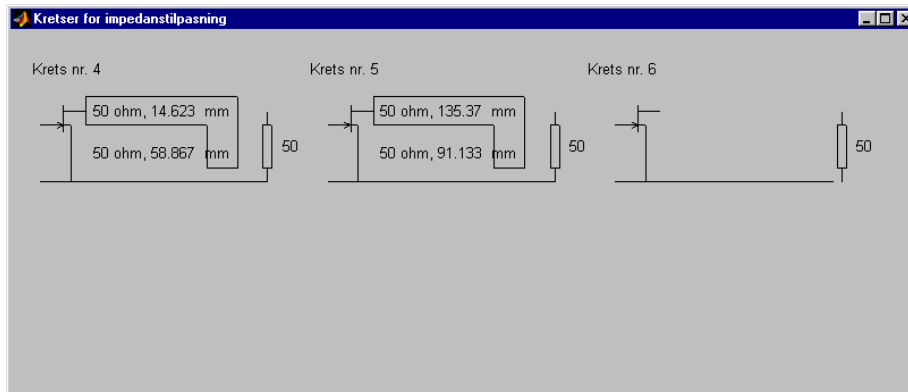
Figur 4.5.4.2.1 Bilde av testkortet for PLL og kontroller

4.6 Konstruksjon av ny prototyp

Etter mange modifiseringer, av og på loddinger av komponenter, ble det bestemt at en ny prototyp skal lages, her med hensyn på en mer komprimert versjon og korte transmisjonslinjer.

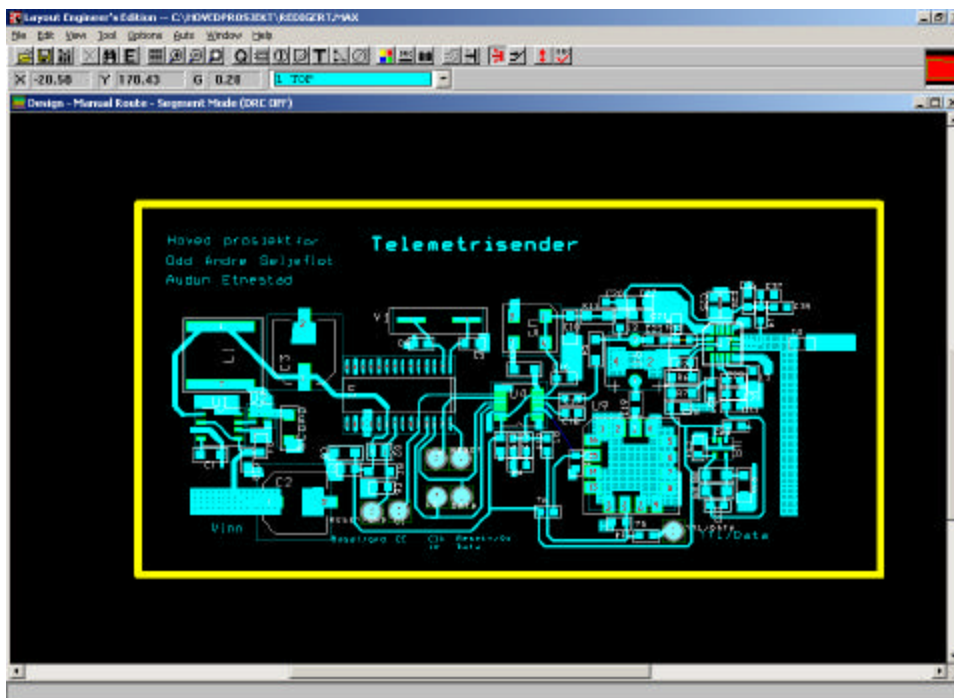
Videre ble alle de keramiske kondensatorene endret til størrelsen "0805", de motstandene som er i kretsen forble "1206", da dette var eneste størrelse tilgjengelig på skolen.

Det ble gjort et enkelt forsøk på å tilpasse utgangen til forsterkeren med Matlab programmet "Elnikk", med gitte data fra leverandøren RFMikrodevices, impedans mot last ca $Z_L = 5 + j\Omega$, om det er en reell verdi fremkommer ikke fra leverandør, men det velges å anta dette (tidspress). Krets nr 4 fra figur 4.6.1 brukes.



Figur 4.6.1 Impedans tilpasning i Elnikk

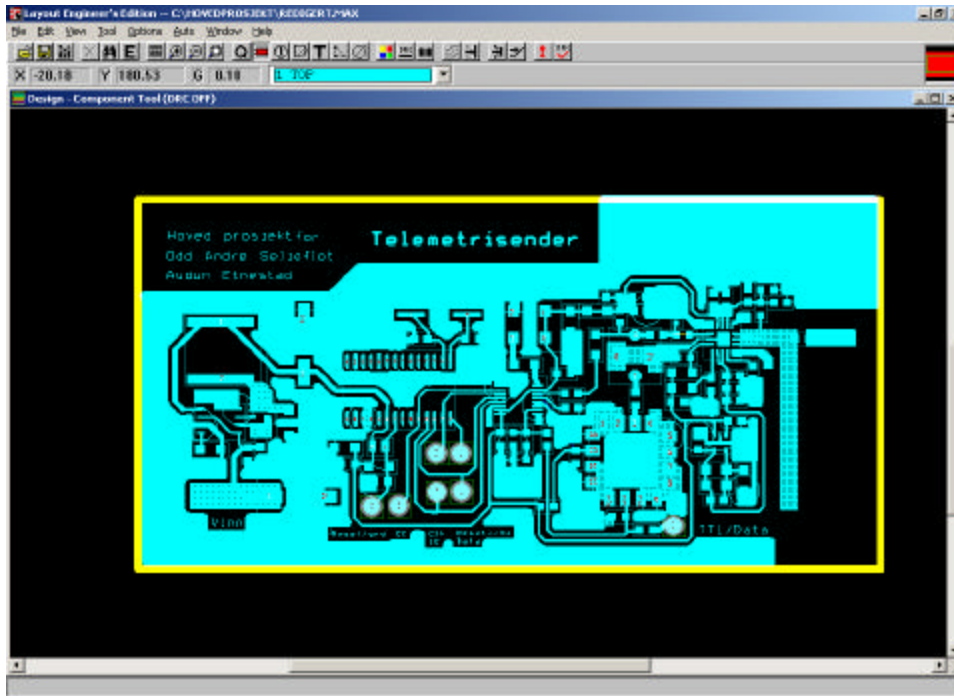
Senderen vil nå fint kunne tegnes (Figur 4.6.2) på et printkort med størrelsen 10 cm x 4 cm, mot det ønskede produktet på ca 9 cm x 3 cm.



Figur 4.6.2 Modifisert prototyp

Dette er kun en prototyp, og det er avsatt rikelig med plass til testpunkter og tilkoplinger, så en videre komprimering lar seg lett gjøre.
Her må det også ta i betraktning at en svitsjet strømforsyning på 5 volt/1 ampere er inkludert på kortet til senderen.

Det ferdige kortet vises med pålagt jordplan i figur 4.6.3



Figur 4.6.3 Modifisert prototyp med jordplan

Det ble straks konkludert at bruken av en $\frac{1}{4}\lambda$ trafo er den beste løsningen når det antas reelle verdier, men dette ble ikke oppdaget før printkortet alt var laget.

Beregning av $\frac{1}{4}\lambda$ trafo:

$$Z_0 = \sqrt{50W/5^{-1}W} = \underline{15,8W}$$

Ved hjelp av Elnikk ble bredden for microstrip linja med en impedans på 16Ω funnet til å være:

Bredde 14 mm (16W)

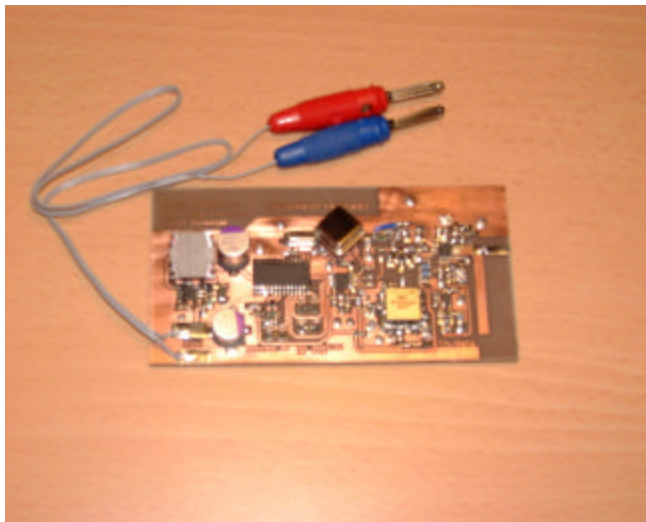
Lengde 1.757 cm ($\frac{1}{4}\lambda$ på printet).

Bølgelengde på aktuelt printkort er avhengi av $\epsilon_{\text{effektiv}}$ (her brukt 3.6):

$$l = \text{lysfart} [C] / (\sqrt{\epsilon_{\text{effektiv}}}) = \underline{7.027 \text{ cm}}$$

$$\frac{1}{4} l = \underline{1.757}$$

Dette er en løsning som anbefales.

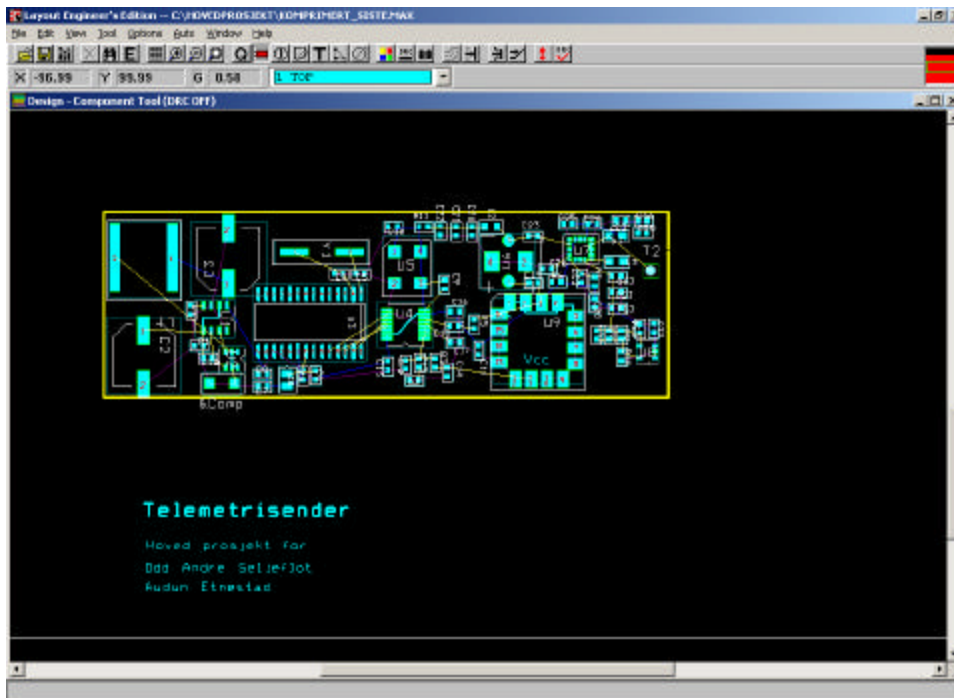


Figur 4.6.4 Ferdig modifisert prototyp

Figur 4.6. 4 viser det ferdige produktet, en videre komprimering var ikke mulig med tiden vi hadde til rådighet, men for å fullføre kravet om fysisk størrelse, ble det konstruert et komprimert utlegg i Orcad Layout (Avsnitt 4.6.1), som tilfredsstillter alle krav om komprimering, dette inkluderer også strømforsyningen.

4.6.1 Komprimering av utlegg

For å tilfredsstille kravene om fysisk størrelse på kretsen, ble det foretatt en videre komprimering i Layout, her er alle motstander og keramiske kondensatorer endret til "0603", og Border Outline er tegnet som ønsket 9 cm x 3 cm (Figur 4.6.1.1).



Figur 4.6.1.1 Komprimert tegning i Layout

Som det fremgår av figuren, er ikke banene tegnet inn, dette er ikke gjort med hensyn til eventuelle ønskede endringer fra oppdragsgiver, samt tidspresset.

Ut i fra de gitte detaljene i rapporten, samt den gjennomtenkte plasseringen nettopp med hensyn på plassering av printbaner, vil en person som er kyndig i bruk av Orcad kunne realisere denne kretsen totalt i løpet av få dager.



5 RESULTATER

For å kontrollere at telemetri senderen fungerer som den skal, ble det satt opp utstyr til å påtrykke senderen et modulert TTL signal, med variabel datafrekvens, samt utstyr for avlesning av spektrumet ut av senderen (Avsnitt 5.1).

Dette er egentlig bare en halvveis testing, da det ikke er mulig å fastslå ut i fra spektrumet om det er forvrengt og ubrukelig, men det gir en fin visning av responsen i frekvensendring/båndbredde ved påtrykk av datasignalet.

Entydig svar på senderens egenskaper og virkningsgrad krever en mottaker, samt mulighetene for påtrykk av en bestemt datakode/sekvens på senderen, som mottakeren skal kunne låse mot og tyde den sekvens som er sendt.

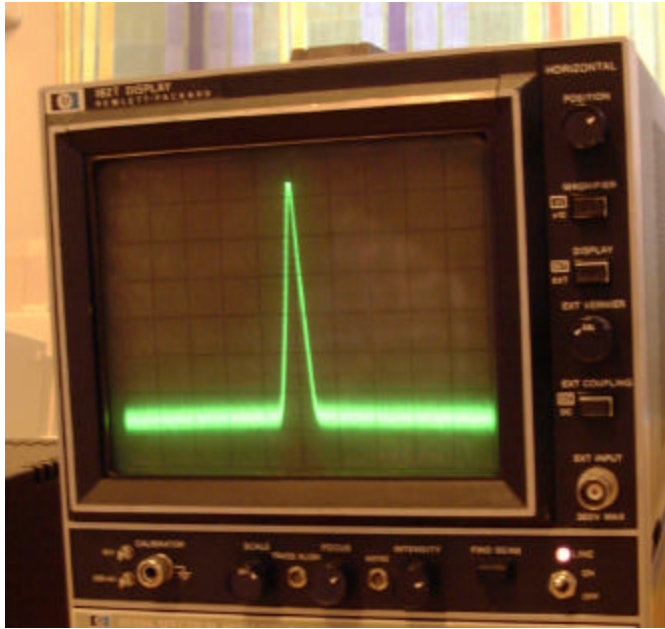
Testing ved bruk av mottaker måtte skje hos oppdragsgiver, da skolen ikke har utstyr til dette (Avsnitt 5.2).

5.1 Funksjonstesting på HiG

Testingen av telemetrisenderen som ble utført ved Høgskolen på Gjøvik, omfattet bare avlesing av sendt båndbredde, frekvens og effekt, i den grad nøyaktighet som tilgjengelig utstyr er kapabelt til å gjengi.

Kontroll med mottaker er det ikke mulighet for med skolens utstyr.

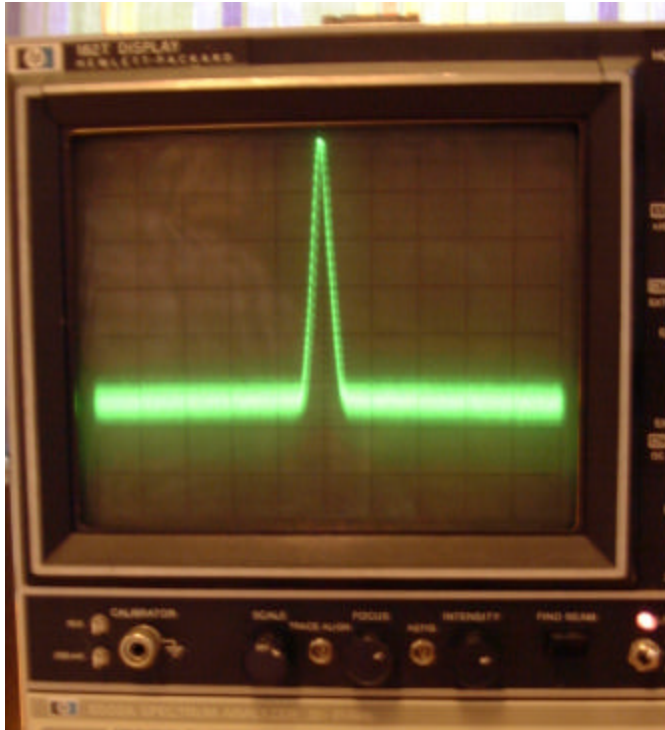
Først ble bæreølgen og dens nivå avlest(Figur 5.1.1) til 2.25 GHz og 22 dBm, noe som stemte bra, bortsett fra for lav sendeeffekt.



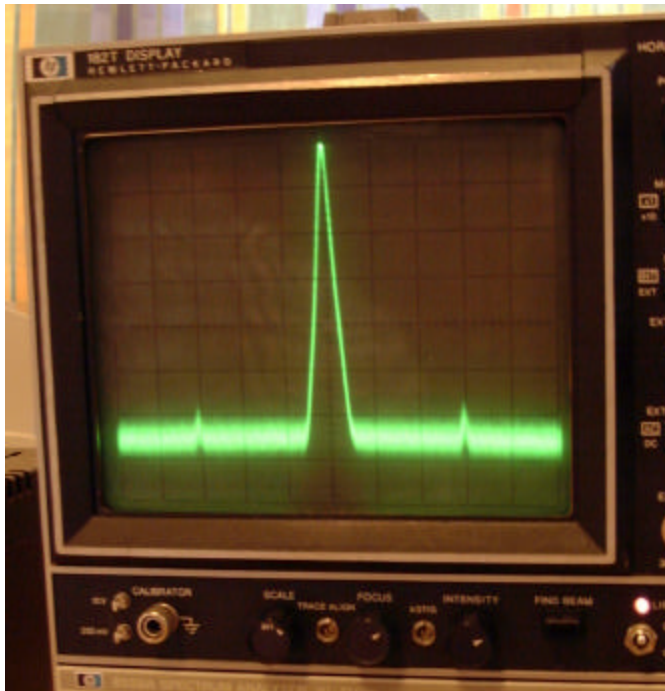
Figur 5.1.1 Uteffekt på senderen, 30 dBm på topp (10 dBm/rute, 10 MHz/rute)

Her er det ikke nivået på sendeeffekten vektlagt, da dette kan være meget feilaktig vist på grunn av feilbelastning ved måling, samt unøyaktig utstyr. Tilpassningen på utgangen er ikke helt riktig, da det vises en tydelig økning i utsignalet når transmisjonslinjen berøres.

Effekten på utsignalet fra driver (Figur 5.1.2) og VCO (Figur 5.1.3) er spesielt unøyaktige, da kretsen blir belastet med et 50Ω instrument, i tillegg til lasten på 50Ω.



Figur 5.1.2 Uteffekt fra VCO, 0 dBm på topp (10 dBm/rute, 10 MHz/rute)



Figur 5.1.3 Uteffekt fra driver, 10 dBm på topp (10 dBm/rute, 10 MHz/rute)



Ut i fra dette kan det grovt anslåes (typiske verdier i parentes):

Nivå ut VCO:	00 dBm (+3 dBm)
Nivå ut driver:	11 dBm (+15 dBm)
Vinning driver:	11 dB (12 dB)
Nivå ut PA:	22 dBm (30 dBm)
Vinning PA	12 dB (19 dB)

Her kan det leses at alle nivåene er for lave, dette kan i stor grad skyldes måleutstyret, men det kan også tyde på mistilpassninger i kretsen, spesielt på utgangen til PA-forsterkeren.

Siden utnivået fra driveren er anslagsvis 11 dBm, vil ikke PA-forsterkeren kunne yte hva den lover, da med hensyn på kravet om 13 dBm på inngangen.

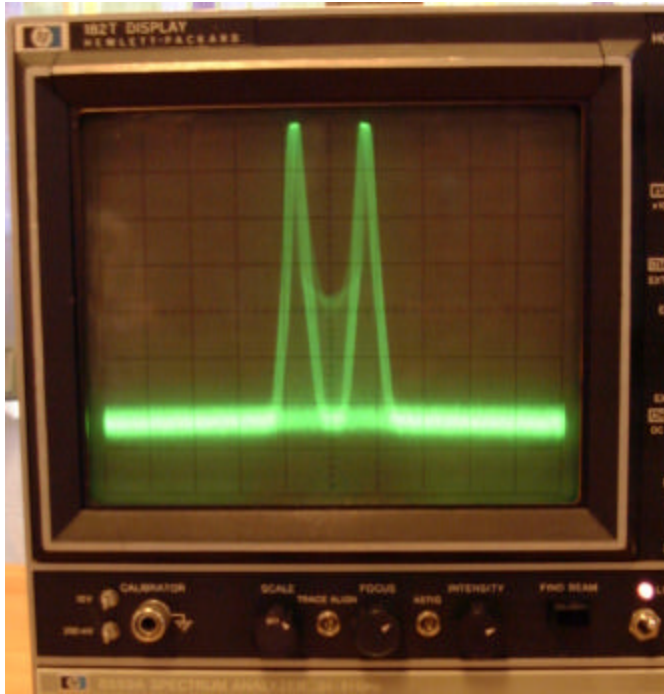
Med et raskt blikk på effektene, kan det tenkes at om VCO ytet den gitte typiske verdien, ser det ut som om regnestykket kan gå opp.

Videre ble det med en funksjonsgenerator påtrykket et TTL signal med variabel datafrekvens, samt mulighet for justering av spenningsamplitude.

Funksjonsgeneratoren har kun mulighet til å sende pulser i form av 101010...., dette er en "worst case" signalering, siden nivået endres for hvert bit. Videre begrenser den seg til maksimal datafrekvens 2 MHz.

Ved å påtrykke dette signalet inn på senderen (VCOen), ble det funnet at spenningsnivået til et (5 volts) TTL signal var for høyt, og spekteret ga en kraftig båndbredde.

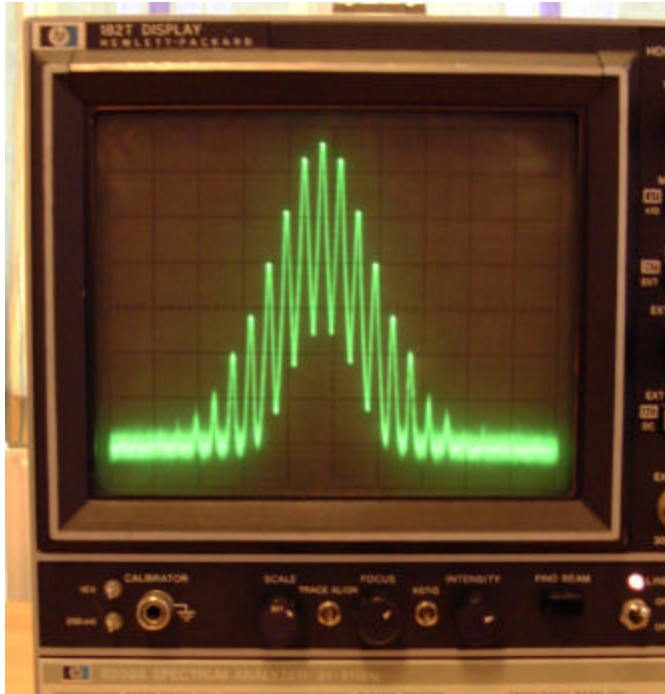
Signalnivået ble skrudd ned mot ca ½ volt, og her startet båndbredden å bli "normal" (Figur 5.1.4).



Figur 5.1.4 FM signal, modulert 20 KHz, 20 dBm på topp (10 dBm/rute, 10 MHz/rute)

Senderen krever tydelig en demping på datasignalet, dette er mer en fordel enn en ulempe, da senderen kan operere ved svakere signal.

Forskjellige datafrekvenser fra ca 1 KHz til 2 MHz ble utprøvd, og responsen avlest på spektrumsanalyseren virker stabilt og "lineært" i forhold til variert datafrekvens. Vist av figur 5.1.4, en datafrekvens på 20 KHz og et nivå på ca 400m volt, og vist av figur 5.1.5, en datafrekvens på 2 MHz og samme spennings nivå.



Figur 5.1.5 FM signal, modulert 2 MHz, 20 dBm på topp (5 dBm/rute, 10 MHz/rute)

Loopfiltret (Avsnitt 4.2.1.2) har en båndbredde på DC – 800 HZ, og ved testing ned mot denne frekvensen tydes ingen spesielle avvik i spektrumet.

Avlesninger fra analog spektrumsanalysator:

Båndbredde på datamottak: *Ca. 1 KHz til 2 MHz*

Sendeffekt: *Ca. 22 dBm*

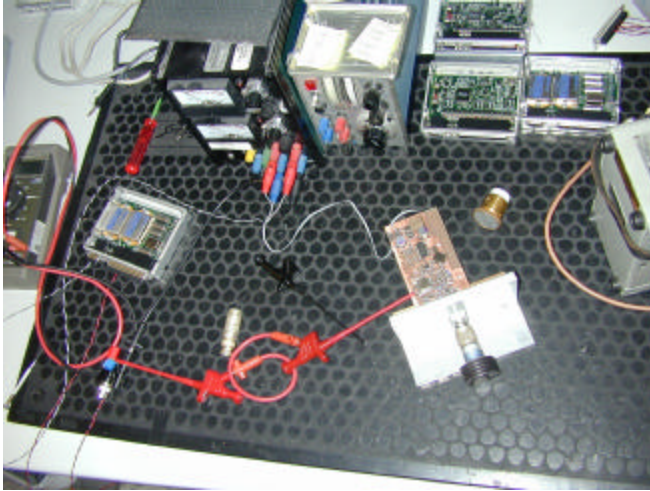
Effektmålingene er en pekepinn i retning av virkeligeffekt.

Senderens strømforbruk ved den målte uteffekten er langt under hva det ble anslått, og er målt fra strømforsyning på 8.4 VDC til:

Totalt strømforbruk = 269 mA.

5.2 Funksjonstesting hos FFI

Funksjonstestingen av telemetrisenderen som ble utført hos oppdragsgiver ved FFI Kjeller, innefattet en mer omfattende og komplett testing, da med bruk av mottaker og en bestemt datasekvens.



Figur 5.2.1 Oppsettet av senderen, ved testingen hos FFI

Oppsettet (Figur 5.2.1 og 5.2.2) bestod av en komplett mottaker, PC utstyr til å generere en bestemt datasekvens til senderen, her ved ca 850 KHz, samt tyde/låse og sammenligne den mottatte sekvensen fra mottakeren.



Figur 5.2.2 Oppsettet av mottakeren, ved testingen hos FFI

Datasignalet ble redusert ned til ca 400m volt og senderen var etter avtale gitt bæreølgen 2259.5 MHz

Som sendeantenne ble det kun benyttet en belastning på 50Ω (Figur 5.2.1).

Resultatet var meget positivt, senderen fungerte som ønsket, og selv ved små endringer i mottakerens mottakerfrekvens, låste fremdeles signalet og overføringen var generelt meget stabil.

Virkelig sendeeffekt ble forsøkt målet, men utstyret til dette var dessverre for øyeblikket defekt.

6 DISKUSJON AV RESULTATER

Den prinsipielle testingen av den første prototypen i avsnitt 4.5.3 ga funksjonsmessig tilfredsstillende resultater, men en noe lav uteffekt (jmf Figur 5.1.1).

Siden det tilgjengelige måleutstyret ved HiG ikke er egnet til nøyaktige effektmålinger, samt den utilpassede utgangen på senderen, ble ikke målingene vektlagt mer enn en pekepinn om virkningsgraden.

Det rådet til tider stor tvil om både effektmålinger og frekvens, da det viste seg at den digitale spektrumsanalytoren var ukalibrert, og ga til dels meget store avvik fra virkeligheten.

Spektrumsanalytoren som videre ble benyttet, er en eldre analog enhet, som har en meget tilfredsstillende oppløsning, om enn en noe anslagsvis nøyaktighet.

Videre ble den noe mer grundige testingen, under avsnitt 5, utført på den ”nye” prototypen. Selve effekten ut av kretsen virket å ikke endre seg, men ligge i overkant av 20 dBm, selv om utgangen på den nye prototypen var forsøkt tilpasset etter de gitte data (Avsnitt 4.6). Det ble benyttet nye komponenter i begge prototypene, noe som tilsier at de typiske verdiene trolig avviker fra virkeligheten, da spesielt VCOen (ref Avsnitt 5.1.).

De enkelte målingene på utgangene til VCO, driver og PA-forsterkeren, viste alle en tendens til både for lav uteffekt og vinning (jmf Avsnitt 5.1), dette kan komme av avvik fra typisk virkningsgrad, eller mistilpassninger i signalveien. Ved så høye frekvenser er bra tilpasning en meget kritisk faktor. Det ble i dette prosjektet ikke tid til å optimalisere tilpasningen.

Deretter ble senderen påtrykket et modulert TTL signal, men ble som vist i avsnitt 5.1 redusert til en lavere spenning. Dette kan forklares i at VCOen har en tuninginngang på 0VDC til 5VDC, og som nevnt i avsnitt 4.5.3 er den satt til ca 3.5VDC offset spenning, for å gi korrekt bærebølge, ved å addere en amplitudeverdi fra TTL på 5 volt, vil da spenningen komme opp i toppen på 6 volt. Dette er godt over arbeidsområdet til VCOen.

Målingene ut av senderen med spektrumanalysator, gir ved påtrykk av en datastrømmen inn på senderen kun en indikasjon på at det forekommer en frekvens modulasjon, samt båndbreddens variasjon i sammenheng med endring av amplitudespenning på datastrømmen.

Deretter ble det foretatt en kontroll av om senderen gir et lesbart utsignal, ved å benytte, som forklart i avsnitt 5.2, en mottaker og en bestemt datastrøm. Her ble resultatet meget tilfredsstillende, da det ved testing viste seg at overføringen var stabil, samt oppdragsgiver ga uttrykk for å være tilfreds med senderen sammenlignet med dagens anvendte sender, da sett bort fra uteffekten.



Selve målingen av uteffekt ble det aldri noen mulighet til å teste, da det som tidligere nevnt ikke er egnet utstyr til dette ved HiG, samt det uheldige sammenreffet med defekt måleutstyr hos oppdragsgiver ved FFI.

7 KONKLUSJON

Denne oppgaven gikk i hovedsak ut på å sette seg inn i nyutviklede kretser til høyfrekvens sendere, for å videre konkludere med hvilke enheter som er best egnet til den gitte problemstillingen.

Det skal i tillegg benyttes et utviklingsverktøy, Orcad, til å konstruere en sender ut av de valgte enhetene, for å til slutt realisere den utviklede senderen.

Det forelå fra oppdragsgiver et forslag til senderstruktur (Figur 4.1.1), og det ble startet med å analysere og sette seg inn i dette. Det ble fort oppdaget at denne strukturen var meget nærliggende en naturlig fysisk inndeling, da med hensyn til de tilgjengelige komponentene som var å finne på markedet.

Her er det riktig å tilføye at detaljer angående funksjonaliteten på dette senderprinsippet er forholdsvis komplisert i forhold til våres kunnskapsnivå, og nivået på de relaterte fagene vi har hatt ved HiG. Det var derfor helt nødvendig at vi brukte mye tid på å sette oss inn i nødvendig tilleggs teori, for å få tilstrekkelig forståelse av funksjonaliteten til den gitte sender strukturen.

Etter hvert som vi fikk bedre innsikt i virkemåten til denne typen sendere, fant vi det naturlig å lete etter enheter som i stor grad har kretsen integrert, dette med hensyn på forenklet tilpasning, samvirking og fysisk størrelse. Dette viste seg å være vanskelig, og med de kjente tilgjengelige komponentene på dagens marked, måtte senderen bygges i seksjoner som er nærliggende den gitte senderstrukturen.

Denne senderen ble konstruert ved skjematisk tegning. Til dette benyttet vi Orcad, og underveis lærer vi oss bruken av det. Omtalen av dette verktøyet, samt bruken av det, er i denne rapporten relativt detaljert, og kan dermed anvendes som en veiledning til bruk av programmet. Brukterskelen på programmet, vil vi ut i fra tidligere erfaringer med lignende programmer som for eksempel "Proteus", hevde at er noe høy, men med tanke på alle mulighetene verktøyet tilbyr, er dette helt naturlig. Selv om mye tid ble brukt på å lære Orcad, vil vi helt klart anbefale bruk av dette verktøyet.

Realiseringen av senderen gikk greit, selv om det noen av komponentene var krevende å montere med tilgjengelig utstyr på HiG.

Vi har videre påvist funksjonaliteten til den realiserte telemetrisenderen, da i form av effektmåling og frekvensavlesning med spektrumsanalysator, med det påtrykte datasignalet, samt avlesning av overført data til en mottaker.

Overføringen av det modulerte signalet virket som ønsket, effekten var lavere enn ønsket, noe som vi håpet å korrigere med tilpasning, men tiden ble en begrensende faktor her.



Vi føler at oppgaven har vært meget utfordrende, Vi har under prosjektperioden utviklet oss innenfor områdene ”høyfrekvensteknikk” og ”konstruksjon av telemetrisendere”.

Denne oppgaven inneholder elementer fra mange forskjellige fag vi har hatt ved HiG, en oppgave som omfattet så mange emner, samt en fysisk konstruksjon, var en type oppgaveform vi ønsket oss når hovedprosjektene ble tildelt.

Vi er fornøyd med oppgaven, og mener vi har besvart den på en tilfredsstillende måte ut fra våre forutsetninger.



8 LITTERATURLISTE

Tom McDermott, “Wireless Digital Communications: Design and Theory”, Tucson
Amateur Packet Radio Corporation, 1996, USA

Arne Wold, Kompendiet til faget “Høgfrekvensteknikk”

Maxim, MAX1626 Step-Down DC-DC kontroller,
<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX1626-MAX1627.pdf>, 1996, USA

Maxim, MAX8863 Lineær regulator,
<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX8863R-MAX8864T.pdf>, 1998, USA

National Semiconductor, LMX2326 Frekvens synthesizer datablad,
<http://www.national.com/ds/LM/LMX2306.pdf>, 2002, USA

National Semiconductor, COP8ANE Mikrokontroller datablad,
<http://www.national.com/ds/CO/COP8AME9.pdf>, 2002, USA

Sirenza Microdevices, NGA -186 Forsterker datablad,
<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX8863R-MAX8864T.pdf>, 2001, USA

RF Micro Devices, RF2163 2,5 GHz Linear Power Amplifier
<http://www.rfmd.com/DataBooks/db97/2163.pdf>, 2002, USA

Steven Goldman, “Loading PLL Frequency synthesizers with COP8Sax7”,
<http://www.national.com/an/AN/AN-1098.pdf>, 1998, USA

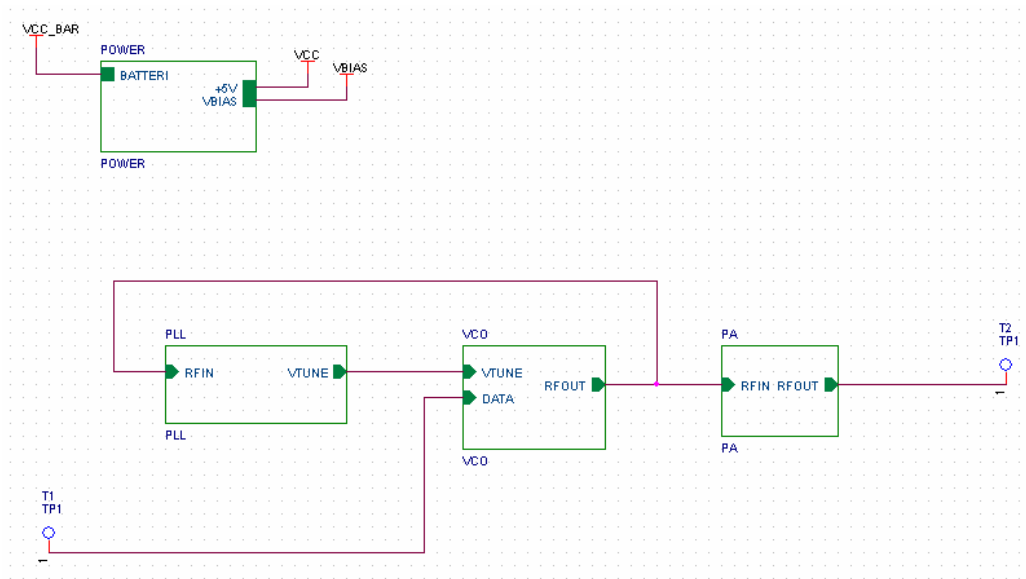


9 VEDLEGG

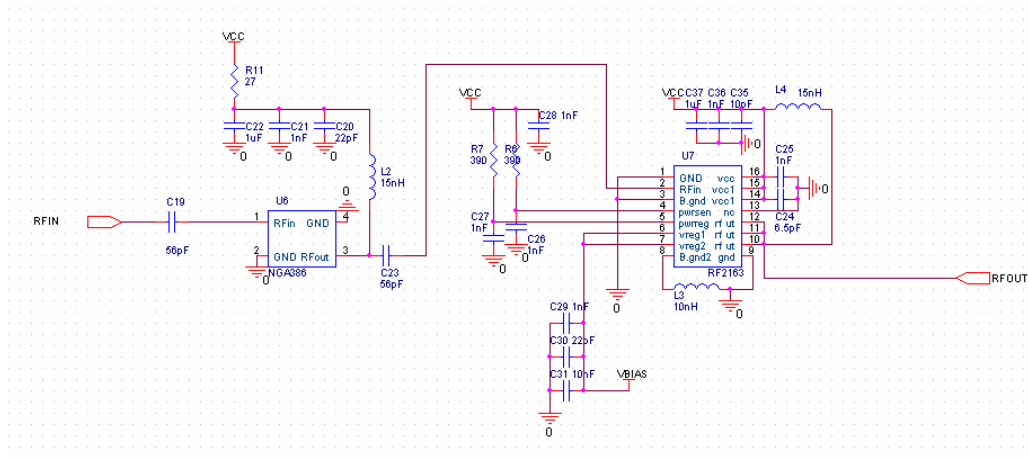
- Vedlegg A – Kretsskisser
- Vedlegg B – Program til kontroller
- Vedlegg C - Komponentliste

Vedlegg A – Krets skisseringer fra Capture.

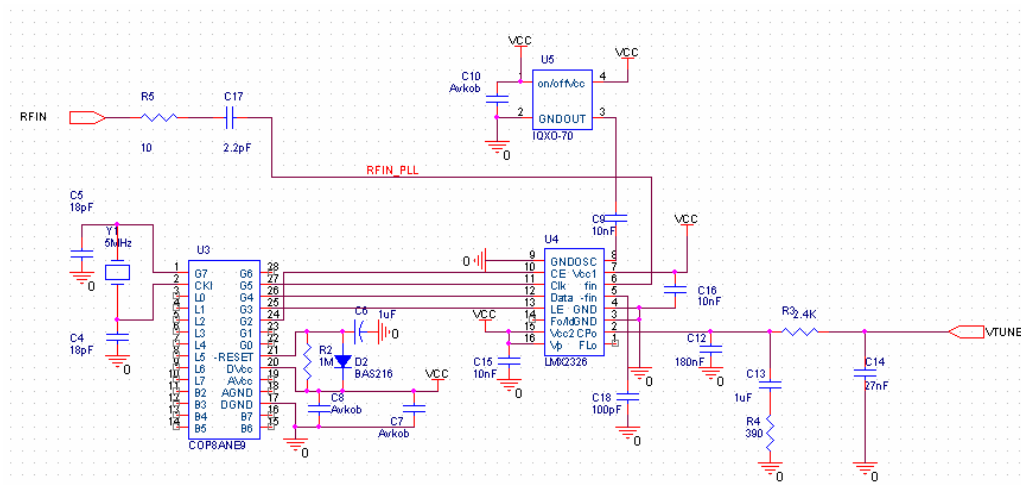
Hierarkisk blokkskjema av kretsen.



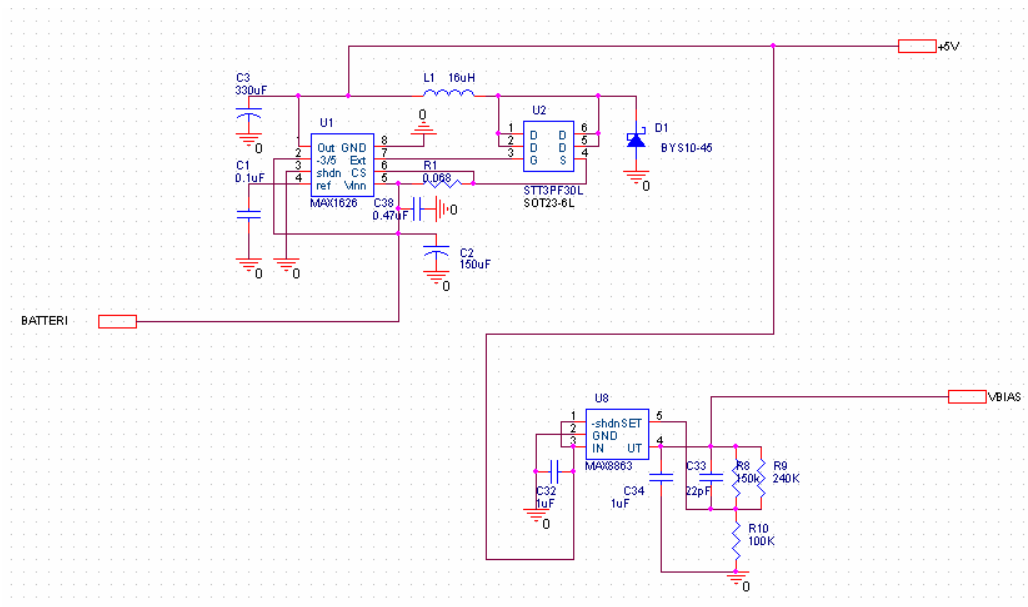
Kretsskjema av blokken “PA”.



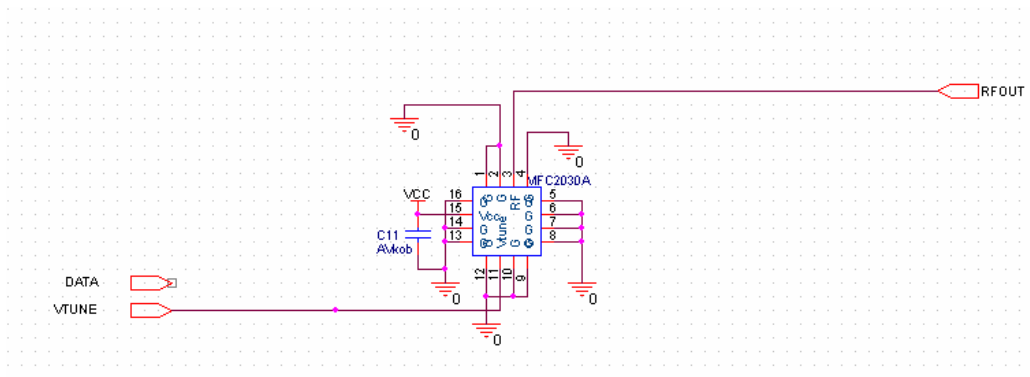
Kretsskjema av blokken “PLL”.



Kretsskjema av blokken “POWER”.



Kretsskjema av blokken “VCO”.





Vedlegg B – Kildekode til COP8ANE

```
; COP8 program for programmering av LMX2326 med Microwire
; Modifisert utgave av programmet funnet i
http://www.national.com/an/AN/AN-1098.pdf
; Frekvens 2259,5 MHz Ref.krystall 40 MHz

.TITLE LOADPLL
.CHIP 8SBR ; Assembler støtte ikke COP8ANE
.SECT MAIN,ROM,ABS=0

; Deklarasjoner

PORTGD = 0xD4      ; PORTG Data Reg
PORTGC = 0xD5      ; PORTG Config Reg
PORTG = 0xD6       ; PORTG Register (Input Only)
PORTD = 0xDC       ; PORTD
CNTRL = 0xEE       ; Control Register
PSW = 0xEF ; Processor Status Word
R0 = 0xF0 ; Loop Counter 0
R1 = 0xF1 ; Loop Counter 1
R2 = 0xF2 ; Loop Counter 2
SIOR = 0xE9 ; MICROWIRE Register
STKPTR = 0xFD      ; Stack Pointer

; Setup Control Registers, I/O Ports, Interrupts, etc.

START:

LD STKPTR, #0x6F ; Initialize Stack Pointer
LD CNTRL, #0x09 ; CNTRL is the control register for Timer1 and
MICROWIRE/PLUS

; Initialize PORTG's CONFIGURATION Register for Input or Output

LD PORTGC, #0x3C ; #0x3E = (0011:1100)

; Initialize PORTG's DATA Register for LOW, HIGH, Hi-Z, or Pull-Up

LD PORTGD, #0x05 ; #0x05 = (0000:0101)

; LOADPLL.ASM (Main Program Section)

LOADPLL: SBIT 2, PORTGD      ; Chip Enable av LMX2326
LD A, #STREAMS              ; Antall data strenger
LAID                          ; fra "lookup table"
X A, R1                      ; Bruker R1 for å telle hvor mange
strenger vi skal sende.

LD B, #0x00                  ; Start with offset pointer=0
CONFIG: LD A, #BYTESPER      ; Get Bytes per Data Stream
LAID                          ; from lookup table
X A, R0                       ; Use R0 to count number of 2Bytes per
Data Stream2
```



```
RBIT 3, PORTGD          ; Guarantee that signal LE=LOW

NEXTDATA: LD A, B       ; Load offset into 2A2

ADD A, #DATA           ; Add starting address of lookup table

LAID                   ; Fetch data from lookup table
JSRL uWire             ; Transmit via MICROWIRE
LD A, [B+]             ; Increment B Register
DRSZ R0                ; Have we finished this Data Stream
yet?
JMP NEXTDATA          ; Not yet, get another byte!

SBIT 3, PORTGD         ; After sending a complete 2Data
Stream2, set LE=HIGH.
DRSZ R1                ; Have we sent all the Data Streams?
JMP CONFIG            ; No, send the next one!

SBIT 7, PORTGD         ; Chip-Enable av PLL
                       ; assembler gir en advarsel her, dette er
                       ; uten betydning!

STREAMS: .BYTE 0x03 ; Antall strenger
BYTESPER: .BYTE 0x03 ; Byte pr. streng

; Frekvens data:

DATA: .BYTE 0x00, 0x00, 0xA3 ; Data stream #1 Function-latch
      .BYTE 0x00, 0x01, 0x40 ; Data Stream #2 R-counter
      .BYTE 0x00, 0x46, 0x9D ; Data Stream #3 N-counter

; MICROWIRE Data Transmission Subroutine: 2uWire2

uWire: LD X, #SIOR      ; Point X register to Serial I/O Register
X A, [X]               ; Store Accumulator in SIOR
RBIT 5, PORTGD         ; Force CLOCK=LOW
SBIT 3, CNTRL          ; Enable MICROWIRE Mode
SBIT 2, PSW            ; Set BUSY flag, initiating transfer
SETBUSY: IFBIT 2, PSW ; Done Yet?
JMP SETBUSY           ; Keep checking, under BUSY=LOW
RET                   ; Return to calling program

.END START
```



Vedlegg C – Komponentliste

Item Number	Quantity	Value	Description	Part Number	Part Reference
	1	10.1uF			C1
	2	1150uF			C2
	3	1330uF			C3
	4	118pF			C4
	5	118pF			C5
	6	11uF			C6
	7	1Avkob			C7
	8	1Avkob			C8
	9	110nF			C9
	10	1Avkob			C10
	11	1AVkob			C11
	12	1180nF			C12
	13	11uF			C13
	14	127nF			C14
	15	110nF			C15
	16	110nF			C16
	17	12.2pF			C17
	18	1100pF			C18
	19	156pF			C19
	20	122pF			C20
	21	11nF			C21
	22	11uF			C22
	23	156pF			C23
	24	16.5pF			C24
	25	11nF			C25
	26	11nF			C26
	27	11nF			C27
	28	11nF			C28
	29	11nF			C29
	30	122pF			C30
	31	110nF			C31
	32	11uF			C32
	33	122pF			C33
	34	11uF			C34
	35	110pF			C35
	36	11nF			C36
	37	11uF			C37
	38	10.47uF			C38
	39	1BYS10-45			D1
	40	1BAS216			D2
	41	116uH			L1
	42	115nH			L2



43	110nH		L3
44	115nH		L4
45	1	0,068	R1
46	11M		R2
47	12.4K		R3
48	1	390	R4
49	1	10	R5
50	1	390	R6
51	1	390	R7
52	1150k		R8
53	1240K		R9
54	1100K		R10
55	1	27	R11
56	1TP1		T1
57	1TP1		T2
58	1MAX1626		U1
59	1STT3PF30L		U2
60	1COP8ANE9		U3
61	1LMX2326		U4
62	1IQXO-70		U5
63	1NGA386		U6
64	1RF2163		U7
65	1MAX8863		U8
66	1MFC2030A		U9
67	15MHz		Y1